



การออกแบบและสมรรถนะของการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันใน
เครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง

**DESIGN AND PERFORMANCE OF SIMULTANEOUS WIRELESS INFORMATION
AND POWER TRANSFER IN TWO-WAY RELAY NETWORK**



โดย
ชนพัฒน์ ศรีวรรณะ

ดุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม
หลักสูตรปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ
วิทยาลัยเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยรังสิต

ปีการศึกษา 2560



**DESIGN AND PERFORMANCE OF SIMULTANEOUS WIRELESS INFORMATION
AND POWER TRANSFER IN TWO-WAY RELAY NETWORK**

**BY
THANAPHAT SRIVANTANA**

A DISERTATION SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENTS FOR

THE DEGREE OF DOCTOR OF PHILOSOPHY IN INFORMATION

TECHNOLOGY

COLLEGE OF INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGY

GRADUATE SCHOOL, RANGSIT UNIVERSITY

ACADEMIC YEAR 2017

คุชฌินิพนธ์เรื่อง

การออกแบบและสมรรถนะของการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันในเครือข่ายการ
ถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง

โดย

ธนวัฒน์ ศรีวรรณะ

ได้รับการพิจารณาให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ

มหาวิทยาลัยรังสิต

ปีการศึกษา 2560

รศ.ดร.ชม กิมปาน
ประธานกรรมการสอบ

รศ.ดร.ปณิธิ เนตินันท์
กรรมการ

ผศ.ดร.สมชาย เล็กเจริญ
กรรมการ

ผศ.ดร.สิริพร สุภราทิตย์
กรรมการ

ดร.เกียรติศักดิ์ ไหมเจริญกุล
กรรมการและอาจารย์ที่ปรึกษา

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ร.ต.หญิง ดร.วรรณิ์ สุขสาตร)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

29 มิถุนายน 2561

Dissertation entitled

**DESIGN AND PERFORMANCE OF SIMULTANEOUS WIRELESS INFORMATION
AND POWER TRANSFER IN TWO-WAY RELAY NETWORKS**

by

THANAPHAT SRIVAVTANA

was submitted in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Doctor of Philosophy in Information Technology

Rangsit University
Academic Year 2017

Assoc.Prof.Chom Kimpan, D.Eng
Examination Committee Chairperson

Assoc.Prof.Paniti Netinant, Ph.D.
Member

Asst.Prof.Somchai Lekcharoen, Ph.D.
Member

Asst.Prof.Siriporn Supratid, D.Tech.Sci.
Member

Kiattisak Maichalernnukul, D.Eng.
Member and Advisor

Approved by Graduate School

(Asst.Prof.Plt.Off. Vanee Sooksatra, D.Eng.)

Dean of Graduate School

June 29, 2018

กิตติกรรมประกาศ

คุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากผู้วิจัยได้รับความช่วยเหลือด้านวิชาการและการดำเนินงานวิจัย และกำลังใจจากบุคคลต่างๆ ซึ่งผู้วิจัยขอกล่าวขอบคุณไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ ดร.เกียรติศักดิ์ ไหมเจริญกุล อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ซึ่งประสิทธิ์ประสาทวิชา และข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทานคุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณคณะกรรมการสอบคุษฎีนิพนธ์ รศ.ดร.ชม กัมปาน, รศ.ดร.ปณิธิ เนตินันท์, ผศ.ดร.สมชาย เล็กเจริญ และ ผศ.ดร.สิริพร ศุภราทิพย์ ผู้ซึ่งได้ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในปรับปรุงแก้ไขคุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้ให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ท้ายที่สุดนี้ ขอขอบคุณบิดามารดา และพี่สาวที่สนับสนุนให้กำลังใจในการศึกษาเสมอมา คุณประโยชน์ใดอันพึงเกิดจากคุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธนพัฒน์ ศรีวรรณะ

ผู้วิจัย

5607508 : สาขาวิชาเอก : เทคโนโลยีสารสนเทศ; ปร.ด. (เทคโนโลยีสารสนเทศ)

คำสำคัญ : การเข้ารหัสเครือข่าย, การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานพร้อมกัน, การถ่ายทอดสัญญาณหลายสายอากาศแบบสองทาง

ชนพัฒน์ ศรีวรรณะ : การออกแบบและสมรรถนะของการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันในเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง (DESIGN AND PERFORMANCE OF SIMULTANEOUS WIRELESS INFORMATION AND POWER TRANSFER IN TWO-WAY RELAY NETWORKS) อาจารย์ที่ปรึกษา: ดร. เกียรติศักดิ์ ใหม่วิจัยกุล, 120 หน้า.

การสื่อสารไร้สายมีบทบาทสำคัญอย่างยิ่งในชีวิตประจำวัน แม้กระนั้นเครือข่ายไร้สายบางประเภทยังมีข้อจำกัดด้านพลังงาน เมื่อเร็ว ๆ นี้การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน (SWIPT) ได้ถูกนำมาใช้เพื่อลดข้อจำกัดดังกล่าว ดุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแผนที่แตกต่างกันของการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางด้วยการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันและตรวจสอบสมรรถนะของแผนดังกล่าว โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขั้นตอนแรกพิจารณาเครือข่ายรีเลย์แบบสองทางที่ซึ่งโหนดปลายทางที่มีสายอากาศเสาเดียว 2 โหนดสื่อสารกันผ่านโหนดรีเลย์ที่มีสายอากาศหลายเสาและมีข้อจำกัดด้านพลังงาน โหนดรีเลย์เก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนดปลายทางทั้งสองและใช้พลังงานที่เก็บเกี่ยวได้สำหรับการส่งต่อข่าวสารของโหนดดังกล่าว แผนการถ่ายทอดสัญญาณซึ่งสนับสนุนเครือข่ายที่พิจารณา 6 แผนสร้างขึ้นโดยอาศัยโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงานและโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของแผนเหล่านี้ถูกประเมินและเปรียบเทียบโดยการจำลองทางคอมพิวเตอร์ที่พิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเครือข่าย ได้แก่ จำนวนของสายอากาศที่โหนดรีเลย์, อัตราส่วนการแยกกำลังงาน, และเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน การประเมินและเปรียบเทียบดังกล่าวทำให้เกิดความเข้าใจลึกซึ้งที่เป็นประโยชน์เกี่ยวกับสมรรถนะของการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่มีการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน

5607508 : MAJOR: INFORMATION TECHNOLOGY; Ph.D. (INFORMATION TECHNOLOGY)

KEY WORDS : NETWORK CODING, SIMULTANEOUS WIRELESS INFORMATION AND POWER TRANSFER, TWO-WAY MULTI-ANTENNA RELAYING

THANAPHAT SRIVANTANA : DESIGN AND PERFORMANCE OF SIMULTANEOUS WIRELESS INFORMATION AND POWER TRANSFER IN TWO-WAY RELAY NETWORKS. DISSERTATION ADVISOR : KIATTISAK MAICHALERNNUKUL, Ph.D , 120 p.

Wireless communications plays a crucial role in everyday life. Nevertheless, certain types of wireless networks still have power limitation. Simultaneous wireless and data transfer (SWIPT) has been recently adopted to relax such restriction. In this dissertation, we propose various kinds of two-way relaying with simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) and investigate their performance. Specifically, we first consider a two-way relay network where two single-antenna end nodes communicate with each other through a multi-antenna relay node that is energy constrained. This relay node harvests energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. Six relaying schemes that support the considered network then build on the power splitting-based relaying and time switching-based relaying protocols. The average bit error rates of these schemes are evaluated and compared by computer simulations considering several network parameters, including the number of relay antennas, power splitting ratio, and energy harvesting time. Such evaluation and comparison provide useful insights into the performance of SWIPT-based two-way relaying.

Student's Signature Dissertation Advisor's Signature

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ก
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
สัญลักษณ์และคำย่อ	ณ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา	1
1.1.1 ภาพรวมของการถ่ายโอนกำลังงานไร้สาย	2
1.1.2 การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน	3
1.1.3 เครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง	4
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	5
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	5
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 องค์ประกอบของระบบการสื่อสาร	6
2.1.1 เครื่องส่ง	7
2.1.2 ช่องสัญญาณ	8
2.1.3 เครื่องรับ	9
2.2 ไคเวอร์ซิตี	9
2.2.1 ไคเวอร์ซิตีทางเวลา	10
2.2.2 ไคเวอร์ซิตีทางความถี่	10
2.2.3 ไคเวอร์ซิตีทางปริภูมิ	11

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3 แนวคิดของการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา	11
2.3.1 การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti	13
2.3.2 การถอดรหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti	13
2.4 ความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สายที่มีการถ่ายทอดสัญญาณ	17
2.4.1 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทางเดียว	17
2.4.2 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง	18
2.4.2.1 การถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบขยายและส่งต่อสัญญาณ	19
2.4.2.2 การถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบถอดรหัสและส่งต่อสัญญาณ	20
2.5 เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์	21
2.6 การเข้ารหัสเครือข่าย	22
2.6.1 แผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบดั้งเดิม	23
2.6.2 แผนการเข้ารหัสเครือข่ายแบบตรงไปข้างหน้า	24
2.7 การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันในเครือข่ายที่มีการถ่ายทอดสัญญาณ	25
2.7.1 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา	26
2.7.2 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน	27
2.8 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	27
บทที่ 3 วิธีการดำเนินงานวิจัย	30
3.1 แบบจำลองระบบ	30
3.2 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน	32
3.2.1 แผน PS-DF	33
3.2.2 แผน PS-DF-STC	38
3.2.3 แผน PS-AF	41

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา	43
3.3.1 แผน TS-DF	44
3.3.2 แผน TS-DF-STC	47
3.3.3 แผน TS-AF	48
บทที่ 4 ผลการวิจัย	50
4.1 พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง	50
4.2 ผลการจำลอง	50
4.2.1 ผลสำหรับแผน PS-AF	50
4.2.2 ผลสำหรับแผน PS-DF	55
4.2.3 ผลสำหรับแผน PS-DF-STC	60
4.2.4 ผลสำหรับแผน TS-AF	65
4.2.5 ผลสำหรับแผน TS-DF	70
4.2.6 ผลสำหรับแผน TS-DF-STC	75
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	81
5.1 สรุปผลการวิจัย	81
5.2 งานวิจัยในอนาคต	82
บรรณานุกรม	83
ภาคผนวก	89
ประวัติผู้วิจัย	120

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

- 3.1 ตัวอย่างของ **B** และ **H** สำหรับการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา

39



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 เครื่องรับพลังงานบนความถี่วิทยุ	3
1.2 สถาปัตยกรรมสำหรับระบบ SWIPT	4
2.1 แผนภาพของระบบการสื่อสาร	7
2.2 สายอากาศหลายเสาสำหรับการสร้างรูปแบบลำคลื่น	12
2.3 สายอากาศหลายเสาสำหรับการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา	12
2.4 ขั้นตอนการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti	13
2.5 ขั้นตอนการถอดรหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti	14
2.6 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทางเดียว	18
2.7 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง	19
2.8 ระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก	21
2.9 เครือข่าย 3 โหนด	22
2.10 แผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบดั้งเดิม	23
2.11 แผนการเข้ารหัสเครือข่ายแบบตรงไปข้างหน้า	24
2.12 รูปแบบและโปรโตคอลสำหรับการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน	25
2.13 พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอล TSR สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่รีเลย์	26
2.14 พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอล PSR สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่รีเลย์	27
3.1 แบบจำลองระบบ	30
3.2 (ก) พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงานสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่โหนด R; (ข) แผนภาพของเครื่องรับที่โหนด R สำหรับโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน	32

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3 (ก) พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่โหนด R; และ (ข) แผนภาพของเครื่องรับที่โหนด R สำหรับโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา	43
4.1 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)	51
4.2 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)	52
4.3 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)	53
4.4 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)	54
4.5 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)	55

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6	56
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจาก สายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการ แยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)	
4.7	57
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการ แปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของ สัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยก กำลังงาน $\rho = 0.5$)	
4.8	58
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ สำหรับแผน PS- DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลง ผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)	
4.9	59
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจาก สายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการ แยกกำลังงาน ρ ที่เหมาะสม)	
4.10	60
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการ แปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของ สัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยก กำลังงาน ρ ที่เหมาะสม)	
4.11	61
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจาก สายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการ แยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)	

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.12	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)	62
4.13	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)	63
4.14	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)	64
4.15	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)	65
4.16	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)	66
4.17	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)	67

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18	68
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)	
4.19	69
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)	
4.20	70
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)	
4.21	71
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)	
4.22	72
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)	
4.23	73
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)	

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.24	74
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจาก สายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของ เวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)	
4.25	75
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการ แปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของ สัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลา สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)	
4.26	76
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจาก สายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของ เวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)	
4.27	77
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการ แปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของ สัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของ เวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)	
4.28	78
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน เนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)	
4.29	79
ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจาก สายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณ รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของ เวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)	

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.30	ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)	80
5.1	ระบบรีเลย์แบบสองทางด้วยสายอากาศจำนวน M เสา และโหนดปลายทางด้วยสายอากาศจำนวน N_t เสา	82



สัญลักษณ์และคำย่อ

คำย่อ	ความหมาย
AF	Amplify and Forward
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BC	Broadcast
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CSI	Channel State Information
DF	Decode and Forward
RF	Radio Frequency
PDF	Probability Density Function
PS	Power Splitting
PSR	Power Splitting-based Relaying
PS-AF	Power Splitting- based Amplify and Forward
PS-DF	Power Splitting- based Decode and Forward
PS-DF-STC	Power Splitting- based Decode and Forward with Space-Time Coding
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
MA	Multiple Access
ML	Maximum Likelihood
M-PSK	M-ary Phase Shift Keying
NC	Network Coding
TS	Time Switching
TSR	Time Switching-based Relaying
TSR-AF	Time Switching-based Amplify and Forward
TSR-DF	Time Switching-based Decode and Forward

สัญลักษณ์และคำย่อ(ต่อ)

คำย่อ	ความหมาย
TSR-DF-STC	Time Switching-based Decode and Forward with Space-Time Coding
WIPT	Wireless Information and Power Transfer
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STC	Space-Time Coding
ZF	Zero Forcing



สัญลักษณ์และคำย่อ(ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
$[\cdot]_{ij}$	สมาชิกที่ (i, j) ของเมทริกซ์
$(\cdot)^T$	ตัวดำเนินการทรานสโพสสำหรับเมทริกซ์
$(\cdot)^H$	สังยุคทรานสโพสหรือเอร์มีเซียนทรานสโพสของเมทริกซ์
$(\cdot)^{-1}$	ตัวดำเนินการผกผันสำหรับเมทริกซ์
$(\cdot)^*$	ค่าสังยุคของจำนวนเชิงซ้อน
$\text{mod}(\cdot)$	ฟังก์ชันการกล้ำสัญญาณ
$\text{demod}(\cdot)$	ฟังก์ชันการแยกสัญญาณ
$ \cdot $	ค่าสัมบูรณ์
$E[\cdot]$	ค่าความคาดหวัง
$\oplus$	ตัวดำเนินการเอ็กคลูซีฟออ (Exclusive OR)
$Q(\cdot)$	ฟังก์ชันความน่าจะเป็นส่วนปลาย (Tail probability) ของการแจกแจงแบบปกติมาตรฐานตามที่นิยามใน (Simon & Alouini, 2000, pp. 70)
$\text{erfc}(\cdot)$	ฟังก์ชันความผิดพลาดเติมเต็ม (Complementary error function) ตามที่นิยามใน (Gradshteyn & Ryzhik, 2007, pp. xxxvi)
$\Gamma(\cdot)$	ฟังก์ชันแกมมาตามที่นิยามใน (Gradshteyn & Ryzhik, 2007, pp. 892)
${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$	ฟังก์ชันเกาส์ไฮเปอร์จีโอเมตริกซ์ตามที่นิยามใน (Gradshteyn & Ryzhik, 2007, pp. 1005)
$CN(\mu, \sigma^2)$	ตัวแปรสุ่มเชิงซ้อนที่แจกแจงปกติซึ่งมีค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนเท่ากับ μ และ σ^2 ตามลำดับ

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีการเก็บเกี่ยวพลังงาน (Energy Harvesting) ได้กลายเป็นวิธีการที่โดดเด่นสำหรับการแก้ไขข้อจำกัดของพลังงานที่ใช้ในการสื่อสารไร้สาย ตามที่พลังงานทดแทนจากทรัพยากรธรรมชาตินำมาใช้งานได้ เช่น ลม แสงอาทิตย์ และการสั่นสะเทือน พลังงานเหล่านี้อาจจะไม่เหมาะสมกับอุปกรณ์มือถือโดยเฉพาะอย่างยิ่งพื้นที่ภายในสิ่งปลูกสร้าง (Indoor) เทคโนโลยีการถ่ายโอนกำลังงานไร้สาย (Wireless Power Transfer) ซึ่งตัวรับสามารถเก็บเกี่ยวพลังงานจากสัญญาณวิทยุมีความสำคัญอย่างมากในด้านการศึกษาและอุตสาหกรรม โดยเฉพาะอย่างยิ่งการถ่ายโอนกำลังงานและข่าวสารไร้สายพร้อมกันจะอำนวยความสะดวกต่อการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่และตอบสนองความต้องการของการสื่อสารแบบอนุรักษ์พลังงาน (Green Communications)

เมื่อไม่นานมานี้การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer: SWIPT) ได้รับความสนใจอย่างมากเนื่องจากความสามารถของ SWIPT ที่จะจัดการกับความขาดแคลนพลังงานในเครือข่ายไร้สายที่มีพลังงานอย่างจำกัด ในงานวิจัยต้นแบบของ Varshney (2008, pp. 1612-1616) และ Grover & Sahai (2010, pp. 2363-2367) พื้นฐานเทรดออฟ (Trade-Off) ระหว่างการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานในช่องสัญญาณไร้สายแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point) ประเภทต่าง ๆ ได้ถูกทำการศึกษา การออกแบบเครื่องรับที่ใช้ได้จริงสำหรับ SWIPT อันได้แก่ การแยกกำลังงาน (Power Splitting: PS) และการสลับเปลี่ยนทางเวลา (Time Switching: TS) ถูกนำเสนอครั้งแรกในงานวิจัยของ (Zhou, Zhang, and Ho, 2013, pp.4754-4767) และ (Zhang & Ho, 2013, pp.1989-2001) โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เครื่องรับที่ใช้ PS จะแยกสัญญาณความถี่วิทยุที่ได้รับออกเป็นสัญญาณสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและสัญญาณสำหรับการถอดรหัสข่าวสาร ส่วนเครื่องรับที่ใช้ TS จะทำการสลับเปลี่ยนทางเวลาที่ใช้ในการเก็บเกี่ยวพลังงานและการถอดรหัสข่าวสาร จากนั้น SWIPT ถูกนำมาใช้ในแผนการสื่อสารที่ซับซ้อนขึ้นเช่น ระบบไร้สายแถบความถี่กว้างในงานวิจัยของ (Huang & Larsson, 2013, pp. 5972-

5986) เครือข่ายเซลล์ลู่ในงานวิจัยของ Huang & Lau (2014, pp 902-912) ช่องสัญญาณที่มีการแทรกสอดในงานวิจัยของ (Park & Clerckx, 2014, pp. 5781-5796) และ (Shen, Li and Chang, 2014, pp. 6249-6264) และช่องสัญญาณรีเลย์ในงานวิจัยของ (Nasir, Zhou, Durrani, & Kenedy, 2013, pp. 3622-3636) และ (Yang, 2015, pp. 1-14) ในงานวิจัยนี้จะให้ความสนใจในแผนการสื่อสารสุดท้ายที่ได้กล่าวมา

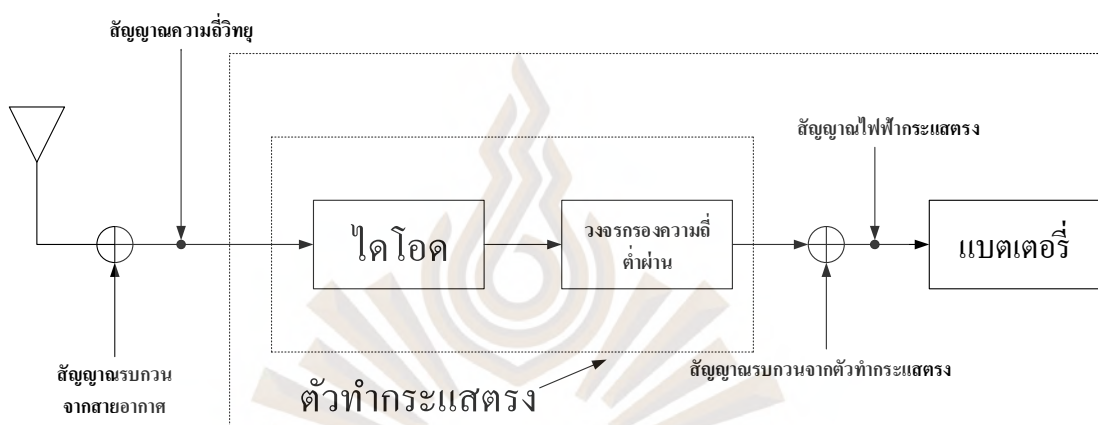
1.1.1 ภาพรวมของการถ่ายโอนกำลังงานไร้สาย

การถ่ายโอนกำลังงานไร้สายเป็นการส่งผ่านกำลังงานทางไฟฟ้าจากต้นกำเนิดพลังงานไปยังอุปกรณ์ไฟฟ้า (Electrical Loads) โดยไม่มีสายไฟในการเชื่อมต่อ โดยทั่วไปเทคโนโลยีการถ่ายโอนกำลังงานไร้สายแบ่งได้ตามกลไกที่แตกต่างกันได้แก่ การคู่ควบแบบเหนี่ยวนำ (Inductive Coupling) การคู่ควบแบบเรโซแนนซ์แม่เหล็ก (Magnetic Resonant Coupling) และการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Radiation) สำหรับการคู่ควบแบบเหนี่ยวนำและการคู่ควบแบบเรโซแนนซ์แม่เหล็กนั้นกำลังงานจะถูกถ่ายโอนด้วยการไหลของสนามแม่เหล็กผ่านขดลวดที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งการคู่ควบแบบเรโซแนนซ์แม่เหล็กจะบรรลุผลเรโซแนนซ์ระหว่างขดลวดโดยการเพิ่มตัวเก็บประจุขดลวดในระบบ ทั้ง 2 เทคโนโลยีนี้ให้สมรรถนะการส่งผ่านกำลังงานที่สูง แต่ระยะทางที่ใช้งานได้นั้นสั้น นอกจากนี้ยังมีความท้าทายในการถ่ายโอนพลังงานไปยังอุปกรณ์ไฟฟ้าจำนวนหนึ่งที่อยู่ห่างกันได้พร้อมกัน

ในทางกลับกัน การถ่ายโอนกำลังงานไร้สายโดยการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าหรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า การถ่ายโอนกำลังงานไร้สายบนความถี่วิทยุ (RF) ใช้ประโยชน์จากคุณลักษณะการแผ่สนามไกล (Farfield) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยที่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าพร้อมกับสัญญาณความถี่วิทยุแพร่กระจายผ่านปริภูมิและอุปกรณ์ระยะไกลทำการตรวจจับสัญญาณความถี่วิทยุและเก็บเกี่ยวพลังงาน โดยทั่วไป การถ่ายโอนกำลังงานไร้สายบนความถี่วิทยุสามารถดำเนินการได้ในระยะทางที่ไกลกว่าเทคโนโลยีที่กล่าวข้างต้น (มากถึง 10 เมตร) ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความไวในการตอบสนองของเครื่องรับ

ในระบบการถ่ายโอนกำลังงานไร้สายบนความถี่วิทยุ เครื่องส่งพลังงานหรือจุดเข้าถึงพลังงาน (Energy Access Point) จะถูกนำมาใช้เพื่อแพร่กระจายสัญญาณความถี่วิทยุไปยังผู้ใช้ ผู้ใช้แต่ละคนประกอบด้วยเครื่องรับพลังงานเพื่อดำเนินการกับพลังงานที่เก็บเกี่ยวได้ โดยที่สัญญาณ

ความถี่วิทยุที่ได้รับจะถูกแปลงเป็นกำลังงานไฟฟ้า รูปที่ 1.1 แสดงเครื่องรับพลังงานบนความถี่วิทยุ สัญญาณความถี่วิทยุที่ได้รับจะถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current) ด้วยตัวทำกระแสตรง (Rectifier) ซึ่งประกอบด้วยไดโอดและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) ไดโอดโดยปกติจะเป็นไดโอดแบบชอททกี (Schottky Diode) ที่มีแรงดันไฟฟ้าต่ำ สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงนั้นจะถูกใช้เพื่อเก็บประจุแบตเตอรี่สำหรับเป็นพลังงานที่จะนำไปใช้ต่อไป

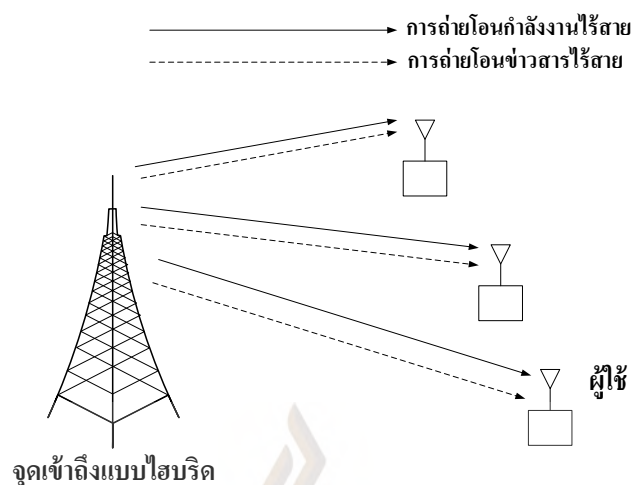


รูปที่ 1.1 เครื่องรับพลังงานบนความถี่วิทยุ

ที่มา: Zhou, 2015, p. 3

1.1.2 การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน

ตามที่สัญญาณความถี่วิทยุใช้สำหรับส่งผ่านทั้งกำลังงานและข่าวสารการประยุกต์ที่น่าสนใจคือ การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน (SWIPT) ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อให้เกิดการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานจากสัญญาณความถี่วิทยุเดียวกัน รูปที่ 1.2 แสดงสถาปัตยกรรมของระบบ SWIPT จุดเข้าถึงแบบไฮบริด (Hybrid Access Point: HAP) แพร่กระจายสัญญาณความถี่วิทยุเพื่อถ่ายโอนทั้งกำลังงานและข่าวสารไปยังผู้ใช้



รูปที่ 1.2 สถาปัตยกรรมสำหรับระบบ SWIPT

ที่มา : Zhou, 2015, p. 4

1.1.3 เครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง

เครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณถูกนำเสนอครั้งแรกใน (Van der Muelen, 1971, pp. 120-154) ซึ่งตัวถ่ายทอดสัญญาณถูกศึกษาจากมุมมองทางทฤษฎีข่าวสาร ในปัจจุบันเครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณมีความสำคัญอย่างมากสำหรับระบบสื่อสาร เนื่องจากมันสามารถขยายพิสัยของการสื่อสารและปรับปรุงสมรรถนะของระบบได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางซึ่งมีประสิทธิภาพทางแบนด์วิดท์และสามารถประยุกต์ใช้กับเครือข่ายเซลลูลาร์และเครือข่ายแบบเพียร์ทูเพียร์ (Dai et al., 2014, pp. 926-942)

เมื่อเร็วๆ นี้ การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันได้ถูกพิจารณาในเครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง ซึ่งส่งผลให้ตัวถ่ายทอดสัญญาณสามารถใช้พลังงานจากโหนดปลายทางในการถ่ายทอดสัญญาณ (แทนการใช้พลังงานจากตัวมันเอง) (Xu, Yang, Ding, Wang, & Fan, 2015, pp. 131-140) และ (Yang, 2015, pp. 1-14) เครื่องมือดังกล่าวสมมติให้มีเพียง 3 โหนด ได้แก่ โหนดถ่ายทอดสัญญาณและโหนดปลายทาง 2 โหนดที่ต้องการแลกเปลี่ยนข่าวสารซึ่งกันและกัน ทุกโหนดมีสายอากาศเพียงเสาเดียว อย่างไรก็ตาม จากการค้นคว้างานวิจัยก่อนหน้านี้พบว่ามีงานวิจัยเป็นจำนวนมากที่แสดงให้เห็นว่าการเข้ารหัสเครือข่าย (Network Coding: NC) หรือการใช้สายอากาศหลายเสาที่โหนดถ่ายทอดสัญญาณสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงสนใจที่จะนำเทคนิคดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับเครื่องมือการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่มีการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่มีการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน โดยที่โหนดถ่ายทอดสัญญาณมีการเข้ารหัสเครือข่ายหรือการใช้สายอากาศหลายเสา

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่ออกแบบ โดยวิเคราะห์จากอัตราความผิดพลาดบิตและพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้อง

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1.3.1 ศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน การเข้ารหัสเครือข่าย และการใช้สายอากาศหลายเสา

1.3.2 สร้างแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่มีการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันโดยอาศัยการแยกกำลังงานและการสลับเปลี่ยนทางเวลาที่ได้ออกมาข้างต้นสำหรับเครือข่าย 3 โหนดซึ่งประกอบด้วยโหนดปลายทาง 2 โหนด และโหนดถ่ายทอดสัญญาณ 1 โหนด โดยที่โหนดถ่ายทอดสัญญาณมีสายอากาศได้หลายเสา ในงานวิจัยนี้จะกำหนดให้จำนวนสายอากาศเป็น 1, 2 และ 4 เสา

1.3.3 วิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะทางอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ของเครือข่ายดังกล่าวในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) โดยใช้โปรแกรม MATLAB

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 ทำให้ทราบถึงสมรรถนะของเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่มีการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งความแตกต่างของ BER ที่ได้จากการแยกกำลังงานและการสลับเปลี่ยนทางเวลา

1.4.2 ความเข้าใจเชิงลึก (Insight) เกี่ยวกับผลกระทบของพารามิเตอร์การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันที่มีต่อสมรรถนะของเครือข่ายดังกล่าว

1.4.3 แนวทางในการวิจัยและประยุกต์การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน

บทที่ 2

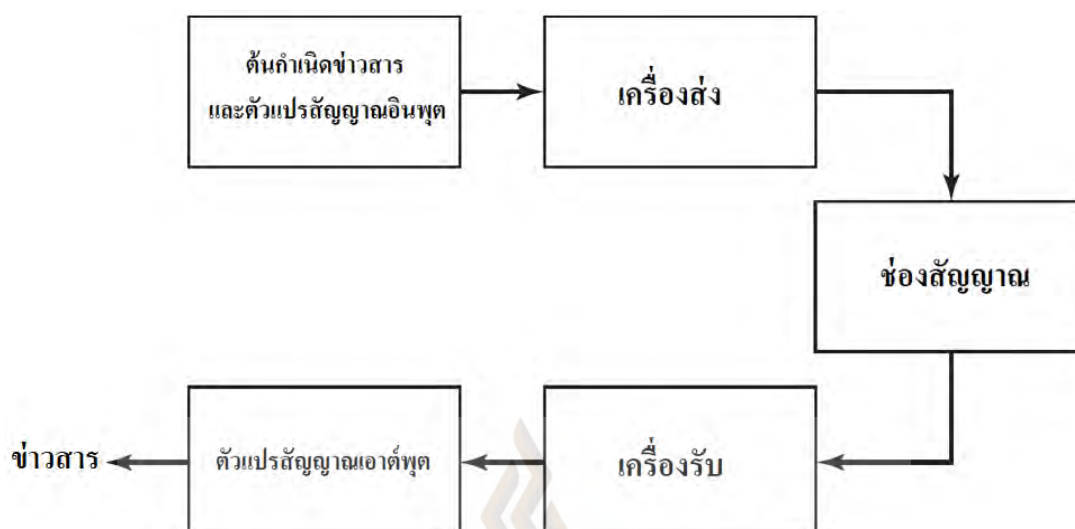
ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะกล่าวถึงองค์ประกอบของระบบการสื่อสาร ใดเวอร์ซิตี (Diversity) ความรู้พื้นฐานของการถ่ายทอดสัญญาณบนระบบการสื่อสารไร้สาย แนวคิดของการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ – เวลา (Space-Time Coding: STC) เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์ (Zero Forcing: ZF) การเข้ารหัสเครือข่าย การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน (Power Splitting Relaying: PSR) และโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา (Time Switching Relaying: TSR) รวมถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 องค์ประกอบของระบบการสื่อสาร

ระบบการสื่อสาร (Proakis, and Salehi, 2001, p. 4) ถูกออกแบบเพื่อส่งข่าวสารจากต้นกำเนิดไปยังจุดหมายเดียวหรือมากกว่าโดยทั่วไประบบการสื่อสารสามารถแสดงได้โดยแผนภาพที่แสดงในรูปที่ 2.1 ข่าวสารสร้างขึ้นโดยต้นกำเนิดอาจจะเป็นรูปแบบของเสียง, รูปภาพ, หรือข้อความ ลักษณะที่สำคัญของต้นกำเนิดใดๆ ที่สร้างข่าวสารคือเอาพุตของมันเองได้ถูกอธิบายในพจน์ความเป็นไปได้

ตัวแปรสัญญาณโดยปกติจะแปลงเอาพุตของแหล่งต้นกำเนิดไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าซึ่งเหมาะสมสำหรับการสื่อสารสัญญาณ ตัวอย่างเช่น ไมโครโฟนทำหน้าที่แปลงสัญญาณเสียงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าและกล้องวิดีโอแปลงภาพไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า ที่จุดหมายปลายทางต้องการตัวแปรสัญญาณที่คล้ายกันเพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้าที่ได้รับมาไปเป็นรูปแบบที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งาน หัวใจของระบบการสื่อสารประกอบด้วย 3 ส่วนพื้นฐาน ได้แก่ เครื่องส่ง, ช่องสัญญาณและเครื่องรับ



รูปที่ 2.1 แผนภาพของระบบการสื่อสาร

ที่มา : Proakis, and Salehi, 2001, p. 5

2.1.1 เครื่องส่ง

เครื่องส่ง (Proakis, and Salehi, 2001, p. 5) ทำการแปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นรูปแบบที่เหมาะสมสำหรับการสื่อสารผ่านช่องสัญญาณทางกายภาพหรือตัวกลางการสื่อสาร ตัวอย่างเช่น ในการแพร่สัญญาณทีวีและวิทยุ คณะกรรมการการสื่อสารรัฐบาลกลาง (Federal Communications Commission: FCC) ได้กำหนดช่วงความถี่สำหรับการส่งผ่านสำหรับแต่ละสถานี ดังนั้น เครื่องส่งต้องแปรสัญญาณข่าวสารที่จะส่งไปยังช่วงความถี่ที่สอดคล้องกับการจัดสรรความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้น สัญญาณที่ส่งจากสถานีวิทยุหลายแห่งจะ ไม่มีการแทรกสอดซึ่งกันและกัน

โดยทั่วไป เครื่องส่งทำการจับคู่สัญญาณข่าวสารกับช่องสัญญาณโดยกระบวนการที่เรียกว่า การกล้ำสัญญาณ (Modulation) โดยปกติ การกล้ำสัญญาณเกี่ยวข้องกับการใช้สัญญาณข่าวสารเพื่อเปลี่ยนแปลง ความถี่ แอมพลิจูด หรือเฟสของคลื่นพาห้รูปไซน์ (Sinusoidal Carrier) อย่างเป็นระบบ ตัวอย่างเช่น ในการแพร่สัญญาณวิทยุ AM สัญญาณข่าวสารที่ส่งผ่านมีความแปรผันทางแอมพลิจูดของคลื่นพาห้รูปไซน์ นี่คือการกล้ำสัญญาณทางแอมพลิจูด ในการแพร่สัญญาณวิทยุ FM สัญญาณข่าวสารที่ส่งผ่านมีความแปรผันทางความถี่ของคลื่นพาห้รูปไซน์ นี่คือการกล้ำสัญญาณความถี่ การกล้ำสัญญาณเฟส (Phase Modulation: PM) เป็นวิธีที่สามสำหรับการเน้นย้ำสัญญาณข่าวสารบนคลื่นพาห้รูปไซน์

โดยทั่วไปการกล้ำสัญญาณคลื่นพาห้เช่น AM, FM และ PM จะดำเนินการที่เครื่องส่งเพื่อแปลงสัญญาณข่าวสารไปเป็นรูปแบบที่เข้ากันได้กับลักษณะของช่องสัญญาณ ดังนั้นในกระบวนการของการกล้ำสัญญาณ สัญญาณข่าวสารจะถูกเปลี่ยนทางความถี่ให้สอดคล้องกับการจัดสรรของช่องสัญญาณ การเลือกรูปแบบการกล้ำสัญญาณขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยเช่น จำนวนของแบนด์วิดท์ที่ได้จัดสรร รูปแบบของสัญญาณและการแทรกสอดที่ซึ่งสัญญาณเผชิญในการสื่อสารสัญญาณบนช่องสัญญาณและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ซึ่งใช้ประโยชน์ได้สำหรับการขยายสัญญาณก่อนการสื่อสารสัญญาณในกรณีใดๆ กระบวนการกล้ำสัญญาณทำให้มีความเป็นไปได้ทำให้เข้ากับการสื่อสารสัญญาณของหลายข้อความจากผู้ใช้หลายคนบนช่องสัญญาณกายภาพเดียวกัน

นอกจากนี้การกล้ำสัญญาณ พังค์ชันอื่นๆ ซึ่งโดยปกติจะถูกดำเนินการที่เครื่องส่งได้แก่ การกรองสัญญาณข่าวสาร การขยายสัญญาณของสัญญาณที่ถูกกล้ำ และการแผ่ของสัญญาณโดยวิธีของสายอากาศส่งในกรณีของการสื่อสารสัญญาณไร้สาย

2.1.2 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณการสื่อสาร (Proakis, and Salehi, 2001, p. 6) เป็นตัวกลางทางกายภาพที่ใช้ส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ ช่องสัญญาณในการสื่อสารสัญญาณไร้สายโดยปกติเป็นชั้นบรรยากาศ (ปริภูมิอิสระ) ในทางตรงกันข้าม ช่องสัญญาณโทรศัพท์มักจะใช้ตัวกลางทางกายภาพที่หลากหลายเช่น สายส่งสัญญาณ, เส้นใยแก้วนำแสงและไร้สาย (วิทยุไมโครเวฟ) ไม่ว่าจะเป็นตัวกลางทางกายภาพใดก็ตาม คุณลักษณะที่สำคัญก็คือว่าสัญญาณที่ได้ทำการส่งถูกรบกวนแบบสุ่มโดยความหลากหลายของกลไกที่เป็นไปได้ รูปแบบทั่วไปที่สุดของการเสื่อมของสัญญาณอยู่ในรูปแบบของสัญญาณรบกวน (Additive Noise) ซึ่งถูกสร้างที่เครื่องรับซึ่งมีการขยายสัญญาณ สัญญาณรบกวนนี้มักจะถูกเรียกว่าสัญญาณรบกวนอุณหภูมิ (Thermal Noise) ในการสื่อสารสัญญาณไร้สาย สิ่งรบกวนที่เพิ่มเข้ามาคือสัญญาณรบกวนที่มนุษย์สร้างขึ้นและสัญญาณรบกวนในชั้นบรรยากาศโดยสายอากาศรับสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ ของช่องสัญญาณเป็นอีกรูปแบบหนึ่งของสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดบ่อยครั้งในทั้งระบบการสื่อสารแบบมีสายและไร้สาย

ในบางช่องสัญญาณการสื่อสารวิทยุเช่น ช่องสัญญาณในชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ที่ใช้สำหรับการส่งผ่านวิทยุคลื่นสั้นระยะไกลอีกรูปแบบของการเสื่อมสัญญาณคือการแพร่กระจาย

เส้นทางพหุวิธี ความเพี้ยนของสัญญาณดังกล่าวจะแสดงออกมาเป็นความแปรผันทางเวลาในแอมพลิจูดสัญญาณ ซึ่งเรียกว่าการจางหายของสัญญาณ (Fading)

ความเพี้ยนของสัญญาณมักจะแสดงคุณลักษณะเป็นปรากฏการณ์สุ่มและอธิบายในพจน์เชิงสถิติ ผลกระทบนี้ต้องคำนึงถึงในการออกแบบระบบการสื่อสาร

ในการออกแบบของระบบการสื่อสาร ผู้ออกแบบจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่แสดงลักษณะเชิงสถิติของความเพี้ยนสัญญาณที่เกิดขึ้นช่องสัญญาณทางกายภาพ การแสดงลักษณะเชิงสถิตินี้มักจะเป็นผลการวัดผลเชิงประจักษ์ (Empirical Measurement) ที่ได้รับการทดลองเกี่ยวกับการส่งผ่านสัญญาณบนช่องสัญญาณดังกล่าว

2.1.3 เครื่องรับ

หน้าที่ของเครื่องรับ (Proakis, and Salehi, 2001, p. 7) คือการกู้คืนข่าวสารจากสัญญาณที่ได้รับ ถ้าสัญญาณข่าวสารถูกส่งด้วยการกล้ำสัญญาณคลื่นพาห์ เครื่องรับจะทำการแยกสัญญาณคลื่นพาห์เพื่อที่จะสกัดข่าวสารจากคลื่นพาห์รูปไซน์ เนื่องจากสัญญาณนี้มีสัญญาณรบกวนและความเพี้ยนอื่น ๆ ที่เป็นไปได้ ข่าวสารที่ได้ทำการแยกออกมาโดยทั่วไปจะมีความผิดเพี้ยนไปจากเดิม ความถูกต้องของข่าวสารที่ได้รับจึงเป็นฟังก์ชันของรูปแบบการกล้ำสัญญาณ ระดับความแรงของสัญญาณรบกวน รูปแบบและระดับความแรงของการแทรกสอด

2.2 ไคเวอร์ซิติ

เทคนิคไคเวอร์ซิติ (Garg, 2007, p.300) ถูกนำมาใช้เพื่อแก้ไขความบกพร่องและปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณ แนวคิดพื้นฐานของไคเวอร์ซิติก็คือว่าเครื่องรับสัญญาณที่ส่งมากกว่าหนึ่งชุดของและแต่ละชุดได้รับจากช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน (หมายความว่า การจางหายของสัญญาณเป็นอิสระต่อกัน) โอกาสที่สัญญาณเหล่านี้จะเผชิญการจางหายอย่างเดียวกันพร้อมกันจะลดลงอย่างมาก ตัวอย่างเช่น สมมติว่าความน่าจะเป็นของการสูญเสียการสื่อสารเนื่องจากการจางหายของสัญญาณบน 1 ช่องสัญญาณคือ p และความน่าจะเป็นนี้เป็นอิสระบนช่องสัญญาณทั้งหมด M ช่อง ความน่าจะเป็นของการสูญเสียการสื่อสารบนช่องสัญญาณทั้งหมดพร้อมกันคือ p^M

โดยปกติเครื่องรับไคเวอร์ซิตีถูกใช้ในสถานีสถานแทนที่จะเป็นโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพราะว่าราคาของตัวรวมไคเวอร์ซิตีนั้นสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าต้องการเครื่องรับหลายเครื่อง ในขณะที่กำลังงานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ถูกจำกัดโดยแบตเตอรี่ สถานีสถานสามารถเพิ่มกำลังงานของมันหรือความสูงของสายอากาศเพื่อขยายความครอบคลุมไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่

เกณฑ์สำหรับระบบไคเวอร์ซิตีเพื่อให้บรรลุการปรับปรุงคุณภาพสัญญาณมีอยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ การจางหายของสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณควรมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำ ประการที่สองคือ ค่าเฉลี่ยกำลังงานที่มีอยู่จากแต่ละช่องสัญญาณควรมีค่าใกล้เคียงกัน

2.2.1 ไคเวอร์ซิตีทางเวลา

ถ้าสัญญาณแบบเดียวกันถูกส่งในช่วงเวลาที่แตกต่างกัน สัญญาณที่ได้รับจะไม่มี ความสัมพันธ์กัน (Garg, 2007, p.302) ภายใต้เงื่อนไขที่ว่าความแตกต่างทางเวลาระหว่างช่วงเวลานั้น มากกว่าเวลาโคฮีเรนซ์ (Coherence Time) ของช่องสัญญาณ ระบบนี้จะทำงานได้ดีสำหรับ สภาพแวดล้อมที่ซึ่งการจางหายของสัญญาณเกิดขึ้นอย่างเป็นอิสระกับการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ ไคเวอร์ซิตีชนิดนี้ทำให้เกิดการประวิงเวลาในการประมวลผลสัญญาณอย่างมีนัยสำคัญ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเวลาโคฮีเรนซ์ของช่องสัญญาณมีค่ามาก ในทางปฏิบัติไคเวอร์ซิตีทางเวลามักจะถูกใช้ผ่านการ แทรกสลับบิตข้อมูล (Bit Interleaving) การแก้ไขความผิดพลาดไปข้างหน้า (Forward Error Correction) และการร้องขอการส่งสัญญาณซ้ำอัตโนมัติ (Automatic Retransmission Request)

2.2.2 ไคเวอร์ซิตีทางความถี่

สัญญาณที่ได้รับบน 2 ความถี่ที่ห่างกันมากกว่าความกว้างแถบความถี่โคฮีเรนซ์ (Coherence Bandwidth) จะไม่มีความสัมพันธ์กัน (Garg, 2007, p.301) เพื่อใช้ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ ในสภาพแวดล้อมเมืองใหญ่หรือชานเมืองสำหรับความถี่การให้บริการการสื่อสารแบบเซลลูลาร์และ ส่วนบุคคล การแยกกันทางความถี่ต้องมากกว่าหรือเท่ากับ 300 kHz ไคเวอร์ซิตีชนิดนี้ปรับปรุง คุณภาพการเชื่อมโยงสัญญาณโดยมีความกว้างแถบความถี่ที่ต้องใช้เพิ่มเติม

2.2.3 ไคเวอร์จี้ตังปริงุมิ

สายอากาศ 2 เสาที่อยู่ห่างกันเป็นระยะทาง d สามารถทำให้สัญญาณที่เกี่ยวข้องมีค่าสหสัมพันธ์ระหว่างกันต่ำ (Garg, 2007, p.301) ระยะห่าง d โดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความสูงของสายอากาศ h และความถี่ที่ใช้ สายอากาศสามารถอยู่ใกล้กันมากขึ้นที่ความถี่สูงขึ้น โดยคำนึงถึงผลกระทบของปรากฏการณ์เกิดเงาระยะห่างระหว่าง 2 สายอากาศที่อยู่ติดกันควรมีค่าไม่น้อยกว่า 10 เท่าของความยาวคลื่นพาห์

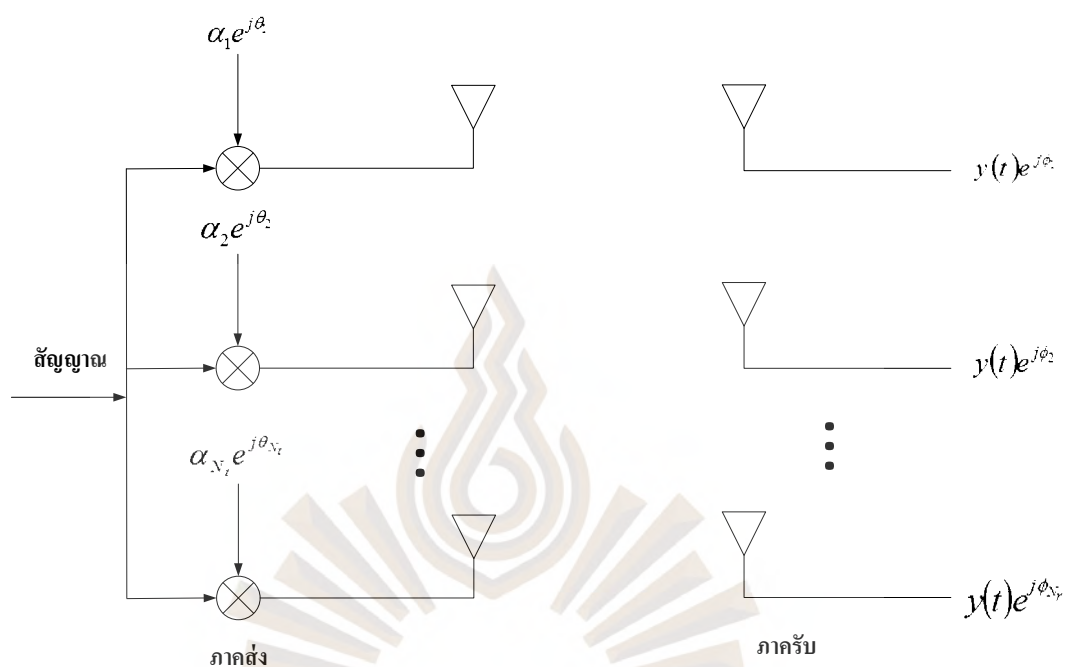
2.3 แนวคิดของการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ – เวลา

การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา (Jankiraman, 2004, pp. 75) เป็นวิธีสร้างไคเวอร์จี้ตังปริงุมิ-เวลา โดยการออกแบบรหัสช่องสัญญาณรวมกับการใช้สายอากาศส่งหลายเสาถ้าตั้งสายอากาศส่งเหล่านี้ให้มีความเป็นอิสระเชิงปริภูมิแล้วผลกระทบของการจางหายที่มีต่อสัญญาณจากสายอากาศส่งแต่ละไปยังสายอากาศรับจะแตกต่างกันทำให้สัญญาณดังกล่าวไม่ถูกรบกวนจนสูญเสียไปพร้อมกัน ดังนั้นการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาจึงช่วยลดผลกระทบของการจางหาย ทำให้ระบบสื่อสารไร้สายมีประสิทธิภาพดีขึ้น

การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลานั้นจะแตกต่างจากการสร้างรูปแบบลำคลื่น ในแผนการสร้างรูปแบบลำคลื่นจะมีทิศทางของการส่งและรับสัญญาณที่ต้องการ โดยสามารถจัดการแทรกสอดที่เป็นไปได้ สัญญาณที่ส่งจะเหมือนกันและสัญญาณที่ได้รับจะมีการเลื่อนเฟสซึ่งกันและกัน แผนภาพของภาคส่ง/รับ แสดงได้ดังรูปที่ 2.2 วัตถุประสงค์หลักคือเพิ่มค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน ส่วนการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาจะไม่มีทิศทางเฉพาะเจาะจงที่ต้องการ โดยทั่วไปสัญญาณที่ได้รับจะแตกต่างอย่างสิ้นเชิง กล่าวคือ แม้ว่าสัญญาณส่งจะสร้างจากวงจรเข้ารหัส (Encoder) เดียวกัน ซึ่งอาจจะมีความสัมพันธ์กันหรืออาจจะไม่เป็นอิสระจากกันอย่างสิ้นเชิง สัญญาณที่ได้รับจะผ่านช่องสัญญาณที่แตกต่างกันอย่างสิ้นเชิง ดังแสดงในรูปที่ 2.3 วัตถุประสงค์หลักก็คือได้รับความหลากหลายทางปริภูมิและ/หรือเพิ่มอัตราข้อมูล (ในกรณีมัลติเพล็กซ์)

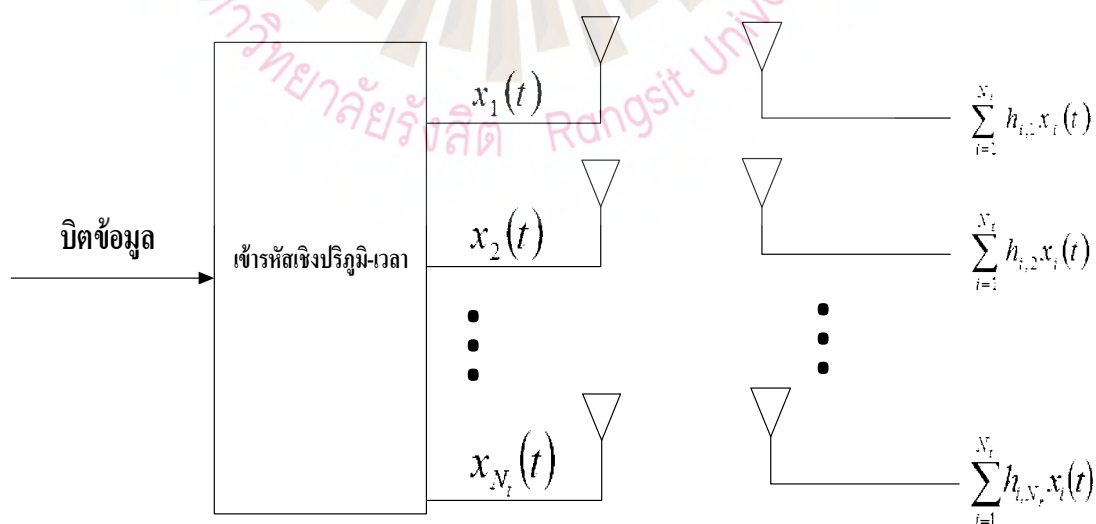
การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา สามารถแบ่งได้เป็น 2 กลุ่ม (Jankiraman, 2004) ได้แก่ การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก (Space-Time Block Coding) และแบบเทอร์ลิส (Space-Time

Trellis Coding) งานวิจัยนี้จะพิจารณาเฉพาะการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti ซึ่งจัดอยู่ในกลุ่มแรกเนื่องจากมีขั้นตอนที่ไม่ซับซ้อนและผลลัพธ์ที่ดี



รูปที่ 2.2 สายอากาศหลายเสาสำหรับการสร้างรูปแบบลำคลื่น

ที่มา : Duman, and Ghrayeb, 2007, p. 38

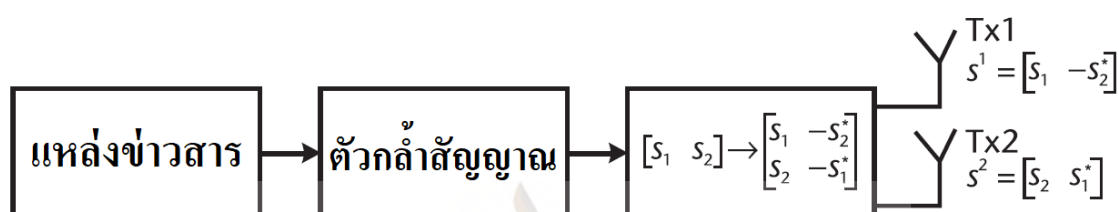


รูปที่ 2.3 สายอากาศหลายเสาสำหรับการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา

ที่มา : Duman, and Ghrayeb, 2007, p. 38

2.3.1 การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti

ขั้นตอนการเข้ารหัสนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ขั้นตอนการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti

ที่มา : Jankiraman, 2004, p.76

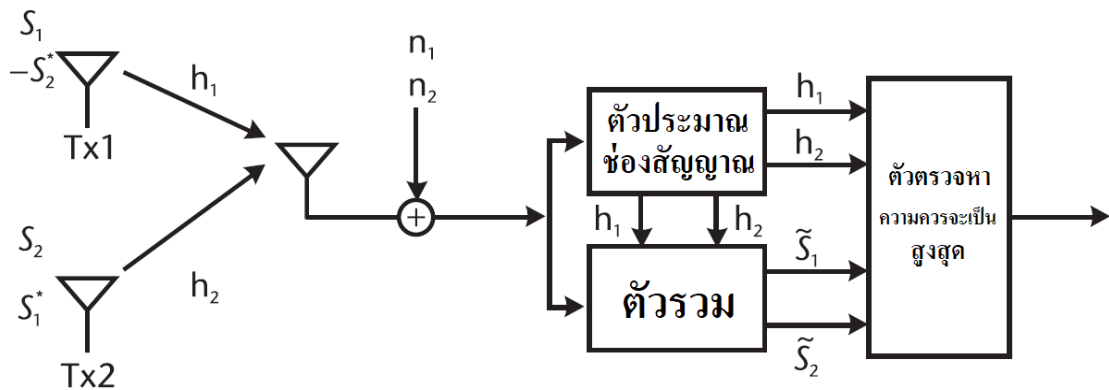
สัญลักษณ์ข้อมูลที่เกิดจากแหล่งข่าวสารจะถูกส่งไปที่ตัวกล้ำสัญญาณ (Modulator) ครึ่งละ 2 สัญลักษณ์และได้เอาต์พุตเป็น s_1 และ s_2 จากนั้นตัวเข้ารหัสจะแปลง s_1 และ s_2 ไปเป็นสัญญาณที่พร้อมส่งออกจากสายอากาศแต่ละเสาสัญญาณดังกล่าวสามารถเขียนในรูปของเมตริกซ์

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

ซึ่งหมายความว่าเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณเป็น 2 คาบเวลาที่ต่อเนื่องกันโดย s_1 และ s_2 ถูกส่งออกจากสายอากาศเสาที่ 1 และ 2 ตามลำดับในคาบเวลาแรก ส่วน $-s_2^*$ และ s_1^* ถูกส่งออกจากสายอากาศเสาที่ 1 และ 2 ตามลำดับในคาบเวลาหลัง

2.3.2 การถอดรหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti

ขั้นตอนการถอดรหัสนี้สำหรับสายอากาศรับ 1 เสาสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ขั้นตอนการถอดรหัสเชิงปริภูมิ-เวลาแบบ Alamouti

ที่มา : Jankiraman, 2004, p.77

สมมติให้สัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศส่งแต่ละเสา (ตามที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.3.1) ได้รับผลกระทบจากการจางหายที่เป็นอิสระต่อกันซึ่งแทนด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ $h_1(t)$ และ $h_2(t)$ ถึงแม้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวจะแปรผันตามเวลา t แต่โดยทั่วไป ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณใน 2 คาบเวลาที่ต่อเนื่องกันมักจะมีการแปรผันน้อยมาก ดังนั้นจึงอนุมานได้ว่า

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 \quad (2-2)$$

$$h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 \quad (2-3)$$

โดย T คือคาบเวลาของสัญลักษณ์และตัวแปรทางเวลาละออกเพื่อความกระชับ ทั้งนี้ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณสามารถแสดงในรูปของแอมพลิจูดและเฟส ดังนี้

$$h_1 = |h_1|e^{j\theta_1} \quad (2-4)$$

$$h_2 = |h_2|e^{j\theta_2} \quad (2-5)$$

โดยที่ $|h_1|$ และ θ_1 (หรือ $|h_2|$ และ θ_2) คือแอมพลิจูดและเฟสของช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งเสาที่ 1 (หรือ 2) ไปยังสายอากาศรับ

จากรูปที่ 2.8 สัญญาณที่รับได้ที่เวลา t และ $t+T$ สามารถเขียนได้เป็น

$$r_1 = h_1s_1 + h_2s_2 + n_1 \quad (2-6)$$

$$r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (2-7)$$

โดยที่ n_1 และ n_2 คือ สัญญาณรบกวนที่สายอากาศที่เวลา t และ $t+T$ ตามลำดับ

จากนั้น r_1 และ r_2 จะถูกนำมาผ่านตัวตรวจหาความควรจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood Detector) เพื่อตัดสินใจเลือกสัญลักษณ์ $\hat{s}_1$ และ $\hat{s}_2$ ในการตัดสินใจเลือกนั้นฟังก์ชันต้นทุนจะถูกกำหนดให้อยู่ในรูปของระยะทางแบบยูคลิดระหว่างคู่ลำดับ (r_1, r_2) และคู่ลำดับ (s_1, s_2) ที่เป็นไปได้ทั้งหมด $(\hat{s}_1, \hat{s}_2)$ ที่ต้องการคือ (s_1, s_2) ที่ทำให้ฟังก์ชันต้นทุนดังกล่าวมีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2) = \arg \min_{(s_1, s_2) \in C} |r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2|^2 + |r_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*|^2 \quad (2-8)$$

โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ h_1 และ h_2 หามาจากตัวประมาณช่องสัญญาณดังกล่าวในรูปที่ 2.8

ฟังก์ชันต้นทุน $C(s_1, s_2) = |r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2|^2 + |r_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*|^2$ สามารถกระจายได้เป็น

$$\begin{aligned} C(s_1, s_2) &= (r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2)(r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2)^* \\ &\quad + (r_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*)(r_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*)^* \\ &= |r_1|^2 - h_1 s_1^* r_1^* - h_2 s_2^* r_1^* - r_1 h_1^* s_1^* + |h_1|^2 |s_1|^2 \\ &\quad + h_1^* h_2 s_1^* s_2^* - r_1 h_2^* s_2^* + h_1 h_2^* s_1 s_2^* + |h_2|^2 |s_2|^2 \\ &\quad + |r_2|^2 + h_1 s_2^* r_2^* - h_2 s_1^* r_2^* + h_1^* s_2 r_2 + |h_1|^2 |s_2|^2 \\ &\quad - h_1^* h_2 s_1^* s_2^* - h_2^* s_1 r_2 - h_1 h_2^* s_1 s_2^* + |h_2|^2 |s_1|^2 \end{aligned} \quad (2-9)$$

ซึ่งจะเห็นว่า $|r_1|^2$ และ $|r_2|^2$ สามารถละออกจากฟังก์ชันต้นทุนได้เนื่องจากเป็นค่าคงที่ นอกจากนี้พจน์ $h_1 h_2^* s_1 s_2^*$ และ $h_1^* h_2 s_1^* s_2$ สามารถหักล้างกับพจน์ $-h_1 h_2^* s_1 s_2^*$ และ $-h_1^* h_2 s_1^* s_2$ ได้ ดังนั้นฟังก์ชันต้นทุนสามารถลดรูปได้เป็น

$$C'(s_1, s_2) = |s_1|^2 (|h_1|^2 + |h_2|^2) + |s_2|^2 (|h_1|^2 + |h_2|^2) - \tilde{s}_1^* s_1 - \tilde{s}_1 s_1^* - \tilde{s}_2^* s_2 - \tilde{s}_2 s_2^* \quad (2-10)$$

โดยที่

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \quad (2-11)$$

$$\tilde{s}_2 = h_2^* r_1 + h_1 r_2^* \quad (2-12)$$

จากนิยามของระยะทางแบบยุคลิด

$$d^2(A, B) = (A - B)(A^* - B^*) = |A|^2 + |B|^2 - AB^* - A^* B \quad (2-13)$$

สมการ (2-10) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} C'(s_1, s_2) = & |s_1|^2(|h_1|^2 + |h_2|^2) + |s_2|^2(|h_1|^2 + |h_2|^2) \\ & + |\tilde{s}_1 - s_1|^2 - |s_1|^2 - |\tilde{s}_1|^2 + |\tilde{s}_2 - s_2|^2 - |s_2|^2 - |\tilde{s}_2|^2 \end{aligned} \quad (2-14)$$

พจน์ $-|s_1|^2 - |\tilde{s}_1|^2 - |s_2|^2 - |\tilde{s}_2|^2$ สามารถละออกจากฟังก์ชันต้นทุนได้ เนื่องจากเป็นค่าที่ขึ้นกับ $|r_1|^2, |r_2|^2$ เท่านั้น ดังนั้นฟังก์ชันต้นทุนสามารถลดรูปได้เป็น

$$C''(s_1, s_2) = |s_1|^2(|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) + |s_2|^2(|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) + |\tilde{s}_1 - s_1|^2 + |\tilde{s}_2 - s_2|^2 \quad (2-15)$$

การตัดสินใจเลือก $\hat{s}_1$ และ $\hat{s}_2$ ตามสมการที่ (2-8) จึงสามารถแยกดำเนินการได้ง่ายขึ้นดังนี้

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{s_1 \in C} |s_1|^2(|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) + d^2(\tilde{s}_1, s_1) \quad (2-16)$$

และ

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{s_2 \in C} |s_2|^2(|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) + d^2(\tilde{s}_2, s_2) \quad (2-17)$$

จากรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าการนำสัญญาณ r_1 และ r_2 ไปผ่านตัวรวม (Combiner) และได้ผลลัพธ์เป็น $\tilde{s}_1$ และ $\tilde{s}_2$ ตามสมการที่ (2-11) และ (2-12) ตามลำดับหลังจากแทน r_1 และ r_2 ลงในสมการทั้งสองจะได้

$$\tilde{s}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \quad (2-18)$$

$$\tilde{s}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_2 + h_1^* n_2 + h_2 n_1^* \quad (2-19)$$

จากนั้นนำค่าทั้งสองนี้มาใช้ในการตัดสินใจเลือกสัญลักษณ์ที่ตามสมการที่ (2-16) และ (2-17)

2.4 ความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สายที่มีการถ่ายทอดสัญญาณ

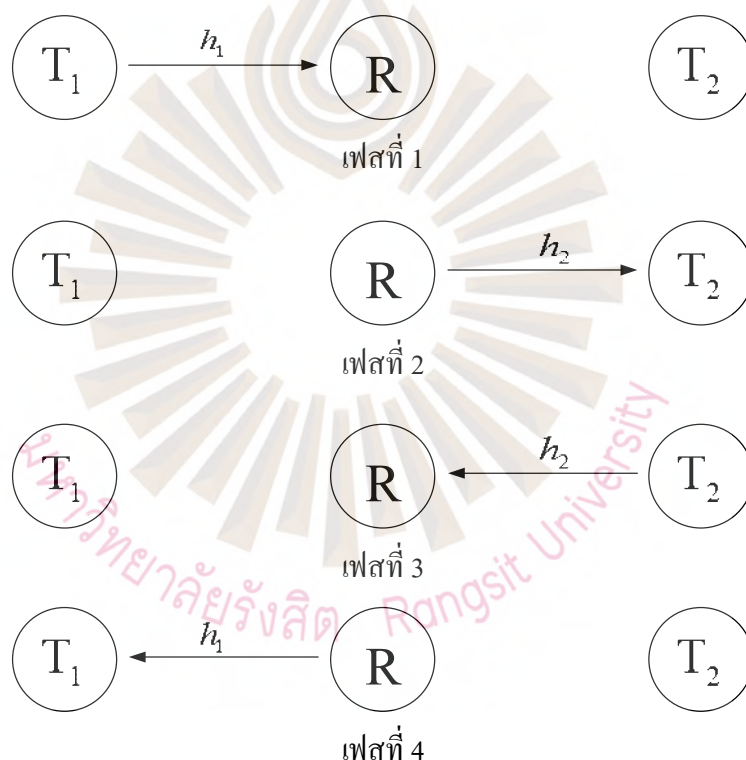
ระบบสื่อสารวิทยุสมัยใหม่ (Modern Radio Communication Systems) (Chen, Zhang, Chen, & Zhang, 2015, pp. 133-144) ตั้งเป้าที่จะเพิ่ม ปริมาณงาน (Throughput) และความน่าเชื่อถือ (Reliability) ในเครือข่ายไร้สายด้วยทรัพยากรที่มีอยู่อย่างจำกัด การสื่อสารของระบบดังกล่าวบนช่องสัญญาณไร้สายถูกจำกัดโดยการจางหายของสัญญาณ การสูญเสียในเส้นทาง (Path Loss) ปรากฏการณ์เงา (Shadowing) และการแทรกสอด (Interference) ไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางเพื่อจัดการกับการจางหายของสัญญาณและข้อบกพร่องของช่องสัญญาณ เมื่อไม่นานมานี้ การสื่อสารแบบร่วมมือ (Cooperative Communication) ได้รับการพัฒนาเพื่อให้ไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิแม้ใช้สายอากาศที่เครื่องวิทยุ (ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่า โหนด) เพียงเสาเดียว โหนดที่ตั้งอยู่ในตำแหน่งที่แตกต่างกันจะร่วมมือกันโดยถ่ายทอดข่าวสารซึ่งกันและกันเพื่อที่จะสร้างแถวลำดับสายอากาศเสมือนและบรรลุไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ การสื่อสารแบบร่วมมือได้กลายเป็นเทคนิคที่เป็นไปได้สำหรับการเสริมสร้างการครอบคลุม ปริมาณงานและความน่าเชื่อถือของเครือข่ายไร้สายที่มีเงื่อนไขบังคับสำหรับสเปกตรัมและกำลังงาน ซึ่งพบการประยุกต์ใช้ในเครือข่ายเซลลูลาร์ไร้สาย เครือข่ายไร้สายเฉพาะกิจ (Ad Hoc) เครือข่ายเซ็นเซอร์ และอื่นๆ

การส่งผ่านสัญญาณโดยความร่วมมือระหว่างโหนดที่ตั้งอยู่ในตำแหน่งที่แตกต่างกันใช้ประโยชน์จากธรรมชาติการแพร่กระจายของตัวกลางไร้สายและการจัดสรรของโหนดดังกล่าวเพื่อถ่ายทอดสัญญาณ รูปแบบธรรมชาติของความร่วมมือคือการสื่อสารไร้สายแบบหลายฮอป (Multihop) โดยที่โหนดต้นทางสื่อสารกับโหนดปลายทางผ่านรีเลย์ชุดหนึ่ง ความร่วมมือแบบนี้มักจะใช้เพื่อบรรเทาการลดทอนสัญญาณในการสื่อสารระยะยาวและไม่ทำให้ได้ประโยชน์จากความหลากหลายทางปริภูมิ ประเด็นที่สำคัญในการสื่อสารแบบร่วมมือคือการใช้ทรัพยากรร่วมกันระหว่างโหนดในเครือข่าย

2.4.1 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทางเดียว

พิจารณาช่องสัญญาณไร้สายที่ซึ่งโหนด T_1 และ T_2 ต้องการแลกเปลี่ยนข่าวสารที่เป็นอิสระจากกันด้วยการช่วยเหลือของโหนด R สมมติว่าทุกโหนดทำงานแบบสื่อสารสองทางครึ่ง

อัตรา (Half-Duplex) ดังนั้น โหนด R ไม่สามารถรับและส่งพร้อมกันได้บนช่องสัญญาณเดียวกัน กล่าวคือ โหนด R จะต้องรับสัญญาณจากโหนด T_1 แล้วทำการประมวลผลและส่งสัญญาณนั้นไปยังโหนด T_2 ยิ่งไปกว่านั้น ไม่มีการเชื่อมต่อโดยตรงที่เชื่อถือได้ระหว่างโหนด T_1 และ T_2 เนื่องจากโหนดทั้งสองอยู่ห่างกันมาก หรือใช้กำลังงานต่ำในการให้สัญญาณ ซึ่งเป็นไปได้ในกรณีที่โหนดทั้งสองเป็นสถานีภาคพื้นดินที่อยู่ห่างกันมากและติดต่อผ่านดาวเทียม หรือเป็นโทรศัพท์มือถือที่อยู่ฝั่งตรงข้ามกันของสถานีฐาน สำหรับแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบทางเดียว การส่งสัญญาณจากโหนด T_1 ไปยัง T_2 ผ่านโหนด R ต้องการ 2 ช่องสัญญาณและจากโหนด T_2 ไปยัง T_1 ผ่านโหนด R อีก 2 ช่องสัญญาณ ดังนั้นการส่งสัญญาณทั้งหมดเกิดขึ้นใน 4 เฟสที่ต่อเนื่องกันปรากฏดังแสดงในรูปที่ 2.6

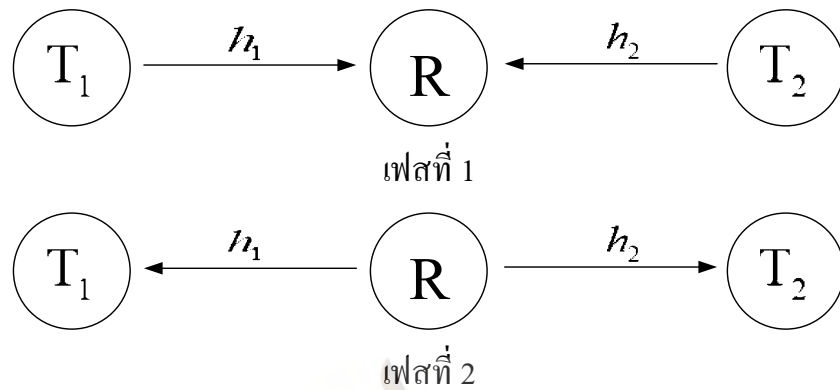


รูปที่ 2.6 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทางเดียว

ที่มา : Upadhyay, and Prakriya, 2010, p. 288

2.4.2 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง

โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางเป็นวิธีการเพิ่มสมรรถนะทางสเปกตรัมของเครือข่ายไร้สายที่สื่อสารสองทางครึ่งอัตรา ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง

ที่มา : Upadhyay, and Prakriya, 2010, p. 290

ข่าวสารของโหนด T_1 และ T_2 จะถูกส่งไปยังโหนด T_2 และ T_1 ตามลำดับใน 2 เฟสที่มีชื่อว่าการเข้าถึงหลายทาง (MA) และการแพร่สัญญาณ (BC) ในเฟสแรกโหนด T_1 และ T_2 ส่งสัญญาณของตนเองไปยังโหนด R ที่เวลาเดียวกัน หลังจากที่ได้รับสัญญาณแล้ว โหนด R จะทำการประมวลสัญญาณตามความเหมาะสมและแพร่กระจายผลลัพธ์ของสัญญาณไปยังโหนด T_1 และ T_2 ในเฟสที่ 2 สัญญาณที่ส่งออกจากแต่ละโหนดเองนั้นมีส่วนทำให้เกิดการแทรกสอดโดยตัวมันเอง (Self-Interference) ในลำดับต่อไปจะแสดงตัวอย่างการถ่ายทอดสัญญาณที่สามารถจัดการแทรกสอดนี้

2.4.2.1 การถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบขยายและส่งต่อสัญญาณ

โหนด T_1 และ T_2 ส่งสัญญาณ $x_1[k] \sim CN(0, P_1)$ และ $x_2[k] \sim CN(0, P_2)$ ตามลำดับ ซึ่งมีการแจกแจงที่เหมือนกันและอิสระต่อกัน (Independent Identically Distributed: i.i.d) ไปยังโหนด R ในช่วงเวลา k โดยใช้แบนด์วิดท์เดียวกัน ดังนั้นโหนด R ได้รับสัญญาณเป็น

$$y_r[k] = h_1[k]x_1[k] + h_2[k]x_2[k] + n_r[k] \quad (2-20)$$

และสเกลสัญญาณที่ได้รับด้วย

$$g[k] = \sqrt{\frac{P_r}{P_1|h_1[k]|^2 + P_2|h_2[k]|^2 + \sigma_r^2}} \quad (2-21)$$

เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขบังคับของกำลังงานการส่งโดยเฉลี่ย (P_r) ของตัวมันเอง จากนั้นโหนด R จะแพร่กระจายสัญญาณยังโหนด T_1 และ T_2 ในช่วงเวลาถัดไป สัญญาณที่ได้รับที่โหนด T_1 และ T_2 แสดงได้เป็น

$$y_1[k+1] = h_1[k+1]g[k]h_2[k]x_2[k] + h_1[k+1]g[k]h_1[k]x_1[k] + h_1[k+1]g[k]n_r[k] + n_1[k+1] \quad (2-22)$$

$$y_2[k+1] = h_2[k+1]g[k]h_1[k]x_1[k] + h_2[k+1]g[k]h_2[k]x_2[k] + h_2[k+1]g[k]n_r[k] + n_2[k+1] \quad (2-23)$$

สมมติว่ามีภาวะตอบสนองกัน (Reciprocity) ของช่องสัญญาณ h_1 และ h_2 และช่องสัญญาณทั้งสองยังคงไม่เปลี่ยนแปลงอย่างน้อย 2 ช่วงเวลา โหนด T_1 และ T_2 สามารถจัดการแทรกสอดโดยตัวมันเองก่อนที่จะทำการถอดรหัสได้เนื่องจากโหนดทั้งสองรู้ค่าสัญลักษณ์ของตนเองที่ส่ง

2.4.2.2 การถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบถอดรหัสและส่งต่อสัญญาณ

การส่งข่าวสารในเฟสการเข้าถึงหลายทางสำหรับการถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบนี้จะเหมือนกับการถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบขยายและส่งต่อสัญญาณ สัญญาณที่ได้รับที่โหนด R จากโหนด T_1 และ T_2 จึงแสดงได้ดังสมการที่ (2-20) จากนั้น โหนด R จะถอดรหัสสัญลักษณ์ $x_1[k]$ และ $x_2[k]$ และส่ง $x_r[k+1] = \sqrt{\beta}x_1[k] + \sqrt{1-\beta}x_2[k]$ ในเฟสการแพร่สัญญาณ สัญญาณที่ได้รับที่โหนด T_1 และ T_2 คือ

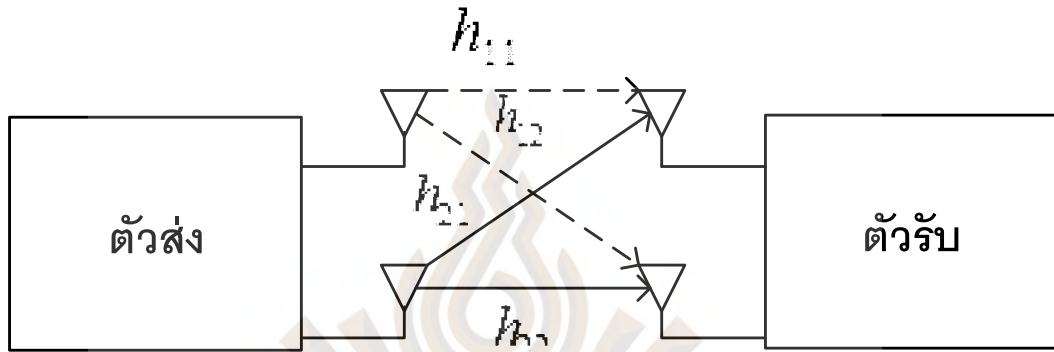
$$y_2[k+1] = h_2[k+1]x_r[k+1] + n_2[k+1] \quad (2-24)$$

$$y_1[k+1] = h_1[k+1]x_r[k+1] + n_1[k+1] \quad (2-25)$$

โหนด R ใช้ค่าเฉลี่ยกำลังงานที่ส่งสำหรับทิศทางการส่งต่อสัญญาณและทิศทางการส่งสัญญาณย้อนกลับเท่ากับ βP_r และ $(1-\beta)P_r$ ตามลำดับ สมมติว่าโหนด R ทำการถอดรหัส $x_1[k]$ และ $x_2[k]$ โดยปราศจากข้อผิดพลาด โหนด T_1 และ T_2 จะสามารถจัดการแทรกสอดโดยตัวมันเองก่อนที่จะทำการถอดรหัสได้ เช่นเดียวกับการถ่ายทอดสัญญาณสองทางแบบขยายและส่งต่อสัญญาณ

2.5 เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์

เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์ (Kashyap & Bagga, 2014, pp. 260-264) คือ การทำให้สัญญาณ ISI หายไป ถ้าสัญลักษณ์ที่ส่งแทนค่าด้วย x_1 และ x_2 จะแสดงตัวอย่างการทำ ZF ในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก

โดยที่ h_{11} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งเสาที่ 1 ไปยังสายอากาศรับเสาที่ 1
 h_{12} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งเสาที่ 1 ไปยังสายอากาศรับเสาที่ 2
 h_{21} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งเสาที่ 2 ไปยังสายอากาศรับเสาที่ 1
 h_{22} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งเสาที่ 2 ไปยังสายอากาศรับเสาที่ 2

และให้ n_1 และ n_2 คือสัญญาณรบกวนที่สายอากาศรับเสาที่ 1 และ 2 ตามลำดับ สัญญาณที่ได้รับที่สายอากาศรับเสาที่ 1 แสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + n_1 \\ &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1 \end{aligned} \quad (2-26)$$

และสัญญาณที่ได้รับที่สายอากาศรับเสาที่ 2 แสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} y_2 &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + n_2 \\ &= \begin{bmatrix} h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_2 \end{aligned} \quad (2-27)$$

สมการทั้งสองสามารถรวมกันได้เป็น

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{n}}$$
(2-28)

ดังนั้น เมทริกซ์ที่ทำ ZF คือ

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$
(2-29)

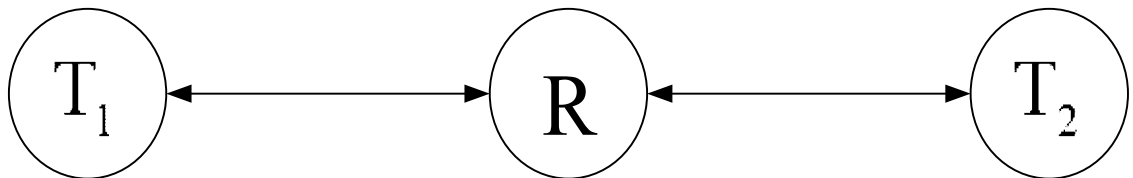
จากสมการที่ (2-28) และ (2-39) จะได้

$$\mathbf{W}\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \bar{\mathbf{n}}$$
(2-30)

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า $\mathbf{W}$ ทำให้ $h_{12}x_2$ และ $h_{21}x_1$ ที่เป็น ISI สำหรับ y_1 และ y_2 ตามลำดับ หายไป

2.6 การเข้ารหัสเครือข่าย

พิจารณาเครือข่าย 3 โหนดในรูปที่ 2.9 โหนด T_1 และ T_2 คือ โหนดแลกเปลี่ยนข่าวสาร ซึ่งอยู่ในช่วงการสื่อสารสัญญาณของตนเอง และโหนด R คือ โหนดถ่ายทอดสัญญาณระหว่างโหนด T_1 และ T_2



รูปที่ 2.9 เครือข่าย 3 โหนด

ที่มา : Zhang, Liew, and Lam, 2006, p. 358-365

เครือข่ายนี้ถือเป็นหน่วยพื้นฐานสำหรับการสื่อสารแบบร่วมมือ ในการสื่อสารดังกล่าว โหนด R สามารถเลือกวิธีการประมวลผลสัญญาณที่ต่างกัน เช่น การขยายและส่งต่อสัญญาณ หรือการถอดรหัสและส่งต่อสัญญาณ (Decode-and-Forward: DF) ตามสถานการณ์ค่า SNR ที่แตกต่างกัน ในลำดับถัดไป จะอธิบายแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบดั้งเดิมและแผนการเข้ารหัสเครือข่ายแบบตรงไปข้างหน้า (Straightforward) สำหรับการแลกเปลี่ยนเฟรมในเครือข่าย 3 โหนด

2.6.1 แผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบดั้งเดิม

ในเครือข่ายแบบดั้งเดิม มักจะหลีกเลี่ยงการแทรกสอดโดยไม่ให้เกิดการซ้อนทับกันของสัญญาณจากโหนด T_1 และ T_2 ไปยังโหนด R ในช่วงเวลาเดียวกัน รูปที่ 2.10 แสดงการถ่ายทอดสัญญาณที่เป็นไปได้

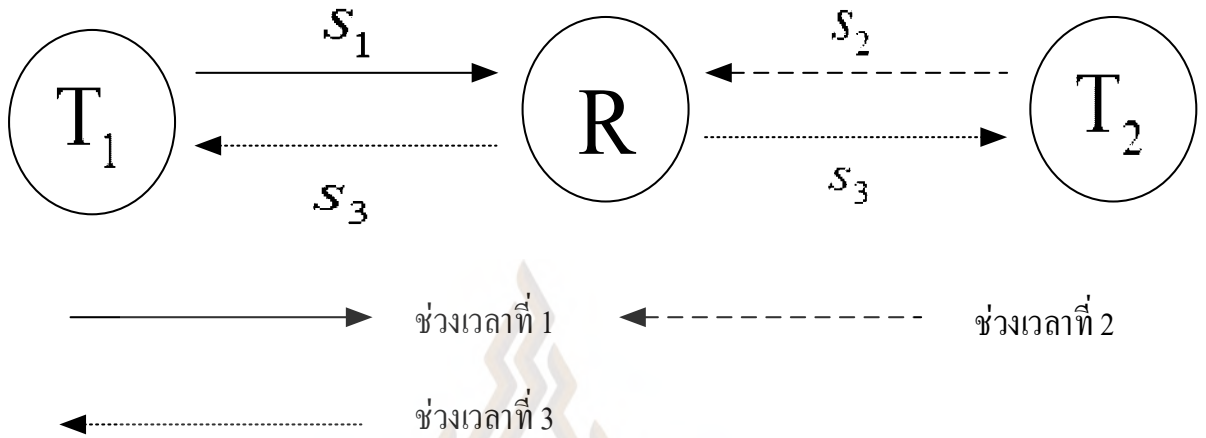


รูปที่ 2.10 แผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบดั้งเดิม

ที่มา: Zhang, Liew, and Lam, 2006, p. 358-365

ลำดับแรกโหนด T_1 ส่งเฟรม s_1 ไปยังโหนด R จากนั้นโหนด R ส่งเฟรม s_1 ไปยังโหนด T_2 จากนั้นโหนด T_2 ส่งเฟรม s_2 ไปในทิศทางตรงข้าม รวมทั้งหมด 4 ช่วงเวลาที่ต้องการสำหรับการแลกเปลี่ยนเฟรม s_1 และ s_2

2.6.2 แผนการเข้ารหัสเครือข่ายแบบตรงไปข้างหน้า



รูปที่ 2.11 แผนการเข้ารหัสเครือข่ายแบบตรงไปข้างหน้า

ที่มา : Zhang, Liew , and Lam, 2006, p. 358-365

ในรูปที่ 2.11 แสดงแผนการเข้ารหัสเครือข่ายดังกล่าว ลำดับแรกโหนด T_1 ส่งเฟรม s_1 ไปยังโหนด R จากนั้นโหนด T_2 ส่งเฟรม s_2 ไปยังโหนด R หลังจากได้รับเฟรม s_1 และ s_2 โหนด R จะทำการเข้ารหัสได้เป็นเฟรม s_3 นั่นคือ

$$s_3 = s_1 \oplus s_2 \quad (2-31)$$

โดยที่ $\oplus$ คือการดำเนินการเอ็กคลูซีฟออในระดับบิตข้อมูล จากนั้นโหนด R แพร่กระจายเฟรม s_3 ไปยังโหนด T_1 และ T_2 หลังจากโหนด T_1 ได้รับเฟรม s_3 สามารถสกัดเฟรม s_2 จากเฟรม s_3 โดยใช้เฟรม s_1 นั่นคือ

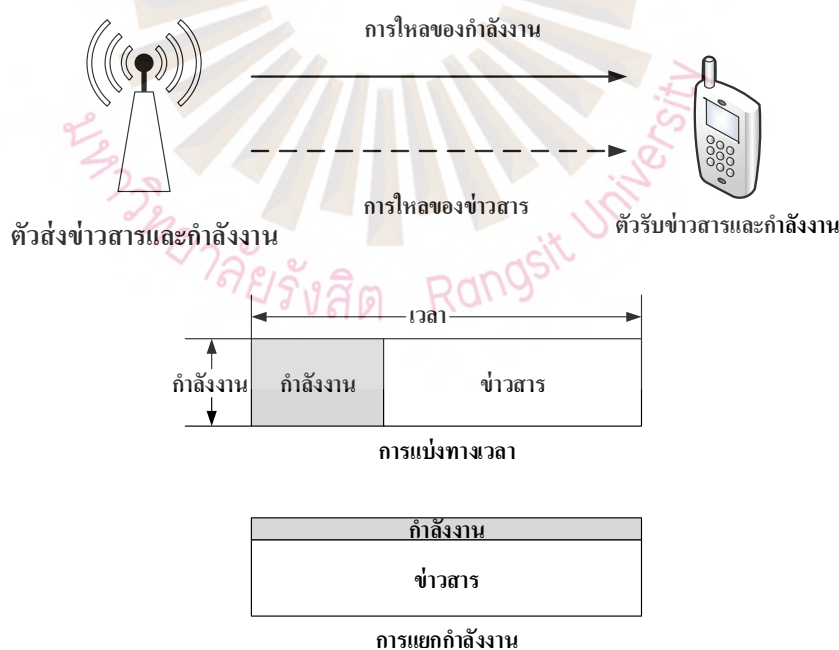
$$s_1 \oplus s_3 = s_1 \oplus (s_1 \oplus s_2) = s_2 \quad (2-32)$$

ส่วนโหนด T_2 ก็สามารถสกัด s_1 ได้ในทำนองเดียวกัน

2.7 การถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันในเครือข่ายที่มีการถ่ายทอด

สัญญาณ

ในการส่งข่าวสารและกำลังงานพร้อมกัน ตัวรับข่าวสารและตัวรับกำลังงานสามารถนำมา รวมกันหรือแยกออกจากกันได้ ซึ่งมีหลักการออกแบบที่ต่างกัน ในที่นี้ เราจะพิจารณาเฉพาะกรณี ที่รวมตัวรับข่าวสารและตัวรับกำลังงานไว้ด้วยกัน การออกแบบเครื่องส่งข่าวสารและกำลังงานกระทำ ได้ค่อนข้างง่าย อย่างไรก็ตาม เนื่องจากตัวรับข่าวสารและกำลังงานไม่สามารถถอดรหัสข่าวสารและ เก็บเกี่ยวพลังงานที่ส่งมาได้พร้อมกันจึงต้องแยกการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานด้วยโปรโตคอล ซึ่งในปัจจุบันมี 2 โปรโตคอลหลักได้แก่ โปรโตคอลแบ่งเวลา (Time Division Protocol) และ โปรโตคอลแยกกำลังงาน (Power Splitting Protocol) ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โปรโตคอลแรกจะแบ่ง เวลาออกเป็น 2 ช่วงเวลาได้แก่ ช่วงเวลาถ่ายโอนข่าวสารและช่วงเวลาถ่ายโอนกำลังงาน ดังนั้น บทบาทของตัวรับควรเปลี่ยนระหว่างสองช่วงเวลาดังกล่าว ส่วนในโปรโตคอลที่สอง สัญญาณที่ ได้รับจะแยกออกเป็น 2 ส่วน โดยที่ส่วนแรกสำหรับการถอดรหัสข่าวสารและส่วนที่สองสำหรับการ เก็บเกี่ยวพลังงาน



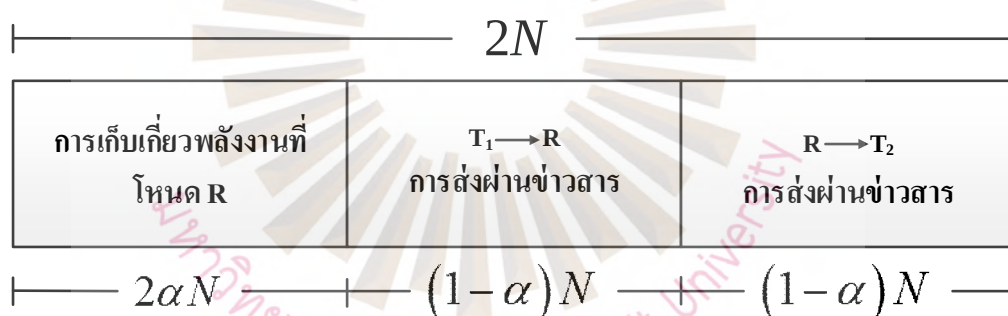
รูปที่ 2.12 รูปแบบและโปรโตคอลสำหรับการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน

ที่มา : Chen, Zhang, Chen, and Zhang, 2015, p. 133-141

เมื่อทำการเปรียบเทียบโปรโตคอลทั้งสอง พบว่าการแบ่งทางเวลานั้นต้องการโมดูลรับสัญญาณ RF 2 โมดูลเนื่องจากสัญญาณสำหรับการถอดรหัสข่าวสารและการเก็บเกี่ยวกำลังงานถูกแยกออกกันที่ด้าน RF ในทางตรงกันข้าม การแยกกำลังงานนั้นต้องการโมดูลรับสัญญาณ RF เพียง 1 โมดูลและสัญญาณสำหรับการถอดรหัสข่าวสารและการเก็บเกี่ยวกำลังงานถูกแยกออกจากกันที่แถบความถี่ฐาน สังเกตว่าจะมีสถานะที่มีความสมดุลกันระหว่างการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานอยู่ด้วย ในลำดับถัดไป จะกล่าวถึงโปรโตคอลดังกล่าวที่นำไปประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายที่มีการถ่ายทอดสัญญาณ นั่นคือ โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา (Time Switching Relaying: TSR) และ โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน (Power Splitting Relaying: PSR)

2.7.1 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา

รูปที่ 2.13 แสดงพารามิเตอร์ต่างๆที่สำคัญในโปรโตคอล TSR



รูปที่ 2.13 พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอล TSR สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลข่าวสารที่รีเลย์

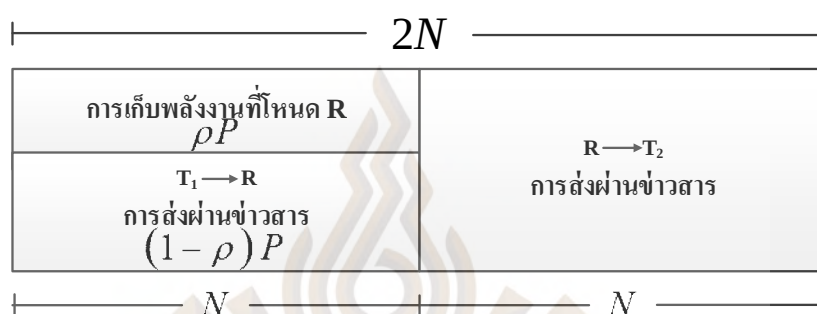
ที่มา : Nasir, Zhou, Durrani, and Kennedy, 2013, p. 3622-3636

โดยที่ $2N$ เป็นช่วงเวลาที่ข่าวสารถูกส่งจากโหนดต้นทางไปยังโหนดปลายทางและ $0 \leq \alpha \leq 1$ เป็นอัตราส่วนของช่วงเวลาทีรีเลย์เก็บเกี่ยวพลังงานจากแหล่งกำเนิดสัญญาณเทียบกับช่วงเวลาที่ทั้งหมด ช่วงเวลา $2(1-\alpha)N$ ใช้สำหรับการส่งข่าวสารโดยที่ครึ่งแรกของช่วงดังกล่าวใช้สำหรับการส่งจากโหนดต้นทางไปยังรีเลย์และครึ่งหลังใช้สำหรับการส่งจากรีเลย์ไปยังโหนดปลายทาง พลังงานที่เก็บเกี่ยวทั้งหมดจะถูกใช้โดยรีเลย์ในขณะที่ถ่ายทอดสัญญาณจากโหนดต้นทางไปยัง

โหนดปลายทาง การเลือกค่าของเศษส่วนช่วงเวลา α ย่อมมีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครือข่าย เช่น BER ที่ได้รับที่โหนดปลายทาง

2.7.2 โพรโทคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน

รูปที่ 2.14 แสดงพารามิเตอร์ต่างๆที่สำคัญในโพรโทคอล PSR



รูปที่ 2.14 พารามิเตอร์ที่สำคัญในโพรโทคอล PSR สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวล
ข่าวสารที่รีเลย์

ที่มา : Nasir, Zhou, Durrani, and Kennedy, 2013, p. 3622-3636

โดย P คือกำลังงานของสัญญาณที่ได้รับ $y_r(t)$ ที่รีเลย์และ $2N$ คือช่วงเวลาที่ข่าวสารถูกส่งจากโหนดต้นทางไปยังโหนดปลายทาง ครั้งแรกของช่วงเวลาดังกล่าวใช้สำหรับการส่งข่าวสารจากโหนดต้นทางไปยังรีเลย์และครั้งหลังใช้สำหรับการส่งข่าวสารจากรีเลย์ไปยังโหนดปลายทาง ในครั้งแรกของช่วงเวลา เศษส่วนของกำลังงานของสัญญาณที่ได้รับ ρP จะใช้สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและเศษส่วนของกำลังงานที่เหลือ $(1-\rho)P$ จะใช้สำหรับการส่งข่าวสารจากโหนดต้นทางไปยังรีเลย์ ($0 \leq \rho \leq 1$) การเลือกค่าอัตราส่วน ρ นั้นย่อมมีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครือข่าย

2.8 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการค้นคว้างานวิจัยก่อนหน้าพบว่ามิงงานวิจัยเป็นจำนวนมากที่พิจารณาการถ่ายทอดสัญญาณ (ประกอบด้วยข่าวสารเท่านั้น) แบบสองทางที่ใช้สายอากาศหลายเสา เนื่องจากแผนนี้ไม่เพียงแต่ขยายพิสัยการสื่อสารแต่ยังเพิ่มประสิทธิภาพทางความถี่ด้วย เช่น Eslamifar, Chin, Yuen and Guan (2012, pp. 4237-4242), Sanguinetti, Amico and Rong (2012, pp. 1331-1346), Yuan, Yang, and Collings (2013, pp. 6421-6440), Rashid, Tuan, Kha, and Nguyen (2014, pp. 488-499) และ

Sheikh and Olfat (2015, pp. 1561-1574) ซึ่งในที่นี้ไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียด ในเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบดังกล่าว รีเลย์ที่มีสายอากาศหลายเสาจะช่วยโหนดปลายทาง 2 โหนดในการแลกเปลี่ยนข่าวสาร อย่างไรก็ตาม มีงานวิจัยเพียงเล็กน้อยที่นำการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกันมาประยุกต์ใช้ในเครือข่ายข้างต้น ซึ่งรายละเอียดของแต่ละงานวิจัยเป็นดังนี้

Li, Luan, Luo, Zhang and Wu (2014, pp. 584-588) ทำการวิเคราะห์เครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่ใช้โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณแบบแยกกำลังงาน ซึ่งรีเลย์จะเก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนดปลายทาง 2 โหนดเพื่อทำการขยายและส่งต่อสัญญาณ ทุกโหนดในเครือข่ายมีสายอากาศเพียงเสาเดียว ผู้แต่งได้วิเคราะห์ความน่าจะเป็นสัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ของเครือข่ายดังกล่าวพร้อมทั้งพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างการจัดสรรกำลังงาน ประสิทธิภาพการเก็บเกี่ยวพลังงานและความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหายจากผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์

