



วิทยานิพนธ์

การจัดสรรบิตที่มีประสิทธิภาพทางพลังงานสำหรับช่องสัญญาณสื่อสาร
สายไฟฟ้า

ENERGY-EFFICIENT BIT ALLOCATION FOR POWER-LINE
COMMUNICATION CHANNELS

นายพัชรพล กาศอุดม

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

พ.ศ. ๒๕๕๖

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)

ปริญญา

วิศวกรรมไฟฟ้า

สาขา

วิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

เรื่อง การจัดสรรบิตที่มีประสิทธิภาพทางพลังงานสำหรับช่องสัญญาณสื่อสารสายไฟฟ้า

Energy-Efficient Bit Allocation for Power-line Communication Channels

นามผู้วิจัย นายพัชรพล กาศอุดม

ได้พิจารณาเห็นชอบโดย

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิรุณศักดิ์ สันติเพ็ชร, Ph.D.)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์วัชร จงบุรี, Ph.D.)

หัวหน้าภาควิชา

(รองศาสตราจารย์วิชัย สุระพัฒน์, วศ.ม.)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์กัญญา วีระกุล, D.Agr.)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ เดือน พ.ศ.

วิทยานิพนธ์

เรื่อง

การจัดสรรบิตที่มีประสิทธิภาพทางพลังงานสำหรับช่องสัญญาณสื่อสารสายไฟฟ้า

Energy-Efficient Bit Allocation for Power-line Communication Channels

โดย

นายพัชรพล กาศอุดม

เสนอ

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

เพื่อความสมบูรณ์แห่งปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)

พ.ศ. 2556

พัชรพล กาศอุดม 2556: การจัดสรรบิตที่มีประสิทธิภาพทางพลังงานสำหรับ
ช่องสัญญาณสื่อสารสายไฟฟ้า ปริณูญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก:
ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิรุณศักดิ์ สันติเพ็ชร, Ph.D. 73 หน้า

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลที่มีประสิทธิภาพเชิงพลังงานในการส่ง
สัญญาณด้วยวิธีโอเอฟดีเอ็มสำหรับช่องสัญญาณสายไฟฟ้าจำนวนสองวิธี ได้แก่ การจัดสรร
ปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดและการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดโดยใช้วิเคราะห์
สมรรถนะสำหรับแบบจำลองตายตัวนำเสนอโดยซิมเมอร์แมนและแบบจำลองสุ่ม การจัดสรร
ปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดทำให้พลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลลงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการจัดสรร
ปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันประมาณร้อยละ 83 สำหรับแบบจำลองของซิมเมอร์แมน ในขณะที่การ
จัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดใช้พลังงานลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการจัดสรรปริมาณ
ข้อมูลแบบเท่ากันประมาณร้อยละ 73 และสามารถให้สมรรถนะที่ใกล้เคียงกับวิธีการจัดสรร
ปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดเมื่อกำหนดให้เวลาในการส่งข้อมูลน้อยลง สำหรับแบบจำลอง
ช่องสัญญาณสุ่ม พลังงานส่งในวิธีจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดขึ้นอยู่กับจำนวน
ช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานและได้วิเคราะห์จำนวนช่องสัญญาณที่ใช้งานได้ในระบบขนาดใหญ่
ซึ่งสามารถใช้พยากรณ์ระบบจริงได้

Patcharapol Kas-udom 2013: Energy-Efficient Bit Allocation for Power-line Communication Channels. Master of Engineering (Electrical Engineering), Major Field: Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering. Thesis Advisor: Assistant Professor Wiroonsak Santipach, Ph.D. 73 pages.

This thesis presents two energy-efficient bit allocations for power-line OFDM channels which are the optimal bit allocation and on-off bit allocation. Both allocations are analyzed for deterministic channel model proposed by Zimmermann and random channel model. The optimal bit allocation can decrease transmit energy consumed by as much as 83% when compared to the uniform bit allocation for Zimmermann channel. The on-off bit allocation can decrease transmit energy by as much as 73% and performs close to the optimal allocation when transmission time is reduced. For random channel model, total transmit energy depends on the number of on subchannels in the on-off allocation, which is analyzed for a large system. The large system analysis can predict a practical system very well.

Student's signature

Thesis Advisor's signature

____ / ____ / ____

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ผศ .ดร.วิรุณศักดิ์ สันติเพ็ชร อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก ผศ.ดร.วชิระ จงบุรี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม อ.ดร.ประพันธ์ สุขสมปอง อาจารย์จาก ภาควิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ คอมพิวเตอร์ และการสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีนานาชาติสิรินธร มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ ที่ให้คำปรึกษาในการเรียน การค้นคว้าวิจัย ตลอดจนการตรวจแก้ไข วิทยานิพนธ์จนกระทั่งเสร็จสมบูรณ์

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนและมอบ ความรู้อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการนำไปใช้ประโยชน์ต่อไป และขอขอบคุณรุ่นพี่และเพื่อนใน ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือและให้คำแนะนำ ต่างๆ วิทยานิพนธ์นี้ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยประเภทบัณฑิตศึกษา จากสำนักงานคณะกรรมการ วิจัยแห่งชาติ ประจำปี 2556

ด้วยความดีหรือประโยชน์ใดอันเนื่องจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ขอมอบแด่คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้ อบรมและให้กำลังใจผู้วิจัยมาตลอดในทุกเรื่อง และหากวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีข้อบกพร่องประการใด ผู้วิจัยยินดีรับข้อเสนอแนะและขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

พัชรพล กาศอุดม

มีนาคม 2556

สารบัญ

หน้า

สารบัญ	(1)
สารบัญตาราง	(2)
สารบัญภาพ	(3)
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	(6)
คำนำ	1
วัตถุประสงค์	2
การตรวจเอกสาร	3
อุปกรณ์และวิธีการ	26
อุปกรณ์	26
วิธีการ	26
ผลและวิจารณ์	42
ผล	42
วิจารณ์	61
สรุปและข้อเสนอแนะ	63
สรุป	63
ข้อเสนอแนะ	64
เอกสารและสิ่งอ้างอิง	65
ภาคผนวก	67
ประวัติการศึกษาและการทำงาน	73

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

1	ตารางแสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้า	43
---	--	----

สารบัญภาพ

ภาพที่ หน้า

1	อุปกรณ์เชื่อมต่อเครือข่ายผ่านสายไฟฟ้าแบบสายและแบบไร้สายจาก D-Link และ ASUS	5
2	การเดินทางของสัญญาณในสายไฟฟ้าของโครงข่ายจำลองที่มี 1 กิ่ง	6
3	ขนาดของฟังก์ชันส่งผ่านที่ได้จากการวัด (ซ้าย) และได้จากการคำนวณ (ขวา)	10
4	ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนพื้นหลัง	11
5	ภาพรวมของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณสายไฟฟ้า	13
6	ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์	15
7	กระบวนการเสริมไซคลิกที่เครื่องส่งและเครื่องรับ	19
8	ภาพรวมกระบวนการของโอเอฟดีเอ็ม	20
9	ขั้นตอนของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด	33
10	ขั้นตอนของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณตายตัว	37
11	ผลตอบแทนความถี่ของแบบจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้าของซิมเมอร์แมน	43
12	พลังงานรวมของการส่งข้อมูลที่จัดสรรแบบเท่ากัน	44
13	การเรียงค่าอัตราส่วนระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n กับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n ยกกำลังสอง	45
14	จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานแล้วทำให้พลังงานรวมมีค่าน้อยที่สุด	46
15	ร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณที่เปิดใช้งานเปรียบเทียบกับอัตราบิตระหว่าง 0 ถึง 500 เมกะบิตต่อวินาที	47
16	ร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานเปรียบเทียบกับปริมาณข้อมูลที่ใช้ระยะเวลาในการส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน	48
17	ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลเมื่อจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดกับปริมาณข้อมูลซึ่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน	49
18	ความสัมพันธ์ระหว่าง พลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลกับระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

19	เปรียบเทียบสมรรถนะของจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดกับการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน	51
20	ปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้แก่ช่องสัญญาณย่อยด้วยวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด	52
21	สมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดในอัตราบิตที่แตกต่างกัน	53
22	สมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดเปรียบเทียบกับการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดและเท่ากันในระยะเวลาส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน	54
23	เปรียบเทียบร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลด้วยวิธีการที่แตกต่างกันในช่วงอัตราบิตระหว่าง 0 ถึง 500 เมกะบิตต่อวินาที	55
24	เปรียบเทียบสมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลทั้ง 3 วิธี ได้แก่ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดและการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน	56
25	พลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบกับค่าเหมาะสมที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน	57
26	ค่าเหมาะสมที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานกับปริมาณข้อมูลที่ต่างกัน	58
27	พลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบกับจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานเมื่อหาคำตอบด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี	59
28	ร้อยละของค่าเหมาะสมที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน ($\bar{N}_{on}^*$) กับปริมาณข้อมูลที่ต่างกันเมื่อหาคำตอบด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี	60

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

29	เปรียบเทียบพลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบของทั้งวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี	61
----	--	----

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

ADSL	=	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMR	=	Automatic Meter Reading
AWGN	=	Additive White Gaussian Noise
DAB	=	Digital Audio Broadcasting
DFT	=	Discrete Fourier Transform
DVB	=	Digital Video Broadcasting
IDFT	=	Inverse Discrete Fourier Transform
ISI	=	Inter-Symbol Interference
LAN	=	Local Area Network
LTE	=	Long Term Evolution
PAPR	=	Peak-to-Average Power Ratio
PLC	=	Power Line Communications
PSD	=	Power Spectral Density
PSK	=	Phase Shift Keying
QAM	=	Quadrature Amplitude Modulation
SCADA	=	Supervisory Control and Data Acquisition
SCR	=	Silicon Control Rectifier
WEP	=	Wired Equivalent Privacy
WiMAX	=	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WPA/WPA2	=	Wi-Fi Protected Access/ Wi-Fi Protected Access 2
WPS	=	WiFi Protected Setup

การจัดสรรบิตที่มีประสิทธิภาพทางพลังงานสำหรับช่องสัญญาณสื่อสารสายไฟฟ้า

Energy-Efficient Bit Allocation for Power-line Communication Channels

คำนำ

การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าเป็นอีกหนึ่งทางเลือกของวิธีการสื่อสารที่ได้รับความนิยมในปัจจุบันเนื่องจากสายไฟฟ้าเป็นโครงสร้างพื้นฐานที่ให้บริการครอบคลุมเกือบทุกพื้นที่ นอกจากใช้ส่งกระแสไฟฟ้ามายังสถานที่ต่างๆ แล้วยังสามารถใช้เพื่อเป็นสื่อหรือช่องสัญญาณสำหรับรับส่งข้อมูลได้อีกด้วย ด้วยเหตุนี้จึงสามารถสร้างเครือข่ายเพื่อสื่อสารข้อมูลได้ทันทีโดยไม่ต้องติดตั้งสายสัญญาณเพิ่มจึงเป็นการประยุกต์ใช้สิ่งที่มีอยู่แล้วให้เกิดประโยชน์มากยิ่งขึ้น

การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าเกิดขึ้นมาเป็นเวลานานแล้ว เริ่มแรกนั้นใช้แถบความถี่แคบสำหรับการสื่อสารข้อมูลทางไกลผ่านสายไฟฟ้าด้วยอัตราเร็วต่ำ เพื่อใช้ประโยชน์ในการควบคุมและเฝ้าสังเกตอุปกรณ์ไฟฟ้า ในระยะหลังความต้องการใช้บริการอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงได้เพิ่มขึ้น จึงพัฒนาให้สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูงขึ้นเป็นหลักเมกะบิตต่อวินาทีเพื่อรองรับบริการสื่อประสม เช่น ภาพ เสียง วิดีโอความละเอียดสูง เป็นต้น แต่การส่งข้อมูลปริมาณมากด้วยอัตราเร็วสูงนั้นส่งผลให้พลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย ในงานวิจัยเกี่ยวกับการจัดสรรทรัพยากรในการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าที่ผ่านมา ได้มุ่งเน้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในด้านความจุและความทนทานของระบบโดยไม่ได้คำนึงถึงพลังงานที่สูญเสียไป

งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลสำหรับช่องสัญญาณสายไฟฟ้าจำนวน สอง วิธี ได้แก่ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะที่สุดและการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิด เพื่อลดพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดในระยะเวลาหรืออัตราบิตที่ผู้กำหนดโดยนำสมรรถนะของทั้งสองวิธีมาเปรียบเทียบกับสมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน

วัตถุประสงค์

เพื่อนำเสนอวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลที่มีประสิทธิภาพเชิงพลังงานในการส่งสัญญาณ
ด้วยวิธีโอเอฟดีเอ็มสำหรับช่องสัญญาณสายไฟฟ้า

การตรวจเอกสาร

1. การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า

การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าหรือ Power Line Communications (PLC) เป็นการประยุกต์ใช้ประโยชน์ของสายไฟฟ้าซึ่งเดิมเคยใช้สำหรับการส่งกระแสไฟฟ้าเท่านั้น นำมาใช้ในการส่งข้อมูลพร้อมกับส่งกระแสไฟฟ้าลัดเลียงผ่านระบบจ่ายกระแสไฟฟ้าไปยังผู้ให้บริการในเขตพื้นที่ให้บริการไฟฟ้า เพื่อให้บริการรับ-ส่งข้อมูลในอัตราเร็วที่แตกต่างกันที่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้ประโยชน์ในบริการแต่ละประเภท

เทคโนโลยี การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า ได้เริ่มใช้ตั้งแต่ปีค.ศ. 1922 โดยการใช้ความถี่พาห้วงความถี่ 15-500 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่งในสายส่งไฟฟ้าแรงสูง เพื่อใช้ใน ระบบตรวจวัดและส่งข้อมูลทางไกลแบบอัตโนมัติ (Telemetry System) ซึ่งระบบนี้ยังคงใช้อยู่จนถึงปัจจุบัน และในปีค.ศ. 1930 มีการนำ Ripple Carrier Signaling มาใช้ในระบบการจ่ายไฟฟ้าแรงดันปานกลางและแรงดันต่ำ หลังจากนั้นได้มีการประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารแถบความถี่แคบความเร็วสูง (High-speed Narrowband PLC) ใช้ความถี่ในช่วง 9-500 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีอัตราข้อมูลสูงสุด 576 กิโลบิตต่อวินาที ตัวอย่างของการประยุกต์ใช้งานได้แก่ ระบบมิเตอร์ไฟฟ้าอัตโนมัติ (AMR) ระบบควบคุมและการส่งจ่ายไฟฟ้าแบบอัตโนมัติ (SCADA) เทคโนโลยี การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า ถูกพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง บริษัทผลิตคอมพิวเตอร์ชิปและผู้ผลิตอุปกรณ์คอมพิวเตอร์ทั่วโลกหลายรายได้รวมตัวกันเพื่อกำหนดมาตรฐานและพัฒนาอุปกรณ์ที่สามารถใช้งานการสื่อสารความเร็วสูงผ่านสายไฟฟ้าได้แก่ มาตรฐานโฮมปลั๊ก (HomePlug) และ IEEE P1901 ในปีค.ศ.2004 เริ่มมีการทดลองใช้งานบรอดแบนด์ ความเร็วสูงผ่านสายไฟฟ้า (Broadband over power-lines) โดยส่วนใหญ่จะถูกใช้ควบคุมระบบไฟฟ้าควบคู่กับการให้บริการอินเทอร์เน็ต ความเร็วสูง ปัจจุบันสามารถให้บริการอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงผ่านสายไฟฟ้าบนระบบการจ่ายไฟฟ้าแรงดันต่ำ จึงสามารถใช้เป็นโครงข่ายเพื่อเข้าถึงผู้ที่ต้องการใช้บริการอินเทอร์เน็ตแทนโครงข่ายโทรศัพท์ได้

เนื่องจากสายไฟฟ้าเป็นโครงสร้างพื้นฐานซึ่งมีการติดตั้งครอบคลุมทุกพื้นที่ ไม่ต้องติดตั้งสายสัญญาณใหม่ จึงทำให้ใช้ต้นทุนต่ำและลดเวลาในการติดตั้งระบบ ด้วยเหตุนี้ทำให้ การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายรูปแบบ ทั้งในส่วนของผู้ให้บริการสาธารณูปโภค เช่น การไฟฟ้า และประชาชนทั่วไปที่เป็นลูกค้าของการไฟฟ้า ดังตัวอย่างต่อไปนี้

ใช้สำหรับควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในบ้าน ใช้เป็นโครงข่ายภายในบ้าน ใช้ในการส่งกระจายเสียงใช้งานในกิจการของการไฟฟ้า และใช้สำหรับเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตความเร็วสูง แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านสายไฟฟ้ากำลังส่งสูงทำให้สัญญาณที่ส่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนจากภายในและภายนอกระบบไฟฟ้าได้ง่าย ส่งผลให้ไม่สามารถให้บริการอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงในระยาะไกลได้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยการเข้ารหัสช่องสัญญาณและการใช้การกล้ำสัญญาณที่เหมาะสม อีกทั้งสัญญาณที่แพร่ออกจากสายไฟฟ้าที่ใช้ การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนไปยังระบบการสื่อสารอื่นๆ เช่น วิทยุสมัครเล่น วิทยุควบคุมการบิน เป็นต้น เนื่องจากสายไฟฟ้าที่ใช้งานในบางสถานที่ไม่มีการป้องกันการแพร่กระจายคลื่น (ภูมิพัฒน์, 2552)

ในปัจจุบันมีกลุ่มผลิตภัณฑ์พาวเวอร์ไลน์ที่รองรับการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าตามมาตรฐานโฮมปลั๊ก เอวี (HomePlug: HomePlugAV) จำหน่ายในท้องตลาดแล้ว ผลิตภัณฑ์ที่วางจำหน่ายจะเป็นอุปกรณ์สำหรับแปลงสายไฟฟ้าเพื่อเชื่อมต่อระบบเครือข่ายผ่านสายไฟฟ้าด้วยอัตราส่งผ่านข้อมูล 200 เมกะบิตต่อวินาที เช่น แลน (Local Area Network: LAN) อุปกรณ์เหล่านี้มีคุณสมบัติเหมือนกับอุปกรณ์เครือข่ายที่ใช้สายสัญญาณทั่วไป เช่น เราเตอร์ (Router) ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.3 สำหรับการสื่อสารผ่านสายและ IEEE 802.11b/g/n สำหรับการสื่อสารไร้สายและมีการเข้ารหัสแบบ WEP WPA/WPA2 และ WPS ใช้วิธีโอเอฟดีเอ็มในการส่งข้อมูลในช่วงความถี่ 2 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ สามารถรองรับบริการได้หลายรูปแบบ เช่น อินเทอร์เน็ตความเร็วสูง วิดีโอความละเอียดสูง และบริการเสียง เพื่อตอบสนองกับรูปแบบชีวิตของคนในปัจจุบันที่ต้องการการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ตัวอย่างอุปกรณ์แสดงในภาพที่ 1



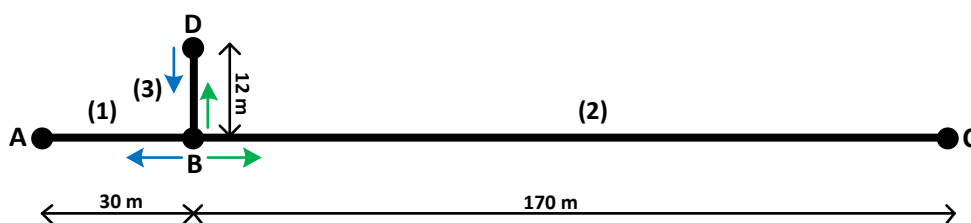
ภาพที่ 1 อุปกรณ์เชื่อมต่อเครือข่ายผ่านสายไฟฟ้าแบบสายและแบบไร้สายจาก D-Link และ ASUS

ที่มา: SYS2U.COM (2011)

2. ช่องสัญญาณสายไฟฟ้า

สายไฟฟ้าไม่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อรับส่งข้อมูลโดยเฉพาะ เมื่อนำสายไฟฟ้ามาใช้เป็นสื่อในการส่งข้อมูลจึงเกิดปัญหา การสะท้อนของสัญญาณ การสะท้อนของสัญญาณในช่องสัญญาณ สายไฟฟ้ามักจะเกิดขึ้นเนื่องจาก การไม่แมตช์กันของ อิมพีแดนซ์ (Mismatch impedance) ในเครือข่ายไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้จึงสามารถพิจารณาช่องสัญญาณสายไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ ช่องสัญญาณไร้สายได้ เนื่องจากสัญญาณที่เดินทางจากตัวส่งไปยังตัวรับไม่ได้มีเฉพาะวิถีที่ปราศจากสิ่งกีดขวางเท่านั้น (Line of sight) แต่ยังมีวิถีที่เกิดจากการสะท้อนที่ต้องนำมาพิจารณารวมอีกด้วย

แบบจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้าแบบที่หนึ่งถูกนำเสนอโดย (Philipps, 1999) โดยพิจารณาถึงการเดินทางของสัญญาณหลายเส้นทาง แต่แบบจำลองนี้ยังไม่สมจริงเนื่องจาก ไม่ได้พิจารณาถึงการลดทอนของสัญญาณขณะสัญญาณเดินทาง หลังจากนั้น (Zimmermann and Dostert, 2002) ได้นำเสนอแบบจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้าจากการศึกษา คุณสมบัติของช่องสัญญาณได้โดยใช้หลักการเดียวกับช่องสัญญาณไร้สาย เนื่องจากการเดินทางของสัญญาณในสายไฟฟ้านั้น เมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงจุดต่อหรือโหลด สัญญาณจะสะท้อนกลับและจะสะท้อนกลับป้อนมาเช่นนี้ จนกว่ากำลังของสัญญาณจะลดทอนหมดไป พฤติกรรมเช่นนี้จะทำให้การเดินทางของสัญญาณมีหลายวิถีและไปถึงตัวรับในเวลาที่แตกต่างกัน



ภาพที่ 2 การเดินทางของสัญญาณในสายไฟฟ้าของโครงข่ายจำลองที่มี 1 กิ่ง

ที่มา: Dostert (2002)

จากภาพที่ 2 โครงข่ายจำลองส่วนที่ 1 และ 2 ใช้สายส่งไฟฟ้าชนิด NAYY150 ซึ่งมีความยาว 30 และ 170 เมตรตามลำดับ ส่วนที่ 3 เป็นสายไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับบ้าน ใช้สายไฟฟ้าชนิด NAYY35 ซึ่งมีความยาว 12 เมตร โดยกำหนดให้ตัวส่งอยู่ที่จุด A และตัวรับอยู่ที่จุด C ค่าอิมพีแดนซ์ของทั้งตัวรับและตัวส่งเท่ากับ ค่าความต้านทานลักษณะเฉพาะ (Characteristic impedance) ทำให้ไม่เกิดการสะท้อนของสัญญาณที่ทั้งสองจุดนี้ หมายความว่า การสะท้อนจะเกิดที่จุด B และ D จากสมมติฐานข้างต้นการแพร่กระจายของสัญญาณมีความเป็นไปได้หลายรูปแบบ ยกตัวอย่างเช่น $A \rightarrow B \rightarrow C$, $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$, $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$ เป็นต้น เมื่อสัญญาณในแต่ละวิถีเดินทางจากตัวส่งมาถึงตัวรับด้วยระยะทางไม่เท่ากันเนื่องจากเกิดการสะท้อนของสัญญาณตามที่ได้ยกตัวอย่างข้างต้น ทำให้ระยะเวลาในการเดินทางจากตัวส่งไปยังตัวรับของสัญญาณแต่ละวิถีไม่เท่ากัน จากพฤติกรรมของการแพร่กระจายของสัญญาณที่ได้กล่าวมานั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าในช่องสัญญาณสายไฟฟ้า สัญญาณเดินทางหลายวิถีและมีการจางหายแบบเลือกความถี่ (Multipath scenario with frequency-selective fading) และสามารถสร้าง

แบบจำลองสำหรับช่องสัญญาณสายไฟฟ้า ที่พิจารณาการเดินทางของสัญญาณ M วิถีได้ดังสมการต่อไปนี

$$h(t) = \sum_{i=1}^M c_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad (1)$$

จากสมการ (1) $h(t)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) ของช่องสัญญาณ τ_i คือความล่าช้า (Echo delays) จากการสะท้อนของวิถีที่ i และ c_i คือตัวประกอบการลดทอนจากการสะท้อน (Echo attenuation factors) ของวิถีที่ i เมื่อทำการแปลงฟูเรียร์จะได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) หรือผลตอบสนองความถี่ (Frequency response) ของช่องสัญญาณในโดเมนความถี่คือ

$$H(f) = F\{h(t)\} = \sum_{i=1}^M c_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (2)$$

โดย f แทนความถี่ จากการศึกษาในระบบจริงของ (Dostert, 2002) พบว่าการลดทอนในสายไฟฟ้าไม่ได้ขึ้นอยู่กับความยาวของสายไฟฟ้าเท่านั้นแต่ยังขึ้นอยู่กับความถี่อีกด้วย นอกจากนั้น (Zimmermann and Dostert, 2002) ได้กล่าวไว้ว่าค่าผลตอบสนองความถี่ของสายส่งไฟฟ้าที่มีความยาว d สามารถคำนวณได้จาก

$$H(f) = \frac{U(x=d)}{U(x=0)} = e^{-\gamma \cdot d} = e^{-\alpha(f) \cdot d} e^{-j\beta(f) \cdot d} \quad (3)$$

เมื่อ $U(x)$ คือค่าแรงดันที่ระยะทาง x มีหน่วยเป็นโวลต์ (V) และ γ คือค่าคงที่เชิงซ้อนของการแผ่ (Complex propagation constant) สามารถคำนวณได้จาก

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (4)$$

กำหนดให้ α เป็นส่วนจริงและ β เป็นส่วนจินตภาพของ γ ซึ่งพารามิเตอร์ของสายส่งไฟฟ้าทั้ง 4 ตัวสามารถอธิบายได้ดังนี้ ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance, C) มีหน่วยเป็นฟาราด (F) ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance, L) มีหน่วยเป็นเฮนรี (H) ทั้งสองค่านี้สามารถประมาณค่าได้อย่างหยาบด้วยขนาดทางเรขาคณิตและคุณสมบัติของวัสดุ ค่าความต้านทาน (Resistance, R) มีหน่วยเป็นโอห์ม (Ω) เป็น

