

การพัฒนาเทคนิคการปรับกำลังสำหรับระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง
แบบเรย์ลี



นายอมรเมธ พิทยาเสถียร

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

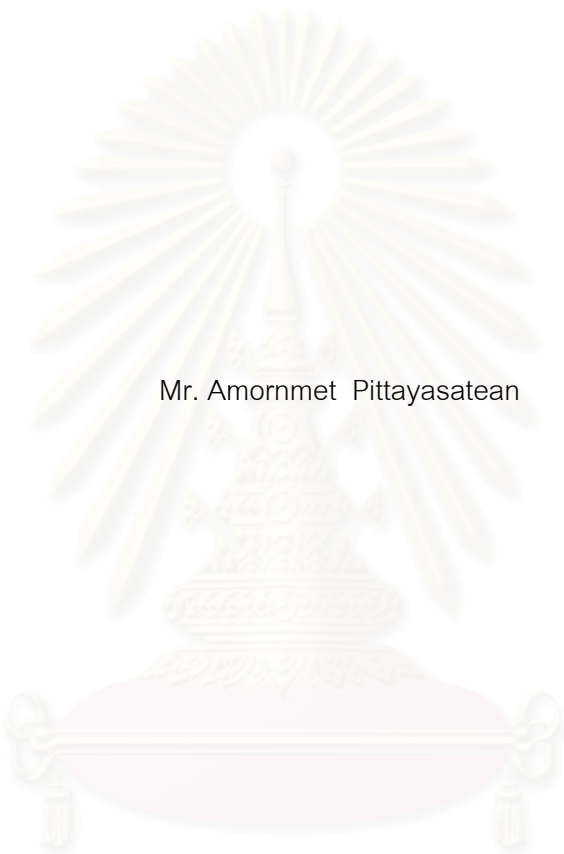
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2550

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

DEVELOPMENT OF ADAPTIVE POWER TECHNIQUES FOR MULTI-ANTENNAS
TRANSMISSION SYSTEM IN RAYLEIGH FADING CHANNEL



Mr. Amornmet Pittayasatean

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2007

Copyright of Chulalongkorn University

อมรเมธ พิทยาเสถียร : การพัฒนาเทคนิคการปรับกำลังสำหรับระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี. (DEVELOPMENT OF ADAPTIVE POWER TECHNIQUES FOR MULTI-ANTENNAS TRANSMISSION SYSTEM IN RAYLEIGH FADING CHANNEL) อ.ที่ปรึกษา : รศ.ดร.ลัญจกร วุฒิสัทธาธิกุลกิจ, อ.ที่ปรึกษาร่วม : ดร.ศิวรักษ์ ศิวโมกษธรรม 70 หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอเทคนิคการปรับกำลังส่งบนพื้นฐานการควบคุมกำลังส่งที่มีหลายระดับเพื่อภาคส่งจะสามารถใช้ประโยชน์จากข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณสำหรับระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เทคนิคการควบคุมกำลังส่งที่มีหลายระดับที่เสนอนี้สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบหลายสายอากาศที่รู้จักกันดี 2 ระบบด้วยกัน นั่นคือ ไอเกนบีมฟอ밍และการเลือกสายอากาศส่ง ประเด็นหลักของเทคนิคนี้คือการหาเซตของค่าที่ใช้ถ่วงน้ำหนักในแต่ละระดับของกำลังส่งที่เหมาะสมที่ทำให้ค่าเฉลี่ยของอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าต่ำที่สุด เพราะฉะนั้นเราจึงทำการคำนวณหาสูตรทางคณิตศาสตร์ของค่าเฉลี่ยของอัตราความผิดพลาดบิตซึ่งเป็นฟังก์ชันของค่าที่ใช้ถ่วงน้ำหนัก จำนวนระดับของกำลังส่ง และจำนวนสายอากาศส่ง นั่นคือเราสามารถหาค่าสมรรถนะของระบบที่ดีที่สุดได้ จากผลการจำลองทางตัวเลขพบว่าเทคนิคการควบคุมกำลังส่งที่มีหลายระดับที่เสนอนี้สามารถทำให้ค่าเฉลี่ยของอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้น โดยจะยิ่งดีขึ้นเมื่อจำนวนระดับของกำลังส่งเพิ่มขึ้นและจะสังเกตได้ชัดเจนยิ่งขึ้นที่ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงๆ นอกจากนี้ยังพบว่าเมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงขึ้นปริมาณของกำลังส่งที่ถูกถ่ายโอนไปยังช่วงของช่องสัญญาณที่มีสภาพของช่องสัญญาณที่แยกว่านั้นก็จะมีปริมาณที่สูงขึ้นตามไปด้วยที่เป็นเช่นนี้ก็เพื่อที่จะรักษาสมรรถนะของค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตให้ดีที่สุด

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....อมรเมธ พิทยาเสถียร.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....ศิวรักษ์.....
 ปีการศึกษา.....2550.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....อ-อ-อ.....

4770529021 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: Adaptive Power Allocation / Rayleigh Fading / Eigenbeamforming / Transmit Antenna Selection / Multi-Antenna Transmissions

AMORNMET PITTAYASATEAN : DEVELOPMENT OF ADAPTIVE POWER TECHNIQUES FOR MULTI-ANTENNAS TRANSMISSION SYSTEM IN RAYLEIGH FADING CHANNEL. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. LUNCHAKORN WUTTISITTIKULKIJ, Ph.D., THESIS COADVISOR : SIWARUK SIWAMOGSATHAM, Ph.D., 70 pp.

This thesis proposes an adaptive power technique based on multilevel transmit power control to exploit the channel state information (CSI) available at the transmitters for multi-antenna transmissions over Rayleigh fading channels. This proposed multilevel transmit power control technique is applied to two well known multi-antenna systems: eigenbeamforming and transmit antenna selection. The key issue in this technique is to determine an appropriate set of weighting factors for each transmit power level that achieves optimal average BER performance. Therefore, we have formulated mathematically the average BER as a function of the weighting factor, the number of quantized signal power levels and the number of transmit antennas, so that the optimal system performance can be obtained. Numerical results have shown that the proposed multilevel transmit power control technique can provide substantial average BER improvements. The improvement appears to be increased with the increasing in the number of quantized signal power levels and the improvement is found to be significant at higher values of SNR. At higher SNRs, it is also observed that a larger proportion of power are transferred to the period of poor channel condition to maintain the maximum average BER performance.

Department:Electrical Engineering..... Student's:Amornmet Pittayasatean
 Field of study: ...Electrical Engineering..... Advisor's:
 Academic year: .2007..... Co-advisor's:
 (Note: The handwritten signatures for the Advisor and Co-Advisor are visible above the lines.)

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถดำเนินการสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. วัลลภกร วุฒิสัทธาภิบาลกิจ และอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ดร. ศิวรักษ์ ศิวโมกษธรรม ที่กรุณาให้คำแนะนำ แนวทาง รวมทั้งข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ในการวิจัยอย่างใกล้ชิดมาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ในห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ชั้น 13 ตึกวิศวกรรมไฟฟ้า 4 ทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษาและข้อคิดที่ดีมาโดยตลอด

ขอขอบคุณสถาบันบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีไทย (TGIST) ที่ให้การสนับสนุนทางด้านเงินทุนแก่ผู้วิจัยตลอดมาจนสามารถสำเร็จการศึกษา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และทุกๆ ท่านในครอบครัวของผู้วิจัยที่ให้การสนับสนุนในด้านการเงินและกำลังใจแก่ผู้วิจัยตลอดมาจนสามารถสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฅ

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	3
1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
1.6 คำโครงวิทยานิพนธ์.....	4
2 ความรู้พื้นฐาน.....	6
2.1 ระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบปรับตัว.....	6
2.2 เทคนิคการปรับตัว (Adaptive Techniques).....	8
2.2.1 เทคนิคการปรับอัตราการส่ง (Variable-Rate Techniques).....	8
2.2.2 เทคนิคการปรับกำลังส่ง (Variable-Power Techniques).....	9
2.2.3 เทคนิคการปรับการเข้ารหัส (Variable-Coding Techniques).....	10
2.3 การปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK.....	11
2.4 สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK.....	13
2.5 ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด.....	15
2.6 ไตเวอร์ซิตีทางปริภูมิ.....	18
2.6.1 ไตเวอร์ซิตีทางปริภูมิแบบ selection diversity.....	19
2.6.2 ไตเวอร์ซิตีทางปริภูมิแบบ feedback or scanning diversity.....	21
2.6.3 ไตเวอร์ซิตีทางปริภูมิแบบ maximal ratio combining.....	21

บทที่	หน้า
2.6.4 ไตเวอร์ซิติทางปริภูมิแบบ equal gain combining.....	23
3 การรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอน์เกนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ.....	24
3.1 หลักการทำงานของเทคนิคการรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอน์เกนบีมฟอมมิง ในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ.....	24
3.2 การรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีไอน์เกนบีมฟอมมิงสำหรับการ มอดูเลตแบบ BPSK.....	25
3.3 สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธี ไอน์เกนบีมฟอมมิงสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK.....	27
3.4 ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด.....	29
4 การรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ....	34
4.1 หลักการทำงานของเทคนิคการรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศ ส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ.....	34
4.2 การรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งสำหรับการ มอดูเลตแบบ BPSK.....	35
4.3 สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีเลือก สายอากาศส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK.....	38
4.4 ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด.....	40
4.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับ กำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอน์เกนบีมฟอมมิงกับวิธีเลือกสายอากาศส่ง.....	49
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	52
5.1 บทสรุป.....	52
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	54
รายการอ้างอิง.....	55
ภาคผนวก.....	58
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	70

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 2.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้เทคนิคการส่งผ่านแบบปรับตัว.....	8
รูปที่ 2.2 เฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี.....	11
รูปที่ 2.3 เฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีถูกแบ่งออกเป็น 8 ระดับ.....	12
รูปที่ 2.4 อัตราผิดพลาดบิตของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 4 ระดับ โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่แตกต่างกัน.....	16
รูปที่ 2.5 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 8 ระดับ.....	17
รูปที่ 2.6 อัตราผิดพลาดบิตเมื่อแทนด้วยค่าที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละค่าของการแบ่งระดับของเฟดดิ้ง.....	18
รูปที่ 3.1 แบบจำลองโครงสร้างของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอวมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ.....	25
รูปที่ 3.2 อัตราผิดพลาดบิตของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 4 ระดับ ในกรณีเสาส่งหนึ่งต้น ($M_r = 1$) โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่แตกต่างกัน.....	30
รูปที่ 3.3 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 8 ระดับ.....	31
รูปที่ 3.4 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 1 ต้น ($M_r = 1$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 และ 128 ระดับ.....	32
รูปที่ 3.5 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4, 8, 16 และ 32 ระดับ.....	33
รูปที่ 3.6 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4, 8 และ 16 ระดับ.....	33
รูปที่ 4.1 แบบจำลองโครงสร้างของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกเสาอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ.....	35

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.2 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ.....	40
รูปที่ 4.3 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ.....	41
รูปที่ 4.4 (a) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 2 ระดับ ($L = 2$) ในกรณี เสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$).....	44
รูปที่ 4.4 (b) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 4 ระดับ ($L = 4$) ในกรณี เสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$).....	44
รูปที่ 4.4 (c) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 8 ระดับ ($L = 8$) ในกรณี เสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$).....	45
รูปที่ 4.5 (a) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 2 ระดับ ($L = 2$) ในกรณี เสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$).....	47
รูปที่ 4.5 (b) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 4 ระดับ ($L = 4$) ในกรณี เสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$).....	47
รูปที่ 4.5 (c) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 8 ระดับ ($L = 8$) ในกรณี เสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$).....	48
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของ การปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีไอน์เกนบีมโฟมมิงกับวิธีเลือกสายอากาศส่ง ในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ.....	49

ภาพประกอบ

หน้า

รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของ
 การปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอมมิงกับวิธีเลือกสายอากาศส่ง
 ในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งออกเป็น
 1, 2, 4 และ 8 ระดับ.....50



สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

บทนำนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน ประโยชน์ที่ได้รับ และเค้าโครงของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการพัฒนาด้านการสื่อสารไร้สายเป็นไปอย่างรวดเร็วเพื่อรองรับระบบสารสนเทศที่เข้ามามีบทบาทในทุกๆองค์กรทั้งภาครัฐและเอกชน เทคโนโลยีด้านการสื่อสารจึงถือเป็นกลไกสำคัญอย่างหนึ่งที่มีส่วนในการผลักดันให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางเศรษฐกิจสังคมและการเมืองที่จะต้องพัฒนาควบคู่กันไปอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ระบบการสื่อสารข้อมูลทางดิจิทัล ไม่ว่าจะเป็นการส่งข้อมูล ภาพ เสียง และมัลติมีเดียต่างๆ เหล่านี้ ต่างก็มีแนวโน้มที่จะกระทำผ่านช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายมากขึ้น โดยช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายนั้นมีปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งคือ ปัญหาการลดทอนของสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับซึ่งสามารถแบ่งออกได้ 3 ประเภทด้วยกันคือ ประเภทแรก ปัญหาการสูญเสียเชิงวิถี (path loss) เป็นกรลดทอนของสัญญาณที่แปรตามระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับสัญญาณ ประเภทที่สอง ปัญหาซาโดว์ริง (shadowing) เกิดจากการที่สัญญาณบางส่วนถูกบดบังไปชั่วคราวจากสิ่งแวดลอมรอบข้าง เช่น ตึก ต้นไม้ เป็นต้น เมื่อผู้ใช้เคลื่อนที่ออกจากบริเวณนั้นสัญญาณที่รับได้ก็จะมีกำลังแรงดัดังเดิม และปัญหาที่ส่งผลกระทบต่อแรงที่สุดคือ ปัญหาของเฟดดิ้งหลายวิถี (multipath fading) เกิดจากสิ่งกีดขวางต่างๆ รอบข้างสะท้อนและหักเหสัญญาณไปในหลายทิศทาง ส่งผลทำให้สัญญาณที่รับได้ประกอบด้วยจำนวนสัญญาณหลายๆ สัญญาณที่เดินทางมาจากทิศทางที่แตกต่างกันโดยมีทั้งขนาดและเฟสที่แตกต่างกัน ผลกระทบของเฟดดิ้งหลายวิถีทำให้ระดับของสัญญาณที่รับได้มีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างบ่อยครั้ง การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอาจเกิดขึ้นได้มากถึง 30-40 dB จึงได้มีความพยายามในการแก้ปัญหานี้ แนวทางหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหานี้ คือ การเข้ารหัสและการมอดูเลตแบบปรับตัว (adaptive modulation and coding)

การเข้ารหัสและการมอดูเลตแบบปรับตัว (adaptive modulation and coding) ทำให้การส่งบนช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาเกิดความแม่นยำและมีการใช้งานสเปกตรัมอย่างมีประสิทธิภาพ [1] หลักการเบื้องต้นคือการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับและป้อนค่าที่ประมาณได้กลับไปยังภาคส่ง ดังนั้นรูปแบบของการส่งสามารถปรับให้สัมพันธ์กับคุณลักษณะของช่องสัญญาณ เทคนิคการเข้ารหัสและการมอดูเลตแบบปรับตัวจะปรับตัวไปตามสภาพของเฟดดิ้งเพื่อที่จะยังคงรักษาสมรรถนะของระบบให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ เมื่อคุณภาพของช่องสัญญาณเลวมากๆ ระบบจะถูกออกแบบให้ทำการหยุดส่งสัญญาณเพื่อเก็บพลังงานไว้ใช้ในช่องสัญญาณที่ดีขึ้น การปรับตัวตามเฟดดิ้งของช่องสัญญาณนั้นสามารถเพิ่มค่าเฉลี่ยของปริมาณงาน (average throughput), ลดความต้องการกำลังส่ง, ลดความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตโดยเฉลี่ย โดยการนำเอาข้อได้เปรียบของช่องสัญญาณที่ดีเพื่อส่งที่อัตราข้อมูลที่สูงขึ้นหรือใช้กำลังต่ำลง และลดอัตราข้อมูลหรือเพิ่มกำลังในช่องสัญญาณที่เลว ในงานวิจัย [2] เสนอเทคนิคการเข้ารหัสและการมอดูเลตแบบปรับตัวเพื่อที่จะทำให้ประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัมเฉลี่ยมีค่ามากที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษาระดับของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต หลักการเบื้องต้นนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับช่องสัญญาณ MIMO, ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ที่มีการปรับเท่า (equalization), OFDM, CDMA, และระบบเซลลูลาร์

การส่งผ่านที่ปรับตัวนี้เริ่มมีการวิจัยกันครั้งแรกในปลายยุค 60 และยุค 70 ต้นๆ [3, 4] มีความสนใจในเทคนิคนี้ในช่วงระยะเวลาสั้นๆ เนื่องมาจากข้อจำกัดด้านฮาร์ดแวร์, การขาดเทคนิคการประมาณช่องสัญญาณที่ดี และระบบเป็นแบบข่ายเชื่อมโยงทางวิทยุจุดถึงจุด (point-to-point radio links) โดยไม่มีการป้อนกลับมาจากภาคส่ง เมื่อเทคโนโลยีก้าวหน้าขึ้นทำให้งานวิจัยด้านนี้มีข้อจำกัดน้อยลง, เป็นผลทำให้วิธีการมอดูเลตแบบปรับตัวได้รับความสนใจอีกครั้งหนึ่งในระบบสื่อสารไร้สายยุค 3G [5, 6, 7, 8, 9] จากผลลัพธ์นี้ทำให้ระบบสื่อสารไร้สายหลายๆระบบรวมทั้ง GSM และ CDMA ระบบเซลลูลาร์ LANs นำเทคนิคการส่งผ่านแบบปรับตัวมาใช้ [10, 11, 12] โดยมีวัตถุประสงค์คือปรับปรุงสมรรถนะของการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้นไปเพื่อให้ข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับมีคุณภาพดียิ่งขึ้น สัญญาณที่รับได้ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ส่งมาจริงน้อยลงให้มากที่สุด หรืออีกแง่มุมหนึ่งก็คือเพื่อตอบสนองความต้องการของผู้บริโภคให้ได้มากที่สุดนั่นเอง

จากงานวิจัย [13] มีการใช้เทคนิคการปรับกำลังส่งเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบโดยจะพิจารณาในกรณีที่ภาคส่งรู้เฟดดิ้งของช่องสัญญาณ ซึ่งในระบบสื่อสารตามปกติแล้วการส่งสัญญาณแต่ละครั้งเราจะกำหนดให้กำลังที่ใช้ในการส่งสัญญาณนั้นมีค่าเท่ากัน หากเราสามารถ

จัดสรรกำลังที่ใช้ในการส่งแต่ละครั้ง ไม่ว่าจะเป็นการเพิ่มกำลังส่งให้มากขึ้นหรือการลดกำลังส่งลงให้เหมาะสมกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในขณะนั้น จะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น โดยเทคนิคนี้อาศัยเครื่องรับทำหน้าที่คำนวณค่าระดับกำลังส่งที่เหมาะสมโดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณและทำการป้อนกลับค่าดังกล่าวให้กับภาคส่ง เมื่อภาคส่งได้รับข้อมูลจากการป้อนกลับแล้วจึงทำการปรับค่ากำลังส่งให้แก่สัญญาณที่จะส่งออกไปแล้วทำการส่งสัญญาณนั้นออกไปยังภาครับ

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเสนอการพัฒนาเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ และเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ สำหรับการป้อนกลับแบบจำกัด เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของการส่งสัญญาณดิจิทัลผ่านช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายที่มีปัญหาเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

1.2 วัตถุประสงค์

พัฒนาเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงและเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับกับการใช้วิธีการเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เพื่อปรับปรุงการส่งผ่านสัญญาณให้มีประสิทธิภาพ ภายใต้ข้อกำหนดของกำลังส่งเฉลี่ยที่เท่าเดิม

1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. พัฒนาเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี
2. พัฒนาเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาบทความทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 - 1.1 ศึกษาบทความที่เกี่ยวข้องกับเทคนิคการปรับกำลังส่ง

- 1.2 ศึกษาบทความที่เกี่ยวข้องกับไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ
2. ออกแบบระบบที่จะจำลองและเขียนโปรแกรมการจำลองระบบนั้น
3. ทำการทดลอง เก็บข้อมูล และวิเคราะห์ผลที่ได้
4. รวบรวมและสรุปผลการวิจัยทั้งหมดเพื่อเขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจแนวคิดและหลักการพื้นฐานของเทคนิคการปรับกำลังส่ง
2. เข้าใจแนวคิดและหลักการพื้นฐานของไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ
3. เป็นแนวทางในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สาย โดยอาศัยเทคนิคการปรับกำลังส่งสำหรับทั้งระบบที่ใช้เสาส่งเพียงเสาเดียวและหลายเสาในช่องสัญญาณเฟตติงแบบเรย์ลี

1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งรายละเอียดออกเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน ตลอดจนประโยชน์ที่ได้รับ และเค้าโครงของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 ความรู้พื้นฐาน กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบปรับตัว เทคนิคการปรับตัวซึ่งมีความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์พื้นฐาน ได้แก่ อัตราข้อมูล กำลัง และการเข้ารหัส การปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK นำไปสู่การหาสมการสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK โดยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์พร้อมทั้งผลการจำลองโดยอาศัยสมการสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK นอกจากนี้จะกล่าวถึงไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิซึ่งสามารถแบ่งตามลักษณะการรับสัญญาณได้เป็น 4 รูปแบบ คือ Selection Diversity, Feedback or Scanning Diversity, Maximal Ratio Combining และ Equal gain Combining

บทที่ 3 การปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีโอเกนเป็มพอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ เนื้อหาในบทนี้เป็นการเสนอหลักการทำงานของเทคนิคการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้

วิธีไอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ การปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK และผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด

บทที่ 4 การปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ สำหรับบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ การปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด และการเปรียบเทียบผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงกับวิธีเลือกสายอากาศส่ง

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ กล่าวถึงบทสรุปจากเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ และเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ จากนั้นจะเป็นข้อเสนอแนะต่างๆ ที่มีต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐาน

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบปรับตัว เทคนิคการปรับตัวซึ่งมีความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์พื้นฐาน ได้แก่ อัตราข้อมูล กำลัง และการเข้ารหัส การปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK นำไปสู่การหาสมการสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK โดยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์พร้อมทั้งผลการจำลองโดยอาศัยสมการสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK นอกจากนี้จะกล่าวถึงไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิซึ่งสามารถแบ่งตามลักษณะการรับสัญญาณได้เป็น 4 รูปแบบ คือ Selection Diversity, Feedback or Scanning Diversity, Maximal Ratio Combining และ Equal gain Combining

2.1 ระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบปรับตัว

โครงสร้างการทำงานของเทคนิคการส่งผ่านสัญญาณแบบปรับตัว (adaptive transmission system) แสดงดังรูปที่ 2.1 โดยเริ่มจากสัญญาณถูกส่งออกไปจากเครื่องส่งเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปยังเครื่องรับ ในระหว่างที่เดินทางไปยังเครื่องรับ สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจะได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวน ทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมานั้นเกิดการลดทอนขึ้น และเมื่อเครื่องรับที่ปลายทางรับสัญญาณที่ถูกส่งออกมาได้แล้ว จะทำการประมาณค่าของสัญญาณ จากนั้นจะนำค่าของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ป้อนกลับไปยังเครื่องส่งเพื่อให้ภาคส่งทำการปรับตัวให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณในขณะนั้น [14, 15]

