

การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสม
ในระบบเซลล์ลู่าร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ

OPTIMUM CAPACITY AND COVERAGE AREA
FOR CELLULAR CDMA SYSTEM



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-789-2

การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสม
ในระบบเซลล์ลู่าร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ

OPTIMUM CAPACITY AND COVERAGE AREA
FOR CELLULAR CDMA SYSTEM



สายัณห์ พวงเงิน

SAYAN PUANGNGOEN

มี.....
เลขที่.....
เดือน.....ปี..... 8 ส.ค. 2545

b.....
i.....

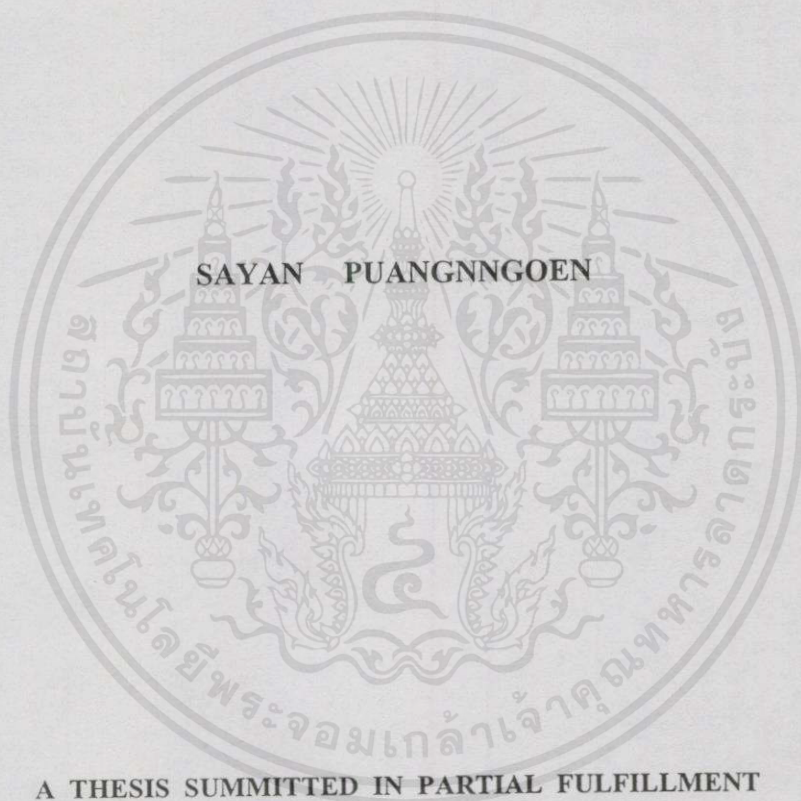
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
พ.ศ. 2545

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ISBN 974-648-789-2

**OPTIMUM CAPACITY AND COVERAGE AREA
FOR CELLULAR CDMA SYSTEM**



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

2002

ISBN 974-648-789-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ถูลาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ

OPTIMUM CAPACITY AND COVERAGE AREA FOR CELLULAR CDMA SYSTEM

ชื่อนักศึกษา

นายสาธิต พวงเงิน

รหัสประจำตัว

42061184

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.ถวิล

พिंगมา

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ศ.มบุญ

สุเกษม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.สมยศ	จุมณะปิยะ	
ศ.มบุญ	สุเกษม	
รศ.ดร. ไกรสิน	สงวัฒนา	
รศ.ดร. กอบชัย	เดชหาญ	
รศ.ดร.ถวิล	พिंगมา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 เมษายน 2545 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น (รศ.ดร.บุญวัฒนา อัคร) ขอแนะนำการนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึง คณะบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๖.....เดือน.....พ.ศ. ๒๕ 45

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเขตที่เหมาะสม
ในระบบเซลล์ดาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ

นักศึกษา

นายสาธิต พวงเงิน

รหัสประจำตัว

42061184

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2545

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ. ดร. ถวิล พึ่งมา

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ศ. มนูญ สุขเกษม

บทคัดย่อ

การเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ในหนึ่งเซลล์ของระบบเซลล์ดาร์ซีดีเอ็มเอ จะทำให้รัศมีครอบคลุมพื้นที่ในการให้บริการมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เนื่องจากความจุของระบบซีดีเอ็มเอ เป็นระบบที่ถูกจำกัดโดยปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้ที่ใช้ย่านความถี่เดียวกัน อีกทั้งการแทรกสอดของสัญญาณอันเนื่องมาจากการแพร่กระจายชนิดแถบความถี่กว้างจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแทรกสอดจำนวนมากกับระบบอีกด้วย ซึ่งการเปลี่ยนแปลงเหล่านี้จะเป็นการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มที่ไม่สามารถคาดเดาได้ แต่ทว่า สำหรับวิศวกรผู้ออกแบบระบบเซลล์ดาร์ซีดีเอ็มเอ นั้นจะต้องมีการกำหนดปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้ในหนึ่งพื้นที่การให้บริการ ดังนั้นหากสามารถหาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ต่อพื้นที่ในการให้บริการแบบคงที่โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ WSSUS ควบคู่ไปกับโมเดลการลดทอนในการแพร่กระจายที่เป็นมาตรฐานได้ ก็จะทำให้สามารถออกแบบระบบเซลล์ดาร์ซีดีเอ็มเอได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ความแตกต่างของการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นในพื้นที่ให้บริการต่างๆ นั้นจะทำให้การประมาณจำนวนผู้ใช้ต่อหนึ่งพื้นที่ให้บริการมีความแตกต่างกันด้วย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอแนวทางในการออกแบบระบบเซลล์ดาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการด้วยการแพร่กระจายชนิดแถบความถี่กว้างด้วยช่องสัญญาณแบบ WSSUS และ โมเดลการลดทอน WIM ตามมาตรฐานสำหรับ IMT-2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Optimum Capacity and Coverage Area for Cellular CDMA System
Student	Sayan Puangngoen
Student ID.	42061184
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Tawil Paungma
Thesis Co-Advisor	Prof. Manoon Sukkasem

ABSTRACT

A number of users variation of cellular CDMA system will introduce the variation of a coverage area of a cell station. Since the cellular CDMA as well know as “interference limit system”. If the number of users per cell is increased then the intra-cell interference will be increased and the cell coverage will be decreased. Moreover, when the wide-band propagation is used, the interference will also be increased. All of these variations are random variation and difficult to predict. In order of make all users can receive with satisfactory signal level, the number of users per cell and coverage area of the cell should be not only controlled but also calculated a relationship between them for all types of service areas. By using WSSUS channel model and propagation model as used in standard to find that relationship, then it’s easy to calculate the coverage area – capacity trade off for cellular CDMA. In this research, the optimum capacity and coverage area calculation for cellular CDMA system is introduced. By using WSSUS channel, WIM propagation model and all other parameters that introduced by IMT-2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาเกี่ยวกับระบบการสื่อสารไร้สายจาก รศ.ดร.ถวิล พึ่งมา และ ศ.มนูญ สุขเกษม ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม ตามลำดับ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสองท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

A special thanks to Assoc. Prof. Dr. Tetsushi Ikegami of Meiji University, Japan for all advises, comments and suggestions about my paper and this thesis. Thank you for all knowledge and teaching me about 3rd and 4th generation of mobile communications. Thank you for everyone in mobile communication laboratory of Meiji University, Japan for their kindness, friendship and give me a great experience in Japan.

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณองค์กร JICA และ องค์กร ReCCIT ที่ได้สนับสนุนเครื่องมือต่างๆ ในการทำวิจัย ตลอดจนข้อมูล หนังสือ และการอบรมเกี่ยวกับระบบการสื่อสารไร้สาย ที่ทำให้ข้าพเจ้าสามารถนำความรู้ต่างๆ มาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องวิจัยระบบการสื่อสารไร้สาย ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยให้คำแนะนำต่างๆ และเป็นกำลังใจให้อย่างใกล้ชิดเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษาที่ให้ความช่วยเหลือข้าพเจ้าด้วยดีเสมอมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่ให้ความห่วงใย และเป็นกำลังใจให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สายันท์ พวงเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.1.4	ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณแถบความถี่กว้าง.....	19
2.1.4.1	ผลกระทบของการจางหายแบบซีเลกทีฟในช่องสัญญาณ แถบความถี่กว้าง	19
2.1.4.1.1	ช่องสัญญาณแบบ WSSUS	19
2.1.4.1.2	Frequency Selective fading	19
2.1.4.1.3	Correlation Bandwidth	20
2.1.4.2	การอธิบายลักษณะการแพร่กระจายมัลติพาทด้วยคณิตศาสตร์	20
2.1.4.2.1	ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน โดเมนเวลา	20
2.1.4.2.2	ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน โดเมนความถี่	21
2.1.4.2.3	ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเวลาเปลี่ยนแปลง	22
2.1.4.2.4	คิเลย์-คอปเปลอร์สเปคตรัม	22
2.1.4.2.5	ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันทั้งสองฟังก์ชัน	22
2.2	ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบโคคิควิชันมัลติเพล็กซ์	23
2.2.1	วิธีการจัดสรรการเข้าถึงหลายทางสัญญาณ	23
2.2.2	เทคนิคการสเปรดสเปคตรัม	26
2.2.3	รหัสการสเปรดที่ใช้ในโคเร็กซ์ควิชันซีดีเอ็มเอและซีดีเอ็มเอแบบแถบ ความถี่กว้าง	28
2.2.3.1	การสร้างรหัสการสเปรด	28
2.2.3.2	คุณสมบัติการคอร์เรชันของอนุกรมรหัส	29
2.2.4	การรับแบบเรค	30
2.3	เซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอ	31
2.3.1	สัญญาณแทรกสอดในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์	31
2.3.1.1	สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์	31
2.3.1.2	สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์อื่น	33
2.3.2	สัญญาณแทรกสอดในทิศทางรีเวอร์สลิงค์	36
2.3.2.1	สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์	36
2.3.2.2	สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง	37
2.3.3	ความจุในระบบเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอ	38
2.3.4	ขนาดของเซลล์ในระบบเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอ	38

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 การควบคุมกำลังส่ง	39
2.4.1 ปัญหาระยะใกล้-ไกลในระบบเซลล์ลู่ดาร์	39
2.4.2 การควบคุมกำลังส่ง	39
2.5 การถ่ายเปลี่ยนเซลล์	40
2.5.1 ซอฟต์แวร์แอนค้อพ	40
2.5.2 การหน่วงและผลกระทบแบบปึงปองในฮาร์ดแอนค้อพ	40
2.6 มาตรฐานสำหรับซีดีเอ็มเอและซีดีเอ็มเอแถบความถี่กว้าง	42
2.6.1 มาตรฐาน IS-95	42
2.6.2 ระบบซีดีเอ็มเอในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3	44
บทที่ 3 การคำนวณความจุและรัศมีครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ลู่ดาร์ซีดีเอ็มเอ	45
3.1 การจางหายของสัญญาณเนื่องจากมัลติพาร์	45
3.2 การพิจารณาการลดทอนสัญญาณเนื่องจากระยะทางในการแพร่กระจายคลื่น	47
3.2.1 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านธุรกิจ	47
3.2.2 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านที่อยู่อาศัย ...	49
3.2.3 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านชานเมือง ...	50
3.3 ค่าองค์ประกอบที่ใช้ในการสื่อสาร (Link Budget)	50
3.3.1 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน ..	50
3.3.2 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย ..	53
3.4 การพิจารณาในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย	54
3.4.1 สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์	54
3.4.2 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง	55
3.5 การพิจารณาในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน	57
3.5.1 สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์	57
3.5.2 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง	58
3.6 การพิจารณาความจุและรัศมีครอบคลุมเซลล์	60
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	62
4.1 สภาพแวดล้อมจำลองในการทดลอง	62
4.2 การทดลองและผลการทดลอง	63

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.1 ทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย	63
4.2.2 ทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน	69
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์	78
บรรณานุกรม	80
ภาคผนวก	82
ประวัติผู้เขียน	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การแบ่งลักษณะพื้นที่ของโอคูมูระ	9
2.2 สมการของฮาตะ	10
2.3 ระยะห่างของเซลล์วงแหวนในระบบเซลล์ลูลาร์	36
2.4 รายละเอียดข้อกำหนดในมาตรฐาน IS-95	43
2.5 รายละเอียดของซีดีเอ็มเอชชนิดแถบความถี่กว้าง	44
3.1 ค่าการตอบสนองของสัญญาณในช่องสัญญาณแบบ WSSUS	47
3.2 พารามิเตอร์ต่างๆ ในสภาพแวดล้อมของการติดตั้งแบบทั่วไปของโมเดล COST231 สำหรับย่านธุรกิจ	48
3.3 พารามิเตอร์ต่างๆ ในสภาพแวดล้อมของการติดตั้งแบบทั่วไปของโมเดล COST231 สำหรับย่านที่อยู่อาศัย	49
3.4 พารามิเตอร์ต่างๆ ในสภาพแวดล้อมของการติดตั้งแบบทั่วไปของโมเดล COST231 สำหรับย่านชานเมือง	50
3.5 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารที่ใช้ในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน	52
3.6 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารที่ใช้ในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย	54
3.7 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาความจุของระบบ	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การแพร่กระจายคลื่นในระบบเซลล์ลู่ตูลาร์	7
2.2 ลักษณะของการจางหายของสัญญาณที่เกิดขึ้นในระบบเซลล์ลู่ตูลาร์	9
2.3 การเปรียบเทียบโมเดล WIM กับการลดทอนในอากาศ	12
2.4 พารามิเตอร์ต่างๆ ในโมเดล WIM	12
2.5 การลดทอนเชิงมุม (orientation loss) ที่ใช้ในโมเดล WIM	14
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างทิศทางในการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่ายต่อมุมเข้าถึงของคลื่น	17
2.7 ฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงขนาด และเฟสอันเนื่องมาจาก การจางหายแบบรวดเร็วในระบบเซลล์ลู่ตูลาร์	18
2.8 ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันทั้งสองที่ใช้อธิบายลักษณะของ selective fading	23
2.9 การจัดสรรช่องสัญญาณแบบแบ่งช่องความถี่ (FDMA)	24
2.10 การจัดสรรช่องสัญญาณแบบแบ่งช่วงเวลา (TDMA)	25
2.11 การจัดสรรช่องสัญญาณแบบแบ่งรหัส (CDMA)	25
2.12 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบการสื่อสารแบบสเปกตรัมแบบคี่	27
2.13 วงจรกำเนิดอนุกรมรหัสแบบ Maximum-Length Linear Shift-Register	29
2.14 ออโตคอร์เรเลชันและครอสคอร์เรเลชันของอนุกรมเอ็ม	30
2.15 เครื่องรับแบบเรค	31
2.16 ระยะเวลาของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง	35
2.17 ลักษณะและรัศมีเซลล์ในระบบเซลล์ลู่ตูลาร์	35
2.18 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง (ฟอร์เวิร์ดลิงค์) ในระบบเซลล์ลู่ตูลาร์ซีดีเอ็มเอ ...	35
2.19 ลักษณะทางกายภาพของสัญญาณรบกวนแทรกสอดในทิศทางรีเวอร์สลิงค์	37
2.20 ปัญหาระยะใกล้-ไกลและการควบคุมกำลังส่ง	39
2.21 การหน่วงและผลกระทบแบบป้องกันในฮาร์ดแฮนด์ออฟ	42
3.1 การพิจารณาการแพร่กระจายแบบมัลติพาท	46
3.2 พารามิเตอร์ในการสื่อสารในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน	51
3.3 สัญญาณและสัญญาณแทรกสอดที่รับได้ที่เครื่องรับในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์	56
3.4 สัญญาณและสัญญาณแทรกสอดทั้งหมดที่รับได้ที่สถานีฐานในทิศทางการส่งสัญญาณ จากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐานในสภาพแวดล้อมแบบหลายเซลล์	58
3.5 แผนผังลำดับการคำนวณที่ใช้ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณผู้ใช้ ต่อรัศมีการให้บริการ	61

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 การลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นในย่านต่างๆ ต่อระยะทาง	62
4.2 สภาพพื้นที่การทดลองในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย	63
4.3 ระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุด เมื่อกำหนด E_b / N_0 ที่ต้องการ = 7 dB โดยใช้การรับแบบเรค 3 ดัชนี โดยที่ไม่มีสัญญาณแทรกสอดใดๆ นอกจาก Thermal noise	64
4.4 ระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุด เมื่อกำหนด E_b / N_0 ที่ต้องการ = 7 dB โดยใช้การรับแบบเรค 3 ดัชนี และพิจารณาสัญญาณแทรกสอดในเส้นทาง ที่ 4 5 และ 6	65
4.5 ระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุด เมื่อกำหนด $E_b / N_0 = 7$ dB เมื่อมีมัลติพาธ จากการแพร่กระจายแบบแถบความถี่กว้าง และสัญญาณรบกวนจากเซลล์ข้างเคียง	66
4.6 การเปรียบเทียบระยะทางที่สามารถให้บริการได้ระหว่างระบบเซลล์เดียวกับระบบ หลายเซลล์ ในสภาพแวดล้อมต่างๆ โดยกำหนด E_b / N_0 ที่ต้องการเท่ากับ 7 dB	67
4.7 การเปลี่ยนแปลงระดับ E_b / N_0 ในย่านชานเมือง ต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณ สัญญาณรบกวนแทรกสอด (หรือการเปลี่ยนแปลงของ β)	67
4.8 การเปลี่ยนแปลงระดับ E_b / N_0 ในย่านที่อยู่อาศัย ต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณ สัญญาณรบกวนแทรกสอด (หรือการเปลี่ยนแปลงของ β)	68
4.9 การเปลี่ยนแปลงระดับ E_b / N_0 ในย่านที่ธุรกิจ ต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณ สัญญาณรบกวนแทรกสอด (หรือการเปลี่ยนแปลงของ β)	68
4.10 สภาพพื้นที่การทดลองในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน	69
4.11 กำลังสัญญาณจากเส้นทางที่มีระดับสัญญาณแรงที่สุดที่รับได้ที่สถานีฐาน เมื่อมีผู้ใช้แอดทีฟจำนวน 1 สถานี ในสภาพแวดล้อมต่างๆ	70
4.12 สัดส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเทอร์มอลที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานจาก เครื่องรับหนึ่งสถานี ในสภาพแวดล้อมต่างๆ เมื่อพิจารณาสัญญาณเพียงหนึ่งเส้นทาง ..	70
4.13 การเปรียบเทียบระดับสัญญาณในการรับแบบหนึ่งเส้นทางและการรับแบบเรค 3 ดัชนี ..	71
4.14 การเปรียบเทียบระดับสัญญาณในการรับแบบหนึ่งเส้นทางและการรับแบบเรค 3 ดัชนี ..	71
4.15 การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่สามารถให้บริการได้เมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นสำหรับ สภาพแวดล้อมชานชานเมือง เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง	72
4.16 การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่สามารถให้บริการได้เมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นสำหรับ สภาพแวดล้อมชานที่อยู่อาศัย เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง	73

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17 การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่สามารถให้บริการได้เมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นสำหรับ สภาพแวดล้อมย่านธุรกิจ เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง	73
4.18 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้เมื่อมี และไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง ในสภาพแวดล้อมย่านชานเมือง ..	74
4.19 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ เมื่อมี และไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง ในสภาพแวดล้อมย่านที่อยู่อาศัย ..	75
4.20 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ เมื่อมี และไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง ในสภาพแวดล้อมย่านธุรกิจ	75
4.21 การเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ เมื่อ β เปลี่ยนแปลง สำหรับ พื้นที่ให้บริการย่านชานเมือง	76
4.22 การเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ เมื่อ β เปลี่ยนแปลง สำหรับ พื้นที่ให้บริการย่านที่อยู่อาศัย	77
4.23 การเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ เมื่อ β เปลี่ยนแปลง สำหรับ พื้นที่ให้บริการย่านธุรกิจ	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ระบบโค้ดดิวิชั่นมัลติเพิลแอกเซส หรือ ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) ในมาตรฐาน IS-95 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่ 2-2.5 ซึ่งความแตกต่างระหว่างการสื่อสารยุคที่หนึ่ง และสองคือรูปแบบของการสื่อสารข้อมูล โดยที่การสื่อสารระบบเซลล์ลู่ลาร์ในยุคที่สองนั้น จะเป็นการสื่อสารด้วยระบบดิจิทัล ซึ่งแตกต่างกับยุคที่หนึ่งที่เป็นการสื่อสารแบบอนาล็อก ตัวอย่างของระบบการสื่อสารในยุคที่หนึ่ง คือ ระบบ Advanced Mobile Telephone System (AMPS) ที่ใช้การจัจัดสรรการเข้าถึงและการมอดูเลชันทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) ส่วนระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สองดังในมาตรฐาน IS-54 นั้น จะใช้การจัจัดสรรช่องสัญญาณด้วยช่วงเวลา หรือ Time Division Multiple Access (TDMA) ซึ่งเปลี่ยรูปแบบการสื่อสารข้อมูลเสี่ยจากระบบอนาล็อกเดิมเป็นระบบดิจิทัลที่ 10 kbps และส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลชันแบบ Differentially encoded quadrature phase-shift keying (DQPSK) ซึ่งต่อมาได้มีการนำเสนอมาตรฐาน IS-95 ที่ใช้การจัจัดสรรการเข้าถึงด้วยรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) โดยใช้เทคนิคการขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum) ที่ช่องสัญญาณทั้งหมดในระบบจะใช้ย่านความถี่เดียวกันในการสื่อสาร และอาศัยการแบ่งช่องสัญญาณด้วยรหัส PN sequence (Pseudo Noise Sequence) ที่สร้างขึ้นที่เครื่องรับ-ส่งในระบบซีดีเอ็มเอ การจัจัดสรรช่องสัญญาณด้วยรหัสนี้จะทำให้ความจุของผู้ใช้ในหนึ่งเซลล์เพิ่มขึ้น และสามารถส่งข้อมูลข่าวสารได้มากกว่าการสื่อสารในยุคที่ 1 และ 2 ซึ่งในหนังสือหรือเอกสารบางเล่ม [1] จะเรียกระบบซีดีเอ็มเอว่าเป็นระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 2.5

การที่ระบบซีดีเอ็มเอใช้การสื่อสารด้วยย่านความถี่เดียวกันทั้งหมด จึงทำให้ระบบนี้ถูกจำกัดด้วยปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบ โดยระบบ CDMA นี้ เป็นที่รู้จักกันว่า เป็น "Interference Limited System" นั่นก็เพราะว่าขีดจำกัดทางด้านความจุของระบบไม่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดแถบความถี่ หรือ ช่องเวลา เหมือนกับที่ใช้ในระบบ FDMA และ TDMA เนื่องจากระบบ CDMA นั้นสามารถให้กำเนิดรหัส PN Code ได้เป็นจำนวนมาก แต่ทว่าปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากเครื่องส่งทั้งหมดในระบบที่ใช้แถบความถี่เดียวกัน จะทำให้สัดส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแทรกสอด ($E_b / (N_0 + I_0)$) ที่รับได้ที่เครื่องรับมีคุณภาพที่ไม่เพียงพอต่อการสื่อสาร โดยถ้าในระบบประกอบด้วยเครื่องส่งจำนวนมากเท่าไร ก็จะทำให้ปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดมีคามากตาม ไปด้วยเท่านั้น

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้เดินทางมาสู่ยุคที่ 3 หรือที่เรียกว่า “Third Generation of Mobile Communication: 3G” ซึ่งระบบที่ได้รับการยอมรับให้นำมาใช้ในการสื่อสารในยุคที่ 3 นี้ คือ ระบบ “Wide-band Code Division Multiple Access (W-CDMA)” ที่พัฒนามาจากระบบ CDMA ที่ใช้ในมาตรฐาน IS-95 มาเป็นมาตรฐานของ IMT-2000 ที่มีรูปแบบการสื่อสารโดยใช้แถบความถี่ที่กว้างกว่าระบบ CDMA เดิม จึงทำให้สามารถสื่อสารข้อมูลที่มีอัตราข้อมูลได้สูงกว่าและมีความจุมากกว่า แต่ว่าการแพร่กระจายด้วยแถบความถี่กว้างนั้น ก็จะทำให้สัญญาณที่แพร่กระจายมีค่าการหน่วงเวลาของสัญญาณแต่ละเส้นทางที่แตกต่างกันมากตามไปด้วย ดังนั้น ในการออกแบบระบบเซลล์ลูลาร์ที่ใช้การแพร่กระจายด้วยแถบความถี่กว้างจึงจำเป็นต้องพิจารณาพารามิเตอร์เหล่านี้ด้วย

นอกจากนี้ การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของเครื่องลูกข่ายที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้น จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณภาพการสื่อสารและการให้บริการในระบบเซลล์ลูลาร์ แต่เท่าในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 ที่ใช้ระบบซีดีเอ็มเอนั้น ยังมีพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบโดยตรงต่อระบบคือ ปริมาณผู้ใช้ในระบบ ซึ่งมีผลกระทบอย่างมากต่อการสื่อสารด้วยระบบ CDMA เนื่องจากลูกข่ายทั้งหมดสื่อสารด้วยย่านความถี่เดียวกัน นอกจากนี้ การเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ในระบบนั้นยังส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการให้บริการของสถานีฐานอีกด้วย โดยแตกต่างกันตามสภาพพื้นที่ให้บริการ ดังนั้นหากสามารถศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ และพารามิเตอร์อื่นๆ ในระบบด้วยพารามิเตอร์ที่มีลักษณะคงที่ได้ ก็จะทำให้ผู้ออกแบบระบบสามารถคาดเดาพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลงต่างๆ ที่เกิดขึ้นอย่างคร่าวๆ ในระบบได้ เพื่อเป็นแนวทางให้วิศวกรผู้ออกแบบระบบสามารถออกแบบระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.2 วัตถุประสงค์ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมุ่งเน้นการวิจัยไปทางด้านการศึกษาหาผลกระทบจากปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้น และการเปลี่ยนแปลงรัศมีในการให้บริการของระบบจากการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ ในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน 3 พื้นที่ นั่นคือ ย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และย่านธุรกิจ ซึ่งแต่ละพื้นที่นั้นจะมีพารามิเตอร์ในการลดทอนสัญญาณที่แตกต่างกัน โดยอาศัยโมเดลในการแพร่กระจายคลื่นและพารามิเตอร์อื่นๆ ตามมาตรฐานที่นำเสนอโดย ITU สำหรับ IMT-2000 เพื่อให้สอดคล้องกับระบบที่จะนำมาใช้งานจริง และการปรับค่าพารามิเตอร์ที่มีความแปรปรวนต่างๆ ให้มีลักษณะเป็นค่าคงที่ตามที่นำเสนอในงานวิจัยต่างๆ [1] – [6] มาประยุกต์ใช้เพื่อความง่ายต่อการออกแบบระบบ นอกจากนี้ยังศึกษาถึงผลกระทบจากการแพร่กระจายคลื่นชนิดแถบความถี่กว้าง ด้วยช่องสัญญาณแบบ WSSUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering) ที่ จะนำมาใช้ในการสื่อสารในยุคที่ 3 เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบระบบเซลล์ลูลาร์ CDMA และ W-CDMA ต่อไป

1.3 สมมติฐานที่ทำการวิจัย

สำหรับวิศวกรผู้ออกแบบระบบเซลล์ลุดาร์นั้น ปัจจัยที่มีความสำคัญอย่างหนึ่งก็คือ รัศมีการให้บริการของเซลล์หนึ่งๆ ซึ่งนั่นก็หมายความว่าความถี่การวางตำแหน่งสถานีฐานเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่การให้บริการให้มีประสิทธิภาพมากที่สุด แต่ทว่า ความแปรปรวนของพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการสื่อสารไร้สายนั้น ทำให้ไม่สามารถคาดเดาถึงคุณภาพสัญญาณและคุณภาพการให้บริการที่แน่นอนของระบบได้ ความแปรปรวนเหล่านี้จะเกิดจากการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่ายที่ทำให้พารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบมีความเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ทั้งการลดทอนในการแพร่กระจายสภาพแวดล้อมในการให้บริการที่แตกต่างกันตามพื้นที่ให้บริการ ปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากภายในเซลล์และเซลล์ข้างเคียง และรัศมีการให้บริการ ถ้าหากสามารถคาดเดาพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลงเหล่านี้ได้อย่างคร่าวๆ ได้ ก็จะทำให้ผู้ออกแบบสามารถออกแบบระบบเซลล์ลุดาร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้น ถ้าสามารถคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ลุดาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ ได้โดยใช้ช่องสัญญาณที่มีการพิจารณาค่าการหน่วงเวลา และการลดทอนสัญญาณในแต่ละเส้นทางแบบตายตัว ควบคู่ไปกับโมเดลการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นมาตรฐานที่เสนอให้ใช้โดย ITU ก็จะทำให้การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ในระบบเซลล์ลุดาร์ซีดีเอ็มเอ นั้นทำได้ง่าย และสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับสภาพแวดล้อมในการให้บริการต่างๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.4 แนวทางการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอแนวทางการคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ลุดาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ โดยอาศัยการหน่วงเวลา และการลดทอนสัญญาณในแต่ละเส้นทางของการกระจายคลื่นแบบคงที่ด้วยช่องสัญญาณแบบ WSSUS ควบคู่ไปกับโมเดลการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นของ Walfisch-Ikegami Model (WIM) และการใช้เครื่องรับแบบเรด 3 ดัชนี (3-finger Rake Receiver) เพื่อเป็นแนวทางให้วิศวกรผู้ออกแบบระบบสามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการ ที่เกิดขึ้นเมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบการวางตำแหน่งสถานีฐานในระบบเซลล์ลุดาร์ซีดีเอ็มเอที่จะนำมาใช้สำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 โดยระบบที่นำมาใช้ในการจำลองผลคือระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 และระบบ W-CDMA ตามมาตรฐานของ IMT-2000 และทำการกำหนดพื้นที่การให้บริการออกเป็น 3 ลักษณะพื้นที่ โดยใช้โมเดล WIM สำหรับพื้นที่โล่ง เมืองขนาดเล็ก และเมืองขนาดใหญ่ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบระบบเซลล์ลุดาร์ซีดีเอ็มเออย่างมีประสิทธิภาพ

อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขอบเขตในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อหาการเปลี่ยนแปลงรศมีในการให้บริการของเซลล์เคลื่อนที่ที่สามารถให้บริการได้ สำหรับพื้นที่ให้บริการที่แตกต่างกันสามลักษณะพื้นที่ คือ ย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และย่านธุรกิจ โดยใช้พารามิเตอร์พื้นฐาน องค์กรประกอบในการสื่อสาร (link budget) ตามที่เสนอในมาตรฐาน IS-95 และ IMT-2000 ส่วนโมเดลการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะใช้โมเดล WIM หรือ COST231 ตามที่เสนอโดย ITU สำหรับใช้ในการสื่อสารด้วย IMT-2000 นอกจากนี้ยังพิจารณาการแพร่กระจายคลื่นด้วยแถบความถี่กว้างแบบกำหนดช่วงเวลาและการลดทอนแบบคงที่ด้วยช่องสัญญาณ WSSUS โดยผลที่ได้จากการทดลอง คือ กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงรศมีในการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ในระบบเซลล์ลูตาร์ซีดีเอ็มเอ ที่สามารถนำมาใช้ในการออกแบบระบบได้

1.6 ขั้นตอนในการศึกษา

ขั้นตอนในการศึกษาเกี่ยวกับ “การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ลูตาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ” จะประกอบด้วยการศึกษาความเข้าใจเกี่ยวกับการแพร่กระจายคลื่นวิทยุในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ การลดทอนและลักษณะพื้นที่ในการให้บริการแบบต่างๆ ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบโค้ดดิวิชั่นมัลติเพล็กซ์ ระบบเซลล์ลูตาร์ซีดีเอ็มเอ และมาตรฐานต่างๆ เพื่อนำแนวทางและวิธีการต่างๆ มาใช้เป็นแนวทางในการคำนวณ หลังจากนั้นจะทำการจำลองผลสำหรับการให้บริการในพื้นที่ต่างๆ ด้วยโปรแกรมที่พัฒนาขึ้นเพื่อช่วยในการคำนวณ แล้วแสดงผลที่ได้จากการคำนวณในลักษณะกราฟเส้น เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบเซลล์สุลาร์ซีดีเอ็มเอ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบเซลล์สุลาร์ซีดีเอ็มเอ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวรวมไปถึงทฤษฎีเกี่ยวกับการแพร่กระจายคลื่นทั้งในแถบความถี่แคบ และแถบความถี่กว้าง และพื้นฐานต่างๆ เกี่ยวกับระบบซีดีเอ็มเอ ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมินประสิทธิภาพของระบบเซลล์สุลาร์ซีดีเอ็มเอ

2.1 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุในการสื่อสารเคลื่อนที่ภาคพื้นดินและทฤษฎีอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องกับการแพร่กระจายคลื่นในระบบเซลล์สุลาร์ ทั้งผลกระทบจากสภาพแวดล้อมชนิดต่างๆ การจางหายของสัญญาณ การเกิดคลื่นหน่วง และลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นชนิดแถบความถี่กว้าง ซึ่งทฤษฎีเหล่านี้จำเป็นต่อการออกแบบระบบเซลล์สุลาร์

2.1.1 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุ

หลักการของการสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั่น คือ การส่งผ่านข้อมูลข่าวสารผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (หรือช่องสัญญาณแบบแพร่กระจาย) ระหว่างเครื่องลูกข่ายชนิดเคลื่อนที่ กับสถานีฐาน จึงทำให้สัญญาณที่ส่งไปยังเครื่องลูกข่ายที่เคลื่อนที่นั้นมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ซึ่งต่างจากการสื่อสารแบบอยู่กับที่ เพราะคุณภาพของการเชื่อมโยงข้อมูลจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่าย ที่เป็นเอกลักษณ์อย่างหนึ่งของการสื่อสารเคลื่อนที่

2.1.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ

ในการสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุ นั้นการส่งข้อมูลข่าวสารจะใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นตัวกลางในการส่งผ่าน สมมติว่าคลื่นแพร่กระจายจากจุดเล็กๆ จุดหนึ่งในอากาศ ซึ่งเรียกว่า “แหล่งกำเนิดในอุดมคติ” (isotropic source) โดยมีกำลังส่ง P_t (วัตต์) และมีระยะห่าง d (เมตร) จากแหล่งกำเนิดสัญญาณไปยังเครื่องรับสัญญาณแล้ว กำลังต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของแหล่งกำเนิดในอุดมคติจะมีค่าเป็น W_r (วัตต์ต่อตารางเมตร) ที่สามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้ง $W_r = \frac{P_t}{4\pi d^2}$ วัตต์ต่อตารางเมตร (2.1a)

เมื่อพื้นที่หัวผลของสายอากาศด้านรับ คือ S_{eff} (ตารางเมตร) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างพื้นที่หัวผลและอัตราขยายของสายอากาศ คือ $G_r = 4\pi S_{eff} / \lambda^2$ และเมื่อใช้ความสัมพันธ์นี้จะสามารถหาค่ากำลังที่เครื่องรับ P_r ได้จากสมการ

$$P_r = W_r S_{eff} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_r P_t \quad (2.1b)$$

เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่น หากสมมติว่าอัตราขยายของสายอากาศด้านรับเป็นหนึ่งหน่วยแล้ว อัตราส่วนระหว่างกำลังส่งต่อกำลังที่รับได้ L_f มีค่าเป็น

$$L_f = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

ซึ่งมีนิยามเป็น การลดทอนในอากาศ (free space loss) โดยลักษณะของการลดทอนในอากาศนี้จะไม่มีการดูดซับที่แน่นอน และไม่ถูกรบกวนด้วยสิ่งใดแม้ว่าคลื่นวิทยุจะเดินทางผ่าน ซึ่งแน่นอนว่านี่เป็นเพียงทฤษฎีในอุดมคติเท่านั้น แต่ทว่าการแพร่กระจายสัญญาณวิทยุที่พิจารณาอยู่นั้น เป็นการแพร่กระจายในชั้นบรรยากาศที่ไม่แตกต่างจากอากาศเท่าไรนัก ดังนั้นการวิเคราะห์จากทฤษฎีในอุดมคติจึงสามารถนำมาใช้เป็นแนวทางได้ ซึ่งเมื่อพิจารณาสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าการลดทอนของคลื่นในการแพร่กระจายสัญญาณวิทยุในอากาศจะเพิ่มขึ้นแปรผันตามระยะทางกำลังสอง

ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ คำว่า “กำลัง” มักจะถูกนำมาใช้แทน “ความเข้มสนามไฟฟ้า” เมื่อเครื่องส่งมีกำลัง P_t วัตต์ และระยะห่างคือ d เมตร แล้วความเข้มสนามไฟฟ้า E (โวลต์ต่อเมตร) จะสามารถหาได้จาก

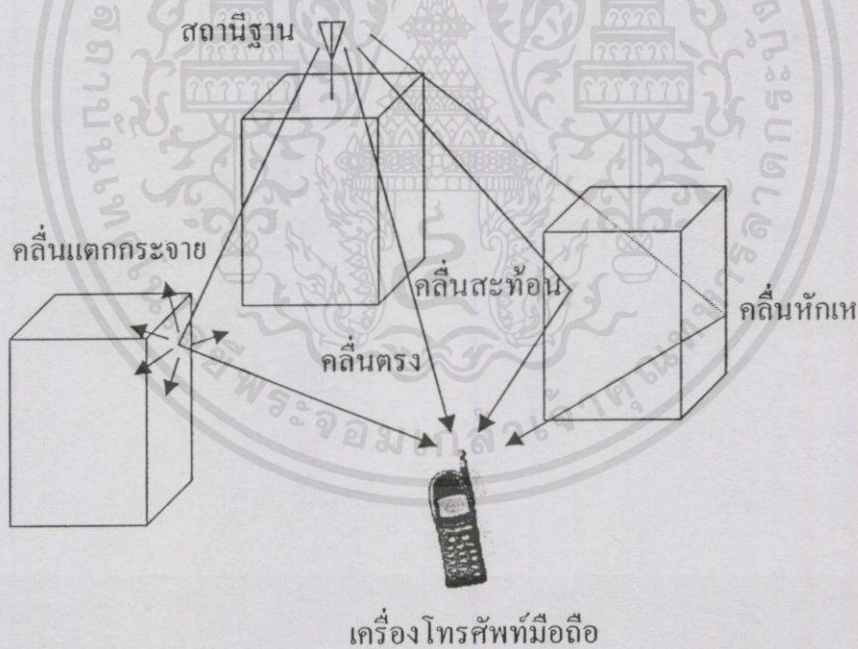
$$E = \sqrt{Z_0 P_t / 4\pi d^2} \quad (2.3)$$

เมื่อ Z_0 คือ ค่าความต้านทานของอากาศ (characteristic impedance of free space) ที่มีค่าประมาณ $120\pi \approx 377$ โอห์ม

2.1.1.2 ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

การแพร่กระจายคลื่นในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ที่จะแบ่งออกเป็นการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารและภายนอกอาคาร ซึ่งแต่ละแบบจะมีสภาพแวดล้อมต่อการลดทอนสัญญาณแตกต่างกัน ซึ่งการแพร่กระจายภายนอกอาคารนั้น อาคาร ต้นไม้ และสิ่งปลูกสร้างต่างๆ จะเป็นตัวกีดขวางทางเดินคลื่น ส่วนสิ่งกีดขวางการแพร่กระจายภายในอาคารนั้นก็คือ อุปกรณ์สำนักงาน และ

เฟอร์นิเจอร์ต่างๆ เป็นต้น ซึ่งสิ่งกีดขวางเหล่านี้จะมีผลกระทบต่อการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณวิทยุที่ส่งออกจากเครื่องส่งของสถานีฐานบนดินนอกอาคารจะมีการแพร่กระจายในทุกทิศทาง นอกเหนือจาก “ทางตรง” (direct path) จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับแล้ว ยังมี “คลื่นสะท้อน” (reflection) “คลื่นหักเห” (diffraction) และ “คลื่นแตกกระจาย” (scattering) จากอาคารสิ่งปลูกสร้างต่างๆ อีกด้วย คลื่นสะท้อนจะเกิดจากการสะท้อนคลื่นจากผนังอาคาร พื้นดิน หรือสิ่งกีดขวางต่างๆ ส่วนคลื่นหักเห นั้น คือการหักเหของคลื่นเมื่อตกกระทบส่วนที่เป็นมุมของอาคาร และสำหรับคลื่นแตกกระจาย คือลักษณะที่คลื่นตกกระทบวัตถุแล้วแตกกระจายออกรอบทิศทาง ซึ่งเหตุการณ์เหล่านี้จะทำให้คลื่นเดินทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับด้วยระยะทางที่แตกต่างกัน และใช้เวลาในการเดินทางต่างกัน ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้เครื่องสื่อสารเคลื่อนที่ที่ได้รับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่เหมือนกันในเวลาที่แตกต่างกันหลายสัญญาณ ซึ่งคลื่นที่ถูกหน่วงเวลา (delayed wave) เหล่านี้จะเรียกรวมว่า “มัลติพาท” (Multipath) มัลติพาทนี้จะทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณ ซึ่งจะส่งผลให้ข้อมูลข่าวสารที่ได้จากการประมวลผลสัญญาณเกิดความผิดพลาด ซึ่งการจางหายแบบนี้จะเรียกว่า “การจางหายเนื่องจากมัลติพาท” (multipath fading)



รูปที่ 2.1 การแพร่กระจายคลื่นในระบบเซลลูลาร์

2.1.2 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากระยะทางในการแพร่กระจาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่งานวิศวกรรมใช้งานเพื่อการศึกษานาน ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการลดทอนสัญญาณจากการแพร่กระจายคลื่นในระบบเซลลูลาร์
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทางอื่น ไม่คิดเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 อันเนื่องมาจากระยะทางในการแพร่กระจายคลื่นจากเครื่องส่ง ไปยังเครื่องรับ