Li, Zhang and Qin (2014, pp. 5509-5520) พิจารณาปัญหาการออกแบบรูปแบบลำคลื่น (Beamforming) สำหรับเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางโดยใช้อัตราผลรวม (Sum Rate) เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ เครือข่ายดังกล่าวประกอบด้วยโหนดปลายทางที่มีสายอากาศเพียงเสาเดียว 2 โหนด รีเลย์และตัวรับพลังงานที่มีสายอากาศหลายเสา รีเลย์จะทำการขยายและส่งต่อสัญญาณจากโหนดปลายทางทั้งสองโดยใช้พลังงานจากตัวมันเอง ส่วนตัวรับพลังงานดังกล่าวจะเก็บเกี่ยวพลังงานจากทั้งโหนดปลายทางและรีเลย์ ผู้แต่งได้เสนอผลเฉลยที่เหมาะสมที่สุดแบบครอบคลุม (Global) และแบบเฉพาะที่ (Local) ของปัญหาดังกล่าวพร้อมทั้งเสนออัลกอริทึมในการคำนวณซ้ำ (Iterative) สำหรับผลเฉลยในกรณีที่โหนดปลายทางมีสายอากาศหลายเสา

Chen, Xia and Liu (2014, pp. 168-172) พิจารณาโปรโตคอลการถ่ายโอนกำลังงานและข่าวสารไร้สายแบบแยกกำลังงานในช่องสัญญาณการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง โดยที่รีเลย์จะเก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนดปลายทาง 2 โหนดและใช้พลังงานนั้นสำหรับการขยายและส่งต่อสัญญาณ ทุกโหนดในช่องสัญญาณดังกล่าวมีสายอากาศเพียงเสาเดียว ผู้แต่งได้หาพจน์ตรง (Exact Expression) ของความน่าจะเป็นสัญญาณขาดหาย ความจุเออร์กอดิกและเทรคออฟระหว่างไดเวอร์ซิตีและมัลติเพิล็กซ์ และวิเคราะห์ผลกระทบของอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่มีต่อนิพจน์เหล่านั้น

Zhang, Li and Qin (2016, pp. 7285-7295) ซึ่งวิเคราะห์การออกแบบการสร้างรูปแบบลำคลื่นทางปริภูมิ-เวลาที่โหนดปลายทาง 2 โหนดและรีเลย์สำหรับเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบ

สองทาง โดยที่รีเลย์จะทำการขยายและส่งต่อสัญญาณจากโหนดปลายทางทั้งสองโดยใช้พลังงานจากตัวมันเอง ตัวรับพลังงานจะเก็บเกี่ยวพลังงานจากทั้งโหนดปลายทางและรีเลย์ และทุกโหนดมีสายอากาศหลายเสา ผู้แต่งได้เสนอการแยกค่าแบบเดียว (Singular Value Decomposition) สำหรับการออกแบบดังกล่าว เพื่อให้ได้อัตราการขยายทางโคเวอริจที่อย่างสมบูรณ์ และยังได้เสนอผลเฉลยที่เหมาะสมที่สุดทั้งแบบครอบคลุมและแบบเฉพาะที่สำหรับปัญหาการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดที่สอดคล้องกับการออกแบบนั้น

โดยทั่วไปแผนการถ่ายทอดสัญญาณซึ่งจำแนกได้ 2 รูปแบบได้แก่ การถ่ายทอดสัญญาณแบบเจเนอเรทีฟ (Generative) และการถ่ายทอดสัญญาณแบบนอนเจเนอเรทีฟ (Non-Generative) (Dohler & Li, 2010, pp. 20-25) การถ่ายทอดสัญญาณแบบนอนเจเนอเรทีฟนั้นสื่อความว่ารีเลย์ที่เกี่ยวข้องจะเพียงแค่นำสัญญาณก่อนการส่งต่อมัน จึงมักถูกอ้างถึงในวรรณกรรมว่าเป็นการถ่ายทอดสัญญาณแบบขยายและส่งต่อสัญญาณ (AF) ส่วนการถ่ายทอดสัญญาณแบบเจเนอเรทีฟนั้นต้องการให้รีเลย์เปลี่ยนรูปคลื่น (Waveform) หรือเนื้อหาข้อมูล (Data Content) ด้วยการประมวลผลบางอย่างในโดเมนดิจิทัล ตัวอย่างหนึ่งก็คือรีเลย์ที่ถอดรหัสและส่งต่อสัญญาณ (DF) ซึ่งจะรับข้อมูลจากแหล่งข้อมูลก่อนหน้า ถอดรหัส เข้ารหัสอีกครั้งและส่งต่อมัน

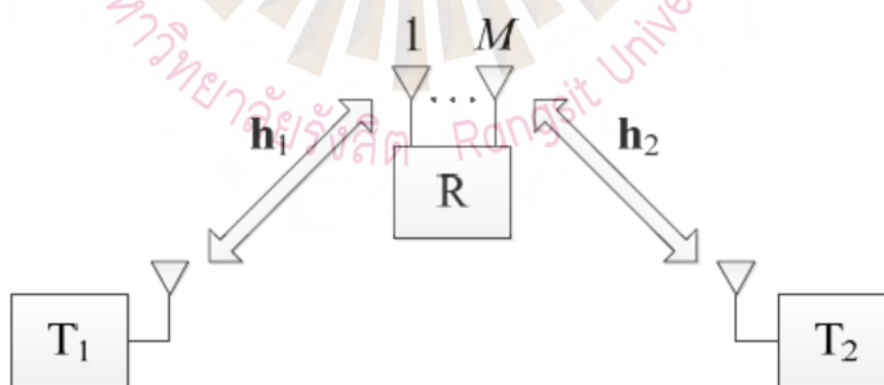
จากงานวิจัยที่กล่าวมาพบว่าเป็นการถ่ายทอดสัญญาณแบบนอนเจเนอเรทีฟทั้งหมด ส่วนการถ่ายทอดสัญญาณแบบเจเนอเรทีฟนั้นซึ่งจะทำการวิเคราะห์เป็นครั้งแรกในงานวิจัยนี้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการเข้ารหัสเครือข่าย

บทที่ 3

วิธีการดำเนินงานวิจัย

บทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองระบบของเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางโดยที่รีเลย์มีสายอากาศหลายเสาและเก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนดปลายทาง จากนั้นจะนำเสนอแผนการถ่ายทอดสัญญาณใช้โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน (PSR) ได้แก่ แผน PS-DF, แผน PS-DF-STC, และแผน PS-AF และนำเสนอแผนการถ่ายทอดสัญญาณที่ใช้โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา (TSR) ได้แก่ แผน TS-DF, แผน TS-DF-STC, และแผน TS-AF รวมทั้งวิเคราะห์สมรรถนะของแผนการถ่ายทอดสัญญาณทั้ง 6 แผนนี้ในรูปของ BER

3.1 แบบจำลองระบบ



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบ

รูปที่ 3.1 แสดงเครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางโดยที่โหนด T_1 และ T_2 (โหนดปลายทาง) ซึ่งมีสายอากาศเสาเดียวแลกเปลี่ยนข่าวสารผ่านโหนด R (รีเลย์) ที่มีสายอากาศ

M เสา โหนด R จะเก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนด T_1 และ T_2 และใช้พลังงานที่เก็บเกี่ยวได้ส่งต่อข่าวสารของโหนด T_1 และ T_2 ในงานวิจัยนี้กำหนดให้

1) สายอากาศที่โหนด R แต่ละเสาอยู่ห่างกันมากเพียงพอจนทำให้สัญญาณที่ได้รับหรือส่งนั้นเผชิญการจางหายจากช่องสัญญาณที่เป็นอิสระต่อกันเชิงสถิติ

2) การซิงโครไนซ์และทามมิง (Timing) ระหว่างโหนด T_1 , T_2 และ R เป็นไปอย่างสมบูรณ์

3) การกล้ำสัญญาณที่โหนด T_1 และ T_2 เป็นการเลื่อนเฟสแบบไบนารี (Binary Phase Shift Keying: BPSK)

4) $h_{1,m} \sim CN(0, \sigma_1^2)$ (หรือ $h_{2,m} \sim CN(0, \sigma_2^2)$) แสดงถึงอัตราขยายของช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศของโหนด T_1 (หรือ T_2) และสายอากาศที่ m ของโหนด R โดยที่ $m=1, 2, \dots, M$ และ $\sigma_1^2 = d_1^{-\nu}$ (หรือ $\sigma_2^2 = d_2^{-\nu}$) เป็นผลมาจากการสูญเสียตามระยะทาง ระหว่างโหนด T_1 และ R (หรือระหว่างโหนด T_2 และ R) ด้วยเลขชี้กำลัง ν

5) ช่องสัญญาณที่พิจารณาประมาณได้ว่าไม่แปรตามเวลาในช่วงเวลา $2N$ ซึ่งเป็นบล็อกเวลารวมที่ข่าวสารถูกแลกเปลี่ยนระหว่างโหนด T_1 และ T_2

6) การเชื่อมต่อโดยตรง (Direct Link) ระหว่างโหนด T_1 และ T_2 สามารถละเลยได้เนื่องจากระยะทางของการเชื่อมต่อนี้มีค่ามากเมื่อเทียบกับการเชื่อมต่อระหว่างโหนด T_1 และ R หรือการเชื่อมต่อระหว่างโหนด T_2 และ R (Li, Zhang, and Qin, 2014, pp. 5509-5520)

7) โหนด R ตั้งอยู่กึ่งกลางระหว่างโหนด T_1 และ T_2 เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์ ดังนั้น $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$

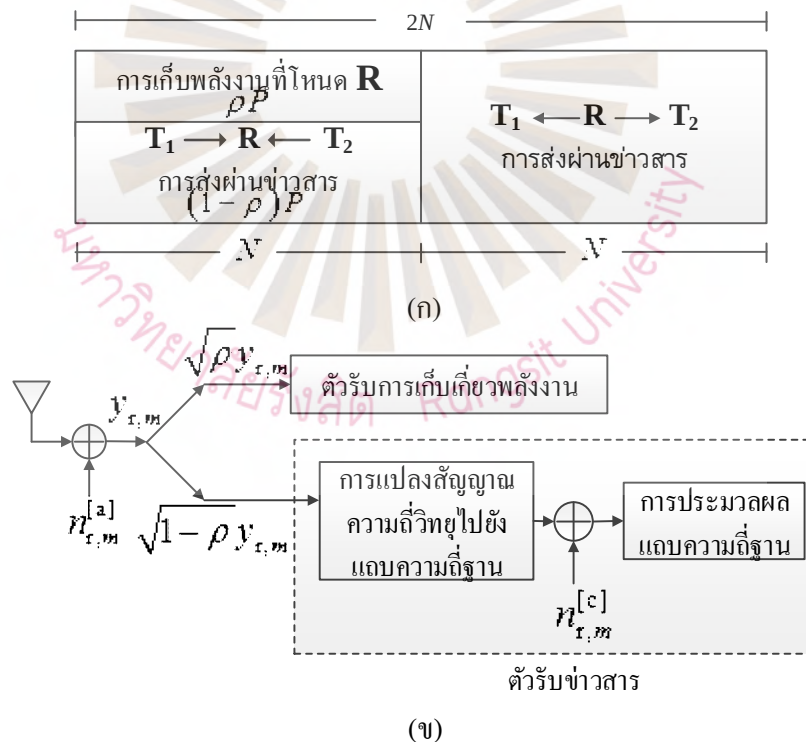
ในกรณีของการสื่อสารบนช่องสัญญาณที่มีการจางหายช้า (Slow Fading) BER เฉลี่ยสำหรับการเลื่อนเฟสแบบไบนารี (BPSK) สามารถหาได้จากสมการ (Simon & Alouini, 2000, pp. 100)

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty Q(\sqrt{2x}) f_\gamma(x) dx \quad (3-1)$$

โดยที่ $f_\gamma(x)$ คือฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) ของอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ณ ขณะหนึ่งที่ภาครับ

3.2 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน

รูปที่ 3.2 แสดงพารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงานสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่โหนด R และแผนภาพของเครื่องรับที่สอดคล้องกัน ในบล็อกเวลา N แรกใช้สำหรับเฟสการเข้าถึงหลายทาง (MA) ซึ่งโหนด T_1 และ T_2 จะส่งสัญญาณของตนเองพร้อมกันและ P คือ กำลังงานของสัญญาณรวม ในบล็อกเวลา N ถัดไป โหนด R จะประมวลผลสัญญาณที่ได้รับจากโหนด T_1 และ T_2 (ตามแผนที่จะนำเสนอในหัวข้อที่ 3.2.1, 3.2.2, และ 3.2.3) และแพร่สัญญาณนี้ ในเฟสการเข้าถึงหลายทางนั้น เศษส่วนของกำลังงาน ρP ถูกใช้สำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและกำลังงานที่เหลือ $(1-\rho)P$ ใช้สำหรับการส่งผ่านข่าวสารโดยที่ $0 < \rho < 1$ คืออัตราส่วนการแยกกำลังงาน ในลำดับถัดไปจะอธิบายแผนการถ่ายทอดสัญญาณที่ใช้โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน



รูปที่ 3.2 (ก) พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงานสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่โหนด R; (ข) แผนภาพของเครื่องรับที่โหนด R สำหรับโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน

3.2.1 แผน PS-DF

ในแผนนี้ได้นำเอาวิธี DF มาใช้กับโปรโตคอล PSR กล่าวคือ โหนด R จะทำการคัดสินบิตข้อมูลจากสัญญาณที่ได้รับ จากนั้นจึงทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่แล้วทำการส่งต่อสัญญาณ ในเฟส MA สัญญาณความถี่วิทยุที่ได้รับที่โหนด R สามารถจำลองได้เป็น

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_r &= \begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2} \\ \vdots \\ y_{r,M} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} h_{1,1} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,1} x_2 + n_{r,1}^{[a]} \\ \sqrt{P_1} h_{1,2} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,2} x_2 + n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ \sqrt{P_1} h_{1,M} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,M} x_2 + n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} h_{1,1} & \sqrt{P_2} h_{2,1} \\ \sqrt{P_1} h_{1,2} & \sqrt{P_2} h_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{P_1} h_{1,M} & \sqrt{P_2} h_{2,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1}^{[a]} \\ n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} \mathbf{h}_1 & \sqrt{P_2} \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r^{[a]}
 \end{aligned} \tag{3-2}$$

โดยที่ $P_1 = \zeta_1 P$ และ $P_2 = \zeta_2 P$ คือ กำลังงานที่ส่งจากโหนด T_1 และ T_2 ตามลำดับ, $0 < \zeta_1, \zeta_2 < 1$ คือ อัตราส่วนกำลังงานของโหนด T_1 และ T_2 ตามลำดับ (นั่นคือ $\zeta_1 + \zeta_2 = 1$), x_1 และ x_2 คือ สัญญาณข่าวสารที่เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) จากโหนด T_1 และ T_2 ตามลำดับ (นั่นคือ $E[|x_1|^2] = E[|x_2|^2] = 1$), และ $n_{r,m}^{[a]} \sim CN(0, \sigma_a^2)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) ที่สายอากาศที่ m ของโหนด R ตัวรับการเก็บเกี่ยวพลังงานในรูปที่ 3.2 (ข) จะแปลงสัญญาณความถี่วิทยุ $\sqrt{\rho} y_{r,m}$ ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อชาร์จแบตเตอรี่ ดังนั้นพลังงานที่เก็บเกี่ยวได้ที่สายอากาศที่ m ของโหนด R ในระหว่างเฟสการเข้าถึงหลายทาง คือ

$$E_m = \eta \rho N (P \sigma^2 + \sigma_a^2), m = 1, 2, \dots, M \tag{3-3}$$

โดยที่ $0 < \eta \leq 1$ คือ ประสิทธิภาพการแปลงผันพลังงาน (ซึ่งขึ้นอยู่กับกระบวนการเรียงกระแส (Rectification Process) และวงจรการเก็บเกี่ยวพลังงาน (Nasir, Zhou, Durrani, & Kennedy, 2013, pp. 3622-3636)) ในขณะเดียวกัน ตัวรับข่าวสารในรูปที่ 3.2 (ข) จะแปลงสัญญาณความถี่วิทยุ $\sqrt{1-\rho}y_{r,m}$ ไปยังแถบความถี่ฐานและประมวลผลสัญญาณแถบความถี่ฐานนี้ โดยที่ $n_{r,m}^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกเนื่องจากการแปลงผันดังกล่าว เวกเตอร์สัญญาณแถบความถี่ฐานที่ถูกชักตัวอย่างที่โหนด R คือ

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{y}}_r &= \sqrt{1-\rho}\mathbf{y}_r + \mathbf{n}_r^{[c]} \\
 &= \sqrt{1-\rho} \left(\begin{bmatrix} \sqrt{P_1}\mathbf{h}_1 & \sqrt{P_2}\mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r^{[a]} \right) + \mathbf{n}_r^{[c]} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{(1-\rho)P_1}\mathbf{h}_1 & \sqrt{(1-\rho)P_2}\mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (\sqrt{(1-\rho)}\mathbf{n}_r^{[a]} + \mathbf{n}_r^{[c]}) \\
 &= \mathbf{\Psi} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

สมมติว่าโหนด R ทราบค่า $\rho, P_1, P_2, \{h_{1,m}\}_{m=1}^M$ และ $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ และตรวจหาสัญญาณด้วยเงื่อนไข บังคับเป็นศูนย์ ค่าประมาณของ x_1 และ x_2 ซึ่งแสดงโดย $\hat{x}_1$ และ $\hat{x}_2$ ตามลำดับสามารถหาได้จาก

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{\Psi}^H \mathbf{\Psi})^{-1} \mathbf{\Psi}^H \tilde{\mathbf{y}}_r \tag{3-5}$$

(สำหรับการหาค่า $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$ และ $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ ที่โหนด R ศึกษาเพิ่มเติมได้จาก (Arti, Mallik and Schober, 2013, pp. 1-5) และ (Zhao, Zhou, Li, & Vucetic, 2014, pp. 3276-3293)) กำหนดให้ γ_{ir} เป็น SNR ของ $\hat{x}_i$ ณ ขณะหนึ่งโดยที่ $i=1,2$ จะสามารถแสดงได้ว่า

$$\begin{aligned}
\gamma_{ir} &= \frac{1}{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)[(\Psi^H \Psi)^{-1}]_{ii}} \\
&= \frac{(1-\rho)\zeta_i P \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M |h_{1,k} h_{2,l} - h_{1,l} h_{2,k}|^2}{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \sum_{m=1}^M |h_{j,m}|^2}
\end{aligned} \tag{3-6}$$

จากนั้น กำหนดให้ $\varphi := \frac{\sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M |h_{1,k} h_{2,l} - h_{1,l} h_{2,k}|^2}{\sum_{m=1}^M |h_{j,m}|^2}$ และใช้ (Jiang, Varanasi, and Li, 2011, pp.

2010) จะแสดง PDF ของ φ ได้เป็น

$$f_{\varphi}(x) = \frac{x^{M-2}}{\Gamma(M-1)\sigma^{2M-2}} \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right); x \geq 0 \tag{3-7}$$

จากสมการที่ (3-6) และ (3-7) จะได้

$$f_{\gamma_{ir}}(x) = \frac{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M-1}}{\Gamma(M-1)\sigma^{2M-2}((1-\rho)\zeta_i P)^{M-1}} x^{M-2} \exp\left(-\frac{(1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{(1-\rho)\zeta_i P \sigma^2} x\right); x \geq 0 \tag{3-8}$$

ดังนั้นจะหาค่า BER เฉลี่ยที่เกี่ยวข้องได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{e,ir} &= \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2x}) f_{\gamma_{ir}}(x) dx \\
&= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \Gamma\left(\frac{1}{2}, x\right) f_{\gamma_{ir}}(x) dx \\
&= \frac{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M-1}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(M-1)\sigma^{2M-2}((1-\rho)\zeta_i P)^{M-1}} \\
&\quad \times \int_0^{\infty} \Gamma\left(\frac{1}{2}, x\right) x^{M-2} \exp\left(-\frac{(1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{(1-\rho)\zeta_i P \sigma^2} x\right) dx
\end{aligned}$$

$$= \frac{\sigma \Gamma(M-1/2)((1-\rho)\zeta_i P)^{1/2}((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M-1}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(M)((1-\rho)(\zeta_i P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_c^2)^{M-1/2}} \times {}_2F_1\left(1, M - \frac{1}{2}; M; \frac{(1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{(1-\rho)(\zeta_i P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_c^2}\right) \quad (3-9)$$

โดยที่บรรทัดที่ 2 มาจากข้อเท็จจริงที่ว่า $Q(x) = \text{erfc}(x/\sqrt{2})/2$ และ $\Gamma\left(\frac{1}{2}, x^2\right) = \sqrt{\pi}\text{erfc}(x)$ (Gradshteyn & Ryzhik, 2000, pp. 902) และบรรทัดที่ 4 มาจาก (Gradshteyn & Ryzhik, 2000, pp. 657) โหนดรีเลย์จะทำการเข้ารหัสเครือข่ายสำหรับ $\hat{x}_1$ และ $\hat{x}_2$ ที่ระดับบิตเพื่อหาสัญญาณคอมโพสิต (Composite Signal) ดังนั้น กำหนดให้ $\hat{b}_i = \text{demod}(\hat{x}_i)$ เป็นลำดับบิตข้อมูลข่าวสารที่ประมาณได้ซึ่งสอดคล้องกับ $\hat{x}_i$ โดยที่ $i=1,2$ จะได้สัญญาณคอมโพสิต คือ $x_r = \text{mod}(\hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2)$ สมมติเช่นเดียวกับใน (Nasir et al., 2013, pp. 3622-3636) ว่ากำลังงานการประมวลผลที่ต้องการโดยวงจรส่ง/รับที่โหนด R ละเลยได้เมื่อเปรียบเทียบกับกำลังงานที่ใช้เพื่อส่งสัญญาณคอมโพสิตในเฟสการแพร่สัญญาณซึ่งจากสมการที่ (3-3) จะแสดงได้เป็น

$$P_r = \frac{\sum_{m=1}^M E_m}{N} = \eta \rho M (P\sigma^2 + \sigma_a^2) \quad (3-10)$$

และสัญญาณ (แถบความถี่ฐาน) ที่ได้รับและถูกชักตัวอย่างทีโหนด $T_i (i=1,2)$ ในเฟสการแพร่สัญญาณจะแสดงได้เป็น

$$y_i = \sqrt{P_r} \sum_{m=1}^M h_{i,m} x_r + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \quad (3-11)$$

โดยที่ $n_i^{[a]} \sim CN(0, \sigma_a^2)$ และ $n_i^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก เนื่องจากสายอากาศและเนื่องจากการแปลงสัญญาณแถบความถี่วิทยุไปยังแถบความถี่ฐานตามลำดับ สมมติว่าโหนด T_i ทราบค่า $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ ค่าการประมาณของ x_r จะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned}
\hat{x}_r &= \frac{y_i}{\sum_{m=1}^M h_{i,m}} \\
&= \sqrt{P_r} x_r + \frac{n_i^{[a]} + n_i^{[c]}}{\sum_{m=1}^M h_{i,m}}
\end{aligned} \tag{3-12}$$

(สำหรับการหาค่า $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$ และ $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ ที่โหนด R ศึกษาเพิ่มได้จาก (Arti, Mllik, and Schober, 2013, pp. 1-5) และ (Zhao, Zhou, Li, & Vucetic, 2014, pp. 3276-3296)) กำหนดให้ γ_{ri} เป็น SNR ของ $\hat{x}_r$ ณ ขณะหนึ่งที่โหนด T_i จะสามารถแสดงได้ว่า

$$\begin{aligned}
\gamma_{ri} &= \frac{P_r \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \\
&= \frac{\eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2) \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}
\end{aligned} \tag{3-13}$$

กำหนดให้ $\beta := \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2$ และการใช้ (Proakis & Salehi, 2008, pp. 48) และ (Papoulis, 1991, pp. 95) จะแสดง PDF ของ β ได้เป็น

$$f_\beta(x) = \frac{1}{M\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{M\sigma^2}\right); x \geq 0 \tag{3-14}$$

จากสมการที่ (3-13) และ (3-14) จะได้

$$f_{\gamma_{ri}}(x) = \frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M^2 \sigma^2 (P \sigma^2 + \sigma_a^2)} \exp\left(-\frac{(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{\eta \rho M^2 \sigma^2 (P \sigma^2 + \sigma_a^2)} x\right); x \geq 0 \tag{3-15}$$

เขียนแบบกระบวนการในสมการที่ (3-9) ค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ri} จะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e,ri} = & \frac{M\sigma(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)[\eta\rho(P\sigma^2 + \sigma_a^2)]^{1/2}}{4[\eta\rho M^2\sigma^2(P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2]^{3/2}} \\ & \times {}_2F_1\left(1, \frac{3}{2}; 2; \frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta\rho M^2\sigma^2(P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2}\right) \end{aligned} \quad (3-16)$$

สัญญาณที่ต้องการที่โหนด T_i นั่นคือ x_j ($j=1,2; j \neq i$) สามารถกู้คืนได้โดยการถอดรหัสเครือข่ายสำหรับ $\hat{x}_i$ ด้วยสัญญาณของตัวเอง x_i (ระดับบิต) และค่า BER จากต้นจนจบ (End-to-End) ที่เกี่ยวข้องสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \bar{P}_{e,XOR}(1 - \bar{P}_{e,ri}) + \bar{P}_{e,ri}(1 - \bar{P}_{e,XOR}) \\ &= \bar{P}_{e,XOR} + \bar{P}_{e,ri} - 2\bar{P}_{e,XOR}\bar{P}_{e,ri} \end{aligned} \quad (3-17)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e,XOR} &= \bar{P}_{e,1r}(1 - \bar{P}_{e,2r}) + \bar{P}_{e,2r}(1 - \bar{P}_{e,1r}) \\ &= \bar{P}_{e,1r} + \bar{P}_{e,2r} - 2\bar{P}_{e,1r}\bar{P}_{e,2r} \end{aligned} \quad (3-18)$$

คือค่า BER เฉลี่ยของ $\hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2$

3.2.2 แผน PS-DF-STC

ในแผนนี้ได้นำเอาวิธี STC มาใช้กับโปรโตคอล PSR นอกเหนือจากวิธี DF โดยกระบวนการทำ STC จะเกิดขึ้นที่โหนด R เพื่อใช้ประโยชน์จากไคเวอร์ซิตีทางปริภูมิ ซึ่งทำให้สมรรถนะทาง BER ดีขึ้น การส่งสัญญาณจากโหนด T_1 และ T_2 ไปยังโหนด R ในเฟสการเข้าถึงหลายทาง สามารถบรรยายได้เช่นเดียวกับแผน PS-DF ซึ่งรวมถึงการประมาณค่าด้วยเงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์และการเข้ารหัสเครือข่ายระดับบิตที่ตามมา ดังนั้น ค่า BER เฉลี่ย (นั่นคือ $\bar{P}_{e,ir}$ โดยที่ $i=1,2$) จึงแสดงได้เช่นเดียวกับสมการที่ (3-9) อย่างไรก็ตาม แทนที่จะส่งลำดับบิตคอมโพสิต $b_r = \hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2$ ผ่านสายอากาศ M เสาพร้อมกันในเฟสการแพร่สัญญาณ โหนด R จะทำการเข้ารหัส

แบบบล็อคเชิงปริภูมิ-เวลา (Tarokh, Jafarkhani, and Calderbank, 1999, pp. 1456-1467) สำหรับลำดับนี้ตามที่เสนอแนะใน (Siriwongpairat, Olfat, and Liu, 2005, pp. 328-345) ดังนั้น กำหนดให้ $\mathbf{B}$ เป็นเมทริกซ์ของบิตคอมโพสิตที่มีการเข้ารหัสแบบบล็อคเชิงปริภูมิ-เวลาซึ่งมีมิติเป็น $M \times L$ โดยที่ L คือความยาวบล็อคของรหัสแบบบล็อคเชิงปริภูมิ-เวลาที่เกี่ยวข้อง ถ้าบิตคอมโพสิต $b_r[k], b_r[k+1], \dots, b_r[k+N-1]$ ที่ต่อเนื่องกันจำนวน N บิตถูกส่งด้วยเมทริกซ์นี้ อัตราการเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับ N/L ในงานวิจัยนี้มุ่งความสนใจไปที่เมทริกซ์บิตคอมโพสิตที่มีการเข้ารหัสแบบบล็อคเชิงปริภูมิ-เวลาด้วยอัตราการเข้ารหัสแบบเต็ม นั่นคือ $L=N$ ตารางที่ 3.1 แสดงเมทริกซ์ดังกล่าวสำหรับสายอากาศจำนวน 2, 3 และ 4 เสา

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างของ $\mathbf{B}$ และ $\mathbf{H}$ สำหรับการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา

M	N	$\mathbf{B}$	$\mathbf{H}$
2	2	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] \\ b_r[k+1] & b_r[k] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{i,1} & h_{i,2} \\ h_{i,2} & -h_{i,1} \end{bmatrix}$
3	4	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] & -b_r[k+2] & -b_r[k+3] \\ b_r[k+1] & b_r[k] & b_r[k+3] & -b_r[k+2] \\ b_r[k+2] & -b_r[k+3] & b_r[k] & b_r[k+1] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{i,1} & h_{i,2} & h_{i,3} & 0 \\ h_{i,2} & -h_{i,1} & 0 & h_{i,3} \\ h_{i,3} & 0 & -h_{i,1} & -h_{i,2} \\ 0 & -h_{i,3} & h_{i,2} & -h_{i,1} \end{bmatrix}$
4	4	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] & -b_r[k+2] & -b_r[k+3] \\ b_r[k+1] & b_r[k] & b_r[k+3] & -b_r[k+2] \\ b_r[k+2] & -b_r[k+3] & b_r[k] & b_r[k+1] \\ b_r[k+3] & b_r[k+2] & -b_r[k+1] & b_r[k] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{i,1} & h_{i,2} & h_{i,3} & h_{i,4} \\ h_{i,2} & -h_{i,1} & -h_{i,4} & h_{i,3} \\ h_{i,3} & h_{i,4} & -h_{i,1} & -h_{i,2} \\ h_{i,4} & -h_{i,3} & h_{i,2} & -h_{i,1} \end{bmatrix}$

สัญญาณ (แถบความถี่ฐาน) ที่ได้รับและถูกชักตัวอย่างที่โนด $T_i (i=1,2)$ ในเฟสการแพร่สัญญาณจะแสดงได้เป็น

$$[y_i[k] \ y_i[k+1] \ \cdots \ y_i[k+N-1]] = \sqrt{P_r} [x_r[k] \ x_r[k+1] \ \cdots \ x_r[k+N-1]] \mathbf{H} + [n_i[k] \ n_i[k+1] \ \cdots \ n_i[k+N-1]] \quad (3-19)$$

โดยที่เมทริกซ์ $\mathbf{H}$ ถูกแสดงตัวอย่างในตารางที่ 3.1 และ $n_i \sim CN(0, \sigma_a^2 + \sigma_c^2)$ ประกอบด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกเนื่องจากสายอากาศและการแปลงผันสัญญาณ ณ เวลาที่เกี่ยวข้องจาก (Maichalernnukul, Zheng, and Kaiser, 2016, pp. 151-156) และสมมติว่าโหนด T_i ทราบค่า $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ จะหาค่าประมาณของ $[x_r[k] \ x_r[k+1] \ \cdots \ x_r[k+N-1]]$ ได้เป็น

$$[\hat{x}_r[k] \ \hat{x}_r[k+1] \ \cdots \ \hat{x}_r[k+N-1]] = \text{Re}[y_i[k] \ y_i[k+1] \ \cdots \ y_i[k+N-1]]\mathbf{H}^H \quad (3-20)$$

และสามารถแสดง SNR ของ $\hat{x}_r$ ณ ขณะหนึ่งที่โหนด T_i ได้เป็น

$$\begin{aligned} \gamma_{ri} &= \frac{P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \\ &= \frac{\eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2) \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \end{aligned} \quad (3-21)$$

กำหนดให้ $\mathcal{G} := \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2$ และการใช้ (Proakis & Salehi, 2008, pp. 48) และ (Rayleigh distribution, 2017) PDF ของ $\mathcal{G}$ จะแสดงได้เป็น

$$f_{\mathcal{G}}(x) = \frac{x^{M-1}}{\Gamma(M) \sigma^2 M} \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right); x \geq 0 \quad (3-22)$$

จากสมการ (3-21) และ (3-22) จะได้

$$f_{\gamma_{ri}}(x) = \frac{(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^M}{\Gamma(M) \sigma^{2M} (\eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2))^M} x^{M-1} \times \exp\left(-\frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M \sigma^2 (P \sigma^2 + \sigma_a^2)} x\right); x \geq 0 \quad (3-23)$$

เขียนแบบกระบวนการในสมการที่ (3-9) ค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ri} จะแสดงได้เป็น

$$\bar{P}_{e,ri} = \frac{\sigma \Gamma(M+1/2) (\eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2))^{1/2} (\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^M}{2\sqrt{\pi} \Gamma(M+1) (\eta \rho M \sigma^2 (P \sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M+1/2}} \times {}_2F_1\left(1, M + \frac{1}{2}; M+1; \frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M \sigma^2 (P \sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2}\right) \quad (3-24)$$

สัญญาณที่ต้องการที่โหนด T_i นั่นคือ $x_j (j=1,2; j \neq i)$ สามารถกู้คืนได้ด้วยการถอดรหัสเครือข่ายสำหรับ $\hat{x}_i$ ด้วยสัญญาณของตัวเอง x_i (ระดับบิต) และค่า BER จากต้นจนจบที่เกี่ยวข้องสามารถหาได้จากสมการที่ (3-17)

3.2.3 แผน PS-AF

ในแผนนี้ได้นำเอาวิธี AF มาใช้กับโปรโตคอล PSR กล่าวคือ โหนด R จะทำการขยายสัญญาณที่ได้รับ จากนั้นจึงทำการส่งต่อสัญญาณ การส่งสัญญาณจากโหนด T_1 และ T_2 ไปยังโหนด R ในเฟสการเข้าถึงหลายทางสามารถบรรยายได้เช่นเดียวกับแผน PS-DF นั่นคือสมการที่ (3-2) - (3-4) ในเฟสการแพร่สัญญาณ โหนด R จะขยายและส่งต่อสัญญาณข่าวสาร ดังนี้

$$\mathbf{z}_r = \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \quad (3-25)$$

โดยที่ $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\| = \sqrt{(1-\rho)(P_1\|\mathbf{h}_1\|^2 + P_2\|\mathbf{h}_2\|^2 + M\sigma_a^2) + M\sigma_c^2}$ และสัญญาณ (แถบความถี่ฐาน) ที่ได้รับและถูกชักตัวอย่างที่โหนด $T_i (i=1,2)$ จะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned}
y_i &= \sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \\
&= \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r P_1}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_1 x_1 + \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r P_1}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_2 x_2 + \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[a]} \\
&\quad + \frac{\sqrt{P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[c]} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]}
\end{aligned} \tag{3-26}$$

โดยที่ $n_i^{[a]}$ และ $n_i^{[c]}$ ถูกนิยามในสมการที่ (3-11) สมมติว่าโหนด T_i ทราบค่า $\rho, P_r, \{h_{1,m}\}_{m=1}^M, \{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ และ $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|$ ค่าประมาณของสัญญาณที่ต้องการ $x_j (j=1,2; j \neq i)$ สามารถหาได้จาก

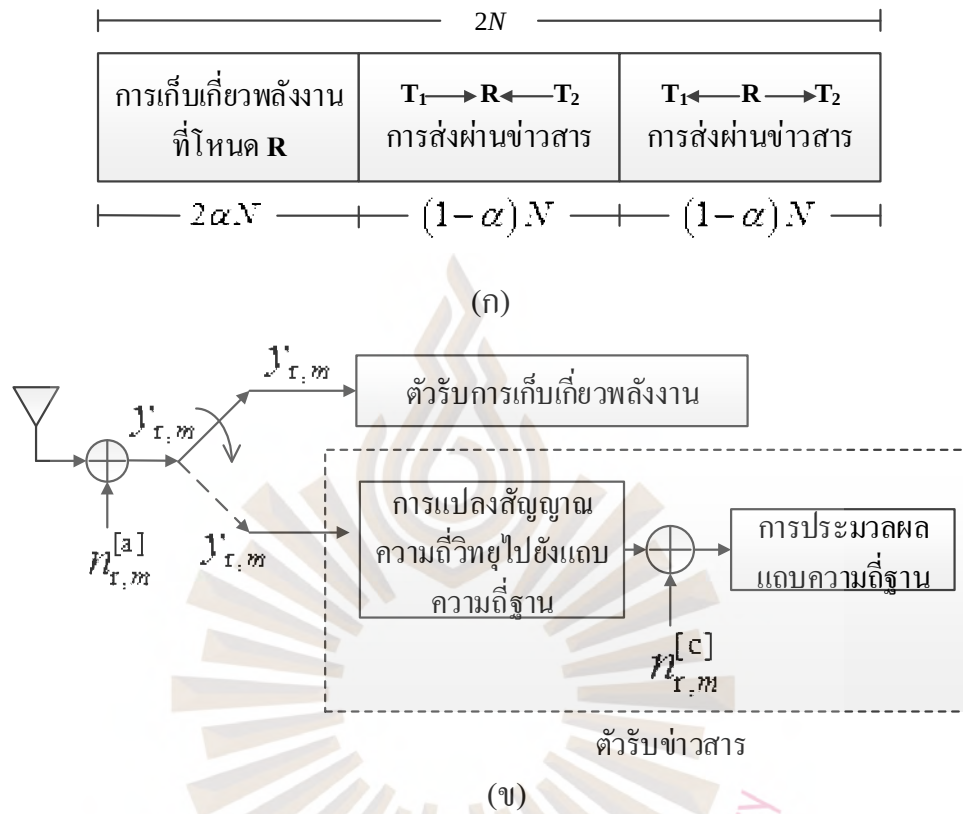
$$\hat{x}_j = \frac{y_i - \sqrt{(1-\rho)P_r P_i} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_i x_i / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}{\sqrt{(1-\rho)P_r} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \tag{3-27}$$

กำหนดให้ γ_{ji} เป็น SNR ของ $\hat{x}_j$ ณ ขณะหนึ่งที่โหนด T_i จะสามารถแสดงได้ว่า

$$\gamma_{ji} = \frac{(1-\rho)P_r P_j \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} h_{j,m} \right|^2}{\left[((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2) P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2 + (\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \right] \left[(1-\rho) \left(P_1 \sum_{m=1}^M |h_{1,m}|^2 + P_2 \sum_{m=1}^M |h_{2,m}|^2 + M\sigma_a^2 \right) + M\sigma_c^2 \right]} \tag{3-28}$$

และค่า BER จากต้นจนจบที่เกี่ยวข้องก็คือค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ji} อย่างไรก็ตาม เนื่องจากเป็นไปได้ยากที่จะหาฟังก์ชัน PDF ของ γ_{ji} จึงไม่มีนิพจน์ตรงของค่า BER จากต้นจนจบดังกล่าว

3.3 โปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา



รูปที่ 3.3 (ก) พารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่โหนด R; และ (ข) แผนภาพของเครื่องรับที่โหนด R สำหรับโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา

รูปที่ 3.3 แสดงพารามิเตอร์ที่สำคัญในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงานสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานและการประมวลผลข่าวสารที่โหนด R และแผนภาพของเครื่องรับที่สอดคล้องกัน $0 \leq \alpha \leq 1$ คือ อัตราส่วนของบล็อกเวลารวม $2N$ ที่ซึ่งโหนด R เก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนด T_1 และ T_2 บล็อกเวลาที่เหลือ $2(1-\alpha)N$ ใช้สำหรับการส่งข่าวสารโดยครึ่งบล็อกแรกใช้สำหรับเฟสการเข้าถึงหลายทางและครึ่งบล็อกหลังใช้สำหรับการแพร่สัญญาณ สมมติว่าโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลามีเงื่อนไขบังคับทางพลังงานเช่นเดียวกับโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน กำลังงานของสัญญาณที่ได้รับรวมที่โหนด R (ในช่วงเวลาเก็บเกี่ยวพลังงานและเฟสการเข้าถึงหลายทาง) คือ $P' = P/(1+\alpha)$ ในลำดับถัดไปจะ

อธิบายแผนการถ่ายทอดสัญญาณที่สอดคล้องกับโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา

3.3.1 แผน TS-DF

ในแผนนี้ได้นำเอาวิธี DF มาใช้กับโปรโตคอล TSR สัญญาณความถี่วิทยุที่ได้รับที่โหนด R ในเฟสการเข้าถึงหลายทางสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-2) โดยที่ $P_1 = \zeta_1 P'$ และ $P_2 = \zeta_2 P'$ และพลังงานที่เก็บเกี่ยวได้ระหว่างเวลาการเก็บเกี่ยวพลังงาน คือ

$$E_m = \frac{2\alpha\eta N(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)}{1+\alpha}, m=1,2,\dots,M \quad (3-29)$$

หลังจากการแปลงสัญญาณแถบความถี่วิทยุไปยังแถบความถี่ฐานที่ตัวรับข่าวสารดังรูปที่ 3.3 (ข) เวกเตอร์สัญญาณแถบความถี่ฐานที่ถูกชักตัวอย่างจะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_r &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}h_{1,1}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,1}x_1 + n_{r,1}^{[a]} + n_{r,1}^{[c]} \\ \sqrt{P_1}h_{1,2}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,2}x_2 + n_{r,2}^{[a]} + n_{r,2}^{[c]} \\ \vdots \\ \sqrt{P_1}h_{1,M}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,M}x_2 + n_{r,M}^{[a]} + n_{r,M}^{[c]} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}h_{1,1} & \sqrt{P_2}h_{2,1} \\ \sqrt{P_1}h_{1,2} & \sqrt{P_2}h_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{P_1}h_{1,M} & \sqrt{P_2}h_{2,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1}^{[a]} \\ n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1}^{[c]} \\ n_{r,2}^{[c]} \\ \vdots \\ n_{r,M}^{[c]} \end{bmatrix} \\ &= [\sqrt{P_1}\mathbf{h}_1 \quad \sqrt{P_2}\mathbf{h}_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (\mathbf{n}_r^{[a]} + \mathbf{n}_r^{[c]}) \\ &= \mathbf{\Xi} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{v}_r \end{aligned} \quad (3-30)$$

โดยที่ $n_{r,m}^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกเนื่องจากการแปลงผันดังกล่าว สมมติว่าโหนด R ทราบค่า $P_1, P_2, \{h_{1,m}\}_{m=2}^M$ และ $\{h_{2,m}\}_{m=2}^M$ และตรวจหาสัญญาณด้วย

เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์ ค่าประมาณของสัญญาณข่าวสาร x_1 และ x_2 ซึ่งแสดงโดย $\hat{x}_1$ และ $\hat{x}_2$ ตามลำดับสามารถหาได้จาก

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\Xi^H \Xi)^{-1} \Xi \tilde{\mathbf{y}}_r \quad (3-31)$$

และสามารถแสดง SNR ของ $\hat{x}_i$ ณ ขณะหนึ่งโดยที่ $i=1,2$ ได้เป็น

$$\begin{aligned} \gamma_{ir} &= \frac{1}{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)[(\Xi^H \Xi)^{-1}]_{ii}} \\ &= \frac{\zeta_i P \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M |h_{1,k} h_{2,l} - h_{1,l} h_{2,k}|^2}{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \sum_{m=1}^M |h_{j,m}|^2} \end{aligned} \quad (3-32)$$

จากสมการที่ (3-7) และ (3-32) จะได้

$$f_{\gamma_{ir}}(x) = \frac{((1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M-1}}{\Gamma(M-1)\sigma^{2M-2}(\zeta_i P)^{M-1}} x^{M-2} \exp\left(-\frac{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{\zeta_i P \sigma^2} x\right); x \geq 0 \quad (3-33)$$

เขียนแบบกระบวนการในสมการที่ (3-9) ค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ji} จะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e,ir} &= \frac{\sigma \Gamma(M-1/2)(\zeta_i P)^{1/2} ((1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M-1}}{2\sqrt{\pi} \Gamma(M) (\zeta_i P \sigma^2 + (1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M-1/2}} \\ &\quad \times {}_2F_1\left(1, M - \frac{1}{2}; M; \frac{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{\zeta_i P \sigma^2 + (1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}\right) \end{aligned} \quad (3-34)$$

จากนั้นสัญญาณคอมโพสิต x_r จะถูกสร้างขึ้นและแพร่เช่นเดียวกับแผน PS-DF สัญญาณ (แถบความถี่ฐาน) ที่ได้รับและถูกชักตัวอย่างที่ไหนด $T_i (i = 1, 2)$ ในเฟสการแพร่สัญญาณสามารถแสดงได้เช่นเดียวกับสมการที่ (3-11) โดยที่

$$P_r = \frac{\sum_{m=1}^M E_m}{(1-\alpha)N} = \frac{2\alpha\eta M(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)}{(1-\alpha^2)} \quad (3-35)$$

สมมติว่าไหนด T_i ทราบค่า $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ ค่าประมาณของ x_r (นั่นคือ $\hat{x}_r$) สามารถหาได้จากสมการที่ (3-12) ร่วมกับสมการที่ (3-35) และ SNR ของ $\hat{x}_r$ ณ ขณะหนึ่งที่ไหนด T_i สามารถแสดงได้เป็น

$$\gamma_{ri} = \frac{P_r \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} = \frac{2\alpha\eta M(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)} \quad (3-36)$$

จากสมการที่ (3-14) และ (3-36) จะได้

$$f_{\gamma_{ri}}(x) = \frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)} \times \exp\left(-\frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)} x\right); x \geq 0 \quad (3-37)$$

เขียนแบบกระบวนการในสมการที่ (3-9) ค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ji} จะแสดงได้เป็น

$$\bar{P}_{e,ri} = \frac{M\sigma(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)(\alpha\eta(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2))^{1/2}}{2\sqrt{2}(2\alpha\eta M^2\sigma^2(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{3/2}} \times {}_2F_1\left(1, \frac{3}{2}; 2; \frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M^2\sigma^2(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}\right) \quad (3-38)$$

สัญญาณที่ต้องการที่โหนด T_i นั่นคือ x_j ($j=1,2; j \neq i$) สามารถกู้คืนได้ด้วยการถอดรหัสเครือข่ายสำหรับ $\hat{x}_i$ ด้วยสัญญาณของตัวเอง x_i (ระดับบิต) และค่า BER จากต้นจนจบที่เกี่ยวข้องได้จากสมการที่ (3-17)

3.3.2 แผน TS-DF-STC

ในแผนนี้ได้นำเอาวิธี STC มาใช้กับโปรโตคอล TSR นอกเหนือจากวิธี DF การส่งสัญญาณจากโหนด T_1 และ T_2 ไปยังโหนด R ในเฟสหลายการเข้าถึงหลายทางสามารถบรรยายได้เช่นเดียวกับแผน TS-DF ซึ่งรวมถึงการประมาณค่าด้วยเงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์และการเข้ารหัสเครือข่ายระดับบิตที่ตามมา ในเฟสการแพร่กระจายโหนด R จะทำการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงปริภูมิเวลาด้วยอัตราการเข้ารหัสแบบเต็มสำหรับลำดับบิตคอมโพสิตที่หาได้และโหนดปลายทางจะทำการถอดรหัสที่เกี่ยวข้องและกู้คืนสัญญาณที่ต้องการเช่นเดียวกับแผน PS-DF-STC SNR ณ ขณะหนึ่งของค่าประมาณของ x_i ที่โหนด T_i จะสามารถแสดงได้เป็น

$$\gamma_{ri} = \frac{P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} = \frac{2\alpha\eta M(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)} \quad (3-39)$$

จากสมการที่ (3-22) และ (3-39) จะได้

$$f_{\gamma_{ri}}(x) = \frac{(1-\alpha^2)^M (\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^M}{\Gamma(M) (2\alpha\eta M \sigma^2)^M [P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2]^M} x^{M-1} \times \exp\left(-\frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)} x\right); x \geq 0 \quad (3-40)$$

เขียนแบบกระบวนการในสมการที่ (3-9) ค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ri} จะแสดงได้เป็น

$$\bar{P}_{e,ri} = \frac{\sigma \Gamma(M+1/2) (\alpha\eta (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2))^{1/2} ((1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^M}{\sqrt{2\pi M} \Gamma(M) (2\alpha\eta M \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M+1/2}} \times {}_2F_1\left(1, M + \frac{1}{2}; M + 1; \frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}\right) \quad (3-41)$$

ค่า BER จากต้นจนจบที่เกี่ยวข้องสามารถหาได้จากสมการที่ (3-17)

3.3.3 แผน TS-AF

ในแผนนี้ได้นำเอาวิธี AF มาใช้กับโปรโตคอล TSR การส่งสัญญาณจากโหนด T_1 และ T_2 ไปยังโหนด R ในเฟสการเข้าถึงหลายทางสามารถบรรยายได้เช่นเดียวกับแผน TS-DF ในเฟสการแพร่สัญญาณโหนด R จะขยายและส่งต่อสัญญาณข่าวสารดังสมการที่ (3-25) โดยที่

$$\|\tilde{\mathbf{y}}_r\| = \sqrt{P_1 \|\mathbf{h}_1\|^2 + P_2 \|\mathbf{h}_2\|^2 + M\sigma_a^2 + M\sigma_c^2} \quad (3-42)$$