ผลมาจากปรากฏการณ์สกินเอฟเฟกต์ (Skin-effect) ค่า R จะเปลี่ยนไปตามค่ารากที่สองของความถี่ไฟฟ้า ค่าความนำไฟฟ้า (conductance, G) มีหน่วยเป็นซีเมนส์ (S) เป็นผลมาจากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุ (Dielectric constant, ϵ) ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างค่าความจุไฟฟ้าของวัสดุต่อค่าความจุไฟฟ้าของสุญญากาศ (ไม่มีหน่วย) โดยทั่วไปแล้ววัสดุจะเป็นพีวีซี (Polyvinyl chloride) คุณสมบัติของวัสดุทั้งหมดที่ได้กล่าวมานั้น (Zimmermann and Dostert, 2002) สรุปว่า $R \ll \omega L$ และ $G \ll \omega C$ ในช่วงความถี่ที่สนใจ ดังนั้นจึงสรุปว่า สายไฟฟ้าในโครงข่ายที่ (Zimmermann and Dostert, 2002) ทดลองสามารถพิจารณาว่ามีการสูญเสียเล็กน้อยด้วยค่าจำนวนจริงของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจร (Characteristic impedance, Z_L) ค่าคงที่เชิงซ้อนของการแผ่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ว่า

$$\gamma = \underbrace{k_1 \sqrt{f} + k_2 f}_{\text{Re}(\gamma)=\alpha} + j \underbrace{k_3 \cdot f}_{\text{Im}(\gamma)=\beta} \quad (5)$$

ค่าคงที่ k_1 k_2 และ k_3 กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติและรูปร่างของวัสดุ ส่วนจริงของค่าคงที่เชิงซ้อนของการแผ่คือตัวประกอบการลดทอนหรือตัวแปร α ซึ่งจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น จากการทดลองวัดค่าผลตอบสนองความถี่ของ (Zimmermann and Dostert, 2002) สามารถประมาณค่า α ได้ว่า

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 \cdot f^k \quad (6)$$

และสามารถอธิบายลักษณะของการลดทอนในระบบเชื่อมโยงสายไฟฟ้าทั่วไปเป็นสมการอย่างง่ายได้ดังนี้

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f) \cdot d} = e^{-(a_0 + a_1 \cdot f^k) \cdot d} \quad (7)$$

พารามิเตอร์ทั้ง 3 ตัว ได้แก่ a_0 a_1 และ k ไม่สามารถหาค่าได้ง่ายด้วยวิธีทางคณิตศาสตร์จึงใช้วิธีวัดในโครงข่ายสายไฟฟ้าจริงแล้วสรุปออกมาเป็นค่าคงที่ จากสมการ (7) ความยาวของสายไฟฟ้าถูกแทนด้วย d เมื่อรวมลักษณะที่สำคัญทั้งสองเข้าด้วยกัน คือ การเดินทางของสัญญาณหลายวิถีในสมการ (2) และการลดทอนของสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับความยาวและความถี่ในสมการ (7) จะได้แบบจำลองของช่องสัญญาณสายไฟฟ้าซึ่งมีฟังก์ชันการถ่ายโอนดังนี้

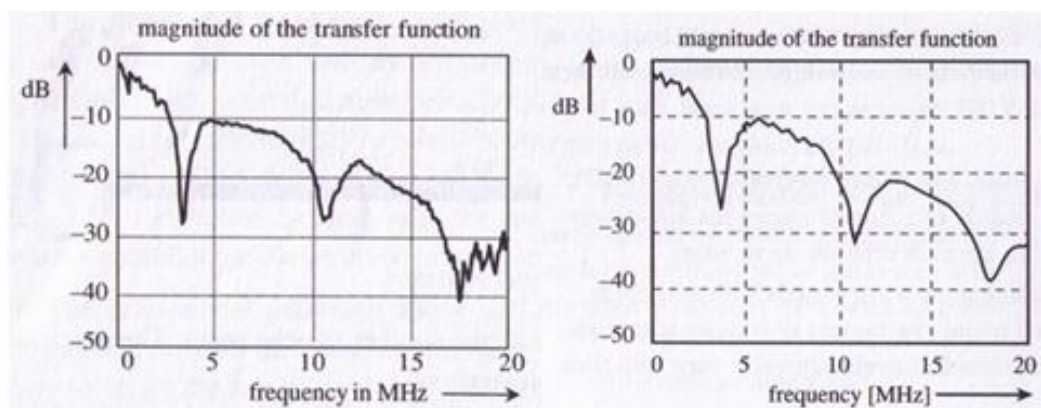
$$H(f) = \sum_{i=1}^M g_i \cdot e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (8)$$

โดยตัวแปรต่างๆ ในสมการ (8) สามารถอธิบายได้ดังนี้ M คือจำนวนวิถี a_0 และ a_1 คือตัวประกอบการลดทอน, k คือเลขชี้กำลังของตัวประกอบการลดทอน, g_i คือตัวประกอบน้ำหนักของวิถีที่ i และ τ_i คือความล่าช้าของวิถีที่ i มีหน่วยเป็นไมโครวินาที สามารถคำนวณ τ_i ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p} \quad (9)$$

เมื่อทราบความยาวของแต่ละวิถีหรือ d_i ซึ่งมีหน่วยเป็นเมตร ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ของวัสดุหรือ ϵ_r ความเร็วแสงหรือ c_0 และความเร็วเฟสหรือ v_p ซึ่งมีหน่วยเป็นเมตรต่อวินาที

หลังจากสร้างแบบจำลองขึ้นมาแล้ว การพิสูจน์ว่าแบบจำลองนั้นมีความถูกต้องหรือไม่ทำได้โดยสร้างโครงข่ายจำลองขึ้นมาหลังจากนั้นใช้เครื่องมือวัดทำการวัดค่า จากโครงข่ายจริง แล้วนำค่าที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลจากโปรแกรมคำนวณแบบจำลอง ผลลัพธ์คือ แบบจำลองสำหรับช่องสัญญาณสายไฟฟ้าจากวิธีการทางสถิติมีความแม่นยำใกล้เคียงกับการใช้เครื่องมือวัดทำการวัดจริง แสดงในภาพที่ 3



ภาพที่ 3 ขนาดของฟังก์ชันส่งผ่านที่ได้จากการวัด (ซ้าย) และได้จากการคำนวณ (ขวา)

ที่มา: Dostert (2002)

3. สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณสายไฟฟ้า

สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารเป็นสาเหตุหลักที่ทำให้คุณภาพของการส่งข้อมูลลดลง เนื่องจากสัญญาณรบกวนจะทำให้สัญญาณที่ตัวรับได้รับผิดเพี้ยนไปจากเดิมที่ถูกส่งออกจากตัวส่ง ในช่องสัญญาณสายไฟฟ้ามีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเฉพาะกับในระบบการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า ซึ่งมีทั้งหมด 5 ชนิด ได้แก่

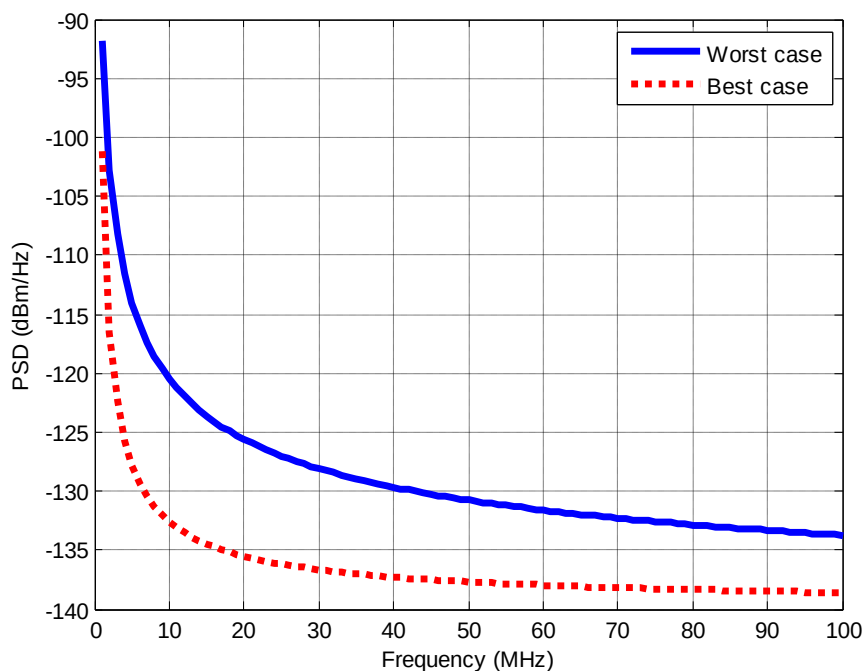
1. สัญญาณรบกวนพื้นหลัง แบบสี (Colored background noise) เกิดจากการรวมกันของสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ หลายชนิดในที่พักอาศัย เช่น คอมพิวเตอร์ เครื่องเป่าผม เป็นต้น โดย ความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลัง (Power spectrum density: PSD) จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น และความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลังจะมีการเปลี่ยนแปลงในหน่วยนาที่หรือ ชั่วโมง

2. การรบกวนในแถบคลื่นความถี่แคบ (Narrowband interference) โดยแหล่งกำเนิดมาจากการกระจายคลื่นวิทยุ เช่น เอฟเอ็ม เอเอ็ม และวิทยุสมัครเล่น ระดับของการรบกวนเปลี่ยนแปลงในหน่วยวัน

สัญญาณรบกวนทั้งสองชนิดที่ได้กล่าวมาสามารถจัดให้อยู่ในประเภทสัญญาณรบกวนพื้นหลัง ในงานวิจัยของ (Bert *et al.*, 2011) ได้กล่าวว่าสัญญาณรบกวนพื้นหลัง สามารถพิจารณาเป็นค่าคงที่ได้ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ เกินกว่าคาบของนาฬิกา ชั่วโมงหรือในบางครั้งเป็นวัน ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนทั้งสองแบบของช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n (η_n) ที่ได้กล่าวมาสามารถแสดงด้วยแบบจำลองดังนี้

$$\eta_n \triangleq \eta_{(f_n)} = a + b |f|^c \quad (10)$$

ตัวแปร a b และ c ได้มาโดยทำการวัด และ f แทนความถี่ในหน่วยเมกะเฮิรตซ์ สามารถกำหนดค่า $[a, b, c] = [-145, 53.23, -0.337]$ เมื่อต้องการพิจารณา กรณีเลวร้ายที่สุดที่อาจเกิดขึ้นได้หรือกำหนดค่า $[a, b, c] = [-140, 38.75, -0.72]$ เมื่อต้องการพิจารณา กรณีดีที่สุดที่อาจเกิดขึ้นได้ ผลจากการคำนวณตามสมการ (10) แสดงดังภาพต่อไปนี้ กรณีแย่ที่สุดแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีดีที่สุดแสดงด้วยเส้นประ



ภาพที่ 4 ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลัง

ที่มา: Bert *et al.* (2011)

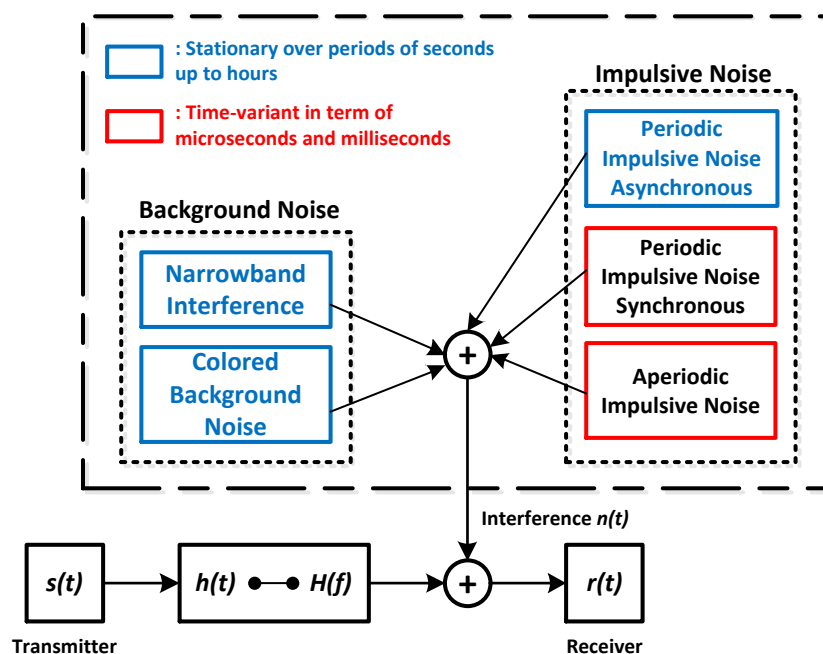
สัญญาณรบกวนอีกประเภทหนึ่งที่จะกล่าวถึงคือ สัญญาณรบกวน อิมพัลส์ (Impulsive noise) สัญญาณรบกวนประเภทนี้ไม่สามารถพิจารณาให้เป็นค่าคงที่เหมือนกับสัญญาณรบกวนพื้นหลังได้เนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาอย่างมีนัยสำคัญ จำแนกออกเป็น 3 ชนิด ได้แก่

1. สัญญาณรบกวนอิมพัลส์เป็นคาบแบบไม่ประสานเวลา (Periodic impulsive noise asynchronous to the mains frequency) อิมพัลส์จะมักเกิดซ้ำๆ ในอัตรา 50 และ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ เกิดขึ้นจากการสับสวิตช์พาวเวอร์สซัพพลายในเครื่องใช้ต่างๆ ภายในบ้าน

2. สัญญาณรบกวนอิมพัลส์เป็นคาบแบบประสานเวลา กับความถี่หลัก (Periodic impulsive noise synchronous to the main frequency) อิมพัลส์จะเกิดซ้ำในอัตรา 50 หรือ 100 เฮิร์ตซ์ (60 หรือ 120 เฮิร์ตซ์ในสหรัฐอเมริกา) ระยะเวลาของอิมพัลส์ (Impulse duration) จะเกิดเป็นระยะเวลาสั้นๆ ประมาณ 10-100 ไมโครวินาทีและความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังจะลดลงตามความถี่ สัญญาณรบกวนชนิดนี้เกิดขึ้นจาก Silicon controlled rectifiers (SCR) ภายในพาวเวอร์สซัพพลาย

3. สัญญาณรบกวนอิมพัลส์ไม่เป็นคาบ (Aperiodic impulsive noise) สัญญาณรบกวนชนิดนี้จะเกิดขึ้นแบบประปราย ระยะเวลาในการเกิดไม่แน่นอน (Arbitrary arrival time) ระยะเวลาของอิมพัลส์จะอยู่ระหว่างไมโครวินาทีถึงสองสามมิลลิวินาทีและความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังมีค่าได้เกินกว่า 50 เดซิเบลจากระดับของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลัง

สัญญาณรบกวนอิมพัลส์เป็นคาบแบบไม่ประสานเวลาโดยปกติจะคงที่ในช่วงวินาทีและนาฬิกา หรือในบางครั้งอาจคงที่เป็นชั่วโมง ดังนั้นจึงสามารถพิจารณาสัญญาณรบกวนชนิดนี้ให้เป็นเหมือนสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังได้ แตกต่างกับสัญญาณรบกวนอิมพัลส์เป็นคาบแบบประสานเวลากับความถี่หลักและสัญญาณรบกวนอิมพัลส์ไม่เป็นคาบ ซึ่งไม่สามารถพิจารณาให้คงที่ได้ ต้องพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนที่แปรเปลี่ยนตามเวลา (Time-variant) ในระดับไมโครวินาที และมิลลิวินาที ในขณะที่เกิดอิมพัลส์ขึ้น ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มขึ้น โดยสังเกตเห็นได้ สามารถทำให้เกิดข้อผิดพลาดแบบบิตหรือแบบหลายบิตได้ จากสิ่งที่กล่าวมาทั้งหมดเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณสายไฟฟ้าสามารถสรุปเป็นภาพรวมได้ดังภาพที่ 5 (Dostert, 2002)



ภาพที่ 5 ภาพรวมของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณสายไฟฟ้า

ที่มา: Dostert (2002)

ในวรรณกรรมวิจัยที่ได้ศึกษาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Bert *et al.*, 2011) ได้อธิบายถึงลักษณะของสัญญาณรบกวนชนิดนี้ ดังนี้

1. แอมพลิจูด ของอิมพัลส์ (Impulse amplitude) ตัวอย่างแบบจำลองที่ใช้อธิบายในวรรณกรรมวิจัยส่วนใหญ่ได้แก่ แบบจำลอง เกาส์ผสมสองพจน์ (Two-term Gaussian mixture) และแบบจำลองมิดเดิลตัน คลาสเอ (Middleton's class A model) ทั้งสองแบบจำลองมีการกระจายตามสมการ (11) และฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ตามสมการ (12) ตามลำดับ โดยแอมพลิจูดของอิมพัลส์จะมีหน่วยเป็นโวลต์

$$I_a(v) = (1-P)\mathcal{N}(0, \sigma_b^2) + P\mathcal{N}(0, K\sigma_b^2) \quad (11)$$

สามารถอธิบายตัวแปรต่างๆ ของสมการ (11) ได้ดังนี้ P คือความน่าจะเป็นที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะเกิดขึ้น, $\mathcal{N}(0, \sigma_b^2)$ คือ ตัวแปรสุ่มเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับ σ_b^2 และ K คือสัมประสิทธิ์ของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลัง

$$f(v) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^k}{k!} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2}} \cdot \exp\left(\frac{-v^2}{2\sigma_k^2}\right) \quad (12)$$

จากสมการ (12) สามารถอธิบายตัวแปรได้ดังนี้ A คือดัชนีอิมพัลส์ (Impulsive Index), Γ คืออัตราส่วนระหว่างสัญญาณรบกวนพื้นหลังกับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และความแปรปรวนเท่ากับ

$$\sigma_k^2 = \left(1 + \frac{1}{\Gamma}\right) \left(\frac{(k/A) + \Gamma}{1 + \Gamma}\right) \sigma_b^2 \quad (13)$$

2. ระยะเวลาอิมพัลส์ (Impulse duration) คือช่วงเวลาดังแต่อิมพัลส์เกิดขึ้นแล้วหายไป การกำหนดให้ระยะเวลาที่อิมพัลส์เกิดเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง เป็นวิธีการที่ง่ายที่สุด เช่น 100 ไมโครวินาที และเพื่อความแม่นยำสามารถใช้แบบจำลองเกาส์ผสมสองพจน์ในการหาค่าได้ ดังสมการต่อไปนี้

$$I_d(v) = P_1 \mathcal{N}(m_1, \sigma_1^2) + P_2 \mathcal{N}(m_2, \sigma_2^2) \quad (14)$$

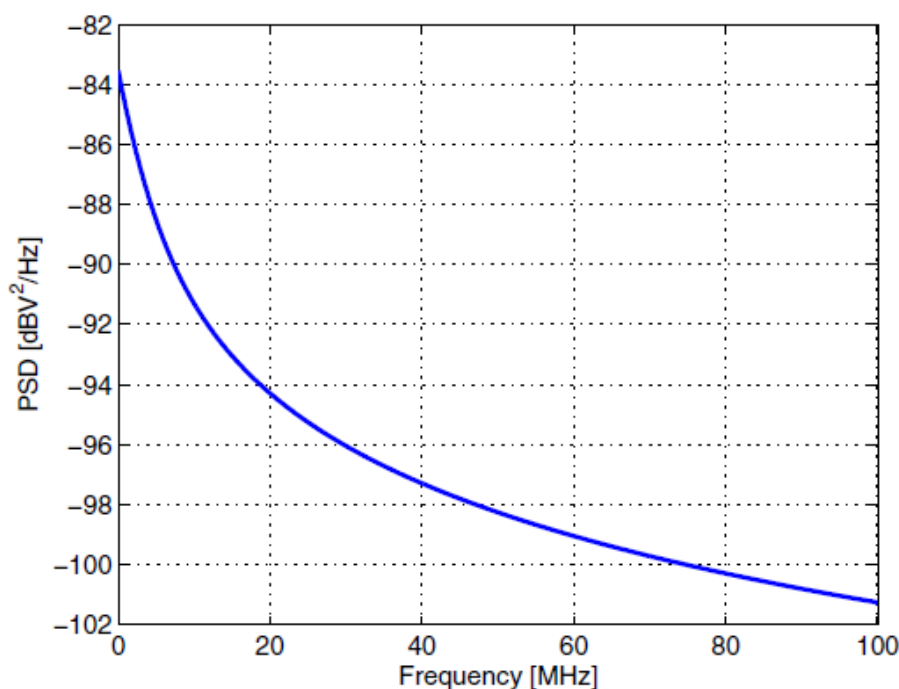
จากสมการ (14) สามารถหาระยะเวลาที่อิมพัลส์เกิดหรือ $I_d(v)$ ได้โดยกำหนดค่าต่อไปนี้ ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.0736 และ 0.0318 ตามลำดับ ค่าเฉลี่ยเท่ากับ 4.9 และ 4.2 ตามลำดับ และค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.2 และ 0.25 ตามลำดับ ค่าเฉลี่ยของตัวแปรสุ่มเมื่อแทนค่าสมการ (14) ตามตัวแปรที่กำหนดเท่ากับ 4.7 ไมโครวินาที

3. ช่วงเวลาที่อิมพัลส์มาถึง (Inter-arrival time between impulses) สามารถอธิบายได้ด้วยการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential distribution) ดังสมการต่อไปนี้

$$I_i(v) = \lambda e^{-\lambda v} \quad (15)$$

เมื่อค่าเฉลี่ยหรือ λ มีค่าเท่ากับ 10.1 ไมโครวินาที

ลักษณะทั้งสามอย่างที่ได้อ้างมานั้น (Bert *et al.*, 2011) ได้นำมาสร้างเป็นแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ซึ่ง ความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบ อิมพัลส์แสดงดังภาพที่ 6



ภาพที่ 6 ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ที่มา: Bert *et al.* (2011)

4. โอเอฟดีเอ็ม

โอเอฟดีเอ็มเป็นวิธีการส่งสัญญาณที่มีพื้นฐานแนวคิดจาก วิธีเอฟดีเอ็มหรือการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency-division multiplexing: FDM) โอเอฟดีเอ็มถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ งานการสื่อสารสมัยใหม่ที่ต้องการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ทั้งการสื่อสารผ่านสายและการสื่อสารไร้สาย การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เป็นหนึ่งในวิธีการใช้ช่องทางที่ใช้สื่อสารร่วมกัน สัญญาณจากหลายผู้ใช้จะถูกส่งไปในช่องสัญญาณเดียวกันโดยใช้วิธีการแบ่งความถี่ของช่องสัญญาณออกเป็นช่องความถี่ย่อย (Subchannel) แล้วนำสัญญาณของแต่ละ

ละผู้ใช้งานล้ากับคลื่นพาห้ที่มีความถี่ต่างกันเพื่อส่งไปในช่องสัญญาณย่อยที่มีความถี่ต่างกัน ระหว่างช่องความถี่ย่อยจะมีการ์ดแบนด์ (Guard Band) เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันของสัญญาณในแต่ละช่องความถี่ ช่วงความถี่บริเวณการ์ดแบนด์นั้นเป็นช่วงความถี่ที่ไม่สามารถใช้งานได้กลายเป็นการสูญเสียประโยชน์จากช่วงความถี่นั้น เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่จึงนำคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonality) มาใช้ในการส่งสัญญาณเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อย จึงเป็นที่มาของโอเอฟดีเอ็มหรือ Orthogonal Frequency Division Multiplexing

สัญญาณจะตั้งฉากซึ่งกันและกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกันของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติตั้งฉากกันจะทำให้สามารถส่งสัญญาณหลายสัญญาณรวมไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้โดยภาครับสามารถถอดสัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีการแทรกสอดซึ่งกันและกัน การมัลติเพล็กซ์โดยทั่วไปจะมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกันอยู่แล้ว เช่น การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time-division multiplexing: TDM) จะส่งสัญญาณกันคนละช่วงเวลาคือ ระหว่างที่สัญญาณหนึ่งส่งสัญญาณอยู่นั้น จะไม่มีการส่งอีกสัญญาณหนึ่ง อีกสัญญาณหนึ่งจะส่งในช่วงเวลาถัดไปจึงทำให้ไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลามีคุณสมบัติตั้งฉาก หรือการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ สัญญาณแต่ละสัญญาณจะตั้งฉากกันโดยการส่งสัญญาณด้วยคลื่นพาห้ความถี่และใช้แถบความถี่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณส่งที่ใช้คลื่นพาห้ความถี่ใกล้เคียงกัน ส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติตั้งฉากในแกนเวลา สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มนั้นสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์หลายสัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณจะถูกแทนด้วยคลื่นพาห้ย่อยแต่ตัวซึ่งมีจำนวนไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็ม เซตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะตั้งฉากกันก็ต่อเมื่อนำฟังก์ชัน ไซน์และโคไซน์ที่แตกต่างกันมาคูณกันแล้วหา ปริพันธ์ในหนึ่งช่วงเวลาสัญลักษณ์ (T) แล้วได้เท่ากับศูนย์

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (16)$$

จากสมการ(16) ถ้าฟังก์ชันนั้นตั้งฉากกัน เมื่อสัญญาณส่งไปถึงเครื่องรับ เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะสัญญาณที่เข้ากับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง และเครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อหาปริพันธ์แล้วจะได้ศูนย์ เซตของสัญญาณไซน์ที่ตั้งฉากกันสามารถแสดงได้ดังนี้

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T \quad k = 1, 2, \dots, M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (17)$$

เมื่อ f_0 คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อยหรือช่องสัญญาณย่อย โดยที่ $f_0 = \frac{1}{2T}$ M คือ จำนวนของคลื่นพาห่อย่อยหรือช่องสัญญาณย่อย และ T คือ ระยะเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ (นิวตัน, 2547)

การส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเริ่มต้นจากแบบจำลองของแถบความถี่ฐานที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time baseband model) เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์จึงสมมติว่าแต่ละวิถีไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา (วิถีที่ l ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา m) ดังนั้นช่องสัญญาณจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นที่ไม่แปรผันตามเวลา (Linear time-invariant)

$$y[m] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x[m-l] + w[m] \quad (18)$$

เมื่อ $y[m]$ คือสัญลักษณ์รับที่เวลา m h_l คืออัตราขยายช่องสัญญาณของวิถีที่ l x คือสัญลักษณ์ส่ง และ w คือสัญญาณรบกวน

