



ความมั่นคงชั้นกายภาพในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งที่มีการกลับทางเวลา



คุณฐิณีพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม  
หลักสูตรปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ  
วิทยาลัยนวัตกรรมการดิจิทัลเทคโนโลยี

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยรังสิต  
ปีการศึกษา 2567



**PHYSICAL-LAYER SECURITY IN TIME-REVERSAL  
ULTRA-WIDEBAND COMMUNICATIONS**

**BY**

**TANIT SOMLEEWONG**

**A DISSERTATION SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR  
THE DEGREE OF DOCTOR OF PHILOSOPHY  
IN INFORMATION TECHNOLOGY  
COLLEGE OF DIGITAL INNOVATION TECHNOLOGY**

**GRADUATE SCHOOL, RANGSIT UNIVERSITY**

**ACADEMIC YEAR 2024**

คชฎีนิพนธ์เรื่อง

ความมั่นคงชั้นกายภาพในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งที่มีการกลับทางเวลา

โดย

ธนิต สำลีวงศ์

ได้รับการพิจารณาให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาคชฎีบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ

มหาวิทยาลัยรังสิต

ปีการศึกษา 2567

รศ. ดร.ชม กิมปาน  
ประธานกรรมการสอบ

รศ. ดร.สิริพร สุภราทิตย์  
กรรมการ

รศ. ดร.ศิษณะ นิยมณี  
กรรมการ

ผศ. ดร.กานต์ ขงศิริวิทย์  
กรรมการ

ผศ. ดร.กวีวัฒน์ อำนาง โชติพันธุ์  
กรรมการและอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

ผศ. ดร.ชรณพ อารีพรรค  
กรรมการและอาจารย์ที่ปรึกษา

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ศ.ดร.สือจิตต์ เพ็ชรประสาน)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

14 สิงหาคม 2567

Dissertation entitled

**PHYSICAL-LAYER SECURITY IN TIME-REVERSAL  
ULTRA-WIDEBAND COMMUNICATIONS**

by

TANIT SOMLEEWONG

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

Rangsit University  
Academic Year 2024

---

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

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

---

Assoc. Prof. Krishna Chimmanee, Ph.D.  
Member

Asst. Prof. Karn Yongsiriwit, Ph.D.  
Member

---

Asst. Prof. Kawiwat Amnatchotiphan, D.Eng  
Member and Co-Advisor

Asst. Prof. Thannob Aribarg, Ph.D.  
Member and Advisor

Approved by Graduate School

(Prof. Suejit Pechprasarn, Ph.D.)

Dean of Graduate School

August 14, 2024

## กิตติกรรมประกาศ

คุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์เป็นอย่างสูงจาก ผศ. ดร. ชรรณพ อารีพรรค และ ผศ. ดร. กวีวัฒน์ อำนางโชติพันธุ์ อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ที่ให้ความเอาใจใส่ช่วยเหลือ และคอยให้คำปรึกษาแนะนำเป็นอย่างดีมาโดยตลอด

ขอขอบคุณคณะกรรมการสอบคุษฎีนิพนธ์ รศ. ดร. ชม กัมปาน รศ. ดร. คริษณะ นิมณี รศ. ดร. สิริพร ศุภราทิตย์ และ ผศ. ดร. กานต์ ยงศิริวิทย์ ที่ได้ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการปรับปรุงแก้ไขให้คุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้ให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ ดร. ขวัญดี ศรีไพโรจน์ อธิการบดีของมหาวิทยาลัยตาปี ในฐานะหัวหน้างานที่ให้โอกาสและคอยสนับสนุนในทุก ๆ ด้าน

ท้ายที่สุด ขอขอบคุณนายอำนาจ ลำลึงค์ และนางจรรยา ลำลึงค์ บิดามารดา รวมถึงนางภัทชรียา ลำลึงค์ ภรรยา และครอบครัวที่ให้การสนับสนุน เป็นกำลังใจในการศึกษาเสมอมา คุณประโยชน์ใดอันพึงเกิดจากคุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธนิต ลำลึงค์

ผู้วิจัย

5906951 : ธนิต สำลิวงค์  
 ชื่อคุษฎีนิพนธ์ : ความมั่นคงชั้นกายภาพในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง  
 ที่มีการกลับทางเวลา  
 หลักศูตร : ปรัชญาคุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ  
 อาจารย์ที่ปรึกษา : ผศ. ดร.ชรรณพ อารีพรอค  
 อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม : ผศ. ดร.กวีวัฒน์ อำนาจโชติพันธ์

**บทคัดย่อ**

คุษฎีนิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอระบบแถบความถี่กว้างยิ่งทางเลือกที่ทำให้เกิดความมั่นคงในชั้นกายภาพได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในระบบนี้เครื่องส่งสัญญาณจะใช้สายอากาศหลายเสาเพื่อทำการกรองแบบพรีเรคร่วมกับการส่งแบบไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ ทำให้เกิดการโพกัสทางเวลา และการโพกัสทางปริภูมิ การกรองแบบพรีเรคมีที่มาจากกระบวนการกลับทางเวลา ซึ่งอาศัยการบันทึกรูปคลื่นทางกายภาพของสัญญาณและการประมวลผลที่ต่อเนื่องทางเวลา เครื่องรับสัญญาณที่ใช้ก็ยี่ร่วมกับเครื่องส่งสัญญาณต้องการเพียงตัวกรองเข้าสู่ในการถอดรหัสข้อมูล สมรรถนะความมั่นคงของระบบที่เสนอจะถูกประเมินในรูปของความน่าจะเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่างถูกต้องเทียบกับอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับดังกล่าว ในการวิจัยนี้ ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ IEEE 802.15.4a ซึ่งเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่ทำให้เป็นมาตรฐาน และแบบจำลองเรย์เทรสซึ่งที่สังเคราะห์ได้จากโปรแกรม Wireless InSite® ระบบนี้ยังสามารถประยุกต์ใช้กับการสื่อสารแบบร่วมมือได้ ผลการศึกษาแสดงให้เห็นประสิทธิผลของระบบภายใต้การปรับค่าพารามิเตอร์แบบต่าง ๆ

(คุษฎีนิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 89 หน้า)

คำสำคัญ: การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง, ความมั่นคงทางกายภาพ, การกลับทางเวลา, การกระโดดทางเวลา

ลายมือชื่อนักศึกษา ..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา .....  
 ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม .....

5906951 : Tanit Somleewong  
 Dissertation Title : Physical-Layer Security in Time-Reversal  
 Ultra-Wideband Communications  
 Program : Doctor of Philosophy in Information Technology  
 Dissertation Advisor : Asst. Prof. Thannob Aribarg, Ph.D.  
 Dissertation Co-Advisor : Asst. Prof. Kawiwat Amnatchotiphan, D.Eng

**Abstract**

This dissertation presents an alternative ultra-wideband system that effectively achieves physical-layer security. In this system, the transmitter utilizes multiple antennas for pre-rake filtering combined with transmit diversity, resulting in temporal and spatial focusing. Pre-rake filtering derives from the time-reversal paradigm, which relies on the physical waveform recording of the signal and its continuous-time processing. The receiver, which shares the key with the transmitter, only requires a matched filter to decrypt the data. The security performance of the proposed system is evaluated in terms of the probability that the eavesdropper correctly finds the key, compared to the decoding error rate of such receivers. This research utilizes the IEEE 802.15.4a channel model, a standardized ultra-wideband channel model, and a ray tracing model synthesized by the Wireless InSite® program. The system can also be applied to cooperative communications. The results of the study demonstrate its effectiveness under different parameter adjustments.

(Total 89 pages)

Keywords: Multiple Antennas, Physical-Layer Security, Time Reversal, Ultra Wideband

Student's Signature ..... Dissertation Advisor's Signature .....  
 Dissertation Co-Advisor's Signature .....

## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ก
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
<b>บทที่ 1</b>	
<b>บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	3
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
<b>บทที่ 2</b>	
<b>ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง</b>	<b>5</b>
2.1 ความเป็นมาของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง	5
2.2 นิยามและคุณสมบัติของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง	6
2.3 สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง	8
2.4 เทคนิคการกล้ำสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง	12
2.4.1 การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์	13
2.4.2 ออนออฟคีย์อิง	14
2.4.3 การกล้ำตำแหน่งของพัลส์	14
2.5 การแยกและการตรวจหาสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง	16
2.5.1 เครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์	17
2.5.2 เครื่องรับแบบเรค	19
2.5.3 เครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์	20

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 การกระโดดทางเวลาในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง	20
2.7 เทคนิคการกลับทางเวลาในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง	21
2.7.1 แนวคิดการกลับทางเวลา	21
2.7.2 ทฤษฎีการกลับทางเวลา	22
2.8 แบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง	25
2.8.1 แบบจำลองเชิงสถิติ	26
2.8.2 แบบจำลองเชิงกำหนด	29
2.9 การวิเคราะห์สัญญาณโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผัน	29
2.9.1 การประมวลผลสัญญาณแบบเฮอรัลมิเทียน	30
2.9.2 วิธีการสังยุค	31
2.10 อัลกอริทึม CLEAN	32
2.11 รีซีโพรซิตีทางช่องสัญญาณ	35
2.12 ตัวกรองแบบบังคับศูนย์ (Zero-Forcing)	36
2.13 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	37
<b>บทที่ 3</b> <b>วิธีการดำเนินงานวิจัย</b>	<b>48</b>
3.1 แบบจำลองระบบ	48
3.2 การกรองแบบพีเรคบางส่วน	51
3.2.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับ	51
3.2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องดักฟัง	53
3.3 การกรองแบบพีเรคเลือกสรร	59
3.3.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับ	60
3.3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องดักฟัง	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 4 ผลการวิจัย</b>	<b>64</b>
4.1 สมรรถนะความมั่นคงของระบบในแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงสถิติ	64
4.2 สมรรถนะความมั่นคงของระบบในแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงกำหนด	67
4.3 สมรรถนะความมั่นคงของระบบในแบบจำลองช่องสัญญาณด้วยการกรองแบบบังคับศูนย์	76
<b>บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ</b>	<b>80</b>
5.1 สรุปผลการวิจัย	80
5.2 ข้อเสนอแนะ	80
<b>บรรณานุกรม</b>	<b>82</b>
<b>ประวัติผู้วิจัย</b>	<b>89</b>



## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	ค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับ CM3	28
2.2	สรุปงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	45



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	7
2.2	8
2.3	9
2.4	10
2.5	11
2.6	11
2.7	12
2.8	13
2.9	14
2.10	15
2.11	16
2.12	17
2.13	18
2.14	19
2.15	21
2.16	23
2.17	24
2.18	24
2.19	30
2.20	31
2.21	32
2.22	33

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
2.23	การเปรียบเทียบรูปคลื่นที่ได้รับในช่องสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับและช่องสัญญาณจากเครื่องรับไปยังเครื่องส่ง	35
2.24	รูปคลื่นทั้งสองที่ถูกขยายในช่วงเวลา 10-36 นาโนวินาที	36
2.25	ค่าประมาณและขอบเขตบนของสารสนเทศร่วมสำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง (CM1 และ CM3)	38
2.26	การกระโดดทางเวลา (a) และการกล้าตำแหน่งของพัลส์ (b) และ (c)	38
2.27	ขอบเขตบนสำหรับความยาวของคีย์ลับ (ในรูปของสารสนเทศร่วม) เทียบกับความผิดพลาดในซิงโครไนเซชันสำหรับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน	39
2.28	การเปรียบเทียบสมรรถนะการป้องกันการส่งสัญญาณรบกวน (ในรูปของอัตราความผิดพลาดของบิต) ระหว่างระบบแถบความถี่กว้างยิ่งและระบบไคเร็คซีแควนซ์สเปกตรัม โดยที่ M, N, และ T คือจำนวนสายอากาศส่ง, จำนวนสายอากาศรับ, และจำนวนตัวอย่างสัญญาณที่ส่งในแต่ละบล็อก ตามลำดับ	40
2.29	ความน่าจะเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่างถูกต้อง $(1 - P_{e,adv})$ เทียบกับอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับ ( $P_{e,rcv}$ ) ในมาตราส่วนลอการิทึม	41
2.30	การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตระหว่างเครื่องรับที่ไม่เจาะจงและเครื่องรับอ้างอิงที่ไม่มีป้ายระบุ (F-Rake, P-Rake, และ S-Rake แทนแรกเต็ม, แรกบางส่วน, และแรกเลือกสรร)	42
2.31	เปอร์เซ็นต์การไม่เข้ากันระหว่างคีย์ของ A และ B และคีย์ของ A และ E เทียบกับขนาดบล็อกสำหรับการสร้างบิตมั่นคงแบบปรับตัวได้หลายบิตแบบ Gray4 และ Gray8 โดยที่ A, B, และ E แทนเครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟัง ตามลำดับ	43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.32 อัตราความผิดพลาดของบิตในเครื่องรับส่งที่ออกแบบในซอฟต์แวร์และเครื่องรับส่งที่สร้างบนบอร์ดเอฟพีจีเอ	44
2.33 อัตราความผิดพลาดของบิตตามเวลาจริงในเครื่องรับส่งที่มีความมั่นคงและเครื่องรับส่งพื้นฐาน (ปริภูมิของเฟสที่เล็กกว่าทำให้ช่วงในการตัดสินใจบิตแคบลง)	45
3.1 ระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งที่มีความมั่นคงขึ้นกายภาพ	48
3.2 สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้คีย์ลับในการกระโดดทางเวลา	49
3.3 ตัวอย่างที่แสดงเป็นตัวเลขสำหรับรูปที่ 3.4-3.7	50
3.4 ค่าตัวอย่างของ $\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\}$	56
3.5 ค่าตัวอย่างของ $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_9\}$	57
3.6 ค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสองในกรณีที่ 1	57
3.7 ค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสองในกรณีที่ 2	58
3.8 ค่าตัวอย่างของ $\{\alpha_0, \alpha_2, \alpha_4, \alpha_6, \alpha_8\}$	61
3.9 ค่าตัวอย่างของ $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_9\}$	62
3.10 ค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสอง	62
4.1 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบเรคบางส่วนและระบบที่ใช้ตัวกรองแบบพีเรคบางส่วน ( $M = 1$ )	65
4.2 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับจำนวนแถบที่แตกต่างกันในตัวกรองแบบพีเรคบางส่วน ( $M = 2$ )	65
4.3 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับจำนวนแถบที่แตกต่างกันในตัวกรองแบบพีเรคบางส่วน ( $M = 4$ )	66
4.4 ด้านหน้าของห้องที่ใช้จำลอง	68
4.5 ด้านหลังของห้องที่ใช้จำลอง	68
4.6 ฉากกั้นที่วางอยู่กลางห้องที่ใช้จำลอง	69

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ตำแหน่งของสายอากาศที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟัง	69
4.8 ผลการจำลองห้องในรูปที่ 4.4-4.6 และสายอากาศในรูปที่ 4.7 ด้วยโปรแกรม Wireless InSite	70
4.9 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Rx	71
4.10 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Eve เมื่อ $d = 0.1$ เมตร	71
4.11 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Eve เมื่อ $d = 0.2$ เมตร	72
4.12 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Eve เมื่อ $d = 0.3$ เมตร	72
4.13 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของเพอร์สันเทียบกับออฟเซตระยะทาง	73
4.14 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับค่าต่าง ๆ ของ $L$ และ $d$ ( $M = 1$ )	74
4.15 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับค่าต่าง ๆ ของ $L$ และ $d$ ( $M = 2$ )	75
4.16 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับค่าต่าง ๆ ของ $L$ และ $d$ ( $M = 4$ )	75
4.17 แผนผังพื้นที่ห้องที่ทำการวัดช่องสัญญาณ	77
4.18 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การกรองแบบพีเรคบางส่วนและการกรองแบบบังคับศูนย์ในสถานการณ์ “ไม่สมมาตร”	78
4.19 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การกรองแบบพีเรคบางส่วนและการกรองแบบบังคับศูนย์ในสถานการณ์ “ตัวสะท้อน”	78

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารโทรคมนาคมได้มีการพัฒนาและขยายตัวอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ โครงข่ายท้องถิ่น ไร้สาย รวมถึงโครงข่ายไร้สายส่วนบุคคลที่กำลังได้รับความนิยมมากทั้งในสำนักงานหรืออาคารบ้านเรือน เนื่องจากทำให้การเชื่อมต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ มีความสะดวกสบายและคล่องตัว รวมทั้งสามารถลดค่าใช้จ่ายในการสร้างโครงข่ายโดยไม่จำเป็นต้องมีการเดินสายนำสัญญาณไปยังอุปกรณ์ปลายทาง

การแพร่สัญญาณ (Broadcast) ตามธรรมชาติของช่องสัญญาณไร้สายทำให้การส่งข้อความผ่านสื่อดังกล่าวถูกดักฟัง (Eavesdrop) ได้ง่าย ความมั่นคง (Security) ที่เกี่ยวข้องจึงกลายเป็นประเด็นที่สำคัญ แม้ว่าปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้อัลกอริทึมเข้ารหัสลับ (Encryption) ที่มีประสิทธิภาพ ระบบไร้สายพลังงานต่ำ เช่น ระบบอาร์เอฟไอดี (Radio Frequency Identification: RFID) อาจไม่ได้มีพลังงานและทรัพยากร (Resource) ที่เพียงพอสำหรับการใช้อัลกอริทึมดังกล่าว (Juels & Weis, 2005) เมื่อเร็ว ๆ นี้ งานวิจัยเกี่ยวกับทฤษฎีการสื่อสาร เช่น (Ha & Schaumont, 2007; Ko & Goeckel, 2010) ได้บ่งชี้ว่าคุณลักษณะของสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) สามารถใช้เพิ่มระดับความมั่นคงในการเข้ารหัสลับของระบบไร้สาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งแถบความถี่ที่กว้างกว่าจะทำให้การส่งสัญญาณทนทาน (Robust) ต่อการแทรกสอด (Interference) ได้มากกว่า ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องจากกำลังส่งของอุปกรณ์ที่ใช้สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งถูกจำกัดโดยหน่วยงานกำกับดูแลที่เกี่ยวข้อง เช่น FCC (Federal Communications Commission) ในสหรัฐอเมริกาและ EC (European Commission) ในยุโรป (Kaiser & Zheng, 2010) อุปกรณ์ที่ใช้พลังงานต่ำเหล่านี้จึงค่อนข้างยากที่จะถูกดักฟัง นอกจากนี้การให้สัญญาณ (Signaling) สำหรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง (Win & Scholtz, 1998) ยังสามารถออกแบบเพื่อให้เกิดการเข้ารหัสลับในชั้นกายภาพ (Physical Layer) ในการออกแบบข้างต้น ลำดับการกระโดดทางเวลา (Time-Hopping Sequence) ถูกนำมาใช้เพื่อเป็นพารามิเตอร์ลับ สำหรับการเชื่อมโยง ในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง (Ha & Schaumont, 2007;

Ko & Goeckel, 2010) กล่าวคือ เครื่องรับสัญญาณที่จะสามารถถอดรหัสข้อความทั้งหมดได้คือ เครื่องรับที่รู้ลำดับนี้เท่านั้น ในการประเมินสมรรถนะความมั่นคงชั้นกายภาพของระบบการสื่อสาร แแถบความถี่กว้างยิ่ง (Ha & Schaumont, 2007; Ko & Goeckel, 2010) จะสมมุติว่าเครื่องส่งสัญญาณ เครื่องรับที่เกี่ยวข้อง (Legitimate) และเครื่องดักฟัง (Eavesdropper) ใช้สายอากาศเสาเดียว ในอีกทางหนึ่งเป็นที่รู้จักกันดีว่าการใช้สายอากาศหลายเสาสามารถบรรลุไคเวอร์ซิตีทางปริภูมิ (Spatial Diversity) งานวิจัยจำนวนมาก เช่น (Yang & Giannakis, 2004; Wang, Liu & Shieh, 2005; Zhou, Guo & Qiu, 2009; Maichalernnukul, Kaiser & Zheng, 2009) จึงมุ่งเน้นไปที่การใช้สายอากาศหลาย เสาสำหรับระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นอย่างมาก อย่างไรก็ตาม ความสามารถของระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้สายอากาศหลายเสาเพื่อสนับสนุน โพรโทคอลการเข้ารหัสลับในชั้นที่สูงกว่าชั้นกายภาพนั้นได้รับการตรวจสอบเฉพาะใน (Zhang & Dai, 2009; Ha, Nguyen, Tran & Nguyen, 2014; Tan, Ha & Tran, 2014) ซึ่งใช้สารสนเทศสถานะ ช่องสัญญาณ (Channel State Information) เป็นคีย์ลับ (Secret Key) เพื่อทำให้เกิดความมั่นคง

งานวิจัยนี้เสนอระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งทางเลือกที่ทำให้เกิดความมั่นคงในชั้น กายภาพได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในระบบนี้เครื่องส่งสัญญาณจะใช้สายอากาศหลายเสาเพื่อทำการ กรองแบบพรีเรค (Prerake Filtering) ร่วมกับการส่งแบบไคเวอร์ซิตี (Transmit Diversity) ทางปริภูมิ ทำให้เกิดการโฟกัสทางเวลา (Temporal Focusing) (นั่นคือ สัญญาณที่ได้รับถูกบีบอัดในโดเมนเวลา) และการโฟกัสทางปริภูมิ (Spatial Focusing) (นั่นคือ สัญญาณที่ได้รับถูกโฟกัสไปยังเครื่องรับที่ เกี่ยวข้อง) ตามลำดับ (Kaiser & Zheng, 2010) การกรองแบบพรีเรคมีที่มาจากกระบวนการกลับ ทางเวลา (Time Reversal Paradigm) ซึ่งอาศัยการบันทึกรูปคลื่นทางกายภาพ (Physical Waveform Recording) ของสัญญาณและการประมวลผลที่ต่อเนื่องทางเวลา (Zhou et al., 2009; Maichalernnukul et al., 2009) ดังนั้นเครื่องรับสัญญาณที่ใช้คีย์ร่วมกับเครื่องที่ส่งสัญญาณต้องการเพียงตัวกรองเข้าคู่ (Matched Filter) ในการถอดรหัสข้อมูล (คีย์ในที่นี้คือลำดับการกระโดดทางเวลา) สมรรถนะทาง ความมั่นคงของระบบที่เสนอจะถูกประเมินในรูปของที่น่าจะเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่าง ถูกต้อง เทียบกับอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับดังกล่าว โดยเครื่องดักฟังที่ พิจารณาจะเป็นแบบแพสซีฟ (Passive) เท่านั้น (นั่นคือ ไม่มีการแทรกสอดช่องทางการสื่อสาร)

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เสนอระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างที่มีความมั่นคงขึ้นภายใต้การรบกวนที่ผันการกลับทางเวลา

1.2.2 วิเคราะห์ตัวบ่งชี้สมรรถนะความมั่นคงของระบบที่เสนอ ได้แก่ ความน่าจะเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหาสัญญาณได้อย่างถูกต้อง และอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับ

1.2.3 ตรวจสอบสมรรถนะของระบบจากตัวบ่งชี้ดังกล่าว โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่เหมาะสม

## 1.3 ขอบเขตของการวิจัย

ในงานวิจัยนี้ แบบจำลองของระบบ (System Model) ที่พิจารณาประกอบด้วย

- 1) เครื่องส่งที่มีสายอากาศหลายเสา
- 2) เครื่องรับที่มีสายอากาศเสาเดียว
- 3) เครื่องดักฟังที่มีสายอากาศเสาเดียว

โดยที่

1) การส่งผ่านข้อมูลใช้วิธีการกระโดดทางเวลาและการกลิ้งแอมพลิจูด (ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทที่ 2)

2) คีย์ลับที่สร้างขึ้นแบบสุ่มถูกใช้ร่วมกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ (ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทที่ 3)

3) ทามมิ่ง (Timing) และซิงโครไนเซชัน (Synchronization) ระหว่างเครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟังเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ดังที่สมมุติใน (Ko & Goeckel, 2010)

4) รีซิโปรซิตีทางช่องสัญญาณ (Channel Reciprocity) มีผลใช้ได้ ดังที่แสดงโดยผลการทดลองใน (Qiu, Zhou, Guo & Zhang, 2006) (ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทที่ 2)

5) เครื่องส่งทราบสารสนเทศสถานะช่องสัญญาณบางส่วน (Partial Channel State Information) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ (ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทที่ 3)

นอกจากนี้แบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ตรวจสอบสมรรถนะของระบบที่เสนอ ได้แก่ แบบจำลองช่องสัญญาณ IEEE 802.15.4a ซึ่งเป็นแบบจำลองมาตรฐาน (Molisch et al., 2006) และ

แบบจำลองเรย์เทรซซิง (Ray Tracing) ซึ่งสามารถสังเคราะห์ได้จากโปรแกรม Wireless InSite®  
Remcom 2023

## 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 ระบบไร้สายที่มีความมั่นคงขึ้นกายภาพ โดยใช้สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง  
สายอากาศหลายเสา และกระบวนการกลับทางเวลา

1.4.2 ความเข้าใจลึกซึ้ง (Insight) ในผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องต่อสมรรถนะ  
ความมั่นคงของระบบดังกล่าว



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ ความเป็นมา นิยาม และคุณสมบัติของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง การมอดูเลต (Modulation) การดีมอดูเลต (Demodulation) และการตรวจหา (Detection) สัญญาณดังกล่าว การกระโดดทางเวลา (Time Hopping) และการกลับทางเวลาในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง แบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง การวิเคราะห์สัญญาณโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผัน (Inverse Fourier Transform) อัลกอริทึม CLEAN วิธีโพรซีเจอร์ทางช่องสัญญาณ ตัวกรองแบบบังคับศูนย์ (Zero Forcing) และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 ความเป็นมาของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง

การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งไม่ใช่เทคโนโลยีใหม่ ในปี ค.ศ. 1989 แถบความถี่กว้างยิ่งได้ถูกสร้างขึ้นทางการทหารเพื่อใช้ในการรับส่งอิมพัลส์ (Impulse) ต่อมาในปี ค.ศ. 1901 Marconi ได้ใช้เทคโนโลยีนี้ในการส่งรหัสมอร์ส (Nekoozar, 2006) แต่ยุคสมัยของแถบความถี่กว้างยิ่งได้เริ่มขึ้นจริงเมื่อปี ค.ศ. 1960 ด้วยการพัฒนาของออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) โดย Tektronix และ Hewlett-Packard เพื่อสร้างพัลส์แถบความถี่ฐาน (Baseband Pulse) ในช่วงนาโนวินาที

ตั้งแต่ปี ค.ศ. 1960 จนถึง ปี ค.ศ. 1990 การประยุกต์ของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งส่วนใหญ่ถูกนำมาใช้ทางการทหาร โดยเฉพาะอย่างยิ่งเรดาร์และการสื่อสารที่มีความมั่นคงสูง ส่วนการประยุกต์ใช้เชิงพาณิชย์ได้ถูกเสนอในภายหลังด้วยการพัฒนาการสลับ (Switching) แบบความเร็วสูงในสารกึ่งตัวนำและความก้าวหน้าของไมโครโปรเซสเซอร์

Robert Scholtz แห่งมหาวิทยาลัยเซาเทิร์นแคลิฟอร์เนียได้เสนอเทคนิคการร่วมใช้ช่องสัญญาณสำหรับระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งในปี ค.ศ. 1993 (Reed, 2005) เทคนิคนี้ทำให้การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งสามารถรองรับโครงข่ายไร้สายอื่นนอกเหนือจากเรดาร์และการสื่อสารจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง (Point-to-Point Communications)

หลังจากนั้นได้มีการศึกษาการแพร่กระจาย (Propagation) ของแถบความถี่กว้างยิ่งและพัฒนาแบบจำลองช่องสัญญาณที่เกี่ยวข้องจากการวัด (Measurement) เช่น โครงการ NETEX (Network in Extreme Environments) ได้ทำการทดลองเพื่อการจำลองการแพร่กระจายของแถบความถี่กว้างยิ่งทั้งในอาคาร (Indoor) และนอกอาคาร (Outdoor) การแสดงผลตอบสนองของวัสดุสำหรับอาคารที่มีต่ออิมพัลส์ และการแสดงผลตอบสนองของสายอากาศที่มีต่ออิมพัลส์ (Reed, 2005)

การประยุกต์ใช้งานใหม่ ๆ อย่างเช่น โครงข่ายส่วนบุคคล (Personal Area Network) ที่ใช้การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งได้ถูกเสนอโดยมีช่วงอัตราข้อมูลอยู่ระหว่างเมกะบิตต่อวินาทีและกิกะบิตต่อวินาทีที่ระยะทาง 1 ถึง 10 เมตร (Oppermann, Hamalainen & Iinatti, 2004) ในปี ค.ศ. 2002 FCC ได้อนุมัติให้การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งใช้ในเชิงพาณิชย์และในเดือนเมษายนของปีถัดไป บริษัท Time Domain Corporation ได้ประกาศชิปเซ็ต (Chipset) สำหรับการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งที่สอดคล้องกับ FCC เป็นครั้งแรก

## 2.2 นิยามและคุณสมบัติของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง

การสื่อสารแถบกว้างยิ่งจัดเป็นระบบการสื่อสารที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วน (Fractional Bandwidth) ขนาดใหญ่ ซึ่งแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนคืออัตราส่วนของแบนด์วิดท์ที่ถูกครอบครองโดยสัญญาณหนึ่งต่อความถี่กลางของสัญญาณนั้น ดังสมการที่ (2-1)

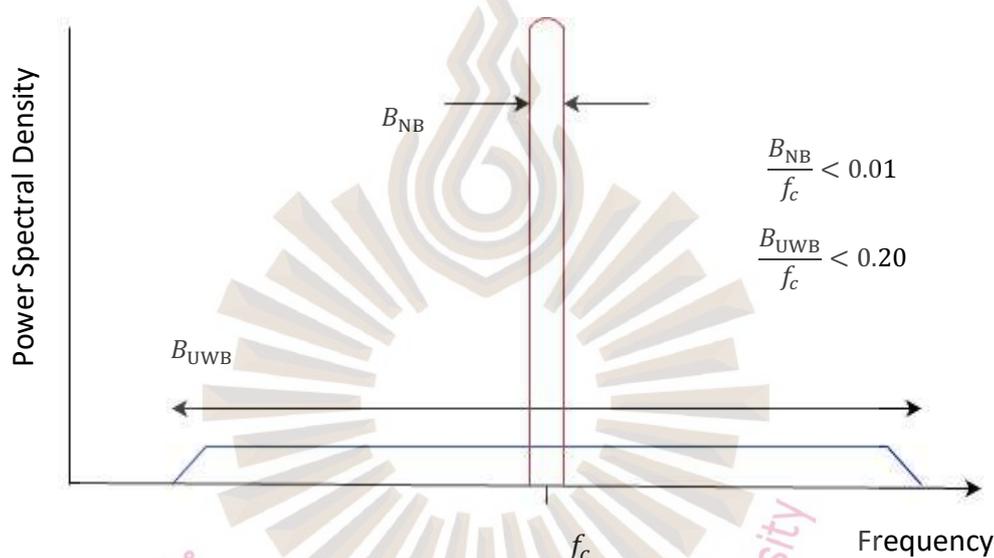
$$B_f = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (2-1)$$

โดยที่

- $f_H$  คือ ความถี่ตัดบน (Upper Cut-Off Frequency)
- $f_L$  คือ ความถี่ตัดล่าง (Lower Cut-Off Frequency)
- $f_c$  คือ ความถี่กลาง (Center Frequency)

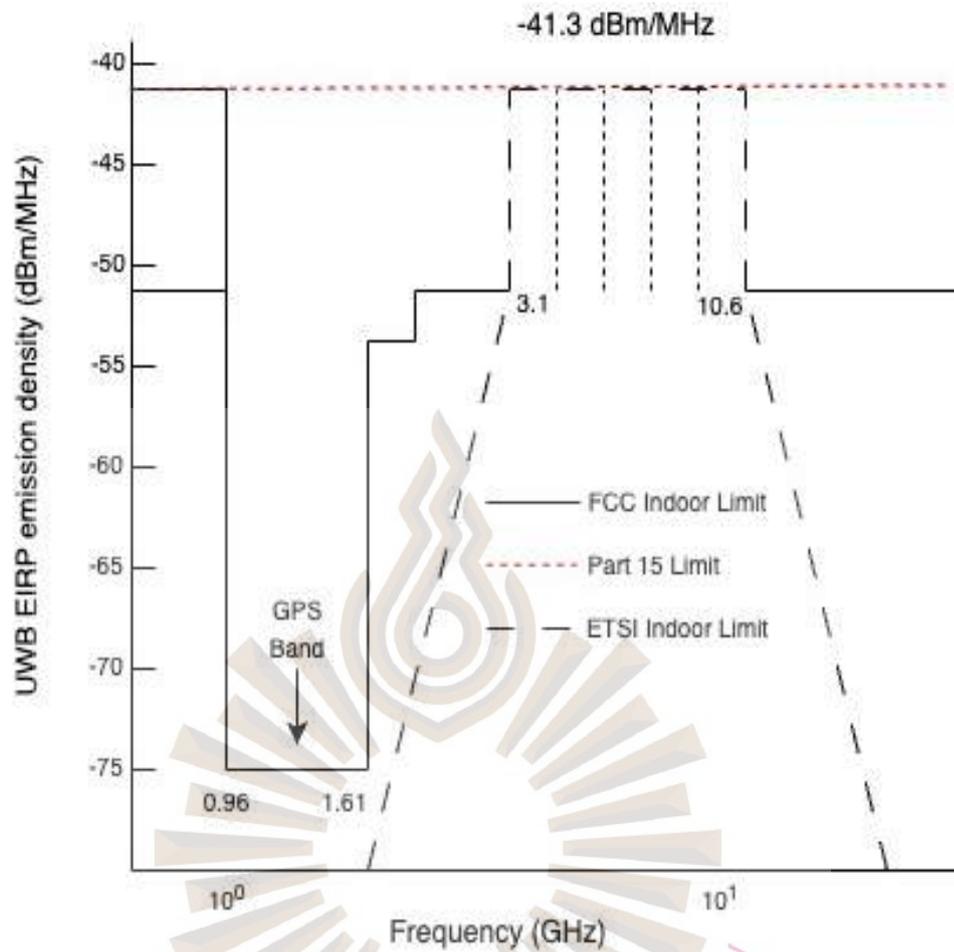
แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนสำหรับระบบการสื่อสารแบบดั้งเดิมจะมีค่าน้อยกว่า 0.01 FCC นิยามสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งว่าเป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่า 0.2 หรือแบนด์วิดท์มากกว่า 500 MHz รูปที่ 2.1 เปรียบเทียบแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนระหว่างระบบการสื่อสารแถบความถี่แคบและแถบความถี่กว้างยิ่ง ในขณะที่ระบบการสื่อสารทั่วไปจะใช้คลื่นพาห้รูปไซน์

(Sinusoidal Carrier) ส่งข่าวสาร การสื่อสารแถบความถี่กว้างยังจะใช้พัลส์แถบความถี่ฐานที่อยู่ในอันดับนาโนวินาที ดังนั้นแบนด์วิดท์ของสัญญาณจึงอยู่ในอันดับกิกะเฮิรตซ์ ซึ่งทำให้ความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density) มีค่าต่ำได้ FCC กำหนดข้อจำกัดที่เข้มงวดบนความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังเพื่อให้การสื่อสารแถบความถี่กว้างยังสามารถใช้ร่วมกับเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน รูปที่ 2.2 แสดงหน้ากาสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Mask) สำหรับการใช้งานการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งในอาคารและนอกอาคาร โดยพิจารณาในรูปของ EIRP (Effective Isotropic Radiated Power: EIRP)



คุณสมบัติของการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งประกอบด้วย

- 1) แบนด์วิดท์ขนาดใหญ่ทำให้มีความละเอียดทางเวลา (Time Resolution) สูง (จึงมีความสามารถในการหาตำแหน่ง) และมีอัตราการข้อมูลสูงกว่าระบบแถบความถี่แคบ
- 2) พัลส์ในช่วงเวลาสั้นช่วยแก้ปัญหาของวิธีการแพร่กระจายที่แตกต่างกัน และทำให้ทนทาน (Robust) ต่อสภาพแวดล้อมที่มีความหนาแน่นของพหุวิถี (Multipath)
- 3) ความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังต่ำทำให้ความน่าจะเป็นของการดักฟัง (Probability of Intercept) ต่ำและสามารถมีอยู่ได้กับผู้ใช้คนอื่น
- 4) ความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังและสมรรถนะทางพหุวิถีสามารถปรับได้ตามอัตราข้อมูล
- 5) การนำไปปฏิบัติ (Implementation) ทำได้ง่ายทำให้การออกแบบทางดิจิทัลมีราคาถูก



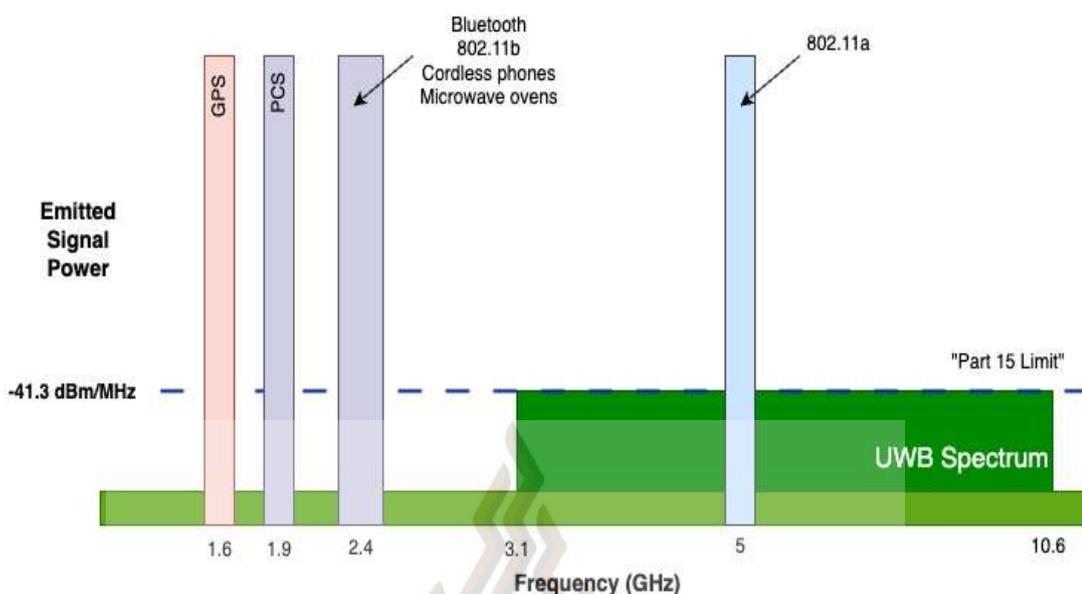
รูปที่ 2.2 หน้ากากสเปกตรัมกำลังสำหรับการใช้งานในอาคารและนอกอาคาร  
ที่มา : ผู้วิจัย

