

การศึกษากายภาพของสัญญาณสื่อสารไร้สายสำหรับอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง

STUDY OF PHYSICAL LAYER OF WIRELESS INTERNET OF THINGS (IOT)



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-060-008

การศึกษากายภาพของสัญญาณสื่อสารไร้สายสำหรับอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง

STUDY OF PHYSICAL LAYER OF WIRELESS INTERNET OF THINGS (IOT)



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-060-008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STUDY OF PHYSICAL LAYER OF WIRELESS INTERNET OF THINGS (IOT)



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING PROGRAM IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018

KMITL-2018-EN-M-060-008
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษากายภาพของสัญญาณสื่อสารไร้สายสำหรับอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง
Thesis Title Study of Physical Layer of Wireless Internet of Things (IoT)
นักศึกษา นายอำนาจ หาญประสิทธิ์คำ
รหัสประจำตัว 56601303
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.อาจันต์ น่วมสำราญ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-M-060-008

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ฟูศักดิ์	ชีวิสุวิทย์	
รศ.ดร.วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	
รศ.ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	
รศ.วิริยะ	กองรัตน์	
รศ.อาจันต์	น่วมสำราญ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 20 มีนาคม พ.ศ. 2561 เวลา 12.00-14.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 3 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 20 มีนาคม พ.ศ. 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาคุณภาพของสัญญาณสื่อสารไร้สายสำหรับอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง
นักศึกษา	นายอำนาจ หาญประสิทธิ์คำ
รหัสนักศึกษา	56601303
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.อาจินต์ น่วมสำราญ

บทคัดย่อ

อินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง (IoT) แบบไร้สายได้รับความสนใจอย่างมาก ทั้งจากอุตสาหกรรมและนักวิจัยเป็นจำนวนมากและมีการคาดการณ์ว่าจะมีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น บ้านเรือน ฟาร์ม โรงงานอุตสาหกรรม เป็นต้น จากความต้องการที่เพิ่มขึ้นนี้ส่งผลให้ระบบสื่อสารไร้สายยุคต่อไปได้มีวิจัยและพัฒนาเพื่อรองรับการสื่อสารสำหรับอุปกรณ์หรือเซ็นเซอร์แบบไร้สายจำนวนมาก ๆ ได้ อย่างไรก็ตามการออกแบบเครือข่ายไร้สายในอนาคตต้องรองรับอุปกรณ์ IoT ปริมาณมาก ๆ ได้โดยรองรับการให้บริการได้หลากหลายรูปแบบด้วยคุณภาพที่ดี ภายใต้ข้อจำกัดของอุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สายในเรื่องของการใช้พลังงาน ทรัพยากรต่าง ๆ และให้สามารถใช้งานสเปกตรัมอย่างคุ้มค่า

ฟิลเตอร์แบงด์มัลติแคร์เรียด้วยวิธีการมอดูเลทแบบโอคิวเอเอ็ม (FBMC-OQAM) ได้รับความสนใจว่าเป็นเหมาะสมกับระบบสื่อสารไร้สายและอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง (IoT) แบบไร้สายในยุคต่อไป เนื่องจากสามารถใช้งานสเปกตรัมได้อย่างคุ้มค่าแต่ FBMC ก็มีปัญหาสัญญาณพิกสูงส่งผลให้ประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัมลดลง ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาสัญญาณสื่อสารไร้สายสำหรับอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่งและนำเสนอวิธีการลดค่าพิกของสัญญาณเพื่อให้สามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น การทดสอบโดยการใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของระบบ

Thesis Title	Study of Physical Layer of Wireless internet of things (IoT)
Student	Mr. AMNART HANPRASITKUM
Student ID.	56601303
Degree	Master of Engineering
Program	Instrumentation Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Arjin Numsomran

ABSTRACT

The wireless internet of Things (IoT) has received a lot of attention from both industry and researchers. The wireless IoT is expected that there will be extensive applications such as homes, farms, factories, etc. Due to this increased demand, the next-generation wireless communication systems have been researched and developed to support a large number of wireless communication devices or sensors. However, future wireless network designs must accommodate a large number of IoT devices, providing a wide range of services with good quality, under the constraints of wireless communications devices and spectrum utilization efficiency.

Filter Bank Multi-Carrier with offset quadrature amplitude modulation (FBMC-OQAM) has attracted for both the next-generation mobile and the wireless Internet of things (IoT) systems. FBMC-OQAM is effective in the spectrum utilization. But FBMC has high Peak signal problems. It will result in reduced spectrum efficiency. In this thesis, we have studied the wireless signal for the internet of things (IoT) and proposed the method of reducing the signal peaks to be more spectrum efficient and improved the system performances. The thesis presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ.อาจินต์ น่วมสำราญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างถึงความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ในภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมและภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือ ในเรื่องต่างๆ สุดทำยนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อำนาจ หาญประสิทธิ์คำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน.....	5
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	6
บทที่ 2 อินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง (IoT) แบบไร้สาย.....	7
2.1 อินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	7
2.1.1 อายุการใช้งานแบตเตอรี่ยาวนาน.....	10
2.1.2 ราคาอุปกรณ์ต่ำ.....	11
2.1.3 ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งระบบ.....	11
2.1.4 การขยายพื้นที่ครอบคลุม.....	11
2.1.5 สามารถรองรับการใช้งานจากอุปกรณ์จำนวนมาก.....	11
2.2 การสื่อสารระบบโอเอฟดีเอ็ม(OFDM).....	12
2.3 การสื่อสารระบบเอฟบีเอ็มซีแบบโอคิวเอเอ็ม (FBMC-OQAM).....	13
2.3.1 การมอดูเลตแบบ OQAM.....	16
2.3.2 Poly-Phase Filtering.....	17
2.3.3 การแทนสัญญาณดิจิตอลในแกนเวลา.....	18
2.3.4 Prototype filter.....	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.5 คุณสมบัติการอโธโกนอล.....	21
2.3.6 การโอเวอร์แลปของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM.....	23
2.4 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA).....	24
2.4.1 Solid State Power Amplifier (SSPA).....	25
2.4.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่.....	26
2.4.3 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง.....	27
2.4.4 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล.....	30
บทที่ 3 วิธีการลดค่า PAPR ในสัญญาณ FBMC-OQAM.....	31
3.1 วิธีการลดพีเอพียอร์ที่มีมานำมาใช้กับระบบ OFDM.....	32
3.1.1 วิธีการ Clipping.....	32
3.1.2 วิธี Selected Mapping (SLM).....	33
3.1.3 วิธี Partial Transmitting Sequence (PTS).....	34
3.1.4 วิธี Improved Partial Transmitting Sequence (IPTS).....	35
3.1.5 วิธี Block coding และวิธีการอื่นๆ.....	39
3.2 วิธีการลดพีเอพียอร์ที่มีมานำมาใช้กับระบบ FBMC-OQAM.....	39
3.2.1 วิธี Dispersive SLM.....	39
3.3 วิธีการลดพีเอพียอร์ในสัญญาณ FBMC แบบที่นำเสนอ.....	42
3.3.1 วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์.....	42
3.3.2 วิธี Dispersive สำหรับ PTS สำหรับวิธีการที่นำเสนอ.....	44
บทที่ 4 ผลของการหาสมรรถนะของระบบ FBMC-OQAM.....	45
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	45
4.2 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์.....	46
4.3 การแผ่ของสเปกตรัมในวงจรถยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	50
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	59

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	60
ภาคผนวก.....	64
ประวัติผู้เขียน.....	74



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าสัมประสิทธิ์อิมพัลส์ของ PHDYAS filter จากการสัญญาณส่งแบบมัลติเพล็กซ์.....	19
2.2 ค่าสัมประสิทธิ์อิมพัลส์สัญญาณ OOAM ภายหลังจากการทำดีซิชั่น(Decision).....	22
4.1 แสดงพารามิเตอร์การจำลองการทำงาน.....	46



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ประมวลการอุปกรณ์ IoT ที่มีการเชื่อมต่อผ่านโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	1
1.2 ลักษณะการใช้งานของอุปกรณ์ IoT ที่มีการเชื่อมต่อผ่านโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	2
1.3 เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างวิธีการมอดดูเลท OFDM และ FBMC-OQAM.....	4
2.1 เปรียบเทียบความเร็วกับพื้นที่ครอบคลุมสำหรับมาตรฐานการสื่อสารต่างๆ.....	8
2.2 มาตรฐานเทคโนโลยี LPWA (Low-Power Wide Area).....	9
2.3 รูปแบบการใช้งานมาตรฐาน NB-IoT.....	10
2.4 เครื่องส่งแบบหลายคลื่นพาห์.....	13
2.5 เครื่องส่งระบบ FBMC-OQAM.....	15
2.6 เครื่องรับระบบ FBMC-OQAM.....	15
2.7 แสดงสัญลักษณ์ของระบบ FBMC-OQAM ในโดเมนเวลาและความถี่.....	17
2.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองอิมพัลส์ระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS และ ฟิลเตอร์ Rectangular.....	20
2.9 เปรียบเทียบการแพร่ของสเปกตรัมระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS และ ฟิลเตอร์ Rectangular.....	20
2.10 เปรียบเทียบตัวอย่างกำลังงานของสัญลักษณ์ OFDM และ FBMC-OQAM.....	23
2.11 การโอเวอร์แลปของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM.....	24
2.12 เครื่องส่ง FBMC-OQAM ที่ประกอบด้วยวงจรรขยายสัญญาณ.....	24
2.13 คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA.....	26
2.14 เปรียบเทียบการแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ระหว่างการมอดดูเลทแบบ OFDM และ FBMC-OQAM.....	27
2.15 การแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่เมื่อผ่านวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	28
2.16 เปรียบเทียบสัญญาณ 16 QAM แบบมีสัญญาณรบกวนและไม่มีสัญญาณรบกวน (ก) ไม่มี อินเทอร์มอดูเลตชันนอส์ย (ข) มีอินเทอร์มอดูเลตชันนอส์ย.....	29
2.17 ประสิทธิภาพอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบเมื่อจุดทำงานของวงจรรขยาย เปลี่ยนแปลง.....	30
3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณการคลิปปิงสัญญาณกับวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	33
3.2 การลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธี PTS สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่ม Training Sequence.....	37
3.4 ตัวอย่างเปรียบเทียบประสิทธิภาพของค่าพีเอพ็อดาร์วิธีการแบบPTS พื้นฐานและวิธีการ IPTS	38
3.5 เปรียบเทียบวิธีการกำหนดกลุ่มเฟส (cluster) ของวิธี IPTS วิธี PTS.....	38
3.6 สัญญาณที่มีการทับซ้อนกันของสัญลักษณ์ m -th.....	40
3.7 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ด้วยวิธี PTS ในเครื่องส่ง FBMC.....	43
3.8 ประสิทธิภาพการลดพีเอพ็อดาร์ของวิธี PTSแบบเดิม เมื่อวิธีการมอดดูเลทแตกต่างกัน 4-OQAM, 16-OQAM, 64-OQAM.....	43
3.9 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์แบบที่นำเสนอร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive ในเครื่องส่ง FBMC...	44
4.1 แบบจำลองระบบเพื่อหาประสิทธิภาพวิธีการที่นำเสนอในระบบเอฟพีเอ็มซีและ ระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	45
4.2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐาน เมื่อเปลี่ยนแปลง วิธีการมอดดูเลท.....	47
4.3 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของวิธีพีทีเอสร่วมกับ Dispersive เมื่อ เปลี่ยนแปลงวิธีการมอดดูเลท.....	48
4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของวิธี IPTS ร่วมกับ Dispersive เมื่อ เปลี่ยนแปลงวิธีการมอดดูเลท.....	49
4.5 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของในแต่ละวิธี.....	49
4.6 เปรียบเทียบการแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมในย่านความถี่ที่ว่างเพื่อใช้ในระบบการสื่อสารแบบ NB-IOT ระหว่างการมอดดูเลทแบบ OFDM และ FBCM-OQAM (ก) OFDM.....	50
4.6 เปรียบเทียบการแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมในย่านความถี่ที่ว่างเพื่อใช้ในระบบการสื่อสารแบบ NB-IOT ระหว่างการมอดดูเลทแบบ OFDM และ FBCM-OQAM (ข) FBMC-OQAM.....	51
4.7 การแผ่สเปกตรัมภายในโดยมีแบนด์วิทเท่ากับ 2 ช่องสัญญาณ NB-IOT ณ จุดทำงานของ วงจรรขยาย (ก) IBO = -8dB.....	52
4.7 การแผ่สเปกตรัมภายในโดยมีแบนด์วิทเท่ากับ 2 ช่องสัญญาณ NB-IOT ณ จุดทำงานของ วงจรรขยาย (ข) IBO = -4dB.....	52
4.7 การแผ่สเปกตรัมภายในโดยมีแบนด์วิทเท่ากับ 2 ช่องสัญญาณ NB-IOT ณ จุดทำงานของ วงจรรขยาย (ค) IBO = 0dB.....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในโดยมีแบนด์วิทเท่ากับ 2 ช่องสัญญาณ NB-IOT เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรถยายเท่ากับ -8dB, -4dB และ 0dB.....	54
4.9 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิทภายหลังจาก ลดค่าพีเอพ็อดาร์ เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรถยาย (ก) IBO = -2dB.....	55
4.9 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิทภายหลังจาก ลดค่าพีเอพ็อดาร์ เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรถยาย (ข) IBO = -4dB.....	55
4.9 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิทภายหลังจาก ลดค่าพีเอพ็อดาร์ เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรถยาย (ค) IBO = -6dB.....	56
4.9 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิทภายหลังจาก ลดค่าพีเอพ็อดาร์ เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรถยาย (ง) IBO = -8dB.....	56
4.10 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิทภายหลังจาก ลดค่าพีเอพ็อดาร์ด้วยวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ด้วยวิธีต่างๆ (ก) ตลอดย่านความถี่.....	57
4.10 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิทภายหลังจาก ลดค่าพีเอพ็อดาร์ด้วยวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ด้วยวิธีต่างๆ (ข) เฉพาะภายในย่านความถี่.....	58

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

Internet of Things (IoT) คือการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆหรือเซ็นเซอร์ต่างๆเข้าสู่โครงข่ายอินเทอร์เน็ตที่เป็นจำนวนมาก บริการ IoT มีแนวโน้มจะเชื่อมต่อเข้าสู่โครงข่ายอินเทอร์เน็ตด้วยการสื่อสารแบบไร้สายมีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างมาก โดยมีการคาดการณ์กันว่าจะการเติบโตของอุปกรณ์ต่างๆประมาณ 30 พันล้านเครื่องที่เชื่อมต่อกันจะถูกใช้งานภายในปี 2568 (Machina Research, พฤษภาคม 2025)[1-7] ซึ่ง อุปกรณ์ IoT ต่างๆจะการเชื่อมต่อผ่าน ทางโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่นเทคโนโลยี 2G, 3G และ 4G ที่ใช้สำหรับ IoT แต่ไม่เหมาะสมสำหรับ IoT จึงได้มีการทำวิจัยเพื่อกำหนดมาตรฐานที่จะใช้กับอุปกรณ์ IoT ที่เหมาะสมบนโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคต่อไป

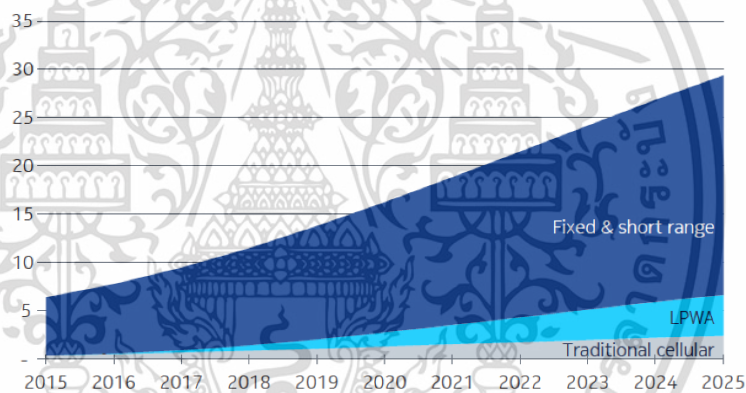


Figure 1: Billion global connections, 2015-2025 (Machina Research, May 2015)

รูปที่ 1.1 ประมาณการอุปกรณ์ IoT ที่มีการเชื่อมต่อผ่านโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ [1-4]

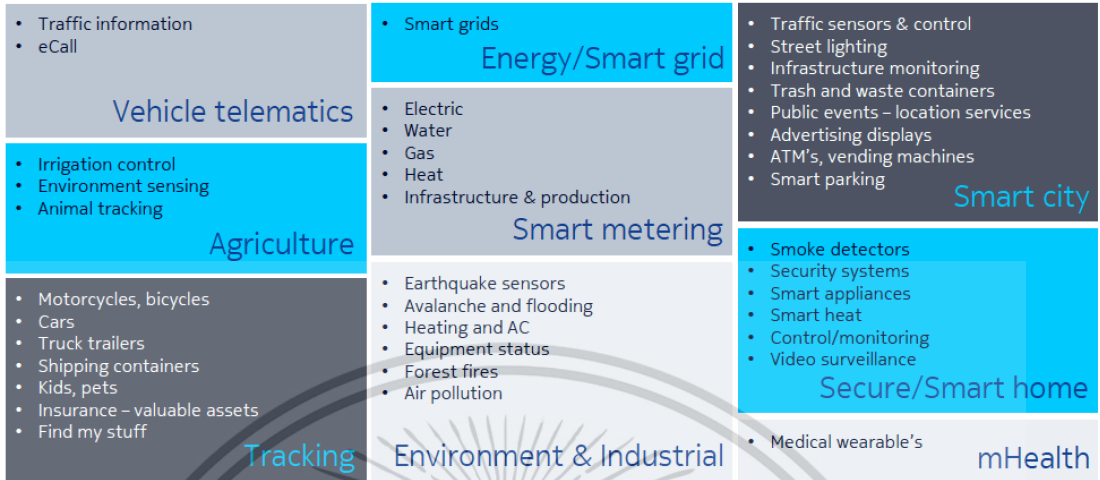
อุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่คาดว่าจะให้บริการหลากหลายประเภททั้งเครื่องวัดอัตราประโยชน์ต่างๆ เครื่องจำหน่ายตัวอัตโนมัติแบบเคลื่อนที่ การวัดและการแจ้งเตือนด้านการแพทย์ อุปกรณ์เชื่อมต่อ GPS และกล้องดิจิทัลเชื่อมต่อกับอินเทอร์เน็ต เป็นต้น

ข้อกำหนดที่สำคัญสำหรับอุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ประกอบด้วย

- อายุการใช้งานแบตเตอรี่ยาวนาน
- ราคาอุปกรณ์ต่ำ
- อัตราการสิ้นเปลืองพลังงานการใช้นานต่ำ
- มีพื้นที่ครอบคลุมได้มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

•สามารถรองรับการใช้งานจากอุปกรณ์จำนวนมาก



รูปที่ 1.2 ลักษณะการใช้งานของอุปกรณ์ IoT ที่มีการเชื่อมต่อผ่านโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่[1-4]

โครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่บนมาตรฐาน LTE ที่สนับสนุนการทำงานของอุปกรณ์ IoT [7-12] เรียกมาตรฐานอุปกรณ์นี้ว่า Cat.1 สำหรับโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่บนมาตรฐาน LTE-Advanced เป็นการขยายอายุการใช้งานแบตเตอรี่ของอุปกรณ์ IoT ด้วยโหมดประหยัดพลังงาน LTE-Advanced Pro ช่วยเพิ่มความครอบคลุมอายุการใช้งานแบตเตอรี่และค่าใช้จ่ายของอุปกรณ์รวมถึงความสามารถในการเชื่อมต่ออุปกรณ์จำนวนมากโดยมีการนำเทคโนโลยีใหม่สองอย่าง ได้แก่ eMTC (enhanced Machine Type Communication: eMTC) ซึ่งมักเรียกว่า LTE-M และ NB-IoT (NarrowBand-Internet of Things: NB-IoT)

เทคนิคการมอดดูเลทแบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) เป็นเทคนิคที่ได้รับการพัฒนาเป็นระยะยาวจนกระทั่งเป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ 4G (Long Term Evolution:LTE) ซึ่งอุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่กล่าวมาข้างต้นก็ใช้มาตรฐานตามโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ 4G มาตรฐานไร้สายในอนาคตยังคงพัฒนาเพื่อให้สามารถรองรับอุปกรณ์ต่างๆมากมายเพื่อเชื่อมต่อไปยังอินเทอร์เน็ตหรืออินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง (Internet of Things : IoT) ดังนั้นเทคนิคการมอดดูเลทแบบใหม่จึงได้รับการวิจัยและพัฒนา โดยการมอดดูเลทสัญญาณใหม่จะต้องส่งผลให้อัตราการรับส่งข้อมูลสูงและการใช้ประโยชน์จากคลื่นความถี่สูงมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น หนึ่งในเทคนิคการปรับสัญญาณที่น่าสนใจที่สุดคือวิธีการมอดดูเลทโดยฟิลเตอร์แบงค์มัลติแครี่เรียบบนโอคิวเอเอ็ม (Filter Bank Multi-Carrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation :FBMC-OQAM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FBMC-OQAM ถือได้ว่าเป็นรูปการสื่อสารโดยใช้แบบคลื่นวิทยุ สำหรับมาตรฐาน โทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 5 ในอนาคต [7-12] รูปแบบการมอดูเลตนี้มีคุณลักษณะที่ตีหลายอย่างเช่นการแผ่กำลังงานของความถี่คลื่นไปยังความถี่ข้างเคียงมีน้อยส่งผลให้มีความหนาแน่นของสเปกตรัมเพื่อการใช้งานที่สูง (Power Spectral Density :PSD) ความทนทานต่อสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณแบบหลายวิถี(Multipath fading) การมอดูเลตนี้ทำให้เกิดคุณสมบัติอโรคอนอระหว่างช่องย่อยที่อยู่ติดกันซึ่งนำไปสู่การรบกวนของช่องที่อยู่ติดกันน้อยกว่า แต่ข้อเสียที่สำคัญในระบบ FBMC-OQAM คืออัตราส่วนพลังงานไฟฟ้าสูงสุดต่อค่าเฉลี่ย (Peak-to-Average Power Ratio: PAPR) ที่คล้ายคลึงกับการมอดูเลตแบบ OFDM [28-30] ปัญหาเมื่อสัญญาณที่มอดูเลตมีค่า PAPR นำไปสู่ความต้องการของเครื่องขยายเสียงและ ADC / DAC ที่มีช่วงไดนามิกสูงซึ่งหาได้ยากและมีราคาแพง ดังนั้นการลด PAPR จึงเป็นแนวทางดำเนินการวิจัยเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสำหรับระบบการสื่อสารข้อมูลให้สูงขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

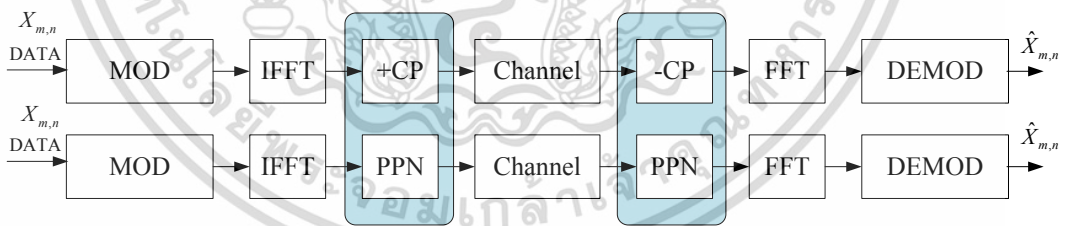
ระบบสื่อสารไร้สายของอุปกรณ์ทุกตัวจำเป็นต้องมีภาคส่งเพื่อให้สัญญาณข้อมูลจากโหนดหรือเซ็นเซอร์ต่างๆส่งกลับไปยังสถานีฐาน (Base station) จากข้อเสียที่สำคัญในระบบ FBMC-OQAM คืออัตราส่วนสัญญาณไฟฟ้าสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย (PAPR) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรขยายของภาคส่งของอุปกรณ์ IoT ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) จะส่งผลให้พลังงานของเครื่องส่งแผ่ไปยังย่านความถี่ข้างเคียง ส่งผลให้อุปกรณ์ IoT ข้างเคียงมีประสิทธิภาพการสื่อสารข้อมูลได้ลดลง

ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารสำหรับการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM ที่คาดว่าจะใช้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่และอุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคต่อไป วิธีการลดค่า PAPR สามารถดำเนินการได้หลากหลายวิธี สำหรับวิธีการลดค่า PAPR ประเภทสร้างสัญญาณใหม่ขึ้นทดแทนโดยที่สัญญาณเดิมไม่มีความเสียหาย ได้แก่ วิธีเอสแอลเอ็ม (SeLected Mapping:SLM) และวิธีพีทีเอส (Partial Transmit Sequences : PTS) วิธี PTS เป็นวิธีการที่รู้จักกันดีว่าเป็นเทคนิคการเปลี่ยนแปลงข้อมูลด้วยค่าสัมประสิทธิ์ด้วยการคูณ ข้อมูลที่เกิดจากการรวมบล็อคหรือกลุ่มย่อย(Cluster) ของสัญญาณโดยประสิทธิภาพจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับปริมาณกลุ่มของคลัสเตอร์หรือปริมาณของค่าสัมประสิทธิ์ที่นำมาคูณ การเพิ่มจำนวนคลัสเตอร์หรือจำนวนค่าสัมประสิทธิ์ก็จะทำให้ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ดีขึ้นโดยแปรผันตรงกัน ปัญหาจากการเพิ่มจำนวนคลัสเตอร์หรือจำนวนค่าสัมประสิทธิ์จะส่งผลต่อความซับซ้อนของการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมและจำนวนข้อมูลการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์ที่ส่งไปยังเครื่องรับ เรียกว่า side information (SI) วัตถุประสงค์ของการศึกษาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่า PAPR โดยปรับปรุงจากวิธี PTS โดยไม่เพิ่มความซับซ้อนของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

มาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ 4G เทคนิคการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) โดยพื้นฐาน OFDM ใช้พัลส์รูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าในโดเมนเวลาซึ่งนำไปสู่การแผ่กำลังงานไปยังความถี่ข้างเคียงในโดเมนความถี่ (out-of-band : OOB) ทำให้ OFDM ไม่เหมาะสำหรับการใช้งานในรูปแบบสเปกตรัมที่มีความหนาแน่นสูง ส่งผลให้ประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัมไม่ดีเท่าที่ควร นอกจากนี้ OFDM จำเป็นต้องมี cyclic prefix (CP) เพื่อให้สามารถสื่อสารในสภาพแวดล้อมที่เป็นแบบมัลติพาลได้ ซึ่งก็จะทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลงหรืออีกความหมายหนึ่งก็คือประสิทธิภาพการใช้งานความถี่ต่ำลงด้วย เพื่อแก้ไขปัญหาที่กล่าวมา นักวิจัยหลายท่านมองว่าในยุคต่อไปสำหรับการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่และอุปกรณ์ IoT แบบไร้สายมีความเป็นไปได้ที่จะใช้วิธีการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM ที่มีข้อได้เปรียบในเรื่องของประสิทธิภาพการใช้งานความถี่ได้ดีกว่าและไม่จำเป็นต้องมี CP แต่ทั้งสองวิธีการบางส่วนที่เหมือนและแตกต่างกันดังแสดงได้ดังรูปที่ 3 จากรูปส่วนที่สังเกตเห็นความแตกต่างและเห็นได้ชัดคือส่วนของโพลีเฟสเน็ตเวิร์ก (Poly-Phase Network:PPN) ซึ่งแทนที่ส่วนของ CP เพื่อให้การงานความถี่มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยที่ยังต้องสามารถทนต่อมัลติพาลได้เช่นเดิม แต่ระบบจำเป็นต้องมีการคำนวณที่ซับซ้อนเพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นกัน วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ที่สามารถใช้ใน OFDM บางวิธีสามารถที่จะประยุกต์ใช้กับวิธีการของ FBMC-OQAM ได้เช่นกัน โดยได้มีการประยุกต์วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธีพีทีเอสในวิธีการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM



รูปที่ 1.3 เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างวิธีการมอดูเลต OFDM และ FBMC-OQAM

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ (Multicarrier communication) ทั้งแบบการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม(OFDM)[28-30] และการมอดูเลตแบบเอฟบีเอ็มซี FBMC-OQAM [23-27] ใช้คุณสมบัติของ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) เพื่อช่วยให้สัญญาณระหว่างซับแครี่เรียมีคุณสมบัติอโรกอนอลซึ่งกันและกัน จากใช้ IFFT นี้ผลรวมของสัญญาณทางด้านโดเมนทางเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงเป็นผลรวมของสัญญาณของทุกๆซับแคร์เรียจจากโดเมนความถี่รวมกัน ส่งผลให้สัญญาณที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุดมีความแตกต่างกันมาก

วิธีการลดค่า PAPR สำหรับการมอดดูเลทแบบ FBMC-OQAM โดยใช้วิธีพีทีเอสเป็นการเปลี่ยนแปลงข้อมูลแต่ละซับแคร์เรียจด้วยการคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ที่กำหนดไว้โดยข้อมูลที่เปลี่ยนแปลงไปจะสามารถกู้คืนได้ทางฝั่งเครื่องรับด้วยไซด์อินฟอร์เมชัน (SI) ผลจากการคูณสัมประสิทธิ์กับเอาท์พุทของ IFFT จะได้ค่า PAPR ที่หลากหลายโดยสัญญาณที่ส่งออกไปจะเลือกจากสัญญาณที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด สัมประสิทธิ์ที่กำหนดไว้ในวิธี PTS พื้นฐานผลลัพธ์ที่ได้ในบางครั้งจะมีผลลัพธ์ซ้ำซ้อนกัน ดังนั้นเพื่อลดความซ้ำซ้อนและเพิ่มประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียาร์จึงได้มีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่โดยไม่เพิ่มความซ้ำซ้อนของระบบเรียกว่า ไอพีทีเอส (Improved PTS)