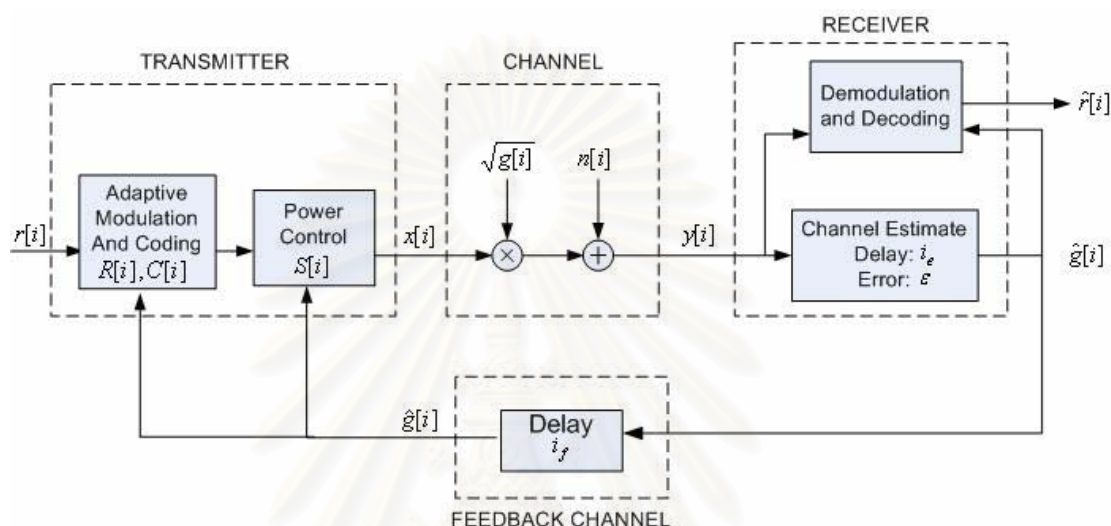
ระบบที่พิจารณา [2] ในที่นี้มีข้อสมมติฐานดังต่อไปนี้ เราสมมติให้การมอดูเลชันเป็นแบบเชิงเส้นโดยที่การปรับตัวมีค่าเป็นจำนวนวนเท่าของอัตราการส่งสัญลักษณ์ (symbol rate) $R_s = 1/T_s$ โดยที่ T_s แทนคาบการส่งหนึ่งสัญลักษณ์ ในขั้นตอนการมอดูเลชันกำหนดให้ใช้พัลส์ข้อมูลในควิสต์อุดมคติ (ideal Nyquist data pulses) ซึ่งมีรูปสัญญาณเป็น $\text{sinc}[t/T_s]$ ดังนั้นขนาดแบนด์วิธของสัญญาณจึงมีค่าเท่ากับ $B = 1/T_s$ ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading channel) ได้รับการจำลองในรูปของช่องสัญญาณแบบดิสครีตทางเวลา (discrete time

channel) โดยการใส่ช่องสัญญาณแต่ละครั้งมีขนาดเท่ากับคาบเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ (T_s) ช่องสัญญาณมีอัตราขยายที่แปรเปลี่ยนตามเวลาที่มีคุณสมบัติสแตชันนารีและเออร์โกดิก (stationary and ergodic time varying gain) $\sqrt{g[i]}$ โดยมีการแจกแจงตัวเป็น $p(g)$ และสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) $n[i]$ ที่มีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (power spectrum density) เท่ากับ $N_0/2$ ให้ \bar{S} เป็นกำลังของสัญญาณส่งเฉลี่ย, $B = 1/T_s$ เป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ภาครับ และ \bar{g} เป็นค่าอัตราขยายเฉลี่ยของช่องสัญญาณ, ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ภาครับ ณ ขณะใดขณะหนึ่งจึงมีค่าเท่ากับ $\gamma[i] = \bar{S}g[i]/(N_0B)$, $0 \leq \gamma[i] \leq \infty$ และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยที่ภาครับในช่วงเวลาทั้งหมดเป็น $\bar{\gamma} = \bar{S}\bar{g}/(N_0B)$ เนื่องจาก $g[i]$ มีคุณสมบัติสแตชันนารี, การแจกแจงตัวของ $\gamma[i]$ เป็นอิสระต่อกันทุก i และเรานิยามการแจกแจงนี้ด้วย $p(\gamma)$

ในการส่งผ่านสัญญาณแบบปรับตัวต้องมีการประมาณค่าอัตราขยายกำลัง (power gain) หรือค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ณ เวลา i ที่ภาครับ เพื่อใช้ในการปรับพารามิเตอร์ของมอดูเลชันและการเข้ารหัสให้เหมาะสมสอดคล้องกับสภาพของช่องสัญญาณ พารามิเตอร์พื้นฐานส่วนใหญ่ที่มักมีการปรับ ได้แก่ อัตราข้อมูล $R[i]$, ค่ากำลังส่ง $S[i]$, และพารามิเตอร์ของการเข้ารหัส $C[i]$ สำหรับการมอดูเลตแบบ M-ary อัตราข้อมูลมีค่าเท่ากับ $R[i] = \log_2 M[i]/T_s = B \log_2 M[i]$ bps ค่าประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (spectral efficiency) ของการมอดูเลตแบบ M-ary คือ $R[i]/B = \log_2 M[i]$ bps/Hz เราให้ค่าประมาณของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น $\hat{\gamma}[i] = \bar{S}\hat{g}[i]/(N_0B)$ ซึ่งแปรผันตรงกับค่าประมาณของอัตราขยายกำลัง $\hat{g}[i]$ สมมติให้กำลังส่งถูกปรับไปตามค่า $\hat{\gamma}[i]$ เราจะให้ค่ากำลังส่งที่ถูกปรับไปนี้ที่เวลาที่ i แทนด้วย $S(\hat{\gamma}[i]) = S[i]$ และกำลังที่ภาครับที่เวลาที่ i มีค่า $\gamma[i] \frac{S(\hat{\gamma}[i])}{\bar{S}}$ ในทำนองเดียวกัน เราสามารถปรับอัตราข้อมูลของการมอดูเลต $R(\hat{\gamma}[i]) = R[i]$ และพารามิเตอร์ของการเข้ารหัส $C(\hat{\gamma}[i]) = C[i]$ โดยสัมพันธ์กับค่าประมาณ $\hat{\gamma}[i]$ เราจะให้ค่าอ้างอิงทางเวลา i สัมพันธ์กับ $\gamma, S(\gamma), R(\gamma), C(\gamma)$

พิจารณาแบบจำลองระบบในรูปที่ 2.1 สมมติว่า $\hat{g}[i]$ เป็นค่าประมาณของอัตราขยายกำลังช่องสัญญาณ $g[i]$ ณ เวลา i โดยสามารถหาค่าได้ที่ภาครับหลังจากการประมาณค่าเวลาประวิง (delay time) i_e และการประมาณที่เหมือนกันนี้สามารถหาค่าได้ที่ภาคส่งหลังรวมค่าเวลาประวิงและค่าเวลาประวิงส่วนป้อนกลับแล้ว $i_d = i_e + i_f$ ความสามารถในการหาข่าวสารที่เกี่ยวข้องกับช่องสัญญาณนี้ทำให้ภาคส่งสามารถปรับรูปแบบการส่งให้สัมพันธ์กับการ

เปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ กลยุทธ์การปรับตัวอาจจะนับรวมค่าประมาณของความผิดพลาด และค่าเวลาประวิงในรูป $\hat{g}[i]$ หรือพิจารณา $\hat{g}[i]$ ว่าเป็นอัตราการขยายจริง เราสมมติว่าส่วนป้อนกลับไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นเลย เนื่องจากสมมติฐานที่ว่ามีการใช้รหัสตรวจวัดและแก้ความผิดพลาด (error correction and detection code) และแพ็กเก็ตที่มีการตรวจจับความผิดพลาดถูกส่งซ้ำ



รูปที่ 2.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้เทคนิคการส่งผ่านแบบปรับตัว

2.2 เทคนิคการปรับตัว (Adaptive Techniques)

มีพารามิเตอร์มากมายที่สามารถปรับค่าที่ภาคส่งโดยสัมพันธ์กับอัตราการขยายช่องสัญญาณ (channel gain) γ ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาเทคนิคการปรับตัวที่มีความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์พื้นฐาน ได้แก่ อัตราข้อมูล กำลัง และการเข้ารหัส

2.2.1 เทคนิคการปรับอัตราการส่ง (Variable-Rate Techniques)

ในการมอดูเลตที่ปรับอัตราการส่ง อัตราข้อมูล $R[\gamma]$ เปลี่ยนแปลงไปตามอัตราการขยายช่องสัญญาณ γ เราสามารถทำได้โดยการใช้อัตราการส่งสัญลักษณ์ $R_s = 1/T_s$ ที่คงที่สำหรับการมอดูเลตขั้นหนึ่ง และเปลี่ยนชนิดของการมอดูเลตหรือขนาดคอนสเทเลชันที่เป็นจำนวนเท่าของรูปแบบเดิม โดยที่ยังคงรักษาระดับของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตให้อยู่ในระดับที่เรายอมรับ โดยใช้เซตแบบดิสครีต (discrete set) ของชนิดของการมอดูเลตหรือขนาดคอนสเทเลชันแต่ละค่าของ γ ต้องถูกแมปไปยังแต่ละระดับของการมอดูเลตที่เป็นไปได้ เพื่อที่จะยังคงรักษา

ระดับของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตในแต่ละชนิดของการมอดูเลตให้มีค่าต่ำกว่าค่าที่เราต้องการ เทคนิคนี้ถูกนำมาใช้ในระบบปัจจุบันโดยเฉพาะอย่างยิ่ง EGPRS (Enhanced General Packet Radio Service) สำหรับการส่งผ่านข้อมูลในระบบ GSM ใช้มอดูเลชันที่ปรับตัวระหว่างการมอดูเลตแบบ 8 PSK กับ GMSK และระบบ GPRS สำหรับการส่งข้อมูลในระบบ IS-136 TDMA สามารถใช้การมอดูเลตแบบ 4, 8 และ 16 ระดับของ PSK ได้ [11]

2.2.2 เทคนิคการปรับกำลังส่ง (Variable-Power Techniques)

โดยทั่วไปเราใช้เทคนิคการปรับกำลังส่งเพื่อที่จะชดเชยการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เนื่องจากผลของเฟดดิ้ง โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อรักษาระดับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตให้คงที่ หรืออีกนัยหนึ่งคือการทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ภาครับคั้งที่ เทคนิคการปรับกำลังส่งนี้เสมือนการทำเฟดดิ้งช่องสัญญาณผกผัน ดังนั้นช่องสัญญาณที่ได้จะทำตัวเหมือนเป็นช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) ให้กับมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์ การปรับกำลังสำหรับการผกผันช่องสัญญาณแสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\frac{S(\gamma)}{S} = \frac{\sigma}{\gamma} \quad (2.1)$$

ซึ่ง σ คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ภาครับที่เราต้องการโดยเป็นค่าคงที่ เงื่อนไขบังคับของกำลังเฉลี่ย คือ

$$\int \frac{S(\gamma)}{S} p(\gamma) d\gamma = \int \frac{\sigma}{\gamma} p(\gamma) d\gamma = 1 \quad (2.2)$$

แก้สมการที่ (2.2) เพื่อหา σ จะได้ $\sigma = 1/E[1/\gamma]$ ดังนั้น σ หาได้จากการแจกแจงความน่าจะเป็น $p(\gamma)$ ซึ่งขึ้นอยู่กับกำลังส่งเฉลี่ย \bar{S} ผ่านทาง $\bar{\gamma}$ สำหรับกำลังเฉลี่ย \bar{S} ค่าหนึ่ง ค่าของ σ ที่ต้องการเพื่อทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เป้าหมายดีกว่า $1/E[1/\gamma]$ นั้นเป้าหมาย P_b นี้ไม่มีทางเป็นไปได้ ข้อสังเกตในกรณีเฟดดิ้งแบบเรย์ลีซึ่ง γ มีการกระจายตัวเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียล ค่า $E[1/\gamma] = \infty$ ดังนั้นไม่มีค่า P_b เป้าหมายที่หาได้เมื่อใช้การผกผันช่องสัญญาณ

ค่าเฟดดิ้งสามารถถูกผูกผันบนค่าตัด (cutoff) ที่กำหนด (γ_0) ซึ่งนำไปสู่การผกผันช่องสัญญาณตัดปลาย (truncated channel inversion) สำหรับการปรับกำลัง ในกรณีนี้การปรับกำลังจะเป็นดังสมการที่ (2.3)

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \begin{cases} \frac{\sigma}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (2.3)$$

ค่าตัด γ_0 สามารถใช้หาค่าความน่าจะเป็นสัญญาณขาดหาย (outage probability) จาก $P_{out} = p(\gamma < \gamma_0)$ หรือใช้หาค่าของอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เป้าหมายที่ต้องการ โดยค่าตัด γ_0 หาได้จากค่าอัตราความผิดพลาดบิตเป้าหมายและการแจกแจงความน่าจะเป็น $p(\gamma)$ เนื่องจากช่องสัญญาณถูกใช้เมื่อ $\gamma \geq \gamma_0$ ให้กำลังเฉลี่ยเป็น \bar{S} เราจะได้ $\sigma = 1/E_{\gamma_0}[1/\gamma]$ ซึ่ง

$$E_{\gamma_0}[1/\gamma] \cong \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} p(\gamma) d\gamma \quad (2.4)$$

2.2.3 เทคนิคการปรับการเข้ารหัส (Variable-Coding Techniques)

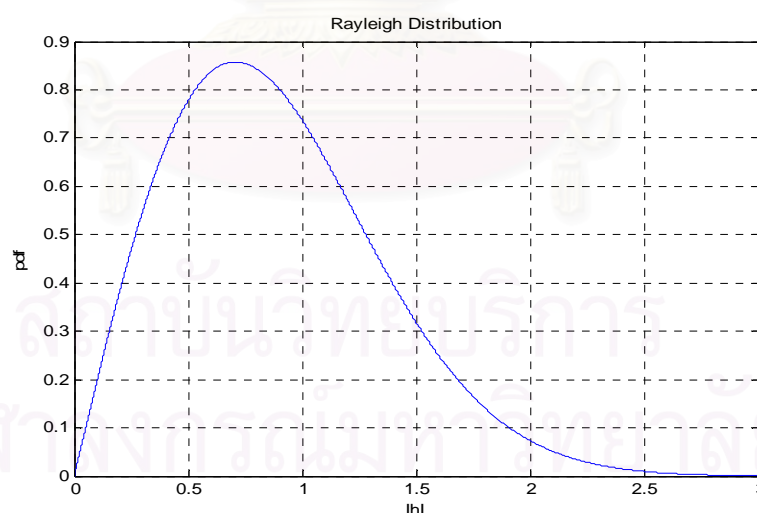
ในเทคนิคการปรับการเข้ารหัส เราใช้รหัสช่องสัญญาณที่ต่างกันเพื่อให้ค่าของอัตราการเข้ารหัส (coding gain) ที่ใช้ส่งบิตข้อมูลมีค่าต่างกัน ยกตัวอย่างเช่น รหัสแก้ความผิดพลาด (error correction code) ที่แข็งแกร่งกว่าจะถูกใช้เมื่อ γ มีค่าน้อยๆ รหัสที่อ่อนแอกว่าหรือไม่มีการเข้ารหัสเลยจะถูกใช้เมื่อ γ มีค่ามากๆ การเข้ารหัสที่ปรับตัวทำได้โดยการมัลติเพลกซ์รหัสเข้ากับความสามารถในการแก้ความผิดพลาดที่ต่างกัน อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ต้องการช่องสัญญาณที่ยังคงมีสถานะคงที่แบบหยวบๆ ภายใต้งैอนไขบั้งคั้บด้านความยาวบิตหรือความยาวของรหัส [16]

เทคนิคอีกอย่างหนึ่งในการมัลติเพลกซ์รหัส คือ รหัส rate-compatible punctured convolutional (RCPC) codes [17] รหัส RCPC เกิดจากตระกูลของรหัสคอนโวลูชันที่มีอัตราการเข้ารหัสที่ต่างกัน $R_c = k/n$ หลักการพื้นฐานของรหัส RCPC คือมีตัวเข้ารหัสและตัวถอดรหัสเพียงตัวเดียวซึ่งมีความสามารถในการแก้ความผิดพลาดโดยไม่ส่งบิตรหัสบางบิต (puncturing the code) อย่างไรก็ตามรหัส RCPC มีเงื่อนไขบั้งคั้บด้านความเข้ากันได้ของอัตรา (rate-compatibility) คือ บิตรหัสที่มีอัตราการส่งสูงเป็นบิตรหัสที่อ่อนแอกว่าและบิตรหัสที่มีอัตราการส่งที่ต่ำกว่าเป็นบิตรหัสที่แข็งแกร่งกว่า ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะเพิ่มความสามารถในการแก้ความผิดพลาด

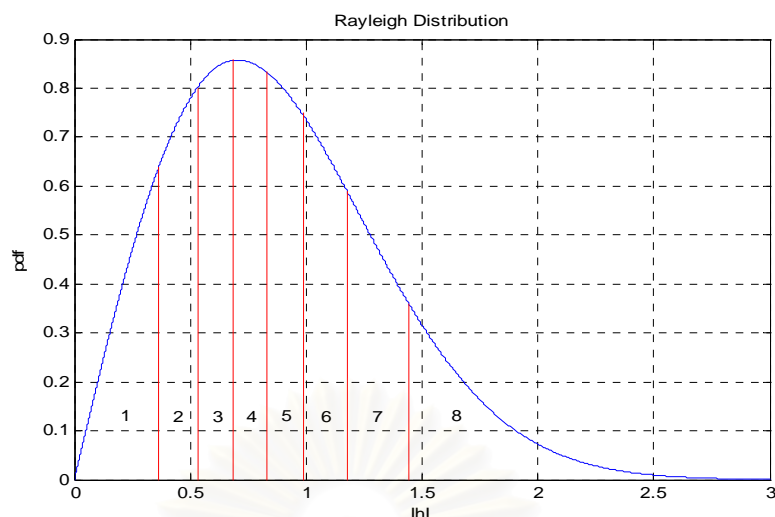
ของรหัส บิตที่เข้ารหัสแล้วของรหัสที่อ่อนแอที่สุดจะถูกส่งไปพร้อมกับบิตรหัสเพิ่มเติมเพื่อที่จะทำให้การแก้ความผิดพลาดอยู่ในระดับที่ต้องการ ความเข้ากันได้ของอัตราส่งทำให้ง่ายต่อการปรับการปกป้องความผิดพลาดของรหัส เนื่องจากตัวเข้ารหัสและตัวถอดรหัสมีเพียงตัวเดียวและถูกใช้กับรหัสทั้งหมด โดยภาคส่งไม่ส่งบิตรหัสบางบิตเพื่อให้ได้การแก้ความผิดพลาดอยู่ในระดับที่ต้องการ การถอดรหัสทำโดยขั้นตอนวิธี Viterbi บนเทรลลิส (trellis) ที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำที่สุด ด้วยการไม่ส่งบิตรหัสบางบิตรวมเข้าไปในเมทริกซ์กึ่ง การไม่ส่งบิตรหัสบางบิตเป็นเทคนิคการเข้ารหัสที่ปรับตัวที่มีประสิทธิภาพมากและเป็นรูปแบบพื้นฐานของการเข้ารหัสที่ปรับตัวในโปรโตคอล GSM's EDGE [10]

2.3 การปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK

การปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK [13] ทำได้โดยการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น L ระดับ โดยที่ $L = 1, 2, 3, \dots$ ในแต่ละระดับของเฟดดิ้งนั้นมีความน่าจะเป็นในการเกิดเท่าๆ กัน และกำหนดให้เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่เราจะพิจารณาเป็นเฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และในรูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างการแบ่งระดับของเฟดดิ้งออกเป็น 8 ระดับ หรือ 8 ช่วง



รูปที่ 2.2 เฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี



รูปที่ 2.3 เฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีถูกแบ่งออกเป็น 8 ระดับ

วัตถุประสงค์หลักของเทคนิคการปรับกำลังส่งนี้ เป็นการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมให้แก่ระบบสื่อสารไร้สาย เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายให้มีประสิทธิภาพ โดยไม่ต้องอาศัยการเพิ่มแบนด์วิดท์ หากแต่ต้องมีการป้อนกลับแบบจำกัดข้อมูลสถานะของสัญญาณโดยใช้จำนวนบิตในการป้อนกลับ $\log_2(L)$ บิตต่อข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ เมื่อ L เป็นจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ

หลังจากขั้นตอนการแบ่งเฟดดิ้งออกเป็น L ระดับแล้ว ทำการกำหนดค่าที่ใช้ปรับเฟดดิ้งในแต่ละระดับเหล่านั้นด้วยค่าที่แตกต่างกันออกไป ในที่นี้แทนด้วย $\sqrt{w_l}$ โดยที่ $l=0,1,\dots,L-1$ หากค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณมีค่าตกอยู่ในระดับใด หรือช่วงใด ให้นำค่าที่กำหนดให้กับช่วงนั้นๆ ($\sqrt{w_l}$) เข้าไปคูณกับค่าของข้อมูลที่จะทำการส่งออกไป s เสมือนเป็นการถ่วงน้ำหนักให้กับข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปนั่นเอง ภายใต้ข้อกำหนดของกำลังส่งเฉลี่ยที่เท่าเดิม นั่นคือ $\sum_{l=0}^{L-1} w_l = L$ ทำให้ได้ค่าสัญญาณที่ผ่านการถ่วงน้ำหนักแล้ว \hat{s} ดังนี้

$$\hat{s} = \sqrt{w_l} * s \quad (2.5)$$

เมื่อ

s แทน สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปยังภาครับ

\hat{s} แทน สัญญาณที่ส่งออกไปซึ่งผ่านการปรับกำลังส่งของสัญญาณแล้ว

$\sqrt{w_i}$ แทน ค่าที่ใช้ถ่วงน้ำหนักให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปเมื่อเทียบกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ หรือค่าที่ใช้ปรับกำลังส่งให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปยังภาครับ

การทำงานของระบบหลังจากที่ทำการปรับค่าของข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปเสร็จเรียบร้อยแล้วนั้นจะยังคงเป็นเหมือนระบบการสื่อสารไร้สายทั่วๆ ไป นั่นคือ ที่ภาคส่งเริ่มต้นส่งข้อมูลออกไปยังภาครับ ข้อมูลที่ถูกส่งออกไปเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปสู่ภาครับ และในระหว่างนี้เองที่สัญญาณที่ถูกส่งออกมา นั้นถูกทำให้เกิดการลดทอน อันเป็นผลสืบเนื่องมาจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี จนเมื่อข้อมูลที่ถูกส่งเดินทางมาถึงภาครับและทำการรับข้อมูล ในขณะที่ทำการรับข้อมูลนี้เองก็จะเป็นการลดทอนขึ้นอีกครั้งแต่เป็นการลดทอนเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนแทรกเข้ามาที่เครื่องรับ จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการได้ดังนี้

$$r = h * \hat{s} + n \quad (2.6)$$

โดยที่

r แทน สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

h แทน เฟดดิ้งของช่องสัญญาณ

n แทน สัญญาณรบกวน

\hat{s} แทน สัญญาณที่ส่งออกไปซึ่งผ่านการปรับกำลังส่งของสัญญาณแล้ว

2.4 สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK

การหาผลเฉลี่ยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่สูงที่สุดด้วยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ ทำได้โดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการความน่าจะเป็นดังสมการที่ (2.7)

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_e(h) p_h(h) dh \quad (2.7)$$

เราจะพิจารณาข้อมูลที่เป็นการมอดูเลตแบบ BPSK ซึ่งมีค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตดังนี้

$$P_e(SNR) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma)$$

โดยที่

$$\gamma = \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

สำหรับเทคนิคนี้ ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตแบบ BPSK ที่มีความสัมพันธ์กับค่าของ $\sqrt{w_i}$ และ h ด้วย ดังนี้

$$P_e(SNR, \sqrt{w_i}, h) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{w_i} h \gamma)$$

และฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของเฟดดิ้งแบบเรย์ลีมีค่า

$$p_h(h) = 2he^{-h^2}$$

นำค่าทั้งสองแทนลงในสมการที่ (2.8) จะได้

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_i} h) 2he^{-h^2} dh \quad (2.8)$$

เนื่องจากเราทำการแบ่งช่วงของเฟดดิ้งออกเป็นระดับต่างๆ ดังนั้นการขอบเขตของการอินทิเกรตจาก 0 ถึง ∞ จึงต้องเปลี่ยนค่าเป็นขอบเขตของช่วงที่เราทำการแบ่งในแต่ละระดับ ในที่นี้ขอแทนค่าด้วย h_i ถึง h_{i+1} และทำการรวมค่าที่อินทิเกรตแล้วในแต่ละช่วงเข้าด้วยกัน ดังนั้นสมการที่ (2.8) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \int_{h_i}^{h_{i+1}} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_i} h) he^{-h^2} dh \quad (2.9)$$

โดยที่ L เป็นจำนวนระดับของเฟดดิ้งที่เราทำการแบ่ง

ทำการอินทิเกรตด้วยวิธีการอินทิเกรตแบบบายพาสส์ โดยเลือกใช้ค่า u และ dv ดังนี้

$$u = \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_i} h) \rightarrow du = -\frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-(\gamma \sqrt{w_i} h)^2} \gamma \sqrt{w_i} dh$$

และ

$$dv = he^{-h^2} dh \rightarrow v = -\frac{1}{2}e^{-h^2}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.9) จึงได้ว่า