2.1.2.1 การจางหายของสัญญาณในระบบเซลลูลาร์

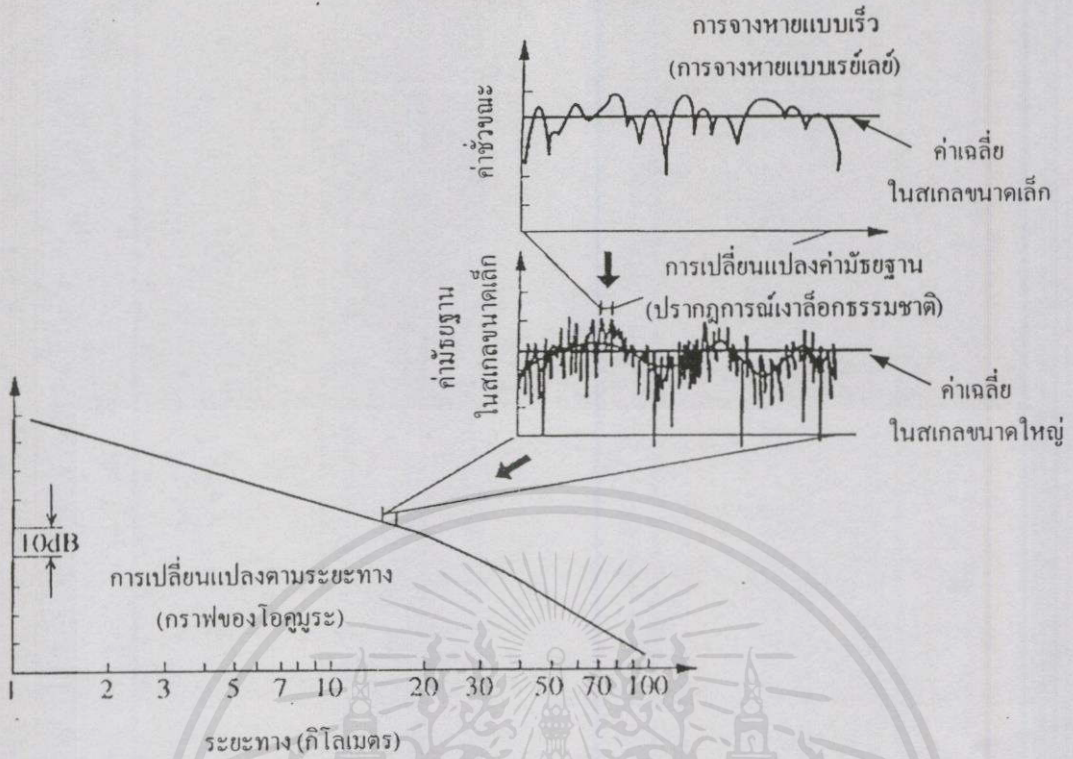
ลักษณะการจางหายของสัญญาณที่เกิดขึ้นในระบบเซลลูลาร์แสดงในรูปที่ 2.2 ที่เสนอโดยโอคูมูระ ก่อนที่สัญญาณจะไปถึงที่เครื่องรับที่ต้องการนั้นสัญญาณวิทยุจะผ่านการสะท้อนหรือแตกกระจายจากสิ่งกีดขวางต่างๆ มากมายดังที่ได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ ซึ่งในสภาพการณ์เช่นนี้จะก่อให้เกิดการจางหายของสัญญาณที่รับได้ดังแสดงในกราฟด้านบนของรูปที่ 2.2 จะเห็นว่า การแกว่งของกำลังสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับนั้นมากกว่า 20 dB และการแกว่งของความถี่ประมาณ 100 Hz ซึ่งนี่คือตัวอย่างของการจางหายแบบเร็ว (fast fading) ซึ่งในระบบเซลลูลาร์นั้นการจางหายแบบเร็วนี้จะสามารถอธิบายได้ด้วยทฤษฎีการแจกแจงเรย์เลย์ บางครั้งจึงเรียกการจางหายแบบนี้ว่า การจางหายแบบเรย์เลย์ ซึ่งค่ามัธยฐานของการจางหายแบบเร็วที่เกิดขึ้นในช่องว่างในช่วงเล็กๆ ของความยาวคลื่นคือ ค่ามัธยฐานในสเกลขนาดเล็ก (small scale median value) และต่อไปหากนำข้อมูลบางส่วนออกมาจากค่ามัธยฐานในสเกลขนาดเล็กช่วงขณะหนึ่งแล้วจะเห็นได้ว่าค่ามัธยฐานมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะสอดคล้องกับกราฟรูปกลางในรูปที่ 2.2 เมื่อสิ่งกีดขวางภาคพื้นดินในช่องสัญญาณแพร่กระจายทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณ เมื่อนำการแจกแจงของค่าเฉลี่ยที่ได้จากช่วงของสเกลขนาดเล็กที่แกว่งขึ้นลงจากจุดของการส่งสัญญาณนี้มาทำการนอร์มอลไลซ์บนสเกลล็อกการริ้มของกำลังสัญญาณที่รับได้แล้วจะได้เป็น “การแจกแจงแบบล็อกธรรมชาติ” ของเอ็นเวโลปของสัญญาณที่รับได้ “ค่ามัธยฐานสเกลขนาดใหญ่” คือค่าเฉลี่ยค่าใหม่ที่ได้จากการเปลี่ยนแปลงของค่ามัธยฐานสเกลขนาดเล็ก ซึ่งค่ามัธยฐานสเกลขนาดใหญ่นี้จะเปลี่ยนแปลงตามระยะทางในการแพร่กระจายคลื่น ดังแสดงในกราฟรูปล่างสุดในรูปที่ 2.2 ซึ่งจะพล็อตการเปลี่ยนแปลงค่ามัธยฐานต่อระยะทางในการแพร่กระจายในหน่วยกิโลเมตร

2.1.2.2 โมเดลการประมาณสัญญาณจากการแพร่กระจายคลื่นในระบบเซลลูลาร์

2.1.2.2.1 โมเดลของโอคูมูระและฮาดะ

วิธีการที่ใช้กันโดยทั่วไปวิธีการหนึ่งในการหาลักษณะของการลดทอนเนื่องจากระยะทางในการแพร่กระจายในระบบเซลลูลาร์ด้วยกราฟของโอคูมูระ ซึ่งโมเดลนี้มีพื้นฐานมาจากการสะสมข้อมูลที่ได้จากการทดลอง ซึ่งกราฟที่ได้จากการทดลองของโอคูมูระนี้สามารถนำมาใช้ในการประมาณการลดทอนของสัญญาณเนื่องจากระยะทางในการแพร่กระจายในทุกลักษณะพื้นที่ โดยที่กราฟที่ได้นี้สามารถประยุกต์ใช้ได้กับสภาพแวดล้อมในระบบเซลลูลาร์ได้ทุกแบบ

โอคูมูระและทีมงานวิจัยของเขาได้แบ่งลักษณะพื้นที่ให้บริการออกเป็นแบบกิ่งราบเรียบและแบบไม่เรียบ ส่วนพื้นที่ราบต่างๆ ไปจะถูกแบ่งออกตามปริมาณสิ่งกีดขวางเป็น เขตชุมชน เขตชานเมือง และเขตพื้นที่โล่ง และในทำนองเดียวกันสำหรับเขตพื้นที่ไม่เรียบนั้นก็จะแบ่งออกเป็นเขตพื้นที่บริเวณที่ราบสูง พื้นที่เขตภูเขาแบบเดี่ยวๆ พื้นที่ชั้นเชิงเขา และพื้นที่แบบผสมระหว่างน้ำและแผ่นดิน ซึ่งตารางที่ 2.1 จะแสดงให้เห็นถึงลักษณะพื้นที่ชนิดต่างๆ ของโอคูมูระ



รูปที่ 2.2 ลักษณะของการจางหายของสัญญาณที่เกิดขึ้นในระบบเซลล์เคลื่อนที่

ตารางที่ 2.1 การแบ่งลักษณะพื้นที่ของ โอคูมูระ

สภาพพื้นที่	กึ่งราบเรียบ	พื้นที่โดยมากเป็นพื้นที่เรียบ โดยสามารถมีพื้นที่ชันได้โดยมีความสูงต่ำกว่า 20 เมตร	
	ไม่เรียบ	พื้นที่ลุ่ม ๆ ดอน ๆ	พื้นที่ลุ่ม ๆ ดอน ๆ ผสมกันระหว่างภูเขาต่ำ ๆ และพื้นที่ราบ
		ภูเขา	ภูเขาสูงเดี่ยวที่อยู่ในเส้นทางแพร่กระจายคลื่น โดยที่พื้นที่อื่น ๆ ไม่มีผลต่อการแพร่กระจาย
		พื้นที่เชิงเขา	พื้นที่เชิงเขา ไหล่เขา
		พื้นที่ผสม	ช่องการแพร่กระจายสัญญาณ สำหรับภาคพื้นดิน ทะเล หรือทะเลสาบ
สิ่งกีดขวางภาคพื้น	พื้นที่โล่ง	เส้นทางแพร่กระจายที่ปราศจากสิ่งกีดขวางอย่าง ต้นไม้ หรืออาคาร เช่นทุ่งนา เป็นต้น เป็นเส้นทางแพร่กระจายที่เส้นทางในแนวสายตาไม่ถูกกีดขวางด้วยสิ่งกีดขวางใดๆ ในระยะ 3-400 เมตร	
	ชานเมือง	มีสิ่งกีดขวางอยู่ใกล้กับเครื่องลูกข่าย เช่น ในเขตที่อยู่อาศัย ทางด่วน	
	เขตชุมชน	เขตพื้นที่ชุมชนที่หนาแน่นไปด้วยสิ่งปลูกสร้างต่างๆ เช่น บ้านธุรกิจ	

ตารางที่ 2.2 สมการของฮาดะ

เขตธุรกิจ	$L_p = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} R$ (dB)
	เมื่อ $a(h_m)$ คือ correction factor สำหรับความสูงสายอากาศเครื่องลูกข่ายมีค่าเป็น : สำหรับเมืองขนาดเล็กและขนาดกลาง $a(h_m) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7)h_m - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8)$ สำหรับเมืองขนาดใหญ่ $a(h_m) = 8.29(\log_{10} 1.54h_m)^2 - 11 \quad : f_c \leq 200 \text{ MHz}$ $= 3.2(\log_{10} 11.75h_m)^2 - 4.97 \quad : f_c \geq 400 \text{ MHz}$
ชานเมือง	$L_{ps} = L_p - 2\{\log_{10}(f_c/28)\}^2 - 5.4$ [dB]
พื้นที่โล่ง	$L_{ps} = L_p - 4.78(\log_{10} f_c)^2 + 18.33 \log_{10} f_c - 40.94$ [dB]
เมื่อ	f_c : ความถี่ใช้งานในย่าน 150 ~ 1,500 MHz h_b : ความสูงสายอากาศของสถานีฐาน ในช่วง 30 ~ 200 เมตร h_m : ความสูงสายอากาศของเครื่องลูกข่าย ในช่วง 1 ~ 10 เมตร R : ระยะห่างระหว่างเครื่องลูกข่ายและสถานีฐาน

การลดทอนสัญญาณจากระยะทางในการแพร่กระจายที่ได้จากวิธีการของ โอคูมูระนั้นจะได้จากการอ่านค่าจากกราฟของโอคูมูระ ซึ่งเป็นวิธีที่ค่อนข้างยากที่จะนำไปใช้ในการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ จึงได้มีผู้เสนอวิธีที่ดีกว่าการใช้กราฟของโอคูมูระและเหมาะสมกับการนำไปใช้คำนวณด้วยคอมพิวเตอร์นั่นคือ วิธีการของฮาดะ ซึ่งวิธีการของฮาดะนี้เหมาะสำหรับพื้นที่ที่ราบเรียบเช่นเดียวกับการใช้กราฟของโอคูมูระ แต่ยังสามารถจะนำไปใช้ในการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ได้คืออีกด้วย ซึ่งสมการในวิธีการของฮาดะแสดงในตารางที่ 2.2 ซึ่งค่าที่ได้จากการใช้สมการเหล่านี้จะมีความถูกต้องสำหรับพื้นที่ในย่านพื้นที่โล่ง ย่านชานเมือง และย่านธุรกิจ แต่อย่างไรก็ดี โมเดลของฮาดะนี้จะมีขีดจำกัดในการใช้งานดังแสดงในตารางที่ 2.2 และเนื่องจากโมเดลของฮาดะนี้คล้ายการคำนวณด้วยวิธีการของโอคูมูระบนคอมพิวเตอร์ จึงสามารถเรียกวิธีการของฮาดะได้ว่าเป็น การปรับปรุงกราฟของโอคูมูระสำหรับการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์

2.1.2.2.2 โมเดลของ Walfisch-Ikegami (COST)

ในยุโรป ผลงานการวิจัยภายใต้โครงการ Cooperation in Field of Scientific and Technical Research (COST) ได้มีการพัฒนาปรับปรุงโมเดลในการหาค่าการลดทอนสัญญาณจากการแพร่กระจายในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ ในโครงการ 231 (COST231) ภายใต้ชื่อ “การประเมินการสื่อสารเคลื่อนที่ภาคพื้นดิน” ซึ่งผลจากโครงการนี้คือ โมเดลในการหาค่าการลดทอน

จากการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นมาตรฐานของ International Telecommunications Union (ITU) สำหรับระบบเซลลูลาร์ PCS ที่สามารถใช้ได้กับเมืองขนาดกลางถึงขนาดใหญ่ และพื้นที่จำลองต่างๆ ที่รู้จักกันในนาม “โมเดลของ Walfisch-Ikegami (WIM)” ซึ่งโมเดลนี้จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ 800 – 2,000 MHz ในรัศมี 0.02 – 5 กิโลเมตร

WIM ได้แบ่งสถานการณ์ของการแพร่กระจายออกเป็นกรณีที่มีสัญญาณแนวสายตา (line-of-sight: LOS) กับ ไม่มีสัญญาณในแนวสายตา (non-line-of-sight: NLOS) ในกรณีที่มี LOS นั้นจะไม่มีสิ่งกีดขวางในเส้นทางตรงระหว่างเครื่องลูกข่ายและสถานีฐาน และมีค่าการลดทอนในหน่วยเดซิเบล ของ WIM เป็น

$$L_{LOS} = 42.64 + 26 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{MHz}, \quad d_{km} \geq 0.02 \quad (2.3)$$

จะเห็นได้ว่ากฎกำลังการแพร่กระจายในกรณีที่มี LOS นั้นจะมีค่า $26/10 = 2.6$ นั่นคือ $L_{LOS} \propto d^{2.6}$ ซึ่งโมเดลนี้จะสมมติว่าความสูงเสาอากาศที่สถานีฐานนั้นมากกว่าหรือเท่ากับ 30 เมตร เพื่อให้แน่ใจได้ว่าในเส้นทางนี้มีเฟรชเนลโซนเคลียร์เร็นช้อันค้ำสูง เมื่อการลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นในอากาศ มีค่าเป็น

$$L_{fs} = 32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{MHz} \quad (2.4a)$$

แล้วค่าลดทอนจากการแพร่กระจายในสมการที่ (2.3) จะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} L_{LOS} &= L_{fs} + 10.19 + 6 \log_{10} d_{km} = L_{fs} + 6 \log_{10} (50d_{km}) \\ &= L_{fs} + 6 \log_{10} (d_m / 20) \end{aligned} \quad (2.4b)$$

เมื่อ d_m คือระยะทางในหน่วยเมตร จะเห็นได้จากกราฟในรูปที่ 2.3 ว่าโมเดล WIM สำหรับกรณีที่มี LOS จะมีค่าเท่ากับการลดทอนสัญญาณในอากาศที่ระยะ 20 เมตร และเพิ่มขึ้นมากกว่าการลดทอนในอากาศเรื่อยๆ ตามการเพิ่มขึ้นของระยะทางทุกๆ 6 dB/decade

สำหรับกรณี NLOS นั้น โมเดล WIM จะสามารถหาค่าการลดทอนจากการแพร่กระจายได้โดยใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ มีความหมายดังนี้

h_b = ความสูงจากระดับถนนของเสาอากาศที่สถานีฐาน มีค่า 4 – 50 เมตร

h_m = ความสูงเสาอากาศของเครื่องลูกข่าย มีค่า 1 – 3 เมตร

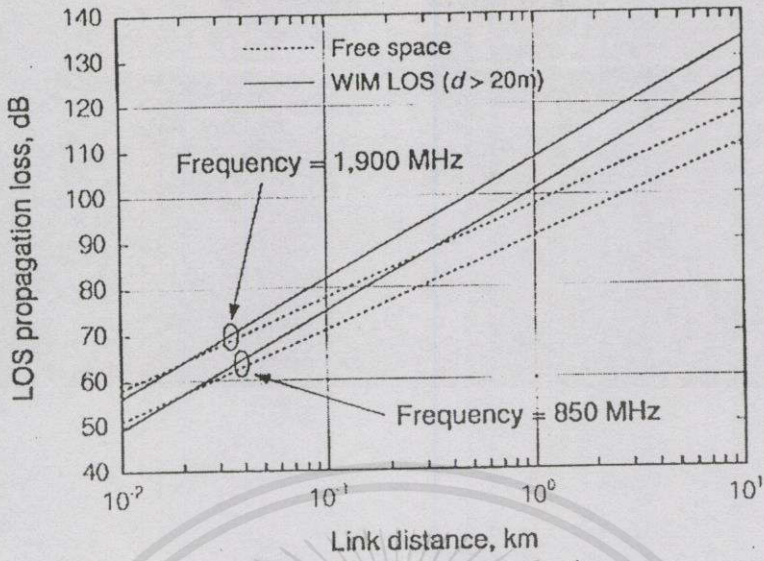
h_B = ค่าความสูงของสิ่งปลูกสร้างหรืออาคาร ในหน่วยเมตร

Δh_b = $h_b - h_B$ = ความสูงของเสาอากาศสถานีฐานเหนือสิ่งปลูกสร้างต่างๆ ในหน่วยเมตร

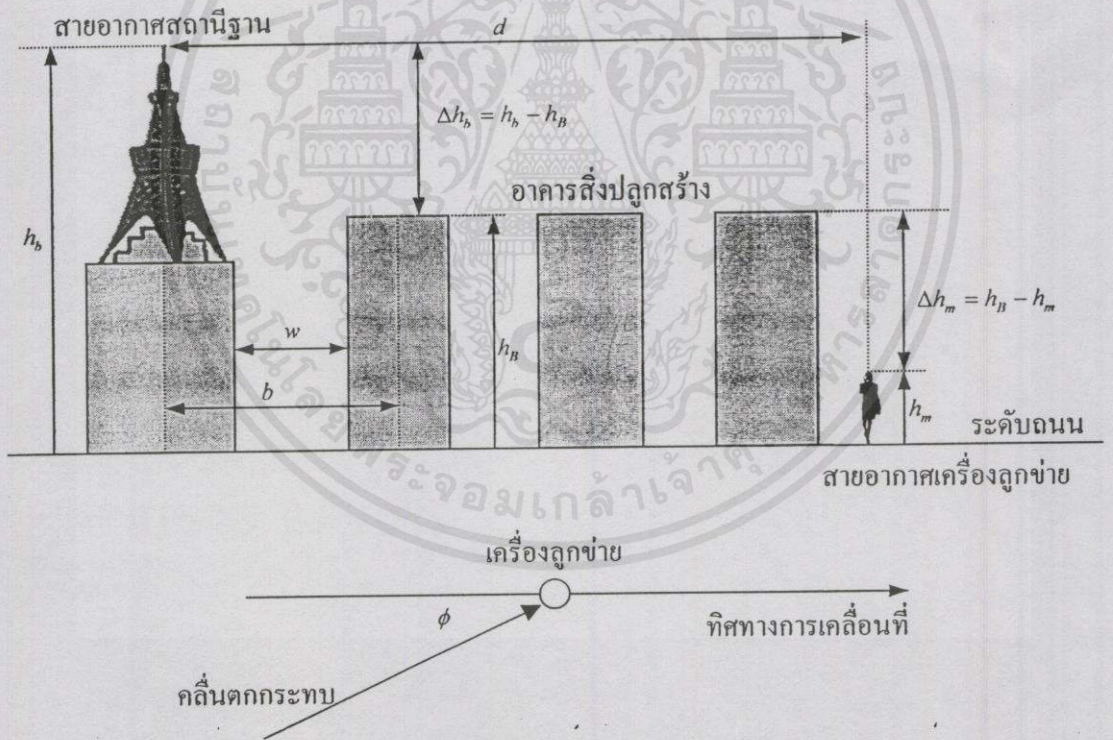
Δh_m = $h_B - h_m$ = ความแตกต่างระหว่างความสูงเสาอากาศเครื่องลูกข่ายกับสิ่งปลูกสร้างระยะห่างระหว่างสิ่งปลูกสร้างในหน่วยเมตร (ใช้ค่า 20 ถึง 50 เมตร ถ้าไม่มีข้อมูล)

w = ความกว้างถนน (ถ้าไม่มีข้อมูลให้ใช้ค่า $b/2$)

ϕ = มุมตกกระทบของคลื่น โดยอ้างอิงกับถนน (ถ้าไม่มีข้อมูลให้ใช้ค่า 90 องศา)



รูปที่ 2.3 การเปรียบเทียบ โมเดล WIM กับการลดทอนในอากาศ



รูปที่ 2.4 พารามิเตอร์ต่างๆ ใน โมเดล WIM

ในกรณีที่ไม่มีข้อมูลบางอย่าง เช่น ความสูงอาคารในหน่วยเมตร สามารถประมาณได้โดยการนับจำนวนชั้นของอาคารแล้วคูณด้วยสาม แล้วบวกด้วย 3 เมตร ถ้าคาคฟี่ของอาคารเป็นแบบมีหลังคา (ไม่ใช่คาคฟี่เรียบๆ) ซึ่งโมเดลนี้จะใช้งานได้ดีที่สุดในกรณีที่สายอากาศของสถานีฐานอยู่สูงกว่าอาคารสิ่งปลูกสร้างต่างๆ

เมื่อใช้พารามิเตอร์ที่ต่างๆ ที่กล่าวมาข้างต้นแล้วจะสามารถหาค่าการลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นด้วยโมเดล WIM ในกรณี NLOS ได้ดังสมการที่ (2.5)

$$L_{NLOS} = \begin{cases} L_{fs} + L_{rts} + L_{msd} , & L_{rts} + L_{msd} \geq 0 \\ L_{fs} , & L_{rts} + L_{msd} < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

เมื่อ L_{fs} = การลดทอนในอากาศ = $32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{MHz}$
 L_{rts} = การลดทอนจากการหักเหและการแตกกระจายของคลื่นจากอาคาร-ผู้-ถนน
 L_{msd} = การลดทอนจากการแตกกระจายคลื่นจากสภาพแวดล้อมที่มีผนังจำนวนมาก

ค่าการลดทอนสัญญาณในเทอมของ L_{rts} และ L_{msd} คือ พารามิเตอร์ความแปรปรวนของสัญญาณ NLOS ซึ่ง L_{rts} สามารถหาได้จาก

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log_{10} w + 10 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} \Delta h_m + L_{ori} \quad (2.6a)$$

เมื่อ

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.354\phi , & 0 \leq \phi \leq 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35^\circ) , & 35^\circ \leq \phi \leq 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\phi - 55^\circ) , & 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (2.6b)$$

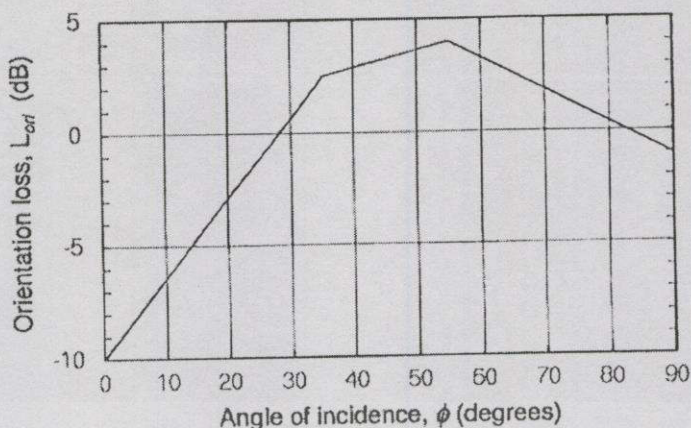
เป็นค่าการลดทอนเชิงมุม (orientation loss) จากสมการจะเห็นได้ชัดเจนว่า L_{rts} จะลดลงเมื่อถนนกว้างขึ้น และความสูงของสิ่งปลูกสร้างเพิ่มขึ้น ส่วนผลกระทบจากมุมตกกระทบ ϕ ที่แสดงในรูปที่ 2.4 นั้นมีความหมายดังนี้

- ให้ลบ 10 dB ถ้าสัญญาณเข้าถึงเครื่องรับในทิศทางเดียวกับการเคลื่อนที่ หรือ $\phi = 0^\circ$
- ให้บวกเพิ่มอย่างมาก 4 dB ถ้ามุมเข้าถึงของคลื่นเป็นมุมทแยง
- ให้ลบ 1 dB ถ้ามุมเข้าถึงของคลื่นนั้นตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ หรือ $\phi = 90^\circ$

สำหรับสมการในการหาการลดทอนเนื่องจากสภาพแวดล้อมที่มีผนังจำนวนมากในเทอม L_{msd} คือ ,

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10} d_{km} + k_f \log_{10} f_{MHz} - 9 \log_{10} b \quad (2.7a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในสมการนี้ L_{bsh} คือ อัตราของปรากฏการณ์เงา (การลดทอนเชิงลบ) ที่เกิดขึ้นเมื่อสายอากาศที่สถานีฐานอยู่สูงกว่าอาคารฟ้าของอาคาร



รูปที่ 2.5 การลดทอนเชิงมุม (orientation loss) ที่ใช้ในโมเดล WIM

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log_{10}(1 + \Delta h_b), & \Delta h_b > 0 \\ 0, & \Delta h_b \leq 0 \end{cases} \quad (2.7b)$$

จากสมการจะเห็นได้ชัดเจนว่า L_{msd} จะลดลงเมื่อระยะห่างระหว่างอาคาร (b) เพิ่มขึ้น ส่วนค่า k_a , k_d และ k_f ที่จะอธิบายต่อไปนี้จะเป็นตัวหาความสัมพันธ์ของการลดทอนจากระยะทาง (d_{km}) กับความถี่ (f_{MHz}) ซึ่งเทอม k_a ในสมการที่ (2.7a) สามารถหาได้โดย

$$k_a = \begin{cases} 54, & \Delta h_b > 0 \\ 54 + 0.8|\Delta h_b|, & \Delta h_b \leq 0, d_{km} \geq 0.5 \\ 54 + 0.8|\Delta h_b|(d_{km}/0.5), & \Delta h_b \leq 0, d_{km} < 0.5 \end{cases} \quad (2.7c)$$

ซึ่งความสัมพันธ์ที่ได้คือ การลดทอนไป 54 dB ในกรณีที่สายอากาศของสถานีฐานอยู่สูงกว่าคาบฟ้าของอาคารที่ติดตั้งวางการแพร่กระจายคลื่น ($\Delta h_b > 0$) แต่จะมากกว่า 54 dB ถ้าสายอากาศสถานีฐานอยู่ต่ำกว่าสิ่งกีดขวาง ซึ่งปริมาณการลดทอนที่เพิ่มขึ้นจาก 54 dB จะเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยหากระยะห่างระหว่างเครื่องลูกข่ายกับสถานีฐานนั้นค่อนข้างสั้น (หรือน้อยกว่า 500 เมตร)

ส่วนค่า k_d ในสมการที่ (2.7a) นั้นหาได้จาก

$$k_d = \begin{cases} 18, & \Delta h_b > 0 \\ 18 + 15(|\Delta h_b|/h_B), & \Delta h_b \leq 0 \end{cases} \quad (2.7d)$$

ความสัมพันธ์นี้ทำให้ L_{msd} เพิ่มขึ้นตามระยะทางที่ 18 dB/decade ถ้าสายอากาศของสถานีฐานอยู่สูงกว่าคาบฟ้าของอาคารที่ติดตั้งวาง ($\Delta h_b > 0$) แต่ถ้าสายอากาศสถานีฐานอยู่ต่ำกว่า การเพิ่มขึ้นของการลดทอนต่อระยะทางก็จะเพิ่มขึ้น นั่นคือ 30 dB/decade ของระยะทาง เมื่อสายอากาศของสถานีฐานมีความสูงเพียงแค่ 20% ของสิ่งกีดขวาง ($\Delta h_b/h_B = 0.8$) ส่วนแฟกเตอร์ k_f ในสมการที่ (2.7a) จะหาได้จาก

$$k_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \left(\frac{f_{MHz}}{925} - 1 \right), & \text{สำหรับเมืองขนาดกลาง และชานเมือง} \\ -4 + 1.5 \left(\frac{f_{MHz}}{925} - 1 \right), & \text{เขตธุรกิจ} \end{cases} \quad (2.7e)$$

และเมื่อนำค่าการลดทอนในอากาศ การแตกกระจาย และการหักเหของคลื่นในทอมของ L_{fs} และ L_{rts} มารวมกันจะได้การลดทอนเพิ่มขึ้นเป็น 30 dB/decade ของความถี่ สมการสำหรับหาค่า k_f แสดงให้เห็นถึงการแปรผันตามความถี่นี้ควรจะมีการปรับปรุงเป็น

- ความถี่ < 6.21 GHz สำหรับเมืองขนาดกลางและเขตชานเมือง
- ความถี่ < 2.29 GHz สำหรับย่านธุรกิจ

จากผลการซิมูเลชัน โมเดล WIM จะทำให้ทราบถึงข้อสังเกตบางประการของโมเดล ดังนี้

(1) การลดทอนเนื่องจากการแพร่กระจายนั้นจะมีผลกระทบต่อลดทอนสัญญาณอย่างมาก จากพารามิเตอร์ Δh_b และ Δh_m โดยเฉพาะที่ระยะการแพร่กระจายมากกว่า 500 เมตร สำหรับกรณีที่มีความสูงของสิ่งกีดขวางต่ำกว่าความสูงสายอากาศของสถานีฐาน ($\Delta h_b > 0$) นั้น กฎกำลังของการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าคงที่ในฟังก์ชันของระยะทางที่ $\gamma = 3.8$ ส่วนกรณีที่สิ่งกีดขวางสูงกว่าสายอากาศของสถานีฐาน ($\Delta h_b < 0$) กฎกำลังการแพร่กระจายจะมีค่าระหว่าง $\gamma = 3.8$ (ที่ $h_b = h_R$) ถึง $\gamma = 5.3$ (เมื่อ $h_b = 0$)

(2) ระยะห่างระหว่างสิ่งกีดขวางหรืออาคารสิ่งปลูกสร้าง (b) ก่อนข้างจะมีผลกระทบต่อลดทอนเนื่องจากการแพร่กระจาย

(3) ความสูงสายอากาศของเครื่องลูกข่าย (h_m) จะมีผลกระทบต่อลดทอนเนื่องจากการแพร่กระจาย

2.1.3 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณแถบความถี่แคบ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เกิดขึ้นในการแพร่กระจายคลื่นด้วยย่านความถี่แคบในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์ภาคพื้นดิน เช่น การจางหายของสัญญาณ การเปลี่ยนแปลงขนาด และเฟสของสัญญาณที่ได้รับได้

2.1.3.1 ลักษณะการจางหายของสัญญาณในระบบเซลลูลาร์

การเกิดคลื่นตรงจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับนั้นมักจะเป็นไปได้ยากในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์ สัญญาณที่ได้รับได้ที่เครื่องรับมักจะเป็นคลื่นที่เกิดจากกระสะท้อนหรือหักเห ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.1.1 ซึ่งลักษณะการกระจายของสัญญาณที่มาถึงเครื่องรับนั้นจะขึ้นอยู่กับลักษณะภูมิประเทศที่ทำให้เกิดการสะท้อนหรือหักเหของสัญญาณ และตัวแปรอื่นๆ อีก

มากมาย ในกรณีนี้จะสามารถตั้งสมมติฐานได้ว่า สัญญาณมาถึงยังเครื่องรับในทุกทิศทางโดยปราศจากคลื่นตรง และด้วยข้อสมมติฐานนี้จึงทำให้สามารถกำหนดคุณลักษณะการจางหายของสัญญาณด้วยการกระจายแบบ Rayleigh ได้ แต่อีกกรณีหนึ่ง หากเครื่องรับสามารถรับคลื่นตรงจากเครื่องส่งได้ ก็จะทำให้มีสัญญาณจากเส้นทางหนึ่งที่มีความเข้มของสัญญาณสูงกว่าเส้นทางอื่นๆ อย่างเห็นได้ชัด ในกรณีนี้จะกำหนดคุณลักษณะการจางหายของสัญญาณด้วยการกระจายแบบ Rician ซึ่งมักจะใช้ในระบบไมโครเซลล์ลูลาร์

2.1.3.2 การเปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้

2.1.3.2.1 การเลื่อนคอปเปลอร์ (Doppler Shift)

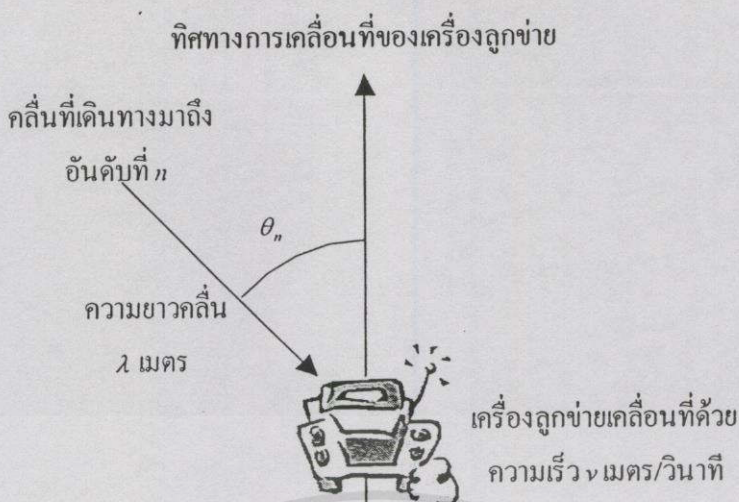
กำหนดให้สถานีฐานส่งสัญญาณแบบต่อเนื่องด้วยความถี่คงที่ f_c เฮิร์ต คลื่นหน่วงเดินทางไปถึงยังเครื่องรับโทรศัพท์ที่เคลื่อนที่ด้วยมุม θ_n จากแกนของการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ ดังแสดงในรูปที่ 2.6 รูปคลื่นของสัญญาณ $r_n(t)$ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t) \exp j(2\pi f_c t)] \quad (2.8)$$

ซึ่ง $\text{Re}[\]$ หมายถึงส่วนจริงของสัญญาณเชิงซ้อน และ $e_n(t)$ คือ รูปคลื่นเชิงซ้อนของสัญญาณที่เข้าถึงเครื่องรับเป็นลำดับที่ n เมื่อช่องสัญญาณแพร่กระจายมีความยาว L_n เมตร เครื่องรับเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว v เมตรต่อวินาที และความยาวคลื่นที่ใช้คือ λ เมตร แล้ว $e_n(t)$ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} e_n(t) &= R_n \exp j \left(-\frac{2\pi(L_n - vt \cos \theta_n)}{\lambda} + \phi_n \right) \\ &= x_n(t) + jy_n(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

เมื่อ R_n และ ϕ_n คือขนาดและเฟสของคลื่นที่เข้ามาเป็นอันดับที่ n ตามลำดับ $x_n(t)$ และ $y_n(t)$ คือองค์ประกอบแกนจริงและแกนจินตภาพ ตามลำดับ สมการที่ 2.9 แสดงให้เห็นว่า คลื่นที่มาถึงเครื่องรับอันดับที่ n มีค่าความถี่ออฟเซตเป็น $(v \cos \theta_n) / \lambda$ เฮิร์ต เนื่องมาจากผลกระทบของ “การเลื่อนคอปเปลอร์” การเลื่อนคอปเปลอร์สูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $v / \lambda = f_d$ เฮิร์ต ซึ่งหมายความว่าค่าความถี่ออฟเซตของคลื่นหน่วงที่มาถึงเครื่องรับในทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางเคลื่อนที่ของเครื่องรับ และสำหรับคลื่นที่เข้าถึงเครื่องถูกขยับจากทางด้านหลัง หรือ ตามทิศทางเคลื่อนที่ของเครื่องถูกขยับนั้นจะทำให้เกิดค่าความถี่ออฟเซต $-f_d$ เฮิร์ต ซึ่งแน่นอนว่าจะทำให้เกิดการเลื่อนคอปเปลอร์เช่นเดียวกัน ดังนั้นหากพิจารณาถึงการเลื่อนคอปเปลอร์ในการหาทิศทางของคลื่นที่เข้าถึงเครื่องรับจะต้องพิจารณาทิศทางเคลื่อนที่ด้วย เพราะการเลื่อนคอปเปลอร์เป็นไปได้ทั้งสองทาง



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างทิศทางในการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่ายต่อมุมเข้าถึงของคลื่น

2.1.3.2.2 การแจกแจงของการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าสัญญาณในระบบเซลล์ลู่ลาร์สามารถเข้าถึงเครื่องรับได้ทุกทิศทาง ด้วยเหตุนี้เอง สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ จึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของคลื่นที่เข้าถึงทั้งหมด ถ้าให้ N เป็นจำนวนของสัญญาณที่เข้าถึงเครื่องรับ สัญญาณ $r(t)$ ที่รับได้ที่เครื่องรับจะสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_{n=1}^N r_n(t) \\
 &= \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^N e_n(t) \exp j(2\pi f_c t) \right] \\
 &= \operatorname{Re} [(x(t) + jy(t)) (\cos 2\pi f_c t + j \sin 2\pi f_c t)] \\
 &= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

เมื่อ

$$x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t) \quad \text{และ} \quad y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) \tag{2.11}$$

หากสมมติว่า N มีค่ามากแล้ว จากทฤษฎีของ central-limit จะได้ว่า $x(t)$ และ $y(t)$ เป็น independent normal random processes ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวน σ^2 เช่นเดียวกัน และเมื่อ $x = x(t)$ และ $y = y(t)$ แล้วฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม $p(x, y)$ ของสัญญาณ $r(t)$ ที่รับได้จะมีค่าเป็น

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.12)$$

คราวนี้หากใช้ขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$r(t) = R(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

เมื่อ

$$R(t) = R = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \text{และ} \quad \theta(t) = \theta = \tan^{-1}[y/x]$$

ซึ่งสามารถเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของ $p(R, \theta)$ ได้เป็น

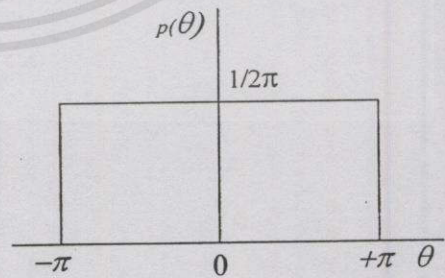
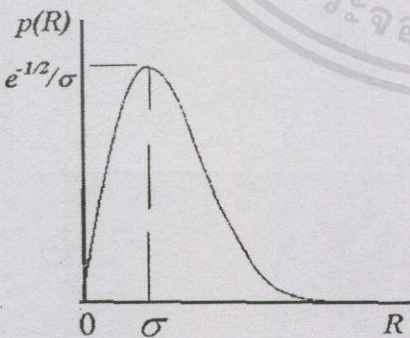
$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.13)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ 2.13 ด้วย θ ในย่านตั้งแต่ 0 ถึง 2π แล้วจะได้เป็นฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็น $p(R)$ ในฟังก์ชันของ R และหากต้องการหาฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็น $p(\theta)$ ก็ให้ทำการอินทิเกรตสมการ 2.13 ด้วย R ในย่านตั้งแต่ 0 ถึง ∞ ซึ่งผลของการอินทิเกรต จะได้เป็น

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.14)$$

และ

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.15)$$



- (a) ฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงขนาดสัญญาณ
(การแจกแจงแบบ Rayleigh)
- (b) ฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ
(การแจกแจงแบบ uniform)

รูปที่ 2.7 ฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงขนาด และเฟสอันเนื่องมาจากการจางหายแบบรวดเร็วในระบบเซลล์ลู่ลาร์

จากการวิเคราะห์เกี่ยวกับการจางหายของสัญญาณที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณชนิดแพร่กระจายในสภาพแวดล้อมแบบระบบเซลล์ลู่ลาร์ ด้วยสมการที่ 2.14 จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงขนาดสัญญาณมีการแจกแจงแบบเรย์เลย์ และเฟสของสัญญาณจะมีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม ดังแสดงในรูปที่ 2.7

2.1.4 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณแถบความถี่กว้าง

2.1.4.1 ผลกระทบของการจางหายแบบซีเลคทีฟในช่องสัญญาณแถบความถี่กว้าง

2.1.4.1.1 ช่องสัญญาณแบบ WSSUS

ลักษณะของสัญญาณที่แพร่กระจายแบบแถบความถี่กว้างนั้น ช่วงของระยะทางในการแพร่กระจายที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดและเฟส และทิศทางในการเข้าถึงของคลื่นที่เกิดการล่าช้าที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบอิสระต่อกันนั้น จะต้องทำให้มีค่าเป็นค่าคงที่ที่อ้างอิงกับกับเวลาในการหน่วงของคลื่นหน่วง ซึ่งในกระบวนการแบบสุ่มจะเรียกกระบวนการชนิดนี้ว่า “wide-sense stationary (WSS)” ซึ่งหมายถึง การแจกแจงความน่าจะเป็นแต่ละตัวของแอมพลิจูดและเฟส นั้นจะไม่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์เวลาหน่วง ซึ่งขอบเขตในการตรวจจับสัญญาณเพื่อให้ได้ความเป็นคงที่ของสัญญาณจะอยู่ในช่วงไม่กี่สิบเท่าของความยาวคลื่นในสภาพแวดล้อมของระบบเซลล์ลู่ลาร์ การแตกกระจายแบบไม่เกี่ยวพัน (Uncorrelated Scattering) จะเกิดขึ้นเมื่อ ตำแหน่งสัมพัทธ์ของแหล่งจ่ายสัญญาณของการแตกกระจายที่มีผลทำให้เกิดคลื่นหน่วงที่ไม่สามารถทำให้สัมพันธ์กันได้ ที่จะทำให้การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณไม่สามารถทำให้เกิดคอรีเรชันได้ ซึ่งมันจะเป็นองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นที่แตกต่างกันตามการหน่วงเวลา ช่องสัญญาณที่มีลักษณะดังที่กล่าวไปแล้วนี้ จะเรียกว่า ช่องสัญญาณแบบ “Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering (WSSUS)” และช่องสัญญาณแบบ WSSUS นี้ จะใช้ในการกำหนดคุณลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นชนิดแถบความถี่กว้าง

2.1.4.1.2 Frequency Selective fading

ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้น เมื่อช่องสัญญาณแพร่กระจายประกอบด้วยการแพร่กระจายหลายเส้นทาง (มัลติพาท) จึงจะต้องมีการประมาณการเปลี่ยนแปลงความถี่สัมพัทธ์ที่เกิดขึ้นในการแพร่กระจายสัญญาณวิทยุชนิดแถบความถี่กว้าง การเปลี่ยนแปลงเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับแถบความถี่ที่ใช้ โดยสามารถวิเคราะห์ลักษณะของเส้นทางที่ทำการกรองได้โดยอาศัยลักษณะของช่องสัญญาณการสื่อสารที่สามารถหาได้จาก selective fading ที่ขึ้นอยู่กับความถี่ ซึ่งการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่ายจะทำให้องค์ประกอบสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องลูกข่ายมีลักษณะของการเปลี่ยนแปลงแบบชั่วขณะด้วย ซึ่งจะเป็นผลให้มีการเปลี่ยนแปลงการจางหายของสัญญาณตามไปด้วย ซึ่งการจางหายชนิดนี้ จะเรียกว่า “frequency selective fading” หรือเรียกสั้น ๆ ว่า “selective fading”

อัตราของข้อมูลข่าวสารที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดความผิดพลาด จะเรียกว่าเป็น “*bit error rate (BER)*” บิตข้อมูลข่าวสารจะถูกมองโดยวงจรอินพุทของเครื่องรับให้อยู่ในรูปของกำลังสัญญาณ และการเพิ่มขึ้นของกำลังส่ง โดยทั่วไปแล้ว จะเป็นให้ BER ลดลง เมื่อข้อมูลข่าวสารถูกส่งในช่องสัญญาณวิทยุที่มีเพียงสัญญาณรบกวน white noise แต่อย่างไรก็ตาม การจางหายในช่องสัญญาณแบบ selective fading จะมีค่าระดับสัญญาณระดับหนึ่งที่ไม่สามารถเพิ่มค่า BER ที่รับได้ที่เครื่องรับได้ การผิดพลาดที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้ จะเรียกว่าเป็น “การผิดพลาดที่ไม่สามารถลดลงได้ (irreducible errors)”

2.1.4.1.3 Correlation Bandwidth

จากที่กล่าวแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ หากเกิด selective fading แล้ว ลักษณะในช่องสัญญาณการสื่อสารระหว่างความถี่สองความถี่จะแตกต่างกัน ซึ่งความถี่สองความถี่จะมีลักษณะคล้ายกันก็ต่อเมื่อสัมประสิทธิ์การคอรีเลชันนั้น มีค่าใกล้เคียง 1 ซึ่งย่านความถี่โดยประมาณของย่านความถี่ที่สามารถส่งสัญญาณได้อย่างอิสระของ selective fading นี้ จะเรียกว่า “*Correlation Bandwidth*”

2.1.4.2 การอธิบายลักษณะการแพร่กระจายมัลติพาธด้วยคณิตศาสตร์

ช่องสัญญาณแบบแพร่กระจายนั้นอาจจะมองได้เป็นระบบๆ หนึ่งที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณเอาต์พุท ที่มีลักษณะคล้ายกับวงจรฟิลเตอร์เชิงเส้น แต่พฤติกรรมของช่องสัญญาณมักจะเป็นชนิดที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงทำให้วงจรสมมูลของฟิลเตอร์เชิงเส้นมีลักษณะเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วย เมื่ออินพุทและเอาต์พุทของฟิลเตอร์เชิงเส้นสามารถอธิบายได้ทั้ง โดเมนของเวลาและความถี่ จึงทำให้เกิดระบบที่เป็นไปได้ทั้งหมด 4 ระบบ คือ

2.1.4.2.1 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันโดเมนเวลา (Time domain transfer function)

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนี้จะอธิบายถึงการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณในโดเมนของเวลา เนื่องจากการเกิดมัลติพาธของการแพร่กระจายในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้นมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณจึงเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วย เมื่อกำหนดให้เวลาคือ t การหน่วงเวลาคือ τ และการตอบสนองต่ออิมพัลส์ คือ $h(t, \tau)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุท $w(t)$ ที่เกิดจากการส่งสัญญาณเชิงซ้อนอินพุท $z(t)$ ผ่านช่องสัญญาณแบบแพร่กระจาย ที่หาได้จากคอนโวลูชันฟังก์ชันดังนี้

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t-\tau)h(t, \tau)d\tau \quad (2.16)$$

สมการนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาท์พุทในช่วงเวลาที่กำหนดนั้น เป็นผลคูณขององค์ประกอบจากสัญญาณอินพุทที่ป้อนเข้ามา โดยที่สัญญาณที่ถูกหน่วงทุกสัญญาณในช่วงเวลาสั้นๆ ($\tau, \tau + d\tau$) จะถูกคูณด้วยเวตติ้งแฟคเตอร์ (weighting factor) $h(t, \tau)$ ในระบบการสื่อสารจริงๆ แล้ว หากค่า $\tau < 0$ แล้ว ช่วงเวลานั้นถือว่าไม่มีความหมาย การอินทิเกรตในสมการที่ (2.16) สามารถเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของผลรวมได้ดังนี้

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^n z(t - m\Delta\tau)h(t, m\Delta\tau) \quad (2.17)$$

ซึ่งในสมการนี้จะสามารถมองมัลติพลาในรูปไดอะแกรมของแทปดีเลย์ไลน์ได้ โดยรูปร่างของคลื่นที่ถูกหน่วงเวลาจากการแพร่กระจายจะกำหนดโดย $h(t, \tau)$ ซึ่งโดยทั่วไปมักจะเรียก $h(t, \tau)$ ว่าเป็น “ดีเลย์โพรไฟล์” (delay profile) ของคลื่น ซึ่งดีเลย์โพรไฟล์นี้สามารถนำไปใช้ในการหาคุณลักษณะในโดเมนเวลาของช่องสัญญาณได้ และยังเป็นพารามิเตอร์สำคัญในการออกแบบระบบการสื่อสารเคลื่อนที่อีกด้วย

2.1.4.2.2 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันโดเมนความถี่ (Frequency domain transfer function)

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในโดเมนของความถี่นั้น จะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของสเปกตรัมความถี่ในช่วงก่อนและหลังจากที่คลื่นเดินทางผ่านช่องสัญญาณแพร่กระจาย ในการแพร่กระจายแบบมัลติพลา นั้น ความถี่ที่ถูกเลื่อนแบบคอปเปอเรเตอร์จะถูกคูณด้วย pre-Doppler shift spectrum ซึ่งจะทำให้เห็นว่าสัญญาณเชิงประกอบ (composite signal) ทั้งหมดนั้นมีการเลื่อนคอปเปอเรเตอร์ เมื่อทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของความถี่ในเส้นทางของการแพร่กระจายแทนได้ด้วย $H(f, \nu)$ และสเปกตรัมความถี่ที่ส่งออกมาคือ $Z(f)$ แล้วสเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้ $W(f)$ จะหาได้โดย

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - \nu)H(f, \nu)d\nu \quad (2.18)$$

และเขียนในรูปของผลรวมได้เป็น

$$W(f) = \Delta\nu \sum_{m=1}^n Z(f - m\Delta\nu)H(f, m\Delta\nu) \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อประยุกต์ใช้หลักการของแทปดีเลย์ไลน์เช่นเดียวกับโดเมนเวลาแล้ว จะเห็นได้ว่า จากสมการนี้
แม้ว่าความถี่บางส่วน ออกห่างตามมัลติพลาเปลี่ยนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้
จะแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ น้อยๆ ที่เกิดขึ้นในการเลื่อนคอปเปอเรเตอร์

2.1.4.2.3 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเวลาเปลี่ยนแปลง (Time variant Transfer function)

เมื่อช่องสัญญาณแพร่กระจายในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้นไม่สามารถหลีกเลี่ยงจากการเกิด frequency-selective fading ได้ ดังนั้นลักษณะทางความถี่ของมันจึงเปลี่ยนแปลงตามเวลา หากกำหนดให้ลักษณะทางความถี่ของฟังก์ชันแบบเวลาเปลี่ยนแปลงเป็น $T(f, t)$ เมื่อ $T(f, t)$ คือ Fourier Transform ของ $h(t, \tau)$ และ $T(f, t)$ ก็ยังเป็น inverse Fourier transform ของ $H(f, \nu)$ อีกด้วย นั่นคือ

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \nu) \exp(j2\pi f t) d\nu \quad (2.20)$$

ซึ่งจะได้ว่า $T(f, t)$ นั้นเป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญในการหาครีโเลชันแบนด์วิธและลักษณะทางความถี่ของช่องสัญญาณ

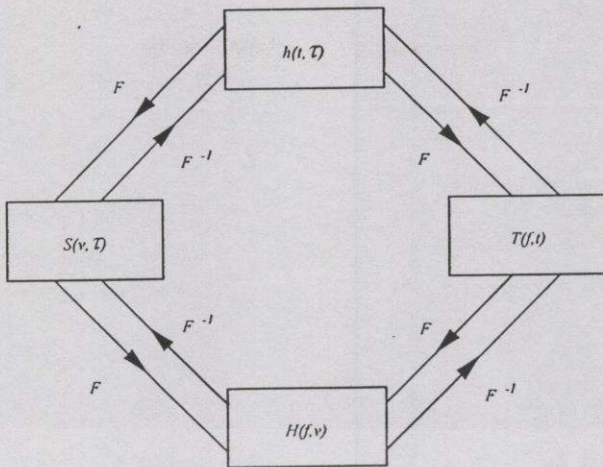
2.1.4.2.4 ดีเลย์-ดอปเปลอร์สเปกตรัม (Delayed Doppler spectrum function)

คุณสมบัติของการเลื่อนดอปเปลอร์สามารถนำมาใช้ในการหามุมของคลื่นที่เข้าถึงเครื่องรับ (อย่างไรก็ตาม การเลื่อนดอปเปลอร์ก็เป็นไปได้ทั้งสองทิศทางดังที่กล่าวมาแล้วก่อนหน้านี้) ในการหาทิศทางของการเข้าถึงของสัญญาณที่ขึ้นกับกำลังของคลื่นคลื่นหลาย ๆ สัญญาณนั้นจะใช้ฟังก์ชัน $S(\tau, \nu)$ ในการหาความสัมพันธ์ของเวลาที่คลื่นถูกหน่วงกับสเปกตรัมของดอปเปลอร์ ซึ่งฟังก์ชันนี้จะแสดงให้เห็นถึงลักษณะสเปกตรัมที่ถูกหน่วงเวลาของดอปเปลอร์ โดย $S(\tau, \nu)$ นั้นจะเป็น Fourier transform ของ $h(t, \tau)$ และเป็น inverse Fourier transform ของ $H(f, \nu)$ โดยมีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi \nu t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \nu) \exp(j2\pi f \tau) df \quad (2.21)$$

2.1.4.2.5 ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันทั้งสี่ฟังก์ชัน

จากฟังก์ชันที่ใช้ในการอธิบายถึงปรากฏการณ์ selective fading ทั้ง 4 ฟังก์ชันที่กล่าวมาแล้วนั้นจะมีความสัมพันธ์กันด้วย Fourier transform และ inverse Fourier transform ของตัวมันเอง ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดย Fourier transform จะถูกแทนด้วยสัญลักษณ์ F และแทน inverse Fourier transform ด้วย F^{-1} ซึ่งทั้งสี่ฟังก์ชันนี้จะครอบคลุมถึง เวลา (t) ความถี่ (f) เวลาที่ถูกหน่วง (τ) และการเลื่อนดอปเปลอร์ (ν) โดยที่ไม่ว่าจะเป็นคู่ทรานส์ฟอร์มใดๆ ในสี่คู่นี้จะสามารถใช้อธิบายลักษณะของ selective fading ได้ทั้งสิ้น



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันทั้งสี่ที่ใช้อธิบายลักษณะของ selective fading

2.2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบโค๊ดดิวิชั่นมัลติเพล็กซ์

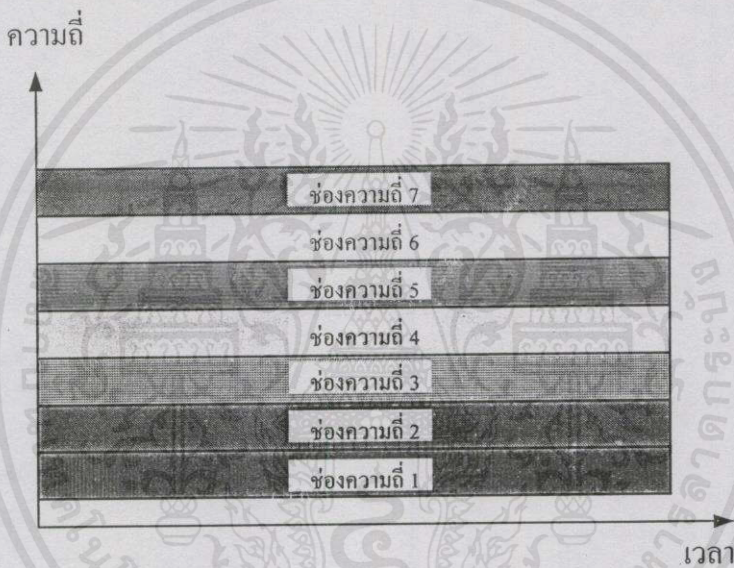
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของระบบ โค๊ดดิวิชั่นมัลติเพล็กซ์ หรือ ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) ในมาตรฐาน IS-95 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่ 2-2.5 ซึ่งความแตกต่างระหว่างการสื่อสารยุคที่หนึ่งและสองคือรูปแบบของการสื่อสารข้อมูล โดยการสื่อสารระบบเซลล์ลู่ลาร์ในยุคที่สองนั้น จะเป็นการสื่อสารด้วยระบบดิจิทัล ซึ่งแตกต่างกับยุคที่หนึ่งที่เป็น การสื่อสารแบบอนาล็อก ตัวอย่างของระบบการสื่อสารในยุคที่หนึ่ง คือ ระบบ Advanced Mobile Telephone System (AMPS) ที่ใช้การจัดสรรการเข้าถึงและการมอดูเลชั่นทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) ส่วนระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สองดัง ในมาตรฐาน IS-54 นั้นจะใช้การจัดสรรช่องสัญญาณด้วยช่วงเวลา หรือ Time Division Multiple Access (TDMA) ซึ่งเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูลเสียงจากระบบอนาล็อกเดิมเป็นระบบดิจิทัลที่ 10 kbps และส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลชั่นแบบ $\pi/4$ Differentially encoded quadrature phase-shift keying ($\pi/4$ DQPSK) ซึ่งต่อมาได้มีการนำเสนอมาตรฐาน IS-95 ที่ใช้การจัดสรรการเข้าถึงด้วยรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) โดยใช้เทคนิคการขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum) ที่ทำให้ความจุของผู้ใช้ในหนึ่งเซลล์เพิ่มขึ้นและสามารถส่งข้อมูลข่าวสารได้มากกว่าการสื่อสารในยุคที่ 1 และ 2 ซึ่งในหนังสือหรือเอกสารบางเล่ม [1] จะเรียกระบบซีดีเอ็มเอว่าเป็นระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 2.5

2.2.1 วิธีการจัดสรรการเข้าถึงหลายทางสัญญาณ

ระบบการสื่อสารเซลล์ลู่ลาร์ตามมาตรฐานของระบบ AMPS, IS-54 และ IS-95 จะมีวิธีการจัดสรรการเข้าถึงพื้นฐานที่แตกต่างกันสามชนิดคือ

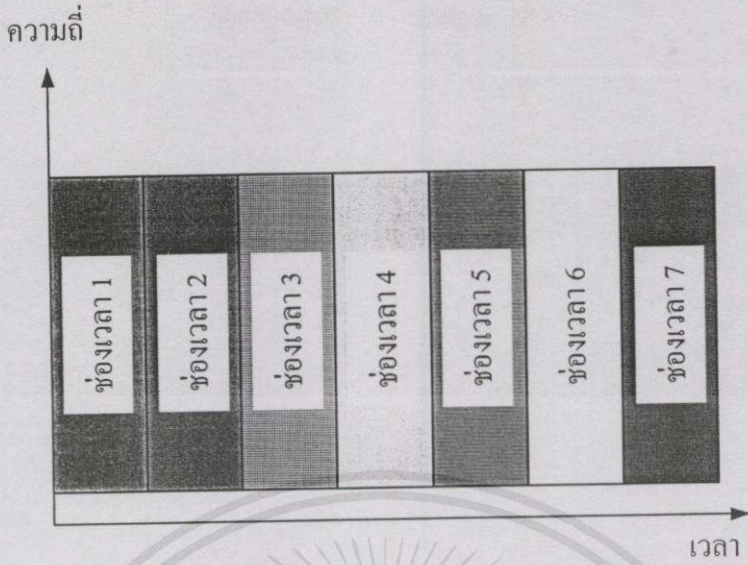
- การจัดสรรการเข้าถึงด้วยความถี่ (Frequency Division Multiple Access: FDMA)
- การจัดสรรการเข้าถึงด้วยเวลา (Time Division Multiple Access: TDMA)
- การจัดสรรการเข้าถึงด้วยรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA)

ซึ่งวิธีการพื้นฐานทั้งสามระบบนี้จะสามารถนำเอาวิธีการของระบบอื่นๆ มาใช้งานร่วมกันได้ เช่น การรวมการจัดสรรด้วยความถี่และเวลาเข้าด้วยกันเป็น FD/TDMA ที่ใช้ในระบบ IS-54 หรือการรวมการจัดสรรด้วยเวลาเข้ากับการจัดสรรด้วยรหัสจะได้เป็น FD/CDMA ดังที่ใช้ในระบบ IS-95 เป็นต้น

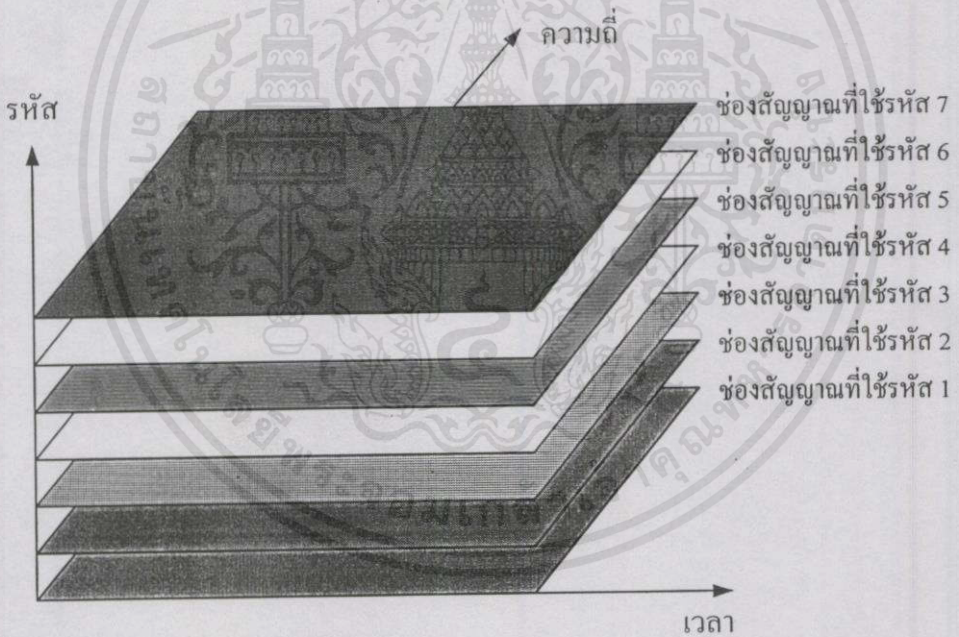


รูปที่ 2.9 การจัดสรรช่องสัญญาณแบบแบ่งช่องความถี่ (FDMA)

ในระบบ FDMA ความถี่จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ จำนวน M ช่องสัญญาณต่อเนื่องกันไป ตามแกนความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งในช่วงเวลาการสื่อสารผู้ใช้จะส่งสัญญาณผ่านทางความถี่ใดความถี่หนึ่งด้วยกำลังส่งเต็ม 100% ส่วนระบบ TDMA แล้วระนาบของความถี่-เวลาจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ จำนวน M ช่องเวลาต่อเนื่องตามแนวแกนเวลา ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งในช่วงเวลาการสื่อสารผู้ใช้จะส่งสัญญาณผ่านทางช่องเวลาใดช่องเวลาหนึ่งด้วยกำลังส่งต่ำ แต่สำหรับระบบซีดีเอ็มเอแล้ว กำลังของสัญญาณจะกระจายออกแบบต่อเนื่องเต็มทั้งระนาบของเวลา-ความถี่ ซึ่งในระบบนี้ระนาบเวลา-ความถี่จะไม่ถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณตามจำนวนผู้ใช้เหมือนในระบบ FDMA และ TDMA แต่ผู้ใช้แต่ละสถานีจะใช้สัญญาณที่ถูกเข้ารหัสที่แพร่กระจายโดยใช้แถบความถี่กว้างในการสื่อสาร ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 การจัดสรรช่องสัญญาณแบบแบ่งช่วงเวลา (TDMA)



รูปที่ 2.11 การจัดสรรช่องสัญญาณแบบแบ่งรหัส (CDMA)

เพื่ออธิบายถึงความจุของแต่ละวิธีการเข้าถึง จะสมมติว่าระบบมีแถบความถี่ใช้งาน W MHz และผู้ใช้แต่ละสถานีส่งข้อมูลที่ขังไม่ได้เข้ารหัสด้วยอัตรา $R_s = 1/T_s$ เมื่อ T_s คือช่วงเวลาบิต หากสมมติว่าแต่ละวิธีการเข้าถึงนั้นคลื่นสัญญาณจะออโรคอนออกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9 - 2.11 แล้ว จำนวนผู้ใช้สูงสุดที่สามารถให้บริการได้จะหาได้จาก

$$M = \text{capacity} \leq \frac{W}{R_b} = WT_b \quad (2.22a)$$

หากสมมติว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับแต่ละสถานีในวิธีการเข้าถึงใดๆ คือ S_r แล้ว กำลังที่รับได้ทั้งหมด P_r จะมีค่าเป็น

$$P_r = MS_r \quad (2.22b)$$

สมมติว่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) ที่ต้องการ มีค่าเท่ากับค่าจริงที่หาได้จาก

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{req}} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{actual}} = \frac{S_r/R_b}{N_0} = \frac{P_r/M}{N_0 R_b} \quad (2.22c)$$

จะได้ว่า

$$M = \frac{(P_r/N_0)}{R_b \cdot (E_b/N_0)_{\text{req}}} \quad (2.22d)$$

ดังนั้น ตามอุดมคติแล้วแต่ละวิธีการเข้าถึงจะมีปริมาณความจุเท่ากันคือ

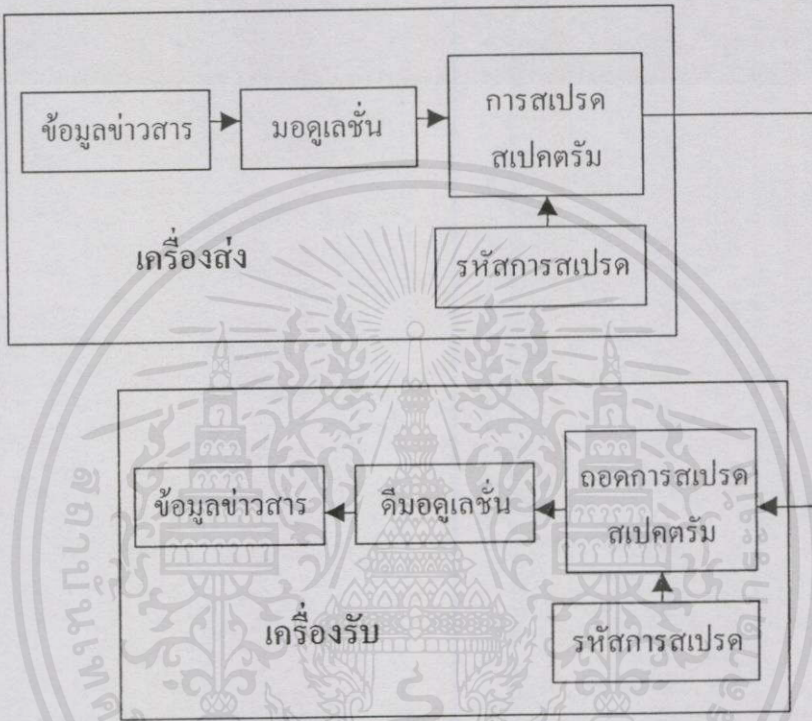
$$M_{\text{FDMA}} = M_{\text{TDMA}} = M_{\text{CDMA}} = \frac{(P_r/N_0)}{R_b \cdot (E_b/N_0)_{\text{req}}} \quad (2.22e)$$

จากสมการที่ (2.50e) นั้นจะเห็นว่าทุกวิธีการเข้าถึงมีความจุสูงสุดเท่ากันทางอุดมคติ แต่ในความเป็นจริงแล้ว การคำนวณความจุในระบบเซลล์ดาร์ของแต่ละวิธีการเข้าถึงนั้นแตกต่างกัน

2.2.2 เทคนิคการสเปคสเปคตรัม

ในระบบการสื่อสารแบบสเปคสเปคตรัมนั้น สเปคตรัมสัญญาณจะถูกขยายออกไปในแถบความถี่ที่กว้างกว่าแถบความถี่ที่บรรจุข้อมูลข่าวสารที่มีผลทำให้กำลังของสัญญาณกระจายออกไปบนแถบความถี่สเปคตรัมที่กว้างมาก ซึ่งรูปที่ 2.12 แสดงให้เห็นถึงกระบวนการในการส่งและรับสัญญาณแบบง่ายด้วยเทคนิคสเปคสเปคตรัม โดยข้อมูลข่าวสารที่ผ่านการมอดูเลแล้วจะถูกนำมาขยายแถบความถี่ด้วยรหัสการสเปคที่มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนเทียม ซึ่งกระบวนการนี้จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณกว้างขึ้นมากกว่าการสัญญาณข้อมูลข่าวสารเดิมหลายสิบเท่าตัว ส่วนทางด้านเครื่องรับนั้นจะใช้รหัสการสเปคที่เหมือนกับทางด้านส่งในการสร้างสัญญาณข้อมูลข่าวสารเดิมกลับคืนมา โดยที่สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่รับเข้ามาด้วยนั้นจะไม่มี

ความเป็นสหสัมพันธ์กับรหัสการสเปกตรัมจึงทำให้สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนเหล่านั้นออกไปได้โดยง่าย ซึ่งจะทำให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio: SNR) นั้นดีขึ้น โดยจะมีนิยามเป็น “โปรเซสซิงเกน” ของระบบ ที่สามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่างแถบความถี่ในการสเปกตรัมต่อแถบความถี่ของข้อมูลข่าวสาร โดยจะมีค่าประมาณ 100 เท่า (20 dB) ถึง 1,000 เท่า (30 dB)



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบการสื่อสารแบบสเปกตรัมสเปกตรัม

สำหรับวิธีการที่นิยมใช้ในการสเปกตรัมสัญญาณข้อมูลข่าวสารในระบบการสื่อสารแบบสเปกตรัมสเปกตรัมจะมีอยู่ 2 วิธี คือ ไคเร็คซีควเอนซ์ (Direct Sequence: DS) และ ฟรีควเอนซีฮอปปีง (Frequency Hopping: FH) โดยไคเร็คซีควเอนซ์จะใช้รหัสการสเปกตรัมแบบเร็ว (นั่นคือ อัตราชีพที่หลายเมกะชีพต่อวินาที) กับการมอดูเลตเชิงเฟส ซึ่งการใช้รหัสการสเปกตรัมไคเร็คซีควเอนซ์แบบนี้จะทำให้การเกิดความแตกต่างทางเวลาหรือระยะทางที่ดีขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้สามารถทำการตรวจสอบการรับ-ส่งสัญญาณระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งทำได้ง่ายขึ้น อีกทั้งยังทำให้สามารถใช้เทคนิคการรับแบบเรดได้อีกด้วย (ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในหัวข้อต่อไป)

สำหรับเทคนิคแบบฟรีควเอนซีฮอปปีงนั้นจะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ในการสลับ (หรือ ฮอป) ความถี่กลางของสัญญาณให้ไปเป็นความถี่ที่แตกต่างกันออกไปในอัตราความเร็วที่กำหนด ซึ่งจะทำให้การขยายความถี่สัญญาณข้อมูลบนแถบความถี่กว้างย่านหนึ่ง

สำหรับฟรีคววนซีฮอปปีงแบบเร็วนี้ อัตราการฮอปจะเร็วกว่าอัตราสัญลักษณ์ข้อมูลข่าวสาร ซึ่งในกรณีนี้ การส่งข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะใช้ความถี่หลายความถี่ในการฮอปเพื่อส่งข้อมูล ซึ่งจะทำให้ฟรีคววนซีฮอปปีงแบบเร็วนี้สามารถทนต่อผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการลดทอนของสัญญาณและการแทรกสอดได้ ส่วนการฮอปแบบช้านี้ อัตราการฮอปจะช้ากว่าอัตราข้อมูลข่าวสาร และจะส่งข้อมูลข่าวสารหลายตัวในการฮอปแต่ละความถี่

สำหรับการพัฒนาเทคนิคการสเปกตรัมจะพัฒนาโดยใช้เทคนิคโคเร็คซีคววนซ์เป็นหลักเพียงอย่างเดียว เนื่องจากเทคนิคแบบฟรีคววนซีฮอปปีงจะต้องการวงจรสังเคราะห์ความถี่ทั้งที่เครื่องรับและเครื่องส่ง ซึ่งถึงแม้ว่าที่เครื่องรับ-ส่งจะมีวงจรมีอยู่แล้วก็ตาม แต่ก็สามารถทำได้ดีเพียงแต่การฮอปปีงแบบช้าที่ 100 ฮอปต่อวินาที เท่านั้น ส่วนการฮอปปีงแบบเร็วจะต้องการอุปกรณ์ที่มีความสามารถและมีความซับซ้อนมากกว่านี้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงเพียงเทคนิคแบบโคเร็คซีคววนซ์เท่านั้นเนื่องจากเป็นเทคนิคที่จะนำมาใช้สำหรับการสื่อสารในยุคที่ 3 ต่อไป

2.2.3 รหัสการสเปกตรัมที่ใช้ในโคเร็คซีคววนซ์ซีดีเอ็มเอและซีดีเอ็มเอแบบแถบความถี่กว้าง

รหัสสัญญาณรบกวนเทียม (pseudonoise: PN) หรือ อนุกรมสัญญาณรบกวนเทียม (pseudorandom sequence) ที่ใช้กันทั่วไปในระบบการสื่อสารด้วยสเปกตรัมแบนนั้น จะเป็นรหัสสัญญาณเชิงคาบโดยธรรมชาติของตัวเอง แต่จะอยู่ในย่านความถี่ที่แน่นอน โดยมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน ซึ่งรหัสการสเปกตรัมสัญญาณนั้นจะต้องมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

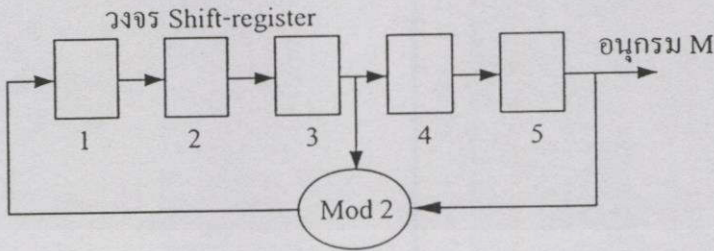
- (1) พลังกึ่งข้อต่อโคอริเลชันของรหัสจะต้องมีค่าสูงสุดและคม
- (2) ค่าคออสโคริเลชันของรหัสจะต้องมีค่าเป็นยูนิฟอร์มที่มีค่า
- (3) และจะต้องสามารถสร้างกลุ่มรหัสที่แตกต่างกันได้

ความต้องการในข้อที่ (1) นั้นมีไว้เพื่อเป็นความสามารถในการป้องกันสัญญาณรบกวนและใช้ในการสร้างการเข้าจังหวะทางเวลา ส่วนความต้องการในข้อที่ (2) นั้นก็เพื่อใช้ในการเข้าถึงแบบหลายทาง(ทางเวลา) และข้อ (3) นั้นจะใช้ในการหาจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้

2.2.3.1 การสร้างรหัสการสเปกตรัม

รหัสการสเปกตรัมรหัสหนึ่งที่มีคุณสมบัติตรงตามความต้องการที่กล่าวมาแล้วข้างต้นนั้นคืออนุกรม maximum-length linear shift-register (หรือ M-Sequence) โดยอาศัยการเลือกเทป้อนกลับที่เหมาะสมในวงจรซีฟรียูนิสเตอร์แบบเชิงเส้นที่มีสเตจจำนวน m สเตจ ซึ่งจะสามารถให้กำเนิดรหัสได้จำนวนทั้งสิ้น $2^m - 1$ บิต ซึ่งรูปที่ 2.13 แสดงการจัดวางเทปสำหรับการสร้างรหัสสัญญาณจำนวน 5 สเตจ ซึ่งในหนึ่งคาบของรหัสที่สร้างจากอนุกรม M นั้น จะประกอบด้วยคาค่า “หนึ่ง” จำนวน 2^m ค่า และ “ศูนย์” จำนวน $2^m - 1$ ค่า ซึ่งขึ้นอยู่กับความต้องการของระบบว่าต้องการความ

ยาวอนุกรมรหัสจำนวนเท่าใด เช่น หากว่าวงจรสร้างรหัสประกอบด้วยชิฟท์รีจิสเตอร์จำนวน 41 สเตจ ก็จะสามารถให้กำเนิดอนุกรมรหัสได้ถึง 219902325551 บิต



รูปที่ 2.13 วงจรกำเนิดอนุกรมรหัสแบบ Maximum-Length Linear Shift-Register

2.2.3.2 คุณสมบัติการคอรีเลชันของอนุกรมรหัส

เมื่อพิจารณาถึงโครงสร้างของระบบสเปกตรัมเบีคตรัมแล้ว จะพบว่าการใช้รหัส PN ในรูปของ $\{-1,1\}$ สำหรับการมอดูเลตแบบเฟสชิปคีย์อิง (PSK) จะเหมาะสมกว่าการใช้รหัสในรูปของ $\{0,1\}$ ซึ่งรหัสในรูปของ “-1” และ “1” นี้จะเรียกว่าอนุกรมรหัสแบบสองขั้ว (bipolar sequence) ถ้ากำหนดให้คาบของอนุกรม (n) มีค่าเท่ากับ $2^m - 1$ แล้วฟังก์ชันออโตคอรีเลชัน $\phi(j)$ ของอนุกรมเอ็มจะหาได้โดย

$$\phi(j) = \begin{cases} n & (j = 0) \\ -1 & (1 \leq j \leq n-1) \end{cases} \quad (2.23)$$

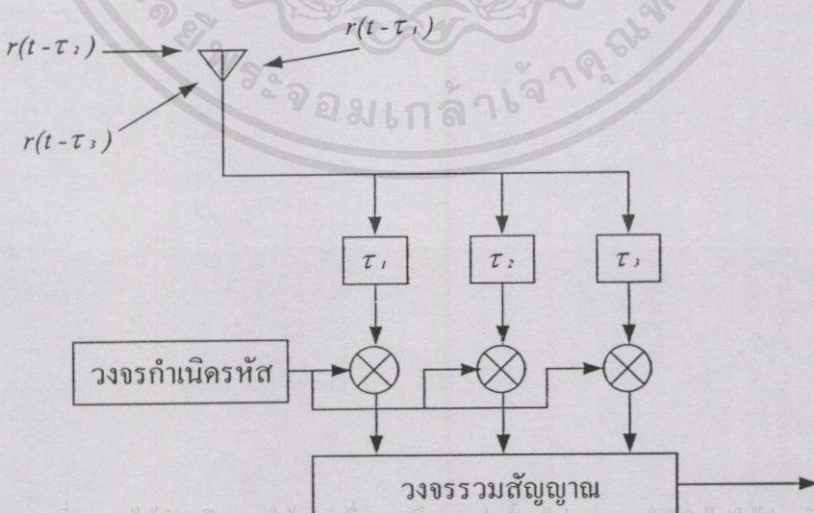
เมื่ออัตราระหว่างค่าสูงสุดต่อค่าสูงสุดที่อยู่ในรูปของ $\phi(j)/\phi(0) = -1/n$ หากสมมติให้ n มีค่ามากแล้ว อัตราส่วนนี้จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ซึ่งหากใช้รหัสที่มีความยาว 31 บิต โดยสร้างจากวงจรชิฟท์รีจิสเตอร์ 5 สเตจ และมีค่าสูงสุดที่เกิดจากออโตคอรีเลชันจำนวน 31 ค่า จะทำให้เกิดค่าคอรีเลชันสูงสุดเพียง 11 ค่า หรือประมาณหนึ่งในสามของออโตคอรีเลชัน ดังนั้นเมื่อเฟสของออโตคอรีเลชันของอนุกรมเอ็มเกิดการเข้าคู่กันก็จะทำให้เกิดค่าสูงสุดขึ้นมาค่าหนึ่งซึ่งจะทำให้ได้รหัสในการสเปกตรัมที่ดี แต่อย่างไรก็ตามเมื่อคอรีเลชันก็สามารถสร้างค่าสูงสุดที่มีค่าค่อนข้างสูงได้จึงทำให้จำนวนของรหัสที่สามารถสร้างได้ถูกจำกัดลงไป การที่จะหาให้ได้ว่าจำนวนรหัสถูกจำกัดลงไปในทำนองนั้น ในการใช้งานจริงจะใช้ “อนุกรมโกลด์” แทนการใช้งานอนุกรมเอ็ม ซึ่งอนุกรมรหัสแบบโกลด์นี้จะถูกสร้างขึ้นจากเอาที่พุดของอนุกรมเอ็มที่แตกต่างกัน 2 ตัว แล้วนำมาผ่านเอ็กซ์เซกทิฟ-ออเกท ซึ่งวิธีนี้จะเป็นการเลือกเอาอนุกรมเอ็มที่เหมาะสมออกมาใช้งานและเป็นการจำกัดปริมาณการเกิดคอรีเลชันให้อยู่ในค่า 3 ค่าคือ $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$ ซึ่ง $t(m)$ จะสมมติให้มีค่าดังนี้

$$t(m) = \begin{cases} 2(m+1)/(2+1) & (m : \text{odd}) \\ 2(m+2)/(2+1) & (m : \text{even}) \end{cases} \quad (2.24)$$

ตัวอย่างเช่น วงจรซีฟท์รีจิสเตอร์ขนาด 10 สเตจ นั้นจะมีค่าครอสคอรีเลชันสูงสุดของอนุกรมเอ็มจำนวน 383 ค่า แต่สำหรับอนุกรมโกลด์จะมีเพียง 65 ค่าเท่านั้น (ประมาณ 1 ใน 6) และอนุกรมรหัสโกลด์ที่สร้างจากเซตของอนุกรมเอ็มทั้งหมดนั้นยังเป็นรหัสที่แตกต่างกัน โดยขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์เฟสระหว่างอนุกรมเอ็มทั้งสองด้วย

2.2.4 การรับแบบเรด

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้นี้ว่า การที่อนุกรมรหัส PN มีอัตราข้อมูลความเร็วสูงนั้นจะทำให้เกิดค่าสูงสุดของออคโตรีเลชันในการตอบสนองต่อการหน่วงเวลาที่แตกต่างกันสำหรับสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาทนั้น เมื่อเครื่องรับรับสัญญาณโคเร็คซีแควนซ์ได้แล้ว ผลกระทบจากสัญญาณแบบมัลติพาทจะทำให้เกิดการตอบสนองต่อค่าสูงสุดออคโตรีเลชันหลายเส้นทาง ซึ่งค่าเหล่านี้จะสามารถนำมาใช้วัดค่าการหน่วงเวลาในการเดินทางของสัญญาณได้ เนื่องจากในระบบโคเร็คซีแควนซ์สามารถแยกสัญญาณแต่ละเส้นทางออกเป็นช่องเวลาได้โดยการแก้การสเปรดสัญญาณแต่ละเส้นทางและสังเคราะห์ความถี่สัญญาณในแต่ละเส้นทางได้ อีกทั้งยังมีเทคนิคในการสร้างสัญญาณใหม่อื่นๆ ที่เครื่องรับอีกด้วย ซึ่งเทคนิคเหล่านี้เรียกว่าเป็น “การรับแบบหลายทาง” (path diversity) โดยโครงสร้างพื้นฐานจะแสดงในรูปที่ 2.14 ซึ่งในรูปจะแสดงแท็บดีเลย์ไลน์ การแก้การสเปรด และการตรวจจับสัญญาณชนิดมัลติพาทเพื่อนำมาสังเคราะห์แล้วนำมาวมเป็นสัญญาณข้อมูลข่าวสารต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.14 เครื่องรับแบบเรด

เครื่องรับแบบเรค เป็นที่รู้จักกันดีว่าเป็นอุปกรณ์ในการรับสัญญาณแบบหลายเส้นทางที่มีลักษณะเป็นแบบสุ่ม ซึ่งเครื่องรับแบบเรคนี้มีลักษณะการรับเป็นแบบคั่นในในการรับสัญญาณหลายๆเส้นทางที่เรียกว่าเป็นเครื่องรับแบบเรค เมื่อคำว่าเรคหมายถึงเทคนิคในการรับสัญญาณหลายเส้นทาง

2.3 เซลล์ดูตารี่ซีดีเอ็มเอ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงพื้นฐานทางวิศวกรรมเกี่ยวกับระบบซีดีเอ็มเอในเชิงของขนาดและความจุของเซลล์ รวมไปถึงพารามิเตอร์ต่างๆ และผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงทั้งในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์ (ทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย) และรีเวอร์สลิงค์ (ทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน)

2.3.1 สัญญาณแทรกสอดในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์

2.3.1.1 สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์

ทางอุดมคติแล้วจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ในฟอร์เวิร์ดลิงค์เนื่องจากแต่ละช่องสัญญาณในฟอร์เวิร์ดลิงค์นั้น orthogonal ซึ่งกันและกัน ทุกๆ ช่องสัญญาณรวมทั้งช่องสัญญาณนำร่องในฟอร์เวิร์ดลิงค์นั้น จะสามารถแยกแยะออกจากกันได้โดยการคูณสัญญาณที่รับเข้ามาด้วยขบวนชิปที่พอเหมาะแล้วทำการรวมหรืออินทิเกรตชิปในช่วง 64 ชิป (วอลซ์ฟังก์ชัน) ซึ่งผลที่ได้จากกระบวนการนี้คือ สัญญาณขบวนข้อมูลเบสแบนด์ของช่องสัญญาณที่ต้องการ โดยปราศจากสัญญาณแทรกสอดใดๆ จากการสื่อสารในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์ แต่อย่างไรก็ตาม การแพร่กระจายคลื่นในการสื่อสารเคลื่อนที่จะทำให้เกิดการแทรกสอดในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์เนื่องจากการเกิดมัลติพาทนั่นเอง

สมมติว่า $I_{0,f}$ คือ ความหนาแน่นกำลังสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่เครื่องรับจากสถานีฐานที่ใช้บริการอยู่ ซึ่งสัญญาณนี้ประกอบด้วยสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากมัลติพาท ซึ่งกำลังของสัญญาณในเส้นทางที่ k กำหนดให้เป็น β_k เมื่อ $0 \leq \beta_k \leq 1$ ซึ่งสัดส่วนของสัญญาณ $I_{0,f}$ อันเนื่องมาจากเส้นทางที่ k คือ

$$I_{0,k} = \text{ความหนาแน่นสเปกตรัมของเส้นทางที่ } k = \beta_k I_{0,f} \quad (2.25)$$

และถ้าในการแพร่กระจายประกอบด้วยสัญญาณจำนวน K เส้นทาง จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีก $I_{0,f} = \sum_{k=1}^K I_{0,k} = I_{0,f} \sum_{k=1}^K \beta_k$ หรือ $\sum_{k=1}^K \beta_k = 1$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป (2.26)

หากสมมติว่าที่เครื่องรับมีวงจรรับสัญญาณจำนวน K วงจร โดยแต่ละวงจรตั้งค่าไว้สำหรับรับสัญญาณแต่ละเส้นทางใน K เส้นทาง ให้ E_{h_0} เป็นกำลังรวมบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับ แล้วกำลังบิตข้อมูลอินพุตของวงจรรับสัญญาณอันดับที่ j จะมีค่าเป็น

$$E_{hj} = \text{กำลังบิตข้อมูลจากเส้นทางที่ } j = \beta_j E_{h_0} \quad (2.27)$$

กำหนดให้ I_{scj} เป็นความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณแทรกสอดจากภายในเซลล์ต่อเส้นทางอันดับ j ซึ่งหาได้จาก

$$I_{scj} = \sum_{k \neq j} I_{0,k} = I_{0,f} \sum_{k \neq j} \beta_k = I_{0,f} (1 - \beta_j) \quad (2.28)$$

ซึ่งจะได้อัตราส่วนความสัมพันธ์ของกำลังบิตข้อมูลข่าวสารต่อสัญญาณรบกวน (ที่รวมทั้งสัญญาณแทรกสอดด้วย) ของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ตั้งค่าไว้สำหรับรับสัญญาณจากเส้นทาง j เป็น

$$\frac{E_{hj}}{(N_{0,T})_j} = \frac{E_{h_0} \beta_j}{N_0 + I_{0,oc} + I_{0,f} (1 - \beta_j)} \quad (2.29)$$

เมื่อ N_0 คือ กำลังสเปกตรัมของเทอร์มอลนอยซ์

$I_{0,oc}$ คือ กำลังสเปกตรัมของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

$I_{0,f}$ คือ กำลังสเปกตรัมรวมของสัญญาณที่รับได้จากเซลล์ภายใน

$(N_{0,T})_j$ คือ ความหนาแน่นรวมสัญญาณรบกวนรวมทั้งสัญญาณแทรกสอดในพอร์เวิร์ดลิงค์

หากที่เครื่องลูกข่ายใช้การรวมสัญญาณแบบ maximum ratio combining จากเส้นทางทั้ง K เส้นทางแล้ว จะได้ว่า

$$\frac{E_b}{N_{0,T}} = \sum_{j=1}^K \frac{E_{hj}}{(N_{0,T})_j} = \sum_{j=1}^K \frac{E_{h_0} \beta_j}{N_0 + I_{0,oc} + I_{0,f} (1 - \beta_j)} \quad (2.30)$$

สำหรับเครื่องลูกข่ายที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานแล้ว สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์จะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนชนิดอื่นๆ ซึ่งจะสามารถตัดสัญญาณรบกวนอื่นๆ ทิ้งไปได้ สมการ (2.30)

จึงสามารถประมาณได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{E_b}{N_{0,T}} \approx \sum_{j=1}^K \frac{E_{h_0} \beta_j}{I_{0,f} (1 - \beta_j)} = \frac{E_{h_0}}{I_{0,f}} \sum_{j=1}^K \frac{\beta_j}{1 - \beta_j} = \frac{E_{h_0}}{I_{0,sc}} \quad (2.31)$$

เมื่อ $I_{0,sc}$ คือส่วนที่เป็นสัญญาณแทรกสอดของความหนาแน่นสัญญาณรวมที่รับได้ภายในเซลล์ ($I_{0,f}$) ดังนั้นความหนาแน่นกำลังสเปกตรัมที่มีผลกระทบต่อเครื่องรับของสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์จะมีนิยามเป็น

$$I_{0,sc} = \frac{I_{0,f}}{\sum_{j=1}^K \frac{\beta_j}{1-\beta_j}} \quad (2.32)$$

2.3.1.2 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์อื่น

ในระบบซีดีเอ็มเออนั้น สัญญาณที่รับได้จากเซลล์อื่นๆ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณแทรกสอดต่อสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ ซึ่งกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์อื่นจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาซึ่งสามารถกำหนดได้ว่าเป็นตัวแปรสุ่มแบบลือกธรรมชาติ หรือจะพูดได้ว่า กำลังของสัญญาณแทรกสอดเป็นตัวแปรสุ่มชนิด (เกาส์เซียน) ธรรมชาติ

กำลังของสัญญาณแทรกสอด (dBm) = ค่าเฉลี่ย (dBm) + ค่าศูนย์-เฉลี่ยตัวแปรสุ่มชนิดเกาส์เซียน

ค่าเฉลี่ยกำลังสัญญาณแทรกสอดจะสามารถคาดเดาได้โดยใช้โมเดลของการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่น ตัวอย่างเช่น การลดทอนสัญญาณในการแพร่กระจายจะเป็นสัดส่วนกับกำลังอันดับที่ γ ของระยะทาง เป็นต้น ซึ่งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์แล้ว สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์อื่นในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์จะสามารถหาได้ในรูปแบบของตัวแปรสุ่มแบบลือกธรรมชาติ ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{กำลังของสัญญาณแทรกสอด (dB)} &= 10 \log_{10} I_i \\ &= 10 \log_{10} \bar{I}_i + \sigma_{dB} w_i \quad \text{เมื่อ } w_i = \text{ตัวแปรสุ่มเกาส์เซียน} \end{aligned}$$

หรือ

$$I_i = \bar{I}_i \times 10^{\sigma_{dB} w_i / 10} = \text{Const} \times \frac{1}{r_i^\gamma} \times 10^{\sigma_{dB} w_i / 10} \quad (2.33)$$

เมื่อ \bar{I}_i = ค่ากลางของกำลังสัญญาณแทรกสอดจากสถานีฐาน i

r_i = ระยะทางจากเครื่องลูกข่ายถึงสถานีฐาน i

γ = กฎของกำลังการลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่น

w_i = ค่าศูนย์-เฉลี่ย, หน่วยความแปรปรวนของตัวแปรสุ่มเกาส์เซียน ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ค่าที่นำมาใช้ได้นั้นจะอยู่ในช่วง 6 ถึง 13 เดซิเบล

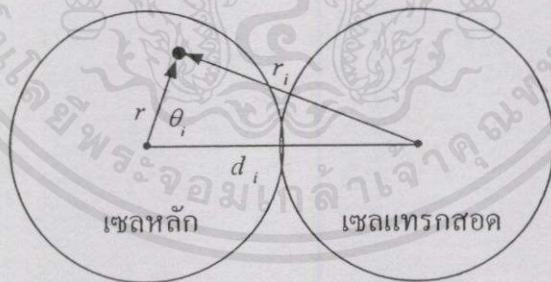
σ_{dB} = ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของความแปรปรวนข้อมูลในช่วง 6 ถึง 13 เดซิเบล

พารามิเตอร์ที่มีผลกระทบมากที่สุดสำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนจากเซลล์ข้างเคียง คือ ค่ากลางของกำลังสัญญาณแทรกสอด \bar{I}_i ในสมการที่ (2.33) และตำแหน่งของเครื่องลูกข่าย หรือพารามิเตอร์ r_i เพราะตำแหน่งของเครื่องลูกข่ายจะเป็นตัวกำหนดปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้น

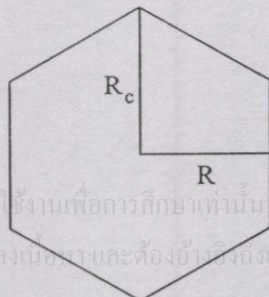
หากสมมติว่ามีเซลล์สมมาตรดังแสดงในรูปที่ 2.15 เพื่อใช้ในการหาปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นกับเครื่องลูกข่ายที่ตำแหน่ง (r, θ_i) ในเซลล์หลัก ซึ่งจากรูปที่ 2.15 จะสามารถหาระยะทางของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ i ได้เป็น

$$r_i(r, d_i, \theta_i) = \sqrt{r^2 + d_i^2 - 2rd_i \cos \theta_i} \quad (2.34)$$

เมื่อ d คือระยะห่างระหว่างเซลล์หรือระยะห่างระหว่างเซลล์หลักกับเซลล์ที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอด ซึ่งรูปที่ 2.15 จะเป็นรูปแสดงการวางเซลล์อย่างง่าย และรูปที่ 2.16 จะแสดงการหาระยะทางทั้งในเทอมของรัศมีเซลล์จากมุม-ถึง-มุม (R_c) หรือรัศมีเซลล์จากศูนย์กลางถึงด้าน R โดย $R = \sqrt{3}R_c / 2$ เพื่อความสะดวกในการหาระยะห่างระหว่างเซลล์ แต่ทว่าในระบบเซลล์ลูตาร์นั้น จะมีการวางเซลล์แบบรวงผึ้ง ที่มีความซับซ้อนมากขึ้น โดยจะมีเซลล์ที่ก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดในลักษณะ “วงแหวน” รอบเซลล์หลัก ซึ่งระยะห่างระหว่างเซลล์หลักกับวงแหวนเหล่านี้จะแสดงในตารางที่ 2.3 และเมื่อนำค่าระยะห่างเซลล์ที่ได้จากตารางที่ 2.3 มาวาดเป็นระบบเซลล์ลูตาร์แล้วจะได้ผลลัพธ์ดังแสดงในรูปที่ 2.17 ที่แสดงให้เห็นถึงการเกิดสัญญาณแทรกสอดที่เครื่องลูกข่ายที่ตำแหน่ง (r, θ)

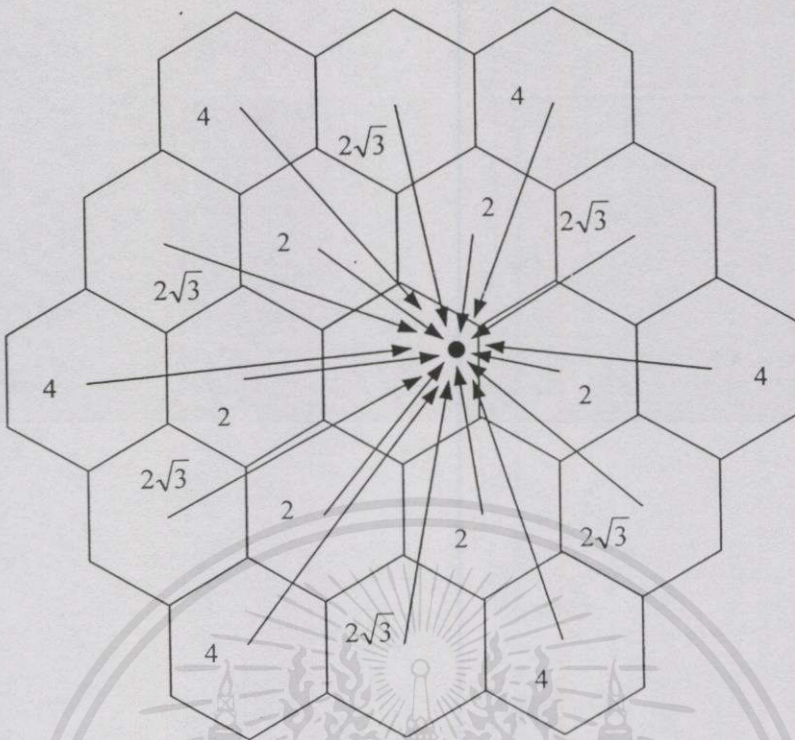


รูปที่ 2.15 ระยะทางของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.16 ลักษณะและรัศมีเซลล์ในระบบเซลล์ลูตาร์



รูปที่ 2.17 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง (ฟอร์เวิร์ดลิงค์) ในระบบเซลล์คู่ตรีซีดีเอ็มเอ

ตารางที่ 2.3 ระยะห่างของเซลล์วงแหวนในระบบเซลล์คู่ตรี

วงที่	ตำแหน่งที่	ระยะห่าง	จำนวน	วงที่	ตำแหน่งที่	ระยะห่าง	จำนวน
1	1	$2R = R_c \sqrt{3}$	6	4	1	$2R\sqrt{13} = R_c \sqrt{39}$	6
2	1	$2R\sqrt{3} = 3R_c$	6		2	$4R\sqrt{3} = 6R_c$	6
	2	$4R = 2R_c \sqrt{3}$	6		3	$2R\sqrt{13} = R_c \sqrt{39}$	6
3	1	$2R\sqrt{7} = R_c \sqrt{21}$	6	4	$8R = 4R_c \sqrt{3}$	6	
	2	$2R\sqrt{7} = R_c \sqrt{21}$	6	⋮	⋮	⋮	
	3	$6R = 3R_c \sqrt{3}$	6	n	I	$2R\sqrt{n^2 + i^2 - ni}$	6

หากสมมติว่าการแพร่กระจายคลื่นเป็นสัดส่วนกับกำลัง γ นั่นคือ

$$\text{การลดทอนจากการแพร่กระจาย, } L(r_i) = \frac{\text{กำลังสัญญาณแทรกสอดที่รับได้}}{\text{กำลังส่ง}} = \frac{I_i}{P_i} = \text{const.} \times r_i^{-\gamma}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรในมหาวิทยาลัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นได้
เมื่อ P_i คือ กำลังส่งของสถานีฐาน i และ r_i คือ ระยะห่างจากสถานีฐาน i ซึ่งหาได้จากสมการที่ (2.34) แล้วจะได้ค่ากลางของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงทั้งหมดในรูปของผลรวมของค่ากลางจากเซลล์ข้างเคียงทั้งหมด นั่นคือ

$$I_{oc} = \sum_i I_i = \sum_i P_i \times L(r_i) = P_i \sum_i L(r_i) = \text{Const} \times P_i \sum_i [r_i(r, d_i, \theta_i)]^r \quad (2.34)$$

2.3.2 สัญญาณแทรกสอดในทิสรีเวอร์สลิ่งค์

2.3.2.1 สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์

สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์เดียวกันในทิศทางรีเวอร์สลิ่งค์ จะประกอบด้วย การซ้อนทับของสัญญาณจากเครื่องลูกข่ายเครื่องอื่นๆ ภายในเซลล์เดียวกันที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐาน โดยในระบบซีดีเอ็มเออนั้น สัญญาณที่ใช้โดยเครื่องลูกข่ายเครื่องแต่ละเครื่องที่ทำการสื่อสารจะใช้ย่านความถี่เดียวกัน ซึ่งสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้นจะสามารถจัดให้อยู่ในรูปของสัญญาณรบกวนชนิดไวท์นอยส์ที่มีย่านความถี่จำกัดได้ (band-limited white noise)

เมื่อสัญญาณรบกวนแทรกสอดส่วนมากที่รับได้ที่เครื่องรับที่สถานีฐานนั้นจะเกิดจากเครื่องลูกข่ายอื่นๆ ซึ่งจำนวนของเครื่องลูกข่ายที่สามารถติดต่อสื่อสารกับสถานีฐานพร้อมๆ กันนั้น (หรือความจุของระบบ) จะมีค่าสูงสุดได้เมื่อทำให้กำลังสัญญาณแต่ละสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานมีค่าเท่ากันทั้งหมด หากสมมติว่าในระบบมีการใช้การควบคุมกำลังส่งของเครื่องลูกข่าย หากว่าภายในเซลล์มีเครื่องลูกข่ายจำนวน M เครื่อง แล้วกำลังสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานจะมีค่าเป็น

$$I_{sc} = (M - 1) \cdot S \cdot \alpha_r \quad (2.35)$$

เมื่อ S = กำลังของเครื่องลูกข่ายที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐาน

α_r = ค่าประมาณการพฤติกรรมการใช้งานของผู้ใช้เครื่องลูกข่าย

2.3.2.2 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

รูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นถึงลักษณะทางกายภาพของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงในทิศทางรีเวอร์สลิ่งค์ โดยสมมติว่าแต่ละเซลล์มีขนาดเท่ากัน และมีการใช้เทคนิคในการควบคุมกำลังส่ง ซึ่งกำลังสัญญาณแทรกสอดจากเครื่องลูกข่ายที่อยู่ต่างเซลล์ (เซลล์ B) จะมีค่าเป็น

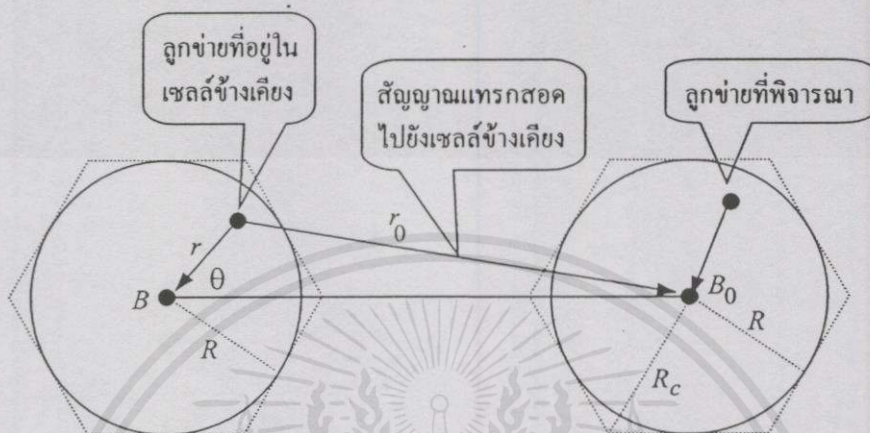
ระดับกำลังสัญญาณที่ต้องการที่สถานีฐาน $B \times$ การลดทอนสัญญาณจากการแพร่กระจาย $= S \cdot r^4$

เมื่อ r คือ ระยะห่างระหว่างเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในสถานีฐาน B ดังนั้นกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากเครื่องลูกข่ายนี้ที่ไปรบกวนสถานีฐาน B_0 จะมีค่าเป็น

ในการนี้ ได้ฟังสนธิข้อกฎหมายที่คิดแบบนี้นะ และต้องมองถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_0 = \alpha_r S \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^4 \quad (2.36)$$

โดยระยะทาง r_0 จะสามารถหาได้โดยใช้สมการที่ (2.34)



รูปที่ 2.18 ลักษณะทางกายภาพของสัญญาณรบกวนแทรกสอดในทิศทางรีเวอร์สลิงค์

ปริมาณสัญญาณแทรกสอดจะขึ้นอยู่กับจำนวนเครื่องลูกข่ายที่ใช้งานภายในเซลล์ B โดยจะมีค่าเป็นค่าผลรวมของกำลังสัญญาณแทรกสอดของเครื่องลูกข่ายจำนวน M เครื่อง

2.3.3 ความจุในระบบเซลล์คู่ดาวซีดีเอ็มเอ

เมื่อพิจารณาระบบที่มีเซลล์เพียงเซลล์เดียว โดยไม่พิจารณาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนต่างๆ จะพบว่า ความจุ M_c ของระบบในเทอมของปริมาณผู้ใช้ที่แอคทีฟ จะมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบดังนี้

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{req} = SNR_{req} = \frac{\alpha_r S}{(M_c - 1)\alpha_r S} = \frac{1}{M_c - 1} \quad (2.37)$$

หากพิจารณาระบบที่มีหลายเซลล์แล้ว ความจุ M ของแต่ละเซลล์จะมีค่าน้อยกว่าความจุ M_c ที่สามารถให้บริการได้ เนื่องจากสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง ดังนั้นเมื่อไม่พิจารณาค่าการลดทอนจากสัญญาณรบกวนชนิดต่างๆ จะสามารถหาอัตราส่วนกำลังสัญญาณคลื่นพาห่ต่อกำลังสัญญาณแทรกสอดในระบบหลายเซลล์ ในเทอมของความจุ M ได้เป็น

$$SNR_{req} = \frac{\alpha_r S}{(M_c - 1)\alpha_r S + \beta M \alpha_r S} = \frac{1}{(M_c - 1) + \beta M} \quad (2.38)$$

เมื่อ β คือ แฟกเตอร์การแทรกสอดของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

2.3.4 ขนาดของเซลล์ในระบบเซลล์ลู่ลาร์ซีดีเอ็มเอ

ระยะห่างผลในการครอบคลุมพื้นที่ให้บริการในระบบเซลล์ลู่ลาร์ซีดีเอ็มเอคือระยะการแพร่กระจายสูงสุดที่สามารถให้บริการได้ทั้งในทิสฟอว์เวิร์คลิงค์และรีเวิร์ลิงค์ ซึ่งระยะทางในการแพร่กระจายสำหรับการใช้งานในระบบเซลล์ลู่ลาร์นั้นจะมีค่าน้อยกว่า เนื่องจากสัญญาณรบกวนและพารามิเตอร์การลดทอนต่างๆ ที่ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์หลายๆ ตัว โดยระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุดที่ขึ้นอยู่กับารลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นจะสามารถหาได้จาก

$$R_{km} = 10^{\frac{L_{\max} - L_1}{10\gamma}} \quad (2.39)$$

- เมื่อ R_{km} = รัศมีครอบคลุมเซลล์ในหน่วยกิโลเมตร
 L_{\max} = ค่าการลดทอนสูงสุดในการแพร่กระจาย
 L_1 = ค่าการลดทอนในการแพร่กระจายตามโมเดลในการลดทอน
 γ = กฎกำลังในการลดทอน

2.4 การควบคุมกำลังส่ง

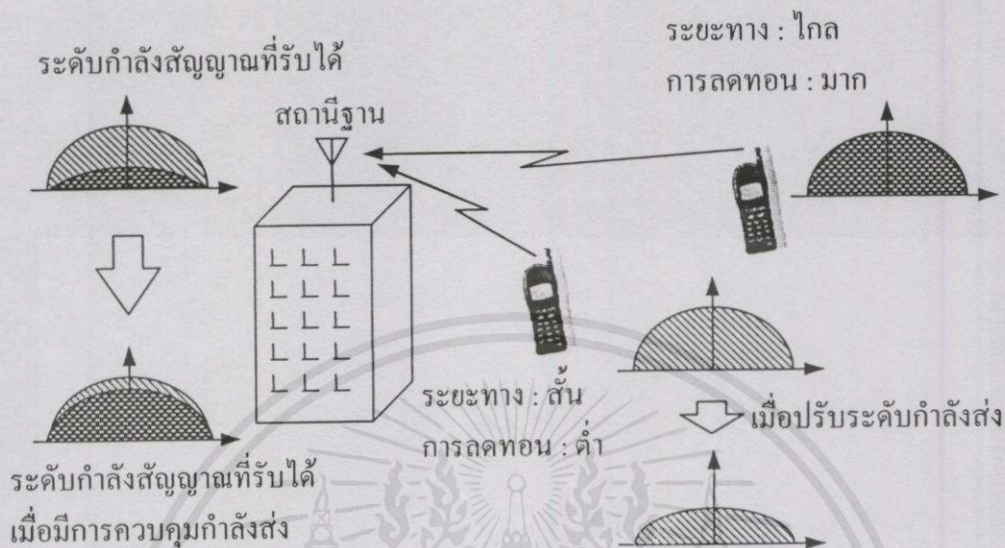
2.4.1 ปัญหาระยะใกล้-ไกล ในระบบเซลล์ลู่ลาร์

ในระบบเซลล์ลู่ลาร์นั้นจะมีผู้ใช้ทั้งที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานและอยู่บริเวณรอยต่อระหว่างเซลล์ในกรณีที่เป็นการสื่อสารในทิสฟอว์เวิร์คลิงค์แล้ว ถ้าเครื่องลูกข่ายทุกเครื่องส่งสัญญาณด้วยกำลังส่งที่เท่ากัน จะทำให้กำลังสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานมีระดับสัญญาณที่แตกต่างกันมาก ซึ่งบางครั้งก็แตกต่างกันถึงหลายสิบเดซิเบลเลยทีเดียว ซึ่งความสามารถของระบบซีดีเอ็มเอในการกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการจากเครื่องลูกข่ายที่อยู่ใกล้ที่บดบังสัญญาณที่ต้องการจากเครื่องลูกข่ายที่อยู่ไกลนั้นจะขึ้นอยู่กับโปรเซสซิงเกนของระบบด้วย ตัวอย่างเช่น ถ้าระดับความแตกต่างกำลังที่รับได้ที่เครื่องรับมีค่า 60 เดซิเบล แล้วค่าโปรเซสซิงเกนของระบบจะต้องมีค่ามากกว่า 60 เดซิเบล จึงจะทำให้เครื่องที่มีระดับกำลังสัญญาณอ่อนนั้นสามารถติดต่อสื่อสารกับสถานีฐานได้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะไม่สามารถเป็นไปได้ ซึ่งปัญหานี้เป็นที่รู้จักกันในนามของ “ปัญหาระยะใกล้-ไกล” (near-far problem)

2.4.2 การควบคุมกำลังส่ง

เทคนิคหนึ่งที่ใช้ในการแก้ไขปัญหา ระยะใกล้-ไกล นั้นก็คือ “การควบคุมกำลังส่ง” ซึ่งการควบคุมกำลังส่งนี้จะใช้ในการปรับระดับกำลังส่งของเครื่องลูกข่ายเพื่อให้สถานีฐานได้รับกำลังจากเครื่องลูกข่ายทั้งหมดในระดับที่เท่ากัน ซึ่งวิธีการที่ง่ายที่สุดในการควบคุมกำลังส่ง คือ การให้เครื่องลูกข่ายตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้จากสถานีฐาน แล้วปรับระดับกำลังส่งของตัวเอง

ให้มีค่าเป็นสัดส่วนกลับของความเข้มสัญญาณที่รับได้ ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.19 โดยเครื่องลูกข่ายที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะส่งสัญญาณในระดับกำลังที่ต่ำกว่าเครื่องลูกข่ายที่อยู่ไกล



รูปที่ 2.19 ปัญหาระยะใกล้-ไกลและการควบคุมกำลังส่ง

เพื่อที่จะให้เครื่องลูกข่ายที่อยู่บริเวณรอยต่อเซลล์สามารถใช้การควบคุมกำลังส่งได้อย่างมีประสิทธิภาพ การควบคุมกำลังส่งของเครื่องลูกข่ายจะต้องตอบสนองต่อสัญญาณจากสถานีฐานที่มีระดับความเข้มสูงสุด ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องลูกข่ายลดระดับกำลังส่งได้มากที่สุด อย่างไรก็ตาม ถ้าหากเครื่องลูกข่ายนั้นยังคงตอบสนองต่อสัญญาณในสถานีฐานที่อยู่ไกล (หรือระดับกำลังต่ำกว่า) มันก็จะสามารถก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดต่อเครื่องลูกข่ายอื่นๆ ที่อยู่ใกล้สถานีฐานได้ ดังนั้นวิธีการในการควบคุมกำลังส่งนี้จะต้องใช้ควบคู่ไปกับการถ่ายเปลี่ยนเซลล์แบบนุ่มนวลด้วย

2.5 การถ่ายเปลี่ยนเซลล์

การถ่ายเปลี่ยนเซลล์เป็นองค์ประกอบสำคัญในการสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบเซลล์มัลติเพล็กซ์ เพราะว่าการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่ายในเครือข่ายจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณภาพของการสื่อสารและปริมาณรบกวนที่ไม่แน่นอนขึ้นกับโครงข่าย ซึ่งบางครั้งการเคลื่อนที่นี้อาจจะเปลี่ยนสถานีฐานที่ให้บริการอยู่เลยทีเดียว ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้เป็นที่รู้จักกันในนามของ “การถ่ายเปลี่ยนเซลล์” (handoff) โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการเปลี่ยนถ่ายเซลล์แบบนุ่มนวล หรือ ซอฟท์แฮนด์ออฟ เพื่อให้เข้าใจถึงข้อดี ข้อเสีย และการนำซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟมาใช้งานในระบบเซลล์มัลติเพล็กซ์ ซิตีเอ็มเอ

2.5.1 ซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟ

คำว่า “ซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟ” นี้จะใช้เพื่อแยกแยะกระบวนการแฮนด์ออฟแบบนี้จากการแฮนด์ออฟแบบเก่าซึ่งจะเรียกว่า “ฮาร์ดแฮนด์ออฟ” เนื่องจากในฮาร์ดแฮนด์ออฟนั้น กระบวนการตัดสินใจจะมีอยู่แค่เพียง “จะทำการแฮนด์ออฟ หรือ ไม่” เท่านั้น ถ้าตัดสินใจทำการแฮนด์ออฟ กระบวนการแฮนด์ออฟจะทำภายในระบบ โดยที่ไม่มีการพยายามทำให้เครื่องลูกข่ายสามารถติดต่อกับสถานีฐานสองสถานีพร้อมๆ กัน สำหรับซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟแล้ว การตัดสินใจว่าจะแฮนด์ออฟหรือไม่นั้นจะเป็นการตัดสินใจแบบมีข้อแม้ที่ขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงระดับความเข้มของสัญญาณนำร่อง (pilot signal) จากสถานีฐานสองสถานี หรือมากกว่า ที่รัยล้อมผู้ใช้นั้นๆ

2.5.2 การหน่วงและผลกระทบแบบปึงปองในฮาร์ดแฮนด์ออฟ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงขอบเขตและข้อเสียต่างๆ ที่เกิดขึ้นในฮาร์ดแฮนด์ออฟ โดยให้ S_1 เป็นความเข้มสัญญาณที่รับได้จากสถานีฐาน B_1 ที่เครื่องลูกข่าย M , และ S_2 คือสัญญาณที่รับได้จากสถานี M_2 ซึ่งเป็นสถานีที่จะใช้ในการถ่ายเปลี่ยนเซลล์ รูปที่ 2.20 แสดงให้เห็นถึงตัวอย่างในการวัดระดับความเข้มของสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่ง โดยสมมติว่าในช่วงเวลานั้นเอง ได้เกิดกระบวนการตัดสินใจในการแฮนด์ออฟ ดังนี้

- ถ้า $S_2 - S_1 > 0$ และ สถานีฐานที่ให้บริการอยู่คือ B_1 แล้วให้แฮนด์ออฟไปยัง B_2
- ถ้า $S_1 - S_2 > 0$ และ สถานีฐานที่ให้บริการอยู่คือ B_2 แล้วให้แฮนด์ออฟไปยัง B_1
- กรณีอื่นๆ ไม่มีการแฮนด์ออฟ

โดยอาศัยกระบวนการแฮนด์ออฟนี้ เครื่องลูกข่ายจะทำการแฮนด์ออฟไปมาถึงสามครั้งระหว่าง B_1 และ B_2 โดยที่ช่วงเวลา T_1 เครื่องลูกข่ายจะถูกแฮนด์ออฟจาก B_1 ไปยัง B_2 และเปลี่ยนกลับมาเป็น B_1 ในช่วงเวลา T_2 และที่ช่วงเวลา T_3 ก็จะกลับไปใช้บริการของ B_2 อีกครั้ง ซึ่งสุดท้ายแล้วก็จะใช้บริการของ B_2 ต่อไป ซึ่งการเปลี่ยนกลับไปกลับมาหลายๆ ครั้งระหว่างสถานีฐานสองสถานีในช่วงเวลานั้นๆ นี้จะเรียกว่า ปัญหาแบบ “ปึงปอง” ที่เปรียบได้กับการติดลูกกลับไปกลับมา ระหว่างผู้เล่นทั้งสองข้างในกีฬาปึงปอง ซึ่งปัญหานี้จะก่อให้เกิดการสูญเปล่าและการเพิ่มการส่งผ่านข้อมูลที่ไม่จำเป็นให้กับโครงข่าย ไม่ว่าจะเป็นการอัพเดทฐานข้อมูล หรือ การสวิตชิงของวงจรต่างๆ ก็จะเกิดขึ้นเป็นจำนวนครั้งที่แน่นอนในการแฮนด์ออฟแต่ละครั้ง ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในโครงข่าย แต่ทว่าเกิดขึ้นเพราะใช้กระบวนการตัดสินใจในการแฮนด์ออฟดังกล่าว

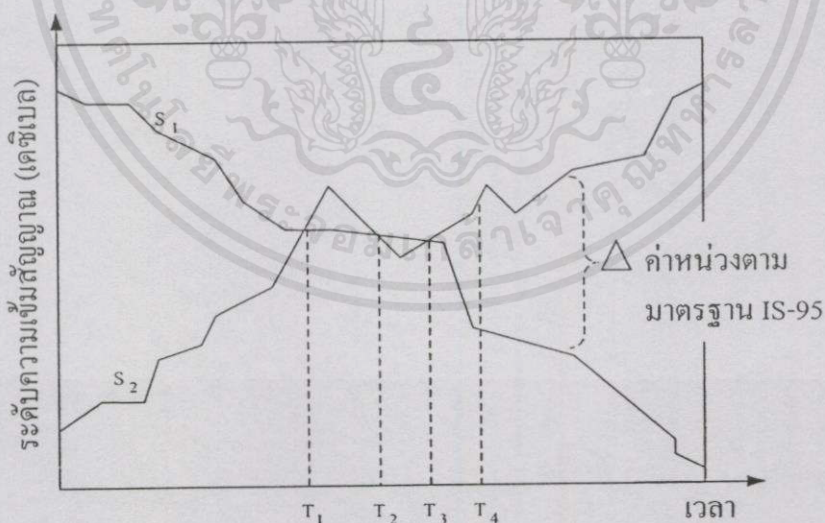
การที่จะทำให้ปัญหาแบบปึงปองนี้ลดลง รูปแบบของฮาร์ดแฮนด์ออฟแบบเก่าจะต้องมีการทำงานร่วมกับการ “หน่วง” (hysteresis) ซึ่งเมื่อมีการหน่วงเข้ามาช่วยแล้วรูปแบบของกระบวนการตัดสินใจจะถูกปรับปรุงให้เป็น

- ถ้า $S_2 - S_1 > \Delta_1$ และ สถานีฐานที่ให้บริการอยู่คือ B_1 แล้วให้แฮนด์ออฟไปยัง B_2
- ถ้า $S_1 - S_2 > \Delta_2$ และ สถานีฐานที่ให้บริการอยู่คือ B_2 แล้วให้แฮนด์ออฟไปยัง B_1

- กรณีอื่นๆ ไม่มีกัการแฮนค้อฟ

Δ_1 และ Δ_2 คือ ค้าระยะการหน้่วง (hysteresis margin) ซึ่งโดยท้ัวไปแล้ว $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$ การหน้่วงจะท้้าให้ระบบสามารถรจนกว่าจะถึงเวลาที่แนใจได้ว่าจะต้องท้้าการแฮนค้อฟหรือไม่ จึงท้้าให้ปัญหาในลักษณะป้ิงปองน้ันลดลง ซึ่งกระบวนการตัดสินใจแบบนี้จะใช้เป็นมาตรฐานในระบบ GSM

ข้อดีและข้อเสียจากการใช้การหน้่วงนี้จะใช้รูปที่ 2.20 ในการพิจารณา โดยเมื่อใช้การหน้่วงจะท้้าให้ระบบเกิดการแฮนค้อฟเพียงครั้งเดียวที่ช่วงเวลา T_4 ซึ่งแสดงให้เห้นว่าได้ป้ริบปรุ่่งการแฮนค้อฟให้ดีขึ้นในการลดพฤติกรรมแบบป้ิงปอง แต่ถึงอย่างไรก็ค้ี กระบวนการการแฮนค้อฟก็ จะตัดสินใจได้ซ้้า เนื่องจากท้้าการตัดสินใจที่ช่วงเวลา T_4 ซึ่งเป็นข้อเสียของการใช้การหน้่วงน้ันเอง ซึ่งความล้้าซ้้าในการตัดสินใจนี้จะขึ้นอยู่กัค้าระยะการหน้่วง (hysteresis margin) หน้้าที่การทำงานเบื่งต้นสองอย่างท้้าโดยการแฮนค้อฟ คือ การเปล้ียนการเชื่อมค้อจากสัญญาณที่อ่อนแรงไปยังช้องสัญญาณที่ม่ีความเข้มสูงกว้่า และอีกหน้้าที่หน้ึง คือ การลดป้ริมานสัญญาณแทรกสอดไปยังสถานีฐานอื่่นๆ เนื่องจกผู้ใช้อยู่ไกลจากสถานีฐานที่ใช้บริการอยู่ (การแก้ปัญหากจากสัญญาณแทรกสอดน้ันจะทำโดยการควบคุมก้าลังส่งของระบบ) ซึ่งการหน้่วงเวลาเนื่องจกการแฮนค้อฟน้ัน จะท้้าให้การทำงานท้ังสองอย่างน้ี้เสื่อมคุณภาพลง และยังเพิ่มความน่าจะเป็นที่การเรียกน้ี้จะกลายเป้นการเรียกที่ม่สำเร็จ (Call drop) เนื่องมาจากเป้นการเรียกที่ม่ีคุณภาพสัญญาณม่เพียงพอด้อการสื่อสาร อื่กท้ังยังลดประสิทธิภาพของระบบในการจัดการกัสัญญาณแทรกสอดอื่กด้วย



รูปที่ 2.20 การหน้่วงและผลกระทบแบบป้ิงปองในฮาร์ดแฮนค้อฟ

ส่วนชอฟท์แฮนค้อฟน้ันจะพยายามท้้าให้ระยะการหน้่วงและผลกระทบแบบป้ิงปองลดลง หรือ ท้้าให้เกิดขึ้นน้้อยที่สุด โดยพยายามท้้าให้ระยะการหน้่วงมีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งขึ้นอยู่กัการตั้งค่าของระบบ ที่ชอฟท์แฮนค้อฟสามารถท้้าได้ก็เพราะว่าเมื่อระดับความเข้มของ

สัญญาณจากสถานีฐานสองสถานี (หรือมากกว่า) มีค่าค่อนข้างใกล้เคียงกันในช่วงวิกฤต ซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟจะไม่ตัดสินใจทำการแฮนด์ออฟไปยังสถานีใดสถานีหนึ่ง ซึ่งจะเป็นวิธีการที่ดีกว่าการใช้ฮาร์ดแฮนด์ออฟ

2.6 มาตรฐานสำหรับซีดีเอ็มเอและซีดีเอ็มเอแถบความถี่กว้าง

2.6.1 มาตรฐาน IS-95

IS-95 ข้อมาจาก Interim Standard-95 ที่เสนอไว้ตั้งแต่ปี 1993 โดยองค์กรอุตสาหกรรมโทรคมนาคมแห่งประเทศสหรัฐอเมริกา (TIA) ให้เป็นมาตรฐานเกี่ยวกับระบบการสื่อสารด้วยซีดีเอ็มเอ แต่ประเทศที่นำซีดีเอ็มเอมาใช้จริงในเชิงพาณิชย์นั้นกลับไม่ใช่อเมริกา แต่เป็นประเทศเกาหลีใต้และฮ่องกง ซึ่งการใช้งานมาตรฐาน IS-95 นี้ กำลังเริ่มมีการขยายตัวในย่านเอเชีย อเมริกา

ซึ่งคุณสมบัติหลักๆ ของระบบจะแสดงในตารางที่ 2.4 การที่เลือกแถบความถี่ในการสเปคที่ 1.2 MHz นั้นก็เพราะความง่ายในการปรับเปลี่ยนระบบจากระบบอนาล็อกเดิม (AMPS) ที่ใช้อยู่ในอเมริกา และยังมีข้อดีทางด้านโคเวอเรจซีดีเกี่ยวกับเส้นทางการเดินคลื่นอีกด้วย

ตารางที่ 2.4 รายละเอียดข้อกำหนดในมาตรฐาน IS-95

ความถี่คลื่นพาห์	ย่าน 800 MHz
แถบความถี่	1.25 MHz
อัตราชิป	1.2288 Mcps
อัตราข้อมูลผู้ใช้	1.2 / 2.4 / 4.8 / 9.6 kbit/s
ชนิดสื่อข้อมูล	เสียง (ที่อัตราข้อมูลต่ำ)
การควบคุมกำลังส่ง	ขั้นละ 1-dB โดยใช้สัญญาณควบคุม 800 บิตต่อวินาที
ช่องสัญญาณรีเวอร์สลิงค์	- ช่องสัญญาณเข้าถึง - ช่องสัญญาณสื่อสาร
ช่องสัญญาณฟอร์เวิร์ดลิงค์	- ช่องสัญญาณนำร่อง - ช่องสัญญาณสื่อสาร - ช่องสัญญาณซิงโครนัส - ช่องสัญญาณเพจจิง