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการมอดดูเลทแบบ FBMC-OQAM ได้รับการคาดการณ์ว่าจะเข้ามาแทนที่วิธีการมอดดูเลทแบบ OFDM จากข้อดีวิธีการมอดดูเลทแบบ FBMC-OQAM ได้มีผู้เสนอให้เป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่และอุปกรณ์ IoT แบบไร้สาย แต่วิธีการมอดดูเลทแบบ FBMC-OQAM ก็มีข้อเสียเช่นเดียวกับ OFDM ดังนั้น วิธีการ PTS แบบดั้งเดิมที่ใช้ในระบบ FBMC-OQAM สามารถลดค่าพีเอพียาร์ได้ และการลดค่าพีเอพียาร์แบบดั้งเดิมยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียาร์เพิ่มขึ้นได้อีก โดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์รูปแบบใหม่ที่ลดความซ้ำซ้อนของสัญญาณที่ผ่านการลดค่า ผลจากการลดค่า PAPR นี้ส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) [33-38] มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

1.6 ขอบเขตการวิจัย

การวิจัยของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณ FBMC-OQAM โดยจำลองการทำงานของระบบเครื่องส่งและเครื่องรับแบบด้วยวิธีการมอดดูเลทแบบ FBMC-OQAM จากการจำลองระบบสามารถทดสอบการทำงานของระบบ FBMC-OQAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้น สามารถหาประสิทธิภาพของระบบก่อนและหลังการลดค่าพีเอพียาร์เปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ด้วยวิธี PTS แบบเดิม กับวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่ I-PTS สามารถหาประสิทธิภาพของการใช้งานสเป็คติ้ม การคำนวณเปรียบเทียบการประมวลผลของสัญญาณระหว่างวิธีการ PTS แบบเดิมและวิธีการ PTS ที่นำเสนอเพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอไม่ได้เพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบ แต่ให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียาร์ที่สูงกว่าวิธีแบบเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีแนวทางที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบด้วย การลักษณะของโครงข่ายเซ็นเซอร์แบบไร้สาย กำลังงานกระแฉ่ (Radiated Power) ประสิทธิภาพของระบบ (Efficiency) ระบบการสื่อสารไร้สายแบบ FBMC/OQAM เทคนิคการสร้างสัญญาณ OQAM pre/post-processing การทำ Synthesis และ analysis สำหรับ filter bank ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (High Power Amplifier:HPA) การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ และส่วนของการส่งข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information)

บทที่ 3 อัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดและอัตราความผิดพลาดข้อมูลของระบบ(Peak-to-Average Power Ratio : PAPR) นิยามของค่าพีเอพียอร์ วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ของวิธีการแบบดั้งเดิมและวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบที่นำเสนอ การเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ กลุ่มข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์

บทที่ 4 กล่าวถึงการหาประสิทธิภาพของระบบ ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ ประสิทธิภาพของระบบ ได้แก่ การลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดและอัตราความผิดพลาดข้อมูลของระบบ(Peak-to-Average Power Ratio : PAPR) เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นสามารถที่ช่วยให้ประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง โดยกล่าวถึงสรุปผลของวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ที่ได้นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบพื้นฐาน สรุปปัญหาที่เกิดขึ้นพร้อมข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

อินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง (IoT) แบบไร้สาย

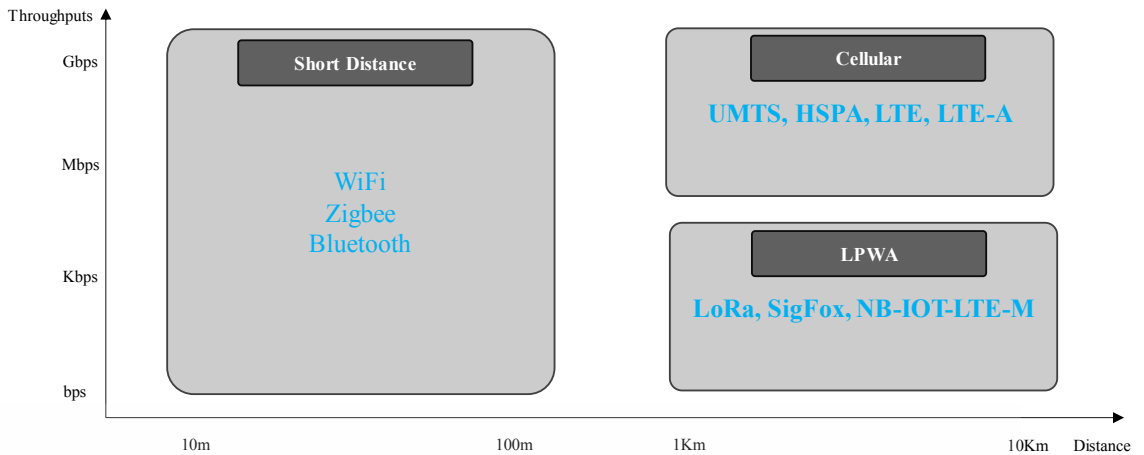
ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ ซึ่งเนื้อหาจะกล่าวถึงเทคนิคและทฤษฎีพื้นฐานของที่เกี่ยวข้องกับอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง เทคโนโลยีเพื่อการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆหรือเซ็นเซอร์ต่างๆเข้าสู่โครงข่ายอินเทอร์เน็ตเป็นจำนวนมาก บนโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่และเทคนิคการมอดูเลทสำหรับมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคต่อไป

2.1 อินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

มีเทคโนโลยี IoT หลายอย่างผู้ให้บริการสามารถเลือกใช้ในงานเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่เพื่อให้สามารถใช้งานได้ครอบคลุมพื้นที่ได้ไกลยิ่งขึ้น ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ส่วนใหญ่มาจากเครือข่ายระบบ LTE ในปัจจุบันที่พัฒนาแล้วเช่น LTE-M และ Narrow Band-IoT (NB-IoT) [1-4] หรือเทคโนโลยี IoT ใหม่ ๆ เช่น LoRa และ SIGFOX

เทคโนโลยี LPWA (Low-Power Wide Area: LPWA)[12-18] ทุกๆเทคโนโลยีมีความต้องการเฉพาะบางอย่างที่ทำให้มีเอกลักษณ์เฉพาะที่เหมาะสมสำหรับการสื่อสารทางไกลและการใช้พลังงานต่ำ อุปกรณ์มักมีอายุการใช้งานแบตเตอรี่ที่ยาวนานโดยปกติแล้วจะใช้งานได้นานกว่า 10 ปี โดยขึ้นอยู่กับความต้องการในการรับส่งข้อมูลและการรับส่งข้อมูล

ผู้ใช้สมาร์ทโฟนหรือแท็บเล็ตโดยทั่วไปในชีวิตประจำวันสามารถเปลี่ยนแบตเตอรี่ได้เป็นเรื่องปกติ แต่อาจจะเป็นไปได้ที่จะทำกับอุปกรณ์ IoT แบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งมักจะถูกใช้งานในพื้นที่ที่ไม่มีไฟฟ้าเข้าถึงหรืออยู่ในพื้นที่ที่ยากต่อการเข้าถึงเช่นในกรณีของการตรวจวัดก๊าซ / ไฟฟ้า / น้ำ / การเฝ้าระวังทางการเกษตรหรือการติดตามการขนส่ง หากอุปกรณ์เหล่านี้มีอายุการใช้งานสั้นๆ เช่น ผู้ใช้จำเป็นต้องเปลี่ยนแบตเตอรี่ของอุปกรณ์นับล้าน ๆ เป็นประจำโดยต้องเสียค่าใช้จ่ายและใช้เวลานานมาก



รูปที่ 2.1 เปรียบเทียบความเร็วกับพื้นที่ครอบคลุมสำหรับมาตรฐานการสื่อสารต่างๆ

นอกจากนี้อุปกรณ์ที่มีการใช้งานกันอยู่อย่างกว้างขวางและอุปกรณ์ต่างๆเหล่านั้น ตั้งอยู่ในที่ที่เข้าถึงได้ยากเช่น ภายในชั้นใต้ดินหรือภายในลิฟต์ หรืออาจเป็นวัตถุที่ติดตั้งเซ็นเซอร์ไว้แล้วมีการเคลื่อนย้ายไปใช้งานในหลายแห่ง ดังนั้นจึงต้องมีการรายงานการใช้งานในวงกว้างเพื่อให้เกิดความมั่นใจอย่างต่อเนื่อง โดยอุปกรณ์จะต้องส่งข้อมูลเพียงเล็กน้อย เพื่อส่งข้อมูลเกี่ยวกับวัตถุบางอย่างกลับมา โดยจะไม่มีลักษณะของข้อมูลขนาดใหญ่ๆเช่นภาพหรือวิดีโอ ดังนั้น อุปกรณ์ IoT เหล่านี้ต้องการแบนด์วิธเพียงเล็กน้อยและสามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพ

LTE เทคโนโลยี LPWA สามารถใช้งานได้กับทั้งคลื่นความถี่ที่ต้องขออนุญาต (licensed Spectrum) และไม่ต้องขออนุญาต (Unlicensed Spectrum) LoRa และ SigFOX เป็นตัวอย่างที่ดีของเทคโนโลยี LPWA ที่ใช้คลื่นความถี่ที่ไม่ต้องขออนุญาต เทคโนโลยีเหล่านี้ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อวัตถุประสงค์ในการเปิดใช้งานสำหรับการสื่อสารประเภทเครื่องจักร (Machine Type Communication :MTC) และสามารถเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ที่มีความต้องการถ่ายโอนข้อมูลความเร็วต่ำมาก เทคโนโลยีเหล่านี้มีวางจำหน่ายแล้วในปัจจุบันและมีการใช้งานอยู่แล้วในหลายประเทศทำให้เห็นการติดตามการใช้งานรถจักรยาน

	LPWA(Low Power Wide Area)					
	Cellular IoT (3GPP Standard-based)				Non-Cellular IoT	
	LTE-M			NB-IoT (Rel.13)	LoRa	Sigfox
Cat 1 (Rel.8)	Cat 0 (Rel.12)	Cat (Rel.12)				
Coverage*	Same as LTC coverage (Cat M : Deeper Penetration)			+20dB than LTE (<22km) LTE Ln-	<14km	<1/km
Spectrum	LTE In-band only			band Guard band	Un-licensed Band	
Signal BW	20 MHz	1.4 MHz	1.08 MHz	Standalone 180kbps	125kHz	0.1 kHz
Data Rate	10Mbps	1Mbps	1Mbps	200kbps	10kbps	100bps
Data Rate Battery Life	10Years			10Years	10Years	

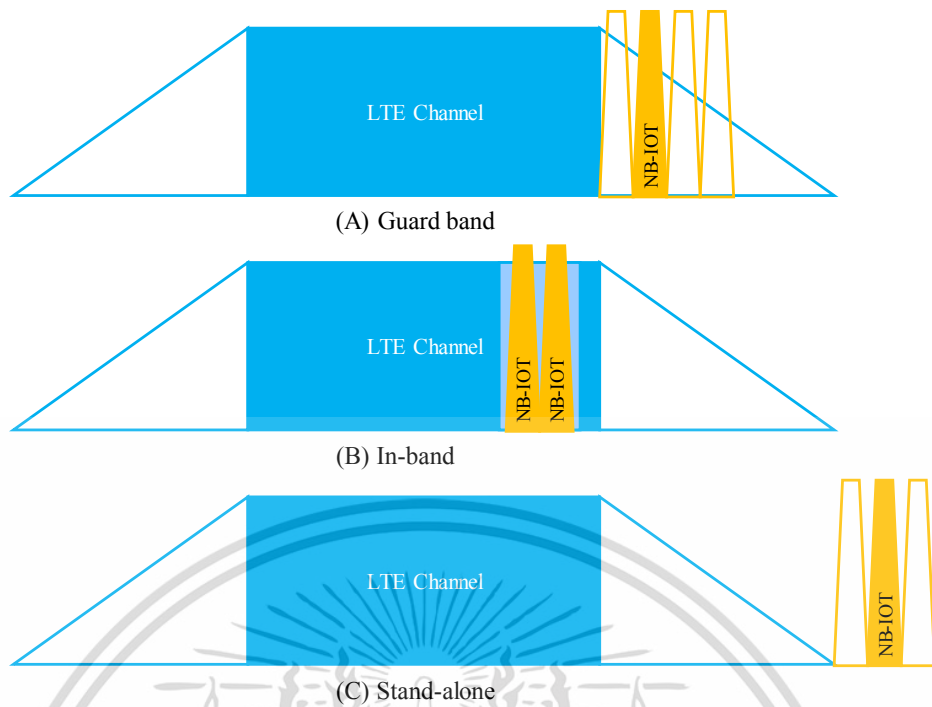
รูปที่ 2.2 มาตรฐานเทคโนโลยี LPWA (Low-Power Wide Area)

Cellular IoT [15],[22]ได้รับการพัฒนาจากโทรศัพท์เคลื่อนที่มาตรฐาน LTE ประกอบด้วยเทคโนโลยีเช่น LTE-M และ NB-IoT เทคโนโลยีทั้งสองได้รับมาตรฐาน โดย NB-IoT เป็นมาตรฐานสำคัญที่มีการใช้งานเผยแพร่ใน 3GPP Rel.13 ได้รับการออกแบบเพื่อให้ทำงานภายในคลื่นความถี่ทั้ง GSM หรือ LTE LTE-M

การพัฒนา Cellular IoT มาจากมาตรฐาน LTE บนพื้นฐานที่สำคัญระหว่างความสามารถแบบดั้งเดิมของเครือข่าย LTE และความต้องการของอุปกรณ์ IoT ซึ่งสนับสนุนอัตราข้อมูลที่สูงกว่าเทคโนโลยี LPWA ที่มีอยู่ในปัจจุบัน LTE-M สนับสนุนโหมดการทำงานมัลติเพล็กซ์แบบ FDD (Frequency Division Duplex: FDD), TDD(Time Division Duplex: TDD), และ Half Duplex (HD) และสามารถใช้งานได้กับทุกย่านความถี่ของมาตรฐาน LTE นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานร่วมกับบริการอื่น ๆ ของ LTE ภายในกลุ่มเดียวกันและต้องการแบนด์วิดท์ที่แคบมากระหว่าง 1.08 ถึง 1.4MHz เทียบกับแบนด์วิดท์ 5, 10 หรือ 20MHz ของผู้ให้บริการ LTE ตามปกติ

Narrowband-IoT หรือ NB-IoT [1-4],[17-18] คาดว่าจะวางจำหน่ายในปีพ. ศ. 2560 และได้รับการออกแบบให้ตรงกับความต้องการของเครือข่าย LPWA มากขึ้น ความครอบคลุมทางภูมิศาสตร์จะครอบคลุมมากกว่า LTE-M ขณะที่อัตราการส่งข้อมูลลดลงเพื่อให้แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานยาวนานขึ้นสำหรับอุปกรณ์และความต้องการคลื่นความถี่ที่แคบกว่า 180 ถึง 200 kHz NB-IoT สนับสนุนรูปแบบการทำงานได้ 3 รูปแบบคือ 1)ย่านความถี่แยกโดยอิสระ(Stand alone) 2)ย่านความถี่ตรงตำแหน่งการ์ดแบน(Guard band) และ3)ย่านความถี่ในย่านความถี่(In-band)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 รูปแบบการใช้งานมาตรฐาน NB-IoT

อินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (cellular IoT)

อุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่คาดว่าจะให้บริการหลากหลายประเภททั้งเครื่องวัดอัตราประยชน์ต่างๆ เครื่องจำหน่ายตัวอัตโนมัติแบบเคลื่อนที่ การวัดและการแจ้งเตือนด้านการแพทย์ อุปกรณ์เชื่อมต่อ GPS และกล้องดิจิทัลเชื่อมต่อกับอินเทอร์เน็ตเป็นต้น ข้อกำหนดที่สำคัญสำหรับอุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ประกอบด้วย

2.1.1 อายุการใช้งานแบตเตอรี่ยาวนาน

โทรศัพท์มือถือและผู้ใช้สมาร์ทโฟนมักประสบปัญหาในเรื่องในการชาร์จแบตเตอรี่บ่อยครั้งไม่สามารถใช้ได้ตลอดทั้งวัน เช่นเดียวกับความต้องการใช้อุปกรณ์ IoT แบบไร้สายจำนวนมาก เราต้องใช้งานเป็นเวลานานมากหลายปี โดยไม่มีการแทรกแซงของมนุษย์ ตัวอย่างการใช้งานของเซ็นเซอร์คืออุปกรณ์เตือนภัยที่ส่งข้อมูลไปยังแผนกดับเพลิงโดยตรง ช่วงเวลาระหว่างการเปลี่ยนแบตเตอรี่ในอุปกรณ์ดังกล่าวเป็นปัจจัยค่าใช้จ่ายที่สำคัญมาก อายุของประจุไฟฟ้าในแบตเตอรี่ที่ยาวนานจะช่วยให้สามารถใช้งานแอปพลิเคชันบางประเภทได้เช่น อุปกรณ์เตือนภัยที่ส่งข้อมูลไปยังแผนกดับเพลิงโดยตรงสามารถทำงานได้โดยที่อุปกรณ์เชื่อมต่อกันเป็นโครงข่ายใหม่ทั้งหมดจากอุปกรณ์ที่ยังไม่มีการใช้งานมาก่อนได้ เช่น เซอร์จำนวนมารอบตัวเราไม่ได้เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟภายนอก แต่ใช้แบตเตอรี่หรือทำงานได้โดยไม่ต้องใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ อุปกรณ์เหล่านี้สามารถ

นำมาใช้ในอุตสาหกรรมนี้ได้ โดยมีเป้าหมายว่าอายุของประจุไฟฟ้าในแบตเตอรี่สามารถใช้งานได้อย่างน้อย 10 ปีสำหรับการเชื่อมต่อแบบรายวันแบบง่ายๆโดยใช้ส่งข้อมูลจำนวนน้อย

2.1.2 ราคาอุปกรณ์ต่ำ

การเชื่อมต่ออุปกรณ์ IoT ส่วนใหญ่จะต้องมีค่าบริการกับผู้ซื้อต่อเดือนที่ต่ำมากหรือเรียกว่ามีค่า ARPU ต่ำมาก (Average revenue per user :ARPU) หรือมีค่าใช้จ่ายต่ำมากถึงสิบเท่าเมื่อเทียบกับการสมัครใช้งานส่งรับข้อมูลบรอดแบนด์บนมือถือ เป้าหมายอุตสาหกรรมในปัจจุบันมีค่าใช้จ่ายต่ำกว่า 5 เหรียญดอลลาร์ เพื่อให้เป็นการส่งเสริมธุรกิจอุปกรณ์ IoT ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จะต้องมีค่าใช้จ่ายและรวมถึงอุปกรณ์จะต้องมีราคาที่ต่ำมาก

2.1.3 ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งระบบ

ต้นทุนการเชื่อมต่อ IoT ของเครือข่ายรวมถึงค่าใช้จ่ายเบื้องต้นและค่าใช้จ่ายประจำปีจะต้องน้อยที่สุดด้วย ค่าใช้จ่ายในการอัปเดตซอฟต์แวร์ต่ำและง่าย สามารถซื้อหรือดำเนินการอัปเดตซอฟต์แวร์ได้จากศูนย์กลางของระบบ สามารถใช้การเชื่อมต่ออุปกรณ์ IoT กับเครือข่ายโทรศัพท์มือถือที่มีอยู่เพื่อหลีกเลี่ยงการเข้าดูแลฮาร์ดแวร์โครงข่ายและทำให้ค่าใช้จ่ายเบื้องต้นและค่าใช้จ่ายประจำปีอยู่ในระดับต่ำที่สุด

2.1.4 การขยายพื้นที่ครอบคลุม

การขยายพื้นที่ครอบคลุม เพิ่มเติมเป็นสิ่งสำคัญในหลากหลายการใช้งานอุปกรณ์ IoT ตัวอย่างเช่น สมาร์ทมิเตอร์ซึ่งมักจะอยู่ในพื้นที่อาคารที่มีกำแพงคอนกรีตบังสัญญาณ แอปพลิเคชันในอุตสาหกรรมเช่นลิฟท์หรือสายพานลำเลียงสามารถติดตั้งภายในอาคารได้ลึก สิ่งนี้ทำให้ผู้วิจัยกลุ่มงาน M2M มองหาวิธีการเพิ่มความครอบคลุมโดยการทนต่อความแรงของสัญญาณต่ำกว่าที่จำเป็นกว่าอุปกรณ์อื่น ๆ เป้าหมายเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการเชื่อมต่อของอุปกรณ์ IoT ได้อีกประมาณ 15-20dB การเพิ่มประสิทธิภาพความครอบคลุมนี้โดยทั่วไปจะเท่ากับสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านผนังหรือพื้นทำให้สามารถครอบคลุมภายในอาคารได้ลึกขึ้น

2.1.5 สามารถรองรับการใช้งานจากอุปกรณ์จำนวนมาก

การเชื่อมต่อ IoT มีการเติบโตอย่างรวดเร็วกว่าการเชื่อมต่อบรอดแบนด์บนมือถือทั่วไปและคาดการณ์ว่าภายในปีพ. ศ. 2025 จะมีอุปกรณ์เชื่อมต่อ 7,000 ล้านเครื่องผ่านอุปกรณ์ IoT ในโครงข่ายของโทรศัพท์เคลื่อนที่ จำนวนนี้เทียบเท่ากับจำนวน โทรศัพท์มือถือทั่วโลกในปัจจุบัน ความหนาแน่นของอุปกรณ์ที่เชื่อมต่ออาจไม่สม่ำเสมอซึ่งนำไปสู่บางเซลล์ที่มีอุปกรณ์เชื่อมต่อจำนวนมากๆ ซึ่งหมายความว่า การเชื่อมต่อในระยะทางไกลๆของอุปกรณ์ IoT ต้องรองรับอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อพร้อมๆกันในเวลาเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การสื่อสารระบบโอเอฟดีเอ็ม(OFDM)

การมอดูเลตแบบ OFDM เป็นการมอดูเลตที่แพร่หลายมากที่สุดในบรรดาวิธีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์แนวความคิดโดยทั่วไป วิธีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier Modulations: MCM) [28-30] คือการแบ่งบิตข้อมูลที่ต้องการจะส่งออกไปในซับแครี่เรีย แล้วส่งข้อมูลเหล่านั้นออกไปภายหลังจากทำการ Mapping โดยกำหนดให้กึ่งกลางความถี่คลื่นพาห์ของแต่ละซับแครี่เรียมีค่าเท่ากับ f_k เมื่อ $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ และจำนวน N ของซับแครี่เรีย โดยที่แบนด์วิดธ์ของซับแครี่เรียทั้งหมดมีขนาดกว้างพอสมควรโดยแต่ละช่องสัญญาณมีแบนด์วิดธ์น้อยกว่าโคฮีเร้นท์แบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ เครื่องส่งและรับของระบบ OFDM แบบเดิมประกอบด้วยตัวแปลงฟูเรียร์แบบผกผัน (IFFT) ทางด้านเครื่องส่งและการแปลงฟูเรียร์ทางด้านเครื่องรับ (FFT) ตามลำดับ ดังนั้น การมอดูเลตแบบ OFDM อยู่บนพื้นฐานของการซ้อนทับกันของฟังก์ชัน sinc โดยที่แต่ละซับแครี่เรียที่อยู่ติดกันจะมีค่าเป็น null ของฟังก์ชัน sinc สัญลักษณ์คอนสเทลเรชันของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วและสามารถเขียนอยู่ในโดเมนของเวลาได้ดังสมการ

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{m,n} f(t-mT) e^{j\frac{2\pi}{T}n(t-mT)} \quad (2.1)$$

เมื่อ T คือคาบเวลาของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์

$c_{m,n}$ คือค่าสัญญาณจำนวนเชิงซ้อนที่ซับแครี่เรีย n^{th} ช่วงเวลา mT

$f(t)$ คือวินโดว์ฟังก์ชัน

กำลังงานการแพร่ของสัญญาณมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มหนึ่งซับแครี่เรียสามารถเขียนได้ดังสมการดังต่อไปนี้

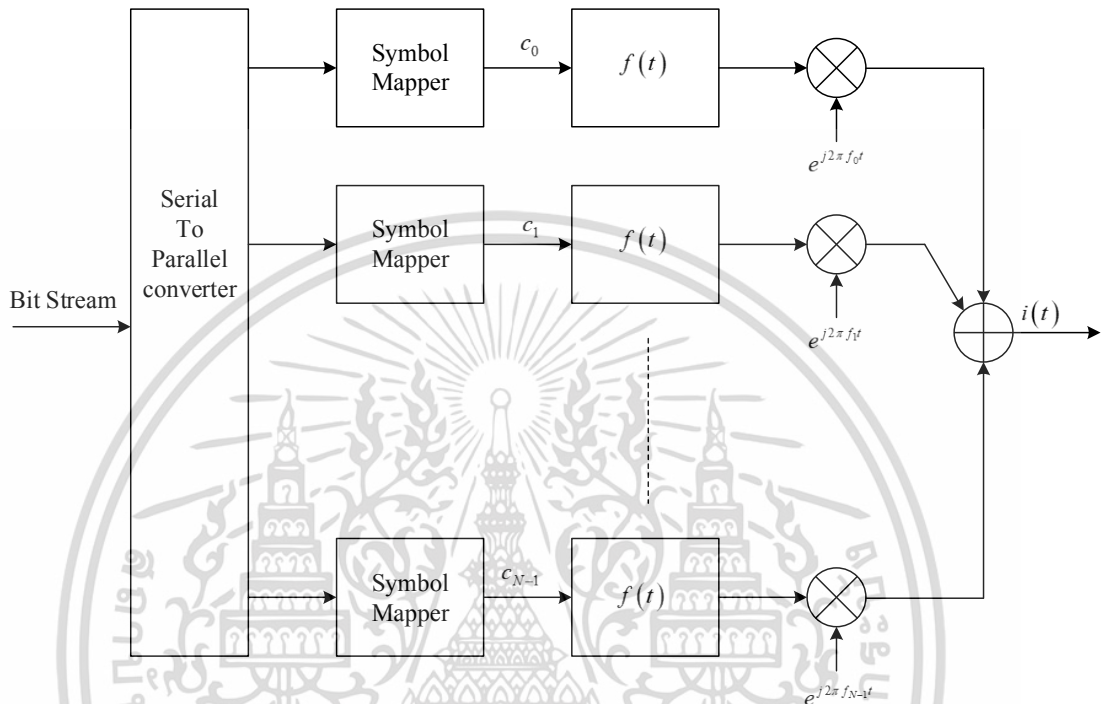
$$\Phi_{OFDM}(f) = T \left(\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right)^2 \quad (2.2)$$

ข้อดีของการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มคือการใช้ IFFT เนื่องจากง่ายในการสร้างสัญญาณ ง่ายในการแยกสัญญาณแต่ละซับแครี่เรียทางด้านเครื่องรับสามารถทำการปรับเท่าระดับสัญญาณได้ง่าย(Equalization) สามารถทนทานต่อการจากหลายจากช่องสัญญาณได้หลากหลายรูปแบบ โดยวิธีการเพิ่ม cyclic prefix (CP) ถ้ากำหนดให้ Δ เป็นช่วงเวลาของ CP ดังนั้นอัตราการส่งรับข้อมูลจะมีค่าเท่ากับ $T_{ofdm} = T + \Delta$ เมื่อแต่ละสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มบนแกนความถี่มีค่าเท่ากับ $F = 1/T$ ดังนั้นความหนาแน่นของสัญลักษณ์ของวิธีการมอดูเลตแบบ CP-OFDM สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\frac{1}{T_{ofdm} F} = \frac{T}{T + \Delta} \leq 1 \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจำเป็นต้องมี CP เพื่อช่วยลดการแทรกสอดของสัญญาณจากการแพร่กระจายของคลื่นในช่องสัญญาณ จึงส่งผลให้อัตราความหนาแน่นของสัญลักษณ์ของระบบโอเอฟดีเอ็มมีค่าน้อยกว่าหนึ่งหรืออีกความหมายหนึ่งคือระบบโอเอฟดีเอ็มมีการสูญเสียประสิทธิภาพการใช้งานความถี่ซึ่งเกิดจาก CP ความไวต่อการเกิดการเลื่อนของความถี่ออฟเพอร์ ความไวต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 2.4 เครื่องส่งแบบหลายคลื่นพาห้

2.3 การสื่อสารระบบเอพีเอ็มซีแบบโอคิวเอ็ม (FBMC-OQAM)

การใช้ฟิลเตอร์แบงค์เป็นหนึ่งวิธีการลดการค่านวมวงจรรองสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ เป็นการจัดการเรียงที่มีประสิทธิภาพทั้งทางด้านโดเมนทางเวลาและโดเมนทางความถี่เพื่อให้สามารถแยกช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องสัญญาณได้ จากทฤษฎีของ polyphase decomposition theory ฟิลเตอร์แบงค์สามารถสร้างได้โดยการแยกองค์ประกอบแบบ poly-phase decomposition ร่วมกับตัวแปลงฟูเรียร์ FFT

FBMC MCM system สามารถสร้างโดยการอธิบายการทำ Synthesis-Analysis filter bank ซึ่งเป็นการส่งแบบมัลติเพล็กซ์อย่างหนึ่ง Synthesis Filter Bank (SFB) ประกอบด้วยฟิลเตอร์หลายตัวที่ขนานมีลักษณะการต่อเป็นโครงข่าย Poly Phase Network (PPN) โดยที่ทั้งสองรวมกันเรียกว่า Prototype filter และประกอบด้วย IFFT ที่มีแบนด์วิดท์หารด้วยจำนวนช่องสัญญาณที่ต้องการจะส่งจำนวน N กระบวนการย้อนกลับจะทำทางด้านเครื่องรับหรือเรียกว่า Analysis Filter Bank (AFB) ซึ่งจะประกอบด้วยฟิลเตอร์ทางฝั่งเครื่องรับเพื่อกู้สัญญาณเดิมคืนกลับมา หรืออาจจะเรียกอีกนัยหนึ่ง

