

การชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มบนช่องสัญญาณเฟตดิงแบบพหุวิถี



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2562
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

OFDM Symbol Synchronization over Multipath Fading Channels



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

Department of Electrical Engineering

FACULTY OF ENGINEERING

Chulalongkorn University

Academic Year 2019

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การเชิงโครโมส้อมลักษณะโอเอพีดีเอ็มบนช่องสัญญาณเฟตติง
	แบบพหุวิถี
โดย	นายพฤกษ์ สระศรีทอง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญฉกร วุฒิสีทธิกุลกิจ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ดร.พิสิฐ วณิชชานันท์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่ง
ของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

.....	คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.สุพจน์ เตชวรสินสกุล)	
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ประธานกรรมการ
.....	
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ภาณุวัฒน์ จันทร์ภักดี)	
.....	อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญฉกร วุฒิสีทธิกุลกิจ)	
.....	อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม
(ดร.พิสิฐ วณิชชานันท์)	
.....	กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิทยากร อัครวิเศษ)	
.....	กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ ดร.ภูมิพัฒน์ แสงอุดมเลิศ)	

พจนานุกรม : การซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ
พหุวิถี. (OFDM Symbol Synchronization over Multipath Fading Channels) อ.
ที่ปรึกษาหลัก : รศ. ดร.ลัญจกร วุฒิสัทติกุลกิจ, อ.ที่ปรึกษาร่วม : ดร.พิสิฐ วณิชชานันท์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี เพื่อหาตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ทำให้ได้รับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง โดยได้เสนอวิธีการซิงโครไนซ์สองวิธีที่แตกต่างกัน วิธีแรกคือการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ ร่วมกับการประมาณค่าการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณที่มีการแผ่ออกทางเวลาเพื่อประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นที่แท้จริงของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ส่วนวิธีที่สองเสนอการหาค่าต่ำสุดของผลต่างกำลังงานของคลื่นพายุย่อยระหว่างเวลาที่ติดกัน เพื่อหาช่วงเวลาทีลอดภัยจากการแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์ จากผลการทดสอบวิธีแรกพบว่า การซิงโครไนซ์ร่วมกับการประมาณการแผ่เวลาประวิงซึ่งไม่ต้องการความรู้ของสัญญาณเพิ่มเติมสามารถให้สมรรถนะที่เทียบเคียงได้กับวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์แบบดั้งเดิมที่ใช้ข้อมูลเวลาประวิงกำลังงาน ในส่วนผลการทดสอบวิธีที่สองนั้นพบว่า การหาค่าต่ำสุดของผลต่างกำลังงานของคลื่นพายุย่อยระหว่างเวลาที่ติดกันสามารถให้สมรรถนะที่เหนือกว่าวิธีการดั้งเดิมที่ใช้ผลต่างกำลังงานเช่นเดียวกันเป็นอย่างมาก อีกทั้งสามารถทำงานในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาได้อย่างมีประสิทธิภาพ เหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้กับภาครับในยานพาหนะความเร็วสูง

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนิสิต

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาร่วม

6070251321 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD: OFDM, synchronization, timing offset estimation

Pruk Sasithong : OFDM Symbol Synchronization over Multipath Fading Channels. Advisor: Assoc. Prof. LUNCHAKORN WUTTISITTIKULKIJ, Ph.D. Co-advisor: Pisit Vanichchanunt, Ph.D.

This thesis proposes OFDM synchronization over multipath fading channels to detect appropriate starting point of OFDM symbol which facilitates obtaining correct data. Two different synchronization methods are presented. The first method intends to jointly synchronize using cyclic prefix and estimate delay spread of time dispersive channel. This technique aims to detect the exact OFDM symbol arrival time. The second method proposes minimizing the power difference of subcarrier between consecutive times to find a safe region from inter-symbol interference. Simulation results of the first method show that joint synchronization and delay spread estimation without requiring additional channel knowledge can achieve comparable performance to conventional synchronization based on cyclic prefix with power delay profile. In the second method, simulation results reveal that minimizing the power difference of subcarrier between consecutive times can improve significant performance over conventional power difference methods. It also performs well in time-variant channels thus it can be applied for the receiver in high-velocity vehicles.

Field of Study: Electrical Engineering

Academic Year: 2019

Student's Signature

Advisor's Signature

Co-advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ดี ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ และ อาจารย์ ดร.พิสิฐ วณิชชานันท์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ เนื่องด้วยความช่วยเหลือและการเอาใจใส่เป็นอย่างยิ่ง และได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่าง ๆ ในการดำเนินการทำวิจัยตลอดมา

ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ที่ได้ให้กำลังใจและความช่วยเหลือเสมอมาซึ่งเป็นแรงผลักดันที่ช่วยให้งานวิจัยสำเร็จไปได้ด้วยดี

ขอบคุณพี่ ๆ น้อง ๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัยโทรคมนาคมทุกท่าน โดยเฉพาะนางสาวसानิกา กฤษณมาลี วิชายาเสกาวารา นายมนุสส์ เพ็ญนู นายธราพร พรหมสะอาด และ นายเท ซา โบน หม่อมรวมทั้งคนอื่น ๆ ที่ไม่ได้กล่าวถึง ณ ที่นี้ ในการช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ทั้งการให้คำแนะนำในการวิจัย การจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์ การดำเนินการสอบวิทยานิพนธ์ การใช้ชีวิตในระดับบัณฑิตศึกษา ซึ่งทำให้การศึกษาในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยเต็มไปด้วยคุณค่าและความประทับใจ

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณโครงการ Seeds For The Future ของบริษัท หัวเว่ย เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด ที่ได้ให้การสนับสนุนเงินทุนการศึกษาและวิจัยในหลักสูตรมหาบัณฑิตนี้ อีกทั้งโครงการนี้ได้เอื้ออำนวยให้ข้าพเจ้าได้รับโอกาสที่ดีมากมาย เช่น การไปฝึกงานที่ประเทศจีน ซึ่งทำให้ข้าพเจ้าได้รับประสบการณ์ที่ดีเป็นอย่างมาก

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

พฤกษ์ สระศรีทอง

สารบัญ

	หน้า
.....	ค
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ค
.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฌ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	4
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	4
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี.....	5
2.2 ระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	9
บทที่ 3 การซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 ผลกระทบของความผิดพลาดจากการซิงโครไนซ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี.....	14
3.3 การซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยสัญญาณเรียนรู้.....	16

3.4 การชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มโดยด้วยการประมาณไซคลิกพีริกซ์	17
3.5 การชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงาน	22
บทที่ 4 วิธีการชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มที่นำเสนอ	26
4.1 การชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มด้วยไซคลิกพีริกซ์ร่วมกับการประมาณค่าการแผ่เวลา ประวิงสูงสุด.....	26
4.2 การชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มโดยด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างเวลาติดกัน.....	28
บทที่ 5 ผลการทดสอบสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอ	30
5.1 ข้อกำหนดในการจำลอง.....	30
5.2 ผลการทดสอบการชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มด้วยไซคลิกพีริกซ์ร่วมกับการประมาณค่า การแผ่เวลาประวิงสูงสุด	32
5.3 ผลการทดสอบการชิงโครโนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างเวลาติดกัน.....	34
บทที่ 6 บทสรุปและแนวทางในการพัฒนาต่อในอนาคต	41
6.1 บทสรุป	41
6.2 แนวทางการพัฒนาต่อในอนาคต	42
ภาคผนวก.....	43
บรรณานุกรม.....	79
ประวัติผู้เขียน.....	81

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม	30
ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ TDL-B	31



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 การแพร่กระจายแบบพหุวิถี	5
รูปที่ 2.2 กำลังงานสัญญาณที่ได้รับเนื่องจากผลกระทบเฟตดิงสเกลใหญ่และเฟตดิงสเกลเล็ก	6
รูปที่ 2.3 การเคลื่อนที่ของภาครับที่ส่งผลต่อการรับสัญญาณที่เปลี่ยนไป	6
รูปที่ 2.4 โครงสร้างการสื่อสารด้วยระบบโอเอฟดีเอ็ม	10
รูปที่ 2.5 การแทรกช่วงเวลาป้องกันระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม	11
รูปที่ 2.6 การแทรกไซคลิกพรีฟิกซ์ระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม	12
รูปที่ 2.7 โครงสร้างระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป	13
รูปที่ 3.1 กรณีการประมาณตำแหน่งจุดเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม	14
รูปที่ 3.2 การส่งสัญลักษณ์เรียนรู้สำหรับการซิงโครไนซ์	16
รูปที่ 3.3 โครงสร้างการซ้ากันของไซคลิกพรีฟิกซ์ภายในสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม	17
รูปที่ 3.4 การพิจารณาสัญญาณรับสำหรับการซิงโครไนซ์	18
รูปที่ 3.5 ฟังก์ชันต้นทุนของการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างคลื่นพาย้อย	24
รูปที่ 3.6 ฟังก์ชันต้นทุนของการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างสัญลักษณ์	24
รูปที่ 3.7 แนวทางการทำซิงโครไนซ์ในทางความถี่	25
รูปที่ 4.1 ผลกระทบไอเอสไอต่อไซคลิกพรีฟิกซ์จากสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มก่อนหน้า	26
รูปที่ 4.2 แผนผังการดำเนินการวิธีการซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ร่วมกับ การประมาณค่าการแผ่เวลาประวิงสูงสุด	27
รูปที่ 4.3 ฟังก์ชันต้นทุน $C_w(\hat{\theta})$ เปรียบเทียบกับเวลา	29
รูปที่ 5.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ที่อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับ สัญญาณรบกวนแตกต่างกัน	33
รูปที่ 5.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ที่การแผ่เวลาประวิงแตกต่างกัน	33

รูปที่ 5.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยไซคลิกพีริกซ์ที่ความเร็วของภาครีบ แตกต่าง กัน.....	34
รูปที่ 5.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์โดยเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับ อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน.....	35
รูปที่ 5.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์โดยเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับ การแผ่เวลาประวิง.....	35
รูปที่ 5.6 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์โดยเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับ ความเร็วของภาครีบ.....	36
รูปที่ 5.7 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความเบี่ยงเบน จากพื้นที่ปลอดภัยกับอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน.....	37
รูปที่ 5.8 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความน่าจะ เป็นการลือคอินกับอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน.....	37
รูปที่ 5.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความเบี่ยงเบน จากพื้นที่ปลอดภัยกับการแผ่เวลาประวิง.....	38
รูปที่ 5.10 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความน่าจะ เป็นการลือคอินกับการแผ่เวลาประวิง.....	38
รูปที่ 5.11 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความ เบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยกับความเร็วของภาครีบ.....	39
รูปที่ 5.12 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความน่าจะ เป็นการลือคอินกับความเร็วของภาครีบ.....	40

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนมาสู่ยุคที่ห้า (5G) ระบบการสื่อสารในยุคใหม่นี้ผู้คนต่างสามารถเข้าถึงการเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้อย่างรวดเร็วรวมถึงการรองรับการให้บริการต่าง ๆ ที่หลากหลาย เช่น การถ่ายทอดสดวิดีโอความคมชัดระดับสูง การเชื่อมต่อโลกจำลองเสมือนจริง (Virtual Reality: VR) การสื่อสารของรถยนต์ไร้คนขับ และการเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง (Internet of Thing: IoT) เป็นต้น เพื่อตอบสนองต่อความต้องการให้บริการเหล่านี้จำเป็นต้องใช้การส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูง โดยระบบการสื่อสารในยุคที่ห้าจำเป็นต้องรองรับอัตราการส่งข้อมูลในระดับ Gbps (100 เท่าของระบบสื่อสารในยุคสี่)

โดยปกติแล้วการสื่อสารไร้สายที่ส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูงที่มีคาบเวลาสัญลักษณ์ที่สั้น จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี (multipath fading channel) เป็นอย่างมาก เนื่องจากการส่งสัญญาณในอากาศผ่านหลายเส้นทางมายังที่ภาครับ มีบางเส้นทางที่มาถึงด้วยเวลาประวิง (delay) ที่เกินกว่าคาบเวลาสัญลักษณ์จนเกิดการรบกวนต่อสัญลักษณ์ถัดไปเรียกว่าการแทรกแซงกันระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) หรือเรียกโดยย่อว่า ไอเอสไอ (ISI) ภาครับจึงต้องใช้วิธีการที่ซับซ้อนมากขึ้นในการแยกแยะสัญลักษณ์

ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ได้ด้วยการมัลติเพล็กซ์เชิงความถี่แบบตั้งฉาก (Orthogonal Frequency Division Multiplex: OFDM) หรือโอเอฟดีเอ็ม ข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะถูกแบ่งส่งขนานกันไปกับหลายคลื่นพาห่อย่อยเป็นจำนวนมากเพื่อเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลโดยไม่ต้องลดคาบเวลาในการส่งสัญลักษณ์ ทำให้ทนต่อการรบกวนที่เกิดในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีได้ ในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันจึงทำให้สัญญาณในคลื่นพาห่อย่อยมีความถี่ที่ใกล้ชิดกันและมีสเปกตรัมซ้อนทับกันโดยไม่มีปัญหาการรบกวนกันของสัญญาณ ดังนั้นระบบโอเอฟดีเอ็มจึงใช้แบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ระบบโอเอฟดีเอ็มได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ระบบในสื่อสารอย่างกว้างขวาง เช่น การแพร่สัญญาณเสียงดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting: DAB) การแพร่สัญญาณภาพดิจิทัล (Digital Video Broadcasting: DVB) ระบบแลนไร้สาย (Wireless LAN: WLAN) ระบบ Long Term Evolution หรือ LTE ในการสื่อสารไร้สายยุคที่สี่และระบบ New Radio หรือ NR ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ห้า เป็นต้น

ถึงแม้ว่าระบบโอเอฟดีเอ็มจะสามารถแก้ไขปัญหาในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีได้ดีดังที่กล่าวมาในข้างต้น อย่างไรก็ตามก็ตีระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นมีความไวต่อความผิดพลาดจากการซิงโครไนซ์ (synchronization) สัญลักษณ์เป็นอย่างมาก โดยการซิงโครไนซ์นี้คือขั้นตอนหนึ่งที่สำคัญของภาครับในการตรวจหาเวลาเริ่มต้นของสัญลักษณ์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม ความผิดพลาดจากการซิงโครไนซ์อาจส่งผลให้ภาครับได้รับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ไม่สมบูรณ์และอาจมีการรบกวนจากสัญลักษณ์ข้างเคียงทำให้เกิดการแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์ (inter-carrier interference: ICI) และโอเอสไอ (ISI) ซึ่งทำลายคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันของคลื่นพาห์ย่อยซึ่งลดสมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็ม

การซิงโครไนซ์ในระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถแบ่งออกได้สองประเภทคือ การซิงโครไนซ์โดยพึ่งข้อมูลสนับสนุน และการซิงโครไนซ์โดยไม่พึ่งข้อมูลสนับสนุน ระบบโอเอฟดีเอ็มส่วนใหญ่จะมีการแทรกข้อมูลมาสนับสนุนการซิงโครไนซ์เรียกว่าสัญลักษณ์เรียนรู้ (training symbol) มากับสัญญาณที่ส่ง โดยที่ภาครับจะต้องทราบข้อมูลเหล่านี้ก่อนแล้วและทำการซิงโครไนซ์ด้วยการหาสัญญาณในจุดที่มีลักษณะที่สอดคล้องกันกับข้อมูลพิเศษดังกล่าว ตัวอย่างเช่นในระบบ NR ตามมาตรฐาน 3GPP Release 15 [1] จะมีการส่ง SSB (Synchronization Signal Block) ภายในเฟรมให้กับ UE (User Equipment) หรือในมาตรฐาน IEEE802.11 [2] จะมีการส่ง STS (Short Training Symbol) และ LTS (Long Training Symbol) ที่ส่วนเริ่มต้นของเฟรม เป็นต้น วิธีนี้มีข้อได้เปรียบคือภาครับสามารถทำการซิงโครไนซ์ได้อย่างแม่นยำโดยไม่ต้องใช้อัลกอริทึมที่ซับซ้อนมากนัก อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะทำให้สูญเสียพลังงานและแบนด์วิดท์ส่วนหนึ่งในการส่งสัญลักษณ์เรียนรู้จึงมีการส่งสัญลักษณ์เรียนรู้เท่าที่จำเป็นเท่านั้น

ในบางกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาเนื่องจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการ ภาครับอาจต้องมีการซิงโครไนซ์ตลอดเวลาแม้กระทั่งในช่วงเวลาที่ไม่มีการส่งสัญลักษณ์เรียนรู้ หรือบางระบบโอเอฟดีเอ็มไม่มีการส่งสัญลักษณ์เรียนรู้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพพลังงานและแบนด์วิดท์ จึงต้องมีการซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โดยไม่พึ่งข้อมูลสนับสนุนซึ่งภาครับสามารถหาตำแหน่งของสัญลักษณ์ด้วยการใช้ประโยชน์จากข่าวสารที่แฝงภายในหรือลักษณะโครงสร้างของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ยกตัวอย่างเช่นในงานวิจัยอ้างอิง [3-11] ภาครับจะค้นหาตำแหน่งของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มด้วยการประมาณจากรูปแบบการเหมือนกันของไซคลิกพรีฟิกซ์ (cyclic prefix) และส่วนท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเรียกว่าการประมาณด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ (Cyclic Prefix Estimator: CPE) แต่อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวมีจุดอ่อนคือการไม่ทนทานต่อช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีซึ่งส่งผลต่อการเพิ่มโอกาสผิดพลาดในการซิงโครไนซ์ เพื่อเพิ่มสมรรถนะในวิธีการประมาณด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี ภาครับจำเป็นต้องทราบข่าวสารสถานะช่องสัญญาณ (channel state information) ยกตัวอย่างเช่นในงานวิจัยอ้างอิง [6, 7] ภาครับใช้ค่าการแผ่เวลาประวิงสูงสุด (maximum delay spread) ประกอบการซิงโครไนซ์เพื่อลดผลกระทบจาก

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีหรือในงานวิจัยอ้างอิง [8, 9] เสนอการใช้โปรไฟล์เวลาประวิงกำลังงาน (power delay profile) ร่วมกับการชิงโครโนซ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีเพื่อให้ได้การประมาณมีความแม่นยำมากที่สุด ในกรณีที่ภาครับไม่มีความรู้เบื้องต้นของช่องสัญญาณงานวิจัยอ้างอิง [10, 11] ได้มีการเสนอการชิงโครโนซ์ร่วมกับการประมาณค่าวารสารสถานะช่องสัญญาณ แต่อย่างไรก็ดีความซับซ้อนในการประมวลผลก็จะเพิ่มมากขึ้น

เนื่องจากการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์ที่กล่าวมาในก่อนหน้านี้เป็นวิธีการที่ใช้สัญญาณทางเวลาในการประมวลผล ซึ่งจะถูกลดทอนสมรรถนะเมื่อมีการแผ่เวลาประวิงในช่องสัญญาณพหุวิถี เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบดังกล่าวจึงมีหลายงานวิจัย [12-14] ได้เสนอหลักการในการชิงโครโนซ์ที่ใช้สัญญาณทางความถี่ซึ่งได้จากการนำสัญญาณทางเวลามาผ่านการแปลงฟูริเยร์ดิสครีต (Discrete Fourier Transform: DFT) หรือดีเอฟที โดยการชิงโครโนซ์ด้วยสัญญาณทางความถี่นี้จะใช้ประโยชน์จากข่าวสารที่แฝงในสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเช่น คลื่นพาห่อย่อยนำร่อง (pilot subcarriers) หรือรูปแบบการมอดูเลต เป็นต้น ข่าวสารดังกล่าวจะถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณหาปริมาณผลกระทบจากไอเอสไอและไอซีไอซึ่งจะต้องมีค่าน้อยที่สุดเมื่อกระบวนการดีเอฟทีทำโดยทราบตำแหน่งของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ต้องการ

ในงานวิจัยอ้างอิง [12, 14] ได้เสนอฟังก์ชันของเวลาเริ่มต้นสัญลักษณ์ในการคำนวณค่าที่สามารถบ่งชี้ถึงปริมาณของไอเอสไอและไอซีไอจากผลต่างของกำลังงาน (Power Difference: PD) โดยเปรียบเทียบระหว่างคลื่นพาห่อย่อยที่ความถี่ติดกัน โดยใช้ได้กับกรณีที่ผลตอบสนองช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปในทางความถี่อย่างช้า ๆ และระบบโอเอฟดีเอ็มใช้การมอดูเลตที่กำลังงานคงที่สำหรับทุกสัญลักษณ์เช่น BPSK QPSK และ M-PSK เป็นต้น หากไม่มีผลกระทบจากไอเอสไอและไอซีไอจะทำให้ผลต่างกำลังงานดังกล่าวเกิดขึ้นน้อยมาก แต่อย่างไรก็ดีวิธีดังกล่าวไม่สามารถใช้ได้กับกรณีที่ช่องสัญญาณเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่อย่างรุนแรง เนื่องจากผลตอบสนองเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วเมื่อเปลี่ยนความถี่ ในงานวิจัยอ้างอิง [12, 13] จึงได้นำเสนอการคำนวณผลต่างของกำลังงานที่คลื่นพาห่อย่อยเดียวกัน โดยเปรียบเทียบระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ติดกัน คลื่นพาห่อย่อยที่นำมาใช้เปรียบเทียบนี้จำเป็นต้องมีค่ากำลังงานนี้เท่ากัน อาจเป็นคลื่นพาห่อย่อยที่ถูกนำมาใช้สำหรับการนำร่อง (pilot subcarrier) วิธีการดังกล่าวสามารถใช้ได้แม้ว่าช่องสัญญาณเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่อย่างรุนแรงเพราะเป็นการเปรียบเทียบในความถี่เดียวกัน แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะต้องใช้เวลานานขึ้นสำหรับการสังเกตสัญญาณมากถึงสองเท่าของคาบเวลาสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

จากที่ได้กล่าวมาในข้างต้นที่ได้กล่าวถึงที่มาและความสำคัญของการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มและผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี จึงเป็นเหตุสำคัญมาสู่วัตถุประสงค์ของงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้คือการออกแบบวิธีการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มโอเอฟดีเอ็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี โดยมีแนวทางไปที่การปรับปรุงข้อด้อยของการชิงโครโนซ์ด้วยวิธีการ

ต่าง ๆ ที่ได้กล่าวถึง โดยใช้ประโยชน์จากลักษณะโครงสร้างหรือข่าวสารที่แฝงอยู่ภายในของ สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มซึ่งไม่พึ่งข้อมูลสนับสนุนหรือความรู้เบื้องต้นของช่องสัญญาณ และสามารถหา ตำแหน่งของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำ

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อหาแนวทางการพัฒนาวิธีการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มสำหรับช่องสัญญาณ เฟดดิ้งแบบพหุวิถีโดยไม่จำเป็นต้องมีความรู้ช่องสัญญาณเบื้องต้นในการชิงโครโนซ์
2. วิเคราะห์สมรรถนะของการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเปรียบเทียบกับอัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise ratio: SNR)
3. วิเคราะห์สมรรถนะของการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเปรียบเทียบกับเวลา ประเวง (delay spread)
4. วิเคราะห์สมรรถนะของการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเปรียบเทียบกับความเร็วของ ภาครับสัญญาณ

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. เขียนโปรแกรมจำลองการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มบนสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี ในวิธีการต่าง ๆ ตามงานวิจัยที่อ้างอิง พร้อมทั้งทดสอบสมรรถนะวิธีการต่าง ๆ
2. ปรับปรุงวิธีการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เพื่อแก้ไขข้อผิดพลาดของวิธีการเดิม แล้วทำการเปรียบเทียบสมรรถนะ

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาหลักการของโอเอฟดีเอ็ม และเทคนิคการชิงโครโนซ์ รวมทั้งงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาวิธีการที่จะทำการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มบนสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี
3. เขียนโปรแกรมจำลองระบบที่เสนอ เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลการทดลองที่ได้
4. ปรับปรุงแก้ไขโปรแกรมหรือย้อนกลับไปออกแบบระบบใหม่ในกรณีที่เกิดปัญหาขึ้นในการ ทดลอง

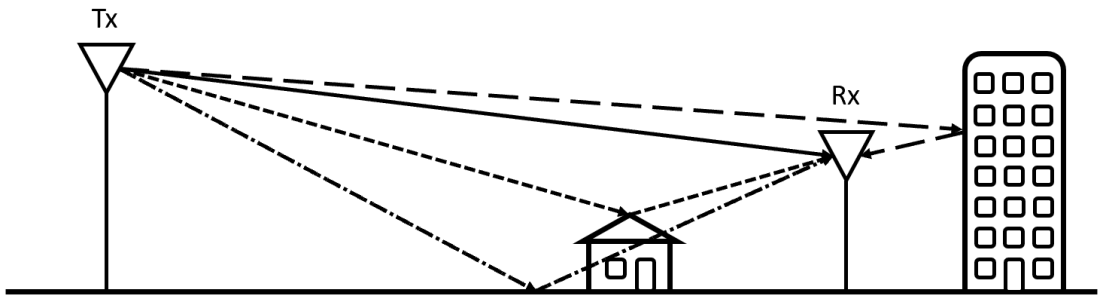
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้วิธีการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีที่สามารถทำงานได้ อย่างรวดเร็วและแม่นยำ

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

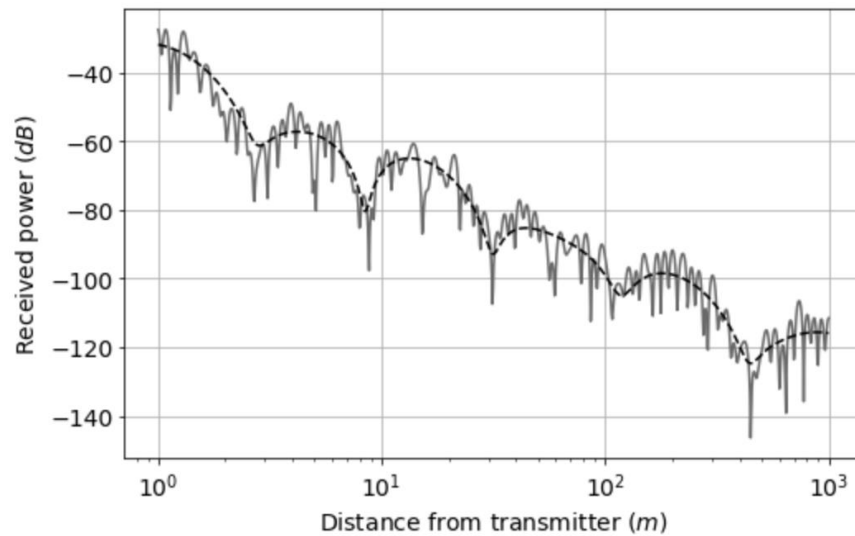
2.1 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายอาศัยคลื่นวิทยุเป็นตัวกลางสำหรับการแพร่กระจายสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ โดยการแพร่กระจายออกไปนั้นจะได้รับผลกระทบหลัก 3 อย่างคือ การสะท้อน (reflection) การกระเจิง (scattering) และการเลี้ยวเบนหักเห (diffraction) จากวัตถุในบริเวณรอบข้างเช่น พื้นดิน ตึก บ้าน เป็นต้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายได้หลายเส้นทาง เรียกพฤติกรรมที่เกิดขึ้นนี้ว่าการแพร่กระจายแบบพหุวิถี (multipath propagation) สัญญาณต่างวิถีนี้จะรวมเข้าด้วยกันที่ภาครับ ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การแพร่กระจายแบบพหุวิถี