กระบวนการทำงานของโอเอฟดีเอ็มเริ่มจากการรับ กระแสข้อมูลบิตที่ส่งผ่าน มาตามอนุกรมเวลาหรือตามลำดับ จากนั้นแบ่งข้อมูลที่รับมาเป็นกลุ่มข้อมูลความเร็วต่ำส่งแบบขนานเพื่อนำข้อมูลไปกล้ำกับสัญญาณพาห่อย่อย สามารถเลือกปรับวิธีการกล้ำสัญญาณให้เหมาะสมกับสถานะของช่องสัญญาณในขณะนั้นเพื่อให้ อัตราการผิดพลาดของข้อมูล มีค่าที่ยอมรับได้ (Adaptive modulation) วิธีการกล้ำสัญญาณที่นิยมใช้ ได้แก่ การกล้ำบีเฟสเค (Binary phase-shift keying: BPSK) การกล้ำแบบควิเฟสเค (Quaternary PSK) การกล้ำแบบ 8-เฟสเค (8-PSK) การกล้ำเชิงแอมพลิจูดแบบควอดเรเจอร์ (Quadrature amplitude modulation: QAM) ซึ่งมีทั้งการกล้ำแบบ 16-คิวเอเอ็ม (16-QAM) หรือ การกล้ำแบบ 64-คิวเอเอ็ม (64-QAM) แล้วแปลงสัญญาณส่งให้อยู่ในแกนเวลาด้วยกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse discrete fourier transform) หลังจากสัญญาณอยู่ในแกนเวลาแล้วเครื่องส่งจะแปลงสัญญาณให้มีความถี่สูงขึ้นให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณที่ใช้สื่อสารแล้วจึงส่งสัญญาณออกไป เนื่องจากสัญญาณเดินทางหลายวิถีก่อนจะถึงเครื่องรับทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol interference) สามารถ

แก้ไขโดยการเสริมไซคลิก (Cyclic prefix) กำหนดให้ความยาวของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม 1 บล็อกเท่ากับ N_c ดังนี้

$$\mathbf{d} = [d[0], d[1], \dots, d[N_c - 1]]^t \quad (19)$$

ดังนั้นจึงสามารถสร้างบล็อกของสัญลักษณ์ส่งที่มีความยาว $N_c + L - 1$ ได้ดังนี้

$$\mathbf{x} = [d[N_c - L + 1], d[N_c - L + 2], \dots, d[N_c - 1], d[0], d[1], \dots, d[N_c - 1]]^t \quad (20)$$

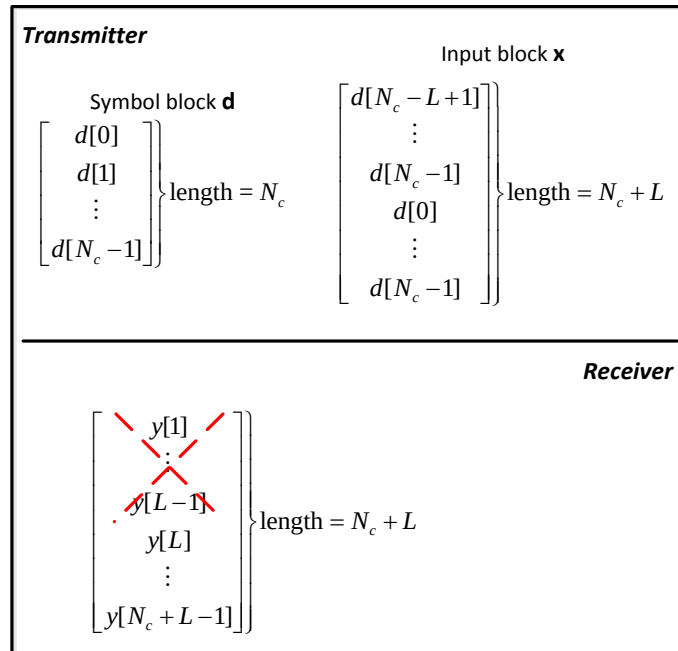
เพื่อเสริมไซคลิกความยาว $L - 1$ เมื่อเสริมไซคลิกจะได้สัญลักษณ์รับดังนี้

$$y[m] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x[m-l] + w[m], \quad m = 1, \dots, N_c + L - 1 \quad (21)$$

ซึ่งเครื่องรับจะได้เวกเตอร์ของสัญลักษณ์รับดังนี้

$$\mathbf{y} = [y[L], \dots, y[N_c + L - 1]]^t \quad (22)$$

กระบวนการเสริมไซคลิกแสดงดังภาพที่ 7



ภาพที่ 7 กระบวนการเสริมไซคลิกที่เครื่องส่งและเครื่องรับ

ที่มา: Tse and Viswanath (2005)

เมื่อสัญญาณส่งมาถึงเครื่องรับ กระบวนการด้านเครื่องรับจะทำตรงข้ามกับด้านเครื่องส่งโดยที่สัญญาณจะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่ฐาน จากนั้นจะทำกระบวนการถอดไซคลิก โดยจะไม่พิจารณาสัญลักษณ์รับลำดับแรกถึงลำดับที่ $L-1$ แต่เลือกพิจารณาเฉพาะสัญลักษณ์รับลำดับที่ L ถึง $N_c + L - 1$ แล้วจึงทำกระบวนการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier transform: DFT) เพื่อให้สัญญาณกลับมาอยู่ในแกนความถี่อีกครั้ง สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการดีเอฟทีแล้วสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\tilde{d}_n = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{m=0}^{N_c-1} d[m] \exp\left(-\frac{j2\pi nm}{N_c}\right), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (23)$$

โดย N คือจำนวนคลื่นพาห่อย่อยหรือช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด โดยสัญลักษณ์รับในสมการ (24) จะถูกถอดการกล้ำสัญญาณให้กลับมาเป็นข้อมูลดิจิทัล แล้วแปลงข้อมูลขนานมาเป็นอนุกรม เช่นเดียวกับฝั่งส่ง

$$\tilde{y}_n = \tilde{h}_n \tilde{d}_n + \tilde{w}_n \quad (24)$$

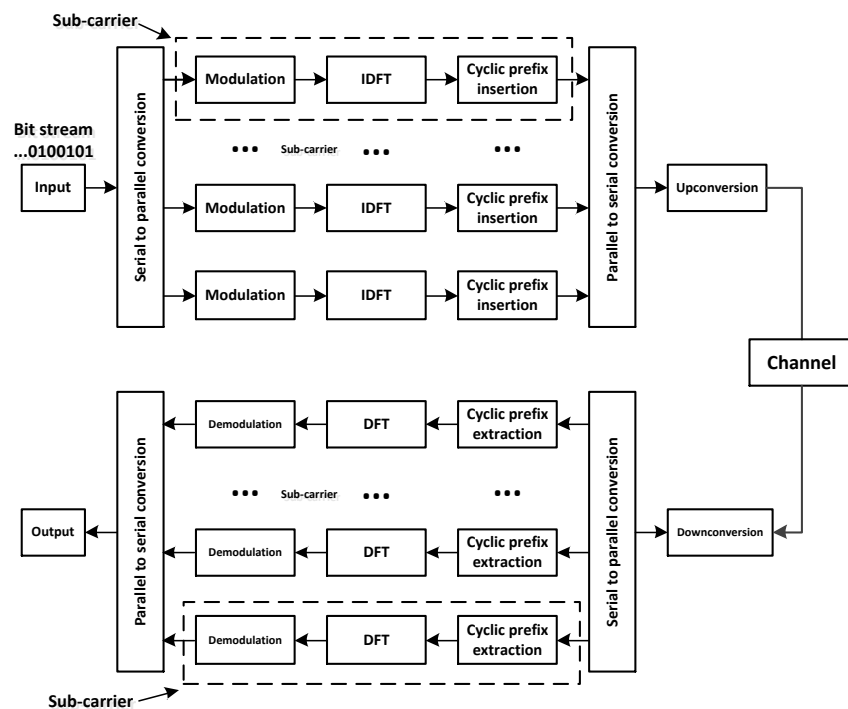
เมื่ออัตราขยายช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n สามารถคำนวณได้จาก

$$\tilde{h}_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(\frac{-j2\pi nl}{N_c}\right) \quad (25)$$

และเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนคือ

$$\mathbf{w} = [w[L], \dots, w[N_c + L - 1]]^t \quad (26)$$

กระบวนการทั้งหมดของโอเอฟดีเอ็มทั้งด้านเครื่องส่งและเครื่องรับสามารถสรุปเป็นแผนภาพแสดงในภาพที่ 8 (Tse and Viswanath, 2005)



ภาพที่ 8 ภาพรวมกระบวนการของโอเอฟดีเอ็ม

ที่มา: Tse and Viswanath (2005)

โอเอฟดีเอ็มมีทั้งข้อดีและข้อเสีย โดยข้อดีโอเอฟดีเอ็ม สามารถใช้งานแถบความถี่ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เนื่องจากไม่สูญเสียแถบความถี่ที่มีไว้ป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกับ ช่องความถี่ย่อย ข้างเคียง และเนื่องจากมีกระบวนการเสริมประสิทธิภาพจึงสามารถกำจัดปัญหาการสอดแทรกกระหว่างสัญลักษณ์ได้ นอกจากนี้ โอเอฟดีเอ็มใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องและแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องผกผันซึ่งเป็นกระบวนการที่เหมือนกับกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier transform) และแปลงฟูริเยร์แบบเร็วผกผัน (Inverse fast Fourier transform) ซึ่งสามารถใช้หน่วยประมวลผลคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น จากข้อดีทั้งหมดที่ได้กล่าวมานั้น โอเอฟดีเอ็มจึงเป็นวิธีที่เหมาะสมกับการสื่อสารสมัยใหม่ไม่ว่าจะเป็นการสื่อสารผ่านสายหรือไร้สาย ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน ได้แก่ เอดีเอสแอล (Asynchronous Digital Subscriber Line), ระบบกระจายเสียง ดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting: DAB), โทรทัศน์ระบบดิจิทัล (Digital Video Broadcasting: DVB), ไวไฟ (Wi-Fi), ไวแมกซ์ (Worldwide Interoperability for Microwave Access), แอลทีอี (Long Term Evolution)

ระบบโอเอฟดีเอ็มมีความซับซ้อนมากกว่าระบบที่ใช้ สัญญาณพาหะเดี่ยว และต้องการการประสานเวลาที่มีความแม่นยำสูงเพื่อซิงค์ตัวอย่างของสเปกตรัมสัญญาณที่จุดยอดของสัญญาณ เนื่องจากที่จุดยอดของสัญญาณนี้จะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพาห่อื่นเป็นศูนย์ เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้องและไม่สูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากระหว่างช่องสัญญาณย่อย และข้อเสียที่สำคัญของระบบโอเอฟดีเอ็มคือ อัตรากำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak-to-Average Power Ratio: PAPR) มีค่าสูงเนื่องจากการใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวนมาก สัญญาณที่มีค่า PAPR สูงจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเทอร์มอดูเลชัน (Inter-modulation distortion) เนื่องจากสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงๆ เมื่อผ่านวงจรขยายของเครื่องส่ง จะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัวและทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น (สุพัตรา, 2547)

5. การจัดสรรทรัพยากรภาคส่ง

ช่องสัญญาณสายไฟฟ้ามีลักษณะบางอย่างที่คล้ายคลึงกับช่องสัญญาณไร้สาย ได้แก่ การจางหายแบบพหุวิถี (Multipath fading) และสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) แต่มีลักษณะที่แตกต่างอย่างชัดเจนคือ สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive noise) ซึ่งสัญญาณรบกวนชนิดนี้ไม่ปรากฏในช่องสัญญาณไร้สาย ด้วยเหตุนี้จึงสามารถประยุกต์ใช้กลยุทธ์การจัดสรรทรัพยากรในระบบการสื่อสารไร้สายกับการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าได้ วรรณกรรมวิจัยที่น่าสนใจของ กล

ยุทธศาสตร์การจัดสรรทรัพยากรเพื่อลดการบริโภคพลังงานได้แก่ วรรณกรรมวิจัยของ (Wong *et al.*, 1999) ได้นำเสนอการลดการบริโภคพลังงานของการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีหลายผู้ใช้งาน โดยนำเสนอการจัดสรรจำนวนบิตในแต่ละช่องสัญญาณย่อยด้วยวิธีการทำซ้ำ (Iterative method) สำหรับกรณีที่มีผู้ใช้งานรายเดียวและนำเสนอการแก้ปัญหาที่เหมาะสมที่สุดแบบมีเงื่อนไขสำหรับผู้ใช้งานที่มีหลายผู้ใช้งาน วิธีการทำซ้ำเป็นวิธีการจัดสรรจำนวนบิตในแต่ละช่องสัญญาณย่อยได้เหมาะสมที่สุดแต่อาจจะใช้เวลานานในการคำนวณ ต่อมา (Assimakopoulos and Pavlidou, 2005) ได้นำเสนอการหาค่าต่ำสุดของกำลังรวมที่ใช้ส่งข้อมูลในระบบการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าแบบหลายผู้ใช้งาน ทดลองกับระบบแลน (Local area network: LAN) ซึ่งการจัดสรรช่องสัญญาณย่อยนั้นสามารถมีจำนวนผู้ใช้งานมากกว่าหนึ่งรายเข้าใช้ช่องสัญญาณย่อยช่องนั้นภายในช่วงเวลาเดียวกันได้ซึ่งแตกต่างกับ (Wong *et al.*, 1999) ที่กำหนดให้แต่ละช่องสัญญาณย่อยสามารถมีผู้ใช้งานเพียงรายเดียวเท่านั้น วิธีการนี้ถึงจะไม่สามารถให้หาคำตอบที่มีค่าที่เหมาะสมที่สุด (Suboptimal) แต่มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่า และ (Hamini *et al.*, 2011) ได้มุ่งเน้นไปที่การลดการบริโภคพลังงานสำหรับการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณสายไฟฟ้าโดยนำเสนอ ขั้นตอนวิธี สำหรับแก้ปัญหาการหาค่าต่ำสุด (Minimization problem) ผลลัพธ์ที่ได้คือหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุด (Optimal) ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ได้แก่ ปริมาณข้อมูลและค่าประสิทธิภาพพลังงาน

ในปัจจุบันความต้องการในการใช้งานโปรแกรมประยุกต์ผ่านเครือข่ายอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงมีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นการสื่อสารไร้สายหรือการสื่อสารผ่านสาย ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาถึงการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงผ่านสายไฟฟ้าซึ่งใช้พลังงานในการส่งข้อมูลสูง กลยุทธ์การจัดสรรทรัพยากรในระบบการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าโดยมักจะมุ่งเน้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบในแง่ของความจุและความทนทานของระบบโดยไม่คำนึงถึงการบริโภคพลังงานแต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งเน้นการหาค่าต่ำสุดเหมาะสมของการบริโภคพลังงานสำหรับส่งข้อมูลในระบบการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า

6. ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานและปริมาณข้อมูล

Hamini *et al.*, (2011) เมื่อกำหนดให้ข้อมูลถูกส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด N ช่องด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มสัญลักษณ์ที่ตัวรับได้รับสำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแบบจุดต่อจุดที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาของแต่ละช่องสัญญาณย่อยคือ

$$r_n = \sqrt{P_n} H_n x_n + w_n \quad (27)$$

เมื่อตัวแปร x_n คือสัญลักษณ์ที่ถูกส่งซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1, H_n คือผลตอบแทนทางความถี่ของช่องสัญญาณย่อยที่ n ซึ่งมีความถี่เท่ากับ f_n , P_n คือกำลังที่ใช้ในการส่งของช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n และสัญญาณรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $B\eta_n$ ถูกแทนด้วยตัวแปร w_n แต่เนื่องจากในช่องสัญญาณสายไฟฟ้า สัญญาณรบกวนพื้นหลังมีความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังไม่เท่ากันทุกความถี่จึงไม่สามารถพิจารณาให้เป็น สัญญาณรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก เหมือนในช่องสัญญาณไร้สายได้ งานวิจัยนี้จึงกำหนดให้ η_n คือความหนาแน่นสเปกตรัมของ สัญญาณรบกวนพื้นหลังของช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n (Noise spectral density) ซึ่งสามารถคำนวณค่าความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนพื้นหลังในแต่ละช่วงความถี่ได้จากสมการ (10) และ B คือความกว้างแถบความถี่ของช่องสัญญาณย่อย (Subchannel spacing) ค่าความจุของแต่ละช่องสัญญาณย่อยสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$C_n = \log_2 \left(1 + \frac{J_n |H_n|^2}{BT\eta_n} \right) \quad (28)$$

เมื่อระยะเวลาในการส่งข้อมูลแทนด้วยตัวแปร T และพลังงานที่ใช้ในการส่งข้อมูลของแต่ละช่องสัญญาณย่อยแทนด้วยตัวแปร J_n หรือมีค่าเท่ากับ $P_n \cdot T$ ค่าความจุที่แสดงดังสมการ (28) คืออัตราข้อมูลสูงสุดที่ระบบสามารถส่งได้ ดังนั้นจำนวนบิตสูงสุดที่สามารถส่งผ่านไปในแต่ละช่องสัญญาณย่อยที่ n ซึ่งมีระยะห่างของช่องสัญญาณย่อยเท่ากับ B สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$Q_n = C_n BT \quad (29)$$

และเมื่อแทนค่าสมการ (29) ลงในสมการ (28) จะสามารถหาค่าพลังงานที่ใช้ส่งข้อมูล Q_n บิตได้ดังนี้

$$J_n = \left(2^{\frac{Q_n}{BT}} - 1 \right) \frac{BT\eta_n}{|H_n|^2} \quad (30)$$

เพราะฉะนั้นค่าพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลผ่านทุกช่องสัญญาณย่อยจึงสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$J = \sum_{n=1}^N \left(2^{\frac{Q_n}{TB}} - 1 \right) \frac{BT\eta_n}{|H_n|^2} \quad (31)$$

7. การจัดสรรปริมาณข้อมูลในการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า

การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันหรือแบบยูนิฟอร์ม (Uniform bit allocation) เป็นวิธีการที่ง่ายที่สุดสำหรับการจัดสรรปริมาณข้อมูลให้แก่ช่องสัญญาณย่อย ทำได้โดยจัดสรรปริมาณข้อมูลให้แก่ช่องสัญญาณย่อยในปริมาณที่เท่ากัน เมื่อตั้งสมมติฐานว่าช่องสัญญาณสายไฟฟ้าเป็นช่องสัญญาณที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ตายตัว ตัวส่งจึงมีสถานะข้อมูลช่องสัญญาณหรือเซตของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่อง (H_n) และกำหนดให้จำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดเท่ากับ N ช่อง ปริมาณข้อมูลทั้งหมดเท่ากับ Q บิต ดังนั้นปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้ช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n มีค่าเท่ากับ

$$Q_n = \frac{Q}{N} \quad (32)$$

และสามารถคำนวณพลังงานที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูลทั้งหมดได้จากสมการ (31) เนื่องจากการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันนั้นจะจัดสรรปริมาณข้อมูลให้เท่ากันในทุกช่องสัญญาณย่อยโดยไม่ขึ้นอยู่กับอัตราขยายช่องสัญญาณของช่องสัญญาณนั้นๆ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้พลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลผ่านทุกช่องสัญญาณย่อยหรือ J มีค่ามากเนื่องจากในช่องสัญญาณย่อยที่มีอัตราขยายช่องสัญญาณต่ำจะต้องใช้พลังงานสำหรับส่งข้อมูลมากกว่าช่องสัญญาณย่อยที่มีอัตราขยายช่องสัญญาณสูงกว่าเมื่อส่งข้อมูลจำนวน Q_n บิตภายในระยะเวลาที่เท่ากัน จากสมการ (31) พลังงานที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ดังนี้

$$J_n \propto \frac{\eta_n}{|H_n|^2} \quad (33)$$

จากความสัมพันธ์จะสังเกตว่าพลังงานที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n แปรผันตรงกับอัตราส่วนระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของช่องสัญญาณลำดับที่ n กับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณลำดับที่ n ยกกำลังสอง ถ้าอัตราส่วนดังกล่าวมีค่ามากแล้วพลังงานที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n จะมีค่ามากหรือในทางกลับกัน J_n จะมีค่าน้อยลงตามไปด้วย เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลให้ใช้พลังงานสำหรับการส่งข้อมูลลดลงจึงใช้อัตราส่วนระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของช่องสัญญาณลำดับที่ n กับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณลำดับที่ n ยกกำลังสองเป็นเกณฑ์ในการจัดสรรปริมาณข้อมูลซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

อุปกรณ์และวิธีการ

อุปกรณ์

1. คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล intel® Core™ 2 Duo CPU@2.66 GHz 2GB DDR2-RAM
2. โปรแกรม MATLAB® R2008b

วิธีการ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลสองวิธีสำหรับช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าซึ่งใช้วิธีส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มแบบจุดต่อจุด วิธีการที่นำเสนอได้แก่วิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal bit allocation) สำหรับช่องสัญญาณที่สถานะช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง หรือช่องสัญญาณตายตัว (Deterministic channel) และวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิด (On-off bit allocation) สำหรับช่องสัญญาณที่สถานะช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงและสถานะช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาหรือช่องสัญญาณสุ่ม (Random channel) สัญญาณส่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังและแบบอิมพัลส์ กระบวนการจัดสรรปริมาณข้อมูลสำหรับแต่ละช่องสัญญาณย่อยกระทำที่ภาคส่งเพื่อลดพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมด

วิธีการที่นำเสนอในหัวข้อนี้ทั้งหมดนั้นนำเสนอภายใต้สมมติฐานสองข้อ สมมติฐานข้อแรกคือเครื่องส่งมีสถานะข้อมูลช่องสัญญาณอย่างสมบูรณ์โดยไม่มีความผิดพลาดจากการประมาณหรือเครื่องส่งรู้อัตราขยายช่องสัญญาณ กำหนดให้เซต G มีจำนวนสมาชิกทั้งหมด N ตัว เมื่อ N คือจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด สมาชิกในเซต G ประกอบไปด้วยอัตราส่วนระหว่าง ความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของแต่ละช่วงความถี่กับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณลำดับที่ n ยกกำลังสองสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\{G_1, G_2, G_3, \dots, G_N\} = \left\{ \frac{\eta_{f_1}}{|H_{f_1}|^2}, \frac{\eta_{f_2}}{|H_{f_2}|^2}, \frac{\eta_{f_3}}{|H_{f_3}|^2}, \dots, \frac{\eta_{f_N}}{|H_{f_N}|^2} \right\}, 1 \leq n \leq N \quad (34)$$

เมื่อ f_n คือความกว้างแถบความถี่ หรือแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n โดยที่ n เป็นจำนวนเต็มที่มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง N เมื่อทราบ ความกว้างแถบความถี่ ของระบบแล้วสามารถคำนวณความกว้างแถบความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณย่อยได้ดังนี้

$$f_n = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{N} \quad (35)$$

เมื่อ $f_{\max}$ และ $f_{\min}$ คือค่าความกว้างแถบความถี่ที่มากและน้อยที่สุดของระบบตามลำดับ จากนั้นนำค่าที่ได้จากสมการ(35) แทนค่าในสมการ (8) เพื่อหาค่าของสมาชิกแต่ละตัวในเซต G สมมติฐานข้อที่สองคือระยะเวลาและ แบนด์วิดท์ที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีค่าเท่ากันทุกช่องสัญญาณย่อยแสดงตามสมการ(36) และ (37) ตามลำดับ

$$T = T_1 = T_2 = \dots = T_{N-1} = T_N \quad (36)$$

$$B = f_1 = f_2 = \dots = f_{N-1} = f_N \quad (37)$$

1. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด

การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนน้อยที่สุดซึ่งจัดสรรปริมาณข้อมูลให้ทุกช่องสัญญาณย่อยในปริมาณเท่ากันดังที่แสดงในสมการ (32) แต่มีข้อเสียคือพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลทั้งหมดมีค่ามากเนื่องจากเป็นวิธีที่ให้น้ำหนักในการจัดสรรปริมาณข้อมูลเท่ากันโดยไม่คำนึงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้แต่ละช่องสัญญาณย่อยกับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยยกกำลังสองและ ความหนาแน่นสเปกตรัม ทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของช่องสัญญาณย่อย จากปัญหาที่ได้กล่าวมานั้นสามารถแก้ไขได้โดยจัดสรรปริมาณข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณย่อยให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณย่อยช่องนั้นๆ จุดประสงค์ของวิธีการนี้คือการลดพลังงานที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมด Q บิตผ่านช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด N ช่องโดยจัดสรรปริมาณข้อมูลในปริมาณที่เหมาะสมที่สุดสำหรับแต่ละช่องสัญญาณย่อยซึ่งมีข้อจำกัดว่าในแต่ละช่องสัญญาณย่อยจะได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลหรือไม่ก็ได้ นั่นหมายความว่าบางช่องสัญญาณย่อยได้รับการจัดสรรข้อมูลในปริมาณหนึ่งและอาจมีบางช่องสัญญาณย่อยไม่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลหรืออาจกล่าวได้ว่าช่องสัญญาณย่อย

ช่องนั้นไม่ได้ถูกใช้ส่งข้อมูลและผลรวมของปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้ช่องสัญญาณย่อยทุกช่องจะต้องเท่ากับปริมาณข้อมูลทั้งหมดที่ผู้ใช้ต้องการส่งหรือ Q จากจุดประสงค์และข้อจำกัดที่ได้กล่าวมานี้สามารถสร้างเป็นปัญหาค่าต่ำสุดเหมาะสมแบบมีข้อจำกัด (Minimization problem with constraint) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \underset{\{Q_n\}}{\text{minimize}} \quad & J = \sum_{n=1}^N J_n \\ \text{subject to} \quad & \sum_{n=1}^N Q_n \geq Q, \quad (\\ & Q_n \geq 0 \text{ for } 1 \leq n \leq N \end{aligned} \quad (38)$$

การหาเซตคำตอบของปัญหานี้เพื่อให้ได้ค่าต่ำสุดของฟังก์ชันแบบมีข้อจำกัด ในสมการ (38) สามารถทำได้โดยใช้วิธีการดัดแปลง ลากรานจ์ (Modified Lagrangian) (Sydsaeter and Hammond, 1995) และจากสมการ(31) สามารถเขียนสมการให้อยู่ในรูปตัวคูณลากรานจ์ได้ดังนี้

$$\mathcal{L} = \sum_{n=1}^N (2^{\frac{Q_n}{TB}} - 1) \frac{BT\eta_n}{|H_n|^2} + \lambda (\sum_{n=1}^N Q_n - Q) \quad (39)$$

