

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MC-FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp
แบบหลายความถี่เชิงเส้น

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF MC-FH-CDMA
COMMUNICATIONS SYSTEM WITH LINEAR CHIRP TECHNIQUE

ธณัฏ์ นนทพุด
THANAT NONTHAPUTHA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MC-FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp
แบบหลายความถี่เชิงเส้น

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF MC-FH -CDMA
COMMUNICATIONS SYSTEM WITH LINEAR CHIRP TECHNIQUE



ธน์สถ์ นนทพุทธ

THANAT NONTHAPUTHA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 74449
วัน,เดือน,ปี..... - 1 ต.ค. 2550

b. 118 2455A
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**PERFORMANCE IMPROVEMENT OF MC-FH-CDMA
COMMUNICATIONS SYSTEM WITH LINEAR CHIRP TECHNIQUE**

THANAT NONTHAPUTHA

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MC-FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้น
Performance Improvement of MC-FH-CDMA Communications System with Linear Chirp Technique

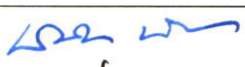

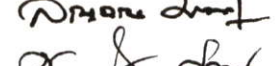

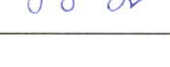
นักศึกษา นายธนัสต์ นนทพุทธ

รหัสประจำตัว 48060937

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ | | ลายมือชื่อ |
|--------------------------|-----------------|--|
| ผศ.ดร.พิพัฒน์ | พรหมมี |  |
| รศ.สมยศ | จุมณะปิยะ |  |
| รศ.ดร.ถัญฉกร | วุฒิสัทติกุลกิจ |  |
| ดร.มนตรี | คำเงิน |  |
| ผศ.ดร.พิเชฐ | ม่วงนวล |  |

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 เมษายน 2550 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....16.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.....๒๕๕๐.....

| | |
|-----------------------------|---|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MC-FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้น |
| นักศึกษา | นายธนัสถ์ นนทพุทธ |
| รหัสนักศึกษา | 48060937 |
| ปริญญา | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมโทรคมนาคม |
| พ.ศ. | 2550 |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ | ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิค chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อแก้ปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ ในระบบการสื่อสารที่มีการเข้าถึงหลายทางโดยการแบ่งแยกทางรหัสแบบหลายคลื่นพาหะที่ใช้การกระโดดความถี่ตามรหัส ผลของการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ จะทำให้เกิดความผิดพลาดเนื่องจากภาครับ ไม่สามารถแยกแยะได้ว่าข้อมูลที่ชนกันเนื่องจากรหัสความถี่เหมือนกันเป็นของผู้ใช้รายใด แต่เมื่อเรานำเทคนิค chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้นเข้ามาปรับปรุงระบบ ก็จะสามารถช่วยแก้ปัญหานี้ได้

โดยทำการวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบระหว่างระบบ MC-FH-CDMA (Multi Carrier Frequency Hopping Code Division Multiple Access) ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) กับระบบที่ใช้การมอดูเลต chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้นผ่านช่องสัญญาณรบกวนของเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN) และช่องสัญญาณจางหายแบบมัลติพาธ (Multi Path Fading) จากผลการทดลองแสดงสมรรถนะของระบบทั้งสองด้วยค่าความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลในสภาวะต่างๆ

| | |
|-----------------------|---|
| Thesis Title | Performance Improvement of MC-FH-CDMA Communications System with Linear Chirp Technique |
| Student | Mr. Thanat Nonthaputha |
| Student ID. | 48060937 |
| Degree | Master of Engineering |
| Program | Telecommunication Engineering |
| Year | 2007 |
| Thesis Advisor | Asst. Prof. Dr. Phichet Moungnoul |

ABSTRACT

This thesis proposes the MLC (Multi Linear Chirp) technique to solve the collision problem in MC-FH-CDMA (multi carrier-frequency hopping-code division multiple access). The frequency code collision is effect to the data error because the receiver can't detect the data of each users. The multi linear chirp technique can be used for system improvement. The performance comparison (BER) between MC-FH-CDMA with BPSK (Binary Phase Shift Keying) modulation and Multi Linear Chirp modulation is presented. Simulations setup with Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and multi path fading channel have been proposed. The result shows the performance of MLC modulation is better than BPSK modulation.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี ด้วยการให้คำแนะนำและคำปรึกษา จาก ผศ. ดร. พิเชฐ ม่วงนวล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ท่านได้กรุณาให้แนวความคิด คำปรึกษา และแนะแนวทางในการทำงานวิจัย ตลอดจนแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย เป็นอย่างดียิ่ง ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา และพี่สาวของข้าพเจ้า ที่ให้โอกาสและให้กำลังใจ แก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการระบบการสื่อสาร เคลื่อนที่ทุกคน ที่เป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณ เป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ธนัสถ์ นนทพุทธ

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | II |
| กิตติกรรมประกาศ..... | III |
| สารบัญ..... | IV |
| สารบัญรูป..... | VII |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา..... | 1 |
| 1.3 สมมติฐานของการศึกษา..... | 1 |
| 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย..... | 2 |
| 1.5 ขอบเขตการวิจัย..... | 2 |
| 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา..... | 3 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ..... | 4 |
| 2.1 หลักการของระบบ MC-CDMA..... | 4 |
| 2.1.1 บทนำ..... | 4 |
| 2.1.1.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์..... | 4 |
| 2.1.1.2 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ..... | 7 |
| 2.1.1.3 ชนิดของการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้..... | 11 |
| 2.1.2 การสื่อสารระบบ MC-CDMA..... | 11 |
| 2.1.3 การสื่อสารระบบ MC-DS-CDMA(Multi-carrier Direct Sequence CDMA)..... | 13 |
| 2.1.3.1 คุณสมบัติของระบบ MC-DS-CDMA..... | 15 |
| 2.1.4 การสื่อสารระบบ MC-FH-CDMA (Multi-carrier frequency hopping CDMA)..... | 16 |
| 2.1.4.1 คุณสมบัติของระบบ MC-FH-CDMA..... | 17 |
| 2.1.5 รหัส PN (Pseudo random Noise Sequence)..... | 19 |
| 2.1.5.1 รหัส m-sequence..... | 19 |
| 2.1.5.2 รหัส Gold Sequence..... | 21 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| 2.2 ทฤษฎีของเทคนิคซีพีซีเอ็ม..... | 24 |
| 2.2.1 สัญญาณในระบบเรคาร์..... | 24 |
| 2.2.1.1 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง..... | 25 |
| 2.2.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มซีเอ็ม..... | 27 |
| 2.2.1.3 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่ซีเอ็ม..... | 30 |
| 2.2.1.4 สัญญาณวีเอ็ฟเอ็ม..... | 32 |
| 2.3 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ..... | 34 |
| 2.3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)..... | 34 |
| 2.3.2 ปราคฏการณ์คอปเปอเรชัน..... | 34 |
| 2.3.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh..... | 36 |
| 2.3.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rician..... | 39 |
| 2.3.5 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami..... | 39 |
| 2.3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท..... | 40 |
| 2.3.6.1 แบบจำลองของ Jakes..... | 40 |
| 2.3.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด..... | 42 |
| บทที่ 3 การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-MC-FH-CDMA..... | 47 |
| 3.1 การออกแบบระบบ MLC-MC-FH-CDMA..... | 47 |
| 3.1.1 การมอดูเลตแบบซีพีหลายความถี่ซีเอ็ม..... | 47 |
| 3.1.1.1 เทคนิคซีพีซีเอ็ม..... | 47 |
| 3.1.1.2 เทคนิคซีพีหลายความถี่ซีเอ็ม (MLC)..... | 50 |
| 3.1.2 การปรับปรุงระบบ MC-FH-CDMA ด้วยการมอดูเลต แบบซีพีหลายความถี่ซีเอ็ม..... | 54 |
| 3.1.2.1 ระบบ MC-FH-CDMA และปัญหาการชนความถี่..... | 54 |
| 3.1.2.2 การปรับปรุงระบบ MC-FH-CDMA..... | 58 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| บทที่ 4 ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ..... | 62 |
| 4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA..... | 62 |
| 4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ MLC-MC-FH-CDMA กับ BPSK-MC-FH-CDMA..... | 65 |
| 4.2.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)..... | 65 |
| 4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ | 69 |
| 4.2.3 การพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณมัลติพาท..... | 72 |
| บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์..... | 76 |
| เอกสารอ้างอิง..... | 78 |
| ภาคผนวก..... | 79 |
| การเผยแพร่งานวิจัย..... | 80 |
| ประวัติผู้เขียน..... | 82 |

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่..... | 5 |
| 2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา..... | 6 |
| 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส..... | 6 |
| 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM..... | 7 |
| 2.5 หลักการของการสื่อสารแบบสเปกตรัม..... | 9 |
| (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ | |
| (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน | |
| (ค) แสดงการดีสเปรด (Despread) ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา | |
| 2.6 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม..... | 10 |
| 2.7 บล็อกไดอะแกรมการสื่อสารระบบ MC-CDMA | 13 |
| (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA | |
| (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก | |
| (ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA | |
| 2.8 บล็อกไดอะแกรมการสื่อสารระบบ MC-DS-CDMA | 14 |
| (ก) เครื่องส่งของระบบ MC- DS-CDMA | |
| (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก | |
| (ค) เครื่องรับของระบบ MC-DS-CDMA | |
| 2.9 บล็อกไดอะแกรมการสื่อสารระบบ MC-FH-CDMA | 17 |
| (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-FH-CDMA | |
| (ข) เครื่องรับของระบบ MC- FH -CDMA | |
| 2.10 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรหัส m-sequence | 19 |
| 2.11 ค่าสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม..... | 21 |
| 2.12 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม..... | 22 |
| 2.13 โครงสร้างทั่วไปของวงจรรหัส gold-sequence..... | 23 |
| 2.14 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง(CW) ในแกนความถี่กับเวลา..... | 25 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 2.15 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)..... | 26 |
| (a) รูปสัญญาณทางเวลา | |
| (b) สเปกตรัมของสัญญาณ | |
| 2.16 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)ในแกนความถี่กับเวลา..... | 28 |
| 2.17 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)..... | 29 |
| (a) รูปสัญญาณทางเวลา(Down Chirp) | |
| (b) สเปกตรัมของสัญญาณ | |
| 2.18 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่..... | 30 |
| 2.19 แสดงสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มในทางความถี่-เวลา..... | 33 |
| (ก) สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบง่าย(Simple V-FM) | |
| (ข) สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบซับซ้อน(Complex V-FM) | |
| 2.20 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว..... | 34 |
| 2.21 ปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ..... | 35 |
| 2.22 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาตามแบบของ Jakes..... | 41 |
| 2.23 สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ สำหรับกรณี $N_0 = 8$ และ $N = 34$ | 41 |
| 2.24 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท..... | 45 |
| 2.25 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท..... | 46 |
| 3.1 แสดงสัญญาณชีพเชิงเส้น (Linear chirp) | 48 |
| (ก) แกนเวลา-ความถี่ | |
| (ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด | |
| 3.2 แสดงสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา..... | 53 |
| 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA..... | 55 |
| (ก) ภาคส่ง (Transmitter) | |
| (ข) ภาครับ (Receiver) | |
| 3.4 แสดงสัญญาณของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อม..... | 57 |
| แสดงปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B | |

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-MC-FH-CDMA | 60 |
| (ก) ภาคส่ง (Transmitter) | |
| (ข) ภาครับ (Receiver) | |
| 3.6 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อม..... | 61 |
| แสดงการแก้ปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B | |
| 4.1 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 63 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้ | |
| 4.2 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 64 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 และ 480 ผู้ใช้เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 | |
| 4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 66 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีมีค่า ผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้ | |
| 4.4 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 67 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีมีค่า ผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 480 ผู้ใช้ | |
| 4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 68 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีมีค่า ผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 640 ผู้ใช้ | |
| 4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 69 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3 | |

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 70 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 | |
| 4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 71 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7 | |
| 4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 73 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้ | |
| 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 74 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 480 ผู้ใช้ | |
| 4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ..... | 75 |
| สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบ เท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7 | |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารระบบ MC-CDMA (Multi Carrier - Code Division Multiple Access) แบ่งเป็น 2 แบบ คือ Multicarrier DS-CDMA (Multi Carrier – Direct Sequence Code Division Multiple Access) และ Multicarrier FH-CDMA (Multi Carrier – Frequency Hopping Code Division Multiple Access) ทั้งสองระบบนี้จะใช้รหัส PN (Pseudorandom Noise Code) เป็นส่วนสำคัญเหมือนกัน แตกต่างกันในที่ระบบ Multicarrier DS-CDMA จะเข้ารหัสกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่ระบบ Multicarrier FH-CDMA จะใช้รหัส PN เพื่อควบคุมการเปลี่ยนหรือกระโดดความถี่ในแต่ละสัญญาณข้อมูล

ปัญหาที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในระบบ MC-FH-CDMA ที่มีหลายผู้ใช้งานคือการชนกันของความถี่ (Collision) ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่ารหัสบางช่วงในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้เกิดมีค่าเท่ากันจึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการสังเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน เครื่องรับจึงไม่สามารถตรวจจับข้อมูลได้ว่าเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ ด้วยเหตุนี้จึงมีความพยายามจะหาวิธีการที่สามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าวเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมุ่งเน้นวิจัยเกี่ยวกับระบบ MC-CDMA โดยเฉพาะระบบ MC-FH-CDMA ซึ่งเป็นระบบสื่อสารความเร็วสูง สามารถรองรับผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้น เพราะเนื่องจากปัจจุบันนี้ระบบสื่อสารความเร็วสูง เข้ามาเป็นส่วนหนึ่งในชีวิตประจำวันของทุกๆคนไปแล้ว โดยลักษณะของการส่งข้อมูลจะเป็นในลักษณะของการส่งข้อมูลแบบขนาน และเนื่องจากระบบสื่อสารมีความเร็วสูงและสามารถรองรับผู้ใช้งานที่มากขึ้นนั้น จึงทำให้มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ จึงได้วิเคราะห์หาวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการสื่อสารระบบ MC-FH-CDMA (Multi Carrier - Frequency Hopping Code Division Multiple Access) นั้นมีปัจจัยอยู่หลายอย่างด้วยกันที่จะก่อให้เกิดความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกรับ ซึ่งปัญหาการชนความถี่นั้นเป็นปัญหาที่มีอิทธิพลกับระบบนี้มาก เพราะเป็นเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาในระบบ MC-FH-CDMA ที่มีการส่งสัญญาณไปยัง

ปลายทาง ถึงแม้ว่าคุณภาพช่องสัญญาณจะดีขึ้น ก็ยังไม่สามารถลดปัญหานี้ได้ดีเท่าที่ควร ด้วยเหตุนี้ จึงมีความพยายามจะหาวิธีที่สามารถแก้ไขปัญหานี้โดยตรงได้แล้ว นั่นหมายความว่าสมรรถนะของระบบ MC-FH-CDMA น่าจะดีขึ้นได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เทคนิคการเซฟเชิงเส้น (Linear Chirp Technique) เป็นเทคนิคที่มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ ช่วยลดปัญหาการแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง (Multi Access Interference : MAI) และยังสามารถลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดแบบอื่นๆ ได้อีกด้วย (Interference Rejection) โดยแนวคิดหลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ เมื่อนำเทคนิคเซฟเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ในการสร้างการมอดูเลตแบบใหม่ให้มีลักษณะเป็นเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp : MLC) แล้วนำไปใช้แทนการมอดูเลตแบบเดิมในระบบ MC-FH-CDMA ก็จะสามารถแก้ไขปัญหาการชนความถี่ได้ เพราะการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นมีคุณสมบัติทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้มีลักษณะทางความถี่ที่แตกต่างกัน จึงทำให้ที่ภาครับยังสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้ ถึงแม้ว่าจะเกิดปัญหาการชนความถี่ในระบบ MC-FH-CDMA ก็ตาม เพราะฉะนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเทคนิคการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น เข้ามาแก้ปัญหาข้างต้นของระบบ MC-FH-CDMA

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขอบเขตการวิจัยดังต่อไปนี้

- ศึกษาค้นคว้าวิธีการออกแบบเทคนิคมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจากเทคนิคการสร้างสัญญาณเซฟเชิงเส้น เพื่อใช้ในการแก้ปัญหการชนความถี่ในระบบ MC-FH-CDMA
- ทำการจำลองการทำงานของระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมและการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลมาทำกราฟแสดงการเปรียบเทียบกัน ซึ่งจะทำการศึกษาในสองแนวทางได้แก่ผลของระบบ MC-FH-CDMA แบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นบนสถานะเงื่อนไขต่างๆ และเปรียบเทียบระบบทั้งสองในแต่ละสถานะ
- ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายมัลติพาธเพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณนั้น
- สรุปผลการศึกษาสมรรถนะของระบบทั้งสองในเงื่อนไขสถานะต่างๆ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขั้นตอนการศึกษาดังต่อไปนี้

- เริ่มจากการศึกษาหลักการทํางานและปัญหาของระบบ MC-FH-CDMA
- ศึกษาคุณสมบัติของเทคนิคซีพีซีเอ็มที่จะนำมาพัฒนาเป็นการมอดูเลตแบบซีพีหลายความถี่ซีเอ็ม
- ทําการออกแบบระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบซีพีหลายความถี่ซีเอ็ม
- ทําการจำลองการทํางานของระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมและใช้การมอดูเลตแบบใหม่ที่น่าเสนอซึ่งมีปัญหาคาชนความถี่เกิดขึ้นเหมือนกันด้วยโปรแกรม Matlab
- ทําการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายมัลติพาทเพื่อใช้ในการทดสอบสมรรถนะของทั้งสองระบบด้วยโปรแกรม Matlab
- สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทํางานของระบบ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

บทนี้ของในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย ซึ่งเนื้อหาประกอบด้วยทฤษฎีหลัก 3 ส่วนคือ หลักการของระบบ MC-CDMA (Multi carrier Code Division Multiple Access) ทฤษฎีของเทคนิคชิพเชิงเส้น (Linear Chirp) และทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ โดยเนื้อหาทั้งหมดนี้เป็นสิ่งสำคัญสำหรับการศึกษา และการปรับปรุงระบบ MC-FH-CDMA ที่นำเสนอ

2.1 หลักการของระบบ MC-CDMA

2.1.1 บทนำ

ในหัวข้อแรกนี้เราจะกล่าวถึงหลักการของการทำสเปกตรัม (Spread Spectrum) ซึ่งเป็นพื้นฐานที่สำคัญสำหรับการใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA (Code Division Multiple Access) การทำสเปกตรัม ในยุคแรกๆนั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำมาใช้ในงานในวงการทหาร สำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับส่งสัญญาณ (Enemy Jamming) หากแต่ปัจจุบันวิธีการนี้ได้นำมาใช้ประโยชน์ในระบบสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย โดยประโยชน์สำคัญที่ได้จากวิธีนี้คือสามารถเพิ่มความจุของระบบหรืออัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้น ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วมีความเป็นไปได้ที่จะเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงกว่าระบบที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายในขณะนี้คือ FDMA (Frequency Division Multiple Access) และ TDMA (Time Division Multiple Access) นอกจากนี้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่อาศัยเทคโนโลยี CDMA ยังมีข้อดีอื่นๆที่น่าสนใจและเป็นประโยชน์ในทางปฏิบัติ ดังนั้นในตอนต้นนี้จะขอกกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์ ก่อน

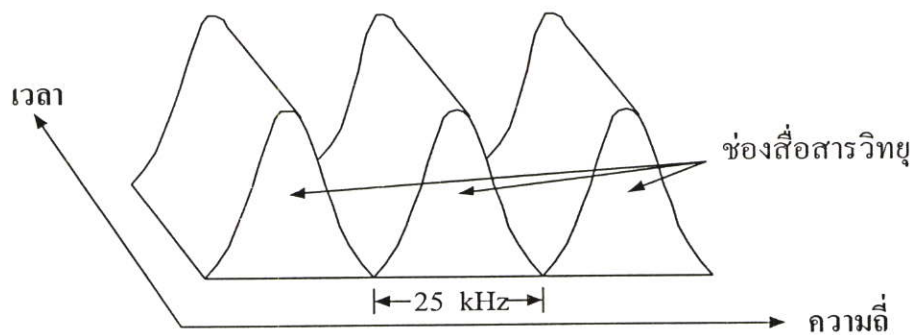
2.1.1.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มักจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) สัญญาณ และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่า การดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplexing) สัญญาณ ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการ

มัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้งานความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่าง ๆ มีรายละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

1) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือ FDM (Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 ทั้งนี้เพื่อให้การใช้สเปกตรัม (Spectrum) ของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่าง ๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัม ของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกัน ในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านี้นี้ออกจากกันได้ และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมา นี้ไปทำการดีมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM จะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาลอก เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก ๆ