และสัญญาณ (แถบความถี่ฐาน) ที่ได้รับและถูกชักตัวอย่างทีโหนด $T_i (i = 1, 2)$ จะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} y_i &= \sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \\ &= \frac{\sqrt{P_r P_1}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_1 x_1 + \frac{\sqrt{P_r P_2}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_2 x_2 + \frac{\sqrt{P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[a]} + \frac{\sqrt{P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[c]} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \end{aligned} \quad (3-43)$$

โดยที่ $n_i^{[a]}$ และ $n_i^{[c]}$ ถูกนิยามในสมการ (3-11) สมมติว่าโหนด T_i ทราบค่า $P_r, \{h_{1,m}\}_{m=1}^M, \{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ และ $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|$ การประมาณค่าของสัญญาณที่ต้องการ $x_j (j=1,2; j \neq i)$ สามารถหาได้จาก

$$\hat{x}_j = \frac{y_i - \sqrt{P_r P_i} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_i x_i / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}{\sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \quad (3-44)$$

กำหนดให้ γ_{ji} เป็น SNR ของ $\hat{x}_j$ ณ ขณะหนึ่งที่โหนด T_i จะสามารถแสดงได้ว่า

$$\gamma_{ji} = \frac{P_r P_j \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} h_{j,m} \right|^2}{(\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \left(P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2 + P_1 \sum_{m=1}^M |h_{1,m}|^2 + P_2 \sum_{m=1}^M |h_{2,m}|^2 + M\sigma_a^2 + M\sigma_c^2 \right)} \quad (3-45)$$

และค่า BER จากต้นจนจบที่เกี่ยวข้องก็คือค่า BER เฉลี่ยที่สอดคล้องกับ γ_{ji} อย่างไรก็ดีตาม เนื่องจาก เป็นไปได้ยากที่จะหา PDF เป็นของ γ_{ji} จึงไม่มีนิพจน์ตรงของค่า BER จากต้นจนจบดังกล่าว

บทที่ 4

ผลการวิจัย

บทนี้จะนำเสนอและเปรียบเทียบ BER จากต้นจนจบสำหรับแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่ได้กล่าวมาแล้ว ได้แก่ แผน PS-DF, PS-DF-STC, PS-AF, TS-DF, TS-DF-STC และ TS-AF พร้อมทั้งศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์ที่สำคัญ เช่น จำนวนสายอากาศ อัตราส่วนการแยกกำลังงาน และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน ที่มีต่อสมรรถนะดังกล่าว

4.1 พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

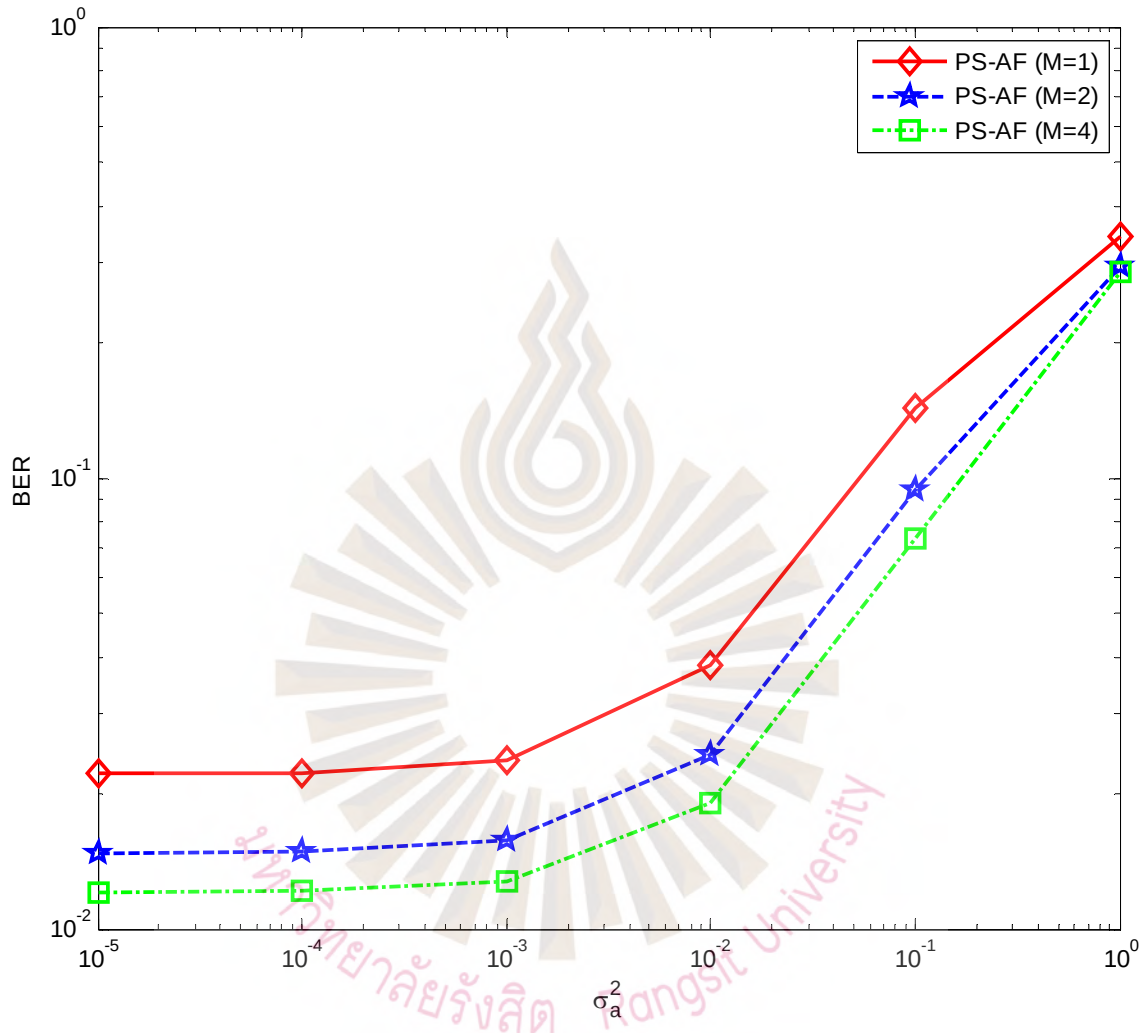
ในการจำลอง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 และ T_2 ในรูปที่ 3.1 สมมติว่าโหนด T_1 และ T_2 อยู่ห่างกัน 2 เมตรและโหนด R ตั้งอยู่กึ่งกลางระหว่างโหนดปลายทางทั้งสอง กำหนดให้ (เว้นแต่ระบุไว้เป็นอย่างอื่น) กำลังงานสัญญาณรวม $P = 1$ W อัตราส่วนของกำลังงานของ T_1 และ T_2 $\zeta_1, \zeta_2 = 0.5$ เลขชี้กำลังสำหรับการสูญเสียตามระยะทาง $\nu = 2.7$ ประสิทธิภาพการแปลงผันพลังงาน $\eta = 1$ (ในกรณี $\eta < 1$ ผลการจำลอง BER ที่ได้จะแยกลง แต่แนวโน้มความแตกต่างทางสมรรถนะดังกล่าวระหว่างแผนการถ่ายทอดสัญญาณที่พัฒนาจะยังคงเหมือนเดิม) อัตราส่วนการแยกกำลังงานในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน $\rho = 0.5$ อัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานในโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา $\alpha = 0.5$

4.2 ผลการจำลอง

4.2.1 ผลสำหรับแผน PS-AF

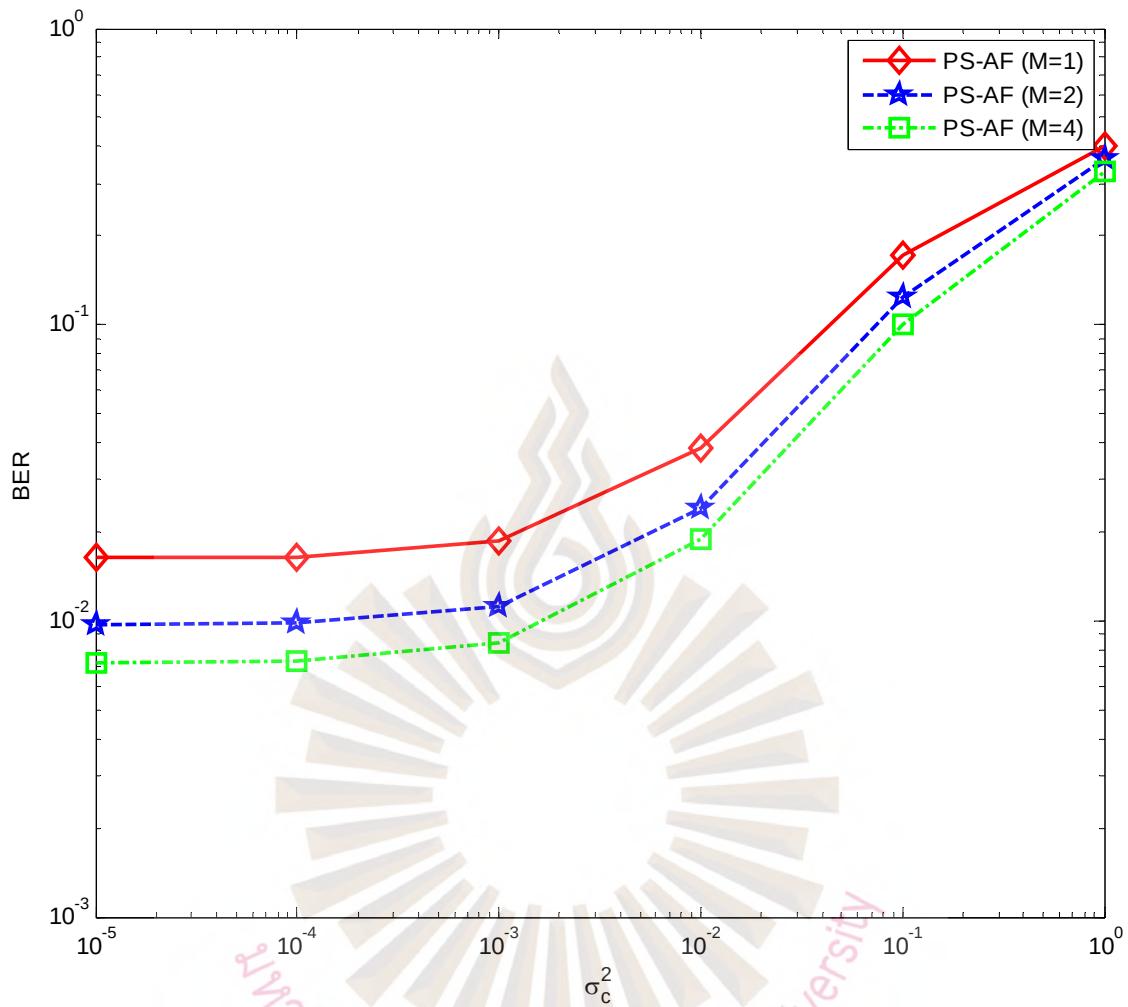
รูปที่ 4.1 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-AF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) โดยที่ M หมายถึง

จำนวนสายอากาศที่โหนด R จากรูปนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนสายอากาศเพิ่มขึ้นค่าเฉลี่ย BER จะลดลง



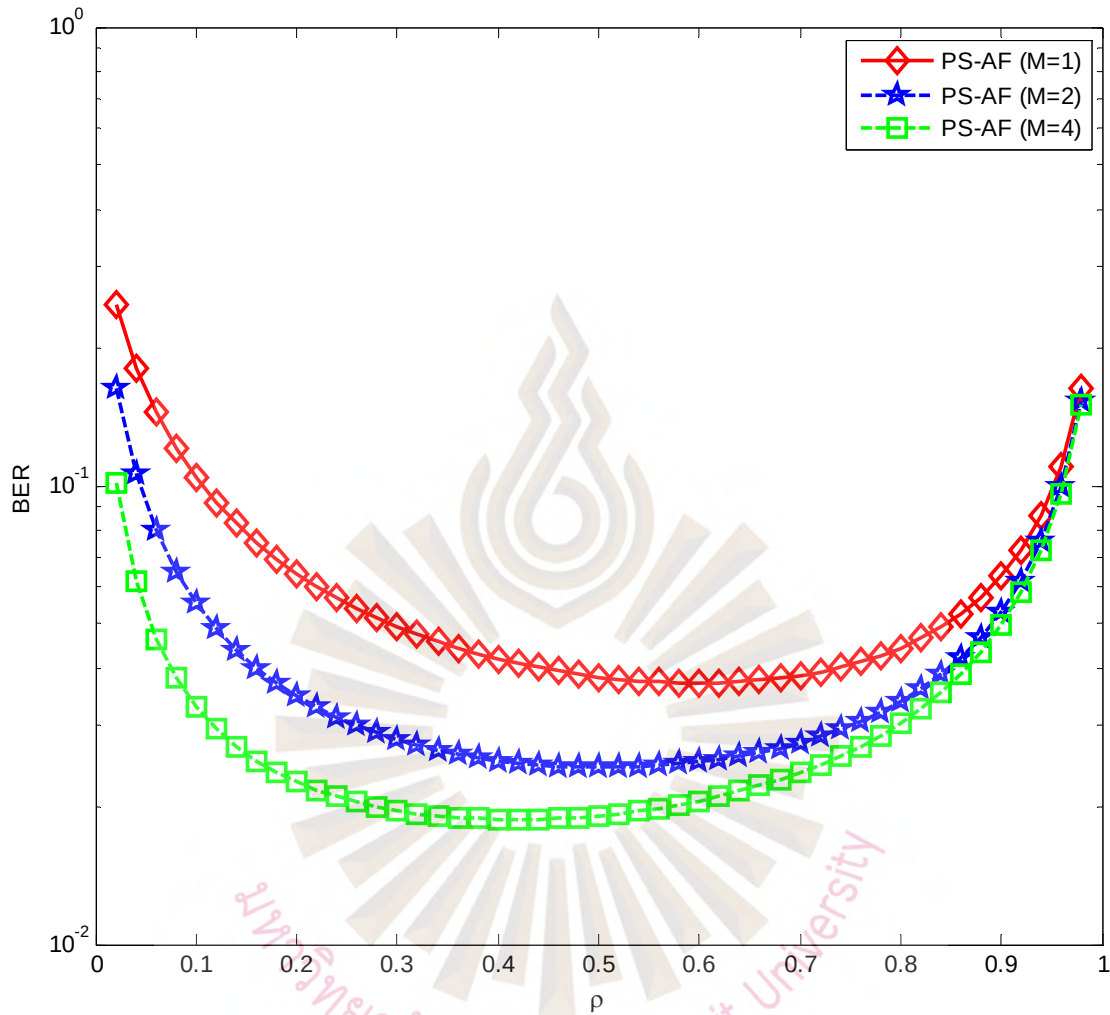
รูปที่ 4.1 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)

รูปที่ 4.2 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-AF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$) จากรูปนี้ ผลกระทบของ M ที่มีต่อค่าเฉลี่ย BER จะเหมือนกับรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.2 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)

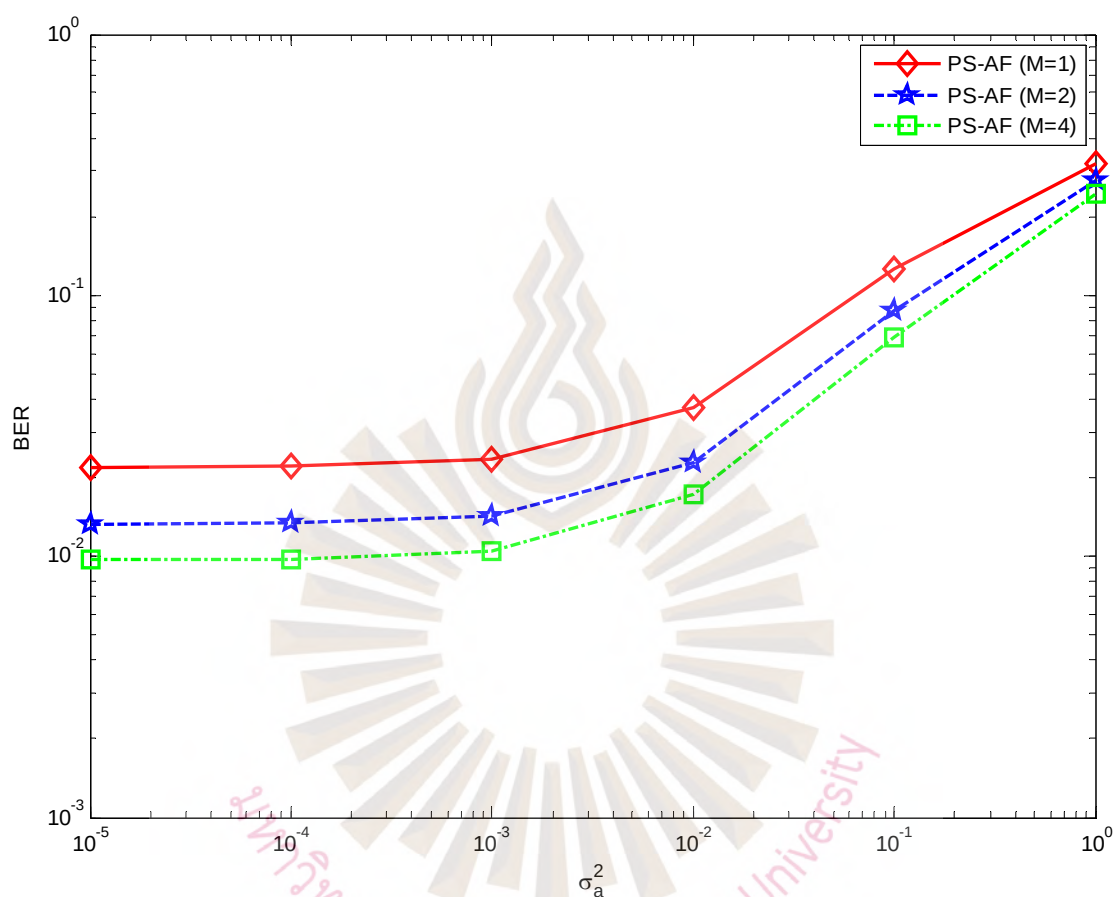
เพื่อศึกษาผลกระทบของอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ ที่มีต่อสมรรถนะทาง BER จึงพล็อตค่าเฉลี่ย BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 เทียบกับค่า ρ ดังรูปที่ 4.3 (โดยที่กำหนดค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จะเห็นได้ว่า โดยทั่วไปการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากัน (นั่นคือ $\rho = 0.5$) เป็นกลยุทธ์ที่ดีสำหรับแผน PS-AF อย่างไม่ขึ้นกับค่า ρ ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุดจะขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศ M เป็นหลักเช่นค่า ρ ที่เหมาะสมเมื่อใช้สายอากาศ 2 และ 4 เสา คือ 0.5 และ 0.43 โดยประมาณตามลำดับ



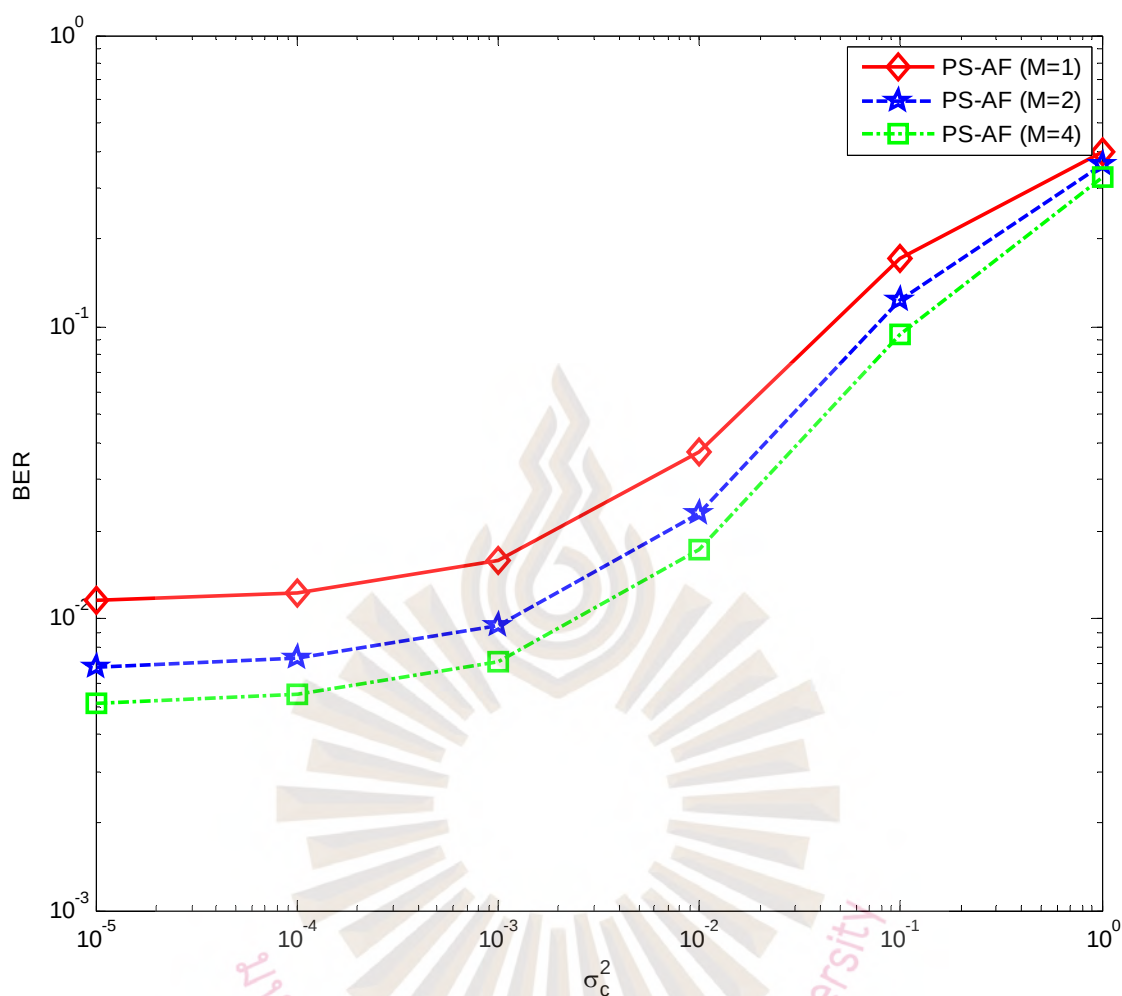
รูปที่ 4.3 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)

เพื่อให้เกิดความเข้าใจมากขึ้นในผลกระทบของ M และ ρ จึงแสดงค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 ในกรณีที่มีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม (นั่นคือใช้ค่า ρ ที่ทำให้ค่าเฉลี่ยดังกล่าวมีค่าน้อยที่สุด) ในรูปที่ 4.4 โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และในรูปที่ 4.5 โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ จากการเปรียบเทียบรูปที่ 4.4 และ 4.5 กับรูปที่ 4.1 และ 4.2

ตามลำดับจะพบว่าสำหรับแผน PS-AF นั้นสมรรถนะที่ได้จากการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากันใกล้เคียงกับสมรรถนะที่ได้จากการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม



รูปที่ 4.4 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)

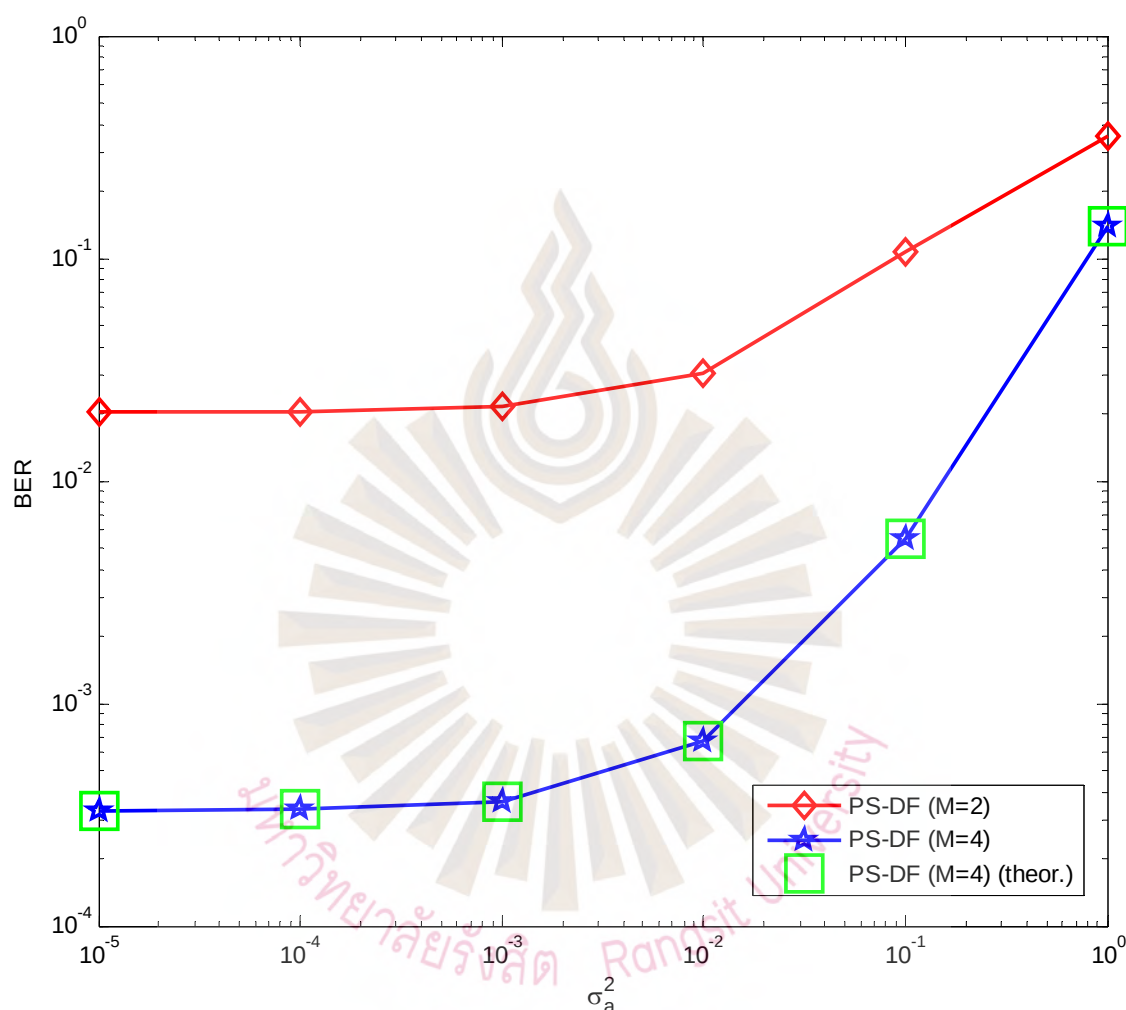


รูปที่ 4.5 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และ อัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)

4.2.2 ผลสำหรับแผน PS-DF

รูปที่ 4.3 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ σ_a^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าวทางทฤษฎีสำหรับแผน PS-DF (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-9), (3-16) และ (3-17)) ถูกแสดง

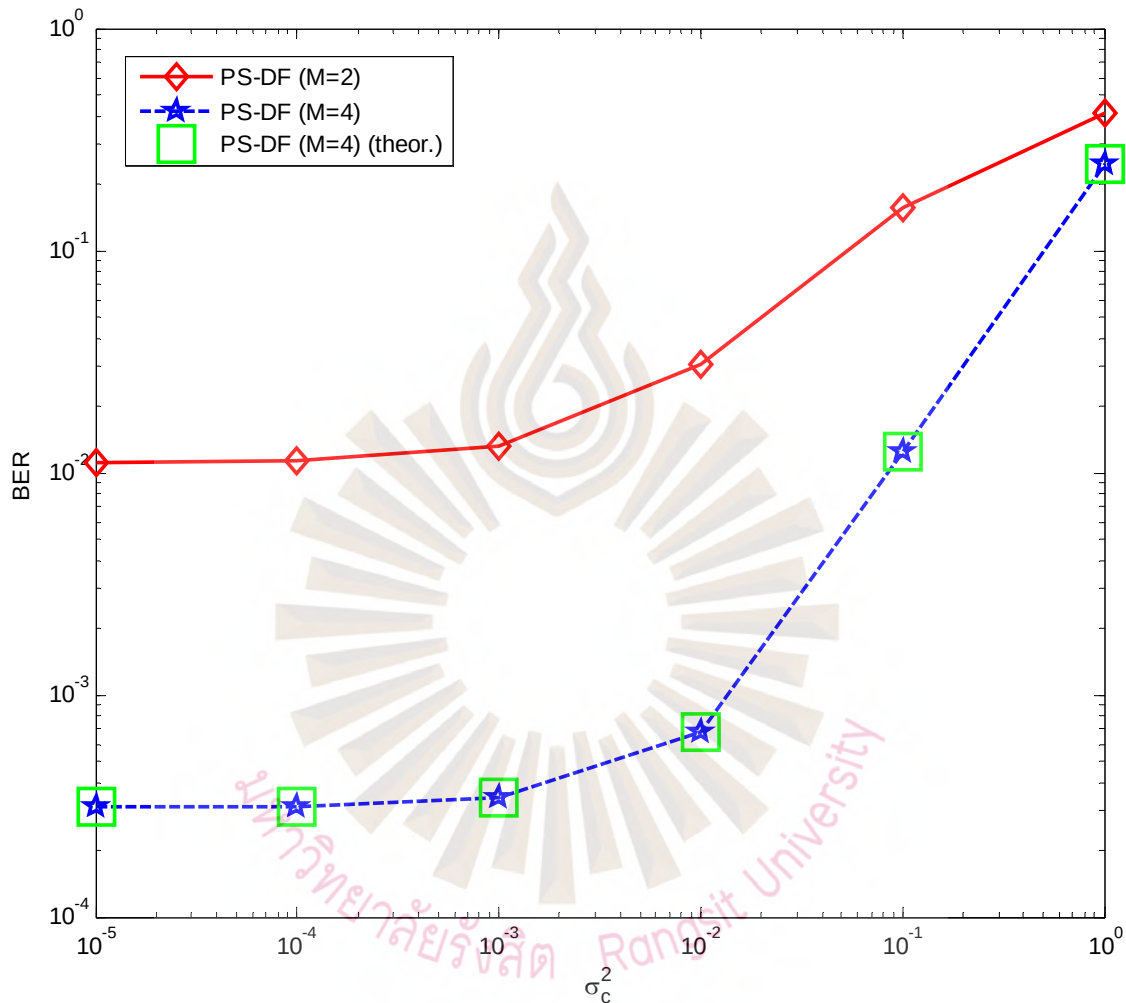
ในรูปนี้เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor.)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงถึงการทดสอบสูตร BER ที่หาได้ในหัวข้อที่ 3.2.1



รูปที่ 4.6 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)

รูปที่ 4.7 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าวทางทฤษฎีสำหรับแผน PS-DF (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-9), (3-16) และ (3-17)) ถูกแสดงในรูปนี้

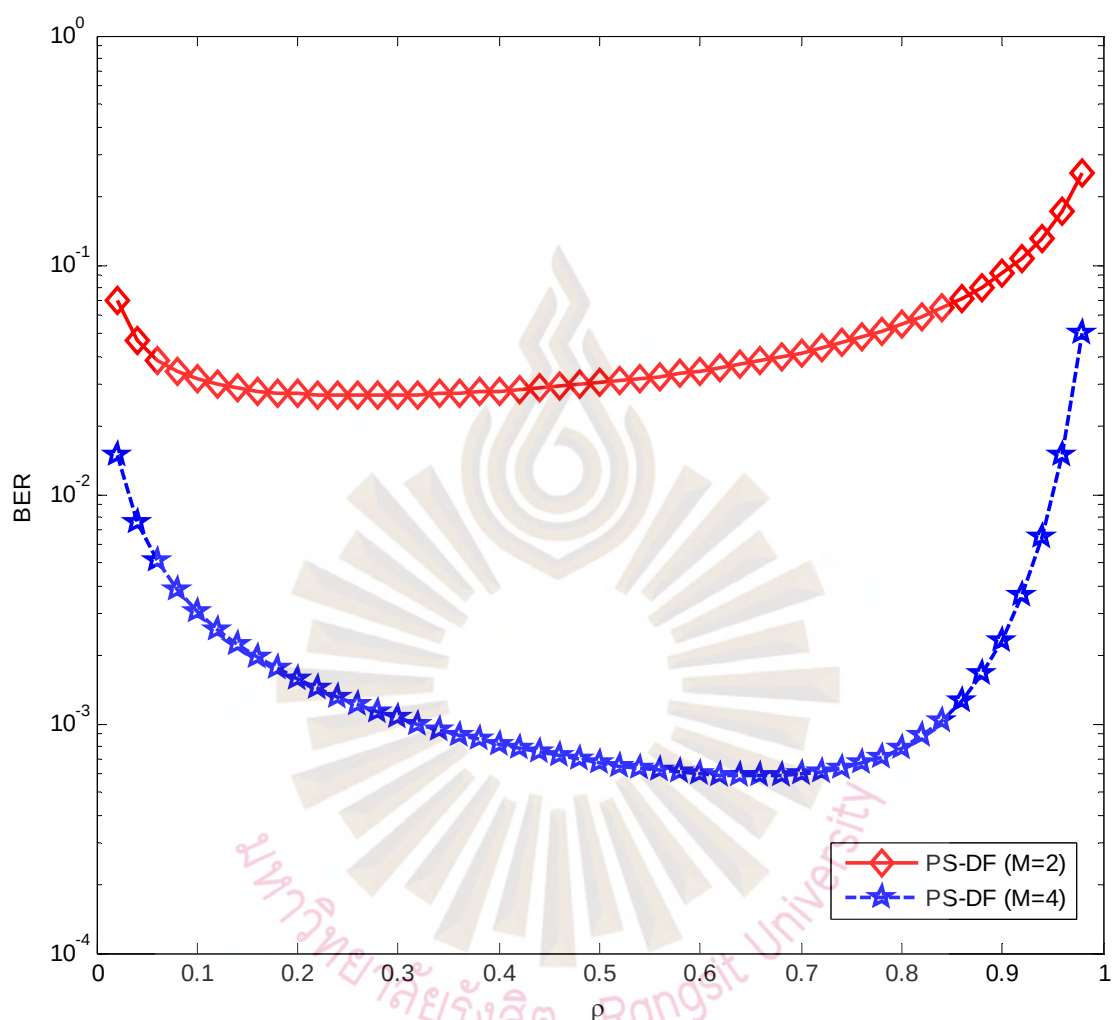
เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor.)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงถึงการทวนสอบสูตร BER ที่หามาได้ในหัวข้อที่ 3.2.1



รูปที่ 4.7 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)

รูปที่ 4.8 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF เทียบกับค่าอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ ของแผน PS-DF (โดยกำหนดค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จะเห็นได้ว่าค่า ρ ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุดจะขึ้นอยู่กับ

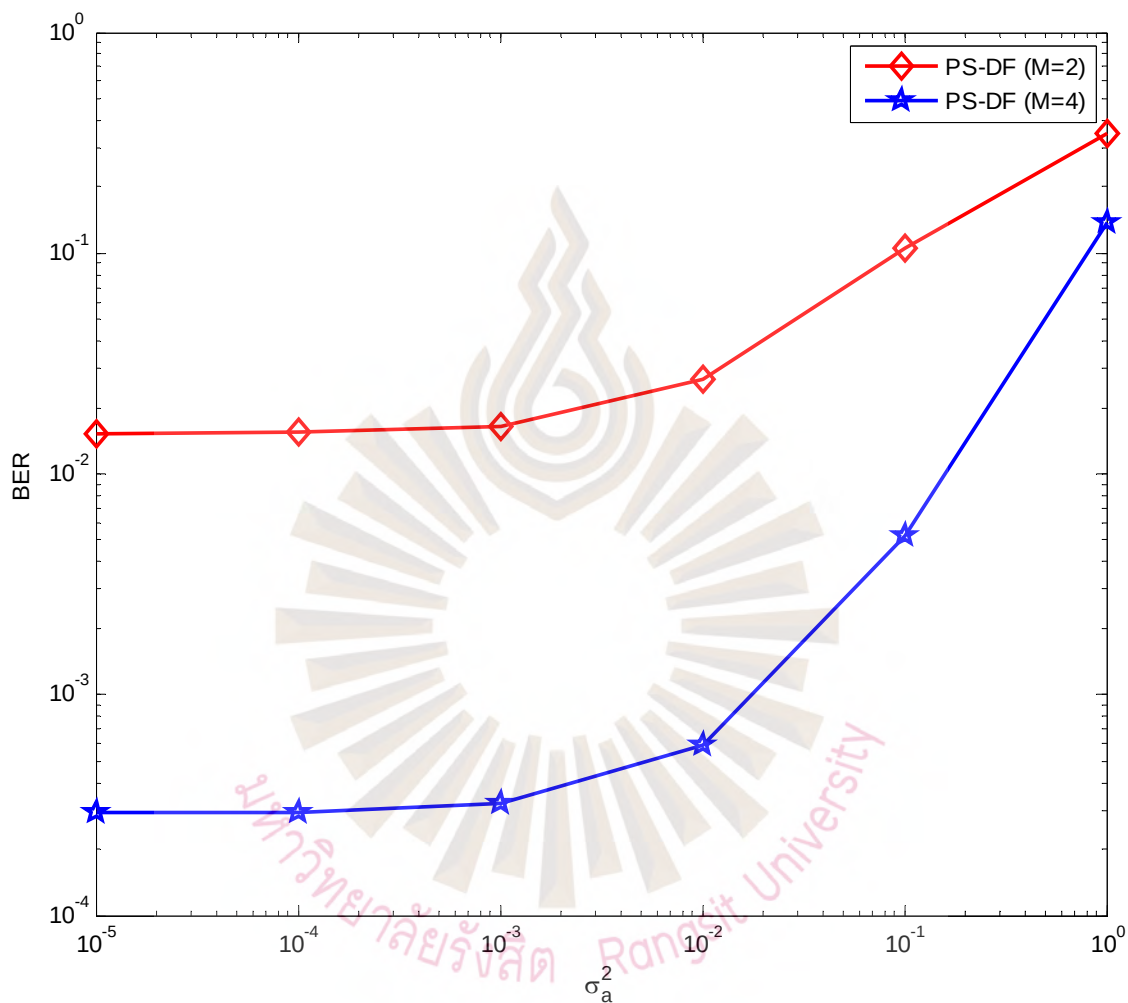
กับจำนวนสายอากาศ M โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า ρ ที่เหมาะสมดังกล่าวจะเพิ่มขึ้น (ไปสู่ 1) เมื่อ M เพิ่มขึ้น



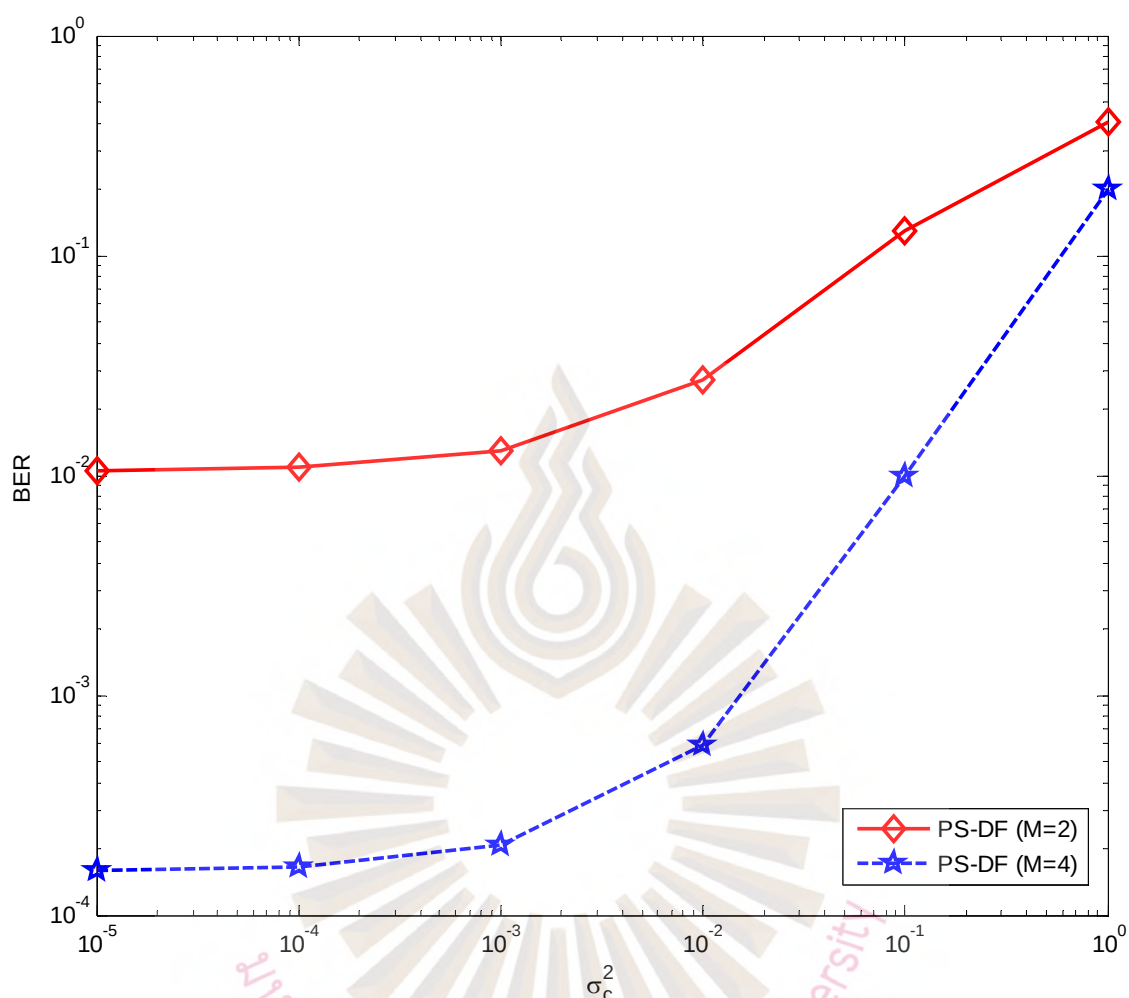
รูปที่ 4.8 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)

รูปที่ 4.9 และ 4.10 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF ที่มีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม (นั่นคือใช้ค่า ρ ที่ทำให้ค่าเฉลี่ยน้อยที่สุด) โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ จากการเปรียบเทียบ รูปที่ 4.9 และ 4.10 กับรูปที่ 4.6 และ 4.7 ตามลำดับจะพบว่ามีความแตกต่างระหว่างสมรรถนะที่ได้จากการจัดสรรกำลังงานที่

เหมาะสม และการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากัน และความแตกต่างนี้ จะมีนัยสำคัญมากขึ้นเมื่อ M เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.9 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ ที่เหมาะสม)

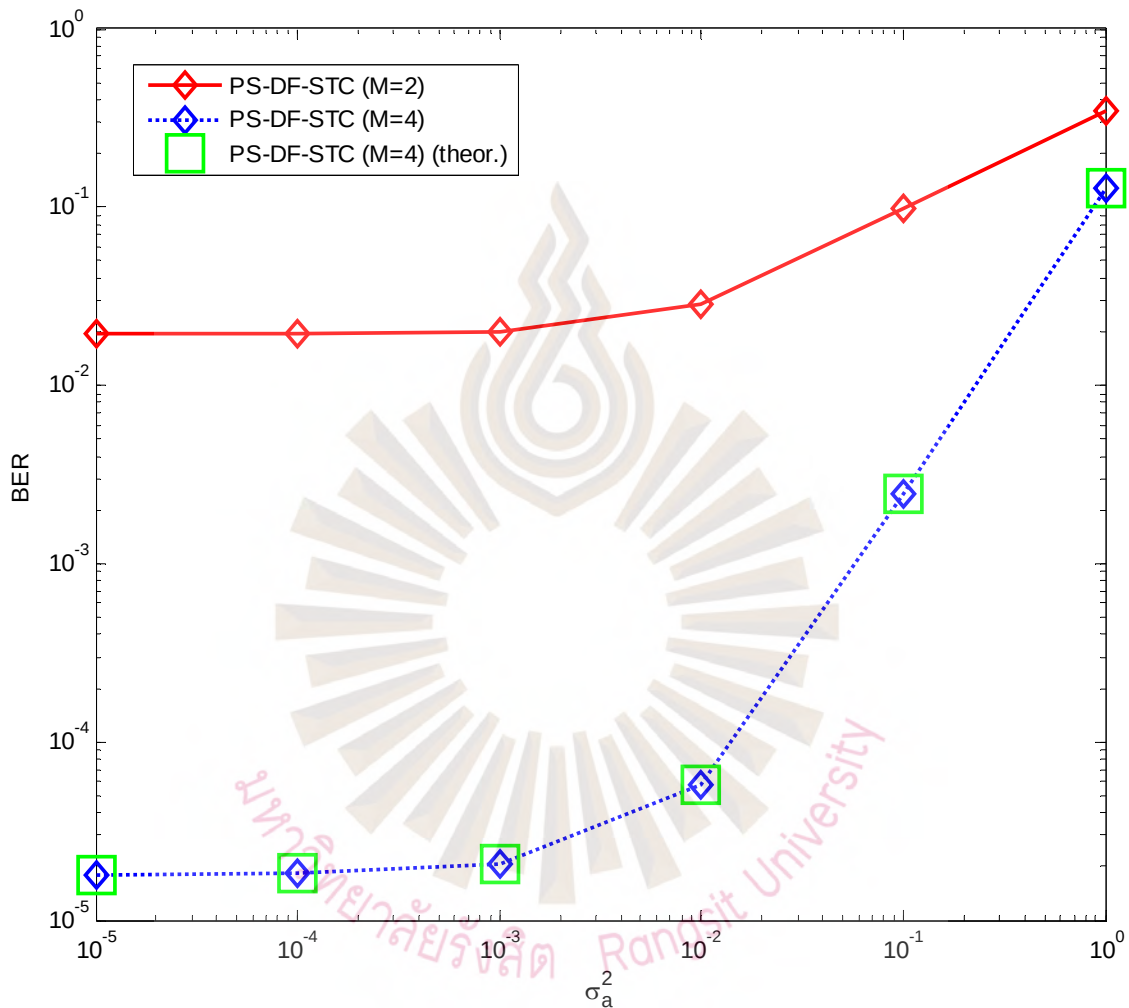


รูปที่ 4.10 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ ที่เหมาะสม)

4.2.3 ผลสำหรับแผน PS-DF-STC

รูปที่ 4.11 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF-STC เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ σ_a^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าวทางทฤษฎีสำหรับแผน PS-DF-STC (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-9), (3-17) และ (3-24)) ถูก

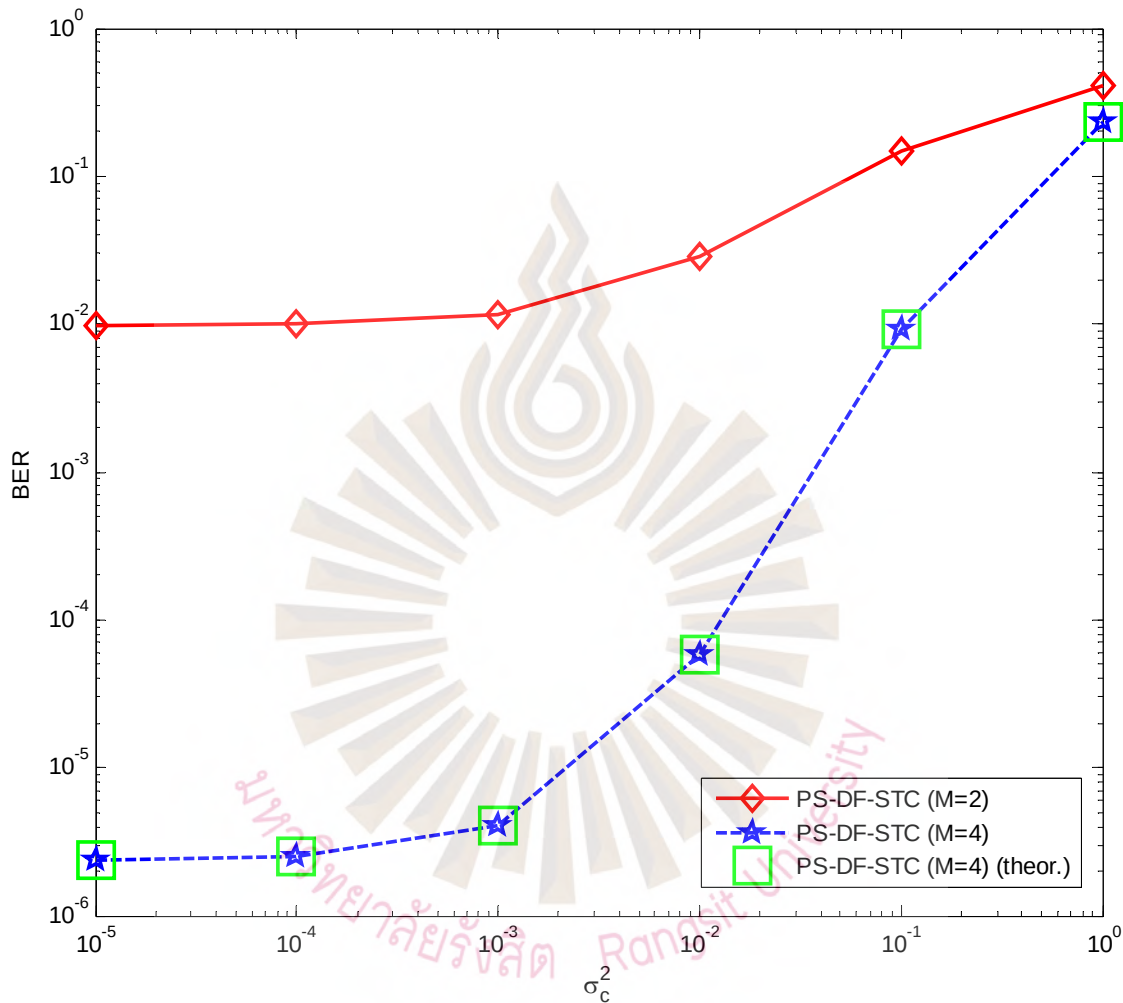
แสดงในรูปนี้เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor.)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงถึงการทวนสอบสูตร BER ที่หาได้ในหัวข้อที่ 3.2.2