ได้ว่า SFB และ AFB เป็นการทำการมอดูเลตและการดีมอดูเลตตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม้ว่าการใช้สัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์เพื่อแยกช่องสัญญาณออกจากกันแทนการใช้สัญญาณวินโดว์ การมอดูเลตค่าจริงสัญญาณเพื่อรักษาคุณสมบัติการออร์โธนอลระหว่างซับแครร์เรียผลตอบสนองต่อวิธีการมัลติเพล็กซ์ที่มีลักษณะการแทรกสอดเกิดขึ้นไม่พร้อมกันจากช่องสัญญาณข้างเคียง ซึ่งระบบ FBMC ใช้วิธีการส่งค่าจริงของแต่ละครั้งสัญญาณลักษณะของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า FBMC-OQAM

ระบบ FBMC-OQAM ได้พัฒนาเพื่อการใช้งานจริงโดย Bellanger [10], [23-27] และหลังจากนั้นได้มีผู้ศึกษาและพัฒนาต่อมาคือ Hirosaki การสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับระบบ FBMC-OQAM ด้วยจำนวนซับแครร์เรียขนาด N ซับแครร์เรียสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 และ รูปที่ 2.3 สมมติให้ $H(Z)$ เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของผลตอบสนองอิมพัลส์ของโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ $h[k]$ โดยสามารถเขียนแยกรายละเอียดของสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} H(Z) &= \sum_{k=0}^{LN-1} h[k] Z^{-k} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} H_m(Z^N) Z^{-m} \end{aligned} \quad (2.4)$$

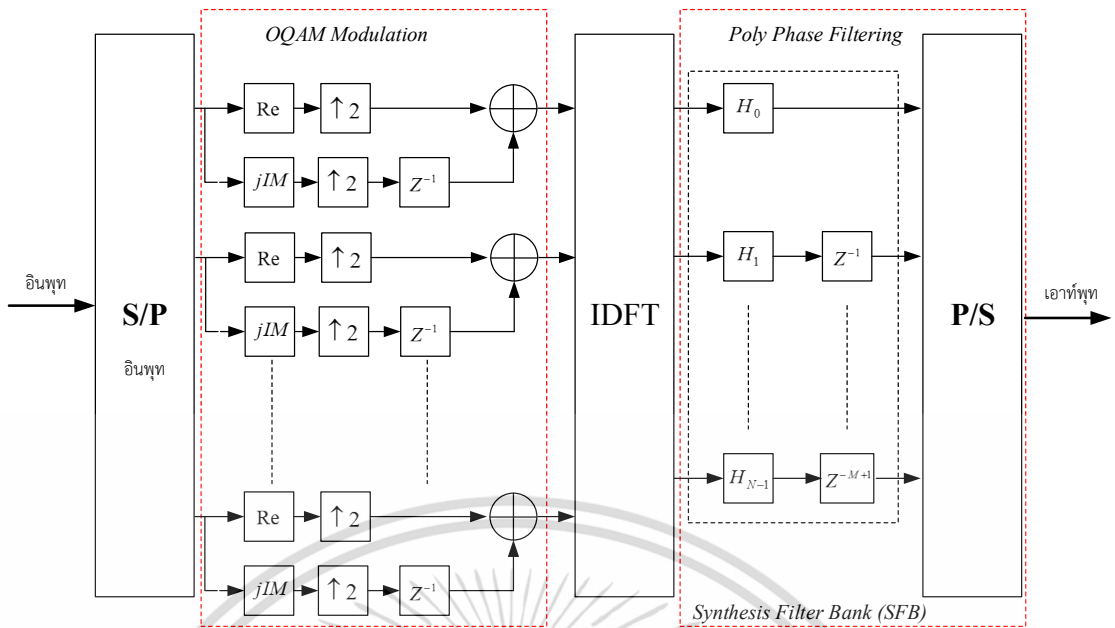
เมื่อ

$$H_m(Z^N) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{lN+m} Z^{-lN} \quad (2.5)$$

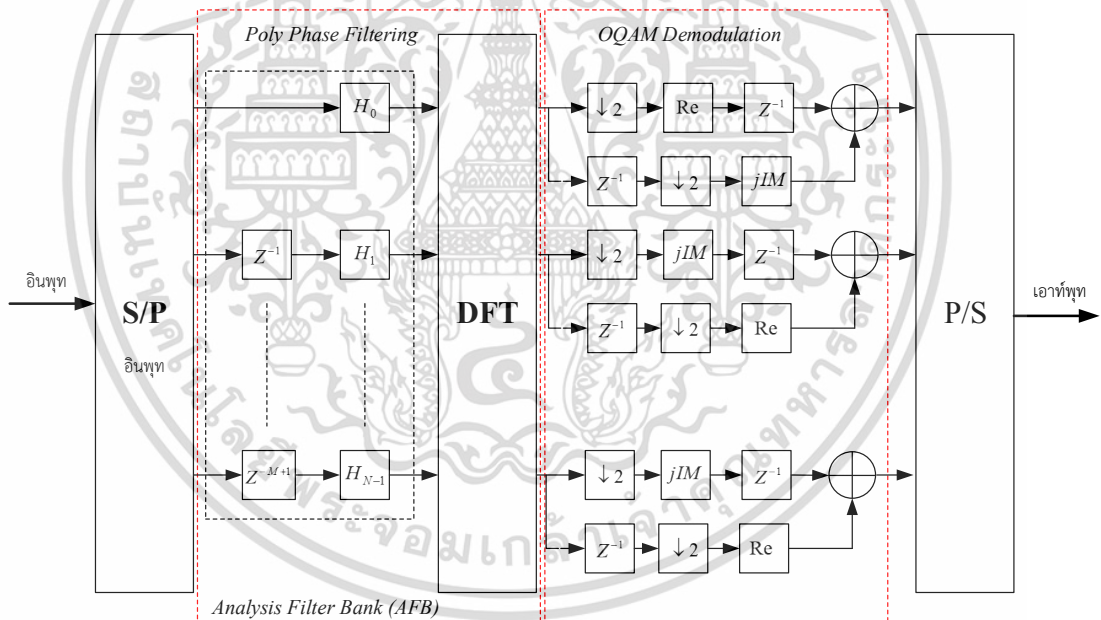
กำหนดให้ L เป็นค่าสัมประสิทธิ์โอเวอร์แซมปลิง (Oversampling factor)

เมื่อต้องการส่งข้อมูลมีขนาด $M \times N$ ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนระบบ FBMC-OQAM ตลอด N ความถี่ โดยกำหนดให้ค่าจริงและค่าจินตภาพของจำนวนเชิงซ้อนที่ m^{th} ตลอดช่วงความถี่ n^{th} สามารถแยกได้เป็น R_m^n และ I_m^n ตามลำดับ สามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์ข้อมูลในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้ดังสมการ

$$X_{m,n} = R_m^n + jI_m^n, \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.5 เครื่องส่งระบบ FBMC-OQAM



รูปที่ 2.6 เครื่องรับระบบ FBMC-OQAM

ระบบ FBMC-OQAM เป็นการส่งสัญญาณจริงในช่วงเวลา $T/2$ ของคาบเวลาการส่งสัญญาณช่วงเวลา T สัญญาณข้อมูลทางด้านอินพุตอันดับ m^{th} จะประกอบด้วยข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนขนาด N สามารถเขียนสมการได้ดังต่อไปนี้

$$X_m = (X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}), \quad 0 \leq m \leq M-1 \tag{2.7}$$

เมื่อ $(\cdot)^T$ เป็นการหาทรานสโพสเมทริกซ์
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 การมอดูเลตแบบ OQAM

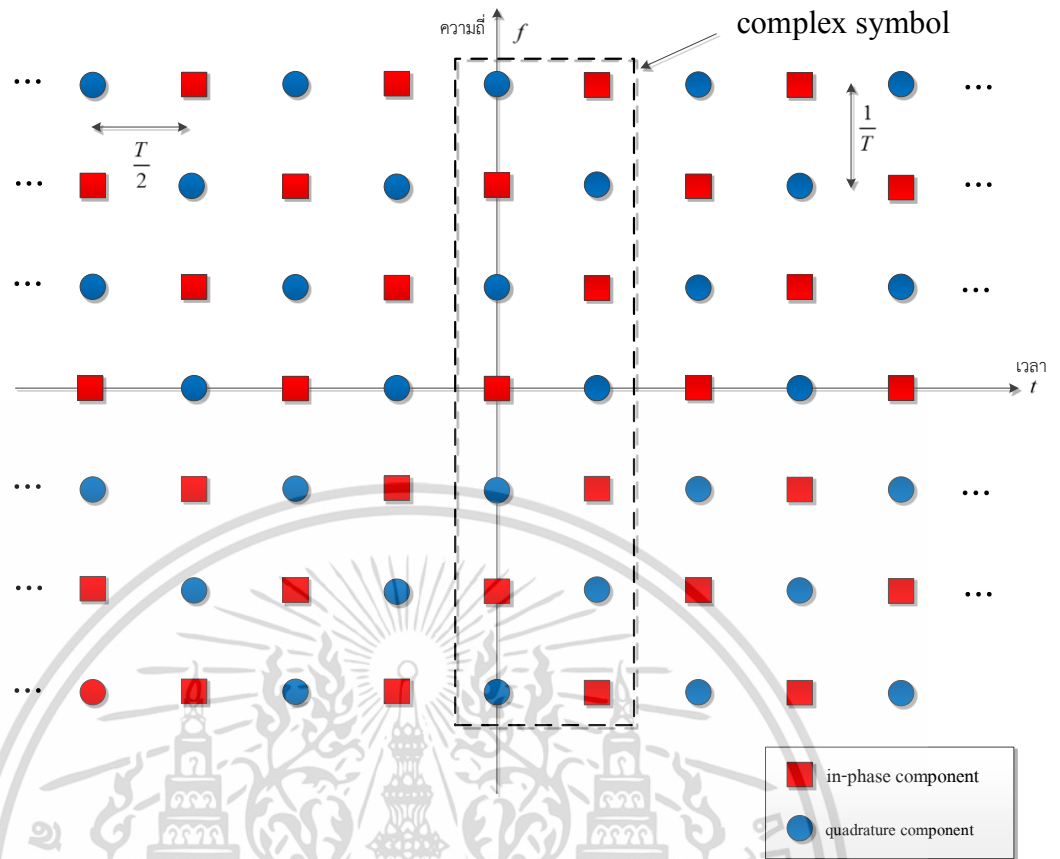
Saltzberg ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลตแบบครึ่งสัญลักษณ์ระหว่างองค์ประกอบของสัญลักษณ์ in-phase และ quadrature ของสัญญาณ QAM ด้วยวิธีการมอดูเลตวิธีนี้สามารถที่จะเกิดประโยชน์จากการเว้นระยะห่างระหว่างซิมเบิลเรียโดยที่ยังสามารถทำการตีมอดูเลตสัญญาณออกมาได้โดยไม่ผิดเพี้ยนปราศจาก ISI และ ICI จากการมอดูเลตด้วยวิธีการ OQAM จะเกิดการออร์โธโกนอลเฉพาะในส่วนของจำนวนจริงเท่านั้น วิธีการมอดูเลตแบบ OQAM ยังคงคุณสมบัติการตั้งฉากของแต่ละซิมเบิลเรียข้างเคียงได้ โดยการกำหนดให้มีค่าเฉพาะค่าจริง (Real) และค่าจินตภาพ (Imaginary) สลับต่อเนื่องกันตลอดทั้งทุกๆซิมเบิลเรียและทุกๆสัญลักษณ์โดยดำเนินการสลับทางด้านเครื่องส่ง วิธีการสลับค่าจริงและค่าจินตภาพทั้งโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ส่งผลให้วิธีการมอดูเลตด้วยวิธีการนี้แตกต่างจากวิธีการมอดูเลตสำหรับการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห่อวิธีอื่น แลตทิซ (Lattice) ของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 จากรูปสัญลักษณ์ช่วง $0 \leq m' \leq 2M - 1$ เมื่อทำมอดูเลตสัญญาณอินพุตที่มีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อน $\{X_m\}_{m=0}^{M-1}$ เปลี่ยนเป็นสัญลักษณ์จริง $\{a_{m',n}\}_{m'=0}^{2M-1}$ สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 a_{m',n} &= \begin{cases} R_{(m'/2)}^n & m' \text{ is even, } n \text{ is even} \\ I_{(m'/2)}^n & m' \text{ is odd, } n \text{ is even} \\ I_{(m'/2)}^n & m' \text{ is even, } n \text{ is odd} \\ R_{(m'/2)}^n & m' \text{ is odd, } n \text{ is odd} \end{cases} \\
 &= \begin{cases} (1-\rho) \cdot R_{(m'/2)}^n + j\rho \cdot I_{(m'/2)}^n & m' \text{ is even} \\ \rho \cdot R_{(m'/2)}^n + (1-\rho) I_{(m'/2)}^n & m' \text{ is odd} \end{cases} \\
 &= [(1-\theta)(1-\rho) + \theta\rho] \cdot R_{(m'/2)}^n + [(1-\theta)\rho + \theta(1-\rho)] I_{(m'/2)}^n
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

เมื่อ $\theta = m' \bmod 2$ และ $\rho = m' \bmod 2$ ตัวอย่างเช่น $a_{0,0} = R_0^0$ $a_{0,1} = I_0^1$ $a_{1,0} = I_0^0$ $a_{1,1} = R_0^1$ เพื่อให้การใช้งานสเป็คตรัมได้อย่างมีประสิทธิภาพของวิธีการมอดูเลต OQAM แต่ละสัญลักษณ์จะถูกแบ่งครึ่ง ทางด้านเครื่องรับสัญญาณข้อมูลจากคลื่นพาห่จะมอดูเลตเฉพาะค่าจริงและองค์ประกอบเฉพาะค่าจินตภาพตามที่มีการสลับตำแหน่งจากทางด้านเครื่องส่ง แต่ส่วนที่อยู่นอกเหนือนั้นจะอยู่ในรูปสัญญาณรบกวน สัญลักษณ์ข้อมูลที่ส่งมาโดยมีค่าออฟเซ็ทค่าเท่ากับ $T/2$ โดยจะเป็นค่าจริงในเทอมของส่วนแรกและเป็นเทอมของจินตภาพในส่วนที่สอง จำนวน N ซิมเบิลเรียต้องเป็นจำนวนเต็มคู่สามารถเขียนสมการตามกฎของ Staggering Rule โดยค่ามุมของสัญญาณสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\varphi_{m',n} = \begin{cases} 0 & m' + n \text{ is even} \\ \pi/2 & m' + n \text{ is odd} \end{cases} \tag{2.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงสัญลักษณ์ของระบบ FBMC-OQAM ในโดเมนเวลาและความถี่

2.3.2 Poly-Phase Filtering

หลังจากสัญญาณถูกมอดูเลตแบบ OQAM ต่อจากนั้นจะผ่านกระบวนการกรองสัญญาณด้วย poly-phase filtering และผ่านการแปลงสัญญาณด้วย IFFT หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า SFB โดยกำหนดให้ผลตอบสนองของโพรโทไทป์ฟิลเตอร์มีค่าเท่ากับ $h(t)$ ที่มีค่าโอเวอร์แลปเท่ากับ K สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$x(t) = Q\left\{\{X_m\}_{m=0}^{M-1}\right\} \quad (2.10)$$

$$= Q\{X_0, X_1, \dots, X_{M-1}\} \quad (2.11)$$

$$= \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} h(t - m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m',n}} \quad (2.12)$$

เมื่อ $x(t) \neq 0$ from $t = [0, (M-1/2)T + KT)$

$Q\{\cdot\}$ คือฟังก์ชันการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM

กำหนดให้ $x_m(t)$ เป็นสัญลักษณ์ FBMC-OQAM อันดับที่ m^{th} ได้หลังจากสัญญาณถูกมอดูเลตจากสัญญาณอินพุตเวกเตอร์ X_m เขียนเป็นสมการได้

$$x_m(t) = Q\{X_m\} \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณในแกนเวลาที่มีการส่งแบบต่อเนื่องที่มีอินพุตเวกเตอร์จำนวน M เอาท์พุตเครื่องส่งแบบ FBMC-OQAM สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(t - mT/2), \quad 0 \leq t < \infty \quad (2.14)$$

2.3.3 การแทนสัญญาณทีสคริตในแกนเวลา

สัญญาณเบสแบนด์แบบทีสคริตในแกนเวลาของระบบ FBMC-OQAM สัญญาณ $x[k]$ มีค่าโอเวอร์แซมปลิงเท่ากับ L สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$x[k] = Q\{\hat{X}_0, \hat{X}_1, \dots, \hat{X}_{M-1}\} \quad (2.15)$$

$$= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} h(k - m'LN/2) e^{j\frac{2\pi}{LN}nk} e^{j\phi_{m',n}} \quad (2.16)$$

$$= \sum_{m=0}^{M-1} x_m[k - mLN] \quad (2.17)$$

เมื่อ $x[k] \neq 0$ from $t=0 \leq k \leq (M+K-0.5)LN-1$ และ \hat{X}_m for $0 \leq m \leq M-1$ คือเวกเตอร์ของสัญญาณอินพุตทำการโอเวอร์แซมปลิงโดยการแทรกศูนย์เข้าไป $(L-1) \times N$ ส่วนกลางของสัญญาณ X_m สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

2.3.4 Prototype filter

ในระบบ FBMC-OQAM ฟังก์ชันที่สำคัญในการแยกสัญญาณแต่ละซับแคร์เรียร์ออกจากกันได้นั้น มีเพียงได้ขึ้นอยู่กับโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ ซึ่งโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ที่มีประสิทธิภาพและถูกเลือกใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ PHYDYAS filter [23-28] โดยฟิลเตอร์ชนิดนี้ได้คิดค้นและประดิษฐ์โดยสหภาพยุโรป ภายใต้ชื่อโครงการนี้ว่า Physical layer for DYnamic AccesS and cognitive radio โดยการออกแบบบนพื้นฐานของการซุ่มสัญญาณบนแกนความถี่ ลักษณะเป็นแบบ closed-form โดยการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เพียงเล็กน้อยเพื่อให้ง่าย โดยค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับฟิลเตอร์ชนิดนี้คือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์ L_h ซึ่งขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์ของค่าโอเวอร์แลป K

การออกแบบเริ่มจากการกำหนดช่วงผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์ โดยกำหนดให้เท่ากับ $L_h = KLN$ โดยค่าสัมประสิทธิ์ในแกนความถี่มีค่าเท่ากับ F_k , $0 < k < L_h - 1$ แทนค่าได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} F_0 &= 1, & F_1 &= 0.97196, & F_2 &= 1/\sqrt{2} \\ F_3 &= \sqrt{1-F_1^2}, & F_4 &= 0, & 4 < k < L_h - 1 \end{aligned} \quad (2.18)$$

จากสัมประสิทธิ์ของค่าโอเวอร์แลป $K = 4$ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์ PHYDYAS filter สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{A}} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right] & t \in [0, KT] \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.19)$$

เมื่อ A คือค่าอนุกรมลอเรียนแฟคเตอร์ จากสมการนี้สามารถแสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS ได้ดังรูปที่ 2.8 นอกจากนี้ยังแสดงการเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS และ ฟิลเตอร์ Rectangular

$$\begin{aligned} A &= \int_0^{KT} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right]^2 dt \\ &= KT \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k^2 \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$

การวิเคราะห์การแพร่ของสเปกตรัม (Power Spectral Density:PSD) สำหรับระบบ FBCM-OQAM ด้วยโปรโตไทป์ฟิลเตอร์แบบ PHDYAS สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\Phi_{\text{PHYDYAS}}(f) = [F(f)]^2 \quad (2.19)$$

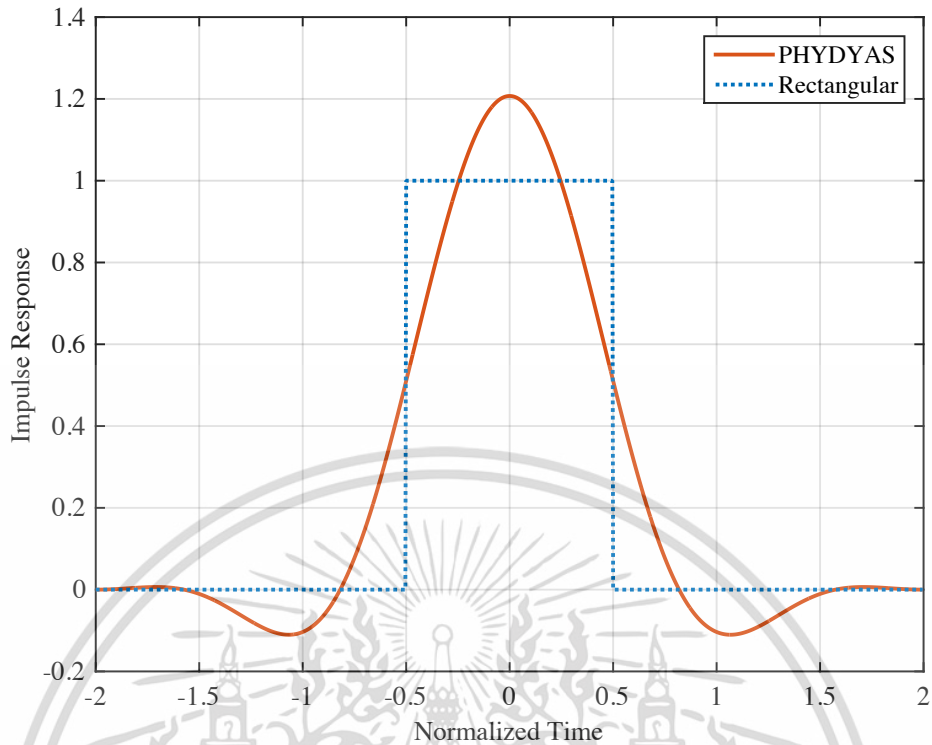
เมื่อ $F(f)$ รากที่สองของฟังก์ชัน PHDYAS filter ผลตอบสนองทางความถี่สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$F(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{k=(K-1)} F_k \frac{\sin(\pi(f-k/NK)NK)}{NK \sin(\pi(f-k/NK))} \quad (2.20)$$

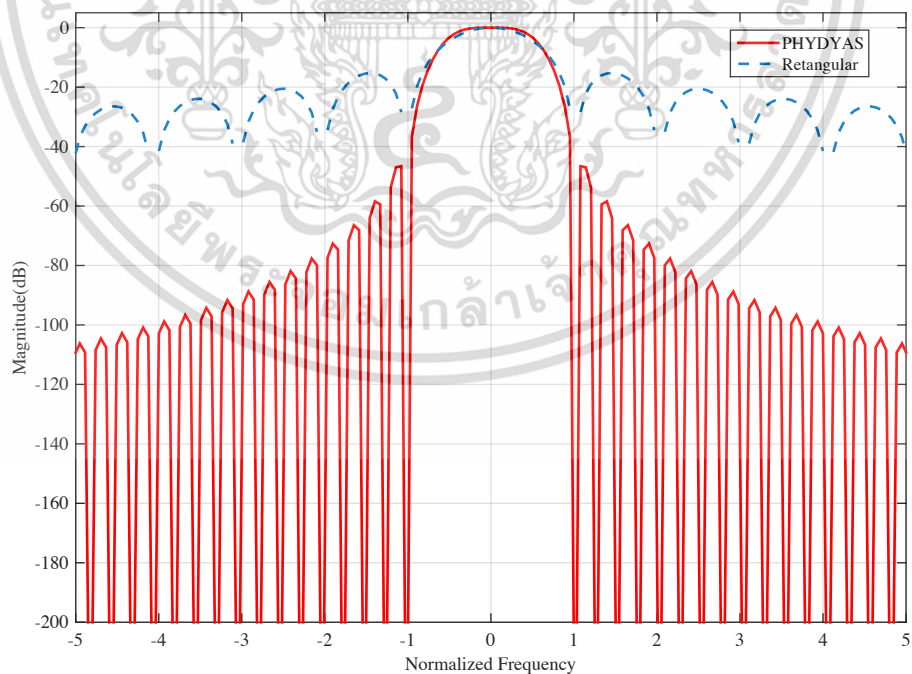
เปรียบเทียบการแพร่ของสเปกตรัมระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS และ ฟิลเตอร์ Rectangular ได้ดังรูปที่ 2.9

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์อิมพัลส์ของ PHDYAS filter จากการสัญญาณส่งแบบมัลติเพล็กซ์

	$m'_0 - 4$	$m'_0 - 3$	$m'_0 - 2$	$m'_0 - 1$	m'_0	$m'_0 + 1$	$m'_0 + 2$	$m'_0 + 3$	$m'_0 + 4$
$n_0 - 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 - 2$	0	0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	0.0006	0
$n_0 - 1$	0.0054	0.0429j	-0.125	-0.2058j	0.2393	0.2058j	-0.125	-0.0429j	0.0054
n_0	0	-0.0668	0.0002	0.5644	1	0.5644	0.0002	-0.0668	0
$n_0 + 1$	0.0054	-0.0429j	-0.125	0.2058j	0.2393	-0.2058j	-0.125	0.0429j	0.0054
$n_0 + 2$	0	0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	0.0006	0
$n_0 + 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0



รูปที่ 2.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองอิมพัลส์ระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS และ ฟิลเตอร์ Rectangular



รูปที่ 2.9 เปรียบเทียบการแพร่ของสเปกตรัมระหว่างฟิลเตอร์ PHYDYAS และ ฟิลเตอร์ Rectangular

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตารางที่ 2.1 ค่าของแต่ละแถวจะแทนด้วยซีเคิร์ฟ์ผลตอบสนองของอิมพัลส์ของแต่ละช่องสัญญาณย่อย โดยที่แต่ละหลัก n_0 เป็นช่องสัญญาณย่อยเพื่อให้ได้ตามกฎของ Nyquist โดยที่สัญญาณจากแถวอื่นๆจะเท่ากับผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณรบกวนตามค่าโอเวอร์แลปจากช่องสัญญาณย่อยข้างเคียง $\{n_0 - 3, n_0 - 2, n_0 - 1, n_0, n_0 + 1, n_0 + 2, n_0 + 3\}$

2.3.5 คุณสมบัติการอโรโกนอล

กำหนดหนดสัญญาณ $h(t)$ ที่มีการเลื่อนทั้งในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่มีค่าเท่ากับ $\lambda_{m',n}(t)$ สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{m',n}(t) = h(t - m'T/2) e^{j2\pi nt/T} e^{j\phi_{m',n}} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.12) สามารถจัดรูปของสมการได้ดังต่อไปนี้

$$x(t) = \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} \lambda_{m',n}(t) \quad (2.22)$$

เมื่อสัญญาณที่รับเข้ามาทางด้านเครื่องรับเท่ากับ $r(t)$ เมื่อทำการตีמודูเลตสัญญาณโดยให้เกิดคุณสมบัติอโรโกนอลโดยไม่มีสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณ $r_{m'_0, n'_0}$ ที่ช่วงเวลา m'_0 บนซับแครี่เรีย n_0 สามารถอธิบายได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} r_{m'_0, n'_0} &= \langle x(t), \lambda_{m'_0, n'_0}(t) \rangle \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \lambda_{m'_0, n'_0}^*(t) dt \\ &= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} \int_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{m'_0, n'_0} \lambda_{m',n}^*(t) dt \\ &= a_{m'_0, n'_0} + \underbrace{\sum_{m' \neq m'_0} \sum_n a_{m',n} \int_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{m'_0, n'_0} \lambda_{m',n}^*(t) dt}_{\text{intrinsic interference term } ju_{m'_0, n'_0}}, \quad (m', n) \neq m'_0, n'_0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

เมื่อ $\langle \cdot \rangle$ แทนฟังก์ชันการคูณภายใน โดยคุณสมบัติของโปรโตไทป์ฟิลเตอร์มีคุณสมบัติทำให้เกิดการหักล้างภายใน โดยกำหนดให้เป็นตัวแปร $ju_{m'_0, n'_0}$ ค่าที่เกิดคุณสมบัติอโรโกนอลนี้จะเป็นค่าจริงของสัญลักษณ์ $a_{m'_0, n'_0}$ สัญญาณรบกวนจะหักล้างกันภายใน สัญญาณรบกวนภายในเทอมของจำนวนจินตภาพสามารถแสดงได้ดังสมการ

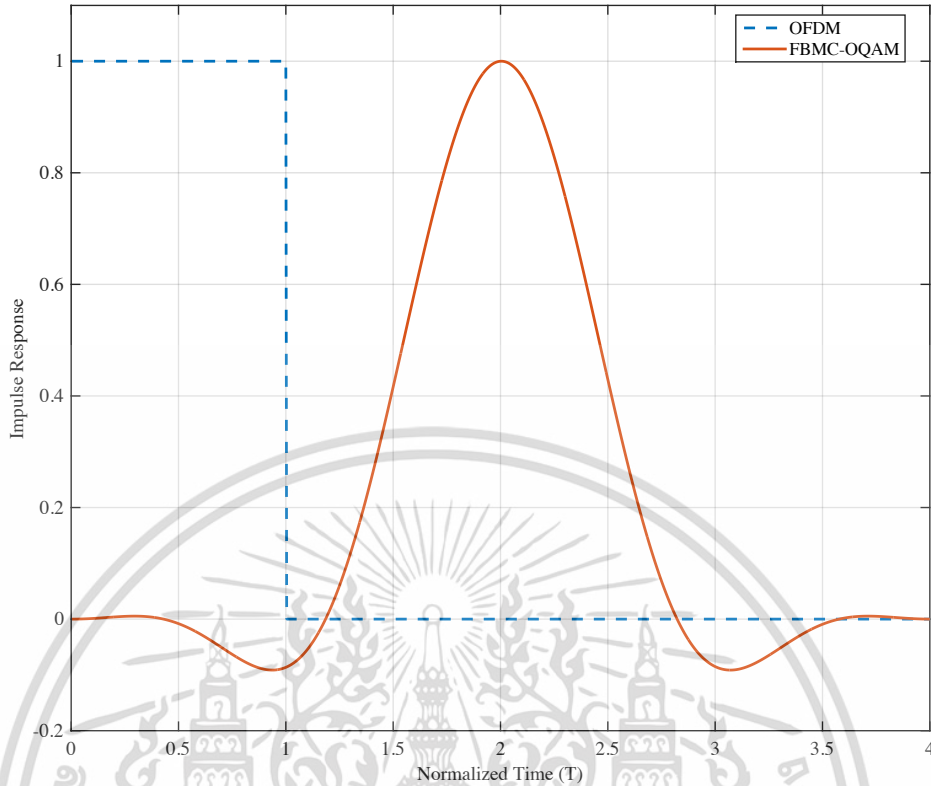
$$ju_{m'_0, n'_0} = \underbrace{\sum_{m' \neq m'_0} \sum_n a_{m',n} \int_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{m'_0, n'_0} \lambda_{m',n}^*(t) dt}_{\Psi_{\Delta m', \Delta n}}, \quad (m', n) \neq m'_0, n'_0 \quad (2.24)$$