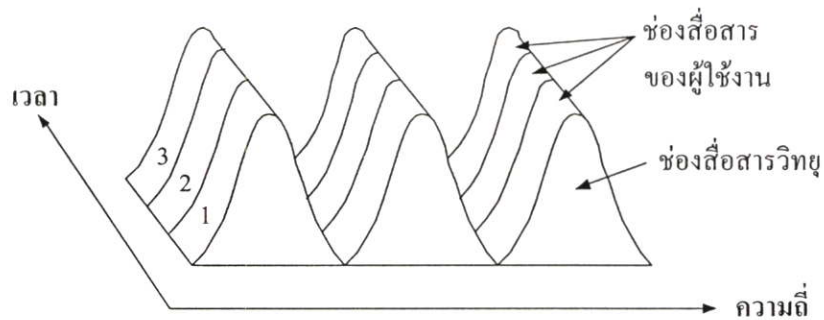


รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือ TDM (Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่ง ที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่อง

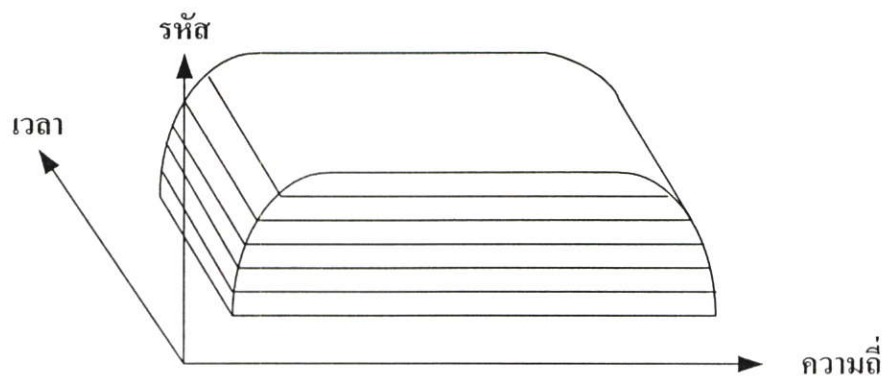
การสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time Slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลา จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์นี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาลอก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นอนาลอก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก



รูปที่ 2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

3) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

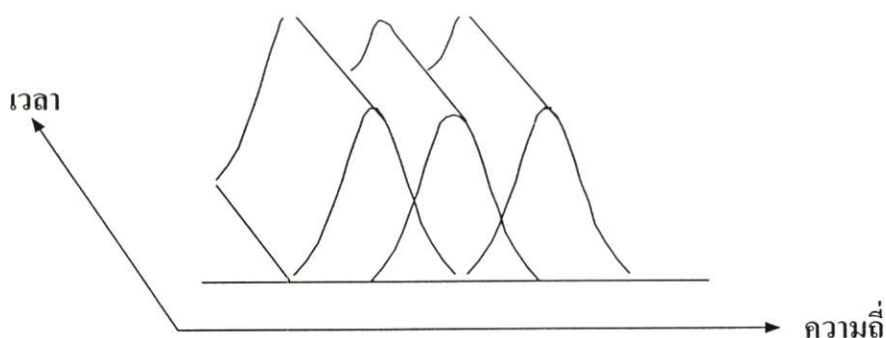
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือ CDM (Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.3 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อม ๆ กันหลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมาก ๆ จะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง



รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

4) การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi-Carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะแต่ละคลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมที่ต่อเนื่องกัน โดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal Properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อยดังแสดงในรูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เป็นเทคนิคที่คาดการณ์ว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4



รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM

2.1.1.2 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ

การสื่อสารสเปกตรัม จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมนั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัม มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัม ต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัม

$$G_p = \frac{W}{B_i} \quad (2.1)$$

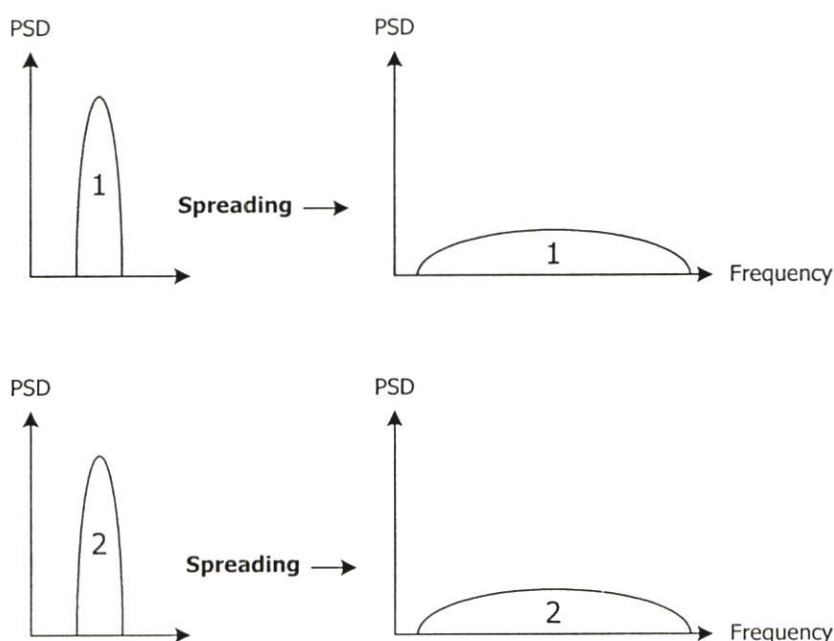
โดยที่ W คือ แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณ
 B_i คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล

เครื่องรับจะทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างเข้าจังหวะกับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา แสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ถูกใช้ในทางส่ง

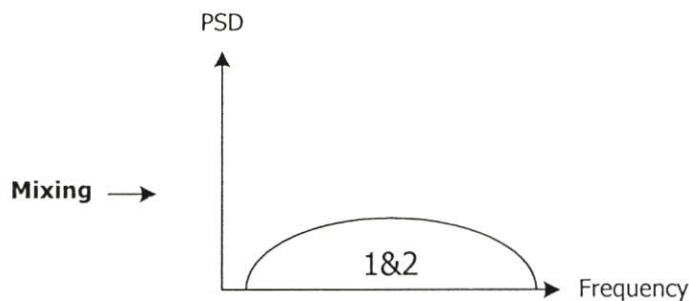
เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้น สเปกตรัม จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัม มีดังนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึง (Multiple Access Capability)

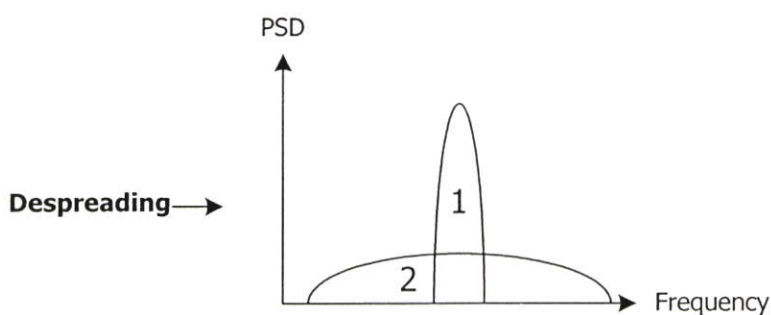
ถ้ามีผู้ใช้หลายๆคนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัม ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัส ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัม ของจากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงดังรูปที่ 2.5



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.5 หลักการของการการสื่อสารแบบสเปรดสเปคตรัม

- (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปรดสเปคตรัม ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ
- (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปรดสเปคตรัม ของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน
- (ค) แสดงการคีสเปรด (Despread) ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath interference)

สำหรับช่องสัญญาณวิทยุ นั้นเส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นต่างๆกัน สัญญาณจากเส้นทางต่าง ๆ นั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่จะมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นจะ

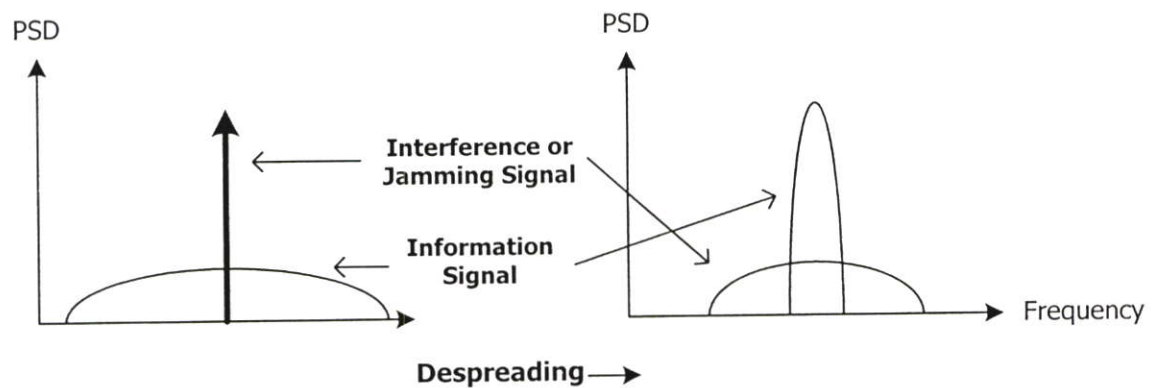
เป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปกตรัมสามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักสเปกตรัม และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวของแต่ละผู้ใช้สูง

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ของสัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบ (Interference Signal) จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแผ่ออก นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล มีกำลังงานลดลง แสดงดังรูปที่ 2.6 สัญญาณสเปกตรัม ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกดักสเปกตรัมที่เครื่องรับ ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแผ่กว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.6 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การทำสเปกตรัม เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัม มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

2.1.1.3 ชนิดของการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi carrier)

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ระบบคือ

- ระบบ MC-DS-CDMA (Multi carrier – Direct Sequence Code Division Multiple Access) [14]
- ระบบ MC-FH-CDMA (Multi carrier – Frequency Hopping Code Division Multiple Access) [4]

ทั้งสองระบบมีความแตกต่างกันโดยหลักการ หากแต่ทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกัน ที่มีชื่อเรียกว่า รหัส PN (Pseudorandom Noise) เป็นส่วนสำคัญ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่เราจะต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างและคุณลักษณะของรหัส PN ด้วย

2.1.2 การสื่อสารระบบ MC-CDMA (Multi-carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องส่งจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห้ย่อยที่แตกต่างกัน โดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ ในช่องสัญญาณการสื่อสารด้านขาลงของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh ทำให้ไม่ต้องสนใจถึงคุณลักษณะออสหสัมพันธ์ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.7 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพาห้ย่อย (N_c) เท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล (G_{MC}) เท่ากับ 4 ($= N_c$) ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่ j คือ

$$S_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p(t - iT_s) \cos \{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (2.2)$$

โดย $\Delta f = (1/T_s)$ คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อยและ $p_s(t)$ คือ พัลส์ แสดงดังสมการที่ 2.3

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.3)$$

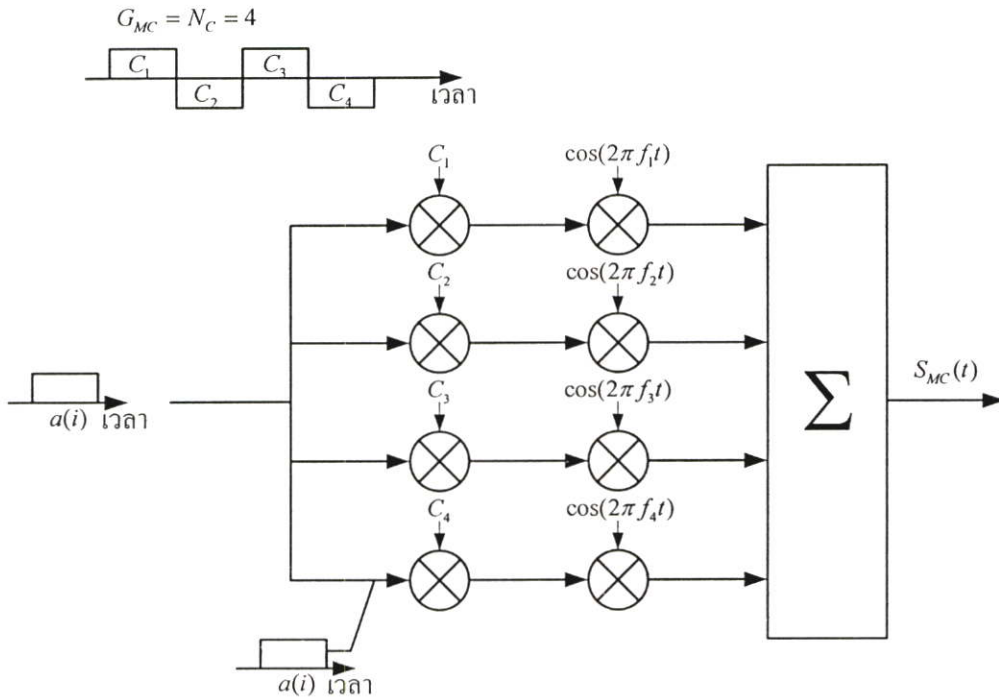
รูปที่ 2.7 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่ j หลังจากการดีมอดูเลตกับคลื่นพาห้ย่อยแล้ว จะถูกคูณด้วยอัตราขยาย q_m เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (2.4)$$

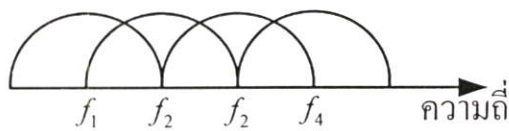
$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \tag{2.5}$$

โดย y_m และ n_m คือ ส่วนประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้หลังจากการแปลงขาลงด้วยความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่ซิงโครไนซ์และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบวงเชิงซ้อนที่คลื่นพาห่อย่อยที่ m ตามลำดับ z_m^j คือ เอนเวลโลปเชิงซ้อนของคลื่นพาห่อย่อยที่ m สำหรับผู้ใช้งานที่ j ซึ่งสามารถสมมติให้ $z_m^j = z_m$ ($j=1, 2, \dots, J$) ในช่องสัญญาณขาลง โดยค่า q_m^j มีค่า

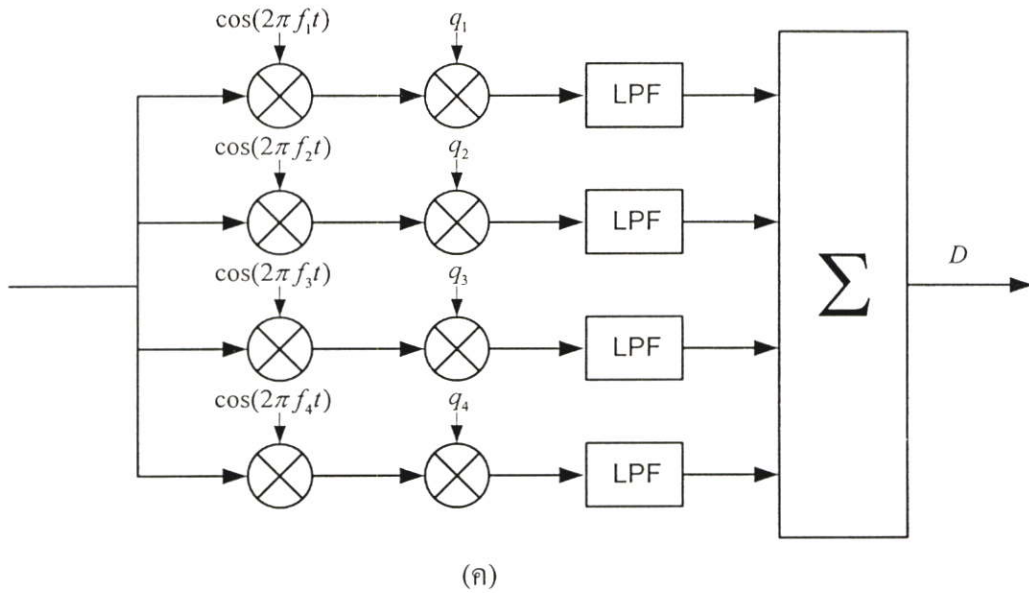
$$q_m^j = \begin{cases} c_m^j z_m^{j*} / |z_m^j| & (EGC) \\ c_m^j z_m^{j*} & (MRC) \end{cases} \tag{2.6}$$



(ก)



(ข)



รูปที่ 2.7 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก
(ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA

2.1.3 การสื่อสารระบบ MC-DS-CDMA (Multi-carrier direct sequence CDMA)

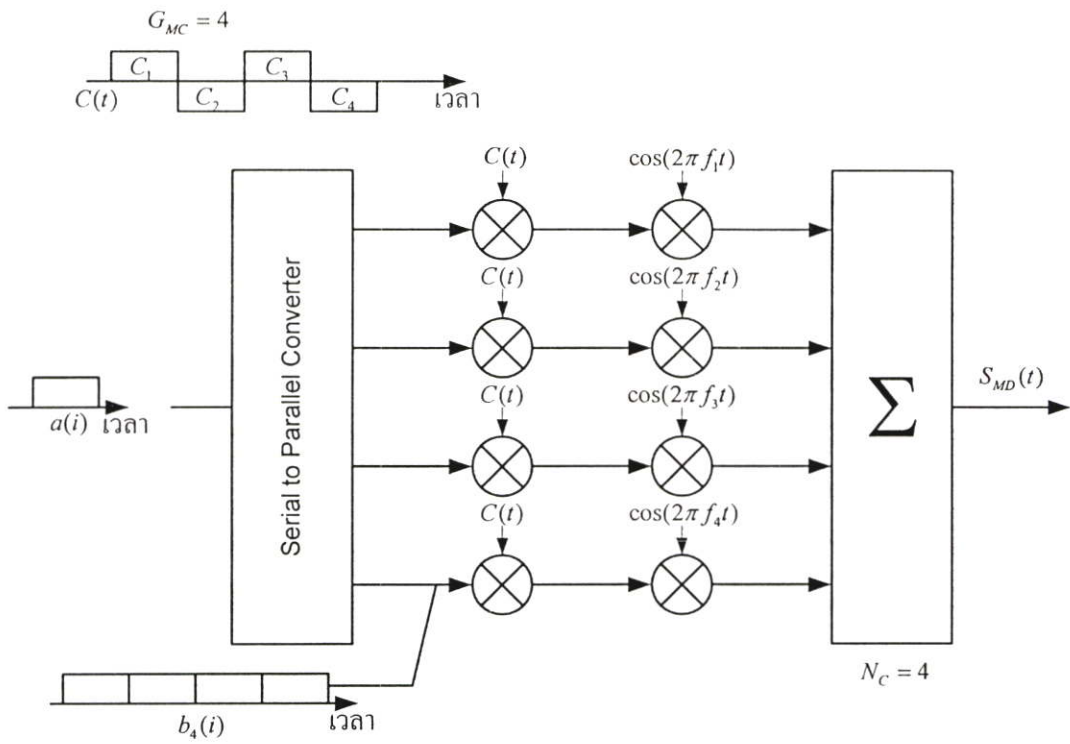
ทางเครื่องส่งจะมีการแปลงข้อมูลจากอนุกรม-ขนาน ก่อนทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา สเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีคุณสมบัติตั้งฉากในเชิงความถี่ (Orthogonal) โดยมีระยะห่างระหว่างความถี่ต่ำสุด วิธีการนี้ความกว้างของชิปที่กว้างขึ้นทำให้ง่ายต่อการซิงโครไนซ์กับรหัสการแผ่

รูปที่ 2.8 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก โดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล G_{MD} เท่ากับ 4 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

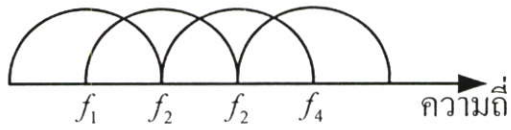
$$S_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (2.7)$$

โดย $b_k^j(i)$ คือ บิตข้อมูลลำดับที่ i ที่คลื่นพหุย่อย k (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม-ขนาน) $T_s (= N_c T_s)$ และ $T_c (= T_s / G_{MD})$ คือ ความกว้างของซิมโบลและความกว้างชิปของแต่ละคลื่นพหุย่อยตามลำดับ และ $\Delta f' (= 1/T_c)$ คือระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

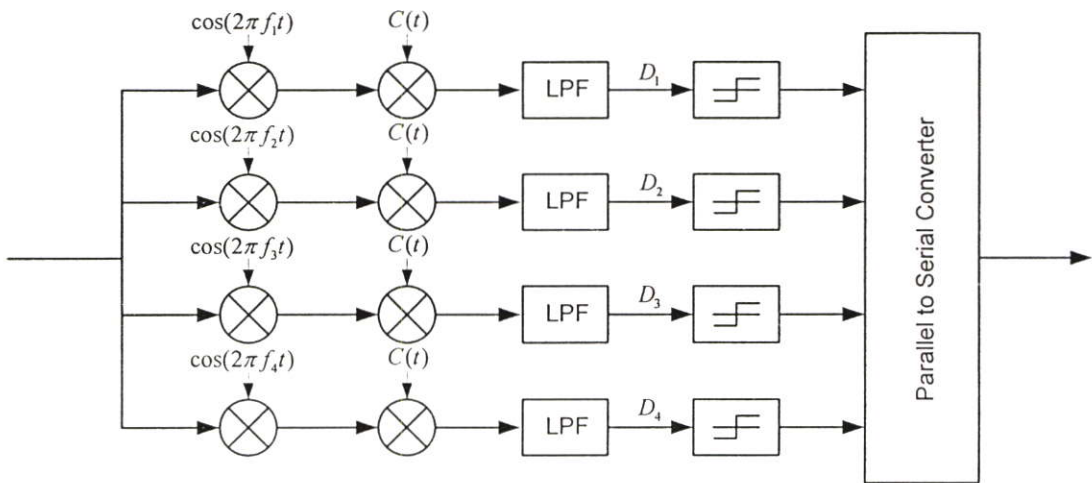
รูปที่ 2.8 (ค) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน N_c สาขา เนื่องจากแต่ละคลื่นพหุย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.8 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก
(ค) เครื่องรับของระบบ MC-DS-CDMA