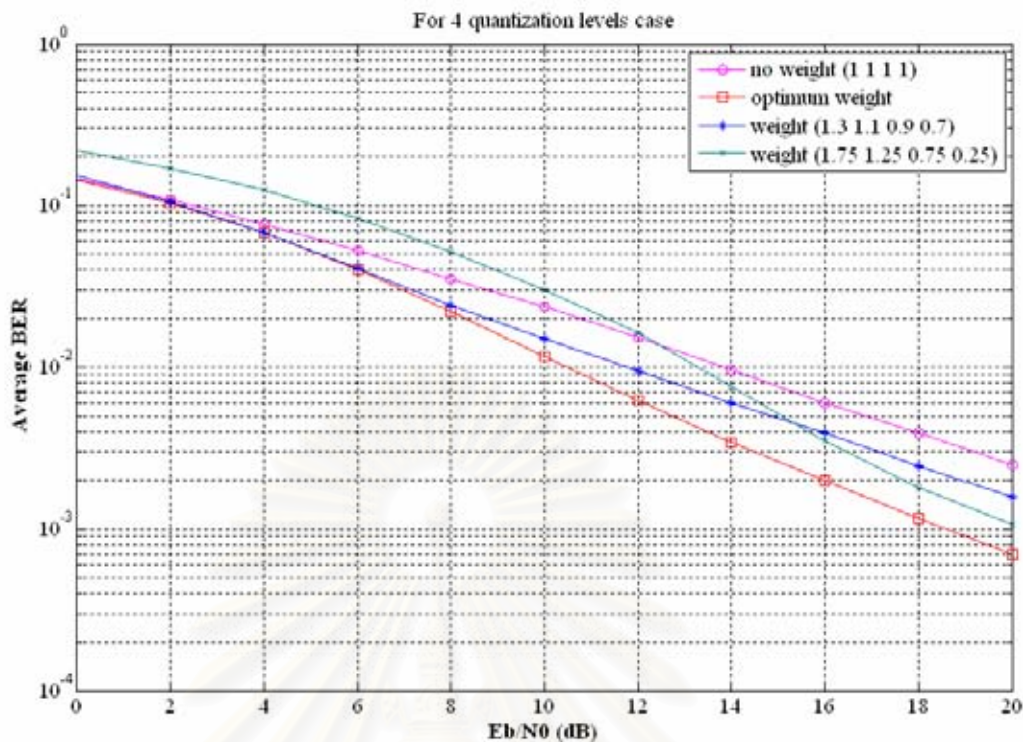
$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \left[-\frac{1}{2}e^{-h^2} \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_i}h) \Big|_{h_i}^{h_{i+1}} - \int_{h_i}^{h_{i+1}} \frac{\gamma\sqrt{w_i}}{\sqrt{\pi}} e^{-((1+\gamma\sqrt{w_i})^2)h^2} dh \right]$$

ทำการอินทิเกรตแล้วแทนค่าขอบเขตจะได้สมการที่แสดงค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่ง สำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK ที่ใช้เทคนิคการแบ่งเฟดดิ้งออกเป็น L ระดับ ออกมาดังสมการข้างล่างนี้

$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \left[-\frac{e^{-h^2}}{2} + \frac{e^{-h^2}}{2} \operatorname{erf}(\gamma\sqrt{w_i}h) - \frac{\gamma\sqrt{w_i}}{2\sqrt{1+(\gamma\sqrt{w_i})^2}} \operatorname{erf}(\sqrt{1+(\gamma\sqrt{w_i})^2}h) \right] \Big|_{h_i}^{h_{i+1}} \quad (2.10)$$

2.5 ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด

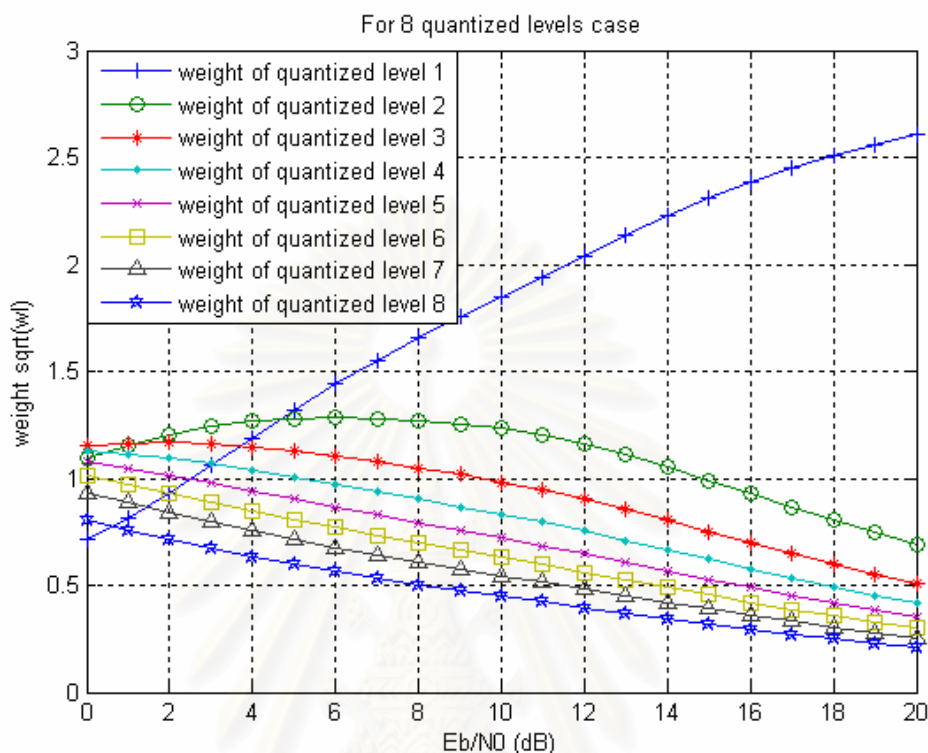
นำสมการค่าสมรรถนะสูงสุดที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.10) ไปทำการจำลองเปรียบเทียบกับกรณีที่เป็นระบบดั้งเดิมนั้นคือไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใด โดยใช้ระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 4 ระดับ พร้อมทั้งเปรียบเทียบกับกรณีของระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปเมื่อเทียบกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณไม่เหมาะสมที่สุดซึ่งสุ่มเลือกขึ้นมา พบว่าระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดซึ่งหาจากสมการที่ (2.10) ให้ค่าสมรรถนะที่ดีที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักอื่นๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 อัตราผิดพลาดบิตของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 4 ระดับ โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่แตกต่างกัน

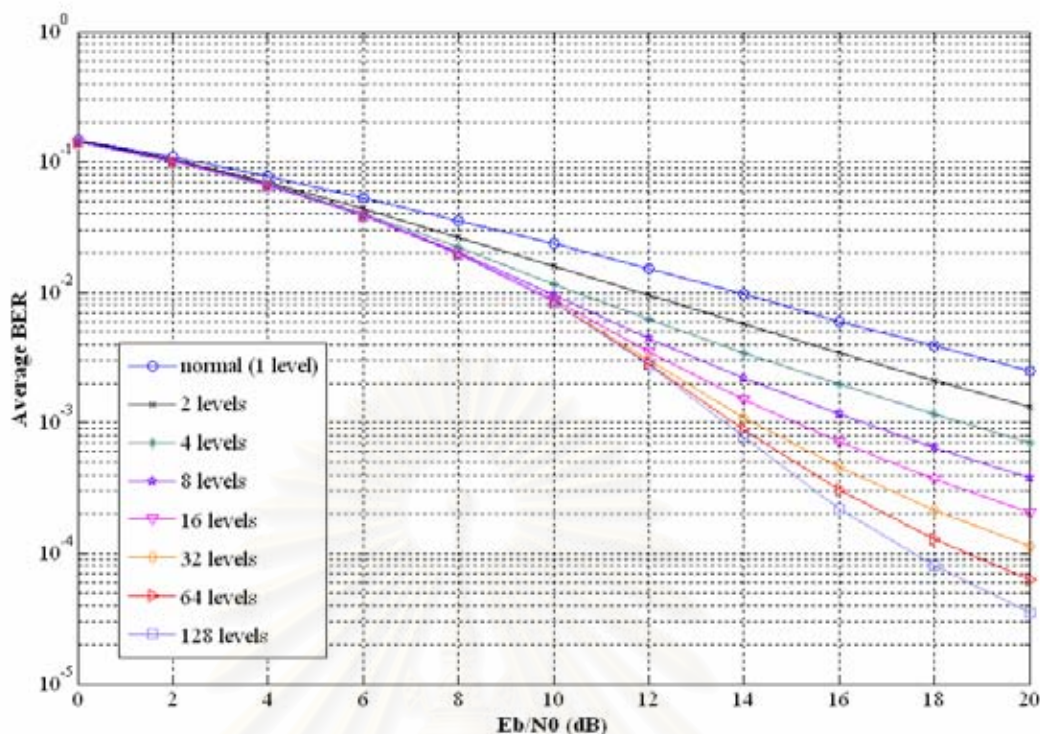
รูปที่ 2.5 แสดงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งหาจากสมการค่าสมรรถนะสูงสุด ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 20 dB โดยใช้เทคนิคการปรับกำลังส่งกับระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 8 ระดับ พบว่า ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากๆ ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดประพฤติตัวเป็น channel inversion คือ เพิ่มกำลังส่งขึ้น เมื่อค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณมีค่าเลว และลดกำลังส่งลง เมื่อค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณมีค่าดี แต่เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยๆ ค่าหนึ่ง ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดจะไม่ประพฤติตัวเป็น channel inversion อีกต่อไป พิจารณาที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากๆ พบว่ามีเพียงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีค่าเลวที่สุด (ระดับที่ 1) เท่านั้นที่เพิ่มกำลังส่งขึ้น ในขณะที่ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมอื่นๆ (ระดับที่ 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8) มีการลดกำลังส่งลง เหตุที่เป็นเช่นนี้ เพราะว่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่เลวที่สุด (ระดับที่ 1) มีผลกระทบกับระบบสื่อสารอย่างมาก และการแบ่งเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในช่วงที่ 1 นั้นมีความละเอียดไม่มากพอ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของ

ช่องสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ย และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น



รูปที่ 2.5 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 8 ระดับ

เมื่อนำสมการค่าสมรรถนะสูงสุดที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.10) ไปทำการจำลองเปรียบเทียบกับกรณีที่เป็นระบบดั้งเดิมนั้นคือไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใด ทั้งนี้เพื่อแสดงการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะที่ต่างกันระหว่างระบบที่ไม่มีการปรับกำลังส่ง และระบบที่นำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้งาน ซึ่งได้จำลองระบบในกรณีนี้ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 2 ระดับ 4 ระดับ 8 ระดับ 16 ระดับ 32 ระดับ 64 ระดับ และ 128 ระดับ เพื่อแสดงให้เห็นแนวโน้มที่จะเกิดขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนระดับที่ใช้แบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณให้เพิ่มมากขึ้น ได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 2.6 พบว่าจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณแปรผกผันกับค่าอัตราผิดพลาดบิต นั่นคือเมื่อเพิ่มจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณให้มากขึ้น ค่าอัตราผิดพลาดบิตก็จะมีค่าต่ำลง โดยจะเห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้น ณ ตำแหน่งที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากๆ



รูปที่ 2.6 อัตราผิดพลาดบิตเมื่อแทนด้วยค่าที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละค่าของการแบ่งระดับของเฟดดิ้ง

2.6 ไตเวอร์ซิตีทางปริภูมิ

ไตเวอร์ซิตีทางปริภูมิ (space diversity หรือบางที่เรียกว่า antenna diversity) เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งานอย่างมากในทางปฏิบัติ กล่าวคือมีการติดตั้งสายอากาศส่งสำหรับส่งสัญญาณมากกว่าหนึ่งต้น การที่ระบบมีสายอากาศส่งสัญญาณหลายต้นช่วยให้ภาครับสามารถรับสัญญาณข้อมูลเดียวกันจากหลายเส้นทาง และยิ่งหากการส่งผ่านสัญญาณของแต่ละเส้นทางมีความเป็นอิสระจากกันแล้วโอกาสที่ภาครับจะได้สัญญาณที่มีคุณภาพดีพออย่างน้อยหนึ่งเส้นทางก็จะเพิ่มมากขึ้นด้วย เราสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีการนี้ออกได้เป็น 4 รูปแบบ คือ Selection Diversity, Feedback or Scanning Diversity, Maximal Ratio Combining และ Equal gain Combining สำหรับรายละเอียดของแต่ละวิธีนั้นจะได้กล่าวถึงในส่วนต่อไป

2.6.1 ไตเวอร์ซิติทางปริภูมิแบบ selection diversity

ไตเวอร์ซิติแบบ selection diversity เป็นวิธีที่ง่ายและตรงไปตรงมาที่สุด นั่นคือในขณะใดขณะหนึ่งระบบจะทำการเลือกสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่า SNR สูงที่สุด

เราสามารถคำนวณหาว่าวิธีการนี้จะช่วยให้ระบบมีสมรรถนะเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเพียงใดได้ดังต่อไปนี้ สมมติว่าสัญญาณที่รับได้จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งเป็นอิสระต่อกันและได้รับผลกระทบของเฟดดิ้งในการส่งผ่านช่องสัญญาณ ทำให้ระดับของสัญญาณมีการกระจายแบบเรย์ลีและมีค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณเท่ากับ σ^2

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.11)$$

โดยที่ r_i คือ ระดับของสัญญาณที่รับได้ที่จุดรับสัญญาณ i

กำหนดให้ γ_i เป็น SNR ของสัญญาณ r_i ณ ขณะใดขณะหนึ่ง และ N คือ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนซึ่งสมมติให้มีค่าเท่ากันหมดสำหรับสัญญาณที่รับได้แต่ละจุด

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N} \quad (2.12)$$

ค่าเฉลี่ย SNR ที่รับได้แต่ละจุดมีค่าเป็น

$$\Gamma = \frac{\sigma^2}{2N} \quad (2.13)$$

และจะได้ว่าค่า γ_i จะมีค่า pdf เป็น

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} \quad (2.14)$$

ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นที่ SNR ของสัญญาณจากแต่ละจุดจะมีขนาดต่ำกว่าหรือเท่ากับค่ากำหนด γ ค่าหนึ่งคือ

$$\begin{aligned}
 P(\gamma_i \leq \gamma) &= \int_0^\gamma p(\gamma_i) d\gamma_i = \int_0^\gamma \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma/\Gamma} d\gamma_i \\
 &= 1 - e^{-\gamma/\Gamma}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้จากทุกแหล่งซึ่งเป็นอิสระต่อกันทั้งหมด M แห่ง จะมีขนาดของ SNR ที่ต่ำกว่า γ พร้อมๆ กันมีค่าเท่ากับ

$$P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M = P_M(\gamma) \tag{2.16}$$

ค่าความน่าจะเป็นดังกล่าวนี้ก็คือความน่าจะเป็นที่ SNR ที่รับได้ จากการใช้ selection diversity มีขนาดต่ำกว่าค่า γ ที่ต้องการ ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้มีขนาดของ SNR ที่มากกว่า γ จึงมีค่าเท่ากับ

$$1 - P_M(\gamma) = 1 - P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = 1 - (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M \tag{2.17}$$

หากต้องการจะคำนวณหาค่าเฉลี่ยของ SNR ในระบบที่มีการใช้ selection diversity ก็สามารทำได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียล $P_M(\gamma)$ เพื่อหา pdf ของ γ และจากนั้นก็ทำการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการทำไดเวอร์ซิตี

$$p_M(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} P_M(\gamma) = \frac{M}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma} \tag{2.18}$$

$$\bar{\gamma} = \int_0^\infty \gamma p_M(\gamma) d\gamma = \Gamma \int_0^\infty Mx(1 - e^{-x})^{M-1} e^{-x} dx \tag{2.19}$$

โดย $x = \gamma/\Gamma$ หลังจากที่ได้ทำการอินทิเกรตแล้วจะได้

$$\bar{\gamma} = \Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \tag{2.20}$$

2.6.2 ไตเวอร์ซิติทางปริภูมิแบบ feedback or scanning diversity

ไตเวอร์ซิติแบบ feedback or scanning diversity เป็นวิธีการที่คล้ายกันกับแบบแรก ต่างกันตรงที่แทนที่จะเลือกสัญญาณที่ดีที่สุดจาก M สัญญาณเสมอ วิธีนี้ระบบจะทำการสแกนสัญญาณจากแต่ละแหล่งตามลำดับ และเมื่อใดที่พบสัญญาณที่มีขนาดใหญ่กว่าค่าที่กำหนดไว้ก็จะเลือกใช้สัญญาณนั้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งกำลังของสัญญาณลดลงต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ จึงจะทำการสแกนสัญญาณใหม่อีกครั้ง การทำงานในลักษณะนี้มีความซับซ้อนน้อยกว่าวิธี selection diversity เพราะระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกหรือเปลี่ยนจุดรับสัญญาณจะเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งแตกต่างจากวิธี selection diversity ตรงที่ระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา

2.6.3 ไตเวอร์ซิติทางปริภูมิแบบ maximal ratio combining

ไตเวอร์ซิติแบบ maximal ratio combining สัญญาณที่รับได้จากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่ต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้กระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสตรงกัน ข้อดีของวิธีนี้คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสดังกล่าวที่จะสามารถได้รับสัญญาณที่มีค่า SNR ขนาดที่ใหญ่ขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้มีความซับซ้อนยุ่งยากกว่า 2 วิธีแรกมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม

สมมติให้ระดับสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่งมีขนาดเท่ากับ r_i และสัญญาณเหล่านี้ได้รับการปรับขนาดของเฟสให้ตรงกันทำให้เราสามารถนำสัญญาณจากทั้ง M จุดมารวมกันได้โดยตรง ในการรวมกันนั้นจะต้องมีการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก G_i ของสัญญาณแต่ละแห่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่มีค่า SNR สูงที่สุด

$$r_T = \sum_{i=1}^M G_i r_i \quad (2.21)$$

สมมติให้ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งมีขนาดเท่ากัน เพราะฉะนั้นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนรวม N_T ก็สามารถหาได้ตามสมการต่อไปนี้

$$N_T = N \sum_{i=1}^M G_i^2 \quad (2.22)$$

ค่า SNR ที่ได้จึงมีค่าเท่ากับ

$$\gamma_M = \frac{r_T^2}{2N_T} \quad (2.23)$$

อาศัย Chebychev's inequality พบว่าเงื่อนไขที่จะทำให้ได้ค่า γ_M สูงที่สุดก็คือเมื่อ $G_i = r_i/N$ ดังนั้น

$$\gamma_M = \frac{1}{2} \frac{[\sum (r_i^2/N)]^2}{N \sum (r_i^2/N^2)} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M r_i^2 / N = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (2.24)$$

สังเกตว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดจากการทำไดเวอร์ซิตีวิธีนี้มีค่าเท่ากับผลรวมของค่า SNR จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งนั่นเอง เนื่องจาก r_i คือ สัญญาณที่ประกอบขึ้นจากตัวแปรแรนดอมที่เป็นอิสระต่อกัน 2 ตัว คือ T_c และ T_s ทั้งคู่มีการกระจายแบบเกาส์ (Gaussian distribution) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าแวนเรียนซ์เท่ากับ σ^2

$$\gamma_i = \frac{1}{2N} r_i^2 = \frac{1}{2N} (T_c^2 + T_s^2) \quad (2.25)$$

เพราะฉะนั้น γ_M ก็คือ ตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบไคสแควร์ (Chi-square distribution) ที่เกิดจากการรวมกันแบบยกกำลังสองของตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบเกาส์จำนวน $2M$ ตัว นั่นคือ

$$p(\gamma_M) = \frac{\gamma_M^{M-1} e^{-\gamma_M/\Gamma}}{\Gamma^M (M-1)!} \quad \text{โดย } \gamma_M \geq 0 \quad (2.26)$$

โดยมีค่าแวนเรียนซ์เท่ากับ $\Gamma/2 = \sigma^2/(2N)$

ความน่าจะเป็นที่ค่า SNR จะต่ำกว่าค่ากำหนด γ ค่าหนึ่ง คือ

$$P[\gamma_M \leq \gamma] = \int_0^\gamma p(\gamma_M) d\gamma_M = 1 - e^{-\gamma/\Gamma} \sum_{k=1}^M \frac{(\gamma/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \quad (2.27)$$

ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่ได้จากการทำไดเวอร์ซิตี คือ

$$\bar{\gamma}_M = \sum_{k=1}^M \bar{\gamma}_i = \sum_{k=1}^M \Gamma = M\Gamma \quad (2.28)$$

ซึ่งก็คือค่าที่ได้จากการรวมค่าเฉลี่ย SNR ของสัญญาณ γ_i ที่รับได้ ณ แต่ละจุดนั่นเอง

2.6.4 ไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิแบบ equal gain combining

จากการที่วิธีไดเวอร์ซิตีแบบ maximum ratio combining จะต้องมีการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับสัญญาณจากแต่ละจุดให้เหมาะสมและในการหาค่าที่ถูกต้องนั้นไม่ใช่เรื่องง่าย เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้จึงเกิดแนวคิดที่จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักค่าเดียวกันสำหรับจุดรับสัญญาณทุกจุดคือกำหนดให้มีค่าเป็นหนึ่ง ซึ่งเรียกวิธีการนี้ว่าไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิแบบ equal gain combining การทำในลักษณะนี้ช่วยให้ระบบมีความซับซ้อนน้อยลงมาก



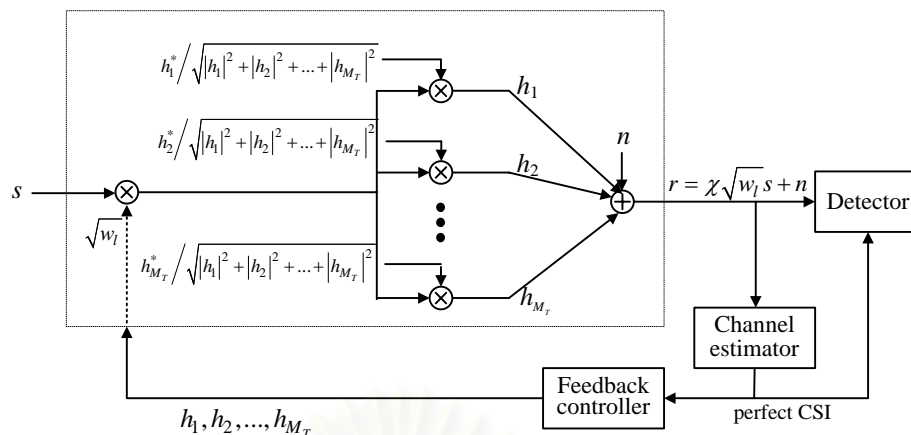
บทที่ 3

การปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ

บทนี้จะอธิบายเกี่ยวกับเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งทำการจำลองระบบเพื่อให้ทราบถึงแนวโน้มสมรรถนะของระบบเมื่อนำเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงมาใช้งานจริง โดยในการจำลองได้นำเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการมอดูเลตแบบ BPSK ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี และใช้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หาผลเฉลยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีที่สุด

3.1 หลักการทำงานของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ

โครงสร้างการทำงานของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยเริ่มจากสัญญาณถูกส่งออกไปจากเครื่องส่งต้นทางถูกถ่วงน้ำหนักด้วยค่า $\sqrt{w_i}$ ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ปรับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในแต่ละระดับ i และเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายโดยผ่านสายอากาศส่ง M_T ต้นไปยังสายอากาศรับหนึ่งต้นที่อยู่ปลายทางโดยมีการใช้วิธีโอเคนบีมฟอมมิงในแต่ละสายอากาศส่ง กล่าวคือ สายอากาศส่งต้นที่ M_T จะถูกคูณด้วย $M_{M_T}^* / \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_{M_T}|^2}$ ในระหว่างที่เดินทางไปยังเครื่องรับ สัญญาณที่ถูกส่งออกมาในแต่ละสายอากาศส่งจะได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวน ทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมานั้นเกิดการลดทอนขึ้น และเมื่อเครื่องรับที่ปลายทางรับสัญญาณที่ถูกส่งออกมาได้แล้วจะทำการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ค่าข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณที่สมบูรณ์ (Perfect CSI) จากนั้นจะป้อนกลับค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้ h_1, h_2, \dots, h_{M_T} และช่วงที่เฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมตกอยู่ i กลับไปยังเครื่องส่งที่ต้นทางเพื่อทำการปรับค่ากำลังส่งให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณในขณะนั้น ทำให้สมรรถนะของการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 3.1 แบบจำลองโครงสร้างของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ

3.2 การปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอมมิงสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK

ขั้นตอนแรก เราต้องหาฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็น (Probability density function; pdf) ของขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณรวม (Total channel gains) เมื่อใช้วิธีไอเกนบีมฟอมมิง โดยให้ค่า χ แทนขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณรวม ซึ่งหาได้จาก

$$\chi = \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_{M_T}|^2} \tag{3.1}$$

โดยที่ \mathbf{H} เป็นเวกเตอร์เชิงซ้อนของอัตราขยายช่องสัญญาณขนาด $1 \times M_T$ แสดงดังสมการที่ (3.2)

$$\mathbf{H} = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_{M_T}] \tag{3.2}$$