จากนั้นทำการหาอนุพันธ์ย่อย (Partial derivative) เทียบกับปริมาณข้อมูลที่ได้รับการจัดสรรในแต่ละช่องสัญญาณย่อยหรือ Q_n และตัวคูณลากรานจ์หรือ λ แล้วสร้างเป็นเงื่อนไขของ Kuhn-Tucker ได้ดังนี้ (Sydsaeter and Hammond, 1995)

$$Q_n \cdot (2^{\frac{Q_n}{TB}} \frac{(\ln 2)\eta_n}{|H_n|^2} - \lambda) = 0, \quad \forall n \quad (40)$$

$$(2^{\frac{Q_n}{TB}} \frac{(\ln 2)\eta_n}{|H_n|^2} - \lambda) \leq 0, \quad \forall n \quad (41)$$

$$\lambda \cdot (\sum_{n=1}^N Q_n - Q) = 0 \quad (42)$$

$$\sum_{n=1}^N Q_n - Q \geq 0 \quad (43)$$

$$Q_n \geq 0, \quad \forall n \quad (44)$$

$$\lambda \geq 0 \quad (45)$$

ขั้นตอนการหาเซตคำตอบที่สอดคล้องกับข้อจำกัดในสมการ (40) ถึง (45) เริ่มจากกำหนดตัวแปรที่เครื่องส่งรู้ ได้แก่ ปริมาณข้อมูลทั้งหมดที่ต้องการส่งหรือตัวแปร Q ระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูลหรือตัวแปร T สามารถกำหนดให้มีค่ามากหรือน้อยเพื่อให้สอดคล้องกับความพึงพอใจของผู้ใช้งานระบบแบบตัววัดที่ของช่องสัญญาณย่อยหรือตัวแปร B ความหนาแน่นสเปกตรัมของ สัญญาณรบกวนในแต่ละช่วงความถี่หรือของแต่ละช่องสัญญาณย่อย η_n และเซต $G_{(n)}$ คือเซต G ที่เรียงลำดับสมาชิกในเซตจากค่ามากไปน้อยสามารถแสดงเป็นความสัมพันธ์ได้ว่า $G_{(1)} \geq G_{(2)} \geq \dots \geq G_{(N-1)} \geq G_{(N)}$

ดังนั้น $G_{(1)} = \max_n \left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ และ $G_{(N)} = \min_n \left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ จากนั้นกำหนดค่าเริ่มต้นให้ตัว

แปร N_{on} และ $Q_{(n)}$ มีค่าเท่ากับศูนย์ นั้นหมายความว่าก่อนเริ่มทำการคำนวณ จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลมีจำนวนศูนย์ช่องหรือไม่มีช่องสัญญาณย่อยที่ เปิดใช้งานและยังไม่มีการจัดสรรปริมาณข้อมูลให้กับช่องสัญญาณย่อยใดๆ ต่อมาเริ่มคำนวณปริมาณข้อมูลที่

จัดสรรให้กับช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ มากที่สุดหรือ $Q_{(1)}$ ด้วยการกำหนดให้ช่องสัญญาณ

ย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ มากที่สุดเปิดใช้งานหรือ $N_{on} = 1$ แล้วจึงคำนวณค่ากำหนดปริมาณข้อมูลหรือ

ตัวแปร S ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามสมการ(46)

$$S = \sum_{n=1}^{N_{on}} TB \log_2 \left(\frac{G_{(n)}}{G_{(1)}} \right) \quad (46)$$

เมื่อทราบค่ากำหนดปริมาณข้อมูลหรือค่า S แล้วจะสามารถคำนวณปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้กับช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ มากที่สุดหรือ $Q_{(1)}$ ได้จากสมการต่อไปนี้

$$Q_{(1)} = \frac{Q-S}{N_{on}} \quad (47)$$

เมื่อทราบค่า $Q_{(1)}$ แล้ว สามารถคำนวณปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้กับช่องสัญญาณย่อยช่องลำดับที่ m เมื่อ m คือลำดับของช่องสัญญาณย่อยมีค่าตั้งแต่ 1 ถึง N_{on} ได้จากสมการต่อไปนี้

$$Q_{(m)} = Q_{(1)} - TB \log_2 \left(\frac{G_{(1)}}{G_{(m)}} \right) \quad (48)$$

และสามารถคำนวณพลังงานสำหรับส่งข้อมูลจำนวน $Q_{(m)}$ บิตได้ดังสมการนี้

$$J_{(m)} = \left(2^{\frac{Q_{(m)}}{TB}} - 1 \right) \frac{TB N_0}{G_{(m)}} \quad (49)$$

ลำดับของการจัดสรรปริมาณข้อมูลจะเริ่มจัดสรรปริมาณข้อมูลให้กับช่องสัญญาณย่อยที่มี

$$\text{ค่า} \left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right) \text{มากที่สุดเป็นลำดับแรกแล้วจึงจัดสรรให้กับช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า} \left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$$

รองลงมาเป็นลำดับถัดไป ซึ่งจะเป็นเช่นเรื่อยไป จนกว่าเงื่อนไขในอสมการ(50) จะเป็นจริง

$$TB \log_2 \left(\frac{G_{(N_{on})}}{G_{(1)}} \right) > Q_{(1)} \quad (50)$$

เมื่อเงื่อนไขในอสมการ (50) เป็นจริงแล้วกระบวนการจัดสรรปริมาณข้อมูลจะหยุดลง ผลลัพธ์ที่ได้คือ $\{Q_{(n)}\}$ หรือเซตของปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่อง โดยเรียงลำดับจาก

ช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ มากที่สุดลงมาถึงช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ น้อยที่สุดช่อง

สุดท้ายก่อนที่เงื่อนไขในอสมการ(50) จะเป็นจริง ดังนั้นสมาชิกใน $\{Q_{(n)}\}$ หรือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานจะมีค่าเท่ากันซึ่งมีค่าเท่ากับ $N_{on} - 1$

$$\{Q_{(n)}\} = \{Q_1, Q_2, \dots, Q_{N_{on}-1}\} \quad (51)$$

เนื่องจากสมาชิกในเซตของปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องหรือ $\{Q_{(n)}\}$

เรียงลำดับตามค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ โดยเรียงจากค่ามากไปน้อยซึ่งตำแหน่งของสมาชิกแต่ละตัวนั้นไม่ได้

เป็นตำแหน่งของช่องสัญญาณช่องนั้นจริงๆ ยกตัวอย่างเช่น $Q_{(1)}$ เป็นสมาชิกในลำดับแรก ของ $\{Q_{(n)}\}$ แต่ไม่ได้หมายความว่าช่องสัญญาณย่อยลำดับที่หนึ่งจะได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูล เท่ากับ $Q_{(1)}$ บิต ดังนั้นเมื่อจะส่งข้อมูลต้องส่งข้อมูลที่ได้รับการจัดสรรให้ตรงกับลำดับช่องสัญญาณ ย่อยที่แท้จริง สุดท้ายแล้วสามารถนำปริมาณข้อมูลที่ได้รับการจัดสรรแบบเหมาะสมที่สุดมาคำนวณ พลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดซึ่งมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลของแต่ละ ช่องสัญญาณย่อย

$$J \triangleq \sum_{m=1}^{N_{\text{on}}} J_{(m)} = (2^{\frac{Q_{(m)}}{TB}} - 1) \frac{TB N_0}{G_{(m)}} \quad (52)$$

$\{Q_{(n)}\}$ ที่ได้รับมานั้นเป็นเซตคำตอบที่เหมาะสมที่สุด (Optimal solution) ที่ทำให้ฟังก์ชัน จุดประสงค์มีค่าน้อยที่สุดซึ่งสอดคล้องกับข้อจำกัดในสมการ(40) ถึง (45)

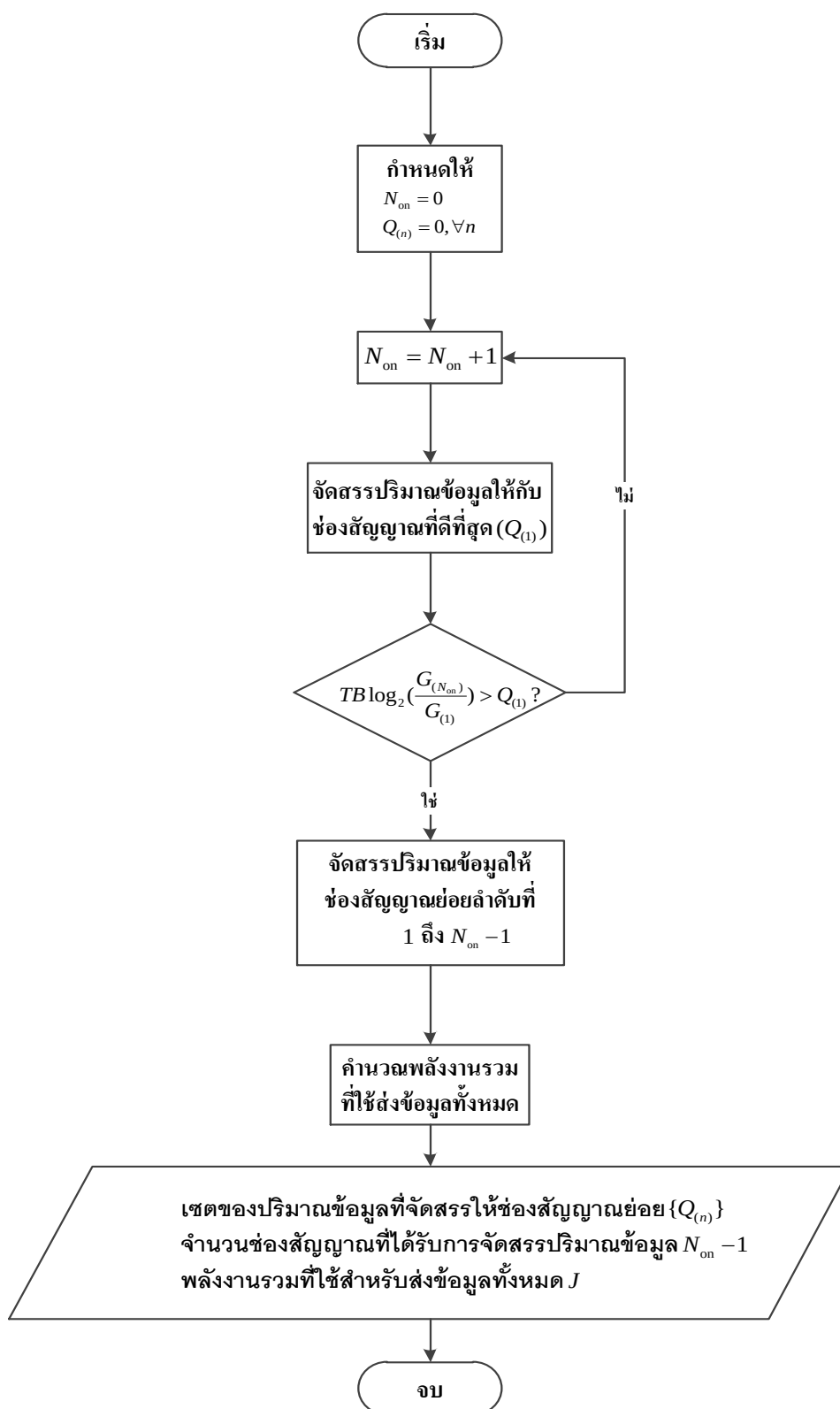
การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดสามารถอธิบายเป็นซูโดโค้ดได้ดังนี้

```

1: Input:  $Q, T, B, N_0, \{G_{(n)}\}$ 
2: Initial parameters:  $N_{\text{on}}$  and  $Q_{(n)} = 0, \forall n$ 
3: repeat
4:    $J = 0$ 
5:   for  $m = 1 : N_{\text{on}}$  do
6:      $Q_{(m)} = Q_{(1)} - TB \log_2 \left( \frac{G_{(m)}}{G_{(1)}} \right)$ 
7:      $J \leftarrow J + \left( 2^{\frac{Q_{(m)}}{TB}} - 1 \right) \frac{TB N_0}{G_{(m)}}$ 
8:   end for
9:    $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} + 1$ 
10:   $S = \sum_{n=1}^{N_{\text{on}}} TB \log_2 \left( \frac{G_{(n)}}{G_{(1)}} \right)$ 
11:   $Q_{(1)} = \frac{Q - S}{N_{\text{on}}}$ 
12: until  $TB \log_2 \left( \frac{G_{(N_{\text{on}})}}{G_{(1)}} \right) > Q_{(1)}$ 
13:  $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} - 1$ 
14: return  $\{Q_{(n)}\}$  and  $J$ 

```

และแผนภูมิสายงานอธิบายขั้นตอนของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดแสดงในภาพที่ 9



ภาพที่ 9 ขั้นตอนของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด

2. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิด

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิด โดยแบ่งเป็นสองกรณี ได้แก่ กรณีช่องสัญญาณตายตัวและกรณีช่องสัญญาณสุ่ม วิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิด นี้ประยุกต์มาจากวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน คำว่า “เปิด” หรือ “ปิด” มาจากการเลือกที่จะใช้หรือไม่ใช้ช่องสัญญาณย่อยช่องนั้นส่งข้อมูลในปริมาณที่เท่ากันซึ่งพิจารณาจากค่า อัตราส่วนระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n กับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n ยกกำลังสอง โดยเงื่อนไขคือ ถ้าค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2}\right)$ มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าขีดแบ่งแล้วช่องสัญญาณย่อยช่องนั้นจะได้รับการจัดสรรให้ส่งข้อมูลในปริมาณที่เท่ากันกับช่องสัญญาณย่อยช่องอื่นๆที่ผ่านการตรวจสอบจากเงื่อนไขนี้ หรืออาจเรียกว่าช่องสัญญาณย่อยช่องนั้นถูก เปิดใช้งาน ในทางตรงกันข้ามช่องสัญญาณย่อยลำดับที่ n จะไม่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลเพื่อใช้ส่งหรืออาจเรียกว่าช่องสัญญาณย่อยช่องนั้นถูก ปิดใช้งาน

2.1 วิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณตายตัว

จากสมมติฐานที่กำหนดว่าเครื่องส่งมีสถานะข้อมูลช่องสัญญาณอย่างสมบูรณ์โดยไม่มี ความผิดพลาดจากการประมาณ ทำให้สามารถตัดสินใจได้ว่าช่องสัญญาณใดบ้างจะได้รับการจัดสรร ปริมาณข้อมูลหรือไม่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลโดยพิจารณาจากค่าขีดแบ่ง เริ่มต้นจากคำนวณค่าอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด N ช่องจากสมการ (8) จากนั้นเรียงลำดับค่า $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2}\right)$ จากมากไปน้อยโดยช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta}{|H|^2}\right)$ สูงสุดจะถูกจัดให้เป็นสมาชิกลำดับแรก ของ $\{G_{(n)}\}$ และช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta}{|H|^2}\right)$ ต่ำสุดจะถูกจัดให้เป็นสมาชิกลำดับสุดท้าย ของ $\{G_{(n)}\}$ แล้วกำหนดค่าขีดแบ่ง (μ) ขึ้น อาจกล่าวได้ว่าค่าขีดแบ่งนั้นคือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลหรือ เปิดใช้งาน เช่น $N_{on}=1$ หมายความว่า มีจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลจำนวนหนึ่งช่องนั้นคือช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า $\left(\frac{\eta}{|H|^2}\right)$ มากสุดหรือ $G_{(1)}$ ปริมาณข้อมูลที่แต่ละช่องสัญญาณย่อยจะได้รับหรือ Q_n มีปริมาณที่เท่ากันสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$Q_n = \frac{Q}{N_{on}} \quad (53)$$

เมื่อ Q คือปริมาณข้อมูลทั้งหมดและ N_{on} คือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรข้อมูลปริมาณเท่ากัน หลังจากทราบแล้วว่าปริมาณข้อมูลที่ได้รับการจัดสรรในแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีค่าเท่าไรสามารถหาพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดได้จากสมการ(54)

$$J = \sum_{n=1}^{N_{on}} (2^{\frac{Q}{TBN_{on}}} - 1) \frac{TBN_0}{G_{(n)}} \quad (54)$$

เมื่อคำนวณจบแต่ละรอบค่าพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดจะถูกเก็บไว้ในตัวแปร J_{old} และจะเพิ่มค่า N_{on} ไปอีกหนึ่งค่าหรือเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรขึ้นอีกหนึ่งช่อง แล้วทำซ้ำกระบวนการเดิมไปจนกว่าค่าพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดในรอบปัจจุบันมากกว่าในรอบก่อนหน้านี้ ดังนั้นกระบวนการเหล่านี้สามารถทำซ้ำได้สูงสุด N_{on} รอบ แต่กระบวนการเหล่านี้จะสิ้นสุดลงเมื่อเงื่อนไขตามสมการที่(55) เป็นจริง

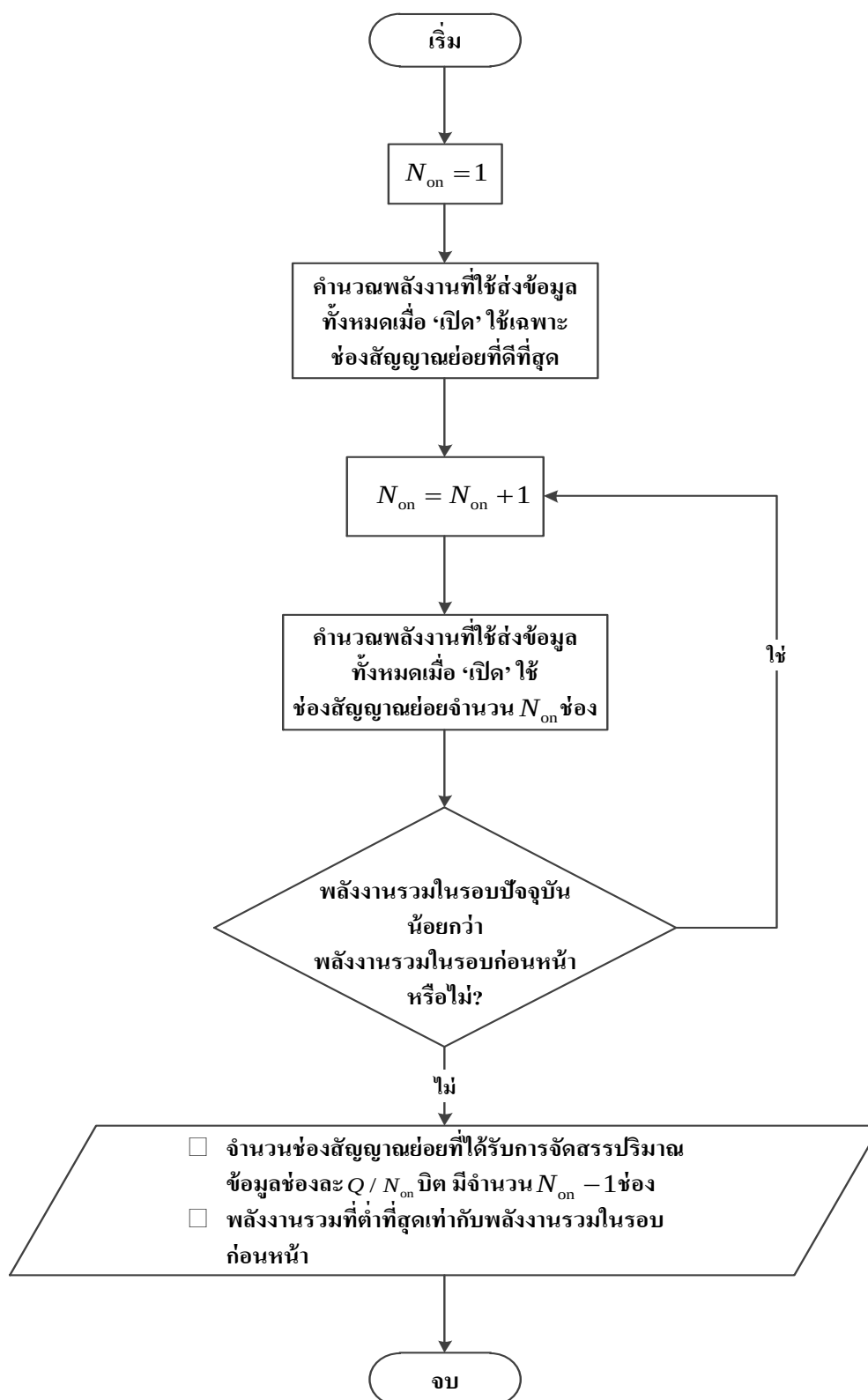
$$J > J_{old} \quad (55)$$

เมื่อกระบวนการจัดสรรปริมาณข้อมูลหยุดลงตามเงื่อนไขที่ (55) ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดที่น้อยที่สุดซึ่งคำนวณจากเซตของปริมาณข้อมูลที่ได้รับการจัดสรรสำหรับแต่ละช่องสัญญาณย่อยหรือ $\{Q_{(n)}\}$ ซึ่งจำนวนสมาชิกของเซตนี้จะเท่ากับ $N_{on} - 1$ ตัว หรืออาจกล่าวได้ว่าจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานมีจำนวน $N_{on} - 1$ ช่อง

การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณตายตัวสามารถอธิบายเป็นชุดโค๊ดได้ดังนี้

- 1: Input: $Q, T, B, N_0, \{G_{(n)}\}$
- 2: Initial parameters: $N_{\text{on}} = 1$ and $Q_{(n)} = 0, \forall n$
- 3: $J = (2^{\frac{Q}{TB}} - 1) \frac{TB N_0}{G_{(1)}}$
- 4: repeat
- 5: $J_{\text{old}} \leftarrow J$
- 6: $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} + 1$
- 7: $J = \sum_{n=1}^{N_{\text{on}}} (2^{\frac{Q}{TB N_{\text{on}}}} - 1) \frac{TB N_0}{G_{(n)}}$
- 8: until $J > J_{\text{old}}$
- 9: $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} - 1$
- 10: $J \leftarrow J_{\text{old}}$
- 11: return $\{Q_{(n)}\}$ and J

และแผนภูมิสายงานอธิบายขั้นตอนของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณคงที่แสดงในภาพที่ 10



ภาพที่ 10 ขั้นตอนของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณตายตัว

2.2 วิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณสุ่ม

ในหัวข้อนี้ช่องสัญญาณสุ่มถูกแทนด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม แบบจุดต่อจุดที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาโดยตั้งสมมติฐานว่าสัญญาณรับเดินทางมาจากหลายเส้นทางเนื่องจากเกิดการสะท้อนระหว่างส่งสัญญาณ ดังนั้นจึงสามารถจำลองวิถีของสัญญาณเป็นตัวแปรสุ่มเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และค่าความแปรปรวนเท่ากับ σ_g^2 เมื่อกำหนดให้ มี Power-delay profile เป็นแบบยูนิฟอร์ม

$$\sigma_g^2 = \sum_{i=1}^M E |g_i|^2 \quad (56)$$

ดังนั้นค่าความแปรปรวนจะมีค่าเท่ากันซึ่งอาจแทนตัวแปรสุ่มดังกล่าวด้วย $\mathcal{N}(0, \frac{1}{M})$ เมื่อ M คือจำนวนวิถีของสัญญาณ นอกจากนั้นยังกำหนดว่าทุกวิถีมีความยาวใกล้เคียงกัน เพราะฉะนั้นจึงสามารถละทิ้งเทอมการลดทอนของสัญญาณได้ แบบจำลองช่องสัญญาณสุ่มแสดงดังนี้

$$H(f) = \sum_{i=1}^M g_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (57)$$

เป้าหมายของวิธีการนี้คือต้องการหาค่าขีดแบ่ง (μ) หรือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลโดยไม่ต้องเขียนโปรแกรมเพื่อจำลอง ค่าขีดแบ่งคือ จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานซึ่งถูกแทนด้วยตัวแปร N_{on} และกำหนดให้แบนด์วิดท์รวมของระบบ (W) เป็นค่าคงที่ เมื่อจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดแทนด้วยตัวแปร N และแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณย่อยแทนด้วยตัวแปร B สามารถนิยามได้ดังนี้

$$W \triangleq NB \quad (58)$$

สมมติฐานโดยพิจารณาในกรณีสัญญาณรบกวนพื้นหลัง N_0 มีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังสูงสุดเป็นค่าคงที่ ค่าคาดหวัง (Expectation) ของพลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของการจัดปริมาณข้อมูลเท่ากับ

$$E[\bar{J}] = E\left[\frac{J}{W}\right] = E\left[(2^{\frac{Q}{TN_{on}}} - 1)TN_0 \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N_{on}} \frac{1}{A_{(n)}}\right] \quad (59)$$

เนื่องจากฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วม (Joint pdf) ของ $\{G_{(n)}\}$ มีความซับซ้อน การประเมินค่าสมการ(59) สำหรับระบบที่มีจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดมีค่าจำกัดนั้นทำได้ยาก ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปแล้ว N จะมีค่ามาก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกวิเคราะห์สมรรถนะของ ระบบขนาดใหญ่จำกัดซึ่ง N มีค่าเข้าใกล้อนันต์ สมมติให้จำนวนช่องสัญญาณที่ เปิดใช้งานหรือตัว แปร N_{on} ถูกลดขนาดแบบเชิงเส้นด้วยตัวแปร N จะได้ว่า

$$\bar{N}_{on} \triangleq \frac{N_{on}}{N} \quad (60)$$

และเมื่อกำหนดให้ แบนด์วิดท์รวมของระบบเป็นค่าคงที่แล้วจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดมีค่า เข้าใกล้อนันต์ แบนด์วิดท์ ของช่องสัญญาณย่อยจะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ในระบบขนาดใหญ่ที่ได้ กล่าวถึงนั้น ค่าพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลต่อแบนด์วิดท์ของระบบจะเข้าสู่ค่าในสมการ(62)

$$\bar{J}^\infty = \lim_{\substack{N, N_{on} \rightarrow \infty \\ B \rightarrow 0}} E\left[\frac{J}{W}\right] \quad (61)$$

$$= (2^{\frac{Q}{TW\bar{N}_{on}}} - 1)TN_0 \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{x} f_A^\infty(x) dx \quad (62)$$

เมื่อ $f_A^\infty(\cdot)$ คือฟังก์ชันการแจกแจงสะสมของขนาดของช่องสัญญาณย่อยยกกำลังสองหรือ $G_{(n)}$ สำหรับทุกช่องสัญญาณย่อยในระบบขนาดใหญ่จำกัด เมื่อทราบค่าขีดแบ่ง (μ) สามารถคำนวณค่า $\bar{N}_{on}$ ได้จาก

$$\bar{N}_{on} = \int_{\mu}^{\infty} f_A^\infty(x) dx \quad (63)$$

ค่าขีดแบ่งหรือจำนวนช่องสัญญาณที่เปิดใช้งาน $\bar{N}_{on}$ มีค่าเท่ากับปริพันธ์ของฟังก์ชันความหนาแน่น ของความน่าจะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned}\mu &= \frac{N_{\text{on}}}{N} = \int_{\mu}^{\infty} f_{|H|^2}(x) dx \\ &= 1 - \int_0^{\mu} f_{|H|^2}(x) dx\end{aligned}\quad (64)$$