โดยทั่วไปสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณไร้สายมีการเปลี่ยนแปลงเกือบตลอดเวลาจากเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ ภาคส่ง และ วัตถุและสิ่งกีดขวางในทางเดินสัญญาณ การเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมในการแพร่กระจายสัญญาณทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการผันผวนเรียกว่าปรากฏการณ์เฟดดิ้ง (fading) รูปที่ 2.2 แสดงการผันผวนของกำลังสัญญาณที่ภาครับเมื่อมีการเคลื่อนที่ออกจากภาคส่งโดยเปรียบเทียบกับระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับ จะสังเกตได้ว่าสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อมีการเคลื่อนที่ในระยะสั้น ๆ เรียกว่าเฟดดิ้งสเกลเล็ก (small-scale fading) เกิดขึ้นเนื่องจากการแทรกสอดของสัญญาณหลายเส้นทางซึ่งมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของสัญญาณที่ได้รับในแต่ละเส้นทาง ด้วยเหตุนี้เฟดดิ้งสเกลเล็กจึงถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าเฟดดิ้งแบบพหุวิถี (multipath fading) ในขณะเดียวกันหากสังเกตค่าเฉลี่ยของกำลังสัญญาณซึ่งแสดงโดยเส้นประในรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ เรียกว่าเฟดดิ้งสเกลใหญ่ (large-scale fading) เกิดขึ้นเมื่อมีการเคลื่อนที่ในบริเวณกว้าง โดยมีสาเหตุมาจากการสูญเสียตามระยะทาง (path loss) และการถูกบดบัง (shadowing) โดยสิ่งกีดขวางที่มีขนาดใหญ่ เช่น ตึกอาคาร บ้านเรือน

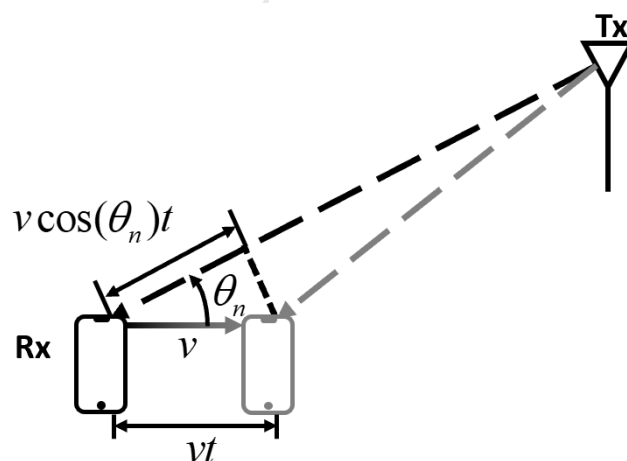


รูปที่ 2.2 กำลังงานสัญญาณที่ได้รับเนื่องจากผลกระทบเฟดดิ้งสเกลใหญ่และเฟดดิ้งสเกลเล็ก

ในการพิจารณาช่องสัญญาณแบบพหุวิถีนี้จะสมมติให้สัญญาณที่ภาคส่งเป็นสัญญาณฟังก์ชันโคไซน์ความถี่ f_c และมีการเลื่อนเฟส ϕ_n สัญญาณที่แพร่กระจายออกไปด้วยเส้นทางต่าง ๆ แล้วมารวมกันที่ภาครับ แสดงได้ดังสมการที่ (2-1)

$$r(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \quad (2-1)$$

เมื่อ N คือจำนวนของเส้นทางทั้งหมดและ n คือดัชนีของเส้นทางใด ๆ แต่ละเส้นทางมีอัตราการลดทอน a_n อันเนื่องมาจากการสูญเสียตามระยะทางและการถูกบดบัง และการเลื่อนเฟส ϕ_n



รูปที่ 2.3 การเคลื่อนที่ของภาครับที่ส่งผลต่อการรับสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไป

ในรูปที่ 2.3 แสดงกรณีที่ภาครับมีการเคลื่อนที่ด้วยอัตราเร็ว v ในทิศทางที่ทำมุมกับทิศทางการแพร่กระจายของสัญญาณ θ_n จะเห็นว่าสัญญาณเดินทางไปยังภาครับด้วยระยะทางที่สั้นลง

$v \cos(\theta_n)t$ ทำให้สัญญาณมีการเลื่อนเฟสคือ $2\pi v \cos(\theta_n)t/\lambda$ เมื่อ λ คือความยาวคลื่น การเลื่อนเฟสที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานี้ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น เรียกว่าการเลื่อนดอปเพลอร์ (Doppler shift) แสดงได้ดังสมการที่ (2-2)

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n + \frac{2\pi v \cos(\theta_n)t}{\lambda}) \\ &= \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi(f_c + \frac{v \cos(\theta_n)}{\lambda})t + \phi_n) \end{aligned} \quad (2-2)$$

กำหนดให้ v_n คือการเลื่อนดอปเพลอร์ของสัญญาณเส้นทาง n ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของภาครับและทิศทางที่เข้ามาของสัญญาณ โดยเส้นทางที่เข้ามาในทิศสวนทางกับการเคลื่อนที่ของภาครับซึ่งมีมุม $\theta_n = 0$ จะเกิดการเลื่อนดอปเพลอร์ที่มีค่าสูงสุด $v_{\max} = v/\lambda$ แสดงได้ดังสมการที่ (2-3)

$$v_n = v_{\max} \cos(\theta_n) = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta_n) \quad (2-3)$$

จากผลกระทบจากช่องสัญญาณที่ได้กล่าวมา สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยสัญญาณจากเส้นทางต่าง ๆ ซึ่งมีขนาด a_n และเฟส $2\pi v_{\max} \cos(\theta_n)t + \phi_n$ แสดงได้ดังสมการที่ (2-4)

$$r(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi f_c t + 2\pi v_{\max} \cos(\theta_n)t + \phi_n) \quad (2-4)$$

จากสมการข้างต้นสามารถเขียนในรูปองค์ประกอบอินเฟส (in phase) และควอดเรเจอร์เฟส (quadrature phase) ดังสมการที่ (2-5)

$$r(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2-5)$$

เมื่อ

$$I(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi v_{\max} \cos(\theta_n)t + \phi_n) \quad (2-6)$$

$$Q(t) = \sum_{n=1}^N a_n \sin(2\pi v_{\max} \cos(\theta_n)t + \phi_n) \quad (2-7)$$

โดยทั่วไปในช่องสัญญาณไร้สายจะประกอบไปด้วยเส้นทางการแพร่กระจายเป็นจำนวนนับไม่ถ้วนและคุณลักษณะของแต่ละเส้นทางนั้นยากที่จะคาดเดาได้ จึงพิจารณาตัวแปรคุณลักษณะต่าง ๆ ของแต่ละเส้นทางตัวแปรสุ่ม ดังนั้นองค์ประกอบอินเฟส $I(t)$ และควอดเรเจอร์เฟส $Q(t)$ ของสัญญาณที่ได้รับจะเป็นผลรวมของตัวแปรสุ่มจำนวนมาก ด้วยทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (central limit theorem) จะสามารถประมาณให้เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian random process) โดยมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น แสดงได้ดังสมการที่ (2-8)

$$pdf_I(x) = pdf_Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2}) \quad (2-8)$$

เมื่อพิจารณาของสัญญาณที่ภาครับ $r(t)$ สามารถแสดงในรูปขนาด $\alpha(t)$ และเฟส $\varphi(t)$ ดังสมการที่ (2-9)

$$r(t) = \alpha(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad (2-9)$$

โดย

$$\alpha(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (2-10)$$

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \frac{Q(t)}{I(t)} \quad (2-11)$$

ดังนั้นขนาดและเฟสของสัญญาณที่ได้รับนี้จะมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) และการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ (uniform distribution) ตามลำดับ ดังสมการที่ (2-12) และ (2-13)

$$pdf_{\alpha(t)}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \quad (2-12)$$

$$pdf_{\varphi(t)}(x) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq x < 2\pi \quad (2-13)$$

ในงานวิจัยนี้จะใช้แบบจำลอง tapped-delay-line สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี ซึ่งประกอบไปด้วยแท็ปจำนวนหนึ่งที่มีเวลาประวิงและค่าสัมประสิทธิ์ โดยผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (channel impulse response) จะเป็นผลรวมของสัญญาณอิมพัลส์ที่มีเวลาประวิง (delay) คูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละแท็ป แสดงได้ดังสมการที่ (2-14)

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L c_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (2-14)$$

เมื่อ L คือจำนวนแท็ป $c_l(t)$ คือค่าสัมประสิทธิ์ที่ขึ้นกับเวลาสำหรับแท็ป และ τ_l เวลาประวิงของแท็ป l ในแต่ละแท็ปสามารถตีความเป็นสัญญาณแต่ละเส้นทางในการแพร่กระจายแบบพหุวิถี ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์และเวลาประวิงสามารถคำนวณได้จากการลดทอนและระยะทางของเส้นทางนั้น แต่อย่างไรก็ดีในทางปฏิบัตินั้นภาครับอาจมีแบนด์วิดท์ที่ไม่มากพอที่จะแยกแยะสัญญาณที่มาถึงด้วยเวลาประวิงที่ใกล้เคียงกันได้ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละแท็ปมาจากผลรวมสัญญาณในเส้นทางต่าง ๆ ที่มาถึงในช่วงเวลาประวิงของแท็ปนั้น แสดงดังสมการที่ (2-15)

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^{L-1} \sum_n a_{l,n}(t) \delta(t - \tau_l) = \sum_{l=1}^{L-1} c_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (2-15)$$

เมื่อ $a_{l,n}(t)$ ประกอบด้วยอัตราการลดทอนและการเลื่อนเฟสของเส้นทาง n ของแท็ป l เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละแท็ปจะประกอบไปด้วยผลรวมของสัญญาณหลากหลายเส้นทางเป็นจำนวนนับไม่ถ้วนเกิดเฟดดิ้งแบบพหุวิถี ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์จึงสามารถกำหนดให้เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ซึ่งได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.1

ในการสร้างกระบวนการสุ่มสำหรับค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะใช้แบบจำลองของเจกส์ (Jakes) โดยสมมติให้มีสัญญาณมาอยู่ที่ภาครับรอบทิศทางจำนวน N เส้นทาง สัญญาณเส้นทาง n จะมีมุมในการรับสัญญาณคือ $2\pi n/N$ เรเดียน จากสมมติฐานดังกล่าว สัญญาณรวมที่ได้จะมีอัตราขยายขององค์ประกอบอินเฟส $c_I(t)$ และควอเทรเจอร์เฟส $c_Q(t)$ แสดงได้ดังสมการที่ (2-16) และ (2-17) ตามลำดับ

$$c_I(t) = \sum_{n=1}^N \cos\left(2\pi v_{\max} \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)t\right) \quad (2-16)$$

$$c_Q(t) = \sum_{n=1}^N \sin\left(2\pi v_{\max} \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)t\right) \quad (2-17)$$

สำหรับค่าสัมประสิทธิ์ $c_I(t)$ ของแบบจำลอง tapped-delay-line ที่มีค่ากำลังเฉลี่ยเท่ากับ P_I จะแสดงได้ดังสมการที่ (2-18)

$$c_I(t) = \sqrt{\frac{P_I}{N}} (c_I(t) + jc_Q(t)) \quad (2-18)$$

2.2 ระบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์เชิงความถี่แบบตั้งฉากหรือที่เรียกโดยย่อว่าโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคการส่งข้อมูลด้วยเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลที่สูงด้วยการมัลติเพล็กซ์หรือแบ่งส่งข้อมูลไปกับคลื่นพาห่อย่อย (subcarrier) หลายความถี่ขนานกัน โดยการส่งข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยไม่จำเป็นต้องมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงมากนัก ซึ่งจะช่วยลดผลกระทบการแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอ อันเนื่องมาจากการแผ่เวลาประวิง (delay spread) ของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามการมัลติเพล็กซ์เชิงความถี่จะต้องคำนึงถึงปัญหาจากการแทรกแซงกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยหรือไอซีไอ โดยทั่วไปแล้วจะต้องมีการช่วงเว้นระยะความถี่ระหว่างคลื่นพาห่อย่อยหรือการ์ดแบนด์ (guard band) เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบดังกล่าว ซึ่งสิ้นเปลืองการใช้งานแบนด์วิดท์ ระบบโอเอฟดีเอ็มได้แก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการเลือกใช้ความถี่สำหรับคลื่นพาห่อย่อยที่มีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกันทำให้สัญญาณในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยสามารถซ้อนทับกันได้ในทางความถี่ โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีการ์ดแบนด์ ระบบโอเอฟดีเอ็มจึงเป็นวิธีการมัลติเพล็กซ์เชิงความถี่ที่สามารถใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในระบบโอเอฟดีเอ็มจะแบ่งชุดข้อมูลที่ส่งออกเป็นจำนวน N สัญลักษณ์ เพื่อนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยความถี่ต่าง ๆ แล้วรวมกันเป็นหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม โดยแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อน $e^{j2\pi f_k t}$ ในช่วงเวลาจำกัด T_{sym} ซึ่งเป็นระยะเวลาที่ใช้ในการส่งหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม กำหนดให้ c_k เป็นสัญลักษณ์เชิงซ้อนที่ถูกนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อย k ซึ่งมีความถี่ของคือ $f_k = k\Delta f$ เมื่อ $k = 0, 1, \dots, N-1$ และ $\Delta f = 1/T_{\text{sym}}$ คือระยะความถี่

ระหว่างคลื่นพหุย่อย ระยะความถี่ดังกล่าวทำให้การส่งแต่ละสัญลักษณ์ c_k ไม่เกิดการรบกวนกัน เนื่องจากแต่ละคลื่นพหุย่อยมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกัน ดังความสัมพันธ์ที่แสดงในสมการที่ (2-19)

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_l t} dt &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi k\Delta f t} e^{-j2\pi l\Delta f t} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{(k-l)}{T_{sym}} t} dt \\ &= \begin{cases} 1, & k = l \\ 0, & k \neq l \end{cases} \end{aligned} \quad (2-19)$$

สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ส่งออกไปแสดงได้ดังสมการที่ (2-20)

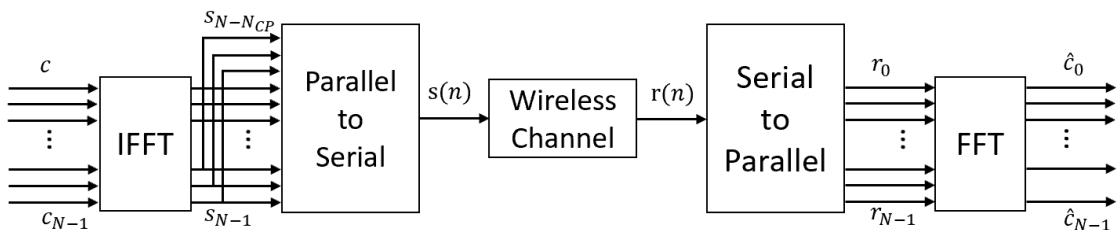
$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi k t / T_{sym}}, \quad 0 \leq t \leq T_{sym} \quad (2-20)$$

จากสมการ (2-20) เมื่อทำการซีกตัวอย่าง (sampling) ด้วยคาบเวลา T_{sym}/N โดยแทนค่า $t = nT_{sym}/N$ จะได้สัญญาณดิจิตัลทางเวลา (Discrete Time) ดังสมการที่ (2-21)

$$\begin{aligned} s(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi k n / N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \\ &= IDFT \{c_k\} \end{aligned} \quad (2-21)$$

สมการดังกล่าวนี้คือผลการแปลงฟูริเยร์ดิจิตัลผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT) หรือไอดีเอฟทีขนาด N จุดของสัญลักษณ์ที่จะทำการส่ง ดังนั้นที่ภาคส่งจึงสามารถใช้กระบวนการนี้สำหรับการสร้างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ในทางกลับกันที่ภาครับซึ่งต้องถอดสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้รับก็สามารถทำได้ด้วยการแปลงฟูริเยร์ดิจิตัล (Discrete Fourier Transform: DFT) หรือดีเอฟทีเพื่อให้ได้สัญลักษณ์ที่ถูกส่งมากับคลื่นพหุความถี่ต่าง ๆ ดังสมการที่ (2-22)

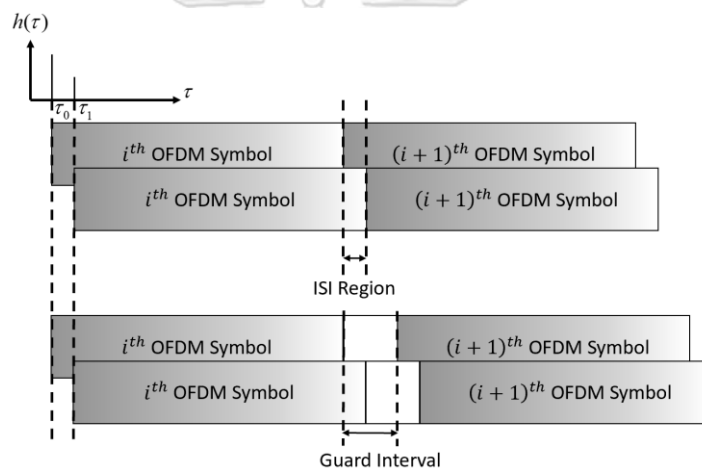
$$\begin{aligned} \hat{c}_k &= DFT \{r(n)\}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j2\pi k n / N} \end{aligned} \quad (2-22)$$



รูปที่ 2.4 โครงสร้างการสื่อสารด้วยระบบโอเอฟดีเอ็ม

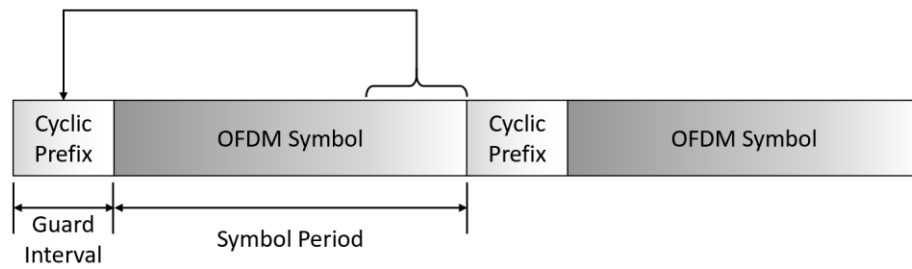
รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยที่ภาคส่งมีข้อมูลขาเข้าคือสัญลักษณ์ c_k ซึ่งถูกนำไปมอดูเลตคลื่นพาห้ด้วยความถี่ต่าง ๆ ด้วยการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) หรือโอเอฟเอฟทีที่ได้เป็นสัญญาณทางเวลา $s(n)$ สำหรับการส่งออกไปยังช่องสัญญาณไร้สาย ที่ภาครับจะสัญญาณ $r(n)$ จากช่องสัญญาณแล้วผ่านการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform: FFT) หรือเอฟเอฟทีเพื่อตีมอดูเลตสัญญาณที่ได้รับเป็นสัญลักษณ์ \hat{c}_k สำหรับตัดสินใจข่าวสารได้รับ

การส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มหลายสัญลักษณ์ต่อเนื่องกันผ่านช่องสัญญาณที่มีการแผ่เวลาประวิงอันเนื่องมาจากการแพร่กระจายแบบพหุวิถีทำให้เกิดโอเอสไอระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ติดกัน การแทรกช่วงเวลาป้องกัน (guard interval) ระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะช่วยหลีกเลี่ยงผลกระทบดังกล่าวได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การแทรกช่วงเวลาป้องกันระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

โดยช่วงเวลาป้องกันนี้จะต้องมีค่ามากกว่าเวลาประวิงสูงสุดในการการแผ่ของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามการมีช่องว่างในช่วงเวลาป้องกันนั้นทำให้สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้รับจากสัญญาณที่มีเวลาประวิงไม่เต็มสัญลักษณ์ ส่งผลให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกันและกันและเกิดโอซีไอได้ ดังนั้นในระบบโอเอฟดีเอ็มจึงได้นำส่วนท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมาแทรกในช่วงเวลาป้องกัน เรียกว่าไซคลิกพรีฟิกส์ ซึ่งจะช่วยเติมเต็มให้กับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้รับจากสัญญาณที่มีเวลาประวิงเต็มสัญลักษณ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การแทรกไซคลิกพรีฟิกซ์ระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้มีการขยายส่วนไซคลิกพรีฟิกซ์ในช่วงเวลาป้องกัน N_{GI} ระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มแสดงได้ดังสมการที่ (2-23)

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi kn/N}, \quad -N_{GI} \leq n \leq N \quad (2-23)$$

เมื่อสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการแผ่เวลาประวิงสัญญาณซึ่งสามารถจำลองได้ด้วยแบบจำลอง tapped-delay-line โดยช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(\tau)$ ซึ่งมีเวลาประวิงเวลาสูงสุดคือ τ_{\max} กำหนดให้ช่วงเวลาป้องกันมีค่า $N_{GI} > \tau_{\max}$ สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้รับแสดงได้ดังสมการที่ (2-24)

$$\begin{aligned} r(n) &= \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h(\tau) s(n-\tau) \\ &= \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h(\tau) \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi k(n-\tau)/N} \right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h(\tau) e^{-j2\pi k\tau/N} \right) c_k e^{j2\pi kn/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_k c_k e^{j2\pi kt/T_{\text{sym}}}, \quad 0 \leq n \leq N \end{aligned} \quad (2-24)$$

เมื่อ H_k คือผลตอบสนองทางความถี่ซึ่งหาได้จากผลการแปลงฟูริเยร์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(\tau)$ แสดงได้ดังสมการที่ (2-25)

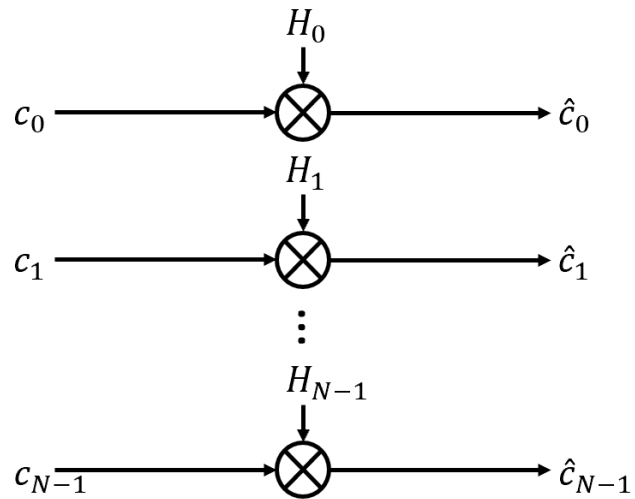
$$H_k = \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h(\tau) e^{-j2\pi k\tau/N} \quad (2-25)$$

เมื่อสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้รับผ่านกระบวนการเอฟเฟกที่จะได้สัญลักษณ์ \hat{c}_k สำหรับคลื่นพาร์ย่อย k ดังสมการที่ (2-26)

$$\hat{c}_k = H_k c_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-26)$$

จะเห็นว่าในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นสามารถพิจารณาในรูปแบบการส่งข้อมูลผ่านหลายช่องสัญญาณขนานกันตามจำนวนของคลื่นพาร์ย่อย สัญลักษณ์ c_k ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาร์ย่อย k จะถูกส่งผ่าน

ช่องสัญญาณพหุคูณที่ไม่มีเวลาประวิงโดยมีการลดทอนจากผลกระทบพหุคูณคือ H_k ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โครงสร้างระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป

บทที่ 3

การซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

3.1 บทนำ

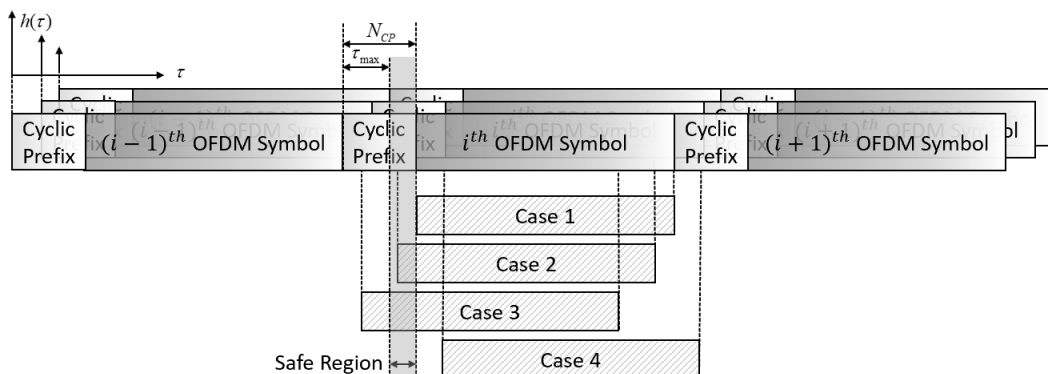
ในก่อนหน้าการตีมอดูเลตด้วยการแปลงเอฟเอฟทีที่ที่ภาครับของระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะจำเป็นต้องซิงค์ตัวอย่างสัญญาณที่ได้รับเพื่อให้ได้สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่แน่ชัด กล่าวคือที่ภาครับจะต้องทราบเวลาการมาถึงของสัญญาณเพื่อให้ได้ตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เมื่อสัญญาณที่ส่ง $s(n)$ เดินทางผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถี โดยมีสัญญาณแรกที่มาถึงด้วยเวลาประวิง θ และสัญญาณที่มาถึงช้าสุดด้วยเวลาประวิง $\theta + \tau_{\max}$ หากไม่คำนึงถึงผลกระทบจากสัญญาณรบกวนภายนอกจะได้รับสัญญาณดังสมการที่ (3-1)

$$r(n) = \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h(\tau) s(n - \tau - \theta + \theta_{est}) \quad (3-1)$$

ภาครับจะต้องมีกระบวนการซิงโครไนซ์ (synchronization) เพื่อประมาณเวลาการมาถึงแรกสุด θ_{est} เพื่อนำมาเป็นค่าชดเชยทางเวลาของสัญลักษณ์ (symbol timing offset) สำหรับสัญญาณที่ได้รับ แล้วนำสัญญาณที่ได้รับ $r(n + \theta_{est}), r(n + \theta_{est} + 1), \dots, r(n + \theta_{est} + N - 1)$ จำนวน N ตัวอย่างมาผ่านกระบวนการเอฟเอฟทีเพื่อถอดสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

3.2 ผลกระทบของความผิดพลาดจากการซิงโครไนซ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี

หลังจากที่ภาครับได้ทำการซิงโครไนซ์เพื่อหาตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มแล้ว ภาครับจะทำการตัดสัญญาณส่วนที่เป็นไซคลิกพรีฟิกส์ออกแล้วนำส่วนที่เหลือของสัญลักษณ์มาผ่านกระบวนการเอฟเอฟที อย่างไรก็ตามค่าประมาณของตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์ที่ได้จากการซิงโครไนซ์อาจมีความผิดพลาดซึ่งส่งผลต่อสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้รับ ผลกระทบดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรณีโดยขึ้นอยู่กับค่าประมาณตำแหน่งเริ่มต้น ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 กรณีการประมาณตำแหน่งจุดเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

กรณีที่ 1: ค่าประมาณตำแหน่งจุดเริ่มต้นถูกต้อง ($\theta_{est} - \theta = 0$) ภาครับจะได้รับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มสมบูรณ์โดยไม่มีการแทรกแซงใด ๆ

กรณีที่ 2: ค่าประมาณตำแหน่งจุดเริ่มต้นอยู่ก่อนตำแหน่งจริงและอยู่หลังผลตอบสนองของช่องสัญญาณเนื่องจากสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มก่อนหน้านี้ ($-N_{CP} + \tau_{max} \leq \theta_{est} - \theta < 0$) ภาครับจะได้รับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มโดยที่ไม่มีการแทรกแซงจากสัญลักษณ์อื่นใดและยังคงรักษาคุณสมบัติตั้งฉากในแต่ละคลื่นพาห์แต่จะเกิดการเลื่อนเฟสไปจากเดิม $e^{j2\pi k(\theta_{est} - \theta)/N}$ ดังสมการที่ (3-2)

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_k &= DFT \{r(n + \theta_{est})\} & (3-2) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n + \theta_{est}) e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{\tau=0}^{\tau_{max}} h(\tau) s(n - \tau - \theta + \theta_{est}) \right) e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{\tau=0}^{\tau_{max}} h(\tau) \left(\sum_{n=0}^{N-1} s(n - \tau - \theta + \theta_{est}) e^{-j2\pi kn/N} \right) \\
 &= \sum_{\tau=0}^{\tau_{max}} h(\tau) e^{-j2\pi k\tau/N} DFT \{s(n)\} e^{j2\pi k(\theta_{est} - \theta)/N} \\
 &= H_k c_k e^{j2\pi k(\theta_{est} - \theta)/N}
 \end{aligned}$$