เมื่อเราพิจารณาสมการที่ (3.1) พบว่า χ มีส่วนของผลรวมของค่ากำลังสองของอัตราขยายช่องสัญญาณแต่ละช่องซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนจำนวน $2M_T$ เทอม ซึ่งคล้ายกับการแจกแจงแบบไคสแควร์ (Chi-square) ที่มีกำลังอิสระ (Degree of freedom) เป็น $r = 2M_T$ แต่ค่าฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของ χ ไม่ใช่ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของไคสแควร์จริงๆ ซึ่งมีค่าของรากที่สองและมีกำลังอิสระเป็น $r = 2M_T$ ในแต่ละเทอมของ χ มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.5 เราจะเริ่มทำการปรับฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของไคสแควร์

โดยที่ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของไคสแควร์ดั้งเดิมที่มีกำลังอิสระ $r = 2M_T$ แสดงในสมการที่ (3.3)

$$p_x(x) = \frac{x^{\frac{r}{2}-1} e^{-\frac{x}{2}}}{2^{\frac{r}{2}} \Gamma\left(\frac{r}{2}\right)} = \frac{x^{M_T-1} e^{-\frac{x}{2}}}{2^{M_T} (M_T-1)!} \quad (3.3)$$

เนื่องจากในแต่ละเทอมของ χ มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.5 ดังนั้นเราจึงต้องเปลี่ยนตัวแปรสุ่มจาก x ไปเป็น $\frac{x}{2}$ ทำได้โดยการแทนค่า x ด้วย $2x$ และคูณด้วยค่าจาโคเบียน 2 เราจะได้ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของ χ ที่ในแต่ละเทอมของ χ มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.5 ดังสมการที่ (3.4)

$$p_\chi(\chi) = \frac{2(2\chi)^{M_T-1} e^{-\chi}}{2^{M_T} (M_T-1)!} = \frac{x^{M_T-1} e^{-\chi}}{(M_T-1)!} \quad (3.4)$$

และเนื่องจาก χ เป็นค่ารากที่สองของขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณรวมด้วย ดังนั้นเราจึงต้องเปลี่ยนตัวแปรสุ่มจาก x ไปเป็น \sqrt{x} ทำได้โดยการแทนค่า x ด้วย x^2 และคูณด้วยค่าจาโคเบียน $2x$ เราจะได้ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของ χ ดังสมการที่ (3.5)

$$p_\chi(\chi) = \frac{2\chi \cdot \chi^{2(M_T-1)} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!} = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!} \quad (3.5)$$

การปรับกำลังส่งเริ่มจากการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวม χ ออกเป็น L ระดับ โดยที่ $L = 1, 2, 3, \dots$ ในแต่ละระดับของเฟดดิ้งนั้นมีความน่าจะเป็นในการเกิดเท่าๆ กัน และกำหนดให้เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่เราจะพิจารณาในแต่ละสายอากาศส่งเป็นเฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ทำการกำหนดค่าที่ใช้ปรับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวม χ ในแต่ละระดับเหล่านั้นด้วยค่าที่แตกต่างกันออกไป ในที่นี้แทนด้วย $\sqrt{w_l}$ โดยที่ $l = 0, 1, \dots, L-1$ หากค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวม χ มีค่าตกอยู่ในระดับใด หรือช่วงใดให้นำค่าที่กำหนดให้กับช่วงนั้นๆ ($\sqrt{w_l}$) เข้าไปคูณกับค่าของข้อมูลที่จะทำการส่งออกไป s เสมือนเป็นการถ่วงน้ำหนักให้กับข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปนั่นเอง ภายใต้ข้อกำหนดของกำลังส่งเฉลี่ยที่เท่าเดิม นั่นคือ $\sum_{l=0}^{L-1} w_l = L$

การทำงานของระบบหลังจากที่ทำการปรับค่าของข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปเสร็จเรียบร้อยแล้ว แล้วนั้นจะยังคงเป็นเหมือนระบบการสื่อสารไร้สายทั่วไป นั่นคือ ที่ภาคส่งเริ่มต้นส่งข้อมูลออกไปยังภาครับ ข้อมูลที่ถูกส่งออกไปเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปสู่ภาครับ และในระหว่างนี้เองที่สัญญาณที่ถูกส่งออกมาในแต่ละสายอากาศส่งนั้นถูกทำให้เกิดการลดทอน อันเป็นผลสืบเนื่องมาจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในแต่ละสายอากาศส่งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี จนเมื่อข้อมูลในแต่ละสายอากาศส่งที่ถูกส่งเดินทางมาถึงภาครับและทำการรับข้อมูลรวมกันจากทุกสายอากาศส่ง ในขณะที่ทำการรับข้อมูลนี้เองก็เกิดการลดทอนขึ้นอีกครั้งแต่เป็นการลดทอนเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนแทรกเข้ามาที่เครื่องรับ จากที่กล่าวมาสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการได้ดังนี้

$$r = \chi \sqrt{w_1} s + n \quad (3.6)$$

โดยที่

r แทน สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

χ แทน ขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณรวม

$\sqrt{w_1}$ แทน ค่าที่ใช้ถ่วงน้ำหนักให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปเมื่อเทียบกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวม หรือค่าที่ใช้ปรับกำลังส่งให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปยังภาครับ

s แทน สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปจากภาคส่ง

n แทน สัญญาณรบกวน

3.3 สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิถีไอเกน บีมฟอ밍สำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK

การหาผลเฉลยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่สูงที่สุด ด้วยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ โดยระบบที่เราสนใจมีสายอากาศส่ง M_r ต้น สายอากาศรับหนึ่งต้นและทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น L ระดับ ทำได้โดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ (3.7)

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \int_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} P_e(SNR, \sqrt{w_l}, \chi) p_\chi(\chi) d\chi \quad (3.7)$$

โดยที่ $P_e(SNR, \sqrt{w_l}, \chi) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} \chi)$ เป็นค่าความน่าจะเป็นอัตราความผิดพลาดสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK ในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกและ $p_x(\chi) = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!$ เป็นฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของอัตราขยายช่องสัญญาณรวมที่ใช้วิธีไอน์เกนบีมฟอมมิง แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (3.7) เราจะได้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยดังสมการที่ (3.8)

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \int_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} \chi) \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!} d\chi \quad (3.8)$$

ทำการอินทิเกรตด้วยวิธีการอินทิเกรตแบบบายพาสส์ โดยเลือกใช้ค่า u และ dv ดังนี้

$$u = \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} \chi) \rightarrow du = -\frac{2}{\sqrt{\pi}} \gamma \sqrt{w_l} e^{-(\gamma \sqrt{w_l} \chi)^2} d\chi$$

$$dv = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{2(M_T-1)!} d\chi \rightarrow v = -\sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m} e^{-\chi^2}}{2m!}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.8) จึงได้ว่า

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \left[\operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} \chi) \left(-\sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m} e^{-\chi^2}}{2m!} \right) - \int_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} \left(-\sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m} e^{-\chi^2}}{2m!} \right) \left(-\frac{2}{\sqrt{\pi}} \gamma \sqrt{w_l} e^{-(\gamma \sqrt{w_l} \chi)^2} \right) d\chi \right]$$

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \left[-\operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} \chi) e^{-\chi^2} \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m}}{2m!} - \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{1}{m! \sqrt{\pi}} \gamma \sqrt{w_l} \int_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} \chi^{2m} e^{-\chi^2 - (\gamma \sqrt{w_l} \chi)^2} d\chi \right]$$

ท้ายที่สุดจะได้สมการที่แสดงค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอน์เกนบีมฟอมมิงสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK ที่ใช้เทคนิคการแบ่งเฟตติงออกเป็น L ระดับสำหรับสายอากาศส่ง M_T ต้นและสายอากาศรับหนึ่งต้น แสดงดังสมการข้างล่างนี้

$$\begin{aligned}
\bar{P}_e = & \sum_{l=0}^{L-1} \left[-\operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}\chi) e^{-\chi^2} \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m}}{2m!} \right]_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} \\
& - \frac{\gamma\sqrt{w_l}\operatorname{erf}(\chi\sqrt{\Gamma_l})}{\sqrt{\Gamma_l}} \sum_{m=1}^{M_T} \frac{1}{2^m m! \Gamma_l^{m-1}} \frac{\prod_{p=1}^{M_T} (2p-1)}{\prod_{q=m}^{M_T} (2q-1)} \Bigg|_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} \\
& + \frac{\gamma\sqrt{w_l} e^{-\chi^2 \Gamma_l}}{\sqrt{\pi} \Gamma_l} \sum_{m=1}^{M_T-1} \sum_{k=1}^m \frac{\chi^{2(m-k)+1}}{2^k m! \Gamma_l^{k-1}} \frac{\prod_{p=1}^m (2p-1)}{\prod_{q=1}^{m-k+1} (2q-1)} \Bigg|_{\chi_l}^{\chi_{l+1}}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

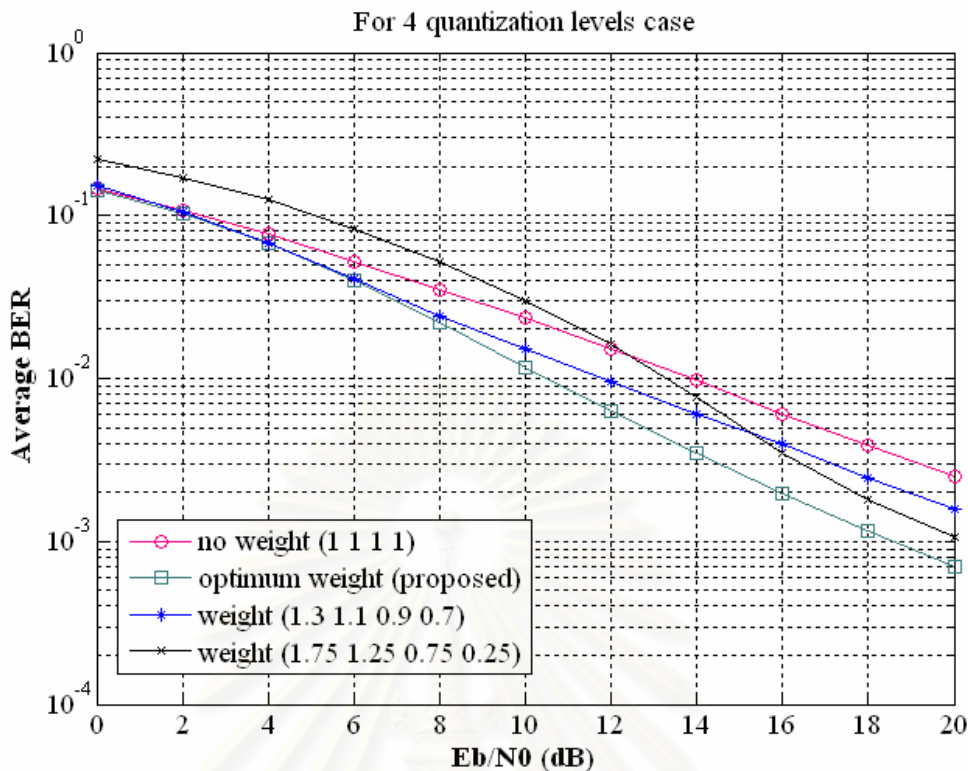
โดยที่ $\Gamma_l = (\gamma w_l)^2 + 1$

3.4 ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด

นำสมการค่าสมรรถนะสูงสุดที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.9) ไปทำการจำลองเปรียบเทียบกับกรณีที่เป็นระบบดั้งเดิมนั้นคือไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใด โดยใช้ระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 4 ระดับ และใช้สายอากาศส่งเพียงหนึ่งต้น ($M_T = 1$) และสายอากาศรับหนึ่งต้น พร้อมทั้งเปรียบเทียบกับกรณีของระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปเมื่อเทียบกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณไม่เหมาะสมที่สุดซึ่งสุ่มเลือกขึ้นมา พบว่าระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดซึ่งหาจากสมการที่ (3.9) ให้ค่าสมรรถนะที่ดีที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักอื่นๆ ดังแสดงในรูปที่

3.2

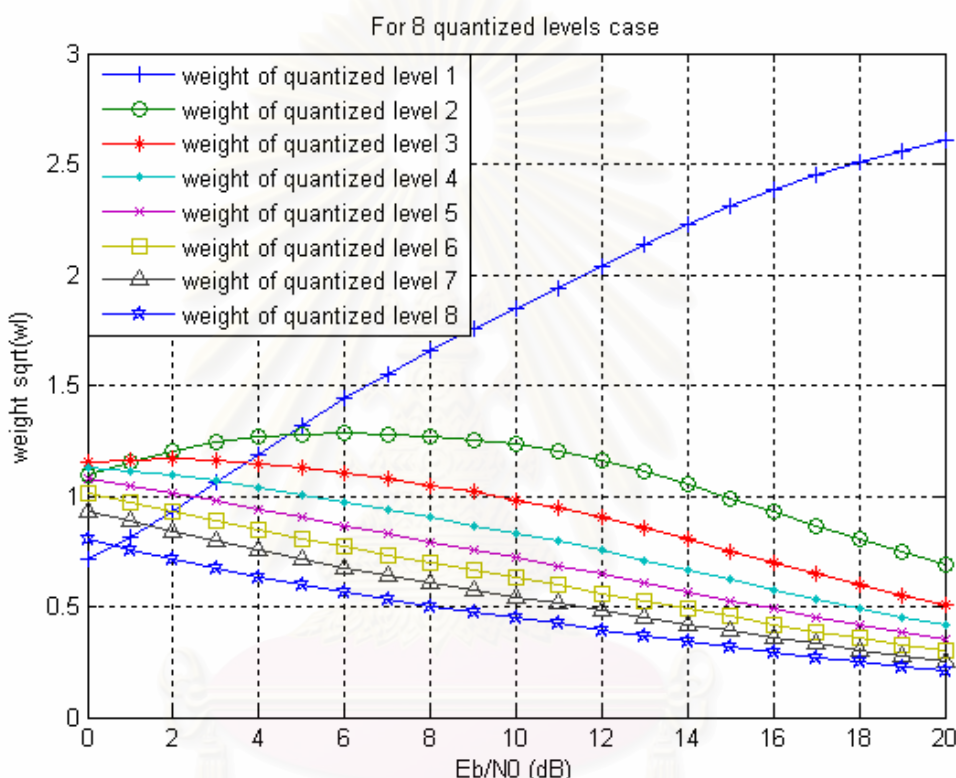
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.2 อัตราผิดพลาดบิตของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 4 ระดับ ในกรณีเสาส่งหนึ่งต้น ($M_T = 1$) โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่แตกต่างกัน

รูปที่ 3.3 แสดงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งหาจากสมการค่าสมรรถนะสูงสุด ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 20 dB โดยใช้เทคนิคการปรับกำลังส่งที่เสนอมาให้กับระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 8 ระดับ และใช้สายอากาศส่งเพียงหนึ่งต้น ($M_T = 1$) และสายอากาศรับหนึ่งต้น พบว่า ณ ตำแหน่งที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 0 dB มีการเพิ่มกำลังส่งขึ้น (กำลังส่งมากกว่า 1) ใน 4 ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลข คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 2, 3, 4, 5 และมีการลดกำลังส่งลง (กำลังส่งน้อยกว่า 1) ใน 4 ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมโดยเป็นเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าดี 3 ระดับ คือ ระดับที่ 6, 7, 8 และเป็นเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลข 1 ระดับ คือ ระดับที่ 1 เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดจะมีจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่เพิ่มกำลังส่งขึ้นมีจำนวนลดลง ในขณะที่จำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่ลดกำลังส่งลงมีจำนวนเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 15 dB มีเพียงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) เท่านั้นที่เพิ่มกำลังส่งขึ้น ในขณะที่ระดับเฟดดิ้งของ

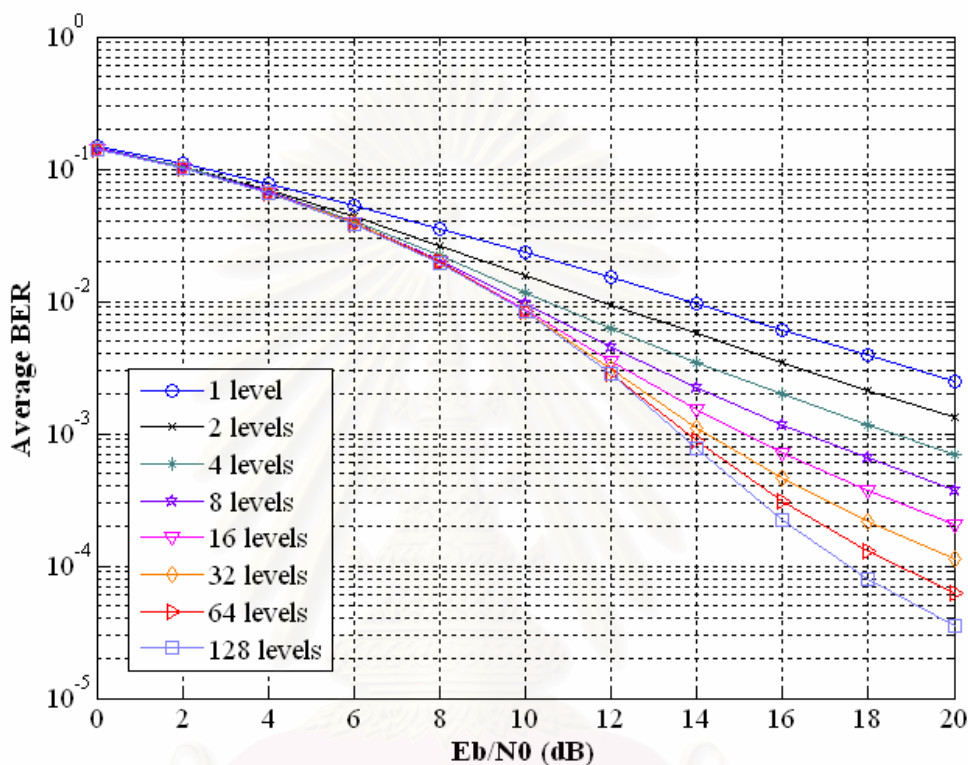
ช่องสัญญาณรวมอื่นๆ (ระดับที่ 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8) มีการลดกำลังส่งลง เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่า เฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่เลขที่สุด (ระดับที่ 1) มีผลกระทบกับระบบสื่อสารอย่างมากและการแบ่งเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมในช่วงที่ 1 นั้นมีความละเอียดไม่มากพอ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลว และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น



รูปที่ 3.3 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 8 ระดับ

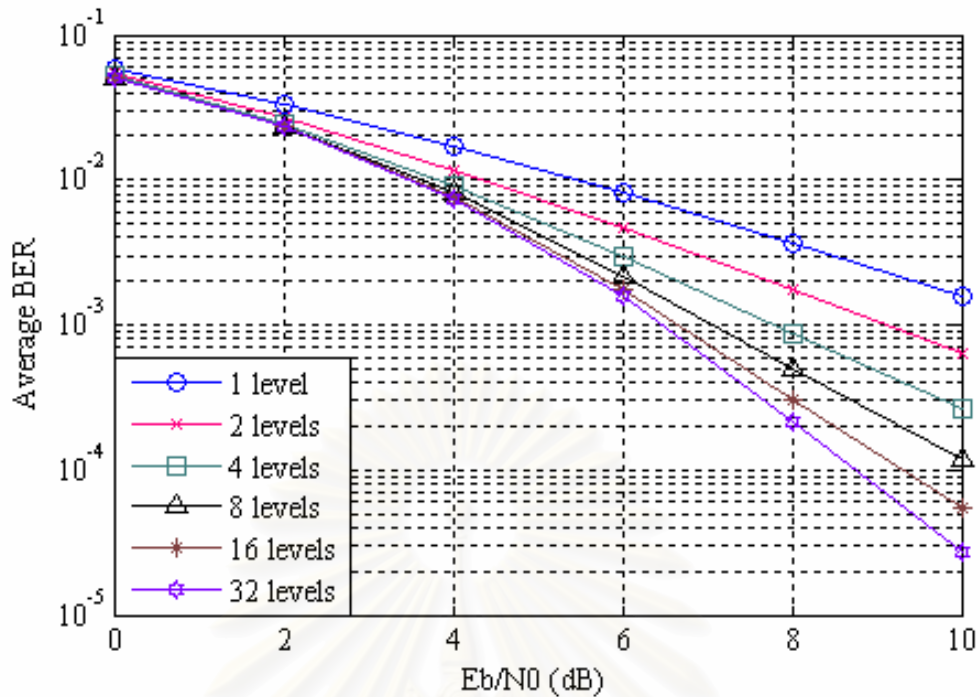
เมื่อนำสมการค่าสมรรถนะสูงสุดที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.9) ไปทำการจำลองเปรียบเทียบกับกรณีที่เป็นระบบที่ไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใดและระบบที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็นระดับต่างๆ ซึ่งได้จำลองระบบในกรณีที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 2, 4, 8, 16, 32, 64 และ 128 ระดับ ในกรณีสายอากาศส่งหนึ่งต้น ($M_r = 1$) และสายอากาศรับหนึ่งต้น เพื่อแสดงให้เห็นแนวโน้มที่จะเกิดขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนระดับที่ใช้แบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมให้เพิ่มมากขึ้น ได้ผล

การจำลองดังแสดงในรูปที่ 3.4 พบว่าจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมแปรผกผันกับค่าอัตราผิดพลาดบิต นั่นคือเมื่อเพิ่มจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมให้มากขึ้น ค่าอัตราผิดพลาดบิตก็จะยิ่งมีค่าต่ำลง นั่นคือสมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้น

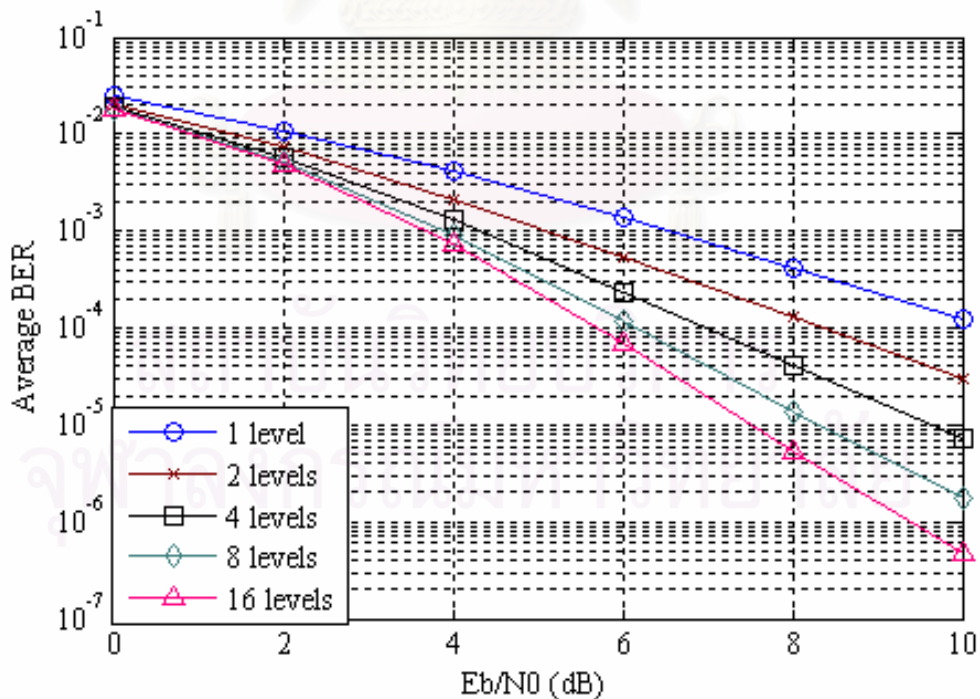


รูปที่ 3.4 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 1 ต้น ($M_T = 1$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 และ 128 ระดับ

รูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 แสดงอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดสำหรับกรณีหลายสายอากาศส่งและหนึ่งสายอากาศรับ ในที่นี้จะยกตัวอย่างกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) และกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$) ตามลำดับ จากกราฟที่ได้พบว่ามีแนวโน้มคล้ายกับกรณีสายอากาศส่ง 1 ต้น และค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้นเมื่อจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมมากขึ้น หรือจำนวนสายอากาศส่งเพิ่มขึ้นในขณะที่จำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมคงเดิม



รูปที่ 3.5 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4, 8, 16 และ 32 ระดับ



รูปที่ 3.6 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4, 8 และ 16 ระดับ