ตารางที่ 2.2 ค่าสัมประสิทธิ์อิมพัลส์สัญญาณ OQAM ภายหลังจากการทำดีซิชั่น(Decision)

	$m'_0 - 4$	$m'_0 - 3$	$m'_0 - 2$	$m'_0 - 1$	m'_0	$m'_0 + 1$	$m'_0 + 2$	$m'_0 + 3$	$m'_0 + 4$
$n_0 - 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 - 2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 - 1$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
n_0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
$n_0 + 1$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 + 2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 + 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0

ข้อจำกัดคุณสมบัติการอโคโนลสำหรับวิธีการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM อยู่บนเฉพาะค่าของจำนวนจริงเท่านั้นซึ่งแตกต่างจากวิธีการมอดูเลตแบบ OFDM จะมีคุณสมบัติในค่าของจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามทฤษฎีของ Balian Low theorem ซึ่งว่าไม่สามารถสร้างฟังก์ชันที่สามารถมีคุณสมบัติที่อโคโนลได้ดีทั้งในแกนเวลาและแกนความถี่ในเวลาเดียวกันภายในหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นเพื่อให้สามารถวิธีการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM สามารถใช้ในการสื่อสารได้จำเป็นต้องใช้วิธีการอโคโนลเฉพาะในส่วนของค่าจริงเท่านั้น โดยทางด้านเครื่องรับสามารถนำสัญญาณเดิมคืนกลับมาได้จำกัดมอดูเลตข้อมูลออกมาเป็นเฉพาะค่าของจำนวนจริงหรือเฉพาะค่าของจำนวนจินตภาพเท่านั้น สัญญาณรบกวนภายในสัญลักษณ์ $\Psi_{\Delta m', \Delta n}$ จะถูกตัดออกไปโดยอ้างอิงจากตารางที่ 2.1 และตารางที่ 2.2 ของโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ PHYDYAS ดังนั้นการตีมอดูเลตสามารถทำได้อย่างสมบูรณ์ในส่วนเฉพาะของค่าจริงของสัญญาณที่ผ่านการตีมอดูเลต $r_{m'_0, n_0}$ อธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \hat{a}_{m', n} &= \{r_{m', n}\} \\ &= a_{m', n} \end{aligned} \quad (2.25)$$



รูปที่ 2.10 เปรียบเทียบตัวอย่างกำลังงานของสัญลักษณ์ OFDM และ FBMC-OQAM

ผลลัพธ์ของสัญญาณ OQAM ทางด้านทางเครื่องรับเมื่อผ่านการตีมอดูเลตและดีซีซันแล้วสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.2 จากสมการที่ (2.23) คุณสมบัติการเกิดออร์โธโกนอลในระบบ FBMC-OQAM จะขึ้นอยู่กับลักษณะของโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ โดยที่ระยะเวลาที่เหมือนกัน $T/2$ ส่งผลให้องค์ประกอบของสัญญาณที่ in-phase และ quadrature มีคุณสมบัติออร์โธโกนอลกันได้อย่างสมบูรณ์

2.3.6 การโอเวอร์แลปของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM

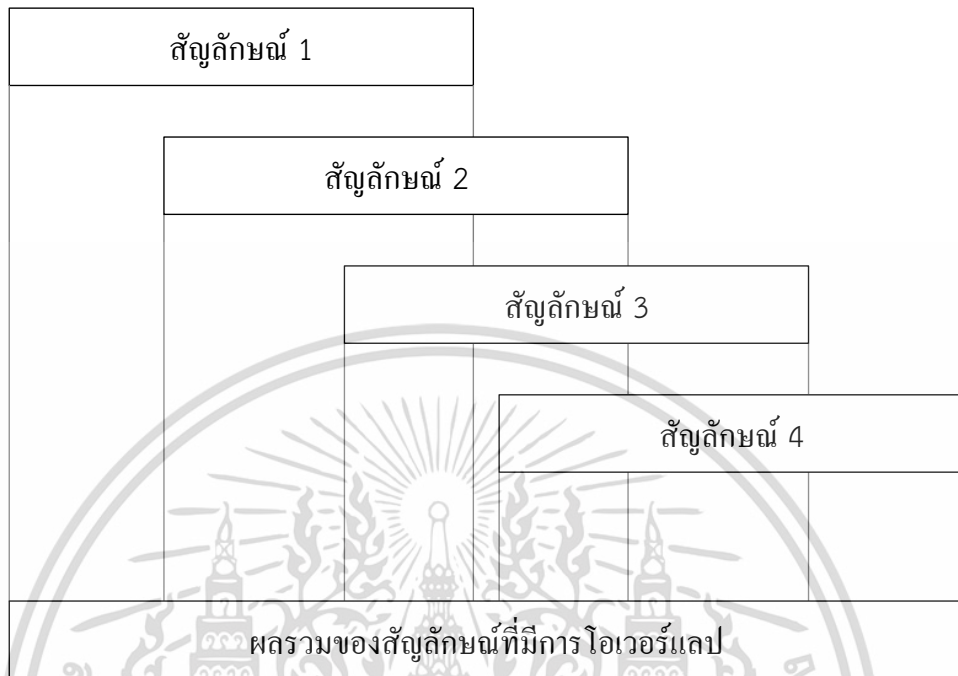
ผลกระทบของสัญญาณ FBMC-OQAM เมื่อสัญลักษณ์เกิดการทับซ้อนกันในช่วงเวลาของโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ $h(t)$ กำลังงานส่วนใหญ่ของสัญญาณเมื่อผ่าน PHYDYAS ฟิลเตอร์จะคงอยู่ในเมนโลบ สมการคำนวณหาค่ากำลังงานของสัญญาณ FBMC-OQAM สามารถกำหนดได้ดังสมการต่อไปนี้

$$P_{avg}[x(t)] = E[|x(t)|^2] \quad (2.26)$$

กำหนดให้ $E[]$ คือช่วงการคำนวณหาค่ากำลังงาน จากธรรมชาติการแพร่ของคลื่นในแกนเวลา ซึ่งส่งของค่าจำนวนจริงและค่าจำนวนจินตภาพมีคาบเวลาห่างกันเท่ากับ $T/2$ และค่าโอเวอร์แลปของสัญญาณมีค่าเท่ากับ $4T$ ของค่าความยาวของโปรโตไทป์ฟิลเตอร์ $h(t)$ จากรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

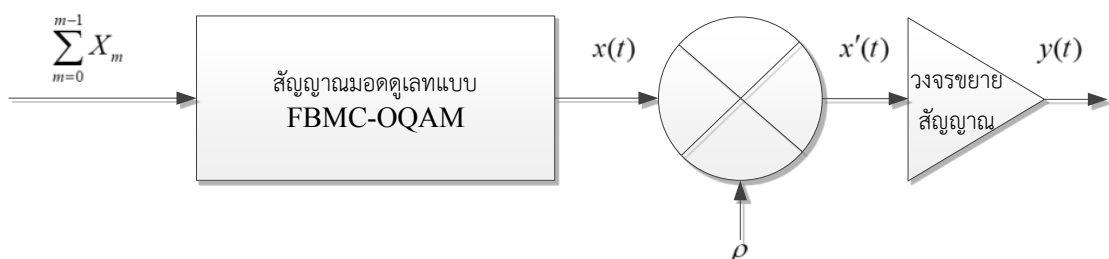
จากการสังเกตสรุปได้ว่าค่า power profile ของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM จึงมีค่าเท่ากับ $4.5T$ แต่ในกรณีของ OFDM จะมีค่าเท่ากับ T



รูปที่ 2.11 การโอเวอร์แลปของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM

2.4 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA)

การสื่อสารระบบ FBMC-OQAM เป็นการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์และมี แถบความถี่กว้าง (Broadband) เช่นเดียวกับการสื่อสารแบบโอเอฟดีเอ็มเช่นกัน ดังนั้นวงจรรขยายในลักษณะที่มีความเป็นเชิงเส้นจึงมีความสำคัญสำหรับเครื่องส่งแบบ FBMC-OQAM เช่นกัน ซึ่งเป็นไปได้ยากที่จะหาวงจรรขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น (linear) ตลอดย่านความถี่ เครื่องส่งในระบบสื่อสารแบบไร้สายทุกเครื่อง ภาควิชาของขยายเพื่อขยายสัญญาณได้มีกำลังแรงและสามารถส่งไปได้ระยะทางไกล ดังสามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 เครื่องส่ง FBMC-OQAM ที่ประกอบด้วยวงจรรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ วงจรรขยายส่วนใหญ่ที่นิยมใช้กันคือ วงจรรขยายทำมาจากสารกึ่งตัวนำ (SSPA: Solid State Power Amplifier) สามารถที่จะอธิบายคุณสมบัติของวงจรรขยายแต่ละตัวที่กล่าวข้างต้นด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ ดังจะอธิบายได้ดังนี้

กำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_o} \quad (2.26)$$

เมื่อ P_{in} เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_o เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

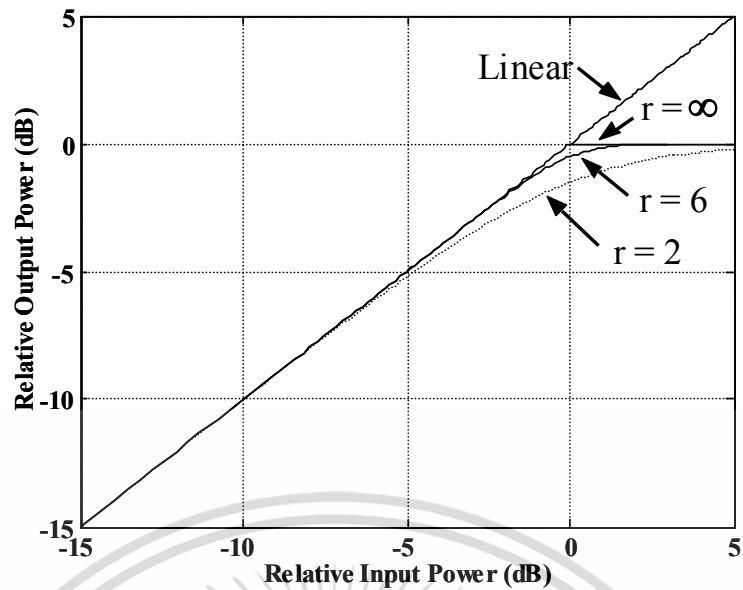
2.4.1 Solid State Power Amplifier (SSPA)

คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) [37-39] สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ 2.28 และ 2.29 ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (amplitude) และ เฟส(phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรรขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต(output) ที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต (input) หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต (input) หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนของทั้งแอมพลิจูดและเฟสได้ดังสมการที่ 2.27 และ 2.28 ตามลำดับ

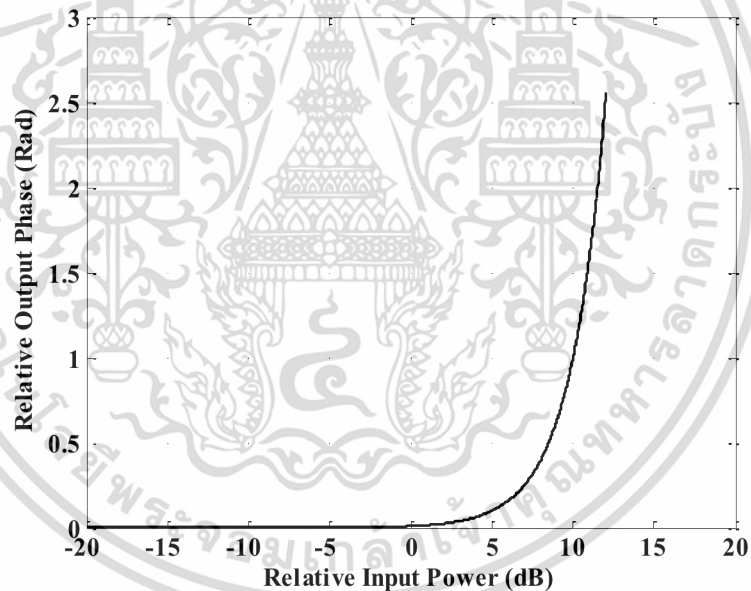
$$F_s(\rho) = \frac{v\rho}{[1 + (\frac{v\rho}{A_0})^{2p}]^{1/2p}} \quad (2.28)$$

$$\Phi_s(\rho) = \alpha_\phi \left(\frac{v\rho}{A_0} \right)^4 \quad (2.29)$$

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต A_0 เป็นระดับของสถานะเอาต์พุตและ p เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นและ $v \alpha_\phi$ เป็นค่าคงที่



(a) คุณสมบัติ AM/AM ของวงจรถ่ายแบบ SSPA



(a) คุณสมบัติ AM/PM ของวงจรถ่ายแบบ SSPA

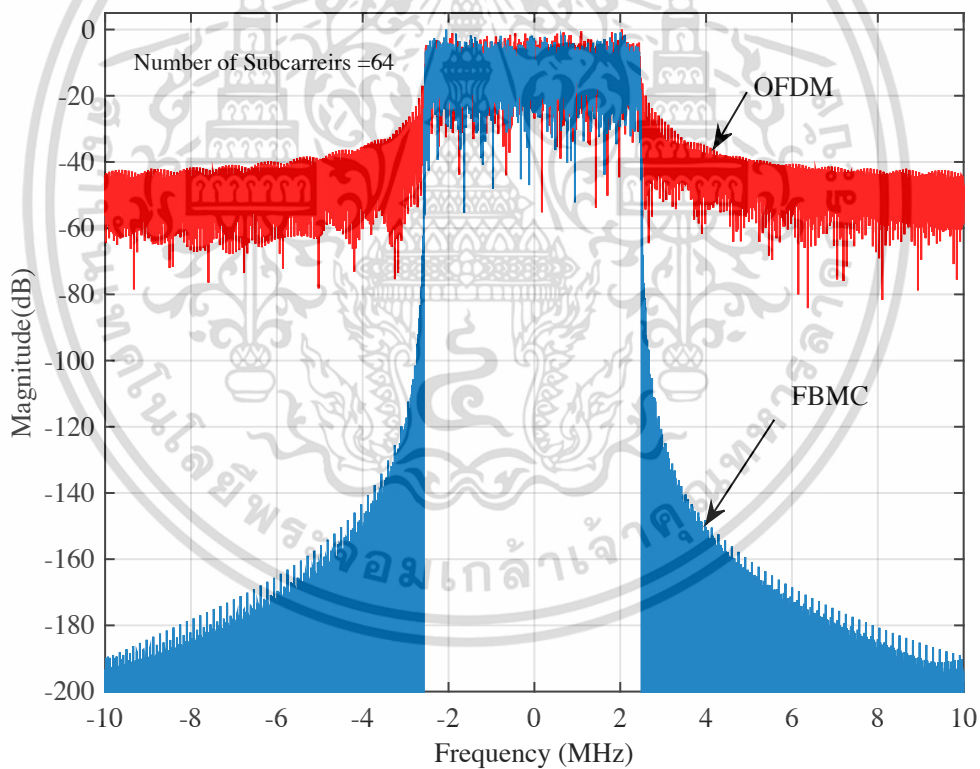
รูปที่ 2.13 คุณสมบัติของวงจรถ่ายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

2.4.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

อินเทอร์มอดูเลชันนอส์ (Intermodulation Noise) เป็นสัญญาณรบกวนประเภทหนึ่งสามารถเกิดขึ้นได้ทั้งระบบการสื่อสารที่เป็นอนาล็อกและระบบดิจิทัล เกิดจากเมื่อสัญญาณถูกส่งผ่านวงจรถ่ายที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นหรือสัญญาณที่ถูกคลิบจากจุดอิ่มตัวของวงจรถ่าย ส่งผลให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศไปนั้นก็มีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม โดยทั่วไปแล้วการส่งสัญญาณแบบไม่ใช่ค่าคงผ่านการมอดูเลตวางจรรยาไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณนี้จะสร้างสเปกตรัมที่ไม่พึงประสงค์ขึ้น สัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ทั้ง OFDM และ FBMC มีความอ่อนไหวต่อความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากอินเทอร์มอดูเลชัน

จากเกิดอินเทอร์มอดูเลชันนอสนี้้นนอกจากจะส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพของอัตราการส่งข้อมูลผิดพลาดแล้ว ยังส่งผลต่อค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ กล่าวคือเมื่อสัญญาณส่งผ่านวงจรรยาที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นหรือสัญญาณที่ถูกคลิป์จากจุดอิ่มตัวของวงจรรยา กำลังงานส่วนหนึ่งของสัญญาณที่อยู่ภายในแบนด์วิดธ์ก็จะแผ่ออกนอกย่านความถี่ใช้งานส่งผลให้เกิดการรบกวนระบบหรือช่องสัญญาณข้างเคียง ปริมาณการแผ่ออกไปยังสัญญาณข้างเคียงนี้จะมากหรือนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะของสัญญาณ คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรรยา การกำหนดสตุการทำงานของวงจรรยา เป็นต้น นอกจากนี้ยังส่งผลต่อประสิทธิภาพการใช้งานของย่านความถี่ด้วยเช่นกัน



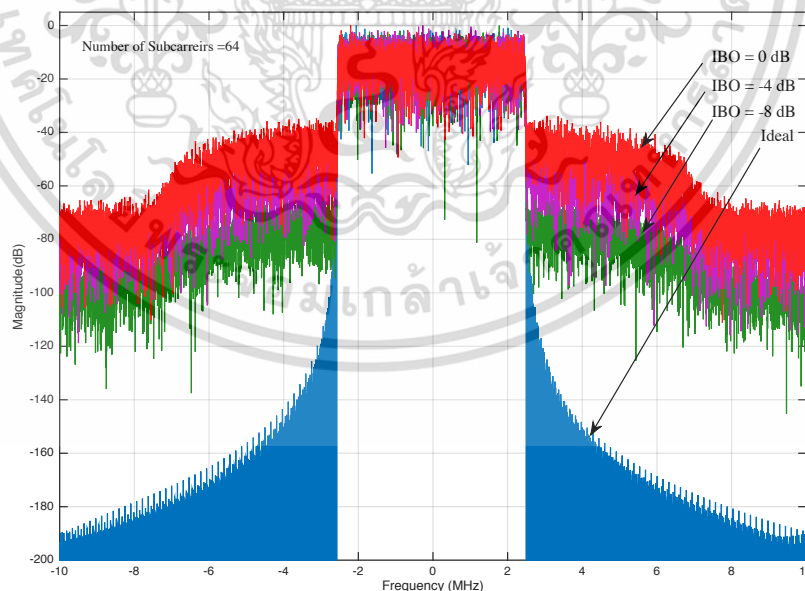
รูปที่ 2.14 เปรียบเทียบการแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ระหว่างการมอดูเลตแบบ OFDM และ FBMC-OQAM

2.4.3 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

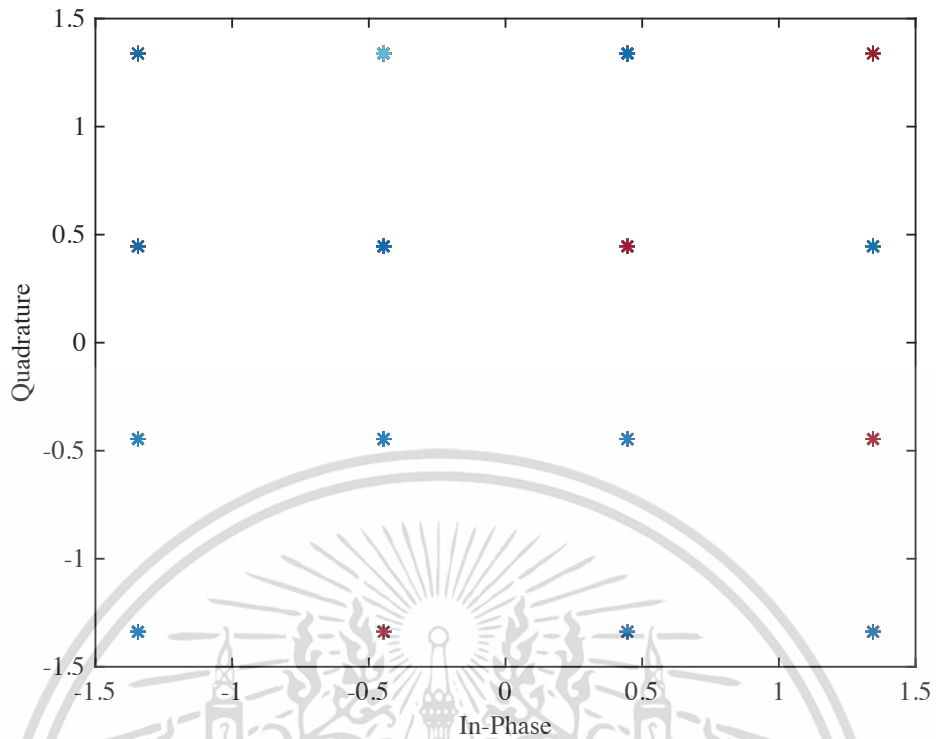
วิธีการมอดูเลตแบบ M-QAM หรือ M-OQAM สัญญาณข้อมูลจะประกอบด้วยข้อมูลสองส่วนคือส่วนของจำนวนจริง (O) และส่วนของจำนวนจินตภาพ (I) หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งในเวลาสำหรับก้าวเชิงงานเพื่อการหาค่าแทนนั้น เมื่อผู้ผู้ตาเห็นว่าใบเซอร์ระยะขนต้นการคาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบไปด้วยส่วนแอมพลิจูดและส่วนของเฟส เมื่อสัญญาณเดินทางมาถึงด้านเครื่องรับ เครื่องรับ จะทำการตรวจจับตำแหน่งของสัญญาณที่รับเข้ามาเพื่อหาตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q โดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะต้องอยู่ในพื้นที่เช่นเดียวกันกับทางด้านเครื่องรับซึ่งสัญญาณที่รับเข้ามาไม่มีสัญญาณรบกวนใดๆ ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ของสัญญาณภาครับจะอยู่ในตำแหน่งเดียวกัน ดังรูปที่ 2.15 (ก) แต่หากเกิดมีสัญญาณรบกวนตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ทางด้านเครื่องรับจะกระจายออกเป็นกลุ่มของสัญญาณ การกระจายออกนี้จะกระจายมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความแรงของสัญญาณรบกวน ดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 (ข) เป็นรูปแสดงตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ของสัญญาณทางด้านเครื่องรับ เมื่อมีสัญญาณรบกวน ในตัวอย่างของรูปแบบของสัญญาณรบกวนนี้เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ วงจรขยายหรืออินเทอร์มอดูเลชันนอกรีต โดยสัญญาณรบกวนนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับกำหนดยุทธการ ทำงานของวงจรขยายและความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรวางจรขยายนั้นที่นำมาใช้ จากรูปแสดงให้ เห็นว่าหากสัญญาณรบกวนมีความแรงมากพอที่จะให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เปลี่ยนไปจากตำแหน่ง เดิมทางด้านเครื่องส่งก็จะส่งผลให้การตีมอดูเลตได้ข้อมูลที่ผิดเพี้ยนไปจากเดิม หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง คือบิตข้อมูลผิดพลาด ประสิทธิภาพของระบบสามารถกำหนดได้จากอัตราความผิดพลาดของบิต ข้อมูลที่ส่งต่อบิตข้อมูลทั้งหมด ที่เรียกว่า BER (BER : Bit Error Rate) สามารถเขียนได้ดังสมการ

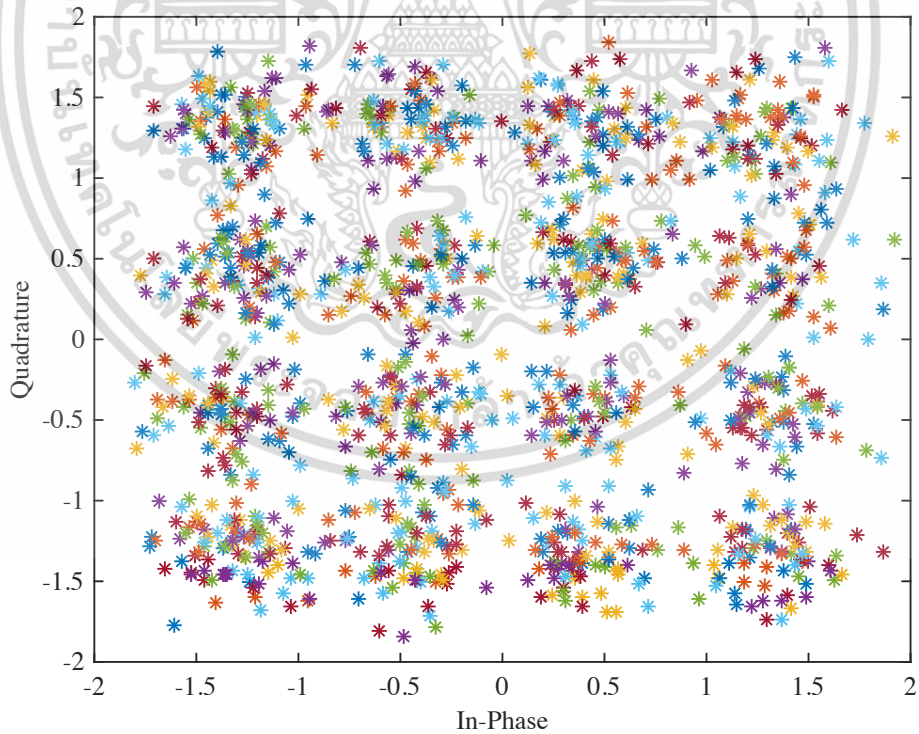
$$\text{BER} = \frac{\text{บิตข้อมูลผิดพลาด}}{\text{บิตข้อมูลทั้งหมดที่ส่ง}} \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.15 การแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่เมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น



(ก) ไม่มีอินเทอร์มอดูเลชันนอส์ย



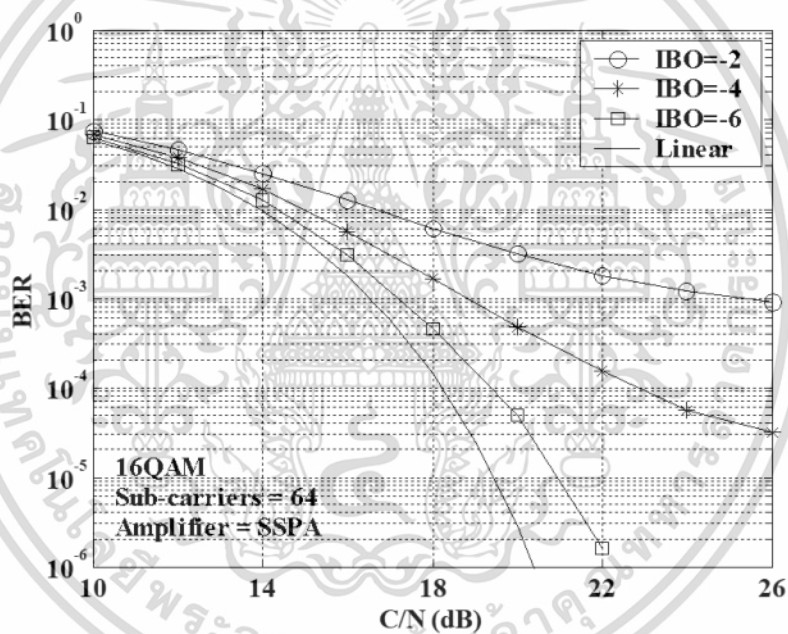
(ข) มีอินเทอร์มอดูเลชันนอส์ย

รูปที่ 2.16 เปรียบเทียบสัญญาณ 16 QAMแบบมีสัญญาณรบกวนและไม่มีสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดของข้อมูล

การคำนวณหาอัตราการผลิตผิดพลาดของข้อมูลตามสมการที่ (2.30) เป็นการวัดประสิทธิภาพการทำงานของระบบรูปแบบหนึ่งโดยไปจะเป็นการวัดค่าอัตราการผลิตผิดพลาดเปรียบเทียบกับเมื่อระดับของสัญญาณต่อระดับของสัญญาณรบกวน ดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 จากรูปกำหนดให้แกนอีกเป็นค่า BER และแกนวายเป็นค่า SNR(dB) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณทางด้านเครื่องรับจะปรากฏสัญญาณรบกวนสองตัวรวมกันคือสัญญาณรบกวน AWGN (AWGN :Additive white Gaussian noise) และ อินเทอร์มอดูเลชันนอส์ซี่ ก็จะส่งผลให้ค่า BER ของระบบมีประสิทธิภาพลดลง แต่ในทางกลับกันหากในระบบใช้วงจรขยายสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้นค่าอินเทอร์มอดูเลชันนอส์ซี่จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้ระบบมีค่า BER น้อยกว่าระบบที่ผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นดังแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.17 ประสิทธิภาพอัตราการผลิตผิดพลาดของระบบเมื่อจุดทำงานของวงขยายเปลี่ยนแปลง

บทที่ 3

วิธีการลดค่า PAPR ในสัญญาณ FBMC-OQAM

ในบทนี้จะกล่าวถึงข้อดีสำหรับการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบ FBMC-OQAM วิธีการแก้ไขข้อดีแบบที่เคยมีการนำเสนอมาแล้ว วิธีการแก้ไขข้อดีแบบที่นำเสนอ วิธีการหาค่าประสิทธิภาพ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวิธีการที่มีการนำเสนอแล้วกับวิธีการที่นำเสนอ การสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ได้รับการสนใจอย่างมากในมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ใน 4G LTE และ 5G ด้วยการพิจารณาของ 3GPP (3rd Generation Partnership Project:3GPP) ข้อเสียสำหรับการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์นี้มีข้อดีของทั้งสองการมอดูเลตแบบ OFDM และ FBMC-OQAM [8-10] มีค่าอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ หรือเรียกว่า ค่าพีเอพอาร์ (PAPR : Peak to Average Power Ratio) [25-28] หรือกล่าวอีกทางได้ว่าเป็นที่สัญญาณทางแกว่งเวลาที่มีการแกว่งของสัญญาณมาก (Fluctuation) ซึ่งค่าพีเอพอาร์ที่สูงนี้ในทางปฏิบัติจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบหลายอย่าง เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอิมพัลส์ของวงจรรขยายต้องการวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC : Digital-to-Analog Converters) ที่มีขนาดช่วงการแปลงสัญญาณค่อนข้างกว้างซึ่ง DAC จะมีราคาแพง การแพร่ของกำลังงานของสัญญาณไปรบกวนช่องสัญญาณข้างเคียงซึ่งส่งผลอย่างมากต่อประสิทธิภาพต่ออุปกรณ์ IoT ที่ใช้งานสำหรับโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องจากอุปกรณ์เหล่านี้ถูกออกแบบให้มีการใช้งานความหนาแน่นสูงในพื้นที่เดียวกัน