กรณีที่ 3: ค่าประมาณตำแหน่งจุดเริ่มต้นอยู่ก่อนตำแหน่งจริงและอยู่ก่อนผลตอบสนองของช่องสัญญาณเนื่องจากสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มก่อนหน้านี้ ($\theta_{est} - \theta < -N_{CP} + \tau_{max}$) ทำให้ภาครับได้รับสัญญาณบางส่วนจากสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มก่อนหน้านี้เกิดโอเอสไอ

กรณีที่ 4: ค่าประมาณตำแหน่งจุดเริ่มต้นหลังตำแหน่งจริง ($\theta_{est} - \theta > 0$) ทำให้ภาครับได้รับสัญญาณได้รับบางส่วนของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มถัดไปเกิดโอเอสไอ อีกทั้งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มปัจจุบันที่ได้รับไม่สมบูรณ์ทำให้สูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากเกิดโอซีไอ จะเห็นว่าพจน์ที่สองของบรรทัดสุดท้ายของสมการที่ (3-3) ส่วนที่ไปรบกวนกับคลื่นพาห์อื่นซึ่งเป็นการทำลายคุณสมบัติการตั้งฉากของระบบโอเอฟดีเอ็ม

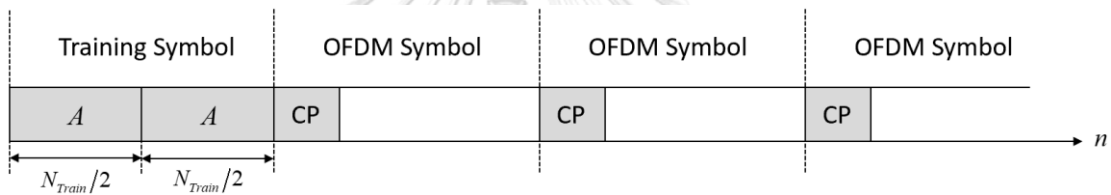
$$\begin{aligned}
 \hat{c}_k &= \sum_{n=0}^{N-1-(\theta_{est}-\theta)} r(n + \theta_{est}) e^{-j2\pi kn/N} & (3-3) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1-(\theta_{est}-\theta)} \left(\sum_{\tau=0}^{\tau_{max}} h(\tau) s(n - \tau - \theta + \theta_{est}) \right) e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1-(\theta_{est}-\theta)} \left(\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} [H_l c_l e^{j2\pi l(\theta_{est}-\theta)/N}] e^{j2\pi ln/N} \right) e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} [H_l c_l e^{j2\pi l(\theta_{est}-\theta)/N}] \left(\sum_{n=0}^{N-1-(\theta_{est}-\theta)} e^{j2\pi(l-k)n/N} \right)
 \end{aligned}$$

$$= \frac{N - (\theta_{est} - \theta)}{N} [H_k c_k e^{j2\pi k(\theta_{est} - \theta)/N}] + \frac{1}{N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} [H_l c_l e^{j2\pi l(\theta_{est} - \theta)/N}] \left(\sum_{n=0}^{N-1-(\theta_{est} - \theta)} e^{-j2\pi(l-k)n/N} \right)$$

ดังนั้นตำแหน่งจุดเริ่มต้นของสัญลักษณ์ที่ประมาณได้ควรอยู่ในช่วง $-N_{CP} + \tau_{max} \leq \theta_{est} - \theta \leq 0$ หรือไปตามกรณีที่ 1 และ 2 เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาจากการแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอ และปัญหาการแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์หรือไอซีไอ

3.3 การซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มด้วยสัญลักษณ์เรียนรู้

ในการสื่อสารด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มส่วนใหญ่อาจมีการส่งสัญลักษณ์เรียนรู้เพื่อนำร่องการส่งสัญญาณทำให้ภาครับสามารถทราบตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ในรูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างการส่งสัญลักษณ์เรียนรู้ก่อนหน้าการส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม โครงสร้างของสัญลักษณ์เรียนรู้ นั้นจะมีความยาวจำนวน N_{Train} โดยมีการส่งสัญญาณ A ที่มีความยาว $N_{Train}/2$ ซ้ำกันสองครั้ง



รูปที่ 3.2 การส่งสัญลักษณ์เรียนรู้สำหรับการซิงโครไนซ์

ภาครับสามารถค้นหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณได้จากโครงสร้างที่มีการซ้ำกันของสัญลักษณ์เรียนรู้ด้วยตำแหน่ง $\tilde{\theta}$ ที่ให้ค่าต่ำสุดของผลเฉลี่ยของผลต่างกำลังสอง (Minimum Mean Square Error: MSSE) ระหว่าง $r(n)$ และ $r(n + N_{Train}/2)$ เมื่อ $n = \tilde{\theta}, \tilde{\theta} + 1, \dots, \tilde{\theta} + N_{Train}/2 - 1$ แสดงดังสมการที่ (3-4)

$$\theta_{est} = \arg \min_{\tilde{\theta}} \left\{ \frac{1}{N_{Train}/2} \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta} + N_{Train}/2 - 1} |r(n) - r(n + N_{Train}/2)|^2 \right\} \quad (3-4)$$

หรือใช้วิธีการหา $\tilde{\theta}$ ที่ให้ค่าสูงสุดของสหสัมพันธ์ (Maximum Correlation: MC) ดังสมการที่ (3-5)

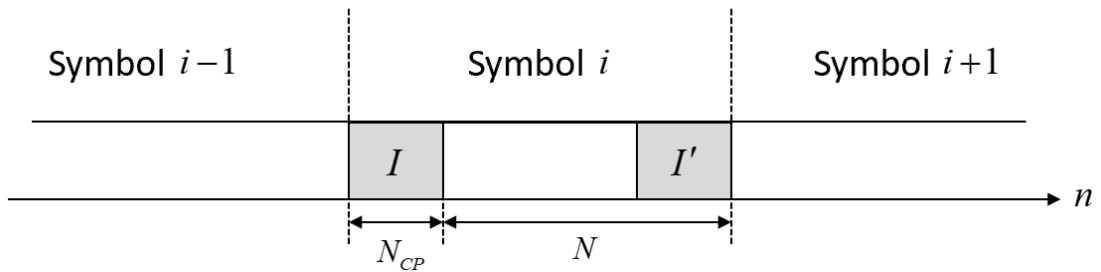
$$\theta_{est} = \arg \max_{\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta} + N_{Train}/2 - 1} \text{Re} \{ r(n) r^*(n + N_{Train}/2) \} \right\} \quad (3-5)$$

เพื่อเพิ่มความถูกต้องในการหาจุดเริ่มต้นของสัญลักษณ์ด้วยสหสัมพันธ์ จึงได้มีการเสนอการทำให้เป็นบรรทัดฐาน (normalize) ด้วยค่าพลังงานรวม ดังสมการที่ (3-6)

$$\theta_{est} = \arg \max_{\theta} \left\{ \frac{\left| \sum_{n=\theta}^{\theta+N_{Train}/2-1} \text{Re} \{ r(n)r^*(n+N_{Train}/2) \} \right|^2}{\left(\sum_{n=\theta}^{\theta+N_{Train}/2} |r(n+N_{Train}/2)|^2 \right)^2} \right\} \quad (3-6)$$

3.4 การชิงโครโนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยการประมาณไซคลิกพรีฟิกซ์

เนื่องจากไซคลิกพรีฟิกซ์คือสำเนาของส่วนท้ายสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ดังแสดงในรูปที่ 3.3 กำหนดให้ A คือสัญญาณส่วนที่เป็นไซคลิกพรีฟิกซ์และ A' คือส่วนที่ถูกสำเนาสำหรับไซคลิกพรีฟิกซ์ สัญญาณทั้งสองส่วนนี้มีความยาวจำนวน N_{CP} ค่าและมีระยะห่างจากกัน N ค่า



รูปที่ 3.3 โครงสร้างการซ้ำกันของไซคลิกพรีฟิกซ์ภายในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

ความซ้ำซ้อนของไซคลิกพรีฟิกซ์ดังกล่าวสามารถนำมาใช้ประโยชน์ในการค้นหาตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้โดยหาจุดที่มีความเหมือนกันของไซคลิกพรีฟิกซ์ กล่าวคือหากนำสัญญาณที่ได้รับสองส่วนคือ $r(n)$ และ $r(n+N)$ เมื่อ $n = \tilde{\theta}, \tilde{\theta}+1, \dots, \tilde{\theta}+N_{CP}-1$ มาหาค่าสหสัมพันธ์ (correlation) จะค่าสูงสุดก็ต่อเมื่อ $\tilde{\theta}$ เป็นตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเนื่องจากสัญญาณทั้งสองมีความเหมือนกัน ดังสมการที่ (3-7)

$$\theta_{est} = \arg \max_{\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \text{Re} \{ r(n)r^*(n+N) \} \right\} \quad (3-7)$$

นอกจากนี้ในการค้นหาตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มยังสามารถนำสัญญาณสองช่วงเวลาดังกล่าวมาทำการเปรียบเทียบกันด้วยผลรวมของผลต่างกำลังสอง (Sum-Square Error: SSE) ซึ่งถ้าสัญญาณมีความเหมือนกันจะเกิดค่าต่ำสุดของ ดังนั้นจะสามารถหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ดังสมการที่ (3-8)

$$\begin{aligned} \theta_{est} &= \arg \min_{\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} |r(n) - r(n+N)|^2 \right\} \\ &= \arg \min_{\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} |r(n)|^2 - 2\text{Re} \{ r(n)r^*(n+N) \} + |r(n+N)|^2 \right\} \end{aligned} \quad (3-8)$$

สมการที่ (3-8) สามารถจัดใหม่ในรูปแบบการหาค่าสูงสุดได้ดังนี้

$$\theta_{est} = \arg \max_{\theta} \left\{ \sum_{n=\theta}^{\theta+N_{CP}-1} \operatorname{Re} \{ r(n)r^*(n+N) \} - \frac{1}{2} (|r(n)|^2 + |r(n+N)|^2) \right\} \quad (3-9)$$

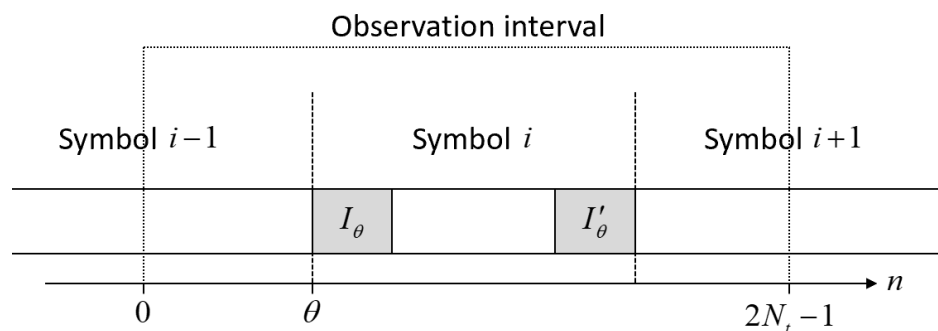
สังเกตว่าวิธีการการค้นหาค่าตำแหน่งเริ่มต้นด้วยผลรวมของผลต่างกำลังสองสามารถเขียนใหม่ในรูปแบบของการหาจุดสูงสุดของค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณสองช่วงที่ถูกหักด้วยค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ เพื่อให้เกิดความเท่าเทียมกันในการเปรียบเทียบแต่ละค่า θ

เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการซิงโครไนซ์สัญญาณบนช่องสัญญาณที่มีการรบกวนแบบเกาส์สีขาวเชิงบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ในงานวิจัยอ้างอิง [3] ได้เสนอการประมาณด้วยค่าภาวะน่าจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood: ML) โดยมีแบบจำลองของความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ส่งและสัญญาณที่รับตามสมการดังนี้

$$r(n) = e^{-j2\pi\varepsilon n} s(n-\theta) + w(n) \quad (3-10)$$

เมื่อ ε คือค่าขดเขยความถี่ระหว่างภาครับและภาคส่งซึ่งอธิบายด้วยผลคูณเชิงซ้อนของสัญญาณที่รับในโดเมนเวลากับ $e^{j2\pi\varepsilon n/N}$ และ $w(n)$ คือสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวเชิงบวก (Additive White Gaussian Noise) กำลังงานของสัญญาณที่รับ σ_r^2 เท่ากับกำลังงานของสัญญาณที่ส่ง σ_s^2 รวมกับกำลังงานของสัญญาณรบกวน σ_w^2 ตามสมการดังนี้

$$\sigma_r^2 = \sigma_s^2 + \sigma_w^2 \quad (3-11)$$



รูปที่ 3.4 การพิจารณาสัญญาณรับสำหรับการซิงโครไนซ์

จากรูปที่ 3.4 การซิงโครไนซ์วิธีนี้จะพิจารณาจากสัญญาณรับ $r(n)$ จำนวน $2N_t$ ค่า โดยสัญลักษณ์แรกมีตำแหน่งเริ่มต้นที่ θ ซึ่งสามารถมีค่าที่เป็นไปได้ในช่วง $[0, N_t - 1]$ และภายในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มประกอบด้วยสองเซตที่สำคัญคือ I_θ เซตตำแหน่งของสัญญาณที่อยู่ในไซคลิกพรีฟิกส์และ I'_θ เซตตำแหน่งของสัญญาณที่ถูกสำเนาสำหรับไซคลิกพรีฟิกส์ โดยมีนิยามดังนี้

$$I_\theta = \{\theta, \dots, \theta + N_{CP} - 1\} \quad (3-12)$$

$$I'_\theta = \{\theta + N, \dots, \theta + N_t - 1\} \quad (3-13)$$

ไซคลิกพรีฟิกส์ I_θ และสัญญาณที่ถูกสำเนา I'_θ มีสหสัมพันธ์ (correlation) กันตามสมการดังนี้

$$\forall n \in I_\theta: \quad E\{r(n)r^*(n+m)\} = \begin{cases} \sigma_r^2 & , m=0 \\ e^{-j2\pi\epsilon} \sigma_s^2 & , m=N \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (3-14)$$

สำหรับสัญญาณ $r(n)$ เมื่อ $n \notin I_\theta \cup I'_\theta$ จะไม่มีสหสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน โดยความสัมพันธ์นี้จะถูกนำมาใช้ในการหาฟังก์ชันลอการิทึมของภาชนะน่าจะเป็นของตำแหน่งเริ่มต้นสัญลักษณ์ $\Lambda(\tilde{\theta})$ ดังสมการที่ (3-15) ซึ่งเป็นฟังก์ชันลอการิทึมของความหนาแน่นความน่าจะเป็น $f(\mathbf{r}|\tilde{\theta})$ ของสัญญาณรับ \mathbf{r} ในช่วงเวลาที่พิจารณาจำนวน $2N_T$ ค่าภายใต้เงื่อนไขเวลาเริ่มต้นสัญลักษณ์ $\tilde{\theta}$ โดยพารามิเตอร์นี้จะถูกประมาณด้วยค่าที่ทำให้ฟังก์ชันลอการิทึมของภาชนะน่าจะเป็นมีค่าสูงสุด

$$\begin{aligned} \Lambda(\tilde{\theta}) &= \log f(\mathbf{r}|\tilde{\theta}) & (3-15) \\ &= \log \left(\prod_{n \in I_\theta} f(r(n), r(n+N)) \prod_{n \notin I_\theta \cup I'_\theta} f(r(n)) \right) \\ &= \log \left(\prod_{n \in I_\theta} \frac{f(r(n), r(n+N))}{f(r(n))f(r(n+N))} \prod_n f(r(n)) \right) \end{aligned}$$

เนื่องจาก $\prod_n f(r(n))$ ไม่ขึ้นอยู่กับตัวแปร $\tilde{\theta}$ และ $\tilde{\epsilon}$ จึงสามารถละเว้นได้ในการหาค่าสูงสุดดังสมการ (3-16)

$$\Lambda(\tilde{\theta}) = \log \left(\prod_{n \in I_\theta} \frac{f(r(n), r(n+N))}{f(r(n))f(r(n+N))} \right) \quad (3-16)$$

เนื่องด้วยในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวนมาก จากทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (Central Limit Theorem) สัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของหลายคลื่นพาห่อย่อยจะสามารถอนุมานเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนเชิงซ้อน โดยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรับ $f(r(n))$ สำหรับทุกช่วงเวลาสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (3-17)

$$f(r(n)) = \frac{\exp\left(-\frac{|r(n)|^2}{\sigma_r^2}\right)}{\pi\sigma_r^2} \quad (3-17)$$

จากสหสัมพันธ์ในสมการที่ (3-14) สามารถหาความน่าจะเป็นร่วม $f(r(n), r(n+N))$ สำหรับ $n \in I$ ซึ่งมีการกระจายแบบเกาส์เซียนเชิงซ้อนสองมิติ (2-D complex-valued Gaussian distribution) ดังสมการที่ (3-18) โดยที่ ρ คือขนาดของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (correlation

coefficient) ระหว่าง $r(n)$ และ $r(n+N)$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนตามสมการที่ (3-19)

$$f(r(n), r(n+N)) = \frac{\exp\left(-\frac{|r(n)|^2 - 2\rho\Re\{e^{-j2\pi\varepsilon} r(n)r^*(n+N)\} + |r(n+N)|^2}{\sigma_r^2(1-\rho^2)}\right)}{\pi^2\sigma_r^4(1-\rho^2)} \quad (3-18)$$

โดยที่

$$\rho = \frac{E\{r(n)r^*(n+N)\}}{\sqrt{E\{|r(n)|^2\}E\{|r(n+N)|^2\}}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_r^2} = \frac{SNR}{SNR+1} \quad (3-19)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3-17) และ (3-18) ในสมการ (3-16) จะทำให้ได้ฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็นดังสมการที่ (3-20)

$$\Lambda(\tilde{\theta}) = \frac{2\rho}{\sigma_r^2(1-\rho^2)} \left(\left| \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Gamma(n) \cos\left(2\pi\varepsilon + \angle \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Gamma(n)\right) - \rho \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Phi(n) \right|^2 - N_{CP} \log(1-\rho^2) \right) \quad (3-20)$$

โดยที่

$$\Gamma(n) = r(n)r^*(n+N) \quad (3-21)$$

$$\Phi(n) = \frac{1}{2}(|r(n)|^2 + |r(n+N)|^2) \quad (3-22)$$

เนื่องจากสามารถพิจารณา $2\rho/\sigma_r^2(1-\rho^2)$ และ $N_{CP} \log(1-\rho^2)$ เป็นค่าคงที่ในเทอมของ θ และ $2\rho/\sigma_r^2(1-\rho^2) > 0$ ในการหาค่าสูงสุดของฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็นจึงสามารถละเว้นค่าดังกล่าวได้ สังเกตในเทอมแรกจะเป็นเทอมเดียวที่ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ต้องชดเชย ε เมื่อพิจารณาเฉพาะค่า θ ค่าใดค่าหนึ่งจะพบว่าฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็นมีค่าสูงสุดก็ต่อเมื่อฟังก์ชันโคไซน์มีค่าเท่ากับ 1 กล่าวคือค่าชดเชยความถี่เป็นไปดังสมการ (3-23)

$$\varepsilon = -\frac{1}{2\pi} \angle \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Gamma(n) \quad (3-23)$$

ดังนั้นตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์จะสามารถประมาณได้ด้วยจากค่าภาวะน่าจะเป็นสูงสุด ดังสมการที่ (3-24)

$$\theta_{est} = \arg \max_{\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} |r(n)r^*(n+N)| - \frac{\rho}{2} (|r(n)|^2 + |r(n+N)|^2) \right\} \quad (3-24)$$

นอกจากผลกระทบของช่องสัญญาณจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวคดั่งที่กล่าวแล้ว ในงานวิจัย [] ได้กล่าวถึงการชิงโครไนซ์ที่พิจารณาถึงการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ พหุวิถี โดยอธิบายแบบจำลองด้วยผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(\tau)$, $\tau = 0, \tau, \dots, \tau_{\max}$ ความสัมพันธ์ ระหว่างสัญญาณส่งและสัญญาณรับสามารถอธิบายได้ดังสมการ (3-25)

$$r(n) = \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h(\tau)s(n-\tau-\theta) + w(n) \quad (3-25)$$

เมื่อกำลังงานของสัญญาณรับ σ_r^2 เท่ากับผลคูณของกำลังงานของสัญญาณส่ง σ_s^2 กับผลรวมของค่า กำลังงานในแต่ละเวลาประวิง $|h(\tau)|^2$ รวมกับกำลังงานของสัญญาณรบกวน σ_w^2 ตามสมการ (3-26)

$$\sigma_r^2 = \sigma_s^2 \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} |h(\tau)|^2 + \sigma_w^2 \quad (3-26)$$

จากสัญญาณรับดังกล่าว สามารถอธิบายอัตราสัมพันธ์ร่วมของสัญญาณรับในช่วงเวลาที่ต่างกัน N ค่า ดังสมการ (3-27)

$$E\{r(n)r^*(n+N)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 \sum_{\tau=0}^{n-\theta} |h(\tau)|^2 & n \in I_\theta^{(1)} \\ \sigma_s^2 \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} |h(\tau)|^2 & n \in I_\theta^{(2)} \\ \sigma_s^2 \sum_{\tau=n-\theta-N_{CP}+1}^{\tau_{\max}} |h(\tau)|^2 & n \in I_\theta^{(3)} \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (3-27)$$

โดยที่

$$I_\theta^{(1)} = \{\theta, \dots, \theta + \tau_{\max} - 1\} \quad (3-28)$$

$$I_\theta^{(2)} = \{\theta + \tau_{\max}, \dots, \theta + N_{CP} - 1\} \quad (3-29)$$

$$I_\theta^{(3)} = \{\theta + N_{CP}, \dots, \theta + N_{CP} + \tau_{\max} - 1\} \quad (3-30)$$

จะเห็นได้ว่าอัตราสัมพันธ์ระหว่าง $r(n)$ และ $r(n+N)$ จะมีค่าไม่เพียงแต่ช่วงสัญญาณของไซคลิกพรีฟิกซ์เท่านั้นแต่รวมไปถึงผลจากการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณอีกด้วย ในการทำชิงโครไนซ์ด้วยการหาค่าภาวะน่าเป็นสูงสุดจะได้ฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็นตามสมการที่ (3-31)

$$\Lambda(\tilde{\theta}) = \frac{2}{\sigma_r^2} \left(\sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}+\tau_{\max}-1} \frac{\rho_{n-\tilde{\theta}} \Re\{e^{j2\pi\tilde{\theta}} \Gamma(n)\} - \rho_{n-\tilde{\theta}}^2 \Phi(n)}{(1-\rho_{n-\tilde{\theta}}^2)} \right) - \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}+L-1} \log(1-\rho_n^2) \quad (3-31)$$

โดยที่

$$\rho_n = \left| \frac{E\{r(n)r^*(n+N)\}}{\sqrt{E\{|r(n)|^2\}E\{|r(n+N)|^2\}}} \right| \quad (3-32)$$

ดังนั้นในการทำชิงโครโนซ์จำเป็นต้องทราบค่ากำลังงานในแต่ละค่าเวลาประวิง $|h(\tau)|^2$ หรือข้อมูลเวลาประวิงกำลังงาน (Power Delay Profile: PDP) เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์อัตราสหสัมพันธ์ ρ_n ค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณจะสามารถประมาณได้ด้วยจากค่าภาวะน่าจะเป็นสูงสุด ดังสมการที่ (3-33)

$$\theta_{est} = \arg \max_{\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{n=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}+\tau_{max}-1} \frac{\rho_n}{(1-\rho_n^2)} |r(n)r^*(n+N)| - \frac{\rho_n^2}{2(1-\rho_n^2)} (|r(n)|^2 + |r(n+N)|^2) \right\} \quad (3-33)$$

3.5 การชิงโครโนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงาน

เนื่องจากวิธีการชิงโครโนซ์สัญญาณในก่อนหน้าเป็นการใช้สัญญาณทางเวลาในการค้นหาตำแหน่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยการใช้เซคติกพรีฟิกซ์ ซึ่งสามารถถูกรบกวนโดยการแผ่เวลาประวิงจากช่องสัญญาณพหุวิถีเป็นสาเหตุให้สมรรถนะในการชิงโครโนซ์เสื่อมถอย ในงานวิจัยอ้างอิง [12-14] จึงได้มีการเสนอวิธีการชิงโครโนซ์ในทางความถี่ โดยสัญญาณทางเวลา $r(n)$ เมื่อ $n = \tilde{\theta}, \tilde{\theta}+1, \dots, \tilde{\theta}+N-1$ จะถูกนำมาผ่านกระบวนการดีเอฟทีเพื่อหาสัญญาณในทางความถี่ซึ่งจะได้สัญญาณ $\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}$ สำหรับ $k = 0, 1, \dots, N-1$ คลื่นพาร์ย่อย ในกรณีที่ไม่มีผลกระทบจากโอเอสไอและไอซีไอสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-34)

$$\hat{c}_k^{\tilde{\theta}} = DFT\{r(n+\tilde{\theta})\} = H_k c_k e^{j2\pi k(\tilde{\theta}-\theta)/N} \quad (3-34)$$

กำลังงานของคลื่นพาร์ย่อยที่ k แสดงได้ดังสมการที่ (3-35)

$$|\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}|^2 = |H_k|^2 |c_k|^2 \quad (3-35)$$

สมมติให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงในทางความถี่อย่างช้า ๆ จึงสามารถประมาณให้ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นพาร์ย่อยที่อยู่ติดกันมีค่าเท่ากันดังสมการที่ (3-36)

$$|H_k|^2 \approx |H_{k+1}|^2 \quad (3-36)$$

หากการมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยเป็นการมอดูเลตที่มีขนาดเท่ากัน $|c_k|^2 = |c_i|^2 \forall k, i$ ยกตัวอย่างเช่น M-PSK จะประมาณได้ว่ากำลังงานที่ได้รับในคลื่นพาร์ย่อยที่อยู่ติดกันมีค่าเท่ากันดังสมการที่ (3-37)

$$|\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}|^2 \approx |\hat{c}_{k+1}^{\tilde{\theta}}|^2 \quad (3-37)$$

ดังนั้นหากค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอเอ็มไม่ตรงตามเงื่อนไข $-N_{CP} + \tau_{\max} \leq \tilde{\theta} - \theta \leq 0$ ซึ่งทำให้เกิดโอเอสไอและโอซีไอ ส่งผลให้สมการที่ (3-37) ไม่ถูกต้อง จากกรณีดังกล่าวจึงถูกนำมาใช้ในการทำซิงโครไนซ์ โดยถ้าตำแหน่งเริ่มต้นสัญลักษณ์โอเอพีเอ็มไม่ส่งผลให้เกิดโอเอสไอและโอซีไอ จะต้องได้ผลต่างของกำลังงานที่มีค่าน้อยที่ การประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์จึงทำได้ดังสมการที่ (3-38)

$$\theta_{est} = \arg \min_{\theta} \left\{ \sum_{k=0}^{N-2} \left(|\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}|^2 - |\hat{c}_{k+1}^{\tilde{\theta}}|^2 \right)^2 \right\} \quad (3-38)$$