บทที่ 4

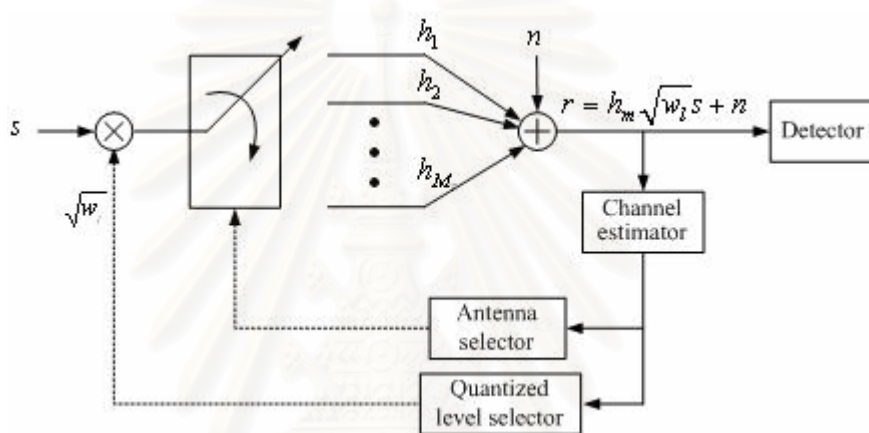
การปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ

บทนี้จะอธิบายเกี่ยวกับเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งทำการจำลองระบบเพื่อให้ทราบถึงแนวโน้มสมรรถนะของระบบเมื่อนำเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศมาใช้งานจริง โดยในการจำลองได้นำเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการมอดูเลตแบบ BPSK ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี และใช้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หาผลเฉลยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีที่สุด

4.1 หลักการทำงานของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ

การส่งผ่านสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายนอกจากจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกแล้วยังต้องเผชิญกับปัญหาเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นเนื่องจากปรากฏการณ์มัลติพาทภายในช่องสัญญาณอีกด้วย ปัญหาดังกล่าวนี้ส่งผลให้เกิดการลดทอนของสัญญาณอย่างรุนแรงจนทำให้การตัดสินใจที่ภาครับมีความผิดพลาดอย่างมาก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิมาใช้จัดการกับปัญหาของเฟดดิ้ง ไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ [18, 19] เป็นเทคนิคที่อาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณแบบหลายวิถี และโดยทั่วไปแล้วหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากเฟดดิ้งทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังอ่อนมาก ก็อาจจะมีการเลือกสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูง ดังนั้นหากเราติดตั้งสายอากาศส่งที่คนละตำแหน่งกันมากกว่าหนึ่งแห่งก็จะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบก็จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ [20] หากเรานำเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิมาประยุกต์ใช้ร่วมกับเทคนิคการปรับกำลังส่งจะยิ่งทำให้สมรรถนะของระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้น [21, 22, 23, 24, 25, 26, 27]

ในหัวข้อนี้จะเสนอการนำเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิวิธีเลือกสายอากาศส่งมาประยุกต์ใช้ร่วมกับเทคนิคการปรับกำลังส่งโดยใช้แบบจำลองดังรูปที่ 4.1 นั่นคือทำการเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งให้มากขึ้น และภาครับแทนที่รู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณและจะทำการเลือกสัญญาณที่มาจากสายอากาศส่งที่มีกำลังส่งสูงที่สุดมาใช้งาน แล้วป้อนกลับแบบจำกัดข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยใช้จำนวนบิตในการป้อนกลับ $\log_2(L) + \log_2(M_T)$ บิตต่อข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ เมื่อ L เป็นจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณและ M_T เป็นจำนวนสายอากาศส่ง ในขณะที่การปรับกำลังส่งโดยพิจารณาสมบัติของช่องสัญญาณนั้นยังคงกระทำอยู่ วิธีที่เสนอนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น



รูปที่ 4.1 แบบจำลองโครงสร้างของเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ

4.2 การปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK

ขั้นตอนแรก เราต้องหาฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็น (Probability density function; pdf) ของขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุด เมื่อใช้วิธีเลือกสายอากาศส่ง โดยเริ่มต้นพิจารณาจากค่า pdf ของเฟดดิ้งที่มีการกระจายแบบเรย์ลีดังสมการที่ (4.1)

$$p_h(h) = 2he^{-h^2}; \quad h \geq 0 \quad (4.1)$$

จากค่า pdf สามารถหาค่าฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบสะสม (Cumulative distribution function; cdf) ของเฟดติงที่มีการกระจายแบบเรย์ลีได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_h(h) &= \int_0^h 2xe^{-x^2} dx \\
 &= \int_0^h 2xe^{-x^2} \frac{1}{-2x} d(-x^2) \\
 &= -e^{-x^2} \Big|_0^h \\
 &= 1 - e^{-h^2}; \quad h \geq 0
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

สำหรับภาครับ ทำการเลือกสัญญาณที่มาจากเสาส่งต้นที่มีกำลังส่งสูงที่สุดมาใช้งาน

$$h_s = \max(h_1, h_2, h_3, \dots, h_{M_T})$$

ซึ่งค่า cdf ของ h_m สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_{h_m}(h_m) &= P(\max(h_1, h_2, \dots, h_{M_T}) \leq h_m) \\
 &= P(h_i \leq h_m, \forall i)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

เนื่องจากค่าเฟดติงของช่องสัญญาณจากเสาส่งแต่ละต้นมีค่าอิสระจากกัน ดังนั้นในกรณีที่เสาส่งมีจำนวน M_T ต้น จึงสามารถเขียนสมการที่ (4.3) ใหม่ได้ดังนี้

$$P_{h_m}(h_m) = [P_{h_i}(h_i = h_m)]^{M_T} = [1 - e^{-h_m^2}]^{M_T} \tag{4.4}$$

นำค่าที่ได้จากสมการที่ (4.4) ไปหาค่า pdf โดยสามารถหาได้จากการทำอนุพันธ์ ซึ่งได้ค่าดังนี้

$$p_{h_m}(h_m) = M_T [1 - e^{-h_m^2}]^{M_T-1} 2h_m e^{-h_m^2}, \quad h_m \geq 0 \tag{4.5}$$

การปรับกำลังส่งเริ่มจากการแบ่งระดับเฟดติงของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดออกเป็น L ระดับ โดยที่ $L = 1, 2, 3, \dots$ แต่ละระดับของเฟดติงนั้นมีความน่าจะเป็นในการเกิดเท่าๆ กัน และกำหนดให้เฟดติงของช่องสัญญาณในแต่ละสายอากาศที่เราจะพิจารณาเป็นเฟดติง

ที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ทำการกำหนดค่าที่ใช้ปรับเฟดดิ้งในแต่ละระดับเหล่านั้นด้วยค่าที่แตกต่างกันออกไป ในที่นี้แทนด้วย $\sqrt{w_l}$ โดยที่ $l = 0, 2, \dots, L-1$ หากค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดมีค่าตกอยู่ในระดับใด หรือช่วงใด ให้นำค่าที่กำหนดให้กับช่วงนั้นๆ ($\sqrt{w_l}$) เข้าไปคูณกับค่าของข้อมูลที่จะทำการส่งออกไป s เสมือนเป็นการถ่วงน้ำหนักให้กับข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปนั่นเอง ภายใต้ข้อกำหนดของกำลังส่งเฉลี่ยที่เท่าเดิม นั่นคือ

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l = L$$

การทำงานของระบบหลังจากที่ทำการปรับค่าของข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปเสร็จเรียบร้อยแล้วนั้นจะยังคงเป็นเหมือนระบบการสื่อสารไร้สายทั่วๆ ไป นั่นคือ ที่ภาคส่งเริ่มต้นส่งข้อมูลออกไปยังภาครับ ข้อมูลที่ถูกส่งออกไปเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปสู่ภาครับ และในระหว่างนี้เองที่สัญญาณที่ถูกส่งออกมาในแต่ละสายอากาศส่งนั้นถูกทำให้เกิดการลดทอน อันเป็นผลสืบเนื่องมาจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี จนเมื่อข้อมูลในแต่ละสายอากาศส่งที่ถูกส่งเดินทางมาถึงภาครับและภาครับจะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มาจากเสาส่งที่มีกำลังส่งสูงที่สุดมาใช้งาน ในขณะที่ทำการรับข้อมูลนี้เองก็จะเกิดการลดทอนขึ้นอีกครั้งแต่เป็นการลดทอนเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนแทรกเข้ามาที่เครื่องรับ จากที่กล่าวมา สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบสมการได้ดังนี้

$$r = h_m \sqrt{w_l} s + n \quad (4.6)$$

โดยที่

r แทน สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

h_m แทน ขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุด

$\sqrt{w_l}$ แทน ค่าที่ใช้ถ่วงน้ำหนักให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปเมื่อเทียบกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ หรือค่าที่ใช้ปรับกำลังส่งให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปยังภาครับ

s แทน สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปจากภาคส่ง

n แทน สัญญาณรบกวน

4.3 สมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งของสัญญาณร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK

การหาผลเฉลยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่สูงที่สุด ด้วยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ โดยระบบที่เราสนใจมีสายอากาศส่ง M_T ต้น, สายอากาศรับหนึ่งต้นและทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดออกเป็น L ระดับ ทำได้โดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ (4.7) และนำค่าที่ได้จากสมการที่ (4.5) ไปหาค่าสมรรถนะสูงสุด โดยการแทนลงในสมการข้างล่างนี้

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} P_e(SNR, \sqrt{w_l}, h_m) p_{h_m}(h_m) dh_m \quad (4.7)$$

โดยที่ $P_e(SNR, \sqrt{w_l}, h_m) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} h_m)$ เป็นค่าความน่าจะเป็นอัตราความผิดพลาดสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK ในช่องสัญญาณสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวกและ $p_{h_m}(h_m) = M_T [1 - e^{-h_m^2}]^{M_T-1} 2h_m e^{-h_m^2}$ เป็นฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของอัตราขยายช่องสัญญาณเมื่อใช้วิธีการเลือกสายอากาศส่งที่มีกำลังส่งสูงที่สุด แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (4.7) เราจะได้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยดังสมการที่ (4.8)

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} h_m) M_T [1 - e^{-h_m^2}]^{M_T-1} 2h_m e^{-h_m^2} dh_m \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} h_m) M_T \sum_{k=1}^{M_T} (-1)^{k-1} \binom{M_T-1}{k-1} e^{-(k-1)h_m^2} 2h_m e^{-h_m^2} dh_m \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} \sum_{k=1}^{M_T} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} h_m) M_T (-1)^{k-1} \binom{M_T-1}{k-1} h_m e^{-kh_m^2} dh_m \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^{M_T} M_T (-1)^{k-1} \binom{M_T-1}{k-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} h_m e^{-kh_m^2} \operatorname{erfc}(\gamma \sqrt{w_l} h_m) dh_m \end{aligned} \quad (4.8)$$

ทำการอินทิเกรตโดยใช้เทคนิคการอินทิเกรตแบบบายพาสส์ โดยเลือกใช้ค่า u และ dv ดังนี้

$$u = \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}h_m) \rightarrow du = -\frac{2}{\sqrt{\pi}}\gamma\sqrt{w_l}e^{-(\gamma\sqrt{w_l}h_m)^2}dh_m$$

$$dv = h_m e^{-kh_m^2} dh_m \rightarrow v = -\frac{1}{2k}e^{-kh_m^2}$$

ดังนั้น ค่าของการ $\int_{h_l}^{h_{l+1}} \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}h_m)h_m e^{-kh_m^2} dh_m$ จะเป็น

$$\begin{aligned} &= -\frac{1}{2k}e^{-kh_m^2} \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}h_m) - \int_{h_l}^{h_{l+1}} \frac{1}{k\sqrt{\pi}}\gamma\sqrt{w_l}e^{-(\gamma\sqrt{w_l}h_m)^2} e^{-kh_m^2} dh_m \\ &= -\frac{1}{2k}e^{-kh_m^2} \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}h_m) - \frac{\gamma\sqrt{w_l}}{2k\sqrt{k+(\gamma\sqrt{w_l})^2}} \operatorname{erf}\left(h_m\sqrt{k+(\gamma\sqrt{w_l})^2}\right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

แทนค่าสมการที่ (4.9) ลงในสมการที่ (4.8) เราจะได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเป็น

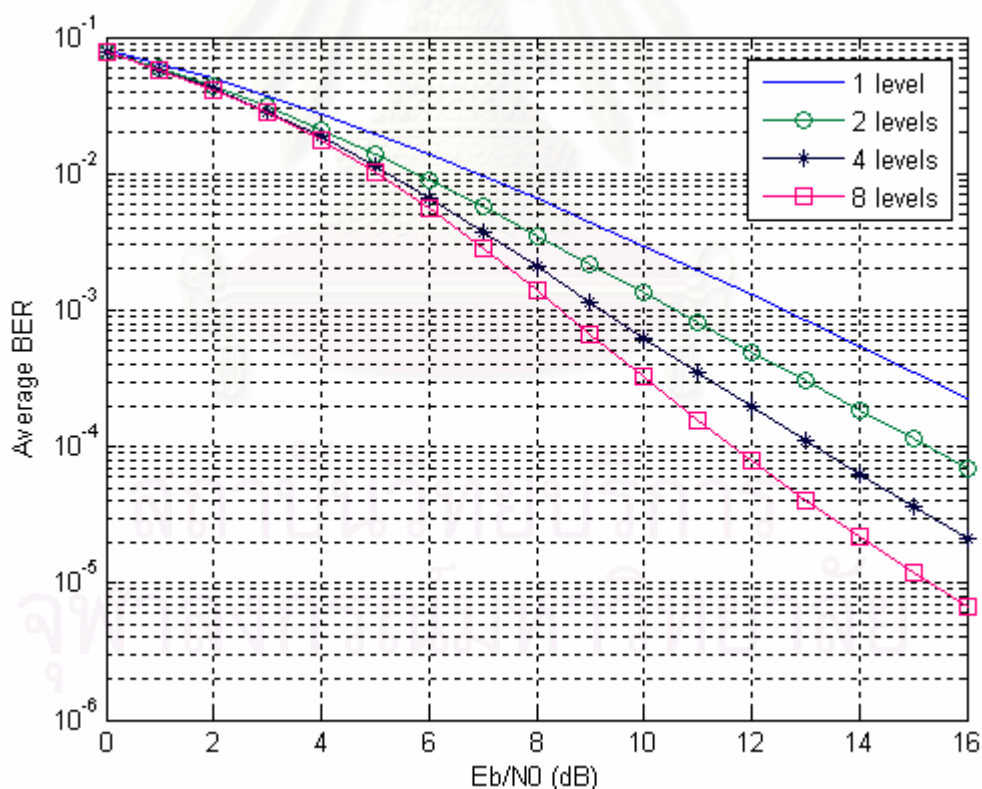
$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^{M_T} M_T (-1)^{k-1} \binom{M_T-1}{k-1} \left[-\frac{1}{2k}e^{-kh_m^2} \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}h_m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\gamma\sqrt{w_l}}{2k\sqrt{k+(\gamma\sqrt{w_l})^2}} \operatorname{erf}\left(h_m\sqrt{k+(\gamma\sqrt{w_l})^2}\right) \right] \Bigg|_{h_l}^{h_{l+1}} \end{aligned}$$

ท้ายที่สุดจะได้สมการที่แสดงค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งที่มีกำลังส่งสูงสุดสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK ที่ใช้เทคนิคการแบ่งระดับเฟดดิ้งออกเป็น L ระดับ สำหรับสายอากาศส่ง M_T ต้นและสายอากาศรับหนึ่งต้น แสดงดังสมการข้างล่างนี้

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^{M_T} \frac{M_T}{2k} (-1)^k \binom{M_T-1}{k-1} \left[e^{-kh_m^2} \operatorname{erfc}(\gamma\sqrt{w_l}h_m) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\gamma\sqrt{w_l}}{\sqrt{k+(\gamma\sqrt{w_l})^2}} \operatorname{erf}\left(h_m\sqrt{k+(\gamma\sqrt{w_l})^2}\right) \right] \Bigg|_{h_l}^{h_{l+1}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

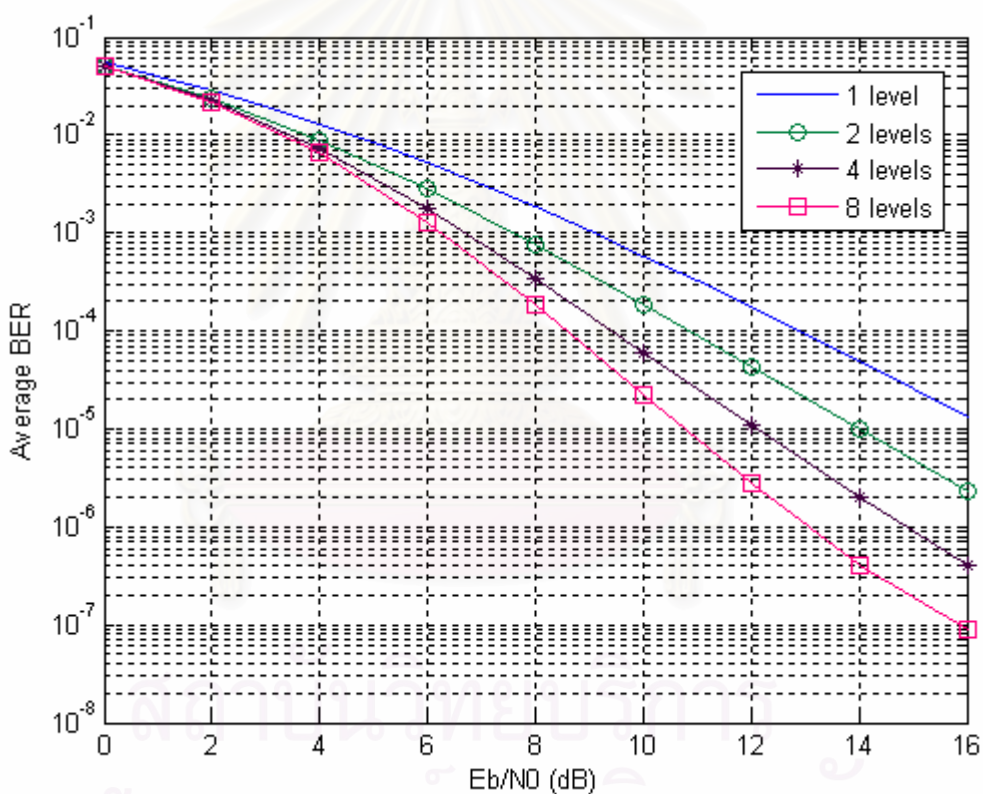
4.4 ผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุด

เมื่อนำสมการค่าสมรรถนะสูงสุดที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.10) ไปทำการจำลองเปรียบเทียบกับกรณีที่เป็นระบบที่ไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใดและระบบที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดออกเป็นระดับต่างๆ ซึ่งได้จำลองระบบในกรณีที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดออกเป็น 2, 4 และ 8 ระดับ ในกรณีสายอากาศส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) และสายอากาศรับ 1 ต้น เพื่อแสดงให้เห็นแนวโน้มที่จะเกิดขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนระดับที่ใช้แบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดให้เพิ่มมากขึ้น ได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 4.2 พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดให้มากขึ้น ค่าอัตราผิดพลาดบิตก็จะมีค่าต่ำลง นั่นคือสมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้น ซึ่งมีการป้อนกลับแบบจำกัดข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยใช้จำนวนบิตในการป้อนกลับ 2, 3 และ 4 บิต สำหรับกรณีที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดออกเป็น 2, 4 และ 8 ระดับตามลำดับ



รูปที่ 4.2 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ

รูปที่ 4.3 แสดงอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดสำหรับกรณีสายอากาศส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$) และสายอากาศรับ 1 ต้น โดยทำการจำลองเปรียบเทียบกับกรณีที่เป็นระบบที่ไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใดและระบบที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็นระดับต่างๆ ซึ่งได้จำลองระบบในกรณีที่ทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น 2, 4, และ 8 ระดับ จากกราฟที่ได้พบว่ามีแนวโน้มคล้ายกับกรณีสายอากาศส่ง 2 ต้น นั่นคือค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้นเมื่อจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดมากขึ้น และค่าของอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยของกรณีสายอากาศส่ง 3 ต้นจะต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 2 ต้น ในขณะที่จำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดมีค่าเท่ากัน



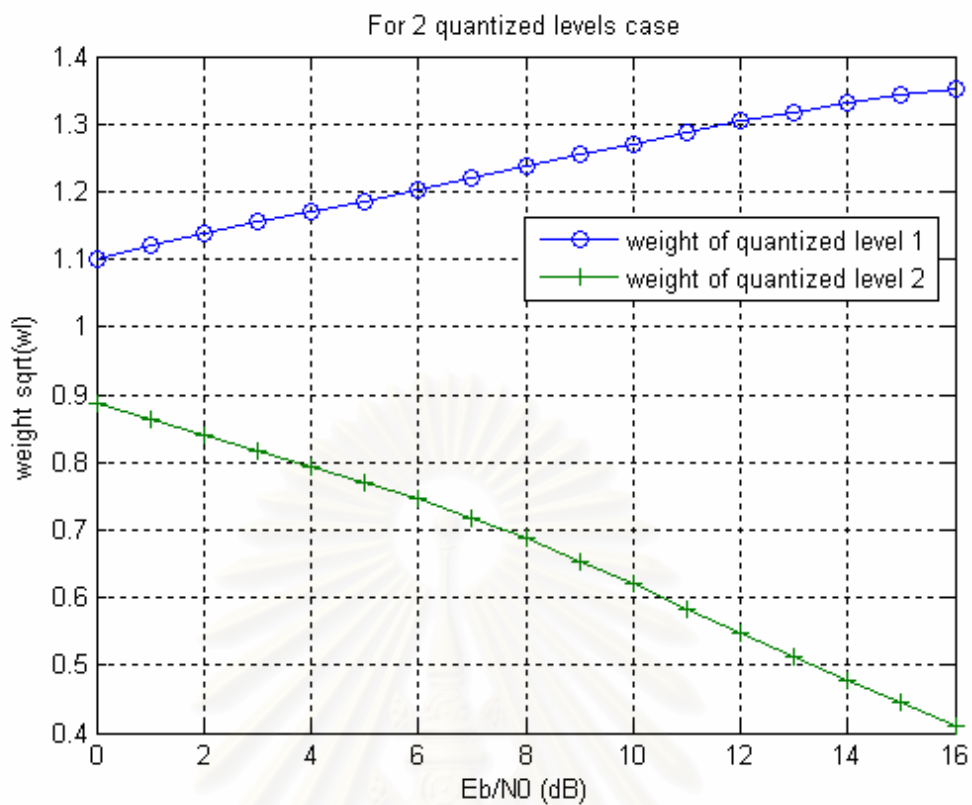
รูปที่ 4.3 อัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$) สำหรับการแบ่งระดับของเฟดดิ้งรวมออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ

รูปที่ 4.4 แสดงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งหาจากสมการค่าสมรรถนะสูงสุด ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 16 dB โดยใช้เทคนิคการปรับกำลังส่งที่เสนอมาให้กับระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 2, 4 และ 8 ระดับ ($L = 2, 4, 8$) และใช้สายอากาศส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) และสายอากาศรับหนึ่งต้น

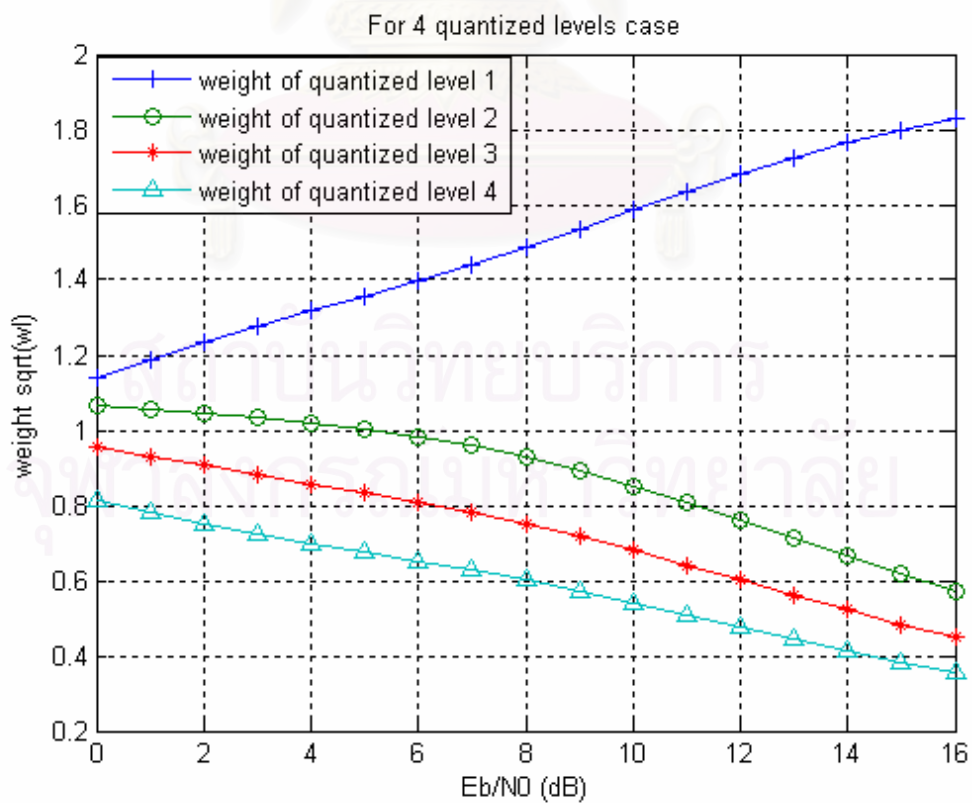
พิจารณารณที่ $L = 2$ แสดงในรูปที่ 4.4 (a) พบว่า ณ ตำแหน่งที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 0 dB มีการเพิ่มกำลังส่งขึ้น (กำลังส่งมากกว่า 1) ในระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลข คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 1 และลดกำลังส่งลง (กำลังส่งน้อยกว่า 1) ในระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าดี คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 2 เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของเฟดดิ้งในระดับที่ 1 และระดับที่ 2 จะยิ่งห่างกันมากขึ้น แสดงให้เห็นว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าดี (ระดับที่ 2) ไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลข (ระดับที่ 1) และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น