รูปที่ 2.3 แสดงการจัดสรรสเปกตรัมสำหรับเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายต่างๆ การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งจะอยู่ในช่วงความถี่ระหว่าง 3.1 GHz และ 10.6 GHz ที่ความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังสูงสุดเป็น -41.3 dBm/MHz (Federal Communications Commission, 2002)

## 2.3 สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

สัญญาณของแถบความถี่กว้างยิ่งประกอบด้วยพัลส์ในช่วงเวลาสั้น (ระดับนาโนวินาที) สำหรับการส่งข่าวสาร สัญญาณนี้ที่เครื่องรับแสดงได้เป็น

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i(t)p(t - iT_f) \quad (2-2)$$



รูปที่ 2.3 ข้อกำหนดของ FCC สำหรับการสื่อสารไร้สาย  
ที่มา : ผู้วิจัย

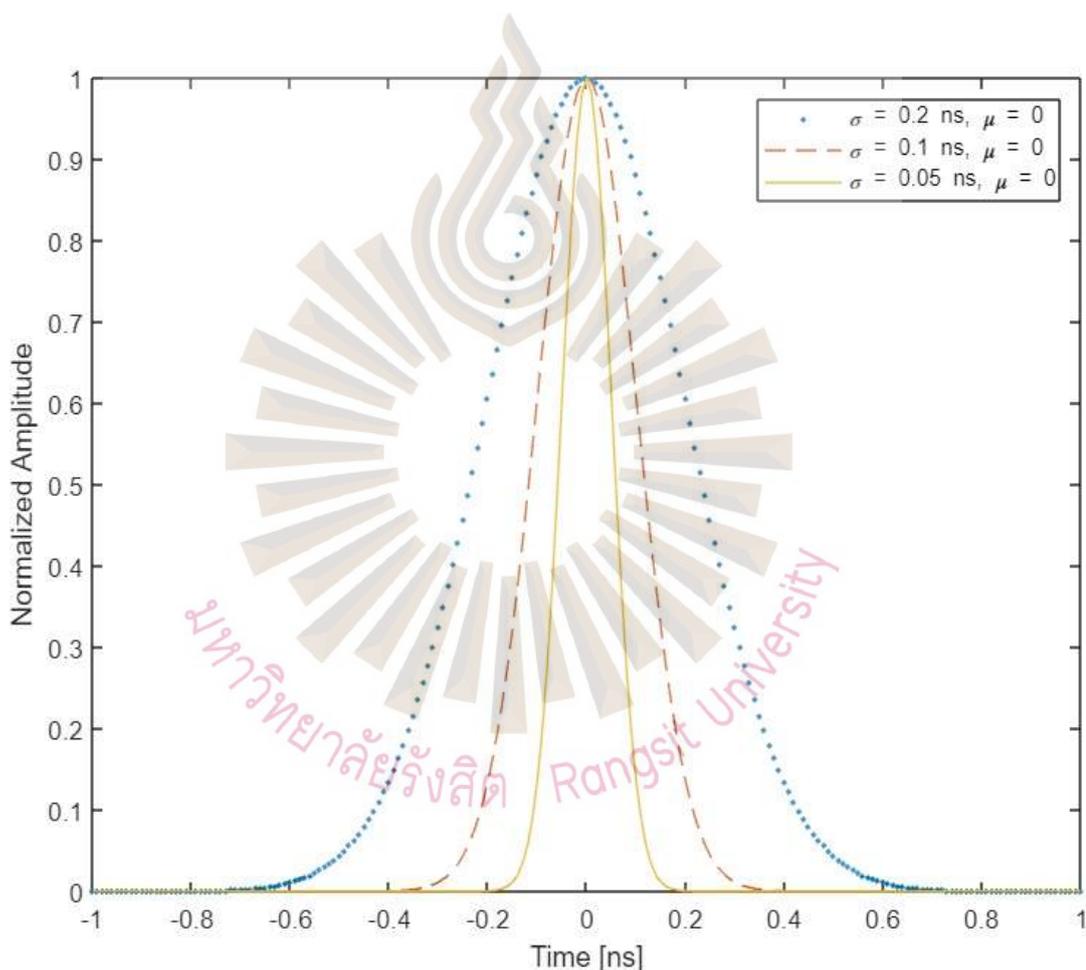
โดยที่  $A_i(t)$  คือแอมพลิจูด (Amplitude) ของพัลส์ซึ่งเท่ากับ  $\pm\sqrt{E_p}$  และ  $E_p$  คือพลังงานต่อพัลส์  $p(t)$  เป็นพัลส์ที่ได้รับ (ซึ่งมีรูปร่างเหมือนกับพัลส์ที่ส่ง) และ  $T_f$  เป็นช่วงเวลาที่ส่งเฟรมซ้ำ (Frame Repetition) สมการที่ (2-2) สมมุติว่าพัลส์ไม่ผิดรูปโดยช่องสัญญาณและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio: SNR) เป็นค่าอนันต์ (นั่นคือไม่มีสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ)

รูปร่างของพัลส์ที่นิยมใช้สำหรับการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งคือเกาส์เซียนพัลส์ (Gaussian Pulse) และอนุพันธ์ (Derivative) ของมัน เกาส์เซียนพัลส์แสดงได้ดังสมการ

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(t-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (2-3)$$

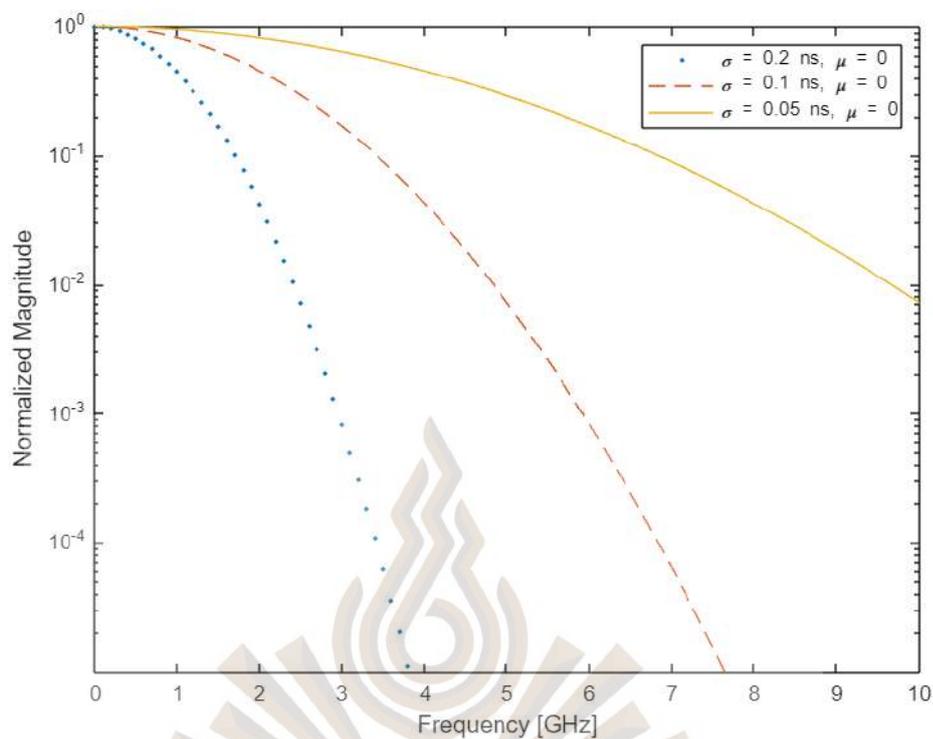
โดยที่  $\sigma$  คือส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของพัลส์ในหน่วยวินาที และ  $\mu$  คือตำแหน่งทางเวลาสำหรับจุดกึ่งกลางของพัลส์ในหน่วยวินาที ความกว้างของพัลส์มีความเกี่ยวข้องกับส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน ตามนี้  $T_p = 2\pi\sigma$  (Reed, 2005) รูปที่ 2.4-2.5 แสดงเกาส์เซียนพัลส์และสเปกตรัมที่เกี่ยวข้องสำหรับ  $\sigma$  ที่มีค่าต่างกัน

อนุพันธ์อันดับหนึ่งและอันดับสองของเกาส์เซียนพัลส์หรือที่เรียกว่าเกาส์เซียนโมโนไซเคิล (Gaussian Monocycle) และเกาส์เซียนดับเบิล (Gaussian Doublet) ตามลำดับ สามารถใช้เป็นพัลส์ สำหรับระบบแถบความถี่กว้างยิ่งได้ รูปที่ 2.6-2.7 แสดงเกาส์เซียนโมโนไซเคิลและเกาส์เซียนดับเบิลที่มีความกว้างของพัลส์ต่างกัน ลักษณะเฉพาะ (Characteristic) ที่สำคัญของเกาส์เซียนพัลส์ เกาส์เซียนโมโนไซเคิล และเกาส์เซียนดับเบิลคือการแจกแจงทางสเปกตรัมแบบยูนิฟอร์ม ทำให้มันคล้ายกับสัญญาณรบกวนและมีความน่าจะเป็นของการดักฟังต่ำซึ่งเป็นที่ต้องการสำหรับการประยุกต์ใช้งานที่เชื่อถือได้ (Secure Application)



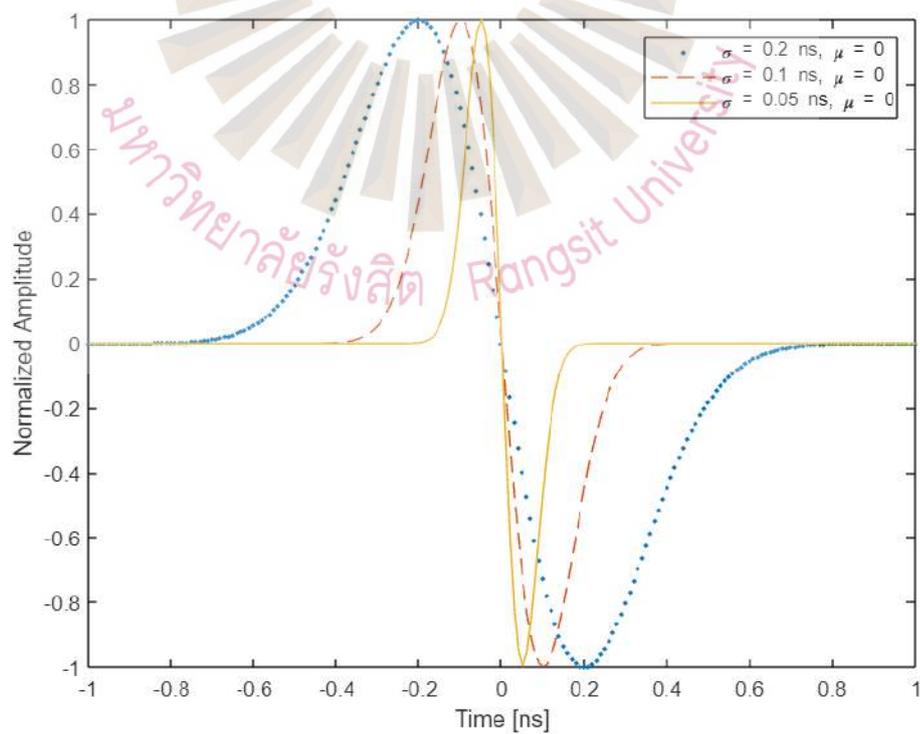
รูปที่ 2.4 เกาส์เซียนพัลส์ในโดเมนเวลา

ที่มา : ผู้วิจัย



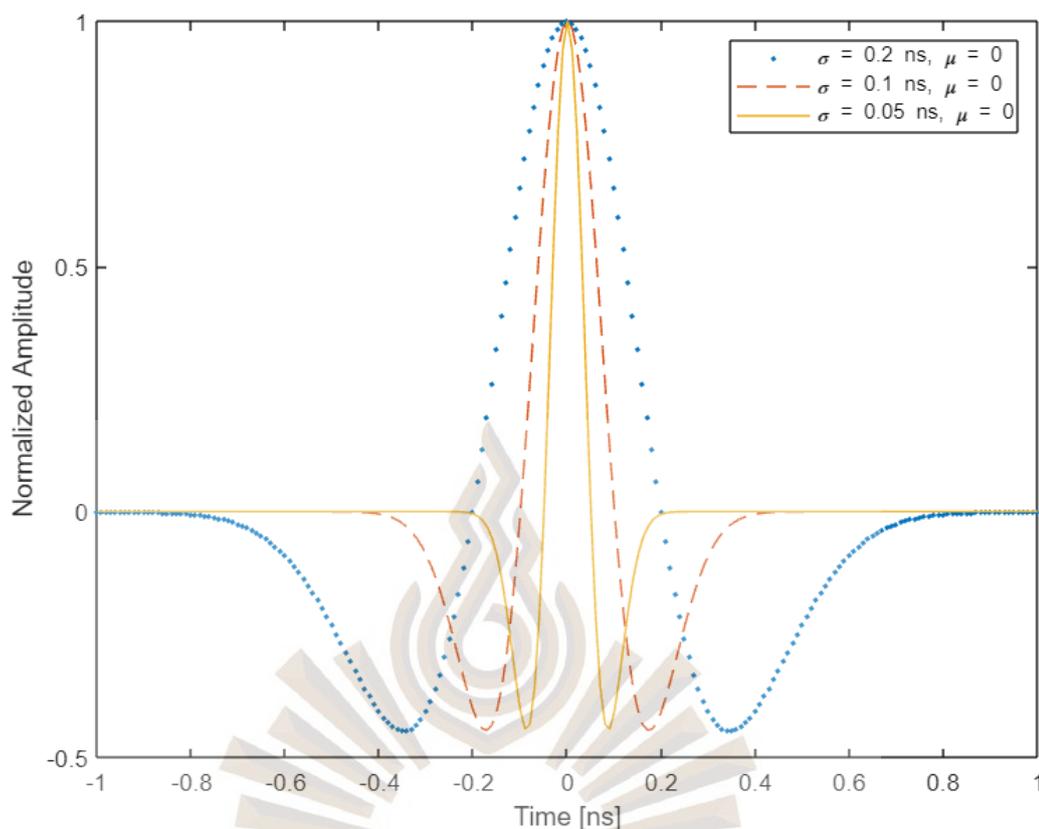
รูปที่ 2.5 แกสเซียนพัลส์ในโดเมนความถี่

ที่มา : ผู้วิจัย



รูปที่ 2.6 แกสเซียนโมโนไซเคิล

ที่มา : ผู้วิจัย



รูปที่ 2.7 เกาส์เซียนคัมเบล

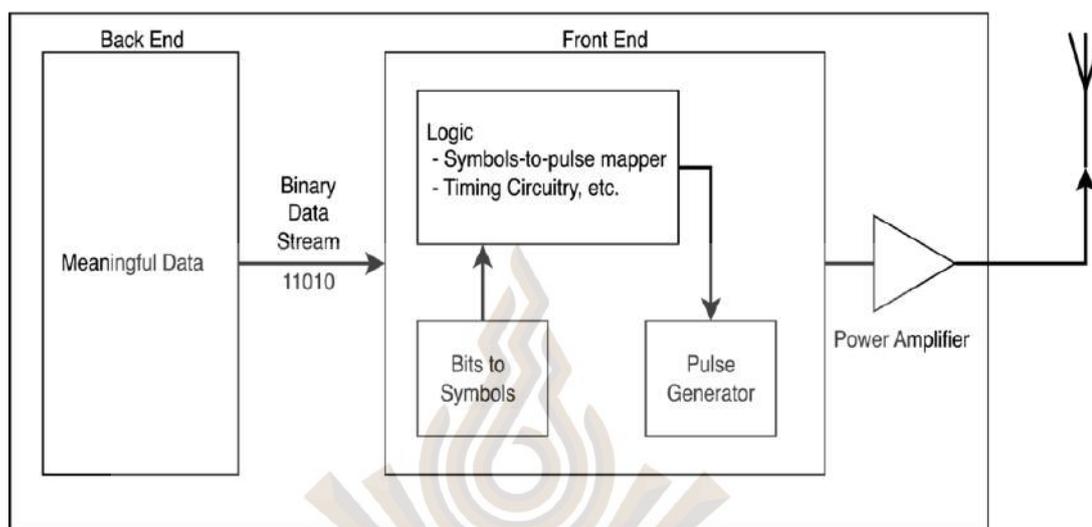
ที่มา : ผู้วิจัย

## 2.4 การกล้ำสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งโดยการกล้ำทางเวลาอาศัยการปล่อยพัลส์แบบไม่ต่อเนื่องซึ่งสอดคล้องกับแนวทางของสัญญาณแถบความถี่ฐาน (Oppermann et al., 2004) อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain) จะได้การส่งหลาย ๆ พัลส์ต่อสัญลักษณ์ รูปที่ 2.8 แสดงแผนภาพทั่วไปของเครื่องส่ง รูปแบบของการกล้ำสัญญาณสำหรับแถบความถี่กว้างยิ่งประกอบด้วยการกล้ำตำแหน่งของพัลส์ (Pulse Position Modulation: PPM) การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์ (Pulse Amplitude Modulation: PAM) และออนออฟคีย์อิง (On-Off Keying: OOK)

การแผ่เวลาประวิง (Delay Spread) เป็นตัวชี้วัดว่าสัญญาณเจอจากทางเวลามากน้อยเท่าใด การแผ่เวลาประวิงสำหรับช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งจะถูกอธิบายด้วยค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square: RMS) ค่าดังกล่าวก็คือส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของเวลาประวิงจากการสะท้อนที่ถ่วงน้ำหนักตามพลังงานของคลื่นสะท้อน (Ghavami, Michael & Kohno, 2004) ถ้าช่วงเวลาระหว่าง

พัลส์มากกว่าค่าราคาล้างสองเฉลี่ยของการแผ่เวลาประวิง การแทรกสอดเชิงสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) จะไม่ปรากฏ



รูปที่ 2.8 แผนภาพทั่วไปของเครื่องส่งสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

ที่มา : ผู้วิจัย

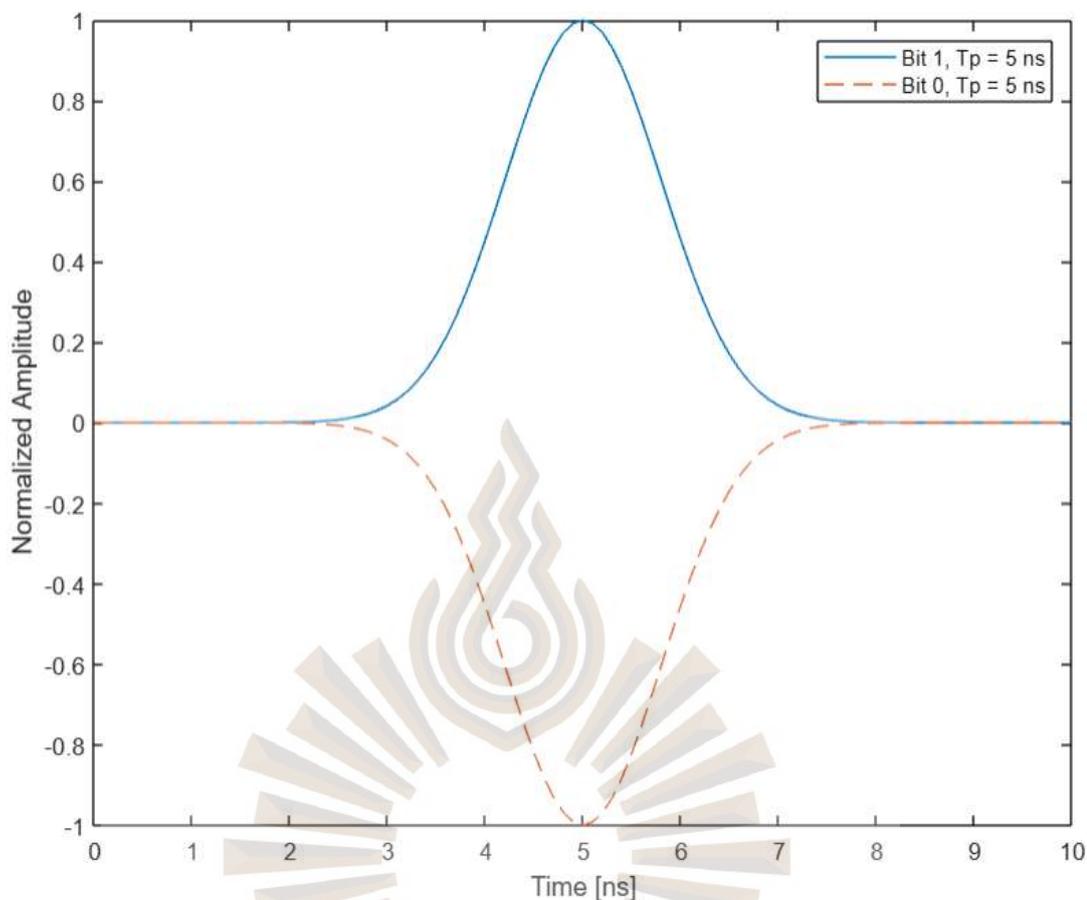
#### 2.4.1 การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์

ในการกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์ ข่าวดสารจะเปลี่ยนตามแอมพลิจูดของพัลส์ การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์แบบไบนารีจะใช้เกาส์เซียนพัลส์ที่ตรงข้ามกันพอดีดังรูปที่ 2.9 ข่าวดสารที่ถูกกล้ำแล้วแสดงได้ดังสมการ

$$x(t) = d_j \cdot w_{tr}(t) \quad (2-5)$$

โดยที่  $w_{tr}(t)$  คือรูปคลื่นพัลส์แถบความถี่กว้างยิ่ง,  $j$  คือบิตข้อมูลที่จะส่ง (นั่นคือ '0' หรือ '1') และ

$$d_j = \begin{cases} -1, & j = 0 \\ 1, & j = 1 \end{cases} \quad (2-6)$$



รูปที่ 2.9 การกล้าแอมพลิจูดของพัลส์แบบไบนารี  
ที่มา : ผู้วิจัย

#### 2.4.2 ออนออฟคีย์อิ่ง

ออนออฟคีย์อิ่งอย่างเช่นแบบไบนารีทำได้โดยการส่งหรือไม่ส่งพัลส์ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2-6) โดยที่

$$d_j = \begin{cases} 0, & j = 0 \\ 1, & j = 1 \end{cases} \quad (2-7)$$

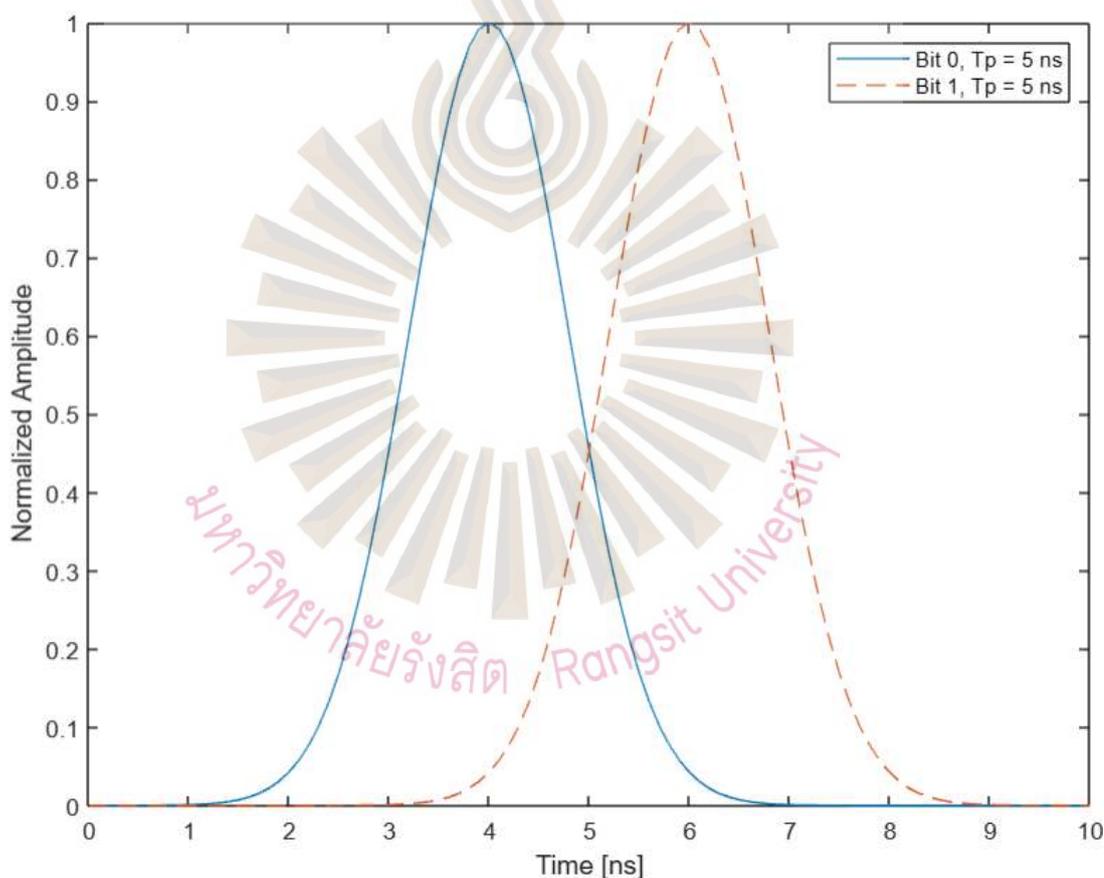
#### 2.4.3 การกล้าตำแหน่งของพัลส์

การกล้าตำแหน่งของพัลส์ถูกใช้อย่างแพร่หลายในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งข่าวสารจะถูกส่งไปตามตำแหน่งของพัลส์ ในการกล้าตำแหน่งของพัลส์แบบไบนารี พัลส์เริ่มต้น ณ

เวลา 0 ใช้แทนบิต 0 ในขณะที่พัลส์เลื่อนทางเวลาไป  $\delta$  ใช้แทนบิต 1 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2-8) ข้อเสียของการกล้าแบบนี้คือคาบเวลาของบิตจะยาวขึ้น

$$x(t) = w_{tr}(t - \delta d_j) \quad (2-8)$$

โดยที่  $d_j$  แสดงได้ดังสมการที่ (2-7) และค่าของ  $\delta$  สามารถเลือกได้ตามลักษณะเฉพาะทางสหสัมพันธ์อัตโนมัติ (Autocorrelation) ของพัลส์ (Oppermann et al., 2004) รูปที่ 2.10 แสดงการกล้าตำแหน่งของพัลส์แบบไบนารี

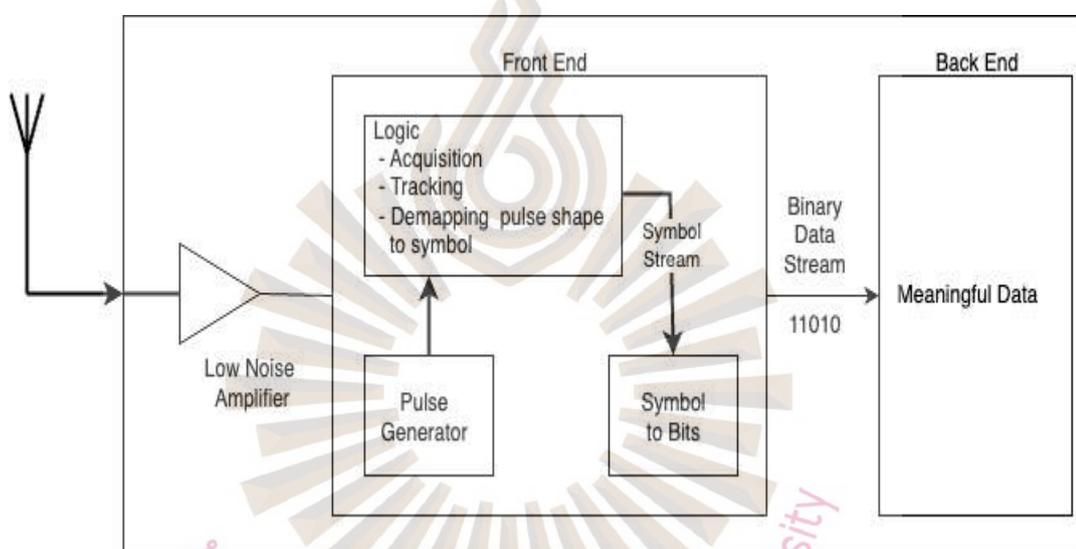


รูปที่ 2.10 การกล้าตำแหน่งของพัลส์แบบไบนารี

ที่มา : ผู้วิจัย

## 2.5 การแยกและการตรวจหาสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งได้รับผลกระทบการเกิดเงา (Shadowing Effect) จากสิ่งกีดขวางระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง ทำให้กำลังของสัญญาณลดลงผ่านการดูดซับ การสะท้อน การกระเจิง และการเลี้ยวเบน (Goldsmith, 2005) เครื่องรับสัญญาณที่ดีต้องสามารถแยกและตรวจหาสัญญาณเพื่อให้ได้ข่าวสารด้วยความผิดพลาดต่ำที่สุด ดังนั้นตัวชี้วัดสมรรถนะสำหรับการออกแบบเครื่องรับจึงเป็นอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate: BER)



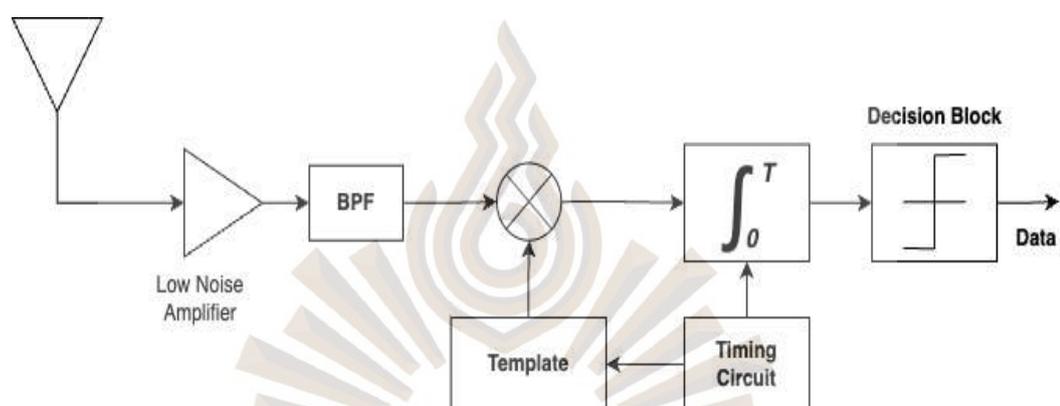
รูปที่ 2.11 แผนภาพทั่วไปของเครื่องรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

ที่มา : ผู้วิจัย

เครื่องรับประกอบด้วย 2 ส่วน คือการตรวจหาและการตัดสินใจ เครื่องตรวจหาสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งแตกต่างจากเครื่องที่ใช้สำหรับสัญญาณแถบความถี่แคบเนื่องจากเครื่องดังกล่าวทำงานโดยไม่อาศัยคลื่นพาห้ (Akogun, 2005) การออกแบบเครื่องรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งทำได้หลากหลาย เช่น เครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์ (Correlation Detection) เครื่องรับแบบเรค (Rake) และเครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนท์ (Non-Coherent) เทคนิคใหม่อย่างเช่นการกลับทางเวลาที่เครื่องส่งทำให้การออกแบบเครื่องรับซับซ้อนน้อยลงโดยไม่ได้สูญเสียสมรรถนะ รูปที่ 2.11 แสดงแผนภาพทั่วไปของเครื่องรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

### 2.5.1 เครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์

การตรวจหาสหสัมพันธ์เป็นวิธีที่ง่ายและเหมาะสมที่สุดสำหรับการตรวจหาสัญญาณในสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม เครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์หรือที่เรียกว่าคอร์ริเลเตอร์ (Correlator) จะอาศัยกระบวนการสหสัมพันธ์ (Nekoogar, 2006) เครื่องรับแบบนี้ถูกใช้สำหรับการสื่อสารแถบความถี่แคบมาหลายปีและสามารถให้การตรวจหาที่เหมาะสม



รูปที่ 2.12 แผนภาพของเครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์

ที่มา : ผู้วิจัย

รูปที่ 2.12 แสดงแผนภาพของเครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์ สัญญาณอินพุตจะถูกคูณด้วยรูปคลื่นแผ่นแบบ (Template) ที่เข้ากับรูปคลื่นอินพุตในทางเวลาและปริภูมิ (Reed, 2005) ถ้ารูปคลื่นทั้งสองเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์ การตรวจหาสัญญาณจะเหมาะสมที่สุด

สัญญาณที่ได้รับในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) สามารถจำลองได้เป็น

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2-9)$$

โดยที่  $r(t)$  คือรูปคลื่นสัญญาณที่ได้รับ,  $s(t)$  คือรูปคลื่นสัญญาณที่ส่ง และ  $n(t)$  คือสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังเป็น  $N_0/2$  อัตราความผิดพลาดของบิตสำหรับการกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์ ออนออฟคีย์อิ่ง และการกล้ำตำแหน่งของพัลส์สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$P_b = Q \left\{ \sqrt{\frac{d_{min}^2}{2N_0}} \right\} \quad (2-10)$$

โดยที่  $d_{min}$  คือระยะทางแบบยุคลิดระหว่างสองสัญลักษณ์ในปริภูมิสัญญาณ (Goldsmith, 2005) ซึ่งขึ้นอยู่กับวิธีการก่้าสัญญาณ นั่นคือ

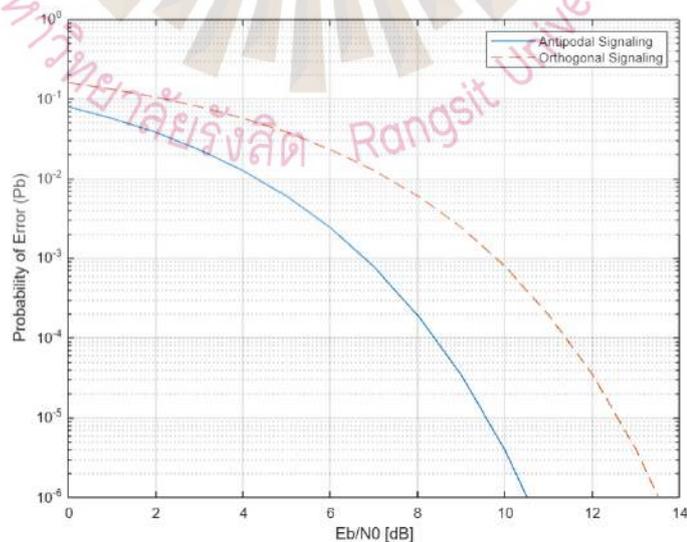
$$d_{min} = \sqrt{2E_s} \text{ สำหรับการให้สัญญาณเชิงตั้งฉาก (Orthogonal Signaling)}$$

$$d_{min} = 2\sqrt{E_s} \text{ สำหรับการให้สัญญาณแอนติโอด (Antipodal Signaling)}$$

โดยที่  $E_s$  คือค่าเฉลี่ยของพลังงานต่อสัญลักษณ์ และ  $Q(\cdot)$  คือฟังก์ชัน  $Q$  ซึ่งเป็นความน่าจะเป็นที่ตัวแปรเกาส์เซียน  $X$  ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และความแปรปรวนเป็น 1 มากกว่า  $Z$  นั่นคือ

$$Q(x) = p(x > z) = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (2-11)$$

รูปที่ 2.13 แสดงกราฟ BER สำหรับการให้สัญญาณแอนติโอดและการให้สัญญาณเชิงตั้งฉาก ทำให้อนุมานได้ว่า การก่้าแอมพลิจูดของพัลส์ที่เป็นการให้สัญญาณแอนติโอดมีประสิทธิภาพดีกว่าออกนอพลีอิ่งและการก่้าตำแหน่งของพัลส์ที่เป็นการให้สัญญาณเชิงตั้งฉาก



รูปที่ 2.13 สมรรถนะของเครื่องรับแบบการตรวจหาสหสัมพันธ์สำหรับการให้สัญญาณแอนติโอด และการให้สัญญาณเชิงตั้งฉาก

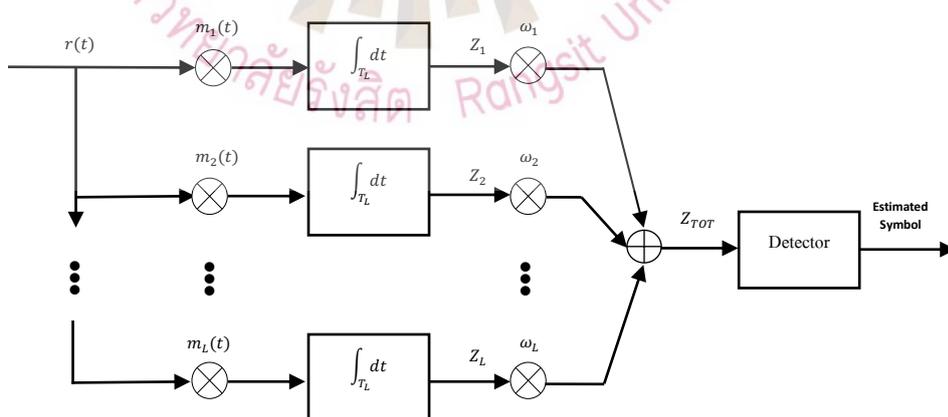
ที่มา : ผู้วิจัย

## 2.5.2 เครื่องรับแบบเรค

เครื่องรับแบบเรคถูกใช้ในระบบการสื่อสารแบบสเปกตรัมแบนเพื่อสะสมพลังงานในองค์ประกอบพหุวิถีที่มีนัยสำคัญ (Reed, 2005) เครื่องรับแบบนี้ประกอบด้วยกลุ่มของคอร์เรเลเตอร์ที่ตั้งอยู่ในฟิงเกอร์ (Finger) ต่างกัน แต่ละฟิงเกอร์จะเข้าจังหวะกับองค์ประกอบพหุวิถีของสัญญาณที่ได้รับและเอาที่พหุของฟิงเกอร์เหล่านั้นจะรวมกันโดยใช้การรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining: MRC) รูปที่ 2.14 แสดงโครงสร้างของเครื่องรับแบบเรค

