

อัลกอริทึมที่มั่งเหมาะสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม
เพื่อลดค่าพีเอชอาร์บนสัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอควเอเอ็ม

SUB-OPTIMUM ALGORITHM FOR TRELLIS-BASED SLM
REDUCING PAPR OF FBMC-OQAM SIGNALS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-010-149

อัลกอริทึมที่มกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม
เพื่อลดค่าพีเอพอาร์บนสัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอควเอเอ็ม

SUB-OPTIMUM ALGORITHM FOR TRELLIS-BASED SLM
REDUCING PAPR OF FBMC-OQAM SIGNALS



ลัทธวิทย์ รุจีปริชาพันธ์
LATTHAWIT RUJIPRECHANON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-010-149

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SUB-OPTIMUM ALGORITHM FOR TRELLIS-BASED SLM
REDUCING PAPR OF FBMC-OQAM SIGNALS



LATTHAWIT RUJIPRECHANON

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018
KMITL-2018-EN-M-010-149

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	อัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม เพื่อลดค่าพีเอพ็อดอาร์บนสัญญาณเอพบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม
นักศึกษา	นายลัทธวิทย์ รุจีปรีชานันท์
รหัสนักศึกษา	57601148
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอระบบเอพบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็มที่มีข้อดีของรูปแบบสัญญาณในหลายๆ ด้านและเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ถูกเสนอเพื่อให้เป็นมาตรฐานใหม่สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในอนาคต อย่างไรก็ตามข้อด้อยของระบบเอพบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็มคือมีค่าพีเอพ็อดอาร์ที่สูง ซึ่งสามารถลดค่าพีเอพ็อดอาร์โดยใช้อัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ด้วยอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็มนี้ทำให้ได้สมรรถนะที่ดีสำหรับการลดค่าพีเอพ็อดอาร์ของสัญญาณเอพบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม แต่อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็มมีความซับซ้อนการคำนวณที่สูงมาก ในงานวิจัยนี้จึงขอนำเสนออัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม สำหรับจุดเด่นของวิธีที่นำเสนอนี้คือการลดความซับซ้อนการคำนวณเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็มและมีสมรรถนะการลดค่าพีเอพ็อดอาร์ที่ใกล้เคียงกัน แต่อย่างไรก็ตามจะมีสมรรถนะการลดค่าพีเอพ็อดอาร์ที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน เมื่อมีจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ที่มากๆ โดยสมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอนี้มาจากการทดสอบโดยการจำลองทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์

Thesis Title	Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM Reducing PAPR of FBMC-OQAM Signals
Student	Mr. Latthawit Rujiprechanon
Student ID.	57601148
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

This thesis proposes Filter bank multi-carrier with offset quadrature amplitude modulation (FBMC-OQAM) that has several advantages. FBMC-OQAM is considered a major candidate for the next generation mobile communication systems. The high peak-to-average power ratio (PAPR) is one of disadvantage for FBMC-OQAM signal which could be solved by the Trellis-based SLM (TSLM) algorithm. This TSLM algorithm has a much better PAPR reduction performance. However, the trellis-based algorithm has high computational complexity. This paper proposes the sub-optimum algorithm for trellis-based SLM algorithm. The proposed algorithm show much lower computational complexity than trellis-based SLM algorithm with small degradation of PAPR reduction performance. On the other hand, the PAPR reduction performance of proposed algorithm shows better than conventional SLM algorithm with similar computational complexity when the number of symbols is large. The performance of proposed algorithm were verified by using various computer simulations.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ รุ่นพี่ รุ่นน้อง ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำและคอยให้กำลังใจ ข้าพเจ้า

สุดท้ายต้องขอขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่เป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา ทำให้ข้าพเจ้าสามารถ ทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับผู้มีพระคุณ ทุกท่าน

ลัทธวิทย์ รุจิปรีชานนท์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ระบบเอพียเอ็มซีพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย.....	6
2.1 พื้นฐานของระบบเอพียเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม อย่างย่อ.....	7
2.2 การนำการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) มาใช้งานร่วมกับระบบเอพียเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม	13
2.3 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบเอพียเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม.....	16
2.3.1 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.....	18
2.3.2 การมอดูเลตคลื่นพาร์ช้อย.....	18
2.3.2.1 การมอดูเลตแบบควอดเรเจอร์.....	18
2.3.2.2 การมอดูเลตแบบออฟเซตควอดเรเจอร์.....	20
2.3.2.3 กระบวนการแยกเฉพาะจำนวนจริง (OQAM pre/post processing).....	21
2.3.2.4 โพรโตไทป์ฟิวเตอร์ (Phototype filter).....	21
2.3.3 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว.....	22
2.3.3.1 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็วแบบฐานสอง (Radix 2 FFT).....	23

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	28
2.5 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA).....	28
2.5.1 ผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง	32
2.5.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่.....	32
2.5.3 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราผิดพลาดิตข้อมูล.....	33
2.6 อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มเพื่อหาค่าพีเอพ็อดที่เหมาะสมสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม	35
บทที่ 3 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดในสัญญาณเอฟดีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม และการลดความซับซ้อนในการหาค่าพีเอพ็อด.....	37
3.1 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ	38
3.2 การลดค่าพีเอพ็อดโดยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานบนสัญญาณเอฟดีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม.....	41
3.3 อัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม (Dispersive SLM Algorithm).....	43
3.4 อัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Trellis-based SLM Algorithm).....	45
3.5 อัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM).....	48
3.6 เปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณค่าพีเอพ็อด.....	50
3.7 แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบเอฟดีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มที่นำเสนอ.....	50
3.7.1 แบบจำลองเครื่องส่งที่นำเสนอ.....	50
3.7.2 แบบจำลองเครื่องรับที่นำเสนอ.....	51
3.8 แบบจำลองการหาค่าสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ.....	51
3.8.1 แบบจำลองการหาค่าพีเอพ็อด.....	51
3.8.2 การหาค่าอัตราผิดพลาดิตข้อมูล.....	53
บทที่ 4 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบ.....	54
4.1 แบบจำลองที่ใช้ทดสอบสมรรถนะของระบบ.....	54
4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ.....	55

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	56
4.4 การเปรียบเทียบผลการทดสอบสมรรถนะค่าพีเอพีอาร์.....	56
4.5 การเปรียบเทียบผลการทดสอบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล.....	58
4.6 การเปรียบเทียบความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอ.....	60
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	62
เอกสารอ้างอิง.....	63
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	66
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	73
ประวัติผู้เขียน.....	75

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ตารางเปรียบเทียบความซับซ้อนการคำนวณหาค่าพีเอพ็อร์ของอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม.....	50
4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ.....	56
4.2 ตารางเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณหาค่าพีเอพ็อร์อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มด้วยการแทนค่าแพทเทินเฟส U ข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต M.....	61



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	6
2.2 ภาคส่งสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็มทางแกนเวลา.....	8
2.3 ภาครับสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็มทางแกนเวลา.....	9
2.4 ระบบเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็มทางแกนความถี่ในทางโทรคมนาคม.....	10
2.5 ค่าระยะห่างของสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	14
2.6 การนำ IFFT มาใช้กับภาคส่งสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	15
2.7 การนำ FFT มาใช้กับภาครับสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	16
2.8 เครื่องส่งสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	17
2.9 เครื่องรับสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	17
2.10 การมอดูเลตคลื่นพาห่อยุ่แบบ 64 คิวเอเอ็ม.....	19
2.11 สัญญาณ 6QAM ในสภาวะแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	20
2.12 การมอดูเลตแบบออฟเซตควอดเรเจอร์ (OQPSK).....	20
2.13 กระบวนการแยกเพื่อหาเฉพาะจำนวนจริง.....	21
2.14 การตอบสนองทางความถี่ของ PHYDYAS.....	22
2.15 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ขนาด 8 จุด.....	25
2.16 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ขนาด 4 จุด.....	26
2.17 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ขนาด 8 จุด โดยการแตกบล็อก 4 จุด.....	26
2.18 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ขนาด 2 จุด.....	26
2.19 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบเร็วขนาด 8 จุด.....	27
2.20 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	28
2.21 คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA.....	31
2.22 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA.....	33
2.23 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น $x, g(x)$ และ $x, g(-x)$	34
2.24 ไดอะแกรมการทำงานของอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม.....	35
3.1 อัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR).....	38
3.2 โครงสร้างของสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็มที่มีการทับซ้อนกัน.....	39
3.3 อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานบนสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็ม.....	41
3.4 คาบเวลาสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอเคไอเอ็มมีค่าทับซ้อนกันช่วงเท่ากับ $[0, 4T]$	43

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 แสดงให้เห็นส่วนที่ทับซ้อนระหว่างข้อมูลสัญลักษณ์จะมีค่าเท่ากับ 5 ชุดข้อมูล.....	45
3.6 อัลกอริทึมแบบเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็มในการหาเงื่อนไขทั้งหมดที่จะเกิดขึ้น.....	46
3.7 รูปแบบ Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM.....	49
3.8 ไดอะแกรมการทำงานของอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	49
3.9 แบบจำลองโครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ.....	51
3.10 แบบจำลองโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ.....	51
3.11 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพ็อดแบบก่อนผ่านการใช้อัลกอริทึมลดค่าพีเอพ็อด.....	52
3.12 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพ็อดแบบหลังผ่านการใช้อัลกอริทึมลดค่าพีเอพ็อด.....	52
3.13 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล.....	53
4.1 แบบจำลองของระบบเอพียเอ็มซีโอคิวเอ็มแบบวิธีที่นำเสนอ.....	55
4.2 การเปรียบเทียบค่า PAPR ระหว่างวิธี SLM พื้นฐาน วิธี Dispersive SLM วิธี Trellis-based SLM และวิธี Sub-optimum Trellis-based SLM ที่นำเสนอ.....	57
4.3 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างวิธีเอสแอลเอ็มแบบต่างๆ กับวิธีที่นำเสนอ.....	59
4.4 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนเมื่อแปรค่า IBO (dB) ระหว่างวิธีเอสแอลเอ็มแบบต่างๆ กับวิธีที่นำเสนอ.....	59

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปีพุทธศักราช 2558 ประเทศไทยมีการประมูลคลื่นความถี่ 900 MHz และ 1800 MHz สำหรับกิจการโทรคมนาคม มูลค่าประมาณ 40,000 ล้านบาท และ 76,000 ล้านบาทตามลำดับ จากข้อมูลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า การสื่อสารโทรคมนาคมแบบไร้สาย (Wireless Communication) เป็นสิ่งที่สำคัญ ต่อการดำรงชีวิตของมนุษย์และเศรษฐกิจในปัจจุบัน มีความต้องการปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้น คาดการณ์ว่าในอีก 5 ปีข้างหน้าจะมีข้อมูลภาพบนเครือข่ายอินเทอร์เน็ต (Network Video Traffic) ถึง 82 เพอร์เซ็นต์ของเครือข่ายทั้งหมด ทุกนาที่จะมีการส่งข้อมูลเป็นปริมาณที่สูงมาก แต่ในขณะที่ย่านความถี่ที่ใช้งานอยู่นั้นมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้น จึงจำเป็นต้องหาเทคโนโลยีใหม่ เพื่อให้เครือข่ายไร้สาย มีความสามารถรองรับความต้องการในการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้น

ปัจจุบันโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายบนเทคนิคมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห่อย่อย (Multicarrier Modulation) อย่างไรก็ตามโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ยังคงต้องสูญเสียทางสเปกตรัมเนื่องจากการต้องมีการสอดแทรกค่าไซน์คิกพรีฟิก (cyclic prefix) ยิ่งไปกว่านั้นยังได้รับผลกระทบจากการใช้งานการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular Filter) บนโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เป็นสาเหตุให้เกิดไซด์โลป (side lobe) ข้างเคียงในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ดังนั้นขอบของสัญญาณเป็นสาเหตุให้เกิดการรบกวนข้างเคียงในระบบ

ระบบเอฟบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม (FBMC-OQAM) มีประวัติยาวนานในทางโทรคมนาคม ใช้การตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบโฟโตไทป์ (Phototype Filter) ที่มีรูปร่างชัดเจนในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งทำให้ลดค่าเอาท์ออฟแบนด์ลิก (out of band leakage) ทำให้สามารถให้จำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่จำนวนมาก ๆ บรรจุลงในย่านความถี่ได้ [1-3]

ระบบสัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม จะประกอบไปด้วยหลายคลื่นพาห่อย่อยความถี่ต่างๆ ซึ่งมีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทางด้านเฟส เมื่อคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ เหล่านี้มีการเสริมกันทางด้านเฟส จะทำให้สัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม ที่มีค่าพีเอพียอร์ (PAPR: Peak to Average Power Ratio) มีค่าสูงและเมื่อทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม จากเครื่องส่งไปถึงเครื่องรับ จะทำให้สัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของเครื่องขยายกำลังสูงมีลักษณะถูกตัดยอดสัญญาณเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยายซึ่งจะทำให้ค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมนอกย่านความถี่เพิ่มขึ้นในสัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม และส่งผลให้อัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER: Bit Error Rate) มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพของระบบเอฟบีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม มีค่าลดลง การลดค่าพีเอพียอร์ในระบบเอฟบีเอ็มซีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควิเอเอ็ม เป็นหัวข้อที่จำเป็นต้องถูกวิจัยและพัฒนาสำหรับการใช้งานระบบเอพีเอ็มซีโอควิเอเอ็ม หนึ่งในเทคนิคการลดค่าพีเอพ็อร์คือวิธีการหาค่าแพทเทินเฟสที่เหมาะสมที่สุดต่อข้อมูลสัญลักษณ์ (symbol) หนึ่งๆ ในการส่งข้อมูลซึ่งเรียกวินี้ว่าอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน (Conventional Select Mapping Algorithm) วิธีนี้เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์ได้ดี โดยสัญญาณโดเมนทางแแกนความถี่ (Frequency Domain) จะถูกทดสอบค่าพีเอพ็อร์กับชุดแพทเทินเฟสที่ได้กำหนดไว้ จากนั้นจะทำการแปลงเป็นสัญญาณโดเมนทางแแกนเวลา (Time Domain) เพื่อที่จะเปรียบเทียบหาสัญญาณผลลัพธ์ว่า แพทเทินเฟสชุดไหนทำให้ค่าพีเอพ็อร์ที่ดีที่สุดต่ำสุด แต่อย่างไรก็ตามด้วยโครงสร้างของสัญญาณเอพีเอ็มซีโอควิเอเอ็ม มีการทับซ้อนของสัญญาณทางเฟสตลอดเวลา เนื่องจากการมอดูเลตแบบออฟเซตควอดเรเจอร์ (offset quadrature modulation) จึงต้องนำส่วนสัญญาณทางเฟสที่ทับซ้อนกันมาพิจารณาซึ่งเรียกวินี้ว่าอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม (Dispersive SLM Algorithm) โดยนำผลของค่าแพทเทินเฟสของข้อมูลที่ประมวลผลเสร็จแล้วก่อนหน้า นำมาบวกกับชุดข้อมูลที่กำลังดำเนินการประมวลผลในปัจจุบัน แต่อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม (Dispersive SLM Algorithm) นี้ยังมีข้อบกพร่องเพราะค่าแพทเทินเฟสที่ดีที่สุดของชุดก่อนหน้าอาจจะไม่ใช่ค่าแพทเทินเฟสที่ดีที่สุดกับข้อมูลชุดปัจจุบัน จึงมีการนำอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Trellis-based SLM Algorithm) มาใช้งานโดยจะทำการหาเส้นทางที่มีค่าพีเอพ็อร์ที่ดีที่สุดจากการค้นหาทุกเส้นทางที่จะเกิดขึ้นระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ที่ติดกันวิธีการนี้ต้องการคำนวณความซับซ้อนที่สูงมาก งานวิจัยนี้จึงนำเสนออัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM) ซึ่งวิธีที่นำเสนอสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ และค่าประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์มีค่าใกล้เคียงกัน เมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Trellis-based SLM Algorithm) แต่จะมีการลดค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณ ได้ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน (Conventional SLM Algorithm)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วัตถุประสงค์ของการศึกษาแบ่งเป็นลำดับคือ ลำดับที่หนึ่งเพื่อเพิ่มสมรรถนะในการลดค่าพีเอพ็อร์ และลำดับที่สองเพื่อลดความซับซ้อนของอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม โดยการส่งข้อมูลในระบบเอพีเอ็มซีโอควิเอเอ็มเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ถูกเสนอ เพื่อให้เป็นมาตรฐานใหม่สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในอนาคต เนื่องจากการใช้งานย่านความถี่ที่มีประสิทธิภาพอย่างไรก็ตามที่ได้กล่าวมาข้างต้น สัญญาณเอพีเอ็มซีโอควิเอเอ็มนั้นจะเป็นผลรวมของหลายคลื่นพายุย่อยที่มีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณ จึงทำให้เกิดปัญหาอย่างหนึ่งคือ เมื่อคลื่นพายุย่อยเหล่านั้นมีการเสริมกันทางด้านเฟสจะทำให้สัญญาณเอพีเอ็มซีโอควิเอเอ็มมีค่าพีเอพ็อร์ที่สูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมสำหรับอินพุตของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งอาจทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาท์พุทของเครื่องขยายสัญญาณมีลักษณะถูกตัดยอดสัญญาณและส่งผลให้สเปกตรัมนอกย่านความถี่และอัตราการผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น [4] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นในการหาค่าพีเอพ็อาร์ของระบบเอฟพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มบนอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งมีความซับซ้อนในการประมวลผลเป็นอย่างมาก เพื่อลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบ โดยอัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ที่นำเสนอจะใช้การค้นหาลำดับค่าแพทเทินเฟสที่ดีที่สุดด้วยอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ในกลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์สองชุดลำดับแรก จากนั้นจะเก็บค่าข้อมูลที่ได้หาไว้เสร็จแล้วของข้อมูลสัญลักษณ์ที่สองไว้ในหน่วยความจำ ในข้อมูลสัญลักษณ์ถัดไปจะใช้อัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม และทำเช่นนี้ตลอดในข้อมูลสัญลักษณ์ถัดไป วิธีที่นำเสนอสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้และค่าพีเอพ็อาร์มีค่าใกล้เคียงกันเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม แต่จะมีค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณเอฟพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ได้ดีกว่าเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การเพิ่มขึ้นของเสปคตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานและค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเป็นผลมาจากสัญญาณเอฟพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ที่ผ่านการขยายนั้นถูกตัดยอดสัญญาณทางด้านแอมพลิจูดเนื่องจากค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณทางด้านอินพุตของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นมีค่าสูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมต่อคุณสมบัติการขยายสัญญาณของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งหากทำการลดค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณให้มีค่าที่เหมาะสมก่อนทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง ก็จะสามารถลดค่าเสปคตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานที่เกิดขึ้นจากการทำงานของเครื่องขยายกำลังสูงได้ และทำให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลน้อยลงด้วย

ในการแก้ปัญหาค่าพีเอพ็อาร์ของระบบเอฟพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม โดยการนำอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม มาใช้นั้นจะเห็นได้ว่าการที่จะสามารถลดค่าพีเอพ็อาร์ของระบบได้นั้นจะต้องทำการหาเส้นทางที่มีค่าพีเอพ็อาร์ที่ดีที่สุดจากการค้นหาทุกเส้นทางที่จะเกิดขึ้นระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ติดกัน วิธีการนี้ต้องการกระบวนการที่ยุ่ยากและความซับซ้อนที่สูงมาก ซึ่งก็จะทำให้ระบบมีและซับซ้อนมากขึ้น เนื่องจากจำนวนของกลุ่มของข้อมูลสัญลักษณ์เพิ่มขึ้นตาม จากปัญหานี้เองจึงได้มีแนวคิดในการใช้การค้นหาลำดับค่าแพทเทินเฟสที่ดีที่สุดด้วยอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ในสองลำดับแรกของข้อมูลสัญลักษณ์ จากนั้นจะทำการเก็บค่าข้อมูลที่ได้หาไว้เสร็จแล้วของข้อมูลสัญลักษณ์ที่สองไว้ในหน่วยความจำ ในข้อมูลสัญลักษณ์ถัดไปจะใช้เพียงอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็มและทำเช่นนี้ตลอดในข้อมูลสัญลักษณ์ถัดไป โดยเรียกว่าอัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งวิธีที่นำเสนอจะให้สมรรถนะด้านการลดความซับซ้อนของระบบ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ที่ใช้งานกันในปัจจุบันบนระบบโอเอฟดีเอ็ม มีหลายวิธีแต่มีเพียงบางวิธีที่สามารถนำมาใช้งานกับระบบเอฟพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม แล้วได้ประสิทธิภาพที่ดีเนื่องโครงสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณมีลักษณะที่แตกต่างกัน ในงานวิจัยนี้จะใช้อัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม (SLM Algorithm) เป็นหลัก เนื่องจากมีการลดค่าพีเอพ็อร์ได้เหมาะสมกว่าอัลกอริทึมอื่นๆ แต่อย่างไรก็ตามการใช้เพียงอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน ยังไม่ได้ค่าประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์ที่ต้องการ จึงต้องใช้ควบคู่กับวิธีอื่นเพิ่มเติมได้แก่ อัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม และ อัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม จะสอดคล้องกับโครงสร้างสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม แล้วได้ประสิทธิภาพที่ดี แต่มีข้อบกพร่องทางด้านระบบมีความยุ่งยากซับซ้อนมากจึงเป็นอุปสรรคอย่างมากต่อการหาทรัพยากรฮาร์ดแวร์ที่ประสิทธิภาพสูงๆ ในการประมวลผล การวิจัยได้พัฒนาเพิ่มเติมจากเดิมโดยนำเสนอวิธีใหม่ที่จะปรับปรุงเพิ่มเติมบนพื้นฐานของอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งจะมีการคำนวณความซับซ้อนที่ลดลงและให้ผลสมรรถนะการลดค่าพีเอพ็อร์ที่เท่ากันเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม แต่ให้ผลการลดค่าพีเอพ็อร์ที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน ซึ่งเรียกวิธีนี้ว่าอัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งวิธีที่นำเสนอนี้จะให้สมรรถนะการลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบและวิธีที่นำเสนอได้ให้สมรรถนะที่ดีกว่าอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน ในการลดค่าพีเอพ็อร์

1.5 ขอบเขตการวิจัย

การวิจัยของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวิธีการแบบใหม่ เพื่อลดการคำนวณความซับซ้อนของสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม เมื่อใช้อัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งรวมถึงการใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier) เปรียบเทียบกับวิธีเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน รวมทั้งยังเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม เพื่อวัดประสิทธิภาพพีเอพ็อร์ การลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบและอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล โดยใช้คอมพิวเตอร์จำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้แสดงถึงค่าสมรรถนะของกระบวนการลดค่าพีเอพ็อร์ระหว่างอัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ที่นำเสนอเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน

1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎีและแนวทางในการวิจัย ขอบเขตของงานวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบด้วย การสร้างสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม เครื่องส่งเครื่องรับของระบบเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน เครื่องขยายกำลังสูง การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยด้วยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มของระบบโอเอดีเอ็ม

บทที่ 3 กล่าวถึงการหาค่าพีเอพ็อด การลดค่าพีเอพ็อดด้วยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบ พื้นฐานบนสัญญาณเอพ็อดเอ็มซีไอคิวเอ็ม อัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม อัลกอริทึมเทรลิสเบส เอสแอลเอ็ม และอัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม รวมทั้งแบบจำลอง ของระบบที่ใช้ในการหาค่าสมรรถนะของระบบทั้งอัตราส่วนระหว่างกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย ของสัญญาณเอพ็อดและอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในระบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการ จำลองระบบ ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบได้แก่ การลดลงของอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อ กำลังงานเฉลี่ย และ อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่า วิธีการที่นำเสนอสามารถ ช่วยให้สมรรถนะของระบบมีค่าที่ดีขึ้น

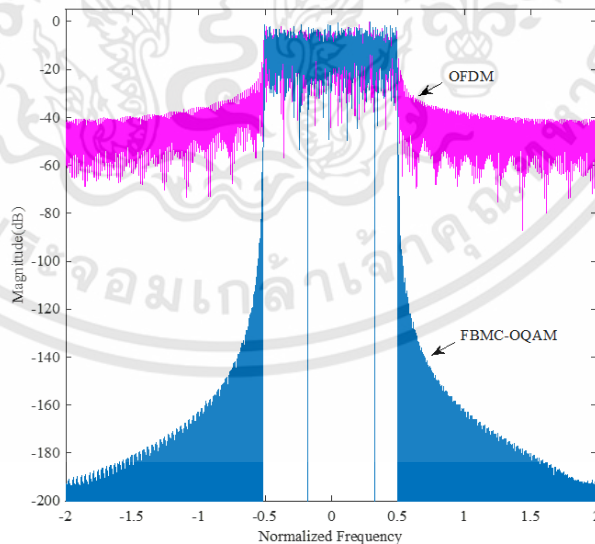
บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง



บทที่ 2

ระบบเอพบีเอ็มซีพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย

ระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เป็นระบบมอดูเลตแบบหลายคลื่นพหุย่อย (multicarrier modulation) ที่ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในปัจจุบัน แต่ระบบดังกล่าวยังมีข้อบกพร่องต่อการรองรับความต้องการ ใช้งานคลื่นความถี่ในอนาคต ตัวอย่างเช่น การรองรับการใช้งานจำนวนผู้ใช้งานที่หลากหลายฝั่งด้านผู้ใช้งาน (uplink of multiuser) โดยที่สถานีฐานจะต้องทำการซิงโครไนซ์ทุกผู้ใช้งาน (synchronization of all users) ซึ่งในสภาพการใช้งานจริงจะเกิดค่าโดปเปล (Doppler) ทำให้เป็นเรื่องยากที่จะแยกแยะความแตกต่างในแต่ละผู้ใช้งานของระบบโอเอฟดีเอ็ม นอกจากนี้เอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม (FBMC-OQAM) โดยเทคนิคมอดูเลตทางขนาดและเฟสด้วยวิธีออฟเซตโอคิวเอเอ็ม (offset quadrature amplitude modulation) ยังมีข้อดีทางด้านประสิทธิภาพการใช้งานแบนวิธ (Bandwidth) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบโอเอฟดีเอ็ม คือระบบไม่ต้องการใช้งานไซคลิกพรีฟิก (cyclic prefix) และยิ่งไปกว่านั้นเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม มีค่าความถี่ข้างเคียงที่ต่ำ (lower spectral side lobes) เนื่องจากรูปแบบสัญญาณที่ใช้การกรองความถี่แบบเฟาเซฟ (pulse-shaping filters) แทนที่จะใช้แบบเรคแทนกูลาร์วินโด (rectangular window) ดังรูปที่ 2.1 ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบโปรโตไทป์ (prototype filter) ที่เหมาะสม ซึ่งเป็นเรื่องสำคัญของระบบเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม [1-3]



รูปที่ 2.1 เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการวิจัยนี้ ซึ่งเนื้อหาจะกล่าวถึงเทคนิคและทฤษฎีพื้นฐานของระบบเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษาระบบและประเมินประสิทธิภาพของระบบเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

2.1 พื้นฐานของระบบเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม อย่างย่อ

หลักการพื้นฐานของระบบเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม จะประกอบไปด้วยภาคส่งและภาครับ สัญญาณข้อมูลที่ภาคส่งสัญญาณจะมีข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต (input symbol) เป็นข้อมูลจำนวนเชิงซ้อน สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$X_n(m) = R_n(m) + jI_n(m) \quad (2.1)$$

เมื่อตัวแปร $R_n(m)$ คือส่วนจำนวนจริง และ ตัวแปร $I_n(m)$ คือส่วนจำนวนจินตภาพ ของ ข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตลำดับ m สัญลักษณ์ (symbol) บนคลื่นพาร์ย่อยลำดับ n คลื่นพาร์ย่อย (Subcarrier)

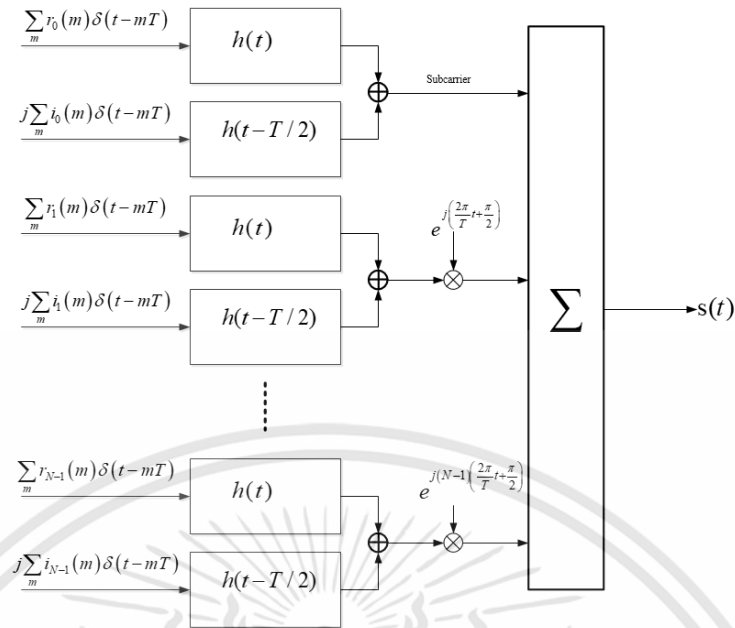
ข้อมูลส่วนที่เป็นเฟสเดียวกัน (in-phase) และเฟสตรงข้ามกัน (quadrature) จะถูกแยกออกจากกันในรูปแบบสัญญาณทางแกนเวลา (time domain) ที่คาบเวลา $T/2$ เวลา โดยตัวแปร T คือคาบเวลาของข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต (input symbols) จากนั้นจะถูกส่งผ่านกลุ่มของฟิลเตอร์ (bank of filters) และ มอดูเลตตามจำนวนคลื่นพาร์ย่อย N คลื่นพาร์ย่อย (Subcarrier) โดยความถี่คลื่นพาร์ ยังคงมีค่าคาบเวลาเท่ากับ $1/T$ คาบเวลาของแต่ละชุดข้อมูล เราสามารถเขียนสมการของการมอดูเลตของเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม (FBMC-OQAM modulation) [5] ได้ดังนี้

$$s(t) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=-\infty}^{\infty} [R_n(m)h(t-mT) + jI_n(m)h(t-mT-T/2)] e^{jn\varphi} \quad (2.2)$$

$h(t)$ คือ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบโปรโตไทป์

φ คือ มุมเฟสมีค่าเท่ากับ $\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}$

$s(t)$ คือ สัญญาณมอดูเลตทางแกนเวลาของสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม



รูปที่ 2.2 ภาคส่งสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มทางแกนเวลา

ในทางกลับกันด้านภาครับสัญญาณ เมื่อได้รับสัญญาณที่เข้ามา จะทำการตีמודูเลต (demodulation) โดยกำหนดคลื่นพาร์ย่อยลำดับ N คลื่นพาร์ย่อย และส่งต่อไปยังกลุ่มของตัวกรองความถี่แบบแมช (bank of matched filters) ที่คาบเวลา T เวลา เพื่อให้ได้สัญญาณที่เป็นสัญลักษณ์ อินพุตตัวเดิมกลับมา สามารถเขียนสัญญาณของสัญลักษณ์เอาท์พุทได้ดังสมการนี้

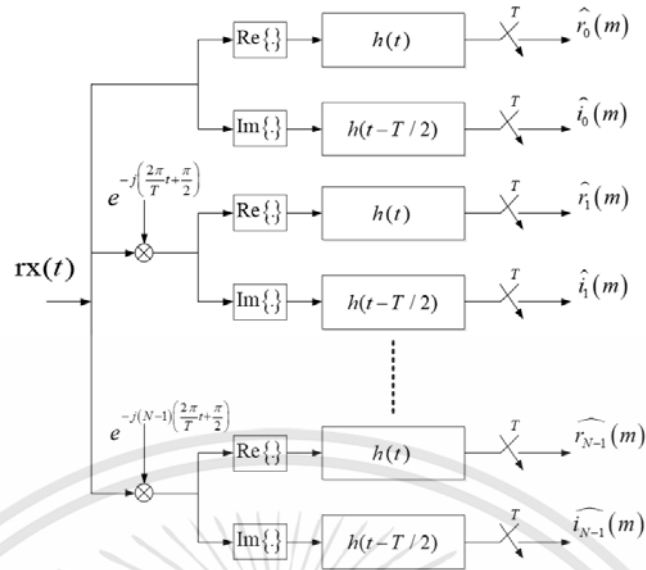
$$\hat{X}_n(m) = \hat{R}_n(m) + j\hat{I}_n(m) \quad (2.3)$$

เมื่อตัวแปร $\hat{R}_n(m)$ คือส่วนจำนวนจริง และ ตัวแปร $\hat{I}_n(m)$ คือส่วนจำนวนจินตภาพของข้อมูลสัญลักษณ์เอาท์พุทลำดับ m สัญลักษณ์ บนคลื่นพาร์ย่อยลำดับ n คลื่นพาร์ย่อย โดยหาค่าได้ดังสมการนี้

$$\begin{aligned} \hat{R}_n(m) = & \sum_{m'=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(mT-t) \\ & \times \{R_{n'}(m')h(t-m'T)\cos[(n'-n)\varphi_t] - I_{n'}(m')h(t-m'T-T/2)\sin[(n'-n)\varphi_t]\} dt \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_n(m) = & \sum_{m'=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} h(mT-t+T/2) \\ & \times \{R_{n'}(m')h(t-m'T)\sin[(n'-n)\varphi_t] + I_{n'}(m')h(t-m'T-T/2)\cos[(n'-n)\varphi_t]\} dt \end{aligned} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ภาครับสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็มทางแกนเวลา

จากสมการ (2.4) และ (2.5) ถ้าวงจรรองความถี่แบบโพโรโตไทป์ มีคุณลักษณะแบบอุดมคติตามเงื่อนไข เขียนใหม่ได้ดังสมการนี้

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(t-mT)h(mT-t)\cos[(n'-n)\varphi_t] dt = \delta(n'-n, m'-m) \quad (2.6)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(t-mT-T/2)h(mT-t)\sin[(n'-n)\varphi_t] dt = 0 \quad (2.7)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(t-mT)h(mT-t+T/2)\sin[(n'-n)\varphi_t] dt = 0 \quad (2.8)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(t-mT-T/2)h(mT-t+T/2)\cos[(n'-n)\varphi_t] dt = \delta(n'-n, m'-m) \quad (2.9)$$

เราจะได้ค่าสัญญาณตัวเดิมกลับมา ตามเงื่อนไขสัญลักษณ์อินพุตเท่ากับสัญลักษณ์เอาต์พุตดังสมการนี้

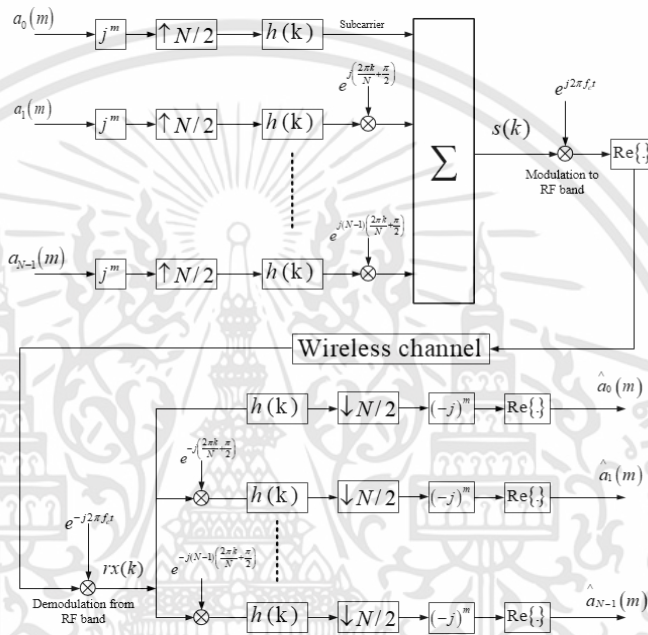
$$\hat{x}_n(m) = x_n(m) \quad (2.10)$$

ถ้าเป็นตามเงื่อนไขดังกล่าวสามารถระบุได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบโพโรโตไทป์ ตัวแปร $h(t)$ เป็นจำนวนจริง และเป็นเลขคู่

จากการที่ส่วนจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพของข้อมูลสัญลักษณ์มีการแยกแยะออกจากกัน ทุกครั้งหนึ่งของคาบเวลา $T/2$ เราสามารถเขียนอธิบายในอีกรูปแบบหนึ่งในทางโทรคมนาคม เป็นค่าจำนวนจริงของข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต โดยเขียนข้อมูลอินพุตแบบใหม่เป็นดังสมการ

$$a_n(m) = \begin{cases} R_n\left(\frac{m}{2}\right), & m \text{ is even} \\ I_n\left(\frac{m-1}{2}\right), & m \text{ is odd} \end{cases} \quad (2.11)$$

เราสามารถเขียนภาพจำลองของระบบเอฟพีเอ็มซีไอควิเอเอ็ม อีกแบบในทางแกนความถี่ สามารถแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ระบบเอฟพีเอ็มซีไอควิเอเอ็มทางแกนความถี่ในทางโทรคมนาคม

ลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ $j^m a_n(m)$ จะถูกอัปแซมเปิล (upsampled) ด้วยครึ่งหนึ่งของคลื่นพาห่อย่อย $N/2$ และจะถูกส่งต่อไปยัง กลุ่มของวงจรกรองความถี่แบบพัลส์เซพปลิ่ง (pulse-shaping filters) ด้วยจำนวน N คลื่นพาห่อย่อย ตลอดย่านความถี่ $1/T$ กำหนดให้ T_s คือคาบช่วงเวลาในการแซมปลิ่ง ดังนั้น $T_s = T/N$ และแบนวิดท์ จะเท่ากับ $1/T_s$ เราจะได้สัญญาณมอดูเลตของสัญญาณเอฟพีเอ็มซีไอควิเอเอ็ม เขียนใหม่ได้ดังสมการนี้

$$\begin{aligned} s(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[h(k) * \sum_{m=-\infty}^{\infty} j^m a_k(m) \delta(n - mN/2) \right] e^{jn\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2}\right)} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} j^m a_k(m) h(k - mN/2) e^{jn\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2}\right)} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} j^{n+m} a_n(m) h(k - mN/2) e^{\frac{j2\pi nk}{N}}, -\infty \leq n \leq \infty \end{aligned} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ * คือการคอนโวลูชันระหว่างจำนวนจริงกับวงจรวงความถี่แบบพลัสเซฟปลิ่ง $h(k)$ ช่วง $-\alpha N/2 \leq k \leq \alpha N/2$ ที่มีผลตอบสนองทางความถี่ที่มีความยาว $L_p = \alpha N + 1$ สำหรับจำนวนจริงค่าบวก α ตามเงื่อนไข $h(k)$ จะมีค่าไม่เป็นศูนย์ภายในช่วง $-\alpha N/2 \leq k \leq \alpha N/2$ เราสามารถกำหนดช่วงของข้อมูลสัญลักษณ์ m ในสมการ (2.12) เป็น $2k/N - \alpha \leq m \leq 2k/N + \alpha$ ดังนั้น สมการ (2.12) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=\lfloor 2k/N \rfloor - \alpha}^{\lfloor 2k/N \rfloor + \alpha} j^{n+m} a_n(m) h(k - mN/2) e^{j \frac{2\pi n m}{N}} \quad (2.13)$$

เมื่อ $\lfloor \cdot \rfloor$ คือ larger integers และ $\lceil \cdot \rceil$ คือ small integers จากสมการตัวแปร α เป็นจำนวนของข้อมูลสัญลักษณ์ซึ่งแปรผันตามค่ากับสัญญาณ $s(k)$ สมมติกำหนด $k=0$ เราจะได้ $s(0)$ ได้รับผลกระทบโดย $2\alpha + 1$ ทำให้ได้ข้อมูลสัญลักษณ์ $a_n(m)$ มีช่วง $-\alpha \leq m \leq \alpha$ หลังจากนั้นสัญญาณ $s(k)$ จะถูกส่งต่อไปยังภาคแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกและถูกมอดูเลตกับช่วงความถี่คลื่นวิทยุเพื่อส่งออกอากาศในรูปแบบสัญญาณต่อเนื่องทางแกนเวลา สามารถเขียนดังสมการนี้

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=\lfloor 2t/T \rfloor - \alpha}^{\lfloor 2t/T \rfloor + \alpha} j^{n+m} a_n(m) h(t - mT/2) e^{j \frac{2\pi n t}{T}} \quad (2.14)$$

เมื่อ $h(t)$ รูปแบบสัญญาณต่อเนื่องทางแกนเวลาของ $h(k)$

ทางภาครับ ในทางอุดมคติ สัญญาณภาคส่งจะเท่ากับสัญญาณภาครับ เมื่อทำการดีมอดูเลตจากช่วงความถี่คลื่นวิทยุที่ได้รับสัญญาณมาจะถูกส่งต่อไปยังภาคแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล สัญญาณภาครับ $rx(k)$ ถูกทำการดีมอดูเลตโดยคลื่นพายุย่อยจำนวน N คลื่นพายุย่อยและส่งต่อไปกลุ่มของวงจรวงความถี่แบบแมช และทำการดาวน์แซมเปิล (down sampled) ด้วย $N/2$ และได้ข้อมูลสัญลักษณ์เอาท์พุทดังสมการนี้

$$\hat{a}_n(m) = \Re \left\{ (-j)^{n+m} \sum_{k=-\infty}^{\infty} rx(k) h\left(\frac{mN}{2} - k\right) e^{-j \frac{2\pi n k}{N}} \right\} \quad (2.15)$$

เมื่อ \Re แทนค่า ส่วนจำนวนจริง เช่นเดียวกับสมการ (2.13) เราสามารถเขียนสมการ (2.15) ได้ใหม่ดังนี้

$$\hat{a}_n(m) = \Re \left\{ (-j)^{n+m} \sum_{k=\frac{m-\alpha}{2}}^{\frac{m+\alpha}{2}} r(k) h\left(\frac{mN}{2} - k\right) e^{-j \frac{2\pi n k}{N}} \right\} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่เรียกกลับคืนมานั้นสัญญาณในรูปจำนวนเชิงซ้อน $\hat{x}_n(m) = \hat{R}_n(m) + j\hat{I}_n(m)$ ตามที่กล่าวมาจะมีการสลับระหว่างข้อมูลสัญลักษณ์ลำดับคู่และลำดับคี่ สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{a}_n(m) = \begin{cases} \hat{R}_n\left(\frac{m}{2}\right), & m \text{ is even} \\ \hat{I}_n\left(\frac{m-1}{2}\right), & m \text{ is odd} \end{cases} \quad (2.17)$$

เมื่อเราแทนตัวแปรของ (2.12) ลงใน สมการ (2.15) เราจะได้

$$\begin{aligned} \hat{R}_n(m) &= \sum_{m'=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(mN-k) \\ &\quad \times \left\{ R_n(m')h(k-m'N) \cos \left[(n'-n) \left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - I_n(m')h(k-m'N - \frac{N}{2}) \sin \left[(n'-n) \left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_n(m) &= \sum_{m'=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(mN-k+N/2) \\ &\quad \times \left\{ R_n(m')h(k-m'N) \sin \left[(n'-n) \left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - I_n(m')h(k-m'N - \frac{N}{2}) \cos \left[(n'-n) \left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.19)$$

กำหนด $H(z)$ เป็นแชนทรานฟอร์ม (z-transform) ของวงจรรองความถี่ $h(k)$ และ $H_n(z)$ ในช่วง $0 \leq n \leq N-1$ ในสภาวะทางอุดมคติ ในโดเมนของ z สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\tilde{H}_n(z)H_n(z) + \tilde{H}_{n+N/2}(z)H_{n+N/2}(z) = \beta, \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \quad (2.20)$$

เมื่อ $\beta > 0$ เป็นค่าคงที่ โดย $\tilde{H}(z) = H^*(1/z^*)$ เครื่องหมาย * คือสังยุคของจำนวนเชิงซ้อน (complex conjugate) พิจารณาที่สภาวะในทางอุดมคติเราจะได้ ข้อมูลสัญลักษณ์เอาร์ทพุทจะมีค่าเท่ากับข้อมูลสัญลักษณ์อินพุท

2.2 การนำการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) มาใช้งานร่วมกับระบบเอพีเอ็ม ซีโอคิวเอเอ็ม

เราจะเห็นว่าโครงสร้างสัญญาณเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มจะมีความซับซ้อนสูงมาก (high computational complexity) ในส่วนนี้จะกล่าวถึงกระบวนการแปลงโดเมนทางแกนความถี่เป็นโดเมนทางแกนเวลา ด้วยรูปแบบกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform) และ กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform) สัญญาณบนคลื่นพหุย่อยลำดับ N คลื่นพหุย่อย สามารถเขียนดังสมการนี้

$$s_n(k) = \sum_{m=-L_p}^{L_p-1} R_n(m)h(k-mN) + jI_n(m)h(k+mN-N/2) \quad (2.21)$$

สัญญาณด้านเครื่องส่งของเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

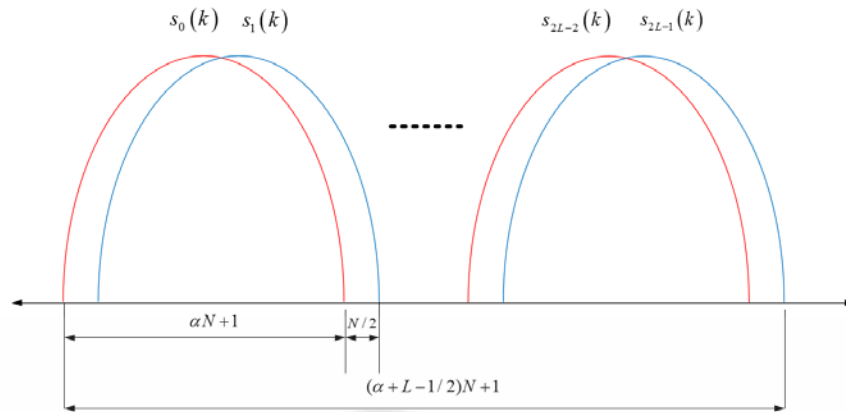
$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(k) e^{jn\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.22)$$

กำหนดค่า $A_{2l}^n = r_n(l)$ และ $A_{2l+1}^n = i_n(l)$ ดังนั้นเราสามารถเขียนในรูปเมทริกดังนี้ $A = [A_0, A_1, \dots, A_{2L-1}]$ เราจะได้ $A_l = [A_l^0, A_l^1, \dots, A_l^{N-1}]^T, l=0,1,\dots,2L-1$ แทนตัวแปรในสมการ (2.21) และ (2.22) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$s(k) = \sum_{l=0}^{2L-1} s_l(k) \quad , k=0,1,\dots,\left(\alpha + L - \frac{1}{2}\right)N \quad (2.23)$$

$$s_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} A_l^n h\left(k - \frac{lN}{2}\right) e^{jn\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2}\right)} e^{j\frac{\pi}{2} \text{modules}(l,2)} \quad (2.24)$$

ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ระยะห่างระหว่าง $s_l(k) = \alpha N + 1$ และ $s(k) = \left(M + L - \frac{1}{2}\right)N + 1$ เราจะได้



รูปที่ 2.5 ค่าระยะห่างของสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเอเอ็ม

$$s_l\left(kN + o + \frac{lN}{2}\right) = a_l(o)h(kN + o) \tag{2.25}$$

เมื่อ

$$a_l(o) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E_l^n e^{j\frac{2\pi n o}{N}}, \quad E_l^n = ND_l^n e^{j\frac{\pi}{2}(k(2l+1) + \text{modules}(l,2))} \tag{2.26}$$

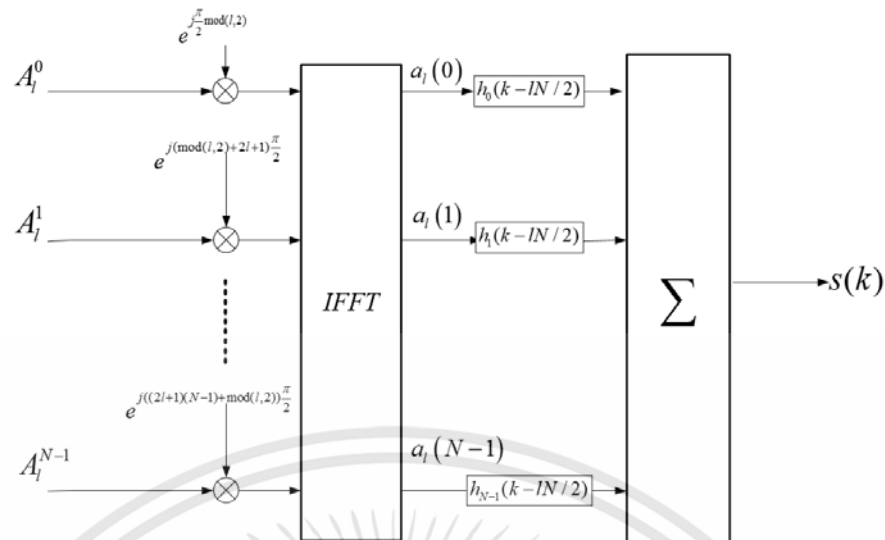
จากสมการ (2.25) จะเขียนได้

$$s_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} a_l(k)h_o\left(k - \frac{lN}{2}\right) \tag{2.27}$$

โดยมีเงื่อนไข

$$h_o(k) = \begin{cases} h(k), & k = \alpha N + o \\ h(k), & k = \alpha B \\ 0, & \text{others} \end{cases} \tag{2.28}$$

จากสมการ (2.26) , (2.27) และ (2.28) เราจะเห็นภาคส่งสัญญาณประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ส่วนที่หนึ่ง สัญญาณ E_l^N ได้มาจากการนำข้อมูล A_l^N ไปสู่กระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว ส่วนที่สอง นำข้อมูลส่งต่อไปยังกลุ่มวงจรรองความถี่ $h_o(k - \frac{lN}{2})$ และส่วนที่สาม ทำการรวมผลของข้อมูลบนคลื่นพาห่อย่อยที่กำหนด เราสามารถอธิบายกระบวนการดังกล่าวได้ดังรูปที่ 2.6 ภาคส่งสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเอเอ็ม ร่วมกับกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว



รูปที่ 2.6 การนำ IFFT มาใช้กับภาคส่งสัญญาณเอฟดีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

ในภาครับ ในสภาวะอุดมคติ สัญญาณที่ได้รับสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\hat{A}_l^n = \Re \left\{ \sum_0^{\left(\alpha+L-\frac{1}{2}\right)N} rx(k) h\left(k - \frac{lN}{2}\right) e^{-jn\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2}\right)} \right\} \quad (2.29)$$

เรากำหนดค่าตัวแปรใหม่ ดังนี้

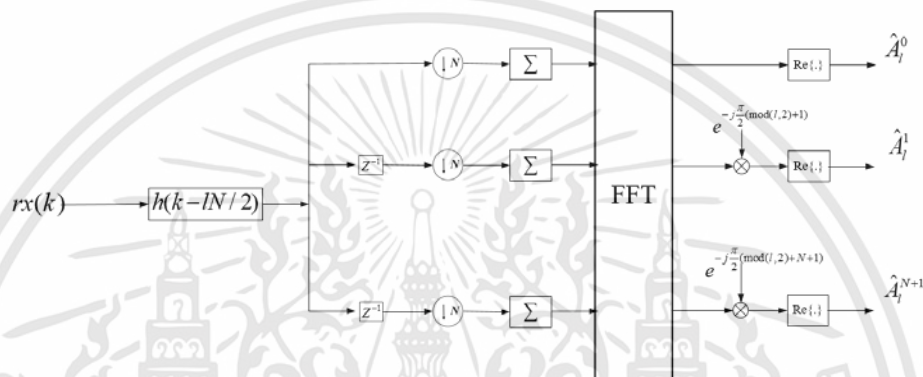
$$i(k) = \begin{cases} rx(k)h\left(k - \frac{lN}{2}\right), & 0 \leq k \leq \left(\alpha+L-\frac{1}{2}\right)N \\ 0, & (M+L-\frac{1}{2})N+1 \leq k \leq (\alpha+L)N-1 \end{cases} \quad (2.30)$$

กำหนดให้ $k = mN + o$, โดย $m = 0, 1, \dots, \alpha+L-1$ และ $o = 0, 1, \dots, N-1$ เราสามารถเขียนสมการ (2.29) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{A}_l^n &= \Re \left\{ \sum_0^{(\alpha+L)N-1} o(k) e^{-jn\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{2}\right)} \right\} \\ &= \Re \left\{ e^{-jn\frac{\pi}{2}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\alpha+L-1} i(mN+o) e^{-j\frac{2\pi no}{N}} \right\} \end{aligned} \quad (2.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7 เป็นการอธิบายที่ภาครับของระบบสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ร่วมกับกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ประกอบด้วยการนำสัญญาณที่ได้รับมา $rx(k)$ คูณกับวงจรกรองความถี่ $h(k - IN/2)$ แล้วนำสัญญาณที่ได้มาเลื่อนทางเวลาทุก o แซมเปิ้ล และ ดาวน์แซมเปิ้ล N เท่า จากนั้นสู่กระบวนการแปลงสัญญาณทางโดเมนทางแกนเวลาเป็นสัญญาณโดเมนทางแกนความถี่ ด้วยกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว เพื่อได้ข้อมูลส่วนจำนวนจริงตัวเดิมกลับคืนมา เมื่อเปรียบเทียบกับกระบวนการแบบพื้นฐาน การนำกระบวนการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว และ กระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว สามารถลดค่าความซับซ้อนของระบบได้อย่างมาก

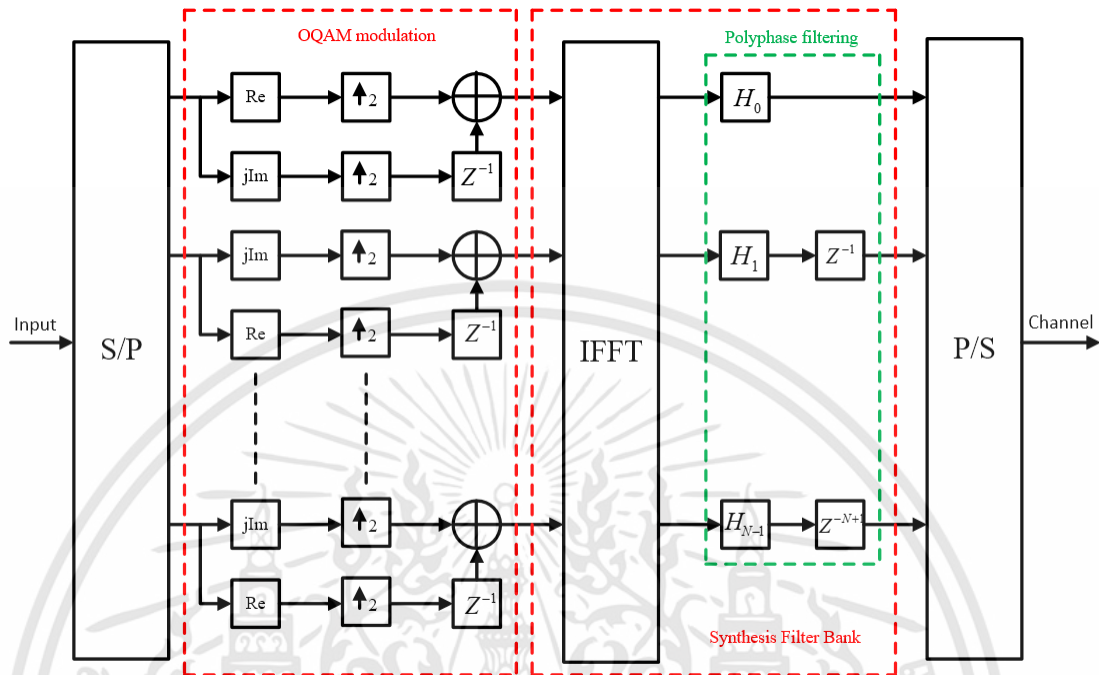


รูปที่ 2.7 การนำ FFT มาใช้กับภาครับสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

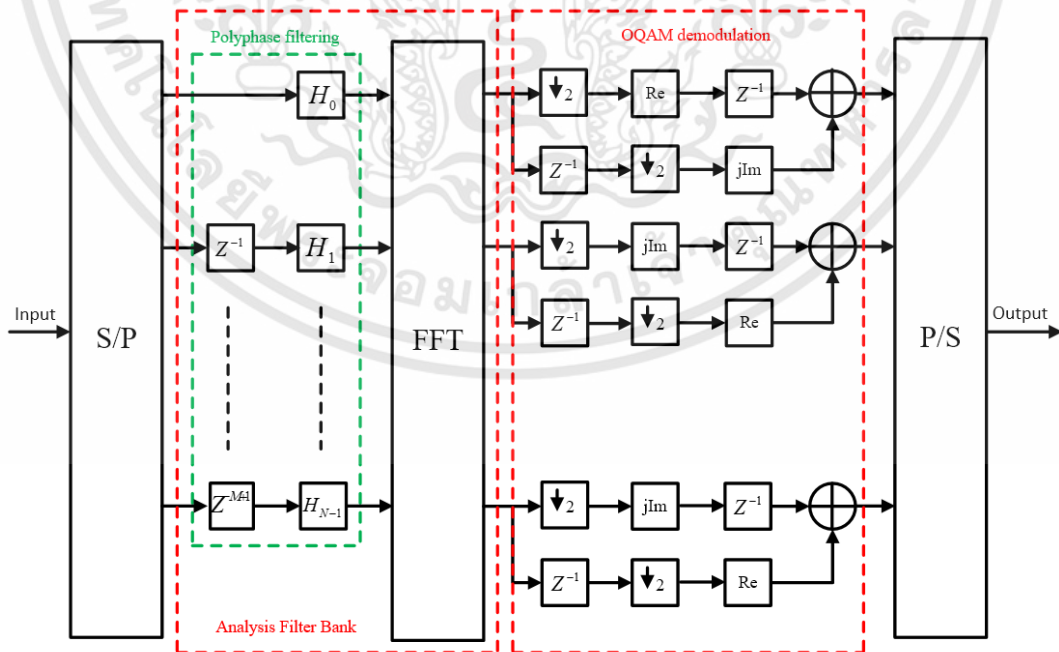
2.3 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

ตามที่อธิบายโครงสร้างของสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ในส่วนเครื่องรับส่งจะทำการแบ่งสัญญาณออกเป็นบล็อกๆ เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน โดยในฝั่งเครื่องส่งจะประกอบด้วย ลำดับที่หนึ่งการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน ลำดับที่สองกระบวนการมอดูเลต แบบโอคิวเอเอ็ม (OQAM modulation) ลำดับที่สามเรียกว่ากลุ่มวงจรกรองความถี่แบบซินทรินซิส (Synthesis filter-bank (SFB)) ซึ่งจะมีการทำงานของวงจรกรองความถี่แบบโพลีเฟส (Polyphase filter) [8] และกระบวนการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว รวมในส่วนนี้ และลำดับที่สี่คือการแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม ในทางกลับกันทางภาคเครื่องรับจะประกอบไปด้วยลำดับที่หนึ่งการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน ลำดับที่สองกลุ่มวงจรกรองความถี่อนาลิซิส (Analysis filter-bank (AFB)) ซึ่งจะมีการทำงานของวงจรกรองความถี่แบบโพลีเฟส และกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว รวมในส่วนนี้ ลำดับที่สาม กระบวนการดีมอดูเลตโอคิวเอเอ็ม และลำดับที่สี่คือการแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมเพื่อ

ทำการกู้สัญญาณที่ถูกส่งมากลับคืน บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับของสัญญาณเอพียเอ็มซี โอควีเอ็ม แสดงดังรูปที่ 2.8 และ 2.9 ตามลำดับ



รูปที่ 2.8 เครื่องส่งสัญญาณเอพียเอ็มซีโอควีเอ็ม



รูปที่ 2.9 เครื่องรับสัญญาณเอพียเอ็มซี โอควีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

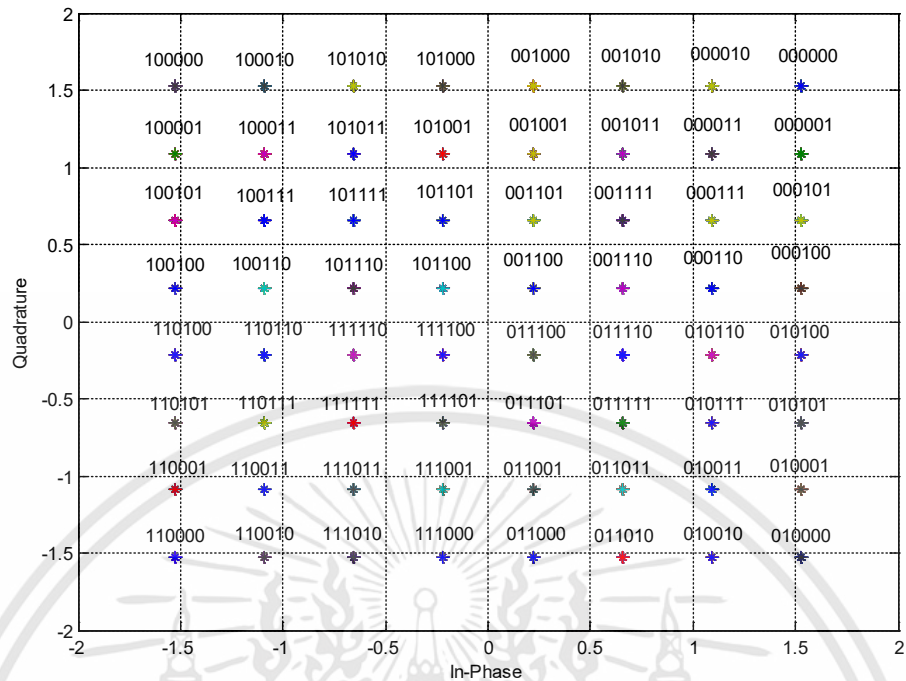
2.3.1 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลที่ส่งในระบบเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม จะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ในแต่ละสัญลักษณ์สามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้น การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานจึงเป็นสิ่งที่สำคัญมาก การที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาจากแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับการส่งในแต่ละสัญลักษณ์ ขนาดของข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับประเภทการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย เช่น ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยใช้การมอดูเลตแบบ 64 คิวเอเอ็ม (64QAM) ซึ่งในแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ครั้งละ 6 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวน 64 คลื่นพาห่อย่อย จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์ จะมีค่าเท่ากับ 384 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในทางกลับกันของทางด้านเครื่องรับในการดีมอดูเลตสัญญาณก็ต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นกัน

2.3.2 การมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อย

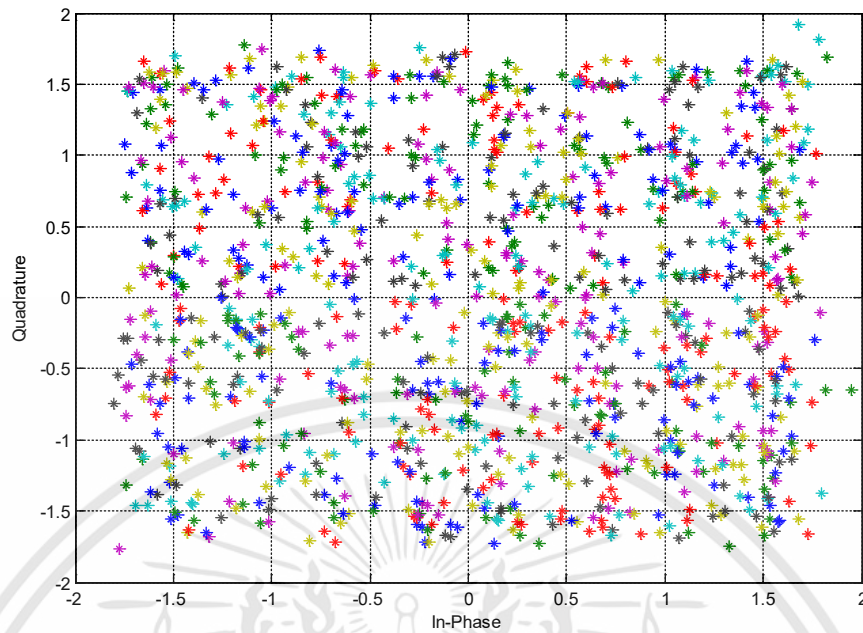
2.3.2.1 การมอดูเลตแบบควอดเรเจอร์ (Quadrature modulation)

ในการส่งข้อมูลจะใช้การมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นรูปแบบขนาดและเฟส ซึ่งแสดงได้เป็นค่าเวกเตอร์ I-Q ในรูปที่ 2.10 เป็นการมอดูเลตแบบ 64คิวเอเอ็ม (64QAM) ในแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 64 คิวเอเอ็ม (64QAM) สามารถส่งข้อมูลได้ 6 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 64 สัญลักษณ์ ในแต่ละสัญลักษณ์จะถูกแทนค่าด้วยเวกเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพาห่อย่อยยังมีรูปแบบการมอดูเลตที่หลากหลายรูปแบบ เช่น บีพีเอสเค (BPSK) คิวพีเอสเค (QPSK) หรือ เอ็ม-คิวเอเอ็ม (M-QAM) เป็นต้น



รูปที่ 2.10 การมอดูเลตคลื่นพาร์ย่อยแบบ 64 คิวเอเอ็ม

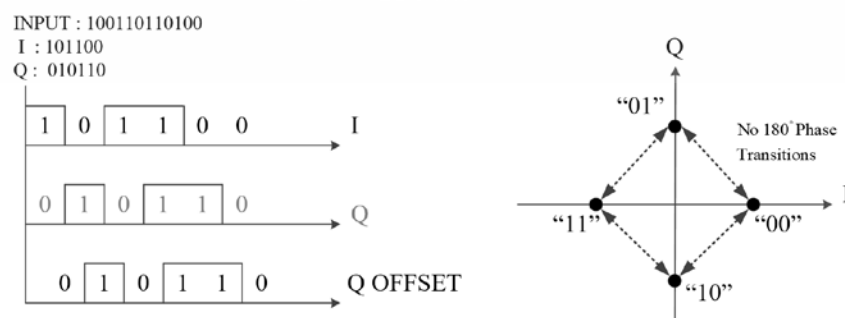
ในฝั่งเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณเข้ามาก็จะทำการตรวจจับข้อมูลได้จากตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่ถูกกำหนดไว้แล้ว อย่างไรก็ตามการส่งผ่านสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและมีการเกิดความผิดพลาดของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งเวกเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยน ดังแสดงในรูปที่ 2.11 จากรูปแสดงสัญญาณแบบ 64 คิวเอเอ็ม (64QAM) ที่ C/N เท่ากับ 18 dB สังเกตว่าตำแหน่งเวกเตอร์ I-Q มีการกระจายที่เป็นผลเนื่องจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้ความผิดพลาดในการตรวจจับข้อมูล



รูปที่ 2.11 สัญญาณ 64QAM ในสภาวะแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามา

2.3.2.2 การมอดูเลตแบบออฟเซตควอดเรเจอร์ (offset quadrature modulation)

การมอดูเลตแบบออฟเซตควอดเรเจอร์ เพื่อป้องกันปัญหาการเลื่อนเฟสเป็นปริมาณ π เรเดียน ในสัญญาณ QPSK จึงต้องใช้วิธีแบบ OQPSK (offset quadrature phase shift keying) ในทางปฏิบัติ OQPSK มีการทำงานเหมือน QPSK เพียงแต่สัญญาณแควเตอร์ I-Q จะมีออฟเซต (offset) อยู่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของบิต หรือ $T_b/2$ วินาที ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.12 สัญญาณ $s(t)$ จะไม่เผชิญกับปัญหาการเลื่อนเฟสปริมาณ π เรเดียน เนื่องจากสัญญาณ I มีการเปลี่ยนสถานะ ณ จุดกึ่งกลางของบิตของสัญญาณ [7]

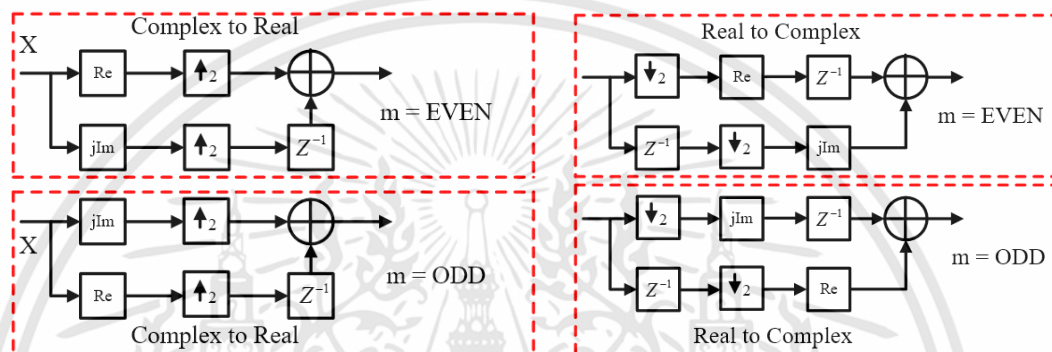


รูปที่ 2.12 การมอดูเลตแบบออฟเซตควอดเรเจอร์ (OQPSK)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.3 กระบวนการแยกเฉพาะจำนวนจริง (OQAM pre/post-processing)

ในการแยกเพื่อหาเฉพาะจำนวนจริงจะทำการแยกข้อมูลสัญลักษณ์ที่เป็นข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนที่มีทั้งส่วนที่เป็นจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ โดยจะมีการใช้เทคนิคออฟเซตควอเดรเจอร์ในการแยกค่าของส่วนจริงกับส่วนจินตภาพทุกครั้งหนึ่งคาบเวลา $Tb/2$ รวมทั้งการสลับตำแหน่งระหว่างข้อมูลสัญลักษณ์ ลำดับคู่และลำดับคี่ จากนั้นทำการรวมสัญญาณก่อนส่งสัญญาณไปยังส่วนอื่นต่อไป



รูปที่ 2.13 กระบวนการแยกเพื่อหาเฉพาะจำนวนจริง

2.3.2.4 โพรโตไทป์ฟิวเตอร์ (Prototype filter)

ในระบบสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม การใช้งานกลุ่มวงจรรองความถี่ (filter bank) จะมีความสำคัญมาก แต่เป็นเรื่องยากในการสร้างวงจรรองความถี่ในทางอุดมคติ ในงานวิจัยนี้เราจะใช้วงจรรองความถี่ที่มีชื่อว่า ฟิยาด (PHYDYAS) เป็นความร่วมมือกันของกลุ่มสมาชิกยุโรป (European Commission) เพื่อสร้างวงจรรองความถี่ให้มีคุณลักษณะใกล้เคียงอุดมคติที่ยังสามารถสร้างได้และนำมาใช้งานได้จริง [9]

สิ่งที่สำคัญมากคือช่วงความกว้างของวงจรรองความถี่ L ในการหาจุดตอบสนองความถี่ที่เหมาะสม โดยวงจรรองความถี่จะครอบคลุมคลื่นพาร์ย่อย N และค่าโอเวอร์แลปปิงแฟกเตอร์ (overlapping factor) แทนด้วย K ดังนั้นช่วงความกว้างของวงจรรองความถี่มีค่าเท่ากับ $L = KN$ ค่าความถี่จุดคัตออฟ แทนด้วย F ที่เราต้องการคือ $F = (l/L)$ โดย $l = 0, 1, \dots, (L-1)$ บนเงื่อนไขดังนี้

$$F_0 = 1, \quad F_1 = 0.97195983, \quad F_2 = 1/\sqrt{2}, \quad F_3 = \sqrt{1 - F_1^2}, \quad F_l = 0, 4 < l < L-1 \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

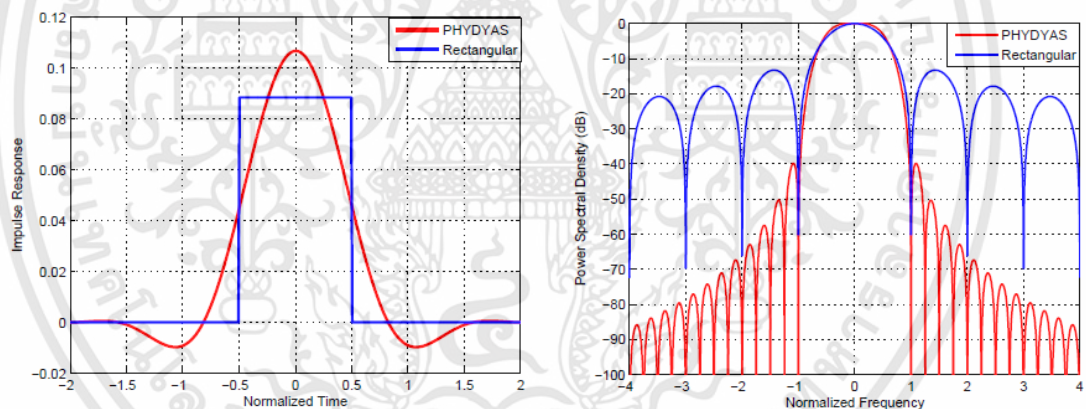
การตอบสนองทางความถี่ของพียาดโพโตไรท์สี่เหลี่ยมที่มีค่าโอเวอแลปบิงแฟกเตอร์ $K = 4$ เขียนได้ดังสมการนี้

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{A}} \left[1 + 2 \sum_{l=1}^{K-1} (-1)^l F_l \cos\left(\frac{2\pi l t}{KT}\right) \right] & t \in [0, KT] \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.33)$$

โดยตัวแปร A คือค่านอมอลไลเซชันแฟกเตอร์ (normalization factor) มีค่าเท่ากับ

$$A = KT \left[1 + 2 \sum_{l=1}^{K-1} F_l^2 \right] \quad (2.34)$$

โดยการตอบสนองทางความถี่ของพียาดโพโตไรท์สี่เหลี่ยม มีลักษณะดังภาพ



รูปที่ 2.14 การตอบสนองทางความถี่ของ PHYDYAS

2.3.3 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว

ในการแปลงข้อมูลในโดเมนทางความถี่เป็นโดเมนทางเวลานั้นการแปลงฟูรีเยร์นั้นเป็นเครื่องมือพื้นฐานในการแก้ปัญหาทางด้านการประมวลสัญญาณที่สำคัญ ในทางปฏิบัติปัญหาต่างๆ การใช้การแปลงฟูรีเยร์โดยตรงอาจไม่เหมาะสมเนื่องจากมีการคำนวณที่ซับซ้อนและต้องการตัวประมวลผลที่มีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากตัวประมวลผลมีขีดจำกัด การพิจารณาการคำนวณการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็ว เป็นสิ่งสำคัญ ซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

2.3.3.1 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วแบบฐานสอง (Radix 2 FFT)

ในการลดความซับซ้อนในการคำนวณการแปลงฟูรีเยร์ เริ่มจากสมการฟูรีเยร์พื้นฐาน โดยพิจารณา จำนวนตัวคูณและตัวบวกในสมการซึ่งเป็นตัววัดความซับซ้อนในการคำนวณ ขั้นตอนวิธีหรืออัลกอริทึม พิจารณาสมการการแปลงฟูรีเยร์พื้นฐาน [10]