เนื่องจากเครื่องส่งในระบบสื่อสารทุกๆเครื่องต้องมีวงจรรขยายสัญญาณภาคส่งเพื่อให้ได้กำลังส่งสูงๆ และวงจรรขยายจะมีความไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อสัญญาณมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM ผ่านวงจรรขยายก็จะเกิดรบกวนภายในจากวงจรรขยาย หรือเรียกว่า Intermodulation Interference นอกจากนี้กำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยายก็เป็นสิ่งสำคัญในเรื่องของประสิทธิภาพการใช้กำลังงานและควบคุมปริมาณรบกวนภายในจากวงจรรขยาย ซึ่งทั้งสองส่วนนี้จะป็นสัดส่วนผกผันกันหากสัญญาณการแกว่งของสัญญาณมาก เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพทั้งสองส่วนดังนั้นการลดค่าพีเอพอาร์จึงมีความสำคัญสำหรับระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ (MCM)

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดวิธีการลดค่าพีเอพอาร์สำหรับระบบ OFDM และ FBMC-OQAM ที่ได้มีการนำเสนอมาแล้วเพื่อลดค่าพีเอพอาร์แบบต่างๆ นิยามการคำนวณหาค่าพีเอพอาร์ วิธีการลดค่าพีเอพอาร์วิธีการที่นำเสนอบนระบบ FBMC-OQAM ซึ่งรายละเอียดทั้งหมดจะกล่าวถึงในส่วนต่อไป

3.1 วิธีการลดพีเอพ็อดที่มีมานำมาใช้กับระบบ OFDM

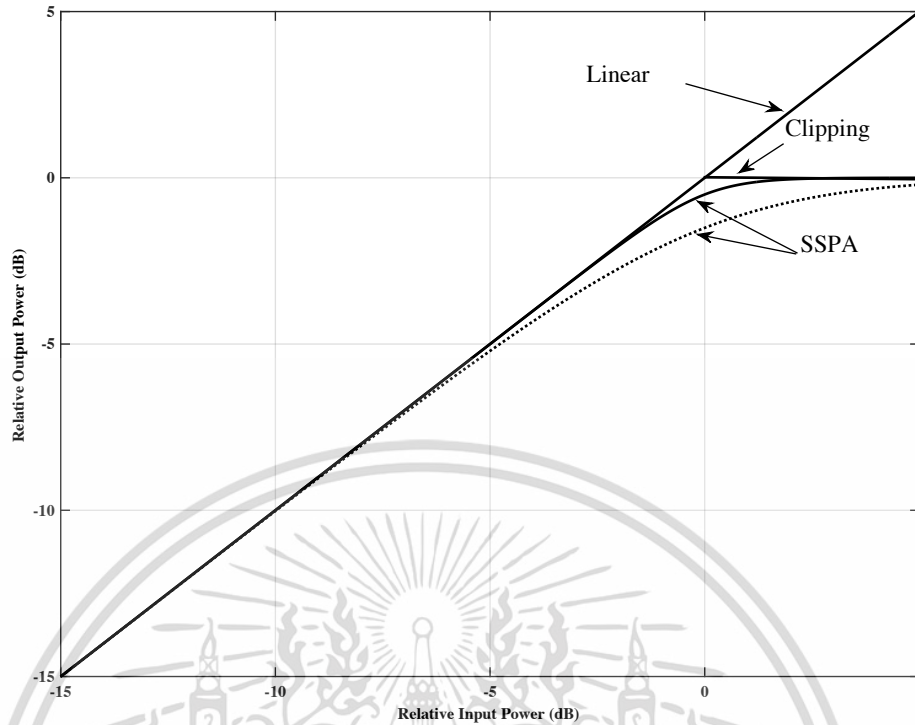
ค่าพีเอพ็อดสูงเห็นข้อด้อยหลักสำหรับการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ รวมถึงการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM มิงงานวิจัยเกี่ยวกับการลดค่าพีเอพ็อดหลายงานที่นำเสนอวิธีการเพื่อลดค่าพีเอพ็อดดังกล่าว โดยทุกวิธีจะต้องอยู่บนพื้นฐานที่มีการความซับซ้อนของการคำนวณที่ไม่สูงจนเกินไป วิธีการที่มีการนำเสนอไปแล้วเช่น วิธีคลิปปิง (Clipping) วิธีการ Tone Injection (TI), Tone Reservation (TR), Active Constellation Extension (ACE), Partial Transmit Sequence (PTS), Selective Mapping (SLM) และ block coding [25-28] เป็นต้น โดยทุกวิธีที่กล่าวมาสามารถแยกออกได้ สามกลุ่มคือ 1.การตัดยอดของสัญญาณ หรือสัญญาณเปลี่ยนแปลงรูปร่างไปในระดับที่ยอมรับได้ 2.การเลือกสัญญาณแทนจากความน่าจะเป็น 3.การเข้ารหัสกระทำโดยเปลี่ยนสัญญาณจากการเพิ่มปริมาณบิตข้อมูล รายละเอียดของแต่ละวิธีอธิบายตามลำดับ

3.1.1 วิธีการ Clipping

วิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบที่ง่ายที่สุดคือวิธีการตัดยอดของสัญญาณหรือเรียกว่าคลิปปิง การทำงานของวิธีนี้คือการตัดยอดของสัญญาณ $x(t)$ โดยยอดคลื่นมีระดับสัญญาณสูงสุดเท่ากับค่า α_0 ดังจะสามารถอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$x_c(t) = \begin{cases} x(t) & x(t) \leq \alpha_0 \\ \alpha_0 \cdot e^{j\angle x(t)} & x(t) > \alpha_0 \end{cases} \quad (3.1)$$

เมื่อ $\angle x(t)$ เป็นมุมของสัญญาณ $x(t)$ จากสมการ (3.1) สังเกตได้ว่าหลักการทำงานของคลิปปิงทำงานคล้ายคลึงกับการทำงานของวงจรถยาย สามารถเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตต่อสัญญาณเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 3.1 แสดงเปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณการคลิปปิงสัญญาณกับวงจรถยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น ข้อดีของวิธีการ Clipping นี้ไม่ต้องการข้อมูลบอกไปยังเครื่องรับปลายทาง แต่่ววิธีการนี้มีข้อเสียคือส่งผลต่อประสิทธิภาพการใช้งานสเป็คตรัม เมื่อค่า α_0 จะส่งผลรุนแรงต่อการแผ่ของกำลังงานไปยังสเป็คตรัมข้างเคียง และยังเกิดสัญญาณรบกวนภายในการวงจรถยายสัญญาณส่งผลให้อัตราการส่วนบิตข้อมูลที่ผิดพลาดต่อบิตข้อมูลทั้งหมด (Bit Error Rate :BER) ลดลง ได้มีนักวิจัยพัฒนาวิธีการให้สูงขึ้นด้วยการปรับปรุงให้มีการวนรอบเพื่อให้สามารถลดได้ทั้งพีเอพ็อดและการแผ่ของกำลังไปสู่อื่นข้างเคียง



รูปที่ 3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณการคลิปปิ่งสัญญาณกับวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

3.1.2 วิธี Selected Mapping (SLM)

วิธีเอสแอลเอ็มได้ถูกนำเสนอโดย Bauml Fischer และ Huber [28] โดยใช้วิธีการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณในโดเมนความถี่ วิธีการของเอสแอลเอ็มสามารถทำได้โดยกำหนดรูปแบบการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้วยเมทริกซ์ U มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบเฟสของสัญญาณ $\phi^{(u)}$ จากค่าของ $0 \leq u \leq U-1$ ในช่วง N สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\phi^{(u)} = \begin{cases} (1, \dots, 1) & u = 0, \\ (\phi_0^{(u)}, \dots, \phi_{N-1}^{(u)})^T & 1 \leq u \leq U-1. \end{cases} \quad (3.2)$$

เมื่อ $\phi_k^{(u)}$ คือรูปแบบการเปลี่ยนแปลงเฟส $\phi^{(u)}$ ประกอบด้วย k^{th} สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\varphi_k}, \quad 0 \leq u \leq U, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.3)$$

เมื่อ φ_k คือค่าการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบยูนิฟอร์มอยู่ในช่วง 0 และ 2π ในโดเมนความถี่เมื่อสัญญาณข้อมูล X ด้วยจำนวน N โทน โดยการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ U เฟสเวคเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ มีขนาดเท่ากับ N

$$X^{(u)} = X \circ \phi^{(u)}, \quad 0 \leq u \leq U-1 \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเป็นสัญลักษณ์การคูณแบบจุดต่อจุด $\{X^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ สามารถส่งข้อมูลเดียวกันและมีลักษณะของสัญญาณ constellation เดียวกัน โดยสัญญาณ $\{X^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ เมื่อผ่าน IFFT จะได้สัญญาณทางโดเมนเวลา U สัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพ็อดาร์เป็นสัญญาณใหม่ $\{x^{(u)}(t)\}_{u=0}^{U-1}$ โดยเลือกค่าสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดาร์ดีที่สุด โดยสามารถเลือกได้ดังสมการ

$$u_{\min} = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{x^{(u)}(t)}] \quad (3.5)$$

เมื่อ u_{\min} คือสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดาร์ต่ำสุดซึ่งสามารถนำข้อมูลเดิมกลับมาได้จากข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟสหรือเรียกว่าไซด์อินฟอร์เมชัน (Side Information: SI) จำนวนบิตข้อมูลของไซด์อินฟอร์เมชันมีขนาดเท่ากับ $\log_2 U$ ข้อดีของวิธีการของเอสแอลเอ็มคือไม่กระทบต่อประสิทธิภาพ BER ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้มากหรือน้อยขึ้นอยู่กับจำนวนรูปแบบของเฟสแพทเทิร์นของ U ยิ่งมากก็จะสามารถลดได้พีเอพ็อดาร์ได้ดีและจำนวนไซด์อินฟอร์เมชันก็จะมากตามไปเช่นกัน

3.1.3 วิธี Partial Transmitting Sequence (PTS)

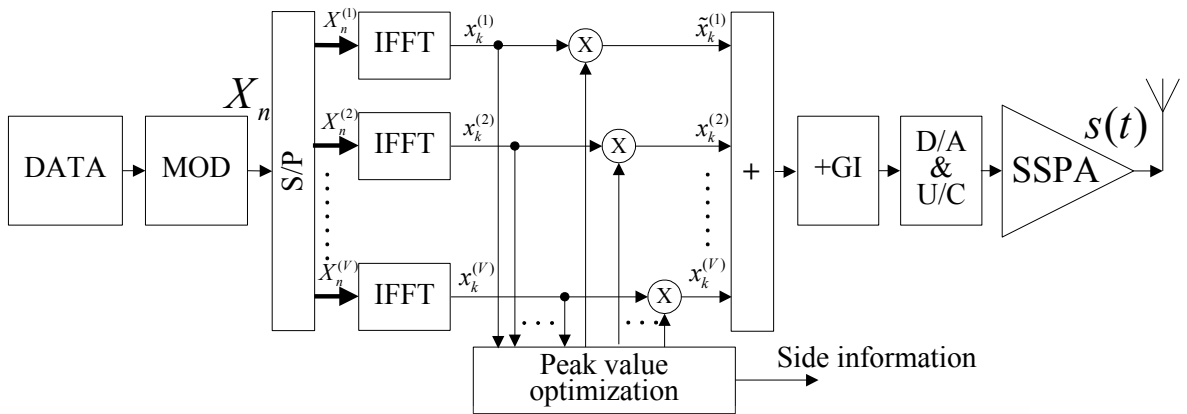
สามารถทำได้ด้วยการแบ่งส่วนย่อยของอินพุตข้อมูล X แต่ละสัญลักษณ์ออกจากกันเรียกว่า คลาสเตอร์ (Cluster) V โดยวิธีพีทีเอส[32],[33]แบบเดิมจะดำเนินการในส่วนของแกนของความถี่ $\{X^{(v)}\}_{v=0}^{V-1}$ ในช่วงความยาวของสัญลักษณ์เท่ากับ N

$$X = \sum_{v=0}^{V-1} X^{(v)} \quad (3.6)$$

การลดค่าพีเอพ็อดาร์ดำเนินการโดยทุกๆ คลาสเตอร์ v^{th} ของสัญญาณ OFDM หรือ FBMC-OQAM ที่ผ่านการมอดูเลตแล้วจะถูกเปลี่ยนเฟสด้วยค่าเฟสเท่ากับ $\{e^{jw_{(i,v)}}\}_{i=0}^{W-1}$ เมื่อ $w \in [0, 2\pi)$ และ W คือจำนวนเฟสทั้งหมดที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้เมื่อคูณแต่ละคลัสเตอร์ เป้าหมายของวิธีการพีทีเอสเพื่อหาแพทเทิร์นของสัญญาณที่ได้ค่าพีเอพ็อดาร์ต่ำที่สุดจาก $\{e^{jw_{(i,v)}}\}_{i=0}^{W-1}$ โดยความสามารถที่จะเกิดแพทเทิร์นของสัญญาณได้ทั้งหมดมีค่าเท่ากับ W^V สามารถเขียนอธิบายในรูปของสมการได้ดังนี้

$$\{e^{jw_{(i,v)}}\}_{v=0}^{V-1} = \arg \min_{\{e^{jw_{(i,v)}}\}_{v=0}^{V-1}} \left[\max \left| \sum_{v=0}^{V-1} IFFT \{X^{(v)}\} e^{jw_{(i,v)}} \right| \right] \quad (3.7)$$

ความสามารถของการลดค่าพีเอพ็อดาร์ในวิธีพีทีเอสจะขึ้นอยู่กับความหลากหลายของสัญญาณตามขนาดของ W และ V แต่ข้อดีของวิธีการนี้คือต้องการจำนวนของการทำ IFFT เท่ากับจำนวน V



รูปที่ 3.2 การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธี PTS สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม

3.1.4 วิธี Improved Partial Transmitting Sequence (IPTS)

เนื่องวิธีนี้จะเพิ่มประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพีอาร์สำหรับวิธีการพีทีเอสสามารถทำได้หลายแนวทาง หนึ่งในนั้นคือการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์เพื่อใช้ในการเปลี่ยนผลรวมของระดับสัญญาณที่มีประสิทธิภาพ ได้มีงานวิจัย [32],[33] เสนอวิธีการกำหนดน้ำหนักของสัมประสิทธิ์ใหม่สำหรับวิธีการพีทีเอสนั้นสามารถลดประสิทธิภาพของค่าพีเอพีอาร์ โดยไม่เพิ่มความยุ่งยากซับซ้อนให้กับฮาร์ดแวร์ทั้งทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ

การเกิดค่าพีคของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแชนเนลกำหนดจากผลรวมของคลื่นพหุย่อยที่มอดดูเลตสัญญาณมาแล้วทางแชนเนล โดยลักษณะค่าความน่าจะเป็นของค่าพีคสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแชนเนลมีการแพร่กระจายแบบสุ่มของเกาส์เซียน (Gaussian random) ซึ่งข้อมูลข่าวสารก่อนจะแปลงไปสู่การมอดดูเลตมักจะพิจารณาในรูปแบบของสัญญาณสุ่ม คลื่นพหุย่อย X_n จะมอดดูเลตสัญญาณด้วยวิธีการ QPSK หรือ M-QAM แบบหลายระดับสามารถประมาณเป็นแบบดิสครีตข้อมูลแบบสุ่ม และจากจุดนี้ทำให้การแพร่กระจายของค่าพีเอพีอาร์สัญญาณในแชนเนล จะมีลักษณะแบบอิสระลักษณะแบบเกาส์เซียน จากผลรวมของสัญญาณคลื่นพหุย่อย ผลรวมของสัญญาณจะมีรูปแบบที่หลากหลายสามารถกำหนดโดย สมการที่ (3.8) โดยการเปลี่ยนตามรูปแบบของข้อมูลข่าวสารที่เข้ามาวิธีการมอดดูเลตและจำนวนของคลื่นพหุย่อยตามค่าอินพุต โดยค่าพีคของสัญญาณทั้งหมดสามารถหาได้จากจำนวน วิธีการมอดดูเลตและจำนวนของคลื่นพหุย่อย

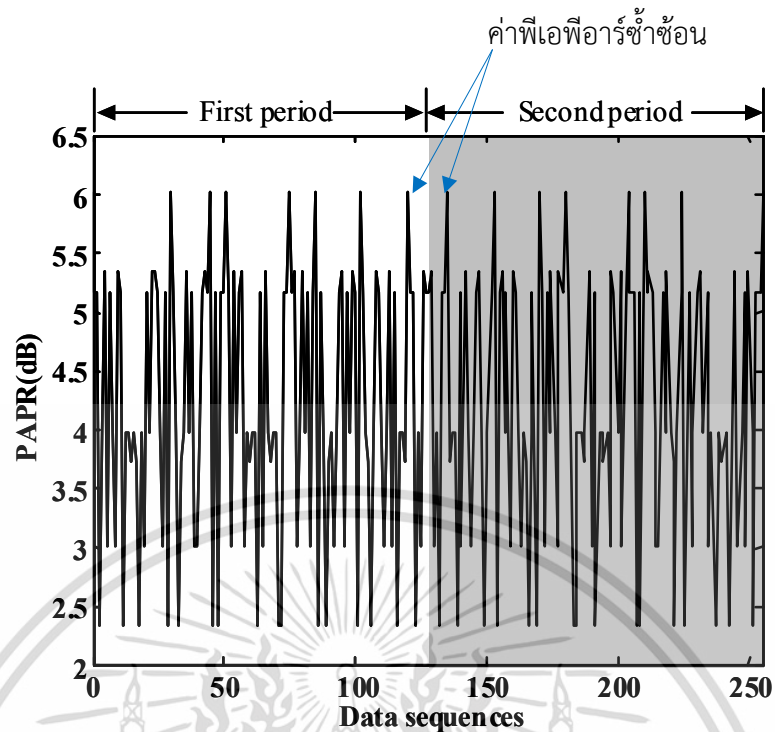
$$P_{Total} = (Mod)^M \quad (3.8)$$

เมื่อ M เป็นจำนวนของคลื่นพหุย่อยและ Mod คือค่าการแทนค่าสัญลักษณ์ในแต่ละระดับของการมอดดูเลต ซึ่งกำหนดจากประเภทของการมอดดูเลต จากสมการ (3.8) การลดค่าพีเอพีอาร์ในวิธีพีทีเอสเป็นการแทนค่าสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในโดเมนเวลาจากสัญญาณเดิมไปสู่สัญญาณใหม่ที่มีค่าพีคที่ระดับต่ำกว่าโดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์คูณในโดเมนเวลาหรือโดเมนทางความถี่ จำนวนของสัญญาณโอ

เอพดีเอ็มในโดเมนเวลาทั้งหมดที่เป็นไปได้แสดงได้ตามสมการที่ (3.8) วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมและมีประสิทธิภาพจะทำให้การลดค่าพีเอพ็อดทำได้โดยไม่เพิ่มจำนวนสัมประสิทธิ์เลย

ตัวอย่างการแสดงในกรณีความน่าจะเป็นการเกิดพิคของสัญญาณโอเอพดีเอ็มในโดเมนเวลาในจำนวนน้อยๆ ของคลื่นพายุย่อย เพื่อทำความเข้าใจอย่างง่ายและความเกี่ยวข้องระหว่างค่าพีเอพ็อดและข้อมูลข่าวสารสามารถกำจัดได้โดยใช้ j จะแปลงไปยังจำนวนจินตภาพ $[1+j, 1-j, -1+j, -1-j]$ ตามลำดับ หากคำนวณหาค่าพีเอพ็อดจำนวนที่เป็นไปได้ของค่าพีเอพ็อด สามารถคำนวณได้เท่ากับ 256 (4^4) และจากรูปที่ 3.2 แสดงค่าพีเอพ็อดของลำดับข้อมูลทั้งหมด 256 ค่า (แสดงค่าทุกค่าที่เป็นไปได้) และจากรูปที่ 3.2 จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าพีเอพ็อดมี 2 ช่วงเวลาระหว่างส่วนแรกและส่วนที่สอง โดยที่ลักษณะการเกิดค่าพีเอพ็อดทั้งสองข้างเหมือนและมีค่าพีเอพ็อดเป็นค่าเดียวกัน เพื่อให้เห็นได้ชัดเจนจะทำการแลเงาและเรียกว่าส่วนแรก (First period) และส่วนที่สอง (Second period) หลักการสำคัญของการรวมสัญญาณในวิธีการลดค่าพีเอพ็อดในวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐานนั้นจะควบคุมเฟสของข้อมูลคลื่นพายุย่อย โดยการคูณสัมประสิทธิ์ร่วมและเลือกค่าพีเอพ็อดที่น้อยที่สุดเป็นสัญญาณที่ต้องการเพื่อใช้ส่งออกไป

วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์น้ำหนักจะใช้ $e^{j\phi}$ ในวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐานนั้นจะกำหนดโดยค่าดีสครีตเฟส $\phi \in [0, \pi]$ หากกำหนดว่าจำนวนค่าดีสครีตเฟสเท่ากับ 4 จะได้ค่าดีสครีตเฟสคือ $\phi \in [0, \pi/2, \pi, 3\pi/2]$ เป็นต้น ยกตัวอย่างโดยกำหนดให้จำนวนของกลุ่มเฟส (cluster) เท่ากับ 2 กลุ่มเฟสและจำนวนของสัมประสิทธิ์ถ่วงน้ำหนักเป็น 2 เฟส $[0, \pi]$ จากตัวอย่างนี้ค่าพีเอพ็อดจะเหมือนกันเมื่อต้องการลดค่าพีเอพ็อดโดยใช้หลักการเปลี่ยนสัญญาณในโดเมนเวลาด้วยค่าดีสครีตเฟส โดยกลุ่มเฟสแรกจะกำหนดด้วยสัมประสิทธิ์การถ่วงเฟสแรกและส่วนกลุ่มเฟสที่สองจะเปลี่ยนเพื่อหาค่าประสิทธิภาพพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด หลังจากการรวมสัมประสิทธิ์ถ่วงน้ำหนักค่าสัมประสิทธิ์ภาพพีเอพ็อดจะกลายมาเป็นเหมือนกันทั้งส่วนส่วนแรก (First period) และส่วนที่สอง (Second period) ของประสิทธิภาพพีเอพ็อดดังแสดงในรูปที่ 3.2 จากผลลัพธ์ที่ได้นี้การลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีการพีทีเอสจะสามารถปรับปรุงให้มีความซับซ้อนน้อยลงโดยกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่มีประสิทธิภาพโดยที่ไม่เกิดผลลัพธ์ซ้ำซ้อน ส่งผลให้การลดค่าพีเอพ็อดทำได้อย่างไม่มีประสิทธิภาพ



รูปที่ 3.3 ค่าพีเอพาร์ทั้งหมดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาเมื่อจำนวนซับแครี่เรียเท่ากับ 4 และมอดดูเลตแบบ QPSK

หลักการทำงานที่สำคัญของวิธี IPTS มีดังนี้ โดยบล็อกข้อมูลอินพุตที่ผ่านการมอดดูเลตแล้ว จะแบ่งออกเป็นบล็อกๆ ไปยังกลุ่มข้อมูลเฟสเหมือนกันกับวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐาน แต่ความต่างต่างนั้น วิธีการ IPTS จะแบ่งแต่ละข้อมูลเฟสจะแบ่งไปยังส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 3.5 และในส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองจะใช้น้ำหนักที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$y_k = \sum_{v=1}^V (b_k^v x_k^v + b_k^{v'} x_k^{v'}) \quad (3.9)$$

เมื่อ b^v และ $b^{v'}$ เป็นสัมประสิทธิ์ถ่วงน้ำหนักสำหรับส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองตามลำดับ และส่วนค่า x_k^v และ $x_k^{v'}$ เป็นข้อมูลคลื่นพาริย่อยของหนึ่งและสองส่วนที่ v -th ลำดับกลุ่มเฟส โดยที่สัมประสิทธิ์น้ำหนักของวิธี IPTS สำหรับทั้งสองส่วนกำหนดโดย $e^{j\phi_n^v}$ และ $e^{j\phi_n^{v'}}$ ตามลำดับ ซึ่งแสดงได้ดังสมการนี้

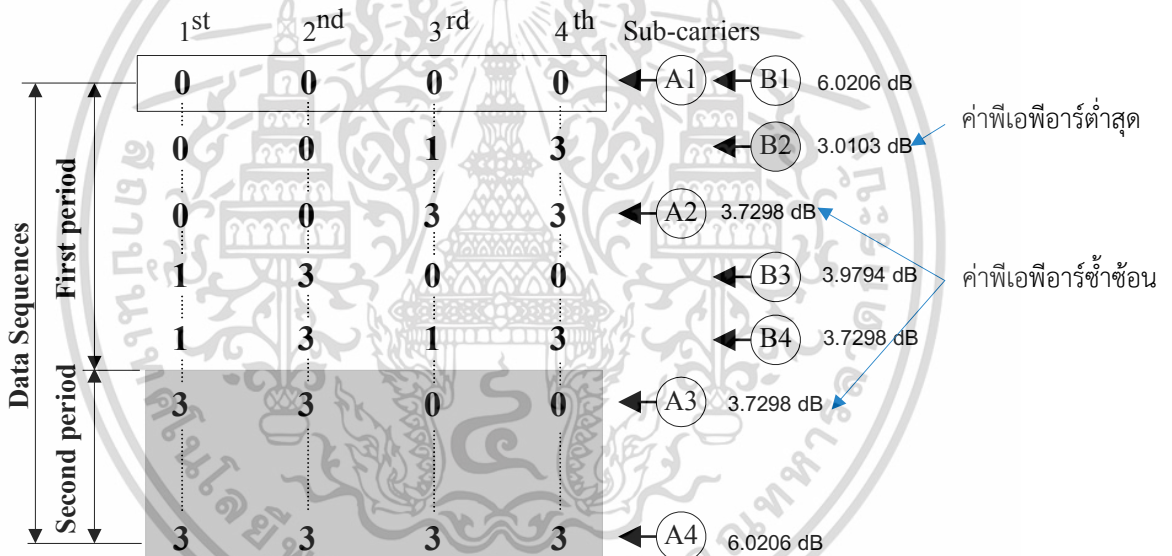
$$\begin{aligned} \phi_n^v &= \phi_n^{v'}/2 \\ \phi_n^v &\in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\} \end{aligned} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

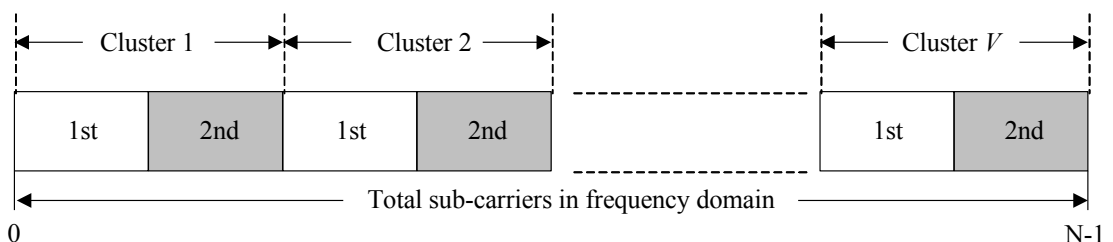
เมื่อ ϕ' เป็นเลขสัมประสิทธิ์เฟสสำหรับส่วนแรกของกลุ่มข้อมูลเฟสและ ϕ'' เป็นเลขสัมประสิทธิ์ของส่วนที่สองจากสมการที่ 3.9 และสมการที่ 3.10 จะสามารถเห็นวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐานและวิธี IPTS จะมีจำนวนเต็มของตัวถ่วงน้ำหนัก W

ในการแสดงประสิทธิภาพของค่าพีเอพ็อร์ทั้งหมดที่เป็นไปได้ของวิธี IPTS สามารถให้ได้ดังนี้ $[B1, B2, B3$ และ $B4]$ ดังแสดงในรูปที่ 3.4 จากรูปจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวิธีการ IPTS มีโอกาสที่จะลดค่าพีเอพ็อร์ได้มากกว่าในส่วนในช่วงเวลาแรก และไม่มีการทำซ้ำ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการพีทีเอสแบบเดิม (A1-A4)

ยกตัวอย่างง่ายๆ เช่น ลำดับ B2 จะถูกเลือกเป็นค่าพีเอพ็อร์ที่เหมาะสมที่สุดแต่วิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐานจะมีค่าพีเอพ็อร์แสดงให้เห็นความซ้ำซ้อนจากจุดนี้เอง วิธี IPTS แสดงประสิทธิภาพพีเอพ็อร์ที่ดีกว่าวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐาน โดยที่ยังคงมีขนาดของส่วนบอกข้อมูลข่าวสาร (IS) เท่ากันกับวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.4 ตัวอย่างเปรียบเทียบประสิทธิภาพของค่าพีเอพ็อร์วิธีการแบบPTS พื้นฐานและวิธีการ IPTS



รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบวิธีการกำหนดกลุ่มเฟส (cluster) ของวิธี IPTS วิธี PTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 วิธี Block coding และวิธีการอื่นๆ