เมื่อหาปริพันธ์ในสมการ(64) จะได้ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (cdf) เท่ากับ

$$\bar{N}_{\text{on}} = 1 - F_{|H|^2}(\mu) \quad (65)$$

ดังนั้นค่าขีดแบ่งมีค่าเท่ากับฟังก์ชันผกผันของฟังก์ชันการแจกแจงสะสม

$$\mu = F_{|H|^2}^{-1}(1 - \bar{N}_{\text{on}}) \quad (66)$$

จากสมมติฐานของแบบจำลองช่องสัญญาณที่ได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ ขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยยกกำลังสองเป็นตัวแปรสุ่มเอกซ์โพเนนเชียลซึ่งมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเท่ากับ

$$f_A^\infty(x) = \frac{1}{\sigma_g^2} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_g^2}\right) \quad (67)$$

และฟังก์ชันการแจกแจงสะสมเท่ากับ

$$F_A^\infty(x) = 1 - \exp\left(\frac{-x}{\sigma_g^2}\right) \quad (68)$$

เมื่อแทนค่าสมการ(68) ลงในสมการ(66) จะได้ค่าขีดแบ่งเท่ากับ

$$\mu = -\sigma_g^2 \ln \bar{N}_{\text{on}} \quad (69)$$

จากนั้นนำค่าขีดแบ่งจากสมการ(69) และฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นจากสมการ (67) แทนลงในสมการ(62) จะได้ว่า

$$\bar{J}^\infty = (2^{\frac{Q}{TW\bar{N}_{\text{on}}}} - 1)TN_0 \int_{-\sigma_g^2 \ln \bar{N}_{\text{on}}}^{\infty} \frac{1}{x\sigma_g^2} \exp\left(\frac{-x}{\sigma_g^2}\right) dx \quad (70)$$

$$= (2^{\frac{Q}{TW\bar{N}_{\text{on}}}} - 1) \frac{TN_0}{\sigma_g^2} E_1(-\ln \bar{N}_{\text{on}}) \quad (71)$$

เมื่อนิยามปริพันธ์เอกซ์โพเนนเชียล (Exponential integral) ว่า $E_1(x) = \int_x^\infty \frac{1}{t} e^{-t} dt$

คำตอบของปัญหาในสมการ (70) คือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานเพื่อส่งข้อมูล ในปริมาณเท่ากันแล้วทำให้พลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดมีค่าน้อยที่สุดหรือ

$$\bar{N}_{\text{on}}^* = \arg \min_{0 < \bar{N}_{\text{on}} \leq 1} \bar{J}^\infty \quad (72)$$

ปัญหานี้ไม่สามารถแก้ปัญหโดยใช้รูปแบบเฉพาะ (closed-form) ได้เนื่องจากติดอยู่ในรูปของ ปริพันธ์เอกซ์โพเนนเชียล อย่างไรก็ตาม ปัญหานี้สามารถแก้ได้ด้วย วิธีเชิงตัวเลข (Numerical method)

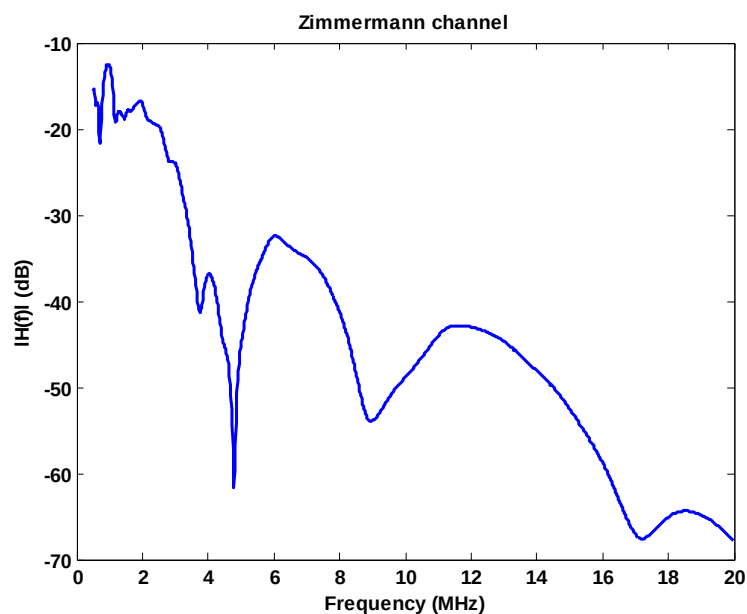
ผลและวิจารณ์

ผล

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดลองการจัดสรรปริมาณข้อมูลด้วยวิธีการที่ต่างกัน 4 วิธี ได้แก่ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิดสำหรับ ช่องสัญญาณตายตัวและช่องสัญญาณสุ่ม และการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด รวมถึง เปรียบเทียบว่าสมรรถนะของวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบใดมีประสิทธิภาพเชิงพลังงานในการ ส่งสัญญาณด้วยวิธีโอเอฟดีเอ็มสำหรับช่องสัญญาณสายไฟฟ้ามากที่สุด นอกจากนั้นยังทำการ ทดลองด้วยพารามิเตอร์ที่ต่างกันเพื่อตรวจสอบว่าแต่ละวิธีให้ผลลัพธ์ที่แตกต่างกันอย่างไร วิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทั้งหมดได้จำลองระบบสื่อสารผ่าน สายไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม MATLAB และคำนวณผลลัพธ์ของวิธีการที่นำเสนอออกมาแสดงผลใน รูปแบบกราฟเพื่อให้ง่ายต่อการสังเกตแนวโน้มและเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละวิธี

1. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันสำหรับช่องสัญญาณตายตัว

การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันนั้นเป็นวิธีการที่ง่ายที่สุดสำหรับการจัดสรรปริมาณ ข้อมูลให้กับแต่ละช่องสัญญาณย่อย เมื่อทราบอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดของช่องสัญญาณ สายไฟฟ้าแล้วจึงจัดสรรปริมาณข้อมูลให้ทุกช่องสัญญาณย่อยในจำนวนที่เท่ากัน ช่องสัญญาณ สายไฟฟ้าที่ใช้ในการทดลองนี้ถูกแทนด้วยแบบจำลองของซิมเมอร์แมน (Zimmermann, 2002) อัตราขยายของช่องสัญญาณสายไฟฟ้าซึ่งมีจำนวนช่องสัญญาณย่อย 1024 ช่อง แบนด์วิดท์ของแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีค่าเท่ากับ 19.043 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงในภาพที่ 11 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการ จำลองช่องสัญญาณแสดงในตารางที่ 1 ได้แก่ เลขชี้กำลังของตัวประกอบการลดทอด (k) ตัว ประกอบการลดทอด (a_0, a_1) ค่าตัวประกอบน้ำหนักของวิถีที่ i (g_i) และความยาวของวิถีที่ i (d_i) แบบจำลอง จากนั้นทำการทดลองส่งปริมาณข้อมูลผ่านช่องสัญญาณในปริมาณที่ต่างกันและใช้ อัตราบิตในการส่งข้อมูลแตกต่างกัน ในการทดลองนี้ปริมาณข้อมูลที่ใช้อยู่ในช่วง 0 ถึง 1 กิกะบิต อัตราบิตที่ใช้ทำการทดลองได้แก่ 100, 150 และ 200 เมกะบิตต่อวินาทีและสัญญาณส่งถูกรบกวน ด้วยสัญญาณรบกวนพื้นหลังซึ่งค่า ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลัง เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ การทดลองทั้งหมดในงานวิจัยนี้เลือกพิจารณาเฉพาะ กรณีเลวร้ายที่สุดที่สัญญาณรบกวนพื้นหลังจะ เกิดขึ้นได้ η_n คำนวณได้โดยแทนค่า $[a, b, c] = [-145, 53.23, -0.337]$ ในสมการ(10)



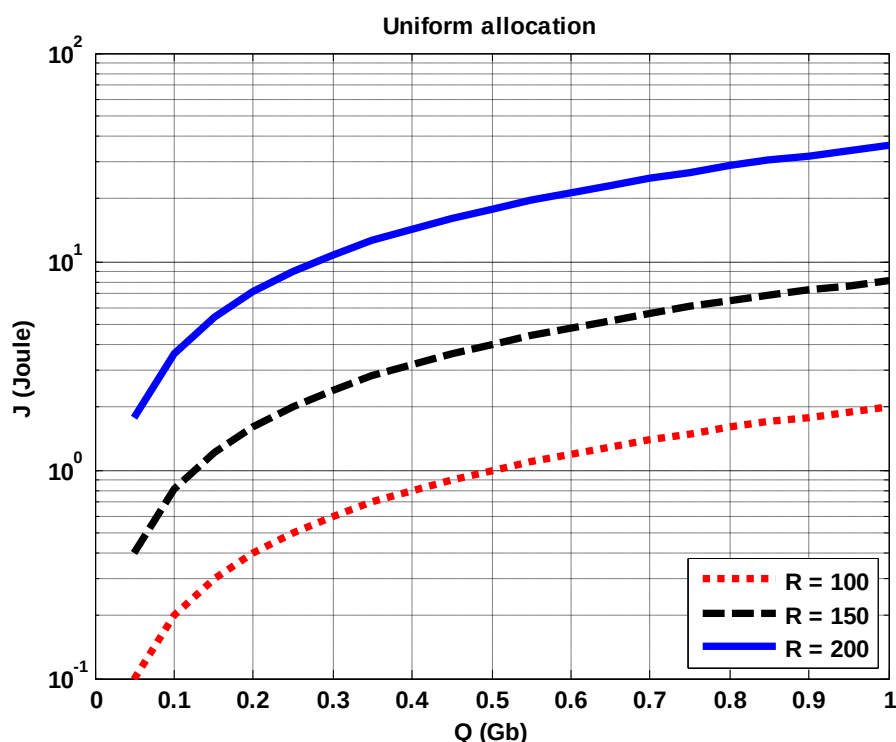
ภาพที่ 11 ผลตอบสนองความถี่ของแบบจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้าของซิมเมอร์แมน

ตารางที่ 1 ตารางแสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้า

พารามิเตอร์ของแต่ละวิถี					
i	g_i	$d_i(m)$	i	g_i	$d_i(m)$
1	0.029	90	9	0.071	411
2	0.043	102	10	-0.035	490
3	0.103	113	11	0.065	567
4	-0.058	143	12	-0.055	740
5	-0.045	148	13	0.042	960
6	-0.040	200	14	-0.059	1130
7	0.038	260	15	0.049	1250
8	-0.038	322	$k = 1$	$a_0 = 0$	$a_1 = 2.5 \cdot 10^{-9}$

ที่มา: Muhammmad *et al.* (2008)

ในภาพที่ 12 แสดงผลของการทดลองในรูปแบบกราฟ โดยวาดกราฟพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลในหน่วยจูลกับปริมาณข้อมูลในหน่วยกิกะบิต สามารถยกตัวอย่างจากภาพได้ว่า เมื่อต้องการส่งข้อมูลจำนวน 100 ล้านบิตด้วยอัตราบิต 100 150 และ 200 เมกะบิตต่อวินาที จะต้องใช้พลังงานรวมในการส่งข้อมูลประมาณ 0.2 0.8 และ 3.5 จูล ตามลำดับ สังเกตว่าแนวโน้มของพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามอัตราบิตที่ใช้ส่งข้อมูล



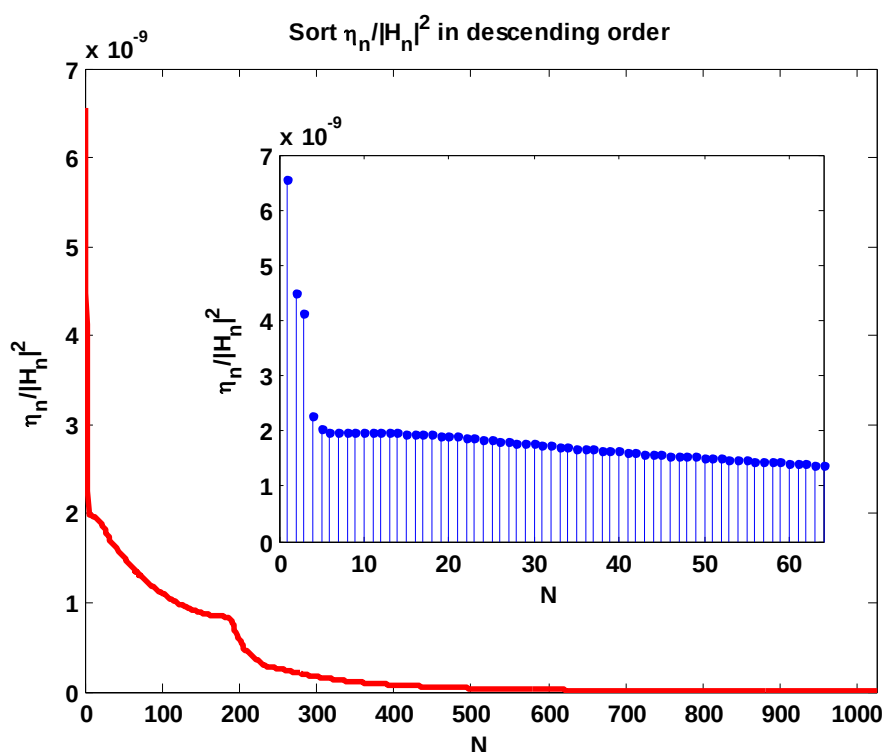
ภาพที่ 12 พลังงานรวมของการส่งข้อมูลที่จัดสรรแบบเท่ากัน

2. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณตายตัว

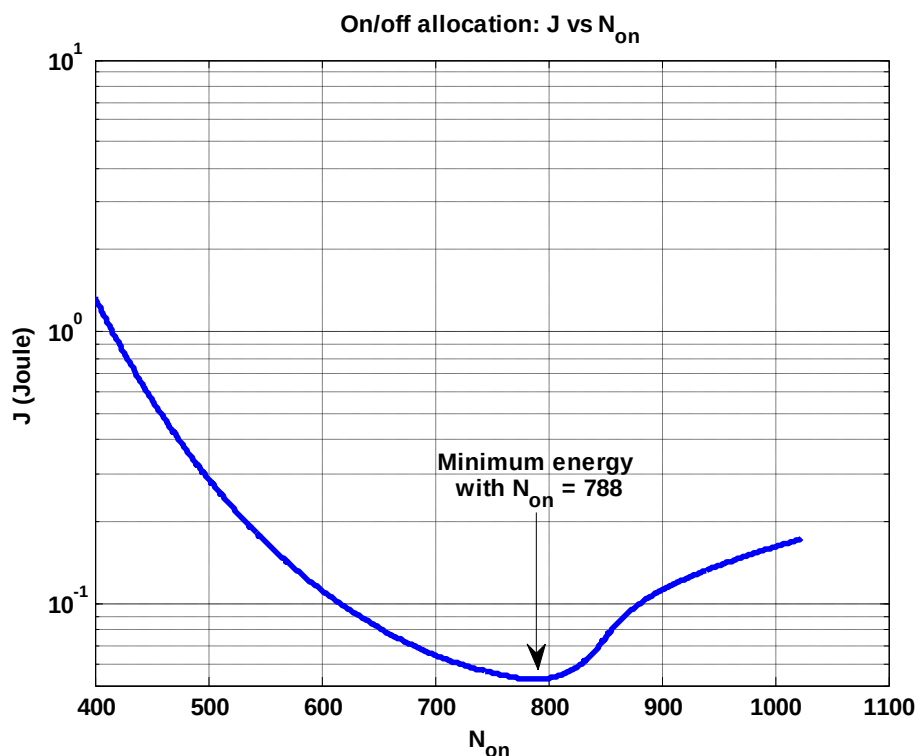
กระบวนการเริ่มต้นจากการเรียงค่าอัตราส่วนระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของแต่ละช่องสัญญาณย่อยกับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องยกกำลังสอง $\left(\frac{\eta_n}{|H_n|^2} \right)$ จากมากไปน้อย ตัวอย่างของการเรียงแสดงดังภาพที่ 13 ในการทดลองนี้ผู้วิจัยใช้ $\{G_{(n)}\}$ ที่มีจำนวนสมาชิก 1024 ตัวหรือจำนวนช่องสัญญาณย่อย 1024 ช่องแบนด์วิดท์ของแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีค่าเท่ากับ 19.043 กิโลเฮิร์ตซ์ และสัญญาณส่งถูกรบกวน

ด้วยสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังซึ่งค่าความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ใช้ค่าตามภาพที่ 12

เมื่อทดลองทำตามขั้นตอนที่แสดงไว้ในภาพที่ 10 แล้วผลลัพธ์ที่ได้คือจำนวนช่องสัญญาณที่ถูกเปิดใช้งานแล้วทำให้ค่าพลังงานรวมต่ำที่สุด จากภาพที่ 14 แสดงให้เห็นว่าเมื่อ เปิดใช้งานจำนวนช่องสัญญาณน้อยมากขึ้น พลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลหรือ J มีค่าลดลง และเมื่อเปิดใช้งานถึงจำนวนหนึ่งแล้วพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลจะไม่ลดลงอีกแต่กลับมีค่าเพิ่มขึ้น วิธีการนี้ทำให้ทราบจุดต่ำสุดของฟังก์ชันหรือค่าพลังงานรวมต่ำสุดที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมด ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองได้แก่ ปริมาณข้อมูลทั้งหมดหรือ Q มีค่าเท่ากับ 100 ล้านบิต ระยะเวลาในการส่งข้อมูลหรือ T มีค่าเท่ากับ 1 วินาที



ภาพที่ 13 การเรียงค่าอัตราส่วนระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังของช่องสัญญาณย่อย ลำดับที่ n กับขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อย ลำดับที่ n ยกกำลังสอง



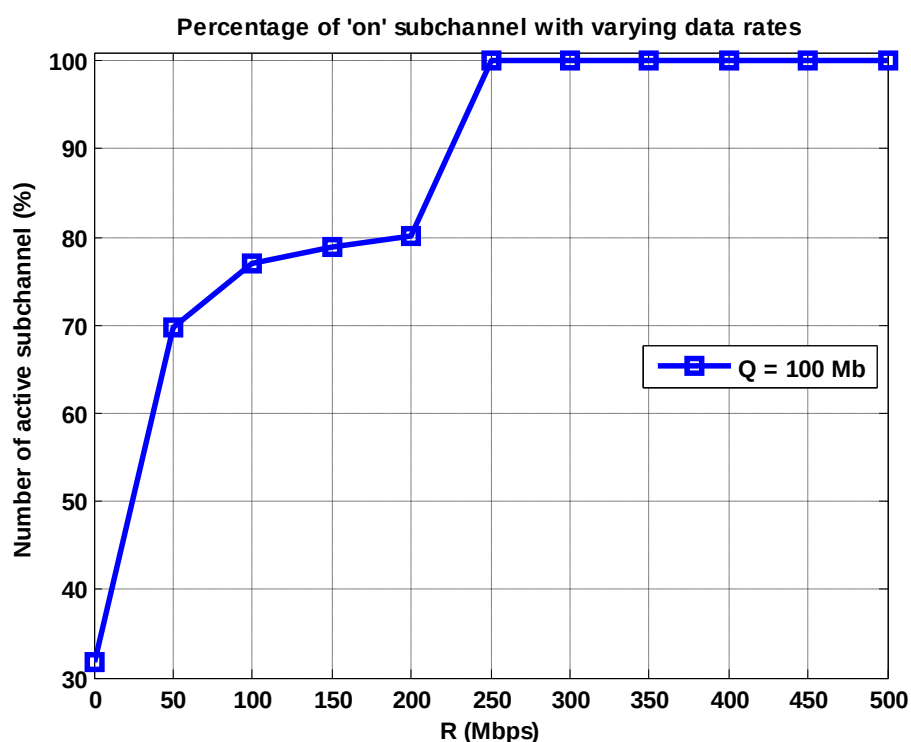
ภาพที่ 14 จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานแล้วทำให้พลังงานรวมมีค่าน้อยที่สุด

ภาพที่ 15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน N_{on} กับอัตราบิต R โดยกำหนดให้ปริมาณข้อมูลทั้งหมด Q มีค่าเท่ากับ 100 ล้านบิต สังเกตว่าเมื่อส่งปริมาณข้อมูลที่มีค่าคงที่ด้วยอัตราบิตที่เพิ่มขึ้น จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานหรือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลก็จะเพิ่มขึ้นตาม สามารถยกตัวอย่างจากภาพที่ 15 ได้ว่า ถ้าต้องการส่งข้อมูลปริมาณ Q บิตด้วยอัตราบิต 50 เมกะบิตต่อวินาทีจะต้องจัดสรรปริมาณข้อมูลให้กับช่องสัญญาณย่อยประมาณร้อยละ 70 ของช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดในปริมาณที่เท่ากัน เพื่อให้พลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดมีค่าต่ำที่สุดหรือถ้าต้องการส่งข้อมูลปริมาณ Q บิตด้วยอัตราบิตตั้งแต่ 250 เมกะบิตต่อวินาทีขึ้นไปจะต้อง เปิดใช้งานช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดเพื่อให้พลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดมีค่าต่ำที่สุด หรืออาจกล่าวได้ว่าร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นไปจนถึง 100 เมื่ออัตราบิตเพิ่มขึ้น

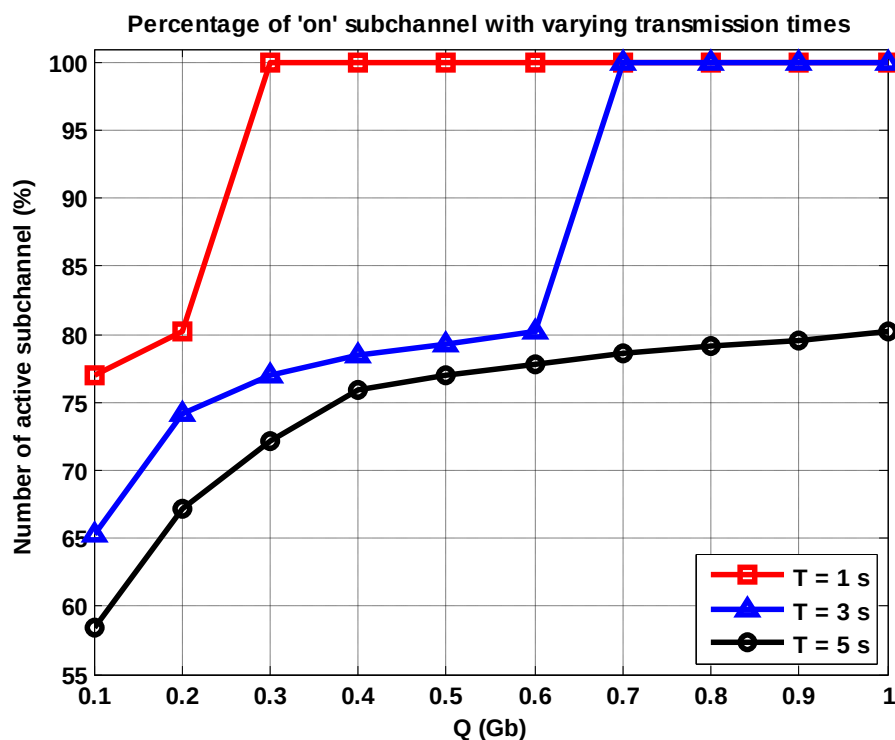
ภาพที่ 16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน N_{on} กับปริมาณข้อมูลทั้งหมด Q กำหนดให้ปริมาณข้อมูลทั้งหมดมีค่าตั้งแต่ 0.1 ถึง 1 กิกะบิต โดยกำหนดให้ระยะเวลาสำหรับการส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดแตกต่างกัน สามารถยกตัวอย่างจากภาพที่

16 ได้ว่า ถ้าต้องการส่งข้อมูลปริมาณ 600 เมกะบิตโดยใช้เวลาในการส่งปริมาณข้อมูล 5 วินาที จะต้องเปิดใช้งานช่องสัญญาณย่อยประมาณร้อยละ 77 ของจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด ถ้าต้องการใช้เวลาในการส่งปริมาณข้อมูล 3 วินาทีจะต้องเปิดใช้งานช่องสัญญาณย่อยประมาณแปดในสิบของจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดและถ้าต้องการใช้เวลาในการส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดเพียง 1 วินาทีจะต้อง เปิดใช้งานช่องสัญญาณย่อยทุกช่องแล้วจัดสรรปริมาณข้อมูลที่เท่ากันให้กับช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดเพื่อให้ค่าพลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดมีค่าต่ำที่สุด

ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากตัวแปร N_{on} ในสมการ (54) แปรผกผันกับตัวแปร J หรือค่าพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลทั้งหมด เมื่อ N_{on} มีค่ามากแล้ว J จะมีค่าน้อยลงหรือเมื่อจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ เปิดใช้งานมีจำนวนมากขึ้นทำให้แต่ละช่องสัญญาณย่อยได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลน้อยลง ทำให้แต่ละช่องสัญญาณย่อยใช้พลังงานในการส่งข้อมูลน้อยลง ดังนั้นพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลทั้งหมดจึงลดลงตาม



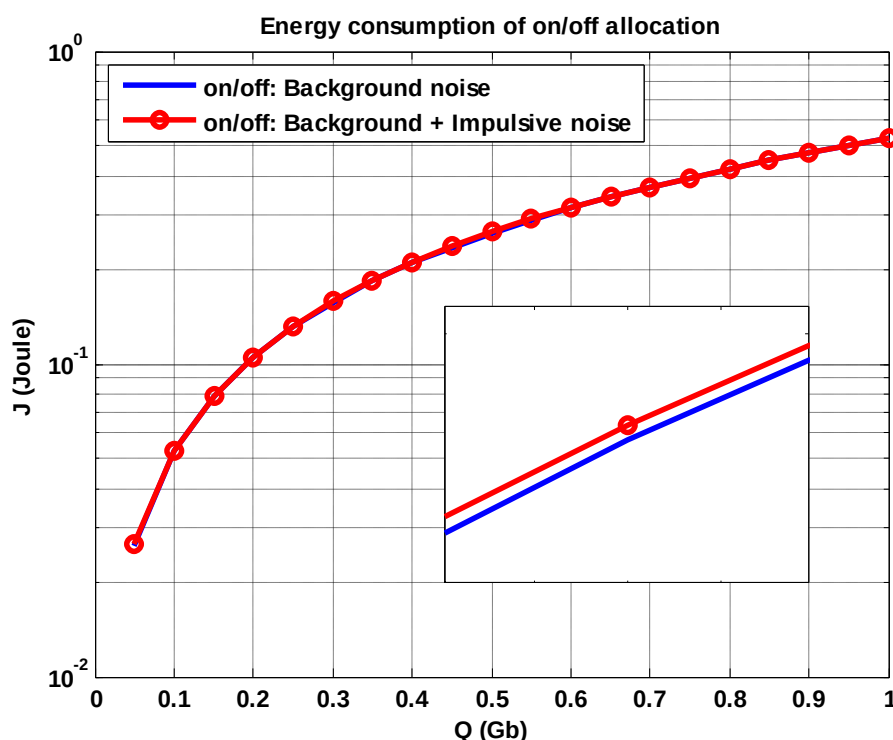
ภาพที่ 15 ร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณที่เปิดใช้งานเปรียบเทียบกับอัตราบิตระหว่าง 0 ถึง 500 เมกะบิตต่อวินาที