การใช้เครื่องรับแบบเรคสำหรับการสื่อสารแถบความถี่กว้างยังมีข้อด้อย 2 ประการ ประการแรกคือองค์ประกอบพหุวิถีของสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งในสภาพแวดล้อมที่ไม่อยู่ในระดับสายตา (Non Line of Sight: NLOS) มีจำนวนมาก ทำให้ต้องใช้ฟิงเกอร์จำนวนมากเพื่อดักจับพลังงานของสัญญาณได้เพียงพอ (Molisch, 2005) ประการที่สองคือแต่ละพหุวิถีเดินทางผ่านช่องสัญญาณที่ต่างกันและมีการผิดรูป (Distortion) ต่างกัน ทำให้พัลส์ในระดับสายตาไม่ใช่แม่แบบเหมาะสมที่สุด

ปัญหาการดักจับพลังงานข้างต้นทำให้มีการเสนอโครงสร้างอย่างง่ายของเครื่องรับแบบเรค เช่น เรคเลือกสรร (Selective Rake) และเรคบางส่วน (Partial Rake) เครื่องรับแบบเรคเลือกสรรจะรวบรวมพลังงานจากองค์ประกอบพหุวิถีที่มีพลังงานสูงสุดจำนวน  $L$  องค์ประกอบ ในขณะที่เครื่องรับแบบเรคบางส่วนจะรวบรวมพลังงานจากองค์ประกอบพหุวิถีแรกจำนวน  $L$  องค์ประกอบ



รูปที่ 2.14 โครงสร้างของเครื่องรับแบบเรค

ที่มา : ผู้วิจัย

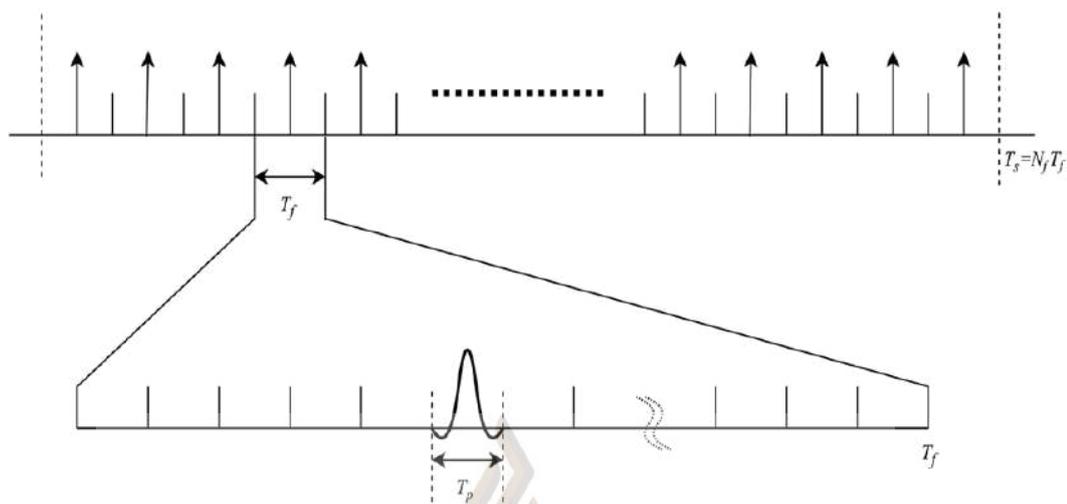
### 2.5.3 เครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์

ความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอไปก่อนหน้านี้ทำให้เกิดการออกแบบเครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์หรือที่เรียกว่าไม่ได้เหมาะที่สุด (Suboptimal) การตรวจหาโดยใช้ขีดแบ่ง (Threshold Detection) เป็นวิธีหลักที่นำมาใช้ในเครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์ (Choi & Stark, 2001; Durisi & Benedetto, 2004) กล่าวคือ เครื่องรับจะใช้ขีดแบ่งในการตรวจหาขนาดหรือพลังงานของพัลส์ที่ได้รับ ข้อด้อยของเครื่องรับแบบนี้คือการกระชาก (Spike) ของสัญญาณรบกวนอาจทำให้การตรวจหาเกิดความผิดพลาด อย่างไรก็ตาม การทำให้ขีดแบ่งปรับค่าตามสัญญาณที่ได้รับอย่างเหมาะสมสามารถแก้ข้อด้อยนี้ได้

## 2.6 การกระโดดทางเวลาในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง

การกระโดดทางเวลาเป็นหนึ่งในเทคนิคการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) สำหรับระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง กล่าวคือ ในกรณีที่มีผู้ใช้หลายคนในระบบ ผู้ใช้แต่ละคนจะมีลำดับการกระโดดทางเวลาแตกต่างกันสำหรับการวางพัลส์ในแต่ละเฟรมทางเวลา (Nekoogar, 2006) อย่างไรก็ตาม ลำดับการกระโดดทางเวลาสามารถนำมาใช้เป็นพารามิเตอร์สำหรับการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง (Ha & Schaumont, 2007; Ko & Goeckel, 2010) กล่าวคือ เครื่องรับสัญญาณที่จะสามารถถอดรหัสข้อความทั้งหมดได้คือเครื่องรับที่รู้ลำดับนี้เท่านั้น

เพื่อแสดงให้เห็นแนวคิดการเข้ารหัสลับในชั้นกายภาพจากการกระโดดทางเวลา สมมุติระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งส่งบิตข้อมูลซึ่งใช้พัลส์จำนวน  $N_f$  พัลส์ในช่วงเวลา  $T_s = N_f T_f$  โดยที่  $T_f$  เป็นช่วงเวลาของเฟรม (Frame) ดังรูปที่ 2.15 ตำแหน่งของแต่ละพัลส์ (ที่มีช่วงเวลาเป็น  $T_p$ ) ในแต่ละเฟรมจะถูกกำหนดโดยลำดับการกระโดดทางเวลา เครื่องดักฟังจะต้องเผชิญกับปัญหาการทดสอบสมมติฐาน (Hypothesis Test) เพื่อที่จะหาตำแหน่งของพัลส์เหล่านี้ ตัวอย่างเช่น ถ้าเครื่องส่งใช้ 10 บิตในการสร้างลำดับการกระโดดทางเวลา เครื่องดักฟังจะต้องทำการทดสอบสมมติฐาน  $2^{10}$  ครั้ง



รูปที่ 2.15 การส่งสัญญาณการกระโดดทางเวลาในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง  
ที่มา : ผู้วิจัย

## 2.7 การกลับทางเวลาในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง

### 2.7.1 แนวคิดการกลับทางเวลา

การกลับทางเวลาหรือที่เรียกว่าการสังยุคเฟส (Phase Conjugation) ในโดเมนความถี่ เป็นวิธีการเตรียมขั้วสารที่ทำให้มันปรากฏ ณ เวลาเฉพาะที่ตำแหน่งเฉพาะในปริภูมิ กล่าวคือสัญญาณจะถูกกรองก่อนส่ง (Prefilter) ที่เครื่องส่งเพื่อทำให้มันโพกัสในปริภูมิและเวลาที่เครื่องรับเจาะจง (Intended Receiver) (Imada & Ohtsuki, 2004) โดยใช้จำนวนเชิงซ้อนสังยุค (Complex Conjugate) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับดังกล่าว การโพกัสทางปริภูมิจะลดการแทรกสอดช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) ในระบบที่มีผู้ใช้หลายคน การโพกัสทางเวลาจะลดการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณและทำให้การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ลดลง

แนวคิดนี้ถูกนำไปใช้ได้เป็นอย่างดีในช่องสัญญาณเสียงใต้น้ำ (Underwater Acoustic) และคลื่นเหนือเสียง (Ultrasound) นอกจากนี้มันยังถูกนำไปใช้ในระบบแถบความถี่แคบ และล่าสุดก็ได้ถูกนำไปใช้ในระบบแถบความถี่กว้างยิ่ง (Strohmer, Emami, Hansen, Papanicolaou & Paulraj, 2004)

## 2.7.2 ทฤษฎีการกลับทางเวลา

พิจารณาการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณ 1 คู่ ในการใช้งานการกลับทางเวลา เครื่องส่งจะใช้สัญญาณเชิงซ้อนของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีการกลับทางเวลาเป็นตัวกรองสัญญาณก่อนส่ง กำหนดให้  $h(r_o, \tau)$  แสดงถึงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ตัวรับเจาะจง โดยที่  $r_o$  คือตำแหน่งของเครื่องรับนี้ และ  $\tau$  คือตัวแปรเวลาประวิง ถ้าเครื่องส่งใช้  $h^*(r_o, -\tau)$  เป็นตัวตัวกรองสัญญาณก่อนส่ง ช่องสัญญาณประสิทธิผล (Effective Channel) ณ ตำแหน่ง  $r$  สามารถแสดงได้เป็น

$$R_{hh}(r, \tau) = h^*(r_o, -\tau) * h(r, \tau) \quad (2-12)$$

โดยที่  $*$  และ  $(\cdot)^*$  แทนคอนโวลูชัน (Convolution) และจำนวนเชิงซ้อนสังยุค ตามลำดับ อัตราส่วนที่แสดงการโพกัสทางปริภูมิสามารถนิยามดังนี้

$$\eta_{hh}(r) = \frac{\mathcal{E}_{hh}(r_o)}{\mathcal{E}_{hh}(r)} \quad (2-13)$$

โดยที่

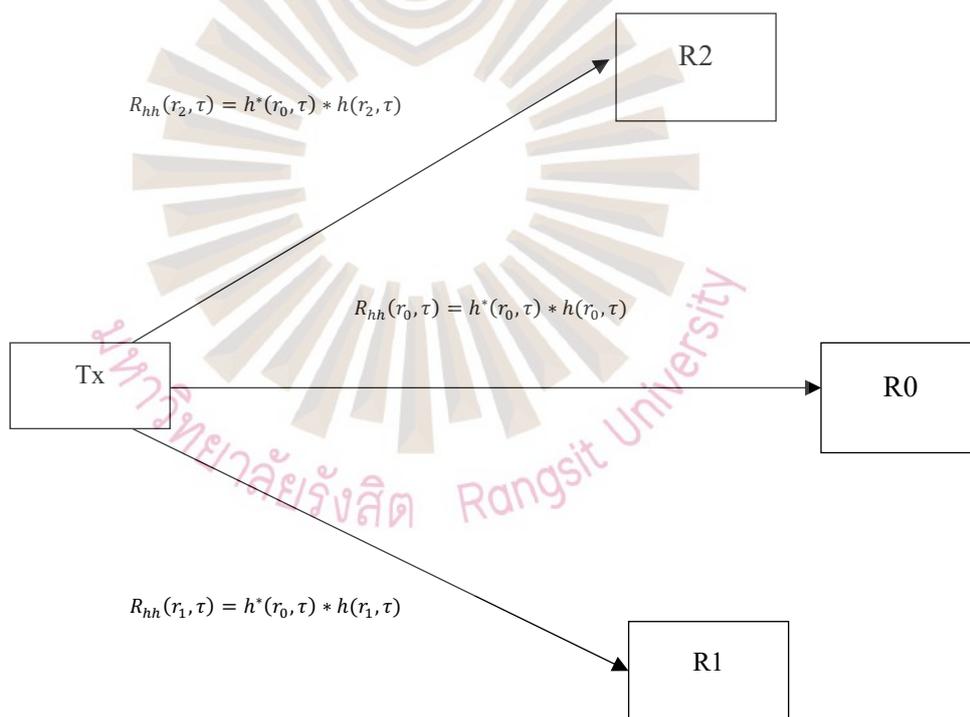
$$\mathcal{E}_{hh}(r) = |R_{hh}(r, \tau_o)|^2 \quad (2-14)$$

คือพลังงานของ  $R_{hh}(r, \tau_o)$  และให้  $\tau_o$  คือเวลาที่ทำให้สมการ  $|R_{hh}(r_o, \tau_o)| = \max_{\tau} \{|R_{hh}(r_o, \tau)|\}$  อัตราส่วนนี้สามารถบ่งชี้ความมั่นคงในการสื่อสาร กล่าวคือถ้ามันมีค่ามากหมายความว่าความน่าจะเป็นในการดักฟังเครื่องรับเจาะจงโดยเครื่องรับที่อยู่ใกล้กันมีค่าต่ำ รูปที่ 2.16 แสดงแนวคิดของการโพกัสทางปริภูมิ โดยที่  $R_o$  เป็นเครื่องรับเจาะจงในขณะที่  $R_1$  และ  $R_2$  เป็นเครื่องรับที่ตั้งใจจะขโมยข่าวสารจาก  $R_o$  จากคุณสมบัติทางคณิตศาสตร์ หลังจากทำให้ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation Function) เป็นบรรทัดฐาน (Normalization) เทียบกับพลังงานแล้ว สหสัมพันธ์อัตโนมัติจะมีค่ามากกว่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) เสมอ ซึ่งบอกเป็นนัยว่า กำลังงานที่ได้รับจะมีค่าสูงสุดที่  $R_o$  และมีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับ  $R_1$  และ  $R_2$  ดังนั้น  $R_1$  และ  $R_2$  ที่พยายามขโมยข่าวสารจาก  $R_o$  จะประสบกับการสูญเสียกำลังงานที่ได้รับและยากที่จะ

ถอดรหัสสัญญาณที่ต้องการได้ ในทำนองเดียวกันอัตราส่วนที่แสดงการโพกัสทางเวลา สามารถนิยามดังนี้

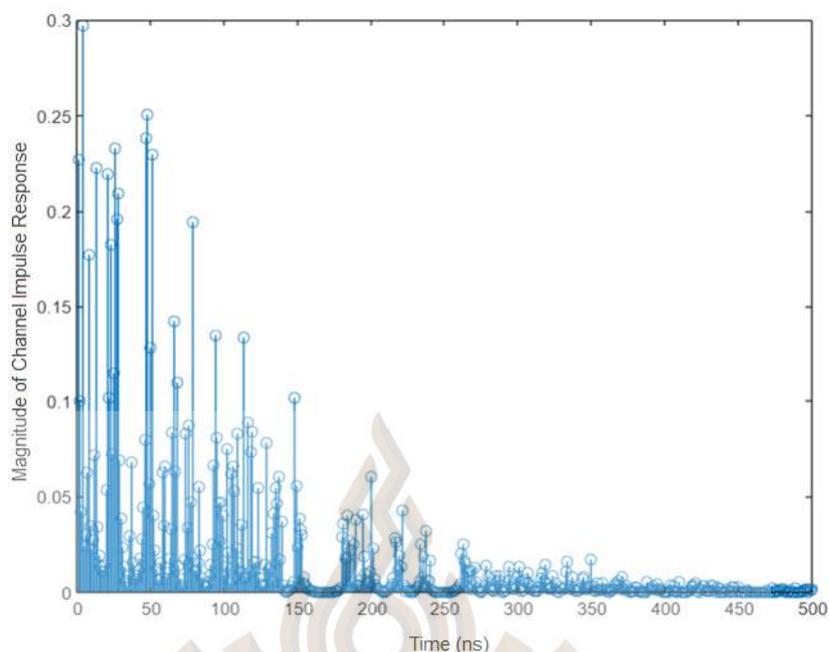
$$\mathcal{G}^{TR} = \frac{E_p^{hh}}{E_T^{hh}} \quad (2-15)$$

โดยที่  $E_p^{hh}$  คือพลังงานในจุดสูงสุดของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ได้รับ และ  $E_T^{hh}$  คือพลังงานทั้งหมดในผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ได้รับสำหรับช่องสัญญาณที่มีการกลับทางเวลา ถ้าอัตราส่วนนี้มีค่ามากหมายความว่า การโพกัสทางเวลาทำได้ดี รูปที่ 2.17-2.18 แสดงแนวคิดของการโพกัสทางเวลาจากการกลับทางเวลาโดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ IEEE 802.15.4a จะเห็นว่าผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ได้รับถูกบิดอัดและการโพกัสทางเวลาเด่นชัดที่ตำแหน่งกลางของผลตอบสนองดังกล่าว



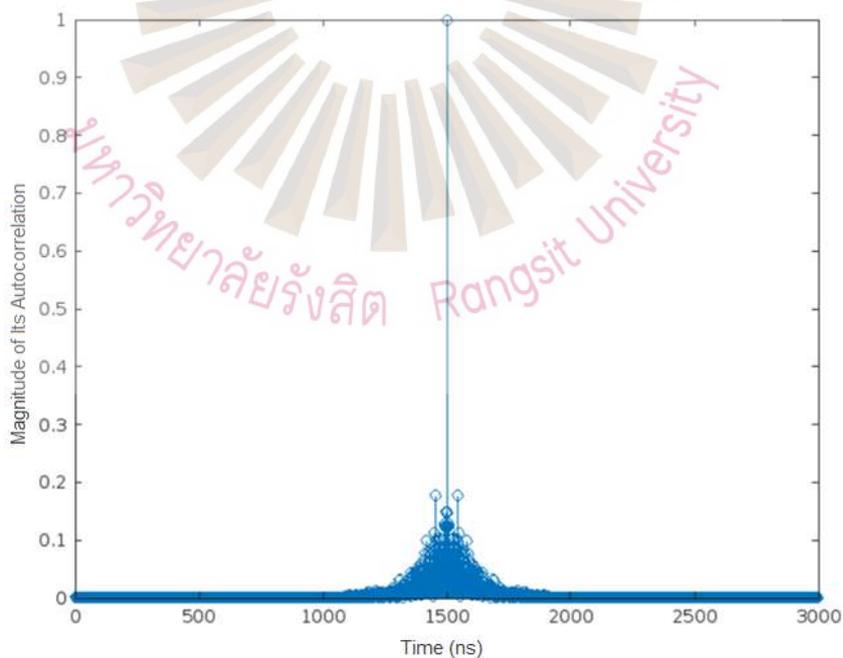
รูปที่ 2.16 การโพกัสทางปริภูมิจากการกลับทางเวลา

ที่มา : ผู้วิจัย



รูปที่ 2.17 ขนาด (Magnitude) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่สร้างจาก  
แบบจำลองช่องสัญญาณ IEEE 802.15.4a

ที่มา : ผู้วิจัย



รูปที่ 2.18 ขนาดของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ได้รับสำหรับช่องสัญญาณที่มีการกลับทาง

ที่มา : ผู้วิจัย

## 2.8 แบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

แบบจำลองช่องสัญญาณเป็นสิ่งสำคัญสำหรับการวิเคราะห์และออกแบบระบบการสื่อสารไร้สาย การจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งได้ถูกต้องจะทำให้การออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งทำได้เหมาะสม โดยทั่วไปแบบจำลองช่องสัญญาณจำแนกได้เป็น 2 แบบ คือ แบบจำลองเชิงกำหนด (Deterministic Modeling) และแบบจำลองเชิงสถิติ (Statistical Modeling) แบบจำลองเชิงกำหนดมักใช้ในกรณีที่ทราบรายละเอียดเกี่ยวกับสภาพแวดล้อมของการสื่อสาร ในขณะที่แบบจำลองเชิงสถิติเหมาะกับการออกแบบระบบการสื่อสารที่ใช้ในสภาพแวดล้อมที่ไม่เจาะจง (Reed, 2005)

ช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งแตกต่างจากช่องสัญญาณแถบความถี่แคบเนื่องจากแบนด์วิดท์ที่กว้างมากของสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง เมื่อเราส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไร้สาย สัญญาณที่ได้รับจะประกอบด้วยองค์ประกอบพหุวิถิต่าง ๆ ซึ่งเกิดจากการสะท้อน เลี้ยวเบน และการกระเจิงของสัญญาณที่ส่ง ถ้าสัญญาณนี้มีแบนด์วิดท์แคบกว่าแบนด์วิดท์รวม (Coherence Bandwidth) ของช่องสัญญาณ องค์ประกอบพหุวิถีจะมาถึงยังเครื่องรับอย่างต่อเนื่อง ทำให้เกิดเฟดดิ้ง (Fading) อย่างรุนแรง เมื่อองค์ประกอบพหุวิถีจำนวนมากปรากฏภายในช่วงเวลาความละเอียด (Resolution Time) แอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับสามารถจำลองจากทฤษฎีแวน โน้มเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central Limit Theorem) ได้ว่ามีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) ดังนั้นเฟดดิ้งแบบเรย์ลีจึงใช้กันอย่างกว้างขวางสำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่แคบ

เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีแถบความถี่แคบ แบนด์วิดท์ที่กว้างมากของสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งทำให้แยกองค์ประกอบพหุวิถีที่เครื่องรับได้ดีกว่ามาก ช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งจึงมีความแตกต่างจากช่องสัญญาณแถบความถี่แคบดังนี้

1) จำนวนองค์ประกอบพหุวิถีในช่วงเวลาความละเอียดจะมีน้อยมาก ทำให้เฟดดิ้งไม่รุนแรงเหมือนในช่องสัญญาณแถบความถี่แคบและการแจกแจงแบบเรย์ลีอาจจะใช้ไม่ได้สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับ องค์ประกอบพหุวิถีที่แยกได้ (Resolvable) สามารถพบได้เป็นจำนวนมากที่เครื่องรับ

2) เวลาการมาถึง (Time of Arrival) ขององค์ประกอบพหุวิถีอาจจะไม่ต่อเนื่อง กล่าวคือช่วงเวลาประวิง (Delay Bin) ระหว่างองค์ประกอบพหุวิถีบางช่องจะไม่มีพลังงานของพหุวิถีเลย ผลการ

วัดช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง (Turin, Clapp, Johnston, Fine & Lavry, 1972) แสดงให้เห็นว่าการมาถึงของพหุวิถีเป็นแบบเกาะกลุ่ม (Clustering) ไม่ได้เป็นแบบต่อเนื่องเหมือนในช่องสัญญาณแถบความถี่แคบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวัตถุต่าง ๆ ที่อยู่ในสภาพแวดล้อมของการสื่อสารจะสนับสนุนกลุ่มขององค์ประกอบพหุวิถีที่แตกต่างกัน

ช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งสามารถจำแนกได้เป็น 2 ประเภท คือช่องสัญญาณเบาบาง (Sparse Channel) และช่องสัญญาณหนาแน่น (Dense Channel) (Qiu, 2004) ในช่องสัญญาณเบาบางองค์ประกอบพหุวิถีบางครั้งมาถึงที่ช่วงเวลามากกว่าส่วนกลับของแบนด์วิธของสัญญาณ ดังนั้นบางช่วงเวลาประวิงจะไม่มีพลังงานของพหุวิถี ในทางตรงกันข้ามช่องสัญญาณหนาแน่นมีช่วงเวลาการมาถึงระหว่างองค์ประกอบพหุวิธิน้อยกว่าช่วงเวลาประวิง ช่องสัญญาณจะเบาบางหรือหนาแน่นขึ้นอยู่กับ 2 ปัจจัย คือแบนด์วิธของสัญญาณและสภาพแวดล้อมที่พิจารณา ตัวอย่างเช่น ในสภาพแวดล้อมอุตสาหกรรมที่มีวัตถุอยู่เป็นจำนวนมาก ช่องสัญญาณเป็นแบบหนาแน่นแม้ว่าแบนด์วิธของสัญญาณกว้างถึง 7.5 GHz (Vaughan & Scott, 1999) ในขณะที่ช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่อยู่อาศัยจะเป็นแบบเบาบางที่แบนด์วิธเดียวกันนี้ (Weisenhorn & Hirt, 2003)

### 2.8.1 แบบจำลองเชิงสถิติ

งานวิจัยนี้พิจารณาแบบจำลองเชิงสถิติที่พัฒนาขึ้นโดยกลุ่มทำงาน IEEE 802.15.4a (Molisch et al., 2006) ซึ่งประกอบด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณที่ทำให้เป็นมาตรฐาน (Standardized Channel Model: CM) สำหรับสภาพแวดล้อมต่าง ๆ ได้แก่ CM1 และ CM2 สำหรับที่อยู่อาศัย, CM3 และ CM4 สำหรับสำนักงาน, CM5 และ CM6 สำหรับสภาพแวดล้อมนอกอาคาร, CM7 และ CM8 สำหรับสถานอุตสาหกรรม, และ CM9 สำหรับสถานเกษตรกรรม อย่างไรก็ตาม เราสนใจเฉพาะ CM3 ซึ่งใช้จำลองสภาพแวดล้อมที่เป็นสำนักงานและอยู่ในระดับสายตา (Line of Sight: LOS)

โพรไฟล์เวลาประวิงกำลัง (Power Delay Profile) เป็นไปตามแบบจำลองของ Saleh-Valenzuela ที่ถูกปรับเปลี่ยนดังนี้

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l} \exp(j\varphi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2-16)$$

โดยที่  $k$  และ  $l$  คือดัชนีของวิถี (Ray) และกลุ่ม (Cluster) ตามลำดับ เฟส  $\varphi_{k,l}$  มีการแจกแจงแบบ  
 เอกกรุป (Uniform Distribution) ในช่วง  $[0, 2\pi]$  และตามนิยาม  $\tau_{0,l} = 0$   
 จำนวนกลุ่ม  $L$  มีการแจกแจงแบบปัวซอง (Poisson Distribution) ด้วยค่าเฉลี่ย  $\bar{L}$  ดังสมการ

$$p(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (2-17)$$

การแจกแจงของเวลาการมาถึงของกลุ่ม  $T_l$  เป็นไปตามกระบวนการปัวซอง นั่นคือ

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda_l \exp[-\Lambda_l (T_l - T_{l-1})], l > 0 \quad (2-18)$$

โดยที่  $\Lambda_l$  คืออัตราการมาถึงของกลุ่ม และการแจกแจงของเวลาการมาถึงของกลุ่ม  $\tau_{k,l}$  เป็นไปตาม  
 การผสม (Mixture) ของกระบวนการปัวซอง 2 กระบวนการ นั่นคือ

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1 (\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})] \\ + (1 - \beta) \lambda_2 \exp[-\lambda_2 (\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})], k > 0 \quad (2-19)$$

โดยที่  $\beta$  คือความน่าจะเป็นในการผสม ส่วน  $\lambda_1$  และ  $\lambda_2$  คืออัตราการมาถึงของวิถี

ขั้นตอนถัดไปคือการหาค่าตั้งและรูปร่างของกลุ่ม ค่าตั้งเฉลี่ยของวิถีลดระดับแบบเลขชี้กำลัง  
 (Exponential Decay) ตามเวลาการมาถึงดังนี้

$$E[|a_{k,l}|^2] \propto \Omega_l \exp(-\tau_{k,l} / \gamma_l) \quad (2-20)$$

โดยที่  $\Omega_l$  คือพลังงานรวมของกลุ่มที่  $l$  และ  $\gamma_l$  คือค่าคงตัวเวลาลดระดับภายในกลุ่มซึ่งแปรผันกับ  
 เวลาการมาถึงของกลุ่มตามสมการ

$$\gamma_l \propto k_\gamma T_l + \gamma_0 \quad (2-21)$$

โดยที่  $k_\gamma$  คือค่าคงตัวซึ่งหาได้จากการวัด

พลังงานรวมของกลุ่มที่  $l$  ลดระดับแบบเลขชี้กำลังดังนี้

$$10 \log(\Omega_l) = 10 \log(\exp(-T_l/\Gamma)) + M_{\text{cluster}} \quad (2-22)$$

โดยที่  $M_{\text{cluster}}$  คือตัวแปรที่มีการแจกแจงปกติด้วยส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน  $\sigma_{\text{cluster}}$  และ  $\Gamma$  คือค่าคงตัวซึ่งหาได้จากกราฟ

แอมพลิจูดของวิถี  $|a_{k,l}|$  มีการแจกแจงแบบนาคากามิ (Nakagami Distribution) ดังนี้

$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \quad (2-23)$$

โดยที่  $\Gamma(\cdot)$  คือฟังก์ชันแกมมา  $\Omega$  คือค่ากำลังสองเฉลี่ยของแอมพลิจูด และ  $m \geq 1/2$  คือพารามิเตอร์นาคากามิซึ่งมีการแจกแจงแบบลอการิทึม (Lognormal Distribution) ในการแจกแจงนี้ลอการิทึมมีค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานที่ขึ้นอยู่กับเวลาประวิงดังสมการ

$$\mu_m(\tau) = m_0 - k_m \tau \quad (2-24)$$

$$\sigma_m(\tau) = \hat{m}_0 - \hat{k}_m \tau \quad (2-25)$$

ค่าของพารามิเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้นแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับ CM3

$\bar{L}$	5.4
$\Lambda_l$ [1/ns]	0.016
$\lambda_1, \lambda_2$ [1/ns], $\beta$	0.19, 2.97, 0.0184
$\Gamma$ [ns]	14.6
$k_\gamma$	0
$\gamma_0$	6.4
$\sigma_{\text{cluster}}$	3
$m_0$	0.42 dB
$\hat{m}_0$	0.31

ที่มา : Molisch et al., 2006

## 2.8.2 แบบจำลองเชิงกำหนด

เป็นที่ทราบกันว่าเราสามารถสร้างแบบจำลองเชิงกำหนดสำหรับระบบแถบความถี่แคบ โดยอาศัยการจำลองเรย์เทรซซิง (Ray Tracing) เทคนิคเรย์เทรซซิงประมาณการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วยการส่งผ่าน การสะท้อน และการเลี้ยวเบน โดยการแทนหน้าคลื่น (Wavefront) ด้วยอนุภาค (Particle) เทคนิคนี้พิจารณาเฉพาะวัตถุกระเจิงที่มีขนาดใหญ่ (นั่นคือ ขนาดเป็นหลายเท่าของความยาวคลื่นสูงสุด) ดังนั้นจำนวนของวัตถุสะท้อนและเลี้ยวเบน (ซึ่งรู้ที่ตั้งและคุณสมบัติไดอิเล็กตริก) จึงสมมุติว่ามีอยู่จำกัด (Kaiser & Zheng, 2010)

การระบุวิถีที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับสำหรับสภาพแวดล้อมกระเจิงปานกลาง (Moderate Scattering) เป็นเรื่องที่ไม่ง่ายนัก อย่างไรก็ตาม โปรแกรมคอมพิวเตอร์เฉพาะทาง อย่างเช่น Wireless Insite Remcom 2023 สามารถสร้างวิถีเหล่านี้โดยอาศัยฟังก์ชันของดิกหรือสำนักงานวิถีจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับอาจประกอบด้วยหลายวิถีที่สะท้อนและเลี้ยวเบนผ่านวัตถุต่าง ๆ โดยทั่วไปเราพิจารณาวิถีที่มาจากจำนวนการส่งผ่าน การสะท้อน และการเลี้ยวเบนที่ไม่มากนัก รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับการแสดงลักษณะของวิถีที่สะท้อนและเลี้ยวเบนสามารถศึกษาได้จาก (Kaiser & Zheng, 2010)

เราสามารถใช้เทคนิคเรย์เทรซซิงในการสร้างแบบจำลองเชิงกำหนดสำหรับระบบแถบความถี่กว้างยิ่งได้เช่นกัน เริ่มจากการกำหนดค่าความถี่และคำนวณความแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับสัญญาณอินพุตที่เกี่ยวข้อง และทำขั้นตอนนี้ซ้ำสำหรับทุกความถี่ในแถบความถี่ที่สนใจ ซึ่งจะทำให้ได้ฟังก์ชันผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response Function) ของสัญญาณเอาต์พุต จากนั้นหาสัญญาณดังกล่าวในโดเมนเวลาโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผัน (ดูรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.9) สุดท้ายเราสามารถหาผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ โดยใช้อัลกอริทึม CLEAN (ดูรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.10)

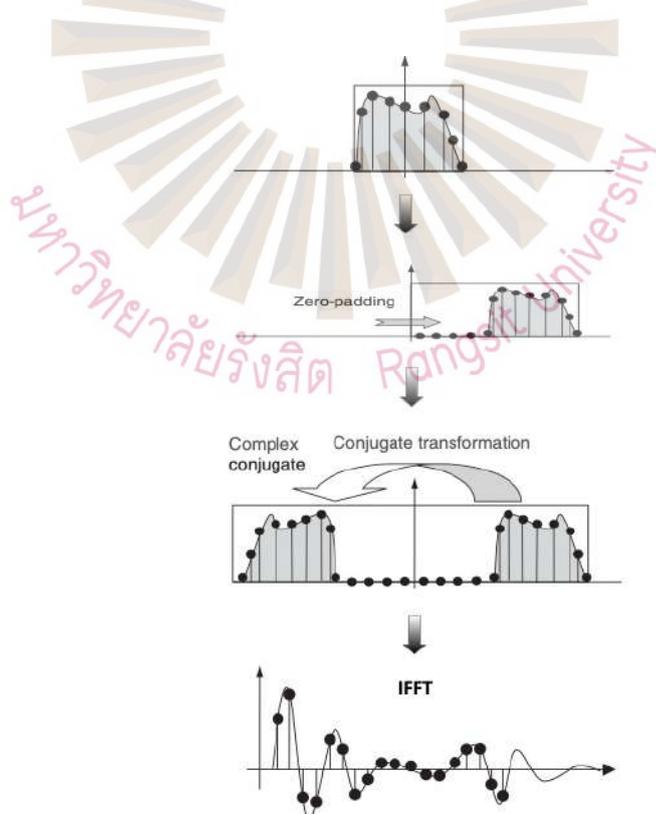
## 2.9 การวิเคราะห์สัญญาณโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผัน

โดยทั่วไปเราใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผันเพื่อแปลงข้อมูลในโดเมนความถี่ไปเป็นโดเมนเวลา การแปลงนี้สามารถใช้ได้โดยตรงกับผลตอบสนองทางความถี่ของสัญญาณที่วัดได้ ซึ่งมีอยู่ 2 วิธี ได้แก่ การประมวลผลสัญญาณแบบเฮอริมีเทียน (Hermitian Signal Processing) และวิธีการสังยุค

(Conjugate Approach) วิธีแรกให้ความแม่นยำ (Accuracy) ของรูปคลื่นสูงกว่า ในขณะที่วิธีหลังง่ายกว่าและมีประสิทธิภาพมากกว่า

### 2.9.1 การประมวลผลสัญญาณแบบเฮอรั่มิเทียน

โดยใช้การประมวลผลแบบเฮอรั่มิเทียน สัญญาณพาสแบนด์ (Pass-Band Signal) ในโดเมนเวลาสามารถที่จะหาได้ด้วยขั้นตอนต่อไปนี้ เริ่มจากการเพิ่มศูนย์ (Zero Padding) ตั้งแต่ความถี่ต่ำสุดจนถึงกระแสตรง (Direct Current: DC) จากนั้นทำการหาสังยุคของสัญญาณ และสะท้อนมันไปยังโดเมนความถี่ลบ จากนั้นแปลงผลลัพธ์ที่ได้ไปยังโดเมนเวลาโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผัน ขั้นตอนเหล่านี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.19 ซึ่งจะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณมีสองด้านและสมมาตรรอบกระแสตรง จึงสอดคล้องกับสัญญาณจริง ความละเอียดทางเวลาของสัญญาณที่ได้รับมีค่ามากกว่าสองเท่าของที่ได้โดยใช้วิธีการเบสแบนด์ (Baseband Approach) ความแม่นยำที่สูงขึ้นนี้เป็นสิ่งสำคัญเนื่องจากวัตถุประสงค์ในการจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง คือ การแยกพหุวิธีของสัญญาณที่แตกต่างกันได้อย่างแม่นยำ

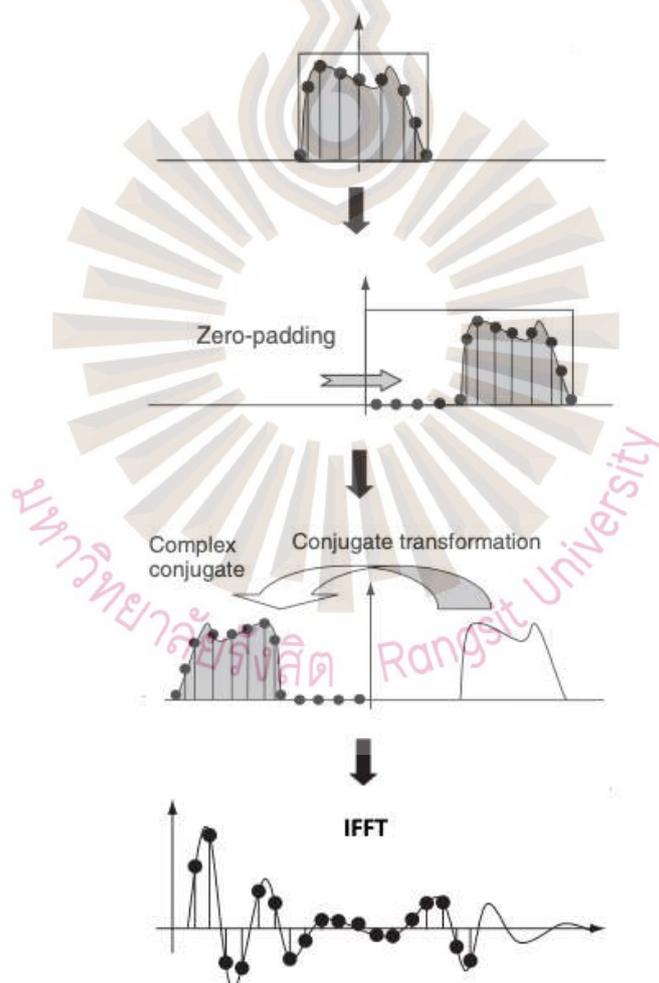


รูปที่ 2.19 การเพิ่มศูนย์ การสะท้อนสังยุค และผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ได้