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.35)$$

โดยที่ $W_N = e^{-j(2\pi/N)}$ สมการการแปลงกลับฟูรีเยร์ เป็นดังต่อไปนี้

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.36)$$

โดยที่ $x[n]$ และ $X[k]$ เป็นตัวแปรจำนวนเชิงซ้อน

สังเกตว่า ความซับซ้อนในการคำนวณค่า $X[k]$ แต่ละค่าต้องใช้ตัวคูณแบบจำนวนเชิงซ้อนเท่ากับ N ตัวและต้องใช้ตัวบวกแบบจำนวนเชิงซ้อนทั้งหมด $N-1$ ตัว เนื่องจากต้องคำนวณหา $X[k]$ ทั้งหมด N ค่า ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวคูณแบบจำนวนเชิงซ้อนทั้งหมด N^2 ตัวและตัวบวกจำนวนเชิงซ้อนทั้งหมด $N(N-1)$ ตัว

ขั้นตอนวิธีที่เรียกว่าการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วได้ใช้เทคนิค การแยกสัญญาณ n ออกเป็นเลขคู่และเลขคี่ โดยเฉพาะจำนวนจุดการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว จะต้องมีจำนวนจุดเป็นเลขสองยกกำลังเลขจำนวนเต็ม หรือ $N = 2^r$ จากสมการการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่อง

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.37)$$

โดยการกระจายแบบอนุกรมสัญญาณ $x[n]$ ออกเป็นเทอมที่ n เป็นเลขคู่กับเลขคี่ได้ดังต่อไปนี้

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] W_N^{(2r+1)k} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนตัวแปรใหม่ โดยกำหนดให้ $n = 2r$ โดย n เป็นเลขคู่ และ กำหนดให้ $n = 2r + 1$ โดย n เป็นเลขคี่

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] W_N^{(2r+1)k} \quad (2.39)$$

จัดเทอมให้อยู่ในสมการการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] (W_N^2)^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] (W_N^2)^{rk} \quad (2.40)$$

เราสามารถเขียน W_N^2 ให้อยู่ในรูป $W_{N/2}$ ต่างๆ ได้ดังนี้

$$W_N^2 = e^{-2j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N/2}\right)} = W_{N/2} \quad (2.41)$$

แทน $W_{N/2}$ ลงในสมการที่ (2.40) จะได้

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] \frac{W_N^{rk}}{2} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] \frac{W_N^{rk}}{2} \quad (2.42)$$

พิจารณาสมการที่ 2.42 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง ของอนุกรมสัญญาณคู่ $g[n]$ และ สัญญาณคี่ $h[n]$ ที่ได้มีการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องเป็น $G[k]$ และ $H[k]$ ตามลำดับ เขียนสมการใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$X[k] = G[k] + W_N^k H[k] \quad (2.43)$$

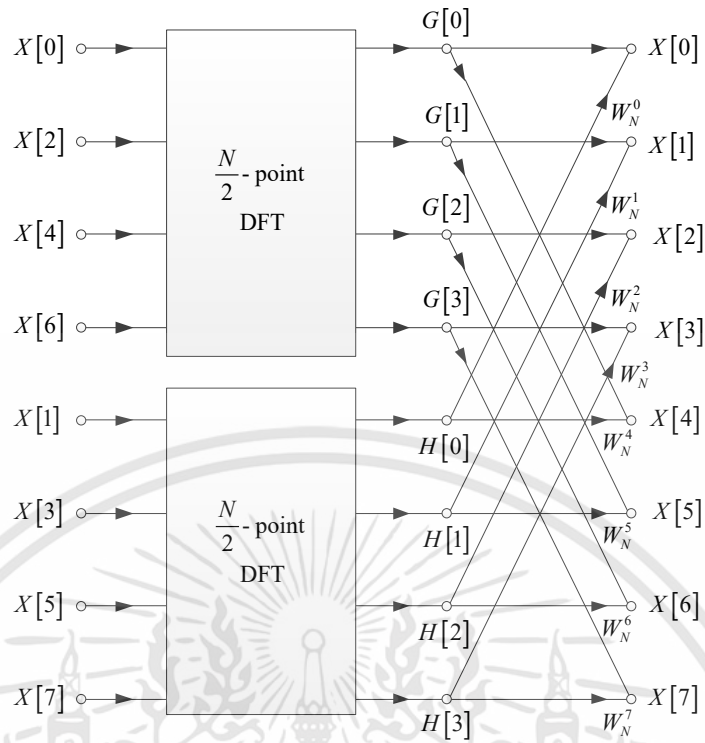
สังเกตว่า $G[k]$ และ $H[k]$ เป็นสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องที่มีรอบคาบเท่ากับ $N/2$ เราจะได้

$$G[0] = G[4], G[1] = G[5], \dots \text{หรือ } G[(k)_{N/2}] \quad (2.44)$$

และ

$$H[0] = H[4], H[1] = H[5], \dots \text{หรือ } H[(k)_{N/2}] \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ขนาด 8 จุด

จากรูปที่ 2.15 เป็นการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 8 จุด เมื่อทำการกระจายอนุกรมสัญญาณ $x[n]$ ออกเป็นเทอมที่ n เป็นเลขคู่กับเลขคี่ สามารถเขียนกราฟการไหลได้รูปที่ 2.15 ตามสมการที่ 2.38 และ 2.39 จะเห็นว่า จะแยกได้เป็นสองส่วนคือ ส่วนหน้าสามารถแยกย่อยเป็นการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 4 จุดสองบล็อก และส่วนหลังเป็นการคูณด้วยเทอม W_N^k แล้วนำมาบวกกันตามสมการที่ 2.41 และ 2.42 โดยส่วนหลังนี้มีความซับซ้อนในการคำนวณคือ มีตัวคูณเชิงซ้อนอยู่ 8 ตัวและ จำนวนตัวบวกเชิงซ้อนอยู่ 8 ตัว

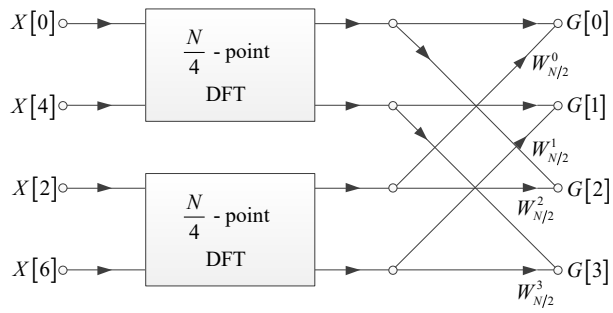
นอกจากนั้นส่วนหน้ายังสามารถใช้เทคนิคเดิมในการแตกการแปลงฟูรีเยร์ออกเป็นสัญญาณคู่และสัญญาณคี่อีกครั้งในขนาด $N/4$ จุด ดังสมการต่อไปนี้

$$G[k] = \sum_{l=0}^{(N/4)-1} g[2l] W_{\frac{N}{4}}^{lk} + W_{\frac{N}{2}}^k \sum_{l=0}^{(N/4)-1} g[2l+1] W_{\frac{N}{2}}^{lk} \tag{2.46}$$

$$H[k] = \sum_{l=0}^{(N/4)-1} h[2l] W_{\frac{N}{4}}^{lk} + W_{\frac{N}{2}}^k \sum_{l=0}^{(N/4)-1} h[2l+1] W_{\frac{N}{2}}^{lk} \tag{2.47}$$

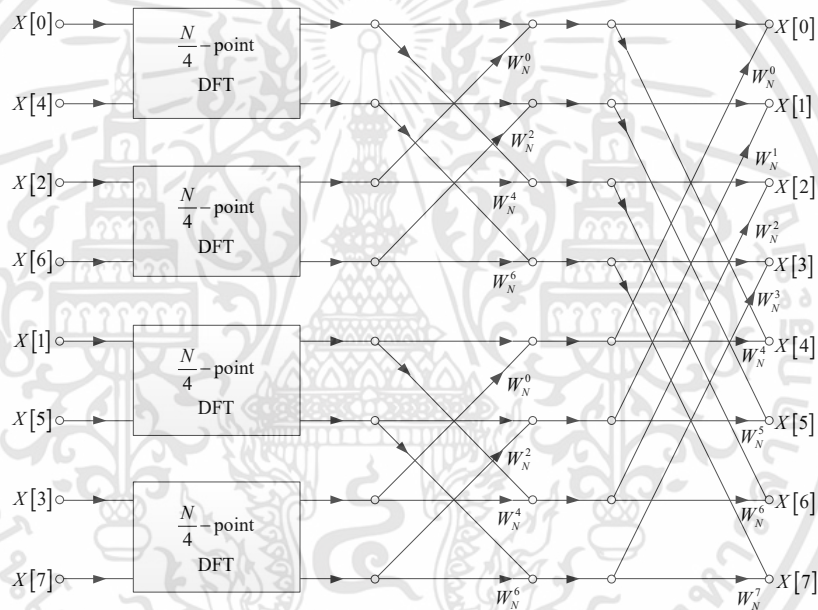
โดยที่สมการที่ 2.46 สามารถเขียนเป็นกราฟการไหลได้ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



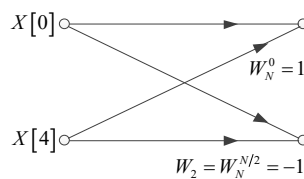
รูปที่ 2.16 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 4 จุด

เมื่อนำรูปที่ 2.16 แทนลงในรูปที่ 2.15 จะสามารถเขียนกราฟการไหลได้ดังรูปที่ 2.17 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.17 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 8 จุด โดยการแตกบล็อก 4 จุด

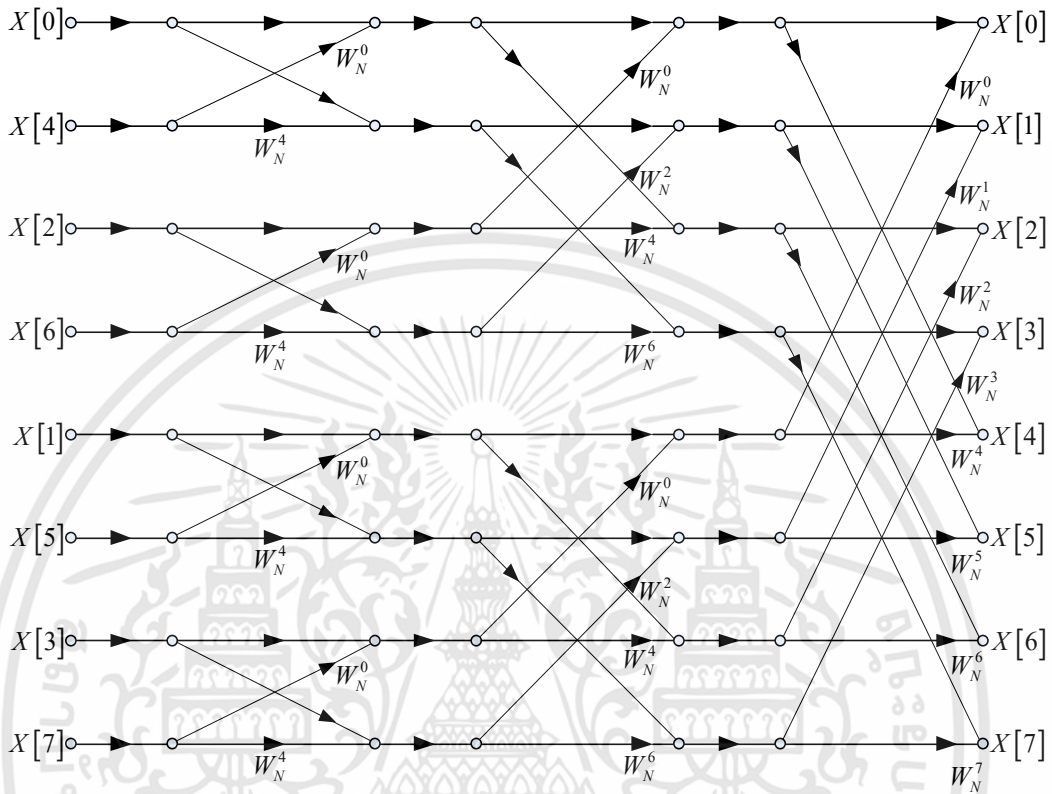
ในบล็อกทางด้านซ้ายในรูปที่ 2.17 สามารถพิจารณาได้เป็นโครงสร้างการแปลงฟูริเยร์ขนาด 2 จุด ซึ่งเป็นหน่วยที่เล็กที่สุด ซึ่งสามารถเขียนเป็นกราฟการไหล ได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 2 จุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้าย เมื่อแทนโครงสร้างการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 2 จุด เข้าไปในรูปที่ 2.17 ก็จะได้โครงสร้างของการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบเร็วขนาด 8 จุดโดยสมบูรณ์ ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 กราฟการไหลของการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบเร็วขนาด 8 จุด

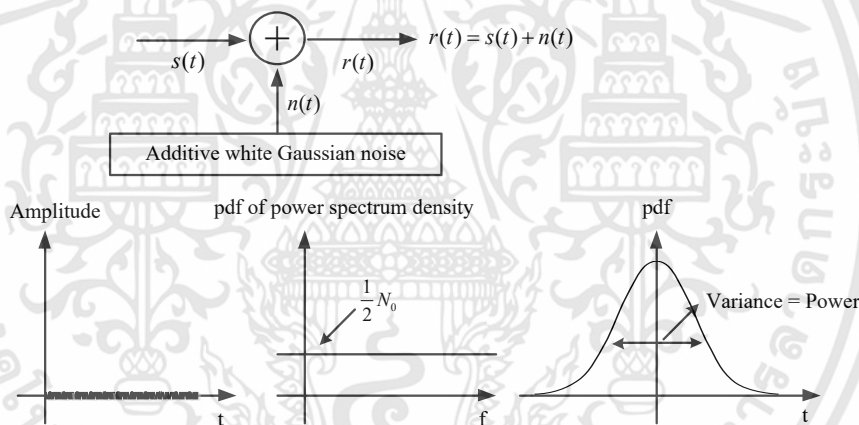
การแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบเร็วขนาด N จุดนั้นใช้การคำนวณแต่ละขั้นตอนเท่าๆ กันคือแต่ละขั้นตอนใช้ตัวคูณเชิงซ้อน N ตัวและตัวบวกเชิงซ้อน N ตัว โดยมีจำนวนขั้นที่ต้องทำคือ $\log_2 N$ ดังนั้นการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วขนาด N จุดต้องใช้ตัวคูณเชิงซ้อนและตัวบวกเชิงซ้อนเท่ากับ $N \log_2 N$ ตัว

ดังนั้นการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบเร็วขนาด 8 จุดนี้ จะต้องใช้ตัวคูณเชิงซ้อนและตัวบวกเชิงซ้อนในการคำนวณทั้งหมด $N \log_2 N = 8 \log_2 8 = 24$ ตัว ซึ่งจะเห็นว่าน้อยกว่าการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องโดยตรงซึ่งเท่ากับ $N^2 = 8^2 = 64$ โดยลดได้เกือบสามเท่าตัว

2.4 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

จากรูปที่ 2.20 สัญญาณรบกวนในระบบโทรคมนาคมนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ซึ่งมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectrum density) และแอมพลิจูดจะมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติ สัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) ที่ได้รับการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวเราสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนได้ โดยฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน เราสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.48) [11]

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.48)$$



รูปที่ 2.20 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน [11]

2.5 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA)

สัญญาณก่อนจะทำการส่งไปยังเครื่องรับนั้น จะถูกทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สัญญาณมีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปยังเครื่องรับ แต่เนื่องจากเครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นของการขยายสัญญาณ คือ ไม่สามารถที่จะทำการขยายได้ตลอดช่วงของสัญญาณที่เข้ามาทางช่องอินพุตของเครื่องขยายในอัตราขยายสัญญาณเดียวกัน [13]

โดยกำหนด $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และ x คือสัญญาณที่เข้ามาทางช่องอินพุต ดังนั้น สัญญาณที่ได้รับจากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.49)

$$x^s = g(x) \quad (2.49)$$

เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time signal) จากสมการที่ (2.49) จะได้สัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการที่ (2.50)

$$x^s[t] = g(x[t]) \quad (2.50)$$

เมื่อทำการทดสอบเครื่องขยายกำลังสูงด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง f และอัตราการขยายสูงสุดของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ α ดังนั้น เราจะได้ค่า $|f(x)| \leq \alpha|x|$ หรือ $f = \alpha g$ และเอาต์พุตสูงสุดตรงจุดอิมพัลส์ของเครื่องขยายกำลังสูง คือ A ดังนั้น ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตจะมีค่าสูงมากๆ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.51)

$$|g(x)| \leq A \quad (2.51)$$

เมื่อเครื่องขยายกำลังสูงให้ค่าสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $x = |x|e^{j\arg\{x\}} = \rho e^{j\phi}$ ดังนั้นเราสามารถเขียนสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการที่ (2.52)

$$|g(x)| = F[\rho]e^{j(\phi + \Phi[\rho])} \quad (2.52)$$

เมื่อ $\Phi[\rho]$ และ $F[\rho]$ คือ คุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงทางเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้รับจากเครื่องขยายกำลังสูง อย่างไรก็ตามเครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมีอยู่หลายประเภท ซึ่งในแต่ละประเภทนั้นจะมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันออกไป ดังเช่น

- เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL) สามารถหาค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ ดังสมการที่ (2.53) และ (2.54)

$$F[\rho] = \begin{cases} \rho, & \rho \leq A \\ A, & \rho > A \end{cases} \quad (2.53)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.54)$$

จากสมการที่ (2.53) และ (2.54) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นเราสามารถเขียนได้ ตามสมการที่ (2.55)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g(x) = \begin{cases} x, & |\rho| \leq A \\ Ae^{j\phi}, & |\rho| > A \end{cases} \quad (2.55)$$

แต่เครื่องขยายกำลังสูงแบบ SL นี้ไม่ค่อยมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นเรื่องยากที่จะหาอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ ได้ตามสมการดังกล่าว

- เครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิตสเทท (SSPA: Solid-State Power Amplifier)

จะมีคุณลักษณะของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.56) และ (2.57)

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} \quad (2.56)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.57)$$

เมื่อ r คือพารามิเตอร์ที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย หาก r มีค่าเท่ากับ ∞ แล้ว SSPA ก็จะมีคุณลักษณะที่คล้ายคลึงกับเครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter สัญญาณรบกวนที่ได้รับมาจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ จะมีได้ทั้งสัญญาณรบกวนทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ การกำหนดจุดทำงานของวงจรขยาย IBO นั้นสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (2.58)$$

เมื่อ P_{in} เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_{out} เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

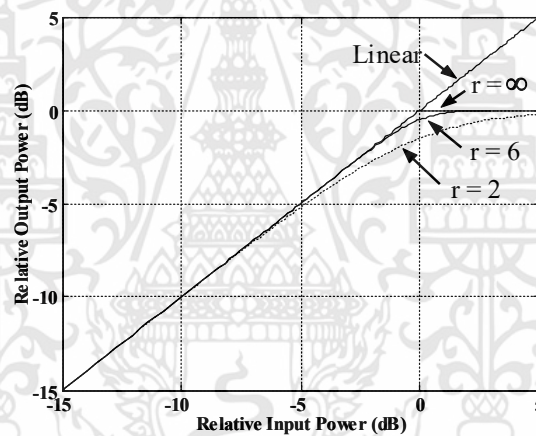
คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นประเภทสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้จากสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ (2.59) และ (2.60) โดยสมการจะแยกออกเป็นคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด (Amplitude) และ เฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายนี้ สามารถอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM สามารถอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือ

ใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนแปลงของทั้งแอมพลิจูด และเฟสได้ตั้งสมการที่ (2.59) และ (2.60) ตามลำดับ

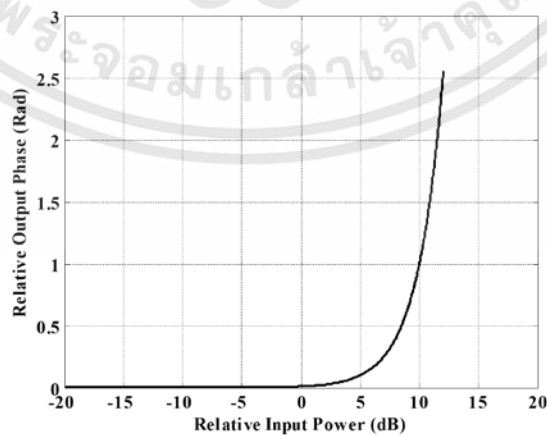
$$F_s[\rho] = \frac{v\rho}{\left[1 + \left(\frac{v\rho}{A_0}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} \quad (2.59)$$

$$\Phi_s(\rho) = \alpha_\phi \left(\frac{v\rho}{A_0}\right)^A \quad (2.60)$$

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต A_0 เป็นระดับของสถานะเอาท์พุทและ r เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยที่ v กับ α_ϕ เป็นค่าคงที่



(ก) AM/AM



(ข) AM/PM

รูปที่ 2.21 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 ผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

เมื่อคลื่นพายุย่อยของสัญญาณมีการเสริมกันทางเฟสของสัญญาณจะทำให้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรวมชั่วขณะนั้นมีค่าสูง ส่งผลให้ค่าพีเอพียอร์มีค่าสูง และเมื่อทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง จะส่งผลให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูงจะมีลักษณะถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เนื่องจากการทำงานตรงจุดอิมิตัวของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งจะส่งผลให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD: Power Spectral Density) ขยายออกนอกย่านความถี่และเป็นเหตุให้อัตราผิดพลาดบิตข้อมูล มีค่าเพิ่มขึ้น

โดยหลักทั่วไปแล้วเราสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงให้อยู่ในรูปของอัตราส่วนระหว่างกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต ที่เรียกว่า Output Back Off (OBO) เราสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.61) [14]

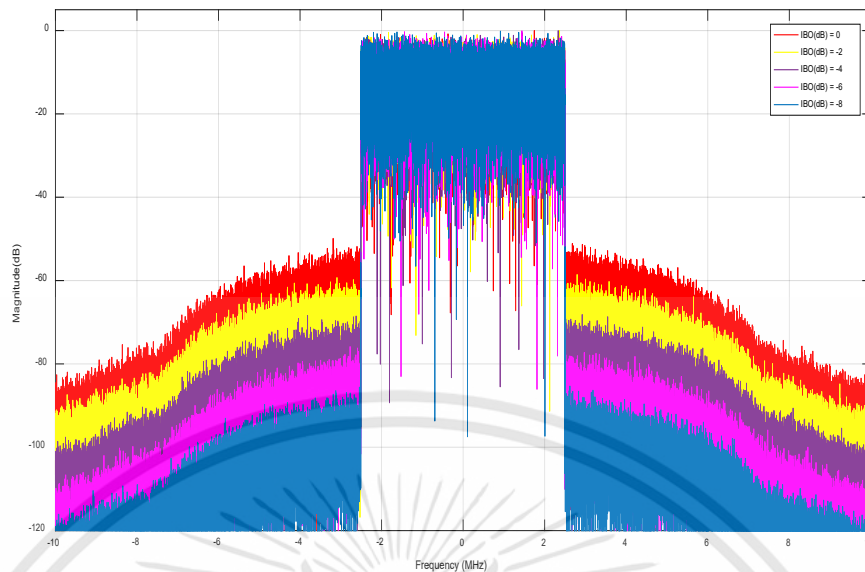
$$OBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|g(x)|^2]} \right) \quad [dB] \quad (2.61)$$

ในอีกทางหนึ่ง เราสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ที่เรียกว่า Input Back Off (IBO) สามารถหาค่าดังกล่าวได้ดังสมการที่ (2.62)

$$IBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|x(t)|^2]} \right) \quad [dB] \quad (2.62)$$

2.5.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

เมื่อสัญญาณที่รับได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นจะถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง ทำให้สิ่งที่จะเกิดขึ้นตามมาคือการเพิ่มขึ้นทางด้านค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ เนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนรูปทรง อันเนื่องมาจากการถูกตัดยอดสัญญาณ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.22 [14]



รูปที่ 2.22 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA

จากรูปที่ 2.22 แสดงลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ หลังจากการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของค่า PSD นอกย่านความถี่จะแปรผกผันกับค่า IBO โดยเมื่อ IBO มีค่าสูง แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงก็จะสูงขึ้นตาม และโอกาสที่สัญญาณเอาร์ทพุทจะถูกตัดยอดคลื่นก็จะมีน้อยลง ดังนั้นค่า PSD นอกย่านความถี่ใช้งานก็จะมีค่าลดลง แต่ในทางตรงกันข้าม หาก IBO มีค่าลดลง แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงก็จะลดลงตาม โอกาสที่สัญญาณเอาร์ทพุทจะถูกตัดยอดก็จะมีมากขึ้น ดังนั้นค่า PSD นอกย่านความถี่ใช้งานก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม และมีโอกาสทำให้เกิดการแทรกสอดกันระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้