ภาพที่ 16 ร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานเปรียบเทียบกับปริมาณข้อมูลที่ใช้ระยะเวลาในการส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน

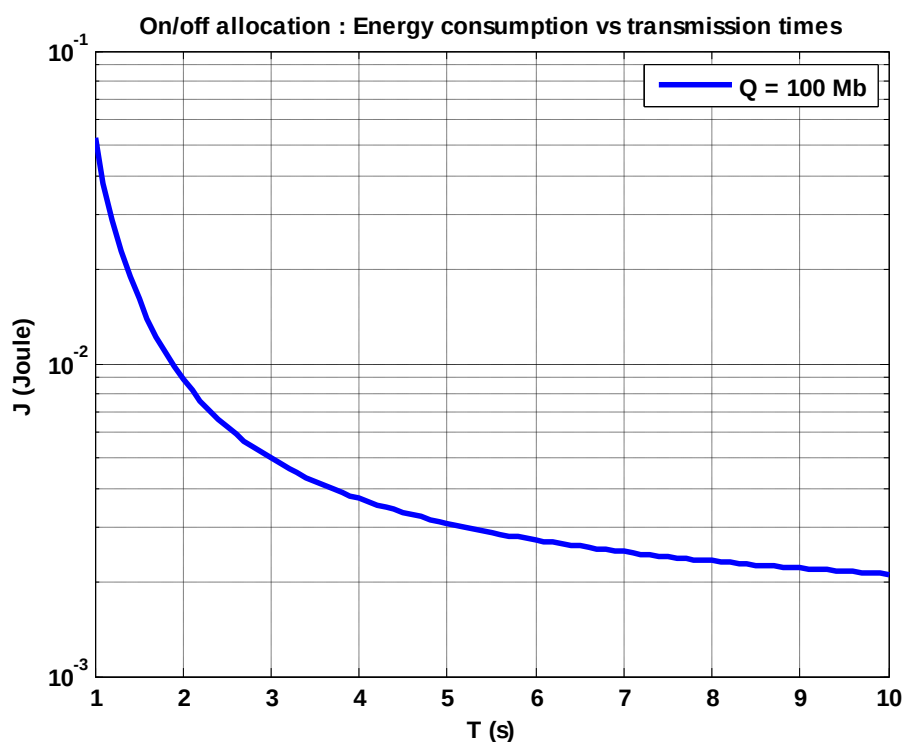
ภาพที่ 17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลกับปริมาณข้อมูล กำหนดให้อัตราบิตมีค่าคงที่เท่ากับ 100 เมกะบิตต่อวินาที จากภาพจะสังเกตว่าเมื่อปริมาณข้อมูลที่ต้องการส่งมีปริมาณมากขึ้นแล้วพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ยกตัวอย่าง เช่น ถ้าต้องการส่งข้อมูลปริมาณ 100 ล้านบิตจะต้องใช้พลังงานสำหรับส่งข้อมูลจำนวนนี้เท่ากับ 0.05 จูล และถ้าต้องการส่งข้อมูลปริมาณ 500 ล้านบิตจะต้องใช้พลังงานสำหรับส่งข้อมูลจำนวนนี้เท่ากับ 0.26 จูล สาเหตุที่แนวโน้มของค่าพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลเพิ่มสูงขึ้นตามปริมาณข้อมูลสามารถอธิบายได้ตามสมการ (54) ตัวแปร Q หรือปริมาณข้อมูลจะแปรผันตรงกับตัวแปร J หรือพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งปริมาณข้อมูล ดังนั้นเมื่อต้องการส่งปริมาณข้อมูลมากขึ้น (Q เพิ่มขึ้น) พลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลก็จะเพิ่มขึ้นตาม (J เพิ่มขึ้นตาม) นอกจากนั้นยังพิจารณาถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ว่ามีผลต่อค่าพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลอย่างไร โดยกำหนดให้ค่า ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลัง ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive noise PSD) มีค่าเท่ากับ -84 เดซิเบลวัตต์² ต่อเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นกรณีที่เลวร้ายที่สุดที่สามารถเกิดขึ้นได้ (Bert *et al.*, 2011) ค่าเฉลี่ยของระยะเวลาของอิมพัลส์ (Impulse duration) และ

ช่วงเวลาที่อิมพัลส์มาถึง (Inter-arrival time) มีค่าเท่ากับ 4.7 ไมโครวินาทีและ 10.1 มิลลิวินาทีตามลำดับ ผลลัพธ์คือค่าพลังงานรวมของสัญญาณส่งที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ร่วมกับสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบพื้นหลังเพียงอย่างเดียว



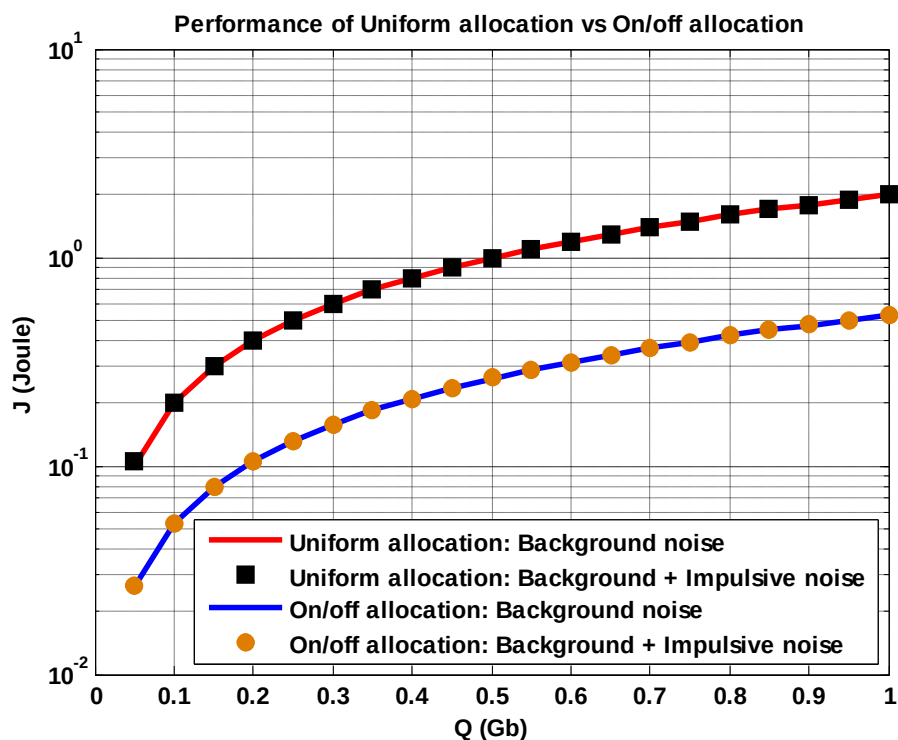
ภาพที่ 17 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลเมื่อจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดกับปริมาณข้อมูลซึ่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน

ภาพที่ 18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลกับระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล กำหนดให้ปริมาณข้อมูลมีค่าเท่ากับ 100 ล้านบิต จากภาพจะสังเกตว่าเมื่อระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นแล้วพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลจะลดลง สาเหตุที่แนวโน้มของพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลลดลงเมื่อระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นนั้นสามารถอธิบายตามสมการ (54) ตัวแปร T หรือระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูลจะแปรผกผันกับตัวแปร J หรือพลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูล ดังนั้นเมื่อต้องการส่งปริมาณข้อมูลด้วยระยะเวลาที่เร็วขึ้น (T มีค่าน้อย) พลังงานรวมที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลก็จะเพิ่มขึ้นตาม (J มีค่ามาก)



ภาพที่ 18 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลกับระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล

สมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด -ปิดเปรียบเทียบกับการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันแสดงในภาพที่ 19 จากภาพสังเกตว่าสมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดดีกว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันประมาณร้อยละ 73 และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ทำให้ค่าพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลเพิ่มขึ้นเล็กน้อยสำหรับทั้งสองวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูล



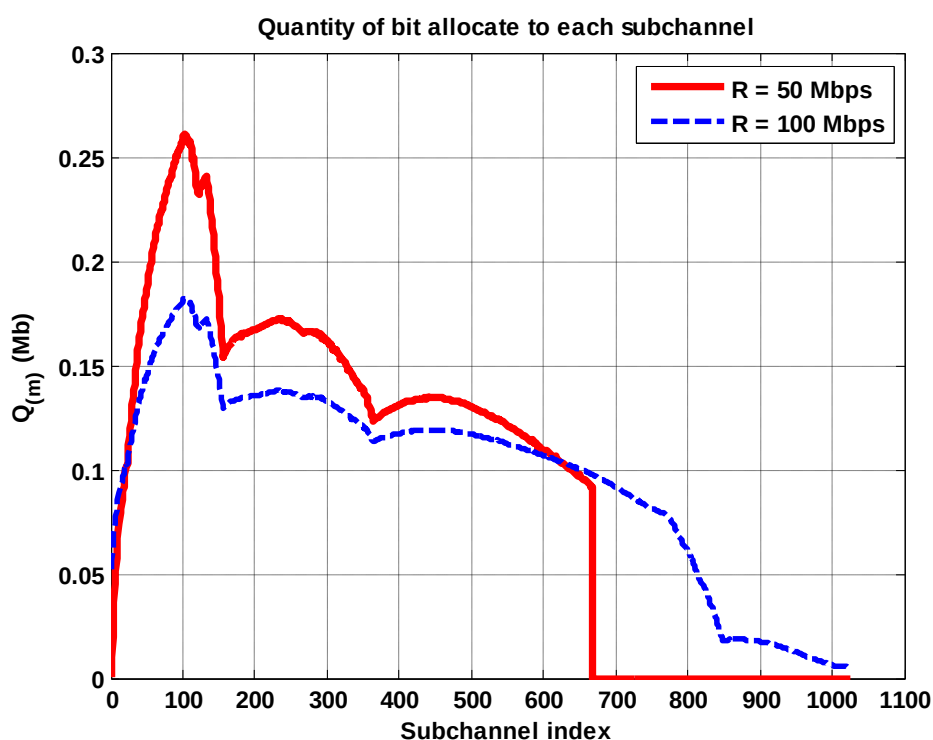
ภาพที่ 19 เปรียบเทียบสมรรถนะของจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดกับการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน

3. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะที่สุดสำหรับช่องสัญญาณตายตัว

การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะที่สุดนั้นผู้วิจัยได้กำหนดพารามิเตอร์สำหรับใช้ทดลอง ดังนี้ จำนวนสมาชิก 1024 ตัวหรือจำนวนช่องสัญญาณย่อย 1024 ช่องแบนด์วิธของแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีค่าเท่ากับ 19.043 กิโลเฮิร์ตซ์และสัญญาณส่งถูกรบกวนด้วย สัญญาณรบกวนพื้นหลังซึ่งค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่

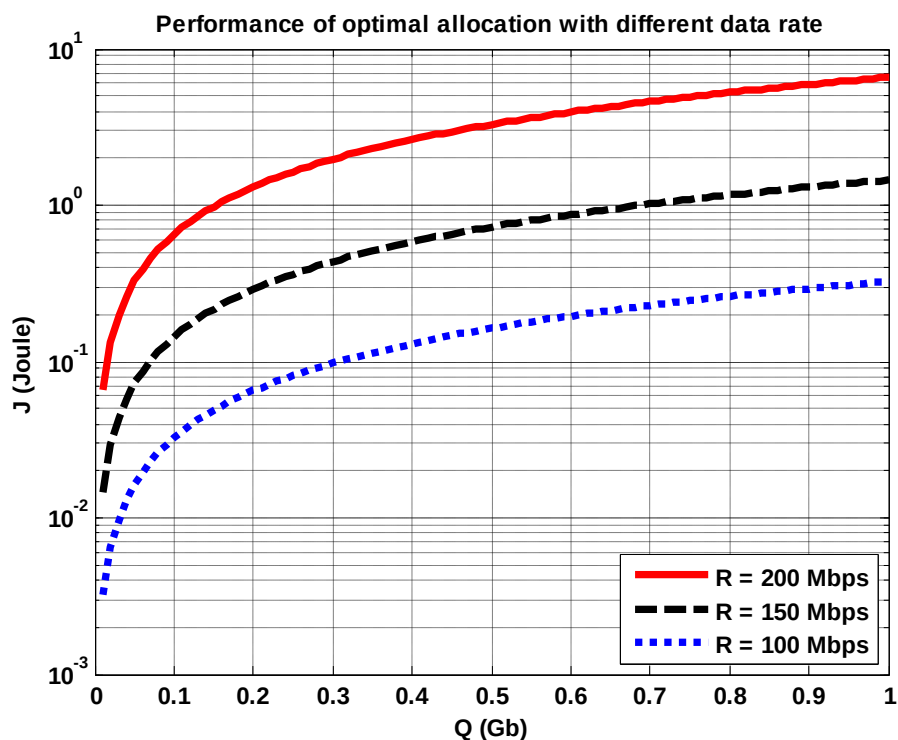
ภาพที่ 20 กำหนดค่าปริมาณข้อมูลทั้งหมดเท่ากับ 100 ล้านบิต เมื่อจัดสรรปริมาณข้อมูลด้วยวิธีนี้แล้วปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้แต่ละช่องสัญญาณย่อยจะไม่เท่ากันทุกช่องเหมือนการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันและแบบเปิด - ปิด สังเกตว่าเมื่อส่งข้อมูลด้วยอัตราบิต 50 เมกะบิตต่อวินาที ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องจะได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลไม่เท่ากันและช่องสัญญาณย่อยตั้งแต่ช่องที่ 669 เป็นต้นไปจะไม่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูล แต่เมื่อส่งข้อมูลด้วยอัตราบิต

สูงขึ้นเป็น 100 เมกะบิตต่อวินาที ช่องสัญญาณย่อยทุกช่องจะถูกจัดสรรข้อมูลในปริมาณที่แตกต่างกัน



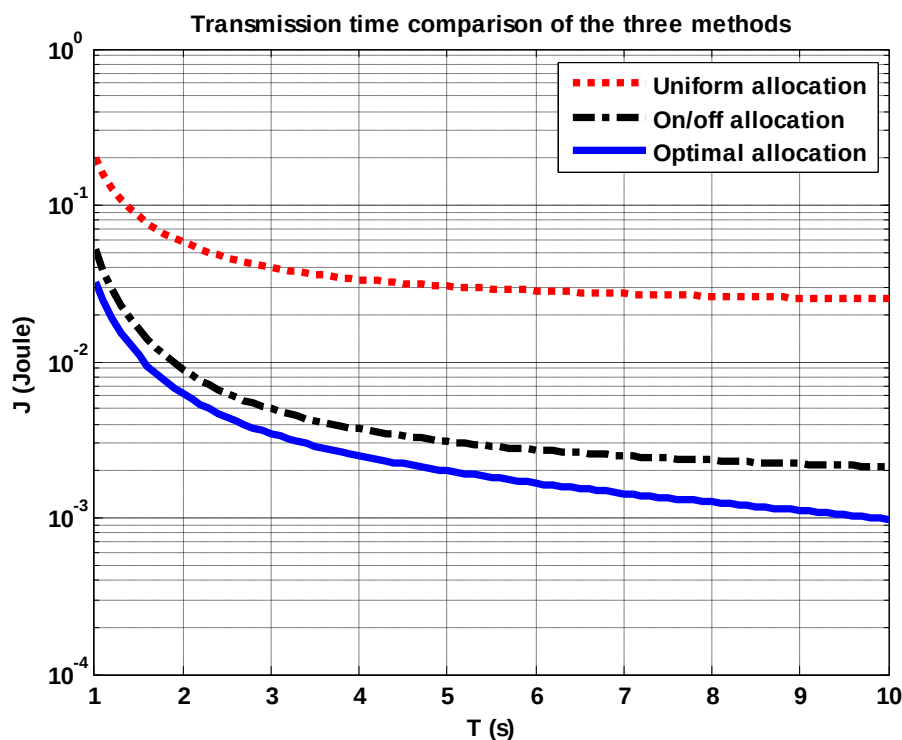
ภาพที่ 20 ปริมาณข้อมูลที่จัดสรรให้แก่ช่องสัญญาณย่อยด้วยวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด

ภาพที่ 21 แสดงการเปรียบเทียบพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลในอัตราบิต 3 อัตรา ได้แก่ 100 150 และ 200 เมกะบิตต่อวินาที เมื่อจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด สังเกตว่าเมื่อส่งข้อมูลในปริมาณที่เท่ากันด้วยอัตราบิตที่สูงกว่าจะใช้พลังงานสำหรับส่งข้อมูลมากกว่า เช่น ถ้าต้องการส่งข้อมูล 100 ล้านบิตด้วยอัตราบิต 100 เมกะบิตต่อวินาทีจะใช้พลังงาน 0.03 จูล แต่ถ้าต้องการส่งในอัตราบิตที่มากขึ้นเป็น 200 เมกะบิตต่อวินาทีจะต้องใช้พลังงานเท่ากับ 0.65 จูล แนวโน้มของพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามอัตราบิตเนื่องจากเมื่อนิยามว่าอัตราบิตคือปริมาณข้อมูลทั้งหมดหารด้วยเวลาที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดหรือ $R \triangleq Q/T$ และแบนวิทที่เป็นค่าคงที่แล้วเมื่อคำนวณพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลจากสมการ (31) จะได้ว่าอัตราบิตจะแปรผันตรงกับค่าพลังงานรวม เมื่ออัตราบิตเพิ่มขึ้น ค่าพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย



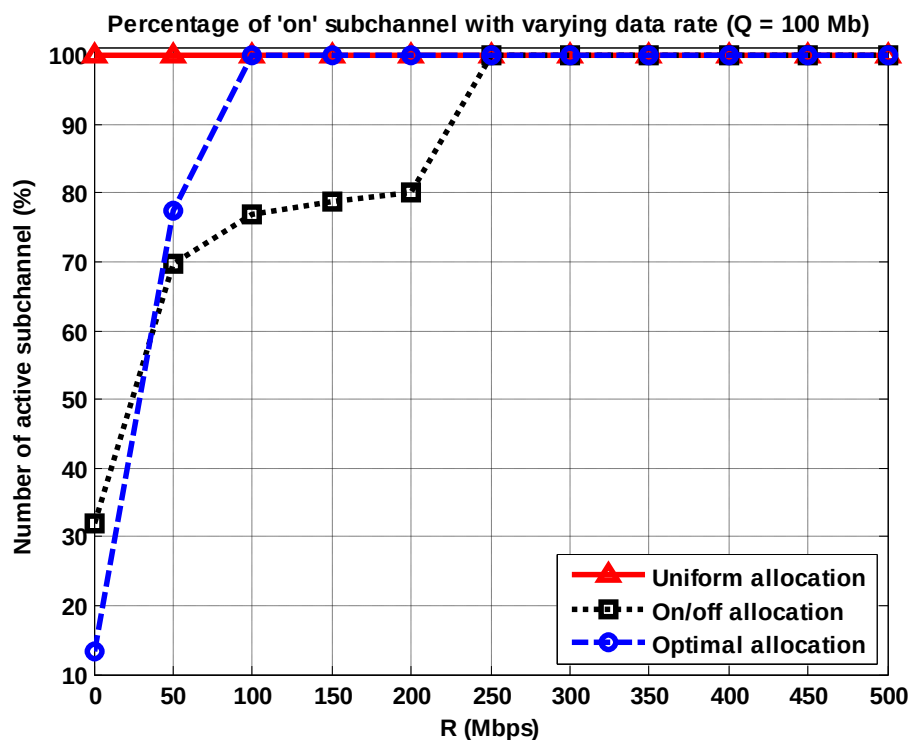
ภาพที่ 21 สมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดในอัตราบิตที่แตกต่างกัน

ภาพที่ 22 แสดงการเปรียบเทียบพลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลจำนวน 100 ล้านบิตด้วยวิธีการจัดสรรทั้ง 3 วิธี เมื่อใช้ระยะเวลาการส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน สังเกตว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันจะใช้พลังงานรวมในการส่งข้อมูลมากที่สุด การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิดใช้พลังงานมากกว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดเล็กน้อย แต่เมื่อใช้ระยะเวลาในการส่งข้อมูลเพิ่มมากขึ้นหรือส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตต่ำลง สังเกตเห็นช่องว่างระหว่างกราฟของวิธีจัดสรรแบบเท่ากันกับกราฟของวิธีเปิด - ปิดและเหมาะสมที่สุดห่างออกจากกันมากขึ้น หมายความว่าสมรรถนะของทั้งการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิดและการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดสูงกว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันอย่างเห็นได้ชัด



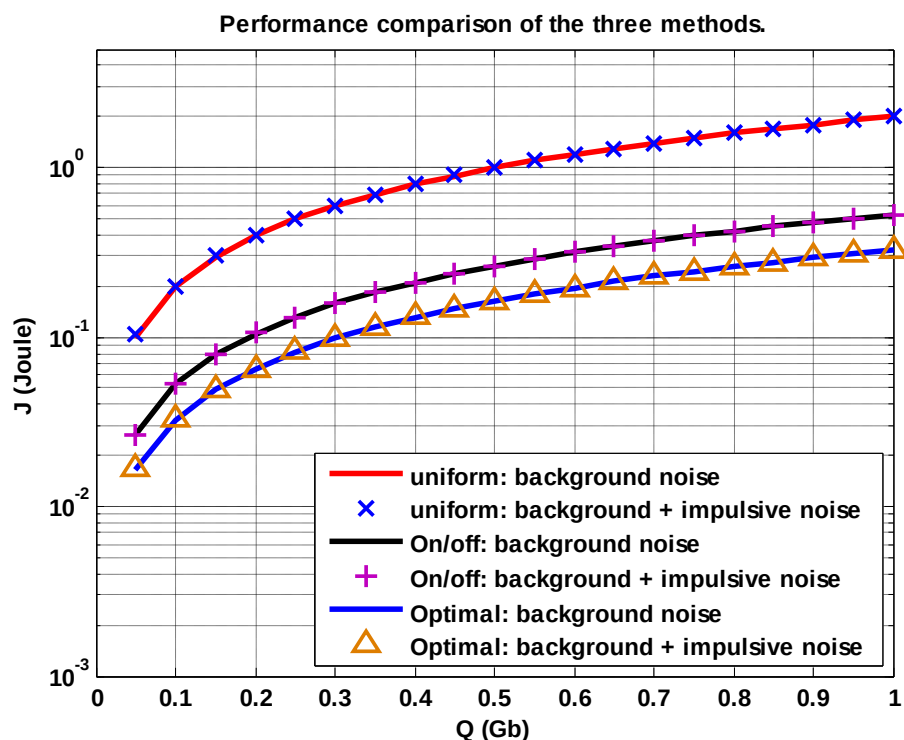
ภาพที่ 22 สมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดเปรียบเทียบกับ การจัดสรร ปริมาณข้อมูลแบบเปิด -ปิดและแบบเท่ากันในระยะเวลาส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน

ภาพที่ 23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ เปิดใช้งานกับ อัตราบิตในช่วง 0 ถึง 500 เมกะบิตต่อวินาที โดยกำหนดให้ปริมาณข้อมูลทั้งหมดมีค่าเท่ากับ 100 ล้านบิต สังเกตว่าเมื่อส่งปริมาณข้อมูลที่มีค่าคงที่ด้วยอัตราบิตที่เพิ่มขึ้น ร้อยละของจำนวน ช่องสัญญาณย่อยที่ เปิดใช้งานหรือร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณ ข้อมูลจะมีจำนวนเพิ่มขึ้นตาม สามารถยกตัวอย่างจากภาพที่ 23 ได้ว่า ถ้าต้องการส่งข้อมูลจำนวน 100 ล้านบิตด้วยอัตราบิต 50 เมกะบิตต่อวินาที การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันจะจัดสรร ปริมาณข้อมูลให้กับทุกช่องสัญญาณย่อย ส่วนการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดและแบบ เปิด-ปิดจะจัดสรรปริมาณข้อมูลให้ช่องสัญญาณย่อยร้อยละ 77 และ 70 ของจำนวนช่องสัญญาณย่อย ทั้งหมดตามลำดับเพื่อให้พลังงานที่ใช้ส่งข้อมูลมีค่าต่ำที่สุด และเมื่อแนวโน้มของอัตราบิตเพิ่มขึ้น จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ถูก เปิดใช้งานจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย สังเกตว่าเมื่ออัตราบิตมากถึงระดับ หนึ่งแล้วช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดก็จะถูกเปิดใช้งาน เช่นเมื่อส่งข้อมูลด้วยอัตราบิต 100 และ 250 เมกะบิตต่อวินาทีสำหรับการจัดสรรแบบเหมาะสมที่สุดและแบบเปิด-ปิดตามลำดับ



ภาพที่ 23 เปรียบเทียบร้อยละของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลด้วยวิธีการที่แตกต่างกันในช่วงอัตราบิตระหว่าง 0 ถึง 500 เมกะบิตต่อวินาที