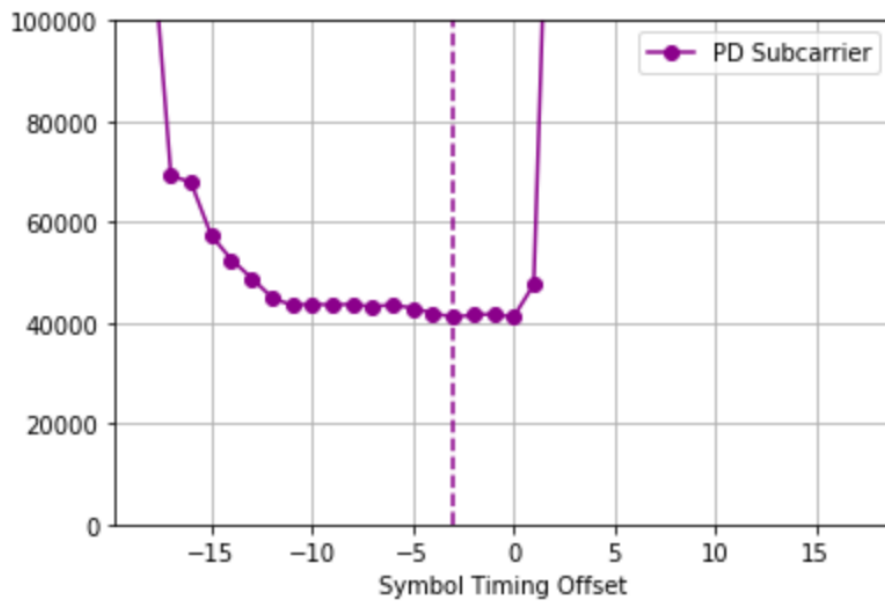
วิธีการข้างต้นเรียกว่าการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างคลื่นพาร์ย่อย อย่างไรก็ตามหากช่องสัญญาณมีการแผ่เวลาประวิงมากจนเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่อย่างรุนแรง กล่าวคือมีผลตอบสนองช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว วิธีการหาผลต่างกำลังงานระหว่างคลื่นพาร์ย่อยจะมีประสิทธิภาพลดลง อีกวิธีหนึ่งที่ได้มีการนำเสนอคือการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างสัญลักษณ์ โดยใช้ผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบระหว่างสัญลักษณ์โอเอพีเอ็มที่ติดกัน โดยช่องสัญญาณจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาอย่างช้า ๆ เพียงพอต่อการประมาณให้กำลังงานที่ได้รับแต่ละคลื่นพาร์ย่อยมีค่าเท่ากันในช่วงเวลาที่ต่างกัน $N + N_{CP}$ ดังสมการที่ (3-39)

$$|\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}|^2 \approx |\hat{c}_k^{\tilde{\theta} + N + N_{CP}}|^2 \quad (3-39)$$

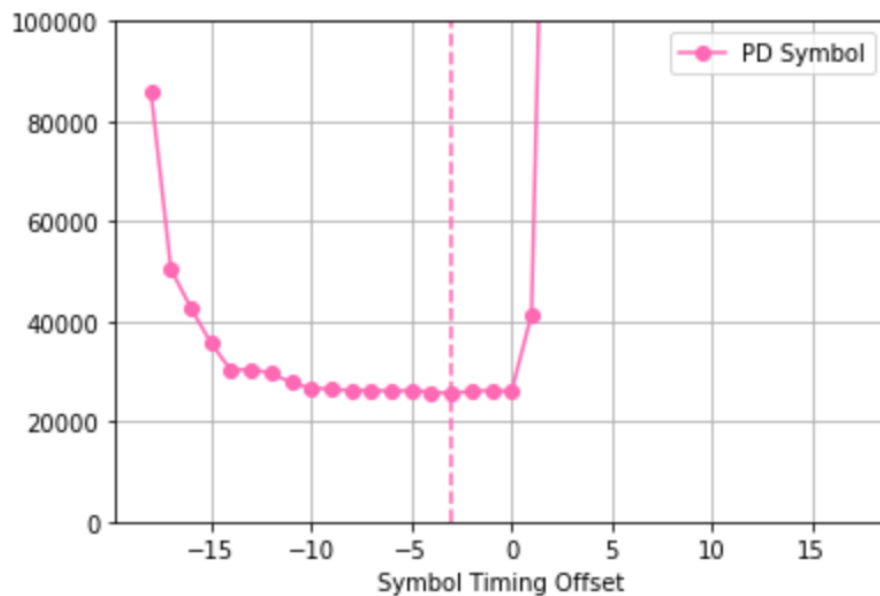
การประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์แสดงได้สมการที่ (3-40)

$$\theta_{est} = \arg \min_{\theta} \left\{ \sum_{k=0}^N \left(|\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}|^2 - |\hat{c}_k^{\tilde{\theta} + N + N_{CP}}|^2 \right)^2 \right\} \quad (3-40)$$

รูปที่ 3.5 และ 3.6 แสดงตัวอย่างของค่าฟังก์ชันต้นทุน $C_w(\tilde{\theta})$ ของการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างคลื่นพาร์ย่อยและการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างสัญลักษณ์ตามลำดับโดยเทียบกับเวลา เมื่อเวลาเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอพีเอ็มคือ 0 ไชคลิกพรีฟิกส์อยู่ที่ช่วงเวลาตั้งแต่ -18 ถึง -1 เมื่อ $N_{CP} = 18$ และ $\tau_{\max} = 9$



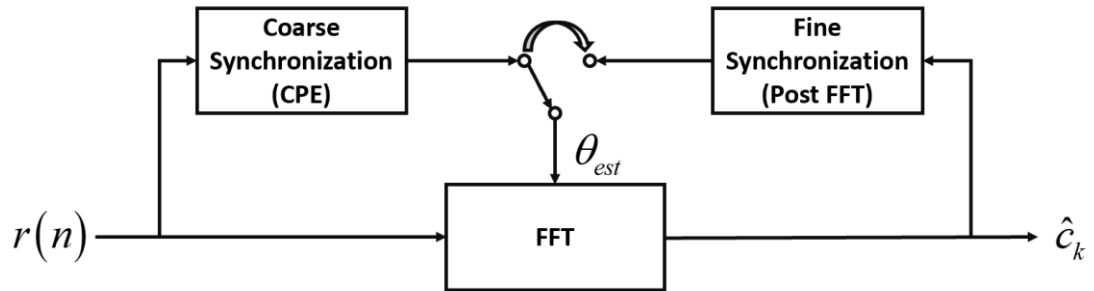
รูปที่ 3.5 ฟังก์ชันต้นทุนของการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างคลื่นพาห้อย่อย



รูปที่ 3.6 ฟังก์ชันต้นทุนของการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างสัญลักษณ์

ในการทำซิงโครไนซ์ในทางความถี่นั้นจะต้องใช้การประมวลผลเป็นอย่างมากเนื่องจากต้องทำการเอพอฟทีสำหรับทุกค่าเวลาในช่วงที่ค้นหาตำแหน่งเริ่มต้นเพื่อนำมาคำนวณผลต่างกำลังงานในทางความถี่ ดังนั้นจึงได้มีการเสนอแนวทางในการทำซิงโครไนซ์ทางความถี่โดยเริ่มต้นจากการทำซิงโครไนซ์แบบหยาบ (coarse synchronization) ในทางเวลาก่อนเพื่อหาเวลาคร่าว ๆ ที่คาดว่าจะ เป็นตำแหน่งเริ่มต้นที่ใกล้เคียงค่าจริงมากที่สุดในการทำดีเอพที ทำให้สามารถจำกัดช่วงเวลาในการค้นหาได้แคบลงสำหรับการทำซิงโครไนซ์แบบละเอียด (fine synchronization) หลังกระบวนการ

เอฟเฟพท์เพื่อให้มั่นใจว่าตำแหน่งเริ่มต้นที่จะนำไปผ่านกระบวนการเอฟเฟพท์สำหรับหารอดสัญลักษณ์อยู่ในบริเวณที่ปลอดภัยจากผลกระทบจากไอเอสไอและไอซีไอ แนวทางการซิงโครไนซ์ดังกล่าวนี้ ได้แสดงในแผนภาพดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แนวทางการทำซิงโครไนซ์ในทางความถี่



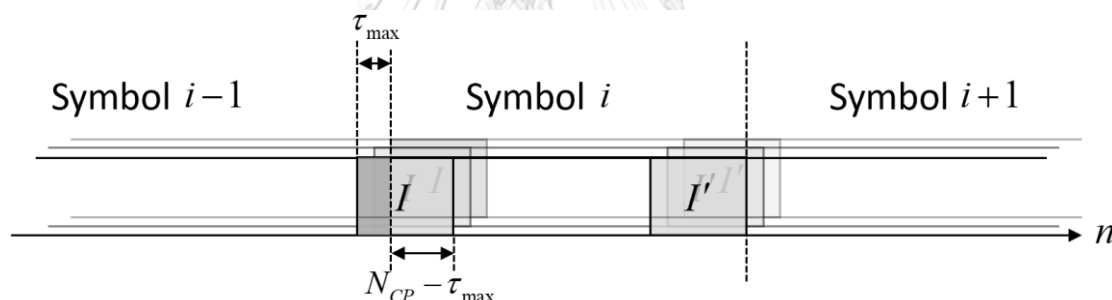
บทที่ 4

วิธีการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ

ในบทนี้จะนำเสนอวิธีการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มบนช่องสัญญาณพหุคูณแบบพหุวิธี โดยประกอบไปด้วยวิธีการดังต่อไปนี้ หัวข้อที่ 4.1 จะกล่าวถึงการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ร่วมกับการประมาณค่าการแผ่เวลาประวิงสูงสุดด้วยการใช้ไซคลิกพรีฟิกซ์ หัวข้อที่ 4.2 จะกล่าวถึง การซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงานที่เวลาติดกัน

4.1 การซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ร่วมกับการประมาณค่าการแผ่เวลา ประวิงสูงสุด

ในช่องสัญญาณพหุคูณแบบพหุวิธีนั้นไซคลิกพรีฟิกซ์จะถูกรบกวนในช่วงเวลาเริ่มต้นโดย ผลกระทบโอเอสไอจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนหน้าเนื่องจากการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยที่ τ_{\max} คือเวลาประวิงสูงสุดจากการแผ่ของช่องสัญญาณ สัญญาณโอเอฟ ดีเอ็มจะเหลือช่วงเวลาที่ไซคลิกพรีฟิกซ์ไม่ได้รับผลกระทบดังกล่าวเท่ากับ $N_{CP} - \tau_{\max}$



รูปที่ 4.1 ผลกระทบโอเอสไอต่อไซคลิกพรีฟิกซ์จากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนหน้า

ดังนั้นในการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยการซ้ำซ้อนของไซคลิกพรีฟิกซ์จะพิจารณาเฉพาะ ส่วนที่ไม่เกิดโอเอสไอจากสัญญาณก่อนหน้าคือสัญญาณ $r(n)$ และ $r(n+N)$ เมื่อ $n = \tilde{\theta} + \tau_{\max}, \tilde{\theta} + \tau_{\max} + 1, \dots, \tilde{\theta} + N_{CP} - 1$ โดยการซิงโครไนซ์ที่นำเสนอจะพิจารณาเฉพาะ อัตสหสัมพันธ์ของสัญญาณรับในช่วงเวลาที่ต่างกัน N ค่าดังกล่าว โดยสัญญาณอื่นจะประมาณให้ ค่าอัตสหสัมพันธ์มีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในสมการ (4-1)

$$E \left\{ r(n)r^*(n+N) \right\} = \begin{cases} \sigma_s^2 \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} |h(\tau)|^2 & \theta + \tau_{\max} < n < \theta + N_{CP} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4-1)$$

ดังนั้นในการทำซิงโครไนซ์ด้วยการหาค่าภาวะน่าเป็นสูงสุดจะได้ฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็น ตามสมการที่ (4-2)

$$\Lambda(\tilde{\theta}) = \frac{2\rho}{\sigma_r^2(1-\rho^2)} \left(\left| \sum_{n=\tilde{\theta}+\tau_{\max}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Gamma(n) \right| - \rho \sum_{n=\tilde{\theta}+\tau_{\max}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Phi(n) \right) - (N_{CP} - \tau_{\max}) \log(1-\rho^2) \quad (4-2)$$

โดยที่

$$\Gamma(n) = r(n)r^*(n+N) \quad (4-3)$$

$$\Phi(n) = \frac{1}{2} (|r(n)|^2 + |r(n+N)|^2) \quad (4-4)$$

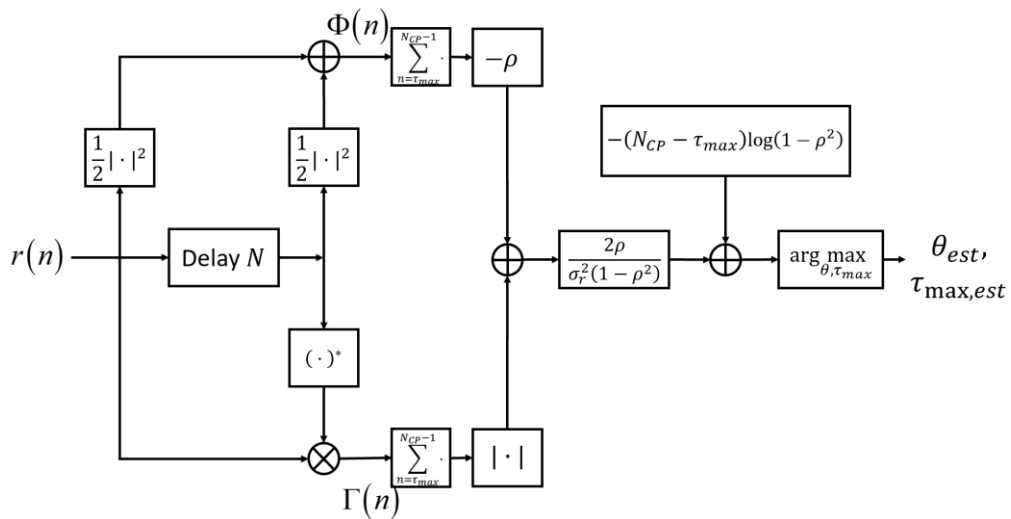
$$\rho = \frac{E\{r(n)r^*(n+N)\}}{\sqrt{E\{|r(n)|^2\}E\{|r(n+N)|^2\}}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_r^2} = \frac{SNR}{SNR+1} \quad (4-5)$$

จากฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็นดังกล่าวจำเป็นต้องทราบค่าการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณ โดยวิธีการซิงโครไนซ์ที่นำเสนอนี้จะกำหนดให้ค่าการแผ่เวลาประวิง τ_{\max} เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งของฟังก์ชันลอการิทึมของภาวะน่าจะเป็น ดังนั้นในการหาค่าสูงสุดของภาวะน่าจะเป็นจะสามารถประมาณได้ทั้งค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มและค่าการแผ่เวลาประวิง ดังสมการที่ (4-5) และ (4-6)

$$\theta_{est}, \tau_{\max,est} = \arg \max_{\tilde{\theta}, \tilde{\tau}_{\max}} \Lambda(\tilde{\theta}, \tilde{\tau}_{\max}) \quad (4-6)$$

$$\Lambda(\tilde{\theta}, \tilde{\tau}_{\max}) = \frac{2\rho}{\sigma_r^2(1-\rho^2)} \left(\left| \sum_{n=\tilde{\theta}+\tilde{\tau}_{\max}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Gamma(n) \right| - \rho \sum_{n=\tilde{\theta}+\tilde{\tau}_{\max}}^{\tilde{\theta}+N_{CP}-1} \Phi(n) \right) - (N_{CP} - \tilde{\tau}_{\max}) \log(1-\rho^2) \quad (4-7)$$

จากสมการข้างต้นสามารถเขียนเป็นแผนผังการดำเนินการดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แผนผังการดำเนินการวิธีการซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ร่วมกับ การประมาณค่าการแผ่เวลาประวิงสูงสุด

โดยการซิงโครไนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มด้วยวิธีที่นำเสนอนี้จะเป็นการค้นหาค่าตัวแปรสองตัวคือ $\tilde{\theta}$ และ $\tilde{\tau}_{\max}$ จึงทำให้เพิ่มปริมาณการคำนวณมากขึ้นสำหรับการซิงโครไนซ์

4.2 การซิงโครไนซ์สัญญาณไอเอฟทีเอ็มโดยด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างเวลาติดกัน

วิธีการที่นำเสนอในหัวข้อนี้จะเป็นการซิงโครไนซ์สัญญาณด้วยสัญญาณในทางความถี่ โดยเริ่มจากการกำหนดค่า $\tilde{\theta}$ คือเวลาที่คาดว่าเป็นตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณไอเอฟทีเอ็ม และนำสัญญาณ $r(n)$ เมื่อ $n = \tilde{\theta}, \tilde{\theta} + 1, \dots, \tilde{\theta} + N - 1$ มาผ่านกระบวนการดีเอฟทีเพื่อหาสัญญาณในทางความถี่จะได้สัญญาณ $\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}$ สำหรับ $k = 0, 1, \dots, N - 1$ เป็นคลื่นพหุคูณ ในการตรวจสอบว่า $\tilde{\theta}$ เป็นเวลาที่เหมาะสมสำหรับการเวลาเริ่มต้นสำหรับสัญญาณขาเข้าของกระบวนการดีเอฟทีหรือไม่ จะทำได้โดยการเปรียบเทียบผลต่างกำลังงานของคลื่นพหุคูณ k ระหว่างเวลา $\tilde{\theta}$ และ $\tilde{\theta} - 1$ ที่ติดกันโดยกำหนดฟังก์ชันต้นทุนซึ่งเป็นผลรวมของผลต่างกำลังงานที่เวลาติดกัน ดังแสดงในสมการที่ (4-3)

$$C(\tilde{\theta}) = \sum_{k=0}^{N-1} \left(|\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}|^2 - |\hat{c}_k^{\tilde{\theta}-1}|^2 \right)^2 \quad (4-3)$$

เนื่องจาก $\hat{c}_k^{\tilde{\theta}-1}$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการเลื่อนในทางเวลาของ $\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}$ ส่งผลให้ในทางความถี่เป็นการเลื่อนของเฟส ดังแสดงในสมการที่ (4-4)

$$\hat{c}_k^{\tilde{\theta}-1} = \hat{c}_k^{\tilde{\theta}} e^{-j2\pi k} \quad (4-4)$$

ดังนั้นถ้าหากไม่มีผลกระทบจากไอเอสไอ ไอซีไอ และสัญญาณรบกวนใด ๆ ค่ากำลังงานของ $\hat{c}_k^{\tilde{\theta}}$ และ $\hat{c}_k^{\tilde{\theta}-1}$ จะไม่ต่างกันทำให้ฟังก์ชันต้นทุนในสมการที่ (4-3) มีค่าเป็นศูนย์ ในตำแหน่ง $\tilde{\theta}$ ที่เริ่มต้นสัญญาณไอเอฟทีเอ็มที่เหมาะสมนั้นจะต้องไม่ได้รับผลจากไอเอสไอและไอซีไอ โดยจะต้องให้ผลรวมของผลต่างกำลังงานที่เวลาติดกันมีค่าต่ำที่สุด ดังแสดงในสมการที่ (4-5)

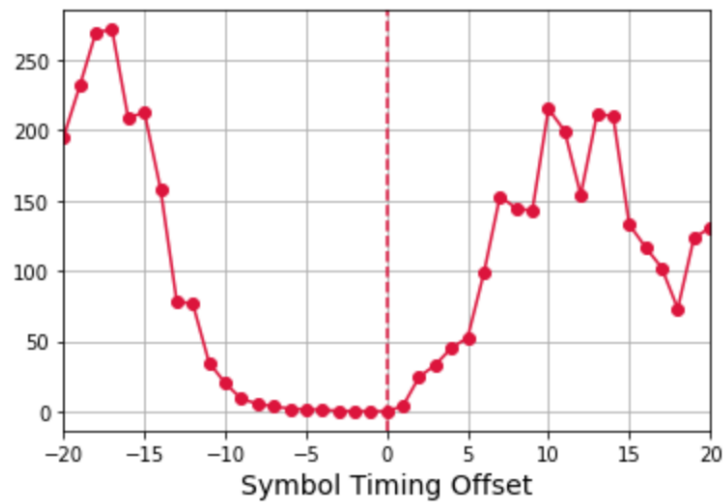
$$\theta_{est} = \arg \min_{\tilde{\theta}} \{C(\tilde{\theta})\} \quad (4-5)$$

ในระบบไอเอฟทีเอ็มนั้นอาจไม่ได้มีค่า $\tilde{\theta}$ สำหรับเวลาเริ่มต้นการทำดีเอฟทีที่เพียงค่าเดียว ถ้าหากเวลาประวิงการแผ่ของช่องสัญญาณน้อยกว่าช่วงเวลาของไซคลิกพรีฟิกซ์จะสามารถทำดีเอฟทีที่เวลาเริ่มต้นตั้งแต่ $\theta - (N_{CP} - \tau_{\max})$ ถึง θ ซึ่งไม่มีผลกระทบจากไอเอสไอและไอซีไอ ดังนั้นในการหาเวลาที่เหมาะสมสำหรับเวลาเริ่มต้นจึงสามารถพิจารณาถึงช่วงเวลาก่อนหน้าดังกล่าวโดยดัดแปลงฟังก์ชันต้นทุนสำหรับการหาเวลาที่เหมาะสมของตำแหน่งเริ่มต้นดีเอฟที ดังสมการที่ (4-6) และ (4-7)

$$C_w(\tilde{\theta}) = \sum_{l=0}^{W-1} C(\tilde{\theta} - l) \quad (4-6)$$

$$\theta_{est} = \arg \min_{\tilde{\theta}} \{C_w(\tilde{\theta})\} \quad (4-7)$$

เมื่อ W คือช่วงหน้าต่างเวลาภายในไซคลิกพรีฟิสิกส์ที่คาดว่าจะไม่ได้รับผลกระทบจากไอเอสไอและไอซีไอซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการเปรียบเทียบผลต่างกำลังงานในทางความถี่ รูปที่ 4.2 แสดงตัวอย่างของค่าฟังก์ชันต้นทุน $C_w(\tilde{\theta})$ เมื่อ $W = 5$ โดยเทียบกับเวลา เมื่อเวลาเริ่มต้นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มคือ 0 ไซคลิกพรีฟิสิกส์อยู่ที่ช่วงเวลาตั้งแต่ -18 ถึง -1 เมื่อ $N_{CP} = 18$ และ $\tau_{\max} = 9$



รูปที่ 4.3 ฟังก์ชันต้นทุน $C_w(\tilde{\theta})$ เปรียบเทียบกับเวลา

บทที่ 5

ผลการทดสอบสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะของการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีการที่ได้นำเสนอ ในการทดสอบนี้จะประเมินสมรรถนะของการซิงโครไนซ์ที่ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีโดยเปรียบเทียบกับค่าตัวแปรต่าง ๆ ของช่องสัญญาณคือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise ratio: SNR) การแผ่เวลาประวิง (delay spread) และความเร็วของภาครับสัญญาณ

5.1 ข้อกำหนดในการจำลอง

ในการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะใช้การแปลงไอเอฟเอฟที/เอเอฟที 256 จุด (256-point IFFT/FFT) สำหรับการสร้างและถอดสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มแสดงดังตารางที่ 5.1

พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
จำนวนคลื่นพาห้ย่อย	256
ช่วงความถี่ระหว่างคลื่นพาห้ย่อย	15 kHz
อัตราการใช้แบนด์วิธ	3.84 MHz
คาบเวลาเอเอฟที	66.7 μ s
ช่วงเวลาป้องกัน	4.7 μ s
การมอดูเลต	QPSK

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม

สำหรับในการจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีนั้น ได้นำเอาแบบจำลอง tapped-delay-line ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.1 มาใช้จำลองช่องสัญญาณ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ TDL-B ตามข้อกำหนด 3GPP TR 38.901 [15] ช่องสัญญาณดังกล่าวใช้สำหรับการจำลองสภาพแวดล้อมที่สัญญาณแต่ละวิถีที่ได้รับไม่เป็นเส้นตรงแนวสายตา (Non-Line Of Sight: NLOS) ดังนั้นผลตอบสนองในแต่ละแท็ปจึงมีการกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) ที่สามารถสร้างได้จากแบบจำลองของ Jakes [16] โดยกำหนดให้ความถี่ของคลื่นพาห้เท่ากับ 3.5 GHz พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ TDL-B แสดงดังตารางที่ 5.2 และมี

Tap Number	Normalized Delays	Powers in dB
1	0.0000	0
2	0.1072	-2.2
3	0.2155	-4
4	0.2095	-3.2
5	0.2870	-9.8
6	0.2986	-1.2
7	0.3752	-3.4
8	0.5055	-5.2
9	0.3681	-7.6
10	0.3697	-3
11	0.5700	-8.9
12	0.5283	-9
13	1.1021	-4.8
14	1.2756	-5.7
15	1.5474	-7.5
16	1.7842	-1.9
17	2.0169	-7.6
18	2.8294	-12.2
19	3.0219	-9.8
20	3.6187	-11.4
21	4.1067	-14.9
22	4.2790	-9.2
23	4.7834	-11.3

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ TDL-B

ช่องสัญญาณ TDL-B ที่แสดงในตารางข้างต้นได้กำหนดเวลาประวิงของแต่ละแท็ปที่ทำให้การแผ่เวลาประวิงเป็นบรรทัดฐาน (normalized delay spread) เท่ากับ 1 วินาที โดยสามารถขยายค่าการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณด้วยการนำค่าเวลาประวิงของแต่ละแท็ปมาคูณด้วยค่าการแผ่เวลาประวิงที่ต้องการตั้งสมการที่ (5-1)

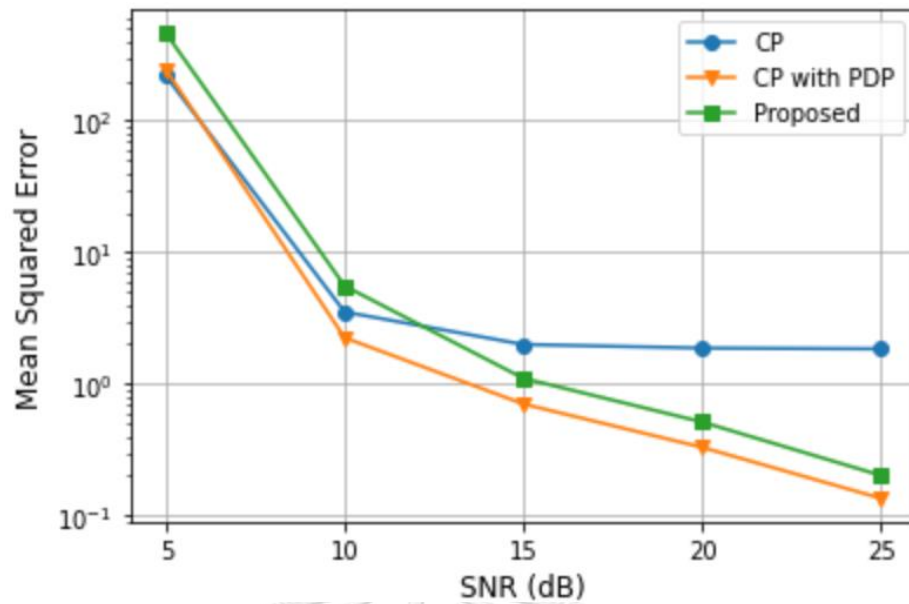
$$\tau_n = \tau_{n,norm} \cdot DS \quad (5-1)$$

เมื่อ τ_n คือเวลาประวิงของแท็ป n
 $\tau_{n,norm}$ คือเวลาประวิงที่เป็นบรรทัดฐานของแท็ป n
 DS คือการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณที่ต้องการ

5.2 ผลการทดสอบการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ร่วมกับการประมาณค่าการแผ่เวลาประวิงสูงสุด