วิธีบล็อกโค้ดเป็นอีกหนึ่งวิธีลดค่าพีเอพ็อดที่น่าสนใจ สามารถทำได้โดยการไขกลุ่มของรหัสข้อมูลเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตมาแล้วและรหัสสามารถลดค่าพีเอพ็อดในขณะเดียวกัน ยกตัวอย่างเช่นการเข้ารหัสโดยใช้พาริตีบิตสมมุติจำนวนช่องสัญญาณทั้งหมดสี่ช่องแคร์เรีย เป็นสัญญาณที่เข้ามาผ่านการมอดูเลตมาแล้วมีจำนวนสามช่องแคร์เรีย อีกหนึ่งช่องแคร์เรียใช้สำหรับเป็นพาริตี แต่การเข้ารหัสด้วยวิธีของ Golay ด้วยจำนวนรหัสที่เท่ากันสามารถมีค่าพีเอพ็อดอยู่ที่ประมาณ 3dB หลังจากนั้นอัลกอริทึมได้ถูกนำเสนอโดยที่สามารถให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดที่ดีกว่า แต่วิธีการนี้ก็ยังมีข้อด้อยคือจำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนทางด้านเครื่องรับที่มีการเข้ารหัสเช่นเดียวกับการเข้ารหัสทางด้านเครื่องส่ง

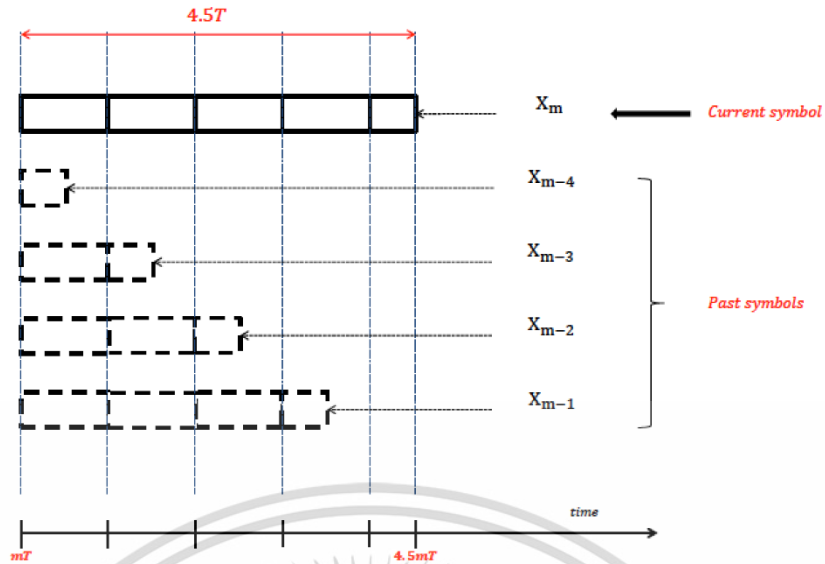
นอกจากวิธีการลดค่าพีเอพ็อดทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น ยังคงมีอีกหลายวิธีการที่สามารถลดค่าพีเอพ็อดได้แต่ขอกล่าววิธีการที่เกี่ยวข้องกับวิธีการที่นำเสนอเป็นหลัก ต่อไปจะเป็นวิธีการที่ถูกนำมาใช้กับระบบเอฟบีเอ็มซี

3.2 วิธีการลดพีเอพ็อดที่มีนำมาใช้กับระบบ FBMC-OQAM

วิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบดั้งเดิมที่กล่าวมาแล้วข้างต้นสำหรับวิธีการมอดูเลตด้วยวิธีการสำหรับการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มไม่สามารถนำมาใช้งานได้กับวิธีของมอดูเลตแบบเอฟบีเอ็มซี เนื่องจากวิธีการมอดูเลตแบบเอฟบีเอ็มซีจะมีส่วนของสัญลักษณ์ของสัญญาณที่ทับซ้อนกันหรือโอเวอร์แลป ผลจากทับซ้อนนี้เองส่งผลให้เมื่อลดค่าพีเอพ็อดแต่ละสัญลักษณ์ไปแล้ว เมื่อผลรวมกับระหว่างสัญลักษณ์ที่มีการทับซ้อนนี้เองจะทำให้ค่าพีเอพ็อดกลับมาสูงอีกเช่นเดิม เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้มีผู้วิจัยหลายท่านเสนอวิธีการแก้ไขปัญหาดังกล่าว

3.2.1 วิธี Dispersive SLM

วิธี Dispersive [28] คือวิธีการคำนึงถึงผลกระทบของสัญลักษณ์ที่มีการทับซ้อนจากสัญลักษณ์ที่มีผ่านการลดค่าพีเอพ็อดไปแล้ว เนื่องจากสัญญาณเอฟบีเอ็มมีการทับซ้อนกันดังรูปที่ 3.2 จากรูปแสดงให้เห็นตำแหน่งของสัญลักษณ์ปัจจุบันของเอฟบีเอ็มซีและตำแหน่งของสัญลักษณ์ที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อดไปแล้ว โดยสัญลักษณ์จะผ่านไป x_{m-4} , x_{m-3} , x_{m-2} และ x_{m-1} ตามลำดับ โดยมีผู้วิจัยเสนอวิธี Dispersive ร่วมกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบ SLM ในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยเรียกว่า วิธี Dispersive SLM (DSLMM)



รูปที่ 3.6 สัญญาณที่มีการทับซ้อนกันของสัญลักษณ์ m -th

อัลกอริทึมวิธี DSLM สามารถอธิบายตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดสัญญาณข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนขนาด M สัญลักษณ์สามารถเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์ $\{X_m\}_{m=0}^{M-1}$ และกำหนดรูปแบบเฟสเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยเวกเตอร์ U รูปแบบสามารถเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์ $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{M-1}$ ความยาวเท่ากับ N และกำหนดให้จำนวนการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นเท่ากับ m โดยมีค่าเท่ากับ $0 \leq m \leq M-1$ และดำเนินการวนรอบซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2-7

ขั้นที่ 2 การกำหนดรูปแบบเฟส เมื่อสัญญาณอินพุต X_m ตำแหน่งที่ m th มีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณตามค่ามอดูมที่แตกต่างกันจำนวน U รูปแบบเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์ $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ ดังนั้นสัญญาณอินพุตจะเปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ $\{X_m^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ สัญลักษณ์ที่มอดูเลต OQAM โดยค่าของ $a_{m',n}^{(u)}$ เป็นการเลือกค่าพีเอพ็อร์ที่ดีที่สุดจาก $X_m^{(u)}$

ขั้นที่ 3 การมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM สัญญาณข้อมูลเมื่อผ่านการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM ตลอดช่วงสัญลักษณ์ m th สามารถเขียนอธิบายได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 x_m^{(u)}(t) = & \underbrace{\sum_{m'=0}^{2m-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(u_{\min})} h(t - m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m',n}}}_{\text{overlappings pass symbols}} + \\
 & \underbrace{\sum_{m'=2m}^{2m-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(u)} h(t - m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m',n}}}_{\text{current symbol}}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\text{เมื่อ } x_m^{(u)}(t) \neq 0 \text{ จาก } t = \left[0, (2m+1)\frac{T}{2} + 4T \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a_{m',n}^{(u_{\min}^m)}$ คือค่าจากสัญลักษณ์ก่อนหน้า $X_m^{(u_{\min}^m)}$

$$m \in (0, 1, \dots, M-1) \text{ และ } 0 \leq u \leq U-1$$

จากสมการ (3.11) เมื่อแทนค่ามุม U รูปแบบแล้วสำหรับสัญญาณมอดูเลตด้วย FBMC-OQAM $x_m^{(u)}(t)$ จาก $0 \leq u \leq U-1$

ขั้นที่ 4 การคำนวณหาค่าพีเอพียอร์ ในการคำนวณหาค่าพีเอพียอร์จะหาค่าในช่วง $x_m^{(u)}(t)$ ภายในคาบเวลาเท่ากับ $T_0 = [mT + T_a, mT + T_b)$ สามารถกำหนดช่วงการคำนวณหาค่าพีเอพียอร์เท่ากับ $[mT, mT + 4.5T)$ เมื่อกำหนดให้

$$PAPR_{(T_0)}^{(u)} = \frac{\max_{t \in T_0} |x_m^{(u)}(t)|^2}{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x_m^{(u)}(t)|^2 \cdot dt}, T_a \geq 0 \text{ and } T_b < 4.5T \quad (3.12)$$

ขั้นที่ 5 การกำหนดค่าพีเอพียอร์ $PAPR_{(T_0)}^{(u)}$ จะเป็นการเลือกค่ามุมจาก U รูปแบบ ที่ให้ค่าพีเอพียอร์ที่มีค่าต่ำสุด สามารถเขียนอธิบายได้ดังสมการ

$$u_{\min}^m = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{x_m^{(u)}(t)}] , mT + T_a \leq t < mT + T_b \quad (3.13)$$

$T \in T_0, T_a \geq 0 \text{ and } T_b < 4.5T$ การกำหนดช่วงการหาค่าพีเอพียอร์นี้สามารถใช้ได้กับทุกโพลโทปไฟลเตอร์

ขั้นที่ 6 การอัปเดต เราสามารถอัปเดตข้อมูลสัญลักษณ์ที่ผ่านการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยการแทนค่าเวกเตอร์ดังสมการ

$$X_m^{(u_{\min}^m)} = X_m \cdot \phi^{(u_{\min}^m)} \quad (3.14)$$

เมื่อสัญลักษณ์อินพุตมีการเปลี่ยนแปลงด้วยมุม $\phi^{(u_{\min}^m)}$ ใ้ถือว่าเป็นค่ามุมที่ทำให้สัญญาณ FBMC มีค่าพีเอพียอร์ที่ต่ำที่สุด

ขั้นที่ 7 การดำเนินการลดค่าพีเอพียอร์ในสัญลักษณ์ถัดไป ด้วยการเพิ่มค่า m เท่ากับ 1 เริ่มดำเนินการเช่นเดิมตามที่กล่าวจากขั้นที่ 2

3.3 วิธีการลดพีเอพ็อดในสัญญาณ FBMC แบบที่นำเสนอ

3.3.1 วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์

สัญญาณเอพบีเอ็มซีมีลักษณะคล้ายคลึงกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา โดยกำเนิดจากผลรวมของคลื่นพายุย่อยที่มอดูเลตสัญญาณมาแล้วเปลี่ยนสัญญาณให้อยู่ในรูปของโดเมนของเวลา โดยใช้การแปลงอินเวอร์สฟูเรียร์ แตกต่างตรงที่กระบวนการทำการมอดูเลตแบบ OQAM โดยใช้คุณสมบัติการเกิดโอโคโนลเฉพาะในส่วนของจำนวนจริงเท่านั้น ตามสมการที่ (2.8) ซึ่งจะมีการส่งสัญลักษณ์ข้อมูลจะมีค่าออฟเซตค่าเท่ากับ $T/2$ หากพิจารณาศึกษา สัญญาณ FBMC-OQAM เป็นผลรวมของจำนวนคลื่นพายุย่อย X_n ผลจากการแพร่กระจายแบบสุ่มของเกาส์เซียน (Gaussian random) วัดการเกิดค่าพิกของสัญญาณจะได้คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณ FBMC-OQAM x_k ในแกนเวลาจะมีผลจากการแพร่กระจายแบบสุ่มของเกาส์เซียนเช่นเดียวกับโอเอฟดีเอ็ม

จากคุณสมบัติบางอย่างที่คล้ายคลึงกันทำให้ลักษณะของสัญญาณทางโดเมนเวลาที่ลักษณะที่คล้ายคลึงกันกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยเช่นกัน ตัวอย่างเช่นลักษณะการเกิดพิกของสัญญาณแต่ด้วยวิธีการมอดูเลตแบบออฟเซต QAM ทั้งหลาย และการทำสุ่มค่าของสัญญาณเท่ากับ $T/2$ ดังนั้นวิธีการลดค่าพีเอพ็อดในเอพบีเอ็มซีจะกระทำได้เฉพาะในส่วนของสัญญาณจริงเท่านั้น ดังนั้นสัมประสิทธิ์ที่นำความคูณกับสัญญาณอินพุตเพื่อลดค่าพีเอพ็อดสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.15) เป็นกำหนดให้ส่วนของค่าจริงกับจินตภาพที่นำมาคูณเป็นค่าจริงเท่านั้น ดังสมการด้านล่างนี้

$$b_k^v = \begin{cases} \operatorname{Re}(e^{j\phi_n^v + \phi_0}) & \text{odd} \\ \operatorname{Im}(e^{j\phi_n^v + \phi_0}) & \text{even} \end{cases} \quad (3.15)$$

เมื่อ b^v เป็นค่าสัมประสิทธิ์เพื่อใช้ปรับระดับสัญญาณให้เพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด b^v และ b^{v*} เป็นค่าสัมประสิทธิ์เพื่อใช้ปรับระดับสัญญาณของส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองตามลำดับ ค่า x_k^{v*} และ x_k^{v*} เป็นข้อมูลคลื่นพายุย่อยของที่หนึ่งและสองส่วนที่ v -th ลำดับกลุ่มเฟส(Cluster) โดยที่สัมประสิทธิ์เพื่อลดค่าพีเอพ็อดของวิธี IPTS ซึ่งแสดงได้ดังสมการนี้

$$s_{m',n}(t) = \sum_{v=1}^V (b_k^v x_k^v + b_k^{v*} x_k^{v*}) \quad (3.17)$$

เมื่อ $e^{j\phi_n^v}$ และ $e^{j\phi_n^{v*}}$ เป็นองค์ประกอบการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์เพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพ็อด กลุ่มคลัสเตอร์ส่วนที่หนึ่งและส่วนคลัสเตอร์ที่สองตามลำดับ ϕ_0 และ ϕ_0^* ค่าคงที่ของมุมในกลุ่มคลัสเตอร์ส่วนที่หนึ่งและส่วนคลัสเตอร์ที่สองตามลำดับ ซึ่งแสดงได้ดังสมการนี้

$$b_k^v = \begin{cases} \operatorname{Re}(e^{j\phi_n^v + \phi_0^*}) & \text{odd} \\ \operatorname{Im}(e^{j\phi_n^v + \phi_0^*}) & \text{even} \end{cases} \quad (3.18)$$

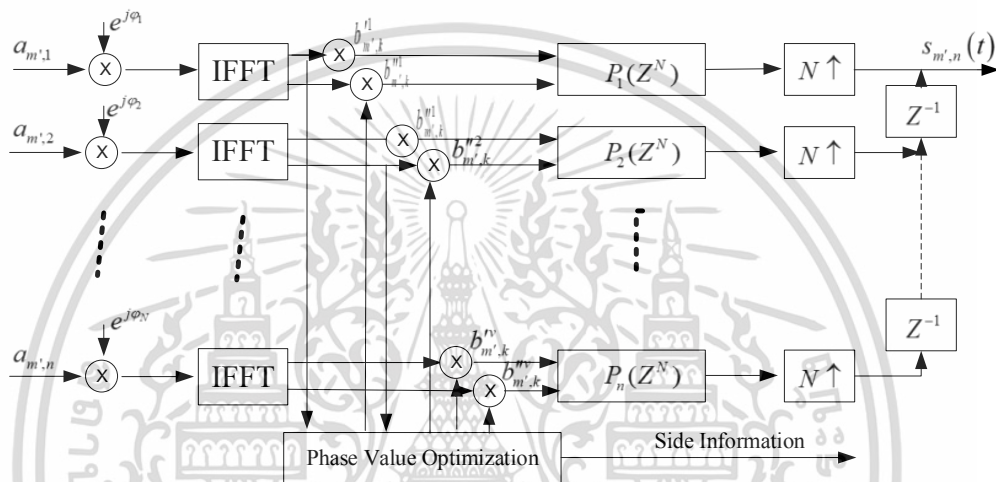
$$b_k^{v*} = \begin{cases} \operatorname{Re}(e^{j\phi_n^{v*} + \phi_0^*}) & \text{odd} \\ \operatorname{Im}(e^{j\phi_n^{v*} + \phi_0^*}) & \text{even} \end{cases} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

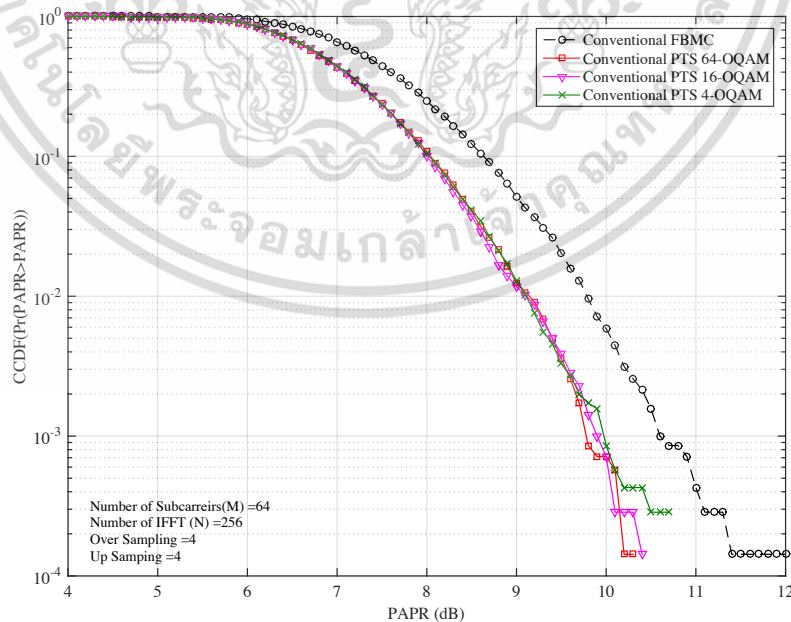
เมื่อ ϕ'_n และ ϕ''_n เป็นมุมเพื่อกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ในการลดค่าพีเอพียาร์ กลุ่มคลัสเตอร์ ส่วนที่หนึ่งและส่วนคลัสเตอร์ที่สองตามลำดับ ϕ'_0 และ ϕ''_0 เป็นค่าคงที่ของมุมเริ่มต้นสำหรับส่วนที่หนึ่ง และส่วนคลัสเตอร์ที่สองตามลำดับ ซึ่งแสดงได้ดังสมการนี้

$$\begin{aligned} \phi'_n &= \frac{2\pi i}{W} \quad | i=0, \dots, W-1 \\ \phi''_n &= \frac{\phi'_n}{2} = \frac{\pi i}{W} \quad | i=0, \dots, W-1 \end{aligned} \tag{3.20}$$

จากวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นสามารถนำกรรมวิธีการลดค่าพีเอพียาร์การประยุกต์ใช้กับเครื่องส่งของเอฟบีเอ็มซี ดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วิธีการลดค่าพีเอพียาร์ด้วยวิธี PTS ในเครื่องส่ง FBMC

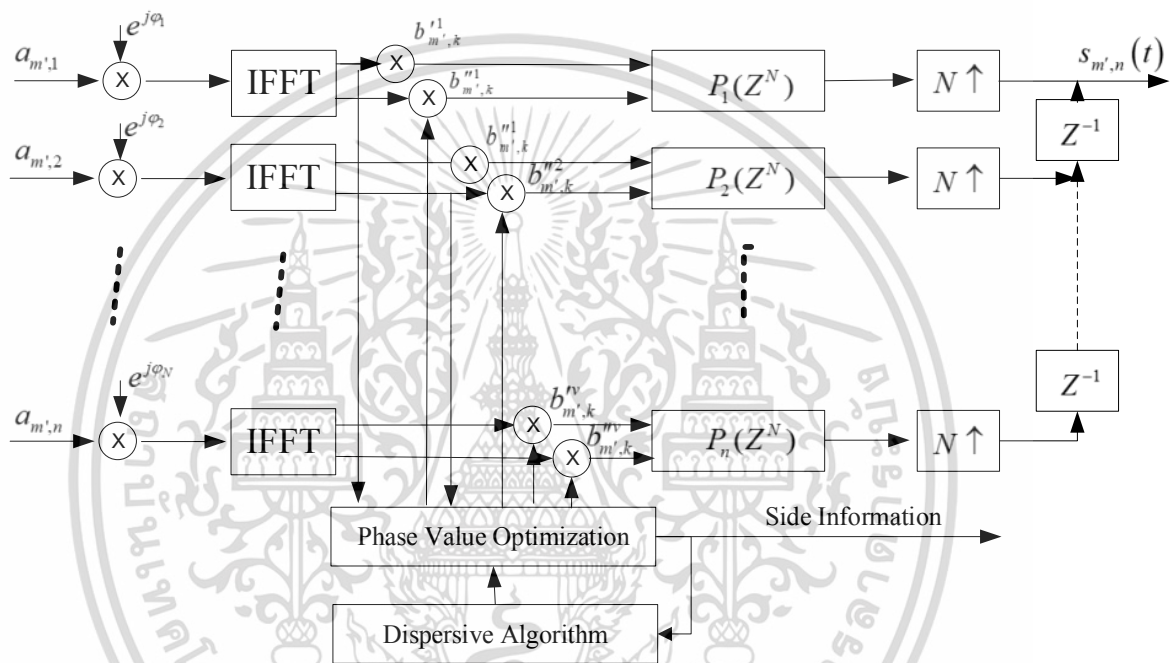


รูปที่ 3.8 ประสิทธิภาพการลดพีเอพียาร์ของวิธี PTSแบบเดิม เมื่อวิธีการมอดูเลตแตกต่างกัน 4-QOAM, 16-QOAM, 64-QOAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วิธี Dispersive สำหรับ PTS สำหรับวิธีการที่นำเสนอ

วิธีการลดค่าพีเอพ็อดที่สามารถใช้งานได้ในระบบโอเอฟดีเอ็มส่วนใหญ่ไม่สามารถใช้งานได้ระบบเอฟบีเอ็มซีได้โดยตรง เนื่องจากหลากหลายเหตุที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เช่นเนื่องจากการโอเวอร์แลประหว่างสัญลักษณ์ของสัญญาณแบบเอฟบีเอ็มซี การทำออร์โธนอลระหว่างซับแครี่คี่ (odd) และซับแครี่คู่ (even) วิธีการที่นำเสนออีกเช่นกันนอกจากวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์และเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด จำเป็นต้องทำงานร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive ที่กล่าวมาแล้วในย่อหน้า 3.2.1 ส่วนเพิ่มเติมสามารถเขียนอยู่ในรูปของบล็อกไดอะแกรมเพิ่มเติม ได้ดังในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบที่นำเสนอร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive ในเครื่องส่ง

FBMC

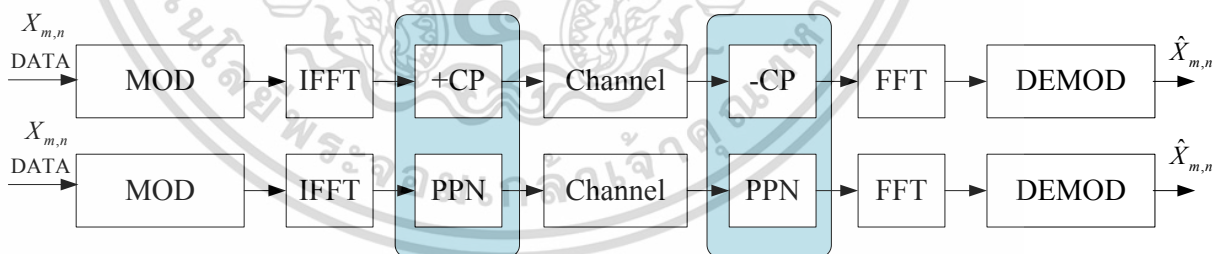
บทที่ 4

ผลของการหาสมรรถนะของระบบ FBMC-OQAM

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาสมรรถนะของระบบ FBMC-OQAM ด้านต่างๆ เมื่อมีการลดค่าพีเอพ็อร์ทั้งวิธีพีทีเอสการแบบพื้นฐาน วิธีการลดแบบพีทีเอสร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive และสุดท้ายวิธีการที่นำเสนอ โดยการใช้วิธีการปรับปรุงประสิทธิภาพพีทีเอส (IPTS)ร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive การเปรียบเทียบจะใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงาน เพื่อหาสมรรถนะด้านต่างๆ เช่น อย่างแรกคือค่าความน่าจะเป็นของการเกิดค่าพีเอพ็อร์โดยทั่วไปจะนิยมใช้การวัดค่าพีเอพ็อร์แบบ CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) เปรียบเทียบเทคนิควิธีที่เสนอเทียบกับวิธีการโอเอฟดีเอ็มแบบเดิม ผลกระทบของการแผ่สเปกตรัมทั้งภายในย่านความถี่และภายนอกย่านความถี่เมื่อสัญญาณส่งผ่านวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น เปรียบการแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมทั้งภายในและภายนอกย่านความถี่ระหว่างการมอดูเลตแบบ OFDM และ FBMC-OQAM สำหรับช่องสัญญาณเพื่อใช้งานกับระบบ NB-IOT เป็นต้น

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในการจำลองการทำงานของระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองการทำงานของทั้งระบบโอเอฟดีเอ็มและระบบเอฟพีเอ็มซีเพื่อศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนจากการแผ่ของสเปกตรัม โดยเป็นระบบเอฟพีเอ็มซีในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังสามารถแสดงแบบจำลองที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับให้เห็นความแตกต่างระหว่างทั้งสองระบบดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แบบจำลองระบบเพื่อหาประสิทธิภาพวิธีการที่นำเสนอในระบบเอฟพีเอ็มซีและระบบโอเอฟดีเอ็ม

จากระบบจำลองสามารถแปลงเป็นโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ โดยตัวอย่างโปรแกรมสามารถแสดงได้ดังในภาคผนวก ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบสามารถแสดงได้ดังในตารางที่ 4.1 ในตารางนี้จะมีตัวแปรทั้งใช้เหมือนกันตลอดการทดลองและตัวแปรที่แปรเปลี่ยนแล้วแต่กรณี ตัวแปรที่กำหนดตายตัวได้แก่ แบบจำลองเครื่องรับแบบโคฮีเร้นท์ ค่าแบนด์วิธเท่ากับ 5MHz NB-IOT แบนด์วิธเท่ากับ 180kHz วงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นใช้ 2 พิลเตอร์สำหรับระบบเอฟพีเอ็มซีใช้ PHYDYAS เป็นต้น

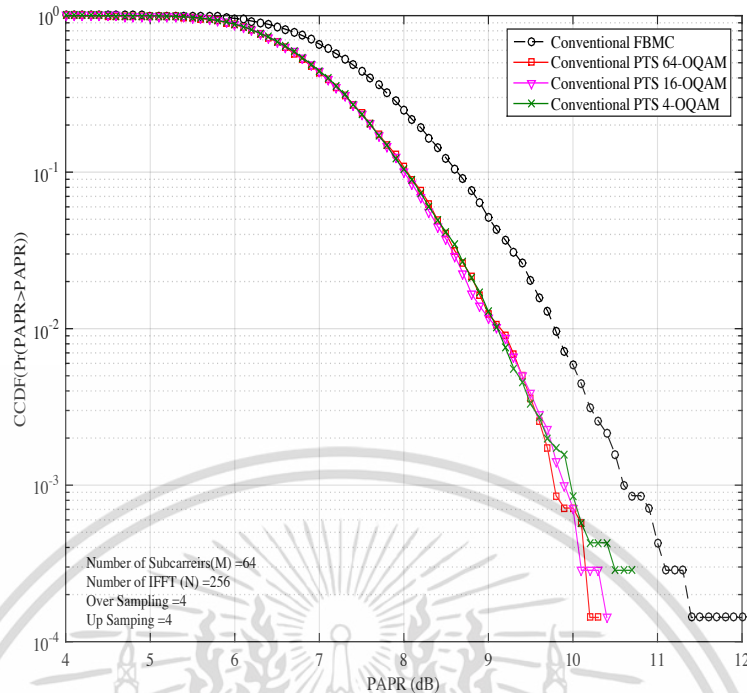
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงพารามิเตอร์การจำลองการทำงาน

System	FBMC/OFDM
Modulation	4-OQAM/ 16-OQAM / 64-OQAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
NB-IOT bandwidth	180 kHz
Number of FFT points(N)	256/ 512/ 1024
Number of sub-carriers(M)	64/ 128/ 256
Number of Up Sampling (K)	4
Number of cluster (V)	4
Number of weighting factor (W)	4
Symbol duration (OFDM)	12.8 μ s
Guard interval (OFDM)	1.28 μ s
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA	$r=2$
Prototype filter	Phydyas Filter (PF)

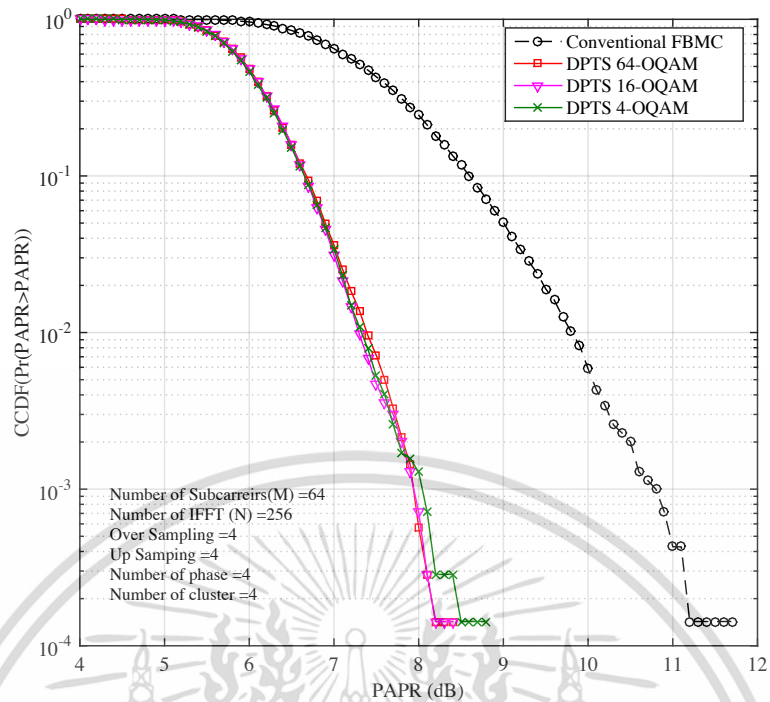
4.2 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์