พิจารณารณที่ $L = 4$ แสดงในรูปที่ 4.4 (b) พบว่า ณ ตำแหน่งที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 0 dB มีการเพิ่มกำลังส่งขึ้น (กำลังส่งมากกว่า 1) ใน 2 ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลข คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 1, 2 และลดกำลังส่งลง (กำลังส่งน้อยกว่า 1) ใน 2 ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าดี คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 3, 4 เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดจะมีจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่เพิ่มกำลังส่งขึ้นมีจำนวนลดลง ในขณะที่จำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่ลดกำลังส่งลงมีจำนวนเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 5 dB มีเพียงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) เท่านั้นที่เพิ่มกำลังส่งขึ้น ในขณะที่ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมอื่นๆ (ระดับที่ 2, ระดับที่ 3, ระดับที่ 4) มีการลดกำลังส่งลง เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) มีผลกระทบกับระบบสื่อสารอย่างมากและการแบ่งเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดในช่วงที่ 1 นั้นมีความละเอียดไม่มากพอ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลข และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น

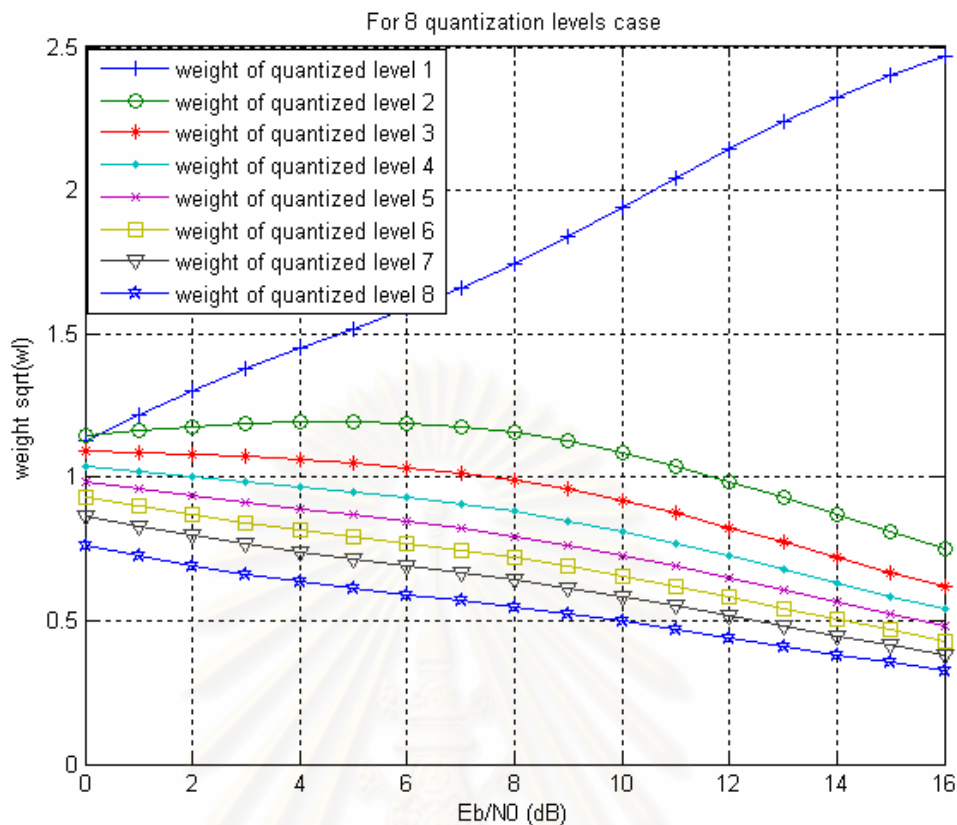
พิจารณากรณีที่มี $L = 8$ แสดงในรูปที่ 4.4 (c) พบว่า ณ ตำแหน่งที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 0 dB มีการเพิ่มกำลังส่งขึ้น (กำลังส่งมากกว่า 1) ใน 4 ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าเลข คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 1, 2, 3, 4 และลดกำลังส่งลง (กำลังส่งน้อยกว่า 1) ใน 4 ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าดี คือ เฟดดิ้งในระดับที่ 5, 6, 7, 8 เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดจะมีจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่เพิ่มกำลังส่งขึ้นมีจำนวนลดลง ในขณะที่จำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่ลดกำลังส่งลงมีจำนวนเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 11 dB มีเพียงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) เท่านั้นที่เพิ่มกำลังส่งขึ้น ในขณะที่ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมอื่นๆ (ระดับที่ 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8) มีการลดกำลังส่งลง เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) มีผลกระทบกับระบบสื่อสารอย่างมากและการแบ่งเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดในช่วงที่ 1 นั้นมีความละเอียดไม่มากพอ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าเลว และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น



(a)



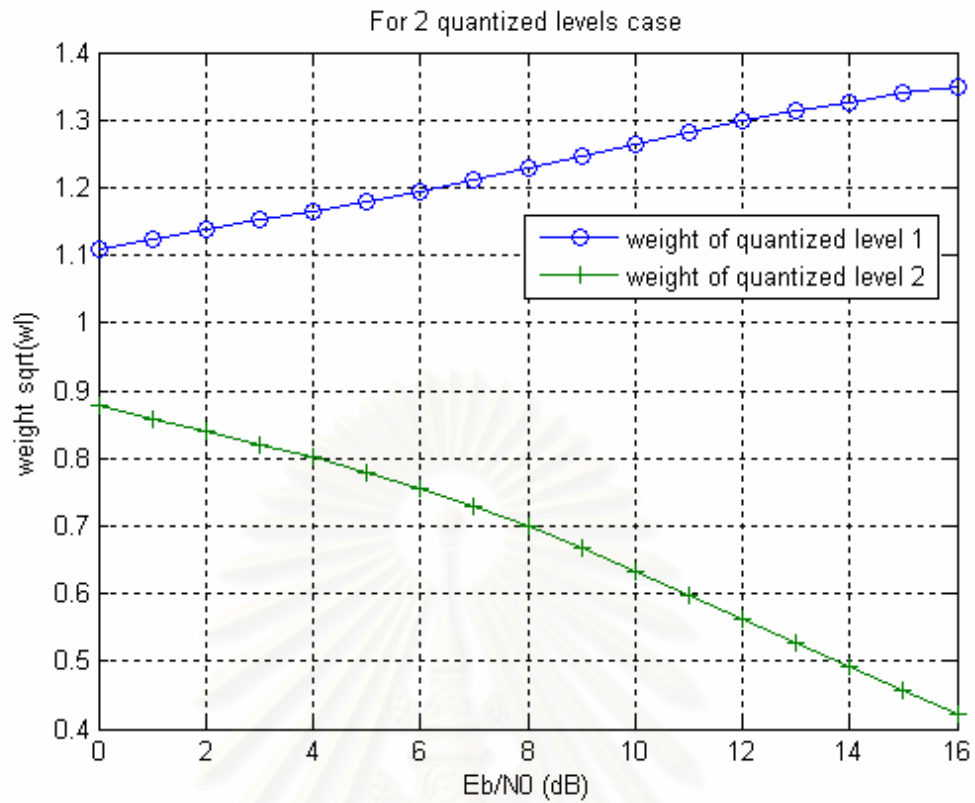
(b)



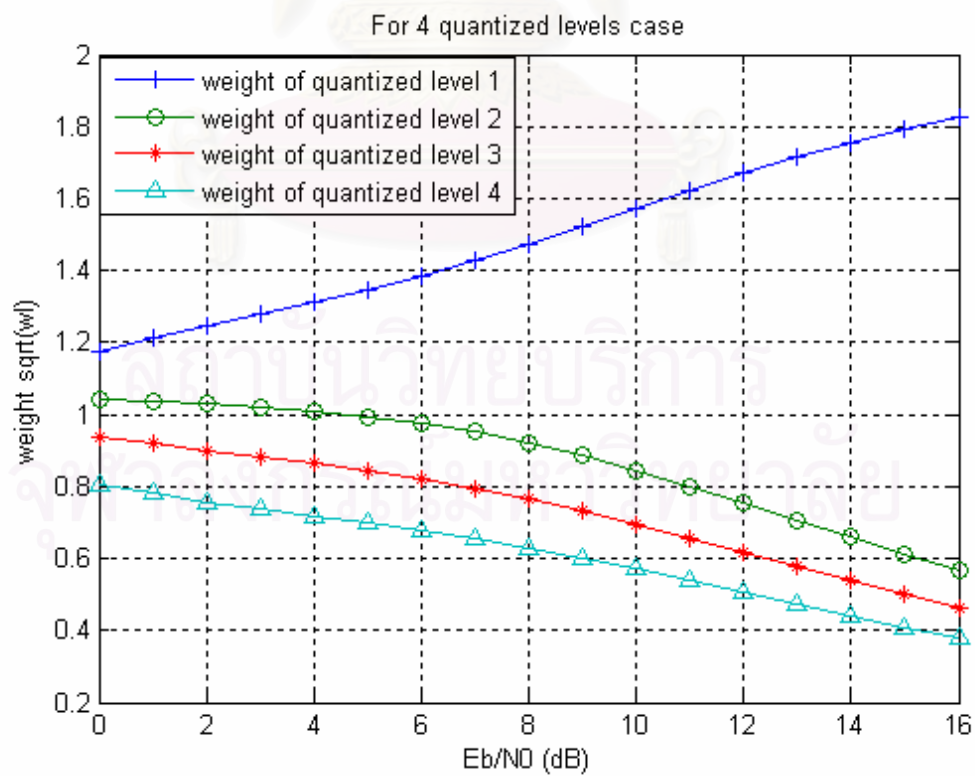
(c)

- รูปที่ 4.4 (a) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 2 ระดับ ($L = 2$) ในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$)
- (b) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 4 ระดับ ($L = 4$) ในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$)
- (c) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกเป็น 8 ระดับ ($L = 8$) ในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_r = 2$)

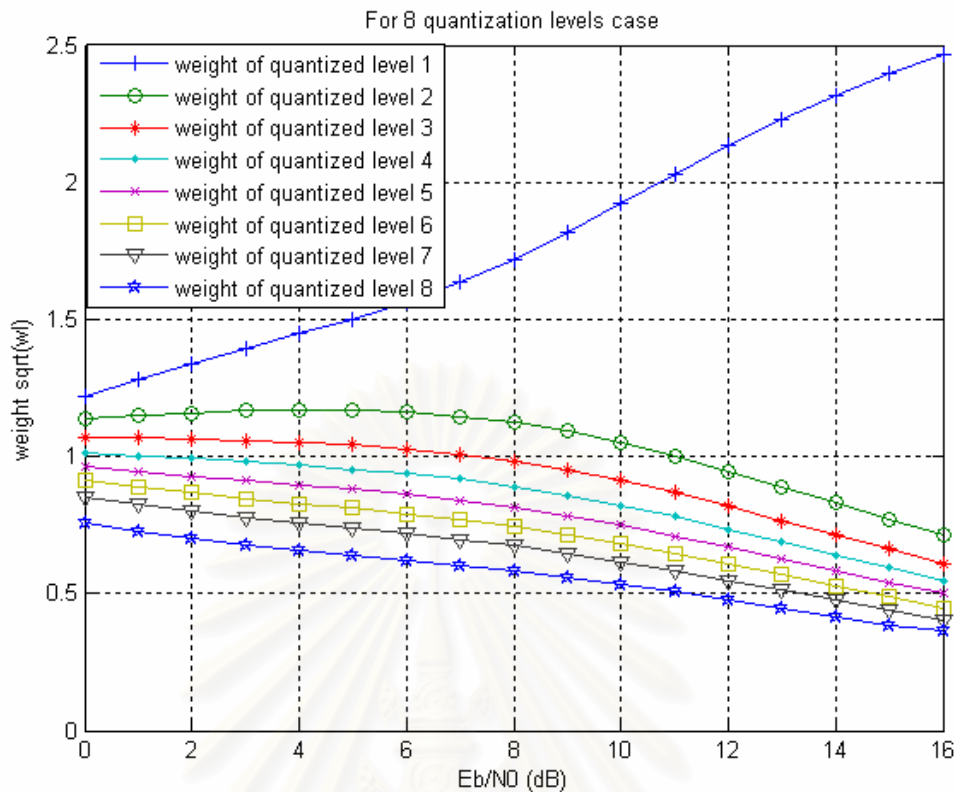
รูปที่ 4.5 แสดงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งหาจากสมการค่าสมรรถนะสูงสุด ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 16 dB โดยใช้เทคนิคการปรับกำลังส่งที่เสนอมากับระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมออกเป็น 2, 4 และ 8 ระดับ ($L = 2, 4, 8$) และใช้สายอากาศส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$) และสายอากาศรับหนึ่งต้น พบว่าผลลัพธ์ที่ได้มีแนวโน้มคล้ายกับกรณีสายอากาศส่ง 2 ต้น โดยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดจะมีจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่เพิ่มกำลังส่งขึ้นมีจำนวนลดลง ในขณะที่จำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่ลดกำลังส่งลงมีจำนวนเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับค่าค่าหนึ่งจะมีเพียงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) เท่านั้นที่เพิ่มกำลังส่งขึ้น ในขณะที่ระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดอื่นๆ มีการลดกำลังส่งลง เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลขที่สุด (ระดับที่ 1) มีผลกระทบกับระบบสื่อสารอย่างมากและการแบ่งเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดในช่วงที่ 1 นั้นมีความละเอียดไม่มากพอ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดที่มีค่าเลว และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น



(a)



(b)

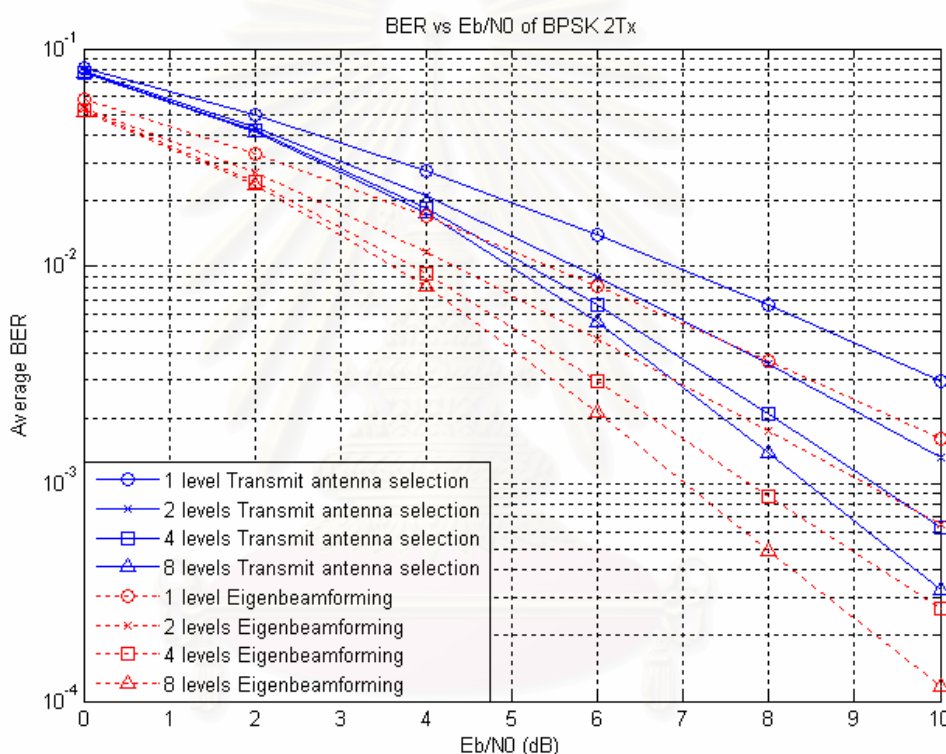


(c)

- รูปที่ 4.5 (a) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดออกเป็น 2 ระดับ ($L = 2$) ในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$)
- (b) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดออกเป็น 4 ระดับ ($L = 4$) ในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$)
- (c) ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละระดับของระบบที่มีการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดออกเป็น 8 ระดับ ($L = 8$) ในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_T = 3$)

4.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองโดยอาศัยสมการค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอ밍กับวิธีเลือกสายอากาศส่ง

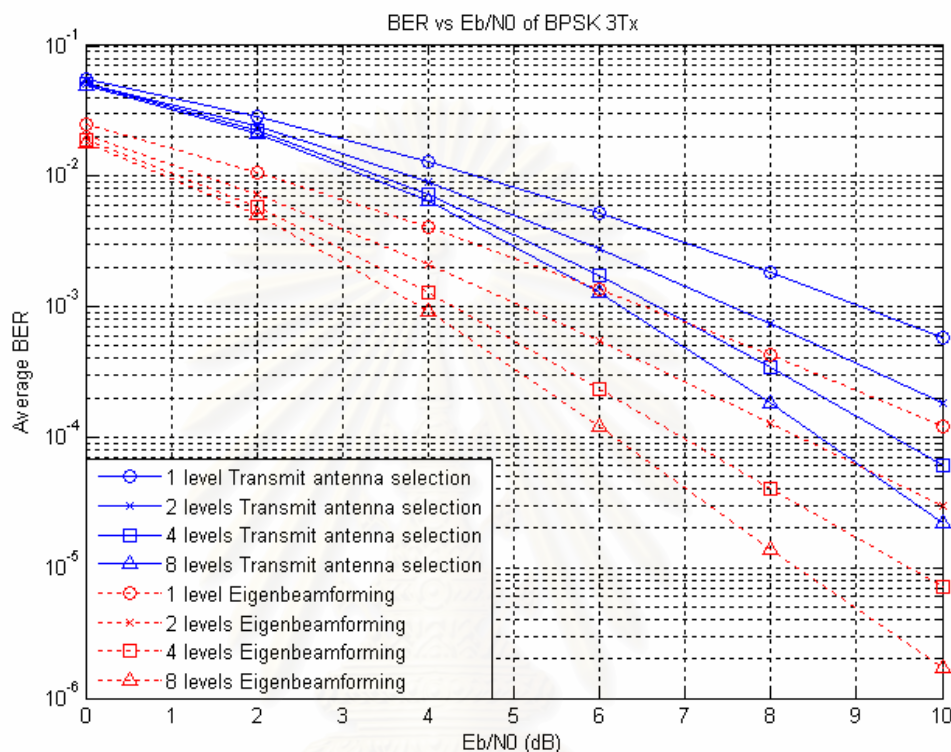
เมื่อนำสมการค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอ밍ที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.9) ไปทำการจำลองเปรียบเทียบกับสมการค่าสมรรถนะสูงสุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งที่ได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.10) โดยใช้การมอดูเลตแบบ BPSK และใช้จำนวนสายอากาศส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) สายอากาศรับ 1 ต้น ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอ밍กับวิธีเลือกสายอากาศส่ง ในกรณีเสาส่ง 2 ต้น ($M_T = 2$) สำหรับการแบ่งระดับของเพดดิ้งออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ

จากรูปที่ 4.6 พบว่า ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอ밍มีค่าต่ำกว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่ง ในทุกๆ จำนวนการแบ่งระดับของเพดดิ้งที่มีค่าเท่ากัน เหตุผลที่เป็นเช่นนี้เนื่องมาจากการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเคนบีมฟอ밍มีการใช้ข้อมูลข่าวสารของ

ช่องสัญญาณจากทุกๆ สายอากาศส่ง ซึ่งมากกว่าการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งที่มีการใช้ข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณที่มาจากสายอากาศส่งที่มีกำลังส่งสูงสุดเพียงต้นเดียว



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอ밍กับวิธีเลือกสายอากาศส่ง ในกรณีเสาส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$) สำหรับการแบ่งระดับของเพดดิ้งออกเป็น 1, 2, 4 และ 8 ระดับ

รูปที่ 4.7 แสดงอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดสำหรับกรณีสายอากาศส่ง 3 ต้น ($M_r = 3$) และสายอากาศรับ 1 ต้น โดยทำการจำลองเปรียบเทียบกันระหว่างการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอ밍กับการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่ง พบว่าแนวโน้มที่ได้คล้ายกับกรณีสายอากาศส่ง 2 ต้น นั่นคือ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอ밍มีค่าต่ำกว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของการปรับกำลังส่งรวมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่ง ในทุกๆ จำนวนการแบ่งระดับของเพดดิ้งที่มีค่าเท่ากัน เหตุผลที่เป็นเช่นนี้เนื่องมาจากการปรับกำลังส่งรวมกับการ

ใช้วิธีไอเคนปีมฟอมมิงมีการใช้ข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณจากทุกๆ สายอากาศส่ง ซึ่งมากกว่าการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งที่มีการใช้ข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณที่มาจากสายอากาศส่งที่มีกำลังสูงที่สุดเพียงต้นเดียว



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาเทคนิคการปรับกำลังส่งเพื่อจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมให้แก่ระบบสื่อสารไร้สาย เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของการส่งสัญญาณให้มีประสิทธิภาพ โดยไม่อาศัยการเพิ่มแบนด์วิดท์หรือจำนวนสายอากาศแต่อย่างใด หากแต่ต้องมีการบ่อนกลับแบบจำกัดข้อมูลของช่องสัญญาณจากภาครับกลับมาที่ภาคส่ง นอกจากนี้ได้ศึกษาการปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK โดยการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น L ระดับ โดยที่ $L = 1, 2, 3, \dots$ ในแต่ละระดับของเฟดดิ้งนั้นมีความน่าจะเป็นในการเกิดเท่าๆ กัน และกำหนดให้เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่เราจะพิจารณาเป็นเฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี หลังจากขั้นตอนการแบ่งเฟดดิ้งออกเป็น L ระดับแล้ว ทำการกำหนดค่าที่ใช้ปรับเฟดดิ้งในแต่ละระดับเหล่านั้นด้วยค่าที่แตกต่างกันออกไป ในที่นี้แทนด้วย $\sqrt{w_l}$ โดยที่ $l = 0, 1, \dots, L-1$ หากค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณมีค่าตกอยู่ในระดับใด หรือช่วงใด ให้นำค่าที่กำหนดให้กับช่วงนั้นๆ ($\sqrt{w_l}$) เข้าไปคูณกับค่าของข้อมูลที่จะทำการส่งออกไป เสมือนเป็นการถ่วงน้ำหนักให้กับข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปนั่นเอง ภายใต้ข้อกำหนดของกำลังส่งเฉลี่ยที่เท่าเดิม นั่นคือ $\sum_{l=0}^{L-1} w_l = L$ นำไปสู่การหาผลเฉลี่ยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่สูงที่สุดด้วยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอมมิงในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ หลักการทำงานเริ่มจากสัญญาณถูกส่งออกไปจากเครื่องส่งต้นทางถูกถ่วงน้ำหนักด้วยค่า $\sqrt{w_l}$ ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ปรับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในแต่ละระดับ l ภายใต้ข้อกำหนดของกำลังส่งเฉลี่ยที่เท่าเดิม นั่นคือ $\sum_{l=0}^{L-1} w_l = L$ และเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายโดยผ่านสายอากาศส่ง M_T ต้นไปยังสายอากาศรับหนึ่งต้นที่อยู่ปลายทาง โดยมีการใช้วิธีไอเกนบีมฟอมมิงในแต่ละสายอากาศส่ง กล่าวคือ สายอากาศส่งต้นที่ M_T จะถูกคูณด้วย $M_{M_T}^* / \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_{M_T}|^2}$ ในระหว่างที่เดินทางไปยังเครื่องรับ สัญญาณที่ถูกส่งออกมาในแต่ละสายอากาศส่งจะได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวน ทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมานั้นเกิดการลดทอนขึ้น และเมื่อเครื่องรับที่ปลายทางรับสัญญาณที่ถูก