จากตารางที่ 2.4 จะเห็นว่าในฟอร์เวิร์ดลิงค์นั้นจะใช้ช่องสัญญาณถึง 4 แบบด้วยกัน ทั้งๆ ที่มีแค่เพียงช่องสัญญาณสื่อสารเท่านั้นที่ใช้ในการส่งข้อมูลเสียง ส่วนช่องสัญญาณอื่นๆ นั้นจะใช้ในการควบคุมการเข้าจังหวะในการสื่อสารและการถ่ายเปลี่ยนเซลล์ ในหนึ่งสถานีฐานจะสามารถให้

บริการช่องสัญญาณที่ออกก่อนออกกันได้ 64 ช่องสัญญาณ และสามารถให้บริการข้อมูลได้ที่อัตราข้อมูล 1.2 - 9.6 kbit/s สำหรับการส่งสัญญาณเสียงนั้นจะมีการเลือกอัตราการส่งข้อมูลที่เหมาะสมแบบอัดโนมิตี และหลังจากทำการเข้ารหัสคอนโวลูชันแล้ว จะมีการกำหนดรูปแบบช่องสัญญาณโดยการสเปกตรัมเปรีคติมด้วยอนุกรมออกคอนโวลชันขนาด 64 บิต หรือที่รู้จักกันในนามของ “อนุกรมวอลซ์” และหลังจากนั้นจะเพิ่มรหัสการสเปกตรัมที่เรียกว่า “รหัสสั้น” เข้าไปในสัญญาณ ซึ่งอนุกรมรหัสที่ใช้ในแต่ละสถานีฐานจะแตกต่างกัน

ในรีเวอร์สลิงค์จะใช้ช่องสัญญาณสองชนิด คือ ช่องสัญญาณแรกจะใช้ในการควบคุมการเข้าถึงและเพจิง โดยในรีเวอร์สลิงค์นั้นก็จะใช้รหัสคอนโวลูชันและอนุกรมวอลซ์ในการตรวจสอบความผิดพลาดเช่นเดียวกับในกรณีเฟอร์เวิร์คลิงค์ ส่วนการสเปกตรัมเปรีคติมจะใช้วงจรชิปที่รีจิสเตอร์แบบ 42-stage เพื่อสร้าง “รหัสยาว” ที่ทำหน้าที่เหมือนกับการทำงานของรหัสสั้นในเฟอร์เวิร์คลิงค์ ซึ่งแต่ละเครื่องลูกข่ายจะสามารถสร้างอนุกรมรหัสที่แตกต่างกันได้ ส่วนข้อแตกต่างระหว่างเฟอร์เวิร์คลิงค์และรีเวอร์สลิงค์ คือ สัญญาณที่ส่งจากเครื่องลูกข่ายแต่ละเครื่องจะไม่เป็นออกคอนโวลชัน และอัตราการส่งข้อมูลจะเป็นแบบคงที่

นอกจากนี้ ใน IS-95 ยังมีการใช้ เครื่องรับแบบเรด การตรวจพฤติกรรมการใช้งาน การถ่ายเปลี่ยนเซลล์แบบนุ่มนวล และเทคนิคอื่นๆ ในการเพิ่มความจุของระบบอีกด้วย

2.6.2 ระบบซีดีเอ็มเอในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3

ในยุคถัดไปของการสื่อสารไร้สายจะมีการปรับเปลี่ยนมาตรฐาน IS-95 ไปสู่รูปแบบของการแพร่กระจายชนิดแถบความถี่กว้าง ซึ่งรายละเอียดต่างๆ เกี่ยวกับข้อกำหนดต่างๆ นั้นจะขึ้นอยู่กับผู้ให้บริการว่าจะเลือกรูปแบบใด แต่ในที่นี้จะขอเสนอลักษณะทั่วไปที่ได้รับการยอมรับกันแล้วว่าจะใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่สาม ดังแสดงในตารางที่ 2.5 คุณสมบัติหลักๆ ของการสื่อสารไร้สายในยุคที่สามมีดังนี้

- (1) อัตราข้อมูลของผู้ใช้จะสูงถึง 2 Mbit/s
- (2) สามารถให้บริการผู้ใช้ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงในสภาพแวดล้อมแบบมาโครเซลล์ และสามารถให้บริการอัตราข้อมูลสูงกับเครื่องลูกข่ายในสภาพแวดล้อมแบบไมโครเซลล์และพิโคเซลล์
- (3) สามารถให้บริการทางด้านเสียงที่มีคุณภาพสูง
- (4) มีความจุทางด้านรีเวอร์สลิงค์สูงโดยการใช้วงจรกำจัดสัญญาณแทรกสอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.5 รายละเอียดของซีดีเอ็มเอชชนิดแถบความถี่กว้าง

ความถี่คลื่นพาห์	ย่าน 2,000 MHz
แถบความถี่	1.25 / 5 / 10 / 20 MHz
อัตราชีพ	1.024 / 4.096 / 8.192 / 16.384 Mcps
อัตราข้อมูลผู้ใช้	2.4 kbit/s ~ 2 Mbit/s
การควบคุมกำลังส่ง	ควบคุมโดยอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณแทรกสอด โดยใช้สัญญาณนำร่อง
การแก้การสททอน	เครื่องรับแบบเรค และคอนโวลูชันโคดที่อัตรา 1/3
การเพิ่มความจุ	วงจรกำจัดสัญญาณแทรกสอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณความจุและรัศมีครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสม ในระบบเซลล์คู่ดาร์ซีดีเอ็มเอ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและการคำนวณความจุและรัศมีครอบคลุมพื้นที่ให้บริการของระบบเซลล์คู่ดาร์ซีดีเอ็มเอที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยการแบ่งพื้นที่ให้บริการออกเป็นสามชนิดด้วยกัน คือ พื้นที่ให้บริการในย่านธุรกิจ ย่านที่อยู่อาศัย และย่านชานเมือง ซึ่งในแต่ละพื้นที่ให้บริการนั้นจะมีสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน เช่น ในย่านธุรกิจจะมีปริมาณผู้ใช้มากกว่าย่านอื่นๆ แต่ก็จะมีพารามิเตอร์ในการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นมากกว่าย่านอื่นๆ ด้วย ดังนั้นรัศมีครอบคลุมเซลล์และความจุของเซลล์จึงแตกต่างกัน

เนื้อหาในบทนี้ประกอบด้วยการจางหายของสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นแบบมัลติพาท วิธีพิจารณาสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์และระหว่างเซลล์ในระบบเซลล์คู่ดาร์ซีดีเอ็มเอทั้งสองทิศทางคือ การส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย และจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน การพิจารณาความจุ รัศมีครอบคลุมเซลล์ และพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

3.1 การจางหายของสัญญาณเนื่องจากมัลติพาท

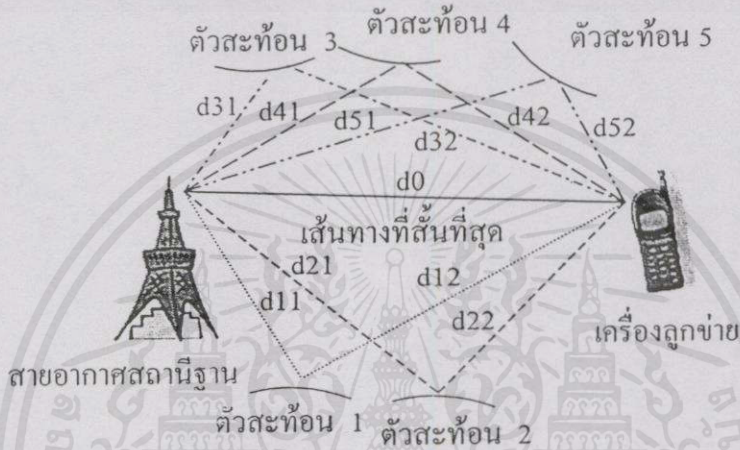
จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เกี่ยวกับการจางหายของสัญญาณอันเนื่องมาจากการแพร่กระจายในช่องสัญญาณแบบมัลติพาท จะเห็นได้ว่าการประมาณการเกิดการจางหายของสัญญาณเนื่องจากมัลติพาทนั้นมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ ซึ่งการจางหายนี้จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณวิทยุจากเครื่องส่งตกกระทบสิ่งปลูกสร้าง หรือ อาคาร หรือ พื้นดินแล้วสะท้อนไปยังเครื่องรับในหลายทิศทางที่แตกต่างกัน ถ้าหากสมมติให้สัญญาณที่ส่งออกจากเครื่องส่งอยู่ในรูปของสัญญาณเชิงซ้อน $z(t) = I_z(t) + jQ_z(t)$ แล้ว สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ $w(t)$ จะเป็นคอนโวลูชันสัญญาณเชิงซ้อนที่ถูกส่งออกมาที่ฟังก์ชันคิลเล็สเปอร์คของช่องสัญญาณ $g(\tau; t)$ นั่นคือ

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)g(\tau; t)d\tau \quad (3.1)$$

เมื่อ τ คือ ค่าเวลาหน่วงของเส้นทาง และ $g(\tau; t) = 0$ เมื่อ $\tau < 0$ หากในช่องสัญญาณประกอบด้วยเส้นทางจำนวน n เส้นทางแล้วสมการที่ (3.1) จะสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}
 w(t) &= \alpha_1 z(t - \tau_1) + \alpha_2 z(t - \tau_2) + \dots + \alpha_n z(t - \tau_n) \\
 &= \sum_{i=1}^n \alpha_i z(t - \tau_i) \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) \cdot \sum_{i=1}^n \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) d\tau
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

เมื่อ α_n คือค่าพารามิเตอร์ในการลดทอนสัญญาณในเส้นทางที่ n และ $\delta(\tau - \tau_n)$ คือ การตอบสนองอิมพัลส์ของเส้นทางที่ n



รูปที่ 3.1 การพิจารณาการแพร่กระจายแบบมัลติพาท

สำหรับการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นจริงนั้น การคาดเดาจำนวนเส้นทางของสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับจะเป็นไปได้ยาก เนื่องจากการแพร่กระจายแบบรอบทิศทางของสายอากาศและสภาพแวดล้อมที่ทำให้เกิดมัลติพาทในแต่ละพื้นที่นั้นแตกต่างกัน อีกทั้งยังขึ้นอยู่กับขนาดแถบความถี่ของช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารอีกด้วยดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาการแพร่กระจายแบบแถบความถี่กว้าง และใช้การรับสัญญาณแบบเรดจำนวน 3 ดัชนี ดังนั้นมัลติพาทที่พิจารณาจึงต้องมีมากกว่า 3 เส้นทางขึ้นไป โดยจะใช้พารามิเตอร์ตามข้อกำหนดขององค์กร ITU (International Telecommunication Union) เกี่ยวกับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่สำหรับปี 2000 (IMT-2000) นั่นก็คือจะพิจารณาการแพร่กระจายแบบมัลติพาทจำนวน 6 เส้นทางด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.1

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่า การแพร่กระจายคลื่นประกอบด้วยเส้นทางทั้งหมด 6 เส้นทาง โดยเส้นทาง d_0 คือ เส้นทางที่สัญญาณมีความเข้มมากที่สุด จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) จะได้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับในสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาทเป็นไปตามนั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) \cdot \sum_{i=1}^6 \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) d\tau \tag{3.3}$$

สำหรับมาตรฐานของ ITU ที่เสนอให้ใช้สำหรับการสื่อสารใน IMT-2000 ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าการตอบสนองของสัญญาณในช่องสัญญาณแบบ WSSUS

เส้นทาง ที่	ช่องสัญญาณแบบ A		ช่องสัญญาณแบบ B	
	ค่าเวลาหน่วง สัมพัทธ์ (ns)	กำลังเฉลี่ย (dB)	ค่าเวลาหน่วง สัมพัทธ์ (ns)	กำลังเฉลี่ย (dB)
1	0	0.0	0	-2.5
2	310	-1.0	300	0
3	710	-9.0	8,900	-12.8
4	1,090	-10.0	12,900	-10.0
5	1,730	-15.0	17,100	-25.2
6	2,510	-20.0	20,000	-16.0

3.2 การพิจารณาการลดทอนสัญญาณเนื่องจากระยะทางในการแพร่กระจายคลื่น

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ในการออกแบบระบบเซลล์ดูลาร์ซีดีเอ็มเอสำหรับการใช้งานภายนอกอาคาร ดังนั้นจะพิจารณาถึงลักษณะการแพร่กระจายคลื่นภายนอกอาคารเป็นหลัก ซึ่งโมเดลที่ใช้ในการประมาณการลดทอนสัญญาณเนื่องจากระยะทางในการแพร่กระจายคลื่นภายนอกอาคารนั้นมีผู้เสนอไว้หลายโมเดลด้วยกัน แต่ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้พารามิเตอร์ตามข้อกำหนดของ IMT-2000 ซึ่งโมเดลที่ใช้คือ โมเดล COST 231 ที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยแบ่งออกเป็นกรณีการลดทอนสัญญาณในย่านต่างๆ ดังนี้

3.2.1 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านธุรกิจ

สภาพแวดล้อมของการให้บริการในย่านธุรกิจที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสมมติให้เป็น การแพร่กระจายที่ไม่มีสัญญาณในแนวระดับสายตา หรือ LOS เนื่องจากในย่านธุรกิจนั้นจะ ประกอบไปด้วยอาคาร สิ่งปลูกสร้างจำนวนมากที่เป็นสิ่งกีดขวาง โดยมีความสูงเฉลี่ยที่ 30 เมตร จึง ทำให้สัญญาณในแนวระดับสายตานั้นสามารถเกิดขึ้นได้ยากสำหรับพารามิเตอร์ต่างๆ ของสภาพแวดล้อมในการติดตั้งแบบทั่วไปเพื่อการเปรียบเทียบกับคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นในสภาพแวดล้อมของย่านธุรกิจจะแสดงในตารางที่ 3.2

ไม่ว่าการมีโลกทั้งสี่นี้ อีกทั้งห้ามมิให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ต่างๆ ในสภาพแวดล้อมของการติดตั้งแบบทั่วไปของโมเดล COST231 สำหรับย่านธุรกิจ

ความสูงสายอากาศสถานีฐาน (h_b)	40 เมตร
ความสูงสายอากาศเครื่องลูกข่าย (h_m)	1.8 เมตร
ความสูงเฉลี่ยสิ่งกีดขวาง (h_B)	30 เมตร
ผลต่างความสูงสายอากาศสถานีฐานและสิ่งกีดขวาง (Δh_b)	10 เมตร
ผลต่างความสูงสายอากาศเครื่องลูกข่ายและสิ่งกีดขวาง (Δh_m)	28.2 เมตร
ระยะห่างสิ่งกีดขวาง (b)	30 เมตร
ความกว้างถนน ($w \approx b/2$)	15 เมตร
ความถี่คลื่นพาห์ (f)	2 กิกะเฮิรต์

สำหรับค่าพารามิเตอร์ของการแตกกระจายคลื่นและพารามิเตอร์อื่นๆ สำหรับการแพร่กระจายคลื่น ด้วยย่านความถี่ 2 กิกะเฮิรต์ มีดังต่อไปนี้

จากที่กล่าวถึงในบทที่ 2 ว่า การลดทอนในสภาพแวดล้อมที่ไม่มีสัญญาณในแนวสายตา มีค่าเป็น

$$L_{NLOS} = \begin{cases} L_{fs} + L_{rts} + L_{mds}, & L_{rts} + L_{mds} \geq 0 \\ L_{fs}, & L_{rts} + L_{mds} < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

และเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ที่แสดงในตารางที่ 3.2 แล้ว จะได้ค่าการลดทอนของการแพร่กระจายคลื่นในย่านธุรกิจเป็น

$$L_{NLOS} = (32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{MHz}) + (-16.9 - 10 \log_{10} w + 10 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} \Delta h_m + L_{ori}) + (L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10} d_{km} + k_f \log_{10} f_{MHz} - 9 \log_{10} b) \quad (3.5)$$

โดยค่าการลดทอนเชิงมุม (L_{ori}) จะมีค่าแปรผันตามมุมเข้าถึงของคลื่น (ϕ) ที่มีค่าเป็นตัวแปรสุ่มที่มีค่าอยู่ในช่วง 0-90 องศา ซึ่งค่าพารามิเตอร์นี้จะมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าการลดทอนอื่นๆ ดังนั้นจะไม่ขอกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนพารามิเตอร์การลดทอนอื่นๆ ในกรณีที่ Δh_b มี

ค่ามากกว่าศูนย์สำหรับการแพร่กระจายในย่านธุรกิจจะมีค่า (L_{bsh}) เป็น $-18 \log_{10}(1 + \Delta h_b)$ ส่วนแฟคเตอร์ k_a เท่ากับ 54 แฟคเตอร์ k_d เท่ากับ 18 และ k_f เท่ากับ $-4 + 1.5 \times ((2,000/925) - 1) = 2.2568$ และเมื่อนำแฟคเตอร์การลดทอนต่างๆ และพารามิเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 3.2 แทนค่าลง

ในสมการที่ 3.5 จะได้ค่าการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นในย่านธุรกิจด้วยโมเดล COST231 ในกรณีที่มีค่า Δh_b มีค่ามากกว่าศูนย์มีค่าเป็น

$$L_{NLOS} = (32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} 2,000) \\ + (-16.9 - 10 \log_{10} 15 + 10 \log_{10} 2,000 + 20 \log_{10} 10) \\ + (-18 \log_{10}(1 + 10) + 54 + 18 \log_{10} d_{km} - 2.2567 \log_{10} 2,000 - 9 \log_{10} 30) \quad (3.6)$$

ซึ่งการติดตั้งสำหรับการใช้งานในย่านธุรกิจจริงๆ นั้น เซลล์สเตชันที่ใช้จะเป็นเซลล์ขนาดเล็กหรือ ไมโครเซลล์ ที่มีกำลังส่งต่ำ ครอบคลุมพื้นที่เป็นวงแคบ โดยจะติดตั้งบริเวณเสาไฟฟ้าริมถนน หรือผนังอาคาร ที่มีความสูงเสาอากาศต่ำกว่า 10 เมตร โดยจะไม่กล่าวถึงในที่นี้

3.2.2 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านที่อยู่อาศัย

สำหรับการลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านที่อยู่อาศัยจะสมมติให้มีพารามิเตอร์ต่างๆ เกี่ยวกับลักษณะของอาคารสิ่งกีดขวางมีค่าแตกต่างกับย่านธุรกิจ เนื่องจากในย่านที่อยู่อาศัยนั้นความสูงของสิ่งกีดขวางจะมีระดับความสูงเฉลี่ยต่ำกว่าย่านธุรกิจมาก ดังแสดงในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ต่างๆ ในสภาพแวดล้อมของการติดตั้งแบบทั่วไปของโมเดล COST231 สำหรับย่านที่อยู่อาศัย

ความสูงเสาอากาศสถานีฐาน (h_b)	40 เมตร
ความสูงเสาอากาศเครื่องลูกข่าย (h_m)	1.8 เมตร
ความสูงเฉลี่ยสิ่งกีดขวาง (h_B)	10 เมตร
ผลต่างความสูงเสาอากาศสถานีฐานและสิ่งกีดขวาง (Δh_b)	30 เมตร
ผลต่างความสูงเสาอากาศเครื่องลูกข่ายและสิ่งกีดขวาง (Δh_m)	8.2 เมตร
ระยะห่างสิ่งกีดขวาง (b)	30 เมตร
ความกว้างถนน ($w \approx b/2$)	15 เมตร

ซึ่งเป็นที่แน่นอนว่าความสูงเสาอากาศที่สถานีฐานสำหรับการให้บริการในย่านที่อยู่อาศัยส่วนมากแล้วจะมีความสูงมากกว่าความสูงของอาคารบ้านเรือน (นอกเสียจากในกรณีที่ทำการติดตั้งเซลล์ชนิดไมโครเซลล์บริเวณเสาไฟฟ้าริมถนน ซึ่งความสูงจะอยู่ในระดับใกล้เคียงหรือต่ำกว่าเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับความสูงของสิ่งกีดขวาง โดยจะไม่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้) ดังนั้นโมเดลสำหรับการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นในย่านที่อยู่อาศัยในกรณีที่เสาอากาศสถานีส่งสูงกว่าสิ่งกีดขวาง ($\Delta h_b > 0$) จะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned}
 L_{NLOS} = & (32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} 2,000) \\
 & + (-16.9 - 10 \log_{10} 15 + 10 \log_{10} 2,000 + 20 \log_{10} 8.2) \\
 & + (-18 \log_{10}(1 + 30) + 54 + 18 \log_{10} d_{km} - 3.1865 \log_{10} 2,000 - 9 \log_{10} 30) \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

3.2.3 การลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านชานเมือง

สำหรับการลดทอนสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในย่านชานเมืองนั้น จะสมมติให้สภาพพื้นที่เป็นพื้นที่โล่ง โดยมีระดับความสูงเฉลี่ยของสิ่งกีดขวางที่ค่อนข้างต่ำ ดังนั้นพื้นที่ลักษณะนี้จะมีรัศมีการแพร่กระจายคลื่นของสถานีฐานที่กว้าง โดยพารามิเตอร์ต่างๆ สำหรับสภาพพื้นที่นี้จะแสดงในตารางที่ 3.4 และสมการการลดทอนในการแพร่กระจายแสดงในสมการที่ 3.8

ตารางที่ 3.4 พารามิเตอร์ต่างๆ ในสภาพแวดล้อมของการติดตั้งแบบทั่วไปของโมเดล COST231 สำหรับย่านชานเมือง

ความสูงเสาอากาศสถานีฐาน (h_b)	40 เมตร
ความสูงเสาอากาศเครื่องลูกข่าย (h_m)	1.8 เมตร
ความสูงเฉลี่ยสิ่งกีดขวาง (h_B)	5 เมตร
ผลต่างความสูงเสาอากาศสถานีฐานและสิ่งกีดขวาง (Δh_b)	35 เมตร
ผลต่างความสูงเสาอากาศเครื่องลูกข่ายและสิ่งกีดขวาง (Δh_m)	3.2 เมตร
ระยะห่างสิ่งกีดขวาง (b)	100 เมตร
ความกว้างถนน ($w \approx b/2$)	50 เมตร

$$\begin{aligned}
 L_{NLOS} = & (32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} 2,000) \\
 & + (-16.9 - 10 \log_{10} 50 + 10 \log_{10} 2,000 + 20 \log_{10} 3.2) \\
 & + (-18 \log_{10}(1 + 35) + 54 + 18 \log_{10} d_{km} - 3.1865 \log_{10} 2,000 - 9 \log_{10} 100) \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

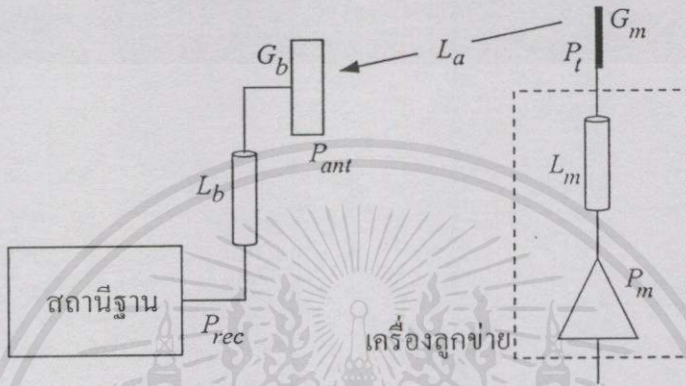
3.3 ค่าองค์ประกอบที่ใช้ในการสื่อสาร (Link Budget)

ในการออกแบบโครงข่ายนั้นจะมีพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เรียกว่า “ค่าองค์ประกอบการสื่อสาร” หรือ “Link Budgets” ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่จำเป็นในการสื่อสารในระบบเซลล์ลูลาร์

3.3.1 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน
 ค่าองค์ประกอบทางด้านอัตราขยาย และการลดทอนสัญญาณ จะประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยกำหนดให้กำลังส่งสูงสุดของเครื่องลูกข่ายเป็น P_m dBm และ อัตรา

การขยายสายอากาศของเครื่องลูกข่ายเป็น G_m ซึ่งนอกจากนี้จะมีการสูญเสียสัญญาณจากสายเคเบิลที่ใช้ในการเชื่อมต่อ L_m เช่น คอนเน็คเตอร์ หรืออุปกรณ์เหนี่ยวนำสัญญาณต่างๆ อีกด้วย จากพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงในรูปที่ 3.2 จะได้ว่า กำลังส่งของเครื่องลูกข่าย P_t ในหน่วย dBm มีค่าเป็น

$$P_t = P_m - L_m + G_m \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.2 พารามิเตอร์ในการสื่อสารในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน

หากมองทางด้านสถานีฐานจะพบว่ากำลังสัญญาณที่มาถึงยังเครื่องรับของสถานีฐานจะถูกลดทอนลงอย่างน้อยด้วยค่า L_a เนื่องจากการลดทอนในการแพร่กระจาย โดยจะมีค่าแตกต่างกันตามลักษณะของพื้นที่ในการให้บริการ หากว่าที่เครื่องรับของสถานีฐานรับกำลังสัญญาณได้เป็น P_{ant} โดยที่สถานีฐานมีอัตราขยายของสายอากาศเป็น G_b และมีการลดทอนของสายเคเบิลเป็น L_b จะได้สัญญาณ P_{rec} ที่รับได้เครื่องรับของสถานีฐานเป็น

$$P_{rec} = P_{ant} + G_b - L_b \quad (3.10)$$

ค่ากำลังบิตข้อมูล (E_b) ที่รับได้ที่อินพุทจะสามารถหาได้โดย

$$E_b = \frac{P_{rec}}{R} \quad \text{จูลต่อบิต} \quad (3.11)$$

เมื่อ R อัตราข้อมูล ที่มีค่าเป็น 13 กิโลบิตต่อวินาที สำหรับการเข้ารหัส และมีอัตราข้อมูลในระบบเป็น 14.4 กิโลบิตต่อวินาที ส่วนการเข้ารหัสสัญญาณที่อัตรา 8 กิโลบิตต่อวินาที จะมีอัตราข้อมูลในระบบเป็น 9.6 กิโลบิตต่อวินาที โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การส่งที่อัตราข้อมูล 14.4 กิโลบิตต่อวินาทีในการพิจารณา

ตารางที่ 3.5 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารที่ใช้ในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน

	พารามิเตอร์	หน่วย	ค่า	หมายเหตุ
(a)	กำลังส่งสูงสุดต่อช่องสัญญาณสื่อสาร	dBm	23	ตามมาตรฐานของ ITU ที่เครื่องส่งจะต้องสามารถส่งกำลังได้ 200 mW EIRP: $P_m + G_m$
(b)	ค่าการสูญเสียจากสายเคเบิล และอุปกรณ์เชื่อมต่อในเครื่องส่ง	dB	2	L_m
(c)	อัตราขยายสายอากาศ	dB	0	อัตราขยายสายอากาศ G_m ที่สมมติให้หาค่าเป็น 2 dB <i>i</i> ซึ่งจะรวมอยู่ในข้อ (a)
(d)	EIRP ของเครื่องส่งต่อหนึ่งช่องสัญญาณสื่อสาร ($a - b + c$)	dBm	21	ค่านี้จะสอดคล้องกับค่า P_t และมีค่าตามสมการที่ 3.9
(e)	อัตราขยายสายอากาศเครื่องรับ	dB <i>i</i>	17.5	G_b
(f)	ค่าการสูญเสียจากสายเคเบิล และอุปกรณ์เชื่อมต่อในเครื่องรับ	dB	1.5	L_b
(g)	Noise Figure ที่เครื่องรับ	dB	5	F
(h)	ความหนาแน่นสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ	dBm/Hz	-174	KT
(i)	อัตราข้อมูลข่าวสาร	dB	41.6	R
(j)	E_b / I_o ที่ต้องการ	dB	7	E_b / I_o
(k)	ความไวเครื่องรับ ($j + k + l$)	dBm	-117.4	P_{rec} หาได้จากสมการ 3.13
(l)	อัตราขยายจากการถ่ายเซลล์	dB	4	อัตราขยายของการเปลี่ยนถ่ายเซลล์ในกรณีที่มีรอยต่อของเซลล์ 2 เซลล์
(m)	มาร์จิ้นการลดทอน lognormal	dB	10.3	มาร์จิ้นการลดทอนเนื่องจากลดทอนล็กนอร์มอล

ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการคำนวณหาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับ (สัญญาณรบกวนจำพวก thermal noise หรือ receiver noise) โดยที่สัญญาณรบกวน thermal noise จะสามารถหาได้จาก KTF เมื่อ K คือ ค่าคงที่ของ Boltzman ที่มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} จูลต่อเคลวิน และ T คือ อุณหภูมิในหน่วยของศาเคลวิน (ที่อุณหภูมิห้องเท่ากับ 290 องศาเคลวิน) ซึ่งจะได้สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก KT มีค่าเป็น -174 dBm \times วินาที (หรือ dBm/Hz) และ F คือ ค่า noise figure ที่เครื่องรับ

(โดยปกติแล้วจะมีค่าประมาณ 3.2 หรือ 5 dB) ซึ่งสัญญาณรบกวนเหล่านี้ คือ สัญญาณรบกวนต่ำสุดที่เกิดขึ้น (noise floor) ในการสื่อสาร ส่วนสัญญาณรบกวนชนิดอื่นๆ จะแสดงในหัวข้อต่อไป

นอกจากสัญญาณรบกวนที่กล่าวมาแล้วนั้น ในระบบซีดีเอ็มเอยังมีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้อื่นๆ ที่มีลักษณะคล้าย thermal noise อีกด้วย โดยสามารถหาได้จาก

$$I_o = KTF \times R_{im} \quad (3.12)$$

เมื่อ R_{im} คือ ค่ามัธยฐานของการรับสัญญาณรบกวน ที่มีค่าเท่ากับ 2 (หรือ 3 เดซิเบล) โดยจะขึ้นอยู่กับปริมาณของผู้ใช้ด้วย และเมื่อ F และ R_{im} นั้นเป็นตัวแปรที่ไม่มีหน่วย (หรือมีหน่วยเป็นเท่า) จึงทำให้พารามิเตอร์ I_o มีหน่วยเป็น dBm \times วินาที (หรือ dBm/Hz) เช่นเดียวกับ KT ซึ่งจะได้กำลังบิตข้อมูลต่อกำลังสัญญาณรบกวนที่มีหน่วยเป็นเท่า เป็น

$$\frac{E_b}{I_o} = \frac{P_{rec}}{R \times KTF \times R_{im}} \quad (3.13)$$

โดยทั่วไปแล้ว ค่า E_b/I_o ที่ทำให้ระดับสัญญาณข้อมูลอยู่ในขั้นที่ยอมรับในคุณภาพได้จะต้องมีค่ามากกว่า 7 เดซิเบล [1] และสำหรับค่าพารามิเตอร์องค์ประกอบอื่นๆ ที่ใช้ในการคำนวณจะแสดงในตารางที่ 3.5

3.3.2 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย

สำหรับองค์ประกอบในการสื่อสารในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์นั้นจะไม่สามารถกำหนดตายตัวได้เหมือนกรณีของรีเวอร์สลิงค์ เนื่องจากความต้องการอัตราส่วนกำลังบิตข้อมูลต่อกำลังสัญญาณรบกวนที่ต้องการนั้นแตกต่างกัน อีกทั้งยังมีการแบ่งกำลังให้กับเครื่องลูกข่ายแต่ละเครื่องที่แตกต่างกันตามปริมาณผู้ใช้ เพราะว่าในกรณีที่เครื่องลูกข่ายเป็นจำนวนมากก็จะทำให้ค่ากำลังเฉลี่ยของช่องสัญญาณสื่อสารมีค่าต่ำลง เป็นต้น ดังนั้นในตารางที่ 3.6 จะขอกกล่าวถึงเพียงพารามิเตอร์บางตัวที่เป็นค่าคงที่เท่านั้น และพารามิเตอร์บางตัวที่ไม่กล่าวถึงในตารางที่ 3.6 นั้น จะใช้พารามิเตอร์เดียวกับค่าที่ใช้ในตารางที่ 3.5

ค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต้องการของเครื่องลูกข่ายที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วประมาณ 50 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จะอยู่ที่ประมาณ 8 dB [2] สำหรับค่าพฤติกรรมการใช้งานเฉลี่ย (หรือ Voice Activity Factor: VAF) ในหัวข้อที่ 5 นั้นจะพิจารณาจากกรณีที่เครื่องลูกข่ายสามารถรับสัญญาณได้จากเซลล์ 2 เซลล์ (สำหรับการแฮนด์ออฟ)

ตารางที่ 3.6 ค่าองค์ประกอบการสื่อสารที่ใช้ในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย

No.	รายการ	ค่า	ค่า (dB)	หมายเหตุ
1	กำลังส่งสูงสุดที่จัดให้ได้ที่พอร์ตสายอากาศ	8 W	39 dBm	กำลังสูงสุด
2	กำลังช่องสัญญาณนำร่อง	1.2 W	30.8 dBm	15% ของกำลังสูงสุด
3	กำลังช่องสัญญาณซิงโครนัส	0.12 W	26.2 dBm	10% ของกำลังนำร่อง
4	กำลังต่อหนึ่งช่องสัญญาณสื่อสาร	6.26 W	38.0 dB	78.2% ของกำลังทั้งหมด
5	ค่าพหุคูณการใช้งานเฉลี่ย (VAF)	0.479		
6	การสูญเสียในสายอากาศที่สถานีฐาน	1.41	1.5 dB	
7	อัตราขยายสายอากาศที่สถานีฐาน	56.23	17.5 dBi	
8	EIRP รวม	318.49 W		
9	ขนาดแถบความถี่	5 MHz		
10	E_b / I_o ที่ต้องการ	6.97	8 dB	

3.4 การพิจารณาในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย

3.4.1 สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่า สัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานไปยังเครื่องรับนั้นมีการแตกกระจายเนื่องจากการสะท้อนสิ่งกีดขวางออกเป็น 6 เส้นทางด้วยกัน หากสัญญาณเส้นทางหนึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบ

$$s(t) = Ab(t - \tau)PN(t - \tau)\cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.14)$$

- เมื่อ
- A คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ
 - α คือ ค่าตัวแปรที่เกิดจากการตรวจสอบพหุคูณการสื่อสาร
 - $b(t)$ คือ ข้อมูลไบนารีของสัญญาณในเส้นทาง
 - $PN(t)$ คือ อนุกรมของสเปรคคิงโคคของสัญญาณในเส้นทาง
 - τ คือ ค่าการหน่วงเวลาของเส้นทาง
 - θ คือ การเลื่อนเฟสของสัญญาณในเส้นทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 หากสัญญาณที่พิจารณาประกอบด้วยองค์ประกอบมัลติพาร์จำนวน 6 เส้นทางดังแสดงในรูปที่ 3.1 แล้วจะได้สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศของเครื่องลูกข่ายที่สนใจเป็น

$$s(t) = \sum_{i=0}^5 A_i b_i(t - \tau_i) PN_i(t - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i) + n(t) \quad (3.15)$$

เมื่อ i แทนอันดับของเส้นทาง และ $n(t)$ ในเทอมสุดท้ายคือ Additive White Gaussian Noise (AWGN) ที่ประกอบด้วยความหนาแน่นกำลังสเปกตรัม $\eta_0/2$ สองข้าง

3.4.2 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ว่าสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงในทิศทางจากเครื่องสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่ายนั้นจะอาจเกิดขึ้นได้จากความไม่เป็นอโรคอนอลกันของสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายแบบมัลติพาท ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาการเกิดสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่ายดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยสมมติให้ความเป็นอโรคอนอล (β) (หรือแฟคเตอร์การแทรกสอด) ของสัญญาณมีค่าเป็น 1 เมื่อความเป็นอโรคอนอลนั้นสมบูรณ์ และมีค่าเป็น 0.1-0.9 สำหรับสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาท โดยขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมของพื้นที่ในการให้บริการ

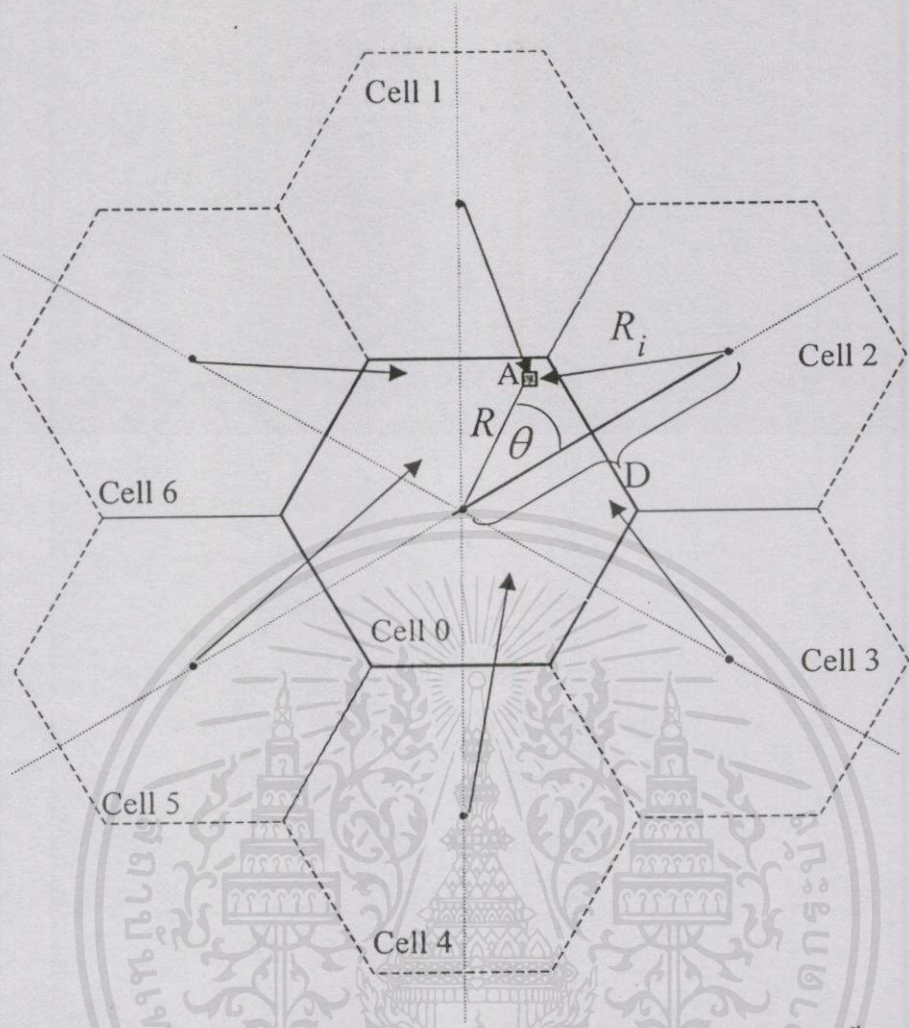
จากรูปที่ 3.3 หากในระบบเซลล์คู่รั้วประกอบด้วยสถานีฐานจำนวน K สถานี และแต่ละสถานีมีองค์ประกอบสัญญาณที่ประกอบด้วยมัลติพาทจำนวน I เส้นทาง จะทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องลูกข่ายที่ตำแหน่ง A ประกอบด้วยเส้นทางจำนวน

$$\text{จำนวนเส้นทางสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด (S)} = \text{จำนวนเซลล์ (K)} \times \text{จำนวนเส้นทาง (I)} \quad (3.16)$$

โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาระบบเซลล์คู่รั้วที่ประกอบด้วยเซลล์จำนวน 7 เซลล์ และพิจารณาการแพร่กระจายคลื่นชนิดความถี่กว้าง โดยใช้ช่องสัญญาณการแพร่กระจายแบบ WSSUS ที่ประกอบด้วยองค์ประกอบจำนวน 6 เส้นทาง ดังนั้นสมการที่ 3.15 จะเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sum_{k=0}^6 \sum_{i=0}^5 \alpha_{ik} A_{ik} b_i(t - \tau_{ik}) PN_{ik}(t - \tau_{ik}) \cos(\omega_0 t + \theta_{ik}) + n(t) \quad (3.17)$$

เมื่อ ตัวห้อย k แทนสัญญาณจากสถานีฐานอันดับที่ k^{th} และตัวห้อย i แทนอันดับของเส้นทางโดยแปรผกผันกับระยะทางในการแพร่กระจาย R_i เมื่อ $i=0$ คือ เส้นทางคลื่นที่สั้นที่สุด และ $k=0$ คือ สถานีฐานหลัก ซึ่งสมการที่ 3.17 นั้นจะเป็นสัญญาณเชิงประกอบที่รับได้ที่เครื่องรับโดยจะประกอบด้วยสัญญาณที่ต้องการรวมอยู่กับสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดจากสัญญาณจากเซลล์หลักที่ถูกหน่วงเวลาและสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงทั้ง 6 สถานี



รูปที่ 3.3 สัญญาณและสัญญาณแทรกสอดที่รับได้ที่เครื่องรับในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์

เนื่องจากเฟดเดอร์ในการแทรกสอดระหว่างสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์กับสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงนั้นต่างกัน และเส้นทางสัญญาณที่นำมาใช้งานนั้นคือเส้นทางที่ $i=0$ ดังนั้น จากสมการที่ (3.17) ปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่รับได้ที่เครื่องรับจะสามารถเขียนได้เป็น

$$I_f(t) = \sum_{i=1}^5 \alpha_i A_i b_i(t - \tau_i) PN_i(t - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i) + \sum_{k=1}^6 \sum_{i=0}^5 \alpha_{ik} A_{ik} b_i(t - \tau_{ik}) PN_{ik}(t - \tau_{ik}) \cos(\omega_0 t + \theta_{ik}) + n(t) \quad (3.18a)$$

หรือ

$$I_f(t) = \sum_{i=1}^5 s_i(t) + \sum_{k=1}^6 \sum_{i=0}^5 s_{ik}(t) \quad (3.18b)$$

หรือ

$$I_f(t) = I_{sc}(t) + I_{oc}(t) \quad (3.18c)$$

เมื่อ S_{ik} คือ สัญญาณจากสถานีฐานข้างเคียงอันดับที่ i^{th} ส่วน I_{sc} และ I_{oc} คือ สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์และสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง ตามลำดับ

จากสมการที่ 3.18 จะเห็นได้ว่าปริมาณสัญญาณแทรกสอดในระบบนั้นมีจำนวนมากพอที่จะส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอย่างน่าประหลาดใจ แต่ทว่าในระบบซีดีเอ็มเอนั้นใช้การรับแบบหลายทาง (diversity) ที่จะช่วยทำให้สามารถนำสัญญาณมากกว่าหนึ่งเส้นทางมาใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การรับแบบเรทที่มีองค์ประกอบ 3 คัดนี้ และมีการรวมสัญญาณแบบ Maximal Ratio Combining ซึ่งนั่นก็คือ การนำองค์ประกอบสัญญาณที่มีระดับสัญญาณแรงที่ 3 เส้นทางมาใช้งาน ดังนั้นสมการที่ 3.18 จะเหลือปริมาณสัญญาณแทรกสอดในเซลล์หลักเพียง 3 เส้นทางซึ่งจะทำให้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด(รวมทั้งสัญญาณรบกวน) มีค่าเป็น

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I} \right)_j = \frac{G_p \sum_{h=1}^3 \alpha_h A_h b_h(t - \tau_h) PN_h(t - \tau_h) \cos(\omega_0 t + \theta_h)}{\sum_{i=4}^6 \alpha_i A_i b_i(t - \tau_i) PN_i(t - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i) + \beta I_{oc}(t) + n(t)} \quad (3.19)$$

เมื่อ G_p คือ โพรเซสซิงเกนของระบบ

p คือ สัญญาณที่มีระดับความแรงสูงสุด

β คือ แฟคเตอร์ในการแทรกสอด

3.5 การพิจารณาในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน

3.5.1 สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์

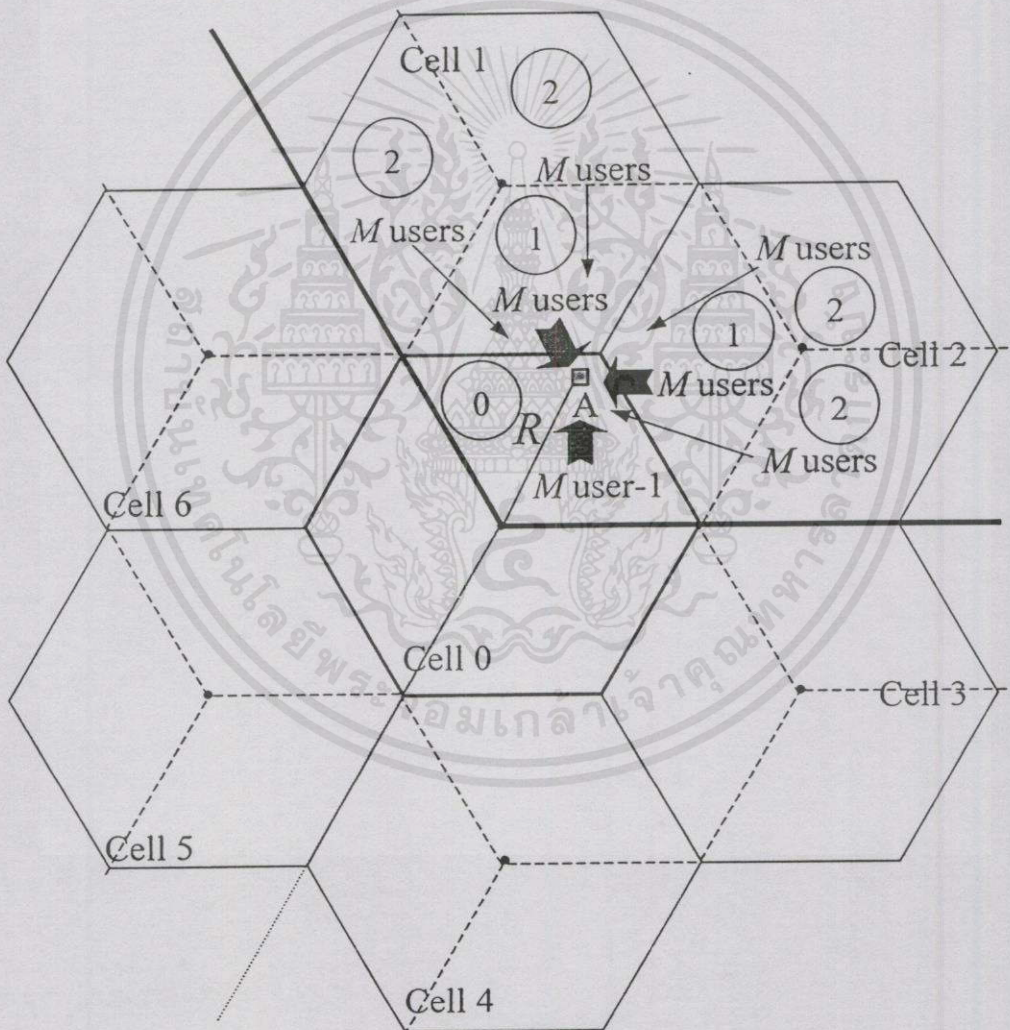
สำหรับสัญญาณแทรกสอดในทิศทางรีเวอร์สลิงค์ของระบบเซลล์สตาร์ซีดีเอ็มเอ คือ สัญญาณจากเครื่องลูกข่ายอื่นๆ ที่พยายามติดต่อสื่อสารกับสถานีฐานเดียวกัน เมื่อพิจารณาการแพร่กระจายที่ประกอบเส้นทางสัญญาณจำนวน 6 เส้นทางเช่นเดียวกับกรณีของฟอร์เวิร์ดลิงค์ และในระบบมีเครื่องลูกข่ายที่แอกทีฟจำนวน M เครื่อง จะสามารถหาปริมาณสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ในทิศทางรีเวอร์สลิงค์ได้เป็น

$$I_r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^5 \alpha_{im} A_{im} b_{im}(t - \tau_{im}) PN_{im}(t - \tau_{im}) \cos(\omega_0 t + \theta_{im}) + n(t) \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

สำหรับการแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงในทิศทางรีเวอร์สลิงค์ จะเกิดจากสัญญาณจากเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในเซลล์ข้างเคียงซึ่งที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ซึ่งสามารถส่งสัญญาณมารบกวนในสถานีฐานหลักที่กำลังพิจารณาอยู่ได้ โดยสัญญาณเหล่านี้จะมีระดับความเข้มสัญญาณที่ต่ำกว่าเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในเซลล์หลัก ซึ่งจะทำให้ปริมาณสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงเหล่านี้มีค่าอยู่ที่ระดับหนึ่ง แต่ในกรณีที่เครื่องลูกข่ายเหล่านี้อยู่บริเวณรอยต่อของเซลล์จะทำให้เครื่องลูกข่ายเหล่านี้อยู่ในสถานะเตรียมการแฮนด์ออฟ หรืออีกนัยหนึ่งก็คือ เครื่องลูกข่ายเหล่านี้มีระดับกำลังส่งที่ใกล้เคียงกับเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในเซลล์หลัก ที่จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบมากขึ้น



รูปที่ 3.4 สัญญาณและสัญญาณแทรกสอดทั้งหมดที่รับได้ที่สถานีฐานในทิศทางการส่งสัญญาณจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐานในสภาพแวดล้อมแบบหลายเซลล์ ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าระบบที่พิจารณาประกอบด้วยเซลล์จำนวน 7 เซลล์ แต่ละเซลล์แบ่งออกเป็น 3 เซกเตอร์ โดยในหนึ่งเซกเตอร์ประกอบด้วยเครื่องลูกข่ายจำนวน M เครื่อง และสถานีฐานรับสัญญาณจากผู้ใช้งานแต่ละเครื่องได้เครื่องละ 6 เส้นทาง หากสมมติให้ความเป็นเซกเตอร์ของสายอากาศนั้นสมบูรณ์ จะทำให้สายอากาศของสถานีฐานที่ถูกแบ่งออกเป็นเซกเตอร์นั้นได้รับสัญญาณจากเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในทิศทางที่กำหนดไว้เท่านั้น ซึ่งจะทำให้ลดปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้งานในเซลล์อื่นๆ หากพิจารณารูปที่ 3.4 จะเห็นว่าในทิศทางที่กำหนดนั้นประกอบด้วยเซลล์เซกเตอร์ที่ให้บริการ (เซลล์เซกเตอร์ ①) เซลล์เซกเตอร์ข้างเคียง (เซลล์เซกเตอร์ ④) และเซลล์เซกเตอร์ไกล (เซลล์เซกเตอร์ ②) ซึ่งผลกระทบจากผู้ใช้งานที่อยู่ในเซลล์ต่างๆ เหล่านี้จะมีผลกระทบที่แตกต่างกันเนื่องจากระยะห่างระหว่างเซลล์ ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาในกรณีที่เกิดผลกระทบมากที่สุด นั่นคือ เครื่องลูกข่ายทั้งหมดที่อยู่ในเซลล์เซกเตอร์ที่ ① และ ② นั้นอยู่บริเวณรอยต่อของเซลล์ ซึ่งจะทำให้ปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานมีค่าเป็น

$$\begin{aligned}
 I_r(t) = & \sum_{i=1}^5 \alpha_i A_i b_i (t - \tau_i) P N_i (t - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i) \\
 & + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^5 \alpha_{im} A_{im} b_{im} (t - \tau_{im}) P N_{im} (t - \tau_{im}) \cos(\omega_0 t + \theta_{im}) \\
 & + 2L_{adj} \sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^5 \alpha_{im} A_{im} b_{im} (t - \tau_{im}) P N_{im} (t - \tau_{im}) \cos(\omega_0 t + \theta_{im}) \\
 & + 4L_{far} \sum_{k=1}^6 \sum_{i=0}^5 \alpha_{ik} A_{ik} b_{ik} (t - \tau_{ik}) P N_{ik} (t - \tau_{ik}) \cos(\omega_0 t + \theta_{ik}) \\
 & + n(t)
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

หรือ

$$I_r(t) = I_{rs} + 2I_{ra} + 4I_{rf} \tag{3.22}$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}
 I_{rs} &= L_{adj} \sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^5 \alpha_{im} A_{im} b_{im} (t - \tau_{im}) P N_{im} (t - \tau_{im}) \cos(\omega_0 t + \theta_{im}) \\
 I_{fs} &= L_{far} \sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^5 \alpha_{im} A_{im} b_{im} (t - \tau_{im}) P N_{im} (t - \tau_{im}) \cos(\omega_0 t + \theta_{im})
 \end{aligned}$$

และ L_{adj} คือ แฟกเตอร์การลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นจากเซลล์เซกเตอร์ข้างเคียง

L_{far} คือ แฟกเตอร์การลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นจากเซลล์เซกเตอร์ไกล

เพื่อให้وترส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนแทรกสอดในทิศทางรีเวอร์สดีก็มีค่าเป็น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I} \right) = \frac{G_p \sum_{h=1}^3 \alpha_h A_h b_h (t - \tau_h) P N_h (t - \tau_h) \cos(\omega_0 t + \theta_h)}{(1 - \beta) I_r + n(t)} \quad (3.23)$$

3.6 การพิจารณาความจุและรัศมีครอบคลุมเซลล์

สำหรับความจุและรัศมีครอบคลุมเซลล์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้จากแผนผังลำดับการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งความจุสูงสุดที่สามารถให้บริการได้ภายใต้พารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.7 แล้วนำมาคำนวณด้วยสมการที่ 3.24

$$N_{\max} = \frac{G_p}{\alpha (E_b / N_0)_{\text{target}}} \cdot \frac{1}{1 + \beta} + 1 \quad (3.24)$$

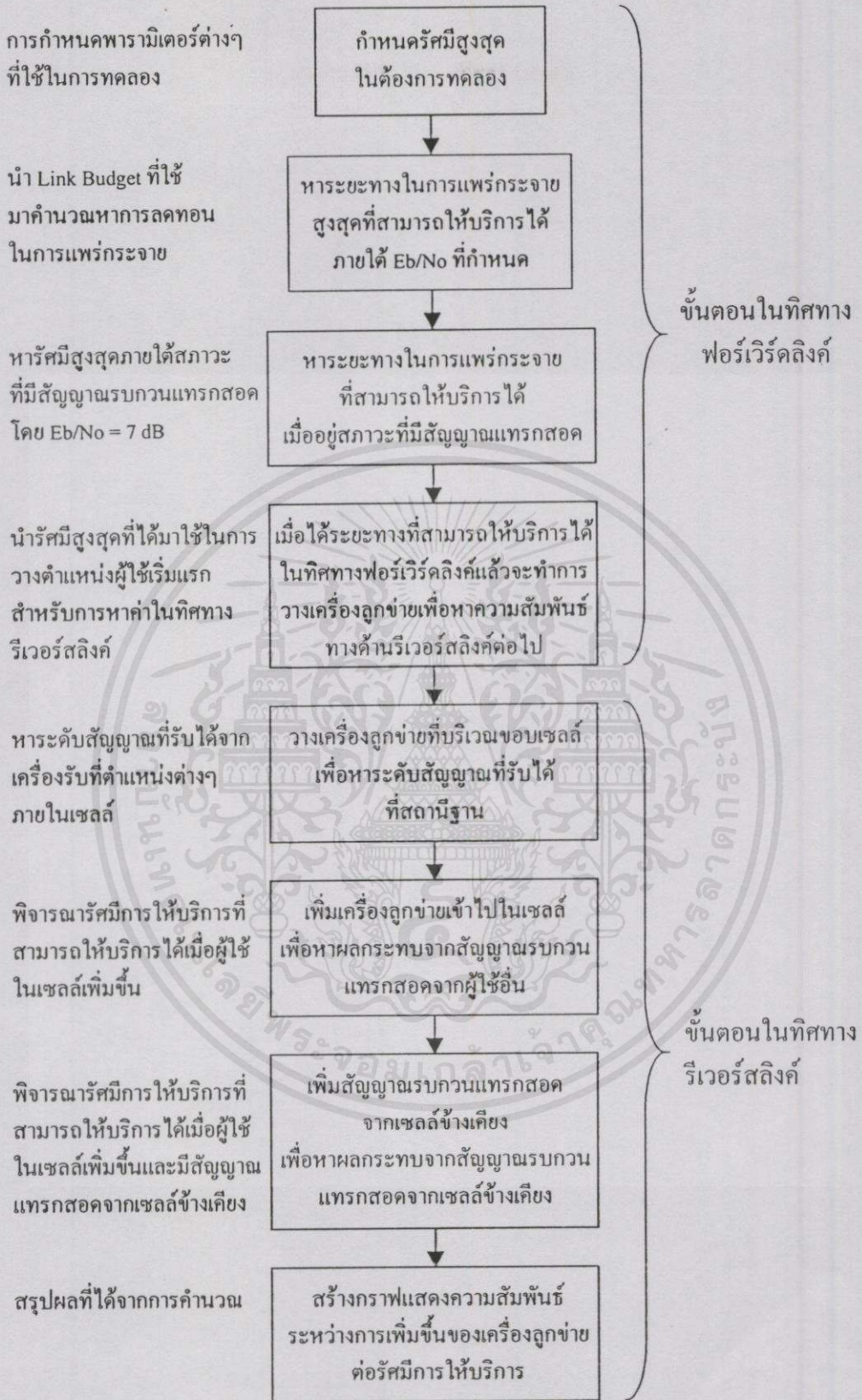
- เมื่อ G_p คือ โปรเซสซิงเกนของระบบที่สามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่างแถบความถี่ในการ สเปกตรัมต่อแถบความถี่ของข้อมูลข่าวสาร
- α คือ พฤติกรรมการใช้ช่องสัญญาณการสื่อสาร
- $(E_b / N_0)_{\text{target}}$ คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต้องการ
- β คือ สัมประสิทธิ์การกำจัดสัญญาณแทรกสอด

ซึ่งจากสมการที่ 3.24 จะได้ความจุสูงสุดที่สามารถให้บริการได้คือ 61 สถานี หลังจากนั้นจะทำการใช้โปรแกรมในการคำนวณเพื่อคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างการเพิ่มขึ้นของปริมาณผู้ใช้ต่อการเปลี่ยนแปลงรัศมีในการให้บริการ

ตารางที่ 3.7 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาความจุของระบบ

ความถี่คลื่นพาห์	ย่าน 2,000 MHz
แถบความถี่	5 MHz
อัตราชิป	4.096 Mcps
อัตราข้อมูลผู้ใช้	14.4 kbit/s
พฤติกรรมการใช้ช่องสัญญาณ	0.479
E_b / N_0 ที่ต้องการ	7 dB
พารามิเตอร์ในการแทรกสอด	$1 - \beta = 0.3$ เมื่อ $\beta = 0.7$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.5 แผนผังลำดับการคำนวณที่ใช้ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณผู้ใช้ต่อครีสมีสการ
ให้บริการ

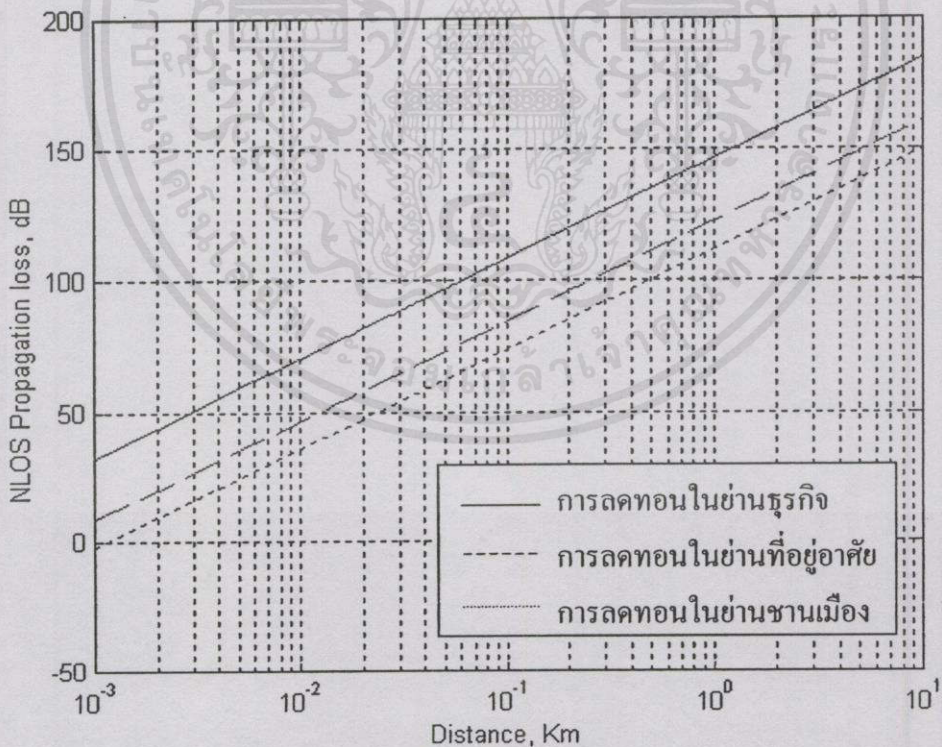
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลและผลที่ได้จากการจำลองผลโดยโปรแกรมการจำลองผลที่ได้พัฒนาขึ้นเพื่อช่วยในการคำนวณ ซึ่งจะนำผลที่ได้นี้มาใช้ในการหาปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้ และรัศมีครอบคลุมเพื่อให้บริการ

4.1 สภาพแวดล้อมจำลองในการทดลอง

สภาพแวดล้อมในการทดลองจะแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบ คือ สภาพแวดล้อมย่านธุรกิจ สภาพแวดล้อมย่านที่อยู่อาศัย และสภาพแวดล้อมย่านชานเมือง โดยจะสมมติให้สภาพแวดล้อมทั้งสามนี้มีควมหนาแน่นผู้ใช้ต่อตารางกิโลเมตร และการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกัน ซึ่งค่าการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นทั้งสามแบบด้วยโมเดล WIM ด้วยพารามิเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 3.2 3.3 และ 3.4 จะแสดงในรูปที่ 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.1 การลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นในย่านต่างๆ ต่อระยะทาง ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

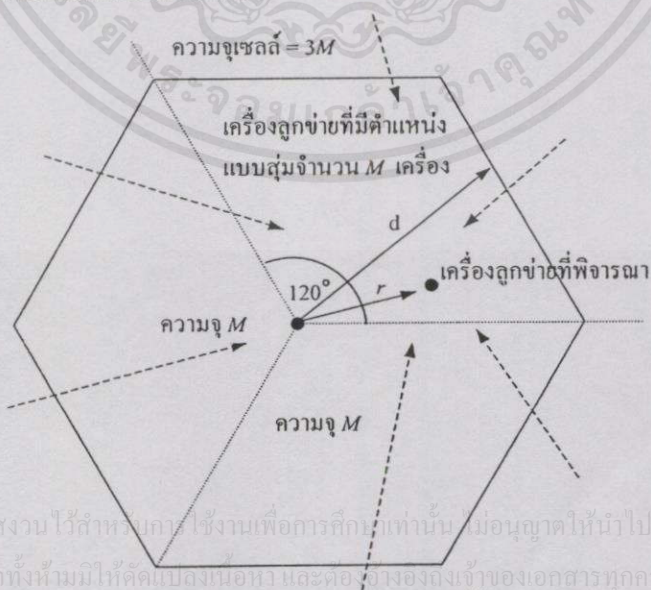
สำหรับค่าพารามิเตอร์หลักของระบบจะใช้พารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.5 และ 3.6 โดยจะใช้การแพร่กระจายด้วยย่านความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์ ขนาดแถบความถี่ 5 เมกะเฮิรตซ์ ด้วยช่องสัญญาณ WSSUS แบบ A อัตราชิป 4.096 เมกะชิปต่อวินาที และอัตราข้อมูลข่าวสารคงที่ที่ 2.4 กิโลบิตต่อวินาที เนื่องจากการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 นั้นจะเน้นหนักไปทางด้าน การส่งข้อมูลข่าวสารความเร็วสูง

4.2 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองจะแบ่งออกเป็น การทดลองหาระยะทางในการแพร่กระจายในทิศทางจากสถานี ไปยังเครื่องลูกข่ายที่ทำให้เครื่องลูกข่ายสามารถให้บริการได้ (หรือ $E_b / (N_o + I_o) > 7 \text{ dB}$) แล้วทำการกระจายผู้ใช้แบบยูนิฟอร์มในรัศมีพื้นที่ดังกล่าว เพื่อหารัศมีครอบคลุมพื้นที่ให้บริการใน ทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐานต่อไป

4.2.1 ทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย

สำหรับการหาปริมาณผู้ใช้และรัศมีครอบคลุมเซลล์ที่สามารถให้บริการได้ในทิศทางจาก สถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่ายนั้นจะมีรูปแบบในการวางเซลล์ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งจะสมมติให้ ความเป็นเซกเตอร์ของสายอากาศที่สถานีฐานนั้นสมบูรณ์แบบ ซึ่งจะทำการแพร่กระจาย สัญญาณนั้นมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งจะทำให้สามารถหารัศมีครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ ง่ายขึ้น และความจุของเซลล์ที่ได้นั้นจะเป็นความจุของเซลล์เซกเตอร์ โดยที่ความจุของเซลล์มีค่า เป็นสามเท่าของความจุเซลล์เซกเตอร์ ซึ่งจะใช้รูปแบบเดียวกันนี้ในการหาปริมาณผู้ใช้และรัศมี ครอบคลุมเซลล์ทั้งสามพื้นที่การให้บริการ



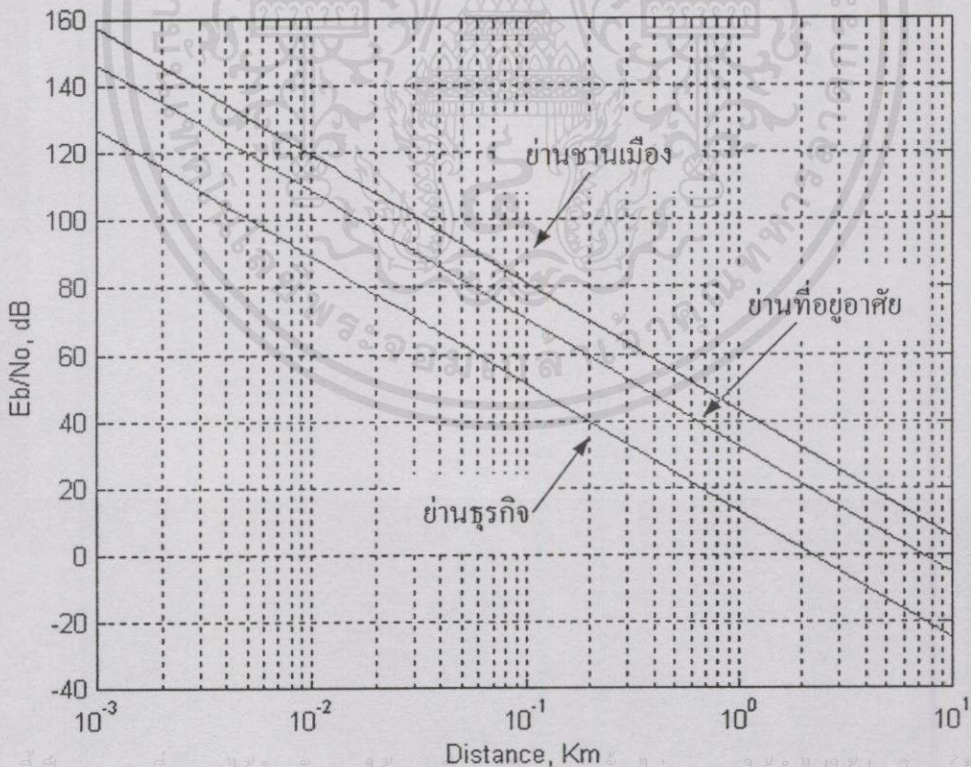
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต่อจากของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

รูปที่ 4.2 สภาพพื้นที่การทดลองในทิศทางจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่าย

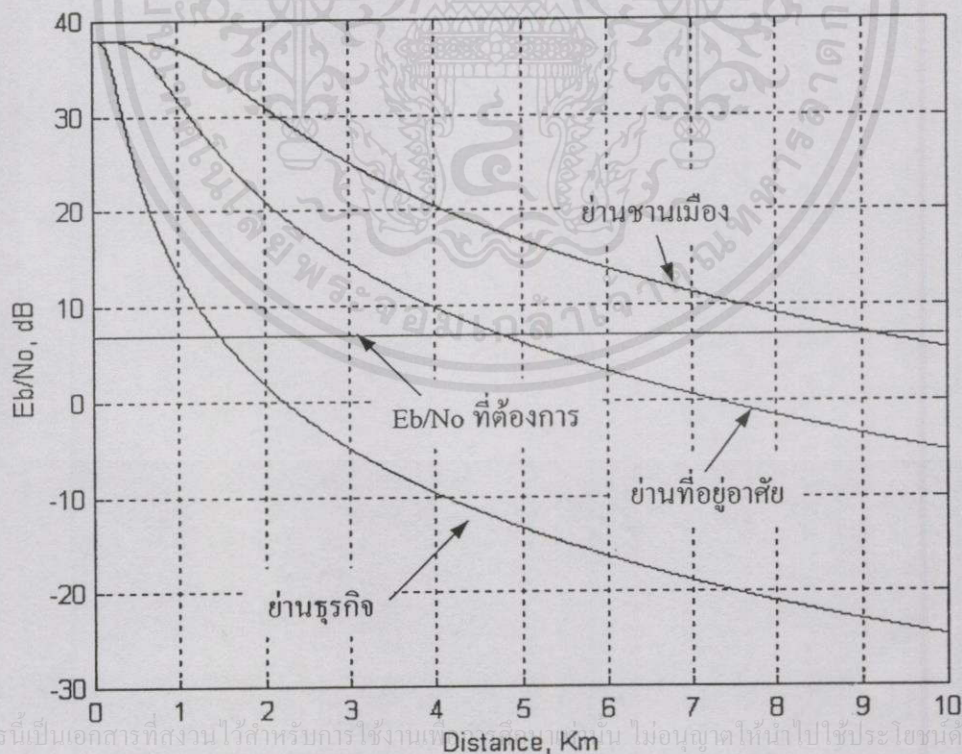
สำหรับความจุสูงสุดของระบบในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์ จะสามารถหาได้จาก สมการที่ 3.24 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 61 สถานี แต่ทว่าความสามารถในการให้บริการจริงๆ นั้น ความจุของระบบจะขึ้นอยู่กับความจุในทิศทางรีเวอร์ลิงค์ เนื่องจากเครื่องลูกข่ายมีกำลังส่งที่ต่ำกว่ากำลังส่งของสถานีฐาน และสัญญาณรบกวนในรีเวอร์ลิงค์มีค่ามากกว่านั่นเอง

จากกราฟในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าการแพร่กระจายในแต่ละพื้นที่การให้บริการนั้น ค่าการลดทอนที่ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องลูกข่ายยังมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 7 เดซิเบล ในสภาวะที่พิจารณาเพียงสัญญาณรบกวน thermal noise โดยปราศจากสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากการแพร่กระจายแบบแถบความถี่กว้าง และสัญญาณแทรกสอดจากสถานีฐานข้างเคียง คือ ที่ระยะทาง 9.118 กิโลเมตร 4.763 กิโลเมตร และ 1.466 กิโลเมตร สำหรับพื้นที่ย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และ ย่านธุรกิจ ตามลำดับ และจากรูปจะเห็นได้ว่า ระดับความแตกต่างของสัญญาณที่รับได้ของย่านชานเมืองกับย่านที่อยู่อาศัยนั้น แตกต่างกันอยู่ประมาณ 10 dB/decade และประมาณ 24 dB/decade สำหรับย่านที่อยู่อาศัยกับย่านธุรกิจ แต่ทว่าระดับความแตกต่างของสัญญาณที่รับได้นี้ ไม่ได้เป็นตัวแปรในการกำหนดปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้ เนื่องจากปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้นั้นจะขึ้นอยู่กับปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบ ซึ่งจะวัดได้โดยอัตราส่วนของสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนแทรกสอด ($E_b/N_0 + I_0$) ที่เกิดขึ้นในระบบ



รูปที่ 4.3 ระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุด เมื่อกำหนด E_b/N_0 ที่ต้องการ = 7 dB โดยใช้การรับแบบเรด 3 คัดชน โดยที่ไม่มีสัญญาณแทรกสอดใดๆ นอกจาก Thermal noise

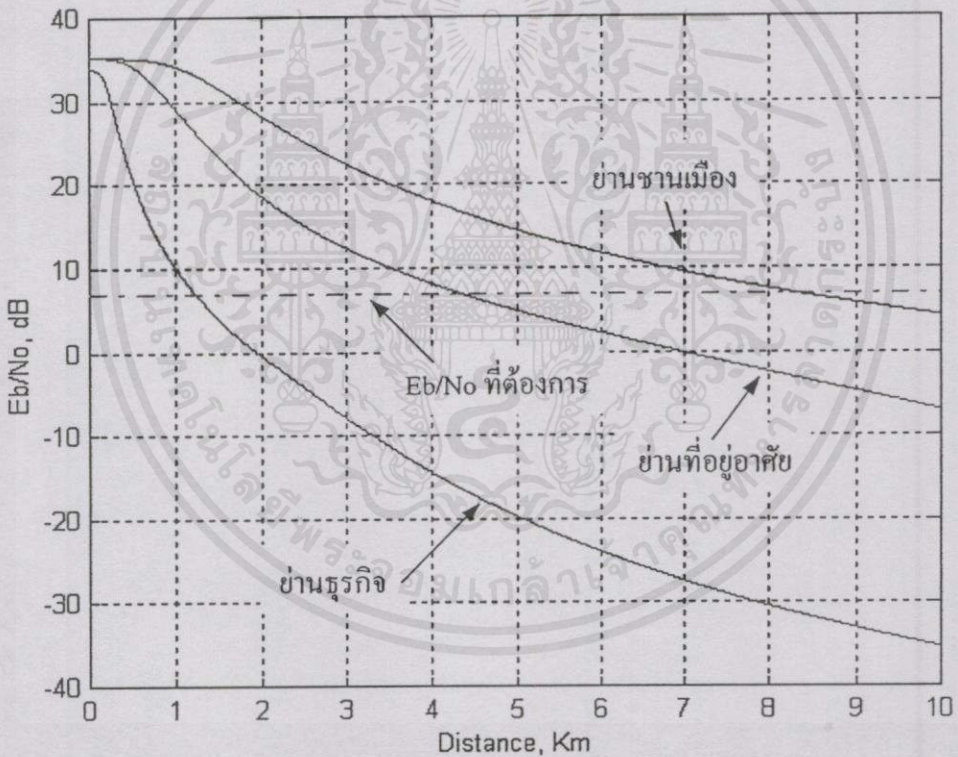
เมื่อพิจารณาถึงสัญญาณรบกวนในการแพร่กระจายด้วยช่องสัญญาณแบบ WSSUS แล้วจะทำให้ระดับสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องลูกข่ายที่ระยะทางต่างๆ เปลี่ยนแปลงไป ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ที่ จะเห็นได้ว่าสัดส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในช่อง 1 กิโลเมตรแรกสำหรับย่านชาน เมืองนั้น จะมีค่าการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย เนื่องจากความแตกต่างระหว่างเส้นทางสัญญาณที่นำ มาใช้งานกับเส้นทางที่เป็นสัญญาณรบกวนแทรกสอดในช่องสัญญาณแบบ WSSUS นั้นจะมีค่าที่ แตกต่างกันเป็นแบบคาบตัว ดังนั้นจึงทำให้สัดส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าลดลง เพียงเล็กน้อยในช่วงแรก ไปจนกระทั่งระดับความเข้มของสัญญาณทั้ง 6 เส้นทางมีค่าใกล้เคียงกับ สัญญาณรบกวน thermal ซึ่งเมื่อลูกข่ายอยู่ในระยะห่างที่ทำให้เกิดผลดังกล่าวแล้ว สัดส่วนของ สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะมีค่าลดลงตามปรกติ ซึ่งจะเกิดผลกระทบในลักษณะเดียวกันนี้กับ ทุกพื้นที่การให้บริการ แต่จะแตกต่างกันที่ระยะทางที่ระดับสัญญาณจะลดลงมาจนกระทั่งระดับ สัญญาณลดลงมาจนถึงค่าที่ต้องการได้กล่าวมาแล้ว โดยระยะทางที่ได้จากการทดลองสำหรับการให้ บริการในย่านที่อยู่อาศัยและย่านธุรกิจจะมีค่าเป็น 400 เมตร และ 120 เมตร ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้ ระยะทางที่ทำให้สัดส่วนของสัญญาณรบกวนแทรกสอดมีค่ามากกว่าระดับที่กำหนดที่ ($E_b/N_o \geq 7$ dB) ลดลงมาอยู่ที่ 9.116 กิโลเมตร 4.762 กิโลเมตร และ 1465 กิโลเมตร ตามลำดับ ซึ่ง จะเห็นได้ว่าการลดทอนของระยะทางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เนื่องจากปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่ บริเวณขอบเขตนั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ การลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

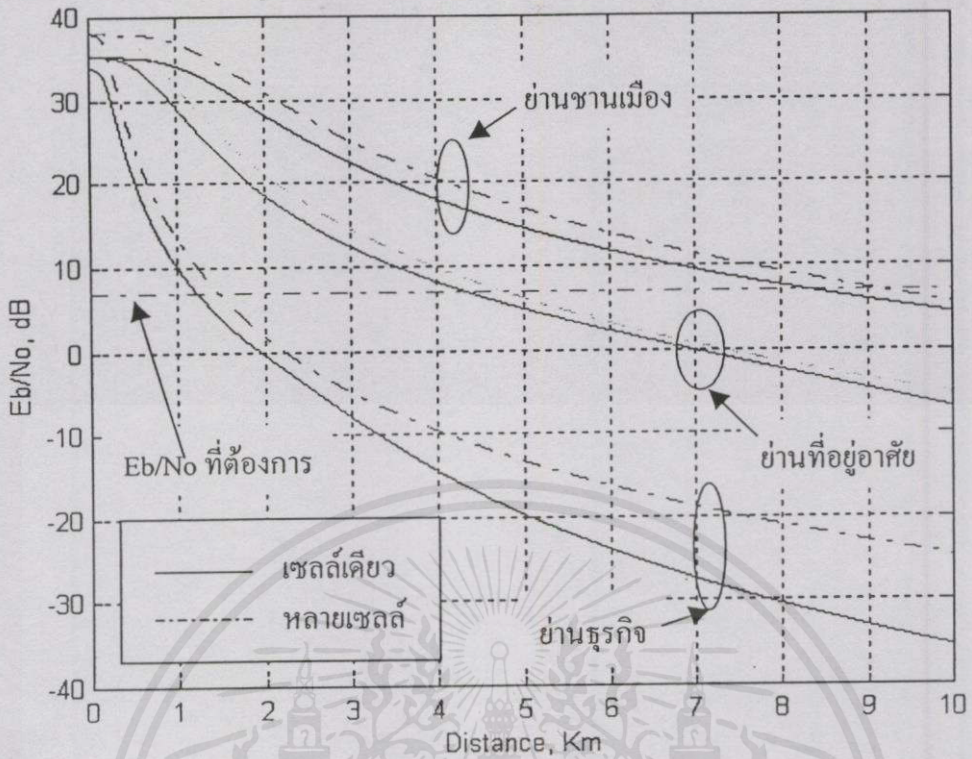
รูปที่ 4.4 ระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุด เมื่อกำหนด E_b/N_o ที่ต้องการ = 7 dB โดยใช้ การรับแบบเรด 3 ดับเบิลยู และพิจารณาสัญญาณแทรกสอดในเส้นทางที่ 4 5 และ 6

เมื่อได้ระยะทางที่สามารถแพร่กระจายได้ สำหรับการให้บริการแบบเซลล์เดี่ยวแล้ว ต่อไปจะพิจารณาในกรณีที่มีสถานีฐานอื่นๆ ล้อมรอบในลักษณะของระบบเซลล์ดูลาร์ เพื่อทำการหาระยะทางที่สามารถให้บริการได้เมื่อมีสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงต่อไป โดยจะสมมติให้ค่าแฟคเตอร์ในการแทรกสอดสัญญาณจากเซลล์ข้างเคียงมีค่าเป็น $(1 - \beta)$ เมื่อ $\beta = 0.7$ ซึ่งจะทำให้ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแทรกสอดมีค่าเพียง 30% ของปริมาณสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นทั้งหมดนั้นก็เพราะว่า ในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงก์นั้นจะมีช่องสัญญาณนำร่องที่จะช่วยให้สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณจากเซลล์ข้างเคียงได้ง่าย ซึ่งเมื่อพิจารณาสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบแล้วจะทำให้สัดส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของเครื่องลูกข่ายที่อยู่บริเวณรอบต่อเซลล์มีค่าลดลงจนต่ำกว่าระดับที่กำหนดไว้ ซึ่งจะส่งผลให้รัศมีการให้บริการลดลงเหลือ 8.284 กิโลเมตร 4.327 กิโลเมตร และ 1.218 กิโลเมตร สำหรับพื้นที่ย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และ ย่านธุรกิจ ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.5

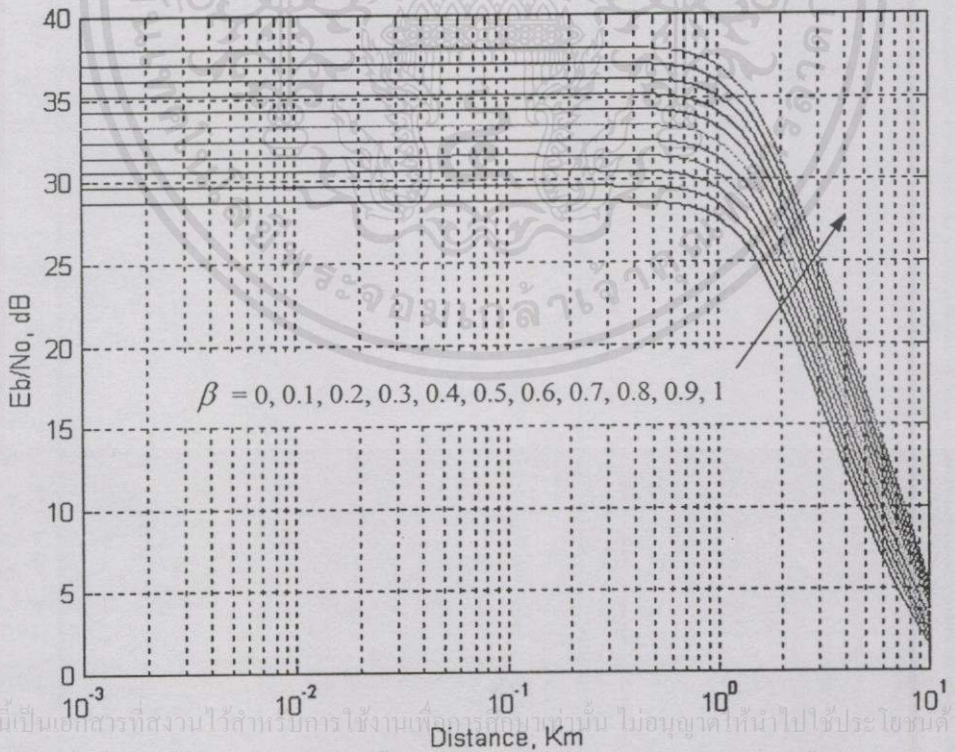


รูปที่ 4.5 ระยะทางในการแพร่กระจายสูงสุด เมื่อกำหนด $E_b / N_0 = 7$ dB เมื่อมีมลพิษจากการแพร่กระจายแบบแถบความถี่กว้าง และสัญญาณรบกวนจากเซลล์ข้างเคียง

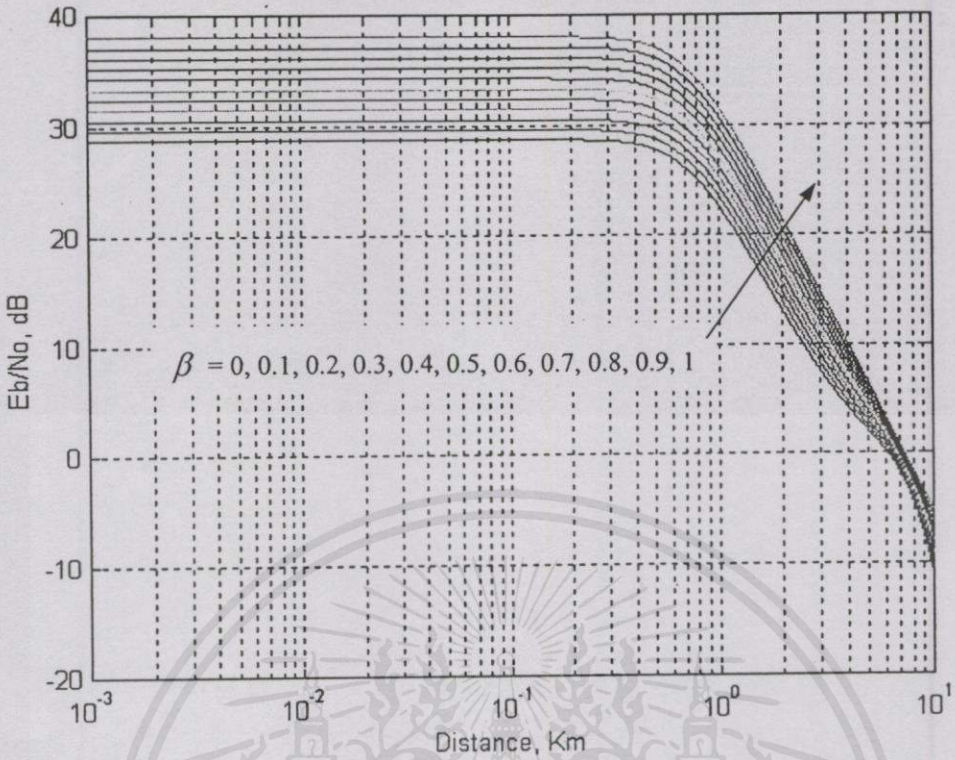
รูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงระยะทางที่สามารถให้บริการได้ เมื่อเซลล์ที่พิจารณาระบบประกอบด้วยเซลล์ล้อมรอบจำนวน 6 เซลล์ ซึ่งระดับความเปลี่ยนแปลงนี้จะขึ้นอยู่กับค่า β ที่นำมาพิจารณาด้วย เพราะถ้าหากว่าระบบมีความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนหรือมีความเข้าจังหวะกันสูง ก็จะทำให้มีระยะทางในการแพร่กระจายที่ไกลขึ้น



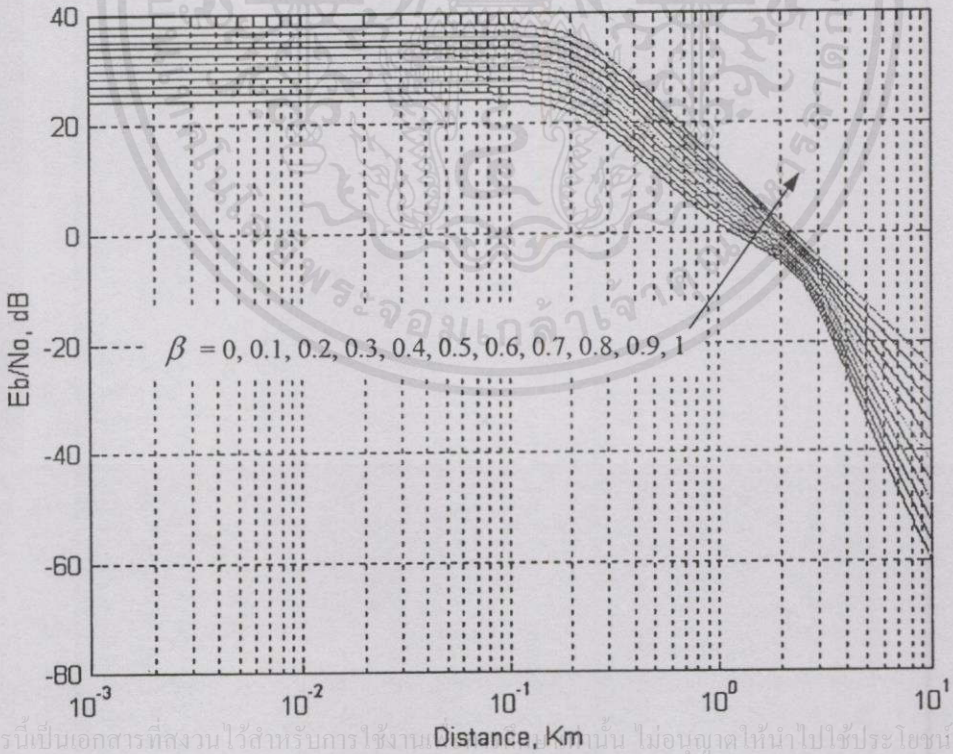
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบระยะทางที่สามารถให้บริการได้ระหว่างระบบเซลล์เดียวกับระบบหลายเซลล์ ในสภาพแวดล้อมต่างๆ โดยกำหนด E_b/N_0 ที่ต้องการเท่ากับ 7 dB



รูปที่ 4.7 การเปลี่ยนแปลงระดับ E_b/N_0 ในย่านชานเมือง ต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอด (หรือการเปลี่ยนแปลงของ β)



รูปที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงระดับ E_b/N_0 ในย่านที่อยู่อาศัย ต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอด (หรือการเปลี่ยนแปลงของ β)



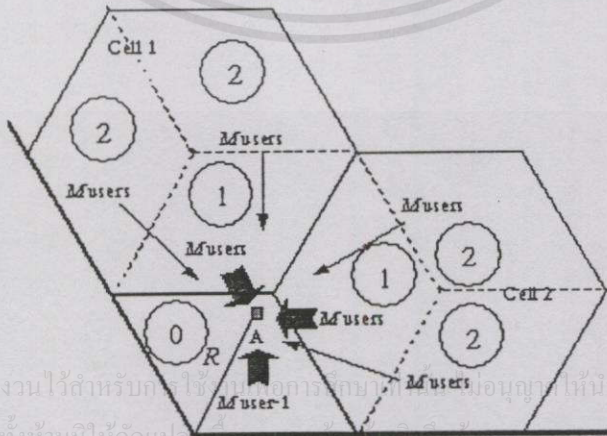
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน Distance, Km นั้น ไม่นับผูกพันให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.9 การเปลี่ยนแปลงระดับ E_b/N_0 ในย่านที่ธุรกิจ ต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอด (หรือการเปลี่ยนแปลงของ β)

ความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นเมื่อแฟลคเตอร์ในการแทรกสอดสัญญาณจากเซลล์ข้างเคียงมีการเปลี่ยนแปลงสำหรับสภาพพื้นที่ให้บริการแบบต่างๆ จะแสดงในรูปที่ 4.7-4.9 ซึ่งสำหรับการคำนวณโดยทั่วไปแล้ว จะยอมรับค่า $\beta = 0.7$ [2] นั่นก็คือ จะมีสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงจำนวน 30% ที่มีผลกระทบต่อ $E_b / (N_0 + I_0)$ ของเครื่องรับที่พิจารณา และเมื่อได้ระยะสูงสุดในการแพร่กระจายที่สามารถให้บริการได้ในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์แล้ว ต่อไปจะทำการหารศมีครอบคลุมเซลล์ และปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้ในทิศทางรีเวอร์สลิงค์ โดยจะใช้ค่า $\beta = 0.7$ หรือ แฟลคเตอร์ในการแทรกสอดสัญญาณเท่ากับ 0.3 ในการพิจารณา

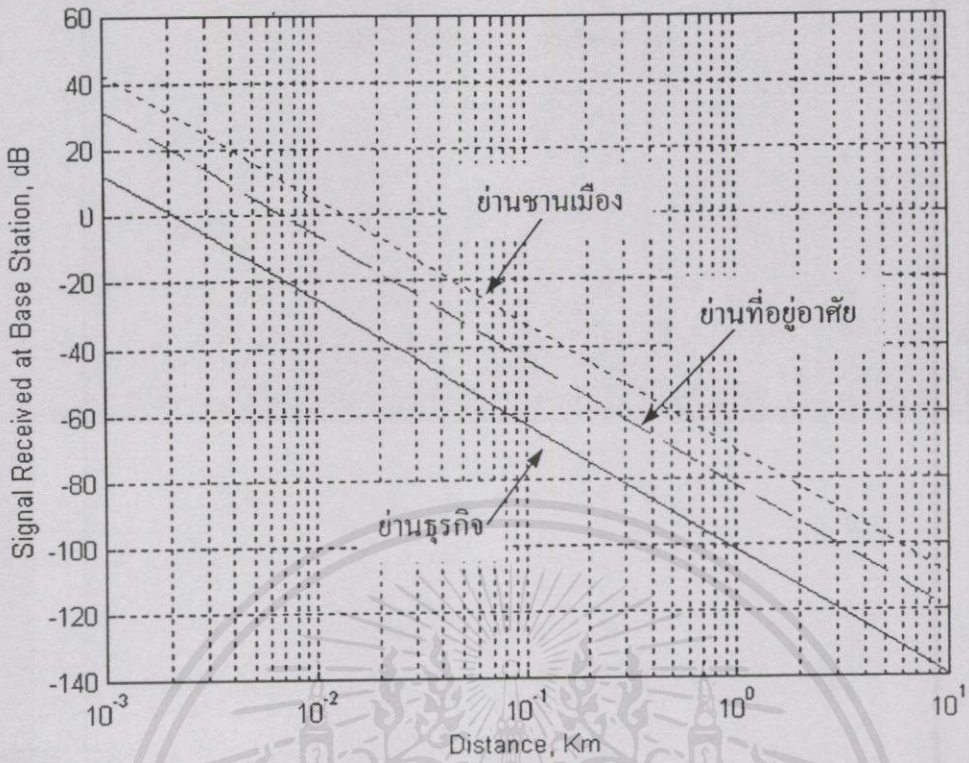
4.2.2 ทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน

สำหรับการหาปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้ในทิศทางรีเวอร์สลิงค์นั้น จะต่อเนื่องมาจากผลการหารศมีการให้บริการสูงสุดในทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 โดยจะใช้การวางตำแหน่งผู้ใช้ทั้งแบบยูนิฟอร์ม โดยพิจารณากรณีที่มีผลกระทบต่อความจุของระบบมากที่สุด นั่นคือ ให้เครื่องลูกข่ายทั้งหมดอยู่บริเวณขอบเซลล์ ซึ่งจะกำหนดขอบเขตการกระจายเครื่องลูกข่ายในหนึ่งเซลล์โดยใช้ค่าที่ได้จากรศมีการให้บริการที่คำนวณได้จากทิศทางฟอร์เวิร์ดลิงค์ นั่นคือ ระยะทางที่ไกลที่สุดที่สามารถให้บริการได้ เมื่อมีเครื่องลูกข่ายในระบบจำนวนหนึ่งสถานี คือ ที่ระยะทาง 8.284 กิโลเมตร 4.327 กิโลเมตร และ 1.218 กิโลเมตร สำหรับพื้นที่ย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และ ย่านธุรกิจ ตามลำดับ เมื่อกำหนด E_b / N_0 ที่ต้องการเป็น 7 dB โดยที่เครื่องลูกข่ายแต่ละสถานีจะส่งข้อมูลแบบยูนิฟอร์มที่อัตรา 14.4 Kbps และมีพารามิเตอร์ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.3 และมีลักษณะการวางเซลล์ดังแสดงในรูปที่ 4.10 ซึ่งระดับสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานจากเครื่องลูกข่ายหนึ่งสถานีที่ระยะทางต่างๆ ในสภาพแวดล้อมทั้งสามแบบจะแสดงในรูปที่ 4.11 และสัดส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเทอร์มอลที่รับได้จะแสดงในรูปที่ 4.12

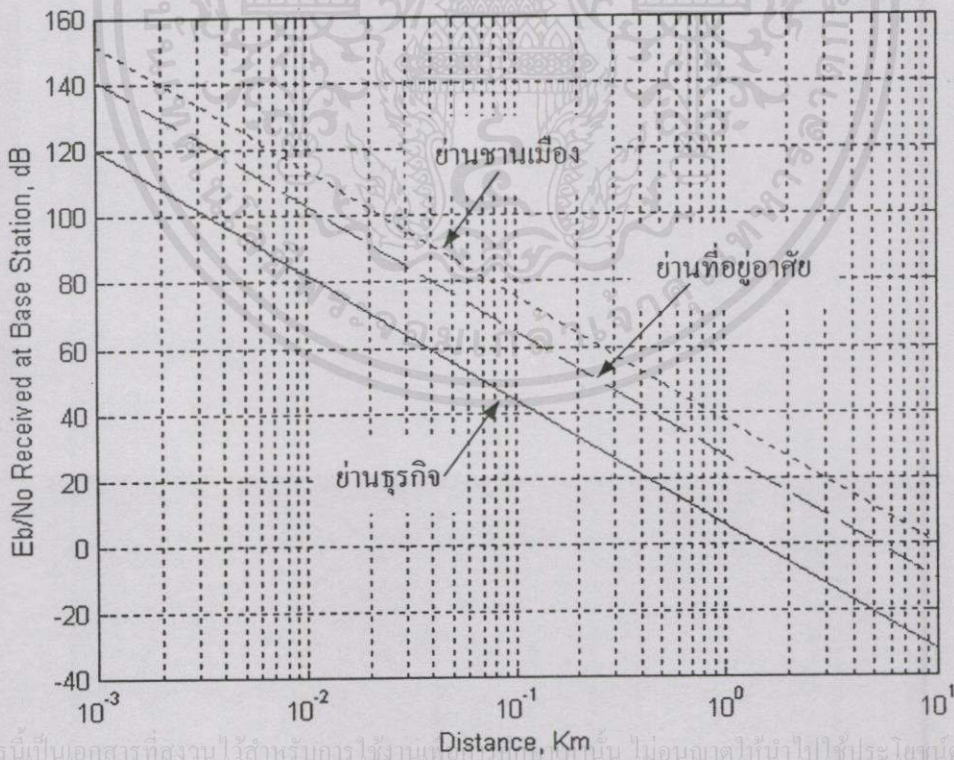


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาใช้ภายในอาคารเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแบบลงพิมพ์ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากสำนักพิมพ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.10 สภาพพื้นที่การทดลองในทิศทางจากเครื่องลูกข่ายไปยังสถานีฐาน

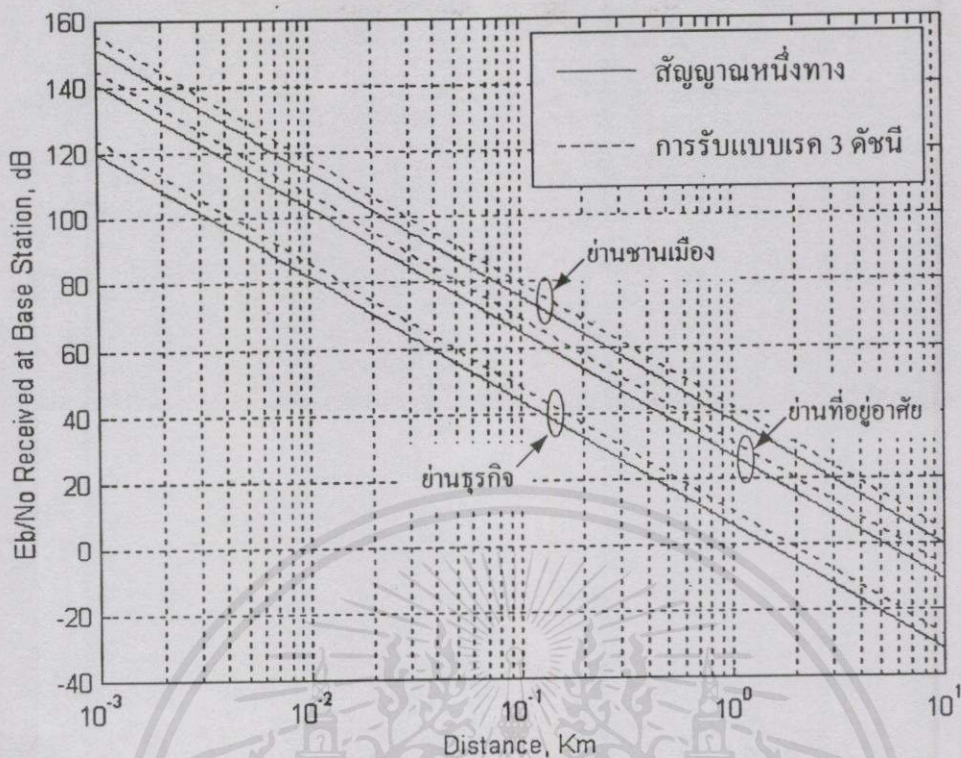


รูปที่ 4.11 กำลังสัญญาณจากเส้นทางที่มีระดับสัญญาณแรงที่สุดที่รับได้ที่สถานีฐานเมื่อมีผู้ใช้ แอคทีฟจำนวน 1 สถานี ในสภาพแวดล้อมต่างๆ

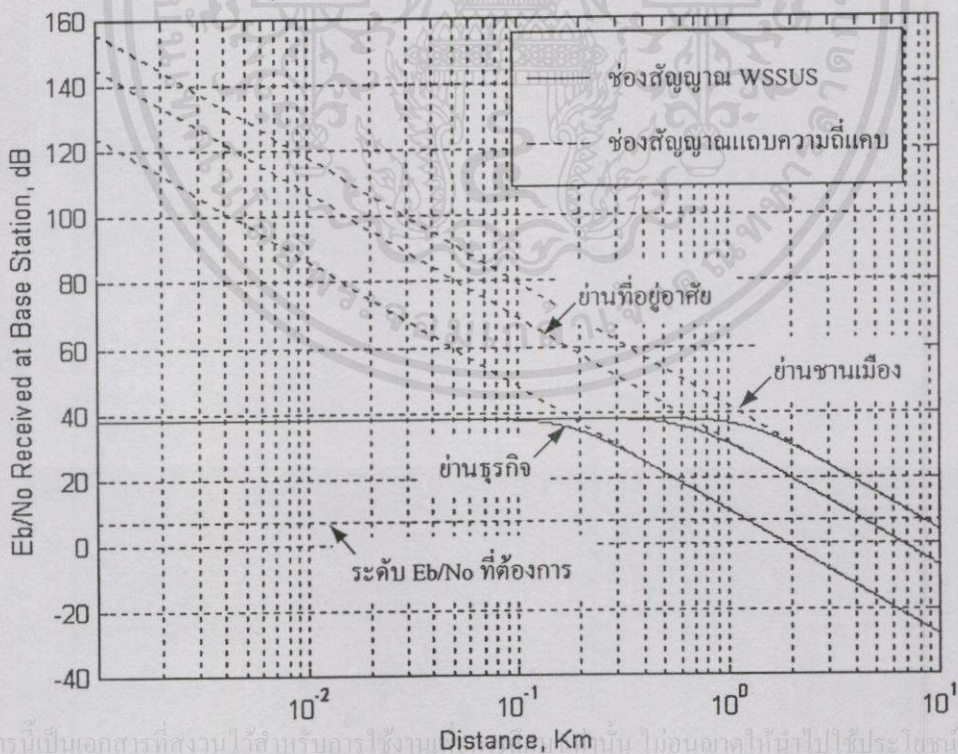


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.12 สัดส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเทอร์มอลที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐาน จาก เครื่องรับหนึ่งสถานี ในสภาพแวดล้อมต่างๆ เมื่อพิจารณาสัญญาณเพียงหนึ่งเส้นทาง



รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบระดับสัญญาณในการรับแบบหนึ่งเส้นทางและการรับแบบเรด 3 ครั้ง

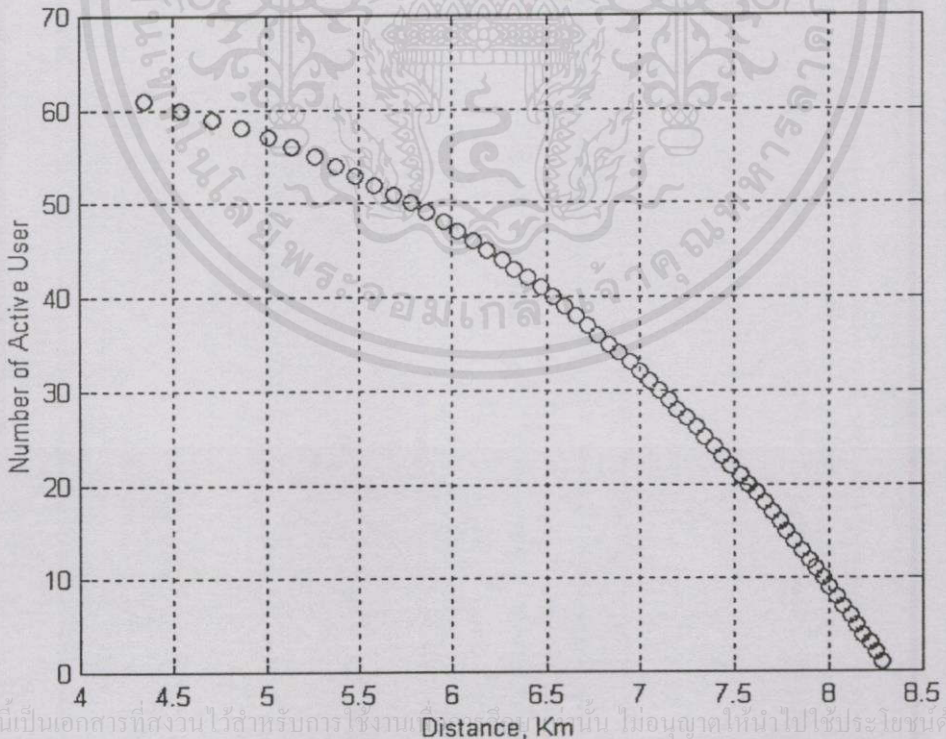


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน Distance, Km นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบระดับสัญญาณในการรับแบบหนึ่งเส้นทางและการรับแบบเรด 3 ครั้ง

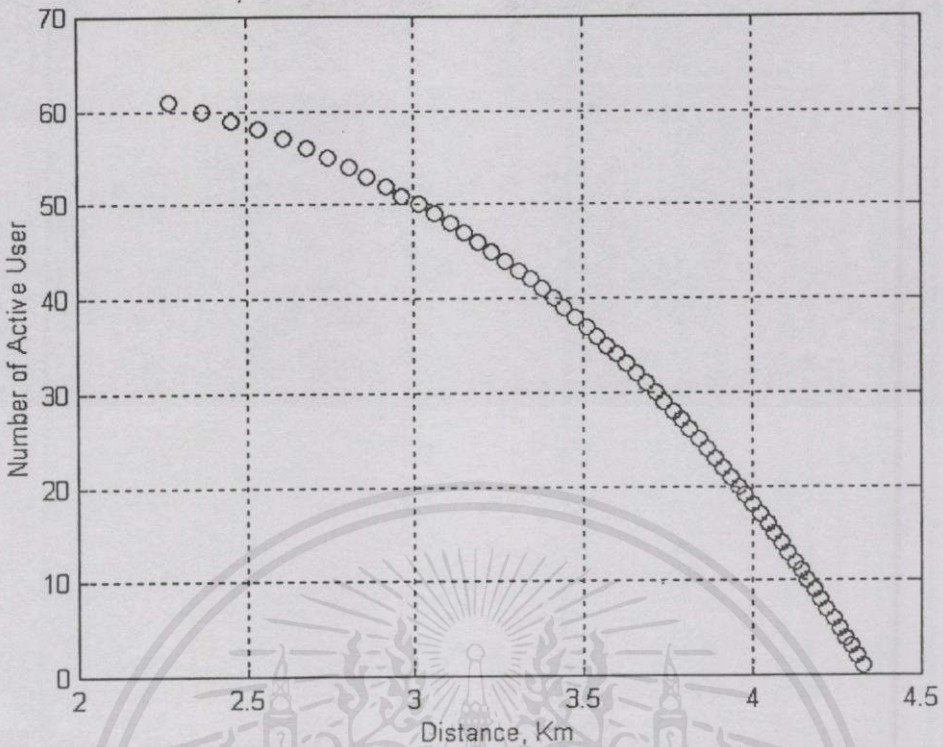
เมื่อเครื่องรับของสถานีฐานใช้การรับแบบเรค 3 ดัชนีแล้วจะทำให้สัดส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเทอร์มอลในแต่ละพื้นที่ให้บริการมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 4-5 เดซิเบล ซึ่งจะทำให้ได้ระยะทางในการให้บริการเพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ที่แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของระดับสัญญาณในการรับแบบหนึ่งเส้นทางและการรับแบบเรค 3 ดัชนี จากเครื่องลูกข่ายหนึ่งสถานี และเมื่อพิจารณาถึงการแพร่กระจายด้วยช่องสัญญาณ WSSUS เช่นเดียวกับกรณีฟอร์เวิร์ดลิงค์แล้วจะทำให้สัดส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานมีค่าดังแสดงในรูปที่ 4.14 ซึ่งจะเห็นผลกระทบในลักษณะเดียวกันกับกรณีฟอร์เวิร์ดลิงค์ นั่นคือ ช่องสัญญาณแบบ WSSUS มีผลกระทบต่อการแพร่กระจายที่ระยะทางไกลๆ เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะว่าที่ระยะทางไกลๆ นั้นสัญญาณรบกวนแทรกสอดนี้จะมีค่าต่ำมากเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณลทอนอื่นๆ

เมื่อได้ระยะทางที่สามารถให้บริการได้ในกรณีที่มีผู้ใช้ในระบบจำนวน 1 สถานีแล้ว ต่อไปจะเป็นการหาระยะทางที่สามารถให้บริการได้เมื่อผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น โดยจะทำการเพิ่มปริมาณผู้ใช้คราวละหนึ่งสถานี ไปจนกระทั่งเต็มความจุของเซลล์หนึ่งๆ ซึ่งในขั้นตอนแรกนั้นจะพิจารณาถึงสภาพแวดล้อมที่ปราศจากสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ (หรือเซลล์เซลล์อื่น) ① และ ② ในรูปที่ 4.10) ซึ่งผลจากการทดลองเพิ่มเครื่องลูกข่ายเข้าสู่ระบบคราวละหนึ่งสถานีที่ระยะทางต่างๆ เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากเซลล์เซลล์ข้างเคียง สำหรับพื้นที่ให้บริการทั้งสามแบบนี้จะแสดงในรูปที่ 4.15 - 4.17

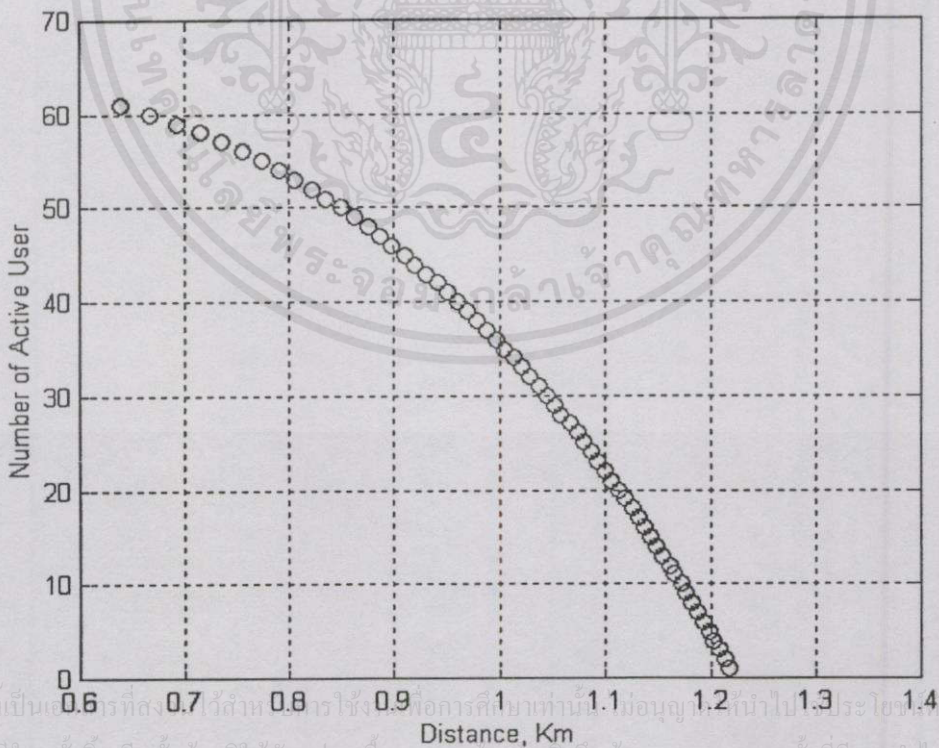


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายใน ไม่นานจะนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

รูปที่ 4.15 การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่สามารถให้บริการได้เมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น สำหรับสภาพแวดล้อมย่านชานเมือง เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซลล์ข้างเคียง



รูปที่ 4.16 การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่สามารถให้บริการได้เมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น สำหรับสภาพแวดล้อมย่านที่อยู่อาศัย เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง



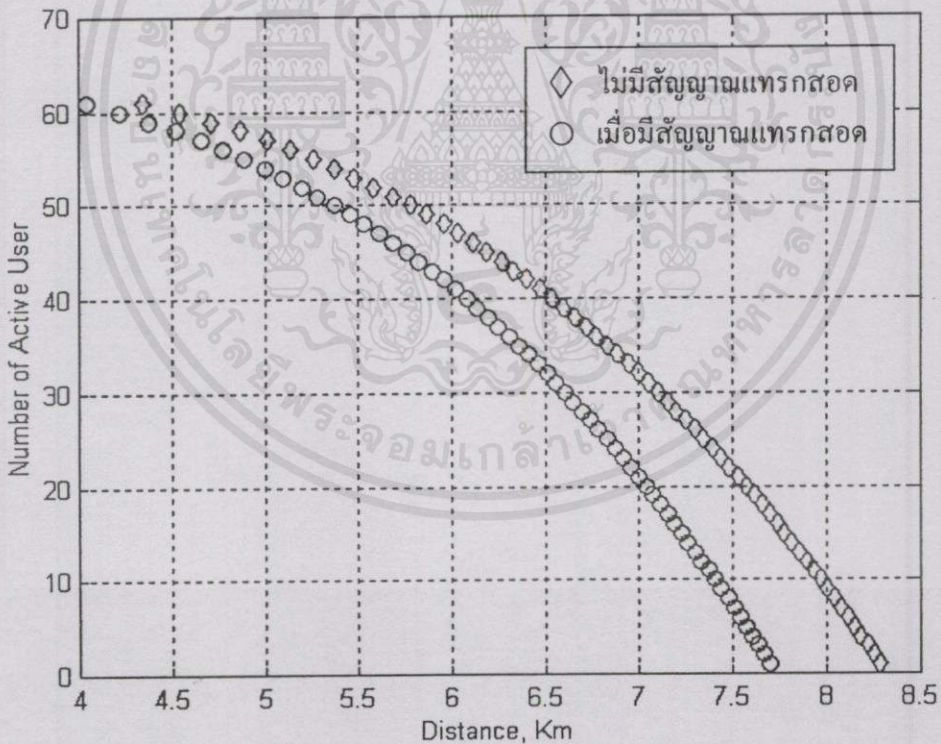
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือแจกจ่ายโดยไม่ได้รับอนุญาตจากศูนย์วิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากศูนย์วิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร

รูปที่ 4.17 การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่สามารถให้บริการได้เมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น สำหรับสภาพแวดล้อมย่านธุรกิจ เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซคเตอร์ข้างเคียง

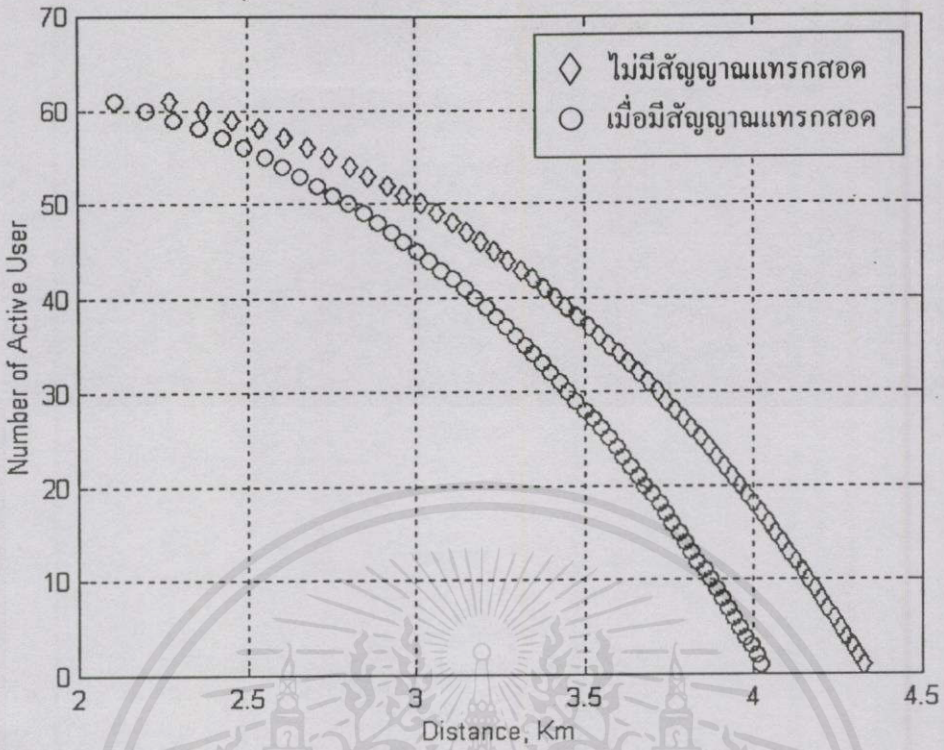
จากกราฟในรูปที่ 4.15 – 4.17 ที่แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ในหนึ่งเซลล์ เมื่อไม่พิจารณาสัญญาณรบกวนจากเซลล์ข้างเคียง ซึ่งจะเห็นได้ว่ารัศมีการให้บริการเมื่อปริมาณผู้ใช้สูงสุด (full loaded cell) คือ 4.346 กิโลเมตร 2.270 กิโลเมตร และ 0.639 กิโลเมตร สำหรับสภาพแวดล้อมย่านชานเมือง ย่านที่อาศัย และย่านธุรกิจตามลำดับ และที่ปริมาณผู้ใช้ครึ่งหนึ่ง (half loaded cell) เป็น 7.106 กิโลเมตร 3.712 กิโลเมตร และ 1.045 กิโลเมตร ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากผู้ใช้ที่อยู่ในเซลล์เซลล์เตอร์ที่ ① และ ② จำนวนเซลล์ละ M สถานี ดังแสดงในรูปที่ 4.10 โดยพิจารณาที่ $\beta=0.7$ แล้ว ปรากฏว่ารัศมีการให้บริการสูงสุดจะลดค่าลง ดังแสดงในรูปที่ 4.18 – 4.20 ซึ่งจะพบว่า รัศมีการให้บริการเมื่อปริมาณผู้ใช้สูงสุด (full loaded cell) คือ 4.040 กิโลเมตร 2.110 กิโลเมตร และ 0.621 กิโลเมตร สำหรับสภาพแวดล้อมย่านชานเมือง ย่านที่อาศัย และย่านธุรกิจตามลำดับ และที่ปริมาณผู้ใช้ครึ่งหนึ่ง (half loaded cell) เป็น 6.607 กิโลเมตร 3.451 กิโลเมตร และ 1.016 กิโลเมตร ตามลำดับ

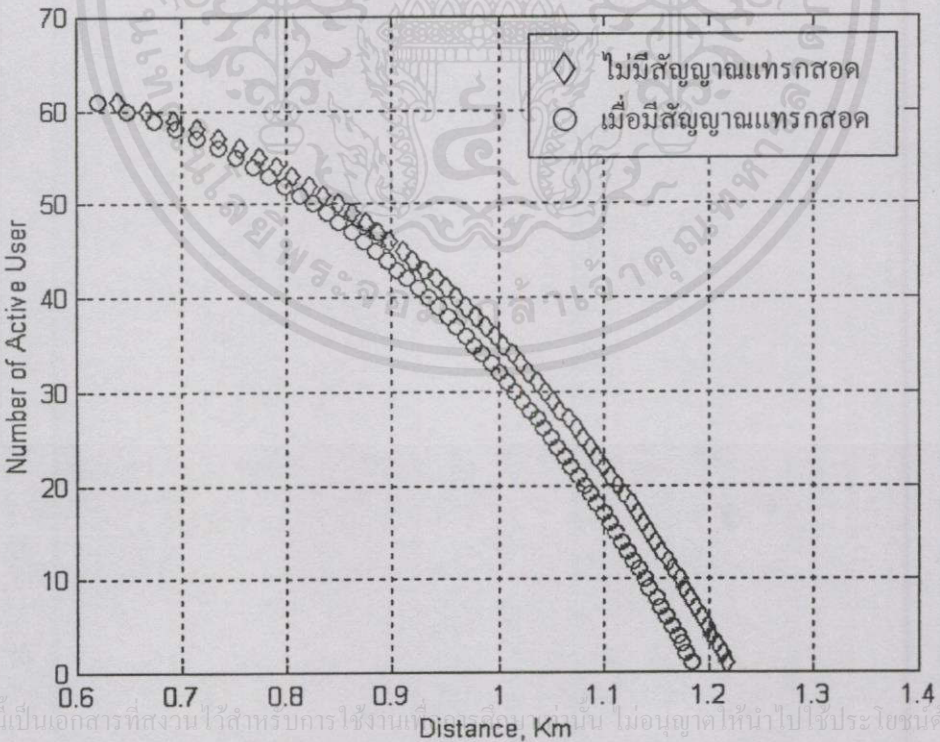


รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ เมื่อมี และไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซลล์เตอร์ข้างเคียง ในสภาพแวดล้อมย่านชานเมือง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



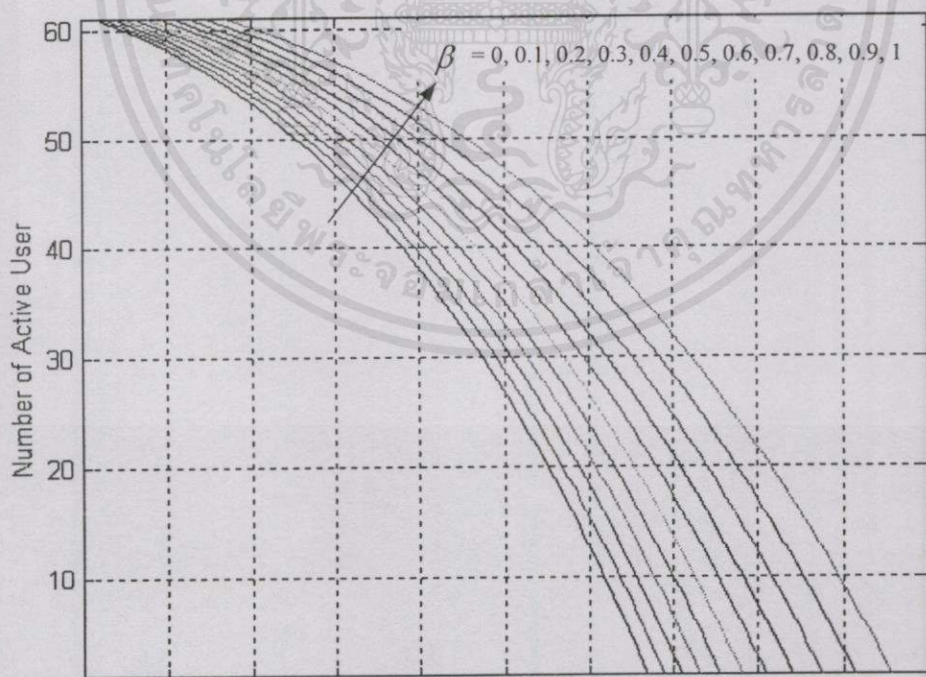
รูปที่ 4.19 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ เมื่อมี และไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซลล์ข้างเคียง ในสภาพแวดล้อมย่านที่อยู่อาศัย



รูปที่ 4.20 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงรัศมีการให้บริการต่อการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ เมื่อมี และไม่มีสัญญาณรบกวนจากเซลล์เซลล์ข้างเคียง ในสภาพแวดล้อมย่านธุรกิจ

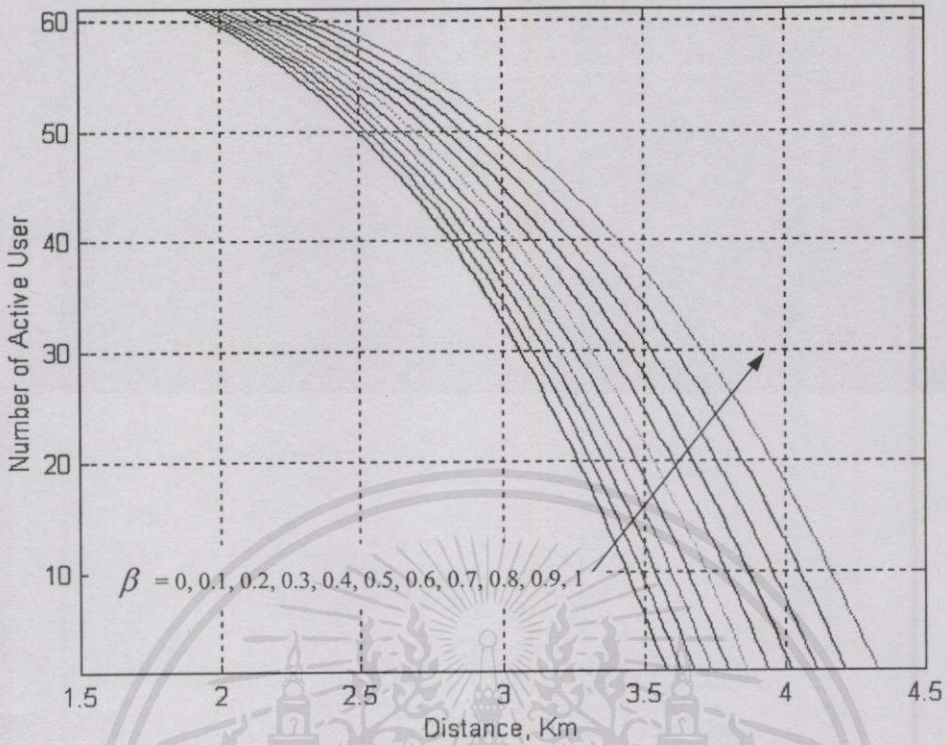
สำหรับผลกระทบจากการเลือกค่า β ที่นำมาพิจารณาต่อรัศมีการให้บริการจะแสดงในรูปที่ 4.21 – 4.23 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่า β ที่เลือกมาใช้ในการออกแบบระบบเซลล์ลูตาร์นั้นมีผลกระทบต่อความจุและรัศมีการให้บริการเป็นอย่างดี ดังจะเห็นได้จากความแตกต่างที่เกิดขึ้นในกราฟรูปที่ 4.21 – 4.23 ว่า กรณีที่ค่า $\beta = 0$ กับกรณีที่ $\beta = 1$ นั้นจะทำให้รัศมีการให้บริการในกรณี half loaded cell นั้นแตกต่างกันถึง 1.5 กิโลเมตร 1 กิโลเมตร และ 100 เมตร สำหรับพื้นที่ให้บริการย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และย่านธุรกิจ ตามลำดับ ซึ่งค่า β ที่ยอมรับให้ใช้ในการคำนวณนั้นจะยอมรับกันที่ $\beta = 0.7$ [2] นั่นก็คือ จะมีปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงจำนวน 30% ซึ่งจะได้ว่า รัศมีการให้บริการที่สามารถให้บริการได้สำหรับการให้บริการในย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และย่านธุรกิจ ที่ได้จากการทดลองนี้ในสถานะ half loaded cell มีค่าเป็น 6.607 กิโลเมตร 3.451 กิโลเมตร และ 1.016 กิโลเมตร ตามลำดับ และเมื่อพิจารณาตารางที่ 2.3 เพื่อหาระยะทางในการวางตำแหน่งเซลล์ เมื่อ $R = \sqrt{3}R_c/2$ ซึ่งนั่นก็หมายความว่าระยะห่างระหว่างสถานีฐานคือ 11.443 กิโลเมตร 5.977 กิโลเมตร และ 1.759 กิโลเมตร ตามลำดับ

ซึ่งการหารัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ที่สามารถให้บริการที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับการออกแบบระบบเซลล์ลูตาร์ซีดีเอ็มเอที่มีพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แตกต่างกันไปจากค่าที่นำเสนอไว้ในที่นี้ได้โดยง่าย โดยใช้หลักการเดียวกันกับที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบระบบต่อไป

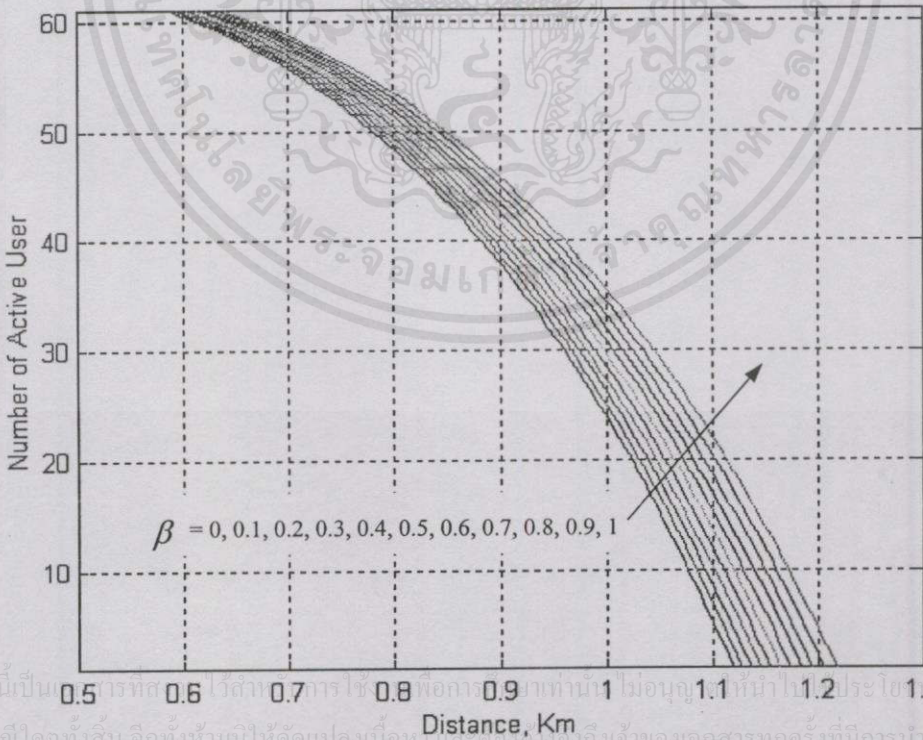


เอกสารนี้เป็น 3.5 สารที่ 4 จำนวน 4.5 ทรัพย์สิน 5 ไร่ 5.5 ออกร 6 กษา 6.5 ไม่น่า 7.5 ไป 8 8.5 ด้านการค่า

รูปที่ 4.21 การเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ เมื่อ β เปลี่ยนแปลง สำหรับพื้นที่ให้บริการย่านชานเมือง



รูปที่ 4.22 การเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ เมื่อ β เปลี่ยนแปลง สำหรับพื้นที่ให้บริการย่านที่อยู่อาศัย



รูปที่ 4.23 การเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการและปริมาณผู้ใช้ เมื่อ β เปลี่ยนแปลง สำหรับพื้นที่ให้บริการย่านธุรกิจ

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

การจำลองผลและการคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ต่อรัศมีการให้บริการ ที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอแนวทางการคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ดูลาร์ซีดีเอ็มเอตามลักษณะพื้นที่ให้บริการ โดยอาศัยการห้วงเวลาและการลดทอนสัญญาณในแต่ละเส้นทางของการกระจายคลื่นแบบคงที่ด้วยช่องสัญญาณแบบ WSSUS ควบคู่ไปกับโมเดลการลดทอนในการแพร่กระจายคลื่นของ Walfisch-Ikegami Model (WIM) และการใช้เครื่องรับแบบเรค 3 ดัชนี (3-finger Rake Receiver) เพื่อเป็นแนวทางให้วิศวกรผู้ออกแบบระบบสามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของรัศมีการให้บริการที่เกิดขึ้นเมื่อปริมาณผู้ใช้ในระบบเปลี่ยนแปลง ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณนี้จะนำไปสู่การออกแบบการวางตำแหน่งสถานีฐานในระบบเซลล์ดูลาร์ซีดีเอ็มเอ โดยระบบที่นำมาใช้ในการจำลองผล คือระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 และระบบ W-CDMA ตามมาตรฐาน ITU-R M.1225 [9] สำหรับ IMT-2000 ขององค์กร ITU และทำการกำหนดพื้นที่การให้บริการออกเป็น 3 ลักษณะพื้นที่ โดยใช้โมเดล WIM สำหรับพื้นที่โล่ง เมืองขนาดเล็ก และเมืองขนาดใหญ่ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบระบบเซลล์ดูลาร์ซีดีเอ็มเออย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งจากการจำลองผลจะได้ว่า การใช้งานเครื่องส่ง-รับ ตามมาตรฐาน IMT-2000 ในพื้นที่การให้บริการย่านชานเมือง ย่านที่อยู่อาศัย และย่านธุรกิจ ด้วยโมเดลการลดทอน WIM ควบคู่กับช่องสัญญาณ WSSUS นั้น จะสามารถให้บริการในสถานะ full load ได้เท่ากับ 4.040 กิโลเมตร 2.110 กิโลเมตร และ 0.621 กิโลเมตร ตามลำดับ และในสถานะ half load ได้เท่ากับ 6.607 กิโลเมตร 3.451 กิโลเมตร และ 1.016 กิโลเมตร ตามลำดับ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอให้ใช้รัศมีการให้บริการในสถานะ half load เพื่อให้เซลล์สามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ปริมาณผู้ใช้ การลดทอนในการแพร่กระจาย และปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอด ที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาได้ นั่นก็หมายความว่าระยะห่างในการวางตำแหน่งสถานีฐานสำหรับพื้นที่การให้บริการย่านชานเมืองมีค่าเป็น 11.443 กิโลเมตร ย่านที่อยู่อาศัยมีค่าเป็น 5.977 กิโลเมตร และย่านธุรกิจ มีค่าเป็น 1.759 กิโลเมตร และสำหรับกรณีที่ต้องการเลือกค่าภาระของเซลล์เป็นค่าอื่นที่ไม่ใช่ค่า half load ก็สามารถเลือกค่าได้จากกราฟในรูปที่ 4.18 – 4.20 ตามสภาพพื้นที่ และปริมาณสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่พิจารณา แล้วทำการหารระยะห่างเซลล์ด้วยสมการในตารางที่ 2.3

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้นอาจจะมีค่าความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างหรือไม่อาจมีค่าที่ต่างกันออกไปบ้างก็ได้ ดังนั้นค่าที่ได้นี้จึงเป็นเพียงค่าที่ได้ออกมาจากการคำนวณเท่านั้น เนื่องจากพารามิเตอร์ที่นำมาใช้นั้นเป็นค่าที่เกิดจากการประมาณการ โดยการคำนวณการรวบรวมข้อมูลในเชิงสถิติและความน่าจะเป็น ซึ่งเป็นค่าที่ได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวาง [1]-

[5] ให้ใช้ในการคำนวณประสิทธิภาพของระบบ อย่างไรก็ตาม ค่าที่นำเสนอในบทความต่างๆ เหล่านี้ มิใช่ค่าที่ถูกต้องเสมอไป เนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นในสภาพแวดล้อมจริงนั้น จะมีพฤติกรรมต่างๆ เกิดขึ้นอย่างมากมาย ที่ไม่สามารถคาดเดาด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ได้อย่างถูกต้อง เช่น การเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่าย ทิศทางการเคลื่อนที่ การเปลี่ยนแปลงปริมาณผู้ใช้ในชั่วโมงเร่งด่วน การเคลื่อนที่ของยานพาหนะหรือองค์ประกอบโดยรอบเครื่องลูกข่าย การเปลี่ยนแปลงของปริมาณผู้ใช้ในหนึ่งพื้นที่ และพฤติกรรมการใช้ช่องสัญญาณการสื่อสาร เป็นต้น ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ สามารถทำให้ระดับคุณภาพสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปได้ทั้งสิ้น ดังนั้น การออกแบบระบบเซลล์ลู่ลาร์ที่คตินั้น จะต้องมีการสำรวจองค์ประกอบต่างๆ เหล่านี้ในเบื้องต้นเสียก่อน เพื่อให้สามารถออกแบบระบบให้สามารถรองรับปริมาณทราฟฟิกที่เกิดขึ้นในแต่ละสภาพพื้นที่ ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

นอกจากพารามิเตอร์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ยังมีพารามิเตอร์อีกค่าหนึ่งที่มีผลกระทบอย่างมากต่อการสื่อสารด้วยระบบเซลล์ลู่ลาร์ซีดีเอ็มเอ นั่นคือ อัตราข้อมูลข่าวสารของระบบ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์นี้ จะส่งผลกระทบต่อโปรเซสซิงเกนของระบบ ซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ที่มีผลกระทบต่อความจุและรัศมีเปลี่ยนแปลงไปด้วย โดยถ้าอัตราข้อมูลเป็นข้อมูลความเร็วสูงหรือการให้บริการในรูปของสื่อผสม ก็จะทำให้รัศมีการให้บริการและความจุเปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก ดังนั้น การคำนวณปริมาณผู้ใช้และพื้นที่ครอบคลุมเซลล์ที่เหมาะสมในระบบเซลล์ลู่ลาร์ซีดีเอ็มเอสำหรับการให้บริการในรูปแบบสื่อผสมจึงจำเป็นต้องมีการศึกษาเพื่อพัฒนาการออกแบบระบบเซลล์ลู่ลาร์ให้สามารถรองรับการให้บริการสำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 และยุคที่ 4 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

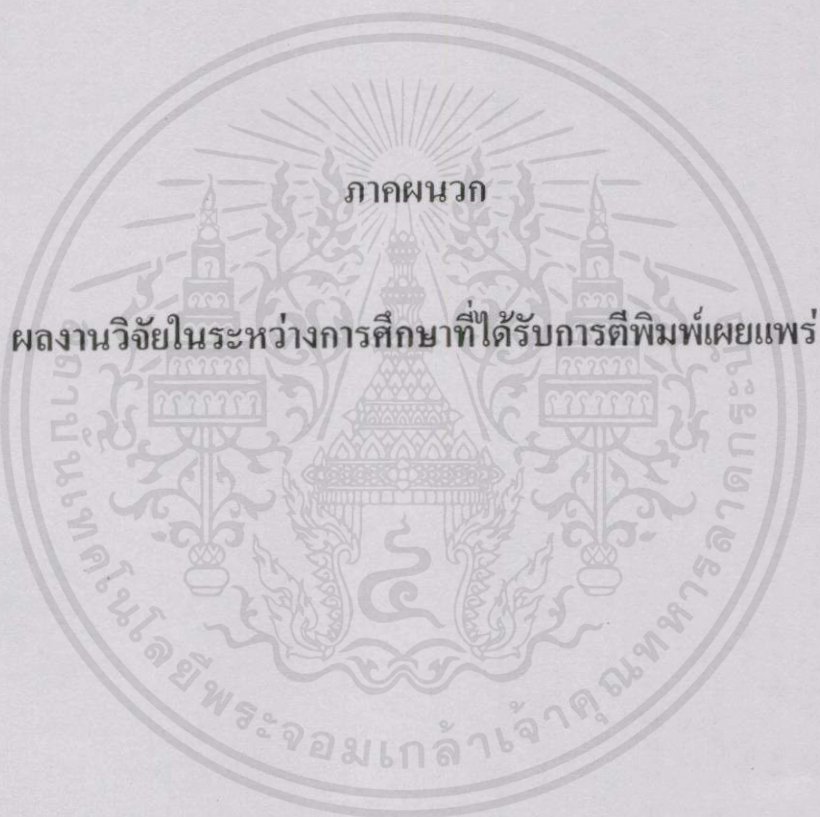
บรรณานุกรม

- [1] COST231. 1991. **Urban Transmission Loss Models for Small-cell and Micro-cell Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands.** Propagation Models Report No. COST231 TD(90) 119. revision 1., Sep., 1991.
- [2] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr. and C. E. Wheatley, III. 1991. **On the capacity of a cellular CDMA system.** IEEE Trans. Vehic. Technol. Vol. 40: pp. 313-322.
- [3] L. B. Milstein, T. S. Rappaport and R. Barghouti. 1992. **Performance Evaluation for Cellular CDMA.** IEEE J. Select. Areas Commun. Vol. 10. No. 4: pp. 680-689.
- [4] G. L. Stuber and C. Kchao. 1992. **Analysis of a Multiple-Cell Direct-Sequence CDMA Cellular Mobile Radio System.** IEEE J. Select. Areas Commun. Vol. 10. No. 4: pp. 669-678.
- [5] W. C. Y. Lee. 1991 **Overview of Cellular CDMA.** IEEE Trans. Vehic. Technol. Vol. 40: pp. 303-312.
- [6] H. Sasaoka ed. 1997. **Wave Summit Course: Mobile Communications.** Tokyo: Ohmsha, Ltd.
- [7] J. S. Lee and L. E. Miller. 1998. **CDMA Systems Engineering Handbook.** Boston, London: Artech House.
- [8] J. Zhou, Y. Onozato and U. Yamamoto. 1999. **On the Capacity and Outage Probability of a CDMA Hierarchical Mobile System with Perfect/Imperfect Power Control and Sectorization.** IEICE Trans. Fundamentals. Vol. E82-A. No. 7.
- [9] Recommendation ITU-R M.1225. **Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technology for IMT-2000.**
- [10] J.G. Proakis. 1995. **Digital Communications.** New York: McGraw-Hill, Inc.
- [11] V. K. Garg. 2000. **IS-95 CDMA and cdma2000: cellular/PCS systems implementation.** NJ, Prentice-Hall, Inc.
- [12] W. C. Y. Lee. 1993. **Mobile Communications Design Fundamentals.** 2nd ed., New York: John Wiley & Sons, Inc.
- [13] D. Parsons. 1992. **The Mobile Radio Propagation Channel.** New York: John Wiley & Sons, Inc.

- [14] M. Hata. 1980. **Empirical Formula for propagation loss in Land Mobile Radio Services.** IEEE Trans. Vehic. Technol. Vol. 29: pp. 317-325.
- [15] J. Walfisch and H. L. Bertoni. 1988. **A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments.** IEEE Trans. Antennas and Propagation. Vol. 36: pp. 1788-1796.
- [16] ถวิล พึ่งมา. 2541. **ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์. พิมพ์ครั้งที่ 2.** กรุงเทพมหานคร: คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [17] สหะไชย วัฒนาสุวรรณ. 2537. **วิธีการออกแบบและเลือกตำแหน่งของเซลล์ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์.** กรุงเทพมหานคร: วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า-บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Study for Cell Performance Evaluation for WCDMA Mobile Radio

T. Paungma T. Ikegami* S. Puangngoen and T. Pattanatadapong
 Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand.
 Phone (66-2) 7373000 Ext. 3349, Fax 3269080, E-mail: s2061184@kmitl.ac.th
 * Department of Electronics and Communications, Meiji University, Japan.

Abstract

In this paper, the performance of cell for Wide-band direct sequence CDMA cellular radio system is evaluated. By considering the some realistic parameters in both links: forward link and reverse link, we account for the effect of path loss, multipath fading, and background noise in 2GHz-frequency band. (By applied the narrow-band propagation channel model with some effect of wide band propagation.) Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering (WSSUS) channel with delay profile as use in IMT-2000 is used in this research. In case of without power control, we introduce to use the orthogonality factor to analyze the performance of system.

Key words: W-CDMA, Delay spread, Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering (WSSUS), Orthogonality Factor, multipath fading.

1. Introduction

Because the Code Division Multiple Access (CDMA) systems is being considered for use with 3rd generation mobile communication. And with the high data rate service, Wideband CDMA (W-CDMA) is introduced. In wide-band channel propagation, delay spreading will introduce the multipath fading to mobile terminal and degrade the system performance. In this paper, we introduce the wide-band propagation channel evaluation by applied from narrow-band propagation channel model [1] with some effect of wide band propagation. Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering (WSSUS) channel with delay profile as use in IMT-2000 is considered in this research. In objective to evaluate the performance of Direct Sequence W-CDMA (DS-WCDMA) cellular radio system.

One of the advantages offered by CDMA is the possibility of channel capacity expansion. In case of ideally transmitter power control, if each cell is divided to 3 sectors per cell by using sector antenna, then relationship between the number of users, M , and target Bit-Energy per Noise Density plus Interference ($E_b/(N_0 + I_0)$) is given in the following equation [2].

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I_0} \right)_{\text{target}} = \frac{W/R}{(M-1)} \quad (1)$$

Where M_s is number of user per sector ($M = 3M_s$), W is the spread bandwidth, R is the information rate and the

ratio of W/R is the system processing gain, P_g . Note that the number of users is in direct proportion to processing gain and inverse proportion to the target $E_b/(N_0 + I_0)$. This means that in order to increase quality, the number of user per sector must be smaller. In order to assure an acceptable level of voice quality, $E_b/(N_0 + I_0)$ is normally set at 6 dB [2], [8]. And from (1), if there are a lot of interference signals (I_0): same cell and other cell interference in systems then the performance of system will degrade.

To reduce the effect of same cell and other cell interference signal in (1), Transmitter power control (TPC) is used to maintain orthogonality of each signal. In this research, we ignore the effect of TPC but introduce the orthogonality factor to maintain the synchronization of channel. In forward link case, the system is the synchronous system, but in propagation channel, the orthogonality of signal was not perfect. For the reverse link case, the system is asynchronous system, thus there are a lot of interferences from both same cell and other cell. Then the system will degrade by these interference signals and the effect of delayed signal. In this paper, we use the orthogonality factor in order to evaluate the effect of synchronization of system in Wide-band propagation. By assumed that each mobile terminal experienced independently Rayleigh fading. In the channel model, we considered with 6 paths of signal. 3-fingers Rake receiver with Maximal Ratio Combining is used in this research in order to mitigate the effect of multipath fading. Additional, the parameters that used in this paper are the same as recommendation from ITU-R M.1225 for IMT-2000 standard [9].

In Section 2 is the evaluation of the bit energy per noise density plus interference by considers the effects of wide-band propagation in W-CDMA cellular environment. By considered with the multipath fading caused by delay spread, effect of path loss, interference in forward link and reverse link channel and the cell capacity of cellular W-CDMA was included. Our assumptions and system parameters that we considered in the simulation were shown in Section 3. And the simulation results were shown in Section 4. Finally, Section 5 presents our conclusion and suggestions.

2. System Parameter and Channel Model

2.1 Multipath fading Multipath fading occurs when radio signals are reflected off building or other obstacles and arrive at antenna via different paths. If the transmitted signal from

transmitter is complex envelope, $z(t) = I_z(t) + jQ_z(t)$, where $I_z(t)$ is in-phase component and $Q_z(t)$ is quadrature component of $z(t)$. Then the received signal at receiver, $w(t)$ is the convolution of the complex envelope of transmitted signal with delay-spread function of the channel, $g(\tau; t)$, i.e.,

$$w(t) = \int_{-\infty}^t z(t-\tau)g(\tau; t)d\tau \tag{2}$$

Where τ is relative delay of the path and $g(\tau; t) = 0$ for $\tau < 0$. In multipath channel as shown in Fig.1, if there are n paths of signal, then the equation (2) will be:

$$\begin{aligned} w(t) &= \alpha_1 z(t-\tau_1) + \alpha_2 z(t-\tau_2) + \dots + \alpha_n z(t-\tau_n) \\ &= \sum_{i=1}^n \alpha_i z(t-\tau_i) \\ &= \int_{-\infty}^t z(t-\tau) \cdot \sum_{i=1}^n \alpha_i \delta(\tau-\tau_i) d\tau \end{aligned} \tag{3}$$

A comparison of (2) with (3) yields a delay-spread function that is the superposition of delayed impulse:

$$g(\tau; t) = \sum_{i=1}^n \alpha_i \delta(\tau-\tau_i) \tag{4}$$

Actually, there are a lot of delayed paths from transmitter-to-receiver. However, the accounted on 6 multipath signals are satisfied [9].

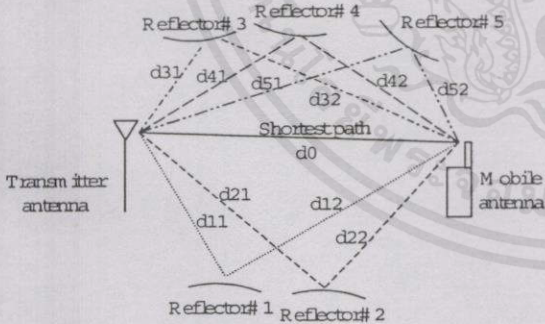


Figure 1. Multipath propagation.

2.2 Propagation Path loss

Propagation path loss is the parameter commonly used to characterize the local average signal in mobile channels. There are many propagation models that proposed for predict the signal behavior in mobile channel [12]-[15]. However, in this research, we considered the parameter as use in IMT-2000 standard [9], that is COST231 model. When buildings that in the cell are nearly uniform height, then propagation path loss is:

$$\begin{aligned} L &= 40(1 - 4 \times 10^{-3} \Delta h_b) \log_{10} R_{ij} - 18 \log_{10} \Delta h_b \\ &\quad + 21 \log_{10} f + 80 \end{aligned} \tag{5}$$

R_{ij} : Distance from mobile user i_{th} to base station j_{th} in (km).

f : Carrier frequency at 2 GHz

Δh_b : Base station antenna height (m).

2.3 Forward Link Interference

Ideally, there is no same-cell interference because the different CDMA forward link channels are orthogonal to each other. However, the mobile propagation channel introduces same-cell interference because of multipath reception at the mobile terminal.

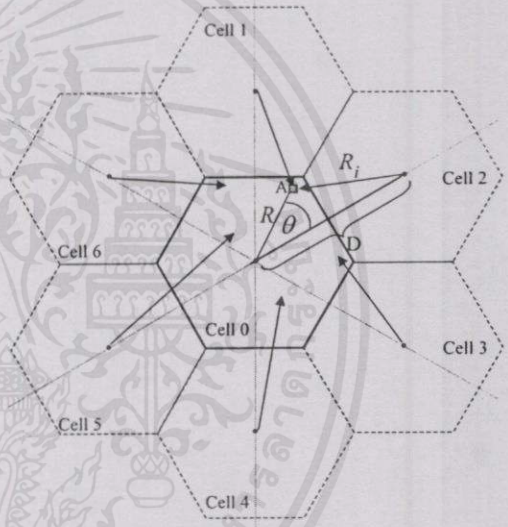


Figure 2. Forward link received signal and interference in Cellular CDMA.

In the forward link channel (base-to-mobile), if there are K paths of signal from each cell of cellular system as shown in Fig.2 (each arrow was consisted of 6 path as shown in Fig.1). Where the interested cell is in the middle of cellular system (Cell 0), then the received signals at the mobile terminal (point A) in interested cell is the combination of 42 paths of signal (6 desired signals and 36 multipath interference signals). And if we assume that the effect of propagation path loss is a function of distance (R_i), then the received signal at the receiver may write as:

$$r(t) = \sum_{k=0}^6 \sum_{i=0}^5 \alpha_{ik} A_{ik} b_i(t-\tau_i) PN_i(t-\tau_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i) + n(t) \tag{6}$$

Where A_{ik} is unfaded amplitude of any received signal on path i^{th} from base station k^{th} (where $i = 0$ is shortest path and $k = 0$ is home base station). Factor α_{ik} is random independently fading coefficient of signal on path i^{th} from base station k^{th} caused by distance, D_n , $b_i(t)$ is binary data of the signal i^{th} , $PN_i(t)$ is the spreading sequence of i^{th} signal, τ_i is time delayed and θ_i is phase shift of the i^{th} signal. In the equation (6) is the composite signal that received at receiver. They are consisting of the desired signal plus delayed signals of itself from home base station and the interfering signal with delayed from 6 adjacent base stations. And the last term is $n(t)$ that is additive white Gaussian noise (AWGN) with two sides power spectral density $\eta_0/2$. And distance R_i is defined by:

$$R_i = \sqrt{R^2 + D^2 - 2RD \cos \theta} \quad (7)$$

Where R is distance from home base station, D is cell distance and θ is angular between of R and D (as shown in Fig. 2).

Then, if we assume $s(t)$ is the composite complex signal that received at the receiver $S_j(t) = \alpha_j A_j b_j(t - \tau_j) PN_j(t - \tau_j) \cos(\omega_0 t + \theta_j)$, from (6) the interfering signal of user j in forward link may be written as:

$$I_{ff} = \sum_{i=2}^6 s_i(t) + \sum_{b=1}^6 \sum_{l=1}^6 s_{bl}(t) \quad (8)$$

or

$$I_{ff} = I_{sc_{ff}} + I_{oc_{ff}} \quad (9)$$

Where $I_{sc_{ff}}$ and $I_{oc_{ff}}$ is the same cell interference for user j and other cell interference for user j in the forward link, respectively.

However, if the synchronization is maintained, the effect of other cell interference will reduce. In this research, we assume that the synchronization of each signal was imperfect. In order to evaluate the performance system, we introduce the orthogonality factor, $\beta = 0.7$ (where the perfect case, $\beta = 1$). And if we use the Maximal Ratio Combining of 3-finger rake receiver (i. e., the receiver can used 3 strongest signals), then the bit energy to noise density ratio of j^{th} user will be:

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I} \right)_j = \frac{G_p \sum_{m=1}^3 \alpha_m A_m b_m(t - \tau_m) PN_m(t - \tau_m) \cos(\omega_0 t + \theta_m)}{(1 - \beta) I_{ff} + n(t)} \quad (9)$$

Where m referred to maximal signal.

2.4 Reverse Link Interference

Reverse link channel (mobile-to-base) is an asynchronous system. If the sectorization of sector antenna is perfect and each sector of each cell, there are M users. Where the interested user located in cell 0 at point A as shown in Fig.3. Then the receiver of base station (Cell 0) will receive the signal from all users in its cell sector and plus with the signal from all users in 2 adjacent sectors and 4 far-sectors. By the same assumption with the forward case, if there are 6 paths of signal from each user, then the received signal at base station will be:

$$r(t) = \sum_{b=1}^B \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P [\alpha_{bmp} A_{bmp} b_{bm}(t - \tau_{bm}) PN_{bm}(t - \tau_{bm}) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_{bm})] + n(t) \quad (10)$$

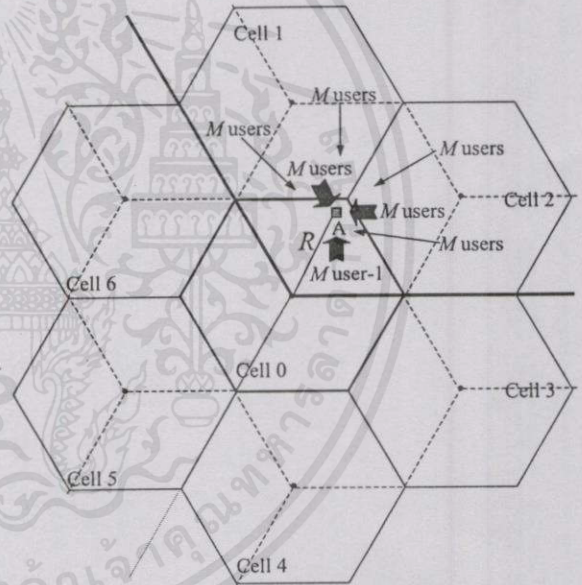


Figure 3. Reverse link received signal and interference in Cellular CDMA.

Where B referred to number of effective sector, and P is number of paths. From Fig. 3, if we assume that all users in the adjacent sector located at boundary of its sector for the worst case (i.e., effective distance = $D/2$). At the far-sector, we assume that all users located at base station, then the effective distance is D . Thus total reverse link interference will be:

$$I_{rj} = \sum_{p=1}^P \sum_{m=1}^M S_{ss}(t)_{pm} + \sum_{b=1}^2 \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P S_{as}(t)_{bmp} + \sum_{b=1}^4 \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P S_{fs}(t)_{bmp} \quad (11)$$

$$I_{rj} = I_{ss_j} + I_{as_j} + I_{fs_j} \quad (12)$$

Where $S_j(t) = \alpha_j A_j b_j(t - \tau_j) PN_j(t - \tau_j) \cos(\omega_0 t + \theta_j)$ is the composite complex signal that received at the receiver for any j . ss , as , and fs referred to same sector, adjacent sector, and far sector, respectively. And similar to forward link case, the bit energy per noise density plus interference ratio of j^{th} in reverse link was shown in (13):

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I}\right)_j = \frac{G_p \sum_{m=1}^3 \alpha_m A_m b_m(t - \tau_m) PN_m(t - \tau_m) \cos(\omega_0 t + \theta_m)}{3(1 - \beta)I_j + n(t)} \tag{13}$$

Where $\beta = 0.7$ is orthogonality factor that we propose to use. However, in our simulation will show the effect of different orthogonality factors.

3. Simulation Environment

In our simulation, the link budget parameters are the same with ITU-R M.1225 [9]. If we use Walsh code is a long code sequence, then maximum user for each sector is 63 users. And assume the distance between cell stations to 6 km. to serve mobile terminal in suburban area. Then we located the mobile terminal in each sector randomly.

Table 1. Tapped-delay-line parameters in vehicular environment.

Tap	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Channel distribution
1	0	0.0	Rayleigh
2	310	-1.0	Rayleigh
3	710	-0.9	Rayleigh
4	1090	-10.0	Rayleigh
5	1730	-15.0	Rayleigh
6	2510	-20.0	Rayleigh

To calculate the effect of path loss and multipath fading, we use the specifications of delay spread and average power of each tap delay in WSSUS channel model that proposed by ITU-R M.1225 as shown in table 1 [9]. In order to evaluate the performance of each sector, we will consider with the effected of several parameters. First is the effect of data rate, because IMT-2000 was proposed for multimedia services in mobile communication. However, in the simulation, we considered with multi-data rate from 8 Kbps to 64 Kbps for both link. And other parameter is the effect of synchronization in both link and the effect of traffic cell loading in only the reverse link case then show the simulation result in the next section.

4. Simulation result

By using the definition and system parameter from Section 3. We can approximate the received average envelope and phase of signal at the receiver for both case, forward and reverse link case as shown in Fig. 2, and 3, respectively. In Fig. 4 and 5, shows the $E_b/(N_0+I_0)$ that effected by different data rate and orthogonality factor, respectively.

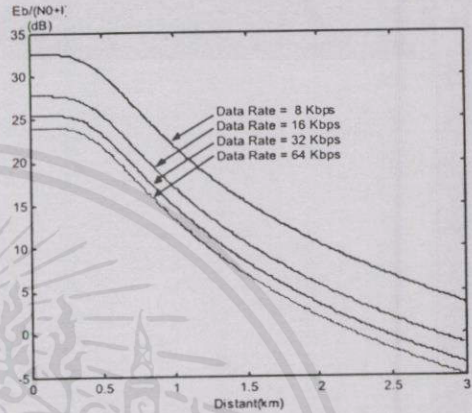


Figure 4. Forward link $E_b/(N_0+I_0)$ with different data rates.

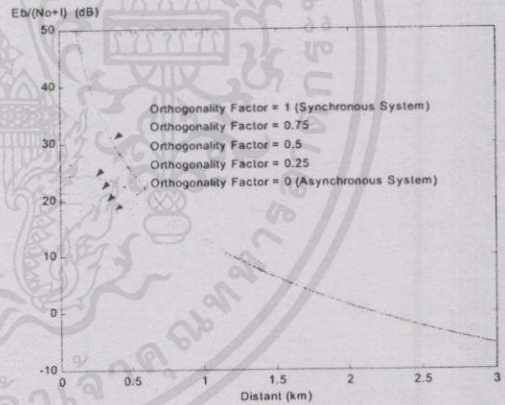


Figure 5. Forward Link $E_b/No+I_0$ with effect of orthogonality of signal.

In reverse link case, the number of user per cell will introduce a lot of interferences to the system. The effect of cell loading was shown in Fig. 7, where 100% cell loading referred to 63 users in each sector.

From the result we can found the maximum coverage area at 1.6 km. in forward link case but it's only 0.3 in reverse link case with half load cell. Because the reverse link channel is the asynchronous system and there are a lot of interference signals. To improve the performance of reverse link, pilot signal is introduced to maintain the orthogonality of each signal. As show in Fig. 5 and 8, if all signals are orthogonal, then all mobile

terminals can communicate with the base station in reverse link case.

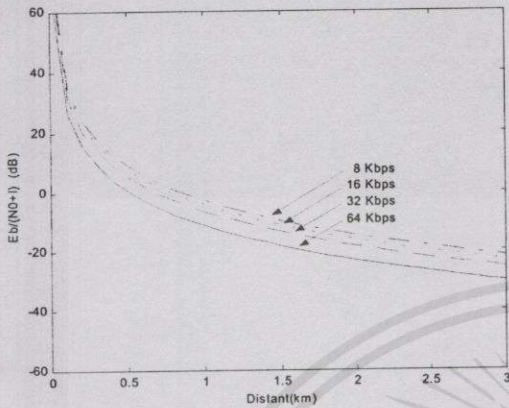


Figure 6. Effect of data rate in reverse with full load traffic.

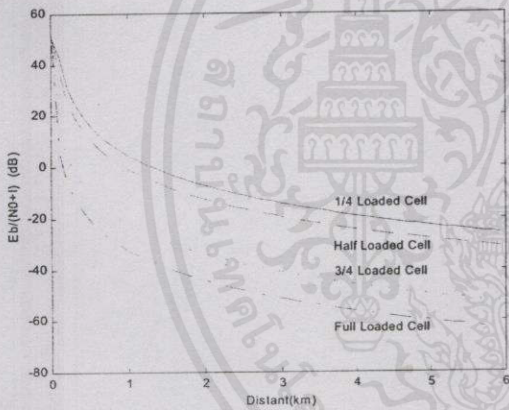


Figure 7. Effect of Traffic Cell Loading.

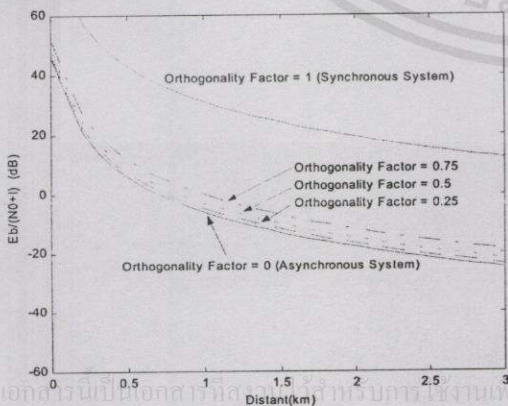


Figure 8 Effect of Orthogonality Factor in reverse link at half-cell loading.

In actual case, it is very difficult to maintain the orthogonality of reverse link channel to be perfect. However, in the WCDMA system there is the transmitter power control to maintain the interference signal to other user.

5. Conclusion

In this paper, the performance of cell for DS-WCDMA cellular radio system is evaluated for both directions: forward link and reverse link. In case of without power control, we introduce to use the orthogonality factor to analyze the performance of system by considering the effect of path loss, multipath fading, and background noise in 2GHz-frequency band. By applied the narrow-band propagation channel model with some effect of wide band propagation. Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering (WSSUS) channel with delay profile as use in IMT-2000 is used.

In our simulation, we assume the orthogonality factor in order to evaluate the effect of synchronization of system in Wide-band propagation. By assumed that each mobile terminal is assumed to be experience independent Rayleigh fading. In the channel model, we considered with 6 path of signal. 3-finger Rake receiver with Maximal Ratio Combining is used in this research in order to mitigate the effect of multipath fading.

References

- [1] COST231, "Urban Transmission Loss Models for Small-cell and Micro-cell Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands," Propagation Models Report No. COST231 TD(90) 119, revision 1, Sep. 1991.
- [2] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C. E. Wheatley, III, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE trans. Vehic. Technol.*, pp. 313-322, May 1991.
- [3] L. B. Milstein, T. S. Rappaport, and R. Barghouti, "Performance Evaluation for Cellular CDMA," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 680-689, May 1992.
- [4] G. L. Stuber, and C. Kchao, "Analysis of a Multiple-Cell Direct-Sequence CDMA Cellular Mobile Radio System," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 669-678, Vol. 10, No. 4, May 1992.
- [5] W. C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, Vol. 40, pp. 303-312, May 1991.
- [6] H. Sasaoka ed., *Wave Summit Course: Mobile Communications*. Tokyo: Ohmsha, Ltd., 1997.
- [7] J. S. Lee, and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*. Boston. London: Artech House, 1998.
- [8] J. Zhou, Y. Onozato, and U. Yamamoto, "On the Capacity and Outage Probability of a CDMA Hierarchical Mobile System with Perfect/Imperfect Power Control and Sectorization," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E82-A, No. 7, July 1999.

- [9] Recommendation ITU-R M.1225, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technology for IMT-2000".
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, Inc., 1995.
- [11] V. K. Garg, *IS-95 CDMA and cdma2000: cellular/PCS systems implementation*. NJ, Prentice-Hall, Inc., 2000.
- [12] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd ed., New York: John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [13] D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1992.
- [14] M. Hata, "Empirical Formula for propagation loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Trans. On Vehic. Technol.*, pp. 317-325, Vol. 29, Aug. 1980.
- [15] J. Walfisch, and H. L. Bertoni, "A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments," *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, pp. 1788-1796, Vol. 36, Oct. 1988.

Communications Research Laboratory, Ministry of Posts and Telecommunications, and engaged in the development of mobile, fixed and inter satellite communication systems until 1997. From 1991 to 1992 he was a visiting scholar at the University of Illinois at Urbana-Champaign. Since 1997 he has been an associate professor of Meiji University. His research interests are in the areas of satellite and fading channels, modulation, coding and spread spectrum systems. Dr. Ikegami is a member of IEICE, SITA, IEEE and now serves as a vice chairman of Spread Spectrum Technical Group of IEICE and an associate editor of IEICE Transactions on Fundamentals.



Thanate Pattanatadapong received the B.E. degree in Science from Silpakorn University in 1994. Received the M.E. degree in King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. Now he is studying Dr. E in King Mongkut's

Institute of Technology Ladkrabang. His research interests include personal and mobile communications, W-CDMA, ITS, 3rd and 4th generation of mobile communications, and Cellular Network planning.



Sayan Puanggoen was born in Saraburi, Thailand, in 1975. He received the B.E. degree in Telecommunication Engineering from Rajamangala Institute of Technology in 1998. From 1998 to 2001, he is a research assistance and Master student in Mobile

Communication Laboratory, Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His research interests include personal and mobile communications, W-CDMA, MC-CDMA, OFDM, 3rd and 4th generation of mobile communications, and Cellular Network planning.



Tawil Paungma was born in Nonthaburi, Thailand, in 1954. He received the B.Eng. and M.Eng degrees in telecommunications from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMIL), Thailand and D.Eng from Tokai University, Japan, in

1978, 1981 and 1995 respectively. He was an Assistant Professor and Associate Professor in 1985 and 1988 respectively. His main interests are Telephone Switching Engineer, Mobile and Personal Communication systems, ISDN Technology, and Radio Propagation Phenomena. He is currently involved with a Mobile Communication Laboratory of ReCCIT, KMIL, since 1997.



Tetsushi Ikegami was born in Tokyo, Japan, in 1957. He received the B. E., M. E. and Dr. E. degrees all in electrical engineering from Meiji University, Kawasaki, Japan in 1980, 1982, 1995 respectively. In 1985 he joined the

การศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายสาขันธ์ พวงเงิน เกิดเมื่อวันที่ 8 มิถุนายน พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดสระบุรี สำเร็จการศึกษา ระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จาก ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ในปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2541 โดยเข้าศึกษาและทำงานในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัย ประจำห้องปฏิบัติการระบบการสื่อสารไร้สาย และทำงานในตำแหน่งเจ้าหน้าที่ระบบงานคอมพิวเตอร์ แผนกระบบสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี 2543

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. S. Paungngoen, P. Moungnoul, P. Tungtisanon and T. Paungma, "Personal Communication Telephone new system for digital wireless communication in Thailand", The Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 1999), Taipei, Taiwan, March 22-26, 1999.
2. S. Puangngoen, M. Sukkasem and T. Paungma, "Prediction Model for Intra building Cell Stations Design for Personal Communication Telephone (PCT) System in the 1.9 GHz band", 1999 IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS'99), Phuket Thailand, December 8-10, 1999.
3. T. Paungma T. Ikegami S. Puangngoen and T. Pattanatadapong "A Study for Cell Performance Evaluation for WCDMA Mobile Radio" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 22-23 พฤศจิกายน 2544.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้