ค่าความน่าจะเป็นการเกิดค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณเอพบีเอ็มซีและสัญญาณเอพบีเอ็มซีที่ผ่านวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 จากรูปจำนวนซับแครี่เรียเท่ากับ 64 ซับแครี่เรีย จำนวนการแปลงฟูเรียร์เท่ากับ $64 \times 4 = 256$ อพแซมปลิงเท่ากับ 4 คลัสเตอร์สำหรับวิธีพีเอพียอร์แบบพื้นฐานเท่ากับ 4 จำนวนเฟสเท่ากับ 4 จากรูปแสดงให้เห็นประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ประมาณ 1-1.2dB เมื่อเปรียบเทียบกับไม่มีการลดค่าพีเอพียอร์ ความน่าจะเป็นเท่ากับ 10^{-3} นอกจากนี้ในรูปที่ 4.2 แสดงประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์เมื่อการมอดดูเลทเปลี่ยนเป็น 4-OQAM, 16-OQAM และ 64-OQAM ตามลำดับ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการลดค่าพีเอพียอร์มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันเมื่อเปลี่ยนวิธีการมอดดูเลท จากรูปจะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์สำหรับวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐานนี้สามารถลดค่าพีเอพียอร์ได้ไม่มากนัก ดังนั้นจึงมีนักวิจัย เสนออัลกอริทึม Dispersive เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการลดพีเอพียอร์ ดังจะแสดงในรูปต่อไป



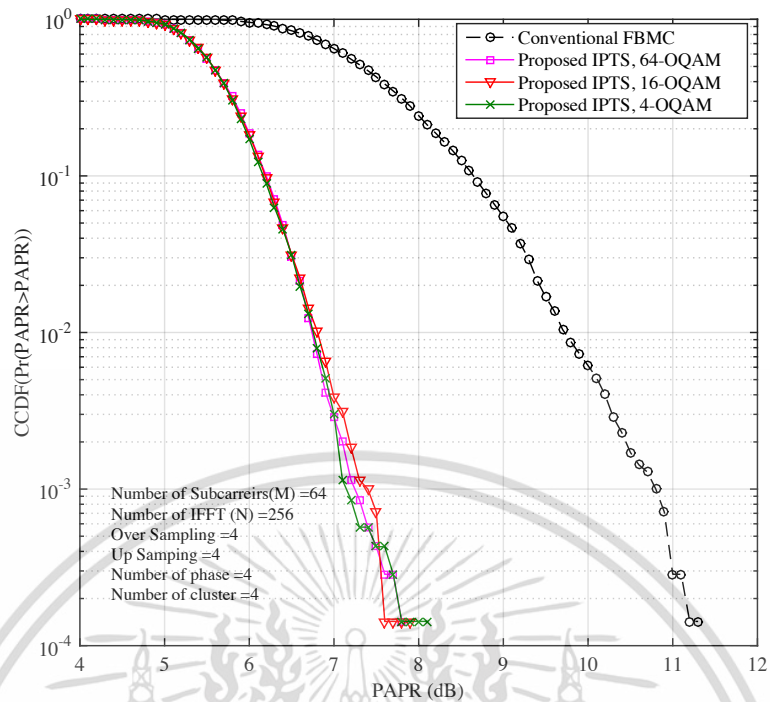
รูปที่ 4.2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ของวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐาน เมื่อเปลี่ยนแปลงวิธีการมอดดูเลท

ประสิทธิภาพการลดพีเอพียอร์ในสัญญาณเอพียเอ็มซีโดยการคำนึงถึงผลสัญญาณที่ผ่านการลดค่าพีเอพียอร์ไปแล้วนั้น จะส่งผลให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ดีขึ้นดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 จากรูปจำนวนซับแครี่เรียเท่ากับ 64 ซับแครี่เรีย จำนวนการแปลงฟูเรียร์เท่ากับ $64 \times 4 = 256$ อพแซมปลิงเท่ากับ 4 คลัสเตอร์สำหรับวิธีพีเอพียอร์แบบพื้นฐานเท่ากับ 4 จำนวนเฟสเท่ากับ 4 เช่นเดียวกับการทดลองในรูปที่ 4.2 จากรูปแสดงให้เห็นประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ประมาณ 2.7dB เมื่อเปรียบเทียบกับไม่มีการลดค่าพีเอพียอร์ หมายความว่าน่าจะเป็นเท่ากับ 10^{-3} นอกจากนี้ในรูปที่ 4.2 แสดงประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์เมื่อการมอดดูเลทเปลี่ยนเป็น 4-OQAM, 16-OQAM และ 64-OQAM ตามลำดับ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการลดค่าพีเอพียอร์มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันทุกๆวิธีการมอดดูเลท จากรูปจะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์สำหรับวิธีพีทีเอสแบบร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ได้เป็นอย่างดี แต่ทางผู้วิจัยได้พัฒนาวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ได้เพิ่มขึ้นอีกดังสามารถแสดงได้ในรูปต่อไป



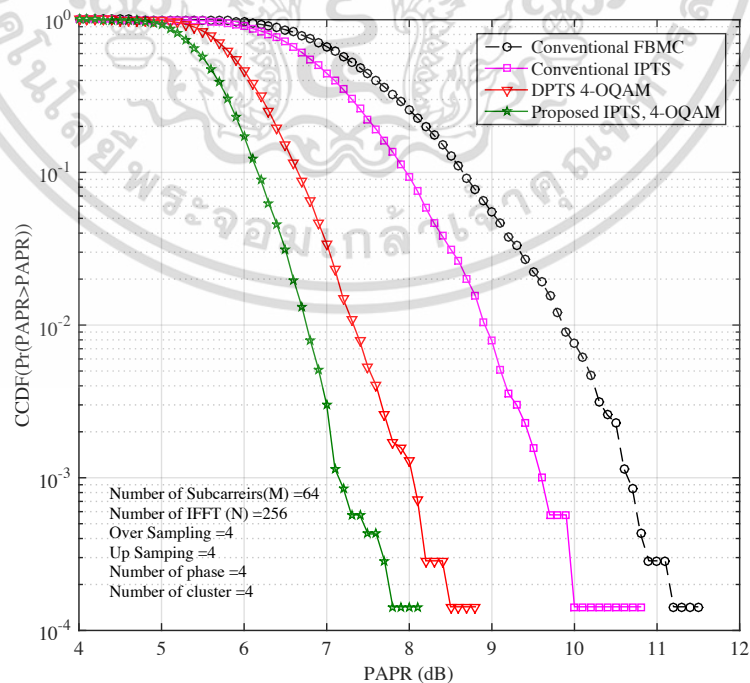
รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ของวิธีพีเออีร่วมกับ Dispersive เมื่อเปลี่ยนแปลงวิธีการมอดดูเลท

ในวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์สำหรับวิธีการลดค่าพีเอพอาร์มีการกำหนดค่าอย่างไม่มีประสิทธิภาพกล่าวมีการกำหนดให้เกิดความซ้ำซ้อนของสัญญาณดังที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 วิธีการที่นำเสนอจำเป็นต้องทำงานร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive เช่นกัน จะส่งผลให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ดีที่สุดกล่าวทุกวิธีที่กล่าวมาดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 จากรูปจำนวนซับแครี่เรียเท่ากับ 64 ซับแครี่เรีย จำนวนการแปลงฟูเรียร์เท่ากับ $64 \times 4 = 256$ อัฟแซมปลิงเท่ากับ 4 คลัสเตอร์สำหรับวิธีพีเอพอาร์แบบพื้นฐานเท่ากับ 4 จำนวนเฟสเท่ากับ 4 เช่นเดียวกับการทดลองในรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 จากรูปแสดงให้เห็นประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ประมาณ 3.5dB เมื่อเปรียบเทียบกับไม่มีการลดค่าพีเอพอาร์ หมายความว่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 10^{-3} นอกจากนี้ในรูปที่ 4.2 แสดงประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์เมื่อการมอดดูเลทเปลี่ยนเป็น 4-QAM, 16-QAM และ 64-QAM ตามลำดับ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการลดค่าพีเอพอาร์มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันทุกๆวิธีการมอดดูเลทเช่นเดียวกับการทั้งสองวิธีที่กล่าวมา เพื่อให้เห็นความแตกต่างที่ชัดเจนจะทำการเปรียบเทียบทุกๆวิธีในรูปต่อไป



รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ของวิธี IPTS ร่วมกับ Dispersive เมื่อเปลี่ยนแปลงวิธีการมอดูเลต

จากรูปแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ของทุกวิธี โดยกำหนดตัวแปรต่างเหมือนกัน วิธีการมอดูเลตเป็นแบบ 4-QAM เช่นเดียวกัน จากรูปที่ 4.5 แสดงเป็นได้ชัดเจนวิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าพีเอพอาร์ได้สูงสุด

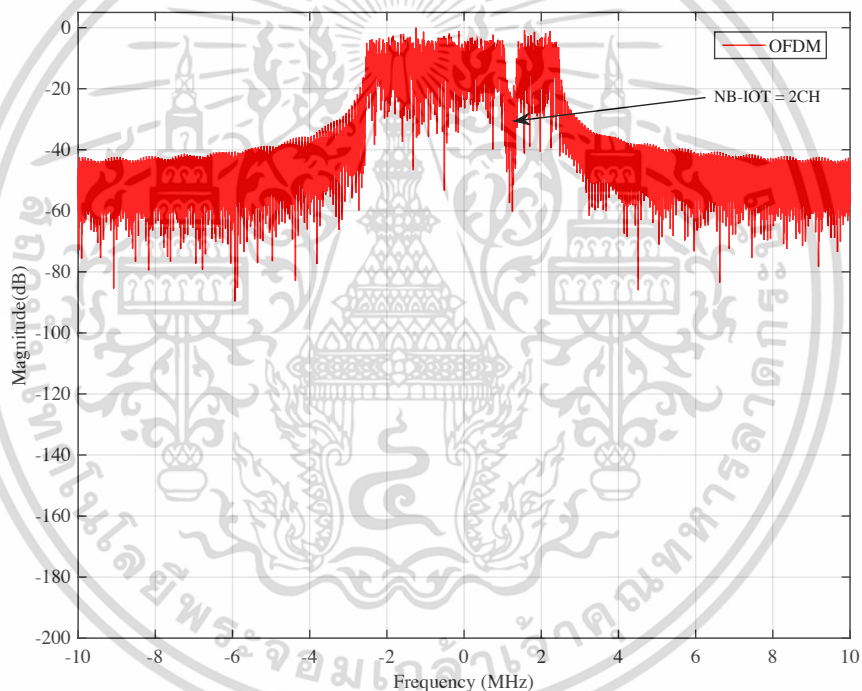


รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ของในแต่ละวิธี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

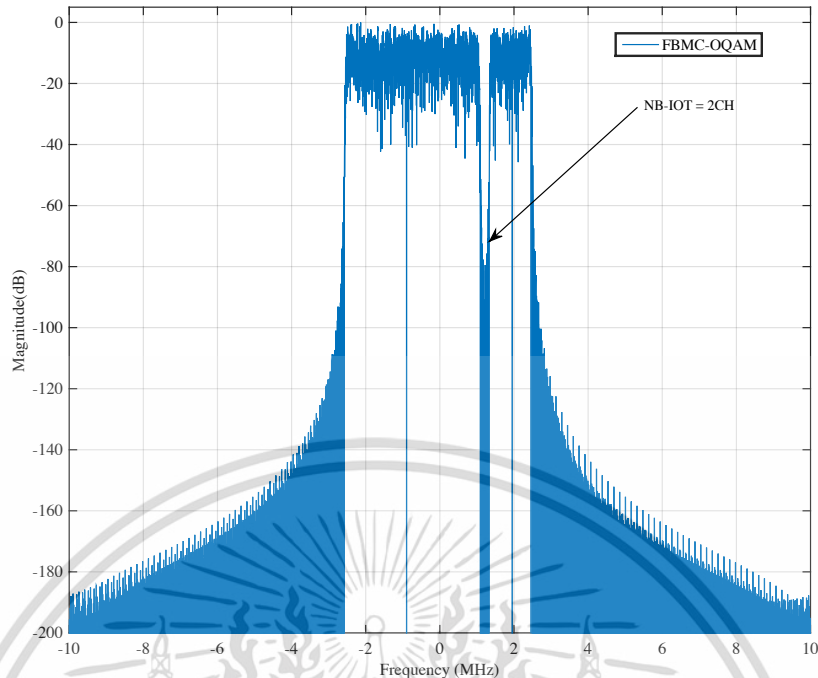
4.3 การแผ่ของสเปกตรัมในวงจรถยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งในระบบสื่อสารไร้สายและระบบอินเตอร์อินเตอร์เน็ตสำหรับทุกสรรพสิ่งคือการเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันระหว่างระบบ ซึ่งสามารถปัญหาการแทรกสอดระหว่างระบบสามารถอธิบายได้ในรูปของการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งาน เราได้ทำการศึกษาและเปรียบเทียบผลการแทรกสอดการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งานเปรียบเทียบระหว่างระบบโอเอฟดีเอ็มและระบบเอฟบีเอ็มซึ่งได้แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ย่านความถี่ใช้งานแบนด์วิธเท่ากับ 5MHz ช่องสัญญาณสำหรับอินเตอร์เน็ตของทุกสรรพสิ่งเท่ากับ 180kHz/ช่อง จากรูปเป็นการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น เปรียบเทียบการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งานของทั้งสองระบบ โดยภายในย่านความถี่ใช้งานกำหนดให้มีช่องสัญญาณให้ NB-IOT จำนวนสองช่อง สังเกตผลการแผ่ของสเปกตรัมของระบบโอเอฟดีเอ็มสูงกว่าระบบเอฟบีเอ็มซึ่งประมาณ 50dB ซึ่งเป็นอัตราส่วนที่สูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเอฟบีเอ็มซึ่งทั่วไป



(ก) OFDM

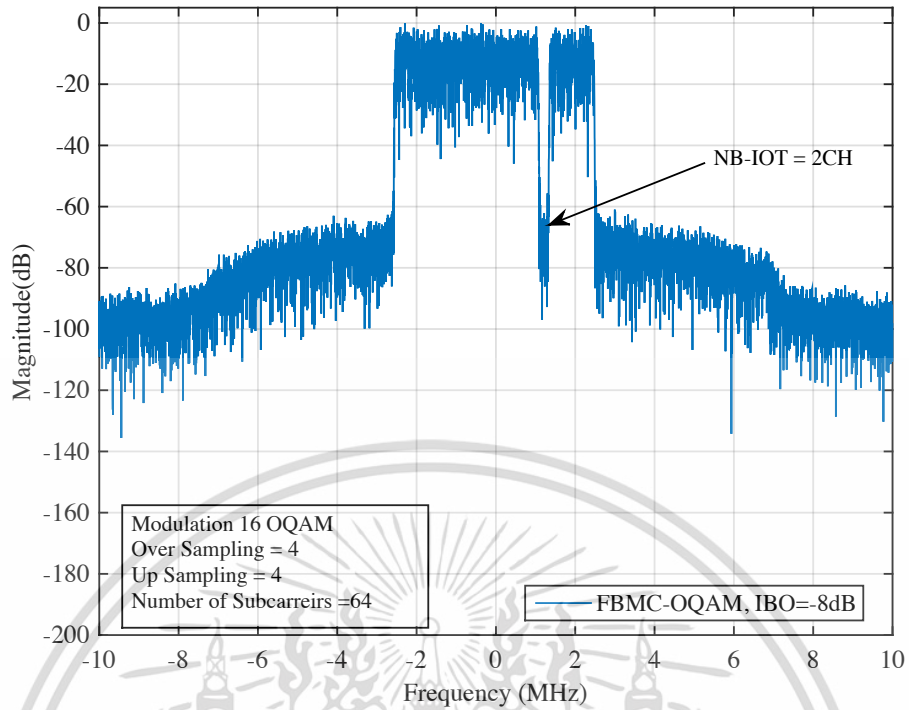
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



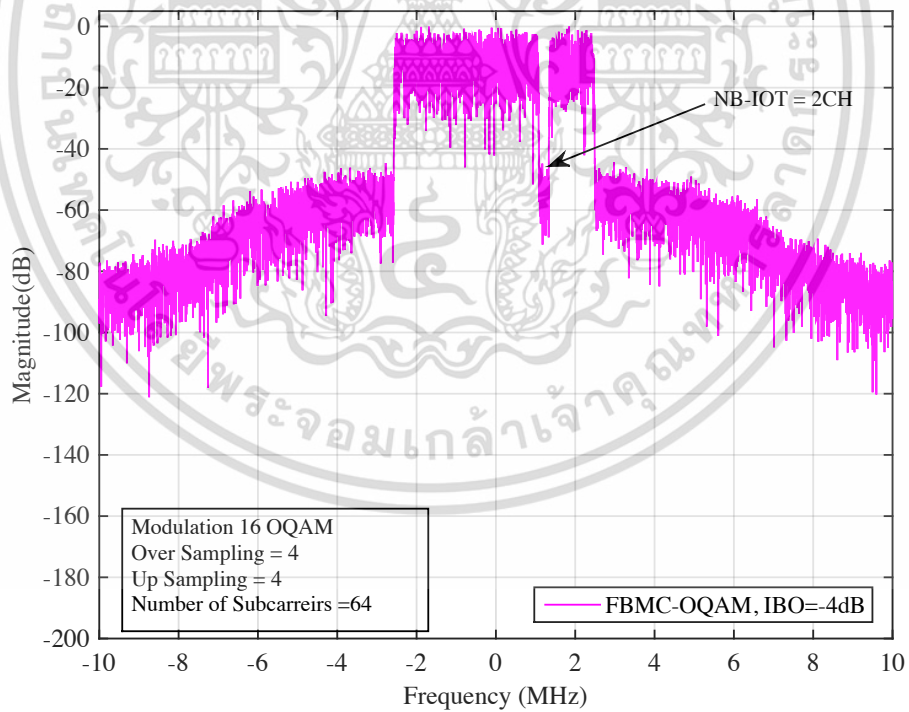
(ข) FBMC-OQAM

รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบการแผ่กำลังเชิงสเปกตรัมในย่านความถี่ที่วางเพื่อใช้ในระบบการสื่อสารแบบ NB-IOT ระหว่างการมอดูเลตแบบ OFDM และ FBMC-OQAM

แต่เนื่องในระบบจริง เครื่องส่งทุกเครื่องจำเป็นต้องมีวงจรรขยายสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง เพื่อเพิ่มกำลังส่งให้ส่งได้ไกล และวงจรรขยายทางด้านเครื่องส่งมีความไม่เป็นเชิงเส้น หรือมีการกำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยายไว้ใกล้จุดอิ่มตัวซึ่งง่ายต่อกันคลิปลสัญญาณ ซึ่งจะส่งผลต่อการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในและภายนอกย่านความถี่ใช้งาน ในการทดลองนี้จะแสดงให้เห็นผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายในระบบเอพียเอ็มซี เมื่อมีการกำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยายแตกต่างกันไปตามรูปที่ 4.7 (ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ จากรูปเป็นการกำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยายจากสูงเรียงไปสู่ต่ำ จะเห็นว่าเมื่อกำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยายสูง ($IBO=0dB$) จุดนี้ใกล้จุดอิ่มตัวของวงจรรขยายมาก ส่งผลให้สัญญาณโดนคลิปลและการแผ่ของสัญญาณทั้งภายในและภายนอกย่านความถี่ใช้งานมีค่าสูงตามไปด้วยเช่นกัน

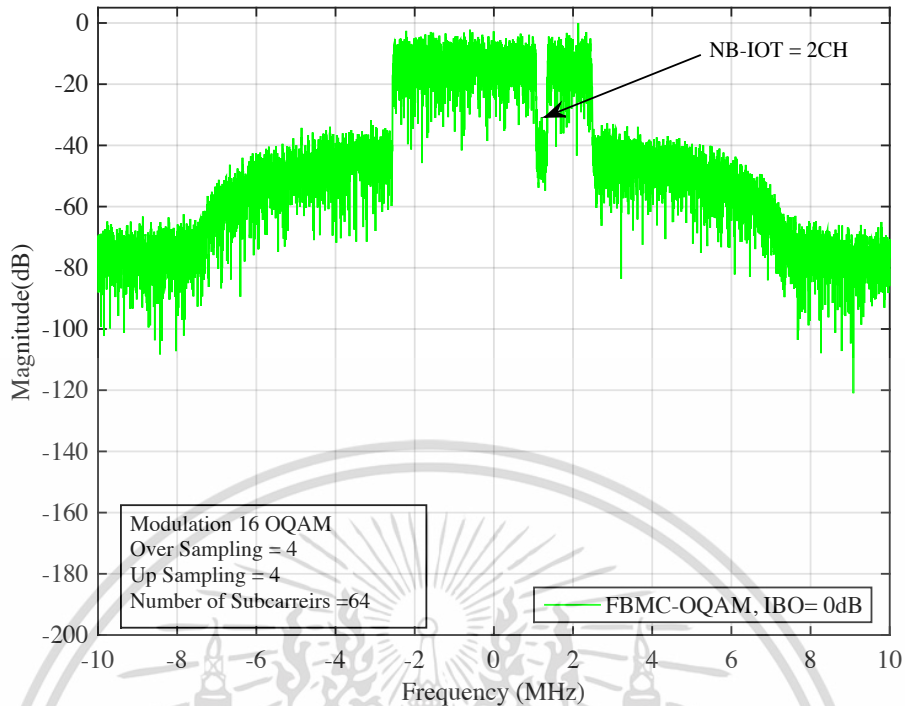


(ก) IBO = -8dB



(ข) IBO = -4dB

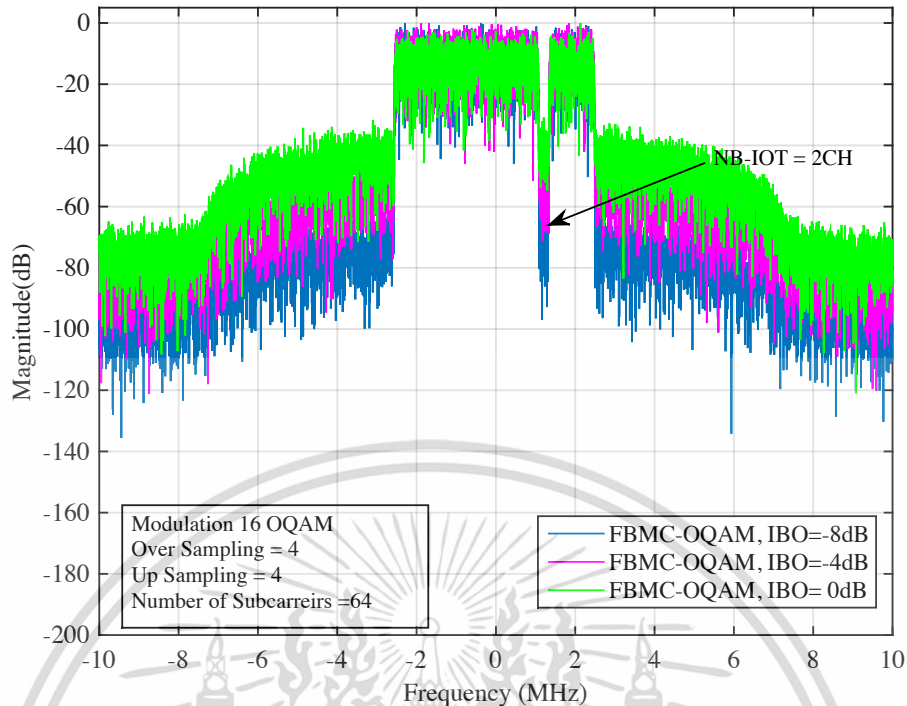
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) IBO = 0dB

รูปที่ 4.7 การแผ่สเปกตรัมภายในโดยมีแบนด์วิธเท่ากับ 2 ช่องสัญญาณ NB-IOT ณ จุดทำงานของวงจรรขยาย

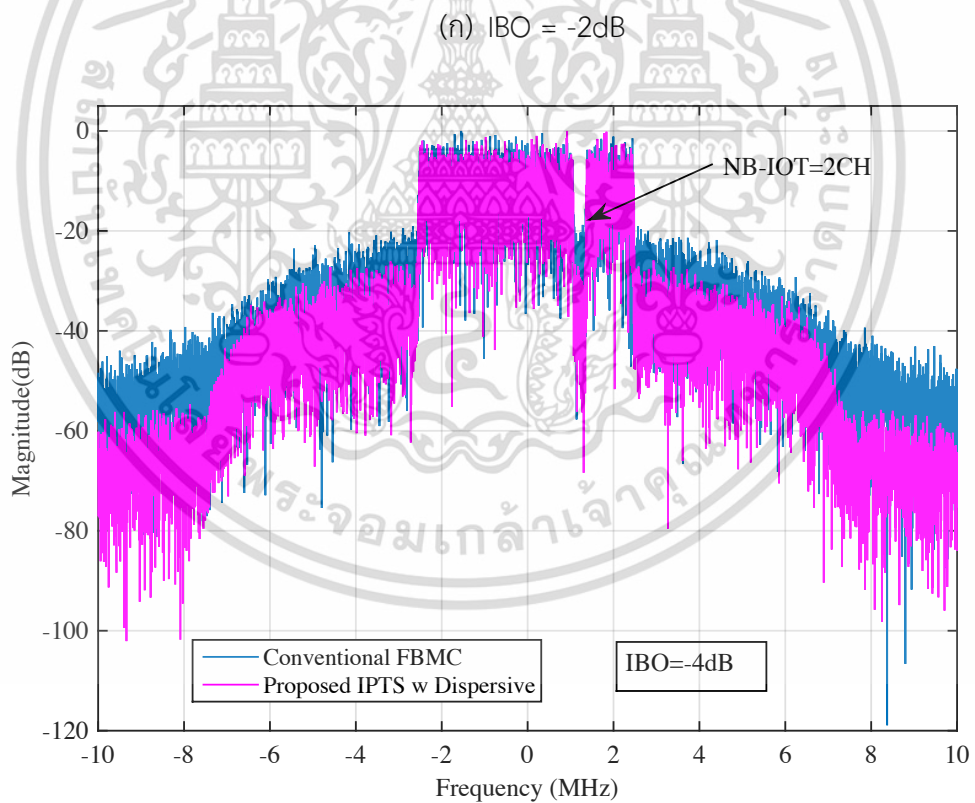
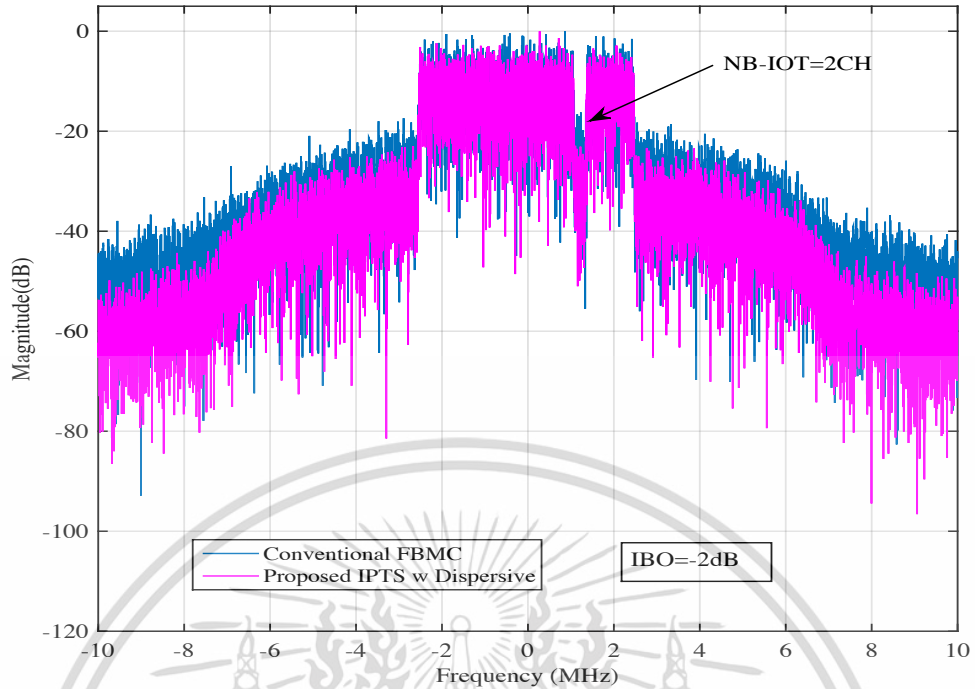
เพื่อให้เห็นชัดเจนขึ้นเปรียบเทียบผลของการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งานเมื่อจุดการทำงานของวงจรรขยายเปลี่ยนแปลง ดังแสดงรูปที่ 4.8 ย่านความถี่ใช้งานแบนด์วิธเท่ากับ 5MHz ช่องสัญญาณสำหรับอินเตอร์เน็ตของทุกสรรพสิ่งเท่ากับ 180kHz/ช่อง เมื่อสัญญาณเอพียูเอ็มซีส่งผ่านวงจรรขยาย SSPA ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นเท่ากับ 2 และจุดการทำงานของวงจรรขยายเท่ากับ 0dB, -4dB และ -8dB ตามลำดับ จะเป็นการแผ่ของสเปกตรัมภายในย่านความถี่ใช้งานเพื่อใช้งานกับอินเตอร์เน็ตของทุกสรรพสิ่งมีความของกำลังงานสเปกตรัมลดลงประมาณ 10dB ดังรูปด้านล่างนี้



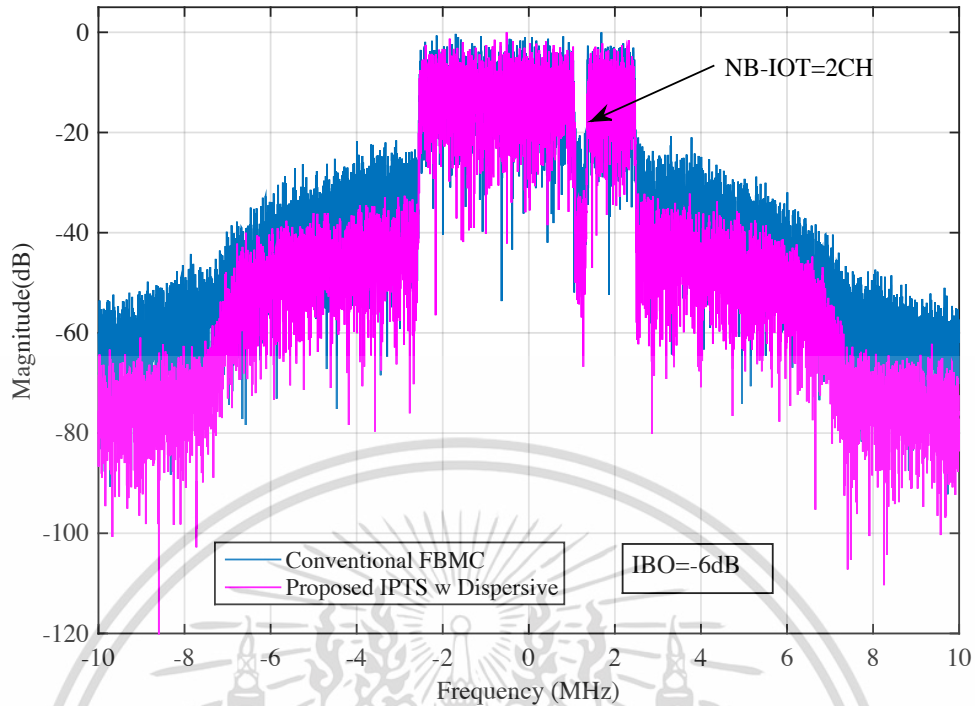
รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในโดยมีแบนด์วิธเท่ากับ 2 ช่องสัญญาณ NB-IOT เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรถยายเท่ากับ -8dB, -4dB และ 0dB