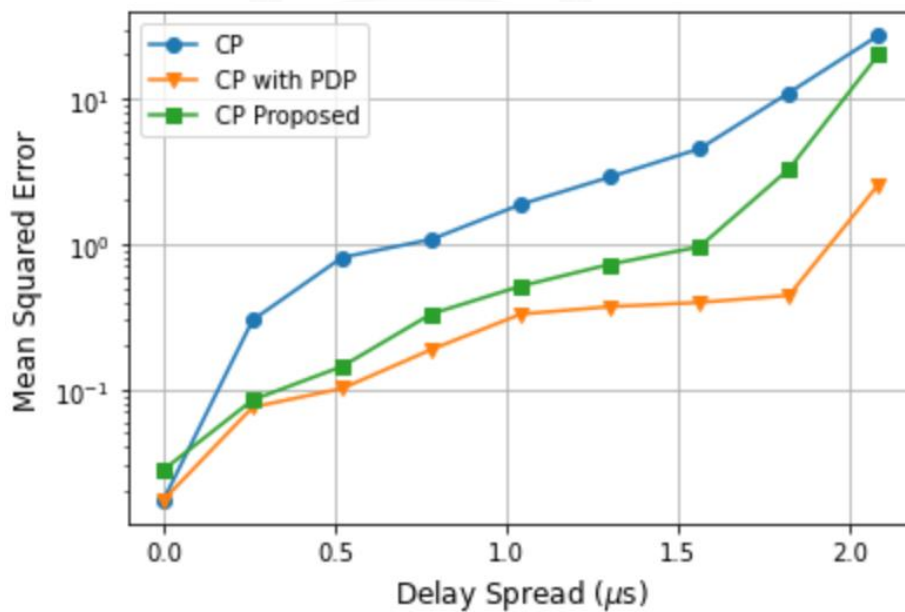
ในการทดสอบนี้ วิธีการซิงโครไนซ์ที่ได้นำมาใช้ในการทดลองเพื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่นำเสนอจะมีอยู่ด้วยกัน 2 วิธีคือ การซิงโครไนซ์ด้วยการใช้ไซคลิกพรีฟิกซ์เพื่อหาสถานะน่าจะเป็นสูงสุดในการประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณ [3] และการซิงโครไนซ์ด้วยการใช้ไซคลิกพรีฟิกซ์ร่วมกับข้อมูลเวลาประวิงกำลังงาน (Power Delay Profile: PDP) เพื่อหาสถานะน่าจะเป็นสูงสุดในการประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณ [9] โดยวิธีการแรกนั้นภาครับไม่ทราบข่าวสารสถานะช่องสัญญาณจึงอาจเกิดความผิดพลาดในการประมาณตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณ ส่วนวิธีการที่สองจะมีการนำข่าวสารสถานะช่องสัญญาณมาช่วยเพิ่มสมรรถนะการซิงโครไนซ์ให้ได้มากที่สุด การทดสอบนี้จะแสดงให้เห็นว่าวิธีการซิงโครไนซ์ที่ได้นำเสนอซึ่งมีการประมาณข่าวสารบางอย่างของช่องสัญญาณคือการแผ่เวลาประวิงก็สามารถเพิ่มสมรรถนะการซิงโครไนซ์ได้มากขึ้นโดยไม่จำเป็นต้องพึ่งข่าวสารจากภายนอก

ในการประเมินสมรรถนะของการซิงโครไนซ์ในการทดสอบนี้จะวัดจากค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (mean squared error) ที่เปรียบเทียบระหว่างตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณจริงและตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณที่ประมาณได้ รูปที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มแต่ละวิธี โดยวัดจากค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ช่องสัญญาณมีการแผ่เวลาประวิงเท่ากับ 1 ไมโครวินาที และอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนแตกต่างกันตั้งแต่ 5–25 dB จะเห็นว่าทั้งวิธีที่นำเสนอจะมีความผิดพลาดของค่าประมาณตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณที่ลดลงเมื่ออัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นโดยไม่ได้รับผลกระทบจากการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณดังเช่นวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยการใช้ไซคลิกพรีฟิกซ์เพื่อหาสถานะน่าจะเป็นสูงสุดในการประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณ และมีสมรรถนะที่ใกล้เคียงกับวิธีการซิงโครไนซ์ร่วมกับข้อมูลเวลาประวิงกำลังงานโดยที่ไม่ต้องมีข่าวสารสถานะของช่องสัญญาณ



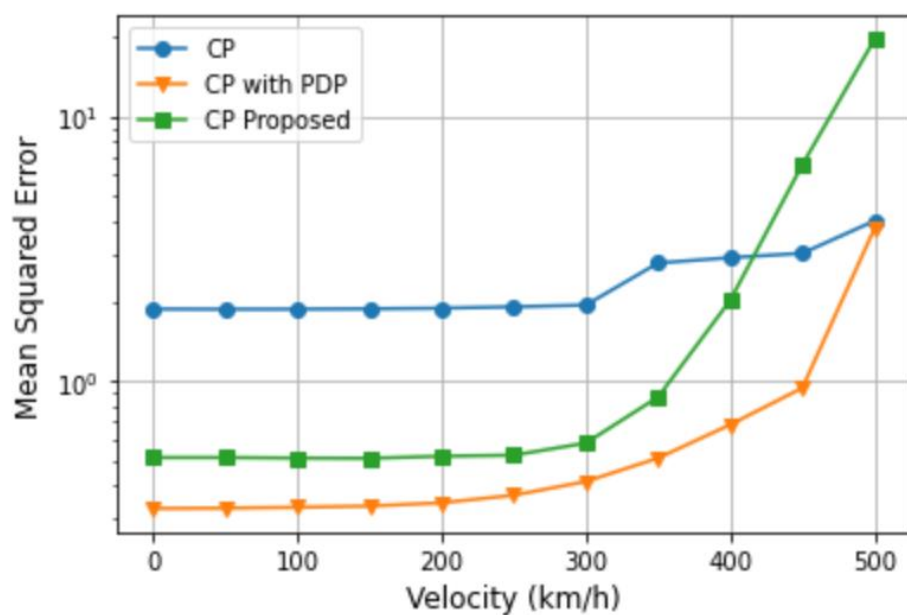
รูปที่ 5.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิซที่อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนแตกต่างกัน

รูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการซิงโครไนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มแต่ละวิธี โดยวัดจากค่าความผิดพลาดกำลังสองที่อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB และช่องสัญญาณมีการแผ่เวลาประวิงแตกต่างกันตั้งแต่ 0–2 ไมโครวินาที จะเห็นว่าทั้งวิธีที่นำเสนอจะมีสมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยการใช้ไซคลิกพรีฟิซเพื่อหาสถานะจะเป็นสูงสุดในการประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นสัญลักษณ์แม้ว่าจะไม่ได้ข่าวสารของช่องสัญญาณเหมือนกัน



รูปที่ 5.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิซที่การแผ่เวลาประวิงแตกต่างกัน

รูปที่ 5.3 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มแต่ละวิธี เมื่อทำการทดสอบโดยให้ภาครับมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วตั้งแต่ 0–500 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จึงทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา กำหนดให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB และช่องสัญญาณมีการแผ่เวลาประวิงคือ 1 ไมโครวินาที จะเห็นว่าทั้งวิธีที่นำเสนอมีสมรรถนะในการซิงโครไนซ์ที่ดีโดยมีแนวโน้มที่คล้ายคลึงกับการทดลองก่อนหน้านี้ แต่อย่างไรก็ดีความเร็วของภาครับที่สูงขึ้นจะส่งผลให้สมรรถนะของการซิงโครไนซ์ที่นำเสนอค่อยๆ ลดลง ในช่วงความเร็วตั้งแต่ 400 กิโลเมตรต่อชั่วโมงขึ้นไป

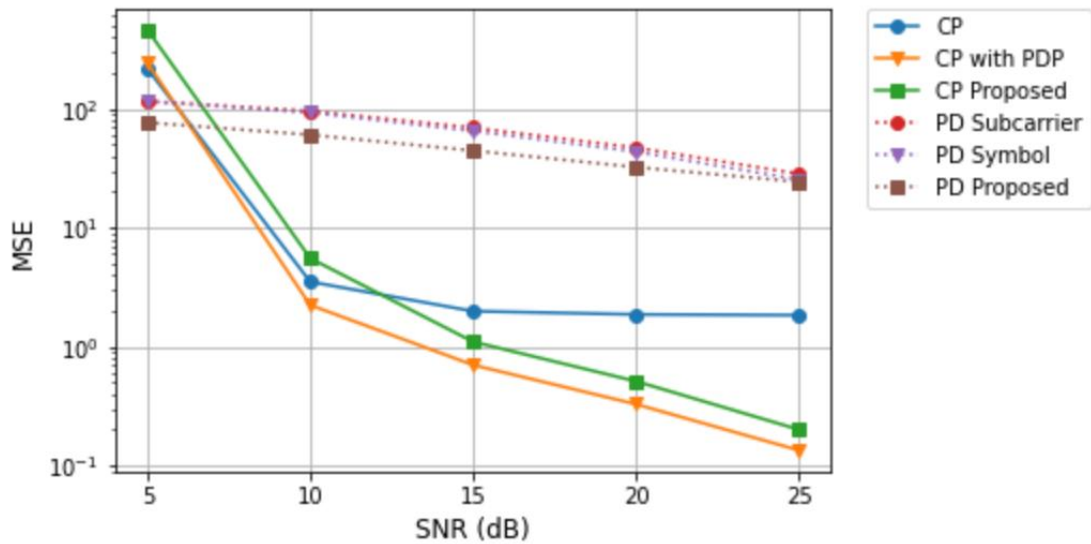


รูปที่ 5.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ที่ความเร็วของภาครับแตกต่างกัน

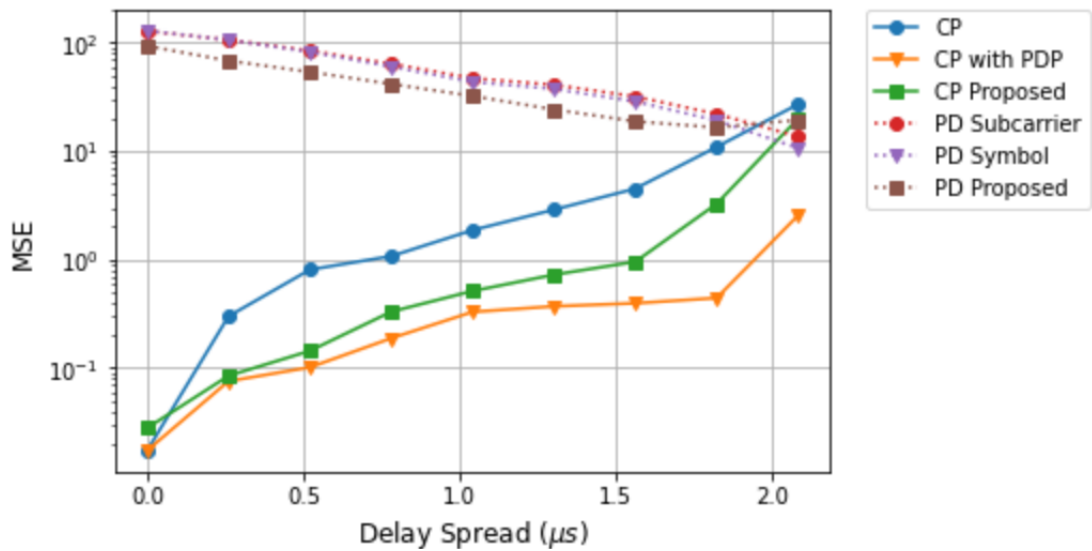
5.3 ผลการทดสอบการซิงโครไนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างเวลาติดกัน

ในการทดสอบนี้ วิธีการซิงโครไนซ์ที่ได้นำมาใช้ในการทดลองเพื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่นำเสนอจะมีอยู่ด้วยกัน 2 วิธีคือ การซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างคลื่นพายุย่อย และการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานระหว่างสัญญาณ [13, 14] รูปที่ 5.4 5.5 และ 5.6 แสดงการสมรรถนะของวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยวิธีการต่าง ๆ ในแง่ของความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยโดยเทียบกับ อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน การแผ่เวลาประวิง และความเร็วของภาครับตามลำดับ จากค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ได้นั้น จะเห็นว่าวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานจะประมาณค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ไม่แม่นยำเท่าวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยไซคลิกพรีฟิกซ์ เนื่องจากเป้าหมายของวิธีการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานไม่ได้ทำเพื่อการหาตำแหน่งเริ่มต้นของ

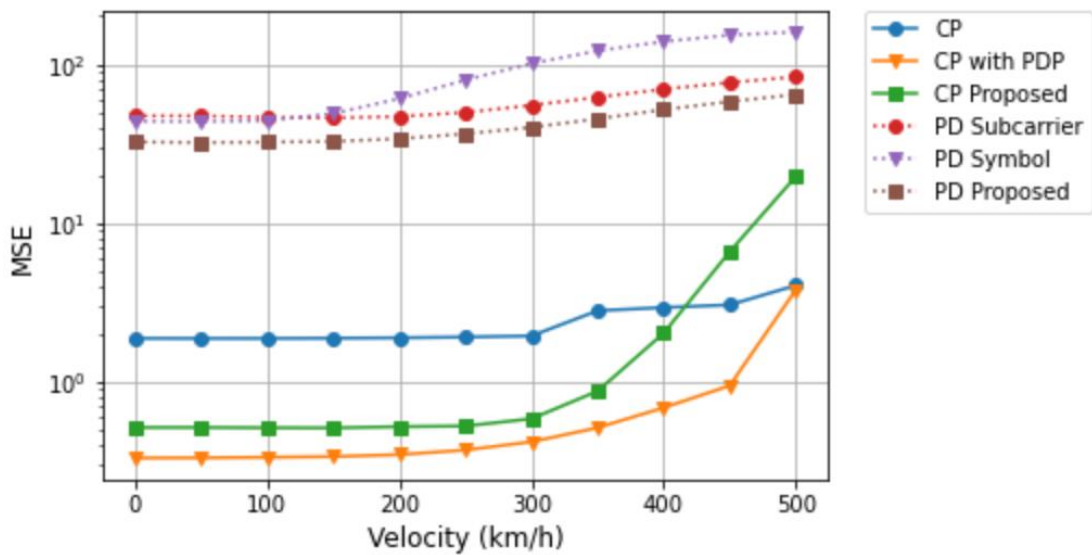
สัญลักษณ์ที่แน่นอน แต่มีจุดประสงค์เพื่อค้นหาตำแหน่งที่สามารถหลีกเลี่ยงการแทรกแซงจากสัญลักษณ์ข้างเคียงหรือไอเอสไอที่เป็นผลกระทบมาจากช่องสัญญาณ



รูปที่ 5.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์โดยเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน



รูปที่ 5.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์โดยเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับการแผ่เวลาประวิง



รูปที่ 5.6 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์โดยเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับความเร็วของภาครับ

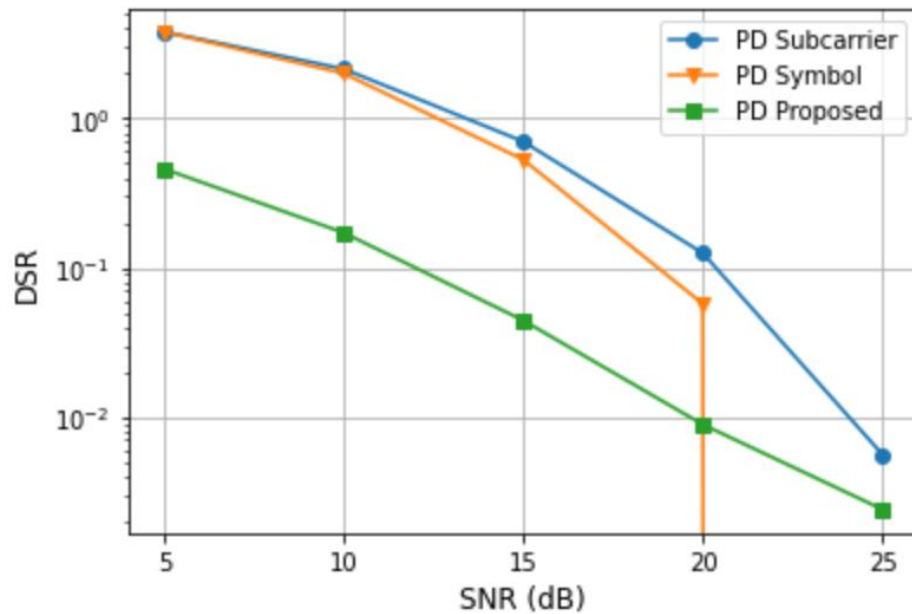
ดังนั้นในการประเมินสมรรถนะของวิธีการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานนี้จึงได้เสนอการวัดค่าความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัย (Deviation from Safe Region: DSR) และความน่าจะเป็นการล๊อคอิน (Lock-in Probability: $P_{lock-in}$) สำหรับการประเมินสมรรถนะ โดยค่าดังกล่าวสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-2) และ (5-3)

$$DSR = \begin{cases} \theta_{est} - \hat{\theta} & \theta_{est} - \hat{\theta} > 0 \\ 0 & -N_{CP} + \tau_{max} < \theta_{est} - \hat{\theta} < 0 \\ \theta_{est} - \hat{\theta} + N_{CP} - \tau_{max} & \theta_{est} - \hat{\theta} \leq -N_{CP} + \tau_{max} \end{cases} \quad (5-2)$$

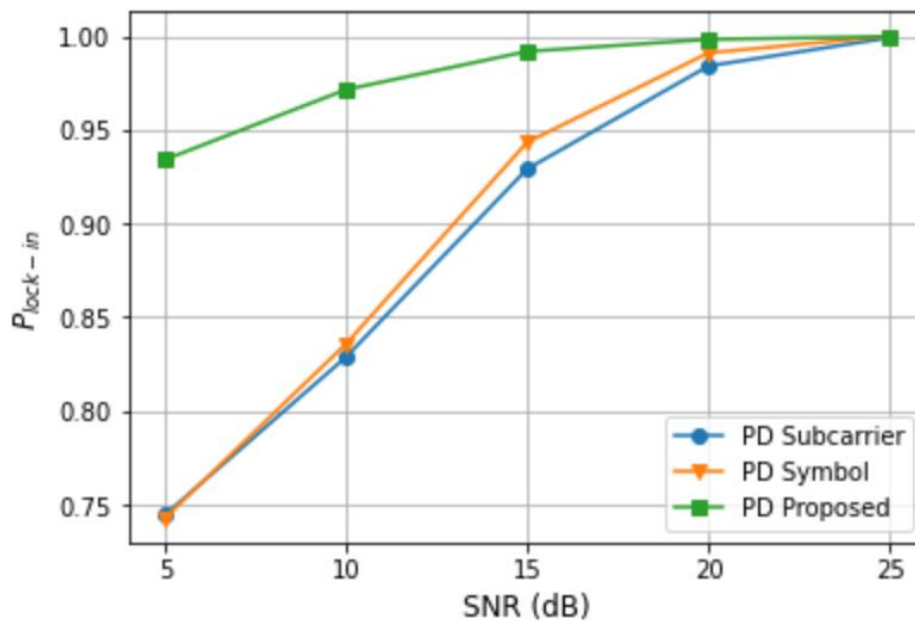
เมื่อ $\hat{\theta}$ คือตำแหน่งของสัญลักษณ์ที่แท้จริง
 θ_{est} คือตำแหน่งของสัญลักษณ์ที่ประมาณได้

$$P_{lock-in} = \frac{\text{จำนวนเหตุการณ์ที่ได้ค่าประมาณตำแหน่งสัญลักษณ์ภายในพื้นที่ปลอดภัย}}{\text{จำนวนเหตุการณ์ทั้งหมด}} \quad (5-3)$$

รูปที่ 5.7 และ 5.8 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงาน โดยวัดจากค่าความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยและความน่าจะเป็นการล๊อคอินที่ช่องสัญญาณมีการแผ่เวลาประวิงเท่ากับ 1 ไมโครวินาที และอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนแตกต่างกันตั้งแต่ 5–25 dB ผลที่ได้จากการทดสอบพบว่าวิธีการที่เสนอสามารถได้สมรรถนะที่ดีมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นโดยเฉพาะในช่วงที่อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนต่ำ



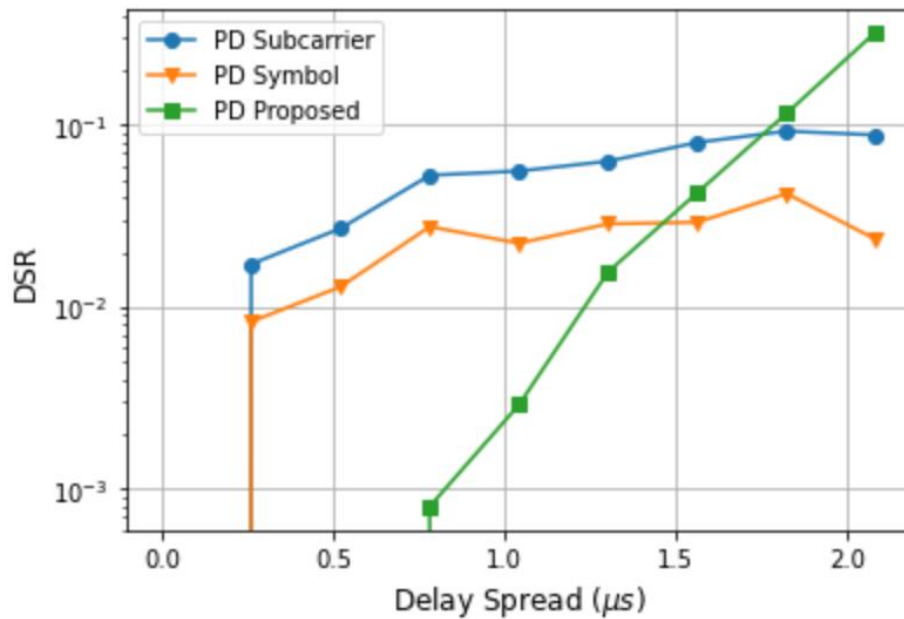
รูปที่ 5.7 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยกับอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน



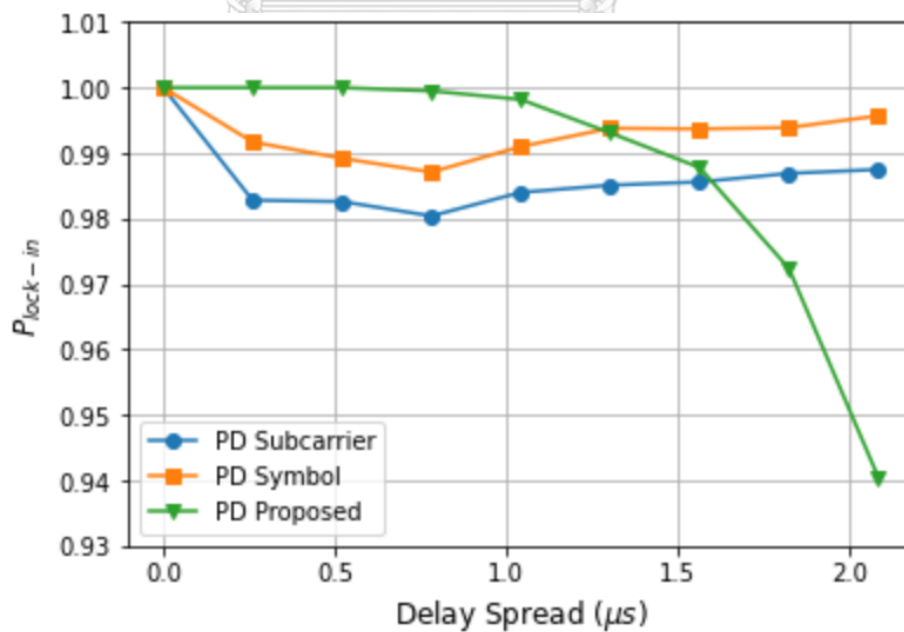
รูปที่ 5.8 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความน่าจะเป็นการล็อกอินกับอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน

รูปที่ 5.9 และ 5.10 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการชิงโครโนซ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยผลต่างกำลังงาน โดยวัดจากค่าความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยและความน่าจะเป็นการล็อกอินที่อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB และช่องสัญญาณมีการแผ่เวลาประวิงแตกต่างกันตั้งแต่ 0-2 ไมโครวินาที จากการทดสอบจะเห็นว่าวิธีการที่เสนอสามารถได้สมรรถนะที่ดี

มากกว่าวิธีอื่นในช่วงที่การแผ่เวลาประวิงไม่สูงนักตั้งแต่ช่วง 0–1.3 ไมโครวินาที และเมื่อการแผ่เวลาประวิงมากขึ้นจะส่งผลให้สมรรถนะการซิงโครไนซ์ค่อยๆ ต่ำลง เนื่องจากช่วงเวลาที่ถูกนำมาคำนวณในการซิงโครไนซ์ที่ได้นำเสนอได้รับผลกระทบจากสัญลักษณ์ก่อนหน้าอันเนื่องมาจากการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณ

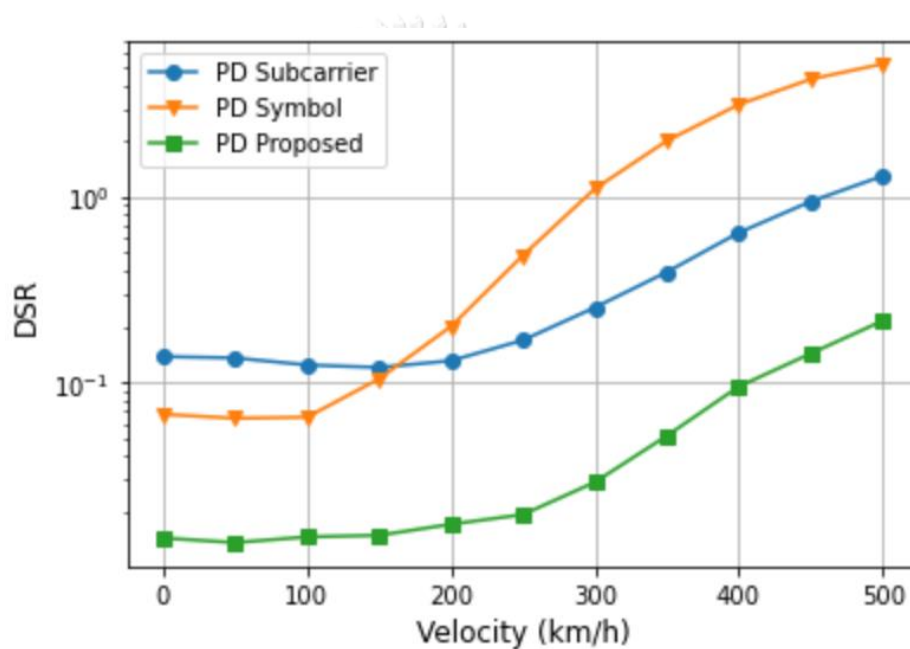


รูปที่ 5.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยกับการแผ่เวลาประวิง

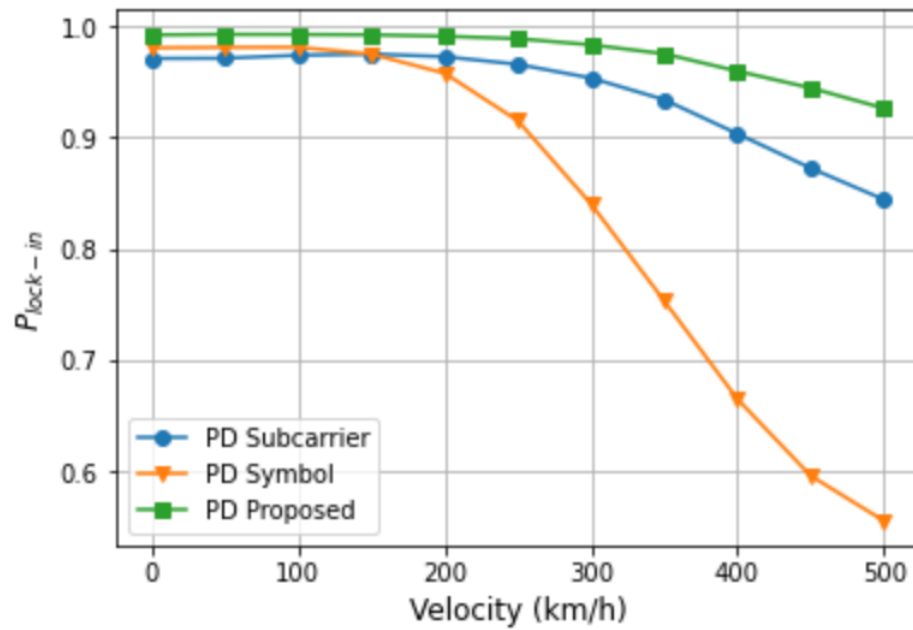


รูปที่ 5.10 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความน่าจะเป็นการล็อกอินกับการแผ่เวลาประวิง

รูปที่ 5.11 และ 5.12 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการชิงโครโมสส์สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ด้วยผลต่างกำลังงาน โดยวัดจากค่าความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยและความน่าจะเป็นการลือคิน เมื่อทำการทดสอบโดยให้ภาครับมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วตั้งแต่ 0–500 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จะเห็นว่าวิธีที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่าวิธีอื่น ๆ แม้ว่าภาครับจะมีความเร็วในการเคลื่อนที่เพิ่มแล้ว ส่งผลให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา เนื่องจากวิธีการชิงโครโมสส์ที่นำเสนอเป็นการเปรียบเทียบผลต่างกำลังงานระหว่างช่วงเวลาสั้นที่ติดกัน จึงได้รับผลกระทบเพียงเล็กน้อยจากการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาของช่องสัญญาณ