ที่มา : ผู้วิจัย

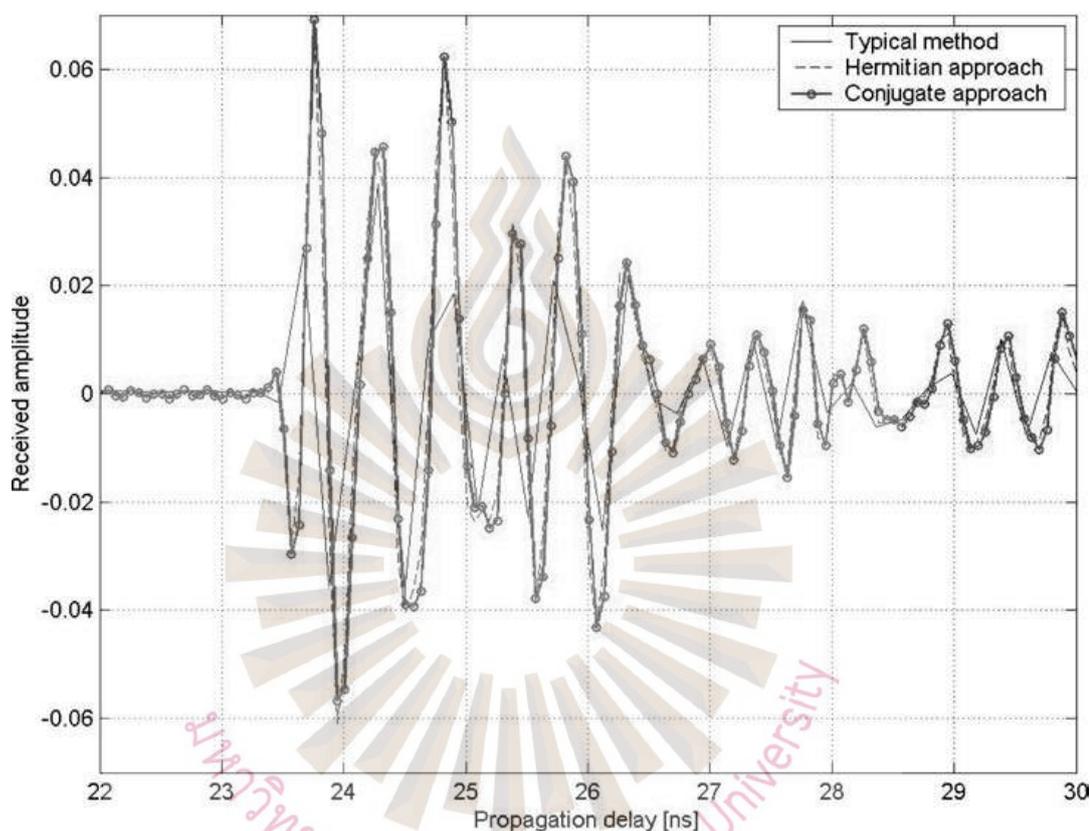
## 2.9.2 วิธีการสังยุค

วิธีการสังยุคจะทำการสะท้อนสังยุคของสัญญาณพาสแบนด์โดยปราศจากการเพิ่มศูนย์ โดยใช้เพียงด้านซ้ายของสเปกตรัม สัญญาณจะถูกแปลงโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผันด้วยขนาดหน้าต่างเท่ากับที่ใช้ในวิธีการเฮอริมิเทียน วิธีการนี้แสดงดังรูปที่ 2.20 ผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีการสังยุคมีความเป็นไปได้สูงที่จะเหมือนกับผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีการเฮอริมิเทียนที่มีการเติมศูนย์ อย่างไรก็ตามวิธีการสังยุคมีประสิทธิภาพมากกว่าในเชิงความซับซ้อนของการประมวลผลข้อมูล เพราะการคำนวณเมทริกซ์ในขั้นตอนหลังการประมวลผล (Post-Processing Stage) ง่ายต่อการจัดการจากความต้องการหน่วยความจำที่เล็กลง



รูปที่ 2.20 การสะท้อนสังยุคที่มีการเพิ่มศูนย์ และผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ได้  
ที่มา : ผู้วิจัย

รูปที่ 2.21 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของวิธีทั้งสองและวิธีการเบสแบนด์โดยที่หน้าต่างแฮมมิง (Hamming Window) ถูกใช้ในการประมวลผลข้อมูล จากรูปนี้จะเห็นว่าสำหรับทั้งสองวิธี ตำแหน่งที่สะท้อนหลักเป็นอันเดียวกันและแอมพลิจูดใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นวิธีการสังยุคให้รูปร่างพัลส์ที่เหมาะสมพร้อมกับความซับซ้อนของการประมวลผลที่ต่ำลง ในงานวิจัยนี้เราใช้วิธีการสังยุค



รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวิธีการเบสแบนด์ วิธีการเฮอริเมเทียน และวิธีการสังยุค  
ที่มา : Oppermann et al., 2004

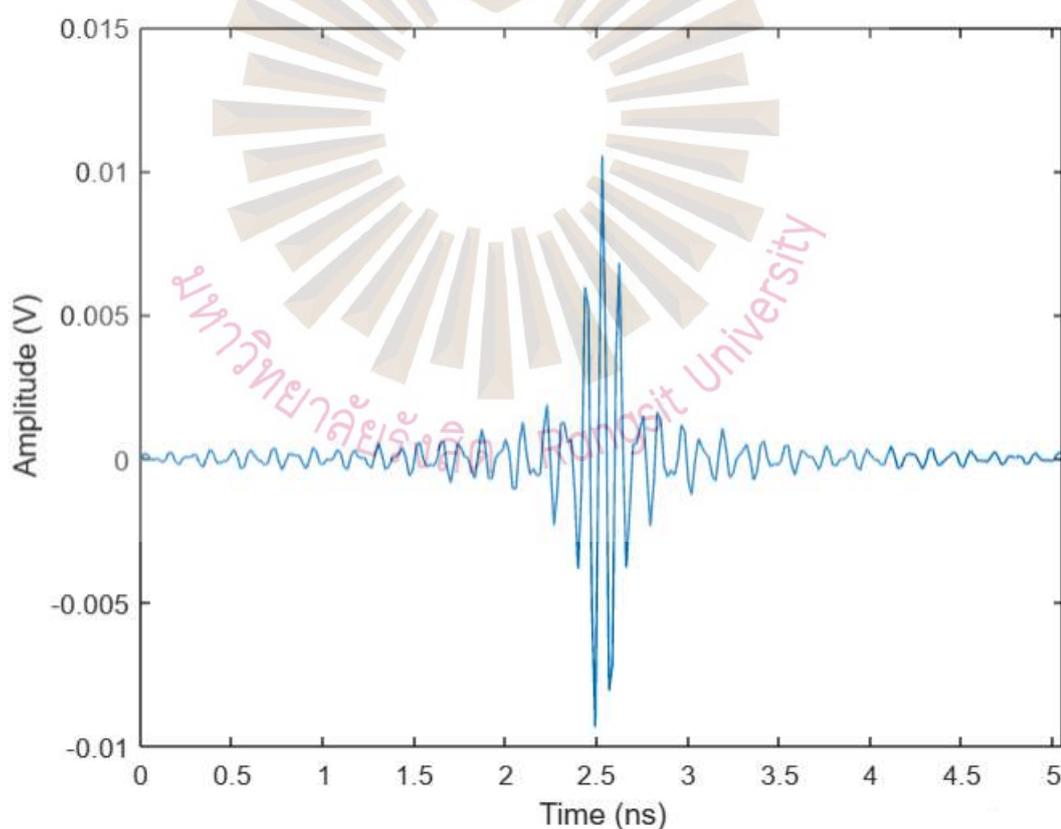
## 2.10 อัลกอริทึม CLEAN

อัลกอริทึม CLEAN เป็นเทคนิคดีคอนโวลูชัน (Deconvolution) ซึ่งใช้แยกสัญญาณ 2 สัญญาณที่รวมกันด้วยคอนโวลูชัน เริ่มแรกอัลกอริทึมนี้ถูกใช้ในดาราศาสตร์วิทยุ (Vaughan & Scott, 1999) และจากนั้นถูกนำมาใช้ในปัญหาการแสดงลักษณะเฉพาะของช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง (Cramer, Scholtz & Win, 2002; Foester, 2022) ในงานวิจัยนี้เราใช้อัลกอริทึม CLEAN เพื่อสกัดผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากสัญญาณที่ได้รับในโดเมนเวลา

อัลกอริทึม CLEAN สมมติว่าช่องสัญญาณเป็นอนุกรมของอิมพัลส์ ซึ่งสอดคล้องกับแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเส้นชักโครงสร้าง (Tapped Delay Line) (Qiu, Liu, Shen & Guizani, 2005) ถ้าพหุวิธีในช่องสัญญาณดังกล่าวไม่มีการผิดรูปของพัลส์อย่างมีนัยสำคัญ รูปคลื่นที่ได้รับจากตำแหน่งที่วัดได้สามารถแสดงได้เป็น

$$y(t) = p(t) * h_{TX}(t) * h(t) * h_{RX}(t)$$

โดยที่  $h_{TX}(t)$  และ  $h_{RX}(t)$  คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของสายอากาศส่งและสายอากาศรับตามลำดับ  $p(t)$  คือพัลส์ที่ส่ง และ  $h(t)$  คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ต้องการสกัดจากรูปคลื่นที่ได้รับ ในการสกัด  $h(t)$  จาก  $y(t)$  เราใช้รูปคลื่นแผ่นแบบ  $x(t)$  ที่สร้างจากการวัดสัญญาณที่อยู่ในระดับสายตา โดยที่ระยะระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับเท่ากับ 1 เมตร รูปที่ 2.22 แสดงรูปคลื่นแผ่นแบบที่ใช้ในงานวิจัยนี้ (ดูรายละเอียดในหัวข้อ 4.2)



รูปที่ 2.22 รูปคลื่นแผ่นแบบที่ใช้ในอัลกอริทึม CLEAN

ที่มา : ผู้วิจัย

ขั้นตอนการสกัดผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากสัญญาณที่ได้รับในอัลกอริทึม CLEAN เป็นดังนี้ ( $h(t) = 0$  เป็นค่าเริ่มต้น)

1) หาสหสัมพันธ์อัตโนมัติของรูปคลื่นแผ่นแบบ  $x(t)$  และสหสัมพันธ์ไขว้ของรูปคลื่นแผ่นแบบและรูปคลื่นที่ได้รับ  $y(t)$  ตามสมการที่ (2-26) และ (2-27) ตามลำดับ

$$r_{xx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (2-26)$$

$$r_{xy}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)y(t - \tau)d\tau \quad (2-27)$$

2) หาส่วนสูงสุด (Peak) ของสหสัมพันธ์ไขว้  $r_{xy}(t)$  และบันทึกแอมพลิจูด  $\alpha_i$  และเวลาประวิง  $\tau_i$  ที่เกี่ยวข้อง

3) สร้างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณตามสมการ

$$h(t) = h(t) + \alpha_i\delta(t - \tau_i) \quad (2-28)$$

4) ปรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้  $r_{xy}(t)$  ที่เวลาประวิง  $\tau_i$  ตามสมการ

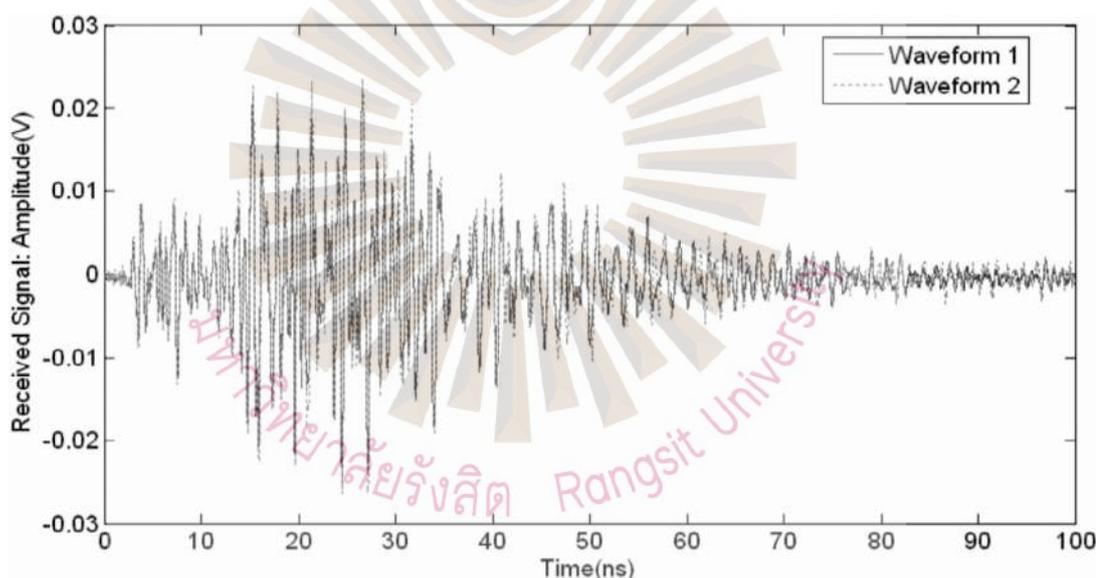
$$r_{xy}(t) = r_{xy}(t) - \alpha_i r_{xx}(t - \tau_i) \quad (2-29)$$

5) ถ้าส่วนสูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้  $r_{xy}(t)$  มีค่าน้อยกว่าค่าขีดแบ่ง (Threshold) ที่ได้กำหนดไว้ อัลกอริทึมจะหยุดทำงาน ไม่เช่นนั้นย้อนกลับไปขั้นตอนที่ 2

ในงานวิจัยนี้ ค่าขีดแบ่งดังกล่าวจะถูกเลือกโดยพิจารณาจากอัตราส่วนของพลังงานที่ดักจับได้ (Energy Capture Ratio) และความผิดพลาดสัมพัทธ์ (Relative Error) (Pendergrass, 2002) โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เราเลือกค่าขีดแบ่งที่ทำให้อัตราส่วนของพลังงานที่ดักจับได้มากกว่า 0.6 และความผิดพลาดสัมพัทธ์น้อยกว่า 0.3 เนื่องจากผลรวมของตัวบ่งชี้สมรรถนะทั้งสองควรมีค่าเข้าใกล้ 1

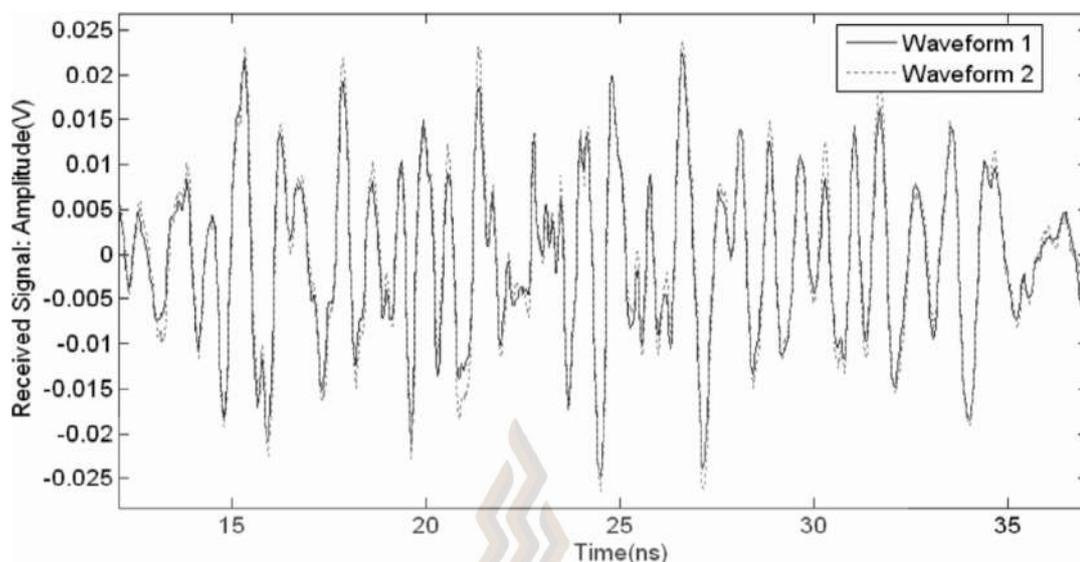
## 2.11 รีซีโพรซิตีทางช่องสัญญาณ

หลักการรีซีโพรซิตีกล่าวไว้ว่าพฤติของสัญญาณจากสายอากาศส่งไปยังสายอากาศรับจะเหมือนกับพฤติของสัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศรับนี้และรับที่สายอากาศส่งนี้ เมื่อความถี่และเวลาของสัญญาณทั้งสอง และตำแหน่งของสายอากาศทั้งสองไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Paulraj, Nabar & Gore, 2003) ซึ่งบอกเป็นนัยว่าผลตอบสนองช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งไปยังสายอากาศรับเหมือนกับผลตอบสนองช่องสัญญาณจากสายอากาศรับไปยังสายอากาศส่ง หลักการนี้ถูกพิสูจน์ว่าเป็นจริงสำหรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง โดย (Qiu et al., 2006) ซึ่งทำการวัดรูปคลื่นสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่ได้รับในกรณีที่เครื่องส่งและเครื่องรับวางสลับตำแหน่งกันและได้ผลการวัดดังรูปที่ 2.23 และรูปที่ 2.24 จากรูปนี้จะเห็นว่าทั้งสองรูปคลื่นทับกันเกือบสนิท และสหสัมพันธ์ระหว่างรูปคลื่นเหล่านี้มีค่าประมาณ 0.98



รูปที่ 2.23 การเปรียบเทียบรูปคลื่นที่ได้รับในช่องสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับและช่องสัญญาณจากเครื่องรับไปยังเครื่องส่ง

ที่มา : Qiu et al., 2006



รูปที่ 2.24 รูปคลื่นทั้งสองที่ถูกขยายในช่วงเวลา 10-36 นาโนวินาที

ที่มา : Qiu et al., 2006

## 2.12 ตัวกรองแบบบังคับศูนย์

ตัวกรองแบบบังคับศูนย์เป็นเทคนิคที่ใช้ในการส่งสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สาย เพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณและลดสัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นๆ โดยใช้หลักการของเมทริกซ์ การประยุกต์ใช้ที่เด่นชัดของตัวกรองแบบดังกล่าว คือในระบบหลายทางเข้าหลายทางออก (Multiple Input Multiple Output) ซึ่งมีการส่งและรับสัญญาณหลายช่องทางพร้อมกัน หลักการทำงานของตัวกรองแบบบังคับศูนย์สามารถสรุปได้ดังนี้

สมมติว่ามีเมทริกซ์ช่องสัญญาณ  $H$ , เวกเตอร์สัญญาณที่ต้องการส่งคือ  $x$ , และเวกเตอร์สัญญาณที่ได้รับคือ  $y$  ตามสมการ  $y = Hx$  ตัวกรองแบบบังคับศูนย์จะใช้เมทริกซ์ผกผันเทียม  $H^\dagger$  เพื่อหาเวกเตอร์ที่ใกล้เคียงกับ  $x$  มากที่สุด นั่นคือ  $x_{ZF} = H^\dagger y$  การใช้เมทริกซ์  $H^\dagger$  จะทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นๆ น้อยที่สุด

ข้อดีของตัวกรองแบบบังคับศูนย์

- 1) ช่วยลดสัญญาณแทรกสอดระหว่างช่องทางการสื่อสาร ทำให้การรับส่งข้อมูลมีความถูกต้องและมีคุณภาพมากขึ้น
- 2) เหมาะสำหรับระบบที่มีการส่งและรับข้อมูลหลายช่องทาง

ข้อเสียของตัวกรองแบบบังคับศูนย์

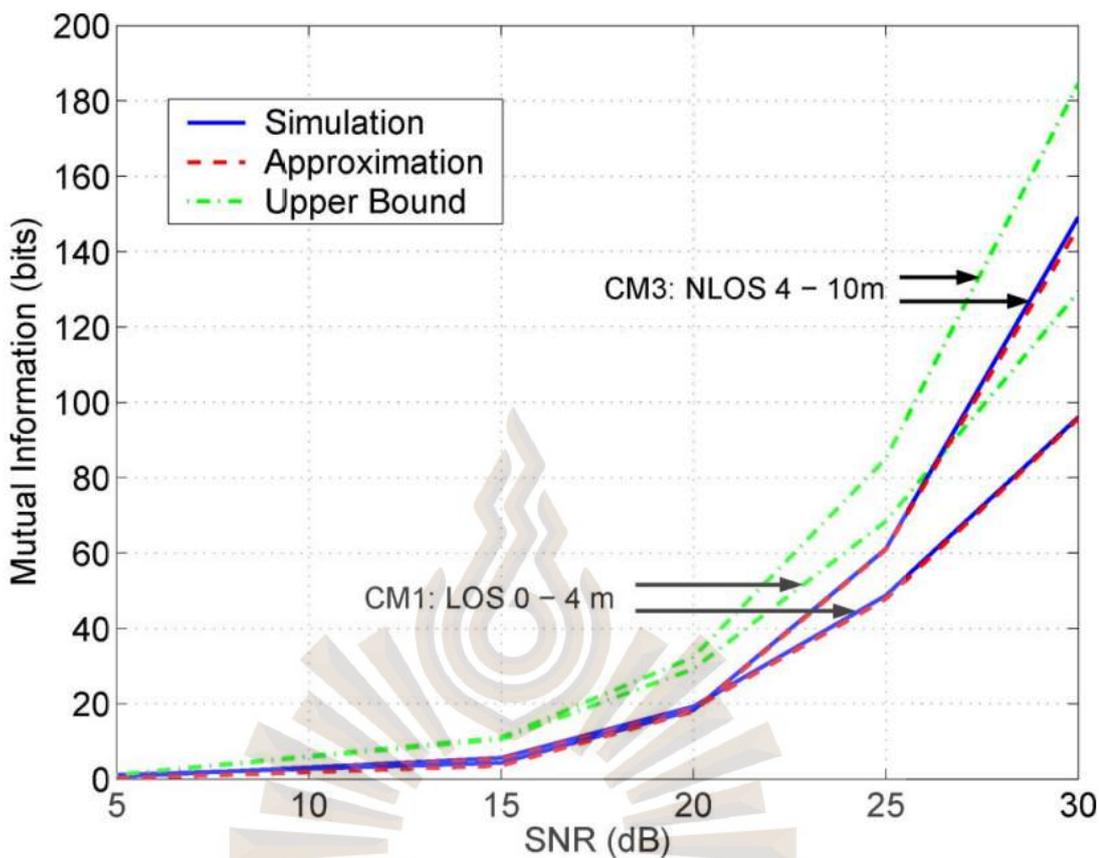
- 1) การใช้ตัวกรองแบบบังคับศูนย์จะมีการขยายสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในสัญญาณที่ได้รับ ถ้าช่องสัญญาณมีสัญญาณรบกวนมากก็อาจจะทำให้สัญญาณที่ได้ไม่ชัดเจน
- 2) ต้องการการคำนวณที่ซับซ้อนในการหาเมทริกซ์ผกผันเทียม โดยเฉพาะเมื่อช่องสัญญาณมีจำนวนมาก

## 2.13 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

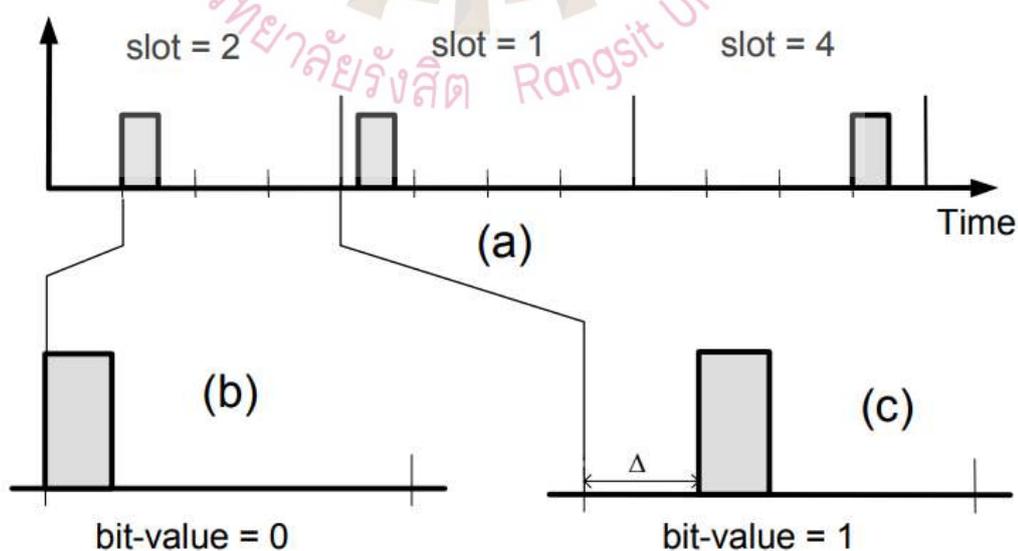
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับความมั่นคงชั้นกายภาพในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งเท่านั้น ผู้ที่สนใจเรื่องนี้ในกรณีแถบความถี่แคบซึ่งได้มีการศึกษากันอย่างกว้างขวางสามารถดูรายละเอียดได้ใน (Zhou, Song & Zhang, 2013; Duong, Zhou & Poor, 2016)

Wilson, Tse and Scholtz (2007) เสนอกระบวนการสกัดคีย์จากผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งระหว่างเครื่องรับส่ง 2 เครื่อง โดยที่เครื่องดักฟังในตำแหน่งอื่นจะไม่ทราบคีย์นี้ กระบวนการดังกล่าวมีชื่อเรียกว่าการระบุช่องสัญญาณ (Channel Identification) ซึ่งใช้วิธีโพไซตีและพหุนามที่มีอยู่เป็นจำนวนมากในช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง ความยาวสูงสุดของคีย์ลับที่ใช้ร่วมกันได้ถูกแสดงโดยสารสนเทศร่วม (Mutual Information) ระหว่างการสังเกต (Observation) ของเครื่องรับส่งทั้งสอง คณะผู้วิจัยได้หาค่าประมาณและขอบเขตบนของสารสนเทศร่วมดังกล่าวสำหรับช่องสัญญาณพหุนามทั่วไปและแสดงค่าเหล่านี้สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งของ IEEE 802.15.3a (ดูรูปที่ 2.25) การได้มาซึ่งขอบเขตบนดังกล่าวต้องมีการแลกเปลี่ยนข่าวสารบางอย่างระหว่างเครื่องรับส่ง คณะผู้วิจัยได้พิจารณากลยุทธ์ต่าง ๆ สำหรับการไขข่าวสารร่วมกันและจำลองสมรรถนะของกลยุทธ์เหล่านี้

Ha and Schaumont (2007) เสนอการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งสำหรับระบบอาร์เอฟไอดีเพื่อสร้างความมั่นคงให้กับป้ายระบุ (Tag) โดยใช้การกระโดดทางเวลาและการกล้ำตำแหน่งของพัลส์ (ดูรูปที่ 2.26) แทนบล็อกไซเฟอร์ (Block Cipher) หรือแฮช (Hash) ซึ่งทำให้เกิดเวลาแฝง (Latency) สูงและใช้กำลังงานมาก ลำดับการกระโดดทางเวลาสร้างจากรีจิสเตอร์แบบเลื่อนเชิงเส้นชนิดโปรแกรมได้ (Programmable Linear Shift Register) และถูกใช้เป็นพารามิเตอร์ลับสำหรับป้ายระบุ



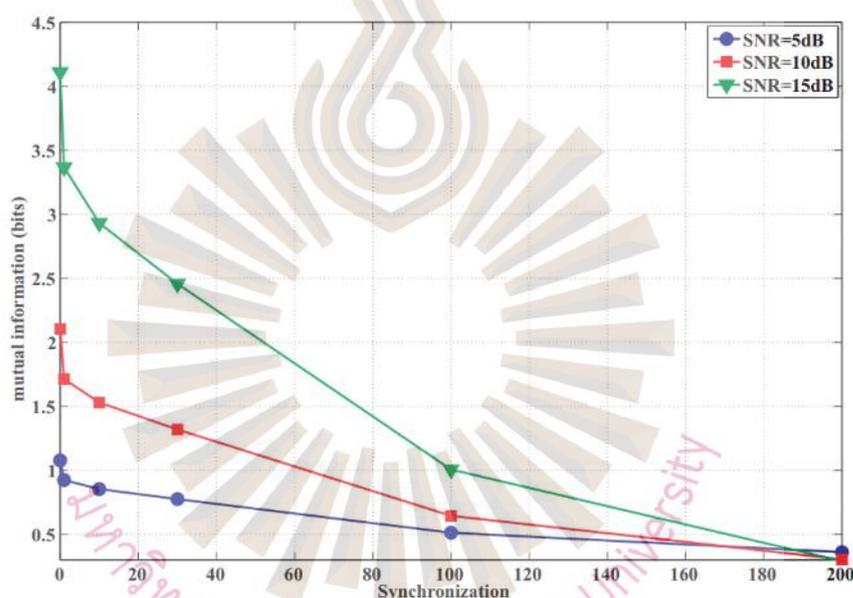
รูปที่ 2.25 ค่าประมาณและขอบเขตบนของสารสนเทศร่วมสำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง (CM1 และ CM3)  
ที่มา : Wilson, Tse and Scholtz, 2007



รูปที่ 2.26 การกระโดดทางเวลา (a) และการกล้ำตำแหน่งของพัลส์ (b) และ (c)

ที่มา : Ha and Schaumont, 2007

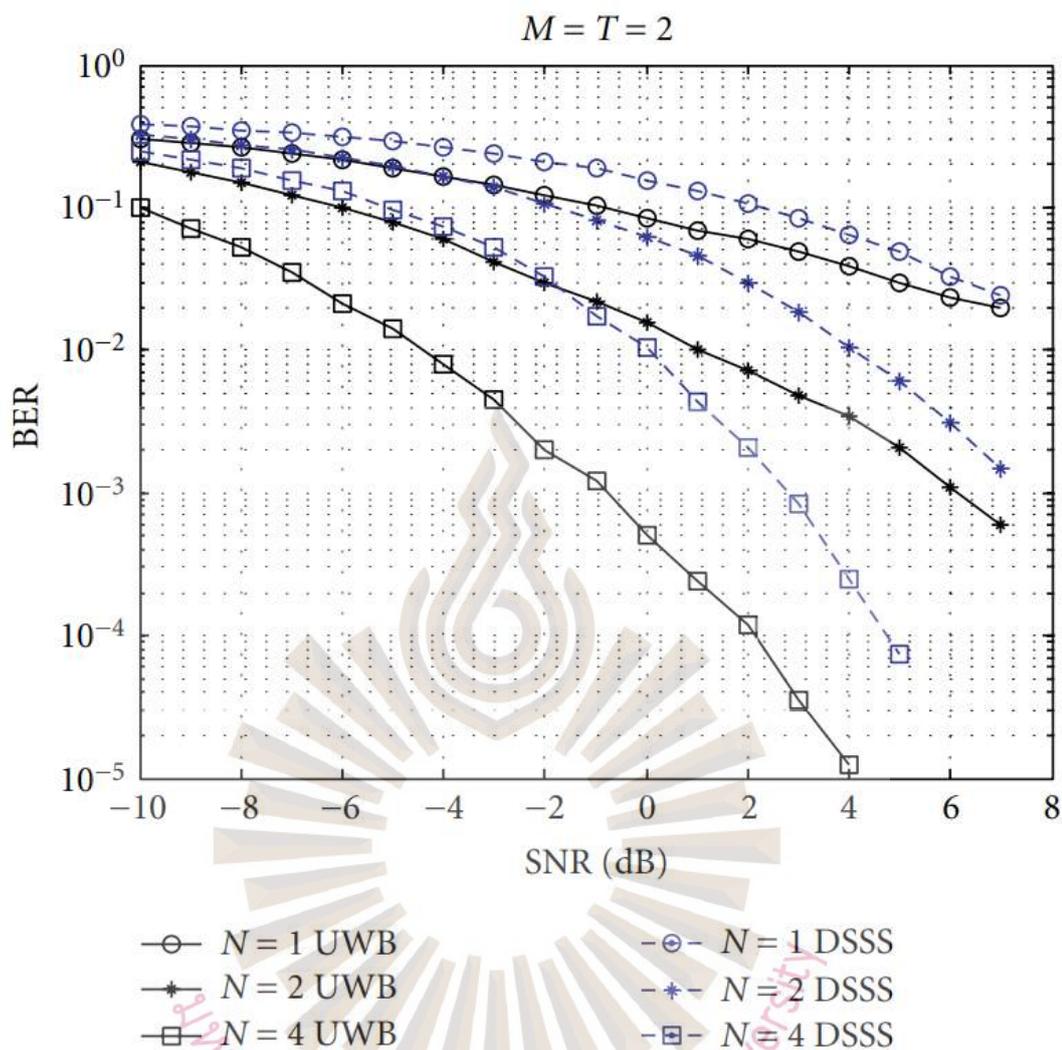
Madiseh, McGuire, Neville and Shirazi (2008) เสนอการสื่อสารที่มั่นคงโดยใช้สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งแทนการพึ่งพาคลกลภายนอก (Third Party) เพื่อสร้างและแจกจ่ายคีย์ดั่งเช่นในระบบที่มีการเข้ารหัสลับแบบดั้งเดิม คีย์ลับที่เจาะจงทั้งทางปริภูมิและเวลาสามารถสร้างได้จากลักษณะเฉพาะของช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง คณะผู้วิจัยได้หาขอบเขตบนสำหรับความยาวของคีย์ลับดังกล่าวโดยอาศัยสารสนเทศร่วมที่ใช้ได้จากการวัดช่องสัญญาณระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าการวัดช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งจะใช้สร้างคีย์ลับได้ยาวมากเพียงใดนั้นขึ้นอยู่กับค่าของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและความผิดพลาดในเชิงโครโมเซชัน (ดูรูปที่ 2.27)



รูปที่ 2.27 ขอบเขตบนสำหรับความยาวของคีย์ลับ (ในรูปของสารสนเทศร่วม) เทียบกับความผิดพลาดในเชิงโครโมเซชันสำหรับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน

ที่มา : Madiseh et al., 2008

Zhang and Dai (2009) เสนอวิธีการเข้ารหัสทางปริภูมิและเวลาแบบยูนิแทรี (Unitary Space-Time Coding) สำหรับระบบแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้สายอากาศหลายเสาเพื่อทำให้เกิดความมั่นคงที่เครื่องรับ สารสนเทศสถานะช่องสัญญาณถูกใช้เป็นคีย์ลับ สมรรถนะของระบบนี้ถูกวิเคราะห์ในรูปของความน่าจะเป็นของการตรวจหา ความน่าจะเป็นของการดักฟัง และการป้องกันการส่งสัญญาณรบกวน (Anti-Jamming) ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบดังกล่าวดีกว่าระบบไควเรคซีแควนซ์สเปกตรัม (Direct Sequence Spread Spectrum: DSSS) ซึ่งถูกใช้อย่างกว้างขวางสำหรับการสื่อสารที่ต้องการความมั่นคง (ดูรูปที่ 2.28)

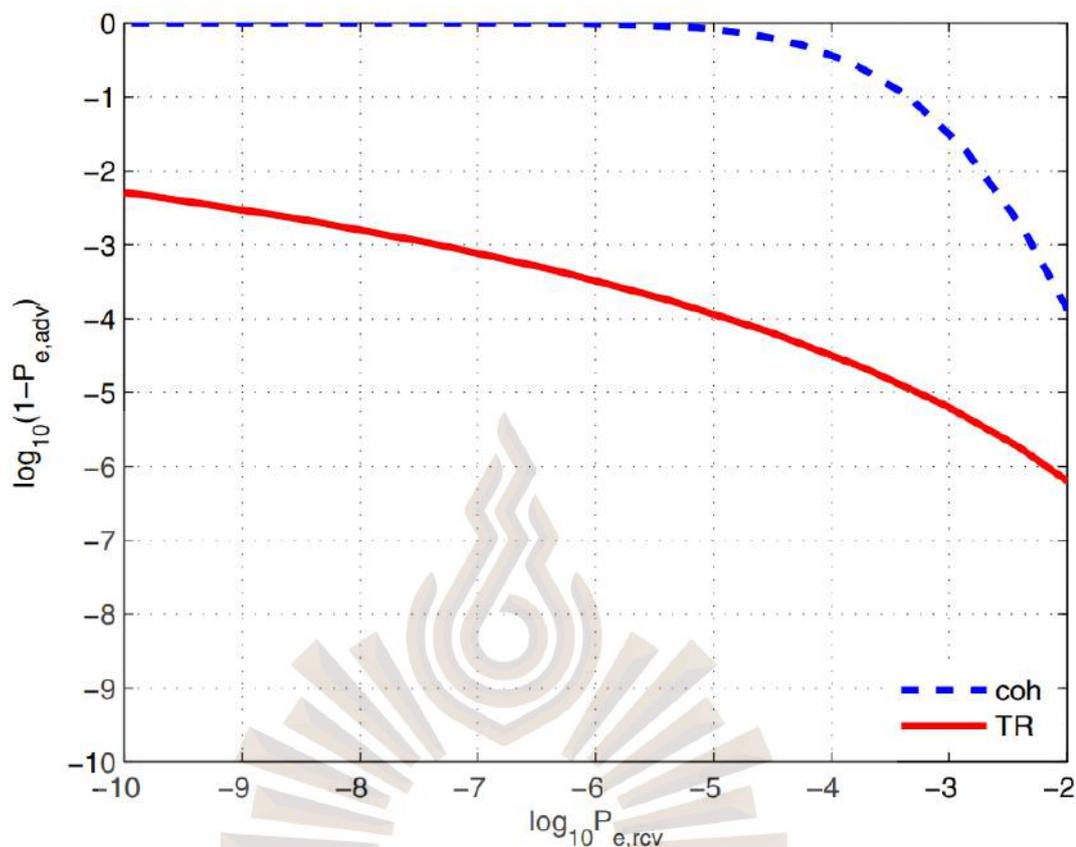


รูปที่ 2.28 การเปรียบเทียบสมรรถนะการป้องกันการส่งสัญญาณรบกวน (ในรูปของอัตราความผิดพลาดของบิต) ระหว่างระบบแถบความถี่กว้างยิ่งและระบบโคเรลซีเควซ์สเปกตรัม โดยที่  $M, N$ , และ  $T$  คือจำนวนสายอากาศส่ง, จำนวนสายอากาศรับ, และจำนวนตัวอย่างสัญญาณที่ส่ง

ในแต่ละบล็อก ตามลำดับ

ที่มา : Zhang and Dai, 2009

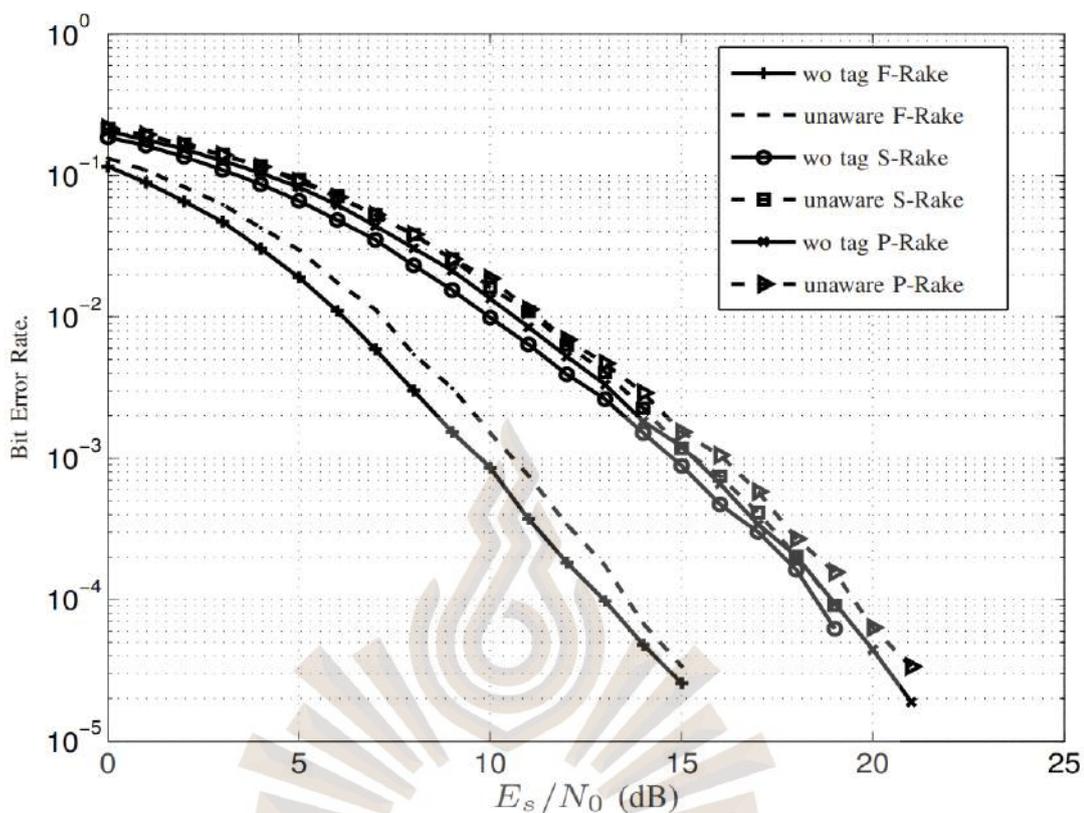
Ko and Goeckel (2010) เสนอแผนการให้สัญญาณที่ทำให้เกิดความมั่นคงขึ้นกายภาพสำหรับระบบแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้เครื่องรับแบบแรคและเครื่องรับแบบทีอาร์ (Transmitted Reference: TR) โดยที่ลำดับการกระโดดทางเวลาถูกใช้เป็นคีย์ลับ สมรรถนะของระบบทั้งสองถูกวิเคราะห์ในรูปของความเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่างถูกต้องและอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับ ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบที่ใช้เครื่องรับแบบทีอาร์มีสมรรถนะดีกว่าระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแรค (ดูรูปที่ 2.29)



รูปที่ 2.29 ความน่าจะเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่างถูกต้อง ( $1 - P_{e,adv}$ ) เทียบกับอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับ ( $P_{e,rcv}$ ) ในมาตราส่วนลอการิทึม

ที่มา : Ko and Goeckel, 2010

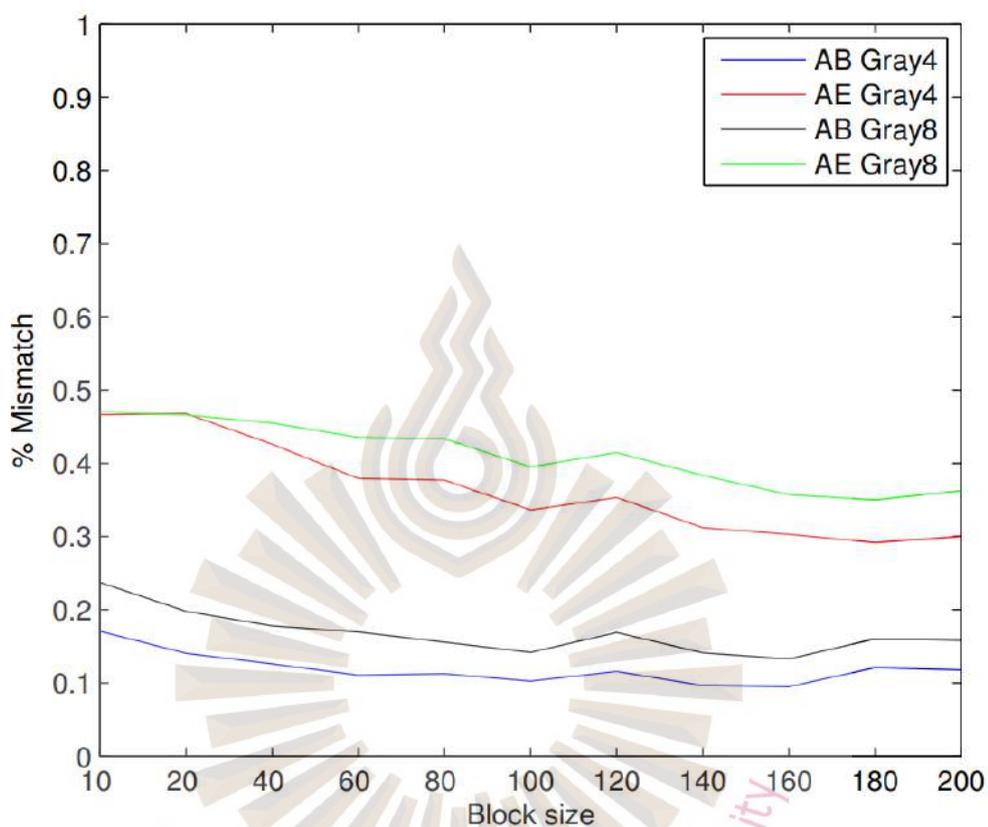
Benfarah, Miscopein and Gorce (2012) เสนอวิธีการฝังตัวป้ายระบุ (Tag Embedding) บนชั้นกายภาพของระบบแถบความถี่กว้างยิ่งเพื่อสร้างความมั่นคงให้กับระบบดังกล่าว ป้ายระบุสร้างจากฟังก์ชันแฮช (Hash Function) และถูกกล่ากับรูปคลื่นพัลส์เพื่อส่งไปพร้อมกับรูปคลื่นพัลส์ที่ใช้ส่งข้อมูล โดยที่รูปคลื่นพัลส์ทั้งสองมีคุณสมบัติตั้งจากซึ่งกันและกัน คณะผู้วิจัยได้ศึกษาการแลกเปลี่ยน (Trade-Off) ระหว่างความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตข้อมูลและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของป้ายระบุในเครื่องรับที่ไม่เจาะจง (นั่นคือ เครื่องรับที่ไม่รู้รูปคลื่นพัลส์ของป้ายระบุ) และวิเคราะห์ความทนทาน (Robustness) ต่อสัญญาณรบกวนและเฟดดิ้งจากความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการพิสูจน์ตัวจริง (Authentication) ที่เครื่องรับเจาะจง (ซึ่งรู้รูปคลื่นพัลส์ของป้ายระบุ) รูปที่ 2.30 แสดงผลของการทำให้การแลกเปลี่ยนดังกล่าวนี้เหมาะสม กล่าวคืออัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลในเครื่องรับที่ไม่เจาะจง (แทนด้วย aware) สูงกว่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลในเครื่องรับอ้างอิงที่ไม่มีป้ายระบุ (แทนด้วย wo tag) ไม่เกิน 1 dB



รูปที่ 2.30 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตระหว่างเครื่องรับที่ไม่เจาะจงและเครื่องรับ  
 อัจฉิงที่ไม่มีป้ายระบุ (F-Rake, P-Rake, และ S-Rake แทนแรคเต็ม, แรคบางส่วน,  
 และแรคเลือกสรร)  
 ที่มา : Benfarah et al., 2012

Marino, Paolini and Chiani (2014) เสนอผลการทดลองที่แสดงความเป็นไปได้ของ  
 กระบวนการ (Procedure) สำหรับการสกัดคีย์ลับจากพารามิเตอร์ทางกายภาพของช่องสัญญาณแถบ  
 ความถี่กว้างยิ่ง กระบวนการดังกล่าวประกอบด้วย การโพรบช่องสัญญาณ (Channel Probing) ควอน  
 ไตเซชัน (Quantization) และซิงโครไนเซชัน ผู้วิจัยได้เริ่มจากการวัดช่องสัญญาณแถบความถี่กว้าง  
 ยิ่งในอาคารเพื่อประเมินริชชีโพรซิติ์ทางช่องสัญญาณสำหรับเครื่องส่งและเครื่องรับ และไดเวอร์ซิตี  
 ทางปริภูมิระหว่างเครื่องรับกับเครื่องค้ำฟ้ง จากนั้นทำการทดสอบแผนควอนไตเซชัน 3 แผน ได้แก่  
 ควอนไตเซชันที่อาศัยความแตกต่าง ควอนไตเซชันบนบริเวณการวิจารณ์ (Censure Region) และการ  
 สร้างบิตมั่นคงแบบปรับตัวได้หลายบิต (Multi-Bit Adaptive Secure Bit Generation) พบว่าการใช้  
 แผน Gray-4 ร่วมกับขนาดบล็อกที่เหมาะสมสำหรับการสร้างบิตมั่นคงแบบปรับตัวได้หลายบิตจะ  
 ให้คีย์ที่มีระดับของความสุ่ม (Randomness) สูง ผู้วิจัยยังได้เสนอเทคนิคการปรับตรง (Alignment) ที่  
 อาศัยเวลาของการมาถึงและการส่งบิตจำนวนน้อยบนช่องสัญญาณ ซึ่งให้เปอร์เซ็นต์การไม่เข้ากัน

(Mismatch Percentage) ที่ตำระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ และเปอร์เซ็นต์การไม่เข้ากันสูงระหว่างเครื่องส่งและเครื่องดักฟังดังรูปที่ 2.31



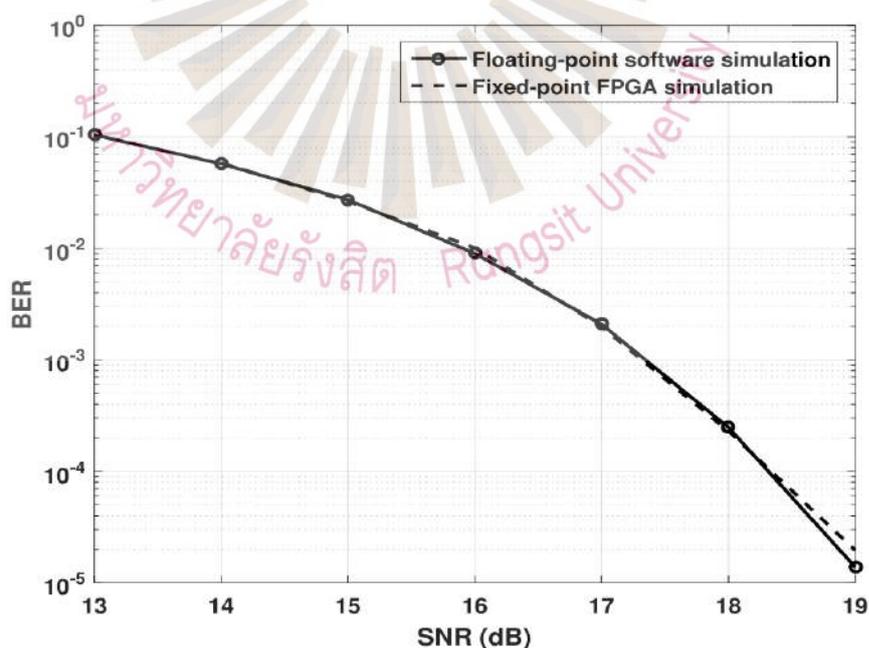
รูปที่ 2.31 เปอร์เซ็นต์การไม่เข้ากันระหว่างคีย์ของ A และ B และคีย์ของ A และ E เทียบกับขนาดบล็อกสำหรับการสร้างบิตมั่นคงแบบปรับตัวได้หลายบิตแบบ Gray4 และ Gray8 โดยที่ A, B, และ E แทนเครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟัง ตามลำดับ

ที่มา : Marino et al., 2014

Ha, Nguyen, Tran and Nguyen (2014) วิเคราะห์สมรรถนะความมั่นคงชั้นกายภาพของระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยั้งที่มีการเลือกสายอากาศส่ง (Transmit Antenna Selection) โดยเฉพาะอย่างยิ่งความจุความลับ (Secrecy Capacity) และความน่าจะเป็นที่ความลับขาดหาย (Secrecy Outage Probability) ของระบบถูกหาในรูปแบบปิด (Closed Form) ผลการจำลองแสดงให้เห็นผลกระทบของจำนวนสายอากาศส่งและจำนวนองค์ประกอบพหุวิถีที่มีต่อสมรรถนะดังกล่าว อย่างไรก็ตามข้อสังเกตที่พิจารณาการแจกแจงแบบเรย์ลีซึ่งอาจจะไม่สมเหตุสมผลสำหรับการสื่อสารแถบความถี่กว้างยั้ง สมรรถนะที่แสดงออกมาจึงอาจจะไม่สอดคล้องกับความเป็นจริงเท่าใดนัก

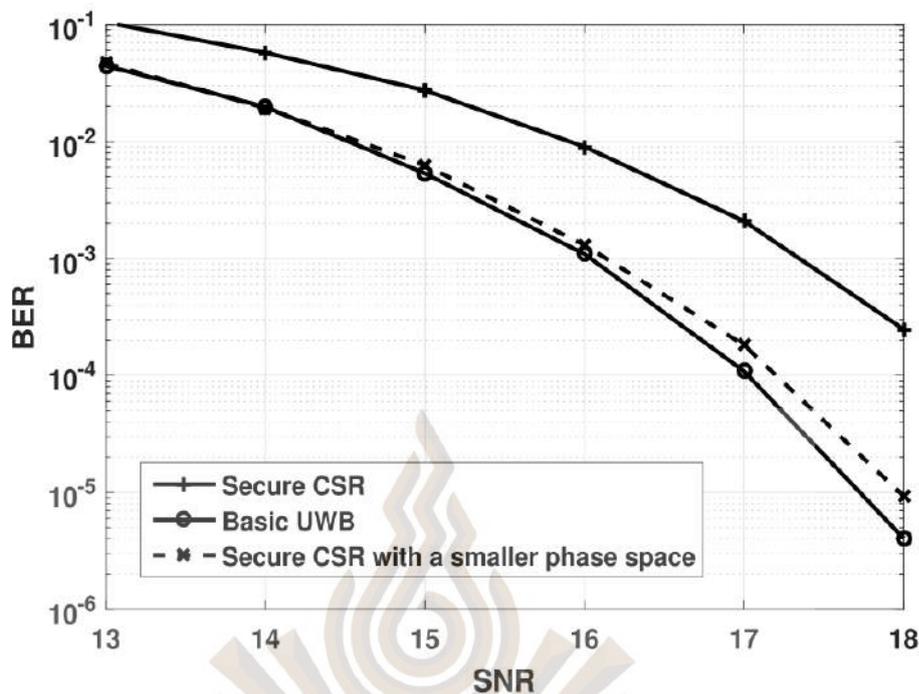
Tan, Ha and Tran (2014) ประเมินความจุความลับของระบบแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้เทคนิคการกลับทางเวลา โดยที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟังมีสายอากาศได้หลายเสา ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบนี้มีสมรรถนะดีกว่าระบบที่ไม่ใช้เทคนิคการกลับทางเวลา และจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟังมีผลอย่างไรต่อสมรรถนะของระบบทั้งสอง แม้กระนั้น การประเมินดังกล่าวอาจจะไม่ถูกต้องนักเนื่องจากช่องสัญญาณพหุวิถีที่พิจารณามีการแจกแจงแบบเรย์ลี

Hennessy and Alimohammad (2017) เสนอการออกแบบและการสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งแบบซีเอสอาร์ (Code-Shifted Reference: CSR) ที่มีความมั่นคง โดยอาศัยการเปลี่ยนคุณสมบัติทางกายภาพของสัญญาณที่ส่งและปราศจากการใช้ความมั่นคงในชั้นที่สูงกว่าชั้นกายภาพ แบบจำลองทางซอฟต์แวร์ของเครื่องรับส่งที่ออกแบบถูกทดสอบทั้งในการแทนเชิงเลขแบบจุดลอยตัว (Floating Point) และแบบจุดตายตัว (Fixed Point) เครื่องรับส่งดังกล่าวถูกสร้างบนบอร์ดเอฟพีจีเอ (Field Programmable Gate Array: FPGA) ที่คณะผู้วิจัยพัฒนาขึ้น อัตราความผิดพลาดของบิตในเครื่องรับส่งที่สร้างขึ้นถูกวัดในเวลาจริงและเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดของบิตที่ได้จากแบบจำลองทางซอฟต์แวร์ (ดูรูปที่ 2.32-2.33)



รูปที่ 2.32 อัตราความผิดพลาดของบิตในเครื่องรับส่งที่ออกแบบในซอฟต์แวร์และเครื่องรับส่งที่สร้างบนบอร์ดเอฟพีจีเอ

ที่มา : Hennessy and Alimohammad, 2017



รูปที่ 2.33 อัตราความผิดพลาดของบิตตามเวลาจริงในเครื่องรับส่งที่มีความมั่นคงและเครื่องรับส่งพื้นฐาน (ปริภูมิของเฟสที่เล็กกว่าทำให้ช่วงในการตัดสินบิตแคบลง)

ที่มา : Hennessy and Alimohammad, 2017

จากงานวิจัยที่กล่าวมาซึ่งสรุปได้ดังตารางที่ 2.2 เราพบว่ายังไม่มีการใช้เทคนิคการกลับทางเวลา (โดยเฉพาะอย่างยิ่งการกรองแบบพรีเรค) ร่วมกับการกระโดดทางเวลาเพื่อพัฒนาความมั่นคงขึ้น ภายภาคในการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง ซึ่งจะได้นำเสนอในงานวิจัยนี้

ตารางที่ 2.2 สรุปงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ผู้วิจัย (ปีที่วิจัย)	งานวิจัย
Wilson, Tse and Scholtz (2007)	ได้นำเสนอกระบวนการสกัดสัญญาณจากผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งระหว่างเครื่องรับส่ง 2 เครื่อง (เรียกว่าการระบุช่องสัญญาณ) ซึ่งใช้วิธีซีโพรซิดีและพหุวิธีที่มีอยู่เป็นจำนวนมากในช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง
Ha and Schaumont (2007)	ได้นำเสนอการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งสำหรับระบบอาร์เอฟไอดีเพื่อสร้างความมั่นคงให้กับป้ายระบุ โดยใช้การกระโดดทางเวลาและการกล้าตำแหน่งของพัลส์

ตารางที่ 2.2 สรุปงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้วิจัย (ปีที่วิจัย)	งานวิจัย
Madiseh, McGuire, Neville and Shirazi (2008)	ได้นำเสนอการสื่อสารที่มั่นคงโดยใช้สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งแทนการพึ่งพาคลกลภายนอก เพื่อสร้างและแจกจ่ายคีย์ คีย์ลับที่เจาะจงทั้งทางปริภูมิและเวลาสามารถสร้างได้จากลักษณะเฉพาะของช่องสัญญาณที่เกี่ยวข้อง และได้หาขอบเขตบนสำหรับความยาวของคีย์ลับดังกล่าว
Zhang and Dai (2009)	ได้นำเสนอวิธีการเข้ารหัสทางปริภูมิและเวลาแบบยูนิเทรีสำหรับระบบแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้สายอากาศหลายเสา เพื่อทำให้เกิดความมั่นคงที่เครื่องรับ โดยสารสนเทศสถานะช่องสัญญาณถูกใช้เป็นคีย์ลับ
Ko and Goeckel (2010)	ได้เสนอแผนการให้สัญญาณที่ทำให้เกิดความมั่นคงขึ้น ภายภาพสำหรับระบบแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้เครื่องรับแบบแรดและเครื่องรับแบบทีอาร์ โดยที่ลำดับการกระโดดทางเวลาถูกใช้เป็นคีย์ลับ
Benfarah, Miscopein and Gorce (2012)	ได้เสนอวิธีการฝังตัวป้ายระบุบนชั้นกายภาพของระบบแถบความถี่กว้างยิ่งเพื่อสร้างความมั่นคงให้กับระบบดังกล่าว ป้ายระบุสร้างจากฟังก์ชันแฮชและถูกกล้ำกับรูปคลื่นพัลส์เพื่อส่งไปพร้อมกับรูปคลื่นพัลส์ที่ใช้ส่งข้อมูล โดยที่รูปคลื่นพัลส์ทั้งสองมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกัน
Marino, Paolini and Chiani (2014)	นำเสนอผลการทดลองที่แสดงความเป็นไปได้ของกระบวนการสำหรับการสกัดคีย์ลับจากพารามิเตอร์ทางกายภาพของช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง กระบวนการดังกล่าวประกอบด้วย การโพรบช่องสัญญาณควอนตัมและชิโรไนเซชัน

ตารางที่ 2.2 สรุปงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้วิจัย (ปีที่วิจัย)	งานวิจัย
Ha, Nguyen, Tran and Nguyen (2014)	ได้วิเคราะห์สมรรถนะความมั่นคงชั้นกายภาพของระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยั้งที่มีการเลือกสายอากาศส่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่งความจุความลับและความน่าจะเป็นที่ความลับขาดหายของระบบถูกหาในรูปแบบปิด
Tan, Ha and Tran (2014)	ได้ประเมินความจุความลับของระบบแถบความถี่กว้างยั้งที่ใช้เทคนิคการกลับทางเวลา โดยที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟังมีสายอากาศได้หลายเสา
Hennessy and Alimohammad (2017)	ได้เสนอการออกแบบและการสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณแถบความถี่กว้างยั้งแบบซีเอสอาร์ที่มีความมั่นคง โดยอาศัยการเปลี่ยนคุณสมบัติทางกายภาพของสัญญาณที่ส่งและปราศจากการใช้ความมั่นคงในชั้นที่สูงกว่าชั้นกายภาพ

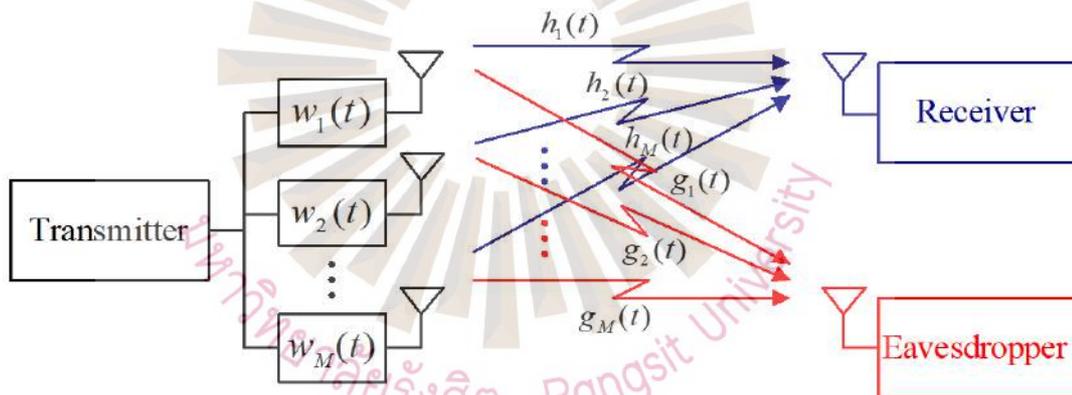
ที่มา : ผู้วิจัย

### บทที่ 3

#### วิธีการดำเนินงานวิจัย

บทนี้จะนำเสนอแบบจำลองของระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างที่มีความมั่นคงชั้นกายภาพ โดยที่เครื่องส่งมีสายอากาศหลายเสา เครื่องรับมีสายอากาศเสาเดียว และเครื่องดักฟังมีสายอากาศเสาเดียว รวมทั้งวิเคราะห์สมรรถนะความมั่นคงของระบบในรูปของความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของความผิดพลาดของบิตที่เครื่องรับ และความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของความผิดพลาดในการค้นหาคีย์ทั้งหมดที่ตัวดักฟัง

#### 3.1 แบบจำลองระบบ



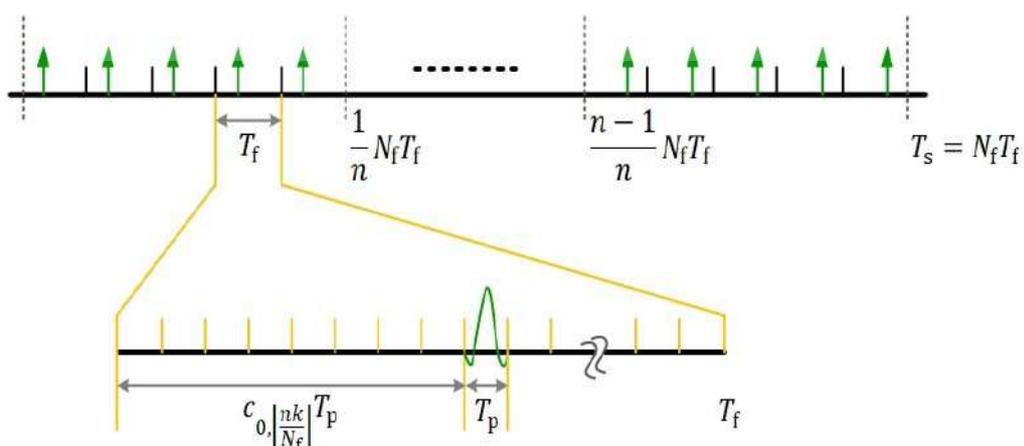
รูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างที่มีความมั่นคงชั้นกายภาพ

เราพิจารณาระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างที่ซึ่งเครื่องส่งมีสายอากาศ  $M$  เสา เครื่องรับ และเครื่องดักฟังมีสายอากาศเสาเดียวดังรูปที่ 3.1 สายอากาศที่เครื่องส่งวางห่างกันเพียงพอที่จะทำให้แต่ละสัญญาณที่ส่งออกไปนั้นผ่านช่องสัญญาณที่เป็นอิสระต่อกันเชิงสถิติ โดยทั่วไปช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างสามารถจำลองได้โดยใช้แบบจำลองการแพร่กระจายทีดีแอล (Tapped Delay Line: TDL) (Jun & Oh, 2004) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสำหรับสัญญาณแถบความถี่กว้างจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับจึงแสดงได้เป็น

$$h_m(t) = \sum_{l=0}^{L_t-1} \alpha_{m,l} \delta(t - lT_p) \quad (3-1)$$

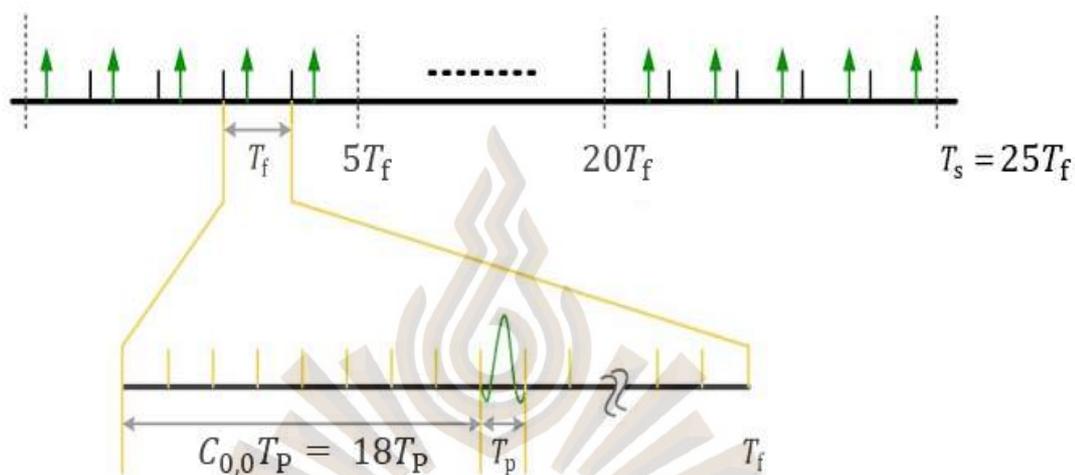
โดยที่  $m \in \{1, 2, \dots, M\}$  คือดัชนีของสายอากาศที่เครื่องส่ง,  $L_t$  คือจำนวนขององค์ประกอบพหุวิถิ,  $l$  คือดัชนีขององค์ประกอบพหุวิถิ,  $\alpha_{m,l}$  คือสัมประสิทธิ์ขององค์ประกอบพหุวิถิภายใต้  $\sum_{l=0}^{L_t-1} |\alpha_{m,l}|^2 = 1$ , และ  $T_p$  คือความละเอียดต่ำสุดของพหุวิถิซึ่งกำหนดให้เท่ากับความกว้างของพัลส์แถบความถี่กว้างยิ่ง  $p(t)$  เนื่องจากองค์ประกอบพหุวิถิใด ๆ 2 องค์ประกอบที่มีเวลาประวิงสัมพันธ์น้อยกว่าความกว้างของพัลส์จะไม่สามารถแยกแยะได้ ในทำนองเดียวกัน ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสำหรับสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งจากเครื่องส่งไปยังเครื่องดักฟังแสดงได้ดังสมการ (3-1) โดยที่  $h_m(t)$  และ  $\alpha_{m,l}$  แทนที่ด้วย  $g_m(t)$  และ  $\beta_{m,l}$  ตามลำดับ

เราสมมุติเช่นเดียวกับใน (Kitchen, 2011) ว่ามีทามมิ่งและซิงโครไนเซชันที่สมบูรณ์ระหว่างเครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟัง นอกจากนี้คือยี่สิบ  $K$  ถูกสร้างขึ้นจาก  $b$  บิตแบบสุ่มและถูกใช้ร่วมกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ คีย์นี้จะถูกแบ่งออกเป็น  $n$  ส่วน เช่น  $K = (k_1, k_2, \dots, k_n)$  เพื่อใช้ประโยชน์จากบิตที่มีจำนวนจำกัด เครื่องส่งจะใช้วิธีการกระโดดทางเวลาและการกลิ้งแอมพลิจูดของพัลส์แบบไบนารี จากนั้นใช้แต่ละส่วนของคีย์  $k_j$  ซึ่งประกอบด้วย  $b/n$  บิต โดยที่  $j \in \{1, 2, \dots, n\}$  เพื่อเลือกดัชนีตำแหน่งใน  $\{0, 1, \dots, 2^{b/n} - 1\}$  ที่ใช้ร่วมกันโดยพัลส์ที่อยู่ใน  $N_f/n$  เฟรมดังรูปที่ 3.2 โดยที่  $T_s = N_f T_f$  คือคาบของสัญลักษณ์,  $N_f$  คือจำนวนเฟรม,  $T_f$  คือคาบของเฟรม,  $T_p$  คือช่วงเวลาของพัลส์, และ  $\left\{ c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} \right\}_{k=0}^{N_f-1}$  คือลำดับการกระโดดทางเวลา สังเกตว่าแต่ละคาบของเฟรมมี  $T_f/T_p$  ช่วงเวลาในการจัดวางพัลส์



รูปที่ 3.2 สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้คีย์ลับในการกระโดดทางเวลา

เพื่อให้เห็นภาพของการจัดวางพัลส์ เราแสดงตัวอย่างโดยกำหนดให้  $n = 5, b = 30, N_f = 25$  และ  $T_f = 400 \text{ ns}$  จะได้ว่า  $K = \{k_1, k_2, k_3, k_4, k_5\}$  มี 5 คีย์ย่อย แต่ละคีย์ย่อยมีความยาว 6 บิต สมมติให้  $k_1 = 010010$  สำหรับบิตข้อมูลแรกที่ส่ง ( $b_0$ ) จะได้ว่า  $c_{0,0} = 18$  ซึ่งอยู่ใน  $\{0, 1, \dots, 63\}$  และในเฟรมแรก พัลส์จะถูกกำหนดให้อยู่ในช่องเวลาที่ 19 ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ตัวอย่างที่แสดงเป็นตัวเลขสำหรับรูปที่ 3.4-3.7

จากรูปที่ 3.3 เนื่องจาก  $K = \{k_1, k_2, k_3, k_4, k_5\}$  และ  $N_f = 25$  ดังนั้น

- $k_1$  เป็นคีย์ย่อยและตำแหน่งของพัลส์ถูกกำหนดโดย  $c_{0,0}$  สำหรับเฟรมที่ 0 – 4
- $k_2$  เป็นคีย์ย่อยและตำแหน่งของพัลส์ถูกกำหนดโดย  $c_{0,1}$  สำหรับเฟรมที่ 5 – 9
- $k_3$  เป็นคีย์ย่อยและตำแหน่งของพัลส์ถูกกำหนดโดย  $c_{0,2}$  สำหรับเฟรมที่ 10 – 14
- $k_4$  เป็นคีย์ย่อยและตำแหน่งของพัลส์ถูกกำหนดโดย  $c_{0,3}$  สำหรับเฟรมที่ 15 – 19
- $k_5$  เป็นคีย์ย่อยและตำแหน่งของพัลส์ถูกกำหนดโดย  $c_{0,4}$  สำหรับเฟรมที่ 20 – 24

เพื่อให้เครื่องส่งสามารถทำการกรองแบบพรีเรค (ซึ่งมีที่มาจากกระบวนการกวนพัลส์การกลับทางเวลาดังที่กล่าวไปในบทที่ 1) ร่วมกับการส่งแบบไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ (ซึ่งทำให้เกิดการโพกัสทางเวลาและปริภูมิที่เครื่องรับ) เราสมมุติว่าริชชีโพรซิตีทางช่องสัญญาณมีผลใช้ได้และเครื่องส่งทราบสารสนเทศสถานะช่องสัญญาณบางส่วนระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ในงานวิจัยนี้ เราจะพิจารณาการกรองแบบพรีเรค 2 วิธี ได้แก่ การกรองแบบพรีเรคบางส่วนและการกรองแบบพรีเรคเลือกสรร ซึ่งจะเหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณหนาแน่นและช่องสัญญาณเบาบาง ตามลำดับ

### 3.2 การกรองแบบพรีเรคบางส่วน

ในวิธีการกรองนี้ เครื่องส่งทราบสัมประสิทธิ์ขององค์ประกอบพหุวิธีแรกจำนวน  $L$  องค์ประกอบสำหรับสายอากาศทุกเสา นั่นคือ  $\{\alpha_{m,l}\}_{m=1,l=0}^{M,L-1}$  โดยที่  $L < L_t$  สัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศเสาที่  $m$  สามารถแสดงได้เป็น

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N_f}} \sum_{k=0}^{N_f-1} b_0 z_m \left( t - kT_f - c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} T_p \right) \quad (3-2)$$

โดยที่  $E_s$  คือพลังงานต่อสัญลักษณ์และ  $z_m(t)$  สร้างขึ้นจากการส่งพัลส์  $p(t)$  ผ่านตัวกรองแบบพรีเรคบางส่วนที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็น  $w_m(t)$  นั่นคือ

$$\begin{aligned} z_m &= w_m(t) * p(t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{M \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{m,l}|^2}} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{m,L-1-l}^* p(t - lT_p) \end{aligned} \quad (3-3)$$

โดยที่  $*$  และ  $(\cdot)^*$  คือคอนโวลูชันและจำนวนเชิงซ้อนสังยุค ตามลำดับ และเฟลคเตอร์ทำให้เป็นบรรทัดฐาน  $\sqrt{M \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{m,l}|^2}$  ถูกนำมาใช้เพื่อให้พลังงานทั้งหมดที่ส่งมาจากสายอากาศ  $M$  เสา นั้นคงที่ (Ko & Goeckel, 2010) ในสมการที่ (3-3) ตัวกรองนี้จะใช้  $L$  แถบ (Tap) ซึ่งอาจเรียกว่าฟิงเกอร์ จุดประสงค์ของการกรองแบบพรีเรค คือเพื่อสร้างส่วนสูงสุด (Peak) ของสัญญาณ (ต่อเฟรม) ที่เครื่องรับและใช้การตรวจหาสหสัมพันธ์ในการรับส่วนนี้แบบพรีเรค

#### 3.2.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับ

สัญญาณที่ได้รับสามารถแสดงได้เป็น

$$r(t) = \sum_{m=1}^M h_m(t) * s_m(t) + u(t) \quad (3-4)$$

$$= \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L_t-1} \alpha_{m,l} s_m(t - lT_p) + u(t)$$

โดยที่  $u(t)$  คือสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังเป็น  $N_0/2$  จากสมการ (3-2)–(3-4) สามารถแสดงได้ว่าสัญญาณที่ได้รับ  $r(t)$  ประกอบด้วยส่วนสูงสุด  $N_f$  ส่วน (ซึ่งสอดคล้องกับ  $N_f$  เฟรม) และเวลาประวิงของแต่ละส่วนเทียบกับองค์ประกอบพหุวิธีแรกมีค่าเท่ากับ  $(L-1)T_p$  เพื่อดำเนินการกรองเข้าคู่ (Matched Filtering) กับส่วนสูงสุดเหล่านี้ เครื่องรับซึ่งรู้คีย์ลับ  $K$  (กล่าวอีกนัยหนึ่ง คือลำดับการกระโดดทางเวลา

$\left\{ c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} \right\}_{k=0}^{N_f-1}$ ) จะสร้างสัญญาณแม่แบบ  $v(t) = \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{k=0}^{N_f} p(t - kT_f - c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} T_p)$  ดังนั้นตัวแปรการตัดสินใจสำหรับ  $b_0$  จึงแสดงได้เป็น

$$y = \text{Re} \left( \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{k=0}^{N_f-1} \left[ \int_{KT_f+c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} T_p+(L-1)T_p}^{(k+1)T_f+c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} T_p+(L-1)T_p} r(t) \times p \left( t - kT_f - c_{0, \lfloor \frac{nk}{N_f} \rfloor} T_p - (L-1)T_p \right) dt \right] \right)$$

โดยที่  $\text{Re}(\cdot)$  คือส่วนจริง เมื่อทำตามขั้นตอนเดียวกับ (Juels & Weis, 2005) จะได้ว่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตที่เครื่องรับซึ่งขึ้นอยู่กับ  $\{\alpha_{m,l}\}_{m=1,l=0}^{M,L-1}$  แสดงได้เป็น

$$P_b = Q \left( \sqrt{\frac{2E_s}{MN_0}} \sum_{m=1}^M \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{m,l}|^2} \right) \quad (3-5)$$

โดยที่  $Q(\cdot)$  คือฟังก์ชัน  $Q$  ดังที่แสดงในสมการ (2-11)

### 3.2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องดักฟัง

สัญญาณที่ได้รับสามารถแสดงเป็น

$$\begin{aligned}\tilde{r}(t) &= \sum_{m=1}^M g_m(t) * s_m(t) + \tilde{u}(t) \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L_t-1} \beta_{m,l} s_m(t - lT_p) + \tilde{u}(t)\end{aligned}\quad (3-6)$$

โดยที่  $\tilde{u}(t)$  คือสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความหนาแน่นทางสเปกตรัมกำลังเท่ากับ  $u(t)$  โดยทั่วไปเครื่องดักฟังไม่น่าจะอยู่ใกล้กับเครื่องรับมากนัก ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับ  $\tilde{r}(t)$  ในสมการ (3-6) มีแนวโน้มที่จะจม (Immerse) อยู่ในสัญญาณรบกวน ด้วยเหตุนี้จึงเป็นเรื่องยากมากสำหรับเครื่องดักฟังที่จะค้นหาพัลส์ข้อมูลโดยปราศจากความรู้อันจำเป็นในตำแหน่งของข้อมูล

เพื่อสร้างขอบเขตล่าง (Lower Bound) บนสมรรถนะความมั่นคง เรามุ่งเน้นไปที่สถานการณ์กรณีแย่มากที่สุด (Worst-Case Scenario) กล่าวคือเครื่องดักฟังทราบบิตข้อมูลที่ส่ง (Kitchen, 2011) เราลองพิจารณา  $N_f/n$  เฟรมแรกโดยที่พัลส์ข้อมูลอยู่ในช่วงเวลาที่เหมาะสมในแต่ละเฟรม เพื่อใช้เทคนิคการกรองเข้าคู่ (เช่นเดียวกับเครื่องรับ) เครื่องดักฟังจะสร้างสัญญาณแม่แบบ

$\tilde{v}(t) = \frac{b_0}{\sqrt{N_f}} \sum_{k=0}^{N_f/n-1} p(t - kT_f - iT_p)$  เมื่อพัลส์ข้อมูลอยู่ในช่วงเวลา  $i$  โดยที่  $i \in \{0, 1, \dots, 2^{b/n} - 1\}$  สถิติการตัดสินใจสำหรับ  $N_f/n$  เฟรมแรกจะแสดงได้เป็น

$$\tilde{y}_i = \text{Re} \left( \frac{b_0}{\sqrt{N_f}} \sum_{k=0}^{N_f/n-1} \left[ \int_{kT_f+iT_p+(L-1)T_p}^{(k+1)T_f+iT_p+(L-1)T_p} \tilde{r}(t) \times p(t - kT_f - iT_p - (L-1)T_p) dt \right] \right)$$

จากรูปที่ 3.2 จะสังเกตได้ว่าแต่ละเฟรมมีช่วงเวลาเป็นจำนวนมากเนื่องจากการขยายแบนด์วิดท์ที่สูงมาก แต่มีเพียงช่วงเวลาเดียวเท่านั้นที่มีพัลส์ข้อมูล ดังนั้นเครื่องดักฟังต้องใช้สัญญาณแม่แบบที่เวลาประวิงต่าง ๆ อย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ จากนั้นเลือกเอาต์พุตที่มีค่ามากที่สุด เมื่อทำตามแนวทางที่ระบุไว้ใน (Kaiser & Zheng, 2010) และกำหนดให้  $T_f > (2L_t + 2^{b/n} - 1)T_p$  จะได้ว่า  $\tilde{y}_i$  มีการแจกแจงแบบปกติ (Normal Distribution) ด้วยค่าเฉลี่ย  $\mu_i$  และความแปรปรวน  $\sigma^2$  ซึ่งแทนด้วยนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้เป็น

$$\tilde{y}_i \sim \mathcal{N}(\mu_i, \sigma^2)$$

โดยที่

$$\mu_i = \begin{cases} \operatorname{Re} \left( \frac{E_s}{n} \sum_{m=1}^M \frac{\sum_{l=0}^{L+i-c_{0,0}-1} \alpha_{m,l-i+c_{0,0}}^* \beta_{m,l}}{\sqrt{M \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{m,l}|^2}} \right), & (c_{0,0} - L + 1)U[c_{0,0} - L + 1] \leq i \leq c_{0,0} \\ \operatorname{Re} \left( \frac{E_s}{n} \sum_{m=1}^M \frac{\sum_{l=i-c_{0,0}}^{L+i-c_{0,0}-1} \alpha_{m,l-i+c_{0,0}}^* \beta_{m,l}}{\sqrt{M \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{m,l}|^2}} \right), & c_{0,0} + 1 \leq i \leq L_t - L + c_{0,0} \\ \operatorname{Re} \left( \frac{E_s}{n} \sum_{m=1}^M \frac{\sum_{l=i-c_{0,0}}^{L_t-1} \alpha_{m,l-i+c_{0,0}}^* \beta_{m,l}}{\sqrt{M \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_{m,l}|^2}} \right), & L_t - L + c_{0,0} + 1 \leq i \leq L_t + c_{0,0} - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-7)$$

และ

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \quad (3-8)$$

ในสมการที่ (3-7)  $c_{0,0}$  คือลำดับย่อยของการกระโดดทางเวลาสำหรับ  $N_f/n$  เฟรมแรก และ  $U[\cdot]$  คือฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-Time Unit Step Function) เราแสดงตัวอย่างของการใช้สมการนี้โดยพิจารณาเฉพาะพจน์ผลรวมของผลคูณระหว่าง  $\alpha_{l-i+c_{0,0}}^*$  และ  $\beta_l$  (ละเว้นกรณี  $m$ ) และแบ่งเป็น 2 กรณีที่เป็นไปได้ ได้แก่  $c_{0,0} \leq L - 1$  และ  $c_{0,0} > L - 1$

ในกรณีที่ 1 เรากำหนดให้  $c_{0,0} = 2, L = 5, L_t = 10$  จะได้พจน์ที่พิจารณาเป็น

(1)

$$\sum_{l=0}^{i+2} \alpha_{l-i+2}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 0 \leq i \leq 2 \text{ นั่นคือ}$$

$$\alpha_2^* \beta_0 + \alpha_3^* \beta_1 + \alpha_4^* \beta_2 \text{ เมื่อ } i = 0$$

$$\alpha_1^* \beta_0 + \alpha_2^* \beta_1 + \alpha_3^* \beta_2 + \alpha_4^* \beta_3 \text{ เมื่อ } i = 1$$

$$\alpha_0^* \beta_0 + \alpha_1^* \beta_1 + \alpha_2^* \beta_2 + \alpha_3^* \beta_3 + \alpha_4^* \beta_4 \text{ เมื่อ } i = 2$$

(2)

$$\sum_{l=i-2}^{i+2} \alpha_{l-i+2}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 3 \leq i \leq 7 \text{ นั่นคือ}$$

$$\alpha_0^* \beta_1 + \alpha_1^* \beta_2 + \alpha_2^* \beta_3 + \alpha_3^* \beta_4 + \alpha_4^* \beta_5 \text{ เมื่อ } i = 3$$

$$\alpha_0^* \beta_2 + \alpha_1^* \beta_3 + \alpha_2^* \beta_4 + \alpha_3^* \beta_5 + \alpha_4^* \beta_6 \text{ เมื่อ } i = 4$$

⋮

$$\alpha_0^* \beta_5 + \alpha_1^* \beta_6 + \alpha_2^* \beta_7 + \alpha_3^* \beta_8 + \alpha_4^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 7$$

(3)

$$\sum_{l=i-2}^9 \alpha_{l-i+2}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 8 \leq i \leq 11 \text{ นั่นคือ}$$

$$\alpha_0^* \beta_6 + \alpha_1^* \beta_7 + \alpha_2^* \beta_8 + \alpha_3^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 8$$

$$\alpha_0^* \beta_7 + \alpha_1^* \beta_8 + \alpha_2^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 9$$

$$\alpha_0^* \beta_8 + \alpha_1^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 10$$

$$\alpha_0^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 11$$

ในกรณีที่ 2 เรากำหนดให้  $c_{0,0} = 6, L = 5, L_t = 10$  จะได้พจน์ที่พิจารณาเป็น

(1)

$$\sum_{l=0}^{i-2} \alpha_{l-i+6}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 2 \leq i \leq 6 \text{ นั่นคือ}$$

$$\alpha_4^* \beta_0 \text{ เมื่อ } i = 2$$

$$\alpha_3^* \beta_0 + \alpha_4^* \beta_1 \text{ เมื่อ } i = 3$$

$$\alpha_2^* \beta_0 + \alpha_3^* \beta_1 + \alpha_4^* \beta_2 \text{ เมื่อ } i = 4$$

$$\alpha_1^* \beta_0 + \alpha_2^* \beta_1 + \alpha_3^* \beta_2 + \alpha_4^* \beta_3 \text{ เมื่อ } i = 5$$

$$\alpha_0^* \beta_0 + \alpha_1^* \beta_1 + \alpha_2^* \beta_2 + \alpha_3^* \beta_3 + \alpha_4^* \beta_4 \text{ เมื่อ } i = 6$$

(2)

$$\sum_{l=i-6}^{i-2} \alpha_{l-i+6}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 7 \leq i \leq 11 \text{ นั่นคือ}$$

$$\alpha_0^* \beta_1 + \alpha_1^* \beta_2 + \alpha_2^* \beta_3 + \alpha_3^* \beta_4 + \alpha_4^* \beta_5 \text{ เมื่อ } i = 7$$

$$\alpha_0^* \beta_2 + \alpha_1^* \beta_3 + \alpha_2^* \beta_4 + \alpha_3^* \beta_5 + \alpha_4^* \beta_6 \text{ เมื่อ } i = 8$$

$$\vdots$$

$$\alpha_0^* \beta_5 + \alpha_1^* \beta_6 + \alpha_2^* \beta_7 + \alpha_3^* \beta_8 + \alpha_4^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 11$$

(3)

$$\sum_{l=i-6}^9 \alpha_{l-i+6}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 12 \leq i \leq 15 \text{ นั่นคือ}$$

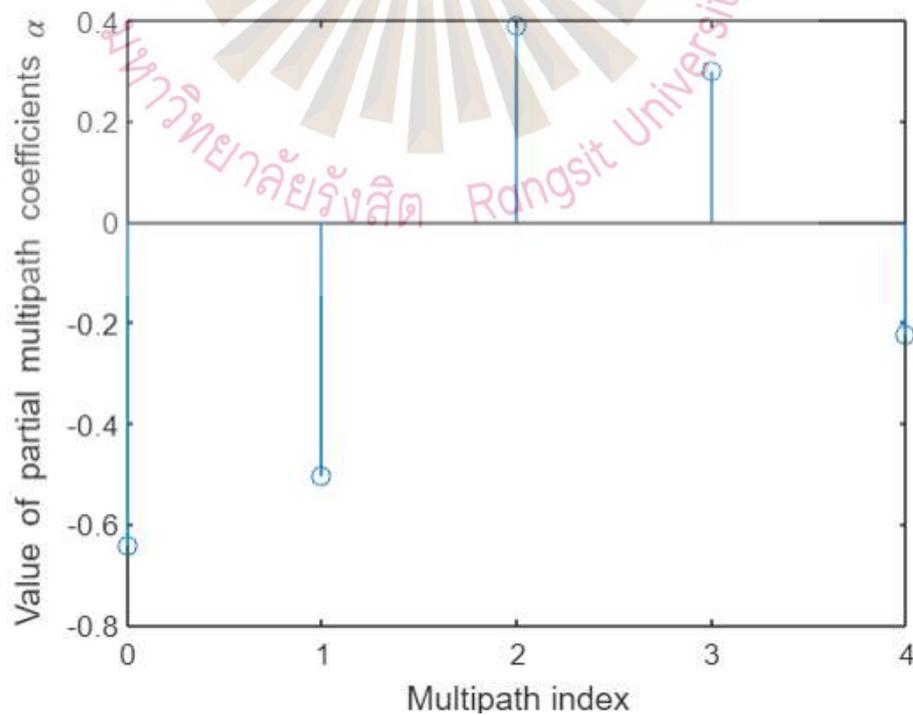
$$\alpha_0^* \beta_6 + \alpha_1^* \beta_7 + \alpha_2^* \beta_8 + \alpha_3^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 12$$

$$\alpha_0^* \beta_7 + \alpha_1^* \beta_8 + \alpha_2^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 13$$

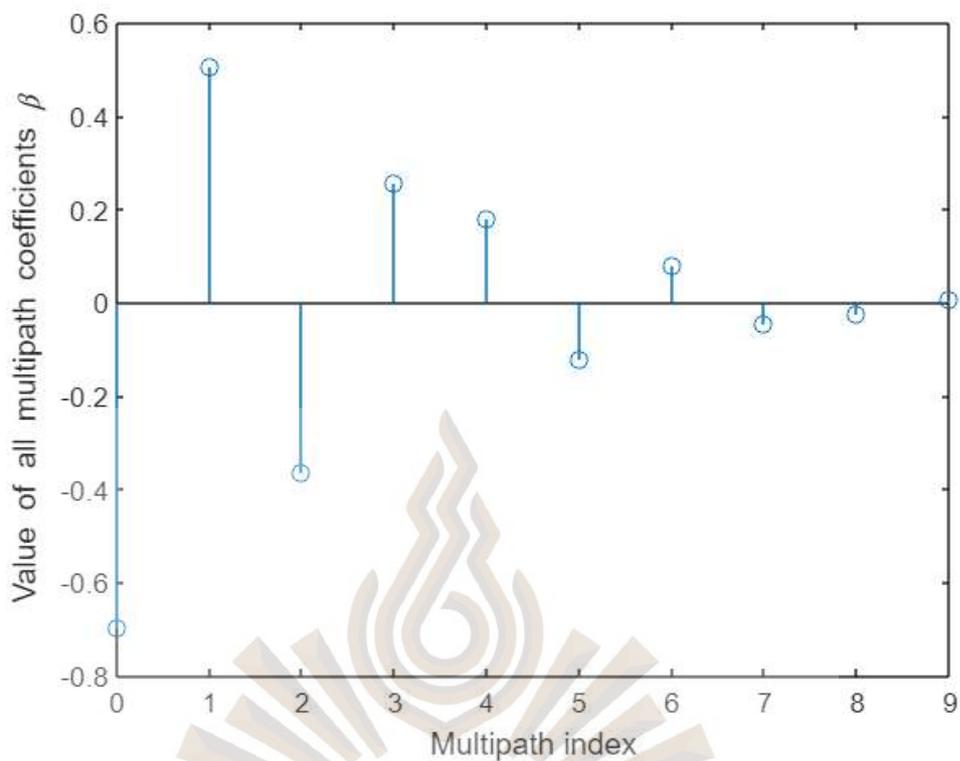
$$\alpha_0^* \beta_8 + \alpha_1^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 14$$

$$\alpha_0^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 15$$

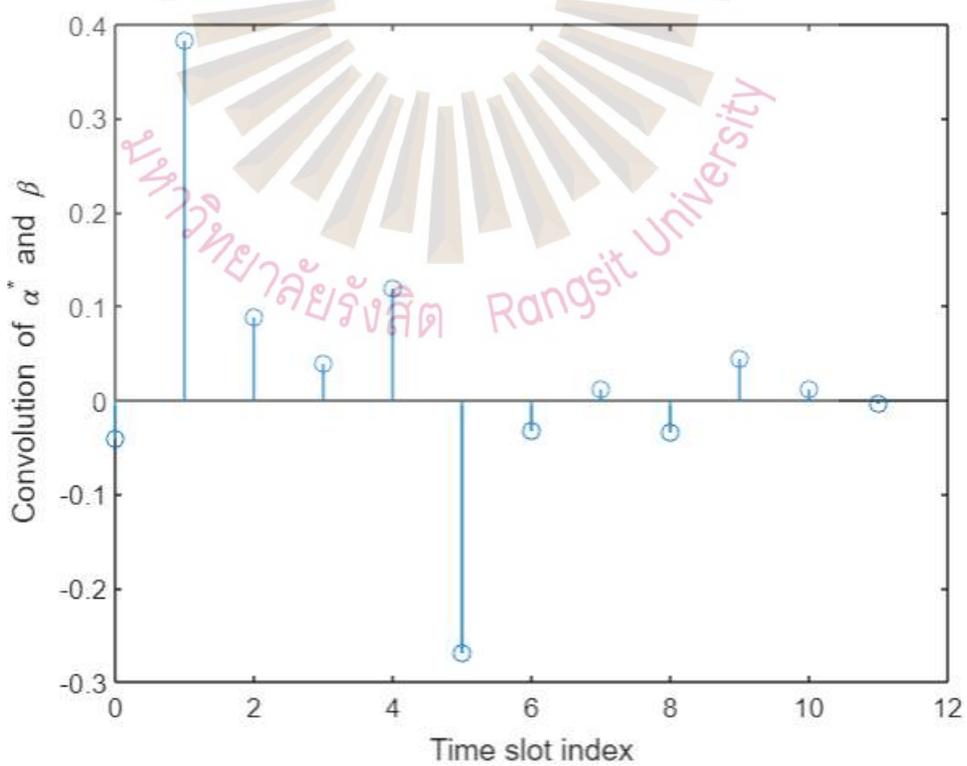
รูปที่ 3.4 - 3.5 แสดงค่าตัวอย่างค่าของ  $\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\}$  และ  $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_9\}$  และค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสองที่ช่วงเวลา ( $i$ ) ต่าง ๆ ในกรณีที่ 1 และ 2 (สมมุติให้สัมประสิทธิ์เหล่านี้มีค่าเป็นจำนวนจริงเพื่อความสะดวกในการพิจารณา)



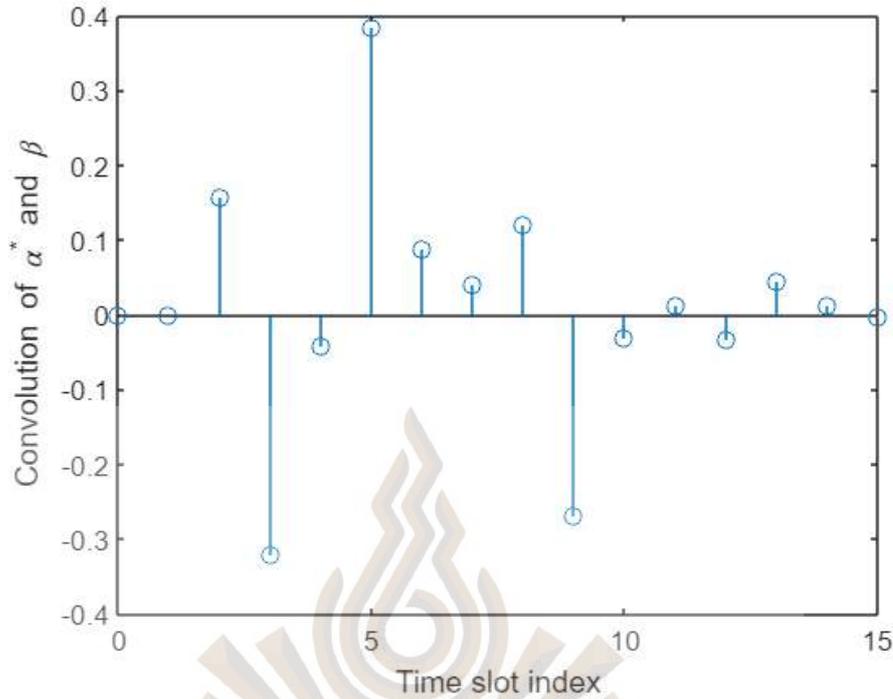
รูปที่ 3.4 ค่าตัวอย่างของ  $\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\}$



รูปที่ 3.5 ค่าตัวอย่างของ  $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_9\}$



รูปที่ 3.6 ค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสองในกรณีที่ 1



รูปที่ 3.7 ค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสองในกรณีที่ 2

จากรูปที่ 3.6 และ 3.7 จะเห็นว่าผลรวมดังกล่าวในกรณีที่ 1 และ 2 มีค่ามากที่สุด ณ ช่องเวลาที่ 1 และ 5 ตามลำดับ ในขณะที่  $c_{0,0} = 2$  และ  $c_{0,0} = 6$  ในกรณีที่ 1 และ 2 ตามลำดับ จึงมีความเป็นไปได้ว่า  $\mu_i$  ในสมการที่ (3-7) อาจจะมีค่ามากที่สุด ณ ช่องเวลาที่  $i \neq c_{0,0}$  ด้วยเหตุนี้เครื่องดักฟังอาจจะหาตำแหน่งพัลส์ได้ไม่ถูกต้อง ถึงแม้ว่าจะทราบบิตข้อมูลที่ส่งก็ตาม

เมื่อใช้ผลการตรวจหาเหมาะที่สุดสำหรับการส่งสัญญาณเชิงตั้งฉากใน (Molisch et al., 2006) ความน่าจะเป็นในการค้นหาตำแหน่งพัลส์ได้ถูกต้องใน  $N_f/n$  เฟรมแรกซึ่งขึ้นอยู่กับ  $\{\alpha_{m,l}^*\}_{m=1,l=0}^{M,L-1}$  และ  $\{\beta_{m,l}\}_{m=1,l=0}^{M,L-1}$  สามารถแสดงได้เป็น

$$\Pr\{\tilde{y}_i < \tilde{y}_{c_{0,0}}, \forall i \neq c_{0,0}\}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \prod_{i=0, i \neq c_{0,0}}^{2^{b/n}-1} \left( 1 - Q\left(\frac{x - \mu_i}{\sigma}\right) \right) \right] \times \exp\left(-\frac{(x - \mu_{c_{0,0}})^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad (3-9)$$

เนื่องจากลำดับย่อยของการกระโดดทางเวลาสำหรับแต่ละกลุ่มของ  $N_f/n$  เฟรมถูกกำหนดอย่างอิสระโดยส่วนของคีย์ที่สอดคล้อง ความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของความผิดพลาดในการค้นหาคีย์ทั้งหมดที่ตัวดักฟังจึงแสดงได้เป็น

$$P_e = 1 - (\Pr\{\tilde{y}_i < \tilde{y}_{c_{0,0}}, \forall i \neq c_{0,0}\})^n \quad (3-10)$$

### 3.3 การกรองแบบพีเรคเลือกสรร

ในวิธีการกรองนี้ เครื่องส่งทราบสัมประสิทธิ์ขององค์ประกอบพหุคูณที่มีพลังงานสูงสุดจำนวน  $L$  องค์ประกอบสำหรับสายอากาศทุกเสา นั่นคือ  $\{\alpha_{m,l}\}_{m=1,l \in S_m}^M$  โดยที่  $S_m$  คือเซตของดัชนีขององค์ประกอบพหุคูณดังกล่าวสำหรับสายอากาศเสาที่  $m \in \{1, 2, \dots, M\}$  สัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศนี้สามารถแสดงได้ดังสมการ (3-2) โดยที่  $z_m(t)$  สร้างขึ้นจากการส่งพัลส์  $p(t)$  ผ่านตัวกรองแบบพีเรคเลือกสรรที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็น

$$w_m(t) = \sum_{l=0}^{L_t-1} \varphi_{m,l} p(t - lT_p) \quad (3-11)$$

โดยที่

$$\varphi_{m,l} = \begin{cases} \frac{\alpha_{m,L_t-1-l}^*}{\sqrt{M \sum_{l \in S_m} |\alpha_{m,l}|^2}} & \text{for } l \in S_m \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

คือสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง และเฟลคเตอร์ทำให้เป็นบรรทัดฐาน  $\sqrt{M \sum_{l \in S_m} |\alpha_{m,l}|^2}$  ถูกนำมาใช้เพื่อให้พลังงานทั้งหมดที่ส่งมาจากสายอากาศ  $M$  เสา นั้นคงที่ ในทำนองเดียวกับการกรองแบบพีเรคบางส่วน สัญญาณที่ได้รับ  $r(t)$  จะประกอบด้วยส่วนสูงสุด  $N_f$  ส่วนและเวลาประวิงของแต่ละส่วนเทียบกับองค์ประกอบพหุคูณแรกมีค่าเท่ากับ  $(L_t - 1)T_p$

### 3.3.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับ

เพื่อดำเนินการกรองเข้าคู่กับส่วนสูงสุดที่กล่าวข้างบน เครื่องรับซึ่งรู้จักด้วย  $K$  จะสร้างสัญญาณแม่แบบเช่นเดียวกับการกรองแบบพรีเรคบางส่วน ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตที่เครื่องรับซึ่งขึ้นอยู่กับ  $\{\alpha_{m,l}\}_{m=1,l \in S_m}^M$  สามารถแสดงได้เป็น

$$P_b = Q \left( \sqrt{\frac{2E_s}{MN_0}} \sum_{m=1}^M \sqrt{\sum_{l \in S_m} |\alpha_{m,l}|^2} \right) \quad (3-12)$$

### 3.3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องดักฟัง

สัญญาณที่ได้รับสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-6) โดยที่  $w_m(t)$  ที่เกี่ยวข้องเป็นไปตามสมการ (3-11) ในทำนองเดียวกับการกรองแบบพรีเรคบางส่วน เรามุ่งเน้นไปที่สถานการณ์กรณีแย่งที่สุด กล่าวคือเครื่องดักฟังทราบบิตข้อมูลที่ส่งและใช้สัญญาณแม่แบบที่เวลาประวิงต่าง ๆ แล้วเลือกเอาต์พุตที่มีค่ามากที่สุด และจะได้ว่าความน่าจะเป็นในการค้นหาตำแหน่งพัลส์ได้ถูกต้องใน  $N_f/n$  เฟรมแรกซึ่งขึ้นอยู่กับ  $\{\alpha_{m,l}^*\}_{m=1,l \in S_m}^M$  และ  $\{\beta_{m,l}\}_{m=1,l=0}^{M,L_t-1}$  แสดงได้ดังสมการที่ (3-9) โดยที่

$$\mu_i = \begin{cases} \operatorname{Re} \left( \frac{E_s}{n} \sum_{m=1}^M \frac{\sum_{l=0}^{L_t+i-c_{0,0}-1} \alpha_{m,l-i+c_{0,0}}^* \beta_{m,l}}{\sqrt{M \sum_{l \in S_m} |\alpha_{m,l}|^2}} \right) & \text{for} \\ (c_{0,0} - L_t + 1)U[c_{0,0} - L_t + 1] \leq i \leq c_{0,0}, l \in S_m & (3-13) \\ \operatorname{Re} \left( \frac{E_s}{n} \sum_{m=1}^M \frac{\sum_{l=i-c_{0,0}}^{L_t-1} \alpha_{m,l-i+c_{0,0}}^* \beta_{m,l}}{\sqrt{M \sum_{l \in S_m} |\alpha_{m,l}|^2}} \right) & \text{for} \\ c_{0,0} + 1 \leq i \leq L_t + c_{0,0} - 1, l \in S_m \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

และความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของความผิดพลาดในการค้นหาคือทั้งหมดที่ตัวดักฟังหาได้จากสมการที่ (3-10) เราแสดงตัวอย่างของการใช้สมการ (3-13) โดยพิจารณาเฉพาะพจน์ผลรวมของผล

คูณระหว่าง  $\alpha_{l-i+c_{0,0}}^*$  และ  $\beta_l$  (ละเว้นกรณี  $m$ ) และกำหนดให้  $c_{0,0} = 2, S = \{0,2,4,6,8\}, L_t = 10$  จะได้พจน์ที่พิจารณาเป็น

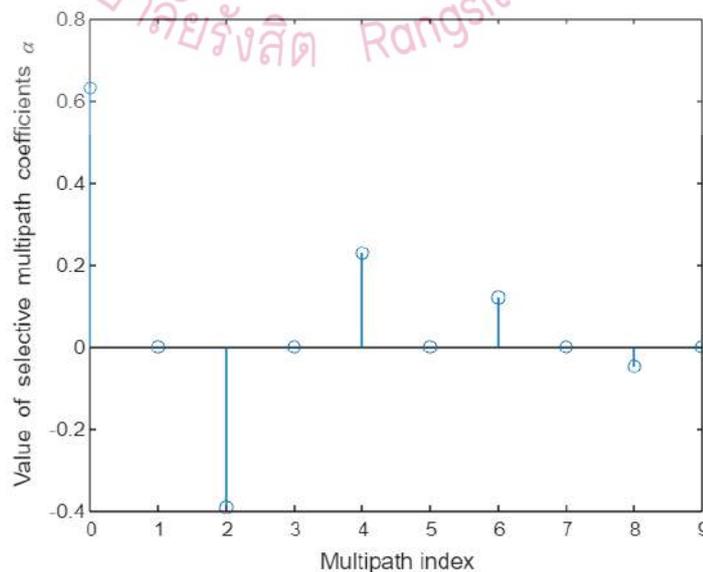
(1)

$$\begin{aligned} & \sum_{l=0}^{i+7} \alpha_{l-i+2}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 0 \leq i \leq 2 \text{ นั่นคือ} \\ & \alpha_2^* \beta_0 + \alpha_4^* \beta_2 + \alpha_6^* \beta_4 + \alpha_8^* \beta_6 \text{ เมื่อ } i = 0 \\ & \alpha_2^* \beta_1 + \alpha_4^* \beta_3 + \alpha_6^* \beta_5 + \alpha_8^* \beta_7 \text{ เมื่อ } i = 1 \\ & \alpha_0^* \beta_0 + \alpha_2^* \beta_2 + \alpha_4^* \beta_4 + \alpha_6^* \beta_6 + \alpha_8^* \beta_8 \text{ เมื่อ } i = 2 \end{aligned}$$

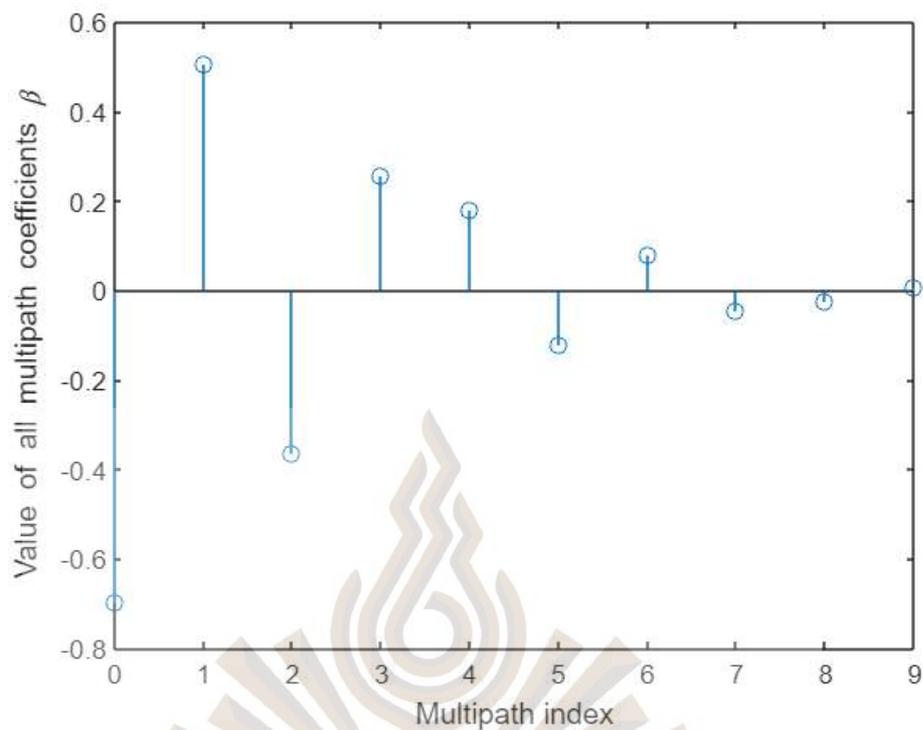
(2)

$$\begin{aligned} & \sum_{l=i-2}^9 \alpha_{l-i+2}^* \beta_l \text{ เมื่อ } 3 \leq i \leq 11 \text{ นั่นคือ} \\ & \alpha_0^* \beta_1 + \alpha_2^* \beta_3 + \alpha_4^* \beta_5 + \alpha_6^* \beta_7 + \alpha_8^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 3 \\ & \alpha_0^* \beta_2 + \alpha_2^* \beta_4 + \alpha_4^* \beta_6 + \alpha_6^* \beta_8 \text{ เมื่อ } i = 4 \\ & \vdots \\ & \alpha_0^* \beta_9 \text{ เมื่อ } i = 11 \end{aligned}$$

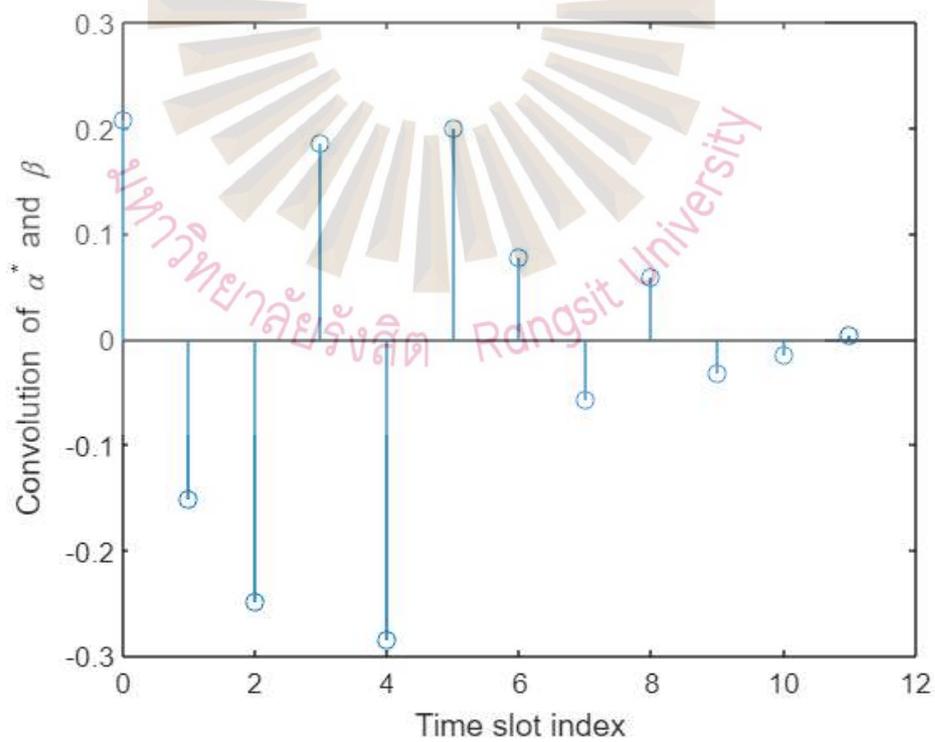
รูปที่ 3.8-3.9 แสดงค่าตัวอย่างค่าของ  $\{\alpha_0, \alpha_2, \alpha_4, \alpha_6, \alpha_8\}$  และ  $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_9\}$  และค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสองที่ช่วงเวลา ( $i$ ) ต่าง ๆ (สมมติให้สัมประสิทธิ์เหล่านี้มีค่าเป็นจำนวนจริงบวกเพื่อความสะดวกในการพิจารณา)



รูปที่ 3.8 ค่าตัวอย่างของ  $\{\alpha_0, \alpha_2, \alpha_4, \alpha_6, \alpha_8\}$



รูปที่ 3.9 ค่าตัวอย่างของ  $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_9\}$ ;



รูปที่ 3.10 ค่าผลรวมของผลคูณระหว่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งสอง

จากรูปที่ 3.10 จะเห็นว่าผลรวมดังกล่าวมีค่ามากที่สุด ณ ช่องเวลาที่ 0 ในขณะที่  $c_{0,0} = 2$  จึงมีความเป็นไปได้ว่า  $\mu_i$  ในสมการที่ (3-13) อาจจะมีค่ามากที่สุด ณ ช่องเวลาที่  $i \neq c_{0,0}$  ด้วยเหตุนี้ เครื่องดักฟังอาจจะหาตำแหน่งพัลส์ได้ไม่ถูกต้อง ถึงแม้ว่าจะทราบบิตข้อมูลที่ส่งก็ตาม



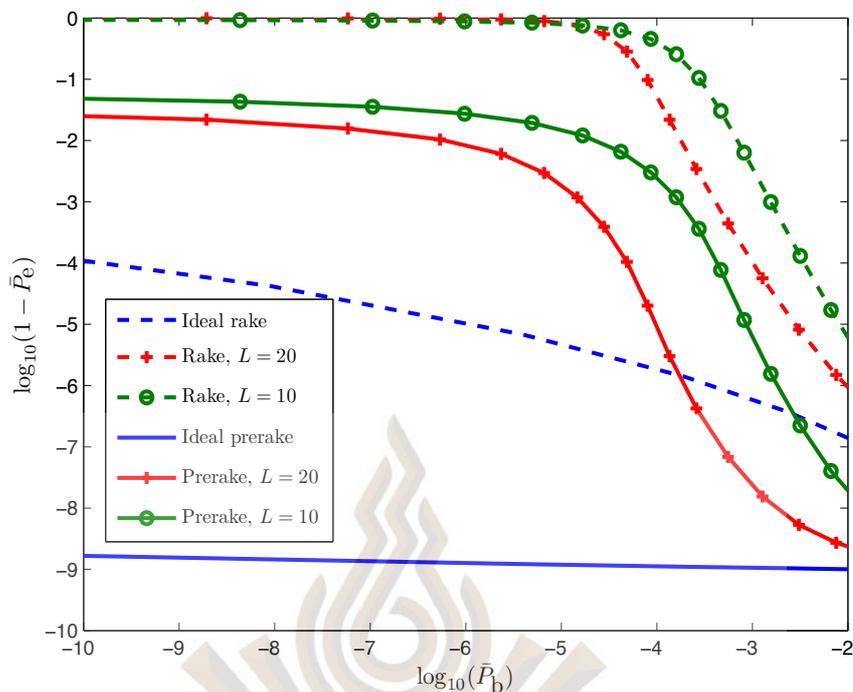
## บทที่ 4

### ผลการวิจัย

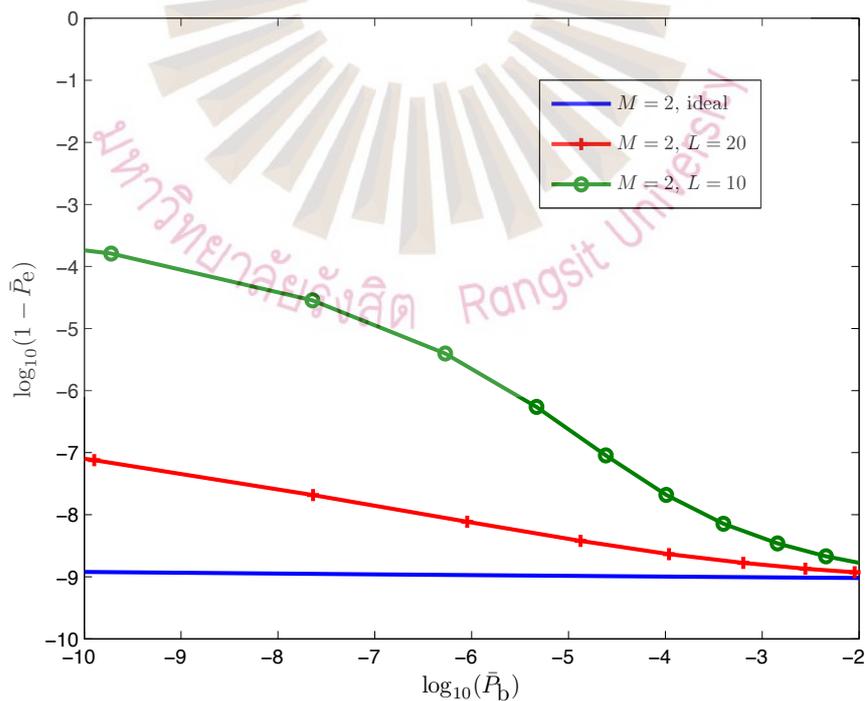
บทนี้จะแสดงความมั่นคงขึ้นภายใต้ของระบบที่เสนอจากความน่าจะเป็นที่เครื่องดักฟังค้นหา คีย์ได้อย่างถูกต้องและอัตราความผิดพลาดในการถอดรหัสของเครื่องรับ โดยใช้แบบจำลอง ช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่เหมาะสม พร้อมทั้งศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์ที่สำคัญ เช่น จำนวนสายอากาศที่เครื่องส่ง จำนวนแถบในตัวกรองแบบพีริเรค และระยะห่างระหว่างเครื่องรับกับ เครื่องดักฟัง รวมถึงการประยุกต์ใช้กับการสื่อสารแบบร่วมมือได้ (Cooperative Communications)

#### 4.1 สมรรถนะความมั่นคงของระบบในแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงสถิติ

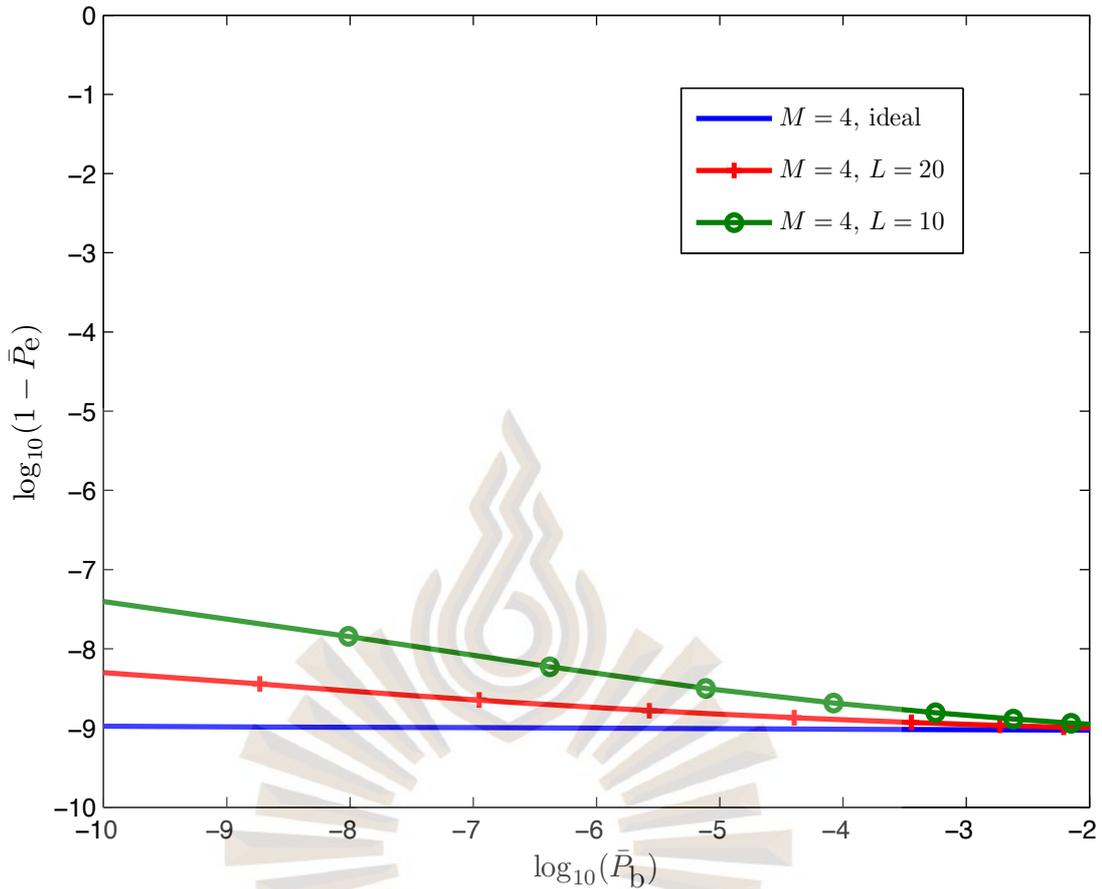
การแสดงผลสมรรถนะความมั่นคงของระบบที่เสนอในหัวข้อ 3.2 สามารถทำได้โดยการพล็อต ความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่างถูกต้อง (นั่นคือ  $1 - \bar{P}_e$ ) และความน่าจะเป็น ของความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เครื่องรับ (นั่นคือ  $\bar{P}_b$ ) ในมาตราส่วนลอการิทึม ดังที่แสดงในรูปที่ 4.1-4.3 เรากำหนดค่าของพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเป็นดังนี้  $b = 30, n = 5, N_f = 25, T_f = 400 \text{ ns}$  และ  $T_p = 125 \text{ ps}$  นอกจากนี้ เราสมมุติให้อัตราส่วนสัญญาณที่ได้รับต่อสัญญาณ รบกวน (Received Signal-to-Noise Ratio) ที่เครื่องรับและเครื่องดักฟังมีค่าเท่ากัน ในขณะที่  $\bar{P}_b$  และ  $\bar{P}_e$  ได้มาจากการหาค่าเฉลี่ยของ  $P_b$  ในสมการที่ (3-5) และ  $P_e$  ในสมการที่ (3-10) บน 10,000 ตัวอย่างช่องสัญญาณที่อิสระต่อกันเชิงสถิติ ซึ่งสร้างจากแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงสถิติ CM3 ใน หัวข้อ 2.8.1 และบอกเป็นนัยว่าเครื่องรับและเครื่องดักฟังอยู่ห่างกันมากเพียงพอ เราพิจารณาระบบที่ ใช้การกรองแบบพีริเรคบางส่วนร่วมกับแบบจำลองช่องสัญญาณนี้เนื่องจากตัวอย่างช่องสัญญาณที่ สร้างได้เป็นแบบหนาแน่น ในรูป 4.1-4.3 ideal หมายถึงกรณีที่  $L = L_t$



รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบเรคบางส่วนและระบบที่ใช้ตัวกรองแบบพรีเรคบางส่วน ( $M = 1$ )



รูปที่ 4.2 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับจำนวนแถบที่แตกต่างกันในตัวกรองแบบพรีเรคบางส่วน ( $M = 2$ )



รูปที่ 4.3 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับจำนวนแถบที่แตกต่างกันในตัวกรองแบบพีเรคบางส่วน ( $M = 4$ )

รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสมรรถนะความมั่นคงของระบบที่เสนอ (นั่นคือ ใช้ตัวกรองแบบพีเรคบางส่วน) และระบบที่ใช้อ้างอิง (Reference) ซึ่งใช้เครื่องรับแบบเรคบางส่วน (Ko & Goeckel, 2010) เมื่อทั้งสองระบบใช้สายอากาศเสาเดี่ยวที่เครื่องส่ง ( $M = 1$ ) ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าด้วยจำนวนของแถบ ( $L$ ) ที่เท่ากัน ระบบแรกให้สมรรถนะดีกว่าระบบหลัง ซึ่งสามารถอธิบายได้จากการพิจารณาค่าเฉลี่ย ( $\mu_i$ ) และความแปรปรวน ( $\sigma^2$ ) ของ  $\tilde{y}_i$  สำหรับทั้งสองระบบนี้ จากสมการที่ (3-

7) และ (3-8) เรามี  $\mu_{c_{0,0}} = \left( \frac{E_s}{n} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^* \beta_l}{\sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2}} \right)$  และ  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$  สำหรับระบบที่เสนอ ในขณะที่มี

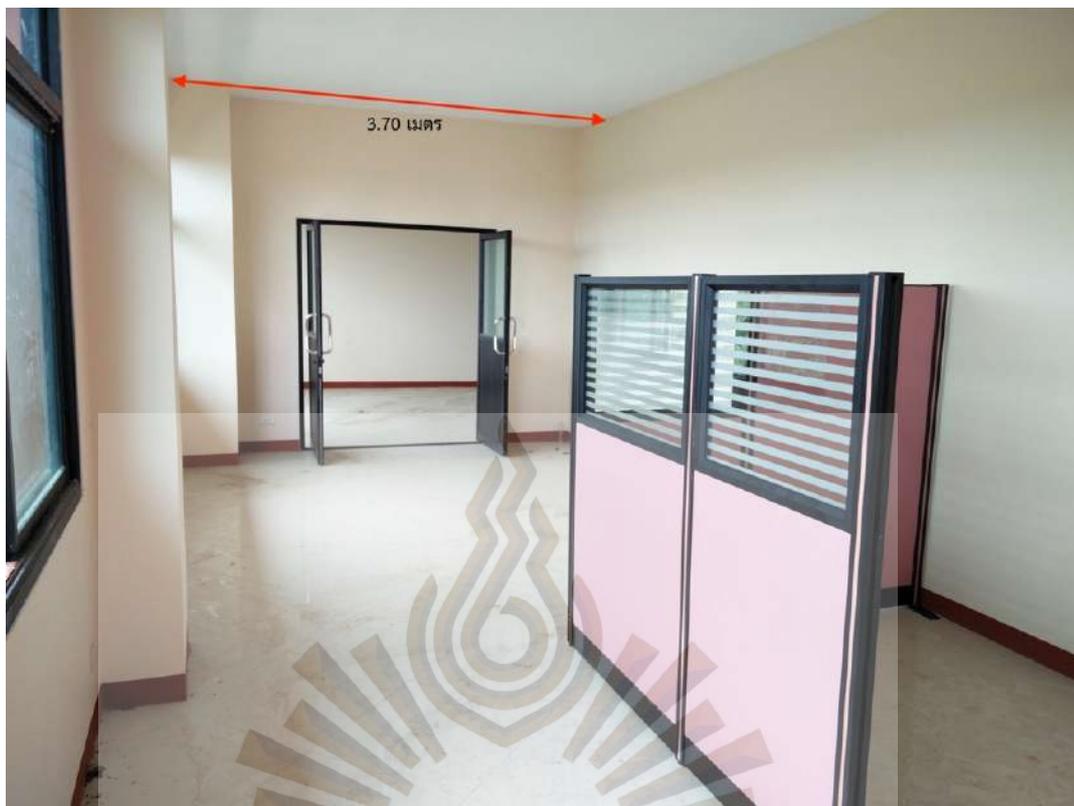
$\mu_{c_{0,0}} = \frac{E_s}{n} \sum_{l=0}^{L-1} |\beta_l|^2$  และ  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \sum_{l=0}^{L-1} |\beta_l|^2$  สำหรับระบบที่ใช้อ้างอิง (โปรคดูหัวข้อ IV-B ใน (Ko & Goeckel, 2010)) ในการทดลองเราพบว่า ค่าเฉลี่ยสำหรับระบบแรกมีแนวโน้ม น้อยกว่า ค่าเฉลี่ยสำหรับระบบหลังในขณะที่ความแปรปรวน สำหรับระบบแรกมีแนวโน้มมากกว่าความ

แปรปรวนสำหรับระบบส่วนหลัง ดังนั้นโดยทั่วไปแล้ว ระบบที่เสนอจึงมีค่าของ  $\Pr\{\tilde{y}_i < \tilde{y}_{c_{0,0}}, \forall i \neq c_{0,0}\}$  ต่ำกว่า ซึ่งทำให้ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด  $P_e$  สูงกว่า

รูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงสมรรถนะความมั่นคงของระบบที่เสนอในกรณีที่มีสายอากาศส่ง 2 เสา ( $M = 2$ ) และกรณีที่มีสายอากาศส่ง 4 เสา ( $M = 4$ ) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าสมรรถนะของระบบดีขึ้นเมื่อจำนวนสายอากาศส่ง ( $M$ ) หรือจำนวนแถบ ( $L$ ) ในตัวกรองแบบพีเรคเพิ่มขึ้น การพัฒนานี้เป็นผลมาจากการโฟกัสเชิงปริภูมิและการโฟกัสเชิงเวลาตามที่อธิบายไว้แล้วในบทที่ 2 นอกจากนี้ถ้าเราลองเปลี่ยนแปลงค่าของ  $M$  และ  $L$  ในขณะที่กำหนดให้ผลคูณของค่าทั้งสองคงที่ จะพบว่าการเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งเป็นประโยชน์ต่อสมรรถนะของระบบมากกว่าการเพิ่มจำนวนแถบในตัวกรองแบบพีเรค ตัวอย่างเช่น เมื่อความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เครื่องรับสำหรับ  $M = 1$  และ  $L = 20$  และสำหรับ  $M = 2$  และ  $L = 10$  มีค่าเท่ากับ  $10^{-4}$  จะได้ว่าความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่เครื่องดักฟังค้นหาคีย์ได้อย่างถูกต้องมีค่าประมาณ  $10^{-5}$  และ  $10^{-8}$  ตามลำดับ สาเหตุมาจากความจริงที่ว่าโปรไฟล์เวลาประวิงกำลังของแบบจำลองช่องสัญญาณที่พิจารณามีการลดระดับแบบเลขชี้กำลัง (Maichalerunnukul et al., 2009)

#### 4.2 สมรรถนะความมั่นคงของระบบในแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงกำหนด

ในหัวข้อนี้เราจะวิเคราะห์ผลกระทบของระยะห่างระหว่างเครื่องรับกับเครื่องดักฟังที่มีต่อสมรรถนะความมั่นคงของระบบที่เสนอในหัวข้อ 3.3 โดยเริ่มจากการจำลองสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งในอาคาร (ดูรูปที่ 4.4) เมื่อเครื่องดักฟังอยู่ใกล้กับเครื่องรับ (ดูรูปที่ 4.5) และผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่เกี่ยวข้อง การจำลองดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้โปรแกรม Wireless InSite Remcom 2023 ร่วมกับเทคนิคเรย์เทรซซึ่งที่ได้กล่าวไปในหัวข้อ 2.8.2 จากนั้นทำการคำนวณความน่าจะเป็นของความผิดพลาด  $\bar{P}_e$  และ  $\bar{P}_b$  ที่เกี่ยวข้อง เราพิจารณาระบบที่ใช้การกรองแบบพีเรคเลือกสรรร่วมกับแบบจำลองช่องสัญญาณนี้เนื่องจากตัวอย่างช่องสัญญาณที่สร้างได้เป็นแบบเบาบาง (ซึ่งจะแสดงในรูปที่ 4.7 ในลำดับถัดไป)



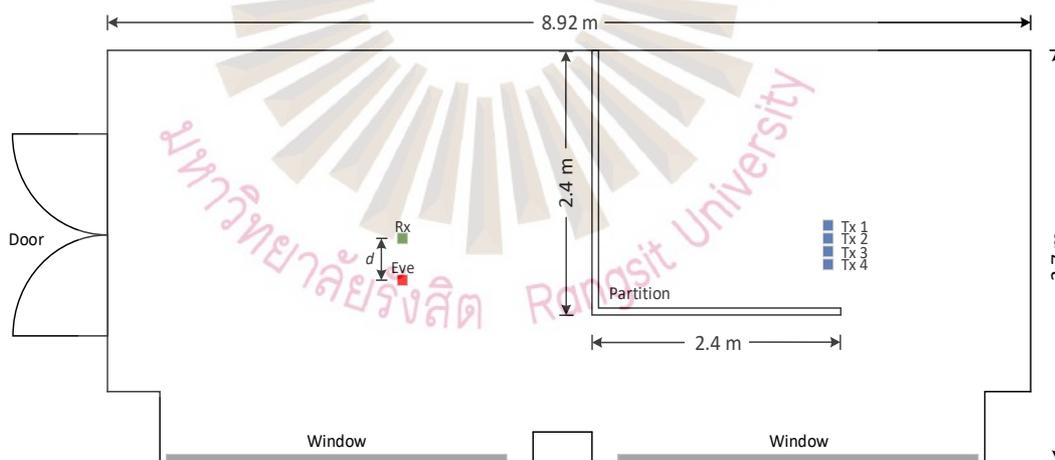
รูปที่ 4.4 ด้านหน้าของห้องที่ใช้จำลอง



รูปที่ 4.5 ด้านหลังของห้องที่ใช้จำลอง



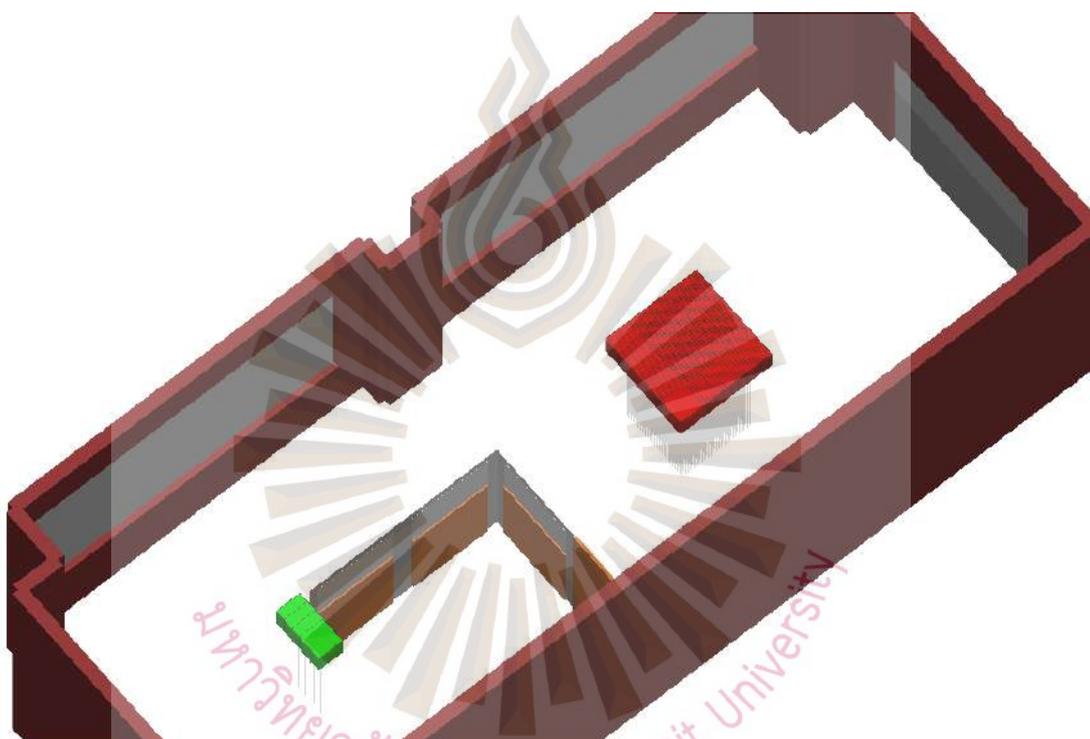
รูปที่ 4.6 ฉากกั้นที่วางอยู่กลางห้องที่ใช้จำลอง



รูปที่ 4.7 ตำแหน่งของสายอากาศที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟัง

ห้องปฏิบัติการที่จำลองมีขนาด 8.92 เมตร×3.7 เมตร×2.98 เมตร ในมหาวิทยาลัยตาปี จังหวัดสุราษฎร์ธานี ดังที่แสดงในรูปที่ 4.4-4.6 โดยที่พื้นและเพดานทำจากคอนกรีต กำแพงก่อด้วยอิฐ หน้าต่างเป็นกระจกขนาดใหญ่ ประตูเป็นกระจกหุ้มรอบด้วยโลหะ และฉากกั้นทำจากไม้และกระจกเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ กำหนดให้จำนวนสายอากาศส่งที่พิจารณาเท่ากับ 4 ในรูปที่ 4.7 Tx1-Tx4, Rx, และ Eve แทนสายอากาศที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟัง ตามลำดับ สายอากาศ

เหล่านี้วางสูงจากพื้น 1.5 เมตร เรากำหนดให้ Tx1-Tx4 อยู่ที่ตำแหน่งตายตัว ในขณะที่ Rx เคลื่อนที่ได้ภายในตารางขนาด 25 X 25 ซึ่งมีระยะห่างกัน 0.03 เมตร (ดูรูปที่ 4.6 ประกอบ) การเคลื่อนที่ของ Eve ทำได้ในทำนองเดียวกับ Rx ภายใต้เงื่อนไขว่าสายอากาศทั้งคู่อยู่ห่างกันเป็นระยะทาง  $d$  ซึ่งจะเรียกว่าออฟเซตระยะทาง (Distance Offset) พารามิเตอร์นี้มีบทบาทสำคัญในการนิยามสหสัมพันธ์ทางปริภูมิระหว่างข่ายเชื่อมโยง (Link) จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับกับข่ายเชื่อมโยงจากเครื่องส่งไปยังเครื่องดักฟัง (Nguyen, Andersen, Pedersen, Kyritsi & Eggers, 2006)

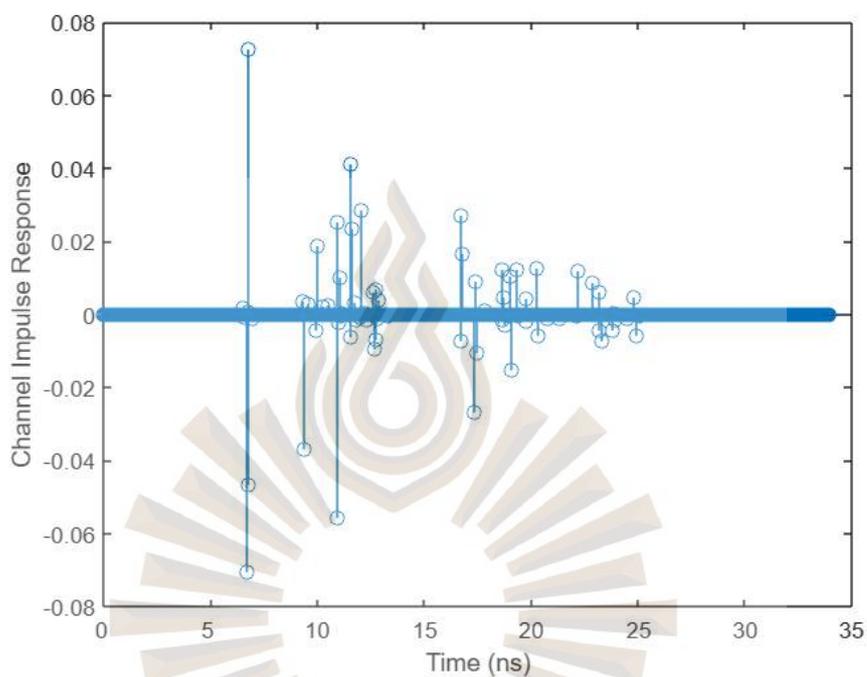


รูปที่ 4.8 ผลการจำลองห้องในรูปที่ 4.4-4.6 และสายอากาศในรูปที่ 4.7

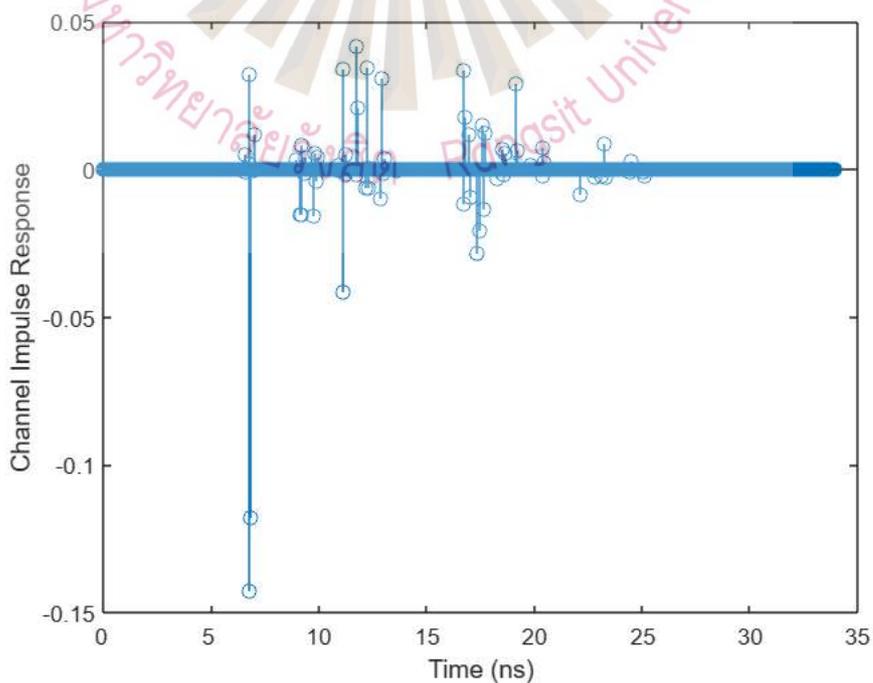
โปรแกรม Wireless InSite

ในการจำลองผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ รูปแบบสายอากาศ โพลาริเซชัน (Polarization) และรูปคลื่นถูกกำหนดให้เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) แนวตั้ง และรูปไซน์ (Sinusoidal) ตามลำดับ จำนวนของการส่งผ่าน การสะท้อน และการเลี้ยวเบนถูกกำหนดให้เท่ากับ 2, 2 และ 1 ตามลำดับ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันผลตอบสนองทางความถี่ของสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่เครื่องรับและเครื่องดักฟัง ความถี่คลื่นพาห์ของคลื่นรูปไซน์ถูกชักตัวอย่างตั้งแต่ 3.3 GHz จนถึง 5.3 GHz ด้วยขั้นละ 5 MHz ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่เกี่ยวข้องสามารถคำนวณได้โดยใช้วิธีการสังยุค (ที่ได้กล่าวไปในหัวข้อ 2.9.2) กับฟังก์ชันผลตอบสนองทางความถี่ที่

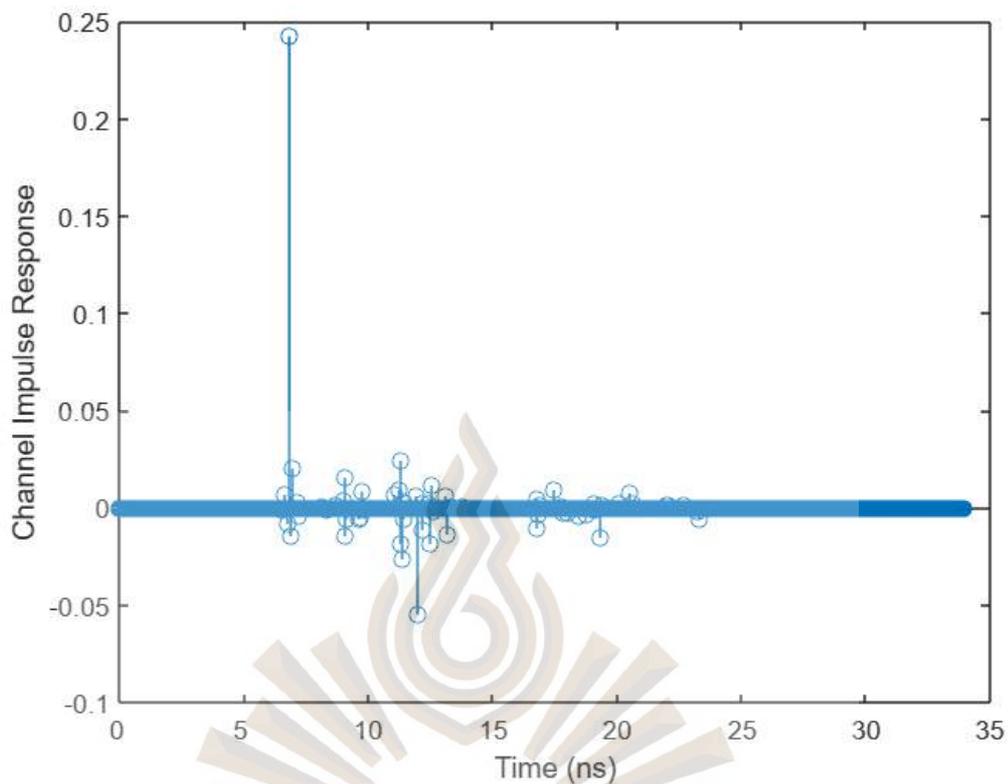
ได้รับ และใช้อัลกอริทึม CLEAN (ที่ได้กล่าวไปในหัวข้อ 2.10) กับผลลัพธ์ที่ได้ ดังนั้นเราจะได้ 625 ตัวอย่างสำหรับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับและช่องสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องฟัง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.10-4.12



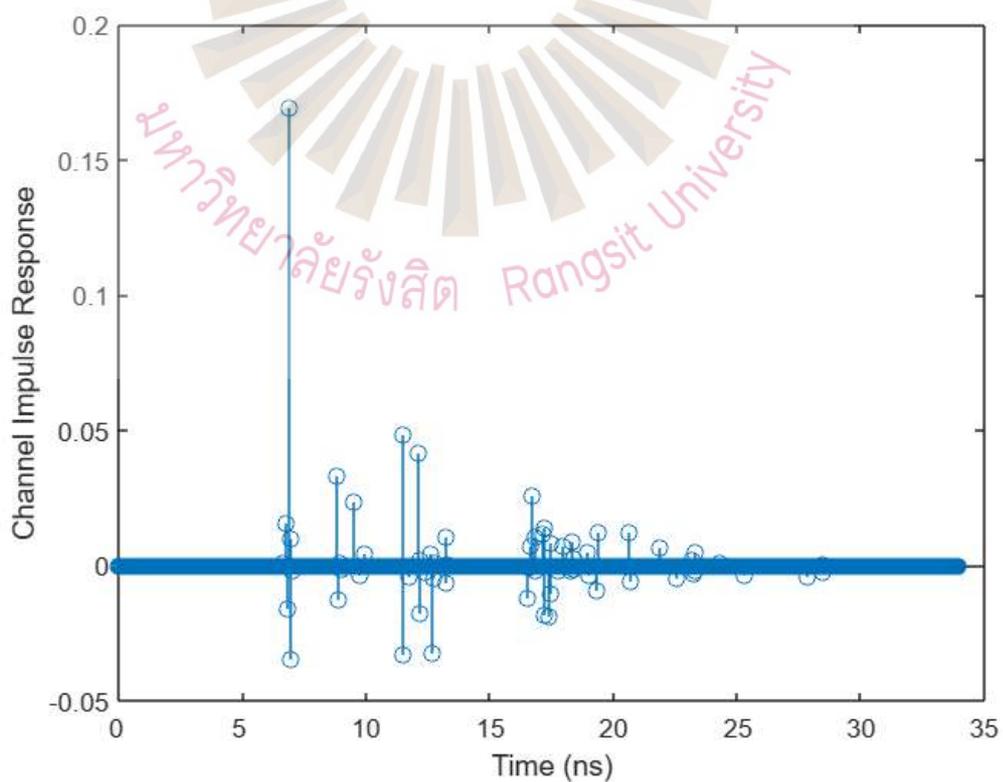
รูปที่ 4.9 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Rx



รูปที่ 4.10 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Eve เมื่อ  $d = 0.1$  เมตร

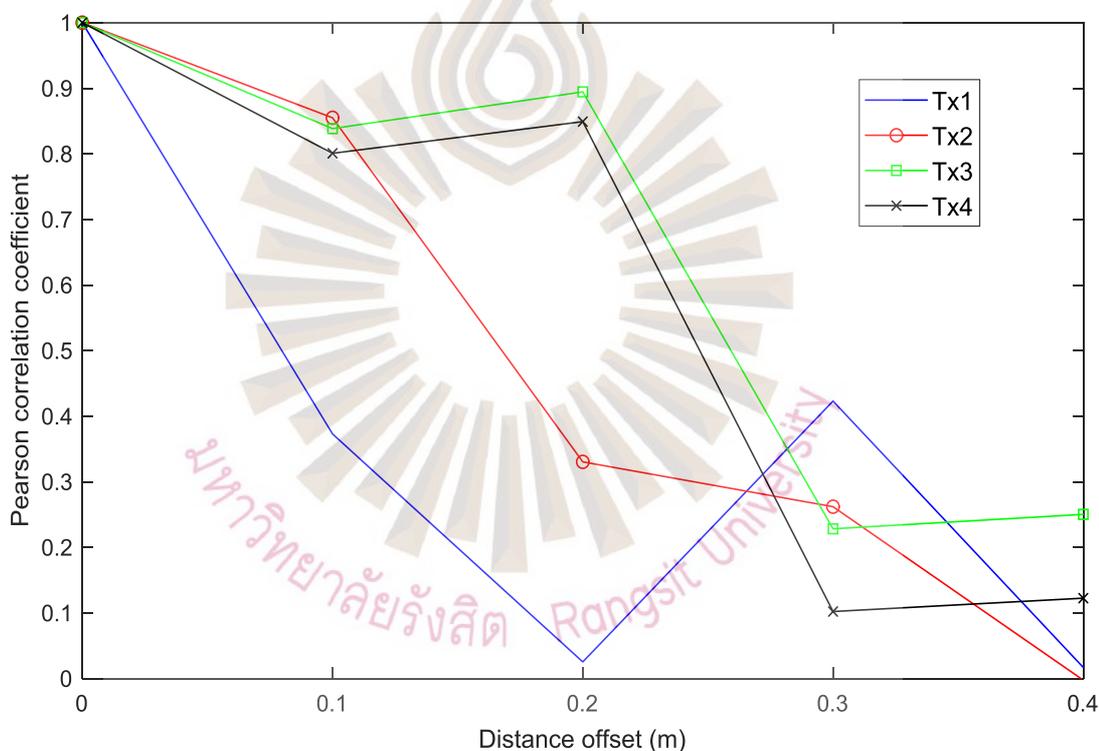


รูปที่ 4.11 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Eve เมื่อ  $d = 0.2$  เมตร



รูปที่ 4.12 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจาก Tx2 ไปยัง Eve เมื่อ  $d = 0.3$  เมตร

เรากำหนดให้  $m$  เป็นดัชนีของสายอากาศส่ง เพื่อหาสหสัมพันธ์เชิงปริภูมิระหว่างขั้วเชื่อมโยงจาก Tx( $m$ ) ไปยัง Rx กับขั้วเชื่อมโยงจาก Tx( $m$ ) ไปยัง Eve เราจะใช้สูตรสหสัมพันธ์ของเพียร์สัน (Pearson Correlation) ที่แสดงใน (Nguyen et al., 2006) กับหนึ่งตัวอย่างสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณที่ได้รับข้างบน รูปที่ 4.13 แสดงสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของเพียร์สันซึ่งเป็นฟังก์ชันของออฟเซตระยะทางสำหรับค่าต่าง ๆ ของ  $m$  จะเห็นว่าค่าของสัมประสิทธิ์ดังกล่าวมีแนวโน้มลดลงเมื่อออฟเซตระยะทางเพิ่มขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่เท่ากับ 0.5 สามารถพิจารณาเป็นขีดแบ่ง (Malik & Edwards, 2007) กล่าวคือถ้าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่ามากกว่าขีดแบ่งนี้ การสูญเสียทางสมรรถนะที่เกี่ยวข้องจะมีนัยสำคัญ ในรูปที่ 4.13 จะเห็นว่าค่าของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ยอมรับได้เมื่อออฟเซตระยะทางมีค่าน้อย 0.3 เมตร

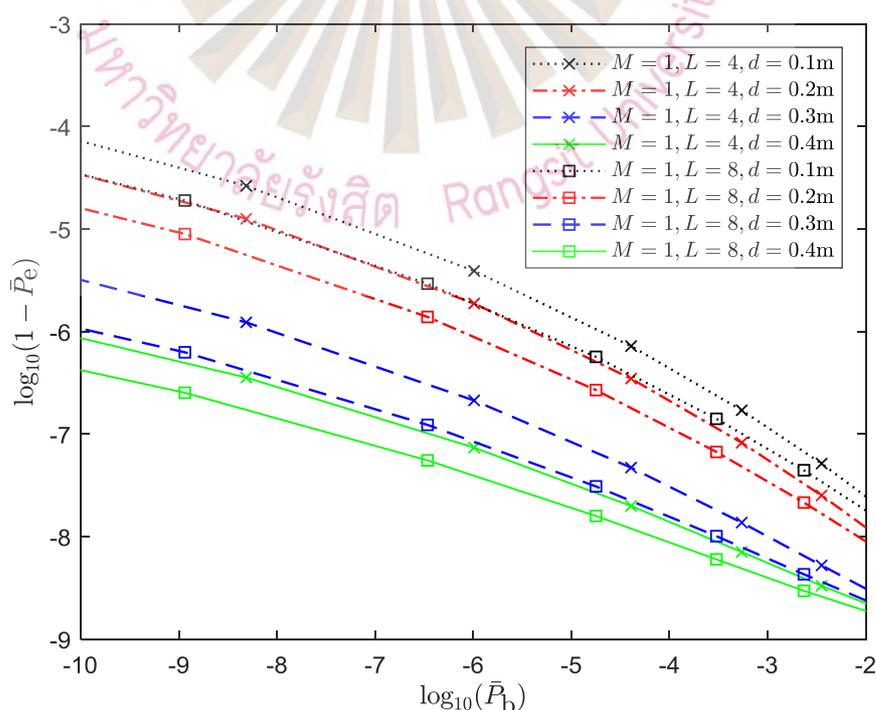


รูปที่ 4.13 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของเพียร์สันเทียบกับออฟเซตระยะทาง