2.5.3 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล

การถูกตัดยอดสัญญาณอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นส่งผลให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบนั้นมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากคลื่นพายุย่อยของสัญญาณนั้นจะถูกบวกรบกวนจากคลื่นฮาร์โมนิกที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ (2.63) [12]

$$x_r^g = g(x_r) = k^g x_r + d_r^{(X,g)} \quad (2.63)$$

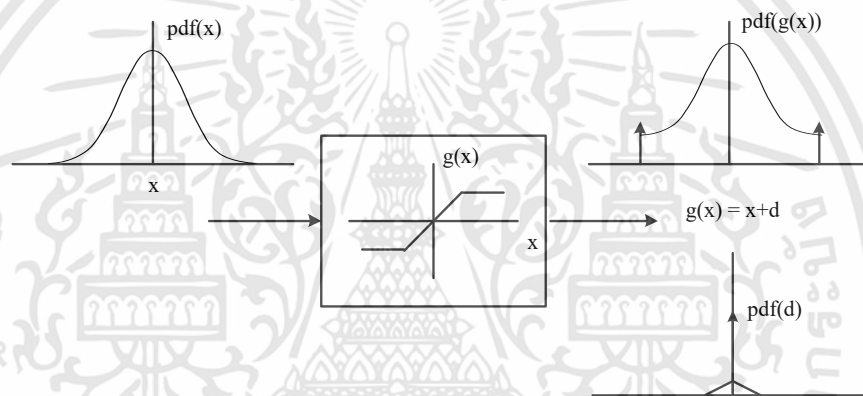
เมื่อ x_r คือสัญญาณอินพุตเครื่องขยายกำลังสูงในช่วงเวลา τ และ k^g คือค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และ $d_r^{(X,g)}$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในรูปเวกเตอร์ที่ x ของ QPSK หรือ M-QAM โดยค่าฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้น $g(\cdot)$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.63) $d_r^{(X,g)}$ จะมีค่าดังสมการที่ (2.64)

$$d_r^{(X,g)} = g(x_r) - k^g x_r \quad (2.64)$$

กรณีความน่าจะเป็นที่ $|x|$ มีค่ามากกว่า A เท่ากับ $2Q(\mu)$ จึงสามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (σ_d^2) ที่ได้กระทำกับข้อมูลแบบสุ่ม ดังสมการที่ (2.65)

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{Q(\mu)\sqrt{2\pi}\sigma_x} \int_{-\infty}^{\infty} (x - g(x))^2 e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} dx \quad (2.65)$$

สามารถแสดงลักษณะไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของสัญญาณเอาท์พุทที่ถูกตัดยอดสัญญาณโดยเครื่องขยายกำลังสูง และค่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น x , $g(x)$ และ $x - g(x)$ [12]

สามารถหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR: Signal to Noise Ratio) ได้จากสมการที่ (2.66)

$$SNR = \frac{|H_k|^2 \sigma_{X,k}^2}{|H_k|^2 \sigma_{D,k}^2 + \sigma_{N,k}^2} \quad (2.66)$$

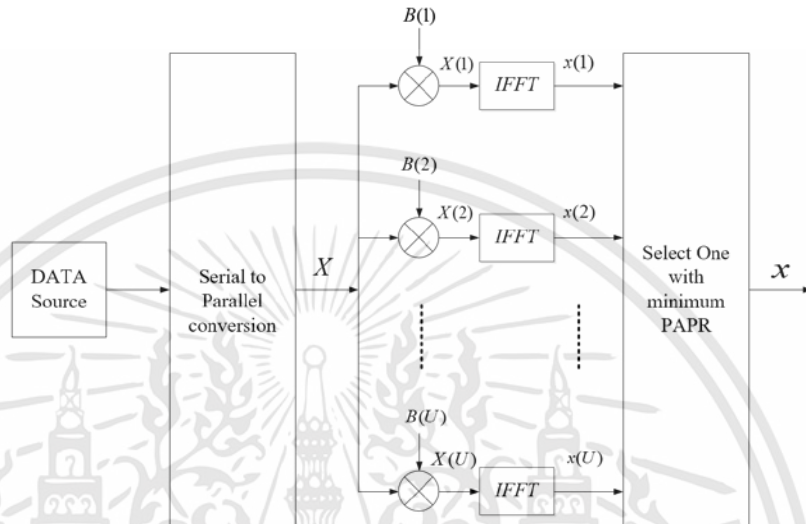
เมื่อ $\sigma_{D,k}^2 = \sigma_d^2$, $|H_k|^2$ คือ อัตราขยายของช่องสัญญาณ (Channel gain) และ $\sigma_{N,k}^2$ คือ สัญญาณรบกวนฝั่งเครื่องรับที่กระทำต่อสัญลักษณ์ที่ k เมื่อกำหนดให้ $\sigma_{N,k}^2$ เป็นแบบ AWGN สามารถหาค่าอัตราผิดพลาดสัญลักษณ์ข้อมูล (SER : Symbol Error Rate) ของสัญลักษณ์ย่อย M-QAM ได้ดังสมการที่ (2.67)

$$SER \approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3SNR}{M-1}} \right) \quad (2.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มเพื่อหาค่าพีเอพ็อร์ที่เหมาะสมสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม

ทฤษฎีในการวิจัยพื้นฐานสำหรับงานวิจัยนี้จะเป็นการพัฒนาจากอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มเพื่อหาค่าพีเอพ็อร์ที่เหมาะสมในแต่ละชุดข้อมูลสัญลักษณ์ของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งมีคุณลักษณะที่เหมาะสมต่อการนำมาใช้งานในระบบเอพีเอ็มซีโอคิวเอ็ม ในการหาค่าพีเอพ็อร์ที่เหมาะสม [6]



รูปที่ 2.24 ไดอะแกรมการทำงานของอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม [6]

หลักการทำงานคือทางด้านเครื่องส่งจะสร้างกลุ่มแพทเทิร์นเฟส U (Pattern U) มาทำการคูณกับข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต ณ ขณะปัจจุบัน แล้วสุ่มกระบวนการเปรียบเทียบค่าพีเอพ็อร์ว่าแพทเทิร์นเฟส U ชุดใดให้ค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำสุดเหมาะกับข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตนี้ และจะส่งค่าดังกล่าวเป็นค่าไซน์อินฟอร์เมชัน (side information) ไปทางเครื่องรับ แสดงดังรูปที่ 2.24 ชุดข้อมูลจะถูกแบ่งเป็นบล็อกและแปลงจากข้อมูลอนุกรมเป็นข้อมูลแบบขนาน ข้อมูลที่ได้มานี้จะทำการคูณกับชุดแพทเทิร์นเฟสที่มีความแตกต่างระหว่าง $(0$ ถึง $2\pi)$ แทนค่าด้วย $B^{(u)} = [b_{u,0}, b_{u,1}, \dots, b_{u,N-1}]^T$ โดยเมื่อคูณเสร็จเราจะได้ชุดข้อมูลใหม่ได้เป็น $X^{(u)} = [X_0 b_{u,0}, X_1 b_{u,1}, \dots, X_{N-1} b_{u,N-1}]^T$ โดย $u = 1, 2, \dots, U$ จากนั้นสุ่มกระบวนการเปรียบเทียบค่าพีเอพ็อร์บนโดเมนทางแกนเวลา โดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบผกผันแปลงสัญญาณทางความถี่เป็นสัญญาณทางเวลา เราจะได้ค่าชุดข้อมูลดังนี้

$$x^{(u)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n b_{u,n} e^{j2\pi n f_i}, 0 \leq t < NT, u = 1, 2, \dots, U \quad (2.68)$$

เราจะได้ชุดข้อมูล x^u ที่ค่า $u = 1, 2, \dots, U$ ตามลำดับ จากนั้นสุ่มกระบวนการหาค่าพีเอพ็อร์และทำการเปรียบเทียบว่า ค่าแพทเทิร์นเฟส u ชุดไหน ให้ค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำที่สุดจะเป็นค่าที่ถูกเลือก และ

ค่าดังกล่าวจะถูกส่งไปยังฝั่งเครื่องรับเป็นค่าไซน์อินฟอเมชันเพื่อใช้ในการดีมอดูเลตข้อมูลตัวเดิมกลับมา

กระบวนการดังกล่าวอาศัยกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบผกผัน เราจะได้จำนวนบิตข้อมูลสำหรับไซน์อินฟอเมชันเพิ่มในบล็อกข้อมูลมีค่าเท่ากับ $\lfloor \log_2 U \rfloor$ ในทุกการมอดูเลตคลื่นพหุย่อย

ยกตัวอย่าง สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีจำนวนคลื่นพหุย่อย 8 คลื่นพหุย่อย ค่าบล็อกข้อมูล ณ ขณะนั้นมีค่า $X = [1, -1, 1, 1, -1, 1, -1]^T$ ก่อนผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดมีค่าโอกาสเกิดพีเอพ็อดเท่ากับ 6.5 dB เมื่อผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดด้วยเทคนิคเลือกแพทเทินเฟสที่เหมาะสมโดยเรากำหนดค่าแพทเทินเฟสมีค่า $U = 4$ มีค่าดังนี้ $B^{(1)} = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]^T$ $B^{(2)} = [-1, -1, 1, 1, 1, 1, -1]^T$ $B^{(3)} = [-1, 1, -1, 1, -1, 1, 1]^T$ และ $B^{(4)} = [1, 1, -1, 1, 1, -1, 1]^T$ จะได้ชุดข้อมูล 4 ชุดดังนี้ $X^{(u)}, u=1, 2, 3, 4$ เราพบว่าค่า $X^{(2)}$ ได้ค่าโอกาสเกิดพีเอพ็อดเท่ากับ 3 dB ซึ่งดีกว่าไม่ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพ็อด 3.5 dB ในกรณีนี้เราใช้ค่าการแปลงฟูริเยร์แบบผกผัน เท่ากับจำนวน 4 บิต ดังนั้นค่าไซน์อินฟอเมชันจึงเท่ากับ $\lfloor \log_2 4 \rfloor$ คือ 2 บิต ดังนั้นจำนวนบิตของไซน์อินฟอเมชันจะขึ้นกับขนาดของบล็อกข้อมูล

การนำเทคนิคนี้มาใช้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มในการหาค่าพีเอพ็อดที่เหมาะสมจะขออธิบายในบทต่อไป

บทที่ 3

วิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม และการลดความซับซ้อนในการหาค่าพีเอพียาร์

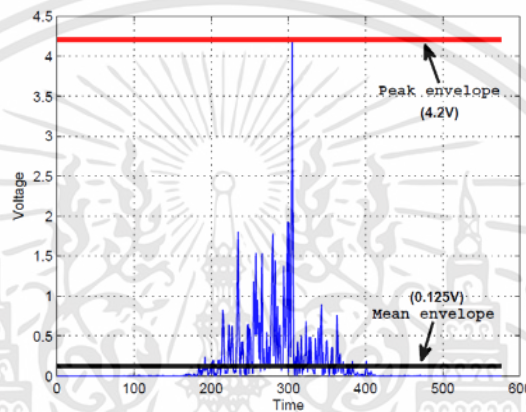
ระบบเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มได้รับการพิจารณาให้เป็นผู้เข้าแข่งขันในการเป็นเทคนิคการมอดูเลตบนคลื่นพาห่อย่อยเพื่อการสื่อสารแบบไร้สายในยุคต่อไป (Next Generation) ด้วยเทคนิคการมอดูเลตนี้ มีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ เช่น รูปลักษณะการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่แบบโพโรโตไท ทำให้ความหนาแน่นพลังงานสเปกตรัมของมันมีค่าคลื่นข้างเคียงที่ต่ำ (low side lobes) มีความทนทานต่อการรบกวนทางเฟสและการชดเชยด้านความถี่ [1-3]

อย่างไรก็ตามปัญหาของเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห่อย่อย มีการแกว่งของสัญญาณทางโดเมนแอมพลิจูดส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณถูกลดทอน ค่าการแกว่งของสัญญาณนี้สามารถที่จะวัดได้ในรูปแบบ อัตราส่วนระหว่างกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ เรียกว่าค่าพีเอพียาร์ (PAPR: Peak to Average Power Ratio) [4] และเนื่องจากระบบเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม เป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห่อย่อยทำให้มีค่าพีเอพียาร์ที่สูง เป็นการยากที่จะหาเครื่องส่งที่มีการขยายสัญญาณแบบเชิงเส้นซึ่งมีราคาค่อนข้างสูง วิธีการหนึ่งที่ใช้แก้ไขปัญหาดังกล่าว คือหาวิธีเทคนิคที่ช่วยลดค่าการแกว่งของสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มคือลดค่าพีเอพียาร์ให้ได้มากที่สุด ซึ่งเป็นเรื่องที่มีความซับซ้อนอย่างมากบนสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ที่มีการทับซ้อนระหว่างข้อมูลสัญลักษณ์ตลอดเวลา อัลกอริทึมที่ดีควรลดค่าพีเอพียาร์พร้อมมีความซับซ้อนที่เหมาะสม

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ การลดค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม โดยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน (Conventional SLM Algorithm) โดยอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม (Dispersive SLM Algorithm) [16] โดยอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Trellis-based SLM Algorithm) [17] และอัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM) ซึ่งวิธีที่นำเสนอนี้จะเป็นการลดความซับซ้อนของระบบ รวมทั้งแบบจำลองของระบบที่ใช้หาค่าสมรรถนะทั้งอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณและอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในระบบ

3.1 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ

ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ คือค่ากำลังงานชั่วขณะสูงสุดเทียบกับกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.1 ในระบบโอเอฟดีเอ็ม จะคำนวณหาค่าพีเอพีอาร์แยกกันชัดเจนในแต่ละชุดข้อมูลสัญลักษณ์ คาบเวลาในแต่ละชุดข้อมูลเท่ากับ T อัตราการส่งข้อมูลสัญลักษณ์เท่ากับ $1/T$ โดยไม่มีการทับซ้อนระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ T คาบเวลา ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.1) [15]



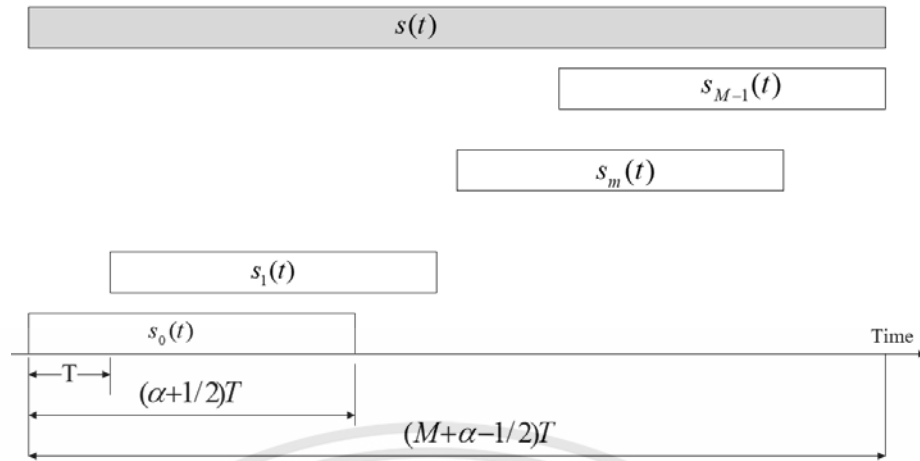
รูปที่ 3.1 อัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR)

$$PAPR[x(t), T] = \frac{\max [|x(t)|^2]}{P [|x(t)|^2]} \quad (3.1)$$

โดย $\max [|x(t)|^2]$ คือ ค่ากำลังงานชั่วขณะที่สูงสุดของสัญญาณและ $P [|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณในช่วงคาบเวลา $t \in [0, T]$ จากสมการที่ (3.1) เมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (3.2)$$

แต่ในกรณีสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม จะมีการทับซ้อนระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ โครงสร้างของสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็มที่มีการทับซ้อนกันดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเเอ็มที่มีการทับซ้อนกัน

ดังนั้นกระบวนการหาค่าพีเอพียอาร์ของสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเเอ็ม จะต้องมีการคิดคำนวณส่วนที่มีการทับซ้อน โดยในส่วนของสัญญาณทางเวลา $s(t)$ จะถูกแบ่งทุก $M + \alpha$ คาบเวลา T ดังนั้น การหาค่าพีเอพียอาร์ของสัญญาณทางเวลา $s(t)$ จะประกอบด้วยลำดับ p^{th} รวมกัน สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$PAPR_p = 10 \log_{10} \frac{\max_p |s(t)|^2}{P_{ave}}, \quad p = 0, 1, \dots, M + \alpha - 1 \quad (3.3)$$

เมื่อ P_{ave} คือค่า กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณคาบเวลา $s(t)$

การแจกแจงการหาค่าความน่าจะเป็นของโอกาสเกิดค่าพีเอพียอาร์ของสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเเอ็ม สัญญาณคาบเวลา $s(t)$ ของ สัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเเอ็ม เขียนได้ดังสมการนี้

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left[r_n(m)h(t - mT) + j i_n(m)h(t - mT - \frac{T}{2}) \right] e^{jn\phi}, \quad 0 \leq t \leq (M + \alpha - \frac{1}{2})T \quad (3.4)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \underbrace{X_n(m)h(t - m\frac{T}{2})}_{h_m^n(t)} e^{j\frac{2\pi n}{T}t} e^{j\phi_m^n}, \quad \phi_m^n = \frac{\pi}{2}(m+n) - \pi mn \quad (3.5)$$

ดังนั้น ถ้าพิจารณาเฉพาะสัญญาณคาบเวลาของ n^{th} คลื่นพหุย่อย เขียนได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^n(t) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m^n(t) = \sum_{m=0}^{M-1} X_n(m) h\left(t - m\frac{T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi nt}{T}} e^{j\phi_n^n} \quad (3.6)$$

สมมุติฐานให้ข้อมูลอินพุต $X_n(m)$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability density function ซึ่งเขียนย่อว่า p.d.f) $f(x)$ และให้ X_1, X_2, \dots, X_n เป็นตัวแปรสุ่ม n ตัว เรากล่าวว่า X_1, X_2, \dots, X_n เป็นตัวอย่างสุ่มขนาด n จากข้อมูลที่มี p.d.f $f(x)$ ถ้า X_1, X_2, \dots, X_n แต่ละตัวเป็นอิสระกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน (independent and identical distribution เขียนย่อว่า iid) และ ความแปรปรวน (Variance) ของตัวแปรสุ่ม $X_n(m)$ แทนด้วย σ_x^2 แทนค่าในสมการข้างบน เราจะได้ค่าคาดหวัง (Expected Value) และ ค่าความแปรปรวน (Variance) ของ $s^n(t)$ ดังนี้

$$E[s^n(t)] = 0 \quad (3.7)$$

$$\sigma_n^2 = E[s^n(t)s^{n*}(t)] = \sigma_x^2 \sum_{m=0}^{M-1} h\left(t - m\frac{T}{2}\right)^2 \quad (3.8)$$

ค่า $E[s^n(t)]$ ไม่มีสหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) กับตัวแปร σ_n^2 และตัวแปร n จึงได้ค่า $s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s^n(t)$ ดังนั้นตามทฤษฎีแนวโน้มเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central Limit Theorem) เมื่อพิจารณาจำนวน N มากๆ อาศัยการแจกแจงแบบโค้งปกติ (Gaussian distribution) จะได้ $\sigma_s^2 = N\sigma_n^2/2$ หรือกล่าวได้ว่า $|s(t)|^2$ เป็นแบบไคสแควร์ (Chi-square) จึงกำหนด $Y = |s(t)|^2$ ดังนั้นฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability density function) ของ Y เขียนแทนได้ดังนี้

$$P_Y(\gamma) = \frac{1}{2\sigma_s^2} e^{-\frac{\gamma}{2\sigma_s^2}} \quad (3.9)$$

กำหนดให้ $Z = |s(t)|^2 / E[|s(t)|^2]$ เราจะได้ฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) ของ Z คือ

$$P_Z(z) = 2\sigma_x^2 P_Y(2\sigma_x^2 z) = \alpha_i e^{-\alpha_i z} \quad (3.10)$$

$$\text{เมื่อ } \alpha_i = \frac{2}{N \sum_{m=0}^{M-1} h\left(t - m\frac{T}{2}\right)^2}$$

ดังนั้น การกระจายของค่าโอกาส (Probability Distribution) ของ Z สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$\text{Prob}(z \leq \gamma) = 1 - e^{-\alpha_i \gamma} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะได้การกระจายของค่าโอกาสของค่าพีเอพอาร์ สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$\begin{aligned} \text{Prob}(\text{PAPR} \leq \gamma) &= \text{Prob}\left(\bigcap_{i=pT}^{(p+1)T-1} |s_0(t)|^2 \leq \gamma\right) \\ &= \prod_{i=pT}^{(p+1)T-1} \text{Prob}\left(|s_0(t)|^2 \leq \gamma\right) = \prod_{i=pT}^{(p+1)T-1} (1 - e^{-\alpha_i \gamma}) \quad (3.12) \end{aligned}$$

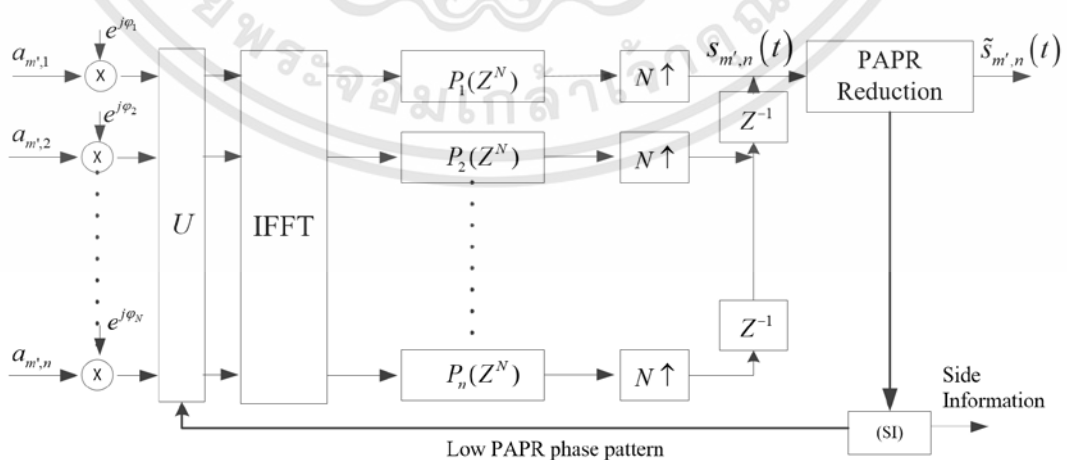
เราจะได้ค่าความน่าจะเป็นแบบค่าคอมพรีเมนทารีคอมมิวเลทีฟดิสทริบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) ของระบบพีเอพอาร์ เขียนได้ดังสมการนี้

$$\text{Prob}(\text{PAPR} > \gamma) = 1 - \prod_{i=pT}^{(p+1)T-1} (1 - e^{-\alpha_i \gamma}) \quad (3.13)$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่า กรณีจำนวนคลื่นพายุย่อยยิ่งมาก โอกาสการเกิดค่าพีเอพอาร์ก็จะยิ่งสูงขึ้น

3.2 การลดค่าพีเอพอาร์โดยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานบนสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

ตามที่ได้อธิบายอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มเพื่อหาค่าพีเอพอาร์ที่เหมาะสมในแต่ละชุดข้อมูลสัญลักษณ์ของระบบโอเอฟดีเอ็ม เราจะนำวิธีนี้มาประยุกต์ใช้กับสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ในอัลกอริทึมแบบพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 3.2 โดยจะหาค่าพีเอพอาร์ ที่ละครั้งหนึ่งของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ โดยไม่คำนึงถึงส่วนของสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มที่ทับซ้อนกัน ขั้นตอนเป็นดังนี้



รูปที่ 3.3 อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานบนสัญญาณเอฟบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนแรก เช่นเดียวกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มคือ กำหนดชุดแพทเทินเฟส ที่มีความแตกต่างระหว่าง $(0$ ถึง 2π) แทนค่าด้วย $\phi^{(u)}$ โดยช่วงค่า u อยู่ในช่วง $0 \leq u \leq U-1$ มีขนาด N หน่วย สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$\phi^{(u)} = \begin{cases} (1, \dots, 1)^T, & u = 0 \\ (\phi_0^{(u)}, \dots, \phi_{N-1}^{(u)})^T & 1 \leq u \leq U-1 \end{cases} \quad (3.14)$$

เขียนแทนค่าแพทเทินเฟสด้วย $\phi_k^{(u)}$ จำนวนลำดับเป็น k หน่วย จึงเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการนี้

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\psi_k}, \quad 0 \leq u \leq U-1, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.15)$$

แทนค่ามอดูเลตด้วยตัวแปร ψ มีมอดูเลตอยู่ในช่วง 0 ถึง 2π

ขั้นตอนที่สอง ทำการคูณชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต ณ ขณะปัจจุบันกับชุดแพทเทินเฟส ที่ถูกกำหนดขึ้นมาสามารถเขียนได้ดังสมการ 3.16 โดย \circ แทนการคูณลำดับต่อลำดับ

$$X_m^{(u)} = X_m \circ \phi^{(u)}, \quad 0 \leq u \leq U-1, \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (3.16)$$