รูปที่ 5.11 ผลการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโมสส์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความเบี่ยงเบนจากพื้นที่ปลอดภัยกับความเร็วของภาครับ



รูปที่ 5.12 ผลการทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานโดยเปรียบเทียบความน่าจะเป็นการล็อกอินกับความเร็ของภาครับ

บทที่ 6

บทสรุปและแนวทางในการพัฒนาต่อในอนาคต

6.1 บทสรุป

ในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิธีการชิงโครโมโซมด้วยสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสำหรับสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถี โดยได้ต่อยอดจากงานวิจัยมีอยู่แล้วและพัฒนาเป็นวิธีการชิงโครโมโซมด้วยสัญญาณโอเอฟดีเอ็มอยู่ด้วยกันสองวิธีคือ การชิงโครโมโซมด้วยการใช้ไซคลิกพรีฟิซซ์ร่วมกับการประมาณการแฝงเวลาประวิง และการชิงโครโมโซมด้วยการหาค่าต่ำสุดของผลต่างกำลังงานของคลื่นพหุวิถีย่อยระหว่างเวลาที่ติดกัน วิธีการแรกเป็นการชิงโครโมโซมในทางเวลาเพื่อหาตำแหน่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่แน่นอนโดยใช้โครงสร้างความซ้ำซ้อนของไซคลิกพรีฟิซซ์และส่วนท้ายของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในการหาเวลาเริ่มต้น เนื่องจากในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบพหุวิถีนั้นสัญญาณมีการแผ่อกทางเวลา ทำให้สัญญาณก่อนหน้าสามารถแทรกแซงสัญญาณในส่วนที่เป็นไซคลิกพรีฟิซซ์ได้ ในวิธีการที่นำเสนอจึงได้ทำการประมาณการแฝงเวลาประวิงเพื่อหาส่วนของไซคลิกพรีฟิซซ์ที่ถูกแทรกแซงแล้วใช้ส่วนที่เหลือในการชิงโครโมโซม ในการทดสอบสมรรถนะการชิงโครโมโซมด้วยวิธีการดังกล่าวจะทำโดยการวัดค่ากำลังสองเฉลี่ยของความผิดพลาดระหว่างค่าตำแหน่งเริ่มต้นสัญญาณที่ประมาณได้และค่าจริง จากผลการทดสอบพบว่าวิธีนำเสนอสามารถให้สมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการชิงโครโมโซมแบบดั้งเดิมที่ไม่ได้ทราบลักษณะการแผ่ของช่องสัญญาณ และมีสมรรถนะที่สูงใกล้เคียงกับวิธีการดั้งเดิมที่ใช้ข่าวสารสถานะช่องสัญญาณคือข้อมูลเวลาประวิงกำลังงานร่วมในการชิงโครโมโซม แต่อย่างไรก็ดีวิธีที่นำเสนอนี้อาจมีสมรรถนะที่ไม่ดีนักในช่องสัญญาณที่มีการแฝงเวลาประวิงเกิดขึ้นสูง เนื่องจากได้รับผลกระทบจากการแทรกแซงไซคลิกพรีฟิซซ์จากสัญญาณก่อนหน้าเกิดขึ้นเป็นอย่างมาก

ในวิธีการที่สองที่ได้นำเสนอจะเป็นการชิงโครโมโซมด้วยความถี่ซึ่งต้องทำหลังจากกระบวนการเอฟเอฟที โดยวิธีการที่ได้นำเสนอเป็นการเปรียบเทียบผลต่างกำลังงานแต่ละคลื่นพหุวิถีย่อยที่คนละเวลา หากช่วงเวลาที่ทำการเปรียบเทียบเป็นช่วงเวลาของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเดียวกันและไม่มีการแทรกแซงจากสัญญาณข้างเคียงจะทำให้ค่าผลต่างกำลังงานเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นในวิธีการที่ได้นำเสนอนี้จะทำการหาช่วงเวลาที่ทำให้ได้ค่าต่ำสุดของการคำนวณผลต่างกำลังงานดังกล่าวเพื่อให้ได้ตำแหน่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในช่วงเวลาที่สามารถหลีกเลี่ยงผลกระทบจากการแทรกแซงระหว่างสัญญาณได้เรียกว่าช่วงเวลาปลอดภัย วิธีการที่เสนอนี้จะทดสอบสมรรถนะในแง่ของความเบี่ยงเบนจากช่วงเวลาปลอดภัยและความน่าจะเป็นการลือคอิน จากผลการทดสอบสมรรถนะพบว่า วิธีการชิงโครโมโซมด้วยผลต่างกำลังงานที่นำเสนอมารถให้สมรรถนะได้เหนือกว่า

วิธีการชิงโครโนซ์ด้วยผลต่างกำลังงานแบบดั้งเดิมเป็นอย่างมาก อย่างไรก็ตามในช่องสัญญาณที่มีการแผ่เวลาประวิงมากอาจทำให้ประสิทธิภาพด้อยลงเล็กน้อย นอกจากนี้เมื่อทำการทดสอบกรณีที่ภาครับมีการเคลื่อนที่กล่าวคือช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาที่สามารถแสดงสมรรถนะได้ดีมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่น

6.2 แนวทางการพัฒนาต่อในอนาคต

ในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้มีแนวทางที่ควรจะได้รับการพัฒนาต่อในอนาคตคือ

1. เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการชิงโครโนซ์สองวิธีซึ่งมีเป้าหมายในการหาตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่แตกต่างกัน โดยวิธีการแรกเน้นไปที่การหาตำแหน่งเริ่มต้นของสัญลักษณ์ที่แม่นยำ ส่วนวิธีการที่สองจะมุ่งเน้นไปที่การหาตำแหน่งที่ปราศจากการแทรกแซงจากสัญลักษณ์ข้างเคียง งานวิจัยในอนาคตอาจเป็นศึกษาเพื่อหาแนวทางการประยุกต์ใช้การชิงโครโนซ์ทั้งสองวิธีร่วมกัน เพื่อพัฒนาสมรรถนะการชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มให้มากขึ้น

2. การชิงโครโนซ์สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้นำเสนอเป็นการประมวลผลสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งคาบเวลาของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเพื่อให้สามารถดำเนินการชิงโครโนซ์ได้ทันตามการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณ หากช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาอย่างช้า ๆ จะสามารถเพิ่มช่วงเวลาในพิจารณาสัญญาณสำหรับกระบวนการชิงโครโนซ์เพื่อให้ได้สมรรถนะที่สูงมากขึ้น ในอนาคตอาจมีการวิจัยเพื่อออกแบบวิธีการที่ให้ภาครับสามารถปรับเปลี่ยนช่วงเวลาในการพิจารณาสัญญาณสำหรับกระบวนการชิงโครโนซ์ที่เหมาะสมตามสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณเพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดีที่สุด

ภาคผนวก

Symbol Synchronization for OFDM

In this notebook, we will investigate symbol synchronization for Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) system over wireless channel.

In [1]:

```
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
from mpl_toolkits import mplot3d
from matplotlib import cm
from scipy.interpolate import interp1d
np.set_printoptions(threshold=30)
```

1) LTE standard

LTE parameters have been chosen such that FFT lengths and sampling rates are easily obtained for all operation modes while at the same time ensuring the easy implementation of dual-mode devices with a common clock reference. The number of sub-carriers N ranges from 128 to 2048, depending on channel bandwidth from 1.25 to 20MHz.

In [2]:

```
BW = 2.5e6
N = int(BW*128//1.25e6)
numRB = N//12//2*2 # min 20 max275 for df 15-240kHz

print("Bandwidth:", BW/1e6, "MHz")
print("Number of subcarriers:", N)
print("Number of resource block:", numRB)
```

Bandwidth: 2.5 MHz

Number of subcarriers: 256

Number of resource block: 20

In [3]:

```
df = 15e3
fs = df*N
Tsamp = 1/fs
print("Subcarrier spacing:", df/1e3, "kHz")
print("Sampling rate:", fs/1e6,"MHz")
print("Sampling duration:", Tsamp/1e-6,"us")
```

Subcarrier spacing: 15.0 kHz

Sampling rate: 3.84 MHz

Sampling duration: 0.2604166666666667 us

In [4]:

```
Tfft = 1/15e3 # ifft period or FFT size
NCP0 = int(5.21e-6//Tsamp) #Cyclic prefix length for first symbol
NCP = int(4.69e-6//Tsamp) #Cyclic prefix length
Tgi0 = Tsamp*NCP0 # Guard interval time for first symbol
Tgi = Tsamp*NCP # Guard interval time
Tdu = Tfft + Tgi # total symbol duration
occupiedSc = numRB*12+1
print("IFFT period:", Tfft/1e-6, "us")
print("Cyclic prefix samples:", NCP0, "(first symbol)", NCP, "6 following symbols")
print("Guard interval time:", Tgi0/1e-6,"us (first symbol)", Tgi/1e-6,"us 6 following symbols")
print("Symbol total duration:", Tdu/1e-6, "us")
print("Occupied subcarrier:", occupiedSc)
print("Occupied Channel Bandwidth:", df*occupiedSc/1e6, "Mhz")
```

IFFT period: 66.66666666666667 us

Cyclic prefix samples: 20 (first symbol) 18 6 following symbols

Guard interval time: 5.208333333333334 us (first symbol) 4.687500000000001 us 6 following symbols

Symbol total duration: 71.35416666666667 us

Occupied subcarrier: 241

Occupied Channel Bandwidth: 3.615 Mhz

In [5]:

```

allCarrier = np.arange(-N//2,N//2)
pilotIndex = np.array([0]) #pilot subcarrier index
pilotValue = np.array([np.sqrt(1/2)*(1+1j)]) #pilot value
dataIndex = np.hstack((np.arange(-(occupiedSc//2),0),
                        np.arange(1,occupiedSc//2+1))) #data subcarrier index
guardCarrier = allCarrier[(allCarrier < np.min(dataIndex)) | (allCarrier > np.max(dataIndex))]
occupyCarrier = allCarrier[[(i in dataIndex) | (i in pilotIndex) for i in allCarrier]]

print("Pilot subcarriers:", pilotIndex)
print("Data subcarriers:", dataIndex)
print("Guard subcarriers:", guardCarrier)
print("Occupy subcarriers:", occupyCarrier)

plt.figure('Sub carrier index',figsize=(10,3))
# plt.plot(pilotIndex*df/1e6, np.zeros_like(pilotIndex), 'bo', label='pilot')
plt.plot(dataIndex*df/1e6, np.zeros_like(dataIndex), 'ro', label='data')
plt.xlabel("frequency $(MHz)$")
plt.legend()
plt.grid(True)
plt.tight_layout()

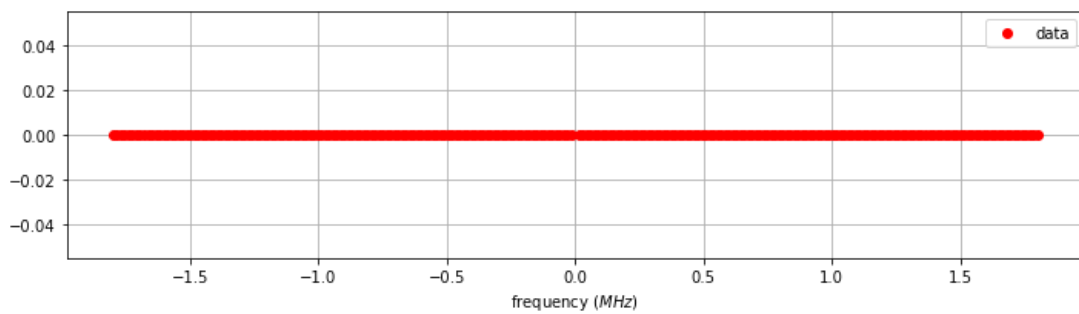
```

Pilot subcarriers: [0]

Data subcarriers: [-120 -119 -118 ... 118 119 120]

Guard subcarriers: [-128 -127 -126 -125 -124 -123 -122 -121 121 122 123 124 125 126
127]

Occupy subcarriers: [-120 -119 -118 ... 118 119 120]



In [6]:

```
## Modulation Table
```

```
mappingModTable = {
```

```
  'BPSK' : {
```

```
    0 : 1+1j,
```

```
    1 : -1-1j,
```

```
    'norm' : np.sqrt(1/2)
```

```
  },
```

```
  'QPSK' : {
```

```
    0 : 1+1j, 2 : -1+1j,
```

```
    1 : 1-1j, 3 : -1-1j,
```

```
    'norm' : np.sqrt(1/2)
```

```
  },
```

```
  'QAM16' : {
```

```
    15 : -3-3j, 13 : -1-3j, 5 : 1-3j, 7 : 3-3j,
```

```
    14 : -3-1j, 12 : -1-1j, 4 : 1-1j, 6 : 3-1j,
```

```
    10 : -3+1j, 8 : -1+1j, 0 : 1+1j, 2 : 3+1j,
```

```
    11 : -3+3j, 9 : -1+3j, 1 : 1+3j, 3 : 3+3j,
```

```
    'norm' : np.sqrt(1/10)
```

```
  },
```

```
  'QAM64' : {
```

```
    63 : -7-7j, 61 : -5-7j, 53 : -3-7j, 55 : -1-7j, 23 : 1-7j, 21 : 3-7j, 29 : 5-7j, 31 : 7-7j,
```

```
    62 : -7-5j, 60 : -5-5j, 52 : -3-5j, 54 : -1-5j, 22 : 1-5j, 20 : 3-5j, 28 : 5-5j, 30 : 7-5j,
```



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

```

58 : -7-3j, 56 : -5-3j, 48 : -3-3j, 50 : -1-3j, 18 : 1-3j, 16 : 3-3j, 24 : 5-3j, 26 : 7-3j,
59 : -7-1j, 57 : -5-1j, 49 : -3-1j, 51 : -1-1j, 19 : 1-1j, 17 : 3-1j, 25 : 5-1j, 27 : 7-1j,
43 : -7+1j, 41 : -5+1j, 33 : -3+1j, 35 : -1+1j, 3 : 1+1j, 1 : 3+1j, 9 : 5+1j, 11 : 7+1j,
42 : -7+3j, 40 : -5+3j, 32 : -3+3j, 34 : -1+3j, 2 : 1+3j, 0 : 3+3j, 8 : 5+3j, 10 : 7+3j,
46 : -7+5j, 44 : -5+5j, 36 : -3+5j, 38 : -1+5j, 6 : 1+5j, 4 : 3+5j, 12 : 5+5j, 14 : 7+5j,
47 : -7+7j, 45 : -5+7j, 37 : -3+7j, 39 : -1+7j, 7 : 1+7j, 5 : 3+7j, 13 : 5+7j, 15 : 7+7j,

'norm' : np.sqrt(1/42)
}
}

```

In [7]:

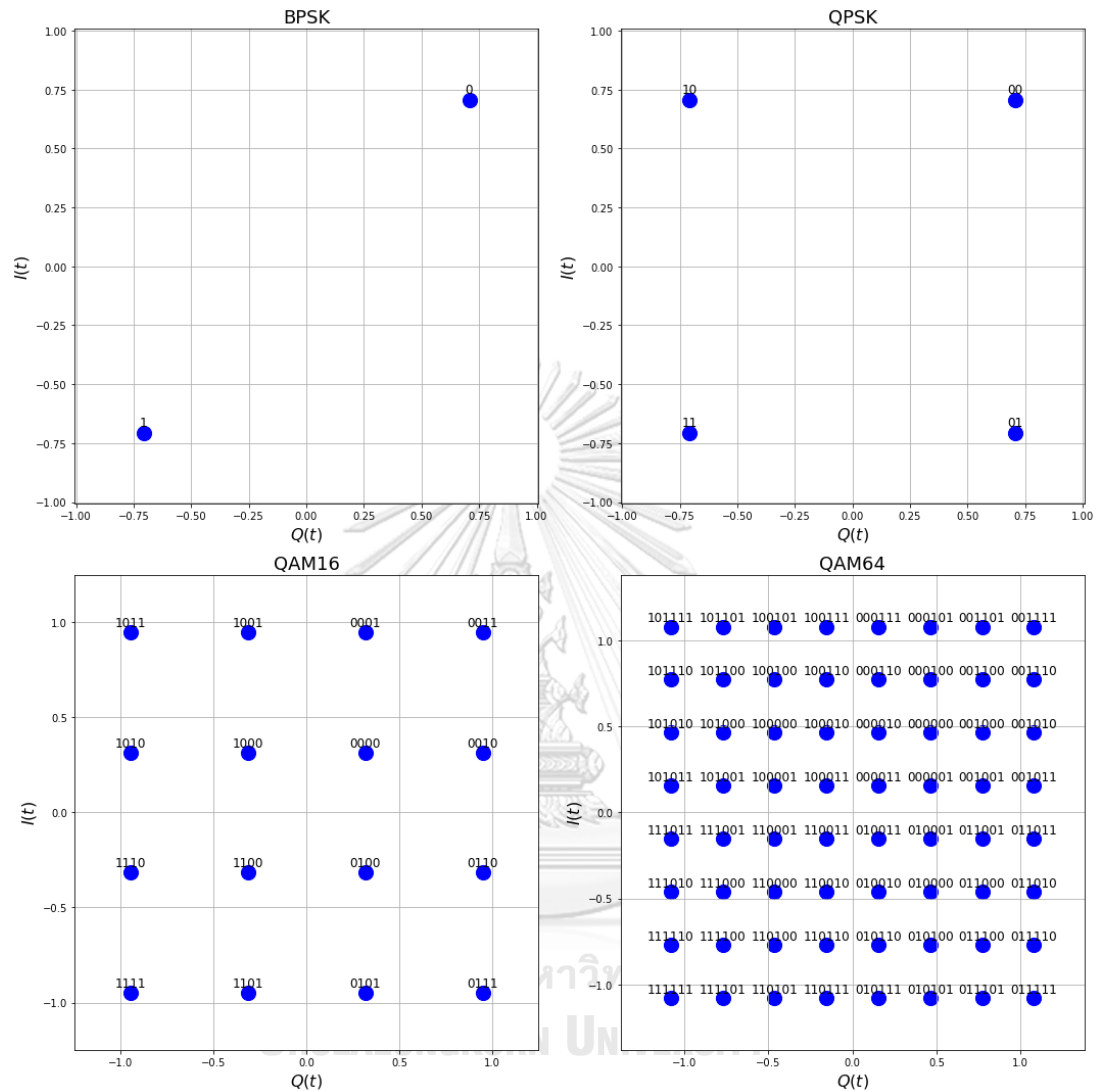
```

plt.figure(figsize=(15,15))
i = 1
for modType, values in mappingModTable.items():
    plt.subplot(2,2,i)
    plt.title(modType, fontsize=18)
    numBits = int(np.log2(len(values)-1))
    norm = values["norm"]
    for k,v in values.items():
        v = v*norm
        if type(k) == int:
            plt.scatter(v.real, v.imag, s=200, color="b")
            plt.text(v.real, v.imag+0.03, format(k,'0'+str(numBits)+'b'), fontsize=12, ha='center')
    plt.grid(True)
    x = np.array(list(values.values())).real*norm
    y = np.array(list(values.values())).imag*norm
    plt.xlim([min(x)-0.3, max(x)+0.3])
    plt.ylim([min(y)-0.3, max(y)+0.3])
    plt.ylabel('$I(t)$', fontsize=16)
    plt.xlabel('$Q(t)$', fontsize=16)

```

`i += 1`

`plt.tight_layout()`



In [8]:

```
modType='QPSK'
bps = int(np.log2(len(mappingModTable[modType])))

print("Moduration:",modType)
print("Bits per symbol:", bps)
```

Moduration: QPSK

Bits per symbol: 2

In [9]:

```
## Payload data generation
numSymbols = 3
M = 2**bps

print("Number of symbols:", numSymbols)
```

Number of symbols: 3

In [10]:

```
payloadData = np.random.randint(M, size=(numSymbols,len(dataIndex)))

print("Payload:", payloadData)
```

Payload: [[3 2 1 ... 0 1 3]
[2 0 1 ... 3 1 2]
[2 3 0 ... 0 3 0]]

The payload data will be converted into complex-valued constellation symbols according to type of modulation.

In [11]:

```
def mapping(payloadData):
    return
    np.vectorize(mappingModTable[modType].get)(payloadData)*mappingModTable[modType]
    ['norm']

modulatedPayload = mapping(payloadData)

print("Modulated payload:", modulatedPayload)
```

Modulated payload: [[-0.70710678-0.70710678j -0.70710678+0.70710678j 0.70710678-
0.70710678j
... 0.70710678+0.70710678j 0.70710678-0.70710678j
-0.70710678-0.70710678j]]

```
[-0.70710678+0.70710678j 0.70710678+0.70710678j 0.70710678-0.70710678j
... -0.70710678-0.70710678j 0.70710678-0.70710678j
-0.70710678+0.70710678j]
[-0.70710678+0.70710678j -0.70710678-0.70710678j 0.70710678+0.70710678j
... 0.70710678+0.70710678j -0.70710678-0.70710678j
0.70710678+0.70710678j]]
```

The next step is the allocation of different subcarriers with data and pilots. For each subcarrier we have defined whether it carries data or a pilot by the lists `dataIndex` and `pilotIndex`.

In [12]:

```
def ofdmSymbol(payload):
    symbol = np.zeros((numSymbols,N), dtype=complex)
    symbol[:,dataIndex] = payload
    symbol[:,pilotIndex] = pilotValue
    return symbol

txSymbol = ofdmSymbol(modulatedPayload)
```

In [13]:

```
plt.figure(figsize=(12,6))
for i in range(numSymbols):
    plt.subplot(numSymbols,1,i+1)
    plt.stem(dataIndex*df/1e6, txSymbol[i,dataIndex].real, 'b', markerfmt='bo', label="Data
(Re)", use_line_collection=True)
    plt.stem(dataIndex*df/1e6, txSymbol[i,dataIndex].imag, 'g', markerfmt='go', label="Data
(Im)", use_line_collection=True)
    plt.stem(pilotIndex*df/1e6, txSymbol[i,pilotIndex].real, 'r', markerfmt='ro', label="Pilot",
use_line_collection=True)
    plt.xlabel("frequency $(MHz)$", fontsize=14)
    plt.ylabel("$x(k)$", fontsize=14)
    plt.xlim([-N//2*df/1e6,N//2*df/1e6])
```

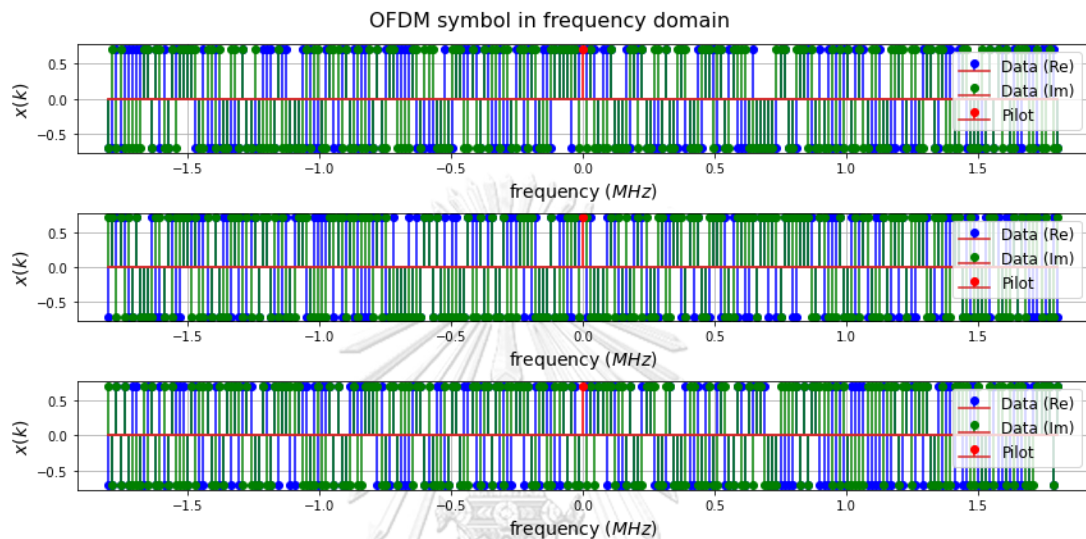
```
plt.legend(loc=1, fontsize=12)

plt.grid(True)

plt.tight_layout()

plt.suptitle("OFDM symbol in frequency domain", fontsize=16)

plt.subplots_adjust(top=0.92)
```



Now, the OFDM carriers contained in txSymbol can be transformed to the time-domain by means of the Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) operation. To reduce the mathematical operations used in the calculation of IDFT, we can implement the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) algorithm.

In [14]:

```
## Inverse Fast Fourier Transform

txTimeSymbol = np.fft.ifft(txSymbol, axis=1)
```

In [15]:

```
## Add cyclic prefix

def addCP(timeSymbol):

    return np.hstack((timeSymbol[:,-NCP:],timeSymbol))

txTimeSymbolWithCP = addCP(txTimeSymbol)
```

The output is then converted from parallel to serial for transmission through the wireless channel.