2.1.3.1 คุณสมบัติของระบบ MC-DS-CDMA [2]

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายคนส่งสัญญาณในเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณสเปกตรัมหลายสัญญาณที่มีความทับซ้อนกัน (Overlap) ในทางเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับจะใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยเพื่อจำกัดผลของการมอดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวเป็นการรวมกำลังงานของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคสัญญาณให้อยู่ในช่วงแบนวิดท์ของข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่นมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนวิดท์นั้นมีค่าน้อยเท่านั้น

2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าลำดับรหัสมีฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นคาบเวลาของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการซึ่งถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ และการใช้ดีมอดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้สัญญาณที่ถูกหน่วงไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอด และมีกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนวิดท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อย

3) การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้กับรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่ทางด้านรับ ซึ่งจะเหมือนกับการคูณสัญญาณแถบแคบด้วยลำดับของรหัสแบนด์กว้างที่เครื่องส่ง ทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่สเปกตรัมกว้างออกไป กำลังของสัญญาณแถบแคบซึ่งอยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีค่าลดลงด้วยอัตราเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกตัดจบบัญญาณมีค่าต่ำ

เนื่องจากสัญญาณไคเร็คซีเวนนั้นจะใช้แบนวิดท์ของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อความถี่มีค่าต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการดีเทคสัญญาณนี้ นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบไคเร็คซีเวนซีดีเอ็มเอ ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่นๆ อีก ซึ่งสามารถแยกเป็นข้อดีและข้อเสียได้ดังนี้

ข้อดีของระบบ MC-DS-CDMA

- 1) การเข้ารหัสสัญญาณสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณแบบธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่าย
- 3) การดีมอดูเลตสัญญาณแบบสเปกตรัมใช้แบบร่วมนัยได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการชิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้แต่ละคน

ข้อเสียของระบบ MC-DS-CDMA

- 1) การชิงโครโมในระหว่างรหัสของสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณรหัสนี้สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยากและการชิงโครโมในขั้นนี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงคาบเวลาของชิพ
- 2) การที่รหัสที่สร้างขึ้นต้องชิงโครโมในขั้นนี้ในช่วงคาบเวลาของชิพทำให้ขนาดของแบนวิดท์ถูกจำกัดในช่วง 10 – 20 MHz
- 3) กำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังงานของสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้แบนวิดท์ที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐาน จะทำให้ค่าการแทรกสอดต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลมีค่ามาก ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดคืออิทธิพลของความใกล้ไกลของสัญญาณ (Near – far Effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้การควบคุมกำลังงาน (Power Control) จะทำให้สถานีฐานรับสัญญาณจากผู้ใช้ทุกคนด้วยกำลังงานเฉลี่ยเท่ากัน ในทางปฏิบัติกระบวนการควบคุมกำลังงานสามารถทำได้ยาก

2.1.4 การสื่อสารระบบ MC-FH-CDMA (Multi-carrier frequency hopping CDMA)

ทางเครื่องส่งทำการแปลงข้อมูลจากอนุกรม-ขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ โดยที่จะต้องใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่กำหนดการกระโดดของแต่ละผู้ใช้ภายในระบบ MC-FH-CDMA

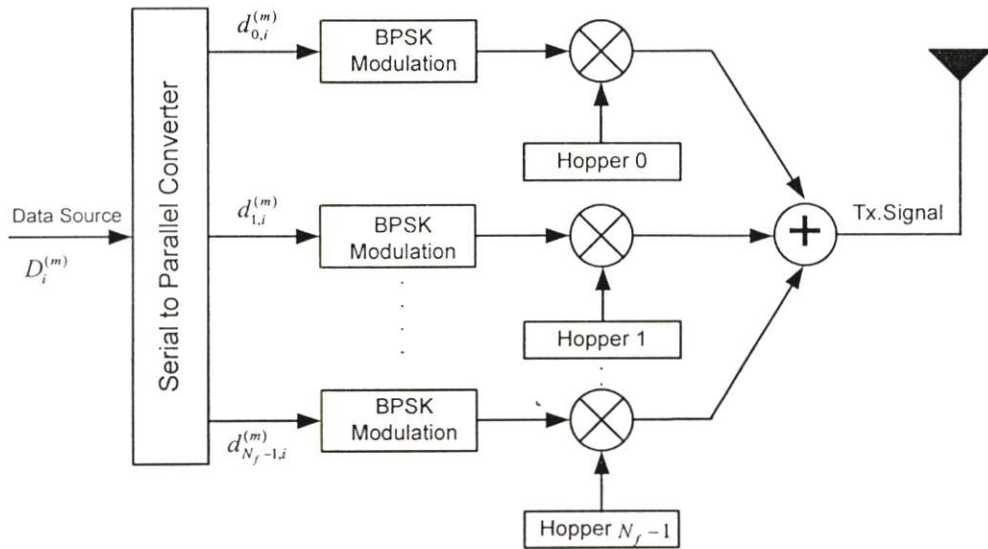
รูปที่ 2.9 (ก) แสดงเครื่องส่งของระบบ MC-FH-CDMA สำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK โดยมีจำนวนคลื่นพาห้อย่อยเท่ากับ N_f

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

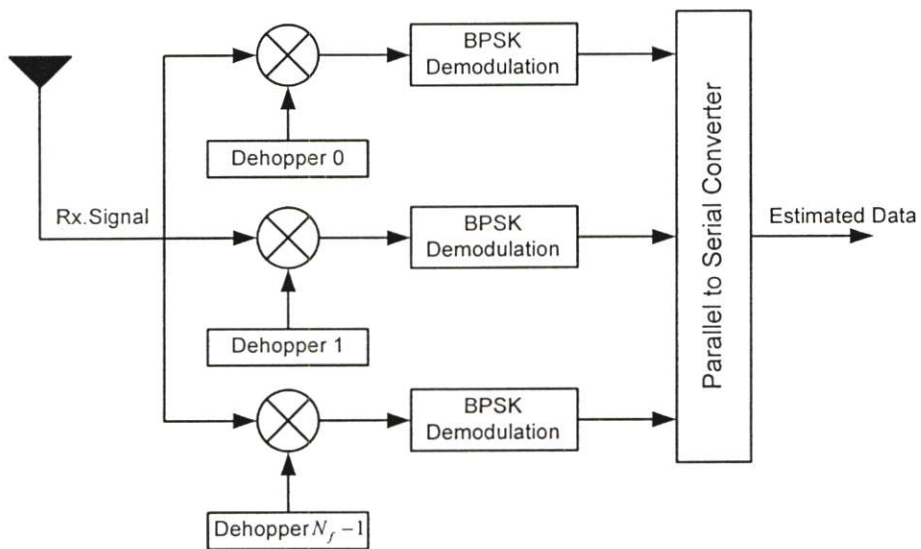
$$s^{(k)}(t) = \sum_i \sum_{l=0}^{N_f-1} \sqrt{2P} d_{l,i}^{(k)} e^{j2\pi(f_l + c_{l,d}^{(k)})t - iT_s} P_{T_s}(t - iT_s) \quad (2.8)$$

โดย $d_{l,i}^{(k)}$ คือ binary sequence ของผู้ใช้ k , l คือ ลำดับของแต่ละบิต, i คือ จำนวนของบิตทั้งหมด, N_f คือจำนวนคลื่นพาห้ทั้งหมด

รูปที่ 2.9 (ข) แสดงเครื่องรับของระบบ MC-FH-CDMA สำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-FH-CDMA

(ข) เครื่องรับของระบบ MC-FH-CDMA

2.1.4.1 คุณสมบัติของระบบ MC-FH-CDMA

1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในเวลาที่แตกต่างกันหลายความถี่ ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกันกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบซ้ำข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในความถี่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับ ได้อย่างไม่ถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว การใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error – correcting code) จะทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

2) การแทรกสอดแบบหลายวิธี

ในกรณีการกระโดดแบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห้จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห้หลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิธีจะแตกต่างกันในความถี่คลื่นพาห้ที่แตกต่างกัน นั่นคือสัญญาณจะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับผลตอบสนองที่ความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้ลดผลของการแทรกสอดหลายวิธี ซึ่งในระบบ MC-DS-CDMA จะลดส่วนการแทรกสอดหลายวิธีได้ดีกว่า

3) สัญญาณการแทรกสอดแบบแถบแคบ

สมมติให้เกิดการแทรกสอดแบบแถบแคบที่ความถี่หนึ่งในความถี่ของการกระโดด ถ้าให้คือความถี่ของการกระโดด (G_p คือ อัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้งานที่ต้องการส่งจะใช้ความถี่การกระโดด โดยการแทรกสอดจะมีโอกาสเกิด $1/G_p$ ที่เวลาใด ๆ ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าวจะลดลงด้วยตัวประกอบ G_p

4) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของระบบ MC-FH-CDMA ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกำำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ MC-DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ที่สัญญาณทำการส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของ MC-FH-CDMA ได้ดังนี้
ข้อดีของระบบ MC-FH-CDMA

1) การชิงโครโนซ์ในระบบ MC-FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ MC-DS-CDMA เนื่องจากในระบบ MC-FH-CDMA ชิงโครโนซ์จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิปของระบบ MC-DS-CDMA ดังนั้นระบบ MC-FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครโนซ์ได้มากกว่า

2) เนื่องจาก MC-FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกัน สัญญาณของผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (Near-Far Effect)

ข้อเสียของระบบ MC-FH-CDMA

1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง

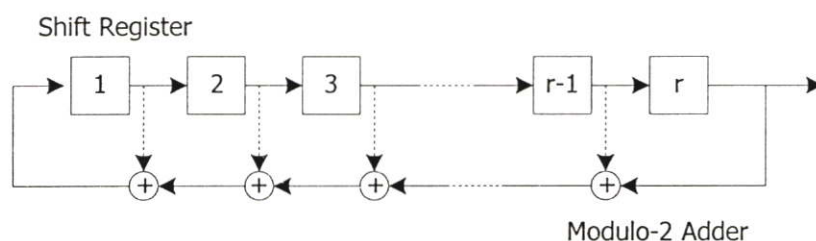
2) การใช้การติมอคูเลตแบบ โคฮีเรนซ์ทำได้ยากเนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงการกระโดด

2.1.5 รหัส PN (Pseudo random Noise Sequence)

รหัส PN คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่มมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง เช่น นำมาใช้ในการเข้าจังหวะสัญญาณ (Signal synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Cryptography) และการทำสเปกตรัมแผ่กระจาย (spread spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัส เอ็ม-ซีเควน (m -Sequence) รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสคาสามิ (Kasami code) เป็นต้น รหัสชนิดที่ได้รับความนิยมมากเป็นพิเศษคือวิธีการที่เรียกว่า binary maximum-length-sequence หรือที่เรียกกันทั่วไปในชื่อ binary m-sequence

2.1.5.1 รหัส m-sequence

รหัส m -sequence (maximum-length-sequence) เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมโดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก จากรูปที่ 2.10 ประกอบ จากรูปเส้นประหมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไปจำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของลำดับสัญญาณ PN ที่ได้



รูปที่ 2.10 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m -sequence

รหัสเอ็ม-ซีเควน สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวสูงสุดได้คือ มีความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ ชิป เมื่อ r คือ จำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1 รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่า ชิปที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มี

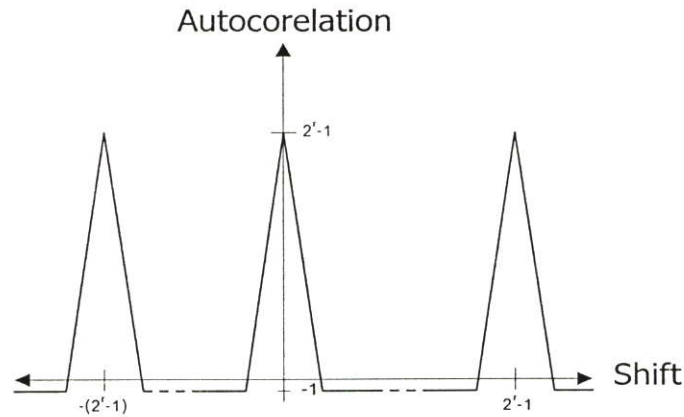
ความยาวเท่ากับ $P = 2^{10} - 1 = 1,023$ ชิป จะประกอบด้วยชิปที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิป

คุณสมบัติข้อที่ 2 ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัสเอ็ม-ซีเควนจะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด p ชิปเกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $P = 2^{r-(p+2)} - 1$ ครั้ง โดย p มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $r-2$ เมื่อ r คือ จำนวนของชิปตรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $r-1$ จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด r จำนวน 1 รันเสมอ

คุณสมบัติข้อที่ 3 อัดสหสัมพันธ์ของชุดรหัสเอ็ม-ซีเควน จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าของอัดสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^r - 1$ หมายเหตุในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์สามารถกระทำได้โดยนำค่าของชิปจากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่า อัดสหสัมพันธ์ทั้งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้ -1 แทนชิปที่มีค่าเป็นศูนย์ และ 1 แทนชิปที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดเหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ

คุณสมบัติข้อที่ 4 เมื่อนำรหัสเอ็ม-ซีเควน ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปไป จะได้ชุดรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5 หากพิจารณาค่าของชิปตรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิปตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิปตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของ ชิพตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจร ชิพตรีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิพตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด



รูปที่ 2.11 ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีเควนที่มีการเลื่อนไปของชิพที่ค่าต่าง ๆ

จากรูป 2.11 แบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริง ๆ ทั้งที่รหัสเอ็ม-ซีเควนเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบคือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัสเอ็ม-ซีเควนก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสาร MC-CDMA เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิพของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA(IS-95) ใช้ชิพตรีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1$ ชิพ 32,768 ชิพ สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิพของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิพ เพราะฉะนั้นรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $32,768/64 = 512$ ชุดสำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

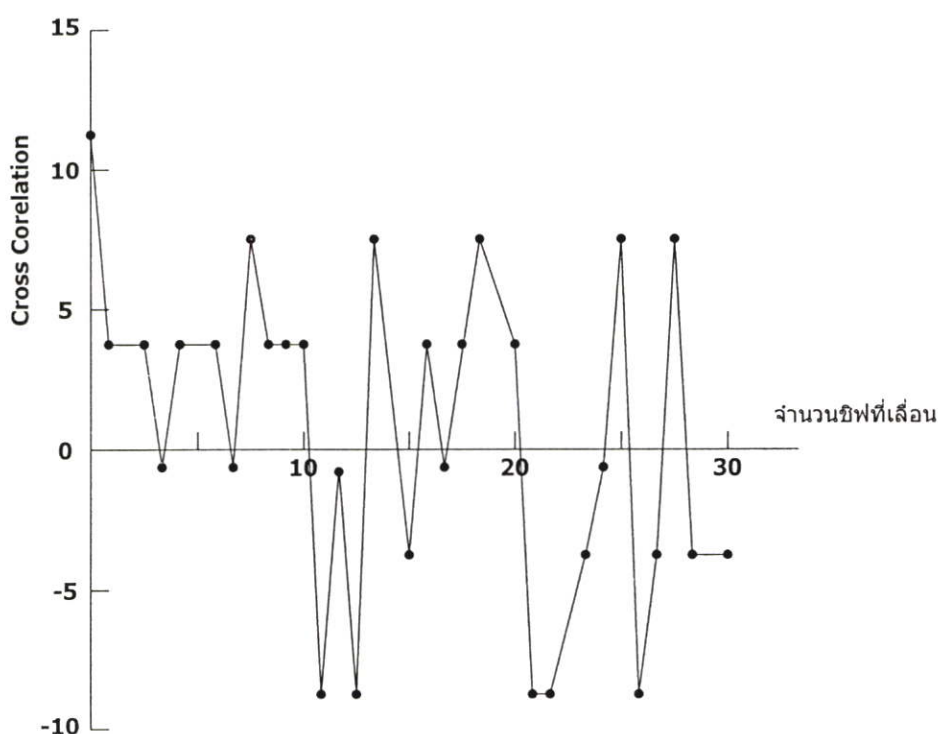
2.1.5.2 รหัส Gold Sequence

ในส่วนที่ผ่านมาได้กล่าวถึงรายละเอียดและคุณลักษณะของรหัสเอ็ม-ซีเควนซึ่งเป็นรหัสที่จัดว่ามีความสำคัญมากกับการประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบที่อาศัยเทคนิคการทำสเปกตรัมแพร่หลายที่มัลติเพล็กซ์ที่มีการเลือกใช้งานรหัสเอ็ม-ซีเควนในทางปฏิบัติเพราะเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบตรงตามต้องการ กล่าวคืออัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัส รหัสเอ็ม-ซีเควนมีเพียง 2 ค่า คือ มีค่าสูงมาก (เท่ากับ $2^r - 1$ โดย r คือจำนวนชิพตรีจิสเตอร์ในวงจร) เมื่อไม่มีการเลื่อนลำดับชิพของรหัส และมีค่าเท่ากับ -1 สำหรับรูปแบบการเลื่อนลำดับชิพค่าอื่น ๆ ทั้งหมด

อย่างไรก็ตามถ้ามีการรหัสเอ็ม-ซีเควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่มีค่าลำดับของชิพที่แตกต่างกันมาทดสอบเพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างกันกลับพบว่ามิได้มีคุณสมบัติที่เรียบง่าย

เหมือนกับกรณีคุณสมบัติในเชิงอัตราสัมพันธ์แต่อย่างใด พิจารณาตัวอย่างการหาสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ และ $x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$ อาศัยความรู้ในการกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนในส่วนก่อนหน้า จะได้ว่าลำดับซิปที่กำเนิดพหุนามพรีมิทีฟ $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ มีค่าเท่ากับ “1111101100111000011010100100010” และลำดับซิปที่กำเนิดจากพหุนามพรีมิทีฟ $x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$ มีค่าเท่ากับ “1111101000100101011000011100110”

ทั้งนี้ในการกำเนิดได้กำหนดค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวเป็น 1 ทั้งหมด จากนั้นให้นำลำดับซิปทั้งสองมาหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสำหรับการเลื่อนซิปที่ค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ 0-30 จะได้ผลดังแสดงใน รูปที่ 2.12 จากกราฟสังเกตว่าค่าสหสัมพันธ์ระหว่างลำดับซิปทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูง โดยเฉพาะในกรณีที่ไม่มี การเลื่อนซิประหว่างกันเลย คือมีค่าเท่ากับ 11



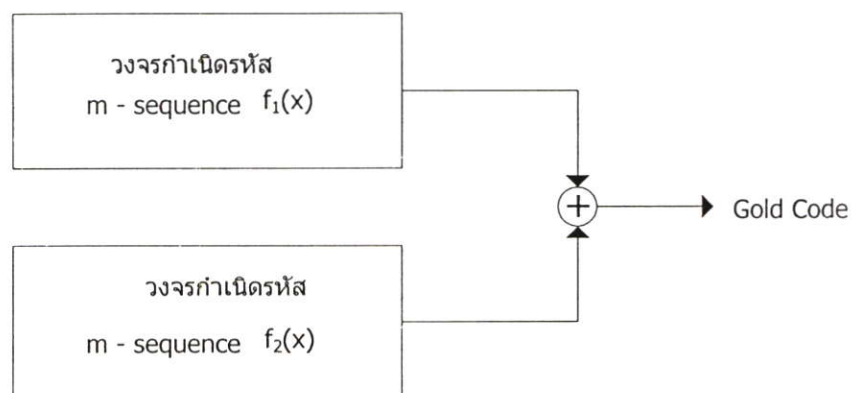
รูปที่ 2.12 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด

ด้วยเหตุนี้หากเราจะนำรหัสเอ็ม-ซีแควนมาใช้งาน โดยจัดสรรพหุนามตัวกำเนิดที่แตกต่างกันไปสำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละตัว อาจจะทำให้เกิดปัญหาขึ้นกับการเข้าจังหวะสัญญาณได้บ่อยครั้งและส่งผลกระทบต่อระบบไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

การทำสเปคตรัมในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA จึงมิได้อาศัยวิธีการดังกล่าวตามมาตรฐาน IS-95 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกตัวจะใช้วงจรถูกกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนชุดเดียวกัน

แต่จะอาศัยการเลื่อนชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกันหรือกล่าวว่ามีการใช้ค่าออฟเซตที่ต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนในการแยกแยะผู้ใช้แต่ละรายแทน ระบบที่อาศัยการทำงานในลักษณะนี้จะต้องมีกรรมวิธีการควบคุมค่าออฟเซตให้ถูกต้องตลอดเวลา เนื่องจากสภาพแวดล้อมและลักษณะการใช้งานของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งจัดว่ายังไม่ซับซ้อนมากนัก เพราะในหลายองค์ประกอบของระบบเราสามารถควบคุมได้ ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราสามารถดูแลและจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้ได้

อย่างไรก็ตาม การใช้งานสเปรคสเปกตรัมในระบบสื่อสารเฉพาะกิจบางอย่าง เช่น ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ของวงการทหาร องค์ประกอบของระบบหลายส่วนยากต่อการควบคุม อีกทั้งความต้องการใช้งานระบบก็มีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มาก ทำให้การใช้วงจรกิจกรรมรหัสเอ็ม-ซีแควนเพียงชุดเดียวและอาศัยค่าออฟเซตที่ต่างกันไม่สามารถใช้กับสภาพแวดล้อมดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้ ความต้องการในการพัฒนารหัสชนิดใหม่ที่คุณสมบัติสหสัมพันธ์ที่ดีกว่ารหัสเอ็ม-ซีแควนจึงเป็นสิ่งจำเป็น และในราวปี ค.ศ.1967 Robert Gold ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ขึ้นซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสแบบใหม่นี้สร้างขึ้นจากวงจรกิจกรรมรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.13 จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของรหัสโกลด์ ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัสเอ็ม-ซีแควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $f_1(x)$ และ $f_2(x)$ มาบวกกันแบบมอดุโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับของชิปของรหัสโกลด์ตามต้องการ



รูปที่ 2.13 โครงสร้างทั่วไปของวงจรกิจกรรมรหัส gold-sequence

จุดที่น่าสนใจของรหัสโกลด์คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชิปรูปแบบต่าง ๆ ได้มากมาย หากเปรียบเทียบกับรหัสเอ็ม-ซีแควนที่ใช้ Shift Register ทั้งหมด r ตัวเท่ากัน กรณีรหัสเอ็ม-ซีแควนจะให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ และมีชุดรหัสเอ็ม-ซีแควนที่แตกต่างกันได้ทั้งหมด

เท่ากับจำนวนพหุนามพรีมีทีฟซึ่งสามารถหาได้ เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสเอ็ม-ซีแควนได้เท่ากับ 48 ชุด ส่วนกรณีของรหัสโกลด์เมื่อใช้ ชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด r ตัวในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ เท่ากับกรณีรหัสเอ็ม-ซีแควนแต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง $2^r + 1$ ชุด เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสโกลด์อยู่จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ากรณีของรหัสเอ็ม-ซีแควนมาก นอกจากนี้ถ้าลำดับชิปที่ได้จากรหัสโกลด์คู่ใดคู่หนึ่งมาพิจารณาในเชิงอตสหสัมพันธ์ข้ามพบว่า เราสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้ ซึ่งในประเด็นนี้จะได้กล่าวถึงในลำดับต่อไป

2.2 ทฤษฎีของเทคนิคเซฟเชิงเส้น

เทคนิคเซฟเชิงเส้น (Linear chirp) หรืออาจเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (Linear Frequency Modulation) [8] เป็นสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างมากในระบบเรดาร์ ซึ่งสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านนี้ยังมีอยู่อีกหลายแบบด้วยกัน โดยแต่ละแบบจะมีลักษณะเฉพาะตัวและวิธีการสร้างสัญญาณนั้นๆ ที่แตกต่างกันออกไป ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป รวมถึงตัวอย่างการนำสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น ไปประยุกต์ใช้ในการสร้างสัญญาณบีบอัดพัลส์ (Pulse Compression) ซึ่งเป็นเทคนิคที่เป็นประโยชน์มากสำหรับการใช้งานในยุทธวิธีทางทหาร

2.2.1 สัญญาณในระบบเรดาร์

ในระบบเรดาร์นั้นจะมีสัญญาณที่แตกต่างกันอยู่หลายชนิด ซึ่งการเลือกใช้สัญญาณแต่ละชนิดจะขึ้นอยู่กับการใช้งานในแบบต่างๆ อย่างเช่นการใช้งานเทคนิคบีบอัดพัลส์ (Pulse compression) ซึ่งการออกแบบสัญญาณชนิดจะต้องอาศัยความกว้างพัลส์ที่มากพอสำหรับการตรวจจับสัญญาณ (Detection) และแบนด์วิดท์ที่กว้างสำหรับการใช้งานที่ต้องการความแม่นยำ (Range resolution) รวมไปถึงสเปกตรัมของสัญญาณก็เป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งด้วย

กำลังเชิงสเปกตรัม (Power spectrum) ของสัญญาณใดๆ สามารถหาได้จากการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของฟังก์ชันอตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation Function) ของสัญญาณนั้นๆ ซึ่งฟังก์ชันอตสหสัมพันธ์ของสัญญาณยังมีผลต่อความแม่นยำในการใช้งานด้วย นั่นคือกราฟอตสหสัมพันธ์ที่แคบจะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้าง ซึ่งเป็นผลให้มีความแม่นยำที่ดี โดยที่แบนด์วิดท์และฟังก์ชันอตสหสัมพันธ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณ ไซน์ที่อยู่ภายในพัลส์นั่นเอง

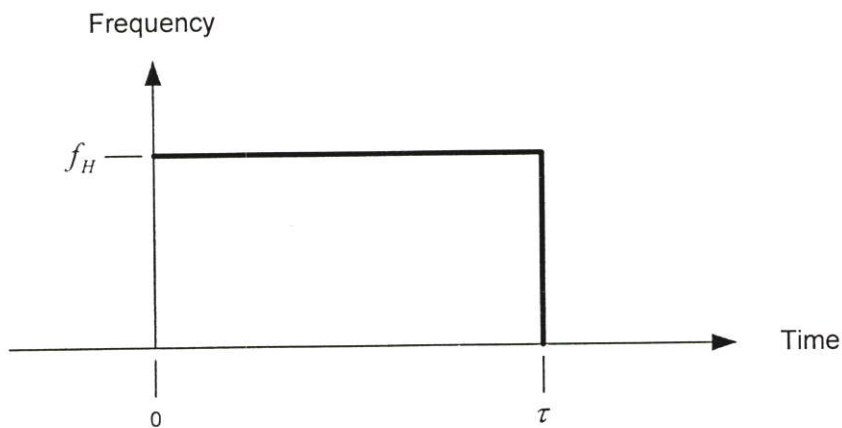
ลักษณะโดยทั่วไปของสัญญาณพัลส์ จะแสดงดังสมการนี้

$$v_{TX}(t) = [u(0) - u(\tau)]A_T \cos[\phi_T(t) + \phi_{T0}] \quad (2.9)$$

| | | |
|---------------|-----|---|
| โดยที่ $u(0)$ | คือ | ยูนิตสเต็ป (Unit step) ที่เวลาเท่ากับ 0 |
| $u(\tau)$ | คือ | ยูนิตสเต็ปที่เวลาเท่ากับ τ โดยผลต่างของ $u(0)$ และ $u(\tau)$ คือพัลส์ที่มีจุดเริ่มต้นที่เวลาเท่ากับ 0 และจุดสิ้นสุดที่เวลาเท่ากับ τ |
| $v_{TX}(t)$ | คือ | สัญญาณส่งในโดเมนเวลา |
| A_T | คือ | แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ |
| $\phi_T(t)$ | คือ | เฟสของสัญญาณส่ง |
| ϕ_{T0} | คือ | เฟสสัมบูรณ์ (Absolute phase) ของสัญญาณ (ส่วนใหญ่มีค่าเท่ากับ 0) |

ความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณแต่ละชนิดจะมีความแตกต่างกันที่ฟังก์ชันของเฟส $\phi_T(t)$ ในเกือบทุกๆกรณีเฟสของสัญญาณที่ส่งจะมีเท่ากับศูนย์และจะถูกกำหนดค่าเฟสอ้างอิงของระบบไว้

2.2.1.1 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง



รูปที่ 2.14 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง (CW) ในแกนความถี่กับเวลา

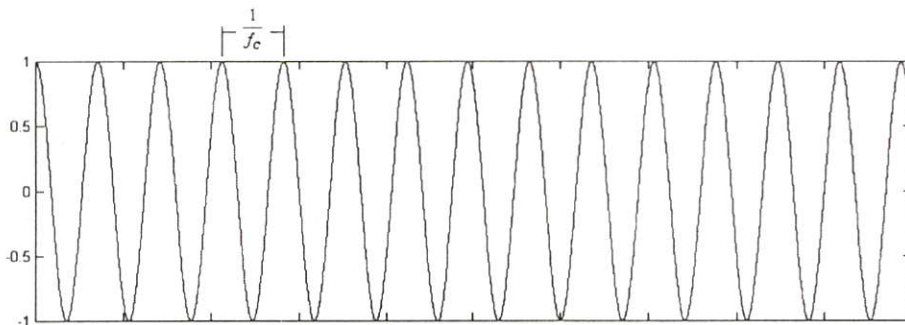
โดยปกติแล้วสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่อง (Continuous Wave: CW) จะมีสัญญาณไซน์ (Sinusoid) บรรจุอยู่ในช่วงเวลาของพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะมีความถี่คงที่ตลอดช่วงเวลาของพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.14 โดยจะแสดงสัญญาณในโดเมนเวลา ดังรูปที่ 2.15(a) และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 2.15(b) จากสมการที่ 2.7 เรากำหนดความถี่ให้เป็นความถี่คงที่ f_0 ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับเทอมของเฟสในสมการ โดยสามารถแสดงสัมพันธ์ระหว่างเฟสและความถี่ ได้ดังนี้

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt \quad (2.10)$$

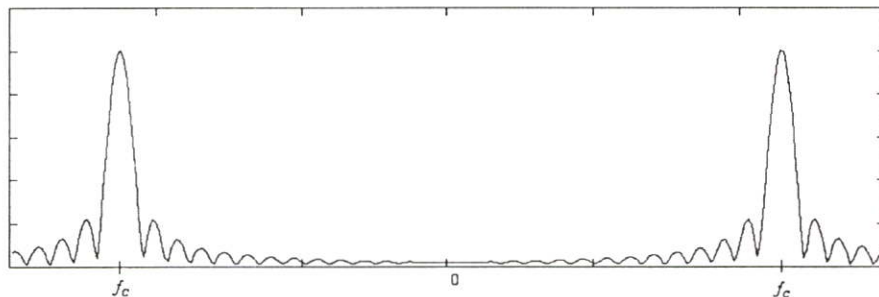
$$\omega(t) = 2\pi f(t) \quad (2.11)$$

$$f(t) = f_0$$

โดยที่ $f(t)$ คือ ฟังก์ชันความถี่ตามเวลาของสัญญาณ
 f_0 คือ ความถี่ของสัญญาณไซน์
 $\omega(t)$ คือ ฟังก์ชันความถี่เชิงมุม(Radian frequency) ของสัญญาณ



(a)



(b)

รูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)

(a) รูปสัญญาณทางเวลา

(b) สเปกตรัมของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.10 เรานำไปประยุกต์ในสมการที่ 2.9 จะสามารถสร้างสัญญาณที่มีเฟสดังนี้

$$\phi_{cw}(t) = 2\pi f_0 t \quad (2.12)$$

โดย $\phi_{cw}(t)$ คือ เทอมเฟสในสมการที่ 2.9
 t คือ เวลาตั้งแต่จุดเริ่มต้นของพัลส์

แบนด์วิดท์ของสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่องจะขึ้นอยู่กับ ความกว้างพัลส์ซึ่งมีผลต่อการตรวจจับและความแม่นยำของสัญญาณ โดยสเปกตรัมจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

- เอนVELOPE (Envelope) ของสเปกตรัมจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงค์ (Sinc function) ซึ่งสัมพันธ์กับความกว้างของพัลส์ โดยสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{Sinc}(X) = \frac{\text{Sin}(\pi X)}{(\pi X)} \quad (2.13)$$

$$E(f) = \frac{\text{Sin}[\pi(f - f_0)\tau]}{[\pi(f - f_0)\tau]} \quad (2.14)$$

โดยที่ $E(f)$ คือ เอนVELOPE ของสเปกตรัม
 f_0 คือ ความถี่กลาง
 τ คือ ความกว้างของพัลส์

- ความถี่กลาง (f_0) บนสเปกตรัมคือ ความถี่ของสัญญาณชายันในพัลส์
- แอมพลิจูดของสเปกตรัม จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้เอนVELOPE ของสัญญาณในโดเมนเวลา และแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณในโดเมนเวลาก็เป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้สเปกตรัมด้วย
- แบนด์วิดท์ของแมทช์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะสัมพันธ์กับความกว้างพัลส์

$$B \approx \frac{1}{\tau}$$

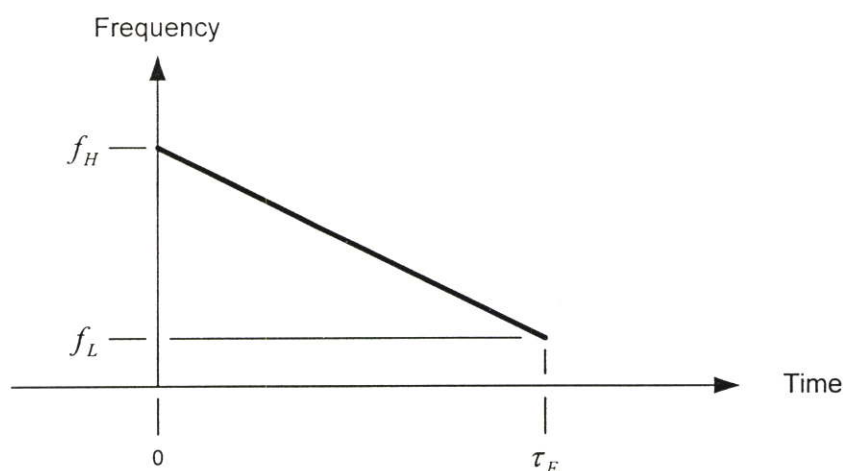
$$B\tau \approx 1$$

โดยที่ B คือ แบนด์วิดท์ของแมทช์ฟิลเตอร์ของสัญญาณ

2.2.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (Linear frequency modulation : LFM) เป็นสัญญาณที่ใช้ในงานด้านเรดาร์อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งตัวสัญญาณจะมีลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดช่วงของพัลส์ ที่ถูกเรียกชื่อเช่นนี้เพราะสัญญาณในแกนความถี่กับเวลา จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงไปตามแนวพัลส์ที่ส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.16 นอกจากนั้นสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นยังรู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า สัญญาณเชิพ (Chirp signal) และเราจะเรียกสัญญาณในรูปที่ 2.16 ว่า เชิพลง (Down chirp) เพราะมีลักษณะกวาดความถี่ลงตามเวลา ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมีลักษณะกวาดความถี่จากต่ำไปหาความถี่สูงแล้วเราจะเรียกว่าเชิพขึ้น (Up chirp) ทั้งสัญญาณที่มีการมอดูเลตชนิดนี้และชนิดอื่น ๆ นั้นความของแบนด์วิดท์

จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตไม่ใช่ความกว้างของพัลส์ นั่นคือเราสามารถมอดูเลตสัญญาณที่มีลักษณะแบนด์วิดท์กว้างไปพร้อมกับพัลส์กว้างได้



รูปที่ 2.16 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ในแกนความถี่กับเวลา

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) สามารถอธิบายตามสมการที่ 2.9 ด้วยเทอมเฟสในสมการที่ 2.10 และ 2.11 โดยฟังก์ชันความถี่ $f(t)$ ที่อยู่ในพัลส์จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้น (Linear function) ตามเวลา ดังนั้นอัตราส่วนของความถี่ต่อเวลาในพัลส์จึงเป็นค่าคงที่ โดยแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{df_{LFM}(t)}{dt} = \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \quad (2.15)$$

โดยที่ $f_{LFM}(t)$ คือ ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous frequency) ที่อยู่ในพัลส์ ซึ่งจะแปรผันตามเวลา

$\frac{d}{dt}$ คือ ค่าอัตราส่วนต่อเวลา (Time derivative)

f_B คือ ความถี่ที่จุดเริ่มต้นในพัลส์

f_F คือ ความถี่ที่จุดสิ้นสุดในพัลส์

τ_E คือ ความเวลาของพัลส์

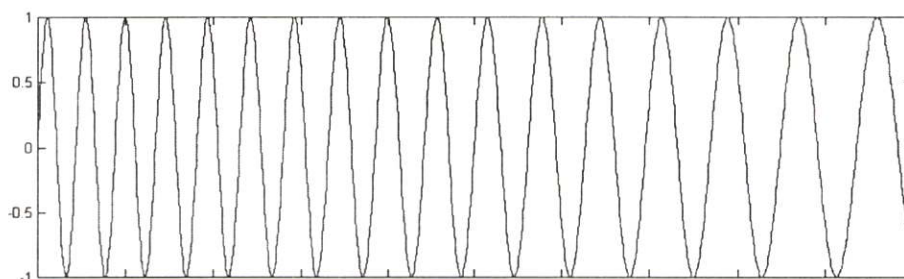
ในรูปที่ 2.17 จะเป็นสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นแบบเชิพลง (Down chirp) ซึ่งมีความถี่เริ่มต้นเป็นความถี่สูง (f_H) และมีความถี่สิ้นสุดเป็นความถี่ต่ำ (f_L) โดยความถี่ชั่วขณะที่อยู่ในพัลส์จะมี

ค่าเท่ากับผลการอินทิเกรต (Integration) ของสมการที่ 2.15 ซึ่งค่าคงที่ (Constant) ที่ได้จากการอินทิเกรตจะเท่ากับค่าความถี่เริ่มต้นนั่นเอง ดังแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

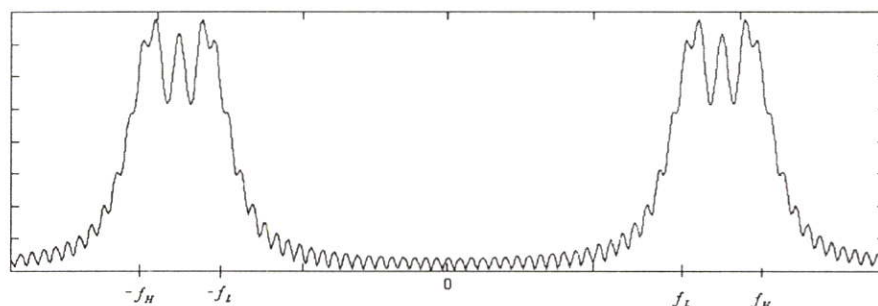
$$f_{LFM}(t) = \left[\frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \right] t + f_B \quad (2.16)$$

จากสมการที่ 2.10 และ 2.11 เราสามารถสร้างสมการเฟสของสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ได้ดังนี้

$$\phi_{LFM}(t) = \frac{\pi(f_B - f_F)}{\tau_E} t^2 + 2\pi f_B t + \phi_{T0} \quad (2.17)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM)

(a) รูปสัญญาณทางเวลา (Down Chirp)

(b) สเปกตรัมของสัญญาณ

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) และสเปกตรัมที่ถูกคำนวณออกมาและคุณลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณ จะเป็นไปตามเงื่อนไข

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะไม่ลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม (Rectangular) และลักษณะของพื้นที่ผลคูณของความกว้างพัลส์และแบนด์วิดท์ (Pulsewidth-Bandwidth product หรือ Time-Bandwidth product) จะเป็นสี่เหลี่ยม
- ความถี่กลาง (f_0) บนสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ระหว่างความถี่สูงและความถี่ต่ำนั้น คือ

$$f_0 = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (2.18)$$

โดยที่ f_H คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์
 f_L คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์

- แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะไม่ขึ้นอยู่กับความกว้างพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่เท่านั้น โดยความกว้างของพัลส์บีบอัด (Compressed pulse width) จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ดังนี้

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.19)$$

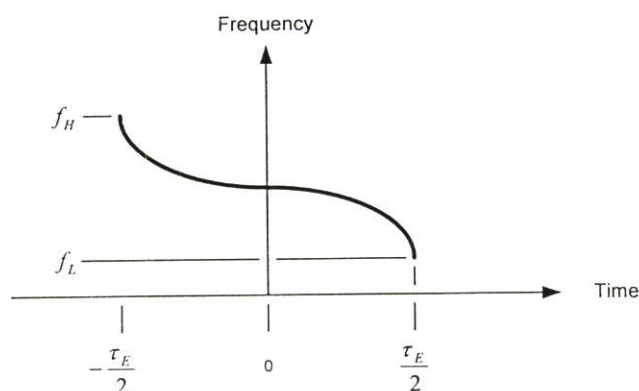
$$\tau_C B \approx 1 \quad (2.20)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (2.21)$$

$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.22)$$

โดยที่ τ_C คือ คาบเวลาของพัลส์บีบอัด

2.2.1.3 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น



รูปที่ 2.18 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่-เวลา

สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น(Non-Linear frequency modulation : NLFM) จะลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดพัลส์ แต่ไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา โดยจะมีสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นที่แตกต่างกันอยู่มากมายซึ่งทุกๆแบบจะมีความสัมพันธ์ของความถี่-เวลา และลักษณะของสเปกตรัมที่เฉพาะตัวในแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างลักษณะความสัมพันธ์ความถี่-เวลารูปแบบหนึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.18 กราฟสัญญาณทางความถี่-เวลานี้เป็นสมการกำลังสองแบบไม่สมมาตร(Non-Symmetrical quadratic) ซึ่งมีลักษณะเป็นกราฟพาราโบลา (Parabola) ที่แยกออกเป็นช่วงแรกและช่วงหลัง ดังแสดงในสมการที่ 2.21 โดยสัญญาณจะเป็นแบบเชิงพลง ในเทอมแรกของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งแรกของพัลส์และเทอมที่สองของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งหลังของพัลส์

$$f_{NLQ}(t) = + \left\{ \left[u\left(\frac{-\tau_E}{2}\right) - u(0) \right] \frac{4(f_B - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} + \left\{ \left[u(0) - u\left(\frac{\tau_E}{2}\right) \right] \frac{4(f_F - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} \quad (2.23)$$

| | | |
|--------|------------------|--|
| โดยที่ | $f_{NLQ}(t)$ คือ | ความถี่ของสัญญาณซึ่งเป็นสมการกำลังสองไม่เชิงเส้น |
| | $u(t)$ คือ | ฟังก์ชันยูนิตสเต็ป (Unit step function) |
| | τ_E คือ | คาบเวลาของพัลส์ |
| | f_B คือ | ความถี่เริ่มต้น |
| | f_0 คือ | ความถี่กลาง |
| | f_F คือ | ความถี่สิ้นสุด |

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เริ่มต้น ความถี่กลางและความถี่สิ้นสุดของสมการข้างต้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{(f_B - f_F)}{2} \quad (2.24)$$

คุณสมบัติอีกอย่างหนึ่งของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น (NLFM) คือ จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการบีบอัดพัลส์ (Pulse Compression) ซึ่งสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะมีผลโดยตรงสำหรับการประมวลสัญญาณแบบนี้

สเปกตรัมของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น (NLFM) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะทางความถี่-เวลา ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลาของสัญญาณ

- ความถี่กลางของสเปกตรัม จะอยู่ระหว่างความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด แต่ไม่จำเป็นต้องอยู่ที่ตำแหน่งจุดกึ่งกลางของพัลส์เวลา โดยจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลา
- แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา อธิบายได้ดังนี้

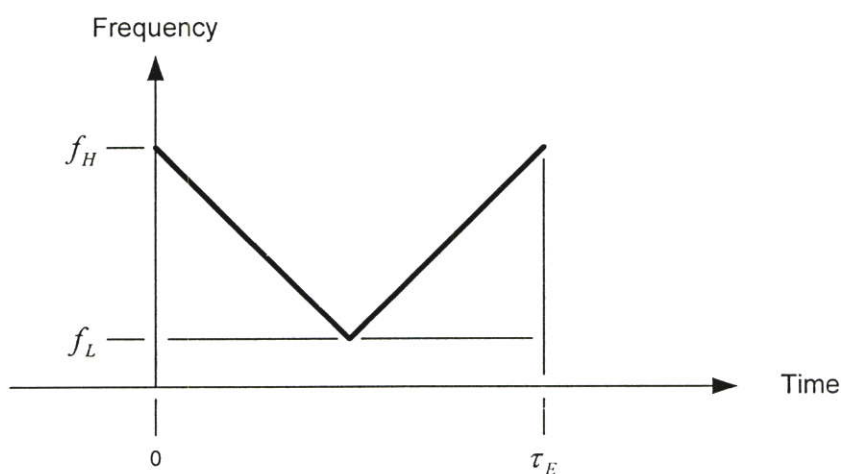
$$\tau_c B \gg 1 \quad (2.25)$$

$$B < f_H - f_L \quad (2.26)$$

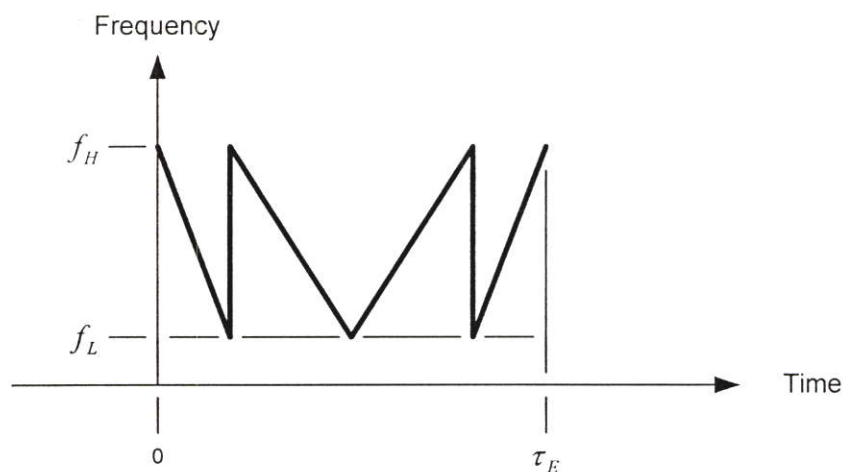
$$\tau_c \approx \frac{1}{B} \quad (2.27)$$

2.2.1.4 สัญญาณวี-เอฟเอ็ม

สัญญาณวี-เอฟเอ็ม (V-FM) จะประกอบด้วยความถี่กวาดที่กวาดไปยังทิศทางหนึ่งสำหรับช่วงแรกของพัลส์ และกวาดไปยังอีกทิศทางหนึ่งในช่วงถัดไปของพัลส์ การกวาดความถี่อาจไม่จำเป็นต้องมีลักษณะฟังก์ชันเชิงเส้นเสมอไปก็ได้ โดยในที่นี้จะแยกสัญญาณวี-เอฟเอ็มเป็น 2 ชนิด คือ สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย (Simple V-FM) และแบบซับซ้อน (Complex V-FM) ดังแสดงในรูป 2.19



(ก)



(๑)

รูปที่ 2.19 แสดงสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มในทางความถี่-เวลา

(ก) สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบง่าย(Simple V-FM)

(๑) สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบซับซ้อน(Complex V-FM)

สเปกตรัมของสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบง่าย จะเหมือนกับสเปกตรัมของแสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นในรูปที่ 2.19 และเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะมีลักษณะคล้ายรูปสี่เหลี่ยมถ้าการกวาดความถี่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา และลักษณะเอนเวโลปของสเปกตรัมยังเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะการกวาดความถี่ด้วย
- ความถี่กลางของสเปกตรัม(f_0) จะอยู่ระหว่างความสูงสุดและต่ำสุด ถ้าการกวาดความถี่เป็นแบบเชิงเส้น

$$f_0 = \frac{(f_H - f_L)}{2} \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.28)$$

- แบนด์วิดท์ของเมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.29)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.30)$$

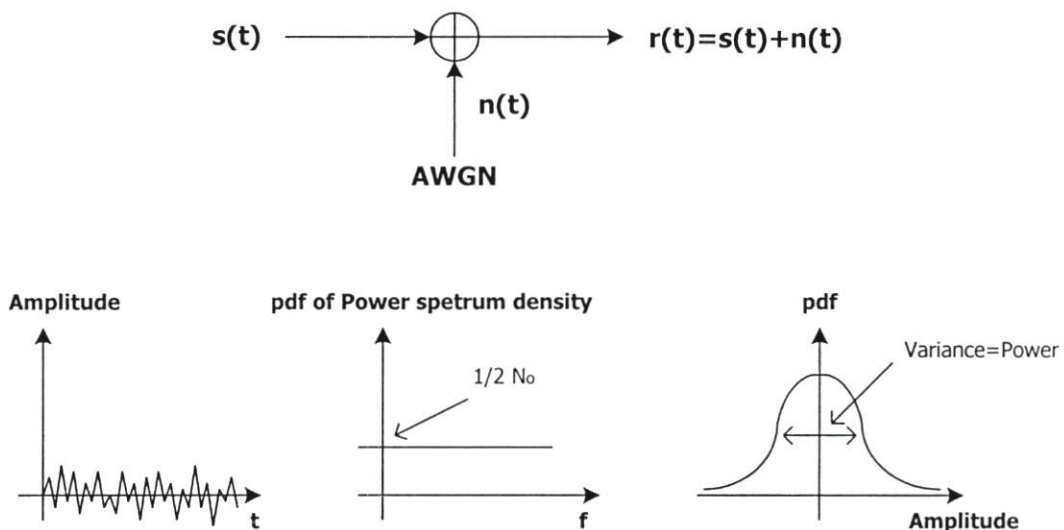
$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.31)$$

2.3 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ

2.3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)

จากรูปที่ 2.20 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิจาก (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ 2.32

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.32)$$

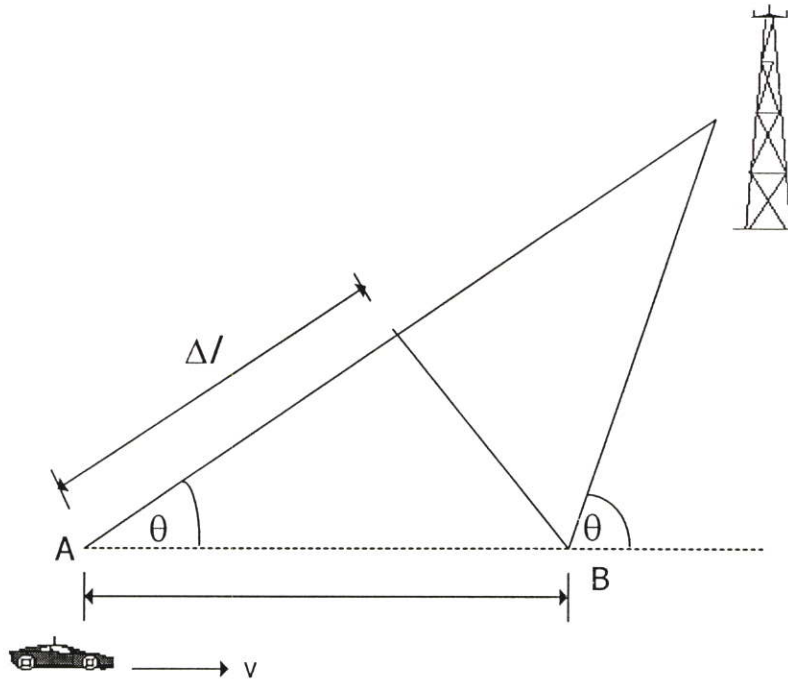


รูปที่ 2.20 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว

2.3.2 ปรากฏการณ์คอปเปอเรชัน

ปรากฏการณ์คอปเปอเรชันเกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์ที่กล่าวถึงนี้พบเห็นได้บ่อยครั้งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่น การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ส่วนตัวหรือรถไฟที่มีการเคลื่อนที่ เราสามารถ

คำนวณค่าของความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ดังนี้ พิจารณาอุปกรณ์โทรศัพท์ที่ในรถคันหนึ่งซึ่งมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ v ระหว่างจุด A และ B เป็นระยะทางเท่ากับ d ในการคำนวณนี้เราสมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณของสถานีฐานอยู่ห่างไกลออกไป จนทำให้เส้นทางการเดินทางของคลื่นทั้งสองที่ไปยังตำแหน่ง A และ B แทบจะตีคู่ขนานกันไป ดูรูปที่ 2.21 ประกอบ



รูปที่ 2.21 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ

จากรูปที่ 2.21 จะเห็นว่าความแตกต่างของระยะทางที่คลื่นใช้การเดินทางจากแหล่งกำเนิดไปยังจุด A และ B มีค่าเท่ากับ $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ เมื่อ Δt คือ เวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่จากจุด A ไปยังจุด B และสมมติว่า θ ที่จุด A และ B มีค่าเท่ากัน (เนื่องจากถือว่าแหล่งกำเนิดอยู่ไกลมาก ซึ่งจะประมาณได้ว่าคลื่นเดินทางมาขนานกัน) ดังนั้นจะสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากระยะทางที่ต่างกันได้จาก

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t \cos\theta}{\lambda} \quad (2.33)$$

จะได้ว่าความถี่ที่เลื่อนไปหรือดอปเปลอร์ซีฟต์ f_i มีค่าเท่ากับ

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (2.34)$$

$$= \frac{v \cos \theta}{\lambda}$$

หรือจะเขียนในรูปที่กระชับได้เป็น

$$f_i = f_d \cos \theta \quad (2.35)$$

โดย $f_d = \frac{v}{\lambda}$ และเรียก f_d ว่าเป็นค่าดอปเปลอร์ชีพต์สูงสุด ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณได้จากความเร็วของเครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.34 จะเห็นได้ว่า ดอปเปลอร์ชีพต์จะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ และมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับทิศทางที่คลื่นเดินทางมาถึง สังเกตว่า ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่มีการเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิด จะได้ว่า θ เท่ากับ 0 และดอปเปลอร์ชีพต์มีค่าเป็นบวก (ความถี่เพิ่มขึ้น) แต่ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะได้ว่า θ เท่ากับ 180 และ ดอปเปลอร์ชีพต์มีค่าเป็นลบ (ความถี่ลดลง)

2.3.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh

โดยทั่วไปการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักอยู่สูงจากพื้นผิวไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆ รอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทางและโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วยเมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้งไม่เพียงเท่านั้นถ้าเราพิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อนำปัญหาของดอปเปลอร์ชีพต์มาคิดประกอบด้วย กล่าวคือจะรวมเอาผลกระทบของดอปเปลอร์ชีพต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับสัญญาณมาพิจารณาร่วมด้วย

พิจารณาการส่งผ่านสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่เดียว f_0 ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ a เมื่อนำมาแสดงในรูปของเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้เป็น

$$s(t) = a \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2.36)$$

สัญญาณนี้เมื่อได้รับการส่งบนช่องสัญญาณมัลติพาท ภาครับจะได้รับสัญญาณนี้จากหลายทิศทางโดยมีแอมพลิจูดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อนำสัญญาณส่วนต่างๆ เหล่านี้มาบวกรวมกันจะได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_i \exp\{j[2\pi(f_0 + f_d \cos\theta_i)t + \phi_i]\} \quad (2.37)$$

ในสมการได้สมมติว่ามีสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด n เส้นทาง แต่ละเส้นทางมีแอมพลิจูดเท่ากับ a_i มีค่าเฟสเท่ากับ ϕ_i และค่าคอปเปลอร์ชิฟต์เท่ากับ $f_d \cos\theta_i$ ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ (θ_i) และค่าคอปเปลอร์ชิฟต์สูงสุดคือ $f_d = \frac{V}{\lambda}$ เมื่อจัดรูปสัญญาณใหม่จะได้

$$r(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i]) \quad (2.38)$$

ถ้าหากเราจะจัดสัญญาณที่ได้นี้ให้อยู่ในรูป

$$r(t) = r \exp[j(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (2.39)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} r \exp(j\phi) &= \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i]) \\ &= \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) \end{aligned} \quad (2.40)$$

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของตัวแปร x และ y ดังนี้

$$r \exp(j\phi) = x + jy \quad (2.41)$$

โดย

$$x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) \quad \text{และ} \quad y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) \quad (2.42)$$

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง r และ x, y ก็สามารแสดงได้ดังนี้

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (2.43)$$

$$x = r \cos \phi \quad (2.44)$$

$$y = r \sin \phi \quad (2.45)$$

เมื่อพิจารณาค่าของ $x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i)$ จะพบว่าเนื่องจากแอมพลิจูด a_i เป็นตัวแปรแรนดอม มุม θ_i ระหว่างทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม และเฟส ϕ_i ก็เช่นกันสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2π ฉะนั้น x จึงเป็นค่าที่ได้จากการบวกตัวแปรแรนดอมจำนวน n ตัวเข้าด้วยกัน ซึ่งถ้าหาก n มีค่าใหญ่พอเราสามารถนำทฤษฎีบท central limit theorem มาใช้เพื่อสรุปว่าตัวแปรแรนดอม x มีการกระจายแบบ Gaussian โดยมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวนเรียนซ์เท่ากับ σ_x^2 ฉะนั้น ตัวแปรแรนดอม x มีการกระจายดังนี้

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right] \quad (2.46)$$

เราสามารถอาศัยแนวความคิดในลักษณะเดียวกันนี้ ในการพิจารณาถึงคุณลักษณะของตัวแปร $y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_k \cos \theta_i t + \phi_i)$ ว่ามีการกระจายแบบเกาส์ด้วย โดยตัวแปรแรนดอม y มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวนเรียนซ์ σ_y^2 ทั้งนี้ $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$ และจะขอกำหนดให้เท่ากับ σ^2 ฉะนั้นตัวแปรแรนดอม y มีการกระจายดังนี้

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right] \quad (2.47)$$

เมื่อทราบถึงคุณลักษณะของ x และ y แล้ว เรื่องต่อไปที่จะพิจารณา คือ คุณลักษณะเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับ ซึ่งคือค่า r นั้นเอง จากสมการ 2.43 จะเห็นว่า r มีความสัมพันธ์โดยตรงกับ x และ y ฉะนั้นเราจะอาศัยคุณสมบัติการแปลงตัวแปรแรนดอมตามทฤษฎีความน่าจะเป็นจาก x และ y ไปเป็น r และ ϕ การแปลงที่ว่าเป็นเรื่องที่ไม่ยากนัก ฉะนั้นเราจึงสามารถสรุปได้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ r เป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบ Rayleigh (Rayleigh distribution) ดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.48)$$

โดยที่ σ คือแรงดัน rms ของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนVELOปีเทกชัน และ σ^2 คือกำลังเฉลี่ยทางเวลาของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนVELOปีเทกชันเช่นกัน ส่วนเฟสของสัญญาณเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง $-\pi$ ถึง π ดังนี้

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (2.49)$$

2.3.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rician

เป็นแบบจำลองการจางหายบนช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมืองซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 - a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{ar}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.50)$$

เมื่อ $I_0(x)$ คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

2.3.5 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami

เป็นแบบจำลองการจางหายบนช่องสัญญาณที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เาคู่พุดของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (Signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ 2.51

$$p_{r_1}(r) = 2 \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \frac{r^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left[-\frac{m_1}{\Omega_1} r^2\right] \quad \text{เมื่อ } r \geq 0 \quad (2.51)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[(r_1^2 - \Omega_1^2)^2]} \geq 0.5 \quad (2.52)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

(ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่

(ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

| | |
|------------------------|---|
| $m = 1$ | คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh |
| $m = 0.5$ | คือ การแจกแจงแบบ Gaussian ข้างเดียว |
| $m \rightarrow \infty$ | คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการ फैนของสัญญาณ |

2.3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท

ในการศึกษาพัฒนาและวิจัยระบบสื่อสารสัญญาณไร้สาย เรามักอาศัยโปรแกรมจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบที่สนใจ ในส่วนของช่องสัญญาณก็เช่นกัน จำเป็นต้องมีการพัฒนาแบบจำลองที่สามารถนำมาใช้งานได้จริง ในลำดับต่อไปนี้จะกล่าวถึงวิธีการสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาทเพื่อใช้สำหรับการเขียนโปรแกรมจำลองด้วยระบบคอมพิวเตอร์

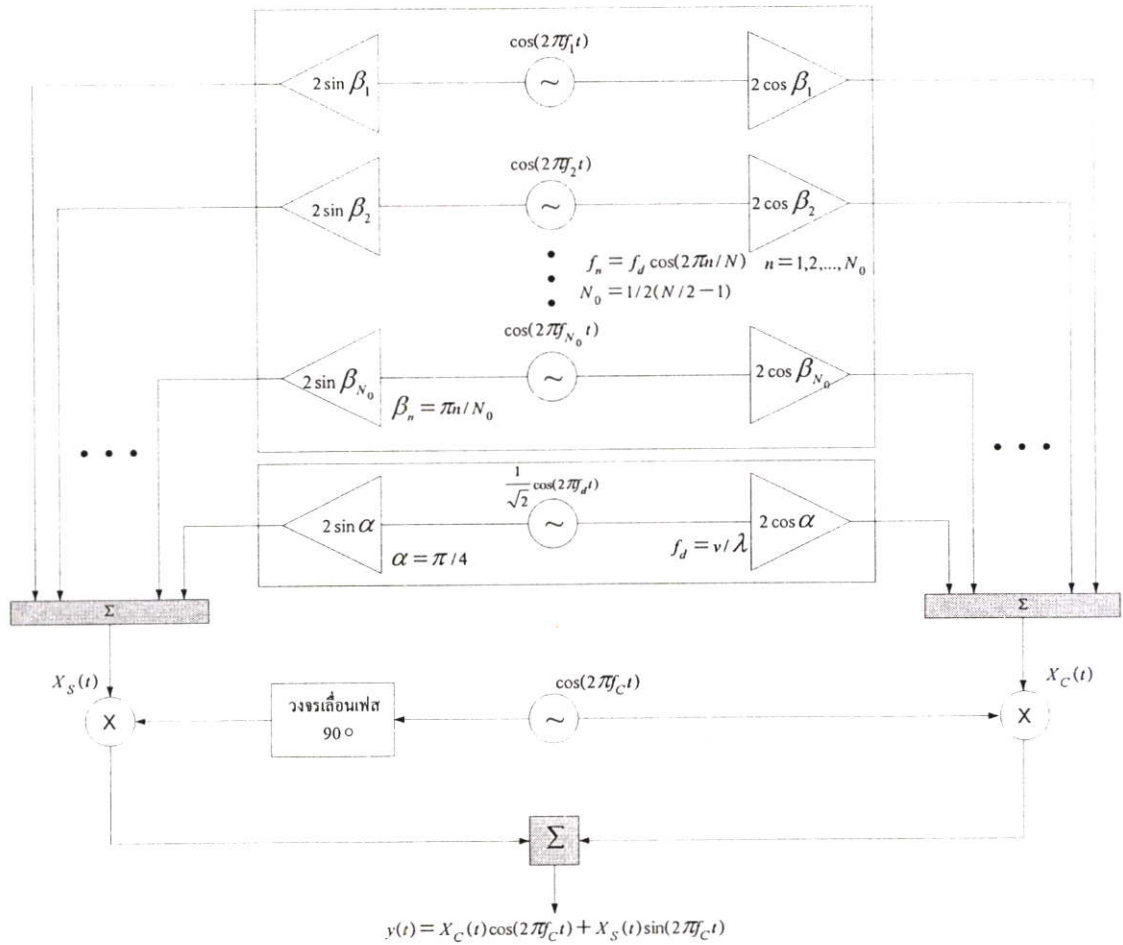
2.3.6.1 แบบจำลองของ Jakes

สำหรับวิธีการของ Jakes นั้นอาศัยโครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาทตามในรูปที่ 2.22 พิจารณาจากรูปจะเห็นว่าแบบจำลองประกอบด้วยวงจรรอสซิวเลเตอร์ความถี่ต่ำจำนวน N_0 ชุด ที่มีค่าความถี่เท่ากับค่าคอปเปลอร์ชิฟต์ค่าต่างๆ กัน และวงจรรอสซิวเลเตอร์อีกหนึ่งตัวที่ความถี่คอปเปลอร์ชิฟต์สูงสุด f_d องค์ประกอบความถี่ทั้งหมดนี้มีหน้าที่จำลองสัญญาณความถี่ที่เลื่อนไปจากความถี่คลื่นพาห้ f_0 สังเกตว่าองค์ประกอบความถี่ของวงจรรอสซิวเลเตอร์ N_0 ชุด จะกำหนดให้มีแอมพลิจูดเป็น 1 ทั้งหมด ส่วนองค์ประกอบความถี่ตัวสุดท้ายที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ สำหรับค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์แต่ละตัวกำหนดให้มีค่าเท่ากับ

$$f_n = f_d \cos(2\pi n / N) \quad \text{สำหรับ } n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.53)$$

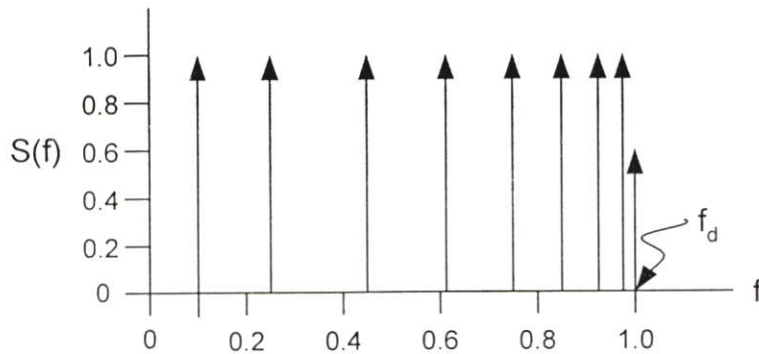
โดย $f_d = \frac{v}{\lambda}$ ซึ่งเป็นค่าคอปเปลอร์ชิฟต์สูงสุด และ N มีความสัมพันธ์กับ N_0 ดังนี้คือ

$$N_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad \text{โดยมีข้อกำหนดอีกด้วยว่า } N/2 \text{ เป็นจำนวนเต็มคี่}$$



รูปที่ 2.22 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาตามแบบของ Jakes

เมื่อนำองค์ประกอบความถี่ทั้งหมดที่ใช้มาวัดเป็นตัวอย่างรูปสเปกตรัมความถี่จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.23 ในรูปเป็นกรณีที่กำหนดให้ $N_0 = 8$ และ $N = 34$



รูปที่ 2.23 สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ สำหรับกรณี $N_0 = 8$ และ $N = 34$

สำหรับค่าของเฟส β_n จะได้รับการกำหนดให้มีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงกับสภาพที่ต้องการ คือ ให้เฟสเป็นการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง $0-2\pi$ คือมีความน่าจะเป็นในการเกิดของเฟสแต่ละค่าเท่าๆ กันกับ $1/2\pi$ ดังนั้น β_n จึงกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\pi n/N_0$ สำหรับ $n=1,2,\dots,N_0$

จากรูปที่ 2.22 ไม่ยากนักที่จะแสดงให้เห็นว่า $X_C(t)$ และ $X_S(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$X_C(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \cos \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.54)$$

$$X_S(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \sin \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.55)$$

ในการสร้างสัญญาณ $y(t)$ ให้มีเฟสเป็นแรนดอมและมีการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง $0-2\pi$ จะต้องทำให้เงื่อนไขดังต่อไปนี้เป็นจริง $\langle x_C^2 \rangle \approx \langle x_S^2 \rangle$ และ $\langle x_C x_S \rangle \approx 0$

จากสมการ 2.54 และ 2.55 เราสามารถคำนวณหาค่า $\langle x_C^2 \rangle$, $\langle x_S^2 \rangle$ และ $\langle x_C x_S \rangle$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \langle x_C^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha \\ &= N_0 + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \\ \langle x_S^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha \\ &= N_0 + \sin^2 \alpha - \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \\ \langle x_C x_S \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \end{aligned}$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้นี้ เราสามารถกำหนดค่า β_n และ α ที่เหมาะสมเพื่อให้เงื่อนไขทั้งสองข้อที่กล่าวถึงข้างต้นเป็นจริงได้

2.3.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด

จากที่ได้อธิบายมาตั้งแต่ต้นแล้วว่า เส้นทาง การแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานมีได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วนมักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงระหว่างภาคส่งและภาครับ (Line of sight: LOS) สัญญาณส่วนนี้มักจะเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณส่วนอื่นที่มี

การตกกระทบพื้นผิวของวัสดุและเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับสัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณแต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า ดีเลย์สเปรด (Delay Spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน

การวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณในหัวข้อก่อนหน้านี้ทั้งหมดยังไม่ได้มีการนำปัญหาของดีเลย์สเปรด มาคิดแต่อย่างใด เพราะเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่ทำการวิเคราะห์ภายใต้สมมติฐานที่ว่าคลื่นสัญญาณของแต่ละเส้นทางเดินทางถึงภาครับพร้อมกัน หรือในเวลาใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตาม ในสภาพความเป็นจริงคลื่นสัญญาณที่รับได้ย่อมจะมาถึงภาครับไม่พร้อมกัน และแน่นอนว่าเวลาการมาถึงของสัญญาณที่แตกต่างกันย่อมจะส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของสัญญาณที่รับได้ โดยทั่วไปผลกระทบของดีเลย์สเปรด จะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งเมื่อเปรียบเทียบกับส่วนกลับของค่าความแตกต่างของเวลาการมาถึงระหว่างคลื่นสัญญาณแต่ละเส้นทาง กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิธที่แคบมากเมื่อเทียบกับส่วนกลับของความแตกต่างของเวลาการมาถึง เราสามารถละทิ้งผลกระทบของดีเลย์สเปรดได้ แต่หากสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิธที่สูงมากขึ้น ในการวิเคราะห์แบบจำลองช่องสัญญาณ มัลติพาท จำเป็นที่เราจะต้องนำปัญหาของดีเลย์สเปรด มาร่วมคิดด้วย

พิจารณาตัวอย่างการส่งผ่านสัญญาณในพื้นที่การใช้งานบริเวณแคบ ๆ เช่น ในอาคารสำนักงานทั่วไปดีเลย์สเปรด มีค่าประมาณไม่เกิน $1 \mu s$ หากมีการใช้งานระบบสื่อสารดิจิทัลย่านความถี่ 900 MHz ที่อัตราส่งเท่ากับ 200 kbps การส่งบิตข้อมูลหนึ่งบิตจะใช้เวลา $5 \mu s$ นั้นหมายความว่าในการส่งบิตข้อมูลแต่ละบิตส่วนท้ายของบิตนั้นจะไปทับซ้อนกับส่วนต้นของบิตถัดไปอยู่ถึง 20% หากพื้นที่การให้บริการครอบคลุมบริเวณที่กว้างขึ้น เช่น ในบริเวณชานเมือง หรือในชนบทดีเลย์สเปรด ก็จะมีค่ามากขึ้น ปัญหาการทับซ้อนกันของสัญญาณระหว่างบิต หรือสัญญาณก็จะรุนแรงมากขึ้น ฉะนั้นในสถานการณ์เช่นนี้หากต้องการลดผลกระทบของการซ้อนทับกันของบิต หรือสัญญาณที่ติดกันก็จำเป็นต้องชะลอการส่งบิตแต่ละบิตให้ห่างกันมากขึ้น ซึ่งหมายถึงการลดอัตราการส่งบิตข้อมูลนั่นเอง จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการรบกวนกันของสัญญาณที่เกิดจากปัญหามัลติพาท เกิดขึ้น และเป็นปัญหาที่มีความสำคัญต้องนำมาพิจารณาประกอบในการออกแบบวงจรภาครับสัญญาณ เช่น หากไม่ต้องการลดอัตราการส่งลงก็อาจจะต้องมีการนำวงจรปรับรูปสัญญาณที่เรียกว่า Equalizer มาช่วยแก้ปัญหาเหล่านี้

ในการทดสอบช่องสัญญาณระหว่างภาครับและภาคส่งที่กำลังใช้งานว่ามีคุณลักษณะในเชิงของดีเลย์สเปรด อย่างไรสามารถทำได้โดยให้ภาคส่งกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ $a_0\delta(t)$ ออก และภาครับตรวจจับการมาถึงของสัญญาณดังกล่าว พิจารณาสถานการณ์ตัวอย่างการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องรับโทรศัพท์ในรถยนต์ในรูปที่ 2.24 (ก) จากรูปจะเห็นว่าคลื่นสัญญาณเคลื่อนที่ไปยังภาครับจำนวน 3 เส้นทาง โดยที่แต่ละเส้นทางมีระยะทางความยาวไม่เท่ากัน ฉะนั้น

สัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจึงเดินทางถึงจุดหมายไม่พร้อมกัน และโดยทั่วไปแอมพลิจูดของสัญญาณของแต่ละส่วนเมื่อถึงภาครับก็มิมีขนาดไม่เท่ากันด้วย เหตุการณ์ที่อธิบายนี้ก็คือ ตัวอย่างของมัลติพาทนั่นเอง ถ้าจะแสดงสัญญาณที่รับได้ในรูปของผลรวมของสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจะได้รูปสัญญาณเป็นดังสมการต่อไปนี้

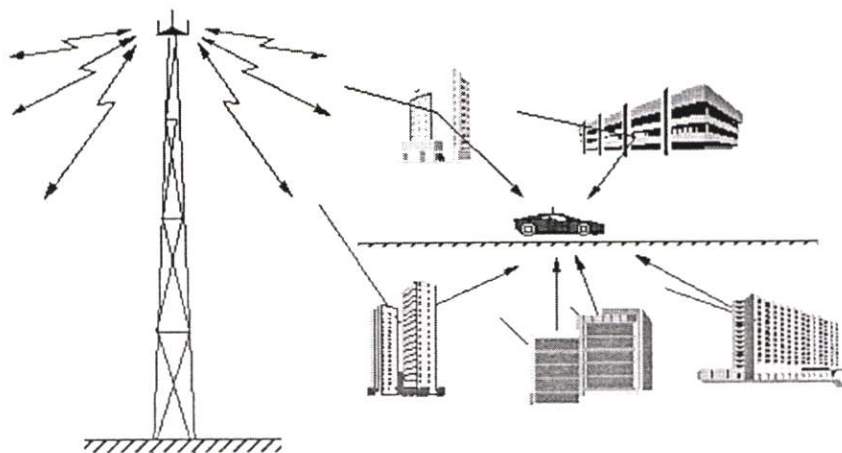
$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.56)$$

โดย n คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณ a_i

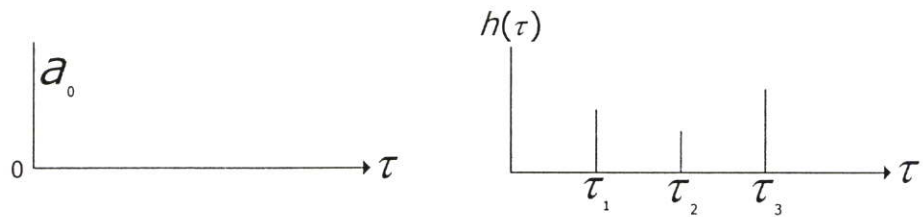
θ_i คือ แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเส้นทางที่ i

τ_i คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่ i

โดยทั่วไปสัญญาณที่เดินทางบนเส้นทางที่ไกลกว่าก็จะมีค่าเวลาประวิง τ_i มากกว่า และขนาดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับก็จะมีแอมพลิจูด a_i ที่ต่ำกว่าด้วย แต่ในสภาพแวดล้อมบางอย่างเช่นในเมืองใหญ่ พื้นผิวสะท้อนของวัตถุ ตึกสูง หรืออาคารอาจมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันได้ค่อนข้างมาก ทำให้บางทีคลื่นสัญญาณที่เดินทางไกลแต่ระหว่างทางสะท้อนกับผิวที่มีการสูญเสีย น้อย ก็อาจจะมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าคลื่นสัญญาณที่เดินทางระยะสั้น ๆ ได้ ถ้าพิจารณาสัญญาณดังกล่าว ต้องกระทบกับพื้นผิวที่มีการดูดซับสัญญาณมาก ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.24 (ก) ซึ่งแสดงคุณลักษณะดีเลย์สเปรด ของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณซึ่งเดินทางบนเส้นทางไกลที่สุดคือเส้นทางที่ 3 อาจมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าเส้นทางที่สั้นกว่าดังเช่นเส้นทางที่ 2 ได้



(ก) สภาพทางกายภาพ



(จ) รูปสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่รับได้ในรถยนต์

รูปที่ 2.24 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท

นอกจากนี้แล้วหากเราทดสอบส่งสัญญาณอิมพัลส์มากกว่าหนึ่งครั้ง เราจะพบอีกด้วยว่า คุณลักษณะดีเลย์สเปรด ของช่องสัญญาณก็มีได้เหมือนเดิมแต่อย่างไร เพราะสภาพแวดล้อมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลา สืบเนื่องจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์เอง หรือเกิดจากการเคลื่อนไหวของวัตถุรอบข้าง และด้วยคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มักจะมีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลานี้เอง จึงต้องมีการปรับฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.56 จากเดิม $h(\tau)$ ให้เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นกับเวลา t ด้วย ผลที่ได้คือ

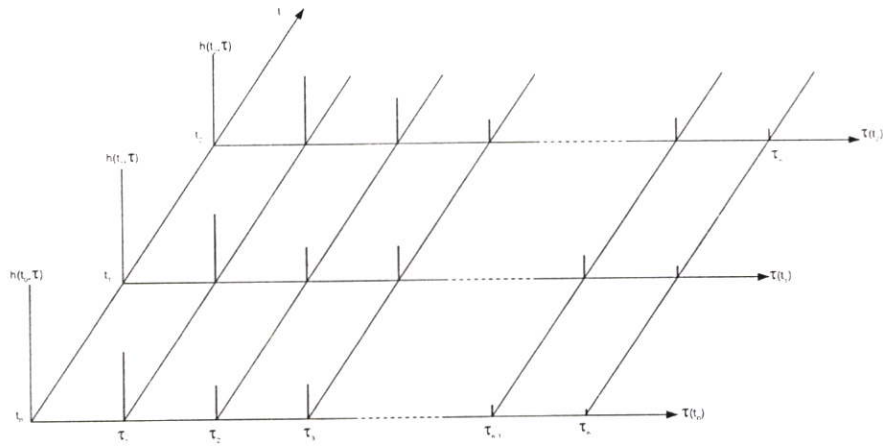
$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^n a_i(t, \tau) \exp[-j\theta_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.57)$$

โดย $a_i(t, \tau)$ คือ ค่าแอมพลิจูดที่เป็นค่าจริงของสัญญาณเส้นทางที่ i

$\theta_i(t, \tau)$ คือ ค่าของเฟสที่มีการเลื่อนไปจากเดิมเนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณบนเส้นทางที่ i

$\tau_i(t)$ คือ ค่าดีเลย์ของเส้นทางที่ i

โดยทั้งสามค่าวัด ณ ที่เวลาที่ t เพื่อให้เราสามารถเห็นภาพได้มากขึ้น จะขอยกตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(t, \tau)$ ที่มีการแปรเปลี่ยนตามเวลา t ในรูปของกราฟที่ใช้ระบบตามแกนดังในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบแทนของอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท

จากผลการวัดคุณลักษณะฟังก์ชันผลตอบแทนของอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท เราสามารถนำมาคำนวณเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เราสนใจได้ดังนี้

ค่าเฉลี่ยของดีเลย์

ค่าพารามิเตอร์แรกที่พิจารณาคือ ค่าเฉลี่ยของดีเลย์ (Mean excess delay) ซึ่งนิยามให้มีค่าเท่ากับ

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i}{\sum_i P(\tau_i)} \tag{2.58}$$

โดย $P(\tau_i)$ คือ กำลังของสัญญาณเส้นทางที่ i

สำหรับพารามิเตอร์ที่สองที่จะกล่าวถึงคือ rms delay spread ซึ่งนิยามดังนี้คือ

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \tag{2.59}$$

โดย

$$\tau^2 = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_i P(\tau_i)} \tag{2.60}$$

พารามิเตอร์สุดท้ายที่เราให้ความสนใจคือ ค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด (Maximum delay spread) หรือ τ_{\max} ซึ่งนิยามให้เป็นค่าดีเลย์สูงสุดวัด ณ จุดที่กำลังของสัญญาณมัลติพาท มีค่าต่ำสุดกว่าค่ากำหนดค่าหนึ่ง

บทที่ 3

การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-MC-FH-CDMA

ในบทนี้จะกล่าวถึงระบบ MLC-MC-FH-CDMA (Multi Linear Chirp-Multi carrier-Frequency Hopping-Code Division Multiple Access) ซึ่งเป็นระบบที่นำเสนอขึ้นเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบ MC-FH-CDMA เดิม โดยจะอธิบายถึงแนวคิดในการออกแบบและแก้ไข ปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบ รวมไปถึงการทำแบบจำลองการทำงานของระบบเพื่อทดสอบแนวคิดในการแก้ปัญหาที่ดั่งขึ้นด้วย

3.1 การออกแบบระบบ MLC-MC-FH-CDMA

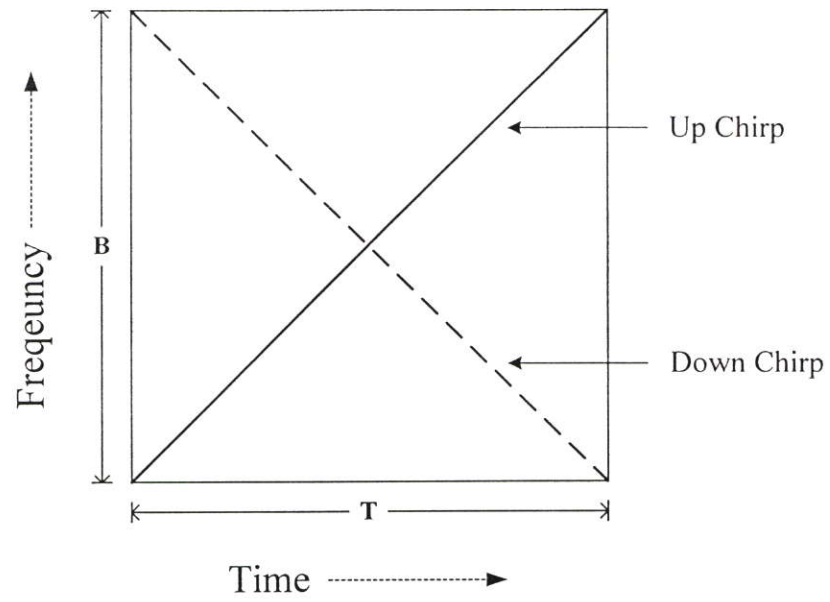
ระบบ MLC-MC-FH-CDMA เป็นระบบที่ใช้แนวคิดในการแก้ปัญหาคollision (Collision Problem) ด้วยการเปลี่ยนวิธีการมอดูเลตไปจากระบบเดิม ให้เป็นการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp Modulation: MLC) โดยการมอดูเลตวิธีนี้มีคุณสมบัติที่สามารถแก้ปัญหาข้างต้นได้ ฉะนั้นในหัวข้อนี้จึงจะอธิบายถึงแนวคิดในการสร้างสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC) รวมไปถึงอธิบายการให้เห็นภาพการเกิดปัญหาคollision พร้อมทั้งแนวคิดในการแก้ปัญหา ซึ่งยังผลให้สามารถปรับปรุงระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

3.1.1 การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น

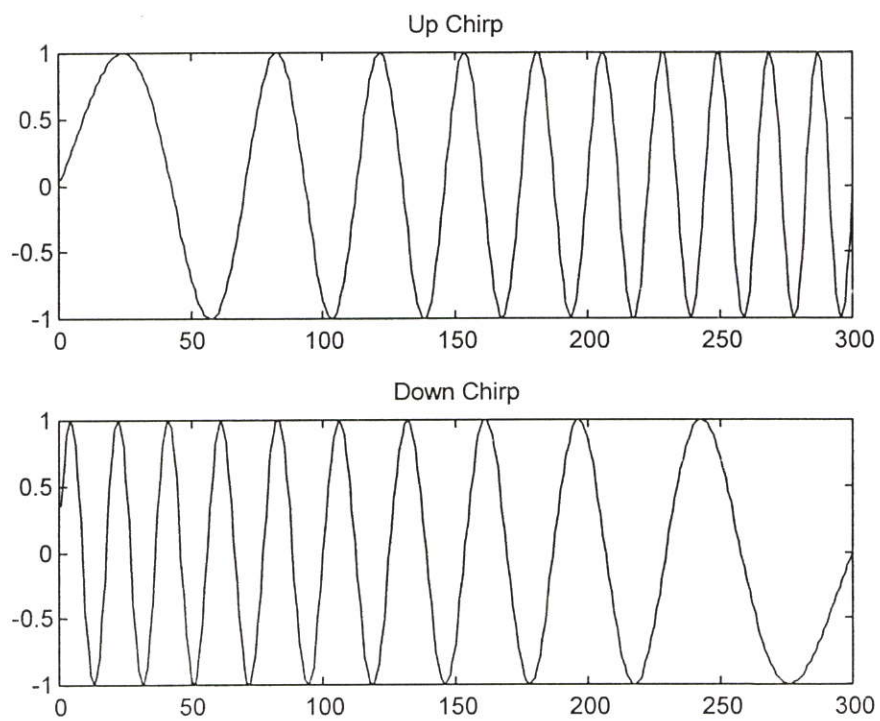
การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ถูกพัฒนาขึ้นมาจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเซฟเชิงเส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานสำคัญ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงต้องอธิบายถึงเทคนิคเซฟเชิงเส้น ก่อนที่จะนำไปสู่เทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งเป็นแนวคิดสำคัญในระบบนี้

3.1.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น

ในงานด้านเรดาร์เทคนิคเซฟเชิงเส้น (Linear Chirp หรือ LFM) ถูกนำไปใช้เป็นปัจจัยหลักในกระบวนการบีบอัดพัลส์สัญญาณ (Pulse Compression) [7] ซึ่งเป็นกระบวนการที่สำคัญมากในการประยุกต์ใช้ระบบเรดาร์ทางยุทธวิธี เพราะสัญญาณบีบอัดพัลส์มีลักษณะพิเศษทางแอมพลิจูดและเวลาที่ตีซึ่งสามารถเอื้ออำนวยต่อการใช้งานทางทหาร ด้วยเหตุที่กระบวนการบีบอัดพัลส์จะต้องเริ่มต้นจากการสร้างสัญญาณเซฟเชิงเส้น เป็นหลัก เพราะฉะนั้นเทคนิค เซฟเชิงเส้น จึงเป็นเทคนิคที่สำคัญและมีประโยชน์มาก ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเทคนิคเซฟเชิงเส้น มาประยุกต์ใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 แสดงสัญญาณเซฟเชิงเส้น (Linear chirp)

(ก) แกนเวลา-ความถี่

(ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด

ในระบบ MC-FH-CDMA ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไปซึ่งในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงพื้นฐานของสัญญาณก่อน โดยเราสามารถแสดงขั้นตอนของสมการสัญญาณชีพเชิงเส้น ได้ดังนี้ [13]

$$s(t) = a(t) \cos[\theta(t)] \quad (3.1)$$

โดยที่ $\theta(t)$ คือ ฟังก์ชันเฟส และ $a(t)$ คือ เอ็นVELOPE ของสัญญาณชีพ ซึ่งจะเท่ากับ 0 เมื่ออยู่นอกคาบเวลา T โดยสามารถแสดงค่าชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ได้ดังนี้

$$f_M(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

และสามารถแสดงอัตราการชีพดังนี้

$$\mu(t) = \frac{df_M}{dt} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (3.3)$$

ซึ่งฟังก์ชัน $\mu(t)$ จะแสดงถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะ ถ้าสัญญาณมีค่า $\mu > 0$ จะเรียกว่า เชิพขึ้น (Up Chirp) และ $\mu < 0$ เรียกว่า เชิพลง (Down Chirp) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 สำหรับสัญญาณชีพเชิงเส้นนั้นจะมี $\mu(t)$ เป็นค่าคงที่ โดย $f_M(t)$ ฟังก์ชันเชิงเส้นของเวลา t และจากสมการ (3.1) เมื่อนำมาอินทิเกรตหาฟังก์ชัน $\theta(t)$ แล้วแทนลงในสมการที่ (3.3) เราสามารถแสดงสมการของสัญญาณชีพเชิงเส้นได้ดังนี้

$$s_c(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \mu \pi t^2 + \varphi_0) \quad (3.4)$$

โดยที่ f_0 คือ ความถี่ที่เวลา $t = 0$ (ความถี่เริ่มต้น)
 φ_0 คือ เฟสที่เวลา $t = 0$ (เฟสเริ่มต้น)

และ $a(t) = 0$ เมื่อ $t > T$ และ $t < 0$ ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์แบนด์ B ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะได้ดังนี้

$$B = |\mu| \cdot T \quad (3.5)$$

| | |
|--------------|---|
| โดยที่ μ | คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ต่อคาบเวลา |
| B | คือ แบนด์วิคท์ของสัญญาณชีพเชิงเส้น |
| T | คือ คาบเวลาของสัญญาณชีพเชิงเส้น |

ซึ่งเราจะเห็นว่า μ ก็คือ ความชันของกราฟสัญญาณในแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency) นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 3.1 (ก) จะแสดงรูปร่างของสัญญาณ $s_c(t)$ แบบชีพขึ้น ที่ค่อยๆ เพิ่มความถี่ขึ้นตามเวลา และแบบชีพลง ในรูปที่ 3.1 (ข) ที่ค่อยๆ ลดความถี่ลงตามเวลา อีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญคือค่าผลคูณของเวลา-แบนด์วิคท์ (Time-Bandwidth Product: TB) ซึ่งบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณชีพเชิงเส้นที่สร้างขึ้น

3.1.1.2 เทคนิคชีพหลายความถี่เชิงเส้น (MLC)

เมื่อเรานำสัญญาณชีพเชิงเส้นมาทำให้มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ระดับ ในหนึ่งคาบเวลากระโดดความถี่ (T_h) ในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีง [12] โดยแบ่งอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรกและช่วงหลัง (μ_f, μ_b) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางแกนเวลา-ความถี่ ได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณเพราะเราสามารถกำหนดค่าอัตราส่วน μ_f และ μ_b ให้มีหลายอัตราได้ โดยสัญญาณที่มีค่า μ หลายอัตราทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิคท์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า ถ้านำย่านความถี่ทั้งหมด (W_d) และคาบเวลาทั้งหมด (T_h) มาแบ่งเป็นช่วง ทั้งในทางความถี่และทางเวลา โดยแบ่งออกเป็นจำนวน $M + 1$ ช่วง ซึ่งจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ Δf และ ช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ T_c โดยค่า Δf และ T_c นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณหาค่า μ_f และ μ_b ที่อัตราส่วนต่างๆ ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณชีพเชิงเส้น ที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน M สัญญาณ ดังแสดงรูปสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 3.3 ยิ่งไปกว่านั้น เราสามารถนำสัญญาณชีพเชิงเส้นทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณพาห้ (Carrier Signal) ของผู้ใช้ จำนวนเท่ากับ M ผู้ใช้ ได้ เพราะฉะนั้นแต่ละผู้ใช้จะมีสัญญาณชีพเชิงเส้นประจำตัว ที่ทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้ มีความแตกต่างกัน ซึ่งจะสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ ออกจากกันได้ด้วย ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบชีพขึ้นแทนข้อมูล '1' และให้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบชีพลง แทนข้อมูล '0' ซึ่งสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นสามารถอาศัยพื้นฐานจากสมการที่ 3.4 แล้วสร้างขึ้นได้ตามเงื่อนไขในสมการดังต่อไปนี้

สัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น (MLC) ช่วงแรกของแต่ละผู้ใช้

$$s_{f_1}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - \frac{W_d}{2} \right) t + \mu_{f_m} \pi t^2 \right] \quad (\text{Up Chirp}) \quad (3.6)$$

$$s_{f_0}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + \frac{W_d}{2} \right) t - \mu_{f_m} \pi t^2 \right] \quad (\text{Down Chirp}) \quad (3.7)$$

โดยที่ - เวลา t จะอยู่ในช่วง $0 \leq t \leq mT_c$

- ความถี่เริ่มต้น (f_0) ของ $s_{f_1}(t)$ เท่ากับ $f_{ch} - \frac{W_d}{2}$

- ความถี่เริ่มต้น (f_0) ของ $s_{f_0}(t)$ เท่ากับ $f_{ch} + \frac{W_d}{2}$

- เฟสเริ่มต้น (φ_0) ของ $s_{f_1}(t)$ และ $s_{f_0}(t)$ มีค่าเท่ากับ 0

และ

$$\mu_{f_m} = \frac{(M+1-m)\Delta f}{mT_c} \quad (3.8)$$

สัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น (MLC) ช่วงหลังของแต่ละผู้ใช้

$$s_{b_1}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) (t - mT_c) + \mu_{b_m} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (\text{Up Chirp}) \quad (3.9)$$

$$s_{b_0}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f \right) (t - mT_c) - \mu_{b_m} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (\text{Down Chirp}) \quad (3.10)$$

โดยที่ - เวลา t จะอยู่ในช่วง $mT_c \leq t \leq T_h$

- ความถี่เริ่มต้น f_0 ของ $s_{b_1}(t)$ เท่ากับ $f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f$

- ความถี่เริ่มต้น f_0 ของ $s_{b_0}(t)$ เท่ากับ $f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f$

- เฟสเริ่มต้น φ_0 ของ $s_{b_1}(t)$ และ $s_{b_0}(t)$ มีค่าเท่ากับ 0

และ

$$\mu_{bm} = \frac{m\Delta f}{(M+1-m)T_c} \quad (3.11)$$

$$T_c = \frac{T_h}{(M+1)} \quad (3.12)$$

$$\Delta f = \frac{W_d}{(M+1)} \quad (3.13)$$

| | | |
|--------|------------|--|
| โดยที่ | f_{ch} | คือ ความถี่กลางของแบนด์ความถี่กระโดด |
| | W_d | คือ แบนด์วิดท์ของความถี่กระโดด (Frequency Hop Band) |
| | μ_{fm} | คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ช่วงแรกของผู้ใช้ลำดับที่ m |
| | μ_{bm} | คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ช่วงหลังของผู้ใช้ลำดับที่ m |
| | m | คือ ลำดับของผู้ใช้ |
| | M | คือ จำนวนของผู้ใช้ทั้งหมด |
| | T_h | คือ คาบเวลาระหว่างกระโดดความถี่ (Hop Bit Duration) |
| | Δf | คือ ช่วงต่างความถี่ของแต่ละผู้ใช้ (Separation Frequency) |
| | T_c | คือ ช่วงต่างเวลาของแต่ละผู้ใช้ (Separation Time) |

หลังจากนั้นเมื่อเราแทนข้อมูล '1' ด้วยสัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงขึ้น และแทนข้อมูล '0' ด้วยสัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงลงแล้ว เราสามารถลดรูปสมการที่ 3.6, 3.7, 3.9 และ 3.10 ให้อยู่ในความสัมพันธ์ดังนี้

$$s_f(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - b(t) \frac{W_d}{2} \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (3.14)$$

$$0 \leq t \leq mT_c$$

$$s_b(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + b(t) \left(\frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) \right) (t - mT_c) + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (3.15)$$

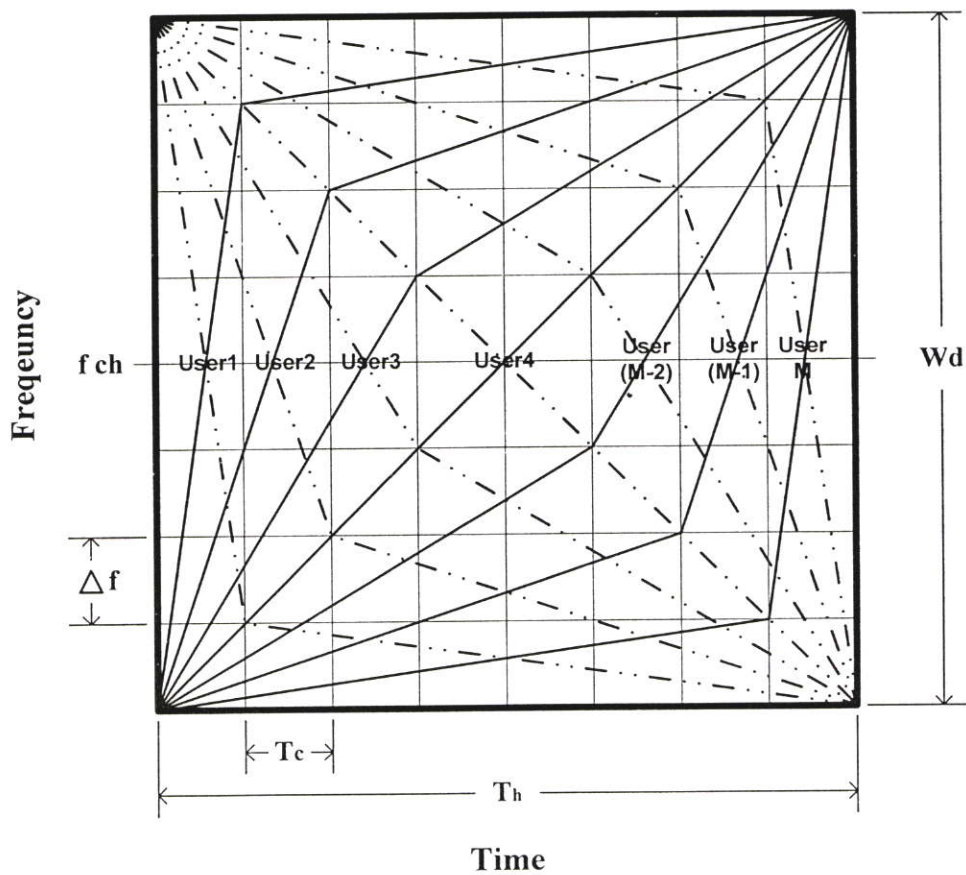
$$mT_c \leq t \leq T_h$$

$$\text{โดยที่ } b(t) = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '1' (Up Chirp)} \\ -1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '0' (Down Chirp)} \end{cases}$$

$$0 \leq t \leq T_h$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 3.14 และ 3.15 สัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น (MLC) ทั้งหมดในช่วงคาบเวลา T_h ของแต่ละผู้ใช้ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$s_{mc}(t) = s_f(t) + s_b(t) \quad (3.16)$$



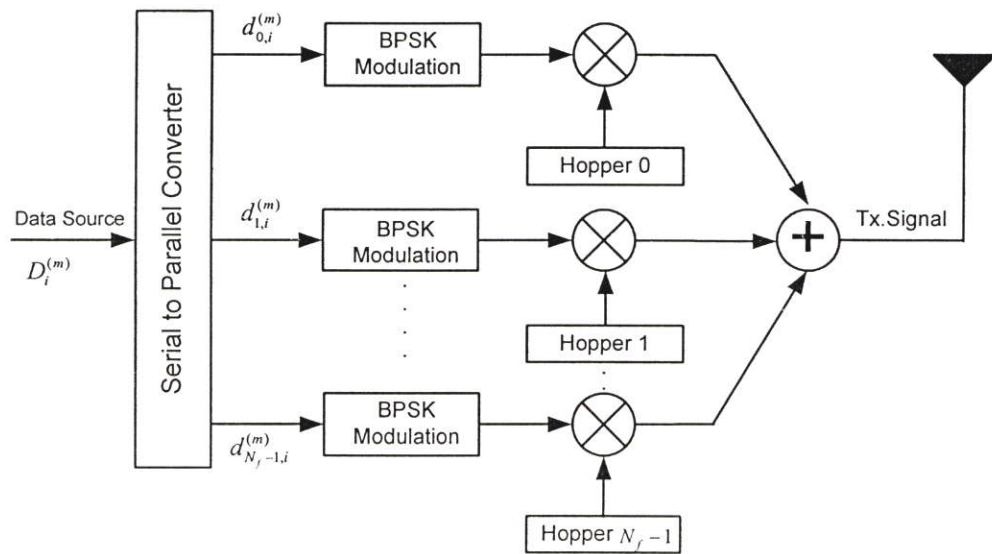
รูปที่ 3.2 แสดงสัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น (MLC) ในแกนเวลา-ความถี่ กรณี 7 ผู้ใช้

3.1.2 การปรับปรุงระบบ MC-FH-CDMA ด้วยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น

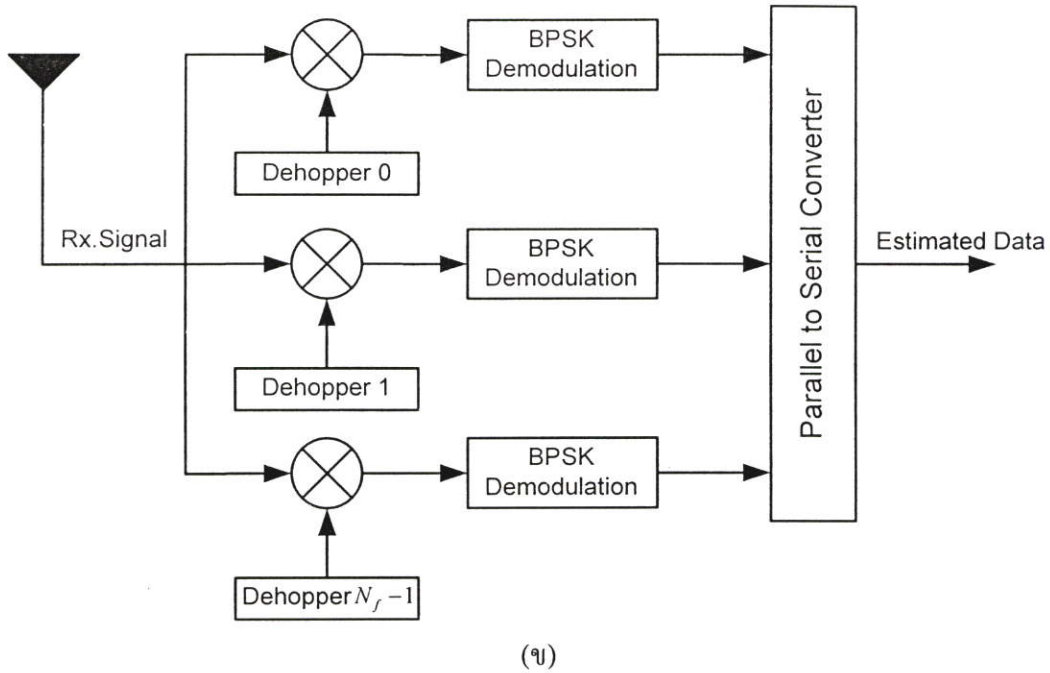
ก่อนที่จะกล่าวถึงการปรับปรุงระบบ MC-FH-CDMA ด้วยนั้นจะต้องอธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ (Collision problem) [10] ที่เกิดขึ้นในระบบ MC-FH-CDMA ด้วยเพื่อให้เข้าใจถึงที่มาของปัญหาและแนวคิดในการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ ซึ่งจะให้เห็นภาพของการทำงานของมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC) ที่มีผลต่อการแก้ไขปัญหาภายในระบบ MC-FH-CDMA ด้วยได้อย่างไร

3.1.2.1 ระบบ MC-FH-CDMA และปัญหาการชนความถี่

กระบวนการทำงานของระบบ MC-FH-CDMA จะแสดงดังในรูปที่ 3.3 [4] สัญญาณที่เข้ามาจะถูกแปลงให้เป็นหลายคลื่นพาห์โดยใช้การแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นขนานเพื่อทำให้เป็นหลายคลื่นพาห์ โดยแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ซึ่งจะเป็นการแทนข้อมูล '1' และ '0' ด้วยสัญญาณซายนูซอยด์ (Sinusoid) ที่มีเฟส 2 ค่า โดยเฟสทั้งสองจะอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data modulated band หรือ Frequency hop band : W_d) ขึ้นต่อมาร์ทซ์ PN จะถูกสร้างขึ้น เพื่อให้แต่ละผู้ส่งมีมาร์ทซ์ PN ประจำตัว 1 ชุด ซึ่งในมาร์ทซ์ PN แต่ละชุดจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ ละจำนวน k ชิป (Chip) โดยมาร์ทซ์ PN จำนวน k ชิป (Chip) นี้ จะมีคาบเวลาเท่ากับคาบเวลากระโดดความถี่ (T_h) ของระบบ MC-FH-CDMA ด้วยและ



(ก)



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA

(ก) ภาคส่ง (Transmitter)

(ข) ภาครับ (Receiver)

ยังถูกนำไปใช้ควบคุมการสังเคราะห์ความถี่ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณ BPSK ที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) จึงทำให้ย่านความถี่ W_d เกิดการกระโดดความถี่ไปตามค่านับในแต่ละช่วงจำนวน k ชิป ของรหัส PN ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งการกระโดดความถี่ทั้งหมดของ W_d จะอยู่ในย่านความถี่สเปกตรัม (Spread spectrum band : W_s) โดยมีความสัมพันธ์กันดังนี้ [3]

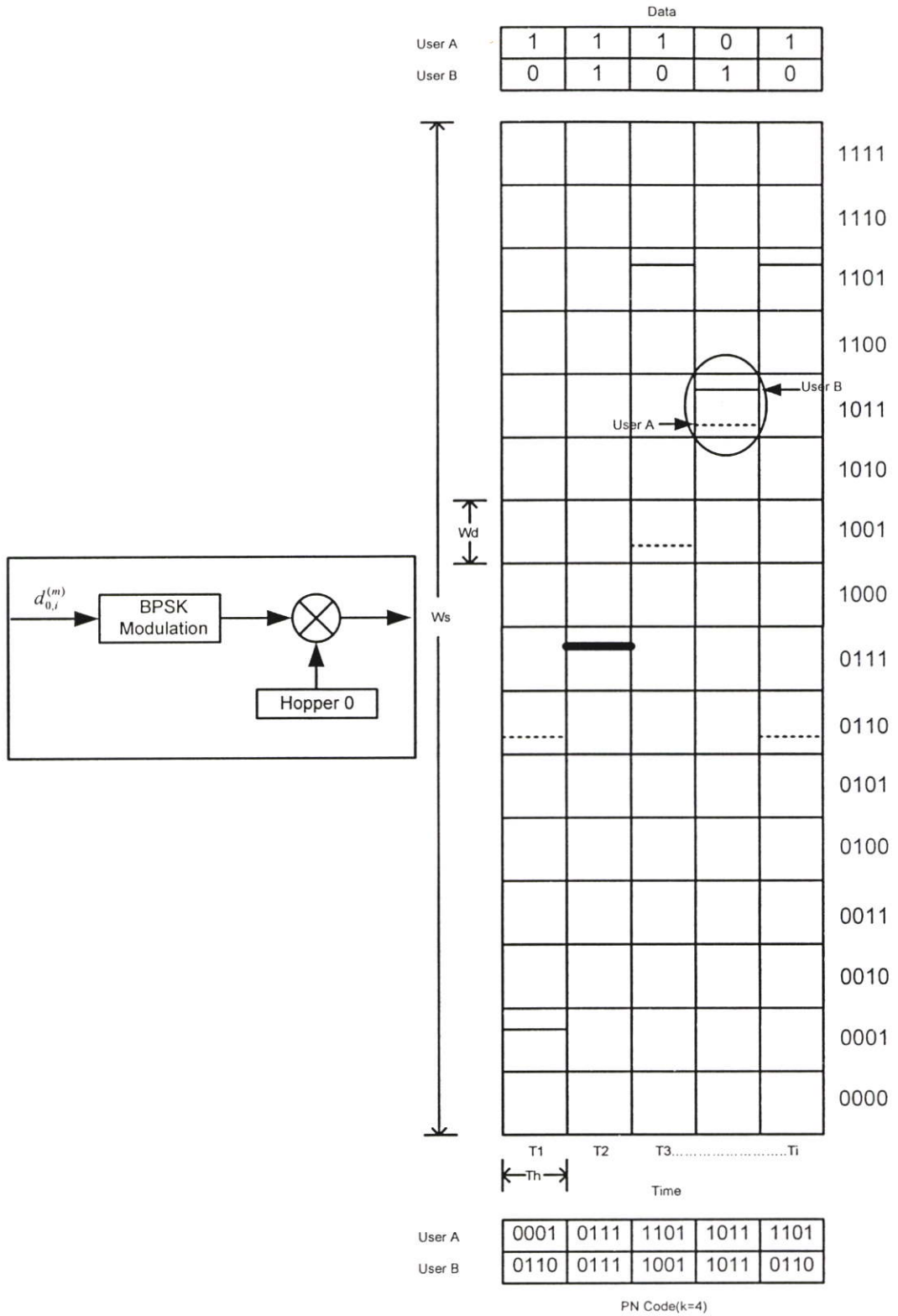
$$W_s = 2^k W_d \quad (3.17)$$

$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (3.18)$$

| | | | |
|--------|-------|-----|--|
| โดยที่ | G_p | คือ | อัตราขยายการประมวลผล (Processing gain) |
| | W_s | คือ | ย่านความถี่สเปกตรัม (Spread spectrum band) |
| | W_d | คือ | ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data modulation band) |
| | k | คือ | จำนวนชิป (Chip) ในช่วงเวลากระโดดความถี่ (Hop duration) |

ส่วนกระบวนการทำงานทางภาครับของระบบ MC-FH-CDMA จะแสดงดังรูปที่ 3.3 (ข) โดยสัญญาณที่รับได้จะถูกคิสแปรคที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) ภาครับ ด้วยสัญญาณที่ถูกสังเคราะห์ความถี่ขึ้นตามรหัส PV ที่ถูกสร้างออกมาอย่างสอดคล้องกับรหัส PV ทางภาคส่งซึ่งสัญญาณที่ได้จากการคิสแปรคจะย้ายความถี่กลับลงมาอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (ด้านล่าง) หลังจากนั้นสัญญาณในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูลของแต่ละผู้ใช้จะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลเตอร์แบบคอร์เรเลเตอร์ (Correlator) เพื่อทำการประเมินสัญญาณออกมาเป็นข้อมูล ('0' หรือ '1') ซึ่งจะต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิง ($\phi_1(t)$ และ $\phi_0(t)$) ของข้อมูล '1' และ '0' สอดคล้องกับภาคส่งในการเปรียบเทียบและวิเคราะห์สัญญาณ

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสารระบบ MC-FH-CDMA ของแต่ละคลื่นพาหกรณ์หลายผู้ใช้คือ การชนความถี่ ซึ่งมีสาเหตุมาจากคาร์ทหัสบางช่วง k ซิป ในชุดรหัส PV ของสองผู้ใช้เกิดบังเอิญมีค่าเหมือนกัน จึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการสังเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 3.4 เราสามารถสังเกตจากคลื่นพาห้อย่อยคลื่นพาห่หนึ่งซึ่งกำหนดให้ผู้ใช้ A มีข้อมูลและรหัส PV คือ '11101', '0001 0111 1101 1011 1101' ผู้ใช้ B คือ '01010', '0110 0111 1001 1011 0110' ตามลำดับ และให้ $k = 4$ โดยจะเห็นว่าสัญญาณที่ถูกคิสแปรคลงมาอยู่ที่ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ของผู้ใช้ A และ B ดังแสดงในรูป 3.4 (ด้านล่าง) ซึ่งสัญญาณทั้งของผู้ใช้ A และ B ต่างก็ต้องถูกส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ($\phi_1(t)$, $\phi_0(t)$) ที่วงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งถ้าเราพิจารณาสัญญาณจะเห็นว่าในช่วงเวลา T_2 และ T_4 ผู้ใช้ A และ B มีคาร์ทหัส PV เหมือนกันคือ '0111', '1011' ซึ่งที่จุดแรก (T_2) เนื่องจากข้อมูลของผู้ใช้ A, B เหมือนกันคือ '1' ที่วงจรมอดูเลเตอร์จึงยังสามารถตรวจจับข้อมูลได้ถูกต้องอยู่ เพราะมีความน่าจะเป็นเดียวที่จะเป็นไปได้คือ ข้อมูลที่ถูกส่งมาจากผู้ใช้ A, B คือ '1' แต่ในจุดที่สอง (T_4) ข้อมูลของผู้ใช้ A, B ไม่เหมือนกัน ด้านรับจึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือมีความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดการผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ ทั้งในผู้ใช้ A และ B พร้อมกัน



รูปที่ 3.4 แสดงสัญญาณของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อมแสดงปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B

3.1.2.2 การปรับปรุงระบบ MC-FH-CDMA

จากหัวข้อที่ 3.1.2.1 ที่อธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ในระบบ MC-FH-CDMA ซึ่งทำให้มีการผิดพลาดของข้อมูลเกิดขึ้น ณ จุดนั้น วิธีการปรับปรุงระบบที่นำเสนอในหัวข้อนี้คือ เปลี่ยนวิธีการมอดูเลตสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ จากเดิมที่ใช้การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบ BPSK ซึ่งไม่สามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ได้เมื่อเกิดการชนความถี่ มาเป็นการมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งจะช่วยให้ที่ภาครับสัญญาณของระบบ MC-FH-CDMA จะสามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ได้ โดยการสร้างสัญญาณ MLC-MC-FH-CDMA จะอาศัยสมการที่ 3.16 (สมการสัญญาณมอดูเลต MLC) และทำการปรับค่าความถี่กลางของแบนด์วิธความถี่กระโดด (f_{ch}) ในสมการให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้ [12]

$$f_{ch} = f_{ch1} + (l_m - 1)W_d, \quad l_m = 1, 2, \dots, L \quad (3.19)$$

$$L = 2^k \quad (3.20)$$

โดยที่ l_m คือ ระดับการกระโดดความถี่(Hop Level) ของผู้ใช้ที่ m
 L คือ จำนวนของระดับการกระโดดความถี่ทั้งหมด (Number of Hop)
 f_{ch1} คือ ความถี่กลางของระดับการกระโดดความถี่ที่ 1

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.19) เราสามารถแสดงสมการสัญญาณ MLC-MC-FH-CDMA ทางด้านฝั่งส่งของผู้ใช้ได้ดังนี้

$$\sum_i \sum_{l=0}^{N_f-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M d_{l,i}^{(m)} s_{mf}(t) p_{T_h}(t - nT_h) \quad (3.21)$$

โดยที่

$$s_{mf}(t) = s_{mff}(t) + s_{mfb}(t) \quad (3.22)$$

$$s_{mff}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch1} + \left(l_m - 1 - \frac{b(t)}{2} \right) W_d \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi^2 \right] \quad 0 \leq t \leq mT_c \quad (3.23)$$

$$s_{mfb}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch1} + \left(l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t) m \Delta f \right) (t - mT_c) + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad mT_c \leq t \leq T_h \quad (3.24)$$

$$b(t) = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '1' (Up Chirp)} \\ -1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '0' (Down Chirp)} \end{cases}$$

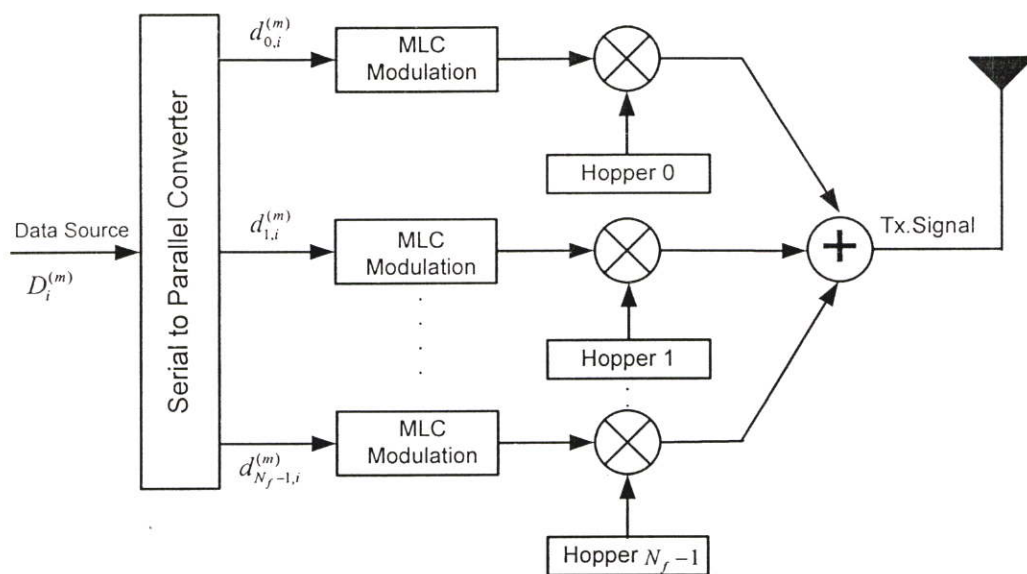
$$0 \leq t \leq T_h$$

กระบวนการของระบบที่นำเสนอให้ปรับปรุงใหม่ จะแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง (ก) ภาครับ(ข) โดยในส่วนของภาครับนั้นจะใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ซึ่งเป็นวงจรมอดูเลเตอร์แบบคอรัลเลเตอร์ (Correlator) ที่มีสัญญาณอ้างอิงสำหรับใช้เปรียบเทียบสัญญาณ และรูปที่ 3.6 จะแสดงสัญญาณส่ง(Spreading Signal) ในแกนเวลา-ความถี่ของ 2 ผู้ใช้ที่มีข้อมูลและรหัส PN เหมือนในรูปที่ 3.4 ของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA และด้านล่างของรูปที่ 3.6 จะแสดงสัญญาณที่ถูกดีสเปรดลงมาอยู่ในย่านมอดูเลตข้อมูล (Despreading Signal) ซึ่งสัญญาณจะถูกส่งไปเปรียบเทียบและวิเคราะห์ในวงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC นั้นเอง โดยจะเห็นว่า ณ จุดที่เกิดการชนความถี่ สัญญาณของผู้ใช้ A และ B จะมีลักษณะทางความถี่แตกต่างกัน จึงทำให้ที่วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ของภาครับสามารถแยกแยะได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาชนกันนั้นสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด เพราะฉะนั้นจึงไม่มีการประเมินสัญญาณที่ผิดพลาดเกิดขึ้นทั้งในผู้ใช้ A และ B ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดข้อมูล (Probability of Error) ของระบบ MC-FH-CDMA ลดลง

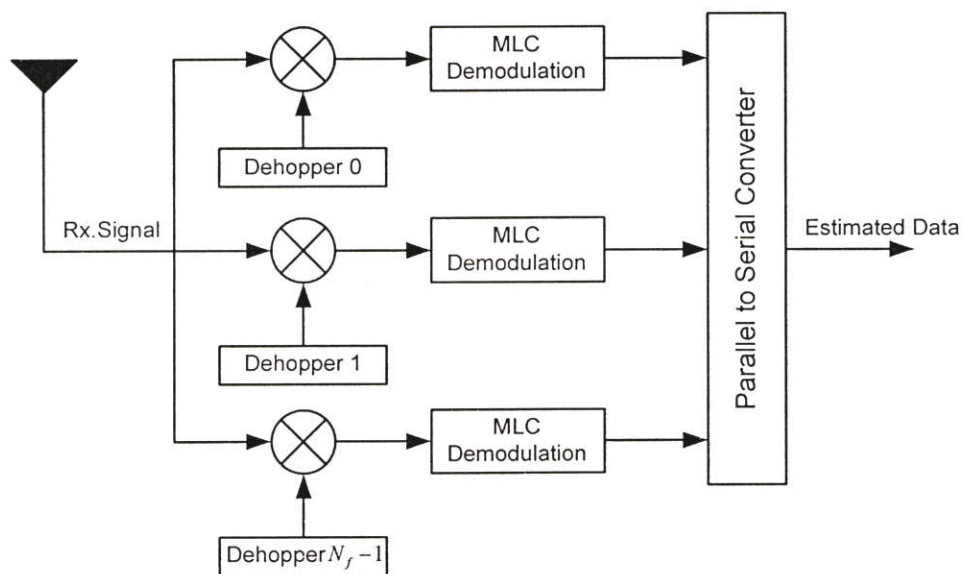
เราสามารถแสดงสมการสัญญาณ MLC-MC-FH-CDMA ทางด้านฝั่งรับของผู้ใช้ได้ดังนี้

$$s_{rec}^{(m)}(t) = \sum_i \sum_{l=0}^{N_f-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M g_{l,i}^{(m)} d_{l,i}^{(m)} s_{mf}(t) p_{T_h}(t - nT_h) + n(t) \quad (3.25)$$

โดยที่ $g_{l,i}^{(m)}$ คือ อัตราขยายของช่องสัญญาณเชิงซ้อน (Channel Complex Gain)
 $n(t)$ คือ ช่องสัญญาณรบกวนของเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN)



(ก)

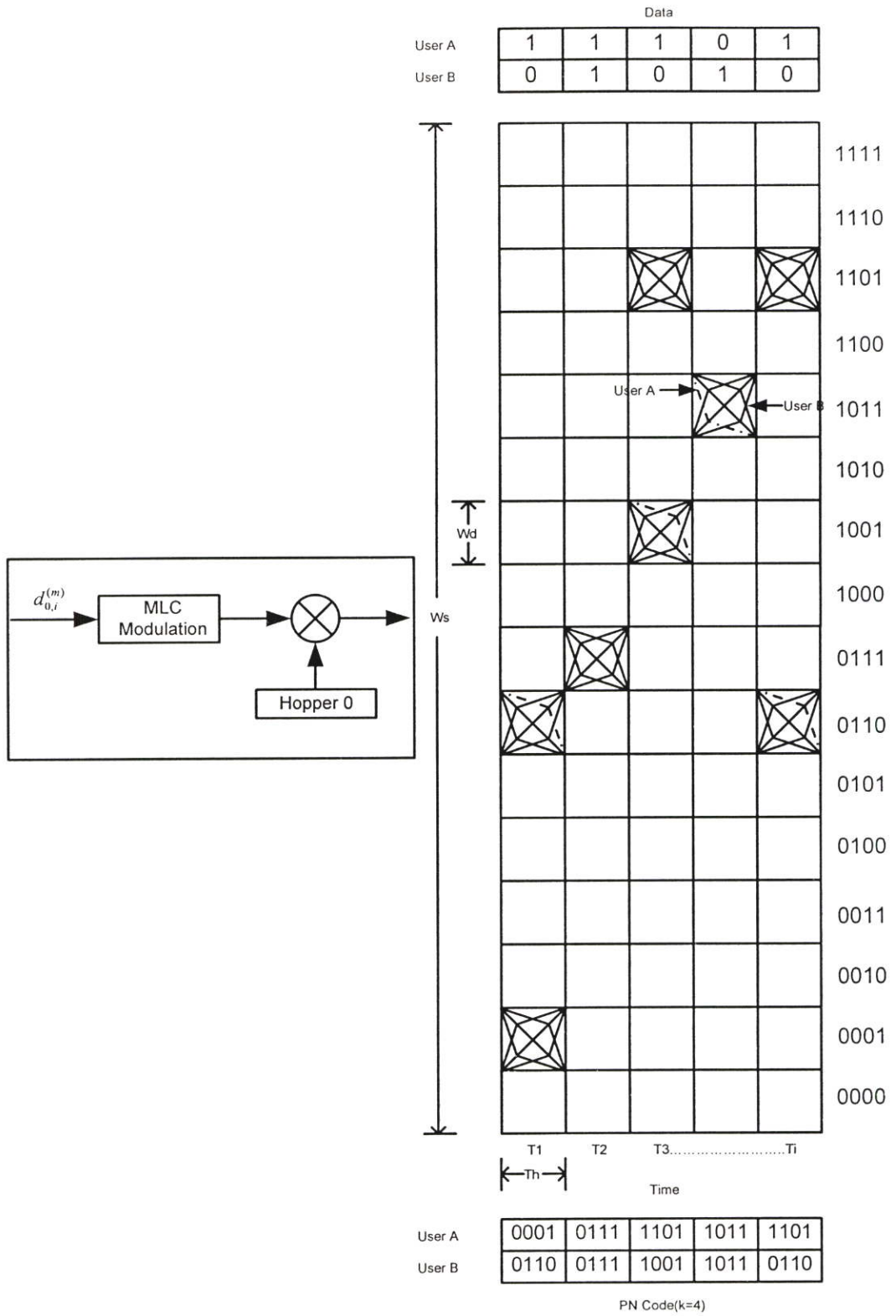


(ข)

รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-MC-FH-CDMA

(ก) ภาคส่ง (Transmitter)

(ข) ภาครับ (Receiver)



รูปที่ 3.6 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อมแสดงการแก้ปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B