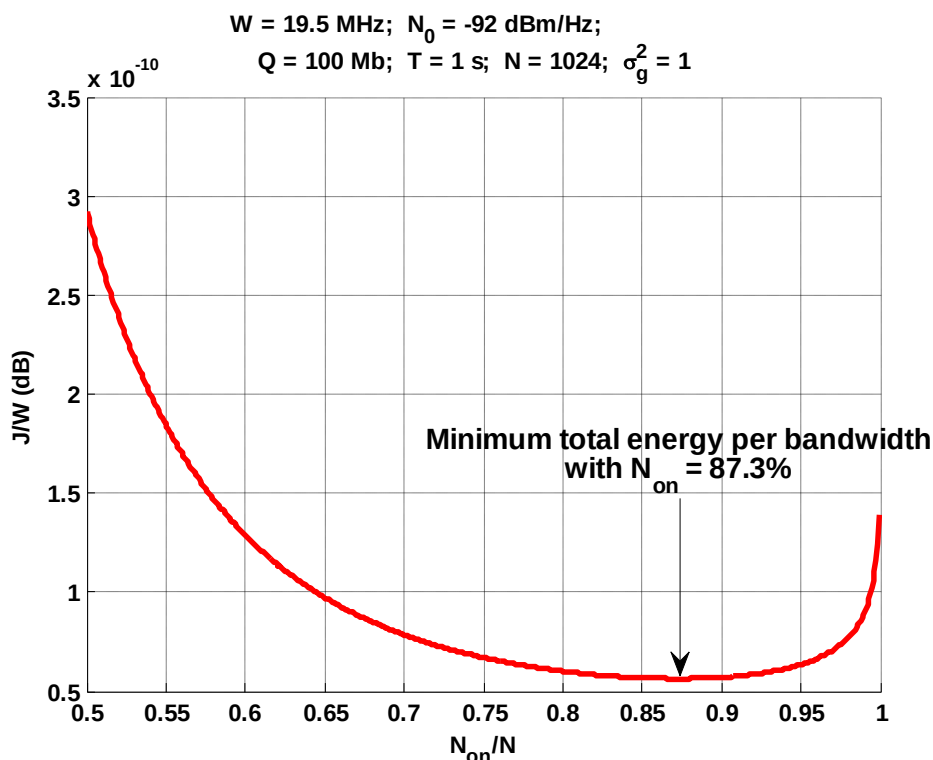
สมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทั้ง 2 วิธี ได้แก่ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดและการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดเปรียบเทียบกับวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันแสดงในภาพที่ 24 จากภาพสังเกตว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดมีสมรรถนะดีที่สุดซึ่งสามารถลดการใช้พลังงานในการส่งข้อมูลเมื่อเทียบกับการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิดได้ประมาณร้อยละ 35 และลดลงประมาณร้อยละ 83 เมื่อเทียบกับการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากันและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ทำให้พลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดเพิ่มขึ้นจากเดิมเล็กน้อย



ภาพที่ 24 เปรียบเทียบสมรรถนะของการจัดสรรปริมาณข้อมูลทั้ง 3 วิธี ได้แก่ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิด และการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเท่ากัน

4. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณสุ่ม

ภาพที่ 25 เป็นการหาค่า $\bar{N}_{on}^*$ หรือจำนวนช่องสัญญาณย่อย ที่เปิดใช้งาน แล้วทำให้พลังงานรวมมีค่าต่ำที่สุด โดยแทนค่า $\bar{N}_{on}$ ในสมการ (71) ด้วยค่า 0.001 ถึง 1 เพื่อหาจุดต่ำสุดของสมการ (71) กำหนดพารามิเตอร์สำหรับการทดลองได้แก่ จำนวนช่องสัญญาณย่อยหรือ N เท่ากับ 1024 สมมติฐานโดยพิจารณาในกรณีสัญญาณรบกวนพื้นหลังมีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังสูงสุดเท่ากับ -92 ดีบีเอ็มต่อเฮิรตซ์ แบนด์วิธรวมของระบบหรือ W เท่ากับ 19.5 เมกะเฮิรตซ์และค่าความแปรปรวนหรือ σ_g^2 เท่ากับ 1

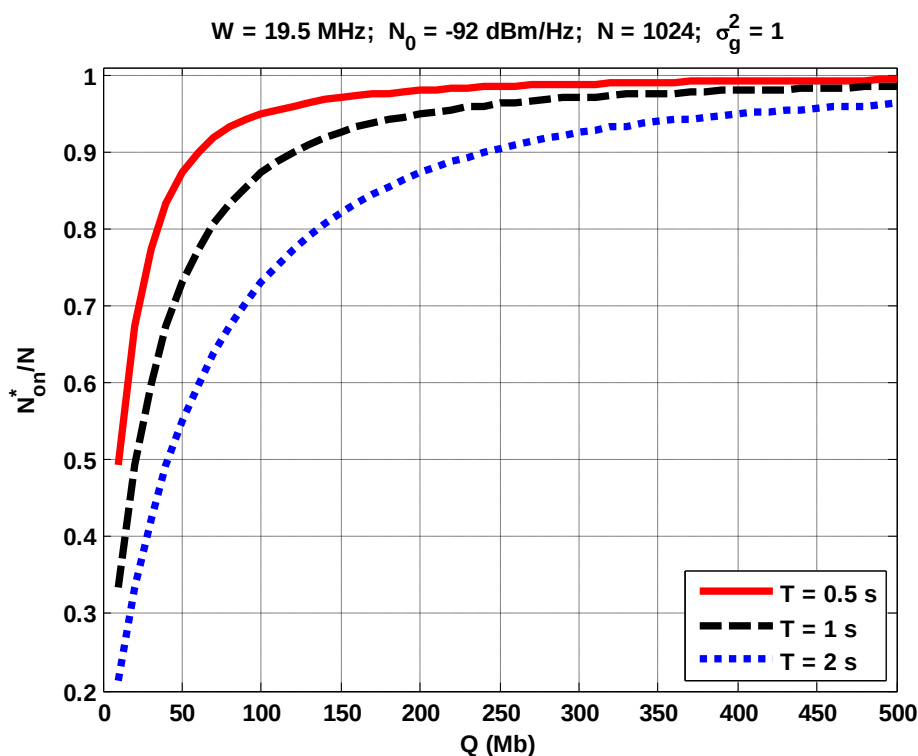


ภาพที่ 25 พลังงานรวมต่อแบนด์วิธของระบบกับค่าเหมาะที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน

จากภาพแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง พลังงานรวมต่อแบนด์วิธ ($\bar{J}^\infty$) กับจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานแล้วทำให้พลังงานรวมต่อแบนด์วิธของระบบมีค่าต่ำที่สุด เมื่อส่งข้อมูลจำนวน 100 ล้านบิต จากภาพสังเกตว่าจุดต่ำสุดของแกนแนวของกราฟคือจุดที่ค่าพลังงาน รวมต่อแบนด์วิธที่มีค่าต่ำที่สุดเมื่อเปิดใช้ช่องสัญญาณตามจำนวนที่กราฟตัดแกน เอกซ์ จากภาพเมื่อส่งข้อมูล 100 ล้านบิต ด้วยระยะเวลา 1 วินาทีหรือด้วยอัตราบิต 100 เมกะบิตต่อวินาที จะต้อง เปิดใช้ช่องสัญญาณย่อยประมาณร้อยละ 87 ของจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดเพื่อให้ พลังงานรวมต่อแบนด์วิธมีค่าต่ำที่สุด

ภาพที่ 26 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเหมาะที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานกับปริมาณข้อมูลเมื่อใช้เวลาในการส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน 3 ค่า ได้แก่ 0.5 1 และ 2 วินาที ตามลำดับ สังเกตว่าค่า $\bar{N}_{on}^*$ จะเพิ่มขึ้นเมื่อระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูลลดลงและปริมาณข้อมูลที่ต้องการส่งมีจำนวนมากขึ้น สามารถยกตัวอย่างจากภาพได้ว่า ถ้าต้องการส่งข้อมูล 100 ล้านบิตโดยเวลาในการส่ง 2 วินาที จะต้องจัดสรรปริมาณข้อมูลในปริมาณที่เท่ากันให้ช่องสัญญาณย่อยประมาณร้อยละ

ละ 73 ของจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด แต่ถ้าผู้ใช้ต้องการส่งข้อมูลจำนวนนี้ด้วยเวลาที่ลดลงเหลือ 0.5 วินาทีจะต้องเปิดใช้งานช่องสัญญาณย่อยเพิ่มขึ้นเป็นร้อยละ 94 ของจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด



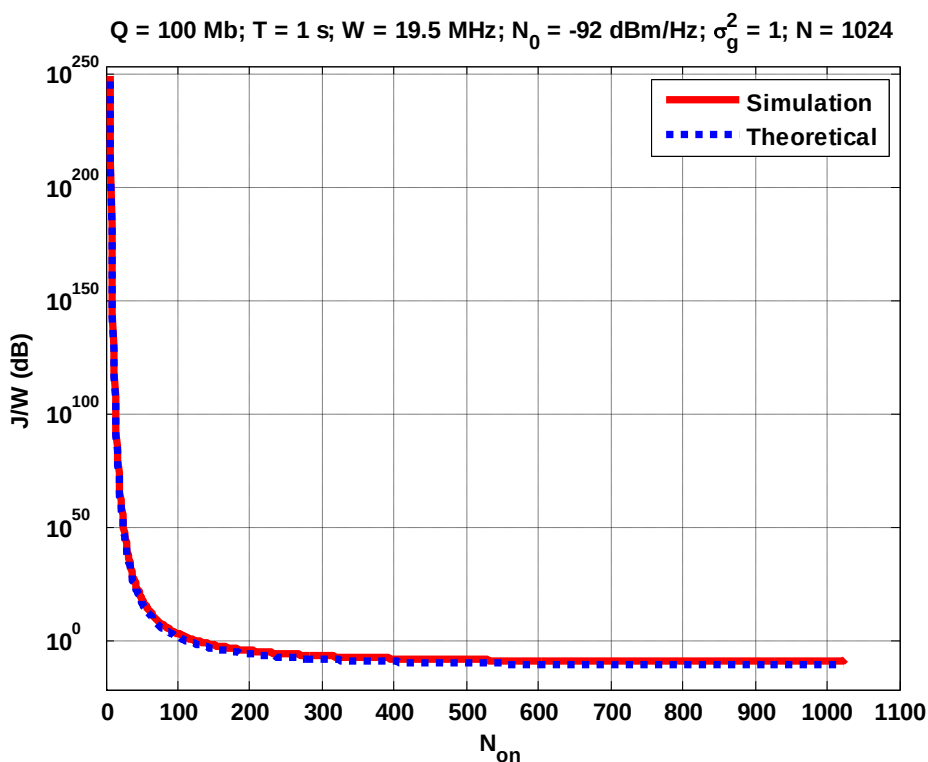
ภาพที่ 26 ค่าเหมาะที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานกับปริมาณข้อมูลที่ต่างกัน

ภาพที่ 27 เปรียบเทียบค่า เหมาะที่สุด ของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน เมื่อหาคำตอบด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี พารามิเตอร์ที่ใช้ทำการทดลองในภาพนี้ได้แก่ แบนด์วิดท์ของระบบหรือ W เท่ากับ 19.5 เมกะเฮิร์ตซ์ จำนวนวิธีหรือ M เท่ากับ 15 วิธี จำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมดหรือ N เท่ากับ 1024 ช่อง ความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนหรือ N_0 เท่ากับ -92 ดีบีเอ็มต่อเฮิร์ตซ์ และค่าความแปรปรวน หรือ σ_g^2 เท่ากับ 1 ส่งข้อมูลจำนวน 100 ล้านบิตในเวลา 1 วินาที

วิธีเขียนโปรแกรมจำลองทำได้โดยแทนค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดในสมการ (59) เริ่มจากแทนค่า N_{on} เท่ากับหนึ่ง จะได้ค่าพลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบเมื่อใช้ช่องสัญญาณย่อยจำนวน 1 ช่องเพื่อส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมด แล้วเพิ่มจำนวน N_{on} อีก 1 ทำซ้ำจนกระทั่ง N_{on} ครบทั้ง

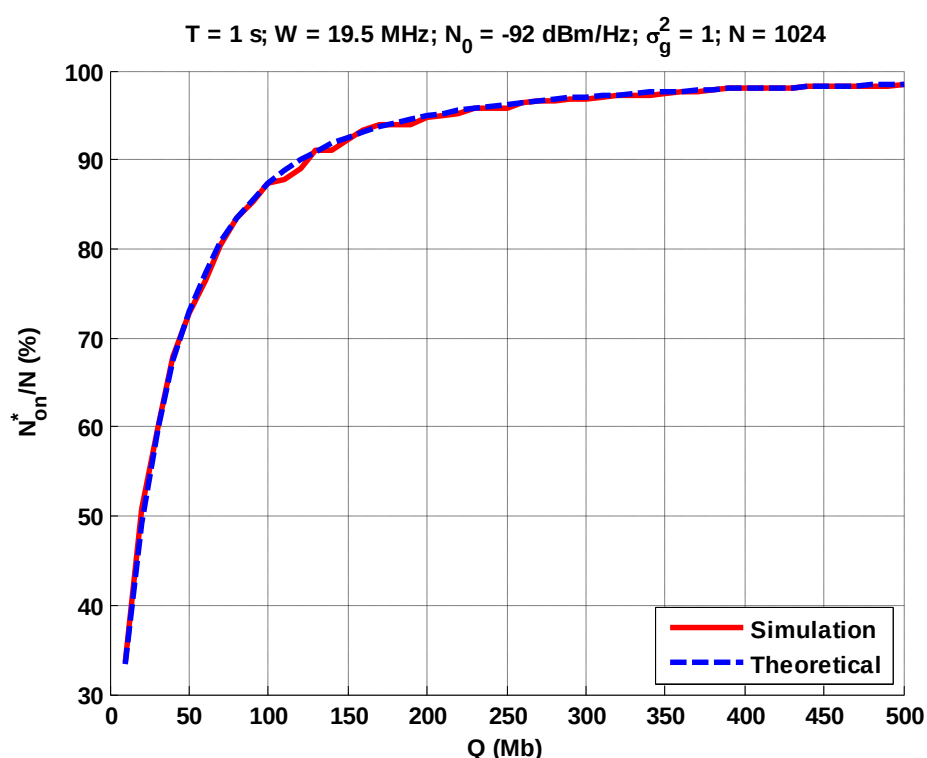
1024 ช่อง เมื่อวาดกราฟระหว่างค่าพลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบ $\left(\frac{J}{W}\right)$ กับจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ เปิดใช้งานแล้วจะสังเกตได้ว่าจุดต่ำสุดของกราฟคือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เหมาะสมที่สุดที่จัดสรรข้อมูลปริมาณเท่ากันแล้วทำให้ค่า $\frac{J}{W}$ มีค่าต่ำที่สุดหรือค่า $\bar{N}_{on}^*$ และวิธีวิเคราะห์ทฤษฎีทำได้โดยแทนค่า $\bar{N}_{on}$ ในสมการ(71)ด้วยค่า 0.001 ถึง 1 เพื่อหาจุดต่ำสุดของสมการ

จากผลการทดลองจะได้ว่าจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน แล้วทำให้พลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบมีค่าต่ำที่สุดที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกันมาก จำนวนช่องสัญญาณที่ได้รับจากวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิธีวิเคราะห์ทฤษฎีเท่ากัน คือ 894 ช่อง หรืออาจกล่าวโดยสรุปได้ว่าค่า $\bar{N}_{on}^*$ ที่ได้รับจากทั้งสองวิธีมีค่าเท่ากัน คือประมาณ 0.87



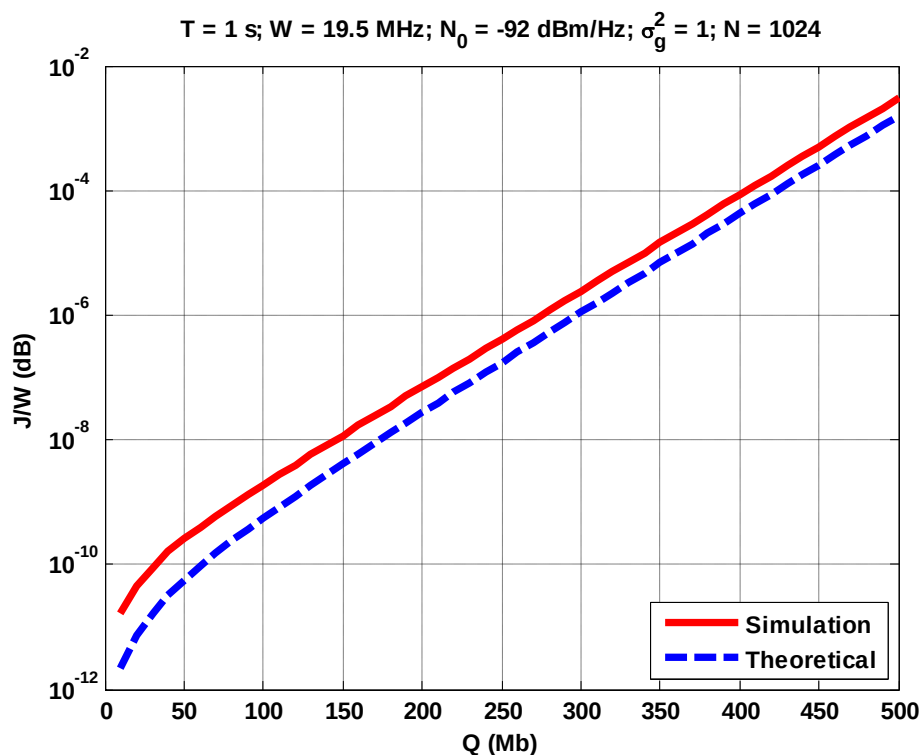
ภาพที่ 27 พลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ของระบบกับจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานเมื่อหาคำตอบด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี

นอกจากนั้นในภาพที่ 28 เปรียบเทียบระหว่างร้อยละของค่า เหมาะที่สุด ของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน กับปริมาณข้อมูลที่ต่างกันในช่วง 10 ล้านบิตถึง 500 ล้านบิต เมื่อหาคำตอบด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎีโดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์จากการทดลองก่อนหน้านี้ สังเกตว่าผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎีมีความใกล้เคียงกันมาก หรืออาจกล่าวได้ว่าสามารถใช้ค่า $\bar{N}_{on}^*$ ที่ได้จากทั้งสองวิธีแทนกันได้



ภาพที่ 28 ร้อยละของค่าเหมาะสมที่สุดของจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งาน ($\bar{N}_{on}^*$) กับปริมาณข้อมูลที่ต่างกันเมื่อหาคำตอบด้วยวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี

เมื่อเปรียบเทียบ พลังงานรวมต่อแบนด์วิธ ของระบบของทั้งวิธีเขียนโปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎีโดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์จากการทดลองก่อนหน้านี้แล้วพบว่าทั้งสองวิธีนี้ให้ผลต่างกันประมาณร้อยละ 50 ผลการทดลองดังกล่าวแสดงในภาพที่ 29



ภาพที่ 29 เปรียบเทียบ พลังงานรวมต่อแบนด์วิดท์ ของระบบของทั้งวิธีเขียน โปรแกรมจำลองและวิเคราะห์ทฤษฎี

วิจารณ์

1. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณตายตัว ค่าขีดแบ่งที่เหมาะสมหรือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานแล้วทำให้พลังงานรวมที่ใช้ส่งข้อมูลมีค่าต่ำสุดในงานวิจัยนี้ได้มาจากการจำลอง ระยะเวลาที่ใช้คำนวณค่าขีดแบ่งที่เหมาะสมนั้นขึ้นอยู่กับจำนวนช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด ถ้าระบบที่จำลองมีจำนวนช่องสัญญาณย่อยมากก็จะใช้เวลาคำนวณค่าขีดแบ่งที่เหมาะสมมากขึ้นตามไปด้วย

2. แบบจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัยนี้เปรียบเหมือนระบบ SISO (Single input single output) ช่องสัญญาณจึงไม่สามารถรองรับการส่งปริมาณข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูงมากได้ ถ้าต้องการจำลองการส่งปริมาณข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูงมากควรใช้แบบจำลองช่องสัญญาณสายไฟฟ้าที่มีลักษณะเป็นระบบ MIMO (Multiple input multiple output)

3. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิดสำหรับช่องสัญญาณคู่ สามารถทำนายจำนวนที่เหมาะสมที่สุดของช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานได้อย่างแม่นยำเมื่อเทียบกับการเขียนโปรแกรมจำลอง

สรุปและข้อเสนอแนะ

สรุป

การนำเสนอวิธีการจัดสรรปริมาณข้อมูลที่มีประสิทธิภาพเชิงพลังงาน ในการส่งสัญญาณ ด้วยวิธีโอเอฟดีเอ็มสำหรับช่องสัญญาณสาย ไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้มี 2 วิธี ได้แก่ การจัดสรร ปริมาณข้อมูลแบบเปิด -ปิดและการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด ผลการทดลองสามารถ สรุปได้ดังนี้

1. สำหรับช่องสัญญาณตายตัว การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด ให้เขตคำตอบที่ เหมาะที่สุดของปริมาณข้อมูลที่จัดสรรสำหรับช่องสัญญาณย่อย แต่ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบ เปิด-ปิดจะให้เขตคำตอบที่เหมาะสมรองลงมา ดังนั้น การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด จึงเป็น วิธีที่มีประสิทธิภาพทางพลังงานมากกว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิด

2. สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ส่งผลกระทบต่อเล็กน้อยกับพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณ ข้อมูลทั้งหมด เนื่องจากระยะเวลาที่อิมพัลส์เกิดขึ้นแต่ละรอบนั้นมีระยะเวลาสั้นและเมื่อเกิดขึ้นแล้ว ก็จะอยู่เป็นระยะเวลาสั้นในหน่วยของมิลลิวินาทีและไมโครวินาทีตามลำดับ ในขณะที่สัญญาณ รบกวนอิมพัลส์เกิดขึ้นอัตราบิตจะลดลงทำให้ส่งปริมาณข้อมูลได้เล็กน้อยเมื่อเทียบกับขณะที่ไม่ โดนรบกวน ระบบจึงต้องใช้พลังงานเพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อยเพื่อส่งปริมาณข้อมูลให้ครบ ทำให้พลังงาน รวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดเพิ่มขึ้นเล็กน้อย

3. พลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดขึ้นอยู่กับตัวแปรต่อไปนี้ ได้แก่ ปริมาณข้อมูล ทั้งหมด ระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล ขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่อง และ ความหนาแน่นสเปกตรัมทางกำลังของสัญญาณรบกวนพื้นหลังที่เปลี่ยนไปตามความถี่ เมื่อกำหนดให้ตัว แปรอื่นเป็นค่าคงที่แล้วจะได้รับความสัมพันธ์ว่า ปริมาณข้อมูลทั้งหมดและสัญญาณรบกวนพื้นหลัง จะแปรผันตรงกับพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมด ($J \propto Q, \eta_n$) ระยะเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล และขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณนั้นจะแปรผกผันกับพลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูล

$$(J \propto \frac{1}{T}, \frac{1}{|H_n|^2})$$

4. จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานหรือจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ได้รับการจัดสรรปริมาณข้อมูลจะมีมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราบิต (R) เมื่อต้องการส่งปริมาณข้อมูลด้วยอัตราบิตสูงจำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ใช้งานก็จะมากขึ้นตามไปด้วยเพื่อให้พลังงานรวมที่ใช้ส่งปริมาณข้อมูลทั้งหมดมีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

5. สำหรับช่องสัญญาณสุ่ม ค่า $\bar{N}_{on}^*$ หรือจำนวนที่เหมาะสมที่สุดของช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานสามารถคำนวณได้จากสมการ (71) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้เหมือนกับผลลัพธ์ที่ได้จากการเขียนโปรแกรมจำลองและใช้เวลาคำนวณน้อยกว่า

ข้อเสนอแนะ

1. เมื่อต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตต่ำ ควรเลือกใช้การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด-ปิด เนื่องจากมีความซับซ้อนน้อยกว่าการจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุด แต่ให้ประสิทธิภาพทางพลังงานใกล้เคียงกัน

2. เมื่อต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตสูง ควรเลือกใช้ การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเหมาะสมที่สุดเพื่อให้ประสิทธิภาพทางพลังงานมากที่สุด

3. การจัดสรรปริมาณข้อมูลแบบเปิด - ปิดสำหรับช่องสัญญาณสุ่มสามารถคำนวณค่า $\bar{N}_{on}^*$ หรือจำนวนที่เหมาะสมที่สุดของ ช่องสัญญาณย่อยที่เปิดใช้งานได้ทันทีจากสมการ (71) โดยไม่ต้องเขียนโปรแกรมจำลองเพื่อหาค่า $\bar{N}_{on}^*$ จึงสามารถทราบค่า $\bar{N}_{on}^*$ ได้รวดเร็วกว่า แต่วิธีการนี้สามารถนำไปใช้ได้เฉพาะช่องสัญญาณที่มีขนาดของอัตราขยายช่องสัญญาณที่มีการกระจายแบบ เอกซ์โพเนนเชียลเท่านั้น

เอกสารและสิ่งอ้างอิง

นิวัฒน์ เย็นกาย. 2547. การนำเสนอวิธีการตรวจจับสัญญาณแบบซิมโบทอมมิ่ง สำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

ภูมิพัฒน์ แสงอุดมเลิศ. 2552. สารานุกรมโทรคมนาคมไทย. พิมพ์ครั้งที่ 1 สมาคมวิชาการไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ คอมพิวเตอร์ โทรคมนาคม และสารสนเทศ (อีซีทีไอเอ), กรุงเทพฯ.

สุพัตรา ศรีสุรเมณี. 2547. การลดกำลังค่ายอดสำหรับการส่งแบบ OFDM ด้วยการขยายคอนสเทลเลชันสำหรับการมอดูเลตแบบ APSK. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

Anatory, J. and N. Theethayi. 2010. **Broadband Power-line Communication Systems**. WIT Press, UK.

Assimakopoulos, C. and F.N. Pavlidou. 2005. Multiuser power and bit allocation over power line Channels, pp. 255-259. *In IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Vancouver, Canada.

Bert, L.D., P. Caldera and D. Schwingshack and A.M. Tonello. 2011. On Noise Modeling for Power Line Communications, pp. 283-288. *In IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Udine, Italy.

Dostert, K. 2001. **Powerline Communication**. Prentice Hall, New Jersey.

Hamini, A., J.Y. Baudais and J.F. Hélar. 2011. Green resource allocation for powerline communications, pp. 393-398. *In IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. Udine, Italy.

- Muhammmad, F.S., J.Y. Baudais, J.F. H  lard and M. Crussiere. 2008. Coded Adaptive Linear Precoded Discrete Multitone Over PLC Channel, pp. 123–128. *In* **IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)**. Jeju City, South Korea.
- Philipps, H., 1999. Modelling of powerline communication channels, pp. 14-21. *In* **IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)**. Lancaster, UK.
- Sydsaeter, K. and P.J. Hammond. 1995. **Mathematics for Economic Analysis**. Prentice Hall, New Jersey.
- SYS2U.COM. 2011. **HomePlug AV Extender**. Available Source:
<http://www.sys2u.com/ProductSubGroup.php?ProductSubGroupID=0113&ProductBrandID=ALL>.
- Tse, D. and P. Viswanath. 2005. **Fundamentals of Wireless Communication**. Cambridge University Press, UK.
- Wong, C.Y., R.S. Cheng, K.B. Letaief and R.D. Murch. 1999. Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit and Power Allocation. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications** 10: 1747-1757.
- Zimmermann, M. and K. Dostert. 2002. A Multipath Model for the Powerline Channel. **IEEE Transactions on Communications** 50: 553-559.