ส่งออกมาได้แล้ว จะทำการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ค่าข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณที่สมบูรณ์ (Perfect CSI) จากนั้นจะป้อนกลับค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้ h_1, h_2, \dots, h_{M_r} และช่วงที่เฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมตกอยู่ l กลับไปยังเครื่องส่งที่ต้นทางเพื่อทำการปรับค่ากำลังส่งให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณในขณะนั้น ทำให้สมรรถนะของการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยในการจำลองได้นำเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีไอเกนบีมฟอ밍ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการมอดูเลตแบบ BPSK ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี และใช้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หาผลเฉลยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีที่สุด พบว่าระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดให้ค่าสมรรถนะที่ดีที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักอื่นๆ ได้แก่ ระบบดั้งเดิมที่ไม่มีการนำเทคนิคการปรับกำลังส่งมาใช้แต่อย่างใด ระบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักให้แก่สัญญาณที่จะถูกส่งออกไปเมื่อเทียบกับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณไม่เหมาะสมที่สุดซึ่งสุ่มเลือกขึ้นมา นอกจากนี้ยังพบว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมที่มีค่าเลว และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น และค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้นเมื่อจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณรวมมากขึ้น

นอกจากนี้วิทยานิพนธ์นี้ยังได้เสนอเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งในระบบการส่งผ่านหลายสายอากาศ นั่นคือทำการเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งให้มากขึ้นและภาครับเท้านั้นที่รู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณและจะทำการเลือกสัญญาณที่มาจากสายอากาศส่งที่มีกำลังส่งสูงที่สุดมาใช้งาน แล้วป้อนกลับแบบจำกัดข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยใช้จำนวนบิตในการป้อนกลับ $\log_2(L) + \log_2(M_r)$ บิตต่อข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ เมื่อ L เป็นจำนวนระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณและ M_r เป็นจำนวนสายอากาศส่ง ในขณะที่การปรับกำลังส่งโดยพิจารณาสมรรถนะของช่องสัญญาณนั้นยังคงกระทำอยู่ โดยในการจำลองได้นำเทคนิคการปรับกำลังส่งร่วมกับการใช้วิธีเลือกสายอากาศส่งไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการมอดูเลตแบบ BPSK ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี และใช้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หาผลเฉลยสำหรับค่าการปรับกำลังส่งที่เหมาะสมที่สุดของการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีที่สุด พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดให้มากขึ้น ค่าอัตราผิดพลาดบิตก็จะมีค่าต่ำลง นั่นคือสมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้น และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งให้มากขึ้น สมรรถนะของระบบที่ได้จะยิ่งดีขึ้น ในขณะที่จำนวนระดับที่ใช้ในการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงที่สุดมีค่าเท่ากัน นอกจากนี้ยังพบว่ากำลังส่งถูกถ่ายโอนจากระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่

มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าดีไปยังระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีกำลังส่งสูงสุดที่มีค่าเฉลี่ย และการถ่ายโอนกำลังส่งนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะ

งานวิจัยในขั้นต่อไปที่น่าสนใจ คือ

1 เราสามารถนำเทคนิคการปรับกำลังส่งของสัญญาณที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไปประยุกต์ใช้กับการมอดูเลตแบบอื่นๆ เช่น QPSK, 16-PSK, QAM ได้ด้วย แต่การหาค่าสมรรถนะสูงสุดของเทคนิคการปรับกำลังส่งของสัญญาณสำหรับการมอดูเลตแบบอื่นๆ ที่ไม่ใช่ BPSK นั้นยังไม่สามารถหาผลเฉลยในรูปแบบปิดได้ เนื่องจากการอินทิเกรตมีความยุ่งยากและซับซ้อนอย่างมาก

2 เราสามารถทำการแบ่งระดับเฟดดิ้งของช่องสัญญาณออกเป็น L ระดับ โดยที่ในแต่ละระดับของเฟดดิ้งนั้นมีความน่าจะเป็นในการเกิดไม่เท่ากัน นั่นคือ เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยจะทำการแบ่งระดับของเฟดดิ้งให้มีช่วงที่ถี่มากขึ้น ในขณะที่เฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยจะทำการแบ่งระดับของเฟดดิ้งให้มีช่วงที่ถี่น้อยลง เหตุผลที่ทำการแบ่งระดับของเฟดดิ้งออกเป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยมีผลกระทบกับระบบสื่อสารไร้สายอย่างมาก หากเราทำเพิ่มค่าที่ใช้ในการปรับกำลังส่งในช่วงนั้นให้มากขึ้นก็ทำให้สมรรถนะของระบบดียิ่งขึ้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] N. Wang, and S. Blostein. Minimum BER Power Allocation for MIMO Spatial Multiplexing Systems. Proc. IEEE ICC 4 (May 2005) : 2282-2286.
- [2] A.J. Goldsmith and Soon-Ghee Chua. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels. IEEE Trans. Commun 45 (Oct 1997) : 1218-1230.
- [3] J. F. Hayes. Adaptive feedback communications. IEEE Trans. Commun. Technol (Feb. 1968) : 29-34.
- [4] J. K. Cavers. Variable-rate transmission for Rayleigh fading channels. IEEE Trans. Commun. (Feb. 1972) : 15-22.
- [5] S. Sampei, N. Morinaga, and Y. Kamio. Adaptive modulation/TDMA with a BDDFE for 2 Mbit/s multi-media wireless communication systems. IEEE Vehic. Technol. Conf. (July 1995) : 311-315.
- [6] H. Matsuoka, S. Sampei, N. Morinaga, and Y. Kamio. Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems. IEEE Vehic. Technol. Conf. (April 1996) : 487-491.
- [7] S. M. Alamouti and S. Kallel. Adaptive trellis-coded multiple-phased-shift keying for Rayleigh fading channels. IEEE Trans. Commun (June 1994) : 2305-2314.
- [8] Y. Kamio, S. Sampei, H. Sasaoka, and N. Morinaga. Performance of modulation-level-controlled adaptive modulation under limited transmission delay time for land mobile communications. IEEE Vehic. Technol. Conf. (July 1995) : 221-225.
- [9] W. T. Webb and R. Steele. Variable rate QAM for mobile radio. IEEE Trans. Commun. (July 1995) : 2223-2230.
- [10] A. Furuskar, S. Mazur, F. Muller, and H. Olofsson. EDGE: enhanced data rates for GSM and TDMA/136 evolution. IEEE Wireless Commun. Mag. 6 (June 1999) : 56 - 66.
- [11] S. Nanda, K. Balachandran, and S. Kumar. Adaptation techniques in wireless packet data services. IEEE Commun. Mag. (Jan. 2000) : 54-64.
- [12] H. Sari. Trends and challenges in broadband wireless access. Proc. Symp. Commun. Vehic. Technol. (SCVT) (Oct. 2000) : 210-214.

- [13] Khaimtana Suwapichpoom. Adaptive power in space and time for BPSK modulation and space-time Alamouti code over Rayleigh fading channel. Master Degree Department of Electrical Engineering Faculty of Engineering Chulalongkorn University, 2005.
- [14] I. E. Telatar. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. AT&T Bell Labs, Tech. Rep, 1995.
- [15] G. J. Foschini and W. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Information Sciences and Systems 2007 (CISS '07) (Mar. 2007) : 863-868.
- [16] M. Rice and S.B. Wicker. Adaptive error control for slowly varying channels. IEEE Trans. Commun. 42 (Feb.-Apr. 1994) : 917 - 926.
- [17] J. Hagenauer. Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications. IEEE Trans. Commun. 36 (April 1988) : 389-400.
- [18] A. Goldsmith. Wireless Communications. California : Cambridge university press, 2005.
- [19] S.M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE JSAC 16 (Oct. 1998) : 1451-1458.
- [20] T. Gucluoglu and T.M.Duman. Performance of Space-Time Coded Systems with Transmit Antenna Selection. IEEE Trans. Inform. Theory 51 (December 2005) : 4173-4183.
- [21] G. Barriac, and U. Madhow. Space-Time Communication for OFDM With Implicit Channel Feedback. IEEE GLOBECOM 3 (Dec. 2003) : 1321-1325.
- [22] L. Xian, and H. Lui. An Adaptive Power Allocation Scheme for Space-Time Block Coded MIMO Systems. IEEE Wireless Communications and Network Conference 1 (March 2005) : 504-508.
- [23] P. Xia, S. Zhou, and G. Giannakis. Multiantenna Adaptive Modulation With Beamforming Based on Bandwidth-Constrained Feedback. IEEE Transactions on Commun 53 (March 2005) : 526-536.
- [24] E. Onggosanusi, A. Sayeed, and B. Van Veen. Optimal Antenna Diversity Signaling for Wide-Band Systems Utilizing Channel Side Information. IEEE Transactions on Commun 50 (Feb 2002) : 341-353.

- [25] E. Onggosanusi, A. Sayeed, and B. Van Veen. Efficient Signaling Schemes for Wideband Space-Time Wireless Channel Using Channel State Information. IEEE Transactions on Vehicular Technology 52 (Jan. 2003) : 1-13.
- [26] A. Narula, M. Lopez, M. Trott, and G. Wornell. Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels. IEEE J. Select. Areas Commun 16 (October 1998) : 1423-1436.
- [27] L. Liu, and H. Jafarkhani. Space-time trellis codes based on channel phase feedback. Proc. IEEE ICC 5 (May 2005) : 2916-2921.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1 บทความทางวิชาการจากงานประชุมทางวิชาการ The 9th International Conference on Advance Communication Technology (ICACT 2007) ณ เมืองกวางงอนโด ประเทศเกาหลีใต้ ซึ่งจัดขึ้นในวันที่ 12-14 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2550 ในชื่อบทความทางวิชาการเรื่อง Adaptive Power Allocation for Limited Feedback Multi-Antenna Transmissions

2 บทความทางวิชาการจากงานประชุมทางวิชาการ First International Conference on Communications and Electronics (HUT-ICCE 2006) ณ เมืองฮานอย ประเทศเวียดนาม ซึ่งจัดขึ้นในวันที่ 10-11 ตุลาคม พ.ศ. 2549 ในชื่อบทความทางวิชาการเรื่อง Adaptive Power Allocation for Multiantenna Transmissions Using Eigenbeamforming



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Adaptive Power Allocation for Limited Feedback Multi-Antenna Transmissions

Amornmet Pittayasatean¹, Kampol Woradir¹, Lunchakorn Wuttisittikulij¹ and Siwaruk Siwamogsatham²

¹Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Thailand

²Telecomm. and Network Research and Development Division

National Electronics and Computer Technology Center, Thailand

E-mail: wlunchak@chula.ac.th, siwaruk.siwamogsatham@nectec.or.th

Abstract— This paper addresses the problem of optimizing the adaptive power allocation for data transmission over wireless communication fading channels using multiple transmit antennas with band-limited feedback channel. The objective of the optimization is to minimize the bit error rate (BER) subject to constraint on the average transmitted power. The chosen multi-antenna transmission scheme is the transmit antenna selection, which requires limited number of feedback bits. The adaptive power allocation is chosen to have finite levels of allocated power so that the system will still require limited number of feedback bits when the proposed adaptive power allocation scheme is combined. The allocated power of each level will be optimally determined. This has to be done with regarding to the employment of antenna selection. In order to achieve this goal, the formula of the BER of the system using transmit antenna selection scheme as a function of allocated power level is first derived. Then, the obtained formula is solved for optimal allocated power of each level. The obtained results shows that the advantageous features of two different techniques, namely antenna selection and the adaptive power allocation, can be combined effectively to combat fading using limited feedback information. Numerical results of the systems with 2-transmit and 3-transmit antenna are used here to demonstrate that substantial BER performance improvement can be achieved by using even only a few power adaptation levels.

Keywords — Adaptive power allocation, limited feedback, multi-antenna transmissions.

1. Introduction

Multiple-input multiple-output (MIMO) techniques are known as an effective method of combating detrimental fading effects in wireless channels. Utilizing multiple antennas at the transmitter and the receiver in MIMO systems provides the spatial diversity that can enhance the capacity of fading channels and hence improves the quality of wireless systems [1,4]. Design of MIMO systems mostly depends on whether the channel state information (CSI) is known at either receiver or transmitter sides. When the CSI is known at the receiver but not at the transmitter [6,7], space-time coding is such a technique to exploit the diversity for low to medium bit rates. High bit rates can be achieved by spatial multiplexing systems, such as the pioneer system from Bell Labs abbreviated as BLAST [2]. When the feedback channel is available for sending the CSI to the transmitter, the transmitted power and the modulation/coding schemes can be adapted to the channel

conditions [5,8]. If the transmitter knows the CSI perfectly, it is possible to transmit signals through MIMO channels using eigen-beamforming. However, this needs a large number of bits to represent the full CSI and thus reduces the bandwidth efficiency. When the number of feedback bits is quite limited, it is more suitable that the transmitter partially knows the CSI [3]. One of such techniques that can exploit diversity from multiple transmit antennas with only limited amount of feedback bits is the transmit antenna selection. In this technique, signals are transmitted by the transmit antenna whose fading coefficient is maximum thereby serving the highest SNR at the receiver side. This technique requires only $\log_2(M_T)$ feedback bits given that there are M_T transmit antennas and single receive antenna.

An adaptive transmission is also another strategy which is efficient means to counteract fading. Normally, the system increases the transmit power when the channel is in deep fading so as to keep the SNR high enough for reliable communication. This method does not require any additional bandwidth and can be combined with the antenna selection technique directly to jointly mitigate the effect of fading.

In this paper, we combine the adaptive power allocation to the transmit antenna selection so as to improve the performance of the system as depicted in Figure 1. In our approach, we divide the fading condition into finite levels with equal probable, denoted by L levels or modes. Note that the considering fading model has included the result of using transmit antenna selection. Then, we attempt to find the transmit power which is most appropriate for each fading condition. The decision is based on the result BER in order to minimize the BER of the transmission. Obviously, this adaptive scheme requires only $\log_2(L)$ feedback bits because the value of transmit power at each fading condition can be put in the lookup table. Therefore, the total required number of feedback bits is $\log_2(L) + \log_2(M_T)$.

We first formulate the optimization problem of determining a different signal power level for allocated transmit power, and then derive the objective function. The obtained optimal solution provides the substantial performance improvement comparing to the antenna selection technique without adaptive power allocation. This improvement comes with only additional few feedback bits and no bandwidth expansion is required. Therefore, the transmitter using antenna selection technique can jointly employ the obtained solution of adaptive

power allocation in order to substantially improve the potential of mitigating the effect of fading for the transmitter which has the limited feedback channel.

2. System description and problem formulation

2.1 Channel model

We consider a MISO system over flat-fading Rayleigh channel with M_T ($M_T \geq 2$) antennas at the transmitter and a single antenna at the receiver. The complex channel gain between i th transmit antenna and the receive antenna is denoted by h_i where $i \in [1, \dots, M_T]$. The channel is assumed to be Rayleigh flat-fading with additive white Gaussian noise at the receiver. The received signal for using the transmit antenna selection can be expressed as

$$r = h_m s + n \quad (1)$$

where s is the transmitted signal from the antenna that has the highest magnitude of channel gain, denoted by h_m , can be express as

$$h_m = \max(h_1, h_2, \dots, h_{M_T}) \quad (2)$$

Let n denote the additive white Gaussian noise with unit power spectral density.

2.2 System model

The system model used in this study can be depicted in Figure 1. The signal s is first weighted with the optimized gain w_l , which is selected from the set $\{w_0, w_1, \dots, w_{L-1}\}$ based on the feedback information. This set of weight is responsible for assigning the proper transmission power level to the transmitter. Then, the weighted signal is transmitted using transmit antenna selection. The weighted signal transmitted by the antenna that has the highest magnitude of channel gain in order to maximize the received SNR at the receiver.

Let us first consider the probability density function (pdf) of the channel gain when transmit antenna selection is applied. The cumulative density function (cdf) of h_m , denoted by $P_k(h_m)$, can be expressed as

$$P_k(h_m) = P(\max(h_1, h_2, \dots, h_{M_T}) \leq h_m) \\ = P(h_i \leq h_m, \forall i) \quad (3)$$

Since the complex channel gain of each transmit antenna is independently, for this system with M_T transmit antennas, (3) can be written as

$$P_k(h_m) = [P_k(h_i = h_m)]^{M_T} = [1 - e^{-h_i}]^{M_T} \quad (4)$$

where the cdf of Rayleigh fading channel for each transmit antenna is $P_k(h_i) = 1 - e^{-h_i}$; $h_i \geq 0$ and the pdf of h_m , denoted by $p_k(h_m)$, can be expressed as

$$p_k(h_m) = M_T [1 - e^{-h_i}]^{M_T-1} 2h_m e^{-h_i}, \quad h_m \geq 0 \quad (5)$$

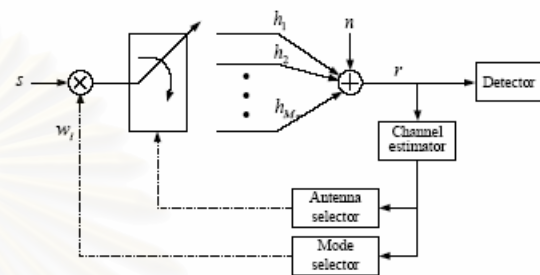


Figure 1. System Model

2.3 Problem Formulation

The objective of this work is to use the highest magnitude of channel gain of transmit antenna selection to determine a proper weighting factor, denoted by w , for power adaptation at the transmitter to optimize the average BER performance. We first divide the highest magnitude of channel gain, denoted by h_m , distribution into L intervals or modes with each interval having equal probability of occurrence. We also define a set of weighting factors w_l where $l = 0, 1, \dots, L-1$ in corresponding to each interval of h_m . If the highest magnitude of channel gain h_m is inside the l th interval then the signal s is multiplied by w_l and transmitted to the receiver using transmit antenna selection. Thus the received signal r is now re-formulated as

$$r = h_m w_l s + n \quad (6)$$

In our case the objective function of optimization is to minimize the average BER, denoted by \bar{P}_e , and the optimizer is the weighting factor w , that is

$$w = \arg \min_w \bar{P}_e(w) \quad (7)$$

This optimization problem has the constraint that the average transmission power must equal number of modes, that is

$$\sum_{i=0}^{L-1} w_i = L \quad (8)$$

$$= -\frac{1}{2k} e^{-hk^2} \operatorname{erfc}(\gamma w_i h_m) - \int_h^{h_m} \frac{1}{k\sqrt{\pi}} \gamma w_i e^{-\gamma w_i h} e^{-hk^2} dh_m$$

$$= -\frac{1}{2k} e^{-hk^2} \operatorname{erfc}(\gamma w_i h_m) - \frac{\gamma w_i}{2k\sqrt{k + (\gamma w_i)^2}} \operatorname{erf}\left(h_m \sqrt{k + (\gamma w_i)^2}\right) \quad (11)$$

In order to achieve this goal, we derive the BER formula as a function of power weighting as shown in the sequel. This BER formula will be the objective function of the optimization.

3. Objective function derivation

Let denote the highest magnitude of fading using transmit antenna selection, the magnitude of fading at boundary of each level, and the power weighting for each fading level as h_m , h_i and w_i , respectively. Consider the system having M_T transmit antennas and L transmission power levels with BPSK modulation. The average BER can be calculated by

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} P_e(\operatorname{SNR}, w_l, h_m) p_{h_m}(h_m) dh_m \quad (9)$$

where $P_e(\operatorname{SNR}, w_l, h_m) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m)$ denotes the probability of error for the BPSK modulation in AWGN and $p_{h_m}(h_m) = M_T [1 - e^{-hk^2}]^{M_T-1} 2h_m e^{-hk^2}$ denotes the pdf of channel gain of transmit antenna selection. The average BER becomes

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) M_T [1 - e^{-hk^2}]^{M_T-1} 2h_m e^{-hk^2} dh_m \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) M_T \sum_{k=1}^{M_T} (-1)^{k+1} \binom{M_T-1}{k-1} e^{-k h_m} 2h_m e^{-hk^2} dh_m \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} \sum_{k=1}^{M_T} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) M_T (-1)^{k+1} \binom{M_T-1}{k-1} h_m e^{-hk^2} dh_m \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^{M_T} M_T (-1)^{k+1} \binom{M_T-1}{k-1} \int_{h_l}^{h_{l+1}} h_m e^{-hk^2} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) dh_m \end{aligned} \quad (10)$$

Using integration by part with $u = \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m)$ and $dv = h_m e^{-hk^2} dh_m$

$$u = \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) \rightarrow du = -\frac{2}{\sqrt{\pi}} \gamma w_l e^{-\gamma^2 w_l^2 h_m} dh_m$$

$$dv = h_m e^{-hk^2} dh_m \rightarrow v = -\frac{1}{2k} e^{-hk^2}$$

The integral $\int_{h_l}^{h_{l+1}} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) h_m e^{-hk^2} dh_m$ becomes

Substitute (11) into (10). We obtain the average BER as

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^{M_T} M_T (-1)^{k+1} \binom{M_T-1}{k-1} \left[-\frac{1}{2k} e^{-hk^2} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\gamma w_l}{2k\sqrt{k + (\gamma w_l)^2}} \operatorname{erf}\left(h_m \sqrt{k + (\gamma w_l)^2}\right) \right] \Bigg|_{h_l}^{h_{l+1}} \end{aligned}$$

Finally, the average BER for any number of transmitted antennas M_T using transmit antenna selection, is shown in (12)

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=1}^{M_T} \frac{M_T}{2k} (-1)^{k+1} \binom{M_T-1}{k-1} \left[e^{-hk^2} \operatorname{erfc}(\gamma w_l h_m) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\gamma w_l}{\sqrt{k + (\gamma w_l)^2}} \operatorname{erf}\left(h_m \sqrt{k + (\gamma w_l)^2}\right) \right] \Bigg|_{h_l}^{h_{l+1}} \end{aligned} \quad (12)$$

4. Numerical Results and discussions

In this section, we find the solution of the formulated optimization problem numerically using the optimization toolbox of MATLAB. Then, we show the result BER at the optimal power weighting solution. The demonstrated cases are two and three transmit antennas with a single receive antenna, where the BPSK modulation is used.

Figure 2 depicts the BER performance curves obtained from the proposed adaptive power allocation scheme with 2, 4 and 8 transmission power levels and 2 transmit antennas, comparing to the system without adaptive power scheme, i.e. the transmitter applies the antenna selection technique alone. It can be observed that the adaptive power allocation scheme using optimal weighting factor substantially enhances the ability to mitigate the effect of fading. This is very interesting because the required number of feedback bits for choosing power level is only 2, 3 and 4 bits, respectively. Also, the improvement is still significant when using more power levels L .

Figure 3 illustrates the BER performance curves of the 3-transmit antenna case with 2, 4, and 8 transmission power levels, comparing to the system without adaptive power allocation. Similar to the 2-transmit antenna case, the proposed adaptive power scheme can also offer great advantage for the case of 3 transmit antennas. These results

encourage the employment of the proposed adaptive power allocation scheme to the conventional transmit antenna selection so as to greatly improve the error performance of the system with only little expense in feedback bits.

Figure 4(a) shows the optimal weighting factors versus average E_b/N_0 by using the proposed adaptive power allocation scheme. The number of transmission power levels is set to 2 whereas the number of transmit antennas is two. From the results, it appears that the first weight factor (weight of mode 1) for bad channel condition (poor instantaneous SNR) is always greater than one while the second weight factor (weight of mode 2) for good channel condition (good instantaneous SNR) is less than one, i.e., the transmitter should apply more power to send the information when the instantaneous SNR is low. As E_b/N_0 increases, the first weight factor increases whereas the second factor decreases. This means that transmit power used in the good channel condition should be more transferred to use in the bad channel condition when E_b/N_0 increases in order to obtain the maximum achievable performance. Similar trend can be observed for the cases of $L=4$ and 8 in Figures 4(b) and 4(c) respectively. For $L=4$, the first two weight factors (weights of modes 1 and 2) are both greater than 1 when E_b/N_0 is less than 5 dB, i.e., transmitter should increase transmit power more than average level when the instantaneous SNR falls into the region that corresponds to these two weight factors. However, when E_b/N_0 is greater than 5 dB, only the first weight factor is greater than one while other weight factors are below one. Thus, for $E_b/N_0 > 5$ dB, transmitter should apply transmit power more than average only when the SNR is in region that corresponds to the first weight factor. Notice that the first weight factor is always greater than one and the differences between the first weight factor and other weight factors increase as E_b/N_0 increases.

Figure 5(a), (b) and (c) illustrates the optimal weighting factors of the 3-transmit antenna case with 2, 4 and 8 transmission power levels. Trend of these weighting factors is similar to the 2-transmit antenna case.