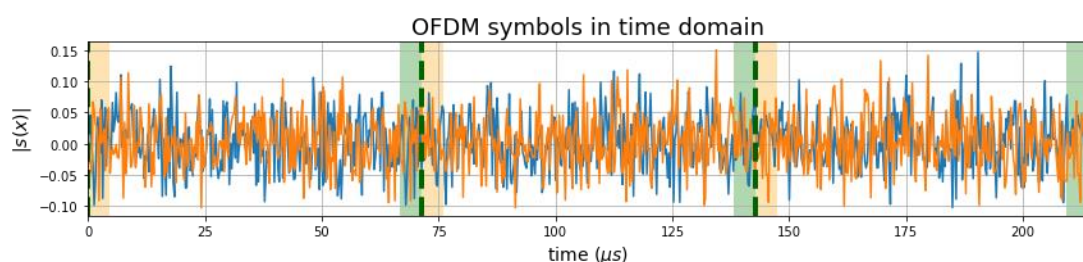
In [16]:

```
## Convert signal form parallel to serial
def parallelToSerial(timeSymbol):
    return np.reshape(timeSymbol,-1)

txSignal = parallelToSerial(txTimeSymbolWithCP)
```

In [17]:

```
plt.figure('Transmitted signal', figsize=(12,3))
time = np.arange(0,Tsamp/1e-6*(len(txSignal)),Tsamp/1e-6)
plt.plot(time, txSignal.real, time, txSignal.imag)
for i in range(numSymbols):
    plt.axvline(i*(Tdu/1e-6), color='darkgreen', linewidth=4, ls="--")
    plt.axvspan(i*(Tdu/1e-6), i*(Tdu/1e-6)+Tgi/1e-6, facecolor='orange', alpha=0.3)
    plt.axvspan(i*(Tdu/1e-6)+Tfft/1e-6, (i+1)*(Tdu/1e-6), facecolor='green', alpha=0.3)
plt.axvline(numSymbols*(Tdu/1e-6),color='darkgreen', linewidth=4, ls="--")
plt.title("OFDM symbols in time domain", fontsize=18)
plt.ylabel("$|s(x)|$", fontsize=14)
plt.xlabel("time $(\mu s)$", fontsize=14)
plt.xlim([-0.1,len(txSignal)*Tsamp/1e-6])
plt.grid(True)
plt.tight_layout()
```



3) Channel model

In [18]:

```

# List of the relative delay and average power of each tab of channel model
# PDP = [(0,0), (310e-9,-1), (710e-9,-9), (1090e-9,-10), (1730e-9,-15), (2510e-9,-20)]

# a = 0.1e-6

# PDP = [(t,1*(-t/a)) for t in np.arange(0,100e-6,Tsamp)]

# PDP = [(0,0)]

# TDL-A
# PDP = [(0,-13.4),(0.3819,0),(0.4025,-2.2),(0.5868,-4),\
# (0.4610,-6),(0.5375,-8.2),(0.6708,-9.9),(0.5750,-10.5),\
# (0.7618,-7.5),(1.5375,-15.9),(1.8978,-6.6),(2.2242,-16.7),\
# (2.1718,-12.4),(2.4942,-15.2),(2.5119,-10.8),(3.0582,-11.3),\
# (4.0810,-12.7),(4.4579,-16.2),(4.5695,-18.3),(4.7966,-18.9),\
# (5.0066,-16.6),(5.3043,-19.9),(9.6586,-29.7)]

# TDL-B
PDP = [(0,0),(0.1072,-2.2),(0.2155,-4),(0.2092,-3.2),\
(0.2870,-9.8),(0.2986,-1.2),(0.3752,-3.4),(0.5055,-5.2),\
(0.3681,-7.6),(0.3697,-3),(0.5700,-8.9),\
(0.5283,-9),(1.1021,-4.8),(1.2756,-5.7),(1.5474,-7.5),\
(1.7842,-1.9),(2.0169,-7.6),(2.8294,-12.2),(3.0219,-9.8),\
(3.6187,-11.4),(4.1067,-14.9),(4.2790,-9.2),(4.7834,-11.3)]

# TDL-C
# PDP = [(0,-4.4),(0.2099,-1.2),(0.2219,-3.5),(0.2329,-5.2),\
# (0.2176,-2.5),(0.6366,0),(0.6448,-2.2),(0.6560,-3.9),\
# (0.6584,-7.4),(0.7935,-7.1),(0.8213,-10.7),(0.9336,-11.1),\
# (1.2285,-5.1),(1.3083,-6.8),(2.1704,-8.7),(2.7105,-13.2),\

```



```

# (4.2589,-13.9),(4.6003,-13.9),(5.4902,-15.8),(5.6077,-17.1),\
# (6.3065,-16),(6.6374,-15.7),(7.0427,-21.6),(8.6523,-22.8)]

# delayScale = 1e-6
delayScale = (NCP//4)*Tsamp#1.56e-6
delay = np.array([pdp[0]*delayScale for pdp in PDP])
avgPower = np.array([10**((pdp[1]/10) for pdp in PDP])

sumPower = np.sum(avgPower)
print(sumPower)
normPower = avgPower/sumPower

meanDelay = np.sum(normPower*delay)
rmsDelay = np.sqrt(np.sum(normPower*(delay**2))-meanDelay**2)
print("Mean delay:", meanDelay)
print("Delay Spread:", rmsDelay)

7.093031550784373
Mean delay: 8.014555638681726e-07
Delay Spread: 1.0416666957831924e-06

```

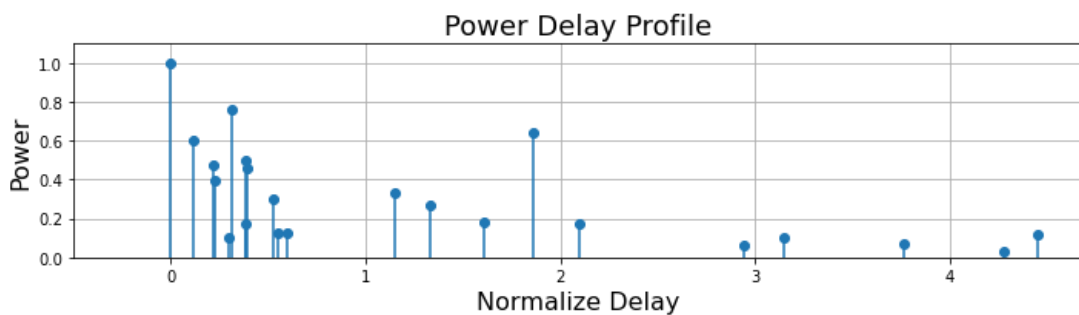
In [19]:

```

plt.figure(figsize=(10,3))
plt.title("Power Delay Profile", fontsize=18)
plt.stem(delay/1e-6, avgPower, baselfmt=" ", use_line_collection=True)
# plt.xlim([-1,Tdu/1e-6])
plt.xlim([-0.5,Tgi/1e-6])
plt.ylim([0,1.1])
plt.xlabel("Normalize Delay", fontsize=16)
plt.ylabel("Power", fontsize=16)
plt.grid(True)

```

```
plt.tight_layout()
```



```
In [20]:
```

```
cenFreq = 3.5*1e9
wave_length = 3e8/cenFreq
v = 0e3/3600 # velocity km/hr *1000m/3600s = m/s
nuMax = v/wave_length # maximum Doppler shift

print("Frequency:", cenFreq/1e9,"Ghz")
print("Wave length:", wave_length,"m")
print("Velocity:", v/1e3*3600, "km/hr")
print("Maximum Doppler shift:", nuMax, "Hz")
```

```
Frequency: 3.5 Ghz
```

```
Wave length: 0.08571428571428572 m
```

```
Velocity: 0.0 km/hr
```

```
Maximum Doppler shift: 0.0 Hz
```

```
In [21]:
```

```
dt = Tsamp
time = np.arange(0,len(txSignal)*Tsamp,dt)

#28
# np.random.seed(28)

def Jakes_Flat(fd,Ts,Ns,E0=1,phi_N=0):

    # Inputs:
```

```

# fd,Ts,Ns : Doppler frequency, sampling time, number of samples

# t0, E0 : initial time, channel power

# phi_N : initial phase of the maximum Doppler frequency sinusoid

# Outputs:

# h : complex fading vector

N0 = 8 # As suggested by Jakes

N = 4*N0+2 # an accurate approximation

wd = 2*np.pi*fd # Maximum Doppler frequency[rad]

t = np.arange(0,Ns)*Ts

x = 2*np.cos(wd*np.cos(2*np.pi/N*np.arange(1,N0+1)).reshape([-1,1])*t)

coswt = np.concatenate([[np.sqrt(2)*np.cos(wd*t)], x],axis=0)

h =
E0/np.sqrt(2*N0+1)*np.exp(1j*np.concatenate([[phi_N],np.pi/(N0+1)*np.arange(1,N0+1)]))
.dot(coswt)

return h

def generateChannel():
# numPath = 1000
# dGamma = 2*np.pi/numPath

h = np.zeros((len(time),0), dtype='complex128')

for powerTab in avgPower:
    ci = Jakes_Flat(nuMax,Tsamp,len(txSignal),powerTab,np.random.uniform(-np.pi,np.pi))
#    ci = np.zeros(len(time), dtype='complex128')
#    for k in range(numPath):
#        gamma = k*dGamma
#        phi = np.random.uniform(-np.pi,np.pi)

```

```

#     ci += (powerTab**0.5)/(numPath**0.5)*np.exp(-
1j*(time*2*np.pi*nuMax*np.cos(gamma)+phi))

    h = np.hstack((h,np.reshape(ci,(-1,1))))

return h

h = generateChannel()

tau,t = np.meshgrid(delay/1e-6,time/1e-3)

# plt.figure(figsize=(15,6))

# ax = plt.axes(projection="3d")
# ax.plot_surface(tau, t, np.abs(h),cmap='viridis')
# ax.set_xlabel(r'$ \tau (\mu s)$',fontsize=20,labelpad=20)
# ax.set_ylabel('$t$ (ms)',fontsize=20,labelpad=20)
# ax.set_zlabel(r'$ |h(t,\tau)|^2$',fontsize=20,labelpad=10)
# ax.set_title('Time-variant impulse response',fontsize=20)
# ax.view_init(15, -75)

```

In [22]:

```

#interpolation for tapped delay line
def sincInterp(xInterp):
    y = np.zeros((len(xInterp),0), dtype='complex128')
    for i in range(len(delay)):
        y = np.hstack([y,np.sinc((xInterp.reshape((-1,1))-delay[i])/Tsamp)])
# print(np.abs(y))
# return np.dot(y,h[:,0:a].T).T
return np.dot(y,h.T).T

```

```

def newInterp(xInterp):
    y = np.zeros((0,len(xInterp)), dtype='complex128')
    for h1 in h:
        y = np.concatenate([y,np.interp(xInterp, delay, h1).reshape([1,-1])], axis=0)
    return y

delayInterp = np.arange(NCP+1)*Tsamp
hInterp = sincInterp(delayInterp)
# hInterp = newInterp(delayInterp)

```

In [23]:

```

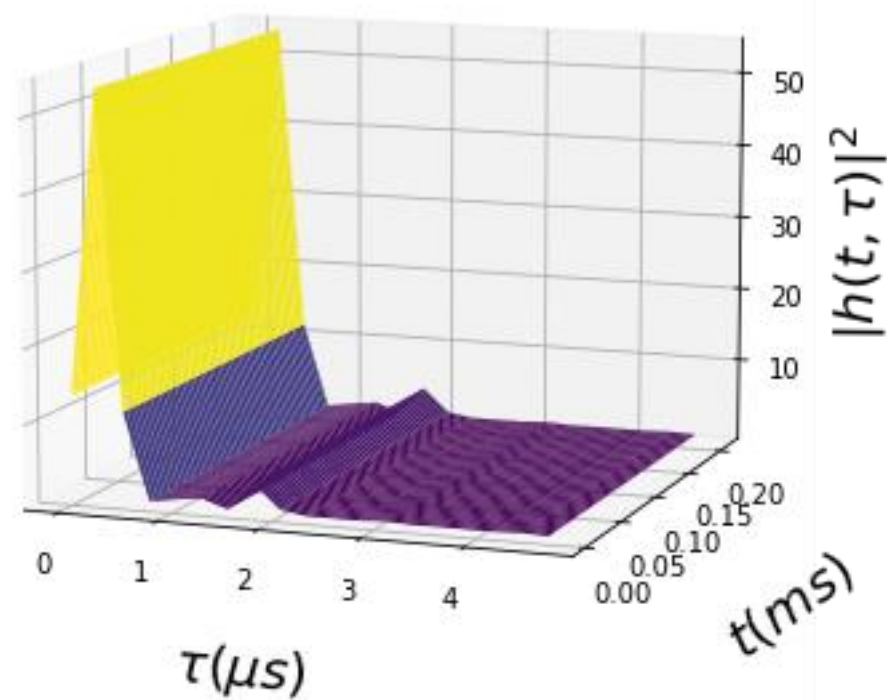
tau,t = np.meshgrid(delayInterp/1e-6,time/1e-3)

plt.figure(figsize=(15,6))

ax = plt.axes(projection="3d")
ax.plot_surface(tau, t, np.abs(hInterp)**2,cmap='viridis')
ax.set_xlabel(r'$\tau$ (\mu s)',fontsize=20,labelpad=20)
ax.set_ylabel('$t$ (ms)',fontsize=20,labelpad=20)
ax.set_zlabel(r'$|h(t,\tau)|^2$',fontsize=20,labelpad=10)
ax.set_title('Time-variant impulse response',fontsize=20)
ax.view_init(10, -70)

```

Time-variant impulse response



In [24]:

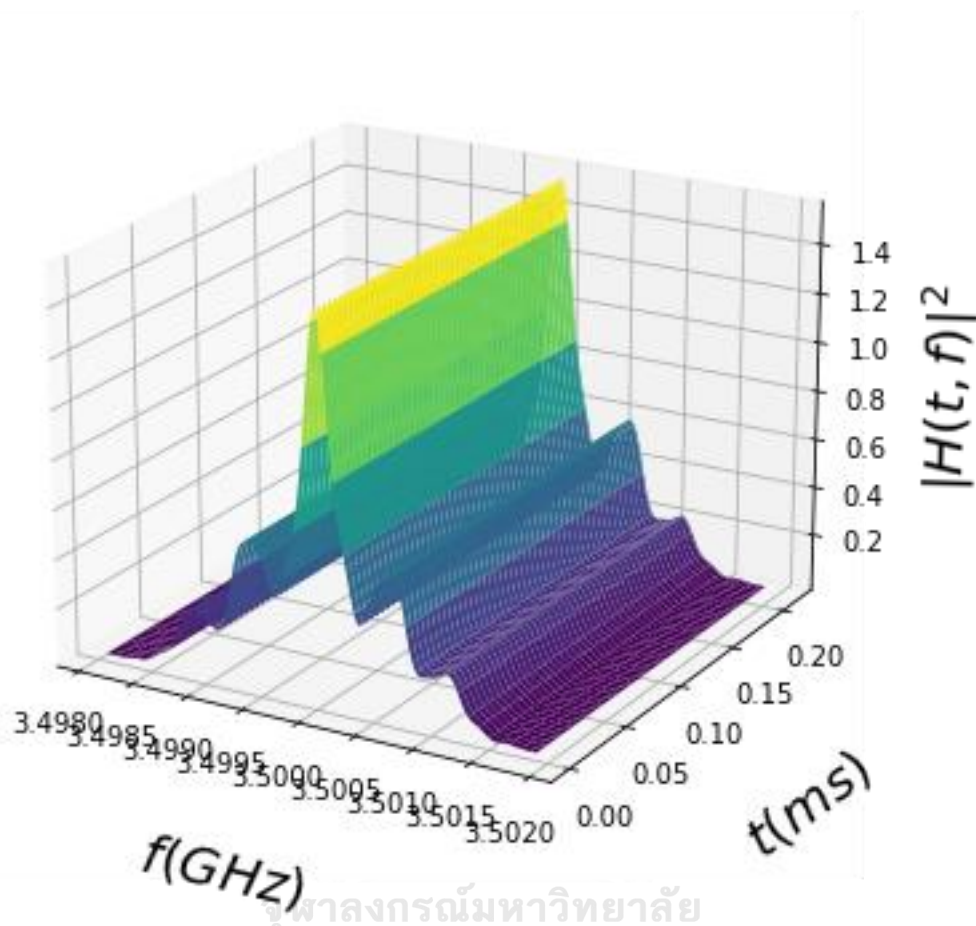
```
H = np.fft.fftshift(np.fft.fft(hInterp, N, norm='ortho', axis=1), axes=1)
freq = np.arange(-1/(2*Tsamp),1/(2*Tsamp),1/(N*Tsamp)) + cenFreq
f,t = np.meshgrid(freq/1e9,time/1e-3)

plt.figure(figsize=(15,6))
ax = plt.axes(projection="3d")
ax.plot_surface(f, t, np.abs(H)**2,cmap='viridis')
ax.set_xlabel(r'$ f$ (GHz)$',fontSize=20,labelpad=20)
ax.set_ylabel('$ t$ (ms)$',fontSize=20,labelpad=20)
ax.set_zlabel(r'$ |H(t,f)|^2$',fontSize=20,labelpad=10)
```

```
ax.set_title('Time-variant transfer function',fontSize=20)
```

```
ax.view_init(20, -60)
```

Time-variant transfer function



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

In [25]:

```
subSampling = 20
```

```
s = np.fft.fftshift(np.fft.fft(hInterp[:,::subSampling,:], axis=0), axes=0)
```

```
print(s.shape)
```

```
doppler = np.arange(-1/(2*subSampling*dt),1/(2*subSampling*dt),1/(len(time)*dt))
```

```
tau,nu = np.meshgrid(delayInterp/1e-6,doppler/1e3)
```

```
plt.figure(figsize=(15,6))
```

```
ax = plt.axes(projection="3d")
```

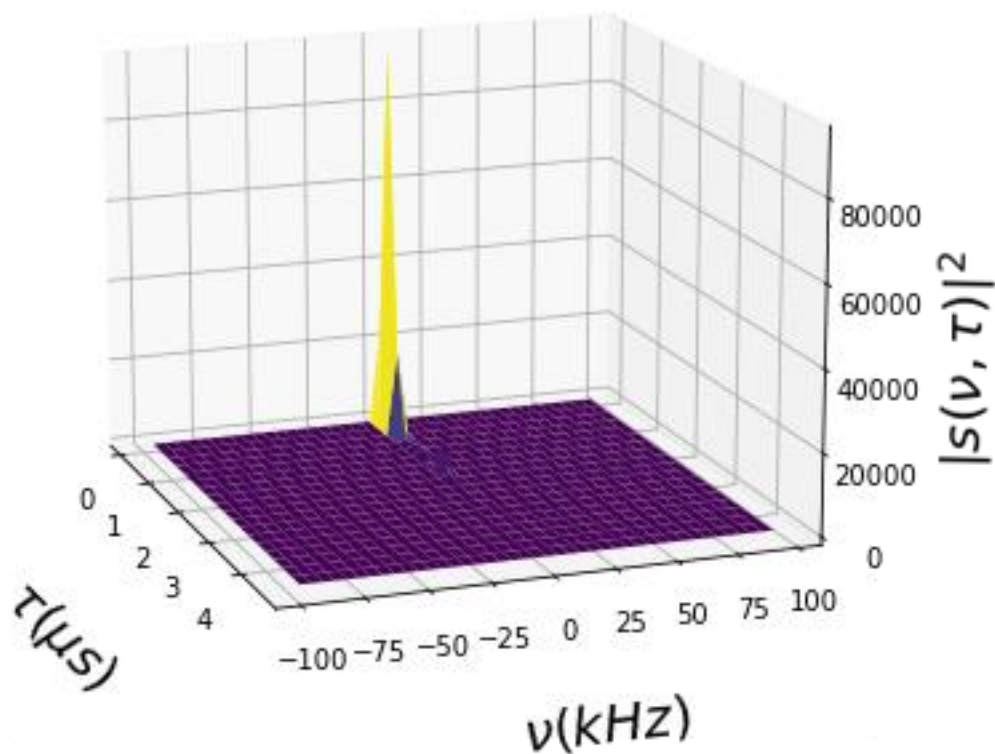
```

ax.plot_surface(tau, nu, np.abs(s)**2,cmap='viridis')
ax.set_xlabel(r'\tau (\mu s)',fontsize=20,labelpad=20)
ax.set_ylabel(r'\nu (kHz)',fontsize=20,labelpad=20)
ax.set_zlabel(r'|s(\nu,\tau)|^2',fontsize=20,labelpad=10)
ax.set_title('Doppler-variant impulse response',fontsize=20)
ax.view_init(15, -20)

```

(42, 19)

Doppler-variant impulse response



In [26]:

```
B = np.fft.fftshift(np.fft.fft(s, N, norm='ortho', axis=1), axes=1)
```

```
f,nu = np.meshgrid(freq/1e9,doppler/1e3)
```

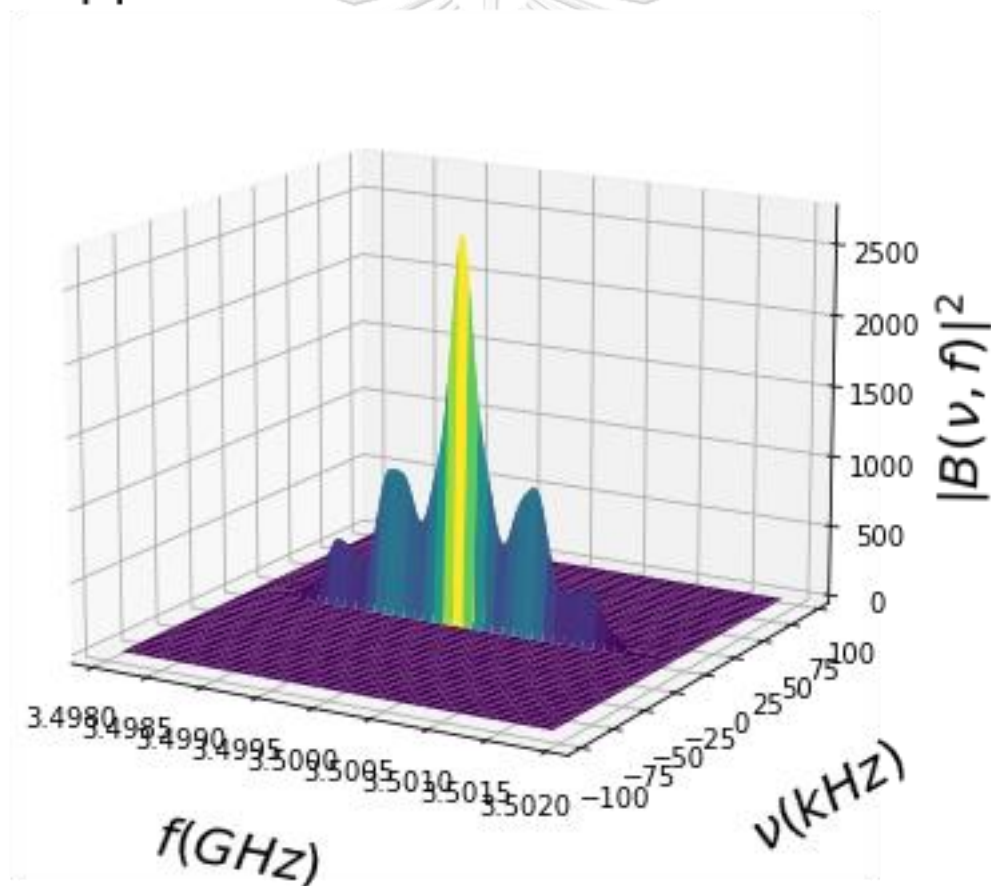


```

plt.figure(figsize=(15,6))
ax = plt.axes(projection="3d")
ax.plot_surface(f, nu, np.abs(B)**2,cmap='viridis')
ax.set_xlabel(r'$f$ (GHz)',fontsize=20,labelpad=20)
ax.set_ylabel(r'$\nu$ (kHz)',fontsize=20,labelpad=20)
ax.set_zlabel(r'$|B(\nu,f)|^2$',fontsize=20,labelpad=10)
# plt.ylim([-100,100])
ax.set_title('Doppler-variant transfer function',fontsize=20)
ax.view_init(15, -60)

```

Doppler-variant transfer function



In [27]:

```

def addChannel(signal, h):
    rxSignal = np.zeros(len(signal), dtype='complex128')

```

```

for t in range(len(signal)):
    m = np.arange(min(NCP,t+1))
    rxSignal[t] += np.dot(h[t][m],signal[t-m])

return rxSignal

rxSignal = addChannel(txSignal, hInterp)

```

In [28]:

```

def addSTO(signal, sto):
    return np.hstack([np.zeros(sto),signal])

```

TO = 100

```
rxSignalWithSTO = addSTO(rxSignal, TO)
```

```
print("Timing offset:", TO)
```

Timing offset: 100

In [29]:

```
def addNoise(signal, SNR):
```

```
    signalPower = (np.abs(signal)**2).mean() # Calculate signal power
```

```
    noisePower = signalPower*(10**(-SNR/10)) # Calculate noise power
```

```
    noise = np.random.normal(0, (noisePower/2)**0.5, len(signal)) + 1j*np.random.normal(0,
(noisePower/2)**0.5, len(signal))
```

```
    return signal + noise # add noise to signal
```

SNR = 25 #Signal to noise ratio in dB

```
rxSignalWithNoise = addNoise(rxSignalWithSTO, SNR)
```

```

signalPower = (np.abs(rxSignalWithSTO)**2).mean()
rxPower = (np.abs(rxSignalWithNoise)**2).mean() # Calculate total received power
noisePower = rxPower-signalPower

print("Signal Power:", 10*np.log10(signalPower),"dB")
print("Received Power:", 10*np.log10(rxPower),"dB")
print("Noise Power:", 10*np.log10(noisePower),"dB")

```

```

Signal Power: -5.269536201756041 dB
Received Power: -5.2481828020524635 dB
Noise Power: -28.3420279455455 dB

```

In [30]:

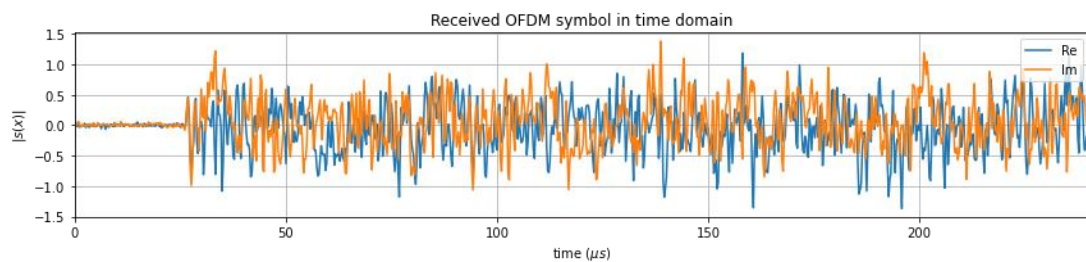
```

t = np.arange(0,len(rxSignalWithNoise)*Tsamp/1e-6,Tsamp/1e-6)

plt.figure('Received signal', figsize=(12,3))
plt.plot(t, rxSignalWithNoise.real, label="Re")
plt.plot(t, rxSignalWithNoise.imag, label="Im")

plt.title("Received OFDM symbol in time domain")
plt.ylabel("$|s(x)|$")
plt.xlabel("time $(\mu s)$")
plt.grid(True)
plt.xlim([-0.1,len(rxSignalWithNoise)*Tsamp/1e-6])
plt.legend(loc=1)
plt.tight_layout()

```



4) OFDM Synchronization

In [31]:

```
def mlSync(rxSignal, start, end, SNR=100, win=NCP):
    r1 = rxSignal[start-win+1:end]*np.conj(rxSignal[start-win+1+N:end+N]) # r(n)r*(n+N)
    sqSig = np.abs(rxSignal)**2 # |r(n)|**2
    r2 = (sqSig[start-win+1:end]+sqSig[start-win+1+N:end+N])/2

    gamma = np.convolve(r1,np.ones(win))[win-1:-win+1]
    phi = np.convolve(r2,np.ones(win))[win-1:-win+1]
    rho = SNR/(1+SNR)
    Lambda = (np.abs(gamma) - rho*phi)

    return np.argmax(Lambda)+start+1,Lambda

no_symbol = 2
# start = crossCorrTO + len(trainingSymbol)+NCP + (no_symbol-1)*(N+NCP)
start = NCP-1+(no_symbol-1)*(N+NCP)
end = start+(N+NCP)

mlTO,costFunc = mlSync(rxSignalWithNoise, start, end)
# errorTO = mlTO - (TO + len(trainingSymbol) + no_symbol*(N + NCP)-1)
errorTO = mlTO - (TO+(no_symbol-1)*(N+NCP)+NCP)

print("Timing offset:", mlTO*Tsamp/1e-6, "us")
```

```
print("Timing offset:", mlTO, "Sample")
print("Timing offset Error:", errorTO, "Sample")
```

Timing offset: 102.34375000000001 us

Timing offset: 393 Sample

Timing offset Error: 1 Sample

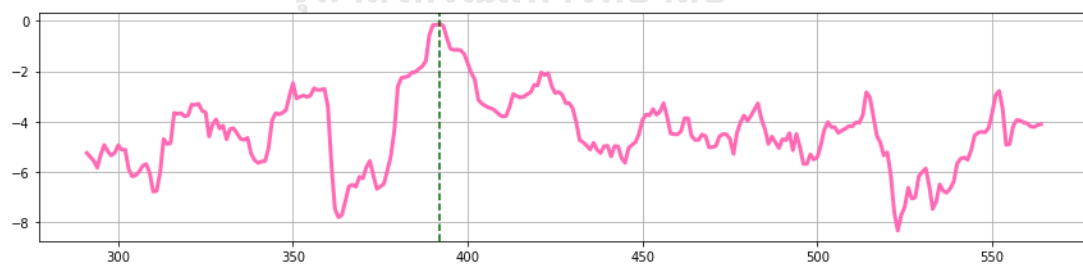
In [32]:

```
plt.figure(figsize=(12,3))

# t = np.arange(start*Tsamp/1e-6,(end-0.1)*Tsamp/1e-6,Tsamp/1e-6)
t = np.arange(start,(end-0.1))
plt.plot(t, costFunc, label="Rx", color='hotpink',linewidth=3)

# plt.axvline(mlTO*Tsamp/1e-6, color='darkgreen', ls="--")
plt.axvline(mlTO-1, color='darkgreen', ls="--")

plt.grid()
plt.tight_layout()
# plt.xlim([380,400])
```