ภาคผนวก

Minimum-Energy Bit Allocation Over Powerline OFDM Channels

Patcharapol Kas-udom and Wiroonsak Santipach

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering, Kasetsart University

Bangkok, Thailand 10900

Email: p.kasudom@gmail.com and wiroonsak.s@ku.ac.th

Abstract—We propose two bit allocations for a powerline OFDM channel to minimize a total transmission energy. The first is the optimal bit allocation derived for a deterministic channel model. The optimal number of bits allotted for each subchannel depends on channel gains, required data rate and transmission duration. For the second allocation, an equal number of bits is transmitted on a subchannel whose ratio between a noise power and squared channel gain is less than certain threshold. This on-off threshold-based bit allocation is also analyzed for a random channel model for which the closed-form expression for the total energy consumption is obtained in a large system limit. Numerical examples show that the optimal bit allocation could result in 83% reduction in transmission energy, compared to a uniform bit allocation and that the on-off allocation performs close to the optimum when a transmission time is short.

I. INTRODUCTION

Powerline communication (PLC) has gained some traction in recent years. Several devices developed to support a high-speed data rate under the standard IEEE Std. 1901, such as HomePlug products, are now on the market. The modulation that is specified in the standard is orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM), which is also used in many current wireless communication standards. Besides data rate, energy consumption is also an important performance metric since telecommunications industry has contributed a significant emission of greenhouse gases.

Powerline and wireless channels share some similar characteristics, for example, multipath fading [1]. Some research contribution in wireless communications can be applied for PLC. However, PLC has some distinct factor of its own to be considered such as impulsive noise. To minimize the transmission power in a multiuser wireless OFDM channel, an iterative bit allocation is proposed in [2] and is shown to reduce the required power by a few dB's. The allocation is later applied and simulated in a local area network (LAN) over a PLC channel in [3] and is compared with a suboptimal scheme with less complexity. In [4], the maximum transmission time of all subchannels is minimized for a Zimmermann channel model [5], subject to a total-energy constraint. In addition to optimizing total energy, power, and transmission time, other

parameters that have been adapted are rate, modulation, and a set of subchannels to be used for transmission [2], [6].

In this work, we assume a multipath-fading OFDM channel with single user. We consider a measurement-based model proposed by Zimmermann and Dostert [5] as well as a random model whose temporal channel gains are independent complex Gaussian. In OFDM, data is divided and transmitted onto parallel subchannels. Subject to constraints on total data to be transmitted and transmission time, we would like to find the optimal bit allocation for all subchannels that minimizes total energy consumption.

We propose two bit allocation methods. For a deterministic channel model, we derive the optimal bit allocation over all subchannels that minimize the sum transmission energy. Numerical examples show that the optimal allocation performs significantly better than a uniform allocation in which all subchannels are allotted equal number of bits. The gap between total energy for both methods could be several orders of magnitude. We also propose a threshold-based bit allocation method in which subchannels with ratio between a noise power and squared channel gain larger than a threshold will be allotted the same number of bits and otherwise, subchannels will be allotted zero bit. This on-off allocation is simpler than the optimal allocation if the threshold is known, and can perform close to the optimum when transmission duration is short. For a random channel model, we analyze the optimal threshold, which directly depends on the number of active or 'on' subchannels. A closed-form expression of the total energy consumption per bandwidth with the on-off bit allocation is obtained in a large system limit in which a number of subchannels tend to infinity with fixed total bandwidth.

II. CHANNEL MODEL

A PLC generally consists of electrical cables and circuits designed and installed mainly to deliver electrical power. When it is used to transmit data, a transmitted signal is reflected by impedance mismatching of electric components with different characteristic impedance from many branches of a powerline network. From a transmitter to a receiver, there could be a line-of-sight path as well as several reflected paths. In [5], a channel model that accounts for both multipath propagation and signal attenuation is proposed and the corresponding

This work was supported by Kasetsart University Research and Development Institute (KURDI) under the FY2013 Kasetsart University research grant.

frequency response of an M -path channel is given by

$$H(f) = \sum_{i=1}^M g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1)$$

where f denotes frequency, g_i is a temporal channel gain for path i , a_0 , a_1 , and k are constants based on cable parameters, d_i denotes cable length for path i , and τ_i denotes delay of path i , which is given by

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\varepsilon_r}}{c} = \frac{d_i}{v_P} \quad (2)$$

where ε_r denotes the dielectric constant of the insulating material, and c is the speed of light. All parameters for the often used 15-path model are listed in [6].

We assume that OFDM with N subchannels is used for signal transmission. For a discrete-time point-to-point channel model, the received symbol for the n th subchannel is given by

$$r_n = \sqrt{P_n} H_n x_n + w_n \quad (3)$$

where x_n is a transmitted symbol with zero mean and unit variance, $H_n \triangleq H(f_n)$ is the frequency response at the n th subchannel whose frequency equals f_n , P_n is a transmission power for the n th subchannel, w_n is an additive Gaussian noise with zero mean and variance $B\eta_n$, where B is a subchannel spacing, and η_n is a noise spectral density at the n th subchannel. The associated capacity of the n th subchannel is given by

$$C_n = \log_2 \left(1 + \frac{J_n |H_n|^2}{BT\eta_n} \right) \quad (4)$$

where T denotes a transmission duration and $J_n = P_n T$ is the energy used to transmit data during that duration. The capacity shown in (4) gives the maximum achievable rate. Hence, the maximum number of bits transmitted via subchannel n with bandwidth B is given by

$$Q_n = C_n BT. \quad (5)$$

Substituting (5) into (4), we obtain the energy that is required to transmit Q_n bits and is denoted by

$$J_n = (2^{\frac{Q_n}{BT}} - 1) \frac{BT\eta_n}{|H_n|^2} \quad (6)$$

and the total energy required for all subchannels is given by

$$J \triangleq \sum_{n=1}^N J_n = \sum_{n=1}^N (2^{\frac{Q_n}{BT}} - 1) \frac{BT\eta_n}{|H_n|^2}. \quad (7)$$

Our goal here is not to maximize the capacity, but to minimize the total energy used for transmitting a total of Q bits. In other words, we would like to find the optimal set of number of bits transmitted by each subchannel that minimizes

the total energy as follows

$$\begin{aligned} & \underset{\{Q_n\}}{\text{minimize}} \quad J = \sum_{n=1}^N J_n \\ & \text{subject to} \quad \sum_{n=1}^N Q_n \geq Q, \\ & \quad Q_n \geq 0, \text{ for } 1 \leq n \leq N. \end{aligned} \quad (8)$$

III. PROPOSED BIT ALLOCATIONS FOR DETERMINISTIC CHANNELS

A. Optimal Bit Allocation

With given sets $\{|H_n|^2\}$ and $\{\eta_n\}$, and other system parameters, we form a modified Lagrangian of the considered minimization problem as follows,

$$\mathcal{L} = \sum_{n=1}^N (2^{\frac{Q_n}{BT}} - 1) \frac{BT\eta_n}{|H_n|^2} + \lambda (\sum_{n=1}^N Q_n - Q) \quad (9)$$

where λ is a Lagrange multiplier. The associated Kuhn-Tucker conditions for the modified Lagrangian are the following [7].

$$Q_n \cdot (2^{\frac{Q_n}{BT}} \frac{(\ln 2)\eta_n}{|H_n|^2} - \lambda) = 0, \quad \forall n, \quad (10)$$

$$(2^{\frac{Q_n}{BT}} \frac{(\ln 2)\eta_n}{|H_n|^2} - \lambda) \leq 0, \quad \forall n, \quad (11)$$

$$\lambda (\sum_{n=1}^N Q_n - Q) = 0, \quad (12)$$

$$\sum_{n=1}^N Q_n - Q \geq 0, \quad (13)$$

$$Q_n \geq 0, \quad \forall n, \quad (14)$$

$$\lambda \geq 0. \quad (15)$$

Based on these conditions, we obtain the optimal solutions by applying Algorithm 1. First, all ratios between the noise power and background noise and squared channel gain $\frac{\eta_n}{|H_n|^2}$, $1 \leq n \leq N$ are ordered in a descending order. We denote the ordered set by $\{G_{(1)}, \dots, G_{(N)}\}$ where $G_{(1)} \geq G_{(2)} \geq \dots \geq G_{(N-1)} \geq G_{(N)}$. Thus, $G_{(1)} = \max_n(\frac{\eta_n}{|H_n|^2})$ and $G_{(N)} = \min_n(\frac{\eta_n}{|H_n|^2})$. We denote a set of the number of bits transmitted on the ordered subchannels by $\{Q_{(n)}\}$ and the number of active subchannels by N_{on} . Algorithm 1 returns the optimal bit allocation for the ordered subchannels $\{Q_{(n)}\}$ and the minimum energy.

Given the total bits Q and $\{G_{(n)}\}$, some subchannels with ratio $\frac{\eta_n}{|H_n|^2}$ larger than certain threshold will not be used to transmit any data. For those subchannels that are active, the amount of data allocated $Q_{(n)}$ will be linearly proportional to $TB \log_2(\frac{G_{(1)}}{G_{(n)}})$.

B. On-Off Bit Allocation

Here we propose a suboptimal bit allocation. For a given threshold μ , any subchannel whose ratio $\frac{\eta_n}{|H_n|^2}$ is less than μ , will be allocated equal data and will be active or 'on' during the transmission. Otherwise, a subchannel will be allocated

Algorithm 1 Optimal bit allocation

```

1: Input:  $Q, T, B, \{G_{(n)}\}$ 
2: Initial parameters:  $N_{\text{on}} = 0$  and  $Q_{(n)} = 0, \forall n$ 
3: repeat
4:    $J = 0$ 
5:   for  $m = 1 : N_{\text{on}}$  do
6:      $Q_{(m)} = Q_{(1)} - TB \log_2(\frac{G_{(1)}}{G_{(m)}})$ 
7:      $J \leftarrow J + (2^{\frac{Q_{(m)}}{TB}} - 1)(TB G_{(m)})$ 
8:   end for
9:    $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} + 1$ 
10:   $S = \sum_{n=1}^{N_{\text{on}}} TB \log_2(\frac{G_{(1)}}{G_{(n)}})$ 
11:   $Q_{(1)} = \frac{Q-S}{N_{\text{on}}}$ 
12: until  $|TB \log_2(\frac{G_{(1)}}{G_{(N_{\text{on}})}})| > Q_{(1)}$ 
13:  $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} - 1$ 
14: return  $\{Q_{(n)}\}$  and  $J$ 

```

zero bit and will be inactive or ‘off’. The total energy will depend on the number of ‘on’ subchannels or the threshold μ . For a given set $\{\frac{g_n}{|H_n|^2}\}$, the optimal threshold that minimizes the total energy can be found by numerical search. This allocation is less complex than the optimal one and is detailed in Algorithm 2.

Algorithm 2 On-off bit allocation

```

1: Input:  $Q, T, B, \{G_{(n)}\}$ 
2: Initial parameters:  $N_{\text{on}} = 1$  and  $Q_{(n)} = 0, \forall n$ 
3:  $J = (2^{\frac{Q}{TB}} - 1)(TB G_{(1)})$ 
4: repeat
5:    $J_{\text{old}} \leftarrow J$ 
6:    $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} + 1$ 
7:    $J = \sum_{n=1}^{N_{\text{on}}} (2^{\frac{Q}{TB N_{\text{on}}}} - 1)(TB G_{(n)})$ 
8: until  $J > J_{\text{old}}$ 
9:  $N_{\text{on}} \leftarrow N_{\text{on}} - 1$ 
10:  $J \leftarrow J_{\text{old}}$ 
11: return  $\{Q_{(n)}\}$  and  $J$ 

```

IV. ANALYSIS OF THE ON-OFF BIT ALLOCATION FOR RANDOM CHANNELS

In this section, we consider a random model of a point-to-point discrete-time OFDM channel. We assume that the received signal is coming from sufficiently many branches of network and hence, the signal propagates through a rich scattering channel. Thus, we model the temporal channel gain g_i in (1) as an independent complex Gaussian random variable with zero mean. Assuming a uniform power-delay profile, g_i ’s have the same variance. In addition, we assume that all paths have comparable lengths and hence, attenuation affects all paths equally. Therefore, for this model, we omit attenuation factors in (1). The noise is assumed to be white with constant spectral density N_0 .

We would like to analyze the total energy resulting from the on-off threshold-based bit allocation proposed in the previous

section. Suppose $\{A_{(n)}\}$ be the ordered set of squared channel gains $|H_n|^2$ in descending order. Applying the threshold μ , the number of active subchannels N_{on} is random and that $A_{(N_{\text{on}})} \geq \mu \geq A_{(N_{\text{on}}+1)}$. With a fixed total bandwidth denoted by $W \triangleq NB$, the expected total energy per bandwidth associated with this allocation is given by

$$E[\bar{J}] = E\left[\frac{J}{W}\right] = E\left[(2^{\frac{Q}{TB N_{\text{on}}}} - 1)TN_0 \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N_{\text{on}}} \frac{1}{A_{(n)}}\right]. \quad (16)$$

Since the joint pdf for $\{A_{(n)}\}$ is complex, evaluating (16) for finite N is not tractable and may not give us much insight. In practice, N is usually large. Hence, we choose to analyze the performance in a large system limit where $N \rightarrow \infty$. We also suppose that the number of ‘on’ subchannels N_{on} scales linearly with N , and denote a fraction of the ‘on’ subchannels by $\bar{N}_{\text{on}} \triangleq N_{\text{on}}/N$. With fixed total bandwidth, B tends to zero as N tends to infinity. In a large system limit mentioned, the energy consumed per bandwidth converges to

$$\bar{J}^\infty = \lim_{\substack{N, N_{\text{on}} \rightarrow \infty \\ B \rightarrow 0}} E\left[\frac{J}{W}\right] \quad (17)$$

$$= (2^{\frac{Q}{TB N_{\text{on}}}} - 1)TN_0 \int_{\mu}^{\infty} \frac{1}{x} f_A^\infty(x) dx. \quad (18)$$

where $f_A^\infty(\cdot)$ is an empirical density function of squared channel gain $A_{(n)}$ for all n in the large system limit. Given the threshold μ , $\bar{N}_{\text{on}}$ can be solved from the following equation

$$\bar{N}_{\text{on}} = \int_{\mu}^{\infty} f_A^\infty(x) dx. \quad (19)$$

By letting $F_A^\infty(\cdot)$ be the corresponding empirical distribution function for $A_{(n)}$, the threshold is explicitly shown as an inverse of F_A^∞ as follows

$$\mu = (F_A^\infty)^{-1}(1 - \bar{N}_{\text{on}}). \quad (20)$$

It can be shown that with the assumed channel model described earlier, the limiting empirical density as $N \rightarrow \infty$, is an exponential density function given by

$$f_A^\infty(x) = \frac{1}{\sigma_g^2} e^{-\frac{x}{\sigma_g^2}}, \quad (21)$$

where $\sigma_g^2 = \sum_{i=1}^M E[g_i]^2$ is the sum of all variances of temporal channel gains. The corresponding limiting empirical distribution is given by

$$F_A^\infty(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\sigma_g^2}}. \quad (22)$$

Using this distribution function in (20), we obtain the threshold as follows

$$\mu = -\sigma_g^2 \ln \bar{N}_{\text{on}}. \quad (23)$$

Substituting (23) and (21) into (18), we have

$$\bar{J}^\infty = (2^{\frac{Q}{TB N_{\text{on}}}} - 1)TN_0 \int_{-\sigma_g^2 \ln \bar{N}_{\text{on}}}^{\infty} \frac{1}{x\sigma_g^2} e^{-\frac{x}{\sigma_g^2}} dx \quad (24)$$

$$= (2^{\frac{Q}{TB N_{\text{on}}}} - 1) \frac{TN_0}{\sigma_g^2} E_1(-\ln \bar{N}_{\text{on}}) \quad (25)$$

where an exponential integral is defined by $E_1(x) = \int_x^\infty \frac{1}{t} e^{-t} dt$.

We would like to find the optimal $\bar{N}_{on}$ that minimize the total transmission energy as follows

$$\bar{N}_{on}^* = \arg \min_{0 < \bar{N}_{on} \leq 1} \bar{J}^\infty. \quad (26)$$

The solution to this problem is not in a closed form due to the exponential integral. However, the problem can be easily solved by a numerical method.

V. NUMERICAL RESULTS

In Fig. 1, we consider PLC with the number of subchannels $N = 1024$, subchannel spacing $B = 19.043$ kHz, the target data rate ($R \triangleq Q/T$) of 100 Mbps and noise spectral density used in [8]. A frequency response of the channel is given by (1) with $M = 15$ and all channel parameters found in [6]. We obtain the optimal bit allocation for all subchannels from Algorithm 1 and also find the on-off bit allocation from Algorithm 2. The associated total energy for the two proposed methods is compared with the total energy from a uniform bit allocation in which data is allocated equally on all subchannels. For all allocations, energy consumption increases with increasing data amount. We observe that the optimal allocation performs significantly better than the uniform and on-off bit allocations by approximately 80% and 70%, respectively.

Besides the background noise, the transmitted signal in PLC is also corrupted by an impulsive noise. Impulsive noise is caused by rectifier diodes or by connecting and disconnecting electrical devices. A inter-arrival time between occurrences of impulsive noise can be modeled by an exponential distribution while an impulse duration can be modeled with a two-term Gaussian model. The model of impulsive noise is detailed in [8].

In addition to the background noise, we also take into account an impulsive noise with the worst-case power spectral density, i.e., -84 dBV²/Hz with the mean impulse duration of $4.7 \mu s$ and inter-arrival time of 10.1 ms. During an occurrence of impulsive noise, the noise spectral density will be increased as indicated. We show the total energy of the three methods affected by an additional impulsive noise in Fig 1 by different markers. We note that the increase in total energy caused by impulsive noise in all three method is very small.

Fig. 2 shows the total energy consumption of all allocations with different transmission-time requirement. Simulation results obtained for this figure also comes from Zimmerman's channel model [5]. As expected, the total energy decreases as transmission time T increases for given data amount (e.g., $Q = 100$ Mb). However, data rate R is also reduced. We observe a larger gap between the uniform and the other two allocations when T is increased. At $T = 10$ s or $R = 10$ Mbps, the gap is as large as an order of magnitude. We also note that the on-off allocation performs close to the optimal allocation especially with a small T .

In Fig. 3, we show a percentage of the number of active or 'on' subchannels over total number of subchannels for

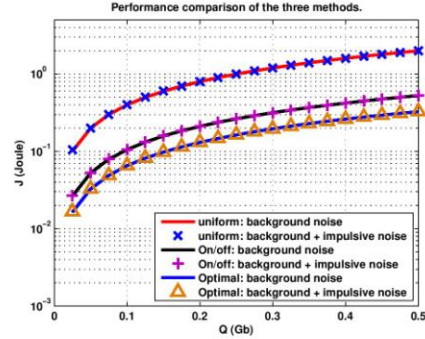


Fig. 1. Total energy consumption of two allocations and the uniform allocation is shown with total transmitted data with $N = 1024$, $B = 19.043$ kHz, and $R = 100$ Mbps.

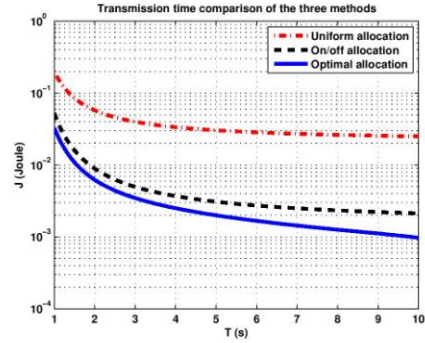


Fig. 2. The total energy consumption of all allocations is shown with different transmission time and $Q = 100$ Mb.

all three allocations with different data rate R . The same channel model and parameters are applied as in Figs. 1 and 2. The uniform allocation uses all subchannels (100%) for all data rates while the on-off and optimal allocations use fewer subchannels when the required data rate is not high. Only subchannels whose ratio $\frac{\eta_n}{|H_n|^2}$ are below the threshold will be activated to save energy consumption. With $R = 50$ Mbps, the optimal allocation has almost 80% of all subchannels activated while the on-off allocation has 70% activated. As the required data rate is increasing with fixed transmission time, we see that eventually all subchannels are activated to transmit data.

Next we consider a random channel discussed in Section IV with the number of subchannels $N = 1024$, noise spectral density $N_0 = -92$ dBV²/Hz, total bandwidth $W = 19.5$ MHz, and $\sigma_g^2 = 1$. In Fig. 4, we plot the limiting energy per bandwidth $\bar{J}^\infty$ versus $\bar{N}_{on}$ obtained by (25) for different

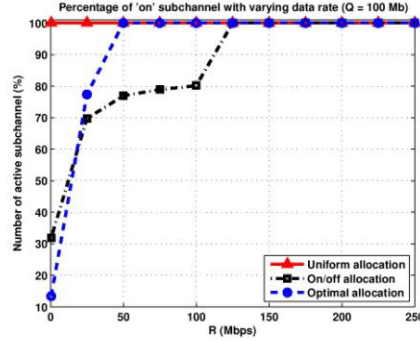


Fig. 3. Shown is a percentage of active or 'on' subchannels of all allocations with varying data rates

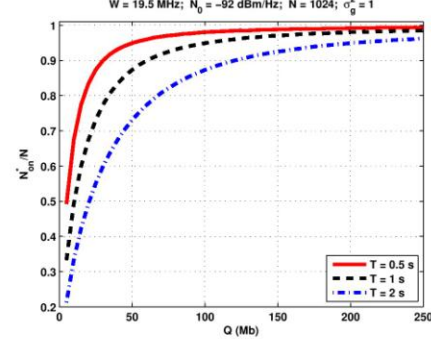


Fig. 5. The optimal $\bar{N}_{on}^*$ is shown with total transmitted data Q for different transmission time.

amount of data Q and transmission time T . We observe that there exists the minimum $\bar{J}^\infty$ and the optimal $\bar{N}_{on}^*$ for each plot, however, the minimum point is not pronounced. For $Q = 150$ Mb and $T = 1$ s, the optimal number of subchannels that should be on is approximately 92%. For lower R , we see smaller $\bar{N}_{on}^*$. According to the figure, for $R = 100$ Mbps, $\bar{N}_{on}^*$ is approximately 0.87 or 890 subchannels should be activated.

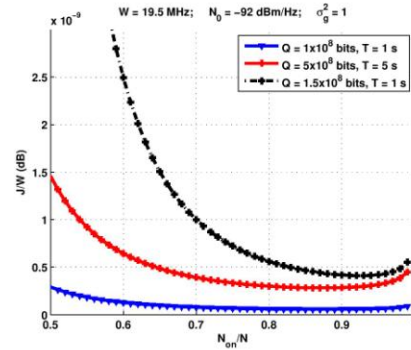


Fig. 4. Shown is the total energy per system bandwidth $\bar{J}^\infty$ versus $\bar{N}_{on}$ for $W = 19.5$ MHz, $N_0 = -92$ dBV²/Hz, and $\sigma_g^2 = 1$.

In the last figure, we show the optimal $\bar{N}_{on}$ that minimizes the total energy with different total transmitted data Q with the same set of system parameters as Fig. 4. We note that the fraction of subchannels to be activated increases as amount of data to be transmitted increases or transmission time decreases.

VI. CONCLUSIONS

The optimal and on-off bit allocations can significantly reduce the total energy when compared to the uniform bit allocation. When the transmission time is decreased, the numerical results show that the performance of both the optimal and on-off allocation is similar. The number of active subchannels for the two proposed allocations increases with data rate for a fixed transmission time. We have analyzed the total energy associated with the on-off bit allocation and is able to obtain the optimal number of 'on' subchannels. This parameter should be a useful guideline for system designers or engineers.

In this work, only uniform power-delay profile is considered for a random model and the current analysis only takes into account the background noise. Our future work may include performance analysis for other delay profiles and incorporating impulsive noise.

REFERENCES

- [1] J. Anatory and N. Theethayi, *Broadband Power-line Communication Systems: Theory and Applications*. Southampton, UK: WIT Press, 2010.
- [2] C. Wong, R. Cheng, K. Letaief, and R. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 10, pp. 1747–1758, Oct. 1999.
- [3] C. Assimakopoulos and F.-N. Pavlidou, "Multiuser power and bit allocation over power line channels," in *Proc. IEEE Power Line Commun. and Its Applications conf. (ISPLC)*, Vancouver, Canada, Apr. 2005, pp. 255–259.
- [4] A. Hamini, J.-Y. Baudais, and J.-F. Héland, "Green resource allocation for powerline communications," in *Proc. IEEE Power Line Commun. and Its Applications Conf. (ISPLC)*, Udine, Italy, Apr. 2011, pp. 393–398.
- [5] M. Zimmermann and K. Dostert, "A multipath model for the powerline channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, Apr. 2002.
- [6] F. S. Muhammad, J.-Y. Baudais, J.-F. Héland, and M. Crussière, "Coded adaptive linear precoded discrete multitone over PLC channel," in *Proc. IEEE Power Line Commun. and Its Applications Conf. (ISPLC)*, Jeju Island, Korea, Apr. 2008, pp. 123–128.
- [7] K. Sydsæter and P. J. Hammond, *Mathematics for Economic Analysis*. Prentice Hall, 1995.
- [8] L. D. Bert, P. Caldera, D. Schwingshack, and A. M. Tonello, "On noise modeling for power line communications," in *Proc. IEEE Power Line Commun. and Its Applications Conf. (ISPLC)*, Udine, Italy, Apr. 2011, pp. 283–288.

ประวัติการศึกษาและการทำงาน

ชื่อ –นามสกุล	นายพัชรพล กาศอุดม
วัน เดือน ปี ที่เกิด	10 มกราคม 2531
สถานที่เกิด	อ. เมือง จ. พะเยา
ประวัติการศึกษา	วศ.บ. (วิศวกรรมไฟฟ้า) มหาวิทยาลัยบูรพา
ตำแหน่งหน้าที่การงานปัจจุบัน	นิสิตปริญญาโท มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ บางเขน
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	อาคารวิศวกรรมศาสตร์ 60 ปี ชั้น 5 ห้อง 0505/2
ผลงานดีเด่นและรางวัลทางวิชาการ	- ได้รับการตีพิมพ์ผลงานเรื่อง “Minimum-Energy Bit Allocation Over Powerline OFDM Channels” ใน ECTI CON 2013 International Conference, May 2013, Krabi, Thailand.