ขั้นตอนที่สาม สู่กระบวนการเปรียบเทียบค่าพีเออาร์บนโดเมนทางแกนเวลา โดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว แปลงสัญญาณทางความถี่เป็นสัญญาณทางเวลา เราจะได้ค่าชุดข้อมูลที่ผ่าน IFFT เป็นค่า $x^{(u)}$ เพื่อนำมาเปรียบเทียบว่าชุดแพทเทินเฟสใด ให้ค่าพีเออาร์ที่ต่ำสุดสำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ณ ปัจจุบัน เราสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$u_{\min} = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR\{x^{(u)}\}] \quad (3.17)$$

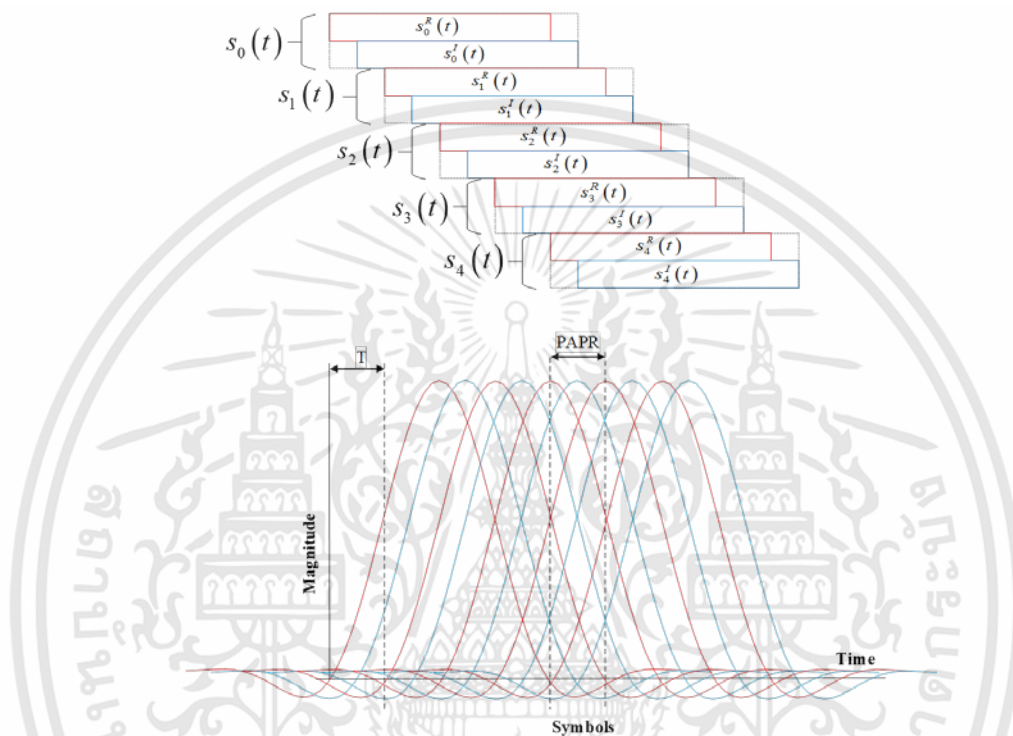
ค่าชุดแพทเทินเฟสที่ให้ค่าพีเออาร์ที่ต่ำสุด u_{\min} ดังกล่าวจะถูกส่งไปยังฝั่งเครื่องรับเป็นค่าไซน์อินฟอร์เมชัน (side information) เพื่อใช้ในการตีมอดูเลตข้อมูลตัวเดิมกลับมาสัญญาณที่ถูกส่งไปสามารถแทนด้วยค่า $\tilde{s}_{m,n}(t)$ สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$\tilde{s}_{m,n}(t) = \sum_{m=0}^{2M} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u_{\min})} h(t - mT/2) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\phi_{m,n}} \quad (3.18)$$

อย่างไรก็ตามวิธีพื้นฐานนี้ ไม่ได้พิจารณาในส่วนที่ทับซ้อนกัน ทำให้วิธีนี้ไม่ได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้องในการนำไปใช้งาน จึงมีแนวคิดใหม่ที่จะนำส่วนที่ทับซ้อนมาพิจารณาเพิ่ม ดังจะอธิบายในหัวข้อถัดไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 อัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม (Dispersive SLM Algorithm)

ตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สัญญาณเอพียเอ็มซีไอควีเอ็ม จะมีการทับซ้อนระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ดังนั้น กระบวนการหาค่าพีเอพียอาร์ของสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควีเอ็มจะต้องมีการคิดคำนวณส่วนที่มีการทับซ้อน หรืออาจกล่าวได้ว่าค่าคาบเวลาในการคิดพีเอพียอาร์จะมีค่าช่วงเท่ากับ $[0, 4T]$ ซึ่งจะไม่เท่ากับกรณีโอเอฟดีเอ็ม ที่มีค่าคาบเวลาที่ค่าช่วงเท่ากับ $[0, T]$ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 คาบเวลาสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควีเอ็มมีค่าทับซ้อนกันช่วงเท่ากับ $[0, 4T]$

หลักการของดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็มคือ กระบวนการคิดค่าพีเอพียอาร์แบบแพทเทินเฟสที่เหมาะสมให้กับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ชุดปัจจุบันบวกกับค่าพีเอพียอาร์แบบแพทเทินเฟสกับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ชุดที่ผ่านกระบวนการแล้วก่อนหน้าเฉพาะส่วนที่ทับซ้อนกัน [16]

ขั้นตอนแรก เช่นเดียวกับวิธีพื้นฐานคือ กำหนดชุดแพทเทินเฟสมีความแตกต่างระหว่าง $(0$ ถึง $2\pi)$ แทนค่าด้วย $\phi^{(u)}$ โดยช่วงค่า u อยู่ในช่วง $0 \leq u \leq U-1$ มีขนาด N หน่วย สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$\phi^{(u)} = \begin{cases} (1, \dots, 1)^T, & u = 0 \\ (\phi_0^{(u)}, \dots, \phi_{N-1}^{(u)})^T & 1 \leq u \leq U-1 \end{cases} \quad (3.19)$$

แทนค่าแพทเทินเฟสด้วย $\phi_k^{(u)}$ จำนวนลำดับเป็น k หน่วย จึงเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\psi_k}, \quad 0 \leq u \leq U-1, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.20)$$

แทนค่ามุมเฟสด้วยตัวแปร ψ มีมุมอยู่ในช่วง 0 ถึง 2π

ขั้นตอนที่สอง ทำการคูณชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต ณ ขณะปัจจุบันกับชุดแพทเทินที่เฟส ที่ถูกกำหนดขึ้นมา สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$X_m^{(u)} = X_m \circ \phi^{(u)}, \quad 0 \leq u \leq U-1, \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (3.21)$$

โดย \circ แทนการคูณ ลำดับ ต่อ ลำดับ

ขั้นตอนที่สาม ประมวลผลค่าพีเอพ็อาร์นำสัญญาณชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ทับซ้อน สู่กระบวนการเปรียบเทียบค่าพีเอพ็อาร์บนโดเมนทางแกนเวลา โดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วแปลงสัญญาณทางความถี่เป็นสัญญาณทางเวลา เราจะได้ค่าชุดข้อมูลที่ผ่าน IFFT เป็นค่า $x^{(u)}$ เพื่อนำมาเปรียบเทียบว่าชุดแพทเทินที่เฟสใด ให้ค่าพีเอพ็อาร์ที่ต่ำสุดสำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ณ ปัจจุบัน รวมกับช่วงสัญญาณชุดที่มีการทับซ้อนที่ผ่านกระบวนการหาค่าแพทเทินเฟสที่ให้ค่าพีเอพ็อาร์ที่น้อยที่สุดที่ประมวลผลเสร็จไปแล้ว เราสามารถเขียนสัญญาณ $s^{(u)}(t)$ ทางโดเมนทางเวลา ได้ดังสมการ

$$\tilde{s}_{m,n}^{(u)}(t) = \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{2m-1} a_{m,n}^{(u)} h(t-mT/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}^{(u)}}}_{\text{overlapping past symbols}} + \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=2m}^{2m+1} a_{m,n}^{(u)} h(t-mT/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}^{(u)}}}_{\text{current symbol}} \quad (3.22)$$

เงื่อนไข $\tilde{s}_{m,n}^{(u)}(t) \neq 0$ โดยที่ $t = [0, (2m+1)T/2 + 4T]$

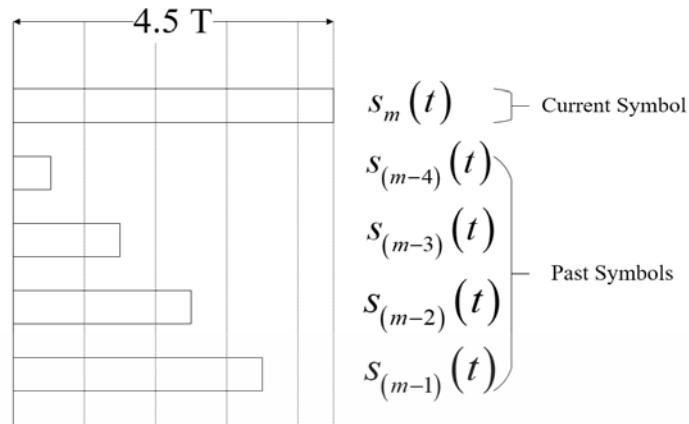
จากนั้นสู่กระบวนการค่าพีเอพ็อาร์ เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ในแต่ละชุดสัญญาณที่มีคาบเวลาที่ทับซ้อนกัน T_0 มีค่าเท่ากับ $[mT, mT + 4T]$ เขียนได้ดังสมการนี้

$$PAPR_{(T_0)}^{(m,n)} = \frac{\max_{t \in T_0} |\tilde{s}_{m,n}^{(u)}(t)|^2}{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} |\tilde{s}_{m,n}^{(u)}(t)|^2 dt} \quad (3.23)$$

ขั้นตอนที่สี่ เลือกค่าชุดแพทเทินที่เฟสใด ให้ค่าพีเอพ็อาร์ที่ต่ำสุดสำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ณ ปัจจุบันรวมกับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่มีคาบเวลาที่ทับซ้อน เราสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$u_{\min} = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR\{x_0^{(u)}\}] \quad (3.24)$$

ขั้นตอนที่ห้า ในชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตถัดไป X_{m+1} จะทำซ้ำตามขั้นตอนที่สอง



รูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นส่วนที่ทับซ้อนระหว่างข้อมูลสัญลักษณ์จะมีค่าเท่ากับ 5 ชุดข้อมูล

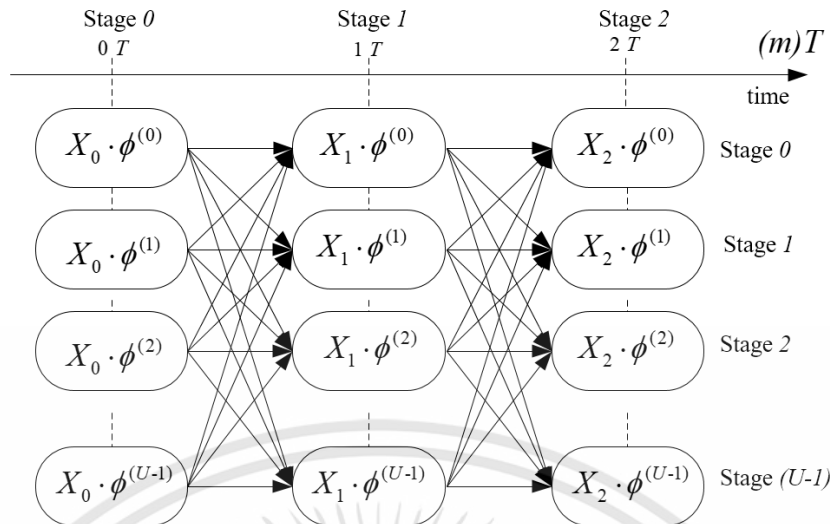
จากรูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่า ในการประมวลผลแบบดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม ทุกชุดข้อมูลสัญลักษณ์ลำดับที่ห้า จะต้องพิจารณาค่าของเอสแอลเอ็มของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ก่อนหน้าจำนวน 4 ลำดับเสมอ แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อมาพิจารณาสัญญาณ $s^{(u)}(t)$ เมื่อเราใช้การบวกช่วงสัญญาณระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ปัจจุบันกับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ทับซ้อน พบว่าค่าพีเอพ็อร์ที่ได้อาจไม่ใช่ค่าที่ดีที่สุด เนื่องจากชุดแพทเทินเฟสที่ให้ค่าต่ำสุดของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ทับซ้อนที่ประมวลผลก่อนหน้าอาจไม่ใช่ค่าที่ดีที่สุดสำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ปัจจุบัน ทำให้ไม่ได้ค่าที่เหมาะสมเสมอไป จึงมีการเสนออัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม จะอธิบายให้หัวข้อถัดไป

3.4 อัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Trellis-based SLM Algorithm)

พิจารณาค่าชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่จะถูกส่งสัญญาณเป็นค่า $\{X_0^{(u)}, X_1^{(u)}, X_2^{(u)}, \dots, X_{M-1}^{(u)}\}$ จากนั้นเราทำการหาค่าแพทเทินเฟสที่เหมาะสม $\phi^{(u)}$ เพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำสุดในแต่ละชุดข้อมูลสัญลักษณ์ เราสามารถเขียนลำดับได้ดังนี้

$$\Phi = \left\{ \phi^{(u_{\min}^0)}, \phi^{(u_{\min}^1)}, \phi^{(u_{\min}^2)}, \dots, \phi^{(u_{\min}^{M-1})} \right\} \quad (3.25)$$

เมื่อ $\phi^{(u_{\min}^0)}, \phi^{(u_{\min}^1)}, \phi^{(u_{\min}^2)}, \dots, \phi^{(u_{\min}^{M-1})}$ ค่าแพทเทินเฟสที่ให้ค่าพีเอพ็อร์ต่ำสุดในแต่ละชุดข้อมูลสัญลักษณ์ และค่าแพทเทินเฟสนี้จะถูกส่งในรูปแบบไซด์อินฟอร์เมชัน (side information) ไปยังภาครับข้อมูล ยกตัวอย่างมีค่าชุดข้อมูลสัญลักษณ์ M และค่าแพทเทินเฟส U เราสามารถเขียนแผนภูมิภาพในรูปแบบเทรลลิส 2 ชั้นลำดับ (2 Stage) ได้ตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 อัลกอริทึมแบบทรลิสเบสเอสแอลเอ็มในการหาเงื่อนไขทั้งหมดที่จะเกิดขึ้น

อัลกอริทึมแบบทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม จะทำการหาชุดแพทเทินเฟสที่เหมาะสม โดยพิจารณาเงื่อนไขทั้งหมดที่จะเกิดขึ้นในรูปแบบ 2 ชั้นลำดับ (2 stage) จะมีจำนวนเส้นทางที่จะเกิดขึ้นทั้งหมดเท่ากับชุดแพทเทินเฟสยกกำลังสอง U^2 เมื่อสู่กระบวนการหาค่าพีเอพ็อร์ที่เหมาะสมแล้ว เราจะได้เส้นทางค่าที่เหมาะสมของค่าพีเอพ็อร์สำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ในแต่ละชุดข้อมูลที่ทับซ้อนกัน ในคาบเวลา T_0 มีค่าเท่ากับ $[mT, mT + 4T]$ ชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตปัจจุบันจะถูกทับซ้อนด้วยชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตถัดมาจำนวน 3 ลำดับ การพิจารณาที่ละ 2 ชุดข้อมูลสัญลักษณ์เพื่อหาค่าที่เหมาะสม มีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนแรก กำหนดชุดแพทเทินเฟสที่มีความแตกต่างระหว่าง (0 ถึง 2π) แทนค่าด้วย $\phi^{(u)}$ โดยช่วงค่า u อยู่ในช่วง $0 \leq u \leq U-1$ มีขนาด N หน่วย สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$\phi^{(u)} = \begin{cases} (1, \dots, 1)^T, & u = 0 \\ (\phi_0^{(u)}, \dots, \phi_{N-1}^{(u)})^T & 1 \leq u \leq U-1 \end{cases} \quad (3.26)$$

เขียนแทนค่าแพทเทินเฟสด้วย $\phi_k^{(u)}$ จำนวนลำดับเป็น k หน่วย จึงเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการนี้

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\psi_k}, \quad 0 \leq u \leq U-1, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.27)$$

แทนค่ามุมเฟสด้วยตัวแปร ψ มีมุมอยู่ในช่วง 0 ถึง 2π และ พิจารณาที่ละ 2 ชุดข้อมูลสัญลักษณ์ $0 < m < M-2$

ขั้นตอนที่สอง ทำการคูณชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตกับชุดแพทเทินที่เฟส ที่ถูกกำหนดขึ้นมา พิจารณาทีละ 2 ชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่เรียงต่อกัน $m^{th}, (m+1)^{th}$ แทนค่าด้วย $X_m^{(u)}$ และ $X_{m+1}^{(u)}$ คือ สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$s_m^{(u)}(t) = \sum_{m=2m}^{2m+1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u)} h(t-m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}^{(u)}} \quad (3.28)$$

$$s_{m+1}^{(u)}(t) = \sum_{m=2m+2}^{2m+3} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u)} h(t-m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}^{(u)}} \quad (3.29)$$

$$s_{m,m+1}^{(u,u')}(t) = s_m^{(u)}(t-T) + s_{m+1}^{(u')}(t), 0 \leq u, u' \leq U-1 \quad (3.30)$$

จากสมการ 3.30 จะได้ค่าแพทเทินเฟสทั้งหมด ในการหามุมเฟสที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ U^2 ต่อ 2 ลำดับ (2 stage) ตามเงื่อนไข $0 \leq u, u' \leq U-1$

ขั้นตอนที่สาม ลำดับที่การประมวลผลหาเส้นทางที่เหมาะสม (Path metric calculation) เรา กำหนดเส้นทางของเมตริก (path matrix) แทนด้วย $\zeta_{(m \rightarrow m+1)}^{(u,u')}$ ระหว่างค่า $u-th$ ในชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ m กับ $u'-th$ ในชุดข้อมูลสัญลักษณ์ถัดไป $m+1$ และ \Rightarrow คือกระบวนการระหว่างการเปลี่ยนสแตจ และ เราสามารถเขียนในรูปสมการหาค่าพีเอพ็อร์ แทนด้วย

$$\Gamma_{(m,m+1)}^{(u,u')} = f\left(PAPR_{(m,m+1)}^{(u,u')}\right) \quad (3.31)$$

เมื่อ $f(\cdot)$ คือฟังก์ชันคอนเวก (convex function) และ $PAPR_{(m,m+1)}^{(u,u')}$ คือการค่าพีเอพ็อร์ (PAPR) ในช่วง $\zeta_{(m \rightarrow m+1)}^{(u,u')}$ บนเงื่อนไขคาบเวลาเท่ากับ 2 สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$PAPR_{m,m+1}^{(u,u')} = \frac{\max_{t \in T_0} |x_{m,m+1}^{(u,u')}(t)|^2}{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x_{m,m+1}^{(u,u')}(t)|^2 \cdot dt}, 0 \leq u, u' \leq U-1 \quad (3.32)$$

โดยคาบเวลา $T_0 \in [mT, mT + 4.5T]$

ขั้นตอนที่สี่ ทำการเลือกค่าชุดแพทเทินที่เฟสใด ให้ค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำสุดสำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ ณ ปัจจุบันรวมกับชุดข้อมูลที่มีคาบเวลาที่ทับซ้อน เราสามารถเขียนได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u_{\min} = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR\{x_{T_0}^{(u)}\}] \quad (3.33)$$

ขั้นตอนที่ห้า ในชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตถัดไป X_{m+1} จะถูกดำเนินการทำซ้ำตามขั้นตอนที่สอง

เมื่อเราพิจารณาอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม จะเป็นการประมวลของเงื่อนไขทั้งหมดที่จะเกิดในที่ละ 2 ลำดับขั้น (2 stage) ซึ่งก็จะครอบคลุมให้ส่วนที่ทับซ้อนของคุณลักษณะสัญญาณเอพซีเอ็มซีไอควเอเอ็ม ซึ่งจะเหมาะสมกว่าอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม แต่จะพบว่า การประมวลผลมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นเรื่องที่ยากในการจะหาฮาร์ดแวร์ที่มีประสิทธิภาพสูง และเป็นการสิ้นเปลืองทรัพยากรเป็นอย่างมาก จากเหตุผลดังกล่าว ในงานวิจัยนี้ จึงขอเสนออัลกอริทึมใหม่ ที่มาแก้ไขปัญหาดังกล่าว

3.5 อัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม (Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM)

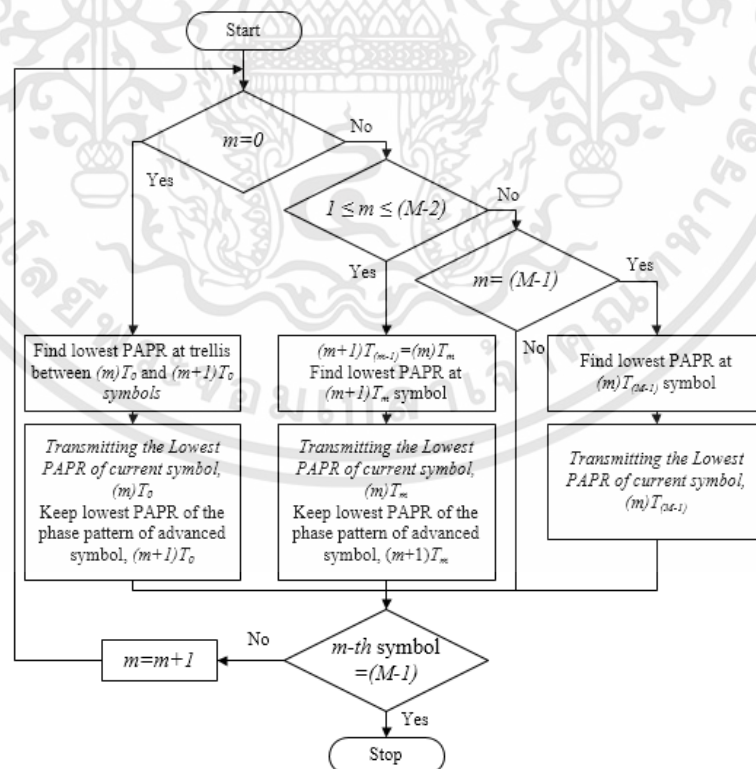
ตามที่อธิบายในหัวข้อก่อนหน้าเรื่องการลดค่าพีเอพอาร์ของอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม จะมีการซับซ้อนคำนวณที่สูงมาก หากชุดแพทเทินเฟสทุก ๆ สองชุดข้อมูลสัญลักษณ์เพื่อหาเส้นทางที่เหมาะสม ซึ่งจะเป็นเรื่องยากในทางปฏิบัติสำหรับการหาฮาร์ดแวร์ที่จะมาประมวลผล และจะต้องสูญเสียพลังงานที่สูง ผู้วิจัยจึงมีแนวคิดเสนอวิธีการใหม่ ลดความซับซ้อนคำนวณลง โดยอัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม

วิธีการใหม่ที่นำเสนอ จะมีกระบวนการขั้นตอนเริ่มต้นเหมือนเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม หาชุดแพทเทินเฟส ในสองชุดข้อมูลสัญลักษณ์ลำดับแรก เพื่อหาเส้นทางที่เหมาะสม จะได้ค่าพีเอพอาร์ที่เหมาะสม ในขั้นตอนต่อมาในชุดข้อมูลสัญลักษณ์ลำดับต่อมา ($m+1$) ในที่นี้คือชุดที่สาม จะนำค่าชุดแพทเทินเฟสที่เหมาะสมของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่สองที่ได้มีการคำนวณไว้แล้วก่อนหน้า ซึ่งเก็บรักษาไว้ในหน่วยความจำ (memory) มาคำนวณร่วมกับอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม สามารถเขียนแผนภูมิภาพในรูปแบบอัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม ได้ตามรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 รูปแบบ Sub-optimum Algorithm for Trellis-based SLM

อัลกอริทึมใหม่นี้ แทนที่จะต้องหาพีเอพอาร์แบบอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็มซ้ำๆ ในชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุตถัดไป แต่กลับนำค่าชุดแพทเทินเฟสที่ได้ประมวลผลเสร็จแล้วนำมาใช้งานได้ต่อเนื่องทันที ซึ่งกระบวนการเช่นนี้จะทำซ้ำต่อเนื่องไปจนถึงชุดข้อมูลสัญลักษณ์สองลำดับสุดท้าย ($m-2$) กระบวนการคำนวณดังกล่าวก็จะเสร็จสิ้น สามารถเขียนกระบวนการทำงานของเทคนิคใหม่นี้ ได้ดังไดอะแกรม ตามรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ไดอะแกรมการทำงานของอัลกอริทึมที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 เปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณค่าพีเอพอาร์

ตามที่ได้อธิบายลดค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มบนพื้นฐานอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม (SLM Algorithm) ที่ต้องการค่าแพทเทินเฟส U ที่ให้ค่าพีเอพอาร์ที่ต่ำสุดต่อชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต M โดยในการหาโดยวิธีต่างๆ ตามที่ได้อธิบายมาแล้วก่อนหน้านี้ สามารถแสดงได้ดังตารางนี้