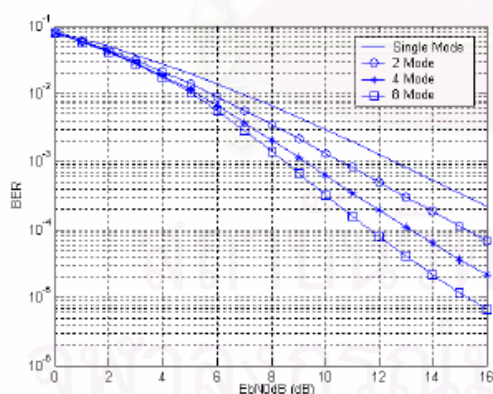


Figure 2. BER of the 2-transmit antennas

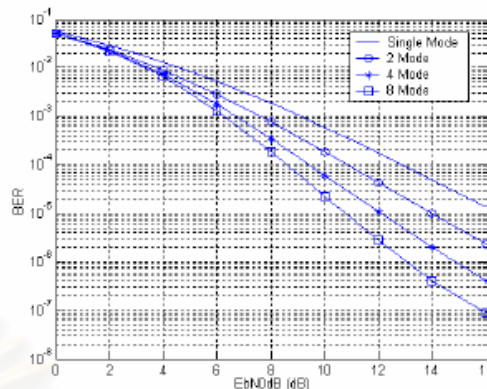
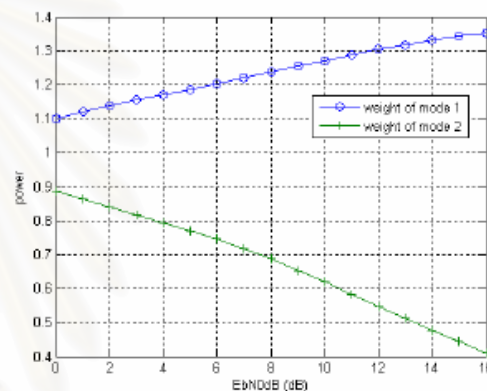
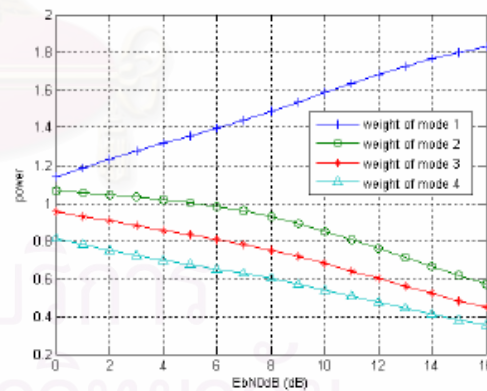


Figure 3. BER of the 3-transmit antennas



(a)



(b)

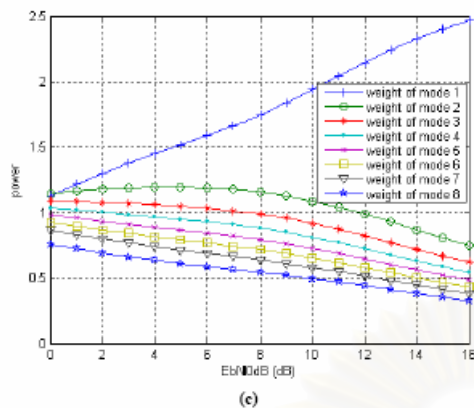


Figure 4. (a) The optimal weight of power in each mode of L=2 case for the 2 transmit antennas.
 (b) The optimal weight of power in each mode of L=4 case for the 2 transmit antennas.
 (c) The optimal weight of power in each mode of L=8 case for the 2 transmit antennas.

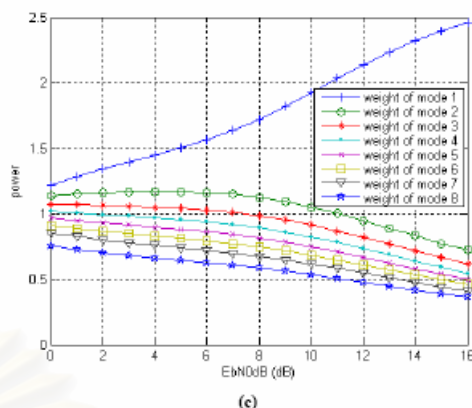


Figure 5. (a) The optimal weight of power in each mode of L=2 case for the 3 transmit antennas.
 (b) The optimal weight of power in each mode of L=4 case for the 3 transmit antennas.
 (c) The optimal weight of power in each mode of L=8 case for the 3 transmit antennas.

5. Conclusion

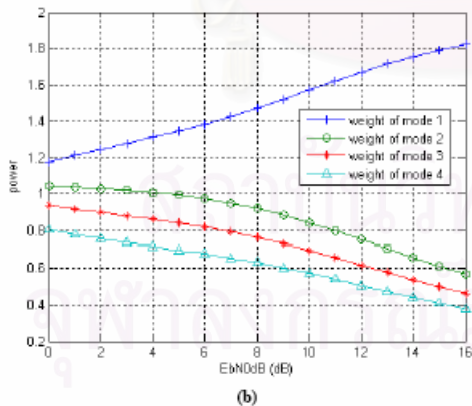
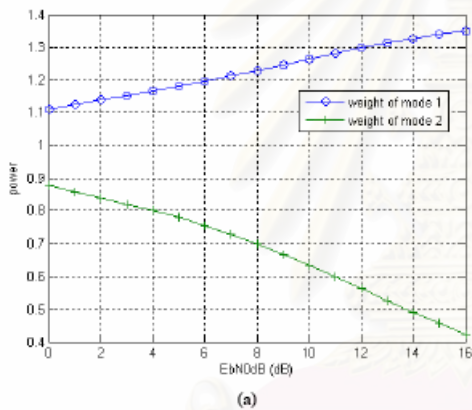
In this paper, we have presented an adaptive power allocation scheme in which a different signal power level is selected for transmission based on the instantaneous channel gain. Such a scheme has been applied to multi-antenna transmissions using transmit antenna selection to illustrate its applicability over Rayleigh fading channels. To optimize the error performance, an appropriate set of weights of different transmitted power levels has been mathematically derived and later also validated through numerical results. It is found that significant BER performance improvement can be achieved for multiple transmit antenna systems. Improvement is increased with the number of quantized signal power levels used. It shows that performance gains are significant at higher values of SNR where power allocation across time domain is better exploited.

ACKNOWLEDGMENT

This work is supported by the NECTEC through the Thailand Graduate Institute of Science and Technology (TGIST) program, and the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Thailand and Private Sector for R&D are acknowledged.

REFERENCES

[1] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE JSAC, vol. 16, Oct. 1998, pp. 1451-1458.
 [2] W. Lee, Mobile Communications Engineering, McGraw-Hill, New York, 1982.
 [3] J. Guey, M.P. Fitz, M.R. Bell, and W.Y. Kuo, "Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh



- fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, April 1999, pp. 527-537.
- [4] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge university press, California, 2005.
- [5] I. E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels", AT&T Bell Labs, Tech. Rep., 1995.
- [6] S. Siwamogsatham and M.P. Fitz, "High-rate concatenated space-time block code M-TCM designs", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, December 2005, pp. 4173-4183.
- [7] E. Onggocamsi, A. Sayeed, and B. Van Veen, "Optimal Antenna Diversity Signaling for Wide-Band Systems Utilizing Channel Side Information", *IEEE Transactions on Commun.*, Vol. 50, Issue 2, Feb 2002, pp.341-353.
- [8] G. J. Foschini and W. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, Mar. 1998, pp. 314-335.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Adaptive Power Allocation for Multiantenna Transmissions Using Eigenbeamforming

Amornmet Pittayasatean, Kampol Woradit, Siwaruk Siwamogsatham and Lunchakorn Wuttisitittikulki
 Department of Electrical Engineering,
 Chulalongkorn University,
 Bangkok, 10330, Thailand,
 Email: wlunchak@chula.ac.th

Abstract—This paper proposes an adaptive power allocation scheme for multiantenna transmissions using eigenbeamforming in order to exploit channel state information (CSI) available at the transmitters across time domain. This is achieved by allowing the transmitter to have multi-level transmit power levels to use effectively in response to the changing channel gains while optimal power allocation across transmit antennas using known eigen-beamforming is simultaneously applied. Key issue in this scheme is to determine an appropriate set of transmit power levels that achieves optimal BER performance. This issue is fully addressed by mathematical analysis. The BER as a function of the number of transmit powers and the number of transmit antennas is derived under optimal power allocation both dimensions. Numerical results have shown significant BER improvement for signal transmission over Rayleigh fading channels. Improvement is always increased with the number of quantized signal power levels used and is significant at higher values of SNR.

Keywords—adaptive power allocation; eigenbeamforming; multiantenna

I. INTRODUCTION

Adaptive modulation and coding is an efficient means to counteract fading phenomenon in wireless communication channels and to improve spectral efficiency [1]. The principle of adaptive modulation and coding is to change signaling parameters such as transmit power, data rate, channel coding rate or scheme in accordance with variations in the channel conditions. Such an adaptive technique requires either partial or complete channel state information (CSI) at the transmitter, which may be obtained via a feedback channel.

For decades, the use of antenna diversity has become popular since it can provide performance gains without loss of spectral efficiency. Multiple antennas can be used either at the transmitter or receiver or at both, commonly known as Multiple-Input Multiple-Output (MIMO). Recently, adaptive modulation has been extensively applied to MIMO systems in an attempt to combine advantages of both schemes to cope with randomly changing channels and interference conditions [2]-[8].

In this paper, we introduce an adaptive power allocation scheme in which transmit signal power levels are adjusted appropriately based on the instantaneous channel gain. Unlike the channel inversion power scheme [9] which aimed at

maintaining a constant received power at the receiver and required knowledge of continuous channel gains feedback to the transmitter, our scheme aims to minimize the overall error rate and requires only a finite discrete set of signal power levels. We will demonstrate later that this proposed power allocation scheme can provide significant gain when operates in conjunction with multi-antenna transmissions using eigenbeamforming described in [9], i.e. space-only processing scheme.

The key idea is to vary transmitted power over time in response to instantaneous channel fading conditions. That is when multipath signals going across the channel is combined destructively, higher transmit signal power is needed to compensate for the faded signal so that reasonable BER can be maintained. In contrast, when the channel is in good condition; signals are combined constructively, lower transmit signal power is required for the same performance. In effect such a scheme allows signal power to be allocated optimally across time. In order to realize this, a feedback mechanism of the quantized levels of instantaneous channel gains from the receiver to the transmitter must be provided. This feedback information is then used by the transmitter to determine appropriate transmit power level. In fact, this calculation can be done at either transmitter or receiver. Since the objective of this scheme is to minimize the average BER, it is important to find an appropriate set of transmit power levels for each interval of channel gains. This problem will be mathematically derived and optimized for any given number of quantized levels and number of transmit antennas. Then, the optimal power allocation is applied to determine the minimum achievable BER performance and numerical results are compared. In this section, we present a BER performance analysis of the proposed adaptive power allocation scheme.

We provide a detail derivation of the closed-form expression for MISO (Multiple-Input Single-Output) communication system using eigen-beamforming. We can find the general form of average BER for any given number of transmit antennas, and number of power levels.

II. SYSTEM DESCRIPTION AND PROBLEM FORMULATION

A. Channel Model

Consider a MISO system with multiple M_t transmit antennas and a single receive antenna. The channel is assumed

This work is supported by the NECTEC through the Thailand Graduate Institute of Science and Technology (TGIST) program, and the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Thailand and Private Sector for R&D are acknowledged.

to be Rayleigh flat-fading with additive white Gaussian noise at the receiver. The received signal can be modeled in the equivalent complex baseband as

$$r = \mathbf{H}s + n \quad (1)$$

where s is the $M_T \times 1$ transmitted signal vector, \mathbf{H} is the complex valued $1 \times M_T$ channel gain vector given as

$$\mathbf{H} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{M_T}] \quad (2)$$

whose elements are independently and identically distributed with each element being modeled as a complex Gaussian random variable with zero mean and 0.5 variance per complex dimension. n is the additive white Gaussian noise with unit power spectral density.

B. System Model

Fig. 1 shows the system model used in this study. The signal s is first weighted with the optimized gain w_l , which is responsible for assigning the proper transmission power level to the transmitter. Then, the weighted signal is transmitted using eigen-beamforming. Since the eigen-beamforming technique is adopted as the basic transmission strategy for the adaptive power MISO system, perfect channel state information (CSI) knowledge is required at both transmitter and receiver ends. It is well-known that if the magnitudes and phases of the channel gains from all of the transmit antennas to the receive antenna are available at the transmitter, then eigen-beamforming can be performed by matching the powers and phases of the signals sent on the antennas to the channel gains in order to maximize the received SNR at the receiver.

Let us first consider the probability density function of the signal magnitudes at the receiver when eigen-beamforming is applied. Let χ be the magnitudes of the total channel gains,

$$\chi = \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_{M_T}|^2} \quad (3)$$

It is not difficult to see that the square of the total channel gains χ is the sum of $2M_T$ Gaussian random variables each with variance of 0.5 which has the following probability density function of

$$P_x(\chi) = \frac{2(2\chi)^{M_T-1} e^{-\chi}}{2^{M_T} (M_T - 1)!} = \frac{\chi^{M_T-1} e^{-\chi}}{(M_T - 1)!} \quad (4)$$

Since χ is the square root of the magnitudes of the total channel gains, a transformation of the random variable from x^2 to x is performed by the change of variables theorem and we get

$$P_x(\chi) = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T - 1)!} \quad (5)$$

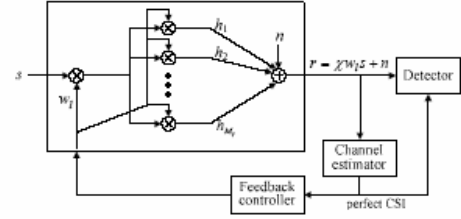


Figure 1. System model.

C. Problem Formulation

The objective of this work is to use the magnitude of the total channel gain of eigen-beamforming measured at the receiver to determine a proper weighting factor w for power adaptation at the transmitter to optimize the average BER performance. We first divide the magnitudes of the total channel gain χ into L intervals with each interval having equal probability of occurrence. We also define a set of weighting factors w_l where $l = 0, 1, \dots, L-1$ in corresponding to each interval of χ . If the magnitude of channel gain χ is inside the l th interval then the signal s is multiplied by w_l and transmitted to the receiver using eigen-beamforming. Thus the received signal r is now re-formulated as

$$r = \chi w_l s + n \quad (6)$$

In our case the objective function of optimization is to minimize the average BER, denoted \bar{P}_e , and the optimizer is the weighting factor w , that is

$$\mathbf{w} = \arg \min_{\mathbf{w}} \bar{P}_e(\mathbf{w}) \quad (7)$$

This optimization problem has the constraint that the average transmission power must be unit, that is

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l = 1 \quad (8)$$

The optimal solution will be found numerically, and the objective function will be derived in the sequel.

D. Objective Function Derivation

Let derive the objective function, which is the average BER of the proposed adaptive power allocation scheme. Consider the system having M_T transmit antennas and L transmission power levels with BPSK modulation. The average BER can be calculated by

$$\bar{P}_e = \sum_{l=0}^{L-1} \int_{\chi_l}^{\chi_{l+1}} P_e(\text{SNR}, w_l, \chi) P_x(\chi) d\chi \quad (9)$$

where $P_e(\text{SNR}, w_i, \chi) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\gamma w_i \chi)$ denotes the probability of error for BPSK modulation in AWGN; $p_\chi(\chi) = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!}$ denotes the PDF of channel gain of eigen-beamforming. The average BER becomes

$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \int_{\chi_i}^{\chi_{i+1}} \frac{1}{2} \text{erfc}(\gamma w_i \chi) \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!} d\chi \quad (10)$$

Using integration by part with $u = \text{erfc}(\gamma w_i \chi)$ and $dv = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!} d\chi$

$$u = \text{erfc}(\gamma w_i \chi) \rightarrow du = -\frac{2}{\sqrt{\pi}} \gamma w_i e^{-\zeta w_i \chi^2} d\chi$$

$$dv = \frac{2\chi^{2M_T-1} e^{-\chi^2}}{(M_T-1)!} d\chi \rightarrow v = -\sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m} e^{-\chi^2}}{2m!}$$

The integral becomes

$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \left[\text{erfc}(\gamma w_i \chi) \left(-\sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m} e^{-\chi^2}}{2m!} \right) - \int_{\chi_i}^{\chi_{i+1}} \left(-\sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m} e^{-\chi^2}}{2m!} \right) \left(-\frac{2}{\sqrt{\pi}} \gamma w_i e^{-\zeta w_i \chi^2} \right) d\chi \right]$$

$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \left[-\text{erfc}(\gamma w_i \chi) e^{-\chi^2} \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m}}{2m!} - \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{1}{m! \sqrt{\pi}} \gamma w_i \int_{\chi_i}^{\chi_{i+1}} \chi^{2m} e^{-\zeta w_i \chi^2} d\chi \right]$$

Finally, the average BER for any number of transmitted antennas M_T , is shown in equation (11)

$$\bar{P}_e = \sum_{i=0}^{L-1} \left[-\text{erfc}(\zeta w_i \chi) e^{-\chi^2} \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{\chi^{2m}}{2m!} \right]_{\chi_i}^{\chi_{i+1}}$$

$$- \frac{\gamma w_i \text{erf}(\chi \sqrt{\Gamma_i})}{\sqrt{\Gamma_i}} \sum_{m=0}^{M_T-1} \frac{1}{2^m m! \Gamma_i^{m+1}} \frac{\prod_{p=1}^{M_T} (2p-1)}{\prod_{q=1}^{M_T} (2q-1)} \Bigg|_{\chi_i}^{\chi_{i+1}} \quad (11)$$

$$+ \frac{\gamma w_i e^{-\chi^2 \Gamma_i}}{\sqrt{\pi} \Gamma_i} \sum_{m=0}^{M_T-1} \sum_{k=0}^m \frac{\chi^{\chi(m+k)}}{2^k m! \Gamma_i^{k+1}} \frac{\prod_{p=1}^m (2p-1)}{\prod_{q=1}^m (2q-1)} \Bigg|_{\chi_i}^{\chi_{i+1}}$$

where $\Gamma_i = (\zeta w_i)^2 + 1$

III. NUMERICAL RESULTS AND DISCUSSIONS

In this section, we find the solution of the formulated optimization problem numerically using the optimization toolbox of MATLAB. Then, we show the weighting factor w and the average BER at the optimal point, which are the obtained optimizer and objective function at the solution point respectively. The demonstrated cases are 1-transmit, 2-transmit and 3-transmit antenna with a single receiver using BPSK modulation.

Figure 2 depicts the average BER performance curve obtained from the proposed adaptive power allocation scheme with 4 transmission power levels and 1 transmit antenna, comparing to the system without adaptive power scheme. We also compare with the adaptive power allocation scheme using the non-optimal weighting factors which are chosen heuristically. It can be observed that the adaptive power allocation scheme using optimal weighting factor is significantly superior to the others.

Figure 3 depicts the optimal weighting factors at various SNRs, obtained from the proposed adaptive power allocation scheme with 8 transmission power levels and 1 transmit antenna. We observe that at higher SNR, the weighting factor performs like the channel inversion, *i.e.* increasing the transmit power when the fading is destructive and decreasing the transmit power when the fading is constructive. At lower SNR, the weighting factor does not perform like the channel inversion anymore.

Figure 4 depicts the average BER performance curves of the proposed system for different numbers of transmission power levels for the 1-transmit antenna case, comparing to the non-adaptive power allocation system. It can be observed that better performance is obtained when the higher number of transmission power levels is used. The performance gains are significant at higher values of SNR. Figure 5 (a) and 5 (b) show the obtained average BER performance curves for 2-transmit and 3-transmit antenna cases. Similarly to the 1-transmit antenna case, we observe that the performance becomes better when the higher number of transmission power levels are used.

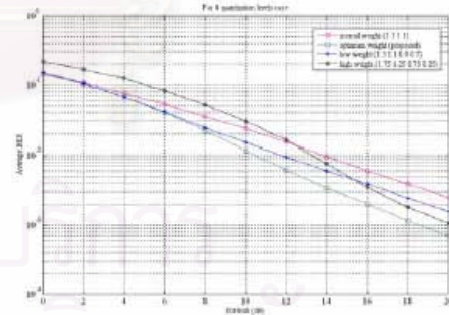


Figure 2. Average BER of the 1-transmit antenna for 4 quantized levels case which using normal weight, optimum weight, low weight and high weight.

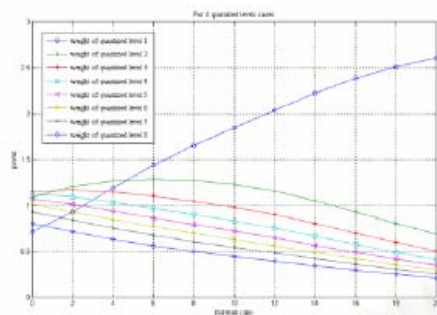


Figure 3. The optimum weight of power in each quantized level of 8 quantized levels case for the 1-transmit antenna.

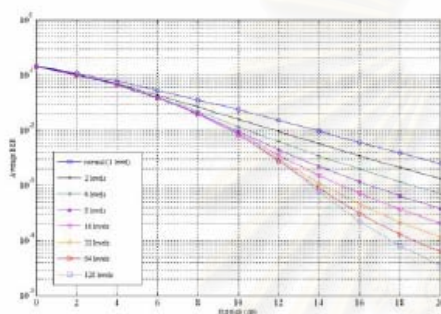


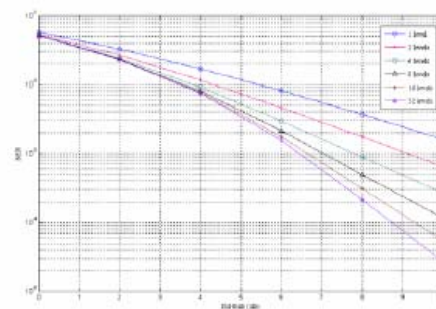
Figure 4. BER of the 1-transmit antenna with 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 quantized levels.

IV. CONCLUSION

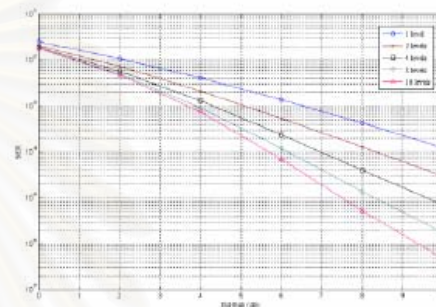
In this paper, we have presented an adaptive power allocation scheme in which a different signal power level is selected for transmission based on the instantaneous channel gain. Such a scheme has been applied to multi-antenna transmissions using eigen-beamforming to illustrate its applicability over Rayleigh fading channels. To maximize BER performance, an appropriate set of weights of different transmitted power levels has been mathematically derived and optimized and later also validated through simulation. It is found that significant BER performance improvement can be achieved for multiple transmit antenna systems. Improvement is always increased with the number of quantized signal power levels used. It is apparent that performance gains are significant at higher values of SNR where power allocation across time domain is better exploited.

REFERENCES

- [1] N. Wang, and S. Blostein, "Minimum BER Power Allocation for MIMO Spatial Multiplexing Systems," Proc. IEEE ICC, Vol. 4, pp. 2282-2286, 16-20 May 2005.
- [2] G. Barriac, and U. Madhow, "Space-Time Communication for OFDM With Implicit Channel Feedback," IEEE GLOBECOM, Vol. 3, pp. 1321-1325, 1-5 Dec. 2003.



(a)



(b)

Figure 5. (a) BER of the 2-transmit antennas with 1, 2, 4, 8, 16, 32 quantized levels.
(b) BER of the 3-transmit antennas with 1, 2, 4, 8, 16 quantized levels.

- [3] L. Xian, and H. Lui, "An Adaptive Power Allocation Scheme for Space-Time Block Coded MIMO Systems," IEEE Wireless Communications and Network Conference, Vol. 1, pp. 504-508, 13-17 March 2005.
- [4] P. Xia, S. Zhou, and G. Giannakis, "Multiantenna Adaptive Modulation With Beamforming Based on Bandwidth-Constrained Feedback," IEEE Transactions on Commun., Vol. 53, Issue 3, pp. 526-536, March 2005.
- [5] E. Onggosanusi, A. Sayeed, and B. Van Veen, "Optimal Antenna Diversity Signaling for Wide-Band Systems Utilizing Channel Side Information," IEEE Transactions on Commun., Vol. 50, Issue 2, pp.341-353, Feb 2002.
- [6] E. Onggosanusi, A. Sayeed, and B. Van Veen, "Efficient Signaling Schemes for Wideband Space-Time Wireless Channel Using Channel State Information," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 52, Issue 1, pp.1-13, Jan. 2003.
- [7] A. Narula, M. Lopez, M. Trott, and G. Wornell, "Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1423-1436, October 1998.
- [8] L. Liu, and H. Jafarkhani, "Space-time trellis codes based on channel phase feedback," Proc. IEEE ICC, Vol. 5, pp. 2916-2921, 16-20 May 2005.
- [9] A. Goldsmith, "Wireless Communications," California: Cambridge university press, 2005.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายอมรเมธ พิทยาเสถียร เกิดเมื่อวันที่ 2 มกราคม พ.ศ. 2526 ที่อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยขอนแก่น ในปีการศึกษา 2546 และเข้าศึกษาต่อใน หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2547



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย