

การศึกษาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ถูกลมอดุลเลต

STUDY ON POWER SPECTRAL DENSITY OF MODULATED ULTRA  
WIDEBAND SIGNAL

ปริญญา พรหมมาสุขสกุล  
PARINYA PROMMASUKSAKUL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ถูกลมอดูเลต

STUDY ON POWER SPECTRAL DENSITY OF MODULATED ULTRA  
WIDEBAND SIGNAL

ปริญญา พรหมมาสุขสกุล

PARINYA PROMMASUKSAKUL

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 74564  
วัน,เดือน,ปี - 3 ต.ค. 2550

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**STUDY ON POWER SPECTRAL DENSITY OF MODULATED ULTRA  
WIDEBAND SIGNAL**

**PARINYA PROMMASUKSAKUL**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2007**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแถบกว้าง ยิ่งที่ถูกลมอดูเลต
นักศึกษา	นายปริญญา พรหมมาสุขสกุล
รหัสนักศึกษา	48061019
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ. พิชญ์ สุพรรณกุล

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาความหนาแน่นสเปกตรัม (PSD) ของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง (UWB) ที่ถูกลมอดูเลต โดยพิจารณาแบบแผนมอดูเลตทางรูปร่างของพัลส์ (PSM) การมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์ (PAM) และการมอดูเลตทางตำแหน่งของพัลส์ (PPM) ได้ใช้สัญญาณการมอดูเลตเป็นคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตสำหรับแบบแผน PSM และใช้รูปคลื่นเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตสำหรับแบบแผน PAM และ PSM ซึ่งรูปคลื่นเหล่านี้เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ถึงแม้ว่ารูปคลื่นเหล่านี้จะถูกออกแบบให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คของ FCC แต่จะมีส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องของ PSD เกิดขึ้น ซึ่งมีระดับสูงกว่าสเปกตรัมมาร์คของ FCC ดังนั้น จึงใช้เทคนิคโทมัสฮอปฟิงเพื่อลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องนี้ ได้ศึกษาและแสดง PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกลมอดูเลต ผลที่ได้เหล่านี้จะมีประโยชน์ในการจำกัดแอมพลิจูดของรูปคลื่น UWB เพื่อให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คของ FCC

<b>Thesis Title</b>	Study on Power Spectral Density of Modulated Ultra Wideband Signal
<b>Student</b>	Mr. Parinya Prommasuksakul
<b>Student ID</b>	48061019
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Information Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Pichaya Supanakoon

### **ABSTRACT**

In this thesis, the power spectral density (PSD) of modulated ultra wideband (UWB) signal is studied. The pulse shape modulation (PSM), pulse amplitude modulation (PAM) and pulse position modulation (PPM) are considered. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms is used for PSM scheme and the modulated Gaussian waveform is used for PAM and PSM schemes. These waveforms are satisfied the UWB signal definition and Federal Communications Commission (FCC) indoor and outdoor limit spectral masks. Although these waveforms are designed to satisfy the FCC spectral mask, the discrete component of PSD is occurred and its level is higher than the FCC spectral mask. Therefore, the time hopping technique is used to reduce this discrete component level. The PSD of the modulated UWB signal is studied and shown. These results are useful to limit the amplitude of the UWB waveforms for satisfying the FCC spectral mask.

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความกรุณาให้คำปรึกษา คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า จากอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.พิชญสุพรรณกุล ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ ผศ.มนต์ชัย แซ่ม้อย และกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนชี้แนะจนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณบริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ที่ให้โอกาสและสนับสนุนค่าใช้จ่ายตลอดระยะเวลาที่ข้าพเจ้าศึกษา

ขอขอบพระคุณ ผู้จัดการส่วน ผู้จัดการศูนย์ และพี่พนักงานบริษัททีโอที จำกัด (มหาชน) ส่วนบริการลูกค้าภูมิภาคที่ 5.1 จังหวัดฉะเชิงเทราทุกท่านที่ให้โอกาสและเป็นกำลังใจตลอดระยะเวลาที่ข้าพเจ้าศึกษา

ขอขอบคุณ นายอรรถพล กีไพโรจน์ และนางสาว พรรณนิพา ไทยวัฒนาพร ที่คอยให้ความช่วยเหลือข้าพเจ้าตลอดระยะเวลาที่ข้าพเจ้าศึกษา

สุดท้ายต้องขอกราบขอบพระคุณครอบครัว พรหมมาสุขสกุล ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทั้งหมดดังที่ได้กล่าวมา

ปริญญา พรหมมาสุขสกุล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ระบบการสื่อสาร UWB.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบการสื่อสาร UWB.....	5
2.3 จุดเด่นของระบบการสื่อสาร UWB.....	7
2.4 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB.....	8
2.4.1 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในสหรัฐอเมริกา.....	8
2.4.2 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในยุโรป.....	9
2.5 นิยามของสัญญาณ UWB.....	10
2.6 แบบแผนมอดูเลต UWB .....	10
2.6.1 แบบแผน PSM.....	10
2.6.2 แบบแผน PAM.....	11
2.6.3 แบบแผน PPM.....	12

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7 บทสรุป.....	13
บทที่ 3 แบบจำลองรูปคลื่น UWB.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอคูเลต.....	15
3.3 รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอคูเลต.....	17
3.4 คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอคูเลต.....	20
3.5 คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอคูเลต.....	24
3.6 บทสรุป.....	27
บทที่ 4 ทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD.....	28
4.1 บทนำ.....	28
4.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PSM .....	29
4.2.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH.....	29
4.2.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH.....	29
4.3 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PAM .....	30
4.3.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH.....	30
4.3.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH.....	30
4.4 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PPM .....	30
4.4.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH.....	31
4.4.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH.....	31
4.5 บทสรุป.....	31
บทที่ 5 การศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกลมอคูเลต.....	32
5.1 บทนำ.....	32
5.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PSM .....	32
5.2.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH.....	32
5.2.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอคูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH.....	35

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM .....	37
5.3.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH.....	37
5.3.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH.....	40
5.4 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM .....	42
5.4.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH.....	42
5.4.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH.....	45
5.5 บทสรุป.....	47
<b>บทที่ 6</b> สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	48
6.1 บทนำ.....	48
6.2 สรุปผลของการศึกษา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต.....	48
เอกสารอ้างอิง.....	50
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	52
ประวัติผู้เขียน.....	70

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อกำหนดในการแพร่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....	9
2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....	9
6.1 ระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ในกรณีที่ดีที่สุดของแต่ละแบบแผนการมอดูเลตในกรณีที่ใช้และไม่ใช้ TH สำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	49
6.2 ระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ในกรณีที่ดีที่สุดของแต่ละแบบแผนการมอดูเลตในกรณีที่ใช้และไม่ใช้ TH สำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	49

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญญาณพัลส์ UWB ในโดเมนเวลา.....	6
2.2 PSD ของสัญญาณ UWB ในโดเมนความถี่.....	6
2.3 สเปกตรัมของสัญญาณการสื่อสาร UWB เทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณระบบแถบแคบอื่น..	7
2.4 ตัวอย่างของคู่ตั้งฉากที่ใช้ในแบบแผน PSM ที่ใช้แทนบิต '0' และบิต '1' ซึ่งเป็นคู่ตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต.....	11
2.5 ตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้ในแบบแผน PAM ที่ใช้แทนบิต '0' และบิต '1' ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต.....	11
2.6 ตัวอย่างของคู่ตั้งฉากที่ใช้ในแบบแผน PPM ที่ใช้แทนบิต '0' และบิต '1' ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต.....	12
3.1 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	16
3.2 PSD ของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	16
3.3 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	17
3.4 PSD ของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	17
3.5 รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	19
3.6 PSD ของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	19
3.7 รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	20
3.8 PSD ของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	20
3.9 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	22

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 PSDของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอดูเลตเปรียบเทียบกับ สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	22
3.11 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตาม สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	23
3.12 PSDของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอดูเลตเปรียบเทียบกับ สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	23
3.13 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตาม สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	25
3.14 PSDของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตเปรียบเทียบกับ สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร.....	25
3.15 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตาม สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	26
3.16 PSDของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตเปรียบเทียบกับ สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร.....	26
5.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของ ข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์ค สำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	33
5.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของ ข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์ค สำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	33
5.3 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของ ข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับ ข้อกำหนดภายในอาคาร.....	34
5.4 PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของ ข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับ ข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	34

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	35
5.6 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	36
ข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	36
5.8 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	37
5.9 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	38
5.10 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	38
5.11 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	39
5.12 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	39
5.13 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	40



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.23 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในอาคาร.....	46
5.24 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายนอกอาคาร.....	47

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

กระแสตรง (Direct Current)	DC
สถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute)	ETSI
คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission)	FCC
สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union)	ITU
การมอดูเลตทางแอมพลิจูดพัลส์ (Pulse Amplitude Modulation)	PAM
ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็น (Probability Distribution Function)	PDF
การมอดูเลตทางตำแหน่งพัลส์ (Pulse Position Modulation)	PPM
ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density)	PSD
การมอดูเลตทางรูปร่างพัลส์ (Pulse Shape Modulation)	PSM
ไทม์ฮอปปิง (Time Hopping)	TH
แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband)	UWB
โครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network)	WPAN
กิกกะเฮิรต์ซ (Gigahertz)	GHz
เฮิรต์ซ (Hertz)	Hz
จูล (Joule)	J
เมกกะบิตต่อวินาที (Megabit per second)	Mbps
เมกกะเฮิรต์ซ (Megahertz)	MHz
โวลต์ (Volt)	V
วัตต์ (Watt)	W
เดซิเบล (Decibel)	dB
เดซิเบลเทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิก (Decibel Relative to Isotropic Antenna)	dBi
มิลลิโวลต์ (Millivolt)	mV
นาโนวินาที (Nanosecond)	ns
วินาที (Second)	s
โอห์ม (Ohm)	$\Omega$
แอมพลิจูดสูงสุด (Maximum Amplitude), V	A
พลังงานในหนึ่งบิต (Energy per Bit), J	$E_b$
อิมพีแดนซ์ (Impedance), $\Omega$	R

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

PSD ของรูปคลื่น (PSD of Waveform), W/Hz	$S$
PSD ของรูปคลื่นที่แผ่กระจายออกมา (Radiated PSD of Waveform), W/Hz	$S_R$
TH ในลำดับที่ $n$ (TH in Sequence of $n$ ), s	$T_n$
ช่วงเวลาในหนึ่งบิต (Time Interval of One Bit), s	$T_s$
ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่น (Spectral Density of Waveform), V/Hz	$W$
ข้อมูลดิจิทัลในลำดับที่ $n$ (Digital Data in Sequence of $n$ )	$d_n$
ความถี่ (Frequency), Hz	$f$
ความถี่พาห้ (Carrier Frequency), Hz	$f_c$
ความถี่สูงสุด (Upper Frequency), Hz	$f_H$
ความถี่ต่ำสุด (Lower Frequency), Hz	$f_L$
ความน่าจะเป็นของ $d_n$ เป็นบิต '1' (Probability of $d_n$ is Bit '1')	$p$
สัญญาณที่ถูกมอดูเลต (Modulated Signal), V	$s$
เวลา (Time), s	$t$
ความกว้างพัลส์ (Pulse Width), s	$t_b$
คุณลักษณะ $1/e$ ของเวลาที่ลดลง ( $1/e$ Characteristic Decay Time), s	$t_d$
รูปคลื่นใน โดเมนเวลา (Waveform in Time Domain), V	$w$
รูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0' (Waveform Represents Bit '0'), V	$w_0$
รูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '1' (Waveform Represents Bit '1'), V	$w_1$

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบการสื่อสารเกือบทั้งหมดในปัจจุบันได้ส่งสัญญาณข่าวสารโดยผ่านการมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ ทำให้ได้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD) ของสัญญาณมีศูนย์กลางอยู่ที่ตำแหน่งความถี่ของสัญญาณไซน์ซอซด์ ซึ่งสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดได้ง่ายโดยการใช้วงจรกรองแถบผ่าน แต่อย่างไรก็ตาม ระบบการสื่อสารแถบแคบนี้มีความไวต่อเฟดดิ้ง นอกจากนี้ สเปกตรัมส่วนใหญ่ได้ถูกแบ่งออกเป็นแถบความถี่แคบและใช้งานหมดแล้ว ดังนั้น จึงเป็นผลทำให้ขาดแถบความถี่สำหรับระบบการสื่อสารใหม่

เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง (UWB) เป็นเทคโนโลยีที่ใช้รูปคลื่นซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างมาก คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) นิยามสัญญาณ UWB เป็นสัญญาณใด ๆ ที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 และแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 0.50 GHz [1] แต่ก็ยังมีความกังวลอย่างมากเกี่ยวกับการสื่อสาร UWB นั่นคือส่วนของสเปกตรัมที่ซ้อนทับอยู่กับการสื่อสารแถบแคบอื่นที่มีการใช้งานอยู่ก่อนแล้ว จึงมีความจำเป็นที่จะต้องตั้งข้อกำหนดเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดปัญหาการแทรกสอด ดังนั้น FCC ได้ตั้งข้อกำหนดสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารเพื่อจำกัดการปล่อยมากที่สุดของสัญญาณ UWB ที่ไม่ต้องมีใบอนุญาตเพื่อรับประกันการป้องกันให้กับการให้บริการวิทยุที่มีอยู่แล้วและที่วางแผนไว้ว่าจะมีในอนาคต การสื่อสาร UWB ที่เป็นไปตามข้อกำหนดสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC จะไม่สามารถตรวจจับได้โดยระบบการสื่อสารอื่น ซึ่งจะมี PSD ต่ำกว่าข้อกำหนดสัญญาณรบกวนส่วนที่ 15 นอกจากนี้ เทคโนโลยีวิทยุ UWB เป็นทางเลือกที่ดีมากสำหรับนำมาใช้ประโยชน์เป็นระบบการสื่อสารภายในอาคารที่มีราคาถูก กำลังส่งต่ำ ระยะใกล้เชิงพาณิชย์ เช่น โครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (WPAN) [2]-[5]

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นจะเห็นได้ว่าการสื่อสาร UWB คือการใช้สเปกตรัมอย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากสัญญาณ UWB สามารถใช้ร่วมกับการใช้งานอื่นในสเปกตรัมเดียวกันได้ โดยที่เกิดการแทรกสอดเพียงเล็กน้อยหรือไม่มีเลย ดังนั้น FCC จึงได้จำกัดการแผ่กระจายของ PSD โดยใช้สเปกตรัมมาร์ค ถึงแม้ว่าจะใช้รูปคลื่นการมอดูเลตที่ถูกออกแบบให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คของ FCC แต่หลังจากผ่านกระบวนการมอดูเลตแล้ว จะมีส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องของ PSD เกิดขึ้น ซึ่งมีระดับสูงกว่าสเปกตรัมมาร์คของ FCC ดังนั้น การศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต และการใช้เทคนิคโทมฮอฟพิง (TH) เพื่อลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องนี้จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจ

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความมุ่งหมายเพื่อนำเสนอค่า PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลตโดยใช้รูปคลื่นการมอดูเลตเป็นรูปคลื่นอย่างง่าย ซึ่งได้แก่ รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลต ซึ่งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC [6] ซึ่งนำมาใช้กับแบบแผนการมอดูเลตทางแอมพลิจูดพัลส์ (PAM) การมอดูเลตทางตำแหน่งพัลส์ (PPM) และรูปคลื่นตั้งฉากอย่างง่าย ซึ่งได้แก่รูปคลื่นเกาส์ที่ถูกลมอดูเลต ซึ่งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC [7] ใช้สำหรับแบบแผนการมอดูเลตทางรูปร่างพัลส์ (PSM) โดยได้พิจารณาหา PSD ทั้งในกรณีที่ไม่ได้ใช้และใช้เทคนิค TH เพื่อลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้น ผลที่ได้นี้สามารถนำไปพิจารณาคอมพลีจูดของสัญญาณ UWB ที่มีแบบแผนการมอดูเลตในแต่ละแบบ เพื่อที่จะทำให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมมติฐานของการศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือถึงแม้ว่ารูปคลื่นอย่างง่ายจะสามารถทำให้เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC โดยพิจารณาเพียงรูปคลื่นเดี่ยว แต่ในตามความเป็นจริงแล้ว หลังจากรูปคลื่นผ่านกระบวนการมอดูเลตแล้ว จะมีส่วนประกอบที่ไม่ต่อเนื่องของ PSD เกิดขึ้น ซึ่งจะทำให้มีระดับที่สูงกว่าสเปกตรัมมาร์คของ FCC ซึ่งจะทำการศึกษา PSD ที่ผ่านแบบแผน PAM PPM และ PSM นอกจากนี้ยังตั้งสมมติฐานให้การใช้เทคนิค TH สามารถลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องนี้ได้ ได้ตั้งสมมติฐานให้สายอากาศส่งเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิก ซึ่งมีเกนเป็น 0 dBi ที่ทุกความถี่ ซึ่งถ้านำไปพิจารณากับสายอากาศชนิดอื่น จะต้องชดเชยแอมพลิจูดของสัญญาณกับเกนมากที่สุดของสายอากาศนั้นในโดเมนความถี่ และพิจารณาให้เครื่องรับกับสายอากาศมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันอย่างสมบูรณ์ ซึ่งเป็นกรณีที่มีการแผ่กระจายของสัญญาณออกมามากที่สุด ดังนั้น ในตามความเป็นจริงจะมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ไม่สมบูรณ์ จึงมั่นใจได้ว่า PSD ของรูปคลื่นเหล่านี้ยังคงเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC ได้ตั้งสมมติฐานของสัญญาณ UWB ที่คิดไว้ 3 กรณี คือ สัญญาณที่มีแบนด์วิดท์กว้างสุด แอมพลิจูดสูงสุด และกำลังเฉลี่ยมากที่สุด ระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกลมอดูเลตแบบต่างๆ ทั้งที่ไม่ได้ใช้และใช้เทคนิค TH ซึ่งเกินสเปกตรัมมาร์ค สามารถนำมาใช้ชดเชยลดระดับแอมพลิจูดของสัญญาณ UWB เพื่อให้ PSD ของสัญญาณยังคงเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC

## 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ได้พิจารณารูปคลื่น UWB โดยใช้รูปคลื่นอย่างง่าย ได้แก่รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต ซึ่งนำมาใช้กับแบบแผน PAM และ PPM รูปคลื่นดังกล่าวอย่างง่าย ได้แก่รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต ซึ่งนำมาใช้กับแบบแผน PSM โดยสมการความหนาแน่นสเปกตรัมของแต่ละรูปคลื่นหาได้จากการใช้ทฤษฎีการแปลงฟูรีเยร์ของสมการรูปคลื่นที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา หลังจากนั้นจึงนำความหนาแน่นสเปกตรัมไปประมาณหา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ใช้แบบแผนการมอดูเลตแต่ละแบบ และใช้เทคนิค TH เพื่อลดส่วนประกอบที่ไม่ต่อเนื่องของ PSD

## 1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

มีบทความและงานวิจัยเกี่ยวกับการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต และใช้เทคนิค TH เพื่อลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้น [8], [9] โดยได้มีการกำหนดให้สัญญาณการมอดูเลตเป็นสัญญาณอิมพัลส์ [8] และสัญญาณอนุพันธ์อันดับที่ 7 ของเกาส์ [9] โดยที่ยังไม่มีการหาพารามิเตอร์ของสัญญาณที่เหมาะสมที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC รวมทั้งได้มีการพิจารณาเพียงแค่แบบแผน PAM และ PPM ยังไม่ได้มีการศึกษา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM

## 1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต โดยได้พิจารณาแบบแผน PAM และ PPM โดยใช้รูปคลื่นอย่างง่ายซึ่งได้แก่ รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต และแบบแผน PSM โดยใช้รูปคลื่นดังกล่าวอย่างง่าย ซึ่งได้แก่ รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต ถึงแม้ว่ารูปคลื่นเหล่านี้ ได้ถูกออกแบบให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC แต่จะมีส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องของ PSD เกิดขึ้น ซึ่งจะทำให้มีระดับสูงกว่าสเปกตรัมมาร์คของ FCC ดังนั้น จึงใช้เทคนิค TH เพื่อลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องนี้ ได้ศึกษาและแสดง PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลตแต่ละแบบ ผลที่ได้เหล่านี้สามารถนำมาใช้อ้างอิงในการจำกัดแอมพลิจูดของรูปคลื่น UWB เพื่อให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คของ FCC

## 1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งการศึกษาออกเป็น 6 บท ด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงบทนำ ซึ่งประกอบไปด้วยความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ใน

การวิจัย การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบการสื่อสาร UWB ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ ลักษณะเฉพาะของระบบการสื่อสาร UWB จุดเด่นของระบบการสื่อสาร UWB กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB นิยามของสัญญาณ UWB แบบแผนการมอดูเลต UWB และบทสรุป

บทที่ 3 กล่าวถึงแบบจำลองรูปคลื่น UWB ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต และบทสรุป

บทที่ 4 กล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM และบทสรุป

บทที่ 5 กล่าวถึงการศึกษารูปคลื่น PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM และบทสรุป

บทที่ 6 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ซึ่งประกอบไปด้วยสรุปผลของการศึกษารูปคลื่น PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

## บทที่ 2

# ระบบการสื่อสาร UWB

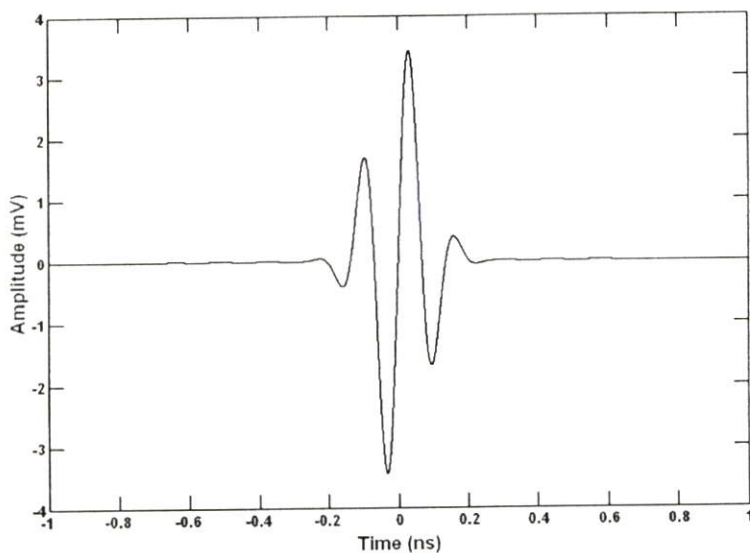
### 2.1 บทนำ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในวงการสื่อสารไร้สายเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากผู้ใช้งานยังมีความต้องการอัตราการรับส่งข้อมูลสูง และมีความต้องการการส่งข้อมูลในปริมาณที่มาก จึงทำให้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายให้สอดคล้องกับความต้องการของผู้ที่ใช้งาน ซึ่งก็คือเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB การสื่อสาร UWB เป็นวิวัฒนาการของระบบการสื่อสารไร้สายโดยมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากประกอบกับใช้กำลังส่งที่น้อย ซึ่งสัญญาณของระบบ UWB นั้นมีความแตกต่างกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการ คือการส่งสัญญาณ UWB นั้นจะทำการส่งสัญญาณในลักษณะที่เป็นพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ อีกประการหนึ่งสัญญาณ UWB จะมีสัดส่วนของแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 0.20 หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่ามีค่ามากกว่าแถบความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก โดยที่ทาง FCC ได้กำหนดแถบความถี่หลักที่ใช้ในระบบการสื่อสาร UWB ไว้ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz จากการที่ระบบการสื่อสาร UWB ใช้แถบความถี่ที่กว้างมาก โดยที่แถบความถี่ที่ใช้นั้นได้มีการทับซ้อนกับระบบการสื่อสารแบบแถบแคบที่มีอยู่ในปัจจุบัน ดังนั้น FCC จึงได้กำหนดระดับ PSD ของสัญญาณ UWB ที่แผ่กระจายออกมาไว้ไม่เกิน  $-41.3 \text{ dBm/MHz}$  ซึ่งเป็นระดับ PSD ของสัญญาณรบกวน

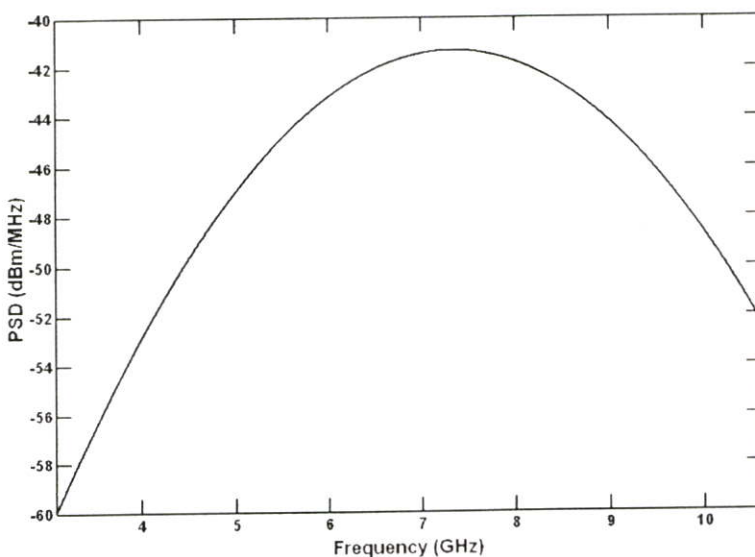
### 2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบการสื่อสาร UWB

ระบบ UWB เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากการสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุแบบอื่นๆ จุดเด่นของระบบ UWB คือเป็นระบบการสื่อสารที่ไม่ต้องใช้คลื่นพาห้เหมือนในระบบอื่น สัญญาณของระบบ UWB จะเป็นสัญญาณพัลส์ โดยจะเป็นพัลส์แคบๆ ขนาดประมาณ 0.4 ns จึงทำให้มี PSD ที่กว้างมาก ดังนั้นจึงแผ่กระจายครอบคลุมช่วงความถี่ได้กว้างในระดับ GHz และเนื่องด้วยระบบ UWB นี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้สามารถที่จะรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง 110 Mbps ในระยะทางประมาณ 10 m โดยที่ลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโดเมนเวลาและ PSD ของสัญญาณในโดเมนความถี่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 และ 2.2 ตามลำดับ สัญญาณ UWB จะถูกพิจารณาเป็นสัญญาณรบกวนสำหรับระบบการสื่อสารอื่น เนื่องจากมี PSD ต่ำกว่าข้อจำกัดสัญญาณรบกวนส่วนที่ 15 เครื่องรับ UWB จะรวบรวมกำลังของสัญญาณที่รับได้เพื่อสร้างเป็นพัลส์ขึ้นมา ดังนั้น เทคโนโลยี UWB จึงสามารถนำมาใช้ร่วมกับเทคโนโลยีความถี่วิทยุอื่น โดย

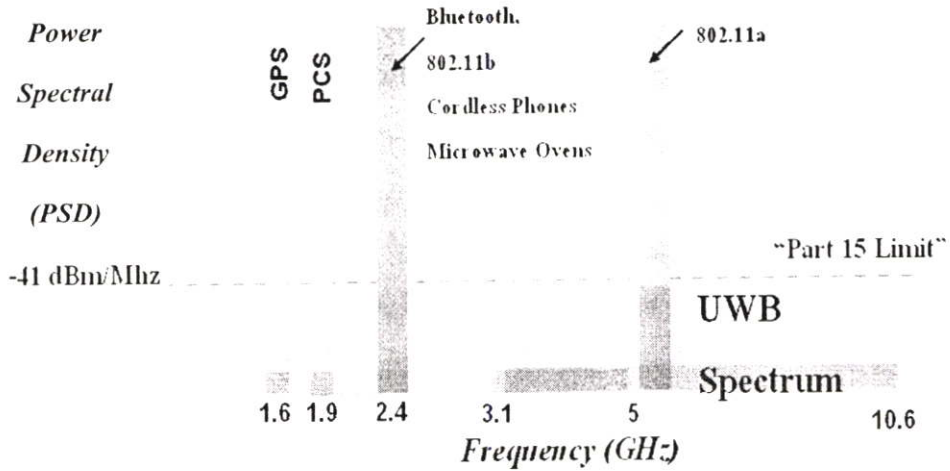
ที่ไม่มีเกิดการแทรกสอดกันหรือมีการแทรกสอดที่น้อยมาก สเปกตรัมของการสื่อสาร UWB เทียบกับ สเปกตรัมของระบบแถบแคบอื่นแสดงไว้ในรูปที่ 2.3 เทคโนโลยี UWB เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ประโยชน์เป็นระบบการสื่อสารภายในอาคารเชิงพาณิชย์ที่มีระยะทางใช้งานที่ใกล้ กำลังส่งต่ำ ราคาถูก เช่น WPAN [2]-[5]



รูปที่ 2.1 สัญญาณพัลส์ UWB ในโดเมนเวลา



รูปที่ 2.2 PSD ของสัญญาณ UWB ในโดเมนความถี่



รูปที่ 2.3 สเปกตรัมของสัญญาณการสื่อสาร UWB เทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณระบบแถบแคบอื่น

### 2.3 จุดเด่นของระบบการสื่อสาร UWB

ระบบ UWB เป็นระบบที่มีจุดเด่นที่น่าสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสาร อาทิเช่น

- เป็นระบบที่มีโครงสร้างที่ง่ายและมีต้นทุนต่ำ

โครงสร้างที่ง่ายและต้นทุนที่ต่ำของระบบการสื่อสาร UWB เป็นผลเนื่องมาจากข้อมูลข่าวสารสามารถมอดูเลตโดยใช้พัลส์แคบๆ และสัญญาณ UWB ที่ส่งออกไปจะมีลักษณะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณความถี่วิทยุแบบอื่นๆ เครื่องส่ง UWB จะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ในโดเมนทางเวลา ซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห้รวมเข้าไป ส่วนในการส่งสัญญาณความถี่วิทยุแบบอื่นจะมอดูเลตข่าวสารซึ่งเป็นสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห้เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการ

- มีระดับ PSD ของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน

สัญญาณ UWB มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งทำให้การตรวจจับหาสัญญาณทำได้ยากและการส่งสัญญาณ UWB นั้นไม่ก่อให้เกิดผลการแทรกสอดของสัญญาณไปยังระบบคลื่นความถี่วิทยุอื่นๆ เนื่องจากสัญญาณ UWB มี PSD ที่แผ่กระจายออกมาในระดับต่ำ ประมาณระดับของสัญญาณรบกวน จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณ UWB นี้เป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นจึงถูกกำจัดออกจากการพิจารณาของระบบ

- มีผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิ้งหลายวิธีน้อย

เนื่องด้วยสัญญาณ UWB เป็นพัลส์แคบ มีแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่กว้างจึงทำให้พัลส์จากวิธีต่างๆ มีโอกาสแทรกสอดกันน้อย จึงทำให้ระบบ UWB มีผลกระทบจากเฟดดิ้งหลายวิธีน้อยกว่าระบบแถบแคบอื่นๆ

- มีความปลอดภัยในการสื่อสาร

เนื่องจากสัญญาณ UWB เป็นสัญญาณที่ตรวจจับได้ยากกว่าสัญญาณแถบแคบอื่นๆ ทั้งนี้เนื่องจากว่าสัญญาณ UWB นั้นมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก และมีลักษณะที่คล้ายคลึงกับสัญญาณรบกวนมาก ซึ่งทำให้สัญญาณ UWB สามารถติดต่อสื่อสารกันในระดับที่ต่ำกว่าระดับ PSD ของสัญญาณรบกวนของระบบการสื่อสารสัญญาณแถบแคบทั่วไป

- มีคุณสมบัติที่ทะลุได้ดี

เนื่องจากสัญญาณ UWB มี PSD ในช่วงแถบความถี่ที่กว้างมาก ซึ่งทำให้มีโอกาสที่จะทะลุผ่านสิ่งกีดขวางได้ดี ดังนั้น จึงสามารถนำคุณสมบัตินี้ไปประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆ เช่น อุปกรณ์ทางการแพทย์

## 2.4 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในการสื่อสาร UWB นั่นก็คือการจัดสรรความถี่ในการใช้งาน ทั้งนี้เพื่อตอบสนองเทคโนโลยีและความต้องการทางเชิงพาณิชย์ นอกจากนี้เป็นการป้องกันไม่ให้เกิดปัญหาการแทรกสอดกันกับระบบการสื่อสารที่มีใช้อยู่เดิม ซึ่งในแต่ละประเทศก็ได้กำหนดข้อบังคับในการใช้งานของระบบการสื่อสาร UWB ให้มีความเหมาะสมและสอดคล้องกับกิจการโทรคมนาคมของประเทศนั้นๆ เช่น กลุ่มประเทศในสหภาพยุโรป และประเทศสหรัฐอเมริกา

### 2.4.1 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในสหรัฐอเมริกา

FCC ได้อนุญาตให้ใช้เทคโนโลยีการสื่อสาร UWB โดยได้กำหนดชนิดของอุปกรณ์เทคโนโลยี UWB แบ่งตามการประยุกต์ใช้งาน และได้กำหนดข้อบังคับอย่างเข้มงวด เพื่อเป็นการยืนยันว่าเทคโนโลยี UWB จะไม่ไปแทรกสอดกับระบบการสื่อสารวิทยุอื่นๆ และให้ได้รับประโยชน์จากการใช้เทคโนโลยีอย่างเต็มที่

สำหรับกฎข้อบังคับของ FCC ได้อนุญาตให้อุปกรณ์ในระบบการสื่อสาร UWB สามารถทำงานได้ภายใต้ข้อกเว้นในการอนุญาตส่วนที่ 15 และยังกำหนดข้อจำกัดการแผ่กระจาย PSD ของระบบ UWB สำหรับใช้ในการสื่อสารภายในและภายนอกอาคารดังแสดงในตารางที่ 2.1 [1]

ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนดในการแผ่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

ความถี่ [MHz]	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
	PSD (dBm/MHz)	PSD (dBm/MHz)
960 – 1610	-75.3	-75.3
1610 – 1990	-53.3	-63.3
1990 – 3100	-51.3	-61.3
3100 - 10600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10600	-51.3	-61.3

#### 2.4.2 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในยุโรป

ปัจจุบันโครงร่างของข้อกำหนดระบบ UWB ในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับผลกระทบของระบบ UWB ต่อระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยทางยุโรปนั้นบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่ ข้อกำหนดการแผ่กระจาย PSD สำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดยสหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (ITU) หรือสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (ETSI) แสดงในตารางที่ 2.2 [10]

ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดในการแผ่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

	ช่วงความถี่ [GHz]		
	$f < 3.1$	$3.1 < f < 10.6$	$f > 10.6$
ภายในอาคาร	$-51.3 + 87\log(f / 3.1)$	-41.3	$-51.3 + 87\log(10.6 / f)$
ภายนอกอาคาร	$-61.3 + 87\log(f / 3.1)$	-41.3	$-61.3 + 87\log(10.6 / f)$

## 2.5 นิยามของสัญญาณ UWB

สำหรับการสื่อสาร UWB นิยามของสัญญาณ UWB ที่กำหนดโดย FCC คือ จะต้องมีความ PSD หลักอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และจะต้องมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz โดยที่แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนและแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB นิยามดังนี้ [1]

$$\text{แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วน} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} \quad (2.1)$$

$$\text{แบนด์วิดท์} = f_H - f_L \quad (2.2)$$

เมื่อ  $f_L$  และ  $f_H$  คือความถี่ต่ำสุดและความถี่สูงสุดที่ PSD มีระดับลดลงมาจากระดับสูงสุด  $-10$  dB ตามลำดับ

## 2.6 แบบแผนมอดูเลต UWB [11]

ได้มีแบบแผนมอดูเลตหลายชนิดที่ได้พัฒนาขึ้นมาใช้สำหรับการสื่อสาร UWB ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาแบบแผน PSM PAM และ PPM

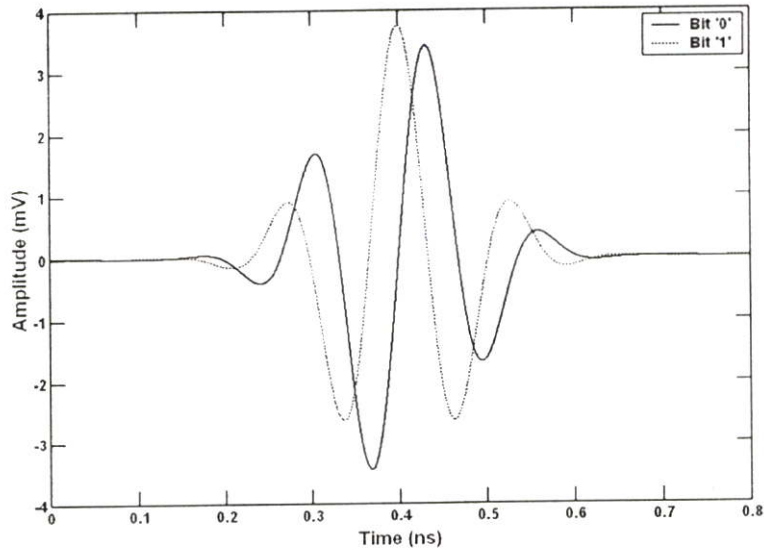
### 2.6.1 แบบแผน PSM

แบบแผน PSM ได้ใช้รูปคลื่นที่แตกต่างกันสองรูปคลื่นสำหรับแสดงบิต '0' และ '1' โดยที่รูปคลื่นทั้งสองนี้จะต้องมีคุณสมบัติตรงกัน รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0' และ '1' ในแบบแผน PSM

รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของคู่ตั้งฉากที่ใช้ในแบบแผน PSM ซึ่งเป็นคู่ตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต คุณสมบัติตั้งฉากระหว่างรูปคลื่นทั้งสองนี้จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$\int_{-T_s/2}^{T_s/2} w_i(t)w_j(t)dt = \begin{cases} E_b & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.3)$$

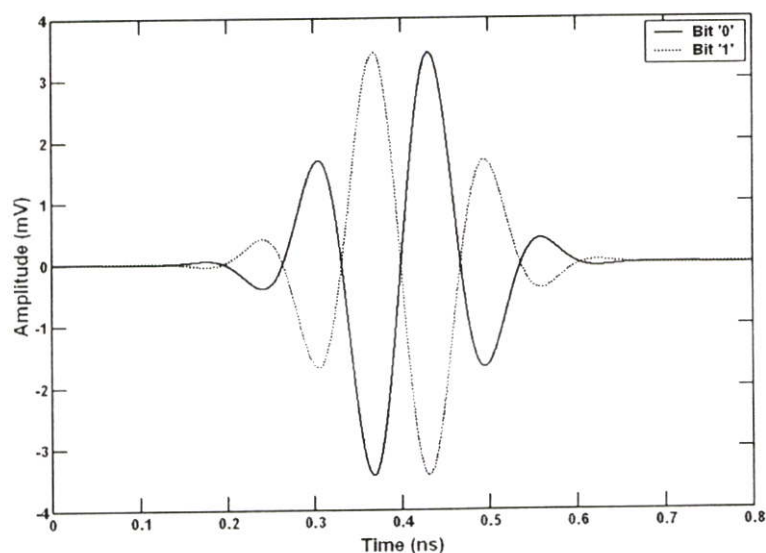
เมื่อ  $w_0$  เป็นรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0'  $w_1$  เป็นรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '1'  $T_s$  เป็นช่วงเวลาในหนึ่งบิต  $E_b$  เป็นพลังงานในหนึ่งบิต  $i$  และ  $j$  มีค่าเป็น 0 หรือ 1



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของคู่คั้งฉากที่ใช้ในแบบแผน PSM ที่ใช้แทนบิต '0' และบิต '1' ซึ่งเป็นคู่คั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต

### 2.6.2 แบบแผน PAM

แบบแผน PAM ที่เป็นพื้นฐานที่สุดจะใช้รูปคลื่นที่แตกต่างกันสองรูปคลื่นสำหรับแสดงบิต '0' และ '1' โดยที่รูปคลื่นทั้งสองนี้จะมีขนาดของแอมพลิจูดเท่ากันแต่มีเครื่องหมายของแอมพลิจูดตรงข้ามกัน รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0' และ '1' ในแบบแผน PAM



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้ในแบบแผน PAM ที่ใช้แทนบิต '0' และบิต '1' ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต

รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้ในแบบแผน PAM ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต โดยรูปคลื่นทั้งสองจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

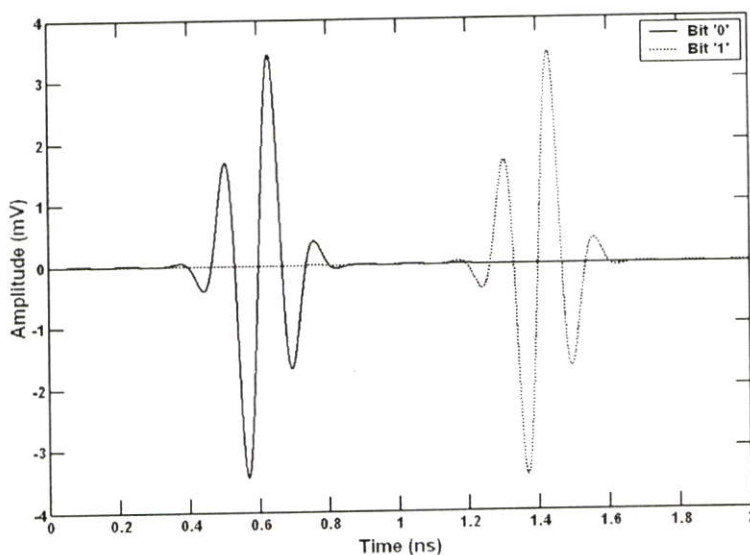
$$w_1(t) = -w_0(t) \quad (2.4)$$

ซึ่งจะทำให้มีคุณสมบัติ คือ

$$\int_{-T_s/2}^{T_s/2} w_i(t)w_j(t)dt = \begin{cases} E_b & i = j \\ -E_b & i \neq j \end{cases} \quad (2.5)$$

### 2.6.3 แบบแผน PPM

แบบแผน PPM จะใช้รูปคลื่นที่มีตำแหน่งแตกต่างกันสำหรับแสดงบิต '0' และ '1' โดยที่รูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '1' จะมีการประวิงเวลาเลื่อนไปจากรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0' รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0' และ '1' ในแบบแผน PPM



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้ในแบบแผน PPM ที่ใช้แทนบิต '0' และบิต '1' ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต

รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างของรูปคลื่นที่ใช้ในแบบแผน PPM ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต โดยรูปคลื่นทั้งสองจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$w_1(t) = w_0(t - \delta) \quad (2.6)$$

เมื่อ  $\delta$  เป็นดัชนีการมอดูเลต ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่รูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '1' เลื่อนออกไปจากรูปคลื่นที่ใช้แทนบิต '0' โดยที่  $\delta$  ควรมีค่ามากพอที่จะทำให้รูปคลื่นทั้งสองไม่ทับกัน ซึ่งจะทำให้มีคุณสมบัติ คือ

$$\int_{-T_s/2}^{T_s/2} w_i(t)w_j(t)dt = \begin{cases} E_b & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.7)$$

## 2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาของเทคโนโลยี UWB รวมทั้งข้อกำหนดในการใช้งาน กฎข้อบังคับต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นช่วงความถี่การใช้งานซึ่งสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของระบบ ระดับการแผ่กระจายของ PSD ทั้งภายในและภายนอกอาคาร ซึ่งได้กำหนดโดยองค์กรหลักที่มีหน้าที่ที่เกี่ยวข้อง คือ FCC และ ETSI หรือ ITU รวมทั้งแบบแผนการมอดูเลตในระบบสื่อสาร UWB ซึ่งประกอบไปด้วยแบบแผน PSM PAM และ PPM

# บทที่ 3

## แบบจำลองรูปคลื่น UWB

### 3.1 บทนำ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณารูปคลื่นอย่างง่าย ซึ่งได้แก่รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต และรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต เพื่อนำมาใช้กับแบบแผน PAM และ PPM นอกจากนี้ได้ศึกษารูปคลื่นตั้งฉากอย่างง่าย ซึ่งได้แก่รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต และรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต เพื่อนำมาใช้กับแบบแผน PSM ซึ่ง PSD ของรูปคลื่น  $S$  หาได้จาก

$$S(f) = \frac{1}{T_s} |W(f)|^2 \quad (3.1)$$

เมื่อ  $T_s$  คือช่วงเวลาในหนึ่งบิต และ  $W$  คือฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่น โดยที่ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นสามารถคำนวณได้จากรูปคลื่นในโดเมนเวลา  $w$  โดยใช้การแปลงฟูริเยร์

$$W(f) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.2)$$

ในการพิจารณา PSD ที่แผ่กระจายออกมาจะกำหนดให้สายอากาศส่งเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิก ได้พิจารณาให้อิมพีแดนซ์เครื่องส่งและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่งมีค่าเท่ากันและมีค่าเป็นจำนวนจริง เพื่อให้ได้กรณีในอุดมคติที่ PSD มีการแผ่กระจายออกมามากที่สุด ซึ่งได้กำหนดให้อิมพีแดนซ์เครื่องส่งและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่งเป็น  $R \ \Omega$  และในวิทยานิพนธ์นี้ยังไม่ได้พิจารณาถึงการสูญเสียเชิงวิถีและระบบการวัด PSD ที่ได้นำมาใช้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้น PSD ที่แผ่กระจายออกมา  $S_R$  สามารถหาได้จาก

$$S_R(f) = \frac{1}{4R} S(f) \quad (3.3)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้อัตราบิตเป็น 110 Mbps ซึ่งจะได้ช่วงเวลาในหนึ่งบิต  $T_s = 9.09 \text{ ns}$  ข้อกำหนดนี้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ที่ระยะทาง 10 m [12] และกำหนดให้อิมพีแดนซ์ของเครื่องส่งและสายอากาศส่งเป็น  $R = 50 \ \Omega$

### 3.2 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต [6]

รูปคลื่นในโดเมนเวลาและฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตกำหนดโดย

$$w(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t) & |t| \leq \frac{t_b}{2} \\ 0 & |t| > \frac{t_b}{2} \end{cases} \quad (3.4)$$

$$W(f) = \frac{At_b}{j2} \{ \text{sinc}[t_b(f - f_c)] - \text{sinc}[t_b(f + f_c)] \} \quad (3.5)$$

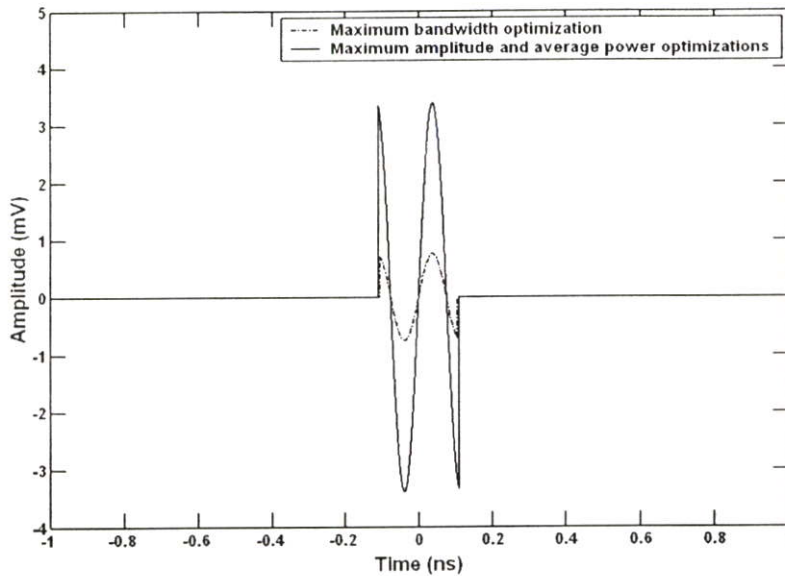
เมื่อ  $A$  คือแอมพลิจูดของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม  $f_c$  คือความถี่พาห้  $t_b$  คือความกว้างพัลส์ และ  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$

รูปคลื่นนี้เป็นการมอดูเลตรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูด  $A$  และมีความกว้าง  $t_b$  (จาก  $-t_b/2$  ถึง  $t_b/2$ ) ด้วยสัญญาณไซน์ที่มีความถี่  $f_c$  เนื่องจากรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนี้มีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคู่ จึงใช้ฟังก์ชันไซน์ซึ่งมีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคี่มามอดูเลตรูปคลื่นนี้ เพื่อให้ส่วนประกอบกระแสตรง (DC) ของรูปคลื่นมีค่าเป็นศูนย์

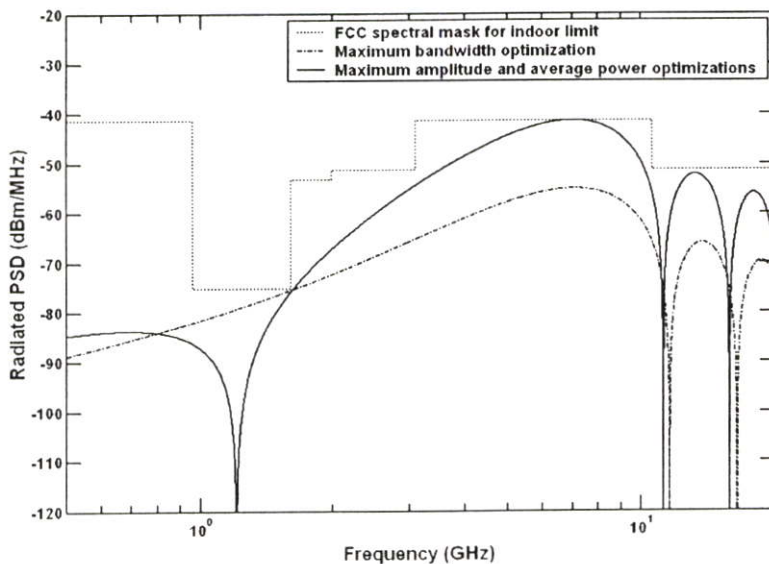
รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารจะมีพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดคือ  $t_b = 0.21$  ns,  $f_c = 6.62$  GHz และ  $A = 0.76$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.09 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.42 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-75.44$  dBm ส่วนพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแอมพลิจูดสูงที่สุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุดมีค่าเท่ากันคือ  $t_b = 0.22$  ns,  $f_c = 6.58$  GHz และ  $A = 3.39$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.98 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 6.72 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-62.24$  dBm สำหรับรูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ของรูปคลื่นที่ได้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารแสดงในรูปที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ

รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารจะมีพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดคือ  $t_b = 0.21$  ns,  $f_c = 6.62$  GHz และ  $A = 0.76$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.09 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.42 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-75.44$  dBm พารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแอมพลิจูดสูงที่สุดคือ  $t_b = 0.22$  ns,  $f_c = 6.46$  GHz และ  $A = 1.20$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.03 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ

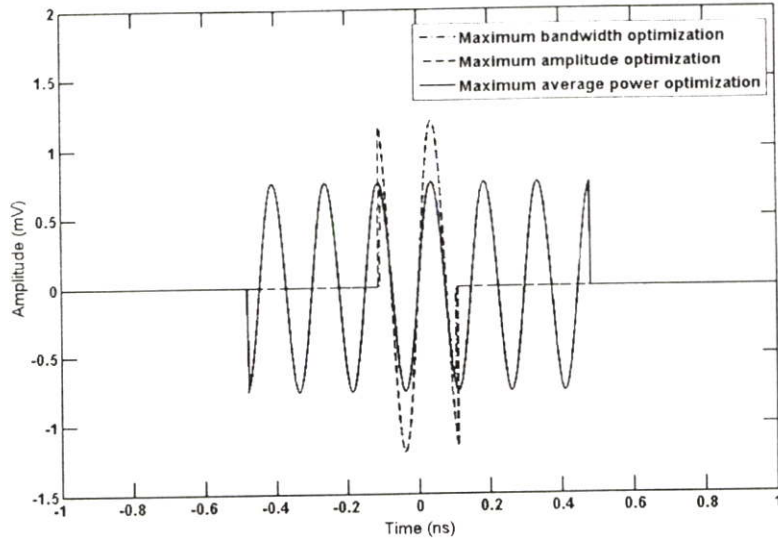
6.87 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-71.32$  dBm ส่วนพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของกำลังเฉลี่ยมากที่สุดคือ  $t_b = 0.96$  ns,  $f_c = 6.72$  GHz และ  $A = 0.76$  V โดยรูปคลื่นที่ได้มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.23 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 1.54 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-68.22$  dBm สำหรับรูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ของรูปคลื่นที่ได้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารแสดงในรูปที่ 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ



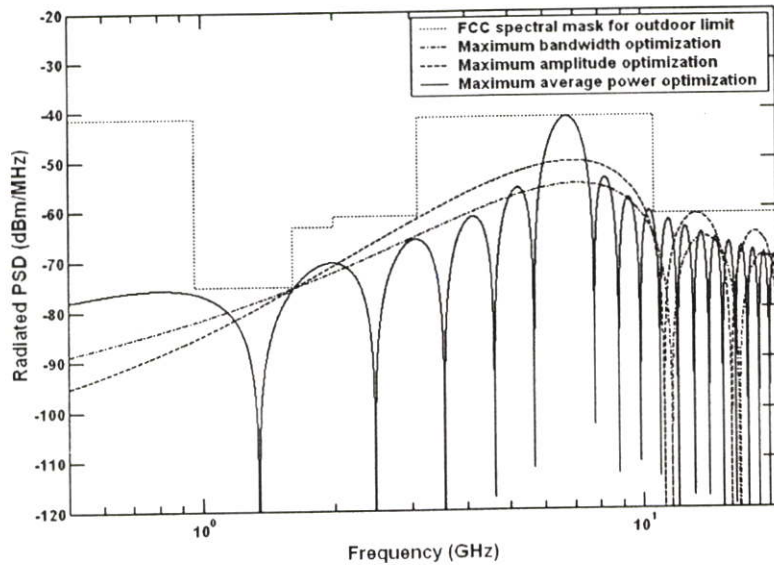
รูปที่ 3.1 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 3.2 PSD ของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 3.4 PSD ของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

### 3.3 รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต [6]

รูปคลื่นในโดเมนเวลาและฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตกำหนดโดย

$$w(t) = Ae^{-(t/t_d)^2} \sin(2\pi f_c t) \quad (3.6)$$

$$W(f) = \frac{At_d\sqrt{\pi}}{j2} \left[ e^{-\pi^2 t_d^2 (f-f_c)^2} - e^{-\pi^2 t_d^2 (f+f_c)^2} \right] \quad (3.7)$$

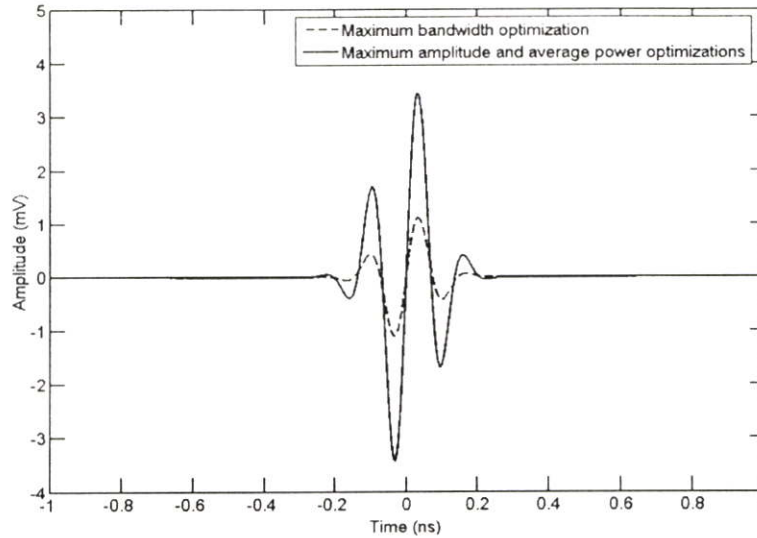
เมื่อ  $A$  คือแอมพลิจูดสูงสุดของรูปคลื่นเกาส์  $f_c$  คือความถี่พาห้ และ  $\pm t_d$  คือเวลาที่รูปคลื่นเกาส์มีแอมพลิจูดลดลงเป็น  $1/e$  เท่าของแอมพลิจูดสูงสุด

รูปคลื่นนี้เป็นการมอดูเลตรูปคลื่นเกาส์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุด  $A$  ที่เวลา  $t=0$  และมีแอมพลิจูดลดลงเป็น  $A/e$  ที่เวลา  $t = \pm d$  ด้วยสัญญาณไซน์ที่มีความถี่  $f_c$  เนื่องจากรูปคลื่นเกาส์นี้มีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคู่จึงใช้ฟังก์ชันไซน์ซึ่งมีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคี่มามอดูเลตรูปคลื่นนี้เพื่อให้ส่วนประกอบ DC ของรูปคลื่นมีค่าเป็นศูนย์เหมือนกับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต

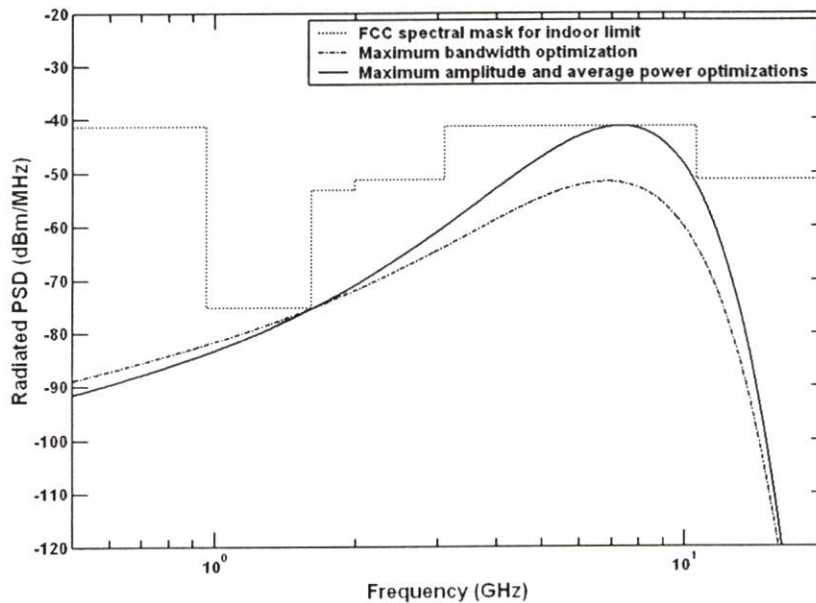
รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารจะมีพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดคือ  $t_d = 0.10$  ns,  $f_c = 6.85$  GHz และ  $A = 1.25$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 1.10 mV มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.00 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 6.82 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-72.21$  dBm ส่วนพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแอมพลิจูดสูงสุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุดมีค่าเท่ากันคือ  $t_d = 0.11$  ns,  $f_c = 7.34$  GHz และ  $A = 3.76$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 3.43 mV มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.84 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 6.20 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-62.75$  dBm สำหรับรูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ของรูปคลื่นที่ได้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารแสดงในรูปที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ

รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารจะมีพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดคือ  $t_d = 0.10$  ns,  $f_c = 6.85$  GHz และ  $A = 1.25$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 1.10 mV มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.00 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 6.82 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-72.71$  dBm ส่วนพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของแอมพลิจูดสูงสุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุดมีค่าเท่ากันคือ  $t_d = 0.13$  ns,  $f_c = 6.85$  GHz และ  $A = 3.18$  mV โดยรูปคลื่นที่ได้มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 2.95 mV มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.77 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 5.24 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-63.43$  dBm สำหรับรูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ของ

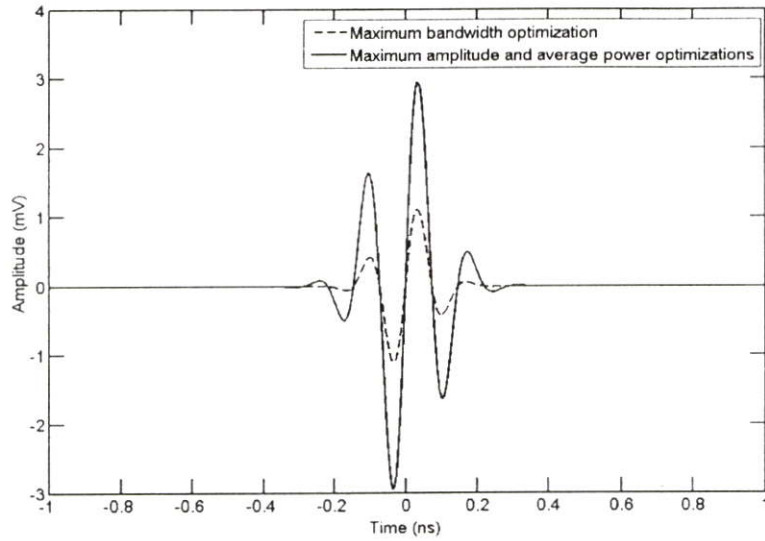
รูปคลื่นที่ได้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารแสดงในรูปที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ



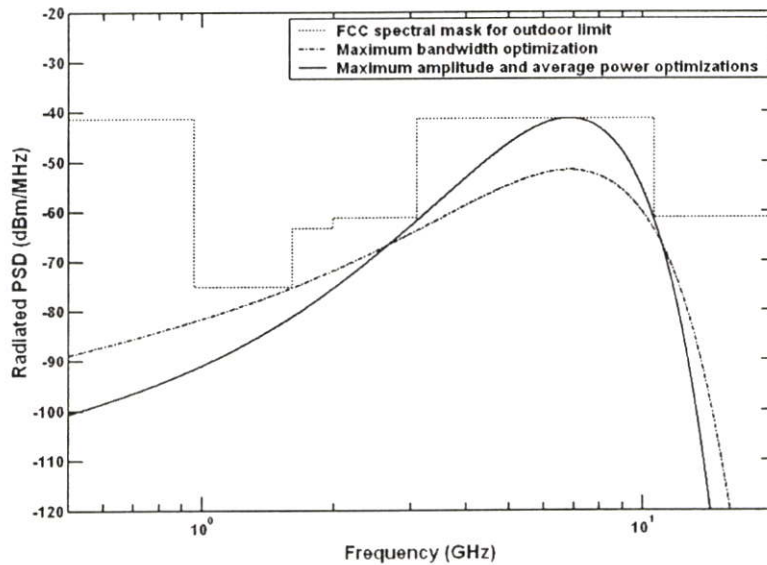
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตใน โดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 3.6 PSD ของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตใน โดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 3.8 PSD ของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

### 3.4 คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลต [7]

คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตใน โดเมนเวลา และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมกำหนดโดย

$$w_0(t) = \begin{cases} A_0 \sin(2\pi f_c t) & |t| \leq \frac{t_b}{2} \\ 0 & |t| > \frac{t_b}{2} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$w_1(t) = \begin{cases} A_1 \cos(2\pi f_c t) & |t| \leq \frac{t_b}{2} \\ 0 & |t| > \frac{t_b}{2} \end{cases} \quad (3.9)$$

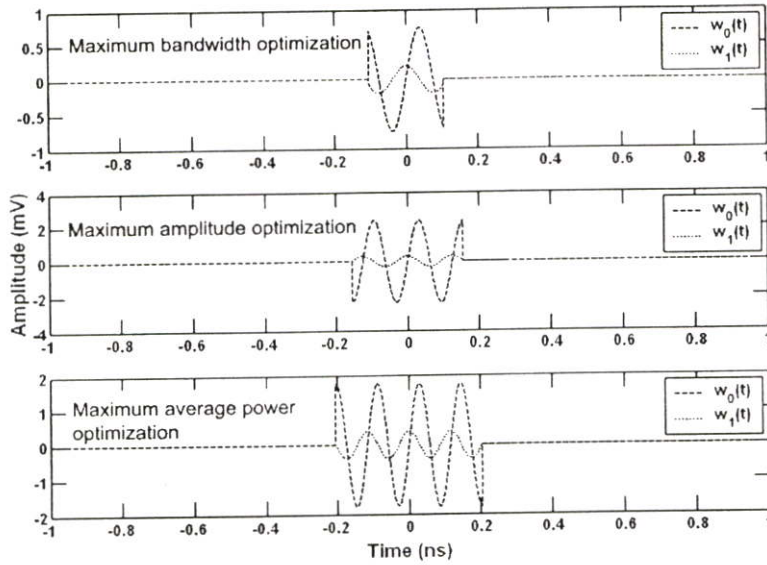
$$W_0(f) = \frac{A_0 t_b}{j2} \{\text{sinc}[t_b(f - f_c)] - \text{sinc}[t_b(f + f_c)]\} \quad (3.10)$$

$$W_1(f) = \frac{A_1 t_b}{2} \{\text{sinc}[t_b(f - f_c)] + \text{sinc}[t_b(f + f_c)]\} \quad (3.11)$$

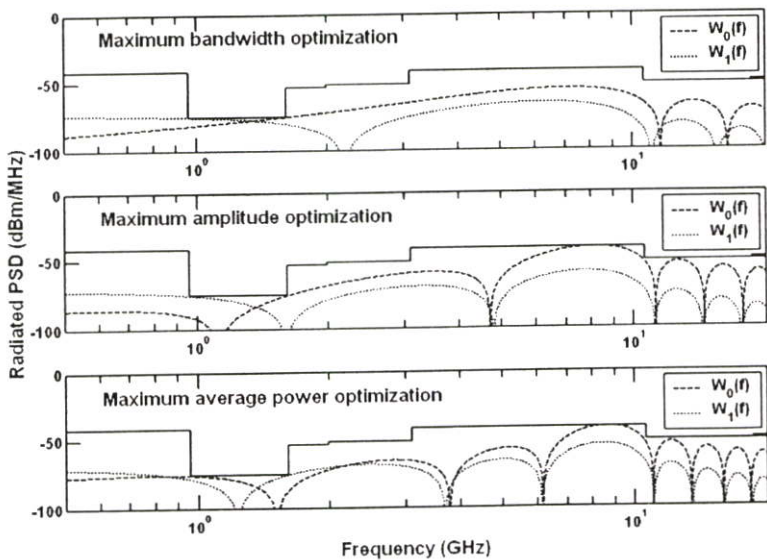
เมื่อ  $f_c$  เป็นความถี่พาห้  $t_b$  เป็นความกว้างพัลส์ของรูปคลื่น  $A_0$  และ  $A_1$  เป็นแอมพลิจูดสูงสุดของเอนเวโลปรูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  ตามลำดับ

ได้ทำคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตให้เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีที่มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุดคือ  $t_b = 0.21$  ns,  $f_c = 6.61$  GHz,  $A_0 = 0.75$  mV และ  $A_1 = 0.20$  mV พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีแอมพลิจูดสูงสุดคือ  $t_b = 0.31$  ns,  $f_c = 7.99$  GHz,  $A_0 = 2.37$  mV และ  $A_1 = 0.30$  mV ส่วนพารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีกำลังเฉลี่ยมากที่สุดคือ  $t_b = 0.41$  ns,  $f_c = 8.59$  GHz,  $A_0 = 1.77$  mV และ  $A_1 = 0.40$  mV ซึ่งรูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ของรูปคลื่นที่ได้นี้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC ได้แสดงในรูปที่ 3.9 และ 3.10 ตามลำดับ

สำหรับกรณีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.09 และ 1.03 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 7.39 และ 6.59 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-75.72$  และ  $-86.18$  dBm ตามลำดับ สำหรับกรณีแอมพลิจูดสูงสุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.58 และ 0.60 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 4.73 และ 4.72 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-63.67$  และ  $-81.10$  dBm ตามลำดับ สำหรับกรณีกำลังเฉลี่ยมากที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.41 และ 0.42 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 3.54 และ 3.62 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-62.52$  และ  $-77.57$  dBm ตามลำดับ



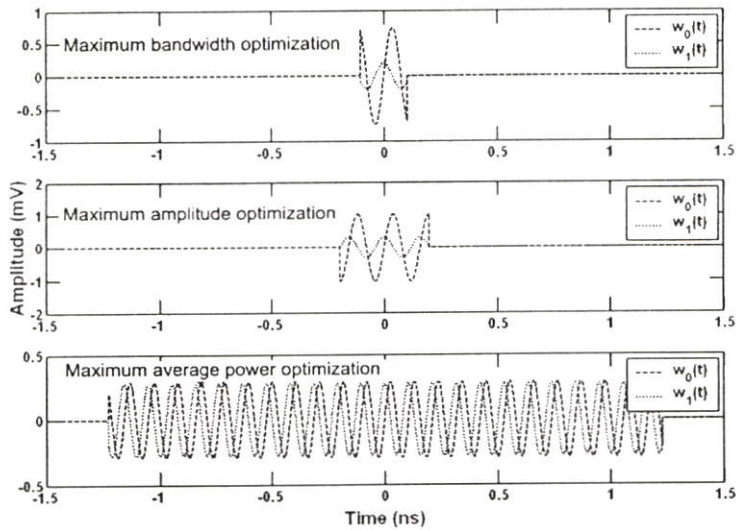
รูปที่ 3.9 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตใน โดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



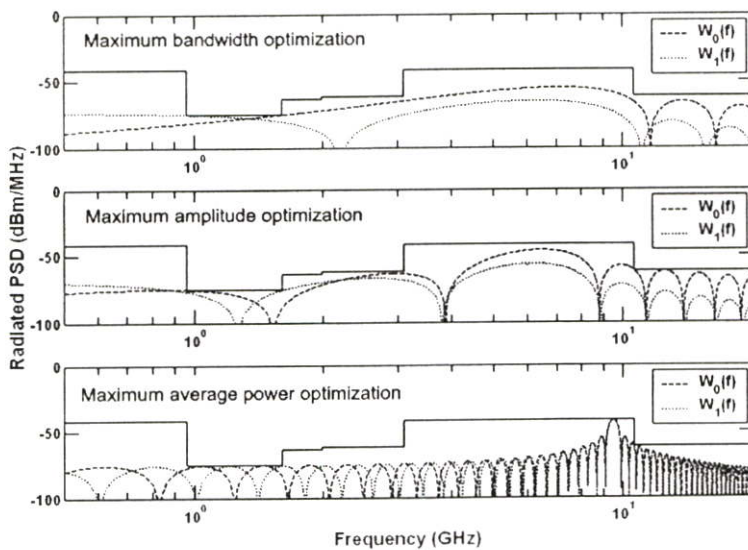
รูปที่ 3.10 PSD ของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

สำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีที่มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุดคือ  $t_b = 0.21$  ns,  $f_c = 6.61$  GHz,  $A_0 = 0.75$  mV และ  $A_1 = 0.20$  mV พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีแอมพลิจูดสูงที่สุดคือ  $t_b = 0.40$  ns,  $f_c = 6.32$  GHz,  $A_0 = 1.03$  mV และ  $A_1 = 0.32$  mV ส่วน

พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีกำลังเฉลี่ยมากที่สุดคือ  $t_b = 2.45$  ns,  $f_c = 9.49$  GHz,  $A_0 = 0.29$  mV และ  $A_1 = 0.28$  mV ซึ่งรูปคลื่นในโดเมนเวลา และ PSD ของรูปคลื่นที่ได้นี้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารของ FCC ได้แสดงในรูปที่ 3.11 และ 3.12 ตามลำดับ



รูปที่ 3.11 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 3.12 PSD ของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

สำหรับกรณีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.09 และ 1.03 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 7.39 และ 6.59 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-75.72$  และ  $-86.18$  dBm ตามลำดับ สำหรับกรณีแอมพลิจูดสูงที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.56 และ 0.60 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 3.60 และ 3.73 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-69.54$  และ  $-49.62$  dBm ตามลำดับ สำหรับกรณีกำลังเฉลี่ยมากที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.06 และ 0.06 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.60 และ 0.58 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-72.33$  และ  $-72.37$  dBm ตามลำดับ

### 3.5 คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต [7]

คู่รูปคลื่นตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลา และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมกำหนดโดย

$$w_0(t) = A_0 e^{-(t/t_d)^2} \sin(2\pi f_c t) \quad (3.12)$$

$$w_1(t) = A_1 e^{-(t/t_d)^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.13)$$

$$W_0(f) = \frac{A_0 t_d \sqrt{\pi}}{j2} \left\{ e^{-\pi^2 t_d^2 (f-f_c)^2} - e^{-\pi^2 t_d^2 (f+f_c)^2} \right\} \quad (3.14)$$

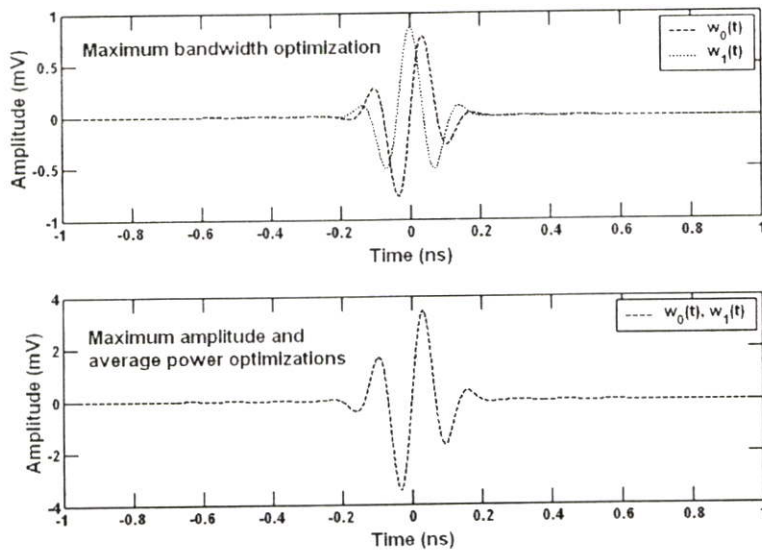
$$W_1(f) = \frac{A_1 t_d \sqrt{\pi}}{2} \left\{ e^{-\pi^2 t_d^2 (f-f_c)^2} + e^{-\pi^2 t_d^2 (f+f_c)^2} \right\} \quad (3.15)$$

เมื่อ  $f_c$  เป็นความถี่พาห้  $t_d$  เป็นเวลาที่รูปคลื่นเกาส์มีแอมพลิจูดลดลงเป็น  $1/e$  เท่าของแอมพลิจูดสูงสุด  $A_0$  และ  $A_1$  เป็นแอมพลิจูดสูงสุดของเอนVELOPE รูปคลื่น  $f_0$  และ  $f_1$  ตามลำดับ

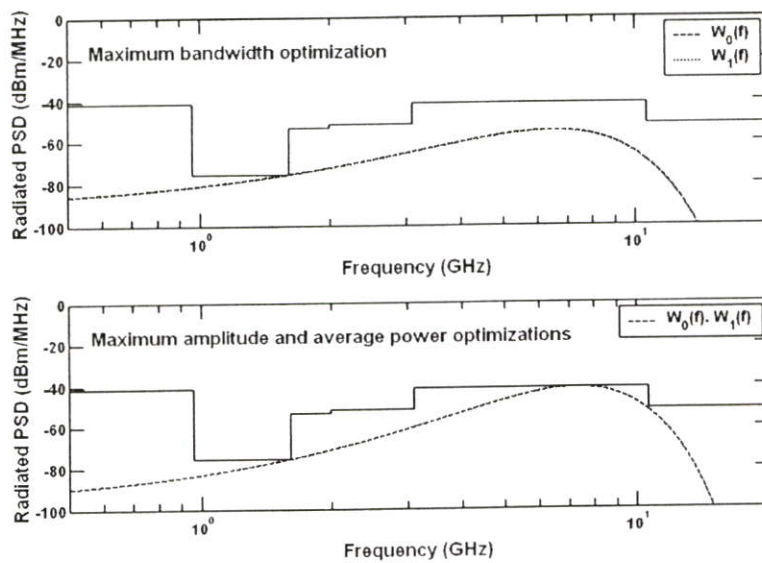
ได้ทำคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตให้เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์ค สำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีที่มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุดคือ  $t_d = 0.10$  ns,  $f_c = 6.51$  GHz,  $A_0 = 0.89$  mV และ  $A_1 = 0.86$  mV สำหรับกรณีแอมพลิจูดสูงที่สุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุดจะมีพารามิเตอร์ที่ได้เหมือนกัน นั่นคือ  $t_d = 0.11$  ns,  $f_c = 7.34$  GHz,  $A_0 = 3.76$  mV และ  $A_1 = 3.76$  mV ซึ่งรูปคลื่นในโดเมนเวลา และ PSD ของรูปคลื่นที่ได้นี้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC ได้แสดงในรูปที่ 3.13 และ 3.14 ตามลำดับ

สำหรับกรณีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.05 และ 1.05 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 6.82 และ 6.82 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-75.65$

และ  $-75.93$  dBm ตามลำดับ สำหรับกรณีแอมพลิจูดสูงที่สุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนวิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ  $0.84$  และ  $0.84$  มีแบนวิดท์ครอบคลุมเท่ากับ  $6.20$  และ  $6.20$  GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-62.75$  และ  $-62.75$  dBm ตามลำดับ

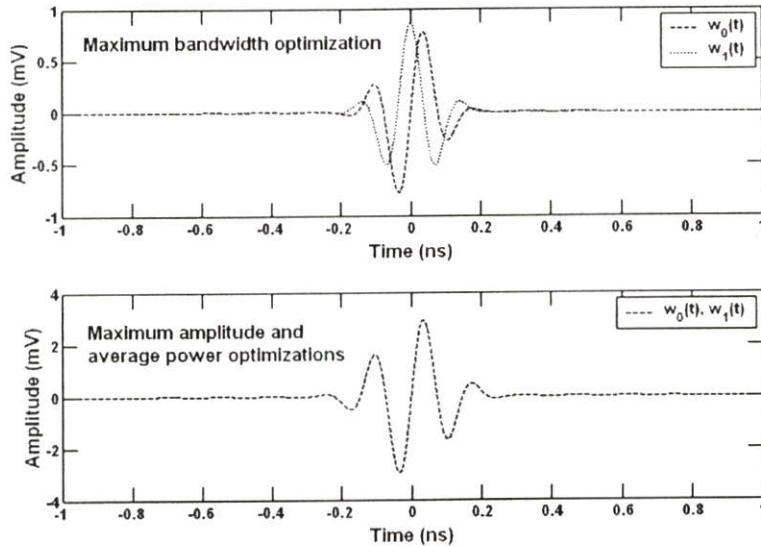


รูปที่ 3.13 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตใน โดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

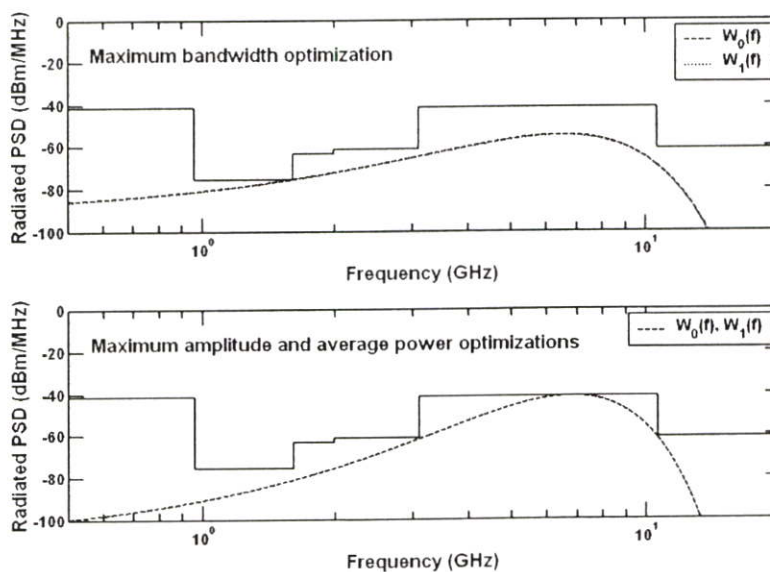


รูปที่ 3.14 PSD ของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

สำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร พารามิเตอร์ที่ได้จากกรณีที่มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุดคือ  $t_d = 0.10$  ns,  $f_c = 6.51$  GHz,  $A_0 = 0.89$  mV และ  $A_1 = 0.86$  mV สำหรับกรณีแอมพลิจูดสูงที่สุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุดจะมีพารามิเตอร์ที่ได้เหมือนกัน นั่นคือ  $t_d = 0.13$  ns,  $f_c = 6.85$  GHz,  $A_0 = 3.18$  mV และ  $A_1 = 3.18$  mV ซึ่งรูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ของรูปคลื่นที่ได้นี้เปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารของ FCC ได้แสดงในรูปที่ 3.15 และ 3.16 ตามลำดับ



รูปที่ 3.15 คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตใน โดเมนเวลาซึ่งเป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 3.16 PSD ของคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

สำหรับกรณีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 1.05 และ 1.05 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 6.82 และ 6.82 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-75.65$  และ  $-75.93$  dBm ตามลำดับ สำหรับกรณีแอมพลิจูดสูงที่สุดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุด รูปคลื่น  $w_0$  และ  $w_1$  จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.77 และ 0.77 มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเท่ากับ 5.24 และ 5.24 GHz มีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ  $-63.25$  และ  $-63.25$  dBm ตามลำดับ

### 3.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงรูปคลื่นอย่างง่ายที่สามารถเขียนเป็นสมการรูปคลื่นที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาและสมการของความหนาแน่นสเปกตรัมได้ง่าย ซึ่งประกอบไปด้วยรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอดูเลต รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลต ซึ่งจะนำไปใช้กับแบบแผน PAM และ PPM คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ถูกลมอดูเลต และคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลต ซึ่งจะนำไปใช้กับแบบแผน PSM พร้อมทั้งทำให้รูปคลื่นทั้งหมดนี้เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC โดยกำหนดให้เป็นไปตามเงื่อนไขของแบนด์วิดท์กว้างที่สุด แอมพลิจูดสูงที่สุด และกำลังเฉลี่ยมากที่สุด ในการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ใช้แบบแผน PAM และ PPM จะเลือกหารูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตในกรณีที่มีแอมพลิจูดสูงสุดมาศึกษา ส่วนในการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ใช้แบบแผน PSM จะนำเอาคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลตในกรณีที่มีแอมพลิจูดสูงสุดมาศึกษา

## บทที่ 4

# ทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD

### 4.1 บทนำ

ถึงแม้ว่าในบทที่ 3 ได้ทำรูปคลื่น UWB ให้เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารและภายนอกอาคารของ FCC แล้ว ซึ่งในการพิจารณา PSD ของรูปคลื่นที่แผ่กระจายออกมา ได้ทำการพิจารณาเพียงแค่รูปคลื่นเดียว แต่หลังจากผ่านแบบแผนมอดูเลตแล้ว จะมีส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องของ PSD เกิดขึ้น ซึ่งจะทำให้ PSD ของสัญญาณมีระดับสูงกว่าสเปกตรัมมาร์คของ FCC ดังนั้น จึงจำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ของสัญญาณ UWB ที่ผ่านแบบแผนมอดูเลต ในบทนี้ได้ศึกษาทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ของสัญญาณที่ใช้แบบแผน PSM PAM และ PPM รวมทั้งการใช้เทคนิค TH เพื่อลดระดับส่วนประกอบไม่ต่อเนื่องนี้

ในการมอดูเลต จะกำหนดให้  $d_n$  เป็นข้อมูลดิจิทัลในลำดับที่  $n$  ซึ่งจะมีค่าเป็น 1 หรือ 0 และมีฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็น (PDF) เป็น

$$P\{d_n\} = \begin{cases} p & d_n = 1 \\ 1-p & d_n = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

ในการทำ TH จะกำหนดให้ TH ในลำดับที่  $n$  เป็น  $T_n$  โดยกำหนดให้ PDF ของ  $T_n$  มีการกระจายแบบสม่ำเสมอในช่วงเวลาดั้งแต่  $-T_s/2$  ถึง  $T_s/2$  สำหรับแบบแผน PSM และ PAM ซึ่งแสดงเป็นนิพจน์ได้

$$P\{T_n\} = \begin{cases} \frac{1}{T_s} & -\frac{T_s}{2} \leq T_n \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4.2)$$

สำหรับแบบแผน PPM จะกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตมีค่าเป็น  $\delta = T_s/2$  ดังนั้น จะกำหนดให้  $T_n$  มีการกระจายแบบสม่ำเสมอในช่วงเวลาดั้งแต่ 0 ถึง  $T_s/2$  ซึ่งแสดงเป็นนิพจน์ได้

$$P\{T_n\} = \begin{cases} \frac{2}{T_s} & 0 \leq T_n \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4.3)$$

สำหรับการพิจารณา PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตจะกำหนดให้สายอากาศส่งเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิก ได้พิจารณาให้อิมพีแดนซ์เครื่องส่งและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่งมีค่าเท่ากันเป็น  $R \Omega$  เพื่อให้ได้กรณีในอุดมคติที่ PSD มีการแผ่กระจายออกมามากที่สุดเหมือนกับการพิจารณา PSD ที่แผ่กระจายออกมาของหนึ่งรูปคลื่นในบทที่ 3

## 4.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM [13], [14]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้และที่ใช้ TH

### 4.2.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH

สัญญาณ UWB  $s$  ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(1-d_n)w_0(t-nT_s) + d_n w_1(t-nT_s)] \quad (4.4)$$

PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} [(1-d_n)W_0(f) + d_n W_1(f)] e^{-j2n\pi T_s} \right|^2 \quad (4.5)$$

### 4.2.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH

สัญญาณ UWB  $s$  ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(1-d_n + T_n)w_0(t-nT_s) + d_n w_1(t-nT_s + T_n)] \quad (4.6)$$

PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} [(1-d_n)W_0(f) + d_n W_1(f)] e^{-j2\pi f(nT_s + T_n)} \right|^2 \quad (4.7)$$

### 4.3 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้และที่ใช้ TH

#### 4.3.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH

สัญญาณ UWB  $s$  ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(1 - 2d_n)w(t - nT_s)] \quad (4.8)$$

PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} [(1 - 2d_n)W(f)] e^{-j2n\pi f T_s} \right|^2 \quad (4.9)$$

#### 4.3.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH

สัญญาณ UWB  $s$  ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(1 - 2d_n)w(t - nT_s + T_n)] \quad (4.10)$$

PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} [(1 - 2d_n)W(f)] e^{-j2\pi f(nT_s + T_n)} \right|^2 \quad (4.11)$$

### 4.4 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้และที่ใช้ TH

#### 4.4.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH

กำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตเป็น  $\delta = T_s / 2$  ดังนั้น สัญญาณ UWB  $s$  ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w \left[ t - \left( nT_s + d_n \frac{T_s}{2} \right) \right] \quad (4.12)$$

PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} W(f) e^{-j2\pi f(nT_s + d_n T_s / 2)} \right|^2 \quad (4.13)$$

#### 4.4.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH

สัญญาณ UWB  $s$  ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w \left[ t - \left( nT_s + d_n \frac{T_s}{2} + T_n \right) \right] \quad (4.14)$$

PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH แสดงเป็นนิพจน์เชิงทฤษฎีได้

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} W(f) e^{-j2\pi f(nT_s + d_n T_s / 2 + T_n)} \right|^2 \quad (4.15)$$

### 4.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์ PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตโดยพิจารณาแบบแผน PSM PAM และ PPM ที่ใช้และไม่ได้ใช้ TH ซึ่งรูปคลื่นของสัญญาณ UWB จะใช้รูปคลื่นที่ได้ออกแบบมาให้เป็นไปตามนิยามสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารดังแสดงในบทที่ 3 โดยที่ผลการศึกษา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบต่าง ๆ จะได้แสดงไว้ในบทที่ 5

## บทที่ 5

# การศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะทำการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต โดยจะทำการพิจารณาแบบแผน PSM PAM และ PPM ในการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM และ PPM จะเลือกเอารูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในกรณีที่มีแอมพลิจูดสูงสุดมาศึกษา ส่วนในการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ใช้แบบแผน PSM จะนำเอาคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในกรณีที่มีแอมพลิจูดสูงสุดมาศึกษา โดยทำการศึกษารูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับภายในและภายนอกอาคารของ FCC ทำการศึกษาแบบแผนมอดูเลตที่ไม่ได้ใช้และใช้ TH โดยได้กำหนดความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็นบิต '1' ให้เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 ซึ่งเป็นกรณีที่ข้อมูลดิจิทัลเป็นบิต '0' หรือ '1' เพียงอย่างเดียว และ 0.5 ซึ่งเป็นกรณีที่ข้อมูลดิจิทัลเป็นบิต '0' และ '1' เท่ากัน

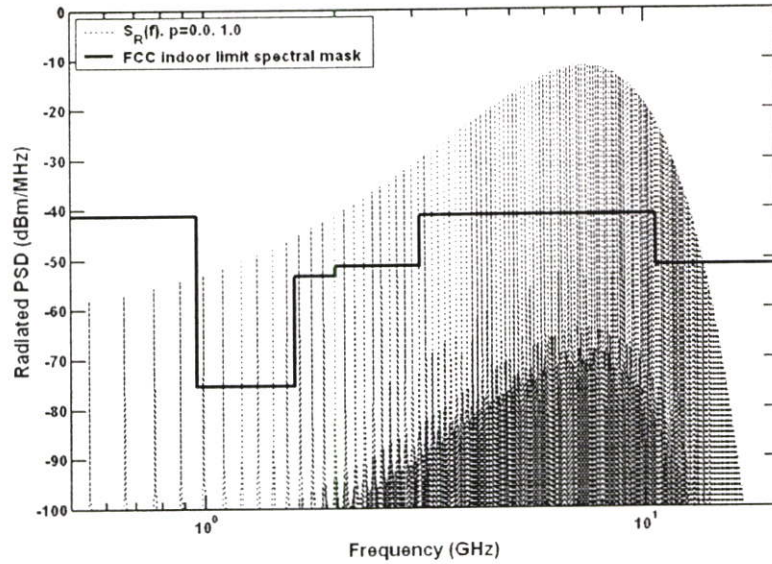
### 5.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM [13], [14]

สำหรับการพิจารณา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM จะเลือกใช้คู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตที่เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC ในกรณีที่รูปคลื่นมีแอมพลิจูดสูงสุด ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.5

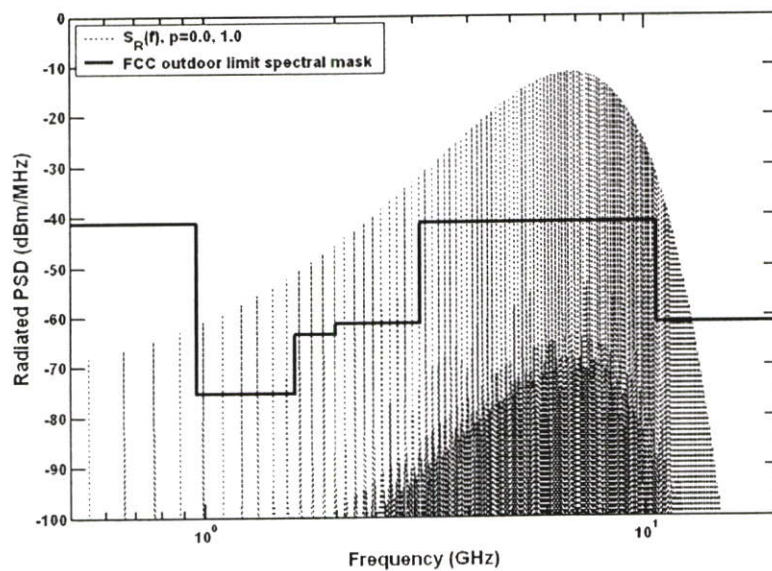
#### 5.2.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH

รูปที่ 5.1 และ 5.2 แสดง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 29.99 dB

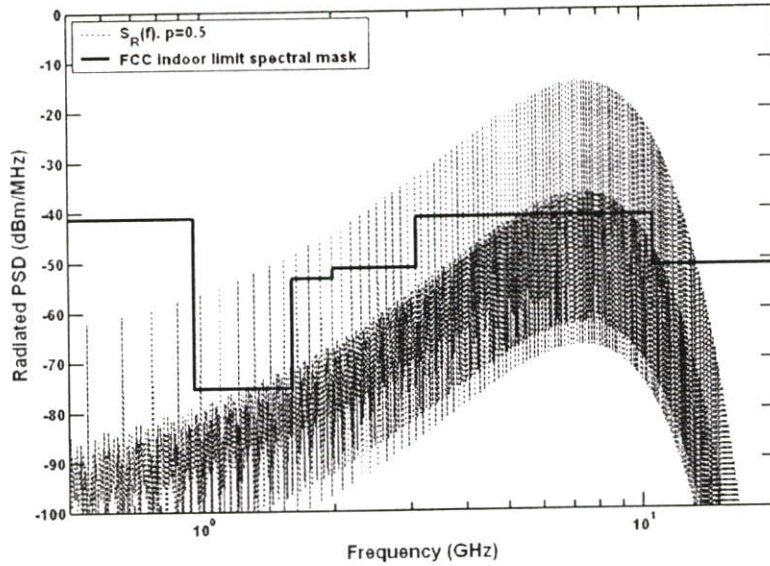
PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.3 และ 5.4 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 26.98 dB



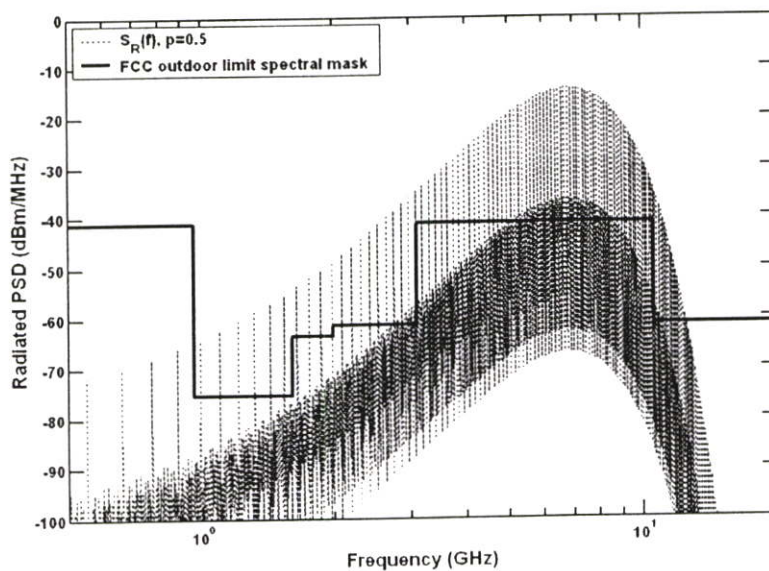
รูปที่ 5.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



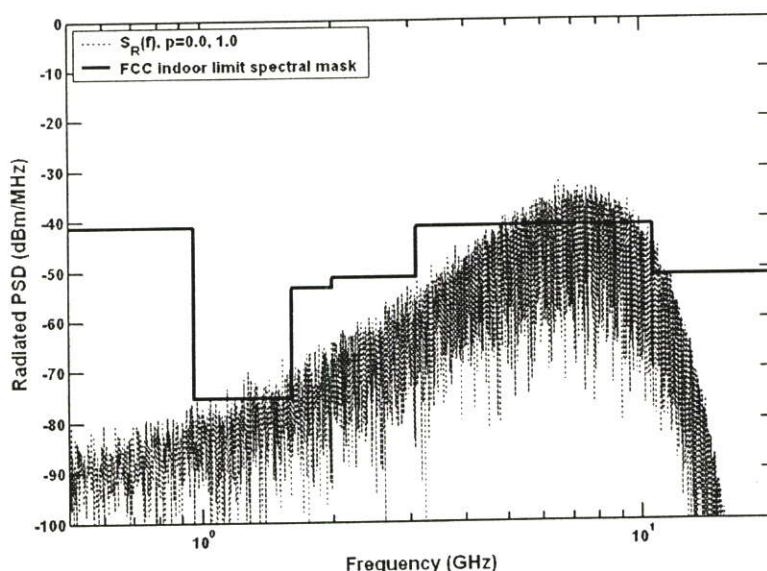
รูปที่ 5.3 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.4 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

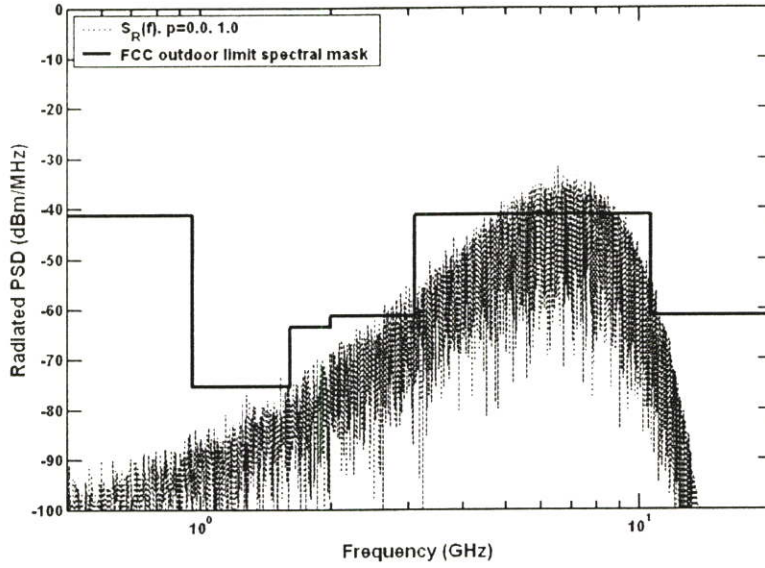
### 5.2.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH

รูปที่ 5.5 และ 5.6 แสดง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารมากที่สุดประมาณ 9.13 dB และสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 9.64 dB

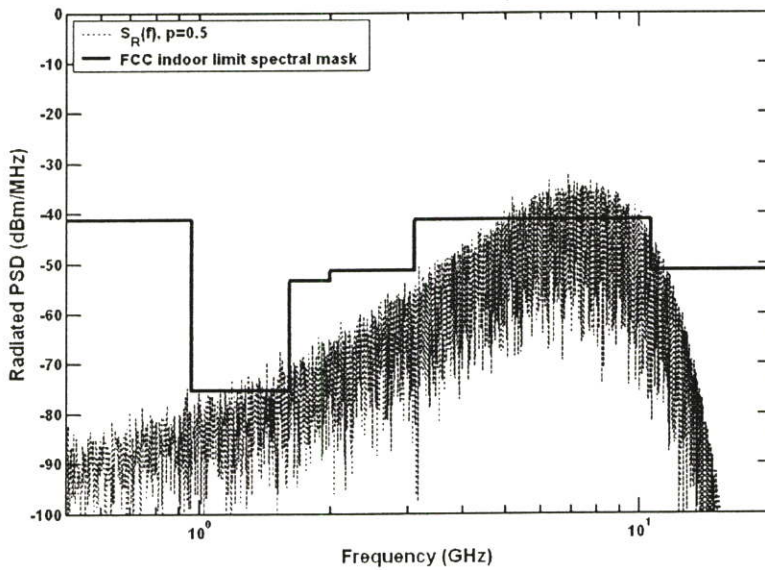


รูปที่ 5.5 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

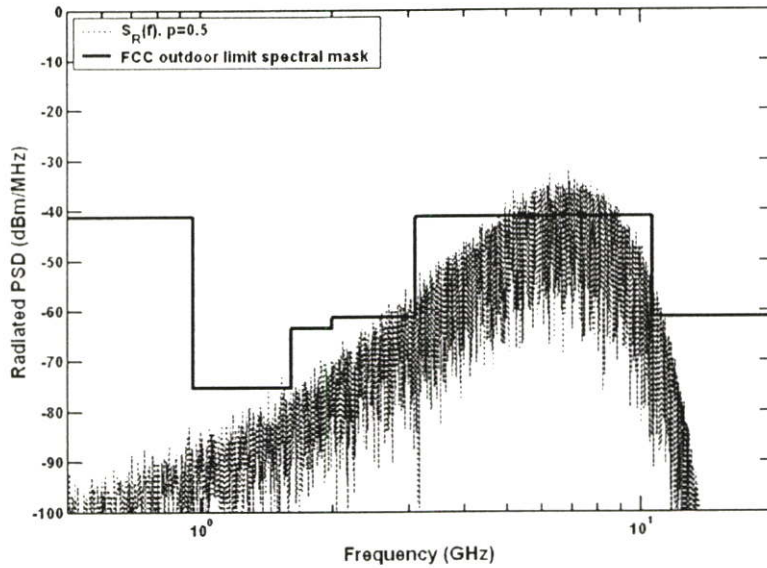
PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.7 และ 5.8 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารมากที่สุดประมาณ 9.13 dB และสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 9.34 dB



รูปที่ 5.6 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 5.7 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



**รูปที่ 5.8** PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PSM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

### 5.3 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM

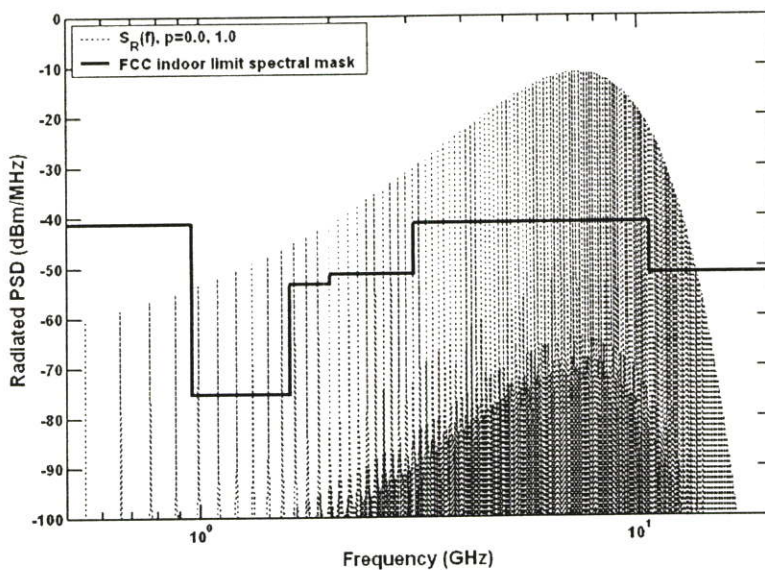
สำหรับการพิจารณา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM จะเลือกใช้รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตที่เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC ในกรณีที่รูปคลื่นมีแอมพลิจูดสูงที่สุด ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.3

#### 5.3.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH

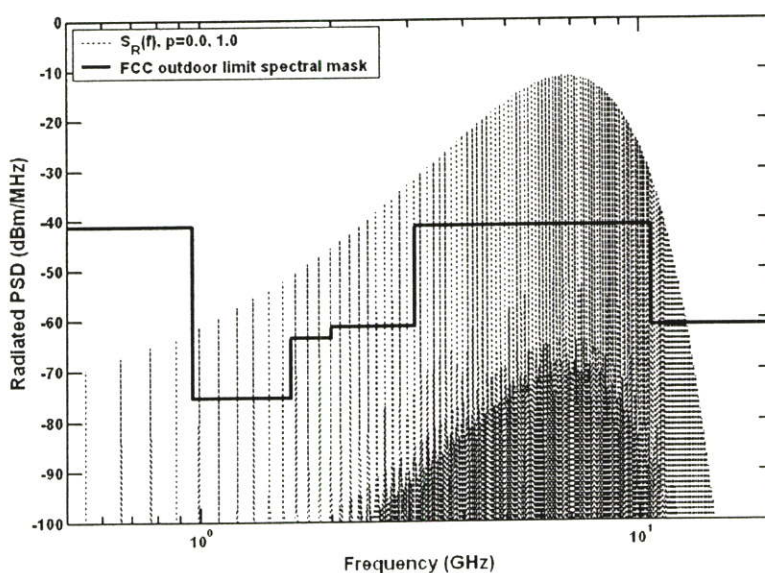
รูปที่ 5.9 และ 5.10 แสดง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 29.99 dB

PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD

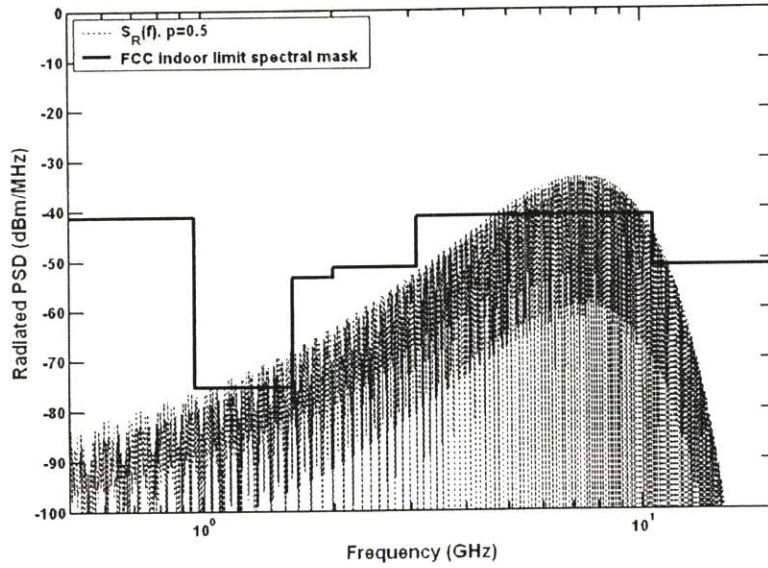
ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 7.71 dB



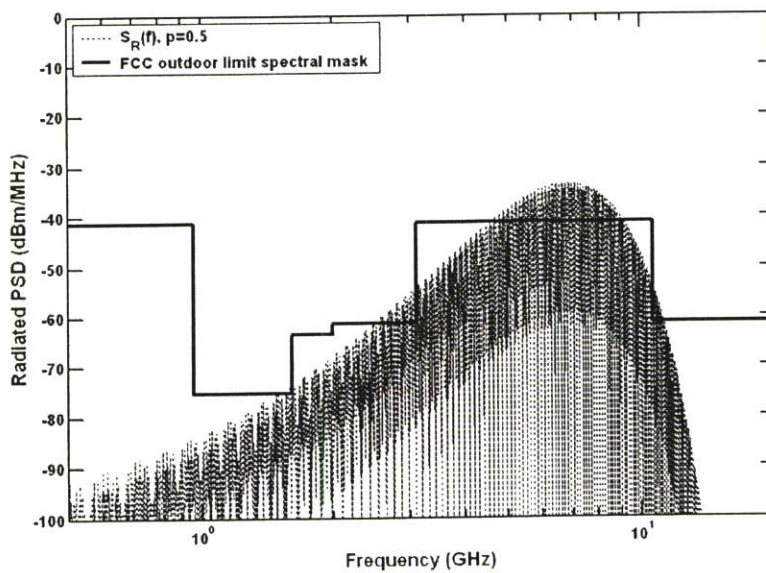
รูปที่ 5.9 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.10 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



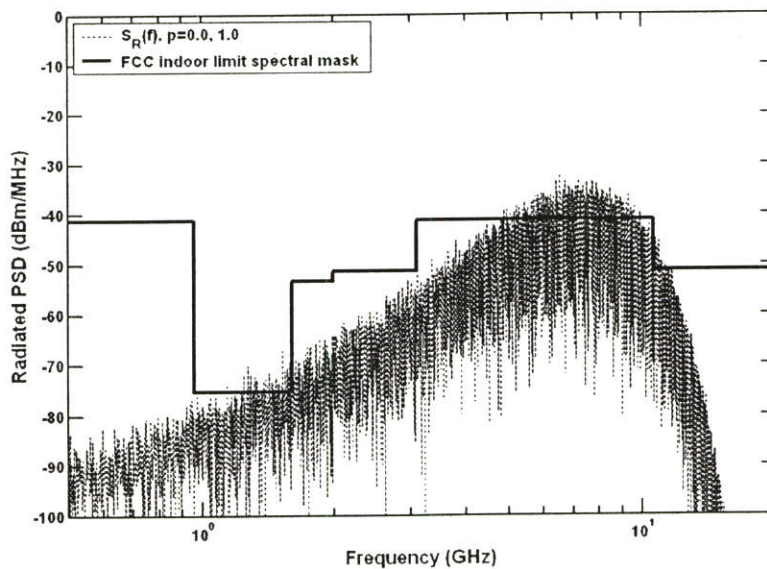
รูปที่ 5.11 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.12 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

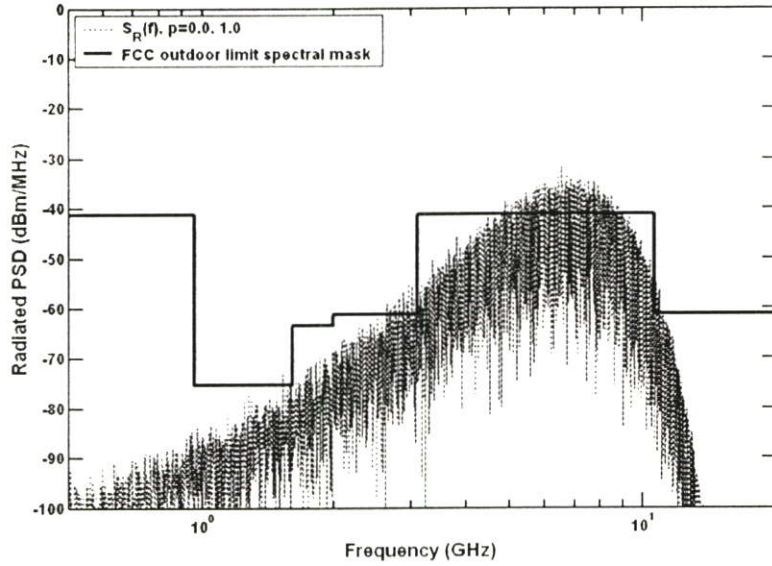
### 5.3.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH

รูปที่ 5.13 และ 5.14 แสดง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารมากที่สุดประมาณ 9.13 dB และสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 9.64 dB

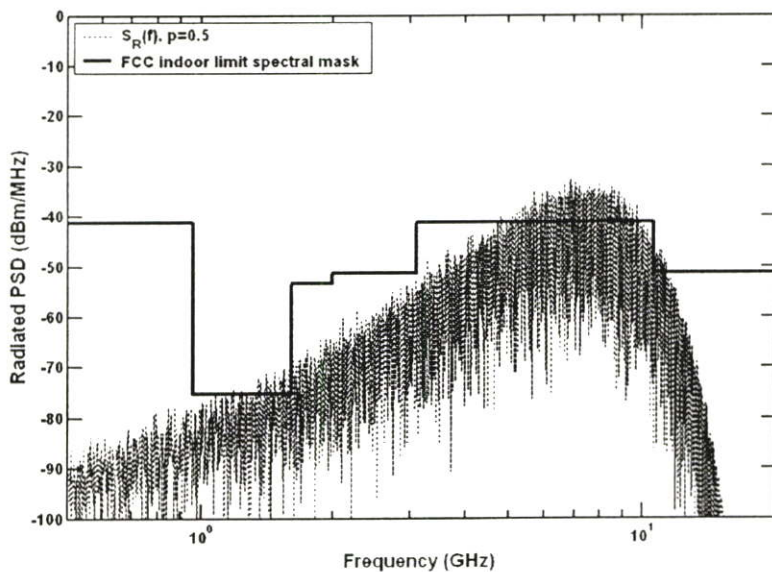


รูปที่ 5.13 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

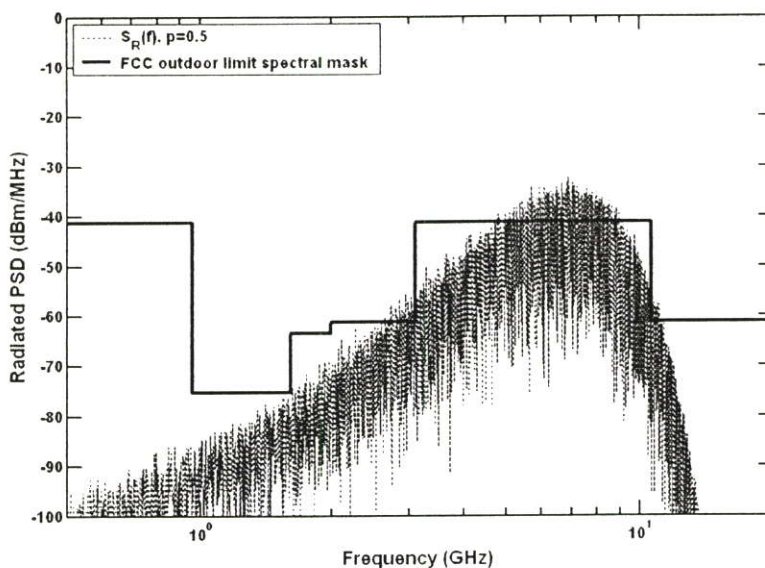
PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารมากที่สุดประมาณ 8.73 dB และสำหรับภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 9.31 dB



รูปที่ 5.14 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 5.15 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.16 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

#### 5.4 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM

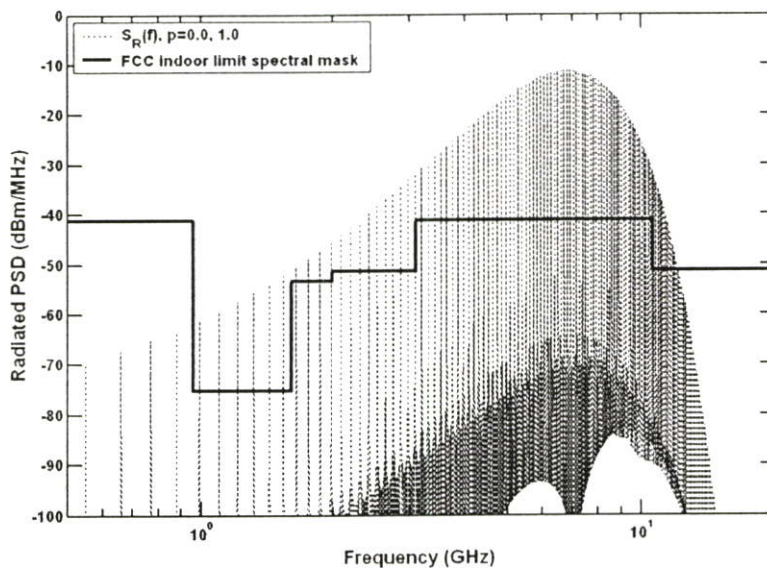
สำหรับการพิจารณา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM จะเลือกใช้รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตที่เป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC ในกรณีที่รูปคลื่นมีแอมพลิจูดสูงที่สุด ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.3

##### 5.4.1 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH

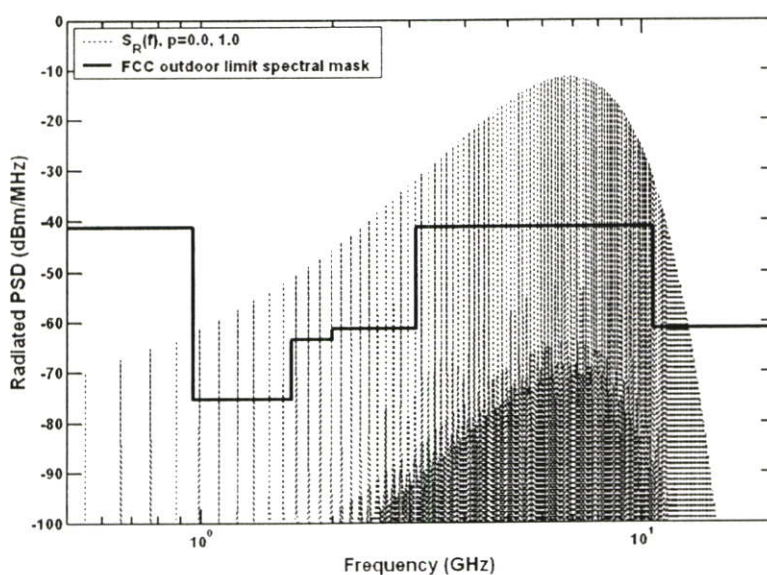
รูปที่ 5.17 และ 5.18 แสดง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 29.99 dB

PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.19 และ 5.20 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD

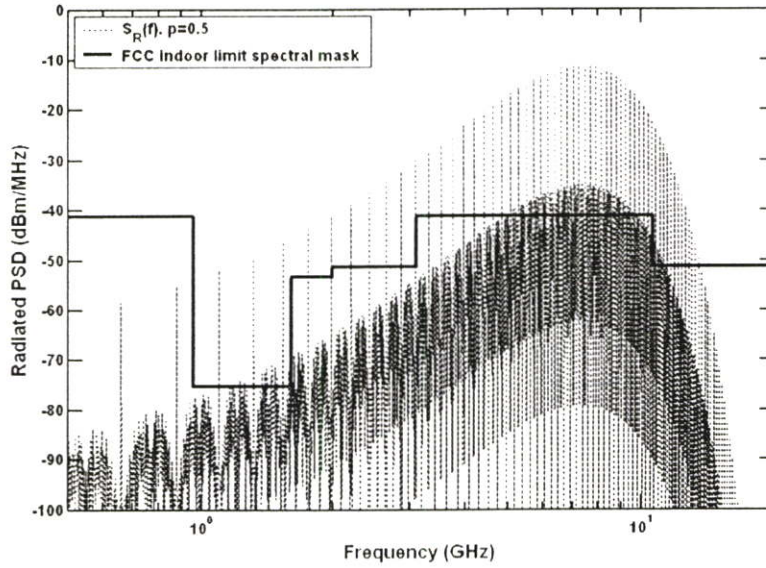
ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 29.99 dB



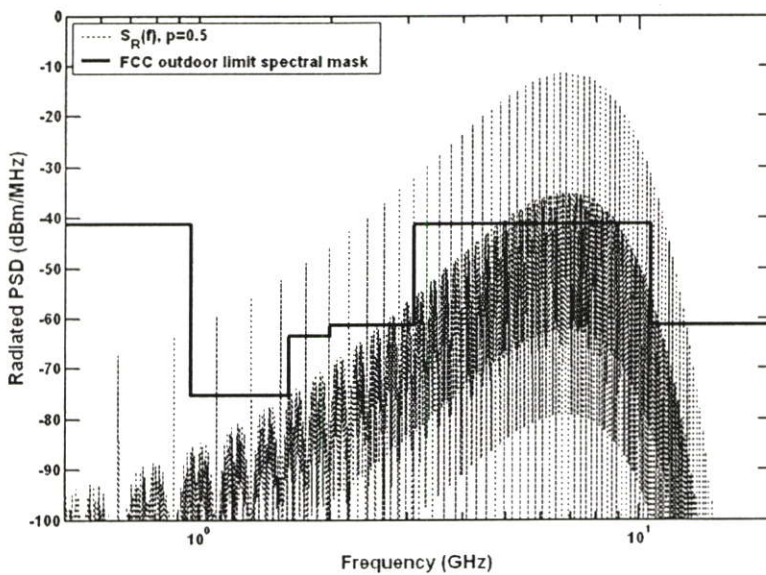
รูปที่ 5.17 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.18 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



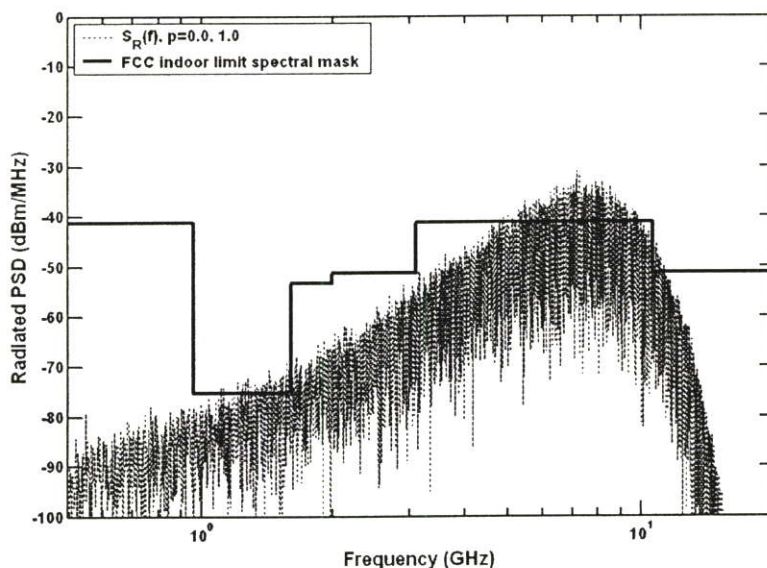
รูปที่ 5.19 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.20 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ไม่ได้ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

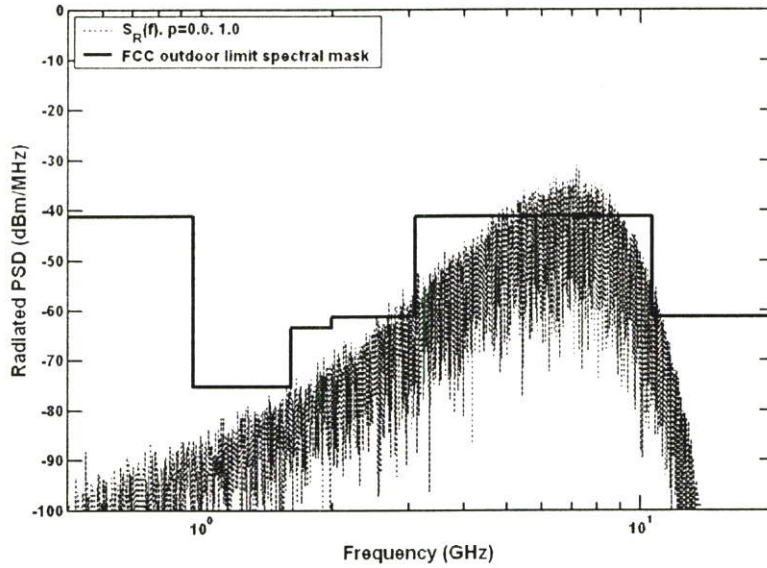
### 5.4.2 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH

รูปที่ 5.21 และ 5.22 แสดง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารมากที่สุดประมาณ 10.42 dB และสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 10.30 dB

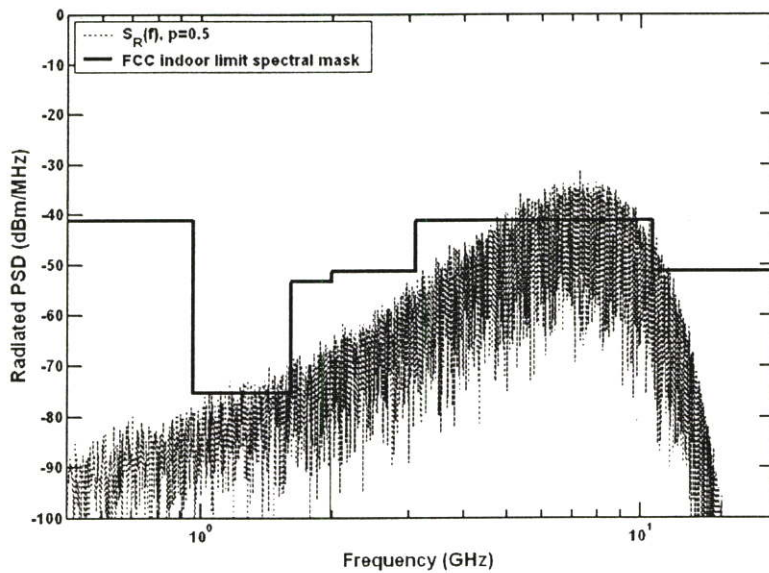


รูปที่ 5.21 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

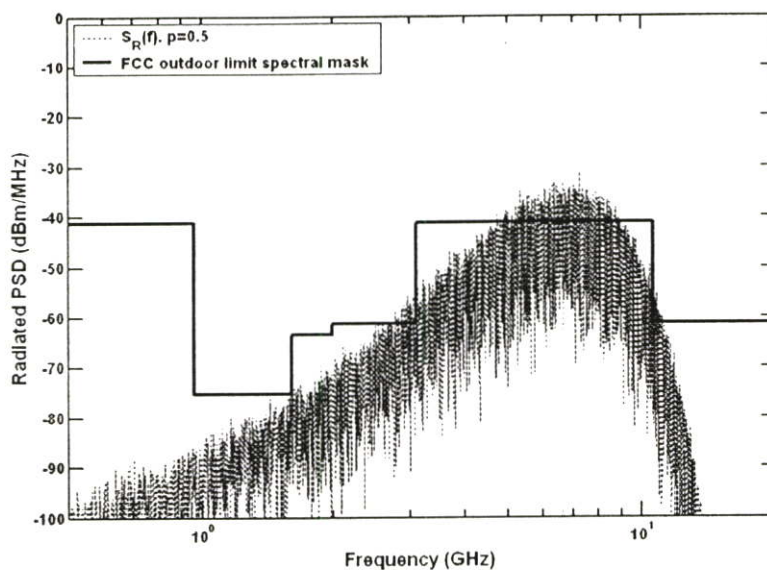
PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.23 และ 5.24 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า PSD ของสัญญาณจะเกินสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารมากที่สุดประมาณ 10.23 dB และสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคารมากที่สุดประมาณ 9.96 dB



รูปที่ 5.22 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร



รูปที่ 5.23 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร



รูปที่ 5.24 PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PPM ที่ใช้ TH และมีความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็น '1' เท่ากับ 0.5 สำหรับรูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

## 5.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้ทำการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต โดยจะทำการพิจารณาแบบแผน PSM PAM และ PPM สำหรับแบบแผน PSM การใช้ TH จะสามารถลดส่วนประกอบที่ไม่ต่อเนื่องของ PSD ได้ถึงประมาณ 21 dB ในกรณีของแบบแผน PAM การกำหนดให้ข้อมูลดิจิทัลมีการกระจายของบิต '0' และบิต '1' เท่ากัน ( $p = 0.5$ ) โดยที่ไม่ได้ใช้ TH จะสามารถลดส่วนประกอบที่ไม่ต่อเนื่องของ PSD ได้มากที่สุด นั่นคือ ลดได้ประมาณ 22 dB สำหรับแบบแผน PPM การใช้ TH จะสามารถลดส่วนประกอบที่ไม่ต่อเนื่องของ PSD ได้ประมาณ 20 dB

## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในบทนี้ได้สรุปผลของการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลต โดยในการศึกษาได้พิจารณาแบบแผนมอดูเลต UWB 3 แบบแผน ได้แก่ แบบแผน PSM PAM และ PPM โดยที่แต่ละแบบแผนได้ศึกษาในกรณีที่ไม่ได้ใช้ TH และใช้ TH โดยได้กำหนดความน่าจะเป็นของข้อมูลดิจิทัลเป็นบิต '1' ให้เท่ากับ 0.0 หรือ 1.0 ซึ่งเป็นกรณีที่ข้อมูลดิจิทัลเป็นบิต '0' หรือ '1' เพียงอย่างเดียว และ 0.5 ซึ่งเป็นกรณีที่ข้อมูลดิจิทัลเป็นบิต '0' และ '1' เท่ากัน ในการศึกษา PSD ของสัญญาณ UWB ที่ถูกมอดูเลตด้วยแบบแผน PAM และ PPM จะเลือกเอารูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในกรณีที่มีแอมพลิจูดสูงสุดมาศึกษา สำหรับการศึกษ PSD ของสัญญาณ UWB ที่ใช้แบบแผน PSM จะนำเอาคู่สัญญาณตั้งฉากของรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในกรณีที่มีแอมพลิจูดสูงสุดมาศึกษา โดยทำการศึกษารูปคลื่นที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์สำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC

### 6.1 สรุปผลของการศึกษา PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต

ตารางที่ 6.1 และ 6.2 แสดงระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ในกรณีที่ดีที่สุดของแต่ละแบบแผนการมอดูเลตในกรณีที่ใช้และไม่ได้ใช้ TH สำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ จากตารางสามารถสรุปได้ว่ารูปคลื่นสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารมีระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ประมาณมีค่าเท่ากัน การใช้ TH สามารถลดระดับ PSD ของสัญญาณที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ได้เป็นอย่างดีสำหรับในกรณีแบบแผน PSM และ PPM แต่สำหรับกรณีแบบแผน PAM การทำให้ข้อมูลดิจิทัลมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอจะสามารถลดระดับ PSD ของสัญญาณที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ได้มากที่สุด

### 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ผลที่ได้จากการศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้สามารถนำไปพิจารณาคัดแอมพลิจูดของสัญญาณ UWB ที่มีแบบแผนการมอดูเลตในแต่ละแบบ เพื่อที่จะทำให้เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารของ FCC ถึงแม้ว่า ข้อมูลดิจิทัลจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอและได้ใช้เทคนิค TH ในการลดระดับ PSD ของสัญญาณ แต่ระดับ PSD ของสัญญาณก็ยังเกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC อยู่ ดังนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องพัฒนาเทคนิคอื่นขึ้นมาสำหรับลดระดับส่วนประกอบที่ไม่ต่อเนื่องของ PSD นอกจากนั้น ในการศึกษานี้ ได้กำหนดให้สายอากาศส่งเป็น

แบบไอโซทรอปิก และกำหนดให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์อย่างสมบูรณ์ระหว่างสายอากาศส่งและเครื่องส่ง ดังนั้น เพื่อให้ได้ผลที่ถูกต้องตามความเป็นจริงมากขึ้น ควรที่จะนำเอาคุณสมบัติฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศส่ง อิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่ง และอิมพีแดนซ์ของเครื่องส่ง มาพิจารณาในการหา PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วย

**ตารางที่ 6.1** ระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ในกรณีที่ดีที่สุดของแต่ละแบบแผนการมอดูเลตในกรณีที่ใช้และไม่ได้ TH สำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

แบบแผนการมอดูเลต	ระดับ PSD ของสัญญาณที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC (dB)	
	ไม่ได้ใช้ TH	ใช้ TH
PSM	26.98	9.13
PAM	7.71	8.73
PPM	29.99	10.23

**ตารางที่ 6.2** ระดับ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC ในกรณีที่ดีที่สุดของแต่ละแบบแผนการมอดูเลตในกรณีที่ใช้และไม่ได้ TH สำหรับข้อจำกัดภายนอกอาคาร

แบบแผนการมอดูเลต	ระดับ PSD ของสัญญาณที่เกินสเปกตรัมมาร์คของ FCC (dB)	
	ไม่ได้ใช้ TH	ใช้ TH
PSM	26.98	9.34
PAM	7.71	9.31
PPM	29.99	9.96

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rule Regarding UWB Transmission Systems," **First Report**, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a new technology," **2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The emergence of an Important RF Technology," **2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [4] K. Siwiak, "Impact of ultra wide band transmissions on a generic receiver," **2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.
- [5] J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," **Wireless Personal Communications**, no. 22, pp. 197-317, 2002.
- [6] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada "Simple Waveform for UWB Communication," **The 2005 Electrical Engineering/Elrctronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)**, pp. 626-629, May 2005.
- [7] P. Supanakon, P. Prommasuksakul, S. Phomwong, P. Sithiyopasukul and J. Takada, "Simple Orthogonal Waveforms Satisfied FCC Indoor and Outdoor Spectral Masks for UWB Communication," **The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, no. 3, pp. 261-264, 10-13 July 2006.
- [8] J. Romme and L. Piazza, "On The Power Spectral Density of Time-Hopping Impulse Radio," **2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies**, pp. 241-244, May 2002.
- [9] N. H. Lehmann and A. M. Haimovich, "The Power Spectral Density of A Time Hopping UWB Signal: A Survey," **2003 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies**, pp. 234-239, Nov. 2003.

- [10] ETSI, "Harmonised Standards Covering Ultrawide Band (UWB) Applications," **Standisation Mandate: DG ENTR/G/3M/329**, Brussels, Feb. 2003.
- [11] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Iinatti, **UWB Theory and Applications**, John Wiley & Sons, Ltd., 2004.
- [12] J. Foester, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," **IEEE P802.15-02/368r5-SG3a**, Nov. 2002.
- [13] P. Prommasuksakul, P. Supanakon, S. Phomwong and J. Takada, "Power Spectral Density Analysis of Ultra Wideband Signal Using Pulse Shape Modulation," **The 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2007)**, no. 2, pp. 880-883, 9-12 May 2007.
- [14] P. Prommasuksakul, P. Supanakon, S. Phomwong and J. Takada, "Power Spectral Density of UWB Signal Using PSM without and with TH," **Have been published on Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT)**.

## ภาคผนวก ก

## บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

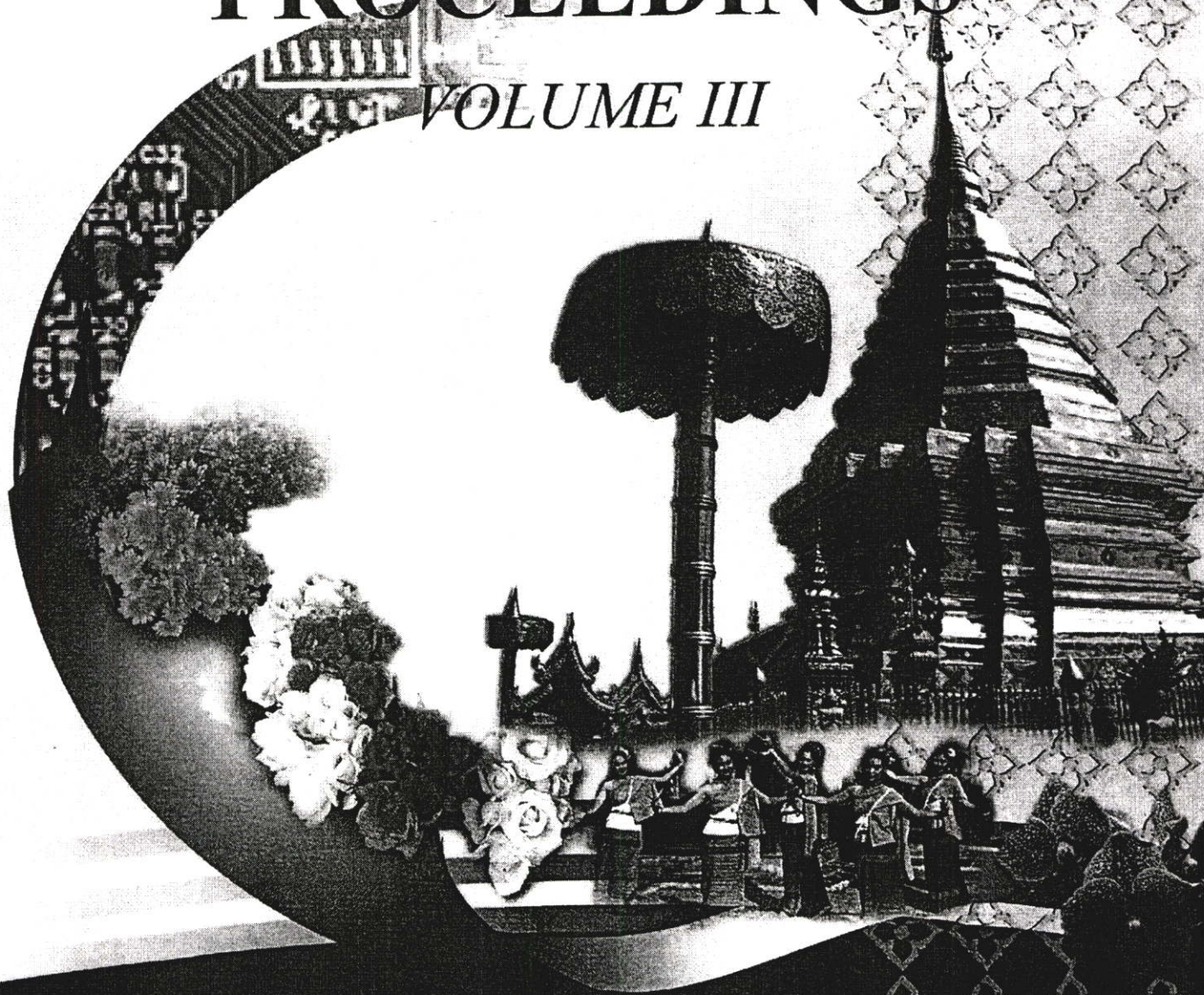
- [1] P. Supanakon, **P. Prommasuksakul**, S. Phomwong, P. Sithiyopasukul and J. Takada, "Simple Orthogonal Waveforms Satisfied FCC Indoor and Outdoor Spectral Masks for UWB Communication," The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006), no. 3, pp. 261-264, July 2006.
- [2] **P. Prommasuksakul**, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Power Spectral Density Analysis of Ultra Wideband Signal Using Pulse Shape Modulation," The 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2007), no. 2, pp. 880-883, 9-12 May 2007.
- [3] **P. Prommasuksakul**, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Power Spectral Density of UWB Signal Using PSM without and with TH," Have been published on Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT).

# ITC-CSCC 2006

*The International Technical Conference on  
Circuits/Systems, Computers and Communications*

## PROCEEDINGS

*VOLUME III*



*Sponsored By*

*THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION  
ASSOCIATION (ECTI), THAILAND*

*THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA*

*THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN  
NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND*

*In association with IEEE THAILAND SECTION*

## SIMPLE ORTHOGONAL WAVEFORMS SATISFIED FCC INDOOR AND OUTDOOR SPECTRAL MASKS FOR UWB COMMUNICATIONS

*Pichaya Supanakoon<sup>1,2</sup>, Parinya Prommasuksakul<sup>2</sup>, Sathaporn Promwong<sup>1,2</sup>, Pisan Sithiyopasukul<sup>2</sup> and Jun-ichi Takada<sup>3</sup>*

<sup>1</sup>Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),  
<sup>2</sup>Department of Information Engineering, Faculty of Engineering  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.  
 E-mail: {kspichay,s8061019,kpsathap,kspisan}@kmitl.ac.th  
<sup>3</sup>Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,  
 2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan.  
 E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

### ABSTRACT

In this paper, the simple orthogonal waveforms for ultra wideband (UWB) communications are presented to satisfy the UWB signal definition and Federal Communications Commission (FCC) indoor and outdoor spectral masks. The orthogonal pairs of modulated rectangular and modulated Gaussian waveforms are considered. The binary pulse-amplitude modulation (BPAM) with balance binary data independent identically distributed (i.i.d.) random sequence is considered to easily derive the power spectral density (PSD) of these waveforms. The PSD and parameters of optimized waveforms are shown. These waveforms can be used for pulse shape modulation (PSM) scheme in UWB communications.

**Keywords:** Ultra wideband (UWB) communications, pulse shape modulations (PSM), orthogonal waveform, spectral mask.

### 1. INTRODUCTION

An ultra wideband (UWB) refers to a technology which make the use of signal waveforms occupied a very large bandwidth. The Federal Communication Commission (FCC) in US defines the UWB signal as any signal where the fractional bandwidth is equal to or greater than 0.20 or the occupied bandwidth is equal to or greater than 0.50 GHz. The fractional and occupied bandwidth are defined as [1]

$$\text{Fractional bandwidth} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}, \quad (1)$$

$$\text{Occupied bandwidth} = f_H - f_L, \quad (2)$$

where  $f_L$  and  $f_H$  are the lowest and highest frequencies at the -10 dB point, respectively.

The main concern about UWB communications is that they occupy a portion of spectrum where other narrowband

communications already operate, so a regulation is necessary in order to avoid co-existence interference problems. Therefore, the FCC regulates the indoor and outdoor spectral masks to limit the maximum emission of unlicensed UWB signals for guaranteeing the protection to the already existent and planed radio services. The UWB communications specified the FCC indoor and outdoor spectral masks are undetectable by other communication systems and having power spectral density (PSD) below the past 15 noise limit. Furthermore, UWB radio technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, low cost indoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [2].

Numerous UWB waveforms have been proposed [3]. The waveform designs are reviewed, but no considered about the UWB signal definition and spectral masks specified by FCC. The signal processing and numerical techniques are used to design UWB waveform [4]-[8]. Although the waveform has very high effective spectral in the designed frequency range, these algorithms are complicated. Therefore, the simple waveforms for UWB communications are proposed [9]. These waveforms have closed form expressions in both time and frequency domain, but there is no consideration about orthogonal waveform that used for pulse shape modulation (PSM) scheme [10].

In this paper, the simple orthogonal waveforms for UWB communications are presented to satisfy the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor spectral masks. The orthogonal pairs of modulated rectangular and modulated Gaussian waveforms are considered. They are optimized to maximized bandwidth, amplitude and average power in the frequency rage from 3.1 to 10.6 GHz. The BPAM with balance binary data independent identically distributed (i.i.d.) random sequence is considered to easily derive the PSD of these waveforms [11]. The PSD and parameters of the optimized waveforms are shown. These waveforms can be used for PSM scheme in UWB communications.

The rest of this paper is organized as follows. Section

2, the waveform models are briefly described. Next, the optimization results are demonstrated in Sec. 3. Finally, the conclusions are discussed in Sec. 4.

## 2. WAVEFORM MODELS

The orthogonal pairs of modulated rectangular and modulated Gaussian waveforms are considered. These waveforms are assumed to be a voltage signals. For obtaining the continuous component of PSD, the BPAM with balance binary data i.i.d. random sequence is considered. Then, the PSD of the transmitted waveform can be simplified to [11]

$$S(f) = \frac{1}{T_s} |F(f)|^2, \quad (3)$$

where  $T_s$  is the time interval of one waveform and  $F(f)$  is the spectral density function of the waveform. The spectral density function can be calculated by using Fourier transform,

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j2\pi ft} dt, \quad (4)$$

where  $f(t)$  is the waveform in time domain.

### 2.1. Modulated Rectangular Waveform

The orthogonal pair of modulated rectangular waveforms in time domain,  $f_1$  and  $f_2$ , and its spectral density function,  $F_1$  and  $F_2$ , are given by

$$f_1(t) = \begin{cases} A_1 \sin(2\pi f_c t) & |t| \leq \frac{t_b}{2} \\ 0 & |t| > \frac{t_b}{2} \end{cases}, \quad (5)$$

$$f_2(t) = \begin{cases} A_2 \cos(2\pi f_c t) & |t| \leq \frac{t_b}{2} \\ 0 & |t| > \frac{t_b}{2} \end{cases}, \quad (6)$$

$$F_1(f) = \frac{A_1 t_b}{j2} \begin{cases} \text{sinc}[t_b(f - f_c)] \\ -\text{sinc}[t_b(f + f_c)] \end{cases}, \quad (7)$$

$$F_2(f) = \frac{A_2 t_b}{2} \begin{cases} \text{sinc}[t_b(f - f_c)] \\ +\text{sinc}[t_b(f + f_c)] \end{cases}, \quad (8)$$

where  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ ,  $f_c$  is the carrier frequency,  $t_b$  is the pulse width of the waveform,  $A_1$  and  $A_2$  are the maximum amplitude of waveform envelopes  $f_1$  and  $f_2$ , respectively.

### 2.2. Modulated Gaussian Waveform

The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms in time domain,  $f_1$  and  $f_2$ , and its spectral density function,

$F_1$  and  $F_2$ , are given by

$$f_1(t) = A_1 e^{-(t/d)^2} \sin(2\pi f_c t), \quad (9)$$

$$f_2(t) = A_2 e^{-(t/d)^2} \cos(2\pi f_c t), \quad (10)$$

$$F_1(f) = \frac{A_1 d \sqrt{\pi}}{j2} \begin{bmatrix} e^{-\pi^2 d^2 (f - f_c)^2} \\ -e^{-\pi^2 d^2 (f + f_c)^2} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$F_2(f) = \frac{A_2 d \sqrt{\pi}}{2} \begin{bmatrix} e^{-\pi^2 d^2 (f - f_c)^2} \\ +e^{-\pi^2 d^2 (f + f_c)^2} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

where  $f_c$  is the carrier frequency,  $d$  is the  $1/e$  characteristic decay time,  $A_1$  and  $A_2$  are the maximum amplitude of waveform envelopes  $f_1$  and  $f_2$ , respectively.

### 2.3. RADIATION POWER

For considering the radiation power, the transmitter (Tx) antenna is assumed to be the isotropic antenna. The internal circuit and Tx antenna impedances are assumed to be the same real value  $R$ . That is the ideal case with maximum radiated PSD. In this paper, the path loss and measurement system are not considered. Therefore the radiated PSD  $S_R$  of this ideal case can be written as

$$S_R(f) = \frac{1}{4R} S(f). \quad (13)$$

## 3. OPTIMIZATION RESULTS

The orthogonal pair of waveform models are optimized for UWB communication. The UWB signal definition by FCC and FCC indoor and outdoor spectral masks are considered. The condition of  $f_L$  and  $f_H$  are set to  $3.1 \text{ GHz} \leq f_L < f_H \leq 10.6 \text{ GHz}$ . Each waveform must has fractional bandwidth equal to or greater than 0.20 or occupied bandwidth equal to or greater than 500 MHz. The PSD of each waveform is satisfied the FCC spectral masks. The three assumptions for good UWB signal waveform are consider. First is wide bandwidth for reducing the effect of multipath fading [12]. Next is high amplitude for increasing the efficiency of peak detection receiver. Final is large average power for increasing the signal to noise ratio (SNR). Then, each waveform is optimized to maximized bandwidth, amplitude and average power in the frequency range from 3.1 to 10.6 GHz for FCC indoor and outdoor spectral masks. These optimized conditions are considered from the geometric average between the orthogonal pair. For the optimizations, the solutions of frequency is 0.01 GHz, time is 0.01 ns and amplitude is 0.01 V.

### 3.1. Optimization of Modulated Rectangular Waveform

The orthogonal pairs of modulated rectangular waveforms are satisfied the UWB signal definition and spectral masks. For the indoor limit, the parameters obtained from

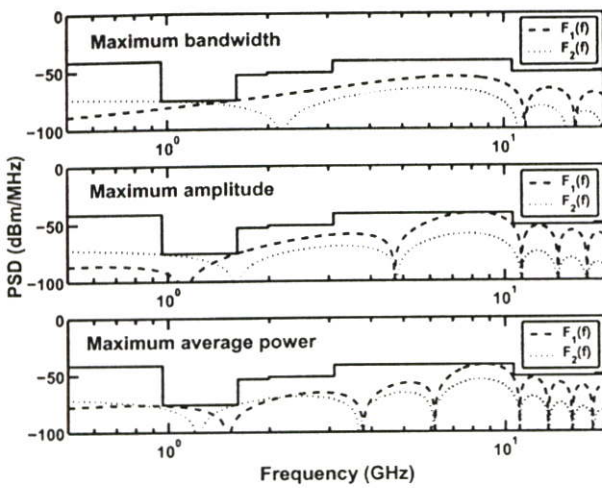


Fig.1: PSD of optimized modulated rectangular waveforms compared with FCC indoor spectral mask.

the maximum bandwidth optimization are  $t_b = 0.21$  ns,  $f_c = 6.61$  GHz,  $A_1 = 1.12\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 0.30\sqrt{RT_s}$  V. The parameters obtain from the maximum amplitude optimization are  $t_b = 0.31$  ns,  $f_c = 7.99$  GHz,  $A_1 = 3.52\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 0.45\sqrt{RT_s}$  V. The parameters obtain from the maximum average power optimization are  $t_b = 0.41$  ns,  $f_c = 8.59$  GHz,  $A_1 = 2.63\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 0.60\sqrt{RT_s}$  V. The PSD of optimized waveforms compared with FCC indoor spectral mask are shown in Fig. 1.

For maximum bandwidth optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 1.09 and 1.03 fractional bandwidths, 7.39 and 6.59 GHz occupied bandwidths. The average powers are -75.72 and -86.18 dBm, respectively. For maximum amplitude optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 0.58 and 0.60 fractional bandwidths, 4.73 and 4.72 GHz occupied bandwidths. The average powers are -63.67 and -81.10 dBm, respectively. For maximum average power optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 0.41 and 0.42 fractional bandwidths, 3.54 and 3.62 GHz occupied bandwidths. The average powers are -64.52 and -77.57 dBm, respectively.

For the outdoor limit, the parameters obtain from the maximum bandwidth optimization are  $t_b = 0.21$  ns,  $f_c = 6.61$  GHz,  $A_1 = 1.12\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 0.30\sqrt{RT_s}$  V. The parameters obtain from the maximum amplitude optimization are  $t_b = 0.40$  ns,  $f_c = 6.32$  GHz,  $A_1 = 1.53\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 0.48\sqrt{RT_s}$  V. The parameters obtain from the maximum average power optimization are  $t_b = 2.45$  ns,  $f_c = 9.49$  GHz,  $A_1 = 0.44\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 0.43\sqrt{RT_s}$  V. The PSD of optimized waveforms compared with FCC outdoor spectral mask are shown in Fig. 2.

For maximum bandwidth optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 1.09 and 1.03 fractional bandwidths, 7.39 and 6.59 GHz occupied bandwidths. The average powers

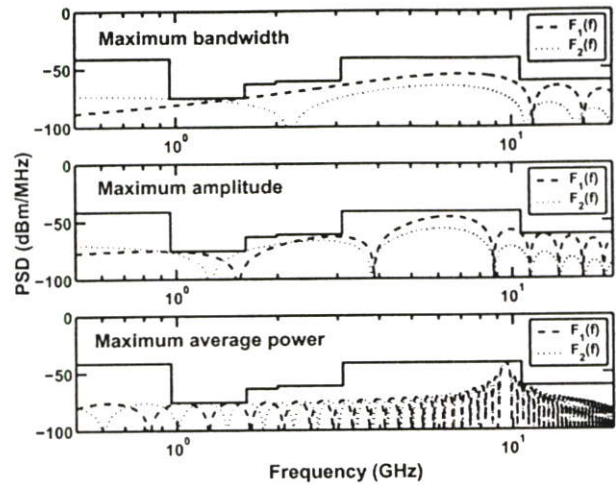


Fig.2: PSD of optimized modulated rectangular waveforms compared with FCC outdoor spectral mask.

are -75.72 and -86.18 dBm, respectively. For maximum amplitude optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 0.56 and 0.60 fractional bandwidths, 3.60 and 3.73 GHz occupied bandwidths. The average powers are -69.54 and -79.62 dBm, respectively. For maximum average power optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 0.06 and 0.06 fractional bandwidths, 0.60 and 0.58 GHz occupied bandwidths. The average powers are -72.33 and -72.37 dBm, respectively.

### 3.2. Optimization of Modulated Gaussian Waveform

The orthogonal pairs of modulated Gaussian waveforms are satisfied the UWB definition and spectral masks. For the indoor limit, the parameters obtain from the maximum bandwidth optimization are  $d = 0.10$  ns,  $f_c = 6.51$  GHz,  $A_1 = 1.33\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 1.29\sqrt{RT_s}$  V. For the maximum amplitude and average power optimizations, the parameters are the same. The obtained results are  $d = 0.11$  ns,  $f_c = 7.34$  GHz,  $A_1 = 5.58\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 5.58\sqrt{RT_s}$  V. The PSD of optimized waveforms compared with FCC indoor spectral mask are shown in Fig. 3.

For maximum bandwidth optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 1.05 and 1.05 fractional bandwidths, 6.82 and 6.82 GHz occupied bandwidths. The average powers are -75.65 and -75.93 dBm, respectively. For maximum amplitude and average power optimizations, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 0.84 and 0.84 fractional bandwidths, 6.20 and 6.20 GHz occupied bandwidths. The average powers are -62.75 and -62.75 dBm, respectively.

For the outdoor limit, the parameters obtain from the maximum bandwidth optimization are  $d = 0.10$  ns,  $f_c = 6.51$  GHz,  $A_1 = 1.33\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 1.29\sqrt{RT_s}$  V. For the maximum amplitude and average power optimizations, the parameters are the same. The obtained results

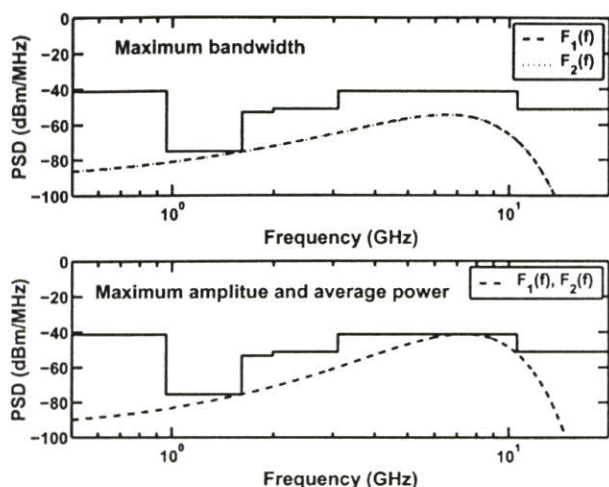


Fig.3: PSD of optimized modulated Gaussian waveforms compared with FCC indoor spectral mask.

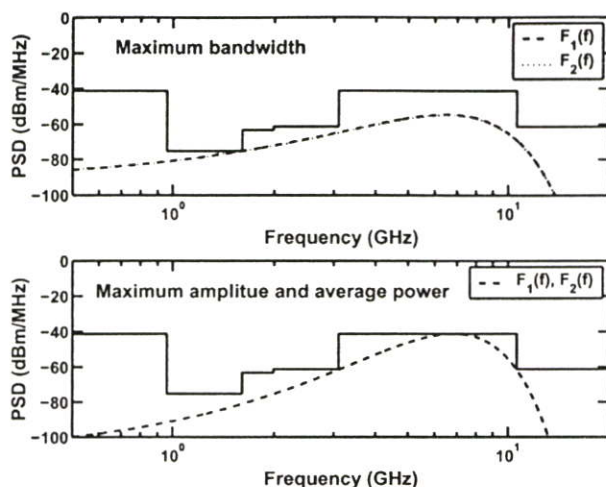


Fig.4: PSD of optimized modulated Gaussian waveforms compared with FCC outdoor spectral mask.

are  $d = 0.13$  ns,  $f_c = 6.85$  GHz,  $A_1 = 4.72\sqrt{RT_s}$  V and  $A_2 = 4.72\sqrt{RT_s}$  V. The PSD of optimized waveforms compared with FCC outdoor spectral mask are shown in Fig. 4.

For maximum bandwidth optimization, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 1.05 and 1.05 fractional bandwidths, 6.82 and 6.82 GHz occupied bandwidths. The average powers are -75.65 and -75.93 dBm, respectively. For maximum amplitude and average power optimizations, the waveforms  $f_1$  and  $f_2$  have 0.77 and 0.77 fractional bandwidths, 5.24 and 5.24 GHz occupied bandwidths. The average powers are -63.25 and -63.25 dBm, respectively.

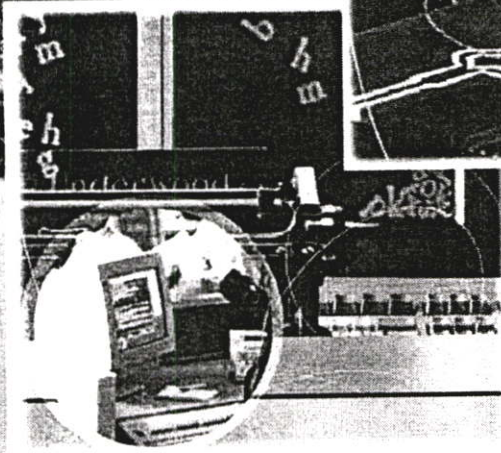
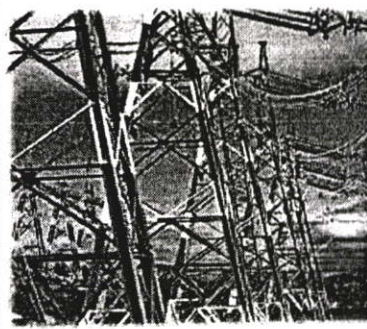
#### 4. CONCLUSION

In this paper, the simple orthogonal waveforms for UWB communications are presented to satisfy the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor spectral masks. The orthogonal pairs of modulated rectangular and modulated Gaussian waveforms are considered. From the optimization results, the bandwidth of modulated rectangular waveform orthogonal pair is slightly more than that of modulated Gaussian waveform orthogonal pair, while the amplitude and average power of modulated Gaussian waveform orthogonal pair is much more than that of modulated rectangular waveform orthogonal pair for both FCC indoor and outdoor spectral masks. Then, the orthogonal pair of modulated Gaussian waveform is better to be used for PSM scheme in UWB communications and satisfy the FCC indoor and outdoor spectral masks.

#### 5. REFERENCES

[1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.

- [2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [3] B. Allen, S. A. Ghorashi and M. Ghavami, "A Review of Pulse Design for Impulse Radio," *2004 IEE Seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, pp. 93-97, Jul. 2004.
- [4] M. Ghavami, L. Miscael, R. Khono, "Hermite Function Based Orthogonal Pulses for Ultra Wideband Communication," *WPMC*, 2001.
- [5] C. A. Corral, S. Sibecas, S. Emami and G. Stratis, "Pulse Spectrum Optimization for Ultra-Wideband Communication," *Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Techniques*, pp. 31-35, May 2002.
- [6] R. Dilmaghani, M. Ghavami, B. Allen, H. Aghvami, "Novel UWB Pulse Shaping Using Prolate Spheroidal Wavefunctions," *IEEE PIMRC*, 2003.
- [7] S. Ciolino, M. Ghavami, H. Aghvami, "UWB Pulse Shape Modulation System Using Wavelet Packets," *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, 2003.
- [8] A. B. Parr, B. L. Cho, K. Wallace and Z. Ding, "A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 219-221, May 2003.
- [9] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada "Simple Waveform for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)*, pp. 626-629, May 2005.
- [10] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Linatti, *UWB Theory and Applications*, John Wiley & Sons, 2004.
- [11] M. Z. Win, "On The Power Spectral Density of Digital Pulse Streams Generated by M-Ary Cyclostationary Sequences in The Presence of Stationary Timing Jitter," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 46, no. 9, pp. 1135-1145, Sept. 1998.
- [12] M. Welborn and J. McCorkle, "The Importance of Fractional Bandwidth in Ultra-Wideband Pulse Design," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, vol. 2, pp. 753-757, 2002.



# ECTI-CON 2007

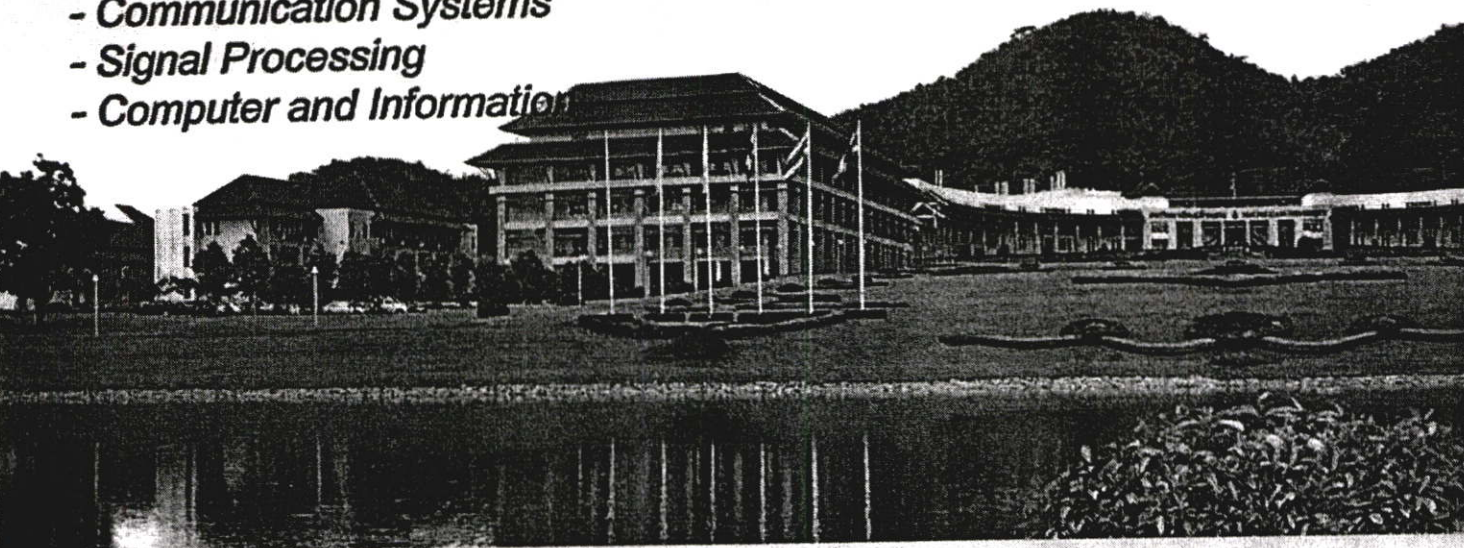
*Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand  
May 9-12, 2007*

## **VOLUME 1**

- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

## **VOLUME 2**

- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



# Power Spectral Density Analysis of Ultra Wideband Signal Using Pulse Shape Modulation

Parinya Prommasuksakul\*, Pichaya Supanakoon\*,†, Sathaporn Promwong\*,† and Jun-ichi Takada†

\*Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,

†Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Bangkok 10520, THAILAND

E-mail: {s8061019,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th

†Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,

2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan

E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

**Abstract**—According to satisfy the Federal Communications Commission (FCC) indoor and outdoor limit spectral masks, a good understanding of power spectral density (PSD) of ultra wideband (UWB) signal and how it is influenced by modulation without and with time hopping (TH) is necessary. In this paper, the PSD of UWB signal using pulse shape modulation (PSM) without and with TH is analyzed. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms, which satisfied the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor limit spectral masks, are considered. The PSD of UWB signal is analyzed and shown. The results are discussed in the conclusion.

## I. INTRODUCTION

Almost all communication systems employ the sinusoidal signal as a transmitted waveform. Its information is mapped via the modulation. The result is that the power spectral density (PSD) of this signal is well concentrated in specific frequency band. It easily suppresses noise and interference by using bandpass filter. Unfortunately, the narrowband system is sensitive to fading. Furthermore, frequency spectrum is divided into many narrow frequency bands causing deficient spectrum for new communication system.

An ultra wideband (UWB) refers to a technology, which makes the use of a signal waveform occupied a very large bandwidth. The Federal Communications Commission (FCC) in US defines the UWB signal, which is any signal where the fractional bandwidth is equal to or greater than 0.20, or the occupied bandwidth is equal to or greater than 0.50 GHz. The fractional and occupied bandwidth are defined as [1]

$$\text{Fractional bandwidth} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}, \quad (1)$$

$$\text{Occupied bandwidth} = f_H - f_L, \quad (2)$$

where  $f_L$  and  $f_H$  are the lowest and highest frequencies at the -10 dB point, respectively.

The main concern about UWB communications is that they occupy a portion of spectrum where other narrowband communications already operate, so a regulation is necessary in order to avoid co-existence interference problems. Therefore, the FCC regulates the indoor and outdoor spectral masks to limit the maximum emission of unlicensed UWB signals

for guaranteeing the protection to the already existent and planned radio services. The UWB communications specified FCC indoor and outdoor spectral masks are undetectable by other communication systems and having the PSD below past 15 noise limit. Furthermore, the UWB radio technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, low cost, indoor and outdoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [2]-[5].

Numerous UWB waveforms have been proposed [6]. The waveform designs are reviewed, but no considered about the UWB signal definition and spectral masks specified by FCC. The signal processing and numerical techniques are used to design the UWB waveform [7]-[14]. Although the waveform has very high effective spectral in designed frequency range, these algorithms are complex. Therefore, the simple waveforms for UWB communications are proposed [15]. After that, the orthogonal pairs of simple UWB waveforms are developed for pulse shape modulation (PSM) scheme [16]. Although, these waveforms have the closed form expressions in both time and frequency domains, they are considered only the PSD of one UWB waveform. There is no consideration about the PSD of pulse train of UWB signal using modulation scheme.

In this paper, the PSD of UWB signal using modulation scheme is analyzed. The modulation scheme is focused on the PSM without and with time hopping (TH) [17]. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms, which satisfied the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor limit spectral masks [16], are considered. The PSD of UWB signal consists of the continuous and discrete components. The discrete component presents greater interference to narrowband communication system than the continuous component. The PSD of UWB signal using PSM without and with TH is analyzed and shown. The capability of PSM with TH that suppressed the discrete component is discussed in the conclusion.

This paper is organized as follows. Section 2, the PSD of UWB signal using PSM is briefly described. Next, the PSD analysis results are demonstrated in Sec. 3. Finally, the conclusions are drawn in Sec. 4.

## II. PSD OF UWB SIGNAL USING PSM

In this section, we will first introduce the UWB waveform model. After that, we will investigate the PSD of UWB signal using PSM without and with TH.

1) *UWB Waveform Model*: The UWB waveforms that used for PSM scheme are the orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms in time domain,  $f_1$  and  $f_2$ , and their spectral density functions,  $F_1$  and  $F_2$ , are given by [16]

$$f_0(t) = A_0 e^{-(t/d)^2} \sin(2\pi f_c t), \quad (3)$$

$$f_1(t) = A_1 e^{-(t/d)^2} \cos(2\pi f_c t), \quad (4)$$

$$F_0(f) = \frac{A_0 d \sqrt{\pi}}{j2} \begin{bmatrix} e^{-\pi^2 d^2 (f-f_c)^2} \\ -e^{-\pi^2 d^2 (f+f_c)^2} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$F_1(f) = \frac{A_1 d \sqrt{\pi}}{2} \begin{bmatrix} e^{-\pi^2 d^2 (f-f_c)^2} \\ +e^{-\pi^2 d^2 (f+f_c)^2} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where  $f_c$  is the carrier frequency,  $d$  is the  $1/e$  characteristic decay time,  $A_0$  and  $A_1$  are the maximum amplitudes of waveform envelopes  $f_0$  and  $f_1$ , respectively.

2) *PSD of UWB Signal Using PSM without TH*: The PSM without TH uses the orthogonal pair of waveforms to represent the bits '0' and '1'. The UWB signal using PSM without TH can be presented as

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(1-d_n)f_0(t-nT_s) + d_n f_1(t-nT_s)], \quad (7)$$

where  $d_n$  is the digital data in sequence of  $n$ ,  $T_s$  is the time interval of bit data,  $f_0$  and  $f_1$  are the waveforms representing bits '0' and '1', respectively.

The probability distribution function (PDF) of  $d_n$  is

$$P\{d_n\} = \begin{cases} p & d_n = 1 \\ 1-p & d_n = 0 \end{cases}, \quad (8)$$

where  $p$  is the probability of  $d_n$  is the bit '1'.

For considering radiated PSD, the transmitter (Tx) antenna is assumed to be the isotropic antenna. The internal circuit and Tx antenna impedances are assumed to be the same real value  $R$ . That is the ideal with maximum radiated PSD. In this paper, the path loss and measurement system are not considered. Therefore, the radiated PSD of UWB signal using PSM without TH can be derived as

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} \begin{bmatrix} (1-d_n)F_0(f) \\ +d_n F_1(f) \end{bmatrix} e^{-j2n\pi f T_s} \right|^2. \quad (9)$$

3) *PSD of UWB Signal Using PSM with TH*: The PSM with TH is used to suppress the discrete component of PSD. The UWB signal using PSM with TH can be presented as

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} (1-d_n)f_0(t-nT_s-T_n) \\ +d_n f_1(t-nT_s-T_n) \end{array} \right\}, \quad (10)$$

where  $T_n$  is the TH.

The PDF of  $T_n$  is the uniform distribution in the range of  $-T_s/2$  to  $T_s/2$ , which can be written as

$$P\{T_n\} = \begin{cases} \frac{1}{T_s} & -\frac{T_s}{2} \leq T_n \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}. \quad (11)$$

The radiated PSD of UWB signal using PSM with TH is considered in the same way of that without TH, which can be derived as

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} \begin{bmatrix} (1-d_n)F_0(f) \\ +d_n F_1(f) \end{bmatrix} e^{-j2\pi f (nT_s+T_n)} \right|^2. \quad (12)$$

## III. PSD ANALYSIS RESULTS

The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms is used as the UWB signal for representing bits '0' and '1'. The waveform parameters, which obtained from the maximum amplitude and average power optimizations [16], are considered for both FCC indoor and outdoor limit spectral masks. The parameters  $R$  and  $N$  are set to be  $50 \Omega$  and 1,000 bits, respectively. The bit rate is assumed to be 110 Mbps, therefore  $T_s$  is equal to 9.09 ns. For FCC indoor limit spectral mask, the waveform parameters are  $A_0 = A_1 = 3.76$  V,  $d = 0.11$  ns and  $f_c = 7.34$  GHz. The time domain waveforms and their PSD compared with FCC indoor limit spectral mask are shown in Fig. 1. For FCC outdoor limit spectral mask, the waveform parameters are  $A_0 = A_1 = 3.18$  V,  $d = 0.13$  ns and  $f_c = 6.85$  GHz. Figure 2 shows the time domain waveforms and their PSD compared with FCC outdoor limit spectral mask. The PSD of each waveform is the same with another for both cases.

For analyzing PSD of UWB signal using PSM without and with TH, two cases of  $p$  are considered for FCC indoor and outdoor limit spectral masks. For the first case, the parameter  $p$  is set to be 0.0 or 1.0, which all bits are '0' or '1'. Another case, the parameter  $p$  is set to be 0.5, which the bits '0' and '1' are equal.

Figures 3 and 4 show the PSD of UWB signal using PSM without TH compared with FCC indoor and outdoor limit spectral masks, respectively. The continuous and discrete component characteristics of PSD for FCC indoor and outdoor limit spectral masks are the same. The PSD of  $p = 0.0$  or 1.0 is more than the FCC indoor and outdoor limit spectral masks up to 29.99 dB, while that of  $p = 0.5$  is more than the FCC indoor and outdoor limit spectral masks up to 26.98 dB. That because the discrete component of  $p = 0.5$  is less than that of  $p = 0.0$

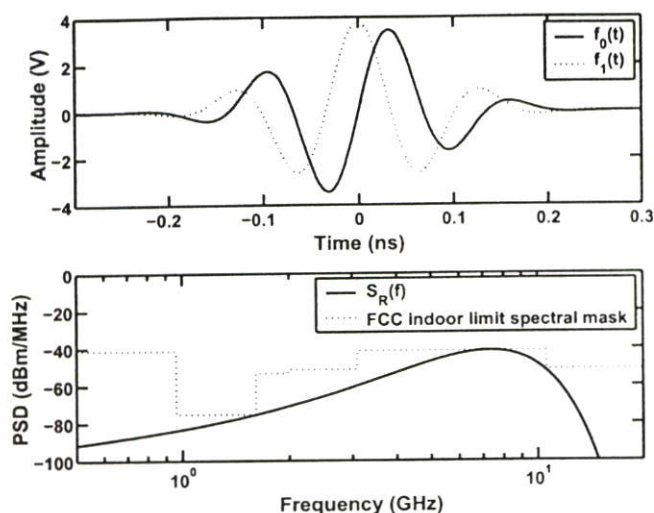


Fig. 1. Time domain waveforms and their PSD compared with FCC indoor limit spectral mask.

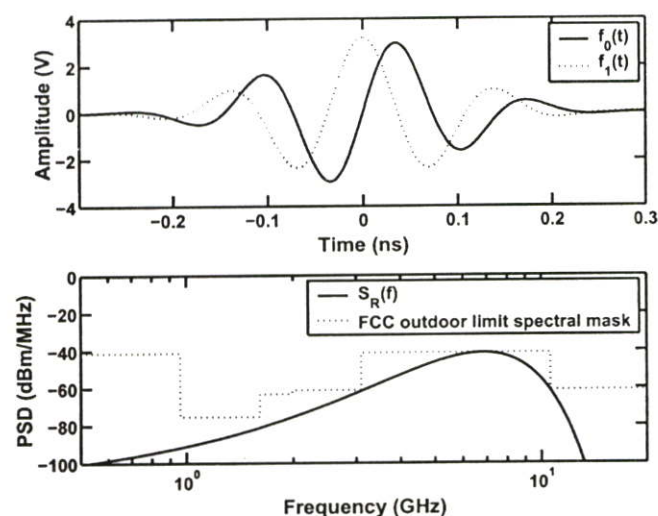


Fig. 2. Time domain waveforms and their PSD compared with FCC outdoor limit spectral mask.

or 1.0. Therefore, the PSD of  $p = 0.5$  is decreased from that of  $p = 0.0$  or 1.0 about 3 dB. Although this orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms is well designed to satisfy the FCC indoor and outdoor limit spectral masks, their PSD using PSM without TH exceeds the FCC indoor and outdoor limit spectral masks very much. Then, the technique that uses to suppress the discrete component of PSD is necessary.

In this paper, the PSD of UWB signal using PSM with TH is considered to suppress the discrete component. The PSD of UWB signal using PSM with TH compared with FCC indoor and outdoor limit spectral masks are shown in Figs. 5 and 6, respectively. The continuous and discrete component characteristics of PSD for FCC indoor and outdoor limit spectral masks are little difference. For FCC indoor limit spectral mask, the

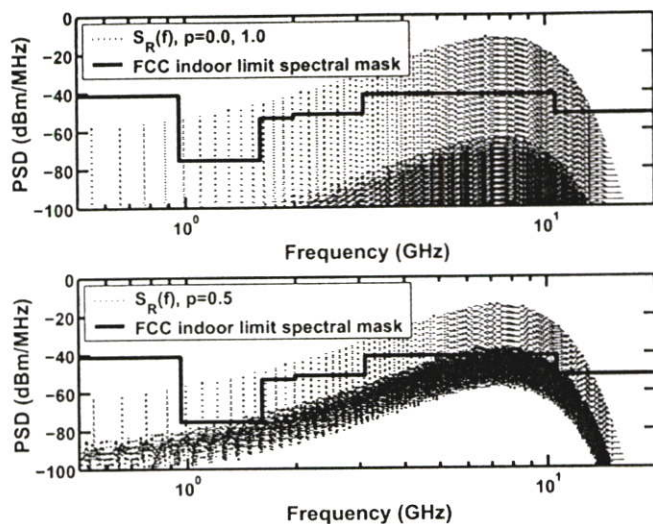


Fig. 3. PSD of UWB signal using PSM without TH compared with FCC indoor limit spectral mask.

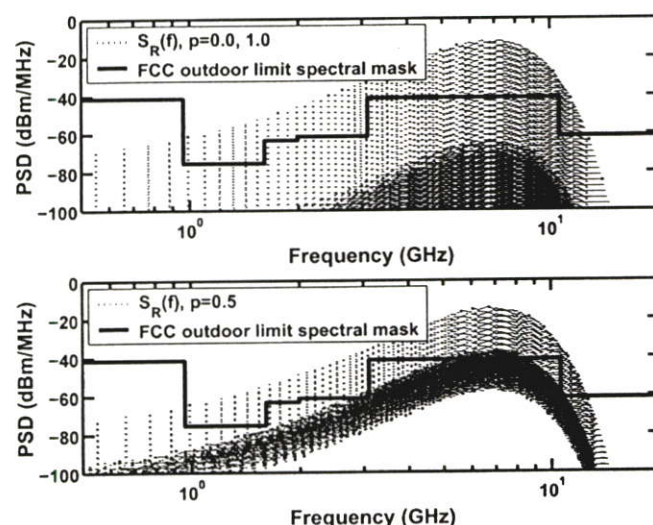


Fig. 4. PSD of UWB signal using PSM without TH compared with FCC outdoor limit spectral mask.

PSD of  $p = 0.0$  or 1.0 is more than the FCC indoor limit spectral mask up to 8.07 dB, while that of  $p = 0.5$  is more than the FCC indoor limit spectral mask up to 7.73 dB. For FCC outdoor limit spectral mask, the PSD of  $p = 0.0$  or 1.0 is more than the FCC indoor limit spectral mask up to 8.37 dB, while that of  $p = 0.5$  is more than the FCC indoor limit spectral mask up to 8.32 dB. The PSD of  $p = 0.5$  is decreased from that of  $p = 0.0$  or 1.0 about 0.34 and 0.05 dB for FCC indoor and outdoor limit spectral masks, respectively. The discrete component of UWB signal using PSM with TH is less than that of without TH about 22 dB for  $p = 0.0$  or 1.0, and 19 dB for  $p = 0.5$ . Although the PSD of UWB signal using PSM with TH is extremely reduced compared with that of without

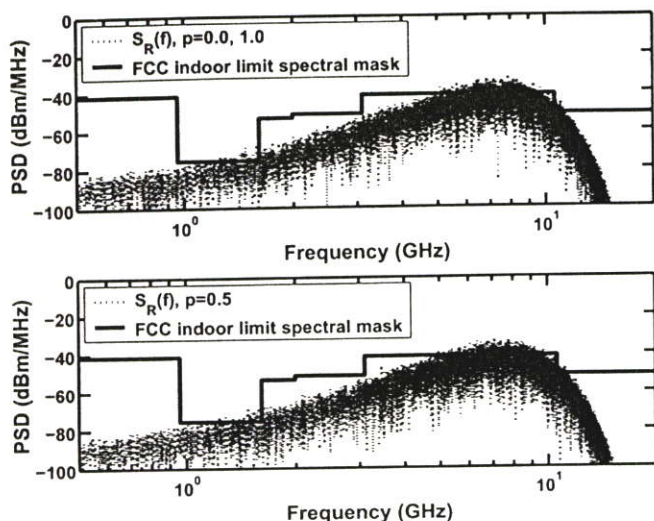


Fig. 5. PSD of UWB signal using PSM with TH compared with FCC indoor limit spectral mask.

TH, their PSD still exceeds the FCC indoor and outdoor limit spectral masks. Therefore, the peak power of UWB signal must decrease to satisfy the FCC indoor and outdoor limit spectral masks.

#### IV. CONCLUSION

In this paper, the PSD of UWB signal using PSM without and with TH is analyzed. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms, which satisfied the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor limit spectral masks, are considered. From the results, we can see that the PSD characteristics of UWB signal for FCC indoor and outdoor limit spectral masks are almost the same. The PSM with TH can be suppressed the discrete component of the PSD about 20 dB. But this is not sufficient. The peak power of UWB signal must decrease about 9 dB to satisfy the FCC indoor and outdoor limit spectral masks.

#### REFERENCES

- [1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The emergence of an Important RF Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [4] K. Siwiak, "Impact of Ultra Wide Band Transmissions on A Generic Receiver," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.

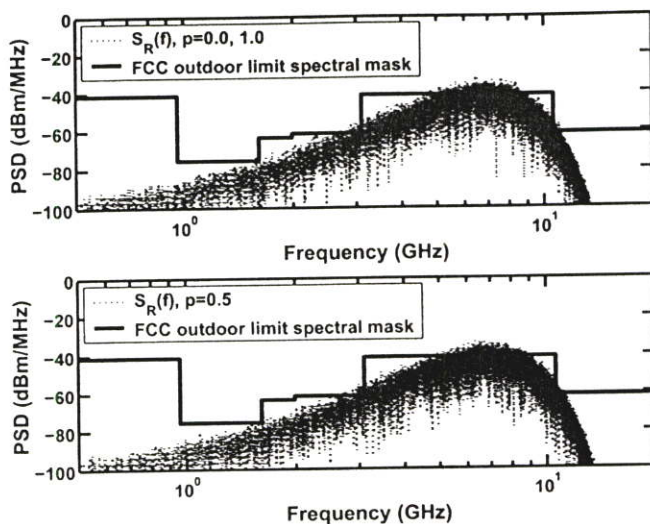
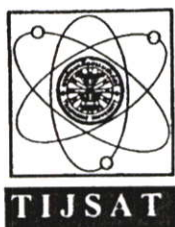


Fig. 6. PSD of UWB signal using PSM with TH compare with FCC outdoor limit spectral mask.

- [5] J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," *Wireless Personal Communications*, no. 22, pp. 197-317, 2002.
- [6] B. Allen, S. A. Ghorashi and M. Ghavami, "A Review of Pulse Design for Impulse Radio," *2004 IEE Seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, pp. 93-97, Jul. 2004.
- [7] M. Ghavami, L. Miscal, R. Khono, "Hermite Function Based Orthogonal Pulses for Ultra Wideband Communication," *WPMC*, 2001.
- [8] C. A. Corral, S. Sibecas, S. Emami and G. Stratis, "Pulse Spectrum Optimization for Ultra-Wideband Communication," *Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Techniques*, pp. 31-35, May 2002.
- [9] L. B. Michael, M. Ghavami and R. Kohno, "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication Using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses," *Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Techniques*, pp. 47-51, May 2002.
- [10] J. Han and C. Nguyen, "A New Ultra-Wideband, Ultra-Short monocycle pulse generator with reduce ringing," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 206-208, June 2002.
- [11] R. Dilmaghani, M. Ghavami, B. Allen, H. Aghvami, "Novel UWB Pulse Shaping Using Prolate Spheroidal Wavefunctions," *IEEE PIMRC*, 2003.
- [12] S. Ciolino, M. Ghavami, H. Aghvami, "UWB Pulse Shape Modulation System Using Wavelet Packets," *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, 2003.
- [13] A. B. Parr, B. L. Cho and Z. Ding, "A New UWB Pulse Generator for FCC Spectral Masks," *2003 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1664-1666, 2003.
- [14] A. B. Parr, B. L. Cho, K. Wallace and Z. Ding, "A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 219-221, May 2003.
- [15] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada "Simple Waveform for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)*, pp. 626-629, May 2005.
- [16] P. Supanakoon, P. Prommasuksakul, S. Promwong, P. Sithiyopasukul and J. Takada, "Simple Orthogonal Waveforms Satisfied FCC Indoor and Outdoor Spectral Masks for UWB Communications," *The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)*, no. 3, pp 261-264, July 2006.
- [17] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Iinatti, *UWB Theory and Applications*, John Wiley & Sons, 2004.



# THAMMASAT INTERNATIONAL JOURNAL OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

Academic Services Division , Office of The Rector Building, 99 Thammasat University,  
Klongluang Pathum-Thani, THAILAND. 12121 Tel. (66) 0-2564-4440-79 Ext.1174

---

March 2 , 2007

Dear Mr.Parinya Prommasuksakul et al.,

I am pleased to inform you that the editorial board of Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT) has already considered your paper entitled "**Power Spectral Density of UWB Signal Using PSM without and with TH**" and has approved it for acceptance to be published in Vol.12 No.2 April - June 2007.

Yours faithfully,

(Assoc. Prof. Dr. Boonhong Chongkid)

Editor

Tel.0-2564-4440-79 Ext.1174

Fax.0-2564-4435

E-mail: [tijst@yahoo.com](mailto:tijst@yahoo.com)

[www.tijst.tu.ac.th](http://www.tijst.tu.ac.th)

# Power Spectral Density of UWB Signal Using PSM without and with TH

Parinya Prommasuksakul<sup>\*</sup>, Pichaya Supanakoon<sup>\*†</sup>, Sathaporn Promwong<sup>\*†</sup>  
and Jun-ichi Takada<sup>‡</sup>

<sup>\*</sup>Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,

<sup>†</sup>Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Bangkok 10520, Thailand  
E-mail: {s8061019,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th

<sup>‡</sup>Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,  
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan  
E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

## Abstract

According to satisfy the Federal Communications Commission (FCC) indoor and outdoor limit spectral masks, a good understanding of power spectral density (PSD) of ultra wideband (UWB) signal and how it is influenced by modulation without and with time hopping (TH) is necessary. In this paper, the PSD of UWB signal using pulse shape modulation (PSM) without and with TH is analyzed. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms, which satisfied the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor limit spectral masks, are considered and demonstrated. The PSD of UWB signal using PSM without and with TH is analyzed and shown. The capability of PSM with TH that suppressed the discrete component is discussed in the conclusion.

**Keyword:** ultra wideband (UWB), pulse shape modulation (PSM), orthogonal waveform and spectral mask.

## 1. Introduction

Almost all communication systems employ a sinusoid as waveform, which information is mapped via the modulation. The result is that the power spectral density (PSD) of signal is well concentrated in specific frequency band, which easily suppresses the noise and interference by using bandpass filter. Unfortunately, the narrowband system is sensitive to fading. Furthermore, frequency spectrum is divided into many narrow frequency bands causing deficient spectrum for new communication system.

An ultra wideband (UWB) refers to a technology, which make the use of signal waveforms occupied a very large bandwidth. The Federal Communications Commission (FCC) in US defines the UWB signal, which is any signal where the fractional bandwidth is equal to or greater than 0.20 or the occupied bandwidth is equal to or greater than 0.50 GHz. The fractional and occupied bandwidth are defined as [1]

$$\text{Fractional bandwidth} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}, \quad (1)$$

$$\text{Occupied bandwidth} = f_H - f_L, \quad (2)$$

where  $f_L$  and  $f_H$  are the lowest and highest frequencies at the -10 dB points, respectively.

The main concern about UWB communications is that they occupy a portion of spectrum where other narrowband communications already operate, so a regulation is necessary in order to avoid co-existence interference problems. Therefore, the FCC regulates the indoor and outdoor spectral masks to limit the maximum emission of unlicensed UWB signals for guaranteeing the protection to the already existent and planed radio services. The UWB communications specified FCC indoor and outdoor spectral masks are undetectable by other communication systems and having the PSD below past 15 noise limit. Furthermore, the UWB radio technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short range, low power, low cost,

indoor and outdoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [2] - [5].

Numerous UWB waveforms have been proposed [6]. The waveform designs are reviewed, but no considered about the UWB signal definition and spectral masks specified by FCC. The signal processing and numerical techniques are used to design the UWB waveform [7]-[14]. Although the waveform has very high effective spectral in designed frequency range, these algorithms are complex. Therefore, the simple waveforms for UWB communications are proposed [15]. After that, the orthogonal pairs of simple UWB waveforms are developed for pulse shape modulation (PSM) scheme [16]. Although, these waveforms have the closed form expressions in both time and frequency domains, they are considered only the PSD of one UWB waveform. There is no consideration about the PSD of pulse train of UWB signal using modulation scheme.

In this paper, the PSD of UWB signal using modulation scheme is analyzed. The modulation scheme is focused on the PSM without and with time hopping (TH) [17]. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms, which satisfied the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor limit spectral masks [16], are considered and demonstrated. The PSD of UWB signal consists of the continuous and discrete components. The discrete component presents greater interference to narrowband communication system than the continuous component. The PSD of UWB signal using PSM without and with TH is analyzed and shown. The capability of PSM with TH that suppressed the discrete component is discussed in the conclusion.

This paper is organized as follows. Section 2, the PSD of UWB signal using PSM is briefly described. Next, the PSD analysis results are illustrated in Sec. 3. Finally, the conclusions are drawn in Sec. 4.

## 2. PSD of UWB Signal Using PSM

In this section, we will first introduce the UWB waveform model, which is the orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms. After that, we will investigate the PSD expressions of UWB signal using PSM without and with TH.

### 2.1 UWB Waveform Model

The UWB waveforms that used for PSM scheme are the orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms in time domain,  $f_0$  and  $f_1$ , and their spectral density functions,  $F_0$  and  $F_1$ , are given by [16]

$$f_0(t) = A_0 e^{-(t/d)^2} \sin(2\pi f_c t), \quad (3)$$

$$f_1(t) = A_1 e^{-(t/d)^2} \cos(2\pi f_c t), \quad (4)$$

$$F_0(f) = \frac{A_0 d \sqrt{\pi}}{j2} \left[ e^{-\pi^2 d^2 (f-f_c)^2} - e^{-\pi^2 d^2 (f+f_c)^2} \right], \quad (5)$$

$$F_1(f) = \frac{A_1 d \sqrt{\pi}}{2} \left[ e^{-\pi^2 d^2 (f-f_c)^2} + e^{-\pi^2 d^2 (f+f_c)^2} \right], \quad (6)$$

where  $f_c$  is the carrier frequency,  $d$  is the  $1/e$  characteristic decay time,  $A_0$  and  $A_1$  are the maximum amplitudes of waveform envelopes  $f_0$  and  $f_1$ , respectively.

### 2.2 PSD of UWB Signal Using PSM without TH

The PSM without TH uses the orthogonal pair of waveforms to represent the bits '0' and '1'. The UWB signal using PSM without TH can be presented as [17]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(1-d_n)f_0(t-nT_s) + d_n f_1(t-nT_s)], \quad (7)$$

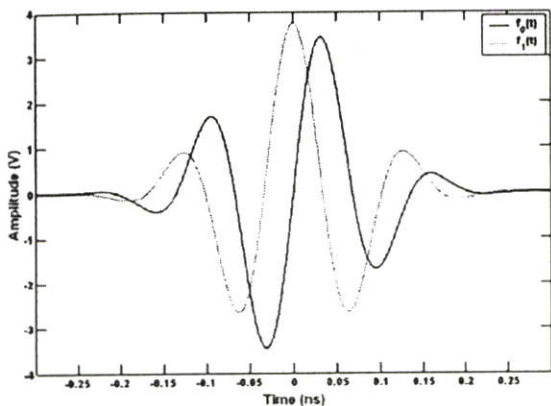
where  $d_n$  is the digital data in sequence of  $n$ ,  $T_s$  is the time interval of bit data,  $f_0$  and  $f_1$  are the waveforms representing bits '0' and '1', respectively.

The probability distribution function (PDF) of  $d_n$  is

$$P\{d_n\} = \begin{cases} p & d_n = 1 \\ 1-p & d_n = 0 \end{cases}, \quad (8)$$

where  $p$  is the probability of  $d_n$  is the bit '1'.

For considering radiated PSD, the transmitter (Tx) antenna is assumed to be the isotropic antenna. The internal circuit and Tx antenna impedances are assumed to be the same real value  $R$ . That is the ideal with maximum radiated PSD. In this paper, the path loss and measurement system are not considered. Therefore, the radiated PSD of UWB signal using PSM without TH can be derived as



**Fig. 1** Orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms satisfied FCC indoor spectral mask.

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} \left[ (1-d_n)F_0(f) + d_nF_1(f) \right] e^{-j2n\pi f T_s} \right|^2. \quad (9)$$

### 2.3 PSD of UWB Signal Using PSM with TH

The PSM with TH is used to suppress the discrete component of PSD. The UWB signal using PSM with TH can be presented as [17]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ (1-d_n)f_0(t-nT_s+T_n) + d_n f_1(t-nT_s+T_n) \right\}, \quad (10)$$

where  $T_n$  is the TH.

The PDF of  $T_n$  is the uniform distribution in the range of  $-T_s/2$  to  $T_s/2$ , which can be written as

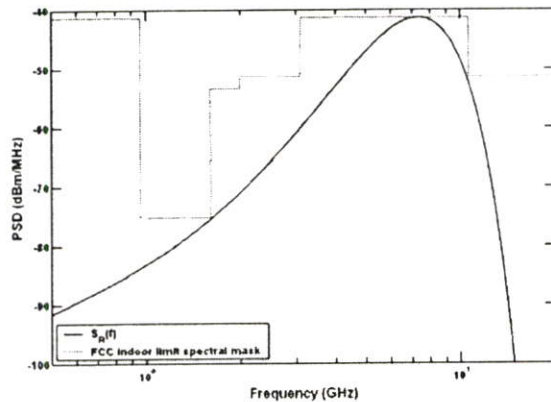
$$P(T_n) = \begin{cases} \frac{1}{T_s} & -\frac{T_s}{2} \leq T_n \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}, \quad (11)$$

The radiated PSD of UWB signal using PSM with TH is considered in the same way of that without TH, which can be derived as

$$S_R(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{4RNT_s} \left| \sum_{n=-N/2}^{N/2} \left[ (1-d_n)F_0(f) + d_nF_1(f) \right] e^{-j2\pi f(nT_s+T_n)} \right|^2. \quad (12)$$

### 3. PSD Analysis Result

The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms is used as the UWB signal



**Fig. 2** PSD of orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms compared with FCC indoor spectral mask.

for representing bits '0' and '1'. The waveform parameters, which obtained from the maximum amplitude and average power optimizations [16], are considered for both FCC indoor and outdoor limit spectral masks. The parameters  $R$  and  $N$  are set to be  $50 \Omega$  and 1,000,000 bits, respectively. The bit rate is assumed to be 110 Mbps, therefore  $T_s$  is equal to 9.09 ns.

For FCC indoor limit spectral mask, the waveform parameters are  $A_0 = A_1 = 3.76$  V,  $d = 0.11$  ns and  $f_c = 7.34$  GHz. The time domain waveforms and their PSD compared with FCC indoor limit spectral mask are shown in Figs. 1 and 2, respectively. The fractional bandwidth, occupied bandwidth and average power of these waveforms are 0.84, 6.20 GHz and  $-62.75$  dBm, respectively

For FCC outdoor limit spectral mask, the waveform parameters are  $A_0 = A_1 = 3.18$  V,  $d = 0.13$  ns and  $f_c = 6.85$  GHz. Figures 3 and 4 show the time domain waveforms and their PSD compared with FCC outdoor limit spectral mask, respectively. The fractional bandwidth, occupied bandwidth and average power of these waveforms are 0.77, 5.24 GHz and  $-63.25$  dBm, respectively. The PSD of each waveform is the same with another for both cases.

For analyzing PSD of UWB signal using PSM without and with TH, two cases of  $p$  are considered for FCC indoor and outdoor limit spectral masks. For the first case, the parameter  $p$  is set to be 0.0 or 1.0, which all bits are '0' or '1'. Another case, the parameter  $p$  is set to be 0.5, which the bits '0' and '1' are equal.

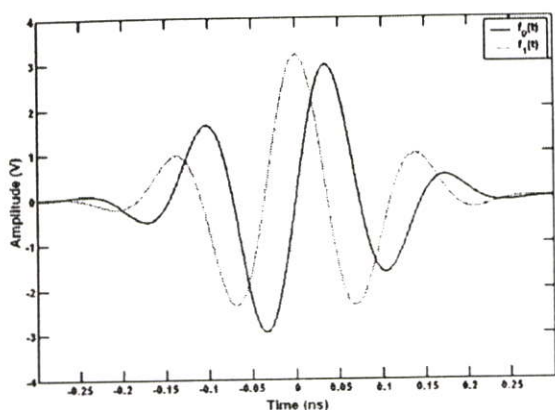


Fig. 3 Orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms satisfied FCC outdoor spectral mask.

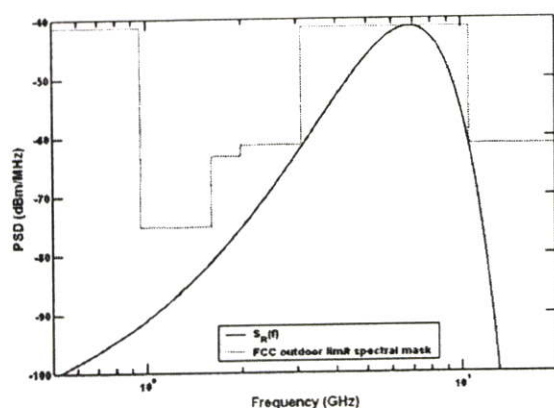


Fig. 4 PSD of orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms compared with FCC outdoor spectral mask.

Figures 5 and 6 show the PSD of UWB signal using PSM without TH compared with FCC indoor and outdoor limit spectral masks, respectively. The continuous and discrete component characteristics of PSD for FCC indoor and outdoor limit spectral masks are the same. The PSD of  $p = 0.0$  or  $1.0$  is more than the FCC indoor and outdoor limit spectral masks up to 59.99 dB, while that of  $p = 0.5$  is more than the FCC indoor and outdoor limit spectral masks up to 56.98 dB. That because the discrete component of  $p = 0.5$  is less than that of  $p = 0.0$  or  $1.0$ . Therefore, the PSD of  $p = 0.5$  is decreased from that of  $p = 0.0$  or  $1.0$  about 3 dB. Although this orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms is well designed to satisfy the FCC indoor and outdoor limit spectral masks, their PSD using PSM without TH

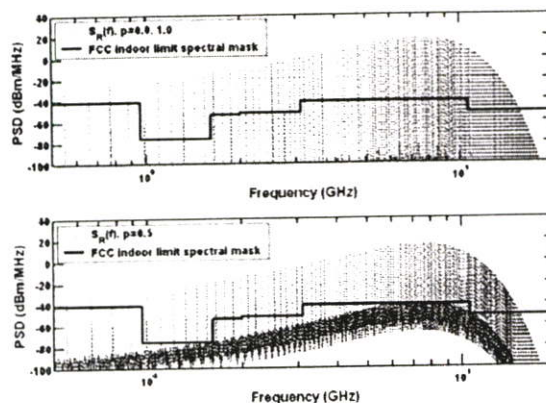


Fig. 5 PSD of UWB signal using PSM without TH compared with FCC indoor limit spectral mask.

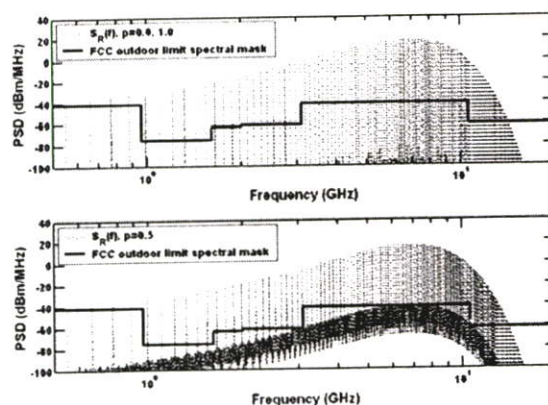


Fig. 6 PSD of UWB signal using PSM without TH compared with FCC outdoor limit spectral mask.

exceeds the FCC indoor and outdoor limit spectral masks very much. Then, the technique that uses to suppress the discrete component of PSD is necessary.

In this paper, the PSD of UWB signal using PSM with TH is considered to suppress the discrete component. The PSD of UWB signal using PSM with TH compared with FCC indoor and outdoor limit spectral masks are shown in Figs. 7 and 8, respectively. The continuous and discrete component characteristics of PSD for FCC indoor and outdoor limit spectral masks are little difference. The PSD of  $p = 0.0$  or  $1.0$  is more than the FCC indoor and outdoor limit spectral masks up to 8.64 and 9.01 dB, respectively. For  $p = 0.5$ , the PSD is more than the FCC indoor and outdoor limit spectral mask up to 9.01 and 8.34 dB, respectively. In this case, the parameter  $p$  does

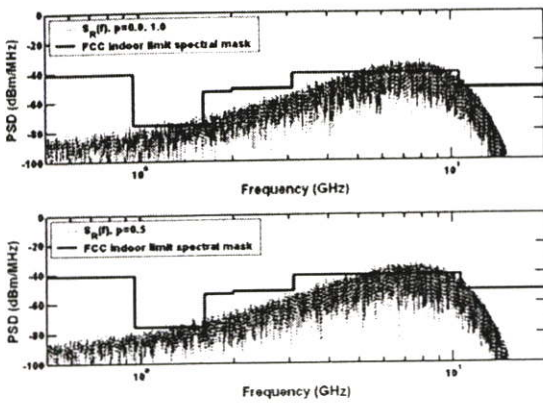


Fig. 7 PSD of UWB signal using PSM with TH compared with FCC indoor limit spectral mask.

not have any effect on PSD suppression. The discrete component of UWB signal using PSM with TH is less than that of without TH about 51 dB for  $p=0.0$  or  $1.0$ , and 48 dB for  $p=0.5$ . Although the PSD of UWB signal using PSM with TH is extremely reduced compared with that of without TH, their PSD still exceeds the FCC indoor and outdoor limit spectral masks. Therefore, the peak power of UWB signal must decrease to satisfy the FCC indoor and outdoor limit spectral masks.

#### 4. Conclusion

In this paper, the PSD of UWB signal using PSM without and with TH is analyzed. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms, which satisfied the UWB signal definition and FCC indoor and outdoor limit spectral masks, are considered. From the results, we can see that the PSD characteristics of UWB signal for FCC indoor and outdoor limit spectral masks are almost the same. The PSM with TH can suppress the discrete component of the PSD about 50 dB, but this is not sufficient. The peak power of UWB signal must decrease about 9 dB to satisfy the FCC indoor and outdoor limit spectral masks.

#### 5. Reference

[1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," *First Report*, FCC 02-48, Apr. 2002.

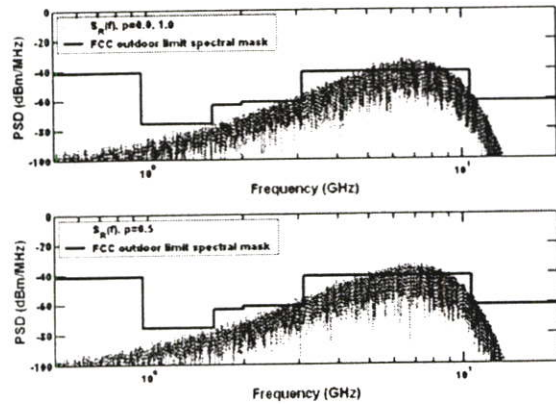


Fig. 8 PSD of UWB signal using PSM with TH compared with FCC outdoor limit spectral mask.

- [2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp.1088-1093, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The emergence of an Important RF Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [4] K. Siwiak, "Impact of Ultra Wide Band Transmissions on A Generic Receiver," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.
- [5] J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," *Wireless Personal Communications*, no. 22, pp. 197-317, 2002.
- [6] B. Allen, S. A. Ghorashi and M. Ghavami, "A Review of Pulse Design for Impulse Radio," *2004 IEE Seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, pp. 93-97, Jul. 2004.
- [7] M. Ghavami, L. Miscal, R. Khono, "Hermite Function Based Orthogonal Pulses for Ultra Wideband Communication," *WPMC*, 2001.
- [8] C. A. Corral, S. Sibecas, S. Emami and G. Stratis, "Pulse Spectrum Optimization for Ultra-Wideband Communication," *Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra*

- Wideband Systems and Techniques*, pp. 31-35, May 2002.
- [9] L. B. Michael, M. Ghavami and R. Kohno, "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication Using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses," *Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Techniques*, pp. 47-51, May 2002.
- [10] J. Han and C. Nguyen, "A New Ultra-Wideband, Ultra-Short monocycle pulse generator with reduce ringing," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 206-208, June 2002.
- [11] R. Dilmaghani, M. Ghavami, B. Allen, H. Aghvami, "Novel UWB Pulse Shaping Using Prolate Spheroidal Wavefunctions," *IEEE PIMRC*, 2003.
- [12] S. Ciolino, M. Ghavami, H. Aghvami, "UWB Pulse Shape Modulation System Using Wavelet Packets," *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, 2003.
- [13] A. B. Parr, B. L. Cho and Z. Ding, "A New UWB Pulse Generator for FCC Spectral Masks," *2003 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1664-1666, 2003.
- [14] A. B. Parr, B. L. Cho, K. Wallace and Z. Ding, "A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 219-221, May 2003.
- [15] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada "Simple Waveform for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)*, pp. 626-629, May 2005.
- [16] P. Supanakoon, P. Prommasuksakul, S. Promwong, P. Sithiyopasukul and J. Takada, "Simple Orthogonal Waveforms Satisfied FCC Indoor and Outdoor Spectral Masks for UWB Communications," *The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)*, no. 3, pp 261-264, July 2006.
- [17] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Iinatti, *UWB Theory and Applications*, John Wiley & Sons, 2004.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายปริญญา พรหมมาสุขสกุล
วัน เดือน ปีเกิด	4 กันยายน 2524
ที่อยู่	74 ถนนเบ็ญจกิติอนุสรณ์ ต.บางเกล้า อ.บางเกล้า จ.ฉะเชิงเทรา 24110
ประวัติการศึกษา	
พ.ศ. 2544	ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาเทคนิคคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตนนทบุรี
พ.ศ. 2547	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์ทำงาน	
พ.ศ. 2548 – ปัจจุบัน	บริษัท ทีไอที จำกัด (มหาชน) ตำแหน่ง วิศวกร 4