รูปที่ 4.11 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)

รูปที่ 4.12 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF-STC เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าวทางทฤษฎีสำหรับแผน PS-DF-STC (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-9), (3-17) และ (3-24)) ถูกแสดงใน

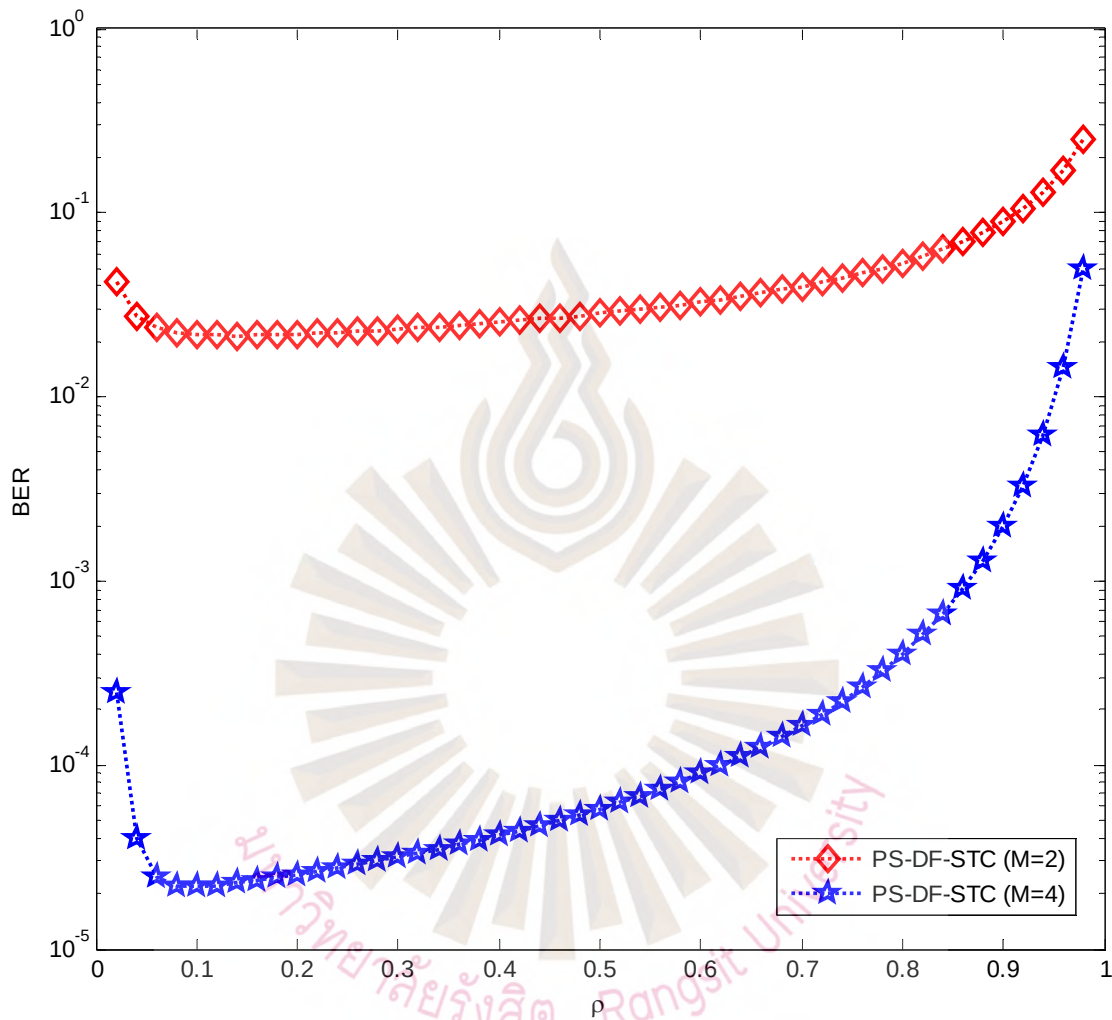
รูปนี้เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor.)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงถึงการทวนสอบสูตร BER ที่หาได้ในหัวข้อที่ 3.2.2



รูปที่ 4.12 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงาน $\rho = 0.5$)

รูปที่ 4.13 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF-STC เทียบกับค่าอัตราส่วนการแยกกำลังงาน (โดยกำหนดค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จะเห็นได้ว่าค่า ρ ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุดเมื่อใช้

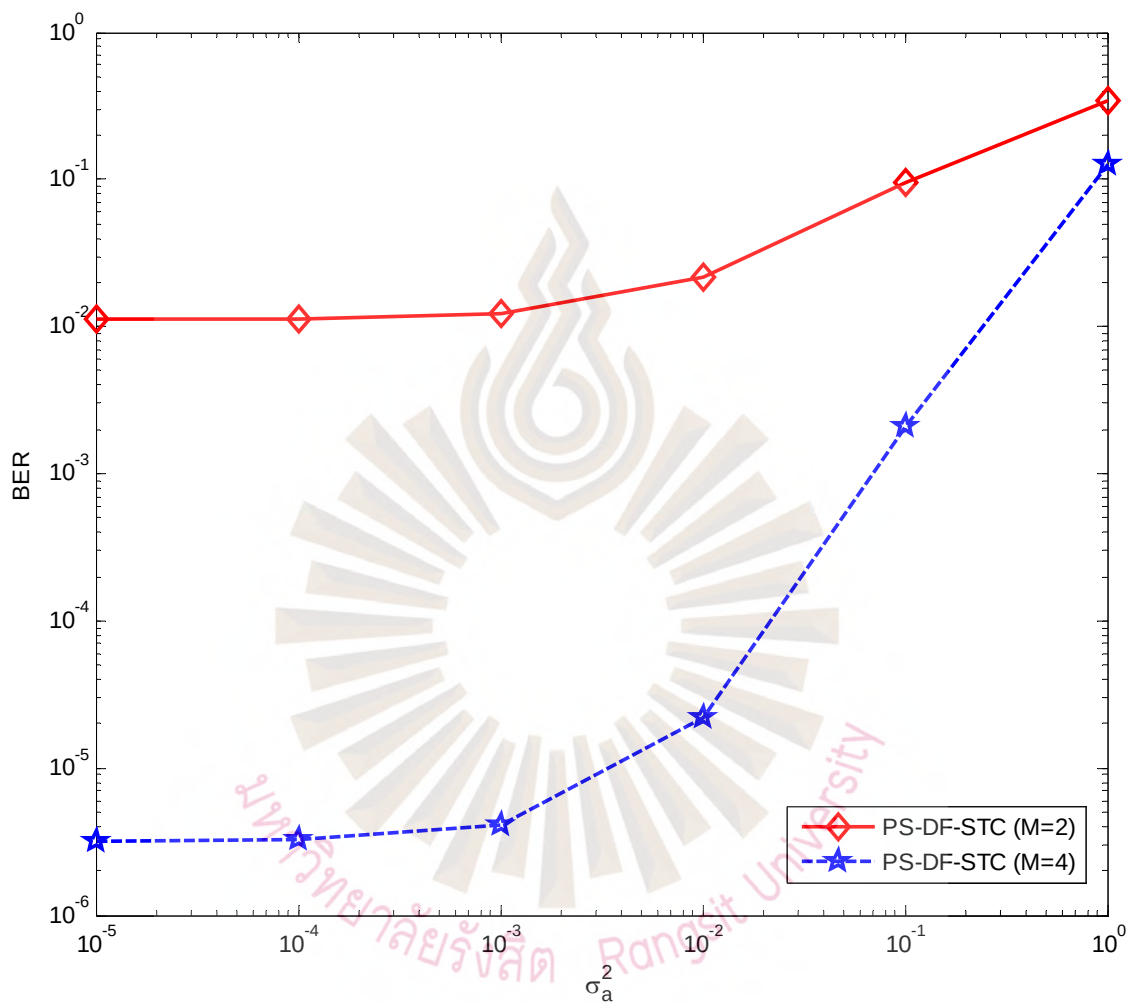
สายอากาศ 2 และ 4 เสา เกือบจะเท่ากันซึ่งบ่งชี้ว่า ค่า ρ ที่เหมาะสมไม่ไวต่อ M ซึ่งต่างจากแผน PS-DF



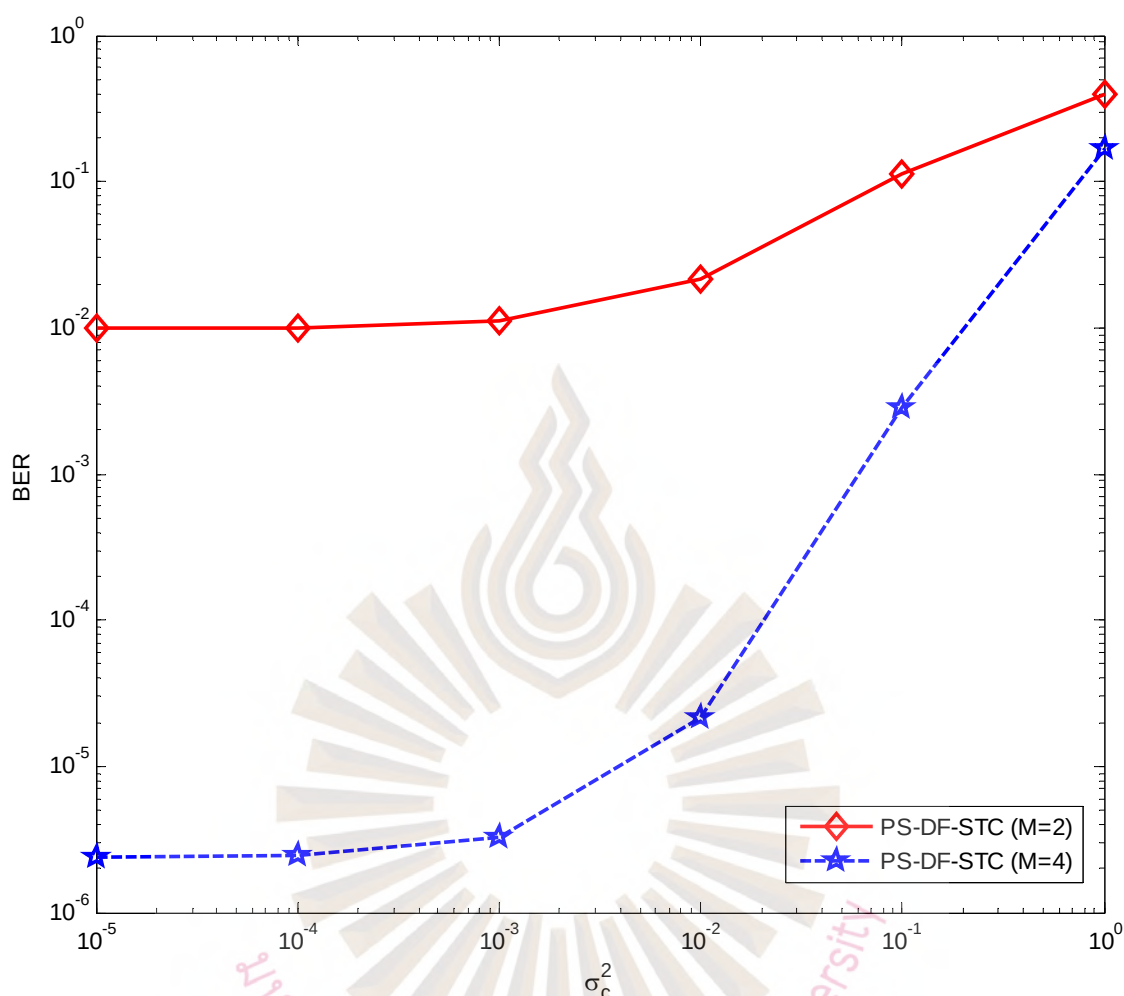
รูปที่ 4.13 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนการแยกกำลังงาน ρ สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)

รูปที่ 4.14 และ 4.15 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน PS-DF-STC ที่มีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม (นั่นคือใช้ค่า ρ ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุด) โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ ตามลำดับ จากการเปรียบเทียบรูปที่ 4.14 และ 4.15 กับรูปที่ 4.11 และ 4.12 ตามลำดับจะพบว่ามีความแตกต่างระหว่าง

สมรรถนะที่ได้จากการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสมและการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากันและความแตกต่างนี้จะมีนัยสำคัญมากขึ้นเมื่อ M เพิ่มขึ้น



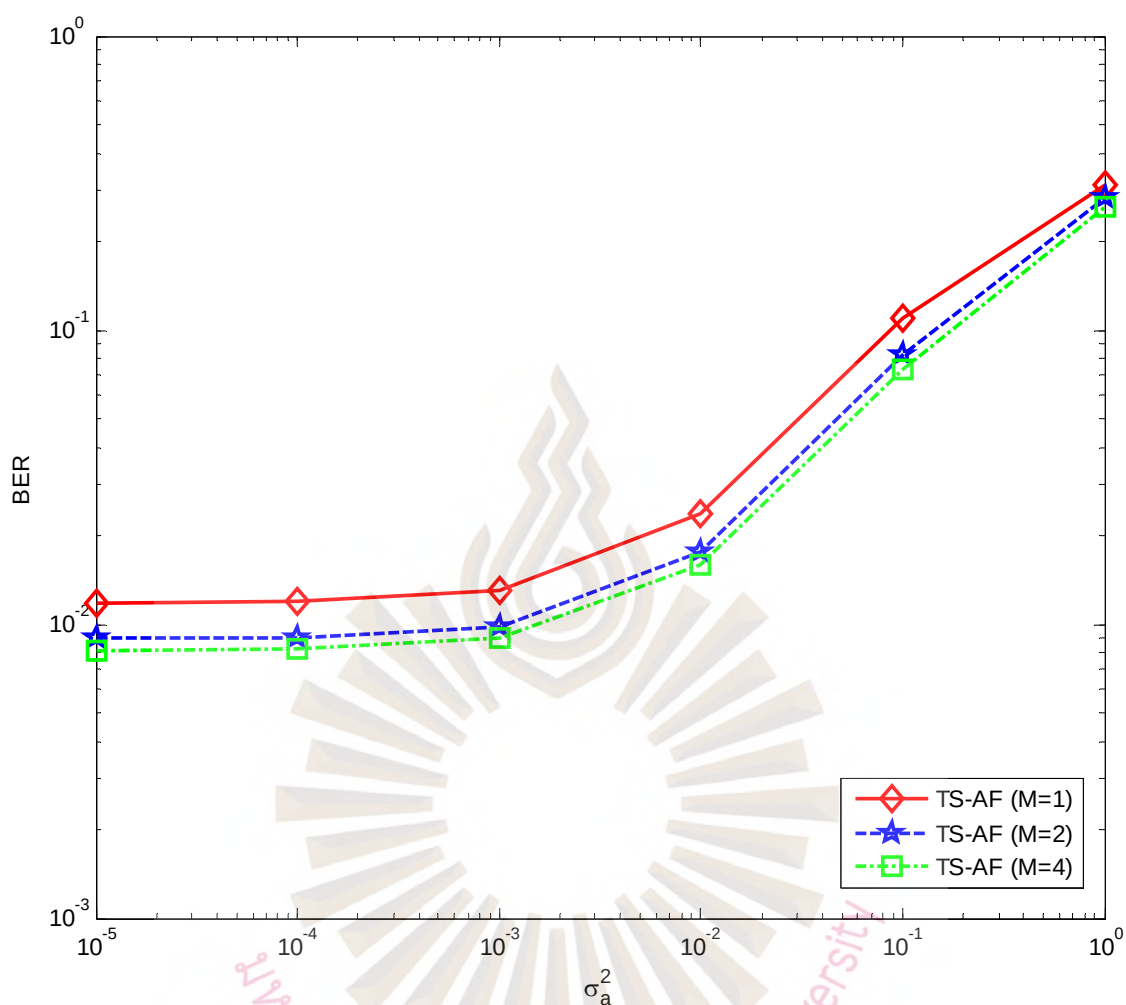
รูปที่ 4.14 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)



รูปที่ 4.15 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน PS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสม)

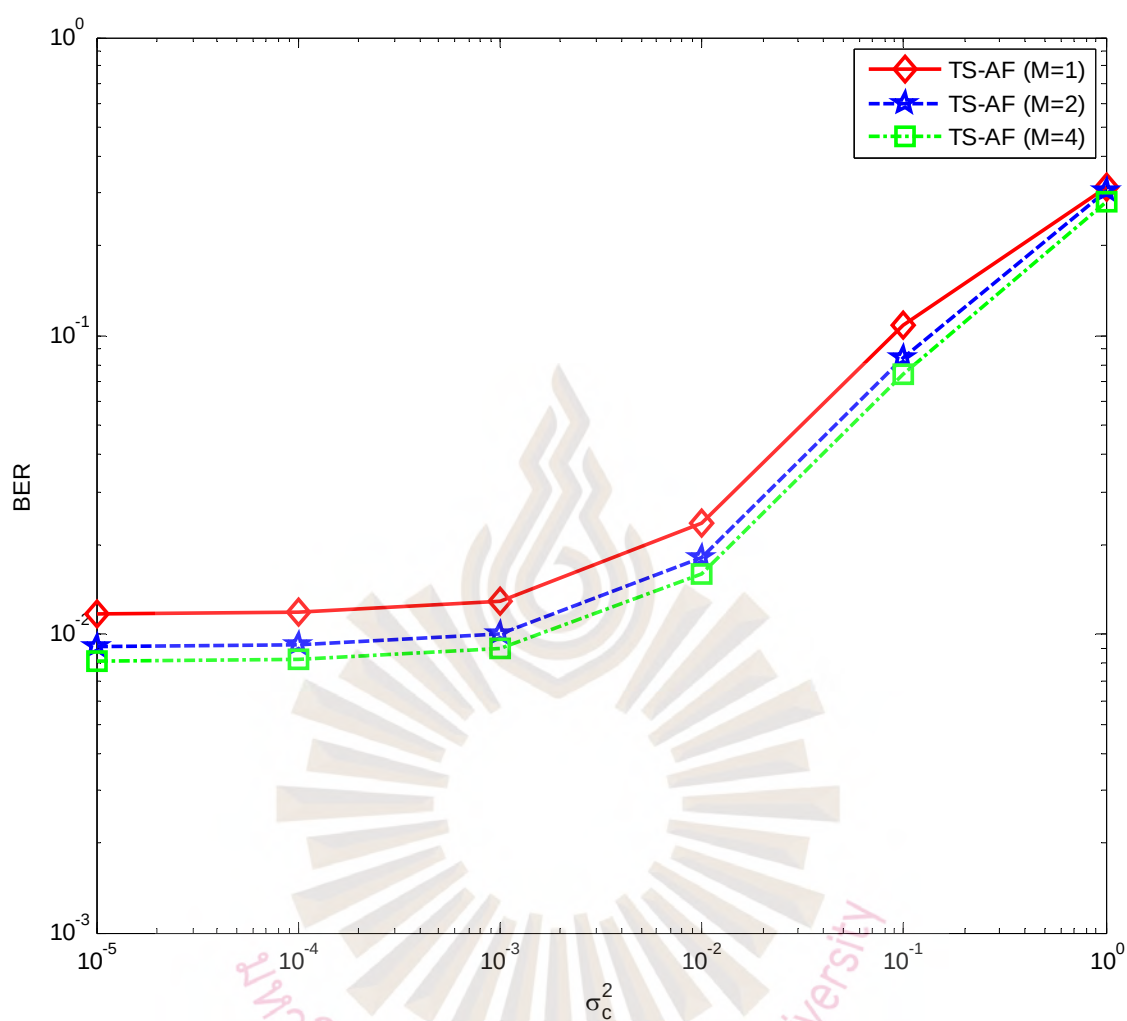
4.2.4 ผลสำหรับแผน TS-AF

รูปที่ 4.16 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-AF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ σ_a^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จากรูปนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนสายอากาศเพิ่มขึ้นค่าเฉลี่ย BER จะลดลงอย่างไรก็ตามการปรับปรุง BER ที่ได้ในแผนนี้จะน้อยกว่าแผน PS-AF



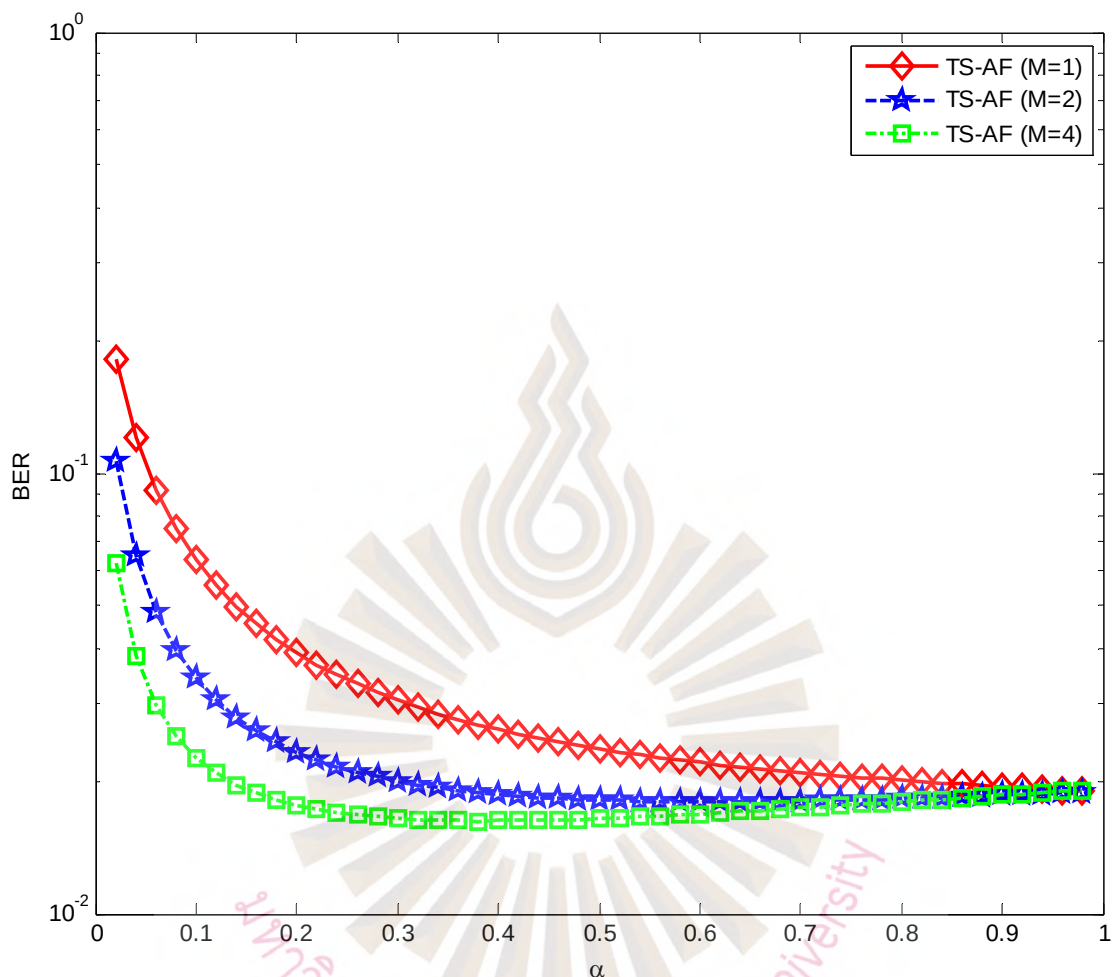
รูปที่ 4.16 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)

จากรูปที่ 4.17 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-AF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$) จากรูปนี้ ผลกระทบของ M ที่มีต่อค่าเฉลี่ย BER จะเหมือนกันรูปที่ 4.16



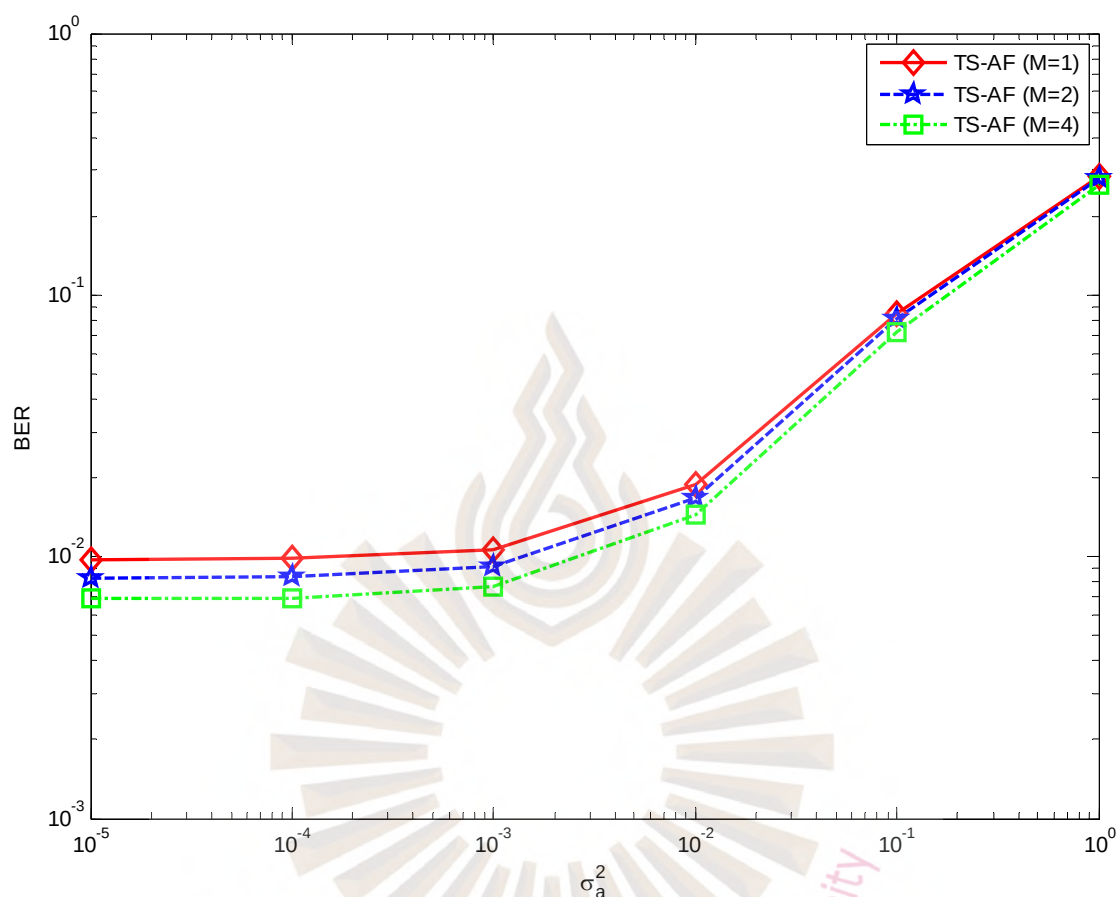
รูปที่ 4.17 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)

เพื่อศึกษาผลกระทบของอัตราส่วนของเวลา α ที่มีต่อสมรรถนะทาง BER จึงพล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-AF เทียบกับค่า α ดังรูปที่ 4.18 (โดยกำหนดค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จะเห็นได้ว่าโดยทั่วไปการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากัน (นั่นคือ $\alpha = 0.5$) เป็นกลยุทธ์ที่ดีสำหรับแผน TS-AF อย่างไรก็ตามค่า α ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุดจะขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศ M เป็นหลัก เช่น α ที่เหมาะสมเมื่อใช้สายอากาศ 2 และ 4 เสาคือ 0.6 และ 0.38 โดยประมาณตามลำดับ



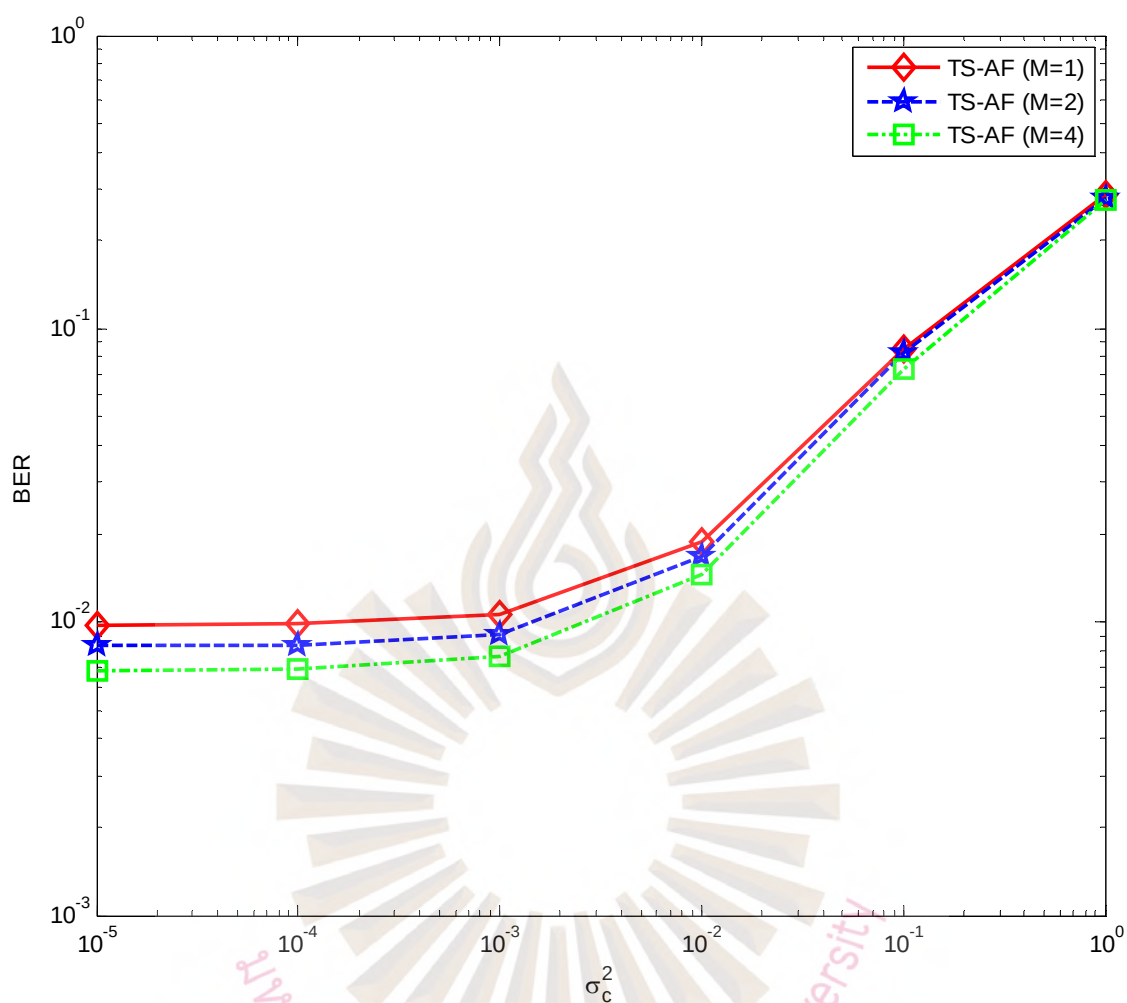
รูปที่ 4.18 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)

เพื่อให้เกิดความเข้าใจมากขึ้นในผลกระทบของ M และ α จึงพล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 ในกรณีที่มีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม (นั่นคือใช้ค่า α ที่ทำให้ค่าเฉลี่ยดังกล่าว มีค่าน้อยที่สุด) ในรูปที่ 4.19 โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และในรูปที่ 4.20 โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$



รูปที่ 4.19 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)

จากการเปรียบเทียบรูปที่ 4.19 และ 4.20 กับรูปที่ 4.16 และ 4.17 ตามลำดับ จะพบว่า สำหรับแผน TS-AF นั้นสมรรถนะที่ได้ จากการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากันใกล้เคียงกับสมรรถนะที่ได้ จากการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม

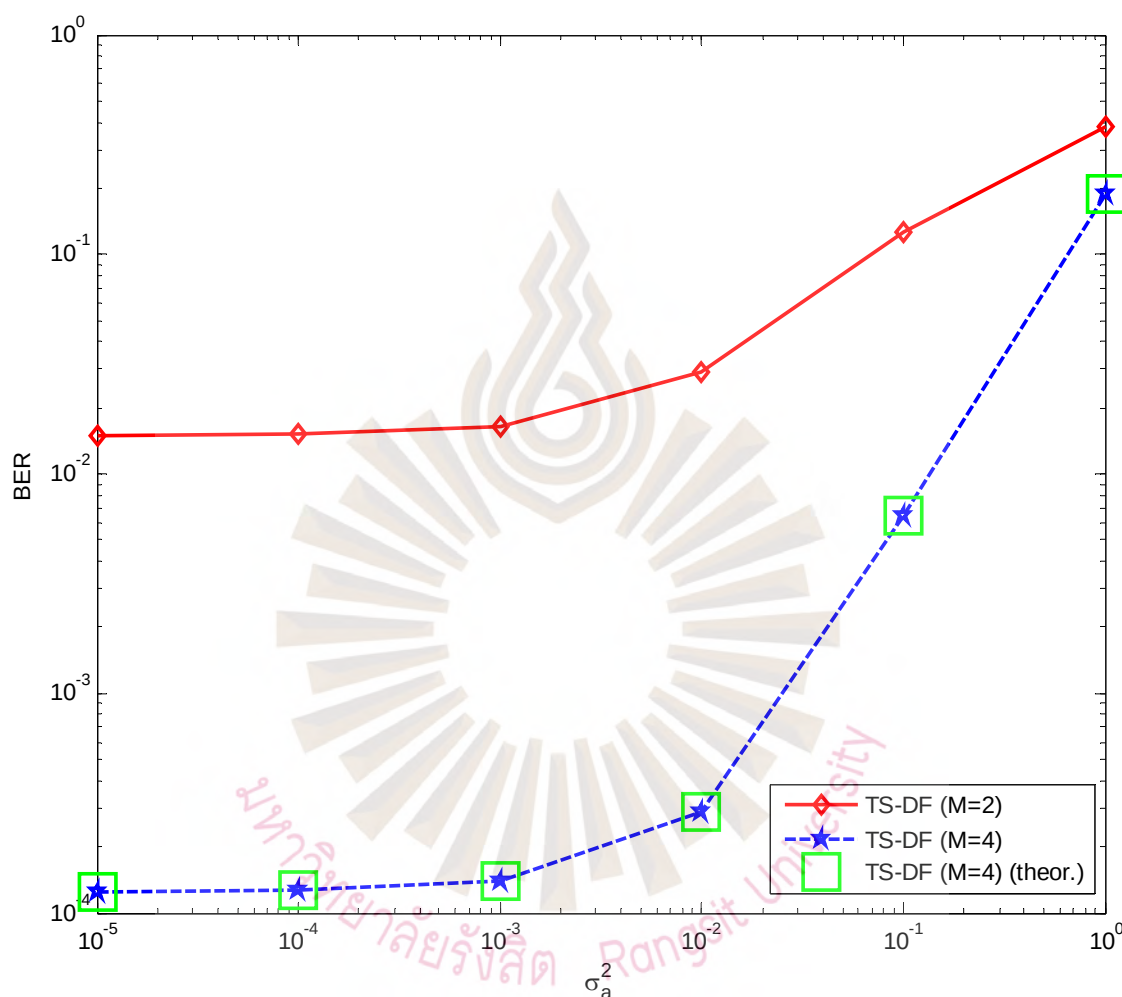


รูปที่ 4.20 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-AF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)

4.2.5 ผลสำหรับแผน TS-DF

รูปที่ 4.21 พล็อตค่าเฉลี่ย BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ σ_a^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าว ทางทฤษฎีสำหรับแผน TS-DF (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-17), (3-34) และ (3-38)) ถูกแสดงในรูปแบบนี้

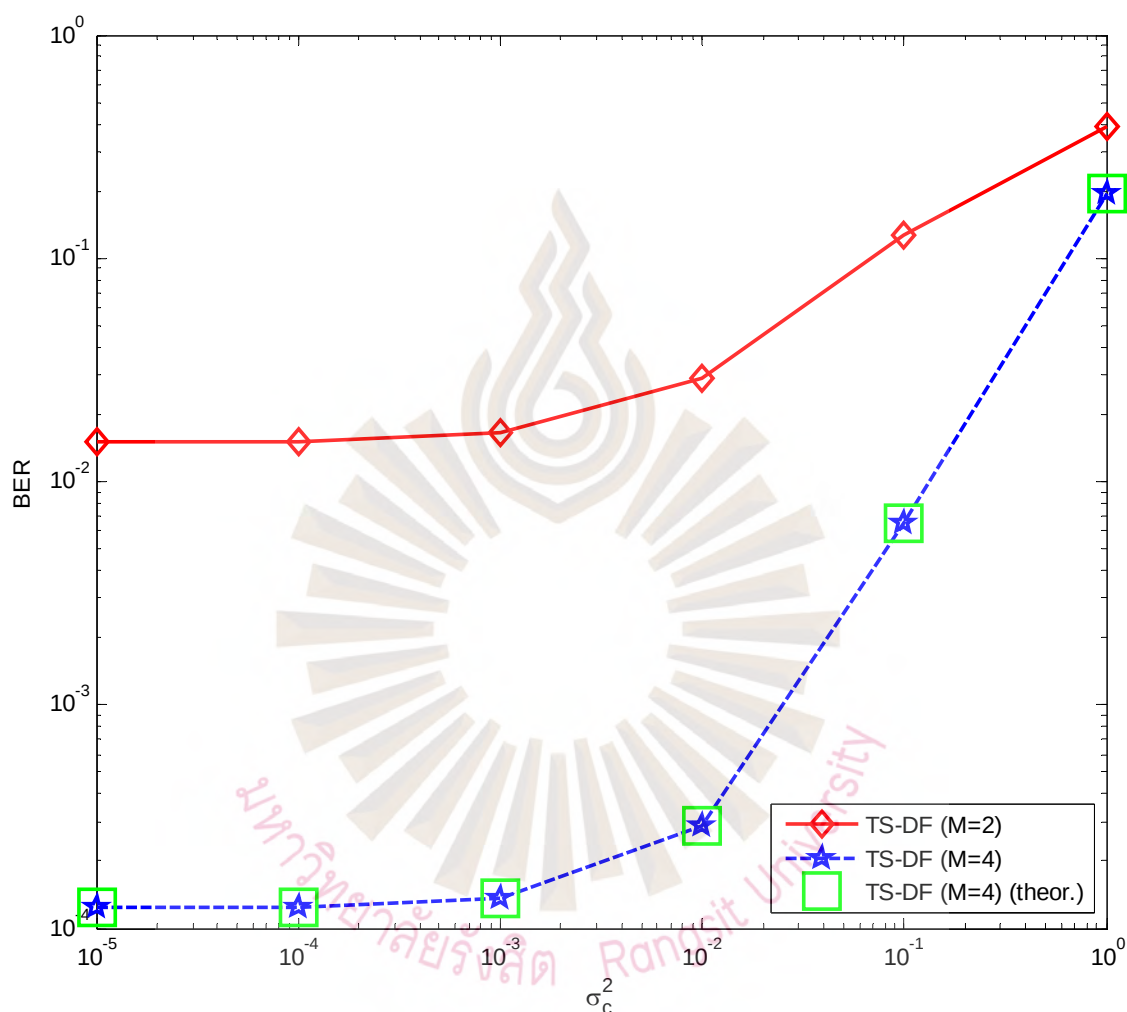
เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor.)” จะเห็นได้ว่า ผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดีซึ่งแสดงถึงการทดสอบสูตร BER ที่หามาได้ในหัวข้อที่ 3.3.1



รูปที่ 4.21 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)

รูปที่ 4.22 ค่าเฉลี่ย BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF เปรียบเทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าวทางทฤษฎีสำหรับแผน TS-DF (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-17), (3-34) และ (3-38)) ถูกแสดงในรูปแบบนี้

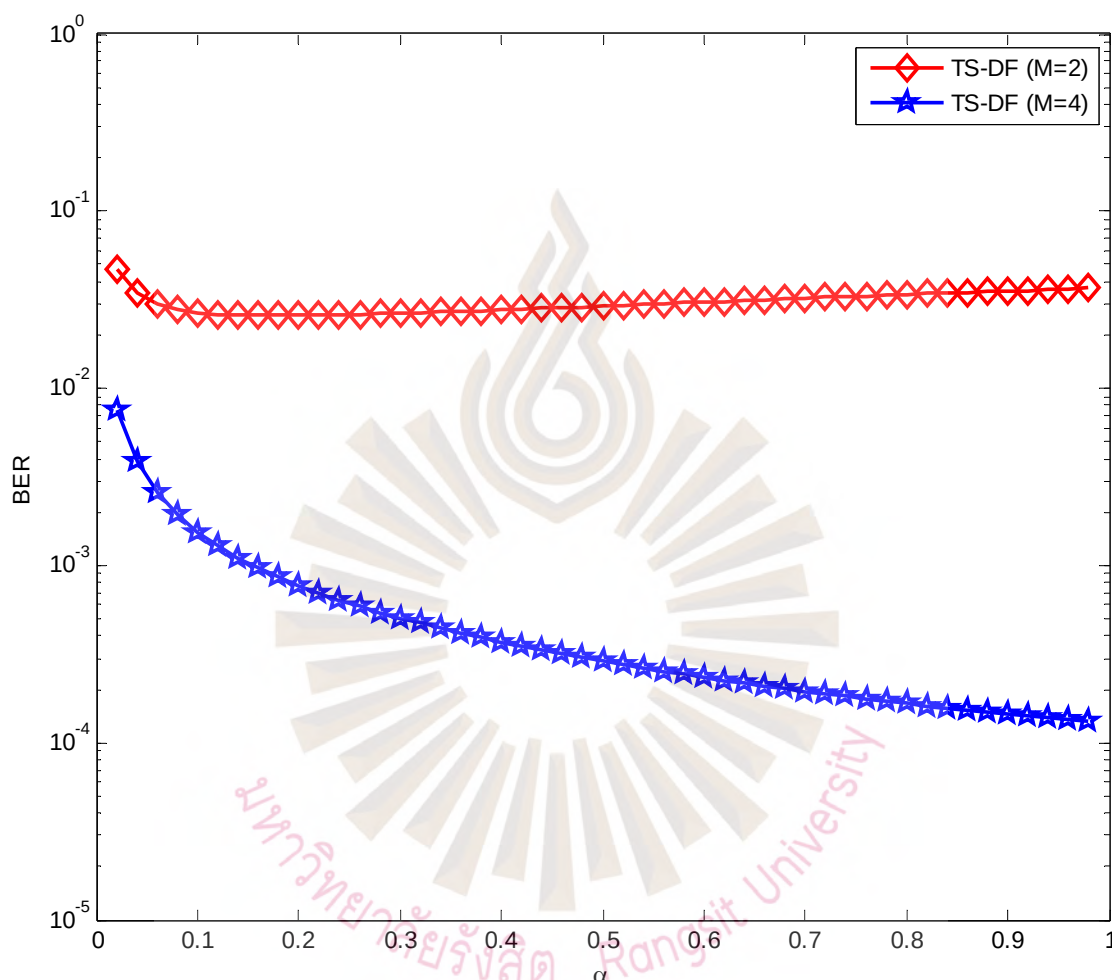
เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงถึงการทวนสอบสูตร BER ที่หามาได้ในหัวข้อที่ 3.3.1



รูปที่ 4.22 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)

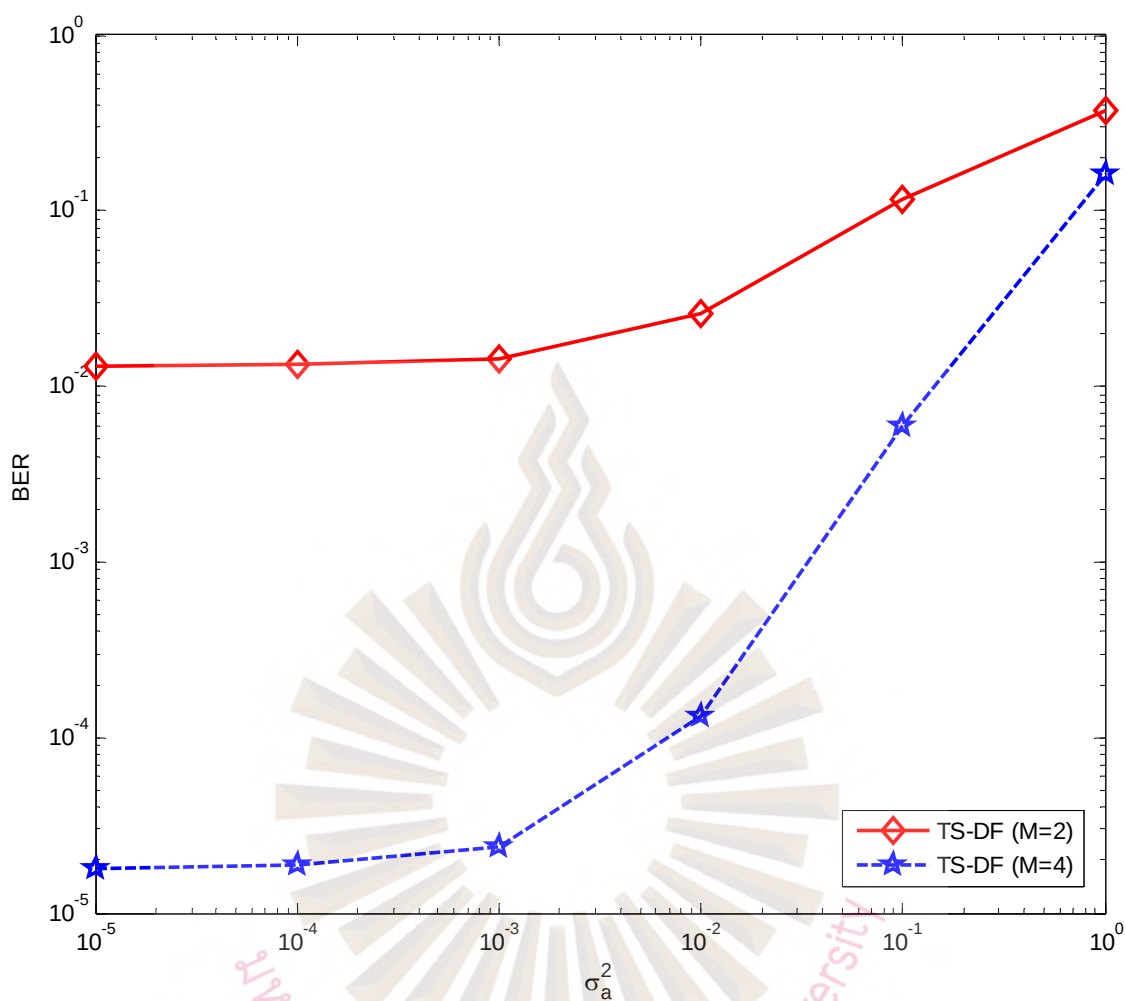
จากรูปที่ 4.23 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 เทียบกับค่าอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α ที่เหมาะสมของแผน TS-AF (โดยกำหนดค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จะเห็นว่าค่า α ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER

มีค่าน้อยที่สุดจะขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศ M โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า α ที่เหมาะสมดังกล่าวจะเพิ่มขึ้น (ไปสู่ 1) เมื่อ M เพิ่มขึ้น