In [33]:

```
def ml2Sync(rxSignal, start, end, SNR=100, win=NCP):
    # pre knowledge
    hAvg = np.mean(hInterp, axis=0)
    rho = np.zeros(NCP)
```

```

for i in range(NCP):
    rho[i] = SNR/(1+SNR)*np.sum(np.abs(hAvg[:i+1])**2)/np.sum(np.abs(hAvg)**2)

r1 = rxSignal[start-win+1:end]*np.conj(rxSignal[start-win+1+N:end+N]) # r(n)r*(n+N)
sqSig = np.abs(rxSignal)**2 # |r(n)|**2
r2 = (sqSig[start-win+1:end]+sqSig[start-win+1+N:end+N])/2

gamma = np.convolve(r1,rho[::-1]/(1-rho[::-1]**2))[win-1:-win+1]
phi = np.convolve(r2,rho[::-1]**2/(1-rho[::-1]**2))[win-1:-win+1]
Lambda = (np.abs(gamma) - phi)

return np.argmax(Lambda)+start+1,Lambda

no_symbol = 2
# start = crossCorrTO + len(trainingSymbol)+NCP + (no_symbol-1)*(N+NCP)
start = NCP-1+(no_symbol-1)*(N+NCP)
end = start+(N+NCP)

mlTO,costFunc = ml2Sync(rxSignalWithNoise, start, end, )
# errorTO = mlTO - (TO + len(trainingSymbol) + no_symbol*(N + NCP)-1)
errorTO = mlTO - (TO+(no_symbol-1)*(N+NCP)+NCP)

print("Timing offset:", mlTO*Tsamp/1e-6, "us")
print("Timing offset:", mlTO, "Sample")
print("Timing offset Error:", errorTO, "Sample")

Timing offset: 102.08333333333334 us
Timing offset: 392 Sample
Timing offset Error: 0 Sample

```

In [34]:

```

plt.figure(figsize=(12,3))

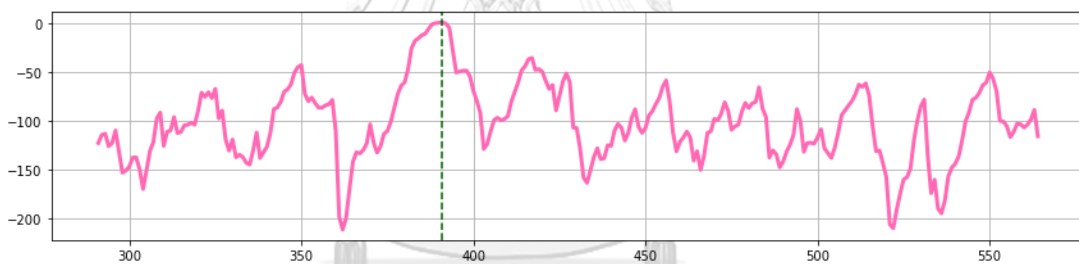
# t = np.arange(start*Tsamp/1e-6,(end-0.1)*Tsamp/1e-6,Tsamp/1e-6)
t = np.arange(start,(end-0.1))

plt.plot(t, costFunc, label="Rx", color='hotpink',linewidth=3)

# plt.axvline(mITO*Tsamp/1e-6, color='darkgreen', ls="--")
plt.axvline(mITO-1, color='darkgreen', ls="--")

plt.grid()
plt.tight_layout()
# plt.xlim([380,400])
# plt.ylim([-100,1])

```



In [35]:

```

def ml3Sync(rxSignal, start, end, SNR=100, win=NCP):

    r1 = rxSignal[start-win+1:end]*np.conj(rxSignal[start-win+1+N:end+N]) # r(n)r*(n+N)
    sqSig = np.abs(rxSignal)**2 # |r(n)|**2
    r2 = (sqSig[start-win+1:end]+sqSig[start-win+1+N:end+N])/2

    optTO = 0
    optLambda = []
    optCost = -float('inf')
    optLen = NCP

```

```

for channelL in range(NCP,NCP//2,-1):
    gamma = np.convolve(r1,np.ones(channelL))[channelL-1:-channelL+1]
    phi = np.convolve(r2,np.ones(channelL))[channelL-1:-channelL+1]
    rho = SNR/(1+SNR)
    Lambda = 2*rho/(1-rho**2)*(np.abs(gamma) - rho*phi) - rxPower*channelL*np.log(1-
rho**2)

    estTO = np.argmax(Lambda)
    if Lambda[estTO] > optCost:
        optCost = Lambda[estTO]
        optTO = estTO
        optLambda = Lambda
        optLen = channelL
#     print(channelL,optCost)

    return optTO+start+1-(NCP-optLen),optLambda,optLen

no_symbol = 2
# start = crossCorrTO + len(trainingSymbol)+NCP + (no_symbol-1)*(N+NCP)
start = NCP-1+(no_symbol-1)*(N+NCP)
end = start+(N+NCP)

mlTO,costFunc,optLen = ml3Sync(rxSignalWithNoise, start, end)
print(mlTO)
errorTO = mlTO - (TO+(no_symbol-1)*(N+NCP)+NCP)

print("Timing offset:", mlTO*Tsamp/1e-6, "us")
print("Timing offset:", mlTO, "Sample")
print("Timing offset Error:", errorTO, "Sample")

```


Timing offset: 102.08333333333334 us

Timing offset: 392 Sample

Timing offset Error: 0 Sample

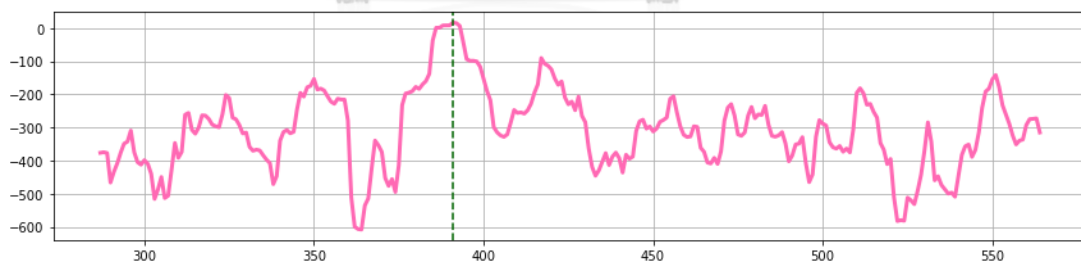
In [36]:

```
plt.figure(figsize=(12,3))

# t = np.arange(start*Tsamp/1e-6,(end-0.1)*Tsamp/1e-6,Tsamp/1e-6)
t = np.arange(start-(NCP-optLen),(end-0.1))
plt.plot(t, costFunc, label="Rx", color='hotpink',linewidth=3)

# plt.axvline(mITO*Tsamp/1e-6, color='darkgreen', ls="--")
plt.axvline(mITO-1, color='darkgreen', ls="--")

plt.grid()
plt.tight_layout()
# plt.xlim([380,400])
# plt.ylim([-1,2])
```



In [37]:

```
rxTimeSymbol = rxSignalWithNoise[mITO-N-NCP:mITO+N-NCP]
rxSymbol = np.fft.fft(rxTimeSymbol)

plt.figure(figsize=(10,6))

plt.subplot(2,1,1)
```

```

# plt.stem(allCarrier*df/1e6, txSymbol[no_symbol-1,allCarrier].real, 'b', markerfmt='bo',
label="Data (Re)", use_line_collection=True)

# plt.stem(allCarrier*df/1e6, txSymbol[no_symbol-1,allCarrier].imag, 'g', markerfmt='go',
label="Data (Im)", use_line_collection=True)

plt.stem(allCarrier*df/1e6, np.abs(txSymbol[no_symbol-1,allCarrier]), 'b', markerfmt='bo',
label="Data (Re)", use_line_collection=True)

# plt.stem(pilotIndex*df/1e6, np.abs(txSymbol[no_symbol-1,pilotIndex]), 'r', markerfmt='ro',
label="Pilot", use_line_collection=True)

plt.grid()

plt.subplot(2,1,2)

# plt.stem(allCarrier*df/1e6, rxSymbol[allCarrier].real, 'b', markerfmt='bo', label="Data (Re)",
use_line_collection=True)

# plt.stem(allCarrier*df/1e6, rxSymbol[allCarrier].imag, 'g', markerfmt='go', label="Data
(Im)", use_line_collection=True)

plt.stem(allCarrier*df/1e6, np.abs(rxSymbol[allCarrier]), 'hotpink', markerfmt='ro',
label="Data (Im)", use_line_collection=True)

# plt.stem(pilotIndex*df/1e6, np.abs(rxSymbol[pilotIndex]), 'r', markerfmt='ro', label="Pilot",
use_line_collection=True)

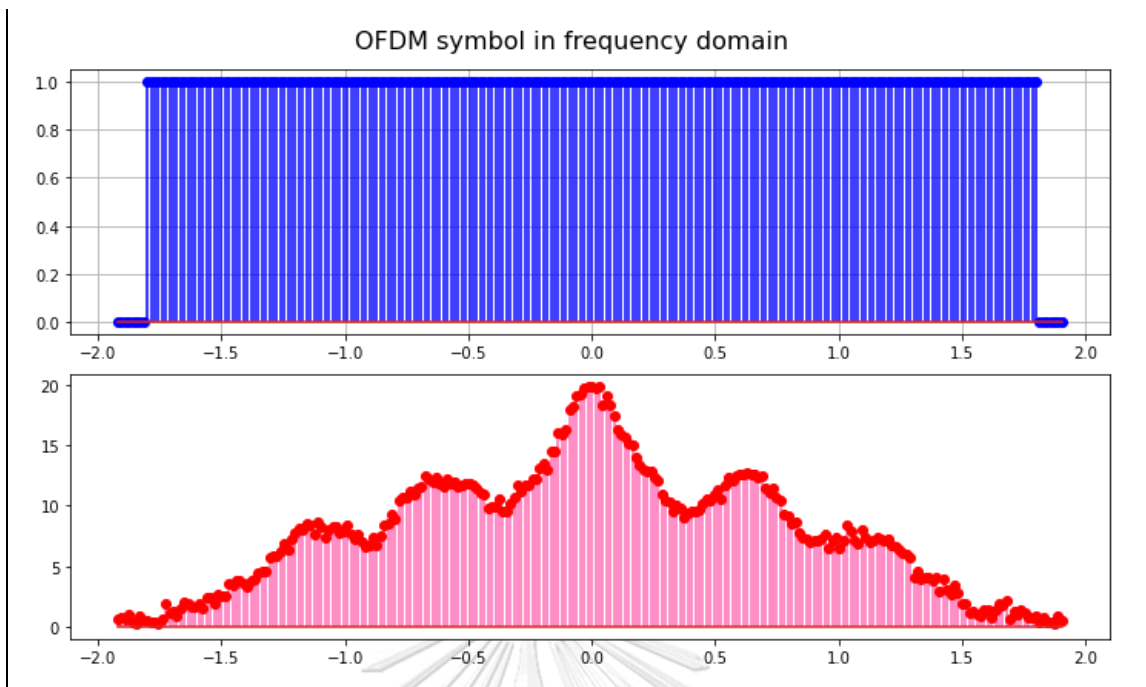
# plt.grid()

plt.tight_layout()

plt.suptitle("OFDM symbol in frequency domain", fontsize=16)

plt.subplots_adjust(top=0.92)

```



In [38]:

```
# Min Freq Power Diff
def FPDSync(rxSignal, start, end, wsize=1):
    rxTimeSymbol = np.zeros((0,N))
    for i in range(start,end):
        rxTimeSymbol = np.vstack((rxTimeSymbol,rxSignal[i:i+N]))
    rxSymbol = np.fft.fft(rxTimeSymbol,axis=1)

    powerDiff = np.sum((np.abs(rxSymbol[:,occupyCarrier[1:]]**2-
np.abs(rxSymbol[:,occupyCarrier[:-1]]**2)**2,axis=1)

    A = np.zeros((0,len(powerDiff)))
    for i in range(len(powerDiff)-wsize+1):
        A = np.vstack([A,np.roll(np.hstack([np.ones(wsize),np.zeros(len(powerDiff)-wsize)]),i)])

    powerDiff1 = A.dot(powerDiff)/wsize

    return np.argmin(powerDiff1)+wsize-1+start,powerDiff1
```

```

start = TO+(N+NCP)
end = start+(2*NCP)

fpdTO,costFunc = FPDSync(rxSignalWithNoise, start, end)
errorTO = fpdTO - (TO+(N+NCP)+NCP)

print("Timing offset:", fpdTO*Tsamp/1e-6, "us")
print("Timing offset:", fpdTO, "Sample")
print("Timing offset Error:", errorTO, "Sample")

plt.figure(figsize=(6,4))
t = np.arange(start,(end-0.1))-(TO+N+2*NCP)
plt.plot(t,costFunc,'-o',label="PD Subcarrier",color="darkmagenta")
plt.axvline(fpdTO-(TO+N+2*NCP), color='darkmagenta', ls="--")
plt.legend(loc=1)
plt.xlabel("Symbol Timing Offset")
plt.grid()
plt.ylim([0,1e5])

```

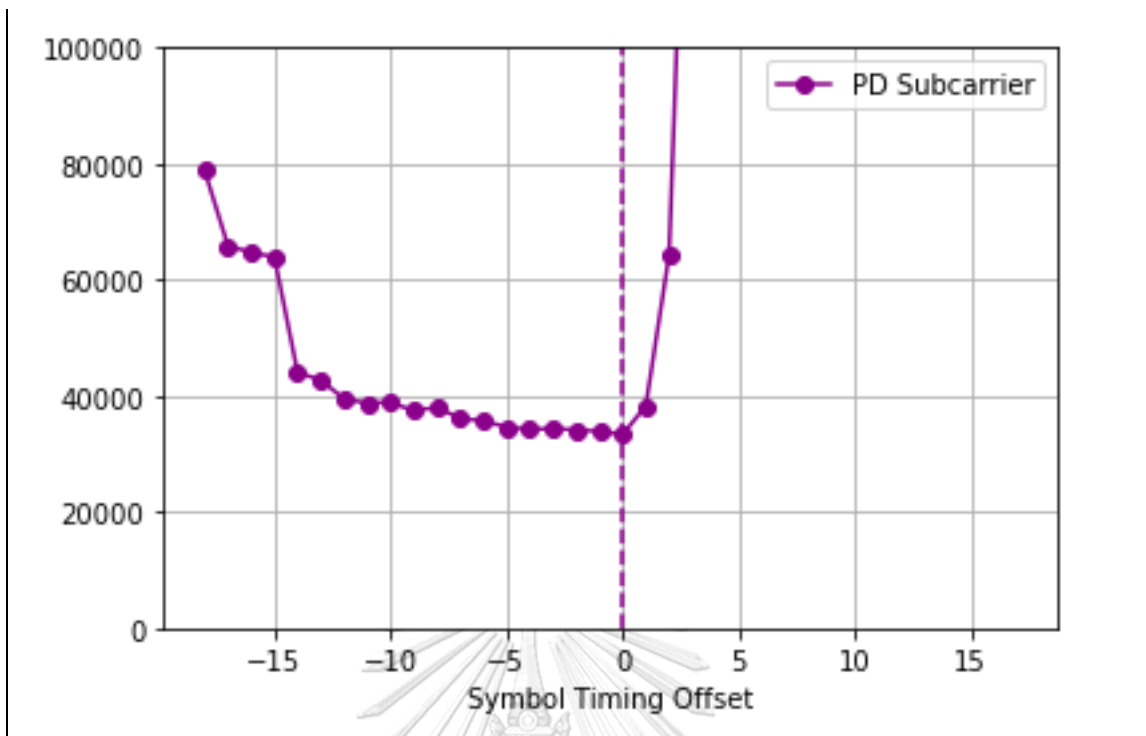
Timing offset: 102.08333333333334 us

Timing offset: 392 Sample

Timing offset Error: 0 Sample

Out[38]:

(0.0, 100000.0)



In [39]:

```
# Min Time Power Diff
def TPDSync(rxSignal, start, end, wsize=2):
    rxTimeSymbol = np.zeros((0,N))
    rxTimeSymbol2 = np.zeros((0,N))
    for i in range(start,end):
        rxTimeSymbol = np.vstack((rxTimeSymbol,rxSignalWithNoise[i:i+N]))
        rxTimeSymbol2 = np.vstack((rxTimeSymbol2,rxSignalWithNoise[i-(N+NCP):i+N-
(N+NCP)]))

    rxSymbol = np.fft.fft(rxTimeSymbol,axis=1)
    rxSymbol2 = np.fft.fft(rxTimeSymbol2,axis=1)

    wsize = 1

    powerDiff = np.sum((np.abs(rxSymbol[:,occupyCarrier])**2-
np.abs(rxSymbol2[:,occupyCarrier])**2)**2,axis=1)

    A = np.zeros((0,len(powerDiff)))
    for i in range(len(powerDiff)-wsize+1):
```

```

    A = np.vstack([A,np.roll(np.hstack([np.ones(wsize),np.zeros(len(powerDiff)-wsize)]),i)])
    powerDiff2 = A.dot(powerDiff)/wsize

    return np.argmin(powerDiff2)+wsize-1+start,powerDiff2

start = TO+(N+NCP)
end = start+(2*NCP)

tpdTO,costFunc = TPDSync(rxSignalWithNoise, start, end)
errorTO = tpdTO - (TO+(N+NCP)+NCP)

print("Timing offset:", tpdTO*Tsamp/1e-6, "us")
print("Timing offset:", tpdTO, "Sample")
print("Timing offset Error:", errorTO, "Sample")

plt.figure(figsize=(6,4))
t = np.arange(start,(end-0.1))-(TO+N+2*NCP)
plt.plot(t,costFunc,'-o',label="PD Symbol",color="hotpink")
plt.axvline(tpdTO-(TO+N+2*NCP), color='hotpink', ls="--")
plt.legend(loc=1)
plt.xlabel("Symbol Timing Offset")
plt.grid()
plt.ylim([0,1e5])

```

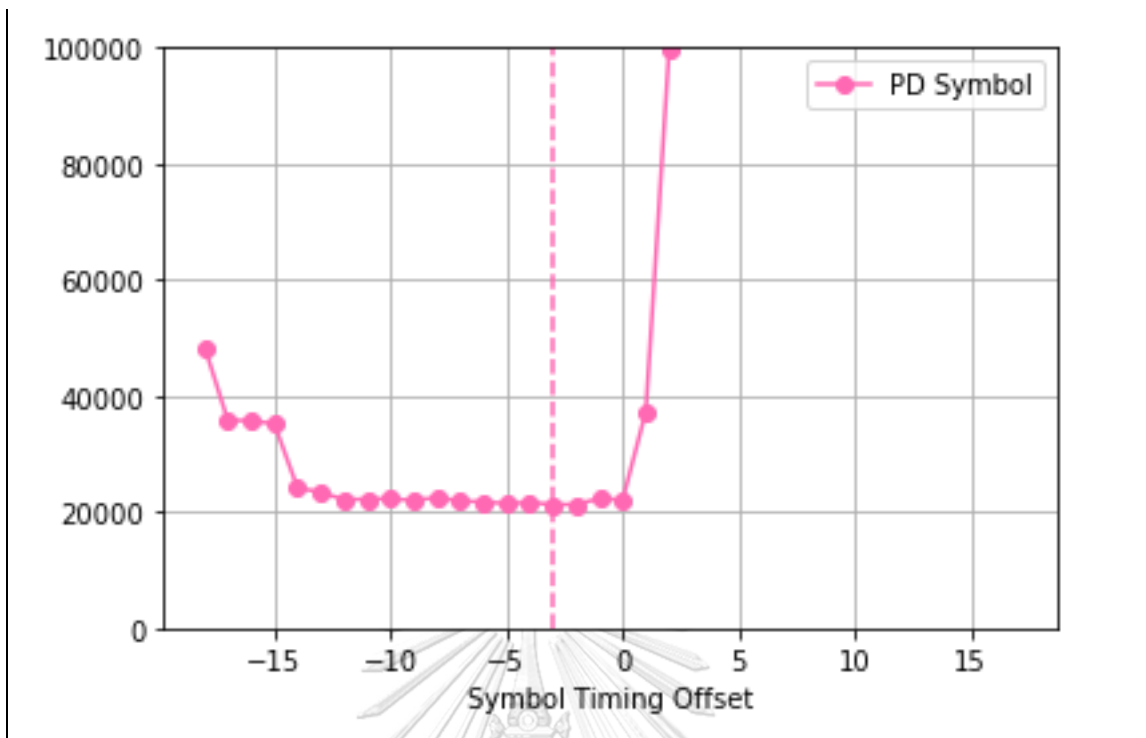
Timing offset: 101.30208333333334 us

Timing offset: 389 Sample

Timing offset Error: -3 Sample

Out[39]:

(0.0, 100000.0)



In [40]:

```
# Proposed
```

```
def PROSync(rxSignal, start, end, wsize=1):
```

```
    m = 1
```

```
    rxTimeSymbol = np.zeros((0,N))
```

```
    for i in range(start-m,end):
```

```
        rxTimeSymbol = np.vstack((rxTimeSymbol,rxSignalWithNoise[i:i+N]))
```

```
    rxSymbol = np.fft.fft(rxTimeSymbol,axis=1)
```

```
    powerDiff = np.sum((np.abs(rxSymbol[m:,occupyCarrier])**2-np.abs(rxSymbol[:-m,occupyCarrier])**2)**2,axis=1)
```

```
    A = np.zeros((0,len(powerDiff)))
```

```
    for i in range(len(powerDiff)-wsize+1):
```

```
        A = np.vstack([A,np.roll(np.hstack([np.ones(wsize),np.zeros(len(powerDiff)-wsize)]),i)])
```

```
    powerDiff3 = A.dot(powerDiff)
```

```
    return np.argmin(powerDiff3)+wsize-1+start,powerDiff3
```

```

start = TO+(N+NCP)
end = start+(2*NCP)

wsizer = 2
proTO,costFunc = PROSync(rxSignalWithNoise, start, end, wsize)
errorTO = proTO - (TO+(N+NCP)+NCP)

print("Timing offset:", proTO*Tsamp/1e-6, "us")
print("Timing offset:", proTO, "Sample")
print("Timing offset Error:", errorTO, "Sample")

plt.figure(figsize=(6,4))
t = np.arange(start+wsizer-1,(end-0.1))-(TO+N+2*NCP)
plt.plot(t,costFunc,'-o',label="PD Proposed",color="crimson")
plt.axvline(proTO-(TO+N+2*NCP), color='crimson', ls="--")
plt.legend(loc=1)
plt.xlabel("Symbol Timing Offset")
plt.grid()
plt.ylim([0,1e4])

```

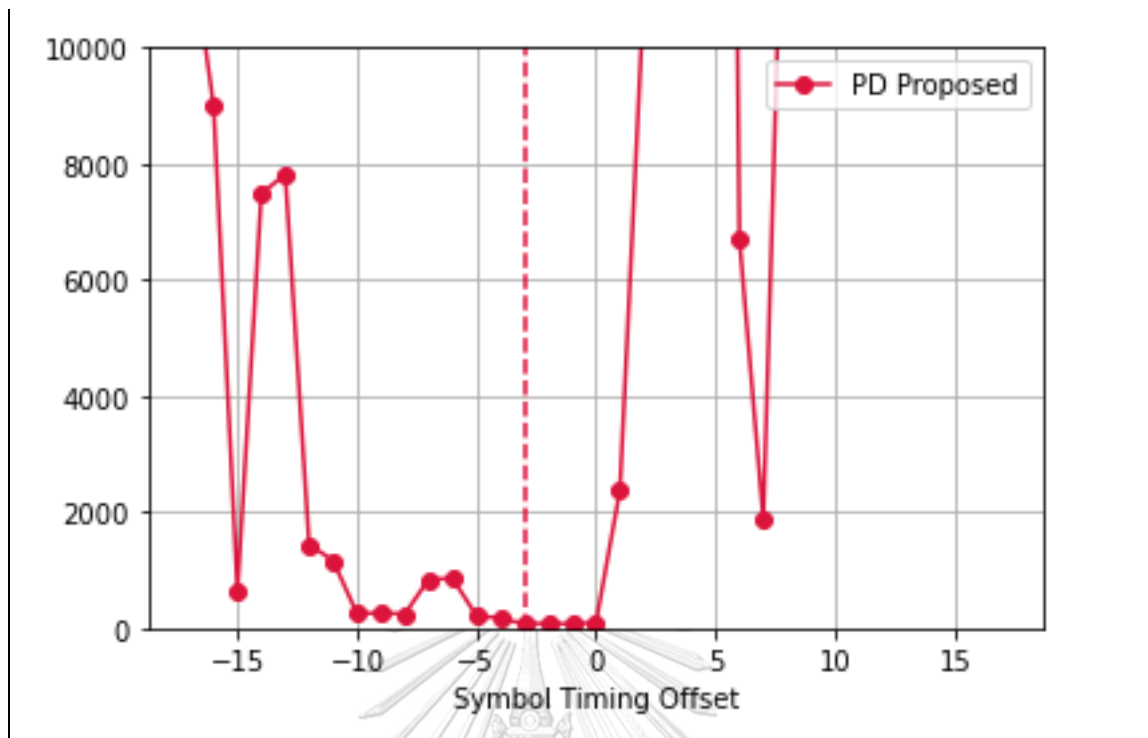
Timing offset: 101.30208333333334 us

Timing offset: 389 Sample

Timing offset Error: -3 Sample

Out[40]:

(0.0, 10000.0)



In []:

บรรณานุกรม

1. Lin, Z., et al. *SS/PBCH Block Design in 5G New Radio (NR)*. in *2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. 2018.
2. Nandula, S. and K. Giridhar. *Robust timing synchronization for OFDM based wireless LAN system*. in *TENCON 2003. Conference on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region*. 2003.
3. Beek, J.J.v.d., M. Sandell, and P.O. Borjesson, *ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997. **45**(7): p. 1800-1805.
4. Landstrom, D., et al., *Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems*. *IEEE Transactions on Communications*, 2002. **50**(4): p. 545-549.
5. Lee, J., H. Lou, and D. Toumpakaris, *Maximum likelihood estimation of time and frequency offset for OFDM systems*. *Electronics Letters*, 2004. **40**(22): p. 1428-1429.
6. Donghoon, L. and C. Kyungwhoon, *Coarse symbol synchronization algorithms for OFDM systems in multipath channels*. *IEEE Communications Letters*, 2002. **6**(10): p. 446-448.
7. Mo, R., et al., *A New Blind Joint Timing and Frequency Offset Estimator for OFDM Systems Over Multipath Fading Channels*. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008. **57**(5): p. 2947-2957.
8. Lv, T., L. Hua, and C. Jie, *Joint estimation of symbol timing and carrier frequency offset of OFDM signals over fast time-varying multipath channels*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005. **53**(12): p. 4526-4535.
9. Wang, P. and D.W. Lin, *On Maximum-Likelihood Blind Synchronization Over WSSUS Channels for OFDM Systems*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015. **63**(19): p. 5045-5059.
10. Ma, S., et al., *Blind Symbol Synchronization Based on Cyclic Prefix for OFDM Systems*. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009. **58**(4): p. 1746-1751.
11. Chin, W., *ML Estimation of Timing and Frequency Offsets Using Distinctive*

- Correlation Characteristics of OFDM Signals Over Dispersive Fading Channels.* IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011. **60**(2): p. 444-456.
12. Abdelgader, A.M.S., et al., *A Robust Symbol Timing Synchronization Scheme for OFDM Systems Applied in a Vehicular Network.* IEEE Systems Journal, 2019. **13**(2): p. 1443-1453.
 13. Al-Dweik, A., et al., *Efficient OFDM Symbol Timing Estimator Using Power Difference Measurements.* IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012. **61**(2): p. 509-520.
 14. Younis, S., et al. *Symbol timing offset estimation scheme for OFDM systems based on power difference measurements.* in *21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications.* 2010.
 15. *3rd Generation Partnership Project; 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 15), 3GPP TR 38.901 V15.0.0 (2018-06) .*
 16. Dent, P., G.E. Bottomley, and T. Croft, *Jakes fading model revisited.* Electronics Letters, 1993. **29**(13): p. 1162-1163.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	พฤกษ์ สระศรีทอง
วัน เดือน ปี เกิด	18 มีนาคม 2537
สถานที่เกิด	จังหวัดมุกดาหาร ประเทศไทย
วุฒิการศึกษา	
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 3 ซอยนครลуг 9 แขวงบางไผ่ เขตบางแค กรุงเทพมหานคร 10160
ผลงานตีพิมพ์	P. Sasithong, L. Wuttisittikulkij and P. Vanichchanunt, "Joint Timing Offset and Delay Spread Estimation for OFDM Symbol Synchronization over Multipath Fading Channels," 2019 16th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Pattaya, Chonburi, Thailand, 2019, pp. 689-692.
รางวัลที่ได้รับ	ประธานชมรมนิสิตระดับบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย รุ่นที่ 7 (EGSACU#7) พ.ศ.2561