จากการศึกษาค่าพีเอพ็อร์มีผลต่อการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่าน ความถี่ใช้งานเมื่อจุดการทำงานของวงจรถยายเปลี่ยนแปลง ซึ่งผลการทดลองจำลองการทำงานของระบบเอพบีเอ็มซีในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น จากรูปที่ 4.9 (ก) (ข) (ค) และ (ง) ตามลำดับ จากรูปเป็นการกำหนดจุดการทำงานของวงจรถยายจากสูง (-2dB) เรียงไปต่ำ (-8dB) จะเห็นว่าเมื่อกำหนดจุดการทำงานของวงจรถยายสูง จุดนี้ใกล้จุดอิ่มตัวของวงจรถยายมาก ส่งผลให้สัญญาณโดนคลิป์และการแผ่ของสัญญาณทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งานมีค่าสูงตามไปด้วยเช่นกัน จะมีผลอย่างแผ่สเปกตรัมเช่นเดียวกับรูปที่ 4.7 และ 4.8

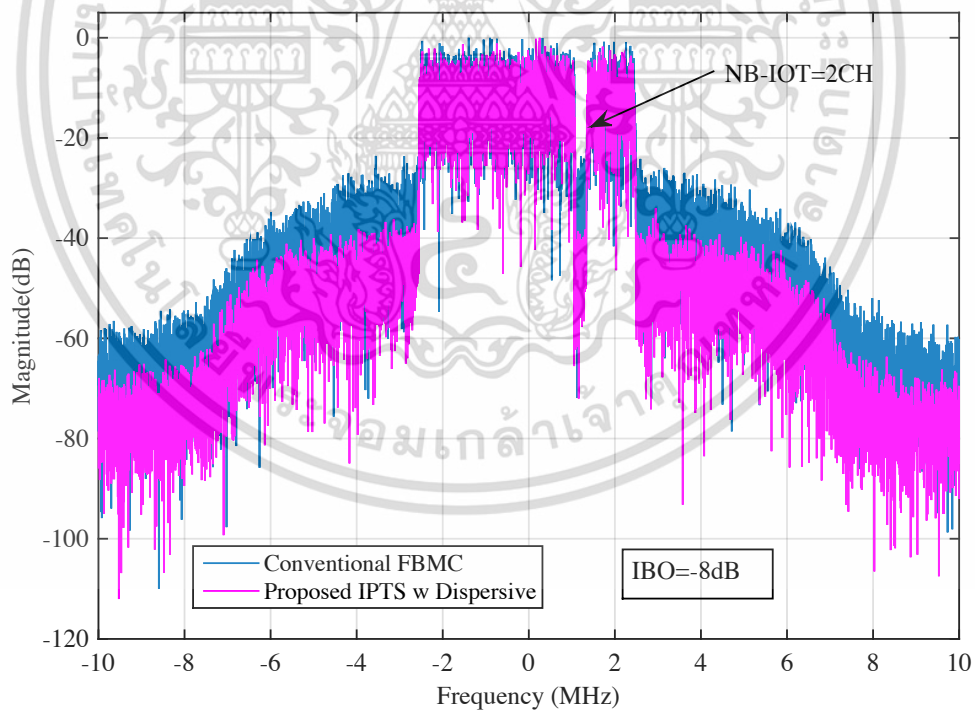
เปรียบเทียบการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งาน ในรูปที่ 4.9 (ก) (ข) (ค) และ (ง) ระหว่างระบบเอพบีเอ็มซีแบบทั่วไปกับเอพบีเอ็มซีที่มีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบที่นำเสนอ จากประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อร์ที่ได้กล่าวมาแล้ว หากนำมาใช้ในระบบเอพบีเอ็มซีสามารถลดการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านในช่องสัญญาณ NB-IOT ได้อยู่ราวประมาณ 5-20dB โดยที่จุดการทำงานของวงจรถยายอยู่ระหว่าง 5-20dB ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) IBO = -6dB

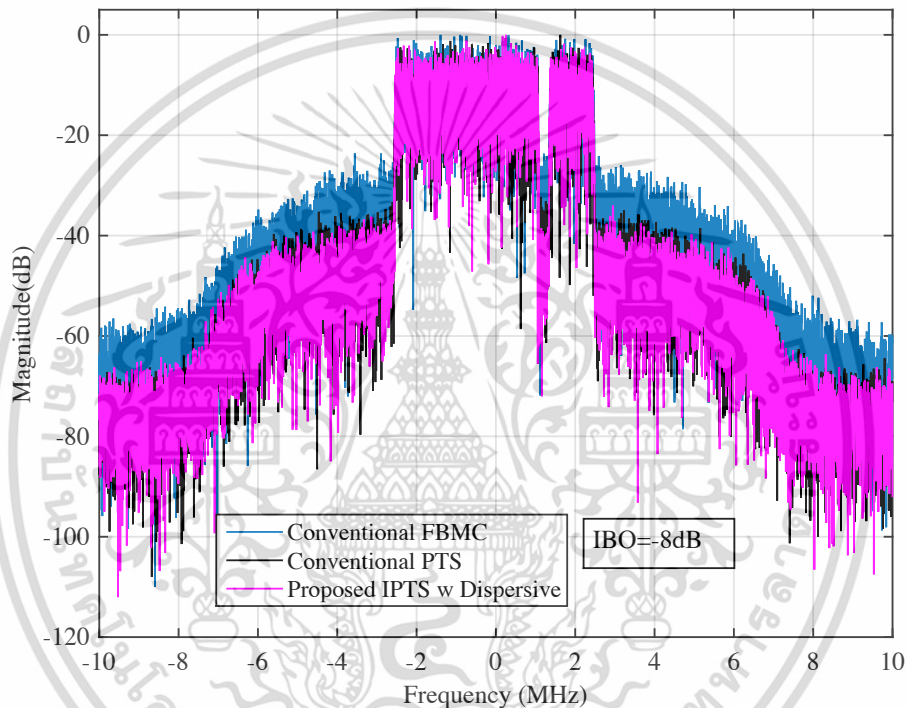


(ง) IBO = -8dB

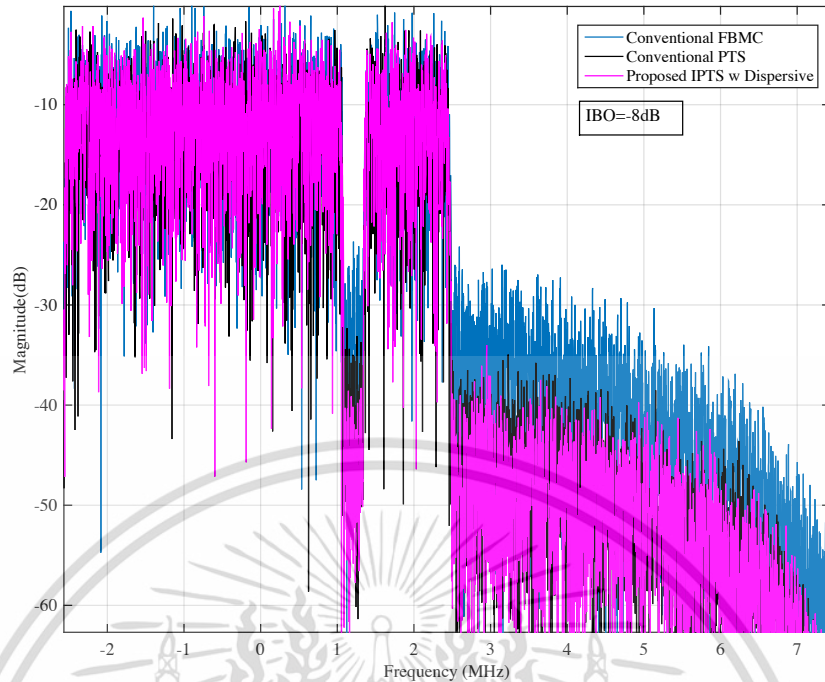
รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิธภายหลังจากลดค่าพีเอพ็อดาร์ เมื่อเปลี่ยนจุดทำงานของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายเป็นการเปรียบเทียบการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและมีการจองช่องสัญญาณ NB-IOT ระหว่างวิธีเอฟบีเอ็มซีแบบทั่วไป วิธีเอฟบีเอ็มซีลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีพีทีเอส และวิธีเอฟบีเอ็มซีลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีการที่นำเสนอ จากรูปที่ 4.10 (ก) และ (ข) แสดงให้เห็นว่าค่าพีเอพ็อดที่สูงจะมีผลทำให้เกิดการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านและภายนอกย่านความถี่ใช้งาน แต่จะมีผลอย่างมากต่อภายในย่านความถี่ใช้งาน โดยเฉพาะการใช้งานของระบบอินเทอร์เน็ตในทุกสรรพสิ่ง จากรูปแสดงให้เป็นวิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านได้ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับทุกวิธีที่กล่าวมา ในรูปที่ 4.10 (ข) ยกตัวอย่างเมื่อจุดการทำงานของวงจรถยายเท่ากับ $IBO = -8\text{dB}$ วิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบที่นำเสนอสามารถลดค่าการแผ่ของสเปกตรัมทั้งภายในย่านอยู่ราว 5-7dB เมื่อเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีพีทีเอส



(ก) ตลอดย่านความถี่



(ข) เฉพาะภายในย่านความถี่

รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบการแผ่สเปกตรัมภายในและภายนอกโดยมีแบนด์วิธภายในหลังจากลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีการลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

การสื่อสารในอนาคตจะเป็นโลกของการสื่อสารด้วยข้อมูลเป็นหลัก อุปกรณ์ต่างๆสามารถสื่อสารถึงกันได้โดยอัตโนมัติ การเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆหรือเซ็นเซอร์ต่างๆเข้าสู่โครงข่ายอินเทอร์เน็ตเป็นจำนวนมาก การใช้บริการอินเทอร์เน็ตในทุกสรรพสิ่ง หรือ Internet of Things (IoT) มีปริมาณสูงขึ้นอีกหลายเท่าตัวในอนาคต ในขณะที่ความถี่เพื่อการสื่อสารแบบไร้สายมีอยู่อย่างจำกัด การบริหารจัดการทรัพยากรความถี่ให้เกิดประโยชน์สูงสุดและรองรับความต้องการอย่างเพียงพอ จึงเป็นเรื่องท้าทาย การใช้การเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตในทุกสรรพสิ่งผ่านโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 5G และยุคต่อไป ได้รับความสนใจจากนักวิจัยจำนวนมาก เพื่อหามาตรฐานการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น ความหนาแน่นสูงการส่งข้อมูลสูง การรบกวนซึ่งกันและกันต่ำ

การสื่อสารด้วยระบบเอพียูเอ็มซีได้รับความสนใจเป็นอย่างมากว่าอาจจะได้รับการเลือกเป็นมาตรฐานการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ในอนาคต โดยมีคุณลักษณะที่ดีหลายอย่างเช่นการแผ่กำลังงานของความถี่คลื่นไปยังความถี่ข้างเคียงมีน้อยส่งผลให้มีความหนาแน่นของสเปกตรัมเพื่อการใช้งานได้สูง แต่ก็ยังคงมีความพิศของสัญญาณหรือค่าพีเอพียูเอ็มซีสูงอยู่เช่นเดียวกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ส่งผลให้เมื่อส่งสัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น ความหนาแน่นของสเปกตรัมจะเสียหายเกิดการแผ่ของสเปกตรัมทั้งในและนอกย่านความถี่ใช้งาน

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ศึกษาหาวิธีการลดค่าพีเอพียูเอ็มซีที่มีประสิทธิภาพสูงเพื่อลดการแผ่ที่จะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันกับระบบข้างเคียงเช่น NB-IOT ในโครงข่ายระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งได้มีนักวิจัยหลายท่านเสนอวิธีการลดค่าในรูปแบบต่างๆ เช่นวิธีพีทีเอส ซึ่งผู้วิจัยได้ศึกษาและปรับปรุงประสิทธิภาพของวิธีการพีทีเอสโดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์รูปแบบใหม่และใช้งานร่วมกับอัลกอริทึม Dispersive ซึ่งผลลัพธ์ของวิธีการที่นำเสนอสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียูเอ็มซีสำหรับเอพียูเอ็มซีได้ดีกว่าทั้งสองวิธีเดิมที่ได้กล่าวไว้ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ส่งผลให้การแผ่สเปกตรัมทั้งภายในและภายนอกย่านความถี่ใช้งานลดลง ข้อดีวิธีการที่นำเสนอขึ้นนี้ยังใช้งานพาสและคลัสเตอร์เท่ากับวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐาน ส่งผลให้ยังสามารถคงจำนวนข้อมูลการเปลี่ยนแปลงพาสหรือไซด์อินฟอร์เมชันยังคงเท่าเดิม นั้นหมายความว่าทางด้านเครื่องรับยังคงใช้ได้แบบเดิม

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงาน เพื่อพิสูจน์และตรวจสอบประสิทธิภาพของทุกวิธี เพื่อเป็นการยืนยันว่าวิธีการที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงกว่าโดยที่ไม่ได้เพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบแต่อย่างไร

เอกสารอ้างอิง

- [1] Nokia Corporation, "LTE evolution for IoT connectivity," 2017.
- [2] Nokia Corporation, "The 5G advantage in real network scenarios," 2017.
- [3] Samsung Electronics Co., Ltd., "Internet of Things Introducing innumerable opportunities," 2016.
- [4] Huawei Technology Co., Ltd., "NB-IOT Enabling New Business Opportunities," 2015.
- [5] Fa-Long Luo (Editor), Charlie (Jianzhong) Zhang (Editor), "Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations," Wiley-IEEE Press, August 2016.
- [6] C. Verikoukis, R. Minerva, M. Guizani, S. K. Datta, Y. K. Chen and H. A. Muller, "Internet of Things: Part 1 [Guest editorial]," in IEEE Communications Magazine, vol. 54, no. 12, pp. 12-13, December 2016.
- [7] Hanna Bogucka, Adrian Kliks and Pawel Kryszkiewicz, "Advanced Multicarrier Technologies for Future Radio Communication: 5G and Beyond," ISBN: 978-1-119-16889-8, Wiley and Son, August 2017.
- [8] Tao Jiang, Da Chen Chunxing and Ni Daiming Qu, "OQAM/FBMC for Future Wireless Communications: Principles, Technologies and Applications," ISBN: 9780128135587, Academic Press, August 2017.
- [9] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek and A. Ugolini, "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, vol. 31, no. 6, pp. 80-93, Nov. 2014.
- [10] P. Siohan, C. Siclet and N. Lacaille, "Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 50, no. 5, pp. 1170-1183, May 2002.
- [11] Fa-Long Luo (Editor), Charlie (Jianzhong) Zhang (Editor), "Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations," Wiley-IEEE Press, August 2016.
- [12] J. Yang, L. Song and A. Koeppe, "LTE Field Performance for IoT Applications," 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), pp. 1-5, Montreal, QC, 2016.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13]M. Tavares, D. Samardzija, H. Viswanathan, H. Huang and C. Kahn, "A 5G Lightweight Connectionless Protocol for Massive Cellular Internet of Things," 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), San Francisco, pp. 1-6, CA, 2017.
- [14]S. M. Oh and J. Shin, "An Efficient Small Data Transmission Scheme in the 3GPP NB-IoT System," in IEEE Communications Letters, vol. 21, no. 3, pp. 660-663, March 2017.
- [15]W. Yang et al., "Narrowband Wireless Access for Low-Power Massive Internet of Things: A Bandwidth Perspective," in IEEE Wireless Communications, vol. 24, no. 3, pp. 138-145, 2017.
- [16]Z. Zhuang, L. Feng, P. Yu and W. Li, "Uplink Resource Scheduling for Power Wireless Private Network Based on NB-IoT and LTE Hybrid Transmission," 2017 IEEE International Conference on Computational Science and Engineering (CSE) and IEEE International Conference on Embedded and Ubiquitous Computing (EUC), Guangzhou, 2017.
- [17]J. Gozalvez, "New 3GPP Standard for IoT [Mobile Radio]," in IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 11, no. 1, pp. 14-20, March 2016.
- [18]R. Boisguene, S. C. Tseng, C. W. Huang and P. Lin, "A survey on NB-IoT downlink scheduling: Issues and potential solutions," 2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Valencia, 2017.
- [19]W. Yang et al., "Narrowband Wireless Access for Low-Power Massive Internet of Things: A Bandwidth Perspective," in IEEE Wireless Communications, vol. 24, no. 3, pp. 138-145, 2017.
- [20]R. Vidhya and P. Karthik, "Coexistence of cellular IOT and 4G networks," 2016 International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), Ramanathapuram, 2016.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [21]J. P. Bardyn, T. Melly, O. Seller and N. Sornin, "IoT: The era of LPWAN is starting now," ESSCIRC Conference 2016: 42nd European Solid-State Circuits Conference, Lausanne, 2016
- [22]N. Mangalvedhe, R. Ratasuk and A. Ghosh, "NB-IoT deployment study for low power wide area cellular IoT," 2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Valencia, 2016.
- [23]A. Skrzypczak, J. P. Javardin and P. Siohan, "Reduction of the Peak-to-Average Power Ratio for the OFDM/OQAM Modulation," 2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, Melbourne, Vic., pp. 2018-2022, 2006.
- [24]Y. Zhou, T. Jiang, C. Huang and S. Cui, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction for OFDM/OQAM Signals via Alternative-Signal Method," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 1, pp. 494-499, Jan. 2014.
- [25]S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek and D. Roviras, "Potency of trellis-based SLM over symbol-by-symbol approach in reducing PAPR for FBMC-OQAM signals," 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, pp. 4757-4762, 2015.
- [26]C. Ye, Z. Li, T. Jiang, C. Ni and Q. Qi, "PAPR Reduction of OQAM-OFDM Signals Using Segmental PTS Scheme With Low Complexity," in IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 60, no. 1, pp. 141-147, March 2014.
- [27]Liu Kaiming, Hou Jundan, Zhang Peng, Liu Yuan'an, "PAPR reduction for FBMC-OQAM systems using P-PTS scheme," The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, Vol. 22, Issue 6, pp. 78-85, 2015.
- [28]S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, D. Roviras and R. Zayani, "Reduction of PAPR for FBMC-OQAM systems using dispersive SLM technique," 2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS), Barcelona, 2014.
- [29]R. Van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communication," Artech House, 2000.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [30]A. Pandharipande, “Principle of OFDM,” IEEE Potentials, Vol.21, pp.16-19, April/May 2002.
- [31]H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 2, pp. 282-289, Feb 2001.
- [32]T. Mata, P. Boonsrimuang, P. Boosrimuang, and H. Kobayashi, “Proposal of Improved PTS Method for STBC MIMO-OFDM Systems”, IEICE Transactions on Communications, Vol.E93-B,No.10, pp.2673-2676,Oct. 2010.
- [33]P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "Proposal of Improved PTS Method for OFDM Signal," 2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Athens, 2007.
- [34]J. Tellado, “Multicarrier Modulation with Low PAR,” Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [35]S. H. Muller and J. B. Huber, “OFDM with Reduce Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences,” Electron. Lett. vol. 33, no. 5, pp. 368–369, Feb. 1997.
- [36]L.J. Cimini, Jr. and N.R. Sollenberger, “Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences,” IEEE Trans. on Comm., Lett. Vol. 4, no. 3, pp86-88, March 2000.
- [37]C. Tellambura, “Improved Phase Factor Computation for the PAR Reduction of an OFDM Signal Using PTS,” IEEE Trans. on Comm., Lett. Vol. 5, no. 4, pp135-137, March 2001.
- [38]D Dardari, V. Tralli and A Vaccari, “A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems,” IEEE Trans. on Comm., Vol. 48, no. 10, pp.1775-1764, Oct 2000.
- [39]C. Rapp, “Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System,” in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp. 179-184, Oct. 22-24, 1991.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
Filter Bank MultiCarrier Offset Quadrature Amplitude Modulation System
(FBCM-OQAM)
%=====
clear all;
clc;
%=====
%===== Initial Parameters =====
NMess=4; % Range of Signals (0-3) 4=QPSK
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 Subcarriers
L=Symbol; % Number of Symbols
LL=2*L; % Number of Symbols + T/2 Symbols
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

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);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%===== Variable Parameter =====
CNst=20;           %Starting the carrier to Noise ratio (dB)
CNx=24;           %Stop the carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=4;           %Step of Carrier to Noise ratio (dB)
Num_count=200;    %Number of loop testing bits error performance.

%===== Prototype Filter =====
H1=0.97195983;
H2=1/sqrt(2);
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=IdealFilter;
Prototype=Hef;

for CN=CNst:Stcn:CNx;           %Loop CN
    %Count_PBER=0;               %Initial condotion
    for count=1:Num_count;      %Loop Counter bits error
        CN                       %Show
        infromations (Debugger)
        count                     %Show
        infromations (Debugger)
    %=====

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%===== Modulation OQAM =====
RandSignal=(randi(NMess,Symbol,Nsub))-1;
ComplexSignal=f_EnMQAM(RandSignal,NMess);
ComplexPower=sqrt(mean(parallel2serial(ComplexSignal).*conj(parallel2serial(Comple
xSignal)))); % Power Check

%===== OQAM pre-processing =====
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
ModOQAM=OQAM_PreProc;
OQAM_PreProcPower=sqrt(mean(parallel2serial(OQAM_PreProc).*conj(parallel2serial(
OQAM_PreProc)))); % Power Check

%%#####
#####

%%===== IFFT Processing =====
Optimum_PrevStx=zeros(LL,K*N);
WF=4; %Number of Weighting Factor
Sl=zeros(LL,4); %PTS 4 Cluster

for kk=1:LL; % Number of Symbols + T/2 Symbols
    %OQAM_Time(kk,:)=ifft([ModOQAM(kk,1:Nsub)]).*sqrt(Nsub);
    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)];

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

[Stx_LowPAPR(kk,1:K*N) SI(kk,:)]
Optimum_PrevStx(kk,:)=f_EnPTS_4ClusFBMC(ModOOAM(kk,1:Nsub),M,N,K,LL,Ntotal,kk,
Optimum_PrevStx,Prototype);
Optimum_PrevStx(kk,:)=f_EnDSLm_FBMC(ModOOAM(kk,1:Nsub),M,N,K,LL,Ntotal,kk,Opt
imum_PrevStx,Prototype,WF_SLM);
Stx_FilterTime(kk,1:K*N)=Stx_LowPAPR(kk,1:K*N);

Check_Stx_FreDomain(kk,:)=fft([Stx_FilterTime(kk,1:K*N)]./sqrt(Nsub);
Check_Stx_FreDomain2(kk,:)=downsample(Check_Stx_FreDomain(kk,:),K);

end
for kk=1:(LL/2);
    OFDM_QAM(kk,:)=ifft([Zero1 ComplexSignal(kk,1:M) Zero1 ]).*sqrt(N);
end
Stx_OFDM=parallel2serial(OFDM_QAM);
OOAM_TimePower=sqrt(mean(parallel2serial(OOAM_Time).*conj(parallel2serial(OOAM
_Time)))); % Power Check
%===== 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;
AverSigPower=sqrt(mean(StxSignal.*conj(StxSignal))); % Power Check
if NMess<=4;
    NorPower=(sqrt(1.7)/AverSigPower);
else
    NorPower=(sqrt(1.7*2)/AverSigPower); % For >QPSK E.X. >16QAM
end
TransSignal(1,1:N_sig)=StxSignal(1,1:N_sig).*NorPower;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Stx=TransSignal;
StxPower=sqrt(mean(Stx.*conj(Stx))); % Power Check
%===== Noise =====
[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 =====
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);
end
RtxTime=Rtx_DownSum;

for kk=1:LL; % Number of Symbols + T/2 Symbols
    RfxFreq(kk,:)=fft([RtxTime(kk,1:N)])./sqrt(Nsub);
    %RfxFreq(kk,:)=fft([RtxTime(kk,1:N)])./sqrt(N);
    RfxRemoveZP(kk,1:M)=RfxFreq(kk,L1:L2);

    RxFreq_DePTS(kk,:)=f_DePTS_4ClusFBMC(RfxRemoveZP(kk,:),M,N,K,kk,SI(kk,:));

    %RxFreq_DePTS(kk,:)=f_DeSLM_FBMC(RfxRemoveZP(kk,:),M,N,K,kk,SI(kk,:));
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

FFTRemoveZP=RxFreq_DePTS;          %De Code PTS
%=====OOAM 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

RfxPostOOAM=RtCombine;
ComplexRtxPower=sqrt(mean(parallel2serial(RtCombine).*conj(parallel2serial(RtCombine))));
RfxPostOOAM=RfxPostOOAM*(ComplexPower/ComplexRtxPower);
Rfx_Int=f_DeMOAM(RfxPostOOAM,NMess); %Demodulation
CBER(1,count)=biterr(RandSignal,Rfx_Int);

end                                     %Loop Counter bits error

BERaver(1,CN)=sum(CBER);
PBERaver(1,CN)=BERaver(1,CN)./(log2(NMess)*Nsub*Symbol*Num_count);
PBERaver

end                                     %Loop CN

figure;
%+++++ Ref. Ideal BER QPSK ++++++++
ListCNR = 10.^([CNst:Stcn:CNx]/10);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%OutQPSK = 0.5*erfc(sqrt(ListCNR));      %Ideal BER BPSK
OutQPSK = 0.5*erfc(sqrt(ListCNR/2));    %Ideal BER QPSK
semilogy(CNst:Stcn:CNx,OutQPSK);
hold on

Out_16QAM = (2*sqrt(2)-1)/3/sqrt(2)*erfc(sqrt(ListCNR*(3/14))); %Ideal BER 16QAM
semilogy(CNst:Stcn:CNx,Out_16QAM);

```

```

Out_64QAM = (4*sqrt(2)-1)/10/sqrt(2)*erfc(sqrt(ListCNR*3/62)); %Ideal BER 64QAM
semilogy(CNst:Stcn:CNx,Out_64QAM);

```

```

%+++++
semilogy(CNst:Stcn:CNx,PBERaver(CNst:Stcn:CNx));
grid on
title(['Normalize Power = ',num2str(NorPower),', Transmission Power = ',num2str(StxPower)]);
legend('Ideal QPSK (Equ.)','Ideal 16QAM (Equ.)','Ideal 64QAM (Equ.)','Conventional FBMC-OQAM')
xlabel('Signal to Noise Ratio (SNR (dB))');
ylabel('OQPSK:Bit Error Rate(BER)');
axis([CNst CNx 10^-7 1])
hold off

%-----
%#####

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. Amnart HANPRASITKUM, Arjin NUMSOMRAN, Pornpawit BOONSRIMUANG and Pisit BOONSRIMUANG" Improved PTS method with new weighting factor technique for FBMC-OQAM systems," 2017 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICTACT), pp.143 – 147, 19-22 Feb2017, Pyeongchang Kwangwoon Do, South Korea.

ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ-นามสกุล นายอำนาจ หาญประสิทธิ์คำ
- วัน เดือน ปีเกิด 10 มีนาคม 2518 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
- ที่อยู่ 62/174 หมู่ 3 ซอยประเสริฐรัฐอิสลาม 6 ถนนติวานนท์ ตำบลบางตลาด อำเภอปากเกร็ด จังหวัดนนทบุรี 11120
โทรศัพท์มือถือ : 089-894-7805
- ประวัติการศึกษา 2540 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- ความชำนาญเฉพาะด้าน 1.) การออกแบบระบบควบคุมการจราจร
2.) ระบบโครงข่ายสื่อสารโทรคมนาคม
- ประสบการณ์การทำงาน
- ทีมบริหาร และผู้ประสานงานโครงการก่อสร้างด้านเก็บเงินทางหลวงพิเศษหมายเลข 7 มูลค่าโครงการ 1,800 ล้านบาท
 - ผู้บริหารโครงการ งานติดตั้งระบบคัดแยกรถอัตโนมัติ , งานอ่านป้ายทะเบียนรถอัตโนมัติ , งานติดตั้งระบบสื่อสารข้อมูล , ระบบ VoIP ที่สถานีตรวจสอบน้ำหนักทั่วประเทศ
 - หนึ่งในทีมผู้บริหารและผู้ประสานงานโครงการติดตั้งอุปกรณ์ Dowlake Microsystem สำหรับ โครงการจัดสร้างและพัฒนาเครือข่ายเทคโนโลยีสารสนเทศการอาชีวศึกษา (UniNet Project)
 - ผู้บริหารโครงการติดตั้งสาย Optic Fiber ระยะทาง 108 km ข้อมูลหลัก (Backbone) บนทางหลวงพิเศษหมายเลข 7 และหมายเลข 9 (Motor Way)
 - ผู้บริหารโครงการควบคุมการติดตั้งท่อร้อยสายโทรศัพท์ใต้ดินเส้นทาง ทางหลวงหมายเลข 351
 - ผู้บริหารและผู้ประสานงานโครงการติดตั้งระบบสื่อสารข้อมูลสำหรับสำนักงานในสังกัดกระทรวงคมนาคม (สำนักปลัดกระทรวงคมนาคม , ขนส่งทางบก , แขวงการทาง , ทางหลวงชนบท , ตำรวจทางหลวง ฯลฯ) จำนวนกว่า 700 Site งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้