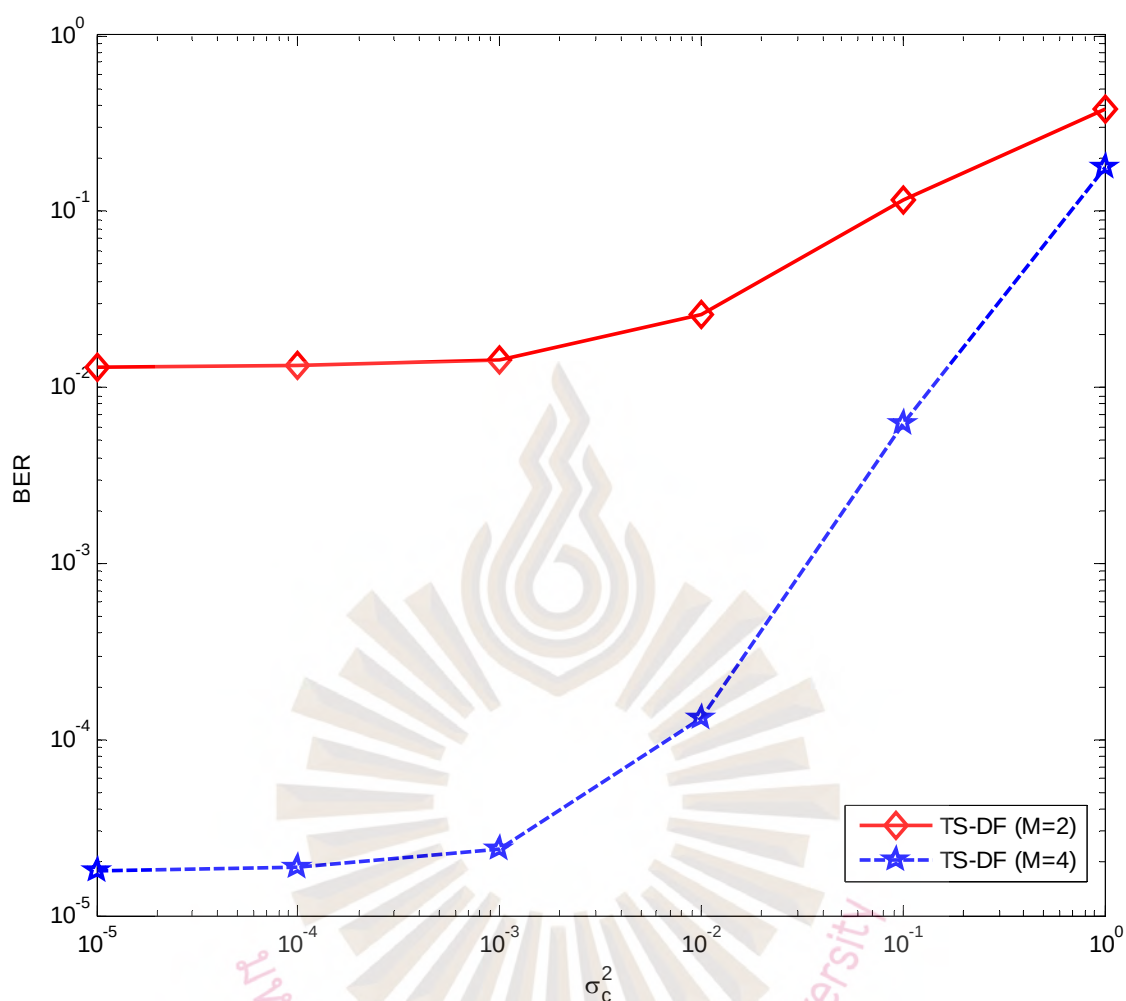
รูปที่ 4.23 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)

รูปที่ 4.24 และ 4.25 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF ที่มีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม (นั่นคือใช้ค่า α ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุด) โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ ตามลำดับ



รูปที่ 4.24 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)

จากการเปรียบเทียบรูปที่ 4.24 และ 4.25 กับรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับจะพบว่ามี ความแตกต่างระหว่างสมรรถนะที่ได้จากการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสมและการจัดสรรกำลังงานที่ เท่ากัน และความแตกต่างนี้จะมีนัยสำคัญมากขึ้นเมื่อ M เพิ่มขึ้น

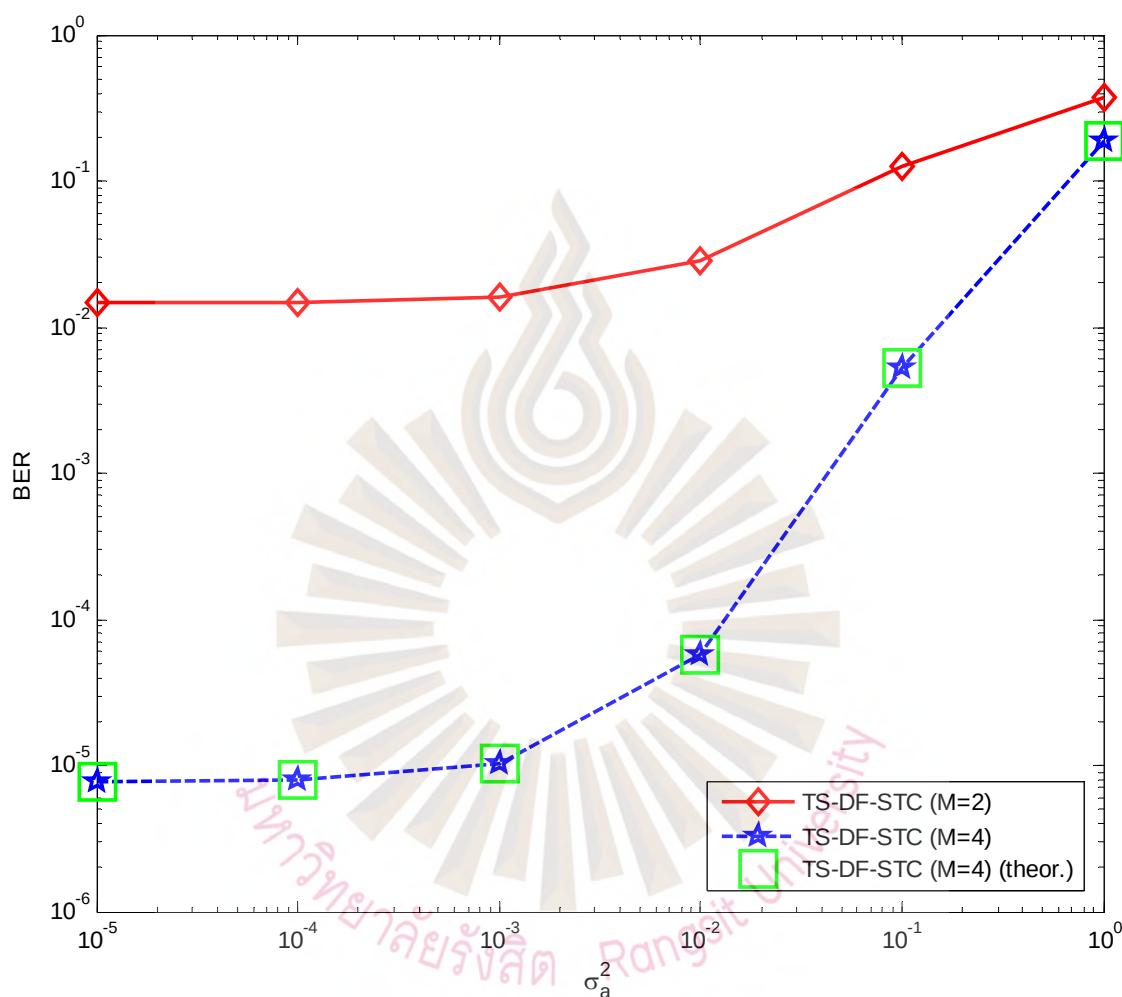


รูปที่ 4.25 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)

4.2.6 ผลสำหรับแผน TS-DF-STC

รูปที่ 4.26 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF-STC เทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าว ทางทฤษฎีสำหรับแผน TS-DF-STC (ซึ่งคำนวณจากสมการ (3-17), (3-34), (3-41)) ถูก

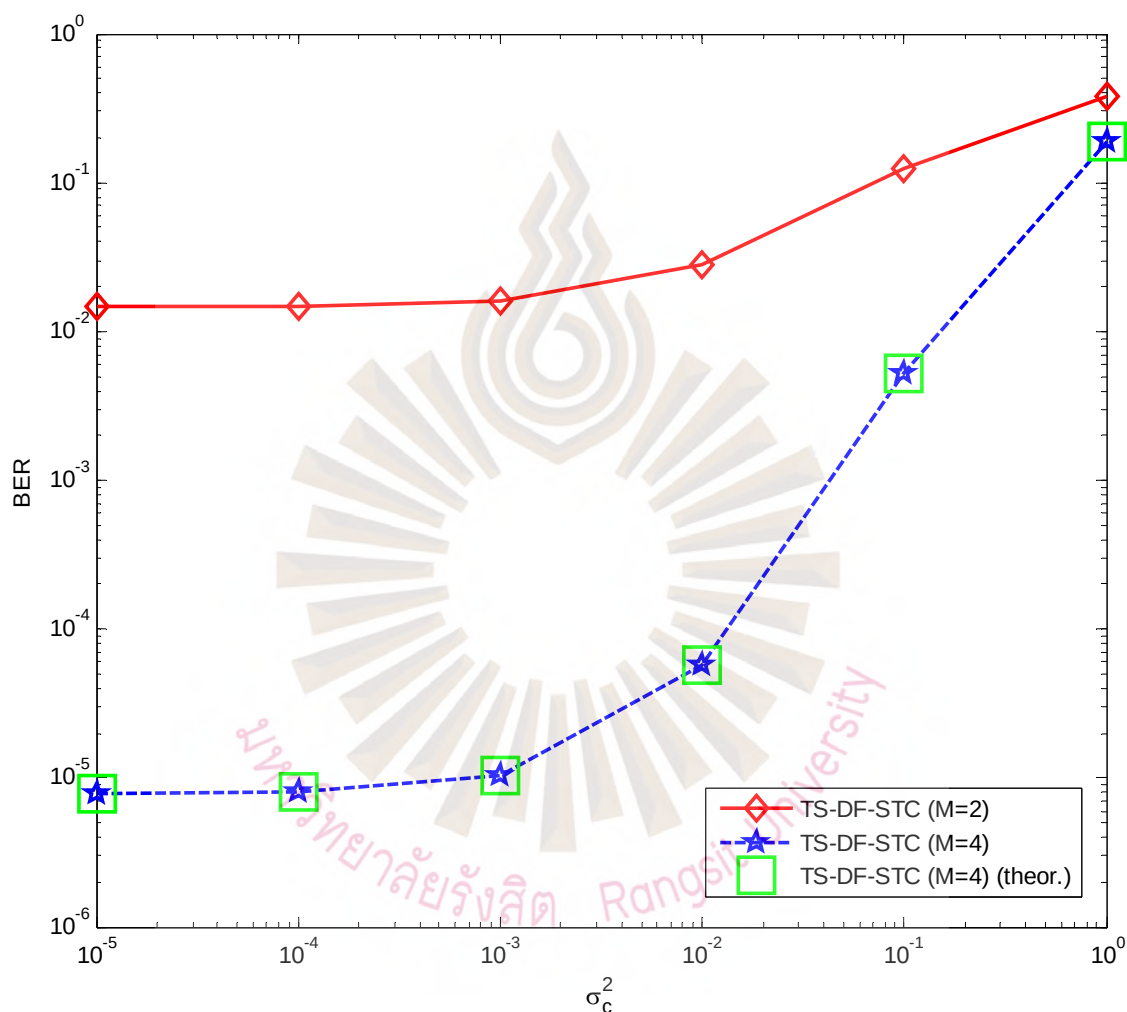
แสดงในรูปนี้เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor.)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงว่าการวิเคราะห์ BER ในหัวข้อที่ 3.3.2 นั้นถูกต้อง



รูปที่ 4.26 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)

รูปที่ 4.27 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF-STC พล็อตเทียบกับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 (โดยที่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$) กราฟของค่าเฉลี่ยดังกล่าว ทางทฤษฎีสำหรับแผน TS-DF-STC (ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3-17), (3-34) และ (3-41))

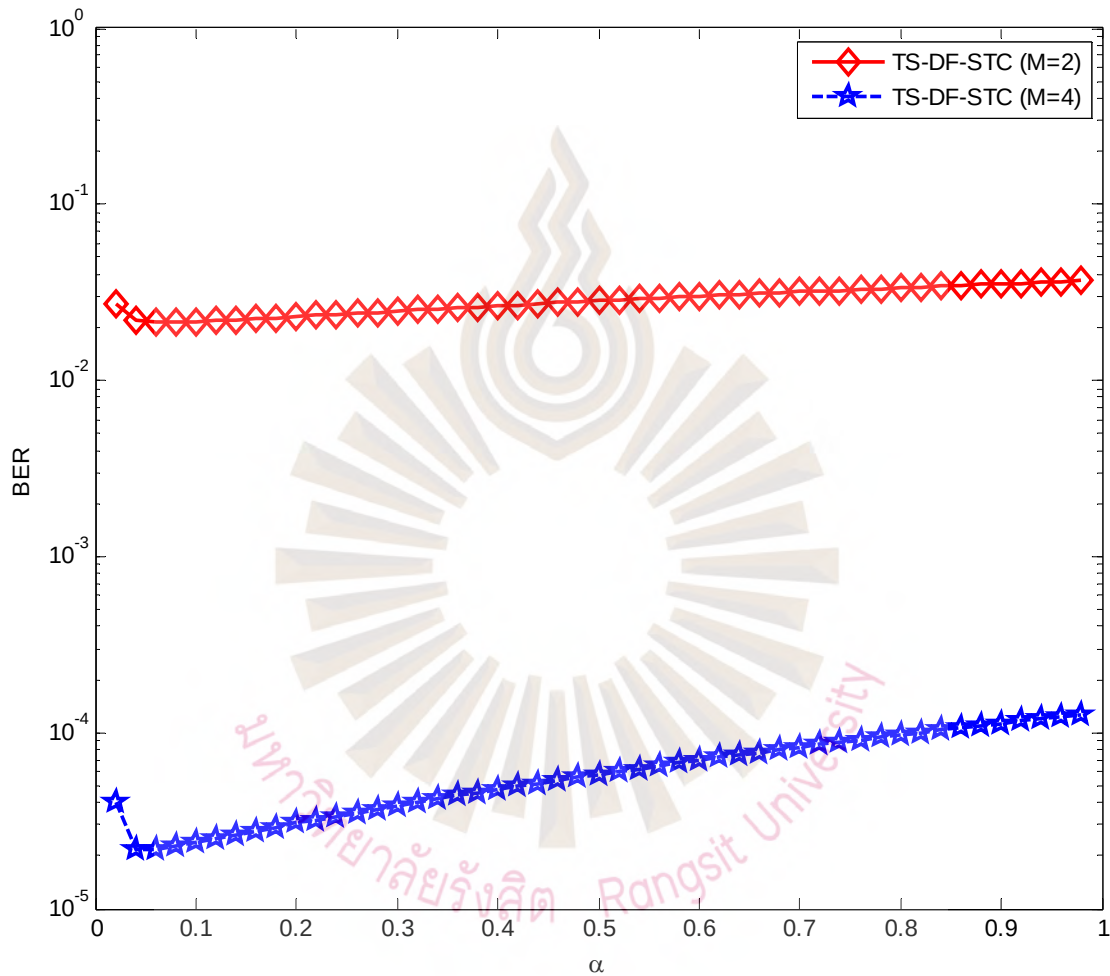
ถูกแสดงในรูปนี้เช่นกัน โดยมีเครื่องหมาย “(theor)” จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทางทฤษฎี สอดคล้องกับผลการจำลองเป็นอย่างดี ซึ่งแสดงว่าการวิเคราะห์ BER ในหัวข้อที่ 3.3.2 นั้นถูกต้อง



รูปที่ 4.27 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน $\alpha = 0.5$)

จากรูปที่ 4.28 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่ไหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF-STC เทียบกับค่าอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α (โดยกำหนดค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณ

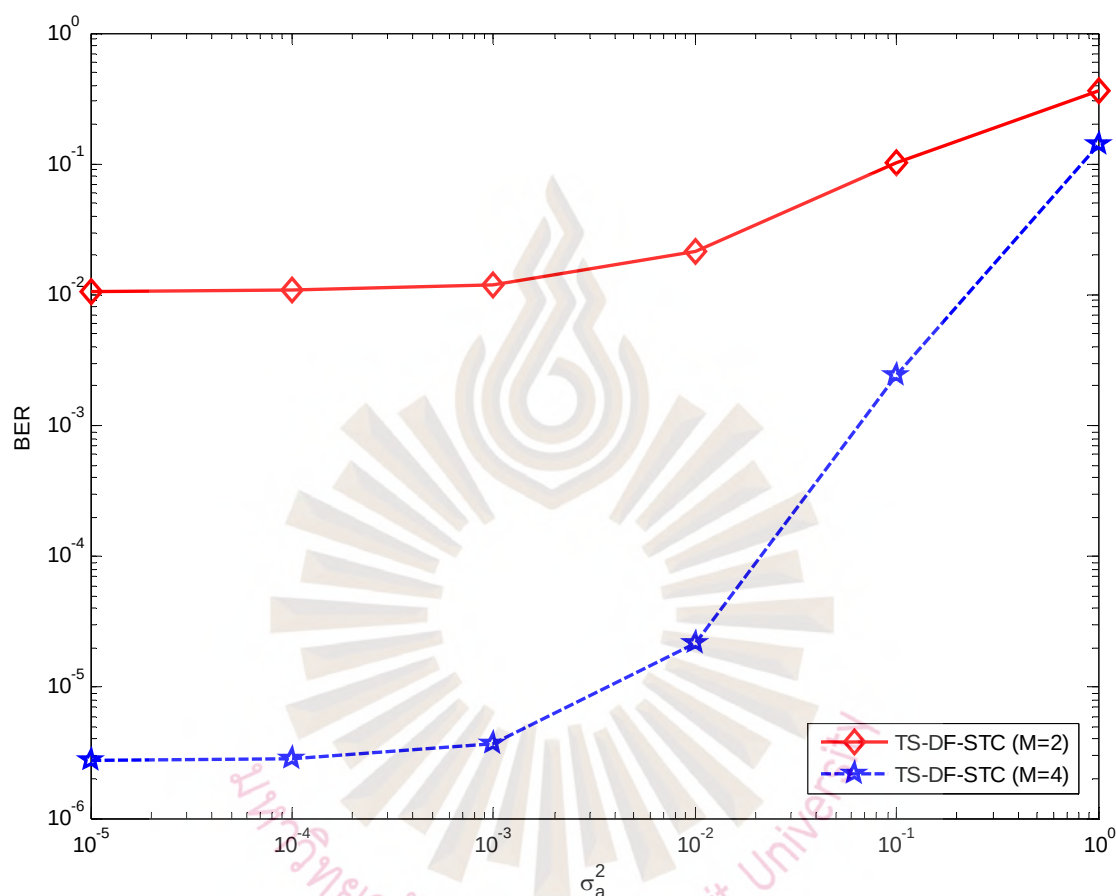
รบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$) จะเห็นได้ว่า α ที่ทำให้ค่าเฉลี่ย BER มีค่าน้อยที่สุดเมื่อใช้สายอากาศ 2 และ 4 เสาเกือบจะเท่ากันซึ่งบ่งชี้ว่าค่า α ที่เหมาะสมไม่ไวต่อ M ซึ่งต่างจากแผน TS-DF



รูปที่ 4.28 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน α สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$)

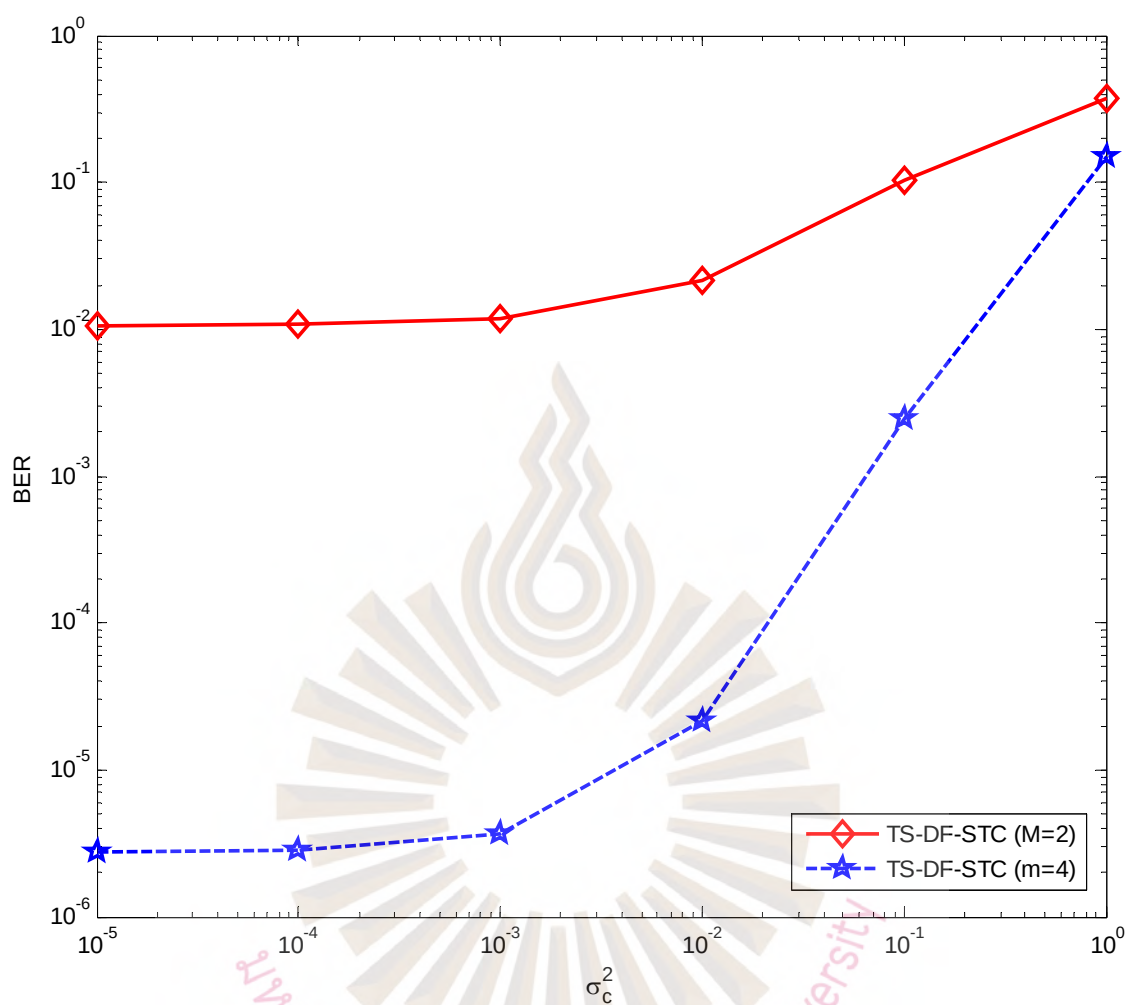
จากรูปที่ 4.29 และ 4.30 พล็อตค่าเฉลี่ยระหว่าง BER จากต้นจนจบที่โหนด T_1 กับ T_2 สำหรับแผน TS-DF-STC ที่มีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสม (นั่นคือใช้ค่า α ที่ทำให้ BER มีค่า

น้อยที่สุด) โดยที่ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ ตามลำดับ



รูปที่ 4.29 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ σ_a^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ $\sigma_c^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)

จากการเปรียบเทียบรูปที่ 4.29 และ 4.30 กับรูปที่ 4.26 และ 4.27 ตามลำดับ จะพบว่ามี ความแตกต่างระหว่างสมรรถนะที่ได้จากการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสมและการจัดสรรกำลังงานที่ เท่ากัน และความแตกต่างนี้จะมีนัยสำคัญมากขึ้นเมื่อ M เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.30 ค่าเฉลี่ย BER เทียบกับความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการแปลงผันสัญญาณ σ_c^2 สำหรับแผน TS-DF-STC (ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากสายอากาศ $\sigma_a^2 = 0.01$ และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสม)

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

บทนี้จะสรุปผลที่ได้จากการวิจัยในคุณูปกรณ์นี้และข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

5.1 สรุปผลการวิจัย

คุณูปกรณ์นี้ได้นำเสนอแผนการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทางที่มีการถ่ายโอนข่าวสารและกำลังงานไร้สายพร้อมกัน โดยที่รีเลย์มีสายอากาศหลายเสาและเก็บเกี่ยวพลังงานจากโหนดปลายทาง ได้แก่ แผน PS-DF, แผน PS-DF-STC, และแผน PS-AF ซึ่งพัฒนามาจากโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่แยกกำลังงาน และแผน TS-DF, แผน TS-DF-STC, และแผน TS-AF ซึ่งพัฒนามาจากโปรโตคอลการถ่ายทอดสัญญาณที่สลับเปลี่ยนทางเวลา สมรรถนะของแผนการถ่ายทอดสัญญาณที่นำเสนอทั้งหมดถูกวิเคราะห์และเปรียบเทียบในรูปของ BER จากต้นจนจบ และผลกระทบจากพารามิเตอร์ที่สำคัญได้ถูกศึกษาอย่างละเอียด เช่น จำนวนสายอากาศ อัตราส่วนการแยกกำลังงาน และอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงาน ผลการวิจัยได้แสดงให้เห็นว่า

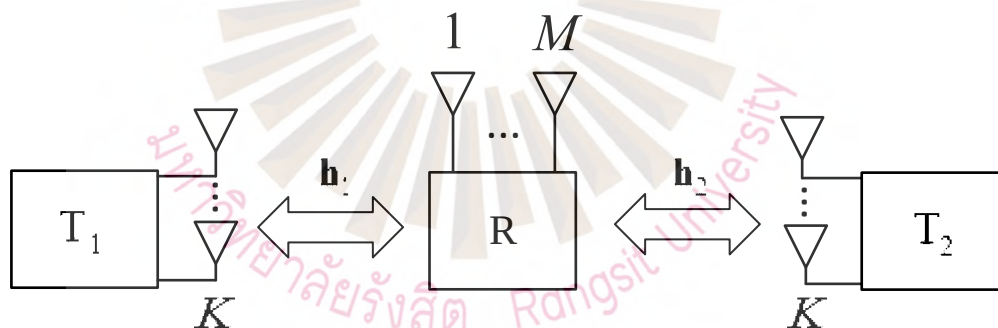
- 1) การวิเคราะห์ BER ดังกล่าวนั้นถูกต้อง
- 2) การใช้จำนวนสายอากาศที่รีเลย์มากขึ้นสามารถเพิ่มสมรรถนะทาง BER โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับแผน PS-DF, PS-DF-STC, TS-DF, และ TS-DF-STC
- 3) ค่าอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสมและค่าอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสมขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศที่ใช้ ยกเว้นแผน PS-DF-STC และ TS-DF-STC ที่ซึ่งค่าทั้งสองควรน้อยกว่า 0.1
- 4) ถึงแม้ว่าการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสมจะดีกว่าการจัดสรรกำลังงานที่เท่ากัน กลยุทธ์อันหลังดูเหมือนจะเป็นทางเลือกที่น่าสนใจสำหรับแผน PS-AF และแผน TS-AF

5.2 งานวิจัยในอนาคต

งานวิจัยในอนาคตมีหลายแนวทางที่เป็นไปได้ ยกตัวอย่าง เช่น

5.2.1 โหนดปลายทางที่พิจารณาในคชภูณพนร้นนี้มีสายอากาศเพียงเสาเดียว วิธีการประมวลผลสัญญาณสำหรับกรณีที่มีสายอากาศหลายเสาที่โหนดดังกล่าว (ดูรูปที่ 5.1) และการวิเคราะห์ BER จากต้นจนจบที่เกิดขึ้นจึงเป็นประเด็นที่น่าสนใจต่อไปในอนาคต

5.2.2 จากผลการวิจัยในคชภูณพนร้นนี้ จะเห็นว่าการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสมเป็นสิ่งสำคัญสำหรับแผน PS-DF, แผน PS-DF-STC, แผน TS-DF, และแผน TS-DF-STC เพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ดังกล่าวในทางปฏิบัติ การหาขั้นตอนวิธี (Algorithm) คำนวณอัตราส่วนการแยกกำลังงานที่เหมาะสมและอัตราส่วนของเวลาสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานที่เหมาะสมเป็นอีกประเด็นที่น่าสนใจ (สามารถดูได้ใน Shi, Liu, Xu, & Zhang (2014, pp. 3269-3280) และ Vu, Tran, Farrell, & Hong (2015, pp. 2189-2193))



รูปที่ 5.1 เครือข่ายการถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทาง โดยที่โหนดปลายทางมีสายอากาศจำนวน K เสาและรีเลย์มีสายอากาศจำนวน M เสา

บรรณานุกรม

- Arti, M.K., Mallik, R.K., & Schober, R. (2013). Channel estimation and decoding of OSTBC in two-way AF MIMO relay networks. *Proceedings of IEEE 78th Vehicular Technology Conference*, 1-5. doi:10.1109/VTCFall.2013.6692129
- Benkhelifa, F., & Alouini, M. (2015). Simultaneous Wireless Information and Power Transfer for MIMO Amplify-and-Forward Relay Systems. *Proceeding of IEEE Global Communications Conference*, 1-6. doi:10.1109/GLOCOM.2015.7417175
- Chen, Z., Xia, B., & Lin, H. (2014). Wireless Information and Power Transfer in Two-Way Amplify-and-Forward Relaying Channels. *Proceeding of IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*, 168-172. doi:10.1109/GlobalSIP.2014.7032100
- Chen, X., Zhang, Z., Chen H., & Zhang, H. (2015) Enhancing Wireless Information and Power Transfer by Exploiting Multi-Antenna Techniques. *IEEE Communications Magazine*, 53(4), 133-141. doi:10.1109/MCOM.2015.7081086
- Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W. Y., & Kang, C. G. (2010). *MIMO-OFDM Wireless communications with matlab*. Singapore: John Wiley.
- Dai, M., Wang, P., Zhang, S., Chen, B., Wang, H., & Lin, X. (2014). Survey on cooperative strategies for wireless relay channels. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 25(9), 926-942. doi:10.1002/ett.2789
- Duman, T. M., & Ghayeb, A. (2007). *Coding for MIMO Communication Systems*. Singapore: John Wiley.
- Dohler, M., & Li, Y. (2010). *Cooperative Communications: Hardware, Channel & PHY*. Chichester, United Kingdom: John Wiley.
- Eslamifar, M., Chin, W.H., Yuen, C., & Guan, Y.L. (2012). Performance analysis of two-step bi-directional relaying with multiple antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(12), 4237-4242. doi:10.1109/TWC.2012.102612.111482
- Fang, B., Zhong, W., Qian, Z., Jin, S., Wang, J., & Shao, W. (2014). Optimal Precoding for Simultaneous Information and Power Transfer in MIMO Relay Networks. *Proceeding of International Conference on Communications and Networking in China*, 462-467. doi:10.1109/CHINACOM.2014.7054339

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Farazi, S., Brown, D.R., & Klein, A.G. (2015). Power allocation for three-phase two-way relay network with simultaneous wireless information and power transfer. *Proceedings of The Forty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, 812-816. doi:10.1109/ACSSC.2015.7421247
- Fragouli, C., Le Boudec, J.Y., & Widmer, J. (2006). Network coding: An instant primer. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 36(1), 63-68. doi:10.1145/1111322.1111337
- Garg, V. (2007). *Wireless communication and networking*. San Francisco: Elsevier.
- Gradshteyn, I. S., & Ryzhik, I.M. (2000). *Table of integrals, series, and products*. New York: Academic Press.
- Grover, P., & Sahai, A., (2010). Shannon meets tesla: wireless information and power transfer. *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Information Theory*, 2363-2367. doi:10.1109/ISIT.2010.5513714
- Goldsmith, A. (2005). *Wireless communications*. Cambridge University: Cambridge University Press.
- Huang, K., & Larsson, E.G. (2013). Simultaneous information and power for broadband wireless systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(23), 5972-5986. doi:10.1109/TSP.2013.2281026
- Huang, K., & Lau, V.K.N. (2014). Enabling wireless power transfer in cellular networks: architecture, modeling and deployment. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(2), 902-912. doi:10.1109/TWC.2013.122313.130727
- Hypergeometric function*. (2016). Retrieved December 20, 2016, from <http://functions.wolfram.com/HypergeometricFunctions/Hypergeometric2F1/03/07/08/08/>
- Jankiraman, M. (2004). *Space-time codes and MIMO systems*. Boston: Artech House
- Jiang, R., Xiong, K., Fan, P., & Zhong, Z. (2015). Outage performance of SWIPT-enabled two-way relay network. *Proceeding of International workshop on high mobility wireless communications*, 106-110. doi:10.1109/HMWC.2015.7354345

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Jiang, Y., Varanasi, M.K., & Li, J. (2011). Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: An in-depth study of the high SNR regime. *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(4), 2008-2026. doi:10.1109/TIT.2011.2112070
- Kashyap, R. & Bagga, J. (2014). Equalization techniques for MIMO systems in wireless communication: A review. *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, 3(5), 260-264. Retrieved from <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.683.677&rep=rep1&type=pdf>
- Li, Q., Zhang, Q., & Qin, J. (2014). Beamforming in non-regenerative two-way multi-antenna relay networks for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(10), 5509-5520. doi:10.1109/TWC.2014.2321763
- Li, J., Luan, X., Luo, Y., Zhang, X., & Wu, J. (2014). Source Nodes Power Optimization in Energy Harvesting Two-Way Relay Networks. *Proceeding of International Conference on Advanced Communication Technology*, 584-588. doi:10.1109/ICACT.2014.6779027
- Maichalernnukul, K., Zheng, F. & Kaiser, T. (2016). Performance analysis of a MIMO-RFID system in Nakagami- m fading channels, *Annals of Telecommunication*, 71(3), 151-156. doi:10.1007/s12243-015-0481-8
- Nasir, A.A., Zhou, X., Durrani, S., & Kennedy, R.A. (2013). Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(7), 3622-3636. doi:10.1109/TWC.2013.062413.122042
- Park, J. & Clerckx, B. (2014). Joint wireless information and energy transfer in a k -user MIMO interference channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(10), 5781-5796. doi:10.1109/TWC.2014.2341233
- Papoulis, A. (1991). *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. New York: McGraw-Hill.
- Proakis, J.G., & Salehi, M. (2001). *Communication systems engineering*. New Jersey: Prentice-Hall.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Proakis, J.G., & Salehi, M. (2008). *Digital communications*. New York: McGraw-Hill.
- Prudnikov, A. P., Brychkov, Y. A., & Marichev, O. I. (2003). *Integrals and series volume 3: more special functions (Russia version)*. Russia : Bibfizmat.
- Rashid, U., Tuan, H.D., Kha, H.H., & Nguyen, H.H. (2014). Joint optimization of source precoding and relay beamforming in wireless MIMO relay networks. *IEEE Transactions on Communications*, 62(2), 488-499. doi:10.1109/TCOMM.2013.122013.130239
- Rayleigh Distribution. (2017). Retrieved January 5, 2017, from https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution
- Sanguinetti, L., D'Amico, A.A., & Rong, Y. (2012). A tutorial on the optimization of amplify-and-forward MIMO relay systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 30(8), 1331-1346. doi: 10.1109/JSAC.2012.120904
- Shen, C., Li, W., & Chang, T. (2014). Wireless information and energy transfer in multi-antenna interference channel. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 62(23), 6249-6264. doi:10.1109/TSP.2014.2355781
- Sheikh, A., & Olfat, A. (2015). Diversity achieving schemes for two-way multi-antenna relay networks in Nakagami- m fading. *IET Communications*, 9(13), 1561-1574. doi:10.1049/iet-com.2014.0748
- Shi, Q., Liu, L., Xu, W., & Zhang, R. (2014). Joint transmit beamforming and receive power splitting for MISO SWIPT systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(6), 3269-3280. doi:10.1109/TWC.2014.041714.131688
- Simon, M.K., & Alouini, M.-S. (2000). *Digital communication over fading channels: a unified approach to performance analysis*. New York: John Wiley.
- Siriwongpairat, W.P., Olfat, M., & Liu, K.J.R. (2005). Performance analysis and comparison of time-hopping and direct-sequence UWB-MIMO systems. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 17(78), 328-345. doi:10.1155/ASP.2005.328

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Tarokh, V., Jafarkhani, H., & Calderbank, A.R. (1999). Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5), 1456-1467.
doi:10.1109/18.771146
- Upadhyay, P. K., & Prakriya, S. (2010). Bidirectional cooperative relaying. In A. Bazzi (Eds.), *Radio communications* (pp. 281-306). Retrieved from
<http://www.intechopen.com/books/radio-communications/bidirectional-cooperative-relaying>
- Van Der Meulen, E.C. (1971). Three-terminal communication channels. *Advances in Applied Probability*, 3(1), 120-154. doi:10.2307/1426331
- Varshney, L. R. (2008). Transporting information and energy simultaneously. *Proceedings of 2008 IEEE International Symposium on Information Theory*, 1612-1616.
doi:10.1109/ISIT.2008.4595260
- Vu, Q., Tran, L., Farrell, R., & Hong, E. (2015). An efficiency maximization design for SWIPT. *IEEE Signal Processing Letter*, 22(12), 2189-2193. doi:10.1109/LSP.2015.2464082
- Xu, W., Yang, Z., Ding, Z., Wang, L., & Fan, P. (2015). Wireless information and power transfer in two-way relaying network with non-coherent differential modulation. *EURASIP Journal on wireless communications and networking*, 13(18), 131-140.
doi:10.1186/s13638-015-0368-4
- Yang, D. (2015). Wireless information and power transfer: optimal power control in one-way and two-way relay system. *Wireless Personal Communications*, 84(1), 1-14.
doi:10.1007/s11277-015-2874-4
- Yuan, X., Yang, T., & Collings, I.B. (2013). Multiple-input multiple-out two-way relaying: A space-division approach. *IEEE Transactions on Information Theory*, 59(10), 6421-6440. doi: 10.1109/TIT.2013.2271632
- Yuen, C., Chin, W. H., Guan, Y. L., Chen, W., & Tee, T. (2008). Bi-directional multi-antenna relay communication with wireless network coding. *Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference*, 1385-1388. doi:10.1109/VETECS.2008.291

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Zhang, R., & Ho, C.M. (2013). MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(5), 1989-2001. doi:10.1109/TWC.2013.031813.120224
- Zhang, S., & Liew, S. C. (2010). Physical layer network coding with multiple antennas. *Proceeding of IEEE Wireless communications and networking conference*, 1-6. doi:10.1109/WCNC.2010.5506373
- Zhang, S., Liew, S. C., & Lam, P. P. (2006). Hot topic: physical-layer network coding. *Proceeding of the 12th annual international conference on mobile computing and networking*, 358-365. doi:10.1145/1161089.1161129
- Zhang, Q., Li, Q., & Qin, J. (2016). Beamforming design for OSTBC-based AF-MIMO two-way relay networks with simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(9), 7285-7296. doi:10.1109/TVT.2015.2490159
- Zhao, Q., Zhou, Z., Li, J., & Vucetic, B. (2014). Joint semi-blind channel estimation and synchronization in two-way relay networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(7), 3276-3293. doi:10.1109/TVT.2014.2301812
- Zhou, X, Zhang, R. & Ho, C.K. (2013). Wireless information and power transfer: architecture design and rete-energy tradeoff. *IEEE Transacton on Communications*, 61(11), 4754-4767. doi:10.1109/TCOMM.2013.13.120855
- Zhou, X. (2015). *Wireless information and power transfer: system modeling, performance analysis and resource allocation optimization* (Doctoral dissertation, National University of Singapore, Singapore). Retrieved from <http://www.scholarbank.nus.edu.sg/handle/10635/121992>

ภาคผนวก

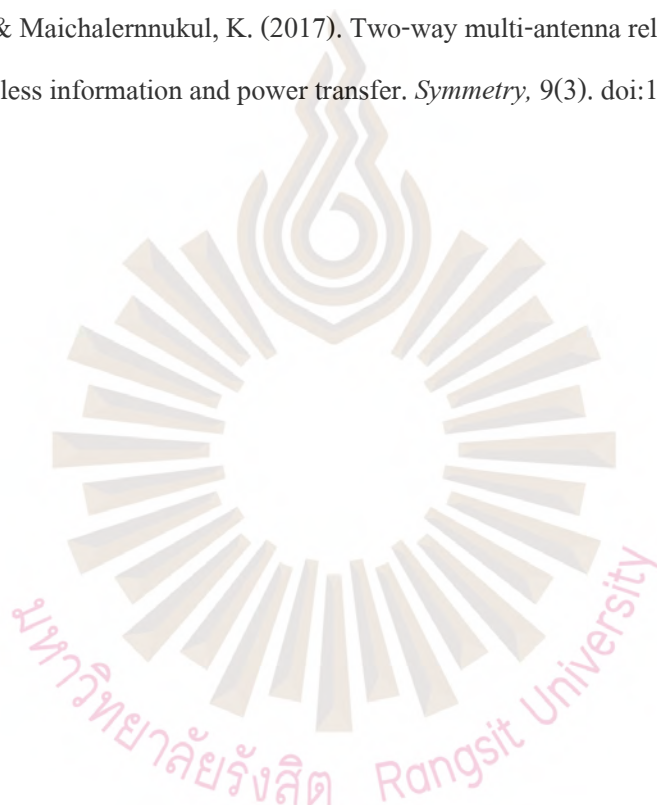
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการและวารวิชาการในระดับนานาชาติ

มหาวิทยาลัยรังสิต Rangsit University

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการและวารสารวิชาการในระดับนานาชาติ

Srivantana, T., & Maichalernnukul, K. (2017). Energy-efficient two-way relaying with multiple antennas. *Proceeding of 2nd International Workshop on Sustainability and Green Technologies*, doi:vixra.org/abs/1801.0180

Srivantana, T., & Maichalernnukul, K. (2017). Two-way multi-antenna relaying with simultaneous wireless information and power transfer. *Symmetry*, 9(3). doi:10.3390/sym9030042



Home
Organizing Committee
Paper Submissions
Workshop Programme

Home

2nd International Workshop on Sustainability and Green Technologies

Held in conjunction with 3rd European EMA 2 gLINK Project Meeting, March 6-8, 2017

Danang, Vietnam

Workshop Programme Available Here!

Workshop Scope

In recent years there have been considerable interest and research activities in Green Economies and Technologies aiming at addressing sustainable and smart living and societies. Advanced solutions in green technology need to be developed to support a wide range of approaches, systems and applications in existing and future societies in the areas of Energy, Chemistry, Buildings and cities, Sustainable computing and communications and environmentally preferred purchases, only to name a few.

In addition, the convergence of multi-disciplinary research and education should be considered to achieve optimised solutions. This second workshop, organised by the European gLINK project (Sustainable Green Economies through Learning, Innovation, Networking and Knowledge Exchange), invites research contributions on this wide subject. The workshop aims to bring together researchers, scientists, designers, developers and practitioners from academia and industry working across a wide range of topics in green economies. It will provide a forum for academia and organizations to present and discuss the latest research and development findings as well as to foster collaboration networking.

Topics of interests include but are not limited to:

Research work describing advanced prototypes, systems, tools and techniques and general survey papers indicating future directions are encouraged. The workshop aims to cover the thematic areas with focus on sustainability and green technology over a wide range of application as supported by the gLINK project. Contributed papers are invited in, but are not limited to, the following topics:

- Green sustainable energy systems
- Energy monitoring, profiling and measurement
- Energy-aware process optimisation
- Smart homes
- Green urban spaces
- Green transportation and distribution
- Next generation of energy-efficient lighting system
- Environmental friendly manufacturing and consumption
- Big data and urban data analytics
- Green computing and education
- Green telecommunications and networking
- Smart sensor-based networks and applications
- Interoperability
- Green chemistry and nanotechnology
- Smart energy storage
- Internet of Things

Publication:

Only original papers that have neither been published nor submitted for publication elsewhere, including web publication, will be considered. All submissions will be handled electronically. The length of the paper is limited to maximum 4 pages. All papers will be reviewed by at least two independent reviewers.

Accepted papers will be printed in the conference proceedings published on the Workshop proceeding. A number of selected papers will be invited for publication in *Vietnam Journal of Science* and *European Alliance for Innovation (EAI) Transactions on Energy Web*.

Important Dates:

Submission deadline:	Feb 10, 2017 (extended)
Notification of acceptance:	Feb 20, 2017
Registration:	Feb 20, 2017
Final Manuscript due:	Feb 20, 2017

Workshop Organizers

Dr. Ly Le
Ho Chi Minh City International University
Vietnam
Email: ly.le@hcmiu.edu.vn

Dr. Hoa Le Minh
Faculty Of Engineering and Environment
Northumbria University, Newcastle Upon Tyne, UK
Email: Hoa-le.minh@northumbria.ac.uk

Dr. Nauman Aslam
Faculty Of Engineering and Environment
Northumbria University, Newcastle Upon Tyne, UK
Email: nauman.aslam@northumbria.ac.uk

Subpages (3): Organizing Committee Paper Submissions Workshop Programme




Home Organizing Committee Paper Submissions Workshop Programme	Home > Organizing Committee Workshop Organizers Dr. Ly Le Ho Chi Minh City International University Vietnam Email: ly.le@hcmiu.edu.vn Dr. Hoa Le Minh Faculty Of Engineering and Environment Northumbria University, Newcastle Upon Tyne, UK Email: Hoa-le.minh@northumbria.ac.uk Dr. Nauman Aslam Faculty Of Engineering and Environment Northumbria University, Newcastle Upon Tyne, UK Email: nauman.aslam@northumbria.ac.uk Technical Program Committee Dr. Andrew Burton, Northumbria University, UK Dr. Yue Cao, Northumbria University, UK Dr. Ijaz Ahmed, University of Edinburgh, UK Dr. Hassan Raza, Dalhousie University, Canada Dr. Tran-the-Son, Korea Vietnam College, Vietnam Dr. Keshav Dahal, University of West Scotland, UK Dr. Hubert Shum, Northumbria University, UK Dr. Muhammad Tahir, Fost University, Pakistan Dr. Hamed Yahoui, University of Lyon 1, France Dr. Zofia Lukszo, Delft University, Netherlands Dr. Teresa Gonçalves, Evora University, Portugal Dr. HUL, Seingheng, Institute of Technology, Cambodia Prof. Samiran Chattopadhyay, Jadavpur University, India Prof. Daryono Hadi, Institute of Technology, Bandung, Indonesia Prof. Boualinh SOYSOU, National University Laos Dr. Mohamad Amran Mohd Salleh, University of Putra, Malaysia Prof. Anoma Abhayaratne, University of Peradeniya, Sri Lanka Dr. Punnamol Temdee, Mae Fah Luang University, Thailand Dr. Ingrid Rügge, University of Bremen, Germany Prof. Zoltán SZABÓ, Corvinus University, Hungary Prof. Matteo Savino, University of Sannio, Italy Prof. Irina Lungu, Technical University of Iasi, Romania
---	---

2/27/2017

Presentation at WGST2017 - Thanaphat Sriwantana

Presentation at WGST2017

Ly Le <ly.icst@gmail.com>

Wed 2/22/2017 8:33 AM

Inbox

To: Qiang Zhang <zhangqiang632@126.com>; Ingrid Rügge <rue@biba.uni-bremen.de>; Jürgen Pannek <pan@biba.uni-bremen.de>;
 András Gábor <gabor@informatika.uni-corvinus.hu>; Thanaphat Srivantana <aof-rangsit@hotmail.com>; Kiattisak Maichalemnukul
 <kiatti_m@hotmail.com>; Lungu Irina <irina_lungu2003@yahoo.com>; Thanh Kha Tran <thanh-kha.tran@univ-lyon1.fr>; Hongjun
 Li <d36630@alunos.uevora.pt>; Miguel Barão <mjsb@uevora.pt>; Luís Rato <lmr@uevora.pt>; Mohsin Raza
 <mohsinraza119@gmail.com>; Akash More <akashmmore@gmail.com>; Md Tofael Ahmed <tahmedbu@gmail.com>; Teresa
 Gonçalves <tcg@uevora.pt>; Mouhaydine Tlemcani <tlem@uevora.pt>; Andrew Burton <andrew2.burton@northumbria.ac.uk>;
 Hoa Le Minh <hoa.le-minh@northumbria.ac.uk>; Nauman Aslam <nauman.aslam@northumbria.ac.uk>; Tuan - Duc Nguyen
 <ntduc@hcmiu.edu.vn>; Ly Le <ly.icst@gmail.com>; Masud Rana Rashel <masudranarashel@gmail.com>; Phuc-Chau Do
 <dnpcchau@hcmiu.edu.vn>; Mohamad Amran Mohd Salleh <asalleh@upm.edu.my>; Ahmad Salsabili
 <salsabili.ahmad@gmail.com>;

Dear Authors,

We would like to inform you that your manuscript has been accepted as oral presentation at WGST2017.

The workshop's venue will be at Diamond Sea Hotel, Danang, Vietnam.
<http://diamondseahotel.com/>. For corporate price in room booking, please use the code 1025362

If you need help to apply for VISA to Vietnam, please contact Ms. Phung Dinh at dkphung@hcmiu.edu.vn

The length of your talk should be 25' including 20' presentation and 5' Q&A.