ตารางที่ 3.1 ตารางเปรียบเทียบความซับซ้อนการคำนวณหาค่าพีเอพอาร์ของอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม

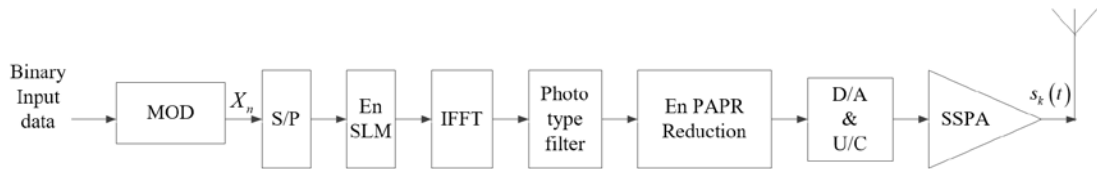
Algorithm	Complexity
Conventional SLM	$[M \times U]$
Dispersive SLM	$[M \times U]$
Trellis-based SLM	$[(M-1) \times U^2]$
Sub-optimum based TSLM	$[U^2 + ((M-2) \times U)]$

จากตาราง ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า ความซับซ้อนการคำนวณค่าพีเอพอาร์ (PAPR) บนอัลกอริทึมเทรลลิสเบสจะมีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับอัลกอริทึมแบบพื้นฐานและอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟ ในขณะที่วิธีที่นำเสนอ ให้ค่าความซับซ้อนในการคำนวณใกล้เคียงกับอัลกอริทึมแบบพื้นฐานและอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟ แต่จะน้อยกว่าอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเป็นอย่างมาก

3.7 แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มที่นำเสนอ

3.7.1 แบบจำลองเครื่องส่งที่นำเสนอ

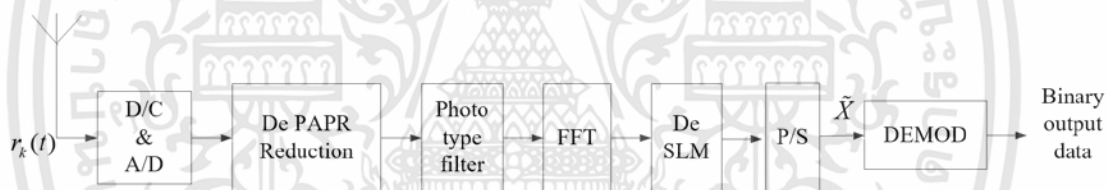
แบบจำลองที่นำเสนอนี้โดยการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ โดยเริ่มต้น ข้อมูลอินพุตบิตที่จำลองขึ้นมาแบบสุ่ม จะถูกทำการมอดูเลตสัญญาณแบบ OQPSK หรือ OQAM เราจะได้สัญญาณทางโดเมนความถี่ แทนด้วย X_n เป็นเหมือนชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต จากนั้นแต่ละชุดจะถูกกระบวนการแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นข้อมูลขนาน แล้วสู่กระบวนการลดค่าพีเอพอาร์ ด้วยเทคนิคที่นำเสนอบนพื้นฐานเอสแอลเอ็ม ที่ทำการหาค่าชุดแพทเทินเฟสที่เหมาะสม จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณทางโดเมนความถี่ไปเป็นสัญญาณโดเมนทางเวลาด้วย IFFT และผ่านกระบวนการกรองความถี่แบบโพรโตไทป์ และเข้าสู่ส่วน En-PAPR Reduction เพื่อเปรียบเทียบค่าชุดแพทเทินเฟสใดให้ค่าพีเอพอาร์ที่ต่ำที่สุด สำหรับชุดข้อมูลสัญลักษณ์นี้ สัญญาณนี้จะถูกส่งต่อไปสู่การแปลงสัญญาณดิจิตอลไปเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A: Digital to Analog converter) พร้อมเพิ่มระดับความถี่ (U/C: Up converter) จากนั้นสัญญาณจะส่งไปยังเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA แล้วสัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปยังฝั่งเครื่องรับ



รูปที่ 3.9 แบบจำลองโครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ

3.7.2 แบบจำลองเครื่องรับที่นำเสนอ

ในแบบจำลองเครื่องรับที่นำเสนอ จะมีรูปแบบการทำงานตรงกันข้ามกับฝั่งเครื่องส่ง คือ เมื่อเครื่องรับได้รับสัญญาณ จะส่งต่อไปกระบวนการลดระดับความถี่สูง (D/C:down converter) และส่งต่อมายังวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล จากนั้นจะส่งต่อไปกระบวนการนำค่าสัญญาณเดิมกลับมา (De-PAPR reduction) จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณทางโดเมนแกนเวลาไปเป็นสัญญาณโดเมนแกนความถี่ด้วยการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว และผ่านกระบวนการกรองความถี่แบบโพรวโตไทป์ แล้วส่งต่อกระบวนการนำสัญญาณตัวเดิมกลับมาโดยแยกไซน์อินฟอเมชันของเอสแอลเอ็มออกไป (De SLM) และจะถูกกระบวนการแปลงจากข้อมูลแบบขนานเป็นข้อมูลอนุกรม แล้วสุดท้ายทำการตีโมดูลेटได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับมา

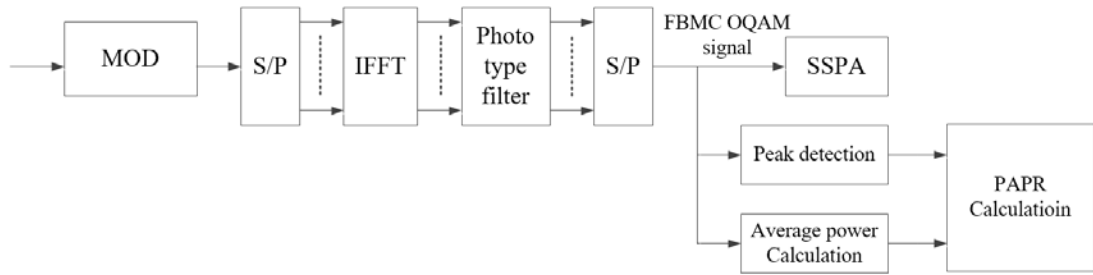


รูปที่ 3.10 แบบจำลองโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ

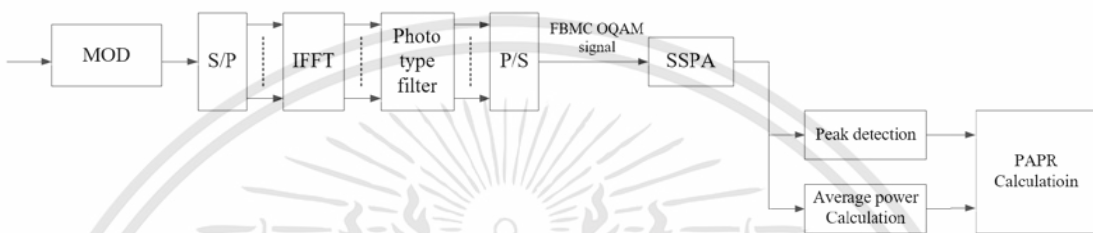
3.8 แบบจำลองการหาค่าสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ

3.8.1 แบบจำลองการหาค่าพีเอพียอร์

แบบจำลองในการหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณเอพีเอ็มซีไอควเอเอ็ม จะประมวลผลหาค่ากำลังงานสูงสุด ในแต่ละชุดข้อมูลสัญลักษณ์ 1 สัญลักษณ์ เทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณแล้วคำนวณ ตามที่อธิบายมาแล้วว่าพีเอพียอร์มีค่าเท่ากับ Peak power/Average power โดยในรูปที่ 3.11 และ รูปที่ 3.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียอร์แบบก่อนผ่านกระบวนการใช้อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มเพื่อลดค่าพีเอพียอร์ และหลังผ่านกระบวนการใช้อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มเพื่อลดค่าพีเอพียอร์ตามลำดับ พร้อมทั้งแสดงเปรียบเทียบก่อนผ่านและหลังผ่านเครื่องขยายสัญญาณ

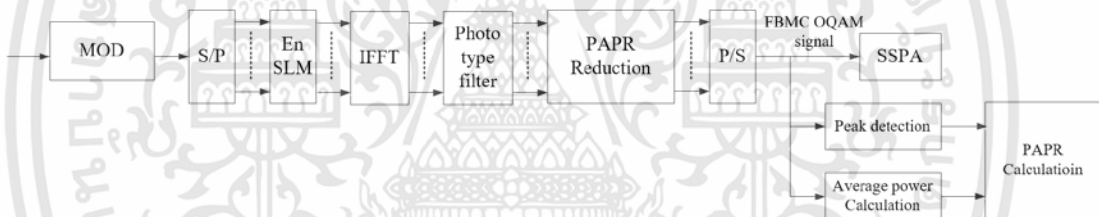


(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น

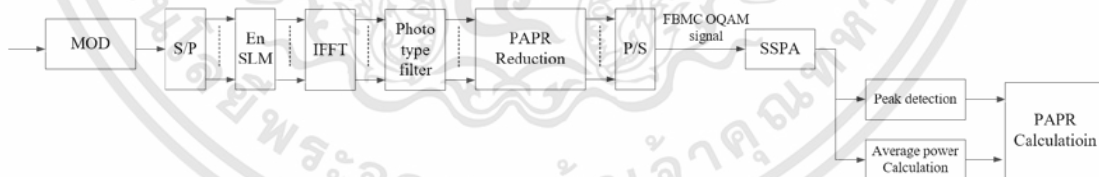


(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียอร์แบบก่อนผ่านการใช้อัลกอริทึมลดค่าพีเอพียอร์



(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น



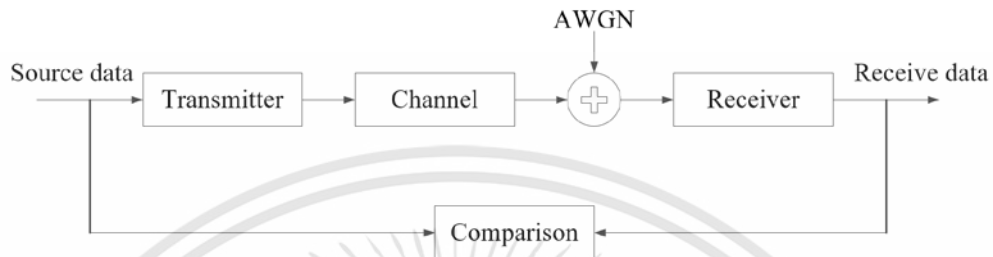
(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียอร์แบบหลังผ่านการใช้อัลกอริทึมลดค่าพีเอพียอร์

จากรูปที่ 3.11 และ รูปที่ 3.12 ระบบจะทำการตรวจจับค่ากำลังงานสูงสุดชั่วขณะ และ ประมวลผลค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ จากนั้นจะประมวลหาค่าพีเอพียอร์ของระบบ โดยพิจารณา ก่อนและหลังผ่านกระบวนการใช้อัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบต่างๆ เพื่อลดค่าพีเอพียอร์ตามลำดับ พร้อมทั้งแสดงเปรียบเทียบก่อนและหลังผ่านเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

3.8.2 การหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล

การหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER: Bit Error Rate) ของระบบ จะประมวลผลเปรียบเทียบกันระหว่างข้อมูลที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งเทียบกับข้อมูลที่ผ่านการดีมอดูเลตที่เครื่องรับ โดยจะตรวจสอบจำนวนบิตที่ผิดพลาดเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่ง โดยแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล

จากที่ได้กล่าวมาในบทที่ 3 นี้ ในเรื่อง การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ การลดค่าพีเอชอาร์ของสัญญาณเอพียเอ็มซีไอควเอเอ็ม โดยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน โดยอัลกอริทึมดีสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม โดยอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม และอัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งวิธีที่น่าเสนอนี้จะเป็นการลดความซับซ้อนของระบบ รวมทั้งแบบจำลองของระบบที่ใช้หาค่าสมรรถนะของระบบทั้งอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณและอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในระบบ โดยการประมวลผลจำลองระบบ จะกล่าวในบทที่ 4

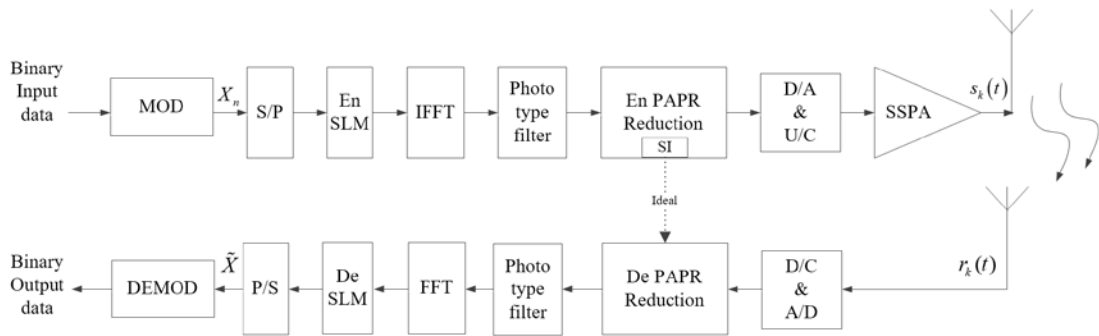
บทที่ 4

ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบ

สำหรับบทนี้จะอธิบายถึงผลการทดสอบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่มุ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็มที่นำเสนอ ซึ่งจะจำลองการทำงานของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีเทคนิคพื้นฐาน ซึ่งได้อธิบายแล้วในบทที่ 3 ผลการทดสอบสมรรถนะในหัวข้อต่าง ๆ จะแสดงเป็นลำดับดังต่อไปนี้ ลำดับแรกคือ การเปรียบเทียบผลการทดสอบสมรรถนะค่าฟืออาร์แบบ CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) ของการส่งแบบอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน อัลกอริทึมดีสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม อัลกอริทึมเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม และอัลกอริทึมที่มุ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ลำดับที่สองเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล และในลำดับสุดท้ายเป็นการเปรียบเทียบความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน ซึ่งจะแสดงในต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้ทดสอบสมรรถนะของระบบ

การส่งสัญญาณในระบบสัญญาณเอพีเอ็มซีไอคิวเอเอ็ม สัญญาณจากเครื่องส่งสัญญาณจะถูกส่งไปยังภาคขยายสัญญาณ เพื่อที่จะส่งสัญญาณออกอากาศโดยจะใช้วงจรขยายเป็นภาคสุดท้าย เพื่อให้จะให้กำลังของสัญญาณแรงและยังสามารถส่งสัญญาณไปได้ระยะทางไกล แต่เนื่องจากวงจรขยายที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้สัญญาณถูกตัดยอดสัญญาณบางส่วนออก ทำให้ได้รับสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำวงจรขยายสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA มาใช้งาน ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นเราสามารถกำหนดได้ตามสมการที่ (2.59) และ (2.60) โดยมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ r เมื่อค่าพารามิเตอร์ r มีค่าสูงขึ้นจะเป็นไปตามคุณสมบัติของวงจรขยายเป็นเชิงเส้น ในทางตรงกันข้ามคือ ค่าพารามิเตอร์ r มีค่าน้อยลงจะทำให้เกิดวงจรขยายที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น คุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นตามค่าพารามิเตอร์ r ที่เปลี่ยนแปลง แสดงดังรูปที่ 2.21 ในทางปฏิบัติ ค่าพารามิเตอร์ r จะมีค่าประมาณ r เท่ากับ 2 ซึ่งจะเป็นวงจรขยายสัญญาณที่เทียบเคียงในทางปฏิบัติ ดังนั้นการจำลองการทำงาน ในวิทยานิพนธ์นี้จะถูกกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ r เท่ากับ 2 ของทั้งหมดในการทดสอบสมรรถนะด้านต่างๆ ทั้งวิธีการแบบพื้นฐานและวิธีการที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มแบบวิธีที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปแสดงระบบที่นำเสนอ ที่ประกอบไปด้วยภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ ในแบบจำลองนี้จะปรับปรุงทั้งภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยใช้อัลกอริทึมที่ที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคเทอร์ลิสเบสเอสแอลเอ็มบนสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม เพื่อลดความซับซ้อนคำนวณค่าพีเอพีอาร์ของระบบ

4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้ อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต โดยสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มจะถูกตัดบริเวณส่วนยอดของสัญญาณ การถูกตัดยอดสัญญาณส่วนนี้ส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวน เนื่องจากที่จุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัว ดังนั้นสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะถูกส่งสัญญาณได้ เป็นสาเหตุให้สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าสูงขึ้น

วิธีการหนึ่งที่จะลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลก็คือ การกำหนดจุดทำงานของวงจรขยายสัญญาณ ให้ห่างจากจุดอิ่มตัวของวงจรขยายสัญญาณ โดยจุดการทำงานของวงจรขยายสัญญาณสามารถเขียนได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (4.1)$$

เมื่อ IBO คือ จุดทำงานของวงจรขยายสัญญาณ มีหน่วยเป็น dB (IBO: Input Back-Off)

P_{in} คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มทางด้านอินพุต

P_{out} คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณเอพบีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มทางด้านเอาต์พุต

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งจะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับระบบพื้นฐานกับวิธีการที่เสนอ โดยจำลองการทำงานจะกำหนดให้เครื่องรับเป็นแบบโคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent detector) และกำหนดให้การซิงโครไนซ์เป็นแบบอุดมคติ (Ideal synchronization)

ตารางที่ 4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

ข้อมูล	พารามิเตอร์
Schemes	FBMC-OQAM
Modulation	16OQAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points(N)	256
Number of sub-carriers(M)	64
Overlapping factor(K)	4
Number of Phase Pattern (U)	16
Prototype filter	Phydyas Filter (PF)
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA (r)	2

พารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบเข้ามาร่วมวิเคราะห์ โดยจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดเหล่านี้ สำหรับการจำลองทุกระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.4 การเปรียบเทียบผลการทดสอบสมรรถนะค่าพีเอพียอร์

ในการจำลองเพื่อหาสมรรถนะพีเอพียอร์ของระบบ วิธีการลดค่าพีเอพียอร์นี้จะตั้งอยู่บนพื้นฐานกระบวนการทางดิจิทัล (Digital Processing) ด้วยวิธีที่นำเสนอนี้ รวมไปถึงการใช้การสุ่มสัญญาณในโดเมนทางแกนเวลา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จำนวนสัญญาณที่สุ่มในโดเมนทางแกนเวลาจะพิจารณาที่สัญญาณอนาล็อกในการหาค่าสมรรถนะพีเอพียอร์ โดยตามที่อธิบายสมการ การหาค่าพีเอพียอร์ดังนี้

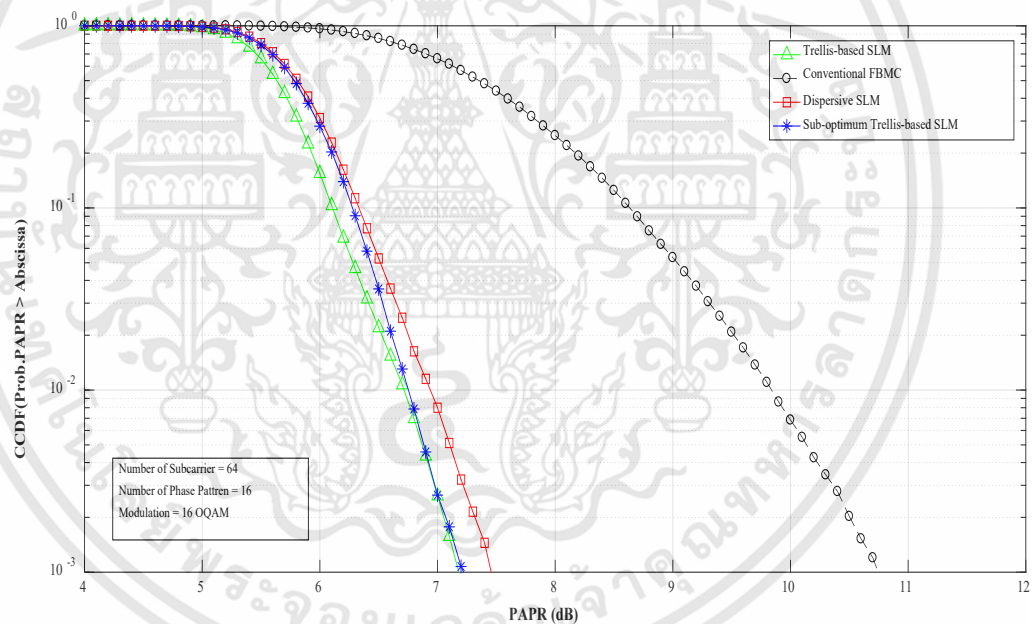
$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{\max}}{P_{av}} \right) \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$PAPR_{s(t)} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad (4.3)$$

กำหนดให้ $|s(t)|$ เป็นขนาดของสัญญาณเอพบีเอ็มซีไอควเเอ็มทางโดเมนทางแกนเวลา โดยวิธีการหาค่าสมรรถนะค่าพีเอพอาร์นั้น จะอาศัยทฤษฎีความน่าจะเป็นของการเกิดค่าพีเอพอาร์กับสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์ที่มีค่าสูงกว่าค่าที่กำหนด ยกตัวอย่างเช่นกำหนด $PAPR_0$ เป็นค่าคงที่ใดๆ เพื่อใช้สำหรับการหาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณ โดยวิธีการหาค่าความน่าจะเป็นจะเป็นแบบคอมพรีเมนทารีคอมมิวเลทีฟดีสทริบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) โดยแสดงความสัมพันธ์ทางสมการได้ดังนี้

$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (4.4)$$



รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบค่า PAPR ระหว่างวิธีการ SLM พื้นฐาน วิธี Dispersive SLM วิธี Trellis based SLM และวิธี Sub-optimum Trellis-based SLM ที่นำเสนอ

และในรูปที่ 4.2 เป็นส่วนการเปรียบเทียบสมรรถนะพีเอพอาร์ของการลดค่าพีเอพอาร์ให้กับระบบโดยจะเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพอาร์โดยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน อัลกอริทึมดีสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม อัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม และอัลกอริทึมที่จึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ เมื่อการมอดูเลตเป็นแบบ 16 OQAM และกำหนดจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห่อย่อย และจำนวนแพทเทิน

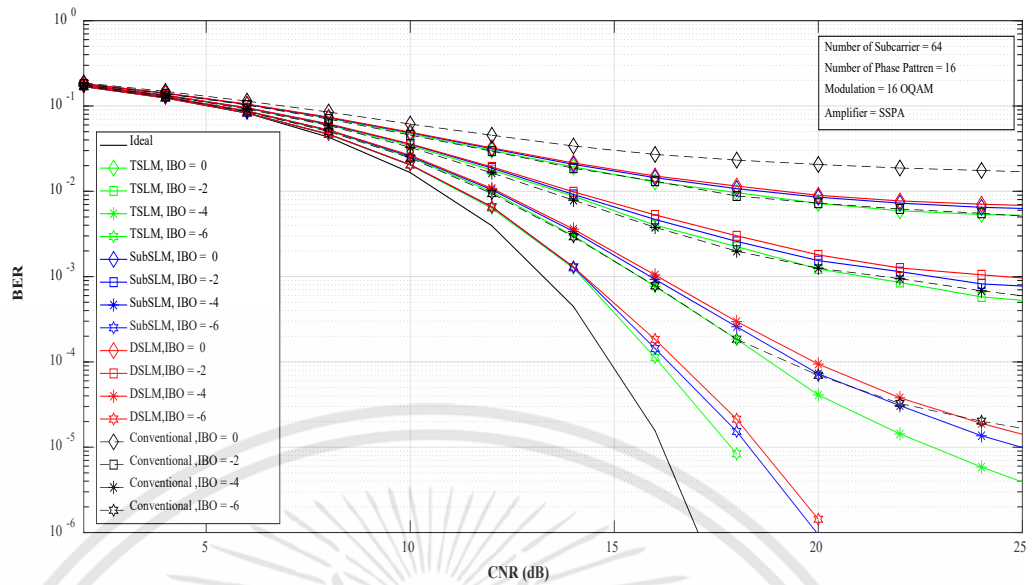
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสเท่ากับ 16 แพทเทิน จากกราฟ ที่ตำแหน่ง CCDF (Prob.PAPR>abscissa) เท่ากับ 10^{-3} ค่าพีเอพีอาร์ของอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานเท่ากับ 10.70 dB มีค่าอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม เท่ากับ 7.50 dB อัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็มเท่ากับ 7.20 dB และ อัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็มซึ่งเป็นวิธีเทคนิคที่น่าเสนอ มีค่าเท่ากับ 7.25 dB

4.5 การเปรียบเทียบผลการทดสอบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล

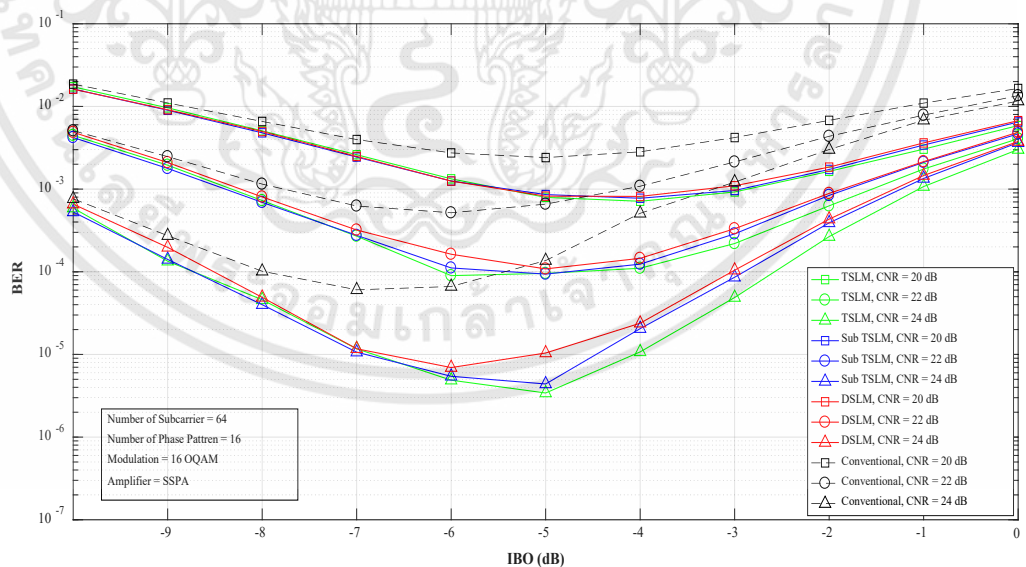
ในการจำลองการทำงานของในวิธีที่น่าเสนอนี้เป็นการนำเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพีอาร์โดยใช้อัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งปรับปรุงจากวิธีเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม เพื่อลดความซับซ้อนประมวลผล จากการจำลองจะเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างบิตข้อมูลฝั่งต้นทางกับบิตข้อมูลฝั่งปลายทาง เมื่อสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยวัดสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล เพื่อชี้วัดว่าระบบมีสมรรถนะดีเพียงใด โดยมีเงื่อนไขที่เหมือนกัน จะแตกต่างกันที่วิธีลดค่าพีเอพีอาร์ และกำหนดตัวแปรเสริมคือ จุดทำงานของ SSPA ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ที่ค่าตามลำดับดังนี้ 0dB, -2dB, -4dB และ -6 dB ตามลำดับ ผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN)

จากรูปที่ 4.3 ได้แสดงให้เห็นถึงค่าสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (SSPA) โดยจะแสดงให้เห็นถึงผลจากระบบที่ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์โดยอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน อัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม อัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม และอัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งเป็นวิธีที่น่าเสนอ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 16 OQAM จำนวนคลื่นพาหีย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาหีย่อย จำนวนแพทเทินเฟสเท่ากับ 16 แพทเทิน โดยที่มีค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นตัวแปรเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ซึ่งใช้ระบบแบบไม่เป็นเชิงเส้น (SSPA) ในการจำลองระบบ และทำให้การเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบ IBO เท่ากับ 0dB, -2dB, -4dB และ -6dB-ตามลำดับ ซึ่งในกรณีนี้จะทำการกำหนดค่าเอาท์พุทของ SSPA ให้เท่ากันตลอดเวลา



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ระหว่างวิธีเอสแอลเอ็มแบบต่างๆ กับวิธีที่นำเสนอ

จากผลการทดลองจากกราฟพบว่าสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่ใช้การลดค่าพีเอพ็อร์แบบอัลกอริทึมที่ถึงเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็มที่นำเสนอให้สมรรถนะที่ดีกว่าอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน และมีสมรรถนะที่ใกล้เคียงกับอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนเมื่อแปรค่า IBO (dB) ระหว่างวิธีเอสแอลเอ็มแบบต่างๆ กับวิธีที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อแปรค่า CNR (dB) ระหว่างวิธีเทคนิคเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน วิธีเทคนิคดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม วิธีเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม และอัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 16 OQAM จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห่ จำนวนแพทเทินเฟสเท่ากับ 16 แพทเทิน โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ซึ่งกรณีนี้จะทำการกำหนดค่า CNR เป็นค่าๆ คือ 20, 22 และ 24 dB แต่สิ่งที่แตกต่างออกไปของรูปที่ 4.4 ก็คือเอาท์พุทของ SSPA จะถูกปรับให้สอดคล้องความเป็นจริงในทางปฏิบัติ นั่นหมายความว่า เมื่อสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่ IBO ที่มีค่าสูงขึ้น สัญญาณเอาท์พุทก็จะมีมาก แต่เมื่อสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่ IBO มีค่าน้อยๆ สัญญาณเอาท์พุทก็จะมีน้อย แต่ในอีกทางหนึ่งก็คือ ถ้าสัญญาณอินพุตมาก สัญญาณรบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้น SSPA ก็จะมีมาก ถ้า IBO มีค่าเป็นลบมาก จุดการทำงานของระบบก็จะอยู่ตรงตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น สัญญาณก็จะถูกรบกวนจากความไม่เป็นเชิงเส้นน้อย ซึ่งทั้งสองพารามิเตอร์จะเป็นการบังคับเพื่อให้ได้เอาท์พุทหลายๆ ที่ตำแหน่ง IBO มีค่าสูงๆ หรือที่ความไม่เป็นเชิงเส้น SSPA น้อยๆ เพราะฉะนั้นการที่จะหาจุดที่ได้ค่า BER โค้งต่ำลงมากที่สุด หรือจุดที่เป็นค่า Optimum ก็สามารถแสดงได้โดยรูปนี้ ซึ่งก็คือจุดที่ได้ค่า BER โค้งต่ำลงมากที่สุดของแต่ละวิธีการต่างๆ

จากผลการจำลองการทำงานจะสังเกตเห็นได้ว่าระหว่างอัลกอริทึมกึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลิสเบสเอสแอลเอ็มที่นำเสนอ ให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน และมีค่าใกล้เคียงกับอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม ในสภาวะช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน AWGN และอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA

4.6 การเปรียบเทียบความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอ

สำหรับการวัดค่าของความซับซ้อนการคำนวณตามที่ได้อธิบายในการลดค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณเอฟบีเอ็มซีไอควเเอ็มบนพื้นฐานอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม ที่ต้องทำการหาค่าแพทเทินเฟสที่ให้ค่าพีเอพ็ออาร์ที่ต่ำสุดต่อชุดข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต โดยในการหาโดยวิธีต่างๆ ตามที่ได้อธิบายมาแล้วก่อนหน้านี้ สามารถเปรียบเทียบด้วยการแทนค่าดังตารางนี้

ตารางที่ 4.2 ตารางเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณค่าพีเอพียอร์อัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม ด้วยการแทนค่า แพทเทินเฟส U ข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต M

Algorithm	Complexity	M=20, U=16	M=64, U=16
Conventional SLM	$[M \times U]$	320	1,024
Dispersive SLM	$[M \times U]$	320	1,024
Trellis-based SLM	$[(M-1) \times U^2]$	4,866	16,128
Sub-optimum based TSLM	$[U^2 + ((M-2) \times U)]$	544	1,248

จากตาราง ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า ที่แพทเทินเฟส U เท่ากับ 16 แพทเทินเฟส กับ ข้อมูลสัญลักษณ์อินพุต M เท่ากับ 20 สัญลักษณ์ ความซับซ้อนในการคำนวณค่าพีเอพียอร์ด้วยอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม เท่ากับ 4,866 หน่วย จะมีค่ามากกว่ามากเมื่อเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานและอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม ที่เท่ากับ 320 หน่วย ในขณะที่อัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ให้ค่าความซับซ้อนในการคำนวณเท่ากับ 544 หน่วย มีค่าใกล้เคียงกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานและอัลกอริทึมดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม เช่นเดียวกันที่สัญลักษณ์อินพุต M เท่ากับ 64 สัญลักษณ์ ความซับซ้อนในการคำนวณค่าพีเอพียอร์ของอัลกอริทึมวิธีเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม เท่ากับ 16,128 หน่วย จะมีค่ามากกว่ามากเมื่อเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐานและวิธีเทคนิคดิสเพอร์ซีฟเอสแอลเอ็มที่เท่ากับ 1,024 หน่วย ในขณะที่วิธีที่นำเสนอให้ค่าความซับซ้อนในการคำนวณเท่ากับ 1,248 หน่วย ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกันแต่จะน้อยกว่าอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม เป็นอย่างมาก

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยเกี่ยวกับการลดค่าพีเอพีอาร์ได้มีอัลกอริทึมที่นำเสนอที่หลากหลาย บนสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เช่น อัลกอริทึมการตัดยอดสัญญาณ (clipping) อัลกอริทึมพีทีเอส (PTS) และอัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม (SLM) เป็นต้น แต่เนื่องจากรูปแบบสัญญาณเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มมีการทับซ้อนของสัญญาณทำให้บางอัลกอริทึมเมื่อนำมาใช้งานกับการลดค่าพีเอพีอาร์ไม่ได้ค่าสมรรถนะที่ดี งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ใช้อัลกอริทึมเอสแอลเอ็ม เป็นการหาค่าแพทเทินเฟสที่เหมาะสมที่ให้ค่าต่ำสุดต่อชุดข้อมูลสัญลักษณ์ในการส่งเป็นพื้นฐาน เพราะมีรูปแบบที่เหมาะสมต่อรูปแบบสัญญาณเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม แต่อย่างไรก็ตามการใช้วิธีพื้นฐานมีค่าความซับซ้อนของระบบเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นเรื่องยากในการหาฮาร์ดแวร์มีมาประมวลผลในสภาพการใช้งานจริง จากข้อด้อยดังกล่าวจึงนำมาสู่การวิจัยและการพัฒนาอัลกอริทึมใหม่ๆ เพื่อลดค่าความซับซ้อนในการหาค่าพีเอพีอาร์ของระบบ

วิธีลดค่าพีเอพีอาร์แบบอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มที่นำมาใช้บนสัญญาณเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็มได้มีการพัฒนาวิธีเทคนิคเพื่อให้สอดคล้องกับรูปแบบของสัญญาณได้แก่ อัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็ม โดยนำผลของค่าแพทเทินเฟสของข้อมูลทีประมวลผลเสร็จแล้วก่อนหน้านำมาบวกกับชุดข้อมูลที่กำลังดำเนินการประมวลในปัจจุบัน แต่อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมดิสเปอร์ซีฟเอสแอลเอ็มนี้ยังมีข้อบกพร่องเพราะค่าแพทเทินเฟสที่ดีที่สุดของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ก่อนหน้าอาจจะไม่ใช่ค่าแพทเทินเฟสที่ดีที่สุดกับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ปัจจุบัน จึงมีการนำอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็มโดยจะทำการหาเส้นทางที่มีค่าพีเอพีอาร์ที่ดีที่สุดจากการค้นหาทุกเส้นทางที่จะเกิดขึ้นระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ติดกัน วิธีการนี้ต้องการคำนวณความซับซ้อนที่สูงมาก

งานวิจัยนี้จึงนำเสนออัลกอริทึมที่กึ่งเหมาะสมสำหรับเทคนิคเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็มซึ่งวิธีที่นำเสนอสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ และค่าสมรรถนะในการลดค่าพีเอพีอาร์มีค่าใกล้เคียงกันเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเทรลลิสเบสเอสแอลเอ็ม แต่การลดค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณเอพีเอ็มซีโอคิวเอเอ็ม ได้ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมเอสแอลเอ็มแบบพื้นฐาน โดยการยืนยันได้จากผลการทดลองที่จำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

เอกสารอ้างอิง

- [1] Fa-Long Luo (Editor) and Charlie Zhang (Editor). 2016. **Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations**. New York : John Wiley and Sons.
- [2] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek and A. Ugolini. 2014. “Modulation Formats and Waveforms for 5G Networks: Who Will Be the Heir of OFDM : An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency.” **IEEE Signal Processing Magazine**. 6(31) : 80-93.
- [3] P. Siohan, C. Siclet and N. Lacaille. 2002. “Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory.” **IEEE Transactions on Signal Processing**. 5(50) : 1170-1183.
- [4] C.Tellambura. 2001. “Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers.” **IEEE Transactions on Communications**. 5(5) : 185-187.
- [5] P. Amini, R. Kempter and B. Farhang-Boroujeny. 2006. “A comparison of alternative filterbank multicarrier methods in cognitive radio systems.” **Software defined radio technical conference**. 6(1) : 7-16.
- [6] R.W. Bauml, R.F.H. Fischer, and J.B. Huber. 1996. “Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping.” **IEEE Electronics**. 22(32) : 2056-2057.
- [7] B. Hirosaki. 1981. “An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform.” **IEEE Transactions on Communications**. 7(29) : 982-989.
- [8] M. Bellanger. 2001. “Specification and design of prototype filter for filter bank based multi-carrier transmission.” **IEEE International Conference on Speech and Signal Processing**. 1(4) : 2417-2420.
- [9] A. Viholainen, M. Bellanger, and M. Huchard. 2009. **Prototype filter and structure optimization**. [Online]. Available : <http://www.ict-phydyas.org>.
- [10] K.R. Rao, D.N. Kim and J.J. Hwang. 2010. **Fast Fourier Transform: Algorithms And Application**. New York : Springer.
- [11] H.Vasuki. 1999. “Orthogonal Frequency Division Multiplexing.” 115-118. **Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Communication System**. New York : University of New York.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [12] R. Van Nee and R. Prasad. 2000. **OFDM for Wireless Multimedia Communication**. Massachusetts : Artech House.
- [13] D. Dardari, V. Tralli and A. Vaccari. 2000. "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems." **IEEE Transactions on Communications**. 10(48) : 1175-1784.
- [14] X. Li and L.J. Cimini. 1998. "Effect of clipping and filtering on the performance of OFDMA." **IEEE Communication**. 5(2) : 131-133.
- [15] J. Tellado. 2000. **Multicarrier Modulation with Low PAR**. Massachusetts : Kluwer Academic Publisher tech House.
- [16] K. C. Bulusu, H. Shaiek, D. Roviras, and R. Zayani. 2014. "PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems using Dispersive SLM Technique." **IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems**. 14(4) : 568-572.
- [17] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek and D. Roviras. 2015. "Potency of trellis-based SLM over symbol-by-symbol approach in reducing PAPR for FBMC-OQAM signals." **IEEE International Conference on Communications (ICC)**. 15(4) : 4757-4762.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.
โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%===== Parameter for Simulation =====
NMess=16;          % Range of Signals (0-15)
Nsub=64;           % Number of Subcarriers
Nfft=64*4;        % Number of IFFT/FFT, Oversampling 1,4
Symbol=20;        % Number of Symbol
Nup=4;            % Number of Up sample
M=Nsub;           % Number of Subcarriers
K=Nup;            % Number of Up sample
N=Nfft;           % Number of SubcarriersL=Symbol;
L=Symbol;         % Number of Symbols
LL=2*L;           % Number of Symbols + T/2 Symbols

NupxNsub=Nup*Nsub;
N_sig=(K*N)+(LL-1)*N/2;
Ntotal=(K*N)+(LL-1)*N/2;
L_BW1=N+(N/2)+1;
L_BW2=N+(N/2)+N;
LLsym1=N+(N/2)+1;
LLsym2=N+(N/2)+(N*L);

%%===== Gen zeros padding =====
Zpadding=N-M;      % Zero pdding condition
Zerop=round((Zpadding)/2); % Number of Zero padding
Zero1=zeros(1,Zerop); % Generate Zero padding matrix
L1=Zerop+1;       % Position of first subcarrier
L2=Zerop+M;       % Position of Last subcarrier

%===== Variable Parameter for Simulation =====
CNst=2;           %Starting the carrier to Noise ratio (dB)
CNx=24;           %Stop the carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=1;           %Step of Carriet to Noise ration (dB)
Num_count=1000;  %Number of loop testing bits error performance.

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
% Prototype Filter (cf M. Bellanger, Phydys project)
%H1=0.971960;
H1=0.97195983;
%H2=sqrt(2)/2;
H2=1/sqrt(2);
%H3=0.235147;
H3=0.23514695;
factech=1+2*(H1+H2+H3);
Hef(1:Nup*Nsub)=0;
for i=1:(Nup*N)-1
    Hef(1+i)=1-2*H1*cos(pi*i/(2*N))+2*H2*cos(pi*i/N)-2*H3*cos(pi*i*3/(2*N));
end
Hef=Hef/factech/0.8284;
%-----
IdealFilter=[Zero1 ones(1,M) Zero1];
Implus=upsample(ones(1,Nsub),4);
Imp_Time=ifft(Implus).*sqrt(Nsub);
Prototype=Hef;
%-----

for CN=CNst:Stcn:CNx;           %Loop CN
for count=1:Num_count;         %Loop Counter bits error
    CN                           %Show infromations (Debugger)
    count                         %Show infromations (Debugger)
%=====
%                               Modulation OQPSK
%=====
RandSignal=(randi(NMess,Symbol,Nsub))-1;    %New Function Matlab7
ComplexSignal=f_EnMQAM(RandSignal,NMess);    %NMess depend on MOD

%%===== OQAM pre-processing =====
%%----- OQAM Modulator: alternate Real and Imaginary Parts -----

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for k=1:Nsub
    if rem(k,2)==1      % Odd symbols
        OQAM_PreProc(1:2:LL,k) = real(ComplexSignal(1:L,k));
        OQAM_PreProc(2:2:LL,k) = 1i*imag(ComplexSignal(1:L,k));
    else                % Even symbols
        OQAM_PreProc(1:2:LL,k) = 1i*imag(ComplexSignal(1:L,k));
        OQAM_PreProc(2:2:LL,k) = real(ComplexSignal(1:L,k));
    end
end
end
ModOQAM=OQAM_PreProc;

%%===== IFFT & Add Zero Padding =====
Optimum_PrevStx=zeros(LL,K*N);
WF=4;          %Number of Weighting Factor
%SI=zeros(LL,1); %SLM
SI=zeros(LL,2); %TSLM
WF=16;        %Number of Weighting Factor
WF_SLM=randsrc(WF,M);
for kk=1:LL;  % Number of Symbols + T/2 Symbols
    OQAM_Time(kk,:)=ifft([Zero1 ModOQAM(kk,1:M) Zero1 ]).*sqrt(N);
    Stx_UpSamplingTime(kk,1:K*N)=[OQAM_Time(kk,1:N) OQAM_Time(kk,1:N)
    OQAM_Time(kk,1:N) OQAM_Time(kk,1:N)];

%----- Trellis-based SLM(Star) -----
    if LL==kk;
        [Stx_LowPAPR(kk,1:K*N) SI(kk,:)]
        Optimum_PrevStx(kk,:)=f_EnSubTSLM_FBMC(ModOQAM(kk,1:Nsub),M,N,K,LL,Ntotal,kk,
        Optimum_PrevStx,Prototype,zeros(1,Nsub),SI);
    else
        [Stx_LowPAPR(kk,1:K*N) SI(kk,:)]
        Optimum_PrevStx(kk,:)=f_EnSubTSLM_FBMC(ModOQAM(kk,1:Nsub),M,N,K,LL,Ntotal,kk,
        Optimum_PrevStx,Prototype,ModOQAM(kk+1,1:Nsub),SI);
    end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%----- Trellis-based SLM(Stop) -----
    Stx_FilterTime(kk,1:K*N)=Stx_LowPAPR(kk,1:K*N);

%%===== Overlap and Sum Each Symbol =====
ShiftSum_Signal=zeros(1,N_sig);
for kk=1:LL;          % Number of Symbols + T/2 Symbols
    ShiftSum_Signal(1,1+(kk-1)*N/2:(kk-1)*N/2+(K*N))=ShiftSum_Signal(1,1+(kk-
1)*N/2:(kk-1)*N/2+(K*N))+Stx_FilterTime(kk,1:K*N);
end
StxSignal(1,1:N_sig)=ShiftSum_Signal;
TransSignal(1,1:N_sig)=StxSignal(1,1:N_sig).*NorPower;
Stx=TransSignal;

%===== Noise =====
%===== side of noise refer input signal =====
[Row_noise Col_noise]=size(Stx);    %Stx is reference of noise
Noise=10^(-CN/20);
randx=[randn(Row_noise,Col_noise)+j*randn(Row_noise,Col_noise)];
NoisePower=sqrt(mean(parallel2serial(randx).*conj(parallel2serial(randx))));
Awgn(1:Row_noise,:)=(Noise).*randx(1:Row_noise,:);
%-----Random phase & Random Amplitude-----
Rtx=Stx+Awgn;          %AWGN
pause(0.002);         %For multi task
Rtx_TimeSignal=Rtx;

%%%------Receiver-----
%%===== Select and Sum Each Symbol =====
for k=1:LL;
    Rtx_Symbol=(Rtx_TimeSignal(1,1+(k-1)*N/2:(k-1)*N/2+(K*N)).*Prototype); % Apply
the filter
    Rtx_DownSignal(k,1:K*N)=Rtx_Symbol;
    Rtx_DownSum(k,1:N)=Rtx_DownSignal(k,1:N)+Rtx_DownSignal(k,N+1:2*N)+Rtx_DownSig
nal(k,2*N+1:3*N)+Rtx_DownSignal(k,3*N+1:K*N);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

end
RtxTime=Rtx_DownSum;
%%===== IFFT & Add Zero Padding =====
for kk=1:LL;          % Number of Symbols + T/2 Symbols
    RfxFreq(kk,:)=fft([RtxTime(kk,1:N)])./sqrt(Nsub);
    RfxRemoveZP(kk,1:M)=RfxFreq(kk,L1:L2);
    RxFreq_DePTS(kk,:)=f_DeSLM_FBMC(RfxRemoveZP(kk,:),M,N,K,kk,SI(kk,:));
end

%%===== OQAM post-processing =====
%%----- OQAM Demodulator: extract real and imaginary parts -----
for k=1:Nsub
    if rem(k,2)      % Imaginary part is data after real one
        RtdataSub1(:,k)=real(FFTRemoveZP(1:2:LL,k));
        RtdataSub2(:,k)=imag(FFTRemoveZP(2:2:LL,k));
        RtCombine(:,k)=complex(RtdataSub1(:,k),RtdataSub2(:,k));
    else            % Real part is data after imaginary one
        RtdataSub1(:,k)=imag(FFTRemoveZP(1:2:LL,k));
        RtdataSub2(:,k)=real(FFTRemoveZP(2:2:LL,k));
        RtCombine(:,k)=complex(RtdataSub2(:,k),RtdataSub1(:,k));
    end
end
end
RfxPostOQAM=RtCombine;
ComplexRtxPower=sqrt(mean(parallel2serial(RtCombine).*conj(parallel2serial(RtCombine))));
RfxPostOQAM=RfxPostOQAM*(ComplexPower/ComplexRtxPower);
Rfx_Int=f_DeMQAM(RfxPostOQAM,NMess);    %Demodulation

CBER(1,count)=biterr(RandSignal,Rfx_Int);
end                                     %Loop Counter bits error

BERaver(1,CN)=sum(CBER);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

PBERaver(1,CN)=BERaver(1,CN)./(log2(NMess)*Nsub*Symbol*Num_count);
PBERaver
end                                     %Loop CN

figure;
ListCNR = 10.^([CNst:Stcn:CNx]./10);
OutQPSK = 0.5*erfc(sqrt(ListCNR/2));      %Ideal
semilogy(CNst:Stcn:CNx,OutQPSK);
hold on

Out_16QAM = (2*sqrt(2)-1)/3/sqrt(2)*erfc(sqrt(ListCNR*(3/14)));
semilogy(CNst:Stcn:CNx,Out_16QAM);

%+++++
semilogy(CNst:Stcn:CNx,PBERaver(CNst:Stcn:CNx));
grid on

xlabel('Signal to Noise Ratio (SNR (dB))');
ylabel('OQPSK:Bit Error Rate(BER)');
axis([CNst CNx 10^-7 1])
hold off

f_FinishTime

```



ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Proposal of sub-optimum algorithm for trellis-based SLM reducing PAPR of FBMC-OQAM signals

Latthawit Rujiprechanon and Pisit Boonsrimuang

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Sunisa Sanpan

Engineering Department, Metropolitan Waterworks Authority, Thailand

Pornpawit Boonsrimuang

Faculty of Industrial Technology, SuanSunandhaRajabhat University, Thailand

Published in: 2018 International Workshop on Advanced Image Technology (IWAIT)

Date of Conference: 7-9 Jan. 2018

Date Added to IEEE Xplore: 31 May 2018

ISBN Information:

INSPEC Accession Number: 17821497

DOI: 10.1109/IWAIT.2018.8369772

Publisher: IEEE

Conference Location: Chiang Mai, Thailand

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายลัทธวิทย์ รุจิปรีชานันท์
 วัน เดือน ปีเกิด 7 มิถุนายน 2521 ที่จังหวัดพิษณุโลก
 ที่อยู่ 51 ซอยลาดพร้าว 69 ถนนลาดพร้าว
 แขวงสะพานสอง เขตวังทองหลาง กรุงเทพฯ 10310
 ประวัติการศึกษา 2543 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน ระบบสื่อสารข้อมูลใยแก้วนำแสง

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ. 2548-ปัจจุบัน Product Engineer,
 บริษัท อินฟิเทล จำกัด

พ.ศ. 2544-2547 Technical Support Engineer,
 บริษัท บางกอกดาต้าคอม จำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้