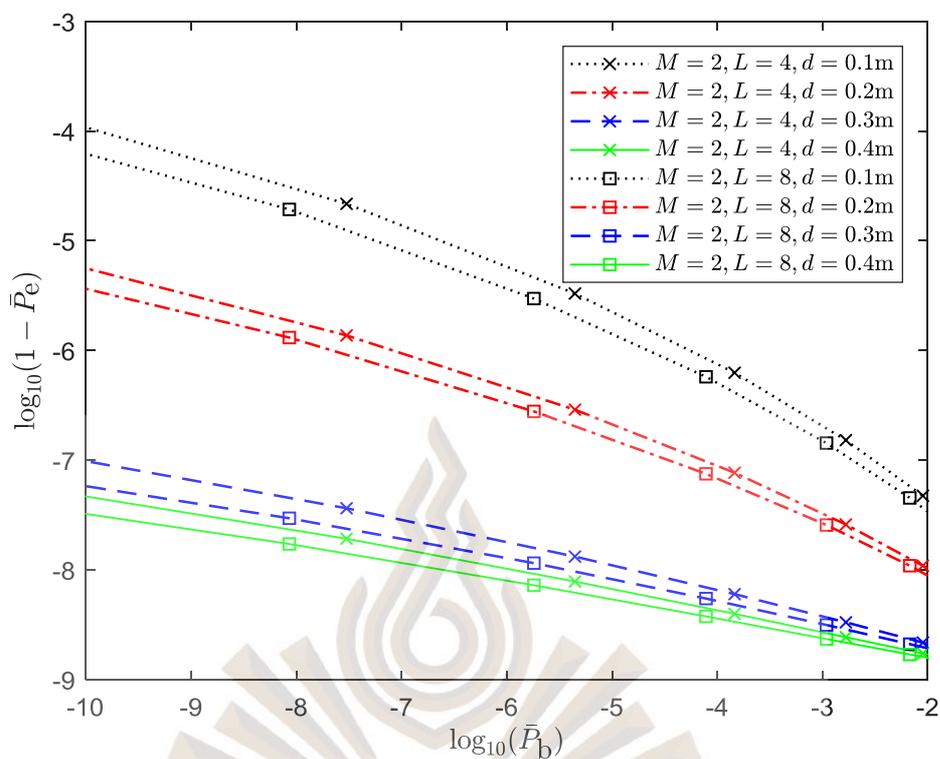
เราย้อนกลับมาที่การคำนวณความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่เครื่องดักฟังค้นหาสัญญาณได้อย่างถูกต้อง (นั่นคือ  $1 - \bar{P}_e$ ) และความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เครื่องรับ (นั่นคือ  $\bar{P}_b$ ) เรากำหนดค่าของพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเป็นดังนี้  $b = 30, n = 5, N_f = 25, T_f = 200 \text{ ns}$  และ  $T_p = 50 \text{ ps}$  เราสามารถหา  $\bar{P}_b$  และ  $1 - \bar{P}_e$  ตามลำดับโดยการหาค่าเฉลี่ยของสมการที่

(3-12) และ (3-10) บน 625 ตัวอย่างช่องสัญญาณที่มีค่าเจาะจงของ  $d$ ,  $M$  และ  $L$  (จำนวนสมาชิกของ  $S_m$  สำหรับตัวกรองแบบพีเรคเลือกสรร)

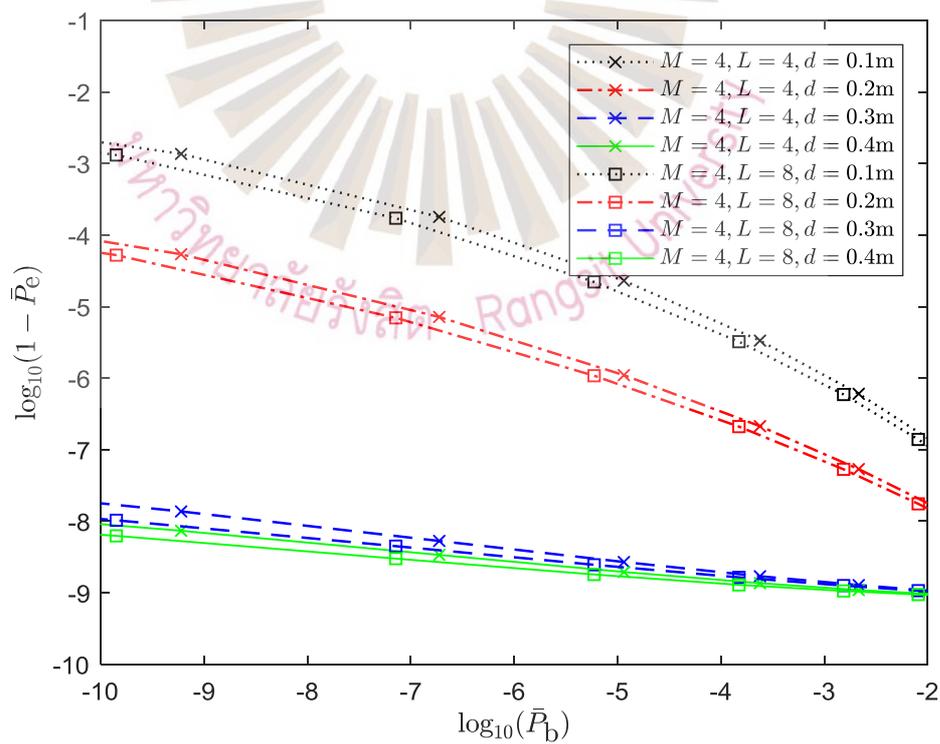
รูปที่ 4.14-4.16 แสดง  $\log_{10}(1 - \bar{P}_e)$  เทียบกับ  $\log_{10}(\bar{P}_b)$  สำหรับ  $M = 1, 2, 4$  ตามลำดับ ในรูปเหล่านี้ค่าสูงสุดของ  $L$  ถูกเลือกให้เท่ากับ 8 เนื่องจากสำหรับช่องสัญญาณที่พิจารณา การกรองแบบพีเรคเลือกสรรที่ใช้  $L = 8$  ทำให้เครื่องรับสามารถดักจับพลังงานพหุวิถีได้เป็นส่วนใหญ่ เราสังเกตได้ว่าเมื่อเครื่องดักฟังเข้าใกล้เครื่องรับ นั่นคือ  $d$  มีค่าลดลงจาก 0.4 เมตร เป็น 0.1 เมตร สมรรถนะความมั่นคงของระบบจะแย่ลง สาเหตุมาจากสหสัมพันธ์เชิงปริภูมิระหว่างข่ายเชื่อมโยงจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับกับข่ายเชื่อมโยงจากเครื่องส่งไปยังเครื่องดักฟัง ดังที่แสดงในรูปที่ 4.13 นอกจากนี้ จะเห็นได้ชัดเจนจากรูปที่ 4.15 และ 4.16 ว่าความแตกต่างทางสมรรถนะระหว่างระบบที่มี  $d = 0.3$  เมตร และระบบที่มี  $d = 0.4$  เมตร ค่อนข้างน้อย เนื่องจากสิ่งที่ได้กล่าวไปแล้วในรูปที่ 4.13 สุดท้ายนี้ เพื่อเปรียบเทียบผลกระทบของ  $M$  และ  $L$  เส้นสมรรถนะถูกเปรียบเทียบสำหรับผลคูณของ  $M$  และ  $L$  ที่เหมือนกัน นั่นคือ  $ML = 8$  จะเห็นว่าระบบที่ใช้  $M = 2$  และ  $L = 4$  (ดูรูปที่ 4.15) ดีกว่าระบบที่ใช้  $M = 1$  และ  $L = 8$  (ดูรูปที่ 4.14) ยกเว้นสำหรับ  $d = 0.1$  เมตร ผลที่ได้บ่งชี้ว่าการเพิ่มค่าของ  $M$  สามารถพัฒนาความมั่นคงได้มากกว่าการเพิ่มค่าของ  $L$  ถ้าเครื่องดักฟังไม่ได้อยู่ใกล้กับเครื่องรับมากเกินไป



รูปที่ 4.14 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับค่าต่างๆ ของ  $L$  และ  $d$  ( $M = 1$ )



รูปที่ 4.15 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับค่าต่างๆ ของ  $L$  และ  $d$  ( $M = 2$ )



รูปที่ 4.16 สมรรถนะความมั่นคงสำหรับค่าต่างๆ ของ  $L$  และ  $d$  ( $M = 4$ )

### 4.3 การประยุกต์ใช้กับการสื่อสารแบบร่วมมือได้

การสื่อสารแบบร่วมมือได้ภายใต้กรอบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งได้รับความสนใจอย่างต่อเนื่อง จากความเป็นไปได้ในการใช้ระดับความเป็นอิสระทางปริภูมิในระบบแยกจากศูนย์ (Decentralization) ซึ่งเพิ่มความสามารถของโครงข่ายเซ็นเซอร์แถบความถี่กว้างยิ่งและโครงข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wymeersch, Lien & Win, 2009; Chen et al., 2009; Savioli, Goldoni & Gamba, 2012; Shan et al., 2022) อย่างไรก็ตาม ความมั่นคงยังเป็นประเด็นที่สำคัญสำหรับโครงข่ายเหล่านี้เนื่องจากธรรมชาติของการแพร่สัญญาณ ในหัวข้อนี้เราประยุกต์ใช้ระบบที่เสนอในบทที่ 3 กับการสื่อสารแบบร่วมมือได้และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การกรอบแบบพรีเรคบางส่วนและการกรอบแบบบังคับศูนย์ (ดูรายละเอียดในหัวข้อ 2.12)

แบบจำลองของระบบในการสื่อสารแบบร่วมมือได้จะเหมือนกับแบบจำลองที่กล่าวไปในหัวข้อ 3.1 ยกเว้นสายอากาศส่ง  $M$  เสาจะถูกพิจารณาเป็นโหนดต้นทาง  $M$  โหนดที่ร่วมมือกันในการส่งสัญญาณไปยังโหนดปลายทาง (แทนเครื่องรับ) โดยที่มีโหนดดักฟัง (แทนเครื่องฟัง) สัมประสิทธิ์ของตัวกรองแบบบังคับศูนย์ที่โหนดต้นทางทุกโหนด  $\{\varphi_{m,l}\}_{m=1,l=0}^{M,L-1}$  สามารถหาได้ดังนี้

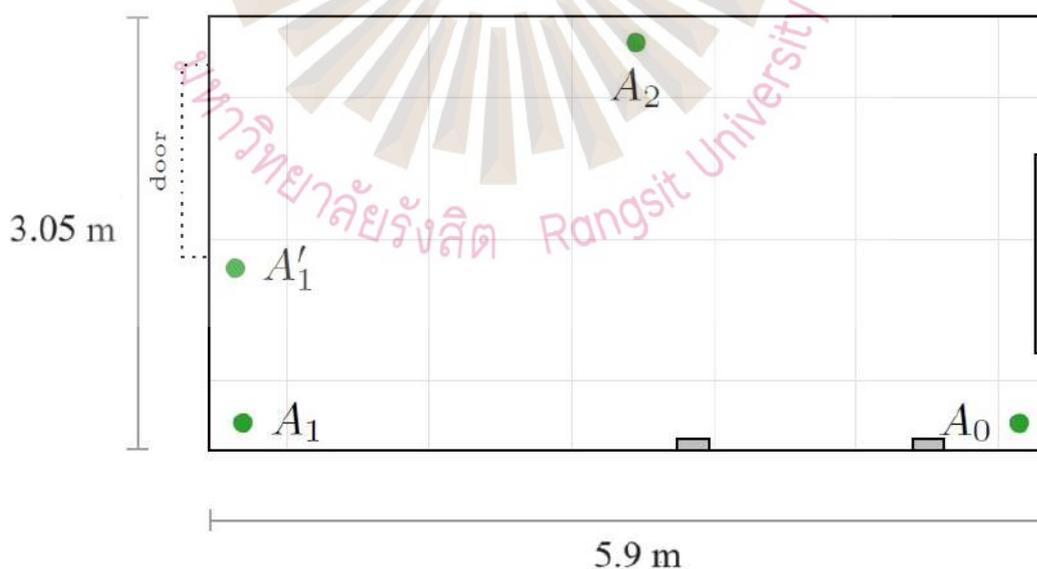
กำหนดให้  $\Phi_l = [\varphi_{1,l}, \varphi_{2,l}, \dots, \varphi_{M,l}]^T$  และ  $\Psi = [\Phi_0^T \Phi_1^T \dots \Phi_{L-1}^T]^T$  โดยที่  $(\cdot)^T$  คือทรานสโพส (Transpose) และ

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,0} & \dots & \alpha_{M,0} & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \alpha_{1,1} & \dots & \alpha_{M,1} & \alpha_{1,0} & \dots & \alpha_{M,0} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \vdots & \alpha_{1,1} & \dots & \alpha_{M,1} & \ddots & 0 \\ \alpha_{1,L-1} & \dots & \alpha_{M,L-1} & \vdots & \dots & \vdots & \alpha_{1,0} & \dots & \alpha_{M,0} \\ 0 & \dots & 0 & \alpha_{1,L-1} & \dots & \alpha_{M,L-1} & \alpha_{1,1} & \dots & \alpha_{M,1} \\ \vdots & \dots & \vdots & 0 & \dots & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \alpha_{1,L-1} & \dots & \alpha_{M,L-1} \end{bmatrix}$$

จะได้ว่า  $\Psi = \frac{\mathbf{H}^\dagger (\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger)^{-1} \mathbf{u}}{\|\mathbf{H}^\dagger (\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger)^{-1} \mathbf{u}\|}$  ตามแนวทางที่ระบุไว้ใน (Kyritsi, Stoica, Papanicolaou, Eggers & Oprea, 2005) โดยที่  $(\cdot)^\dagger, (\cdot)^{-1}$ , และ  $\|\cdot\|$  คือเฮอรัสมิเทียน (Hermitian), อินเวอร์ส

(Inverse), และนอร์ม (Norm) ตามลำดับ และ  $\mathbf{u} = [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0]^T$  ซึ่ง 1 ใน  $\mathbf{u}$  อยู่ที่ดัชนี  $i$  ที่ถูกเลือกเพื่อให้  $[(\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger)^{-1}]_{ii}$  มีค่าน้อยที่สุด

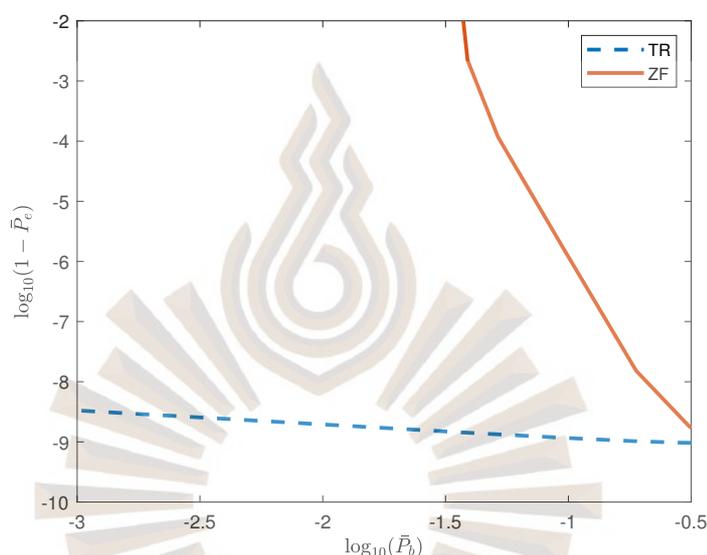
ในการทดสอบสมรรถนะของระบบ เราจะใช้ชุดข้อมูล (Data Set) ของช่องสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งจริงที่ได้จากการวัดในสภาพแวดล้อมที่มีโหนดคกฟิง ดังเช่นที่ให้ไว้ใน (Walther & Knauer, 2021) ซึ่งช่องสัญญาณข้างหน้า (Forward Channel) ไม่จำเป็นต้องเหมือนกับช่องสัญญาณย้อนหลัง (Backward Channel) โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เราพิจารณา 2 สถานการณ์ ได้แก่ สถานการณ์ “ไม่สมมาตร” (“Asymmetric”) โดยที่โหนดต้นทาง 2 โหนดอยู่ที่  $A_0$  และ  $A'_1$  ตามลำดับ ในขณะที่โหนดคกฟิงอยู่ที่  $A_2$  (ดูรูปที่ 4.17) และสถานการณ์ “ตัวสะท้อน” (“Reflector”) ซึ่งคล้ายกับสถานการณ์ “ไม่สมมาตร” แต่มีตัวสะท้อนที่กำลังเคลื่อนที่อยู่ด้วย ในทั้งสองสถานการณ์ โหนดปลายทางจะเคลื่อนที่แบบสุ่มภายในห้องที่ทำการวัดช่องสัญญาณ เนื่องจากการเคลื่อนที่นี้ ช่องสัญญาณข้างหน้าและย้อนหลังอาจจะแตกต่างกันอย่างมากในบางครั้งของการวัด เพื่อให้การทดสอบสมรรถนะมีความสมเหตุสมผล เราจึงพิจารณาเฉพาะการวัดที่มีสหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณข้างหน้าและย้อนหลังไม่น้อยกว่า 0.5 และช่องสัญญาณดังกล่าวถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานเทียบกับนอร์มของช่องสัญญาณย้อนหลัง (นั่นคือ จากโหนดปลายทางที่เคลื่อนที่ไปยังโหนดต้นทางที่  $A_0$ )



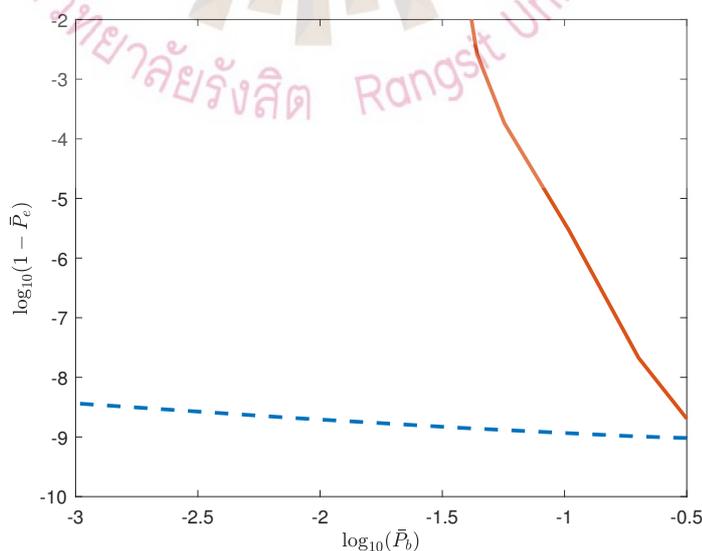
รูปที่ 4.17 แผนผังพื้นที่ห้องที่ทำการวัดช่องสัญญาณ

ที่มา: Walther et al., 2021

เรากำหนดค่าของพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเป็นดังนี้  $b = 30, n = 5, N_f = 25, T_f = 400 \text{ ns}$  และ  $T_p = 125 \text{ ps}$  (ดูรายละเอียดในหัวข้อ 3.1) รูปที่ 4.18 และ 4.19 แสดงความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่โหนดคักฟังก์ชันหาภัยได้อย่างถูกต้อง (นั่นคือ  $1 - \bar{P}_e$ ) เทียบกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่โหนดปลายทาง (นั่นคือ  $\bar{P}_b$ ) สำหรับสถานการณ์ “ไม่สมมาตร” และสถานการณ์ “ตัวสะท้อน” ตามลำดับ



รูปที่ 4.18 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การกรองแบบพีริเรคบางส่วนและการกรองแบบบังคับศูนย์ในสถานการณ์ “ไม่สมมาตร”



รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การกรองแบบพีริเรคบางส่วนและการกรองแบบบังคับศูนย์ในสถานการณ์ “ตัวสะท้อน”

จากทั้งสองรูป จะเห็นว่าการกรองแบบพีริเรคบางส่วน (แทนด้วย TR) มีสมรรถนะดีกว่าการกรองแบบบังคับศูนย์ (แทนด้วย ZF) โดยไม่ขึ้นอยู่กับตัวสะท้อน ยิ่งไปกว่านั้น เราสามารถสังเกตได้ว่าสมรรถนะความมั่นคงของการกรองแบบบังคับศูนย์ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของช่องสัญญาณ (นั่นคือเมื่อมีหรือไม่มีตัวสะท้อน) ตัวอย่างเช่น เมื่อความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่โหนดปลายทางในสถานการณ์ “ไม่สมมาตร” และสถานการณ์ “ตัวสะท้อน” มีค่าเท่ากับ  $10^{-1}$  จะได้ว่าความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่โหนดคักฟังค้นหาภัยได้อย่างถูกต้องต้องมีค่าประมาณ  $10^{-6}$  และ  $10^{-5.5}$  ตามลำดับ



## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

บทนี้จะสรุปผลที่ได้จากการวิจัยในคุณูปนิพนธ์นี้และข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

คุณูปนิพนธ์นี้ได้นำเสนอระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่งที่ทำให้เกิดความมั่นคงในชั้นกายภาพจากการกรองแบบพรีเรคและการกระโดดทางเวลา รวมถึงการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตที่เครื่องรับและความน่าจะเป็นของเครื่องดักฟังที่ค้นหาตำแหน่งสำหรับพัลส์ข้อมูลได้อย่างถูกต้อง ผลการจำลองที่ได้จากแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงสถิติและแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงกำหนดแสดงให้เห็นผลกระทบของจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่ง จำนวนแถบในตัวกรองแบบพรีเรค และระยะห่างระหว่างเครื่องรับกับเครื่องดักฟัง ที่มีต่อสมรรถนะความมั่นคง และเปิดเผยให้เห็นว่าการใช้สายอากาศหลายเสาที่เครื่องส่งสามารถประหยัดจำนวนแถบในตัวกรองแบบพรีเรคได้ เพื่อให้ได้ความมั่นคงชั้นกายภาพที่สูง และความสามารถในการประยุกต์ใช้กับการสื่อสารแบบร่วมมือได้

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

งานวิจัยในอนาคตมีหลายแนวทางที่เป็นไปได้ ยกตัวอย่างเช่น

1) การวิเคราะห์สมรรถนะความมั่นคงดังกล่าวในกรณีที่มีสายอากาศหลายเสาที่เครื่องรับและเครื่องดักฟัง ดังเช่นใน (Tan et al., 2014) ซึ่งประเมินความจุความลับของระบบแถบความถี่กว้างยิ่งที่ใช้เทคนิคการกลับทางเวลา โดยที่เครื่องส่ง เครื่องรับ และเครื่องดักฟังมีสายอากาศได้หลายเสา

2) การใช้เทคนิคการกลับทางเวลาแบบอื่น ๆ เพื่อพัฒนาความมั่นคงชั้นกายภาพ ดังเช่นใน (Amnatchotiphan, 2019) ซึ่งพิจารณา เทคนิคการกลับทางเวลาที่มีการจำแนกหลายสัญญาณ (Time Reversal with Multiple Signal Classification) เทคนิคนี้ทำให้การรั่วไหล (Leakage) ของสัญญาณไปยังตัวดักฟังน้อยที่สุด

3) การพัฒนาระบบให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นในกรณีที่เครื่องรับและเครื่องดักฟังอยู่ใกล้กัน หรือกรณีที่รีซีโพรซิด์ทางช่องสัญญาณไม่สมเหตุสมผล ซึ่งเป็นงานวิจัยที่ทำหาย

4) การทำให้เกิดผลทางฮาร์ดแวร์ (Hardware Implementation) ของระบบที่เสนอ ดังเช่นใน (Hennessy, 2016) ซึ่งใช้แผงวงจรรวมเอ็ฟพีจีเอ (Field-Programmable Gate Array: FPGA) เพื่อสร้างเครื่องรับส่ง (Transceiver) สัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่ง

5) การประยุกต์ใช้ระบบที่เสนอกับโครงข่ายรีเลย์แถบความถี่กว้างยิ่ง (Ultra-Wideband Relay Network) เพื่อสร้างความมั่นคงชั้นกายภาพให้กับระบบดังกล่าว ดังเช่นที่พิจารณาใน (Xianzhong & Nan, 2010) ซึ่งทำให้การรั่วไหลของสัญญาณในตำแหน่งที่ไม่สนใจน้อยที่สุดด้วยการลดทอนที่ยอมรับได้ในตำแหน่งที่สนใจ



## บรรณานุกรม

- Amnatchotiphan, K. (2019). Physical-Layer Security Performance of MISO Time-reversal Ultra-wideband Systems. *Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - Fall)*, pp.495-499. doi: 10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021630
- Benfarah, A., Miscopein, B. and Gorce, J. M. (2012). Security Embedding on UWB-IR Physical Layer. *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp.807-812. doi: 10.1109/GLOCOM.2012.6503212
- Calderon, M. A. (2006). *Time-Reversed MIMO for Ultra-Wideband Communications: Experiments and Performance* (Unpublished Master's thesis). Tennessee Tech University, USA.
- Chen, Y.C., Teo, J., Lai, J. C. Y., Gunawan, E., Low, K. S., Soh, C. B., and Rapajic, P. B. (2009). Cooperative communications in ultra-wideband wireless body area networks: Channel modeling and system diversity analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 27(1), pp.5-16
- Chen, Y. C., Wang, W. L., and Hwang, M. S. (2007). RFID authentication protocol for anti-counterfeiting and privacy protection. *Proceedings of The 9th International Conference on Advanced Communication Technology*, 3(12-14 Feb), pp.255–259. doi: 10.1109/ICACT.2007.358350
- Cui, P. (2016). An improved ownership transfer and mutual authentication for lightweight RFID protocols. *International Journal of Network Security*, 18(6), pp.1173–1179. doi: 10.6633/IJNS
- Duong, T. Q., Zhou, X., and Poor H. V. (2017). Trusted Communications with Physical Layer Security for 5G and Beyond. *International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*. doi : 10.1109/ATC.2017.8167581
- Errico, R. D., Sibille, A., Giorgetti, A., and Chiani, M. (2008). Antenna diversity in UWB indoor channel. *Proceedings of IEEE International Conference on UltraWideband*, 2, pp.13–16. doi: 10.1109/ICUWB.2008.4653340

### บรรณานุกรม (ต่อ)

- Ferdinand, N. S., da Costa, D. B., and Latva-aho, M. (2013). Physical layer security in MIMO OSTBC line-of-sight wiretap channels with arbitrary transmit/receive antenna correlation. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2(5), pp.467–470. doi: 10.1109/WCL.2013.052813.130191
- Ha, D. S., and Schaumont, P. R. (2007). Replacing cryptography with ultra wideband (UWB) modulation in secure RFID. *Proceedings of The First IEEE Conference on Radio Frequency Identification*, (26-28 Mar), pp.23–29. doi: 10.1109/RFID.2007.346145
- Ha, D. B., Nguyen, N. G., Tran, D. D., and Nguyen, T.H. (2014). Physical Layer Security in UWB Communication Systems with Transmit Antenna Selection. *International Conference on Computing, Management and Telecommunications (ComManTel)*, pp.280-285. doi: 10.1109/ComManTel.2014.6825618
- Hennessy, A. P. (2016). *Implementation of Physical Layer Security of an Ultra-Wideband Transceiver* (Unpublished Master's thesis). San Diego State University, USA.
- Hennessy, A. P., and Alimohammad, A. (2017). Design and implementation of a digital secure code-shifted reference UWB transmitter and receiver. *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, 64(7), pp.1927–1936
- Hua, Y., An, S., and Xiang, Y. (2003). Blind identification of FIR, MIMO channels by decorrelating subchannels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 51(5), pp.1143–1155. doi: 10.1109/RFID.2007.346145
- Jeon, H., Kim, N., Choi, J., Lee, H., and Ha, J. (2011). Bounds on secrecy capacity over correlated ergodic fading channels at high SNR. *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(4), pp.1975-1983. doi: 10.1109/TIT.2011.2112190
- Journal, P., Walther and Knauer, R. (2021). Ultra-Wideband Channel State Information and Localization for Physical Layer Security. *IEEE DataPort provides a sustainable platform to all data owners in support of research and IEEE's overall mission of Advancing Technology for Humanity*, pp.1-7. doi:10.21227/0wej-bc28
- Juels, A., and Weis, S. A. (2005). Authenticating pervasive devices with human protocols. in *Proceedings of The 25th Annual International Cryptology Conference*, 1, pp.293–308

### บรรณานุกรม (ต่อ)

- Jun, M., and Oh, T. (2004). Performance of prerake combining time hopping UWB system. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 50(4), pp.1033–1037. doi: 10.1109/TCE.2004.1362495
- Kaiser, T., and Zheng, F. (2010). *Ultra Wideband Systems with MIMO*. United Kingdom: John Wiley & Sons
- Kitchen, J. (2011). *On MIMO Wireless Eavesdrop Information Rates* (Doctoral dissertation). Retrieved from <https://rest.neptune-prod.its.unimelb.edu.au/server/api/core/bitstreams/b395d121-0b55-5bff-84e0-59acb5975426/content>
- Ko, M., and Goeckel, D. L. (2010). Wireless physical-layer security performance of UWB systems. *Proceedings of IEEE Military Communications Conference*, pp.2143–2148. doi: 10.1109/MILCOM.2010.5680483bb
- Kyritsi, P., Papanicolaou, G., Eggers, P., and Oprea, A. (2004). MISO time reversal and delay-spread compression for FWA channels at 5 GHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 3(11), pp.96–99. doi: 10.1109/LAWP.2004.830015
- Kyritsi, P., Stoica, P., Papanicolaou, G., Eggers, P., and Oprea, A. (2005). Time reversal and zero-forcing equalization for fixed wireless access channels. *Proceedings of the 39th Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, pp.1297-1301
- Liu, X., Wang, B. Z., Xiao, S., and Deng, J. (2008). Performance of impulse radio UWB communications based on time reversal technique. *Progress in Electromagnetics Research*, 79, pp.401–413. doi: 10.2528/PIER07102205
- Maaref, N., Millot, P., Ferrieres, X., Pichot, C., and Picon, O. (2008). Electromagnetic imaging method based on time reversal processing applied to through-the-wall target localization. *Progress in Electromagnetics Research M*, 1, pp.59–67. doi: 10.2528/PIERM08013002
- Madiseh, M. G., McGuire, M. L., Neville, S. W., and Shirazi, A. A. B. (2008). Secret key extraction in ultra wideband channels for unsynchronized radios. *6th Annual Community Networks and Services Research Conference*, pp.88–95

## บรรณานุกรม (ต่อ)

- Malik, W. Q., and Edwards, D. J. (2007). Measured MIMO capacity and diversity gain with spatial and polar arrays in ultrawideband channels. *IEEE Transactions on Communications*, 55(12), pp.2361–2370. doi: 10.1109/TCOMM.2007.910700
- Maichalernnukul, K., Kaiser, T., and Zheng, F. (2009). On the performance of coherent and noncoherent UWB detection systems using a relay with multiple antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(7), pp.3407–3414. doi: 10.1109/TWC.2009.080830
- Marino, F., Paolini, E., and Chiani, M. (2014). Secret key extraction from a UWB channel: Analysis in a real environment. *2014 IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband*, pp.80–85
- Molisch, A. F., Cassioli, D., Chong, C. C., Emami, S., Fort, A., Kannan, B., ... Win, M. Z. (2006). A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(11), pp.3151–3166. doi: 10.1109/TAP.2006.883983
- Nguyen, H. T., Andersen, J. B., Pedersen, G. F., Kyritsi, P., and Eggers, P. C. F. (2006). Time reversal in wireless communications: a measurement based investigation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(8), pp.2242–2252. doi: 10.1109/TWC.2006.1687740
- Oppermann, I., Hamalainen M., and Jinatti, J. (2004). *UWB Theory and Applications*. UK: John Wiley & Sons Ltd.
- Paulraj, A., Gore, D. A., and Nabar, R. U. (2003). *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. UK: Cambridge University Press
- Pendergrass, M. (2002). Empirically based statistical ultra-wideband (UWB) channel model. *IEEE 802.15-02/240SG3a*
- Poor, H. V., and Schaefer, R. F. (2017). Wireless physical layer security. *Proceeding of the National Academy of Science*, 114(1), pp.19–26. doi: 10.1073/pnas.1618130114
- Proakis, J. G., and Salehi, M. (2008). *Digital Communications*. USA: McGraw-Hill

### บรรณานุกรม (ต่อ)

- Qiu, R. C., Zhou, C., Guo, N., and Zhang, J. Q. (2006). Time reversal with MISO for ultrawideband communications: Experimental results. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 5(1), pp.269–273. doi: 10.1109/RWS.2006.1615203
- Ruffin, A. B., Van Rudd, J., Decker, J., Sanchez-Palencia, L., Le Hors, L., Whitaker, J. F., and Norris, T. B. (2002). Time reversal terahertz imaging. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 38(8), pp.1110–1119. doi: 10.1109/JQE.2002.801007
- Savioli, A., Goldoni, E., and Gamba, P. (2012). Impact of channel access on localization in cooperative UWB sensor network: A case study. *Proceedings of 2012 9th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*, pp.19-23
- Shan, F., Huo, H., Zeng, J., Li, Z., Wu, W., and Luo, J. (2022). Ultra-wideband swarm ranging protocol for dynamic and dense networks. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 30(6), pp.2834-2848
- Somleewong, T. and Amnatchotiphan, K. (2019). Secure multiple-antenna ultrawideband system: A wireless physical-layer security perspective. *International Journal of Network Security*, 21(2), pp.236-242
- Strohmer, T., Emami, M., Hansen, J., Papanicolaou, G., and Paulraj, A. (2004). Application of Time-reversal with MMSE Equalizer to UWB Communications. *Proceedings of Globecom Conference*, pp.3123-3127
- Sun, X., Wang, J., Xu, W., and Zhao, C. (2012). Performance of secure communications over correlated fading channels. *IEEE Signal Processing Letters*, 19(8), pp.479–482. doi: 10.1109/LSP.2012.2203302
- Tan, V. T., Ha, D. B., and Tran, D. D. (2014). Evaluation of Physical Layer Secrecy in MIMO Ultra-Wideband System Using Time-Reversal Techniques. *International Conference on Computing, Management and Telecommunications (ComManTel)*, pp.70-74 . doi: 10.1109/ComManTel.2014.6825581

## บรรณานุกรม (ต่อ)

- Usuda, K., Zhang, H., and Nakagawa, M. (2004). Pre-rake performance for pulse based UWB system in a standardized UWB short-range channel. *in Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp.920–925. doi: 10.1109/WCNC.2004.1311309
- Walther, P., Knauer, R., and Strufe, T. (2021). Ultra-wideband channel state information and localization for physical layer security. *IEEE Dataport*, <https://dx.doi.org/10.21227/0wej-bc28>
- Wang, L. C., Liu, W. C., and Shieh, K. J. (2005). On the performance of using multiple transmit and receive antennas in pulse-based ultrawideband systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(6), pp.2738–2750. doi: 10.1109/TWC.2005.858009
- Wei, C. H., Hwang, M. S., and Chin A. Y. H., (2011). A mutual authentication protocol for RFID. *IEEE IT Professional*, 13(2), pp.20–24. doi: 10.1109/CSE.2011.27
- Wei, C. H., Hwang, M. S., and Chin, A. Y. H. (2017). A secure privacy and authentication protocol for passive RFID tags. *International Journal of Mobile Communications*, 15(3), pp.266–277
- Win, M. Z., and Scholtz, R. A. (1998). Impulse radio: How it works. *IEEE Communications Letters*, 2(2), pp 36–38. doi: 10.1109/4234.660796
- Wilson, R., Tse, D., and Scholtz, R. A. (2007). Channel identification: Secret sharing using reciprocity in ultra-wideband channels. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2(3), pp.364–375
- Wymeersch, H., Lien, J., and Win, M. Z. (2009). Cooperative localization in wireless networks. *Proceedings of the IEEE*, 97(2), pp.427-450
- Xianzhong, X., and Nan, G. (2010). UWB Relay With Physical Layer Security Enhancement. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp.1-4. doi: 10.1109/ICUWB.2010.5615633
- Yang, L., and Giannakis, G. B. (2004). Analog spacetime coding for multiantenna ultra-wideband transmissions. *IEEE Transactions on Communications*, 52(3), pp.507–517. doi: 10.1109/TCOMM.2004.823644

**บรรณานุกรม (ต่อ)**

- Yang, N., Suraweera, H. A., Collings, I. B., and Yuen C. (2013). Physical layer security of TAS/MRC with antenna correlation. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 8(1), pp.254–259. doi: 10.1109/TIFS.2012.2223681
- Zhang, Y., and Dai, H. (2009). A real orthogonal space-time coded UWB scheme for wireless secure communications. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp.1–8. doi: 10.1155/2009/824235
- Zhou, C., Guo, N., and Qiu, R. C. (2009). Time reversed ultra-wideband (UWB) multiple-input multiple-output (MIMO) based on measured spatial channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(6), pp.2884–2898. doi: 10.1109/TVT.2008.2012109
- Zhou, X., Song, L., and Zhang, Y. (2014). *Physical Layer Security in Wireless Communications*. New York: CRC Press
- Zitouni, A., and Boukli-Hacene, N. (2002). First Report and Order in the matter of revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultrawideband transmission systems. *Federal Communications Commission*, ET-Docket 98–153, FCC 02–48



## ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ	ธนิต ลำลิ่งค์
วัน เดือน ปีเกิด	22 มีนาคม 2518
สถานที่เกิด	จังหวัดสุราษฎร์ธานี ประเทศไทย
ประวัติการศึกษา	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า , 2540 มหาวิทยาลัยวลัยลักษณ์ ปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาการจัดการ เทคโนโลยีสารสนเทศ , 2547
อีเมล	stanit@gmail.com
ที่อยู่ปัจจุบัน	132 ม.1 ต.ช้างขวา อ.กาญจนดิษฐ์ จ.สุราษฎร์ธานี 84160
สถานที่ทำงาน	มหาวิทยาลัยตาปี
ตำแหน่งปัจจุบัน	รองอธิการบดี