Dr. Minh-Hoa Le will contact with you for detailed review result and requirement of revision for consideration of publication.

Thank you for your contribution to WGST2017. We look forward to meeting you in Danang in March.

Best regards,

Dr. Ly Le
 School of Biotechnology
 International University
 Vietnam National University
 Email: ly.le@hcmiu.edu.vn

Dr. Hoa Le Minh
 Faculty Of Engineering and Environment
 Northumbria University, Newcastle Upon Tyne, UK
 Email: Hoa-le.minh@northumbria.ac.uk

Dr. Nauman Aslam
 Faculty Of Engineering and Environment
 Northumbria University, Newcastle Upon Tyne, UK
 Email: nauman.aslam@northumbria.ac.uk

gLINK - WSGT2017 Presentation Schedule

<https://sites.google.com/site/wsgt2017/>

Time: Wednesday, 08th March 2017

Venue: Conference room, Diamond Sea Hotel, Da Nang, Vietnam

Presentation: 20 minutes (Slides: 15 mins + Q&A: 5 mins)

Session / Paper Titles	Session / Paper Authors	Paper ID
Session 1	Chair: Dr Andrew Burton	
9:00 – 9:20	Masud Rana Rashel, André Albino, Teresa Gonçalves, Mouhaydine Tlemçani	12
9:20 – 9:40	TRAN Thanh Kha, MA Thi Thuong Huyen, YAHOUI Hamed, SIAUVE Nicolas, NGUYEN-Quang Nam, OULDBOUKHITINE Yacine, VU Hoang Giang	5
9:40 – 10:00	More Akash M., Wagh M. M	9
10:00 – 10:20	Md Tofael Ahmed, Teresa Gonçalves, Mouhaydine Tlemçani	10
10:20 – 10:40	András Gábor	2
10:40 – 11:00		
Session 2	Chair: Dr Hubert Shum	
11:00 – 11:20	Phuc-Chau Do, Ly Le	14
11:20 – 11:40	Roungsan Chaisricharoen, Seksan Mathulapransan, Anumat Engkaninan, Punnarumol Temdee	16
11:40 – 12:00	Mohamad Amran Mohd. Salleh, A. Salsabili	15

12:00 – 12:20	Fingerprint Matching by Reducing False Similarity Contribution Using Point Slope Formula	13	Waqas Ellahi, Kashif Sardar1 Wajih Ullah Baig, Mohsin Raza, Nauman Aslam
12:20 – 12:40	Capacity Control in Production System based on RMTs with Model Predictive Control	1	Qiang Zhang, Ingrid Rüggel, Jürgen Pannek
12:40 – 14:00	Lunch		
Session 3	Green Technology - Future Computing and Telecommunications		Chair: Dr Teresa Gonçalves
14:00 – 14:20	Visible Light Communications: An emerging technology for a greener more sustainable future	11	Andrew Burton, Hoa Le Minh, Nauman Aslam, Tuan-Duc Nguyen, Ly Le
14:20 – 14:40	Energy-Efficient Two-Way Relaying with Multiple Antennas	3	Thanaphat Srivantana, Kiattisak Maichalermsukul
14:40 – 15:00	Deterministic Scheduling for Heterogeneous Sensing Deadlines in Industrial Wireless Sensor Networks	7	Mohsin Raza, Hoa Le-Minh, Nauman Aslam, Sajjad Hussain
15:00 – 15:20	Sustainable and intelligent energy systems	17	Jorge A. Moncada, Esther H. Park Lee, Graciela del Carmen Nava Guerrero, Özge Okur, Shantanu T. Chakraborty Zofia Lukasz
15:20 – 15:40	Online Learning Occupancy Grid Maps for Mobile Robots	6	Hongjun Li, Miguel Barão, Luís Rato
15:40 – 16:30	Forum: "Green Technology: What is now and the future?"		Moderators: Dr Nauman Aslam, Dr Ly Le, Dr Hoa Le Minh

Poster	Smart Parking Assistance System (Poster)	8	Louis Rossier-Tillard, Simon Vigoureux, Philippe Coste, Mohsin Raza, Hoa Le-Minh
Poster	Communication infrastructure for autonomous transportation (Poster)	18	Piyush Dhawankar, Mohsin Raza, Hoa Le Minh, Nauman Aslam

Energy-Efficient Two-Way Relaying with Multiple Antennas

Thanaphat Srivantana

College of Information and Communication Technology
Rangsit University
Pathumthani, Thailand

Kiattisak Maichalerumnukul

College of Information and Communication Technology
Rangsit University
Pathumthani, Thailand

Abstract—In this paper, we propose various kinds of energy-efficient two-way multi-antenna relaying with simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) and investigate their performance. Specifically, we first consider a two-way relay network where a pair of single-antenna end nodes communicate with each other through a multi-antenna relay node that is energy constrained. This relay node harvests energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. Three relaying schemes which support the considered network then build on the power splitting-based relaying protocol. The average bit error rates of these schemes are evaluated and compared by computer simulations considering several network parameters, including the number of relay antennas and the power splitting ratio. Such evaluation and comparison provide useful insights into the performance of SWIPT-based two-way multi-antenna relaying.

Keywords—bit error rate; simultaneous wireless information and power transfer; two-way multi-antenna relaying.

I. INTRODUCTION

Recently, simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) has gained great interest due to its capability to deal with the energy scarcity in energy-constrained wireless networks [1–6]. In the seminal work [1], the fundamental trade-off between information and power transfer in different point-to-point wireless channels was studied. On the other hand, a pair of practical receiver designs for SWIPT, namely power splitting (PS) and time switching (TS), were firstly presented in [2]. Specifically, the PS-based receiver splits the received radio-frequency signal into two streams of different power for harvesting energy and decoding information, whereas the TS-based receiver switches over time between those two operations. The SWIPT has been adopted later in more complicated communication scenarios, including the broadband wireless system [3], the cellular network [4], the interference channel [5], and the relay channel [6]. This paper focuses on the last scenario.

Many works in the literature have been devoted to two-way multi-antenna relaying (without SWIPT) as this approach can not only extend communication range but also improve spectral efficiency. In a basic two-way multi-antenna relay network (see Fig. 1), an intermediate relay node equipped with multiple antennas is used to assist two end nodes in exchanging their information. Nevertheless, application of SWIPT to this kind of network is still in its infancy [7–9]. In [7], the SWIPT-based beamforming design for a multi-antenna relay was considered to maximize the sum rate of its two-way relay network. In [8], the authors presented a three-phase two-way relay network where an energy-constrained multi-antenna relay node harvests energy from a pair of single-antenna source nodes, and presented an optimal power allocation solution. In [9], an optimal joint source and relay beamforming scheme for two-way multi-antenna relay networks with SWIPT was proposed based on the principle of singular value decomposition.

Depending on the nature and complexity of relays, relaying schemes can be classified into two main categories: non-regenerative relaying and regenerative relaying. Non-regenerative relaying generally implies that the relays only amplify their received signals before retransmitting them. Then, it is often referred to as amplify-and-forward (AF) relaying in the literature. Note that all existing works on two-way multi-antenna relaying with SWIPT, i.e., [7–9], are non-regenerative. On the other hand, regenerative relaying requires the relays to change the waveforms and/or the data contents by performing some processing in the digital domain. An example is the decode-and-forward (DF) relay, which receives the data from its immediate predecessor, decodes, re-encodes, and finally retransmits it. To the best of our knowledge, regenerative relaying has not yet been considered in the SWIPT-based two-way multi-antenna relay networks.

In this paper, we consider a two-way relay network in which a pair of single-antenna end nodes communicate with each other through a multi-antenna relay node that is energy constrained. This relay node harvests energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. Based on a half-duplex relaying protocol, called power splitting-based relaying (PSR) [6], for separate energy harvesting and information processing at the relay node, three multiple-antenna relaying schemes, namely PS-AF, PS-DF, and PS-DF with space-time coding (PS-DF-STC), are designed for the considered network. In the DF-oriented design, network coding (NC) [10] is applied to the end nodes' information that is decoded at the relay node. Moreover, by having multiple antennas at the relay node, STC [11] is used in the PS-DF-STC scheme with the aim of achieving a better end-to-end decoding performance. Unlike the aforementioned works [7–9] which are devoted to analyzing the relevant sum-rate performance, this paper will investigate the average bit error rates (BERs) of the proposed relaying schemes as a function of the number of relay antennas and power splitting ratio.

II. SYSTEM MODEL

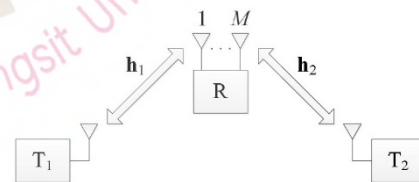


Fig. 1. System model.

Consider a two-way relay network as shown in Fig. 1, where end nodes T_1 and T_2 , each of which is equipped with one antenna, exchange information through an energy-constrained intermediate

relay node, R , possessing M antennas. This relay node will harvest energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. The relay node's antennas are spatially spaced in such a way that the received/transmitted signals undergo statistically independent fading. Throughout this paper, perfect timing and synchronization among T_1 , T_2 , and R are assumed, and binary phase shift keying (BPSK) modulation is used at T_1 and T_2 . Let $CN(\mu, \sigma^2)$ denote a circularly symmetric complex Gaussian random variable with mean μ and variance σ^2 , and $h_{1,m} \sim CN(0, d_1^{-\nu})$ (or $h_{2,m} \sim CN(0, d_2^{-\nu})$) denote the channel gain between the antenna of T_1 (or T_2) and the m -th antenna of R , where d_1 (or d_2) is the distance of the $T_1 - R$ link (or the $T_2 - R$ link), ν is the path loss exponent, and $m = 1, 2, \dots, M$. We presume that all the channels are static in an interval of $2N$, which denotes the total block time in which a certain block of information is exchanged between T_1 and T_2 (see Fig. 2(a)), and ignore the direct link between the end nodes owing to the larger distance compared with the $T_1 - R$ and $T_2 - R$ links.

III. PSR PROTOCOL

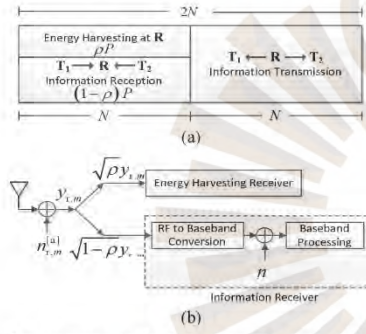


Fig. 2. (a) Key parameter in the PSR protocol for energy harvesting and information processing at the relay node; (b) Block diagram of the relay receiver (with a focus on its m -th antenna) in the PSR protocol.

Fig. 2 illustrates the key parameters in the PSR protocol for energy harvesting and information processing at the relay node R and the block diagram of the corresponding receiver. In Fig. 2(a), the first block time N is used for multiple access (MA) where the end nodes T_1 and T_2 transmit their signals simultaneously, and P is the total signal power. In the second block time N , the relay node processes this signal (according to the schemes that will be presented below) and broadcasts it. During the MA phase, the fraction of the received signal power ρP is used for energy harvesting, and the remaining received power $(1-\rho)P$ is used for information transmission, where $0 < \rho < 1$.

A. PS-DF Scheme

In the MA phase, the received radio-frequency (RF) signal at the relay node can be modeled as

$$\mathbf{y}_r = \begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2} \\ \vdots \\ y_{r,M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} h_{1,1} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,1} x_2 + n_{r,1}^{[a]} \\ \sqrt{P_1} h_{1,2} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,2} x_2 + n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ \sqrt{P_1} h_{1,M} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2,M} x_2 + n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} \mathbf{h}_1 & \sqrt{P_2} \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r^{[a]}$$

where $P_1 = \zeta_1 P$ and $P_2 = \zeta_2 P$ are the transmitted power from T_1 and T_2 , respectively, $0 < \zeta_1, \zeta_2 < 1$ are the power ratios of T_1 and T_2 , respectively (i.e., $\zeta_1 + \zeta_2 = 1$), x_1 and x_2 are the normalized information signals from T_1 and T_2 , respectively (i.e., $E[|x_1|^2] = E[|x_2|^2] = 1$), and $n_{r,m}^{[a]} \sim CN(0, \sigma_a^2)$ is the additive white Gaussian noise (AWGN) at the m -th antenna of R . The energy harvesting receiver in Fig. 2(b) rectifies the RF signal $\sqrt{\rho} y_{r,m}$ directly and gets the direct current to charge up the battery. Therefore, the harvested energy at the m -th antenna of the relay node during the MA phase is given by

$$E_m = \eta \rho N (\zeta_1 P d_1^{-\nu} + \zeta_2 P d_2^{-\nu} + \sigma_a^2), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

where $0 < \eta \leq 1$ is the energy conversion efficiency (which depends on the rectification process and the energy harvesting circuitry [6]). Meanwhile, the information receiver in Fig. 2(b) down-converts the RF signal $\sqrt{1-\rho} y_{r,m}$ to baseband and processes the baseband signal, where $n_{r,m}^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ is the AWGN due to RF-band-to-baseband signal conversion. After down conversion, the sampled baseband signal vector at the relay node is given by

$$\tilde{\mathbf{y}}_r = \sqrt{1-\rho} \mathbf{y}_r + \mathbf{n}_r^{[c]}$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{(1-\rho)P_1} \mathbf{h}_1 & \sqrt{(1-\rho)P_2} \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (\sqrt{(1-\rho)} \mathbf{n}_r^{[a]} + \mathbf{n}_r^{[c]}) \quad (3)$$

$$= \mathbf{\Psi} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r,$$

Assuming that $\rho, P_1, P_2, \{h_{1,m}\}_{m=1}^M$, and $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ are known at the relay node and applying zero-forcing (ZF) detection, estimates of x_1 and x_2 , denoted by $\hat{x}_1$ and $\hat{x}_2$ respectively, are obtained as

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{\Psi}^H \mathbf{\Psi})^{-1} \mathbf{\Psi}^H \tilde{\mathbf{y}}_r. \quad (4)$$

The relay node then performs NC of $\hat{x}_1$ and $\hat{x}_2$ at bit level to obtain the composite signal. Specifically, let $\hat{b}_i = \text{demod}(\hat{x}_i)$ be the estimated information bit sequence corresponding to $\hat{x}_i$, where

$i = 1, 2$ and $\text{demod}(\cdot)$ is the demodulation function. The composite signal is given by $x_r = \text{mod}(\hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2)$ where $\text{mod}(\cdot)$ and $\oplus$ denote the modulation function and the bit-wise XOR operator, respectively. As in [6], we assume that the processing power required by the transmit/receive circuitry at the relay node is negligible as compared to the power used for transmitting the composite signal in the broadcast (BC) phase. From (2), the latter power is given by

$$P_r = \frac{\sum_{m=1}^M E_m}{N} = \eta \rho M (\zeta_1 P d_1^{-\nu} + \zeta_2 P d_2^{-\nu} + \sigma_a^2) \quad (5)$$

and the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) in the BC phase can be expressed as

$$y_i = \sqrt{P_r} \sum_{m=1}^M h_{i,m} x_r + n_i^{[s]} + n_i^{[c]} \quad (6)$$

where $n_i^{[s]} \sim CN(0, \sigma_a^2)$ and $n_i^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ are the AWGN due to the antenna and that due to RF-band-to-baseband signal conversion, respectively. Assuming that $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ is known at T_i , an estimate of x_r is obtained as

$$\hat{x}_r = \frac{y_i}{\sum_{m=1}^M h_{i,m}} = \sqrt{P_r} x_r + \frac{n_i^{[s]} + n_i^{[c]}}{\sum_{m=1}^M h_{i,m}}. \quad (7)$$

At the end node T_i , the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be finally recovered by performing bit-level network decoding of $\hat{x}_r$ with its own signal x_i .

B. PS-DF-STC Scheme

For the MA phase, the description of the signal transmissions from the end nodes T_1 and T_2 to the relay node R can be done as in the PS-DF scheme, i.e., (1)-(3). The aforementioned ZF estimation and bit-level NC also follow. However, instead of transmitting the same composite bit sequence $b_r := \hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2$ simultaneously via M antennas in the BC phase, the relay node performs space-time block coding [11] for this sequence, as outlined in [12]. Specifically, let $\mathbf{B}$ be the space-time block-coded composite bit matrix whose dimension is $M \times L$, where L is the block length of the corresponding space-time block code. If N consecutive composite bits, i.e., $b_r[k], b_r[k+1], \dots, b_r[k+N-1]$, are transmitted with this matrix, then the code rate is N/L . In this paper, we concentrate on the space-time block-coded composite bit matrices with the full code rate, i.e., $L = N$. Such matrices for two, three, and four antennas are shown in Table I. As a result, the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) in the BC phase can be expressed as

$$\begin{aligned} & [y_i[k] \quad y_i[k+1] \quad \dots \quad y_i[k+N-1]] \\ &= \sqrt{P_r} [x_r[k] \quad x_r[k+1] \quad \dots \quad x_r[k+N-1]] \mathbf{H} \\ &+ [n_i[k] \quad n_i[k+1] \quad \dots \quad n_i[k+N-1]] \end{aligned} \quad (8)$$

where $\mathbf{H}$ is exemplified in Table I, and $n_i \sim CN(0, \sigma_a^2 + \sigma_c^2)$

TABLE I. EXAMPLES OF $\mathbf{B}$ AND $\mathbf{H}$ FOR SPACE-TIME CODING.

M	N	$\mathbf{B}$	$\mathbf{H}$
2	2	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] \\ b_r[k+1] & b_r[k] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & -h_{2,1} \end{bmatrix}$
3	4	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] & -b_r[k+2] & -b_r[k+3] \\ b_r[k+1] & b_r[k] & b_r[k+3] & -b_r[k+2] \\ b_r[k+2] & -b_r[k+3] & b_r[k] & b_r[k+1] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & 0 \\ h_{2,1} & -h_{2,1} & 0 & h_{2,3} \\ h_{3,1} & 0 & -h_{3,1} & -h_{3,2} \\ 0 & -h_{3,2} & h_{3,2} & -h_{3,1} \end{bmatrix}$
4	4	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] & -b_r[k+2] & -b_r[k+3] \\ b_r[k+1] & b_r[k] & b_r[k+3] & -b_r[k+2] \\ b_r[k+2] & -b_r[k+3] & b_r[k] & b_r[k+1] \\ b_r[k+3] & b_r[k+2] & -b_r[k+1] & b_r[k] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{2,1} & -h_{2,1} & -h_{2,4} & h_{2,3} \\ h_{3,1} & h_{3,4} & -h_{3,1} & -h_{3,2} \\ h_{4,1} & -h_{4,3} & h_{4,2} & -h_{4,1} \end{bmatrix}$

includes the antenna and signal-conversion AWGNs at the corresponding time instants. Following [12] and assuming that $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ are known at T_i , an estimate of $[x_r[k] \quad x_r[k+1] \quad \dots \quad x_r[k+N-1]]$ can be obtained as

$$\begin{aligned} & [\hat{x}_r[k] \quad \hat{x}_r[k+1] \quad \dots \quad \hat{x}_r[k+N-1]] \\ &= \text{Re}[y_i[k] \quad y_i[k+1] \quad \dots \quad y_i[k+N-1]] \mathbf{H}^H \end{aligned} \quad (9)$$

where $(\cdot)^H$ denotes the Hermitian of a matrix. At the end node T_i , the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be finally recovered by performing bit-level network decoding of $\hat{x}_r$ with its own signal x_i .

C. PS-AF Scheme

For the MA phase, the description of the signal transmissions from the end nodes T_1 and T_2 to the relay node R can be done as in the PS-DF scheme, i.e., (1)-(3). In the BC phase, the relay node amplifies and forwards the information signal as

$$\mathbf{z}_r = \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \quad (10)$$

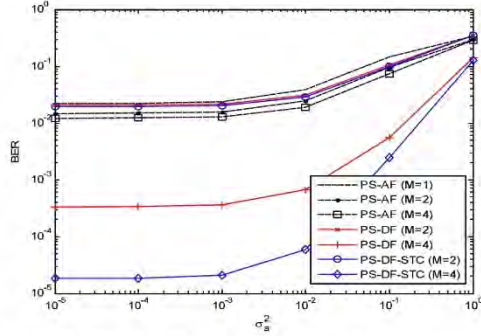
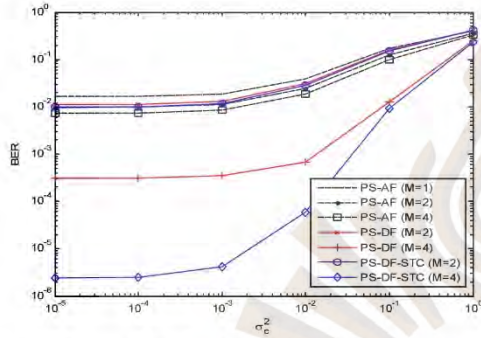
where $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\| = \sqrt{(1-\rho)(P_1 \|\mathbf{h}_1\|^2 + P_2 \|\mathbf{h}_2\|^2 + M\sigma_a^2) + M\sigma_c^2}$ and the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) is given by

$$\begin{aligned} y_i &= \sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} + n_i^{[s]} + n_i^{[c]} \\ &= \frac{\sqrt{(1-\rho)P_1P_2}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_1 x_1 + \frac{\sqrt{(1-\rho)P_1P_2}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2 x_2 \\ &+ \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[c]} + n_i^{[s]} + n_i^{[c]} \end{aligned} \quad (11)$$

where $(\cdot)^T$ denotes the transpose of a matrix, and $n_i^{[s]}$ and $n_i^{[c]}$ are defined below (6). Assuming that $\rho, P_r, \{h_{i,m}\}_{m=1}^M, \{h_{2,m}\}_{m=1}^M$, and $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|$ are known at T_i , an estimate of the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be obtained as

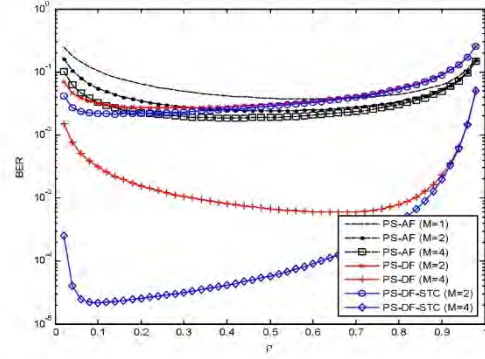
$$\hat{x}_j = \frac{y_i - \sqrt{(1-\rho)P_1P_2} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j x_i / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}{\sqrt{(1-\rho)P_1P_2} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}. \quad (12)$$

IV. SIMULATION RESULTS AND CONCLUDING REMARKS

Fig. 3. BER versus σ_a^2 ($\sigma_c^2 = 0.01$ and $\rho = 0.5$).Fig. 4. BER versus σ_c^2 ($\sigma_a^2 = 0.01$ and $\rho = 0.5$).

In this section, we evaluate the performance of the proposed multiple-antenna relaying schemes (i.e., PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF) in terms of average BER of the end nodes T_1 and T_2 . Suppose that T_1 and T_2 are separated by a distance of 2 m, and the relay R is located halfway between them. Unless stated otherwise, we set the total signal power, $P = 1$ W, the power ratios of T_1 and T_2 , $\zeta_1, \zeta_2 = 0.5$, the path loss exponent, $\nu = 2.7$, the power energy conversion efficiency, $\eta = 1$, and the power splitting ratio, $\rho = 0.5$.

The BERs of the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes are plotted versus antenna noise variance σ_a^2 for different numbers of relay antennas M (with fixed conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$) in Fig. 3 and versus conversion noise variance σ_c^2 for different values of M (with fixed antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$) in Fig. 4. To make the BER curves readable in all these figures, the results at $M = 3$ are excluded. It is clear that increasing the number of relay antennas generally improves the BER performance. From Figs. 3 and 4, we can see that the BERs of the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes are comparable when $M = 2$, and their difference becomes significant when $M = 4$. In the latter case, the PS-DF-STC scheme performs best while the PS-AF scheme does worst.

Fig. 5. BER versus ρ ($\sigma_a^2 = 0.01$ and $\sigma_c^2 = 0.01$).

It would be interesting to study the effect of the power splitting ratio ρ on the BER performance. To this end, we show in Fig. 5 the BER as a function of ρ for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes. From this figure, we observe that in general, equal power allocation, i.e., $\rho = 0.5$, is a good strategy for the PS-AF scheme. However, the optimal ρ which minimizes the BER of the PS-DF scheme depends mainly on the number of relay antennas. For example, the optimal ρ for the two-antenna PS-DF scheme is approximately 0.26 while that for the four-antenna PS-DF scheme is around 0.65 (See Fig. 5). In addition, the optimal ρ for the two-antenna PS-DF-STC scheme is nearly the same as that for the four-antenna PS-DF-STC scheme.

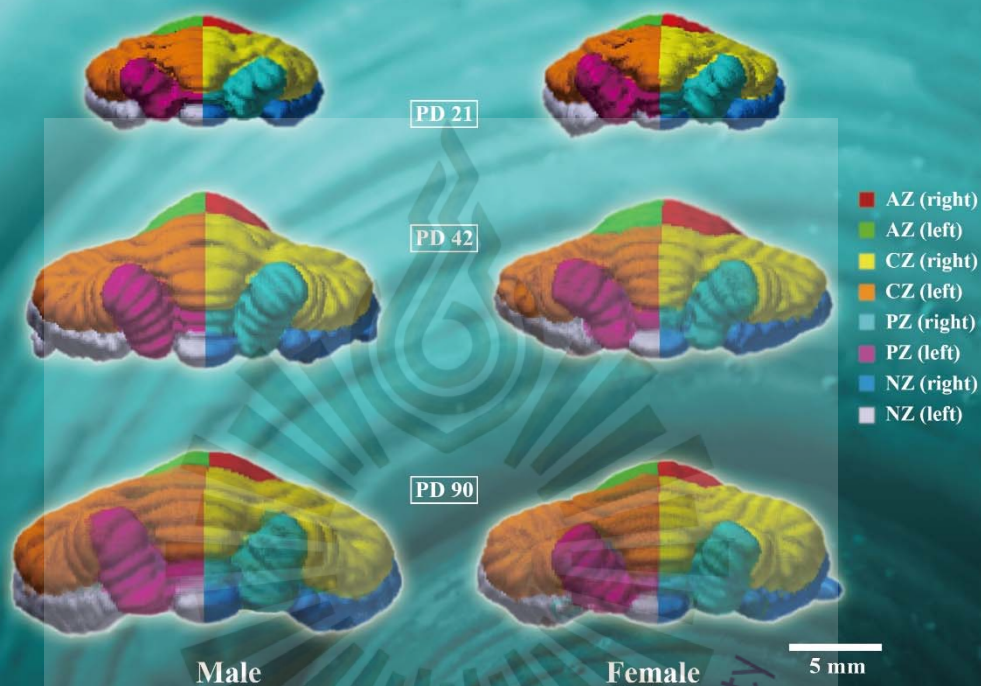
REFERENCES

- [1] L. Varshney, "Transporting information and energy simultaneously," in *Proc. IEEE ISIT*, Toronto, Canada, July 2008, pp. 1612-1616.
- [2] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho, "Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, pp. 4754-4767, 2013.
- [3] K. Huang and E. G. Larsson, "Simultaneous information and power for broadband wireless systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, pp. 5972-5986, 2013.
- [4] K. Huang and V. K. N. Lau, "Enabling wireless power transfer in cellular networks: architecture, modeling and deployment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, pp. 902-912, 2014.
- [5] J. Park and B. Clerckx, "Joint wireless information and energy transfer in a k -user MIMO interference channel," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, pp. 5781-5796, 2014.
- [6] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani, and R. A. Kennedy, "Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, pp. 3622-3636, 2013.
- [7] Q. Li, Q. Zhang, and J. Qin, "Beamforming in non-regenerative two-way multi-antenna relay networks for simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, pp. 5509-5520, 2014.
- [8] S. Farazi, D. R. Brown III, and A. G. Klein, "Power allocation for three-phase two-way relay networks with simultaneous wireless information and power transfer," in *Proc. Asilomar Conf. Signals Syst. Comput.*, California, Nov. 2015, pp. 812-816.
- [9] Q. Zhang, Q. Li, and J. Qin, "Beamforming design for OSTBC-based AF-MIMO two-way relay networks with simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, pp. 7285-7296, 2016.
- [10] C. Fragouli, J. Y. Le Boudec, and J. Widmer, "Network coding: An instant primer," *ACM SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 36, pp. 63-68, 2006.
- [11] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, 1999.
- [12] K. Maichalemmukul, F. Zheng, and T. Kaiser, "Performance analysis of a MIMO-RFID system in Nakagami- m fading channels," *Ann. Telecommun.*, vol. 71, pp. 151-156, 2016.



symmetry

IMPACT
FACTOR
0.841



Sexually-Dimorphic Asymmetric Development of the Ferret Cerebellum



mdpi.com/journal/symmetry
ISSN 2073-8994

Volume 9 • Issue 3
March 2017



Article

Two-Way Multi-Antenna Relaying with Simultaneous Wireless Information and Power Transfer

Thanaphat Srivantana and Kiattisak Maichalernnukul *

College of Information and Communication Technology, Rangsit University, Pathumthani 12000, Thailand; aof-rangsit@hotmail.com

* Correspondence: kiattisak.m@rsu.ac.th

Academic Editor: Angel Garrido

Received: 24 December 2016; Accepted: 14 March 2017; Published: 16 March 2017

Abstract: In this paper, we propose various kinds of two-way multi-antenna relaying with simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) and investigate their performance. Specifically, we first consider a two-way relay network where two single-antenna end nodes communicate with each other through a multi-antenna relay node that is energy constrained. This relay node harvests energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. Six relaying schemes that support the considered network then build on the power splitting-based relaying and time switching-based relaying protocols. The average bit error rates of these schemes are evaluated and compared by computer simulations considering several network parameters, including the number of relay antennas, power splitting ratio, and energy harvesting time. Such evaluation and comparison provide useful insights into the performance of SWIPT-based two-way multi-antenna relaying.

Keywords: amplify-and-forward; bit error rate; decode-and-forward; network coding; simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT); space-time coding; two-way multi-antenna relaying

1. Introduction

Recently, simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) has gained great interest due to its capability to deal with the energy scarcity in energy-constrained wireless networks [1–10]. In the seminal works [1,2], the fundamental trade-off between information and power transfer in different point-to-point wireless channels was studied. On the other hand, two practical receiver designs for SWIPT, namely power splitting (PS) and time switching (TS), were firstly presented in [3,4]. Specifically, the PS-based receiver splits the received radio-frequency signal into two streams of different power for harvesting energy and decoding information, whereas the TS-based receiver switches over time between those two operations. The SWIPT has been adopted later in more complicated communication scenarios, including the broadband wireless system [5], the cellular network [6], the interference channel [7,8], and the relay channel [9,10]. This paper focuses on the last scenario.

Many works in the literature (e.g., [11–15]) have been devoted to two-way multi-antenna relaying (without SWIPT) as this approach can not only extend communication range but also improve spectral efficiency. In a basic two-way multi-antenna relay network (see Figure 1), an intermediate relay node equipped with multiple antennas is used to assist two end nodes in exchanging their information. Nevertheless, application of SWIPT to this kind of network is still in its infancy [16–18]. In [16], the SWIPT-based beamforming design for a multi-antenna relay was considered to maximize the sum rate of its two-way relay network. In [17], the authors presented a three-phase two-way relay network where an energy-constrained multi-antenna relay node harvests energy from a pair of single-antenna source nodes, and presented an optimal power allocation solution. In [18], an optimal joint source

and relay beamforming scheme for two-way multi-antenna relay networks with SWIPT was proposed based on the principle of singular value decomposition.

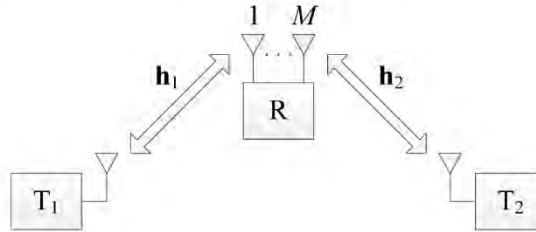


Figure 1. System model.

Depending on the nature and complexity of relays, relaying schemes can be classified into two main categories: non-regenerative relaying and regenerative relaying [19]. Non-regenerative relaying generally implies that the relays only amplify their received signals before retransmitting them. Then, it is often referred to as amplify-and-forward (AF) relaying in the literature. Note that all existing works on two-way multi-antenna relaying with SWIPT (i.e., [16–18]) are non-regenerative. On the other hand, regenerative relaying requires the relays to change the waveforms and/or the data contents by performing some processing in the digital domain. An example is the decode-and-forward (DF) relay, which receives the data from its immediate predecessor, decodes, re-encodes, and finally retransmits it. To the best of our knowledge, regenerative relaying has not yet been considered in the SWIPT-based two-way multi-antenna relay networks.

In this paper, we consider a two-way relay network in which two single-antenna end nodes communicate with each other through a multi-antenna relay node that is energy constrained. This relay node harvests energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. Based on two half-duplex relaying protocols, called power splitting-based relaying (PSR) and time switching-based relaying (TSR) [9], for separate energy harvesting and information processing at the relay node, six multiple-antenna relaying schemes, namely PS-AF, PS-DF, PS-DF with space-time coding (PS-DF-STC), TS-AF, TS-DF, and TS-DF-STC, are designed for the considered network. In the DF-oriented design, network coding (NC) [20] is applied to the end nodes' information that is decoded at the relay node. Moreover, by having multiple antennas at the relay node, STC [21] is used in the PS-DF-STC and TS-DF-STC schemes with the aim of achieving a better end-to-end decoding performance. Unlike the aforementioned works [16–18], which are devoted to analyzing the relevant sum-rate performance, this paper will investigate the average bit error rates (BERs) of the proposed relaying schemes as a function of the number of relay antennas, power splitting ratio, and energy harvesting time.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 introduces the system model. Sections 3 and 4 present the PS-based and TS-based multiple-antenna relaying schemes, respectively. Section 5 compares the BER performance of these relaying schemes by simulations. Finally, Section 6 concludes the paper.

Notation: Bold upper-case letters denote matrices and bold lower-case letters denote column vectors. $[\cdot]_{ij}$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, and $(\cdot)^{-1}$ denote the (i, j) -th element, transpose, conjugate transpose, and inverse of a matrix, respectively. $\text{mod}(\cdot)$ and $\text{demod}(\cdot)$ denote the modulation and demodulation functions, respectively. $|\cdot|$, $E[\cdot]$, and $\oplus$ denote the absolute value, the expectation value, and the bit-wise exclusive OR operator, respectively. $Q(\cdot)$, $\text{erfc}(\cdot)$, $\Gamma(\cdot)$, and ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ denote the Gaussian Q-function, complementary error function, ordinary Gamma function, Gauss hypergeometric function defined in (Equation (4.1), [22]), (p. xxxvi, [23]), (Equation (8.310.1), [23]), and (Equation (9.100), [23]), respectively. A circularly symmetric complex Gaussian random variable z with mean μ and variance σ^2 is denoted as $z \sim CN(\mu, \sigma^2)$. In the case of communication over a slow-fading channel, the average BER for binary phase shift keying (BPSK) modulation is defined by (Equation (5.1), [22])

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2x}) f_{\gamma}(x) dx \quad (1)$$

where $f_{\gamma}(x)$ is the probability density function (PDF) of the instantaneous signal-to-noise ratio (SNR) of the received signal, γ .

2. System Model

Consider a two-way relay network as shown in Figure 1, where end nodes T_1 and T_2 , each of which is equipped with one antenna, exchange information through an energy-constrained intermediate relay node, R, possessing M antennas. This relay node will harvest energy from the two end nodes and use the harvested energy for forwarding their information. The relay node's antennas are spatially spaced in such a way that the received/transmitted signals undergo statistically independent fading. Throughout this paper, perfect timing and synchronization among T_1 , T_2 , and R are assumed, and BPSK modulation is used at T_1 and T_2 . Let $h_{1,m} \sim CN(0, \sigma_1^2)$ (or $h_{2,m} \sim CN(0, \sigma_2^2)$) denote the channel gain between the antenna of T_1 (or T_2) and the m -th antenna of R, where $\sigma_1^2 = d_1^{-\nu}$ (or $\sigma_2^2 = d_2^{-\nu}$) is due to the path loss with power path loss exponent ν and distance d_1 (or d_2) of the $T_1 - R$ link (or the $T_2 - R$ link), and $m = 1, 2, \dots, M$. We presume that all the channels are static over an interval of $2N$, which denotes the total block time in which a certain block of information is exchanged between T_1 and T_2 (see Figures 2a and 3a), and ignore the direct link between the end nodes owing to the larger distance compared with the $T_1 - R$ and $T_2 - R$ links [16]. For analytical simplicity, we assume that the relay node is located halfway between the end nodes, and thus $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$. As mentioned in Section 1, we consider two half-duplex relaying protocols for separate energy harvesting and information processing at the relay node, i.e., PSR and TSR.

3. PSR Protocol

Figure 2 illustrates the key parameters in the PSR protocol for energy harvesting and information processing at the relay node R and the block diagram of the corresponding receiver. In Figure 2a, the first block time N is used for multiple access (MA) where the end nodes T_1 and T_2 transmit their signals simultaneously, and P is the total signal power. In the second block time N , the relay node processes this signal (according to the schemes that will be presented below) and broadcasts it. During the MA phase, the fraction of the received signal power ρP is used for energy harvesting, and the remaining received power $(1 - \rho)P$ is used for information transmission, where $0 < \rho < 1$ is the power splitting ratio. In other words, as shown in Figure 2b, the portion of the received radio-frequency (RF) signal, denoted by $\sqrt{\rho}y_{r,m}$, is sent to the energy harvesting receiver and the remaining signal strength, denoted by $\sqrt{1 - \rho}y_{r,m}$, drives the information receiver. In the following, we describe three multiple-antenna relaying schemes, which correspond to the PSR protocol.

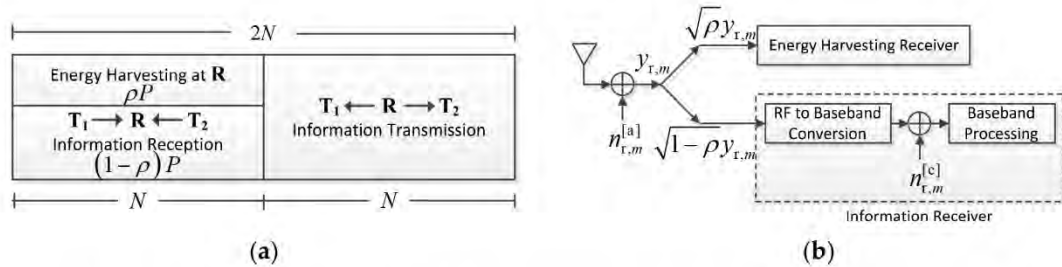


Figure 2. (a) Key parameter in the PSR protocol for energy harvesting and information processing at the relay node; and (b) Block diagram of the relay receiver (with a focus on its m -th antenna) in the PSR protocol.

3.1. PS-DF Scheme

In the MA phase, the received RF signal at the relay node can be modeled as:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_r &= \begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2} \\ \vdots \\ y_{r,M} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}h_{1,1}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,1}x_2 + n_{r,1}^{[a]} \\ \sqrt{P_1}h_{1,2}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,2}x_2 + n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ \sqrt{P_1}h_{1,M}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,M}x_2 + n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}h_{1,1} & \sqrt{P_2}h_{2,1} \\ \sqrt{P_1}h_{1,2} & \sqrt{P_2}h_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{P_1}h_{1,M} & \sqrt{P_2}h_{2,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1}^{[a]} \\ n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}\mathbf{h}_1 & \sqrt{P_2}\mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r^{[a]}
 \end{aligned} \tag{2}$$

where $P_1 = \zeta_1 P$ and $P_2 = \zeta_2 P$ are the transmitted power from T_1 and T_2 , respectively; $0 < \zeta_1, \zeta_2 < 1$ are the power ratios of T_1 and T_2 , respectively (i.e., $\zeta_1 + \zeta_2 = 1$); x_1 and x_2 are the normalized information signals from T_1 and T_2 , respectively (i.e., $E[|x_1|^2] = E[|x_2|^2] = 1$); and $n_{r,m}^{[a]} \sim CN(0, \sigma_a^2)$ is the additive white Gaussian noise (AWGN) at the m -th antenna of R. The energy harvesting receiver in Figure 2b rectifies the RF signal $\sqrt{\rho}y_{r,m}$ directly and gets the direct current to charge up the battery. Therefore, the harvested energy at the m -th antenna of the relay node during the MA phase is given by:

$$E_m = \eta \rho N(P\sigma^2 + \sigma_a^2), \quad m = 1, 2, \dots, M \tag{3}$$

where $0 < \eta \leq 1$ is the energy conversion efficiency (which depends on the rectification process and the energy harvesting circuitry [9]). Meanwhile, the information receiver in Figure 2b down-converts the RF signal $\sqrt{1-\rho}y_{r,m}$ to baseband and processes the baseband signal, where $n_{r,m}^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ is the AWGN due to RF-band-to-baseband signal conversion. After down conversion, the sampled baseband signal vector at the relay node is given by:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{y}}_r &= \sqrt{1-\rho}\mathbf{y}_r + \mathbf{n}_r^{[c]} \\
 &= \sqrt{1-\rho} \left(\begin{bmatrix} \sqrt{P_1}\mathbf{h}_1 & \sqrt{P_2}\mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r^{[a]} \right) + \mathbf{n}_r^{[c]} \\
 &= \begin{bmatrix} \sqrt{(1-\rho)P_1}\mathbf{h}_1 & \sqrt{(1-\rho)P_2}\mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \left(\sqrt{(1-\rho)}\mathbf{n}_r^{[a]} + \mathbf{n}_r^{[c]} \right) \\
 &= \mathbf{\Psi} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r.
 \end{aligned} \tag{4}$$

Assuming that ρ , P_1 , P_2 , $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$, and $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ are known at the relay node and applying zero-forcing (ZF) detection, estimates of x_1 and x_2 , denoted by $\hat{x}_1$ and $\hat{x}_2$, respectively, are obtained as:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{\Psi}^H \mathbf{\Psi})^{-1} \mathbf{\Psi}^H \tilde{\mathbf{y}}_r \tag{5}$$

(For discussions of how the relay node can obtain $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$ and $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$, interested readers are referred to [24,25]).

Let γ_{ir} denote the instantaneous SNR of $\hat{x}_i$, where $i = 1, 2$. It is straightforward to show that:

$$\begin{aligned}\gamma_{ir} &= \frac{1}{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \left[(\mathbf{\Psi}^H \mathbf{\Psi})^{-1} \right]_{ii}} \\ &= \frac{(1-\rho)\zeta_i P \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M |h_{1,k} h_{2,l} - h_{1,l} h_{2,k}|^2}{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \sum_{m=1}^M |h_{j,m}|^2}.\end{aligned}\quad (6)$$

Defining $\varphi := \frac{\sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M |h_{1,k} h_{2,l} - h_{1,l} h_{2,k}|^2}{\sum_{m=1}^M |h_{j,m}|^2}$ and using (Equation (16), [26]), the PDF of φ can be expressed as:

$$f_{\varphi}(x) = \frac{x^{M-2}}{\Gamma(M-1)\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right); \quad x \geq 0. \quad (7)$$

From Equations (6) and (7), we have:

$$f_{\gamma_{ir}}(x) = \frac{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M-1}}{\Gamma(M-1)\sigma^2 M^{M-1} ((1-\rho)\zeta_i P)^{M-1}} x^{M-2} \exp\left(-\frac{(1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{(1-\rho)\zeta_i P \sigma^2} x\right); \quad x \geq 0. \quad (8)$$

Hence, the corresponding average BER can be derived as follows:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{e,ir} &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2x}) f_{\gamma_{ir}}(x) dx \\ &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \Gamma\left(\frac{1}{2}, x\right) f_{\gamma_{ir}}(x) dx \\ &= \frac{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M-1}}{2\sqrt{\pi} \Gamma(M-1) \sigma^2 M^{M-1} ((1-\rho)\zeta_i P)^{M-1}} \\ &\quad \times \int_0^\infty \Gamma\left(\frac{1}{2}, x\right) x^{M-2} \exp\left(-\frac{(1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{(1-\rho)\zeta_i P \sigma^2} x\right) dx \\ &= \frac{\sigma \Gamma(M-1/2) ((1-\rho)\zeta_i P)^{1/2} ((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M-1}}{2\sqrt{\pi} \Gamma(M) ((1-\rho)(\zeta_i P \sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_c^2)^{M-1/2}} \\ &\quad \times {}_2F_1\left(1, M - \frac{1}{2}; M; \frac{(1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{((1-\rho)(\zeta_i P \sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_c^2)}\right)\end{aligned}\quad (9)$$

where the second equality is obtained by using the fact that $Q(x) = \text{erfc}(x/\sqrt{2})/2$ and (Equation (8.359.3), [23]), and the fourth equality is obtained by using (Equation (6.455.1), [23]).

The relay node then performs NC of $\hat{x}_1$ and $\hat{x}_2$ at bit level to obtain the composite signal. Specifically, let $\hat{b}_i = \text{demod}(\hat{x}_i)$ be the estimated information bit sequence corresponding to $\hat{x}_i$, where $i = 1, 2$. The composite signal is given by $x_r = \text{mod}(\hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2)$. As in [9], we assume that the processing power required by the transmit/receive circuitry at the relay node is negligible as compared to the power used for transmitting the composite signal in the broadcast (BC) phase. From Equation (3), the latter power is given by:

$$\begin{aligned}P_r &= \frac{\sum_{m=1}^M E_m}{N} \\ &= \eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2)\end{aligned}\quad (10)$$

and the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) in the BC phase can be expressed as:

$$y_i = \sqrt{P_r} \sum_{m=1}^M h_{i,m} x_r + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \quad (11)$$

where $n_i^{[a]} \sim CN(0, \sigma_a^2)$ and $n_i^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ are the AWGN due to the antenna and that due to RF-band-to-baseband signal conversion, respectively. Assuming that $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ is known at T_i , an estimate of x_r is obtained as:

$$\begin{aligned}\hat{x}_r &= \frac{y_i}{\sum_{m=1}^M h_{i,m}} \\ &= \sqrt{P_r} x_r + \frac{n_i^{[a]} + n_i^{[c]}}{\sum_{m=1}^M h_{i,m}}\end{aligned}\quad (12)$$

(For realizing this assumption, interested readers may consult [24,25]).

Denoting by γ_{ri} the instantaneous SNR of $\hat{x}_r$ at T_i , it can be shown that:

$$\begin{aligned}\gamma_{ri} &= \frac{P_r \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \\ &= \frac{\eta \rho M (P\sigma^2 + \sigma_a^2) \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}.\end{aligned}\quad (13)$$

Defining $\beta := \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2$ and using (p. 48, [27]) and (Equations (5)–(8), [28]), the PDF of β can be expressed as:

$$f_\beta(x) = \frac{1}{M\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{M\sigma^2}\right); x \geq 0. \quad (14)$$

From Equations (13) and (14), we have:

$$f_{\gamma_{ri}}(x) = \frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + \sigma_a^2)} \exp\left(-\frac{(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{\eta \rho M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + \sigma_a^2)} x\right); x \geq 0. \quad (15)$$

Following the same procedure as in (9), the average BER associated with γ_{ri} is obtained as:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{e,ri} &= \frac{M\sigma(\sigma_a^2 + \sigma_c^2) [\eta \rho (P\sigma^2 + \sigma_a^2)]^{1/2}}{4 [\eta \rho M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2]^{3/2}} \\ &\quad \times {}_2F_1\left(1, \frac{3}{2}; 2; \frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2}\right).\end{aligned}\quad (16)$$

At the end node T_i , the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be finally recovered by performing bit-level network decoding of $\hat{x}_r$ with its own signal x_i , and the corresponding end-to-end BER can be obtained as:

$$\begin{aligned}\bar{P}_e &= \bar{P}_{e,XOR}(1 - \bar{P}_{e,ri}) + \bar{P}_{e,ri}(1 - \bar{P}_{e,XOR}) \\ &= \bar{P}_{e,XOR} + \bar{P}_{e,ri} - 2\bar{P}_{e,XOR}\bar{P}_{e,ri}\end{aligned}\quad (17)$$

where:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{e,XOR} &= \bar{P}_{e,1r}(1 - \bar{P}_{e,2r}) + \bar{P}_{e,2r}(1 - \bar{P}_{e,1r}) \\ &= \bar{P}_{e,1r} + \bar{P}_{e,2r} - 2\bar{P}_{e,1r}\bar{P}_{e,2r}\end{aligned}\quad (18)$$

is the average BER of $\hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2$.

3.2. PS-DF-STC Scheme

For the MA phase, the description of the signal transmissions from the end nodes T_1 and T_2 to the relay node R can be done as in the PS-DF scheme, i.e., Equations (2)–(4). The aforementioned ZF estimation and bit-level NC also follow. The corresponding average BER (i.e., $\bar{P}_{e,ir}$ where $i = 1, 2$) is therefore the same as Equation (9). However, instead of transmitting the same composite bit sequence $b_r := \hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2$ simultaneously via M antennas in the BC phase, the relay node performs space-time block coding [21] for this sequence, as outlined in [29]. Specifically, let $\mathbf{B}$ be the space-time block-coded

composite bit matrix whose dimension is $M \times L$, where L is the block length of the corresponding space-time block code. If N consecutive composite bits, i.e., $b_r[k], b_r[k+1], \dots, b_r[k+N-1]$, are transmitted with this matrix, then the code rate is N/L . In this paper, we concentrate on the space-time block-coded composite bit matrices with the full code rate, i.e., $L = N$. Such matrices for two, three, and four antennas are shown in Table 1.

Table 1. Examples of **B** and **H** for space-time coding.

M	N	B	H
2	2	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] \\ b_r[k+1] & b_r[k] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{i,1} & h_{i,2} \\ h_{i,2} & -h_{i,1} \end{bmatrix}$
3	4	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] & -b_r[k+2] & -b_r[k+3] \\ b_r[k+1] & b_r[k] & b_r[k+3] & -b_r[k+2] \\ b_r[k+2] & -b_r[k+3] & b_r[k] & b_r[k+1] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{i,1} & h_{i,2} & h_{i,3} & 0 \\ h_{i,2} & -h_{i,1} & 0 & h_{i,3} \\ h_{i,3} & 0 & -h_{i,1} & -h_{i,2} \\ 0 & -h_{i,3} & h_{i,2} & -h_{i,1} \end{bmatrix}$
4	4	$\begin{bmatrix} b_r[k] & -b_r[k+1] & -b_r[k+2] & -b_r[k+3] \\ b_r[k+1] & b_r[k] & b_r[k+3] & -b_r[k+2] \\ b_r[k+2] & -b_r[k+3] & b_r[k] & b_r[k+1] \\ b_r[k+3] & b_r[k+2] & -b_r[k+1] & b_r[k] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{i,1} & h_{i,2} & h_{i,3} & h_{i,4} \\ h_{i,2} & -h_{i,1} & -h_{i,4} & h_{i,3} \\ h_{i,3} & h_{i,4} & -h_{i,1} & -h_{i,2} \\ h_{i,4} & -h_{i,3} & h_{i,2} & -h_{i,1} \end{bmatrix}$

As a result, the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) in the BC phase can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} y_i[k] & y_i[k+1] & \cdots & y_i[k+N-1] \end{bmatrix} = \sqrt{P_r} \begin{bmatrix} x_r[k] & x_r[k+1] & \cdots & x_r[k+N-1] \end{bmatrix} \mathbf{H} + \begin{bmatrix} n_i[k] & n_i[k+1] & \cdots & n_i[k+N-1] \end{bmatrix} \quad (19)$$

where $\mathbf{H}$ is exemplified in Table 1, and $n_i \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_a^2 + \sigma_c^2)$ includes the antenna and signal-conversion AWGNs at the corresponding time instants. Following [30] and assuming that $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ are known at T_i , an estimate of $\begin{bmatrix} x_r[k] & x_r[k+1] & \cdots & x_r[k+N-1] \end{bmatrix}$ can be obtained as

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_r[k] & \hat{x}_r[k+1] & \cdots & \hat{x}_r[k+N-1] \end{bmatrix} = \text{Re} \left[\begin{bmatrix} y_i[k] & y_i[k+1] & \cdots & y_i[k+N-1] \end{bmatrix} \mathbf{H}^H \right]. \quad (20)$$

It is straightforward to show that the instantaneous SNR of $\hat{x}_r$ at T_i is:

$$\begin{aligned} \gamma_{ri} &= \frac{P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \\ &= \frac{\eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2) \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}. \end{aligned} \quad (21)$$

Defining $\vartheta := \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2$ and using (p. 48, [27]) and (Section “Related distributions”, [31]), the PDF of ϑ can be expressed as:

$$f_{\vartheta}(x) = \frac{x^{M-1}}{\Gamma(M) \sigma^2 M} \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right); \quad x \geq 0. \quad (22)$$

From Equations (21) and (22), we have:

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{ri}}(x) &= \frac{(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^M}{\Gamma(M) \sigma^{2M} (\eta \rho M (P \sigma^2 + \sigma_a^2))^M} x^{M-1} \\ &\times \exp\left(-\frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M \sigma^2 (P \sigma^2 + \sigma_a^2)} x\right); \quad x \geq 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Following the same procedure as in (9), the average BER associated with γ_{ri} is obtained as:

$$\bar{P}_{e,ri} = \frac{\sigma \Gamma(M+1/2) (\eta \rho M (P\sigma^2 + \sigma_a^2))^{1/2} (\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^M}{2\sqrt{\pi} \Gamma(M+1) (\eta \rho M \sigma^2 (P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2)^{M+1/2}} \times {}_2F_1\left(1, M + \frac{1}{2}; M + 1; \frac{\sigma_a^2 + \sigma_c^2}{\eta \rho M \sigma^2 (P\sigma^2 + \sigma_a^2) + \sigma_a^2 + \sigma_c^2}\right). \quad (24)$$

At the end node T_i , the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be finally recovered by performing bit-level network decoding of $\hat{x}_r$ with its own signal x_i , and the corresponding end-to-end BER is obtained using Equation (17).

3.3. PS-AF Scheme

For the MA phase, the description of the signal transmissions from the end nodes T_1 and T_2 to the relay node R can be done as in the PS-DF scheme, i.e., Equations (2)–(4). In the BC phase, the relay node amplifies and forwards the information signal as:

$$\mathbf{z}_r = \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \quad (25)$$

where $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\| = \sqrt{(1-\rho)(P_1\|\mathbf{h}_1\|^2 + P_2\|\mathbf{h}_2\|^2 + M\sigma_a^2) + M\sigma_c^2}$ and the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) is given by:

$$\begin{aligned} y_i &= \sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \\ &= \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r P_1}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_1 x_1 + \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r P_2}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_2 x_2 + \frac{\sqrt{(1-\rho)P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[a]} \\ &\quad + \frac{\sqrt{P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[c]} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \end{aligned} \quad (26)$$

where $n_i^{[a]}$ and $n_i^{[c]}$ are defined below Equation (11). Assuming that ρ , P_r , $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$, $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$, and $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|$ are known at T_i , an estimate of the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be obtained as:

$$\hat{x}_j = \frac{y_i - \sqrt{(1-\rho)P_r P_i} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j x_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}{\sqrt{(1-\rho)P_r} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}. \quad (27)$$

Let γ_{ji} denote the instantaneous SNR of $\hat{x}_j$ at T_i . It is straightforward to show that:

$$\gamma_{ji} = \frac{(1-\rho)P_r P_j \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} h_{j,m} \right|^2}{((1-\rho)\sigma_a^2 + \sigma_c^2) P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2 + (\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \left[(1-\rho) \left(P_1 \sum_{m=1}^M |h_{1,m}|^2 + P_2 \sum_{m=1}^M |h_{2,m}|^2 + M\sigma_a^2 \right) + M\sigma_c^2 \right]} \quad (28)$$

and the corresponding end-to-end BER, $\bar{P}_e$, is the average BER associated with γ_{ji} . Unfortunately, it is difficult, if not impossible, to find the PDF of γ_{ji} . Therefore, the end-to-end BER has no closed-form expression and is obtained by means of simulations.

4. TSR Protocol

Figure 3 illustrates the key parameters in the TSR protocol for energy harvesting and information processing at the relay node R and the block diagram of the corresponding receiver. In Figure 3a, α is the fraction of the total block time $2N$ in which the relay node harvests energy from the end nodes T_1 and T_2 , where $0 \leq \alpha \leq 1$. The remaining block time $2(1-\alpha)N$ is used for information transmission, such that the first half of that is used for MA and the second half is used for BC. Assuming that the TSR protocol has the same energy constraint as the PSR protocol, the power of the total received signal at

the relay node (during energy harvesting time and the MA phase) is $P' = P/(1 + \alpha)$. In what follows, we describe three multiple-antenna relaying schemes, which correspond to the TSR protocol.

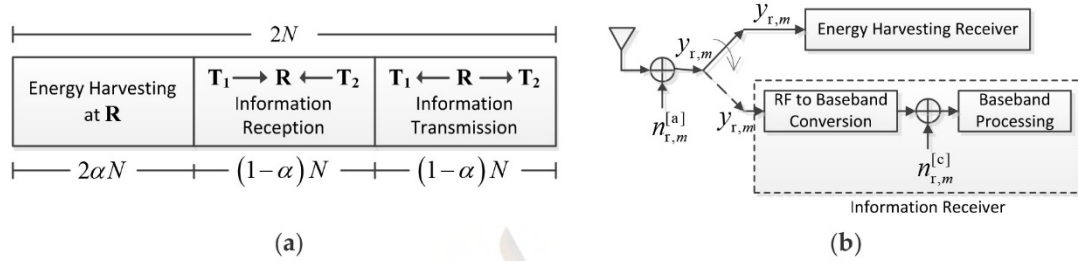


Figure 3. (a) Key parameters in the TSR protocol for energy harvesting and information processing at the relay node; and (b) Block diagram of the relay receiver (with a focus on its m -th antenna) in the TSR protocol.

4.1. TS-DF Scheme

In the MA phase, the received RF signal at the relay node R is the same as Equation (2) except that $P_1 = \zeta_1 P'$, $P_2 = \zeta_2 P'$, and the harvested energy during the energy harvesting time is given by:

$$E_m = \frac{2\alpha\eta N(P\sigma^2 + (1 + \alpha)\sigma_a^2)}{1 + \alpha}, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (29)$$

After RF-band-to-baseband signal conversion at the information receiver as shown in Figure 3b, the sampled baseband signal vector is given by:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_r &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}h_{1,1}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,1}x_2 + n_{r,1}^{[a]} + n_{r,1}^{[c]} \\ \sqrt{P_1}h_{1,2}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,2}x_2 + n_{r,2}^{[a]} + n_{r,2}^{[c]} \\ \vdots \\ \sqrt{P_1}h_{1,M}x_1 + \sqrt{P_2}h_{2,M}x_2 + n_{r,M}^{[a]} + n_{r,M}^{[c]} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}h_{1,1} & \sqrt{P_2}h_{2,1} \\ \sqrt{P_1}h_{1,2} & \sqrt{P_2}h_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{P_1}h_{1,M} & \sqrt{P_2}h_{2,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1}^{[a]} \\ n_{r,2}^{[a]} \\ \vdots \\ n_{r,M}^{[a]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r,1}^{[c]} \\ n_{r,2}^{[c]} \\ \vdots \\ n_{r,M}^{[c]} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}\mathbf{h}_1 & \sqrt{P_2}\mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (\mathbf{n}_r^{[a]} + \mathbf{n}_r^{[c]}) \\ &= \Xi \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{v}_r \end{aligned} \quad (30)$$

where $n_{r,m}^{[c]} \sim CN(0, \sigma_c^2)$ is the AWGN due to such conversion. Assuming that P_1 , P_2 , $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$, and $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$ are known at the relay node and applying ZF detection, estimates of the information signals x_1 and x_2 , denoted by $\hat{x}_1$ and $\hat{x}_2$, respectively, are obtained as:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\Xi^H \Xi)^{-1} \Xi^H \tilde{\mathbf{y}}_r. \quad (31)$$

It is straightforward to show that the instantaneous SNR of $\hat{x}_i$ is:

$$\begin{aligned}\gamma_{ir} &= \frac{1}{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \left[(\mathbf{\Xi} \mathbf{H} \mathbf{\Xi})^{-1} \right]_{ii}} \\ &= \frac{\zeta_i P \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=k+1}^M |h_{1,k} h_{2,l} - h_{1,l} h_{2,k}|^2}{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \sum_{m=1}^M |h_{j,m}|^2}\end{aligned}\quad (32)$$

where $i = 1, 2$. From Equations (7) and (32), we have:

$$f_{\gamma_{ir}}(x) = \frac{((1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M-1}}{\Gamma(M-1)\sigma^{2M-2}(\zeta_i P)^{M-1}} x^{M-2} \exp\left(-\frac{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{\zeta_i P \sigma^2} x\right); x \geq 0. \quad (33)$$

Following the same procedure as in Equation (9), the average BER associated with γ_{ir} is obtained as:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{e,ir} &= \frac{\sigma \Gamma(M-1/2)(\zeta_i P)^{1/2} ((1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M-1}}{2\sqrt{\pi} \Gamma(M) (\zeta_i P \sigma^2 + (1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M-1/2}} \\ &\quad \times {}_2F_1\left(1, M - \frac{1}{2}; M; \frac{(1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{\zeta_i P \sigma^2 + (1+\alpha)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}\right).\end{aligned}\quad (34)$$

Then, the corresponding composite signal x_r is created and broadcasted in the same way as in the PS-DF case. In the BC phase, the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) is the same as Equation (11) except that:

$$\begin{aligned}P_r &= \frac{\sum_{m=1}^M E_m}{(1-\alpha)N} \\ &= \frac{2\alpha\eta M(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)}{(1-\alpha^2)}.\end{aligned}\quad (35)$$

Assuming that $\{h_{i,m}\}_{m=1}^M$ are known at T_i , an estimate of x_r (i.e., $\hat{x}_r$) is obtained from Equation (12) together with Equation (35).

It can be shown that the instantaneous SNR of $\hat{x}_r$ at T_i is:

$$\begin{aligned}\gamma_{ri} &= \frac{P_r \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \\ &= \frac{2\alpha\eta M(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} \right|^2}{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}.\end{aligned}\quad (36)$$

From Equations (14) and (36), we have:

$$\begin{aligned}f_{\gamma_{ri}}(x) &= \frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)} \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)} x\right); x \geq 0.\end{aligned}\quad (37)$$

Following the same procedure as in Equation (9), the average BER associated with γ_{ri} is obtained as:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{e,ri} &= \frac{M\sigma(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)(\alpha\eta(P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2))^{1/2}}{2\sqrt{2}(2\alpha\eta M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{3/2}} \\ &\quad \times {}_2F_1\left(1, \frac{3}{2}; 2; \frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M^2 \sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}\right).\end{aligned}\quad (38)$$

At the end node T_i , the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be finally recovered by performing bit-level network decoding of $\hat{x}_r$ with its own signal x_i , and the corresponding end-to-end BER is obtained using Equation (17).

4.2. TS-DF-STC Scheme

For the MA phase, the description of the signal transmissions from the end nodes T_1 and T_2 to the relay node R can be done as in the TS-DF scheme, i.e., Equations (2), (29) and (30). The aforementioned ZF estimation and bit-level NC also follow. The corresponding average BER (i.e., $\bar{P}_{e,ir}$ where $i = 1, 2$) is therefore the same as Equation (34). During the BC phase, the relay node performs full-rate space-time block coding for the resultant composite bit sequence and the end nodes perform the corresponding sequence decoding and signal recovery, as in the PS-DF-STC case.

It is straightforward to show that the instantaneous SNR of an estimate of x_r at T_i is:

$$\begin{aligned}\gamma_{ri} &= \frac{P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{\sigma_a^2 + \sigma_c^2} \\ &= \frac{2\alpha\eta M (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2}{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}.\end{aligned}\quad (39)$$

From Equations (22) and (39), we have:

$$\begin{aligned}f_{\gamma_{ri}}(x) &= \frac{(1-\alpha^2)^M (\sigma_a^2 + \sigma_c^2)^M}{\Gamma(M)(2\alpha\eta M\sigma^2)^M [P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2]^M} x^{M-1} \\ &\times \exp\left(-\frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M\sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2)} x\right); x \geq 0.\end{aligned}\quad (40)$$

Following the same procedure as in Equation (9), the average BER associated with γ_{ri} is obtained as:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{e,ri} &= \frac{\sigma \Gamma(M+1/2) (\alpha\eta (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2))^{1/2} ((1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^M}{\sqrt{2\pi M} \Gamma(M) (2\alpha\eta M\sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2))^{M+1/2}} \\ &\times {}_2F_1\left(1, M + \frac{1}{2}; M + 1; \frac{(1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}{2\alpha\eta M\sigma^2 (P\sigma^2 + (1+\alpha)\sigma_a^2) + (1-\alpha^2)(\sigma_a^2 + \sigma_c^2)}\right).\end{aligned}\quad (41)$$

The corresponding end-to-end BER is obtained using Equation (17).

4.3. TS-AF Scheme

For the MA phase, the description of the signal transmissions from the end nodes T_1 and T_2 to the relay node R can be done as in the TS-DF scheme. In the BC phase, the relay node amplifies and forwards the information signal as expressed in Equation (25), where:

$$\|\tilde{\mathbf{y}}_r\| = \sqrt{P_1 \|\mathbf{h}_1\|^2 + P_2 \|\mathbf{h}_2\|^2 + M\sigma_a^2 + M\sigma_c^2} \quad (42)$$

and the sampled received (baseband) signal at the end node T_i ($i = 1, 2$) is given by:

$$\begin{aligned}y_i &= \sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \frac{\tilde{\mathbf{y}}_r}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]} \\ &= \frac{\sqrt{P_r P_1}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_1 x_1 + \frac{\sqrt{P_r P_2}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_2 x_2 + \frac{\sqrt{P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[a]} + \frac{\sqrt{P_r}}{\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|} \mathbf{h}_i^T \mathbf{n}_r^{[c]} + n_i^{[a]} + n_i^{[c]}\end{aligned}\quad (43)$$

where $n_i^{[a]}$ and $n_i^{[c]}$ are defined below Equation (11). Assuming that P_r , $\{h_{1,m}\}_{m=1}^M$, $\{h_{2,m}\}_{m=1}^M$, and $\|\tilde{\mathbf{y}}_r\|$ are known at T_i , an estimate of the intended signal x_j ($j = 1, 2; j \neq i$) can be obtained as:

$$\hat{x}_j = \frac{y_i - \sqrt{P_r P_i} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j x_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}{\sqrt{P_r} \mathbf{h}_i^T \mathbf{h}_j / \|\tilde{\mathbf{y}}_r\|}. \quad (44)$$

Let γ_{ji} denote the instantaneous SNR of $\hat{x}_j$ at T_i . It is straightforward to show that:

$$\gamma_{ji} = \frac{P_r P_j \left| \sum_{m=1}^M h_{i,m} h_{j,m} \right|^2}{(\sigma_a^2 + \sigma_c^2) \left(P_r \sum_{m=1}^M |h_{i,m}|^2 + P_1 \sum_{m=1}^M |h_{1,m}|^2 + P_2 \sum_{m=1}^M |h_{2,m}|^2 + M\sigma_a^2 + M\sigma_c^2 \right)} \quad (45)$$

and the corresponding end-to-end BER, $\bar{P}_e$, is the average BER associated with γ_{ji} . Unfortunately, it is difficult, if not impossible, to find the PDF of γ_{ji} . Therefore, the end-to-end BER has no closed-form expression and is obtained by means of simulations.

5. Simulation Results

In this section, we evaluate the performance of the proposed multiple-antenna relaying schemes (i.e., PS-DF, PS-DF-STC, PS-AF, TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF) in terms of average BER of the end nodes T_1 and T_2 . Suppose that T_1 and T_2 are separated by a distance of 2 m, and the relay R is located halfway between them. Unless stated otherwise, we set the total signal power, $P = 1$ W; the power ratios of T_1 and T_2 , $\zeta_1, \zeta_2 = 0.5$; the path loss exponent, $\nu = 2.7$; the power energy conversion efficiency, $\eta = 1$; the power splitting ratio in the PSR protocol, $\rho = 0.5$; and the time fraction used for energy harvesting in the TSR protocol, $\alpha = 0.5$.

The simulated BERs of the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes are plotted versus antenna noise variance σ_a^2 for different numbers of relay antennas M (with fixed conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$) in Figure 4 and versus conversion noise variance σ_c^2 for different values of M (with fixed antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$) in Figure 5. The theoretical BER curves of the PS-DF scheme (computed with Equations (9), (16), and (17)) and the PS-DF-STC scheme (computed with Equations (9), (17), and (24)) are also included and labeled with “(theor.)”. We can see that the theoretical results perfectly match their simulation counterparts, which verifies the BER formulae derived in Sections 3.1 and 3.2. Similarly, the results for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF cases are shown in Figures 6 and 7. As seen, the theoretical BER results (computed with Equations (17), (34), and (38) for the TS-DF case, and with Equations (17), (34), and (41) for the TS-DF-STC case) agree well with the simulated ones, which validates the BER analysis in Sections 4.1 and 4.2. It is clear that increasing the number of relay antennas generally improves the BER performance (the results at $M = 3$ are excluded to make the BER curves readable in all these figures). From Figures 4 and 5, we can see that the BERs of the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes are comparable when $M = 2$, and their difference becomes significant when $M = 4$. In the latter case, the PS-DF-STC scheme performs best while the PS-AF scheme does worst. Similar performance trends can be observed in the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes, as illustrated in Figures 6 and 7. Comparing Figures 4 and 6 (or Figures 5 and 7), one can find that, with the same number of relay antennas, the TS-DF and TS-AF schemes are generally superior to the PS-DF and PS-AF schemes, respectively.

It would be interesting to study the effect of the power allocation parameters, i.e., power splitting ratio ρ and energy harvesting time α , on the BER performance. To this end, we show in Figure 8 the BER as a function of ρ for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes, and in Figure 9 the BER as a function of α for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes. From these two figures, we observe that, in general, equal power allocation, i.e., $\rho, \alpha = 0.5$, is a good strategy for the PS-AF and TS-AF schemes. However, the optimal ρ and α which minimize the BERs of the PS-DF and TS-DF schemes, respectively, depend mainly on the number of relay antennas M . Specifically, these optimal ρ and α increase (toward 1) as M increases. For example, the optimal ρ for the two-antenna PS-DF scheme is approximately 0.26 while that for the four-antenna PS-DF scheme is around 0.65 (See Figure 8). In addition, the optimal ρ for the two-antenna PS-DF-STC scheme (or the optimal α for the two-antenna TS-DF-STC scheme) is nearly the same as that for the four-antenna PS-DF-STC scheme (or that for the

four-antenna TS-DF-STC scheme). This result indicates that these optimal ρ and α are not sensitive to the value of M , unlike those for the PS-DF and TS-DF schemes, respectively.

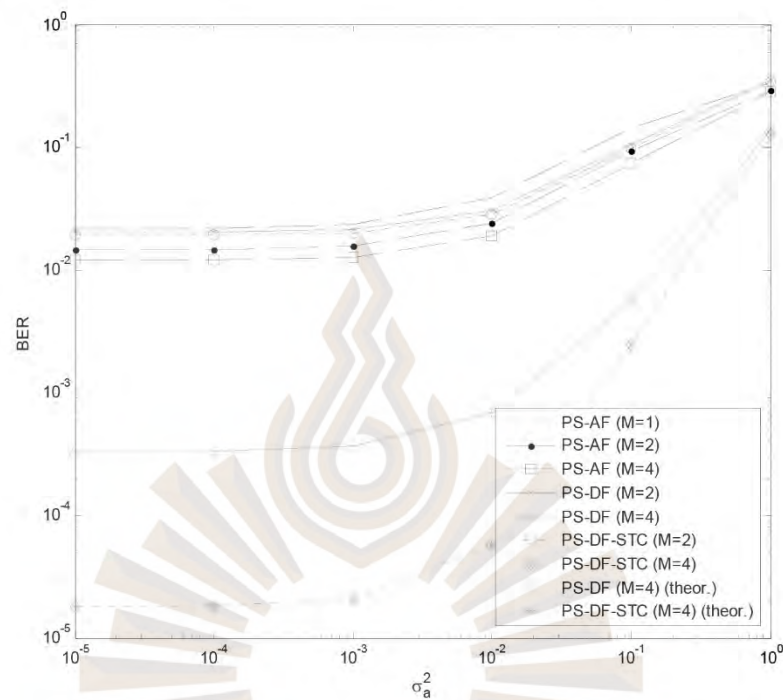


Figure 4. BER versus antenna noise variance σ_a^2 for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes (conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$ and power splitting ratio $\rho = 0.5$).

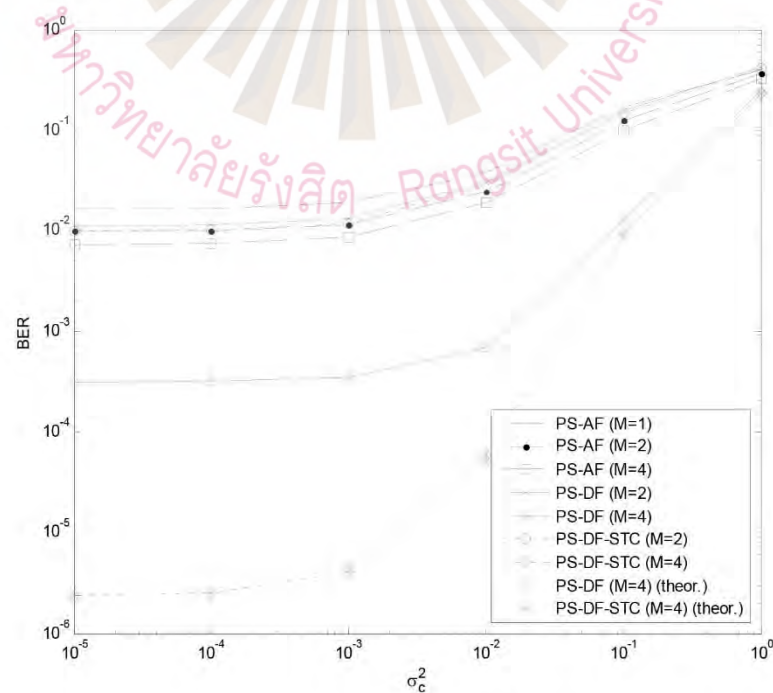


Figure 5. BER versus conversion noise variance σ_c^2 for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes (antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$ and power splitting ratio $\rho = 0.5$).

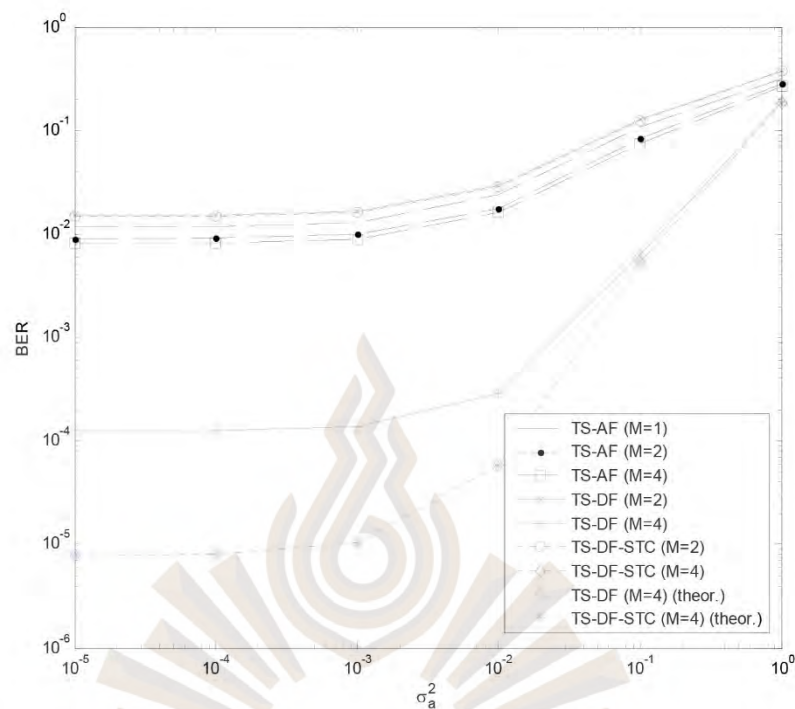


Figure 6. BER versus antenna noise variance σ_a^2 for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes (conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$ and energy harvesting time $\alpha = 0.5$).

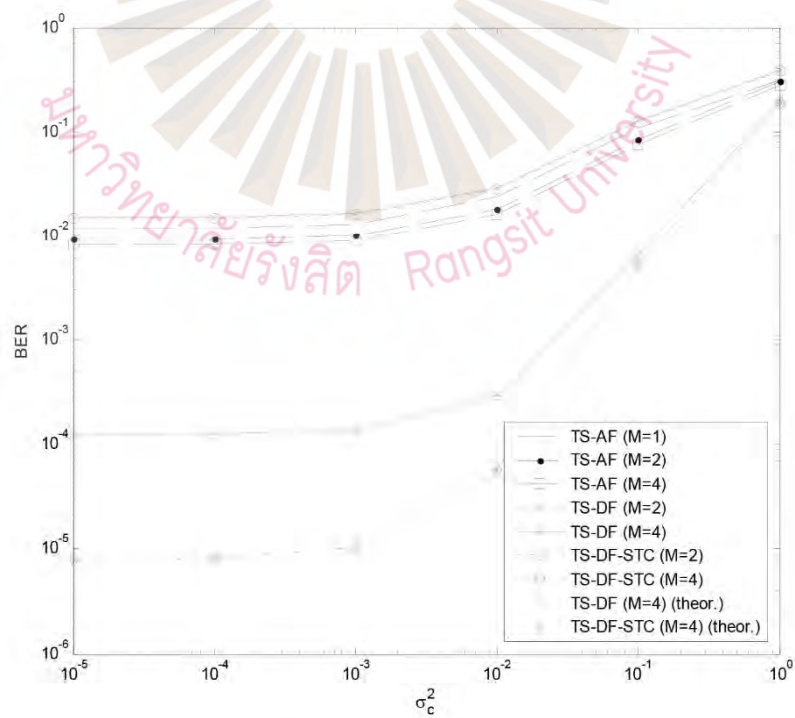


Figure 7. BER versus conversion noise variance σ_c^2 for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes (antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$ and energy harvesting time $\alpha = 0.5$).

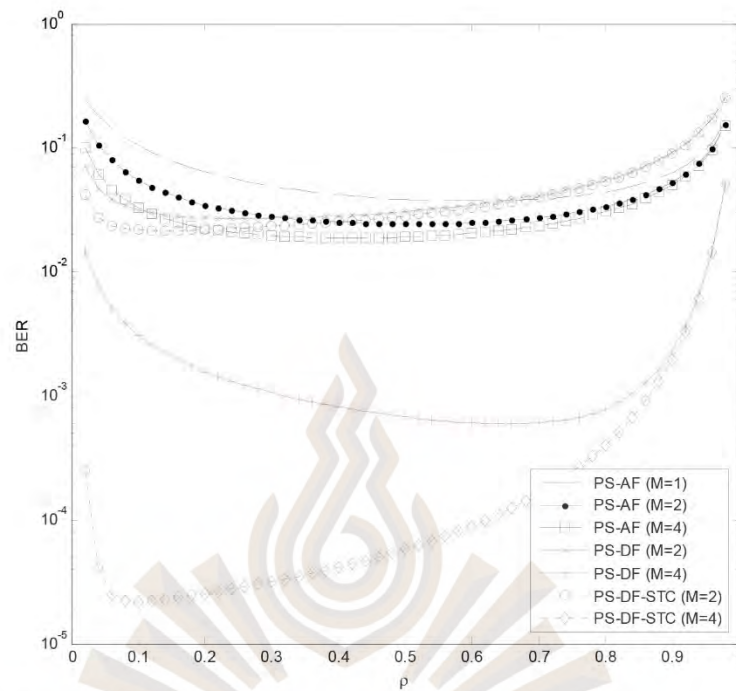


Figure 8. BER versus power splitting ratio ρ for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes (antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$ and conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$).

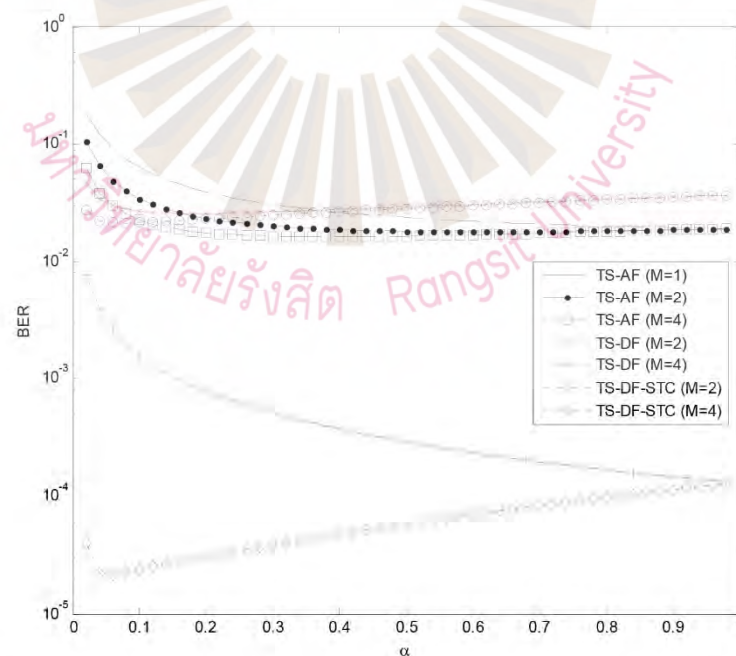


Figure 9. BER versus energy harvesting time α for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes (antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$ and conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$).

To get a further insight into the impact of M , ρ , and α , we plot the BER curves of the multiple-antenna relaying schemes with optimal power allocation (i.e., using the optimal ρ or α) in Figures 10–13. Comparing these results to those in Figures 4–7, we find that for all considered

relaying schemes except TS-AF scheme, the performance gain of the optimal power allocation over the equal power allocation can become significant as M increases. Similar to the case of equal power allocation, the power optimization-based TS-DF and TS-AF schemes generally outperform their PS-DF and PS-AF counterparts, respectively.

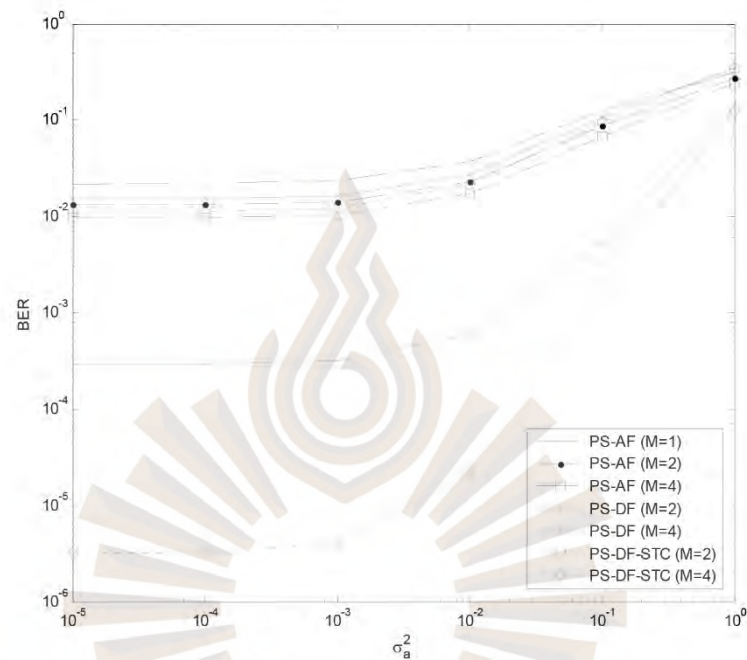


Figure 10. BER versus antenna noise variance σ_a^2 for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes (conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$ and optimal power splitting ratio).

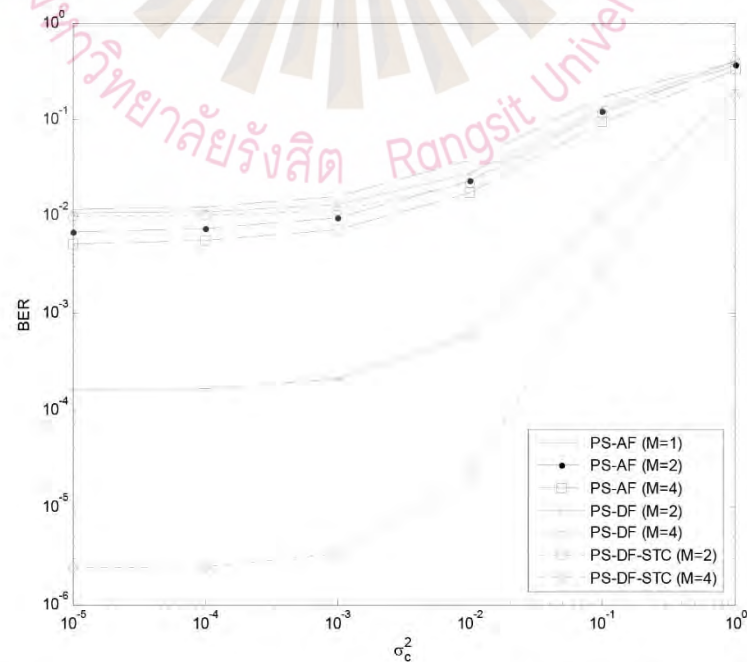


Figure 11. BER versus conversion noise variance σ_c^2 for the PS-DF, PS-DF-STC, and PS-AF schemes (antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$ and optimal power splitting ratio).

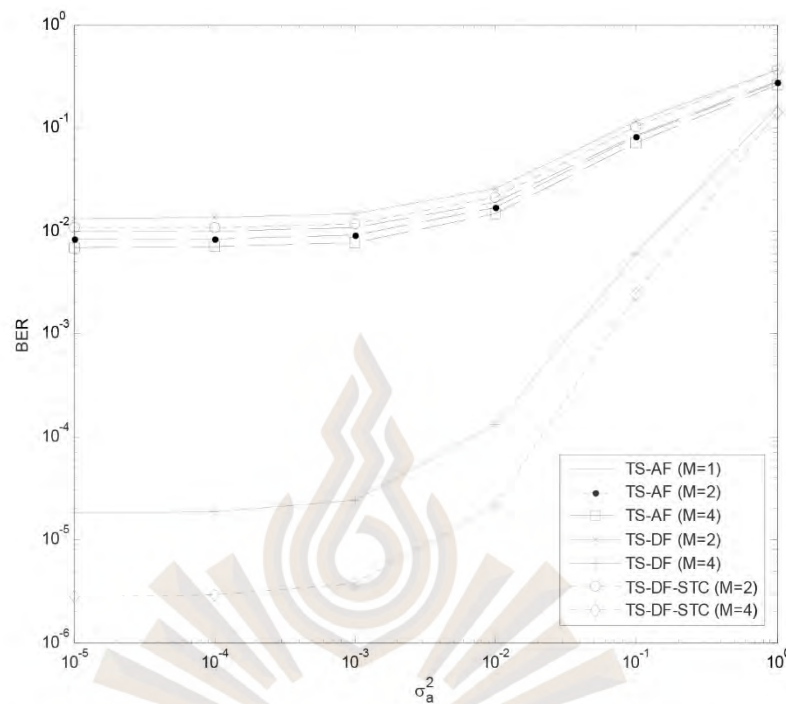


Figure 12. BER versus antenna noise variance σ_a^2 for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes (conversion noise variance $\sigma_c^2 = 0.01$ and optimal energy harvesting time).

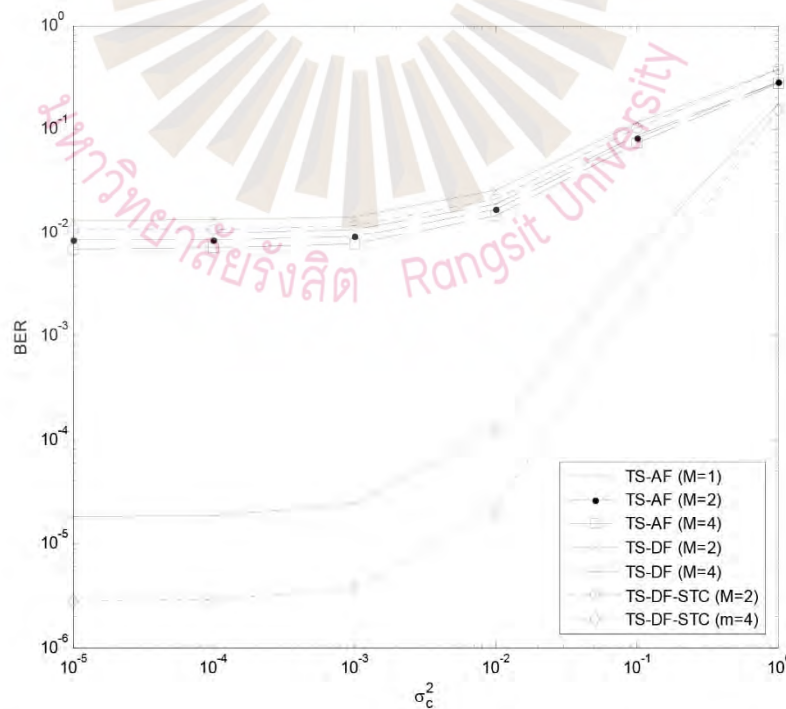


Figure 13. BER versus antenna noise variance σ_c^2 for the TS-DF, TS-DF-STC, and TS-AF schemes (antenna noise variance $\sigma_a^2 = 0.01$ and optimal energy harvesting time).

6. Conclusions

Based on two SWIPT protocols, namely TSR and PSR, we have presented various two-way multi-antenna relaying schemes, where an energy-constrained relay node harvests energy from two source nodes and uses that harvested energy to forward their information. We have compared the BER performance of these SWIPT-based relaying schemes, and have studied the effect of several network parameters, including the number of relay antennas, power splitting ratio, and energy harvesting time. The results have revealed that the benefit of multiple-antenna deployment at the relay depends primarily on the number of antennas (e.g., two antennas versus four antennas), the signal-processing technique (e.g., AF versus DF), and the power allocation strategy (e.g., equal power allocation versus optimal power allocation). In addition, despite the fact that the optimal power allocation is preferable to the equal power allocation, the latter seems an attractive choice for the PS-AF and TS-AF schemes. For the other relaying schemes (i.e., PS-DF, PS-DF-STC, TS-DF, and TS-DF-STC), algorithmic determination of the optimal power splitting ratio and optimal energy harvesting time (see, e.g., [32,33]) could be an interesting direction for future work.

Acknowledgments: This work was supported by Graduate School, Rangsit University.

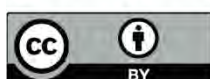
Author Contributions: Thanaphat Srivantana and Kiattisak Maichalernnukul conceived and designed the experiments; Thanaphat Srivantana performed the experiments; Thanaphat Srivantana and Kiattisak Maichalernnukul analyzed the data; Kiattisak Maichalernnukul contributed reagents/materials/analysis tools; Thanaphat Srivantana and Kiattisak Maichalernnukul wrote the paper.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Varshney, L. Transporting information and energy simultaneously. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, Toronto, ON, Canada, 6–11 July 2008; pp. 1612–1616.
2. Grover, P.; Sahai, A. Shannon meets Tesla: Wireless information and power transfer. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, Austin, TX, USA, 13–18 June 2010; pp. 2363–2367.
3. Zhou, X.; Zhang, R.; Ho, C.K. Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff. *IEEE Trans. Commun.* **2013**, *61*, 4754–4767. [[CrossRef](#)]
4. Zhang, R.; Ho, C.K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2013**, *12*, 1989–2001. [[CrossRef](#)]
5. Huang, K.; Larsson, E.G. Simultaneous information and power for broadband wireless systems. *IEEE Trans. Signal Process.* **2013**, *61*, 5972–5986. [[CrossRef](#)]
6. Huang, K.; Lau, V.K.N. Enabling wireless power transfer in cellular networks: Architecture, modeling and deployment. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2014**, *13*, 902–912. [[CrossRef](#)]
7. Park, J.; Clerckx, B. Joint wireless information and energy transfer in a k -user MIMO interference channel. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2014**, *13*, 5781–5796. [[CrossRef](#)]
8. Shen, C.; Li, W.; Chang, T. Wireless information and energy transfer in multi-antenna interference channel. *IEEE Trans. Signal Process.* **2014**, *62*, 6249–6264. [[CrossRef](#)]
9. Nasir, A.A.; Zhou, X.; Durrani, S.; Kennedy, R.A. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2013**, *12*, 3622–3636. [[CrossRef](#)]
10. Yang, D. Wireless information and power transfer: Optimal power control in one-way and two-way relay system. *Wirel. Pers. Commun.* **2015**, *84*, 1–14. [[CrossRef](#)]
11. Eslamifar, M.; Chin, W.H.; Yuen, C.; Guan, Y.L. Performance analysis of two-step bi-directional relaying with multiple antennas. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2012**, *11*, 4237–4242. [[CrossRef](#)]
12. Sanguinetti, L.; D'Amico, A.A.; Rong, Y. A tutorial on the optimization of amplify-and-forward MIMO relay systems. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **2012**, *30*, 1331–1346. [[CrossRef](#)]
13. Yuan, X.; Yang, T.; Collings, I.B. Multiple-input multiple-output two-way relaying: A space-division approach. *IEEE Trans. Inf. Theory* **2013**, *59*, 6421–6440. [[CrossRef](#)]
14. Rashid, U.; Tuan, H.D.; Kha, H.H.; Nguyen, H.H. Joint optimization of source precoding and relay beamforming in wireless MIMO relay networks. *IEEE Trans. Commun.* **2014**, *62*, 488–499. [[CrossRef](#)]

15. Sheikh, A.; Olfat, A. Diversity achieving schemes for two-way multi-antenna relay networks in Nakagami- m fading. *IET Commun.* **2015**, *9*, 1561–1574. [CrossRef]
16. Li, Q.; Zhang, Q.; Qin, J. Beamforming in non-regenerative two-way multi-antenna relay networks for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2014**, *13*, 5509–5520. [CrossRef]
17. Farazi, S.; Brown, D.R., III; Klein, A.G. Power allocation for three-phase two-way relay networks with simultaneous wireless information and power transfer. In Proceedings of the Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, USA, 8–11 November 2015; pp. 812–816.
18. Zhang, Q.; Li, Q.; Qin, J. Beamforming design for OSTBC-based AF-MIMO two-way relay networks with simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Trans. Veh. Technol.* **2016**, *65*, 7285–7296. [CrossRef]
19. Dohler, M.; Li, Y. *Cooperative Communications: Hardware, Channel & PHY*; Wiley: Chichester, UK, 2010; pp. 20–25.
20. Fragouli, C.; Le Boudec, J.Y.; Widmer, J. Network coding: An instant primer. *ACM SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* **2006**, *36*, 63–68. [CrossRef]
21. Tarokh, V.; Jafarkhani, H.; Calderbank, A.R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inf. Theory* **1999**, *45*, 1456–1467. [CrossRef]
22. Simon, M.K.; Alouini, M.-S. *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*; Wiley: New York, USA, 2000.
23. Gradshteyn, S.; Ryzhik, I.M. *Table of Integrals, Series, and Products*; Academic Press: New York, USA, 2000.
24. Arti, M.K.; Mallik, R.K.; Schober, R. Channel estimation and decoding of OSTBC in two-way AF MIMO relay networks. In Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Las Vegas, NV, USA, 2–5 September 2013; pp. 1–5.
25. Zhao, Q.; Zhou, Z.; Li, J.; Vucetic, B. Joint semi-blind channel estimation and synchronization in two-way relay networks. *IEEE Trans. Veh. Technol.* **2014**, *63*, 3276–3293. [CrossRef]
26. Jiang, Y.; Varanasi, M.K.; Li, J. Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: An in-depth study of the high SNR regime. *IEEE Trans. Inf. Theory* **2011**, *57*, 2008–2026. [CrossRef]
27. Proakis, J.G.; Salehi, M. *Digital Communications*, 5th ed.; McGraw-Hill: New York, USA, 2008.
28. Papoulis, A. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, 3rd ed.; McGraw-Hill: New York, USA, 1991.
29. Siriwongpairat, W.P.; Olfat, M.; Liu, K.J.R. Performance analysis and comparison of time-hopping and direct-sequence UWB-MIMO systems. *EURASIP J. Appl. Signal Process.* **2005**, *2005*, 328–345. [CrossRef]
30. Maichalerannukul, K.; Zheng, F.; Kaiser, T. Performance analysis of a MIMO-RFID system in Nakagami- m fading channels. *Ann. Telecommun.* **2016**, *71*, 151–156. [CrossRef]
31. Rayleigh_Distribution. Available online: https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution (accessed on 5 January 2017).
32. Shi, Q.; Liu, L.; Xu, W.; Zhang, R. Joint transmit beamforming and receive power splitting for MISO SWIPT systems. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2014**, *13*, 3269–3280. [CrossRef]
33. Vu, Q.-D.; Tran, L.-N.; Farrell, R.; Hong, E.-K. An efficiency maximization design for SWIPT. *IEEE Signal Process. Lett.* **2015**, *22*, 2189–2193. [CrossRef]



ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ	ธนพัฒน์ ศรีวรรณะ
วัน เดือน ปีเกิด	12 ตุลาคม 2529
สถานที่เกิด	กรุงเทพฯ ประเทศไทย
ประวัติการศึกษา	มหาวิทยาลัยรังสิต ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรม คอมพิวเตอร์, 2552 มหาวิทยาลัยรังสิต ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และคอมพิวเตอร์, 2555 มหาวิทยาลัยรังสิต ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ, 2561
ที่อยู่ปัจจุบัน	24/125 หมู่ที่ 6 หมู่บ้าน กม.26 ซอยพหลโยธิน 56 ถนนพหลโยธิน แขวง สายไหม เขตสายไหม กรุงเทพฯ 10220
E-mail	aof-rangsit@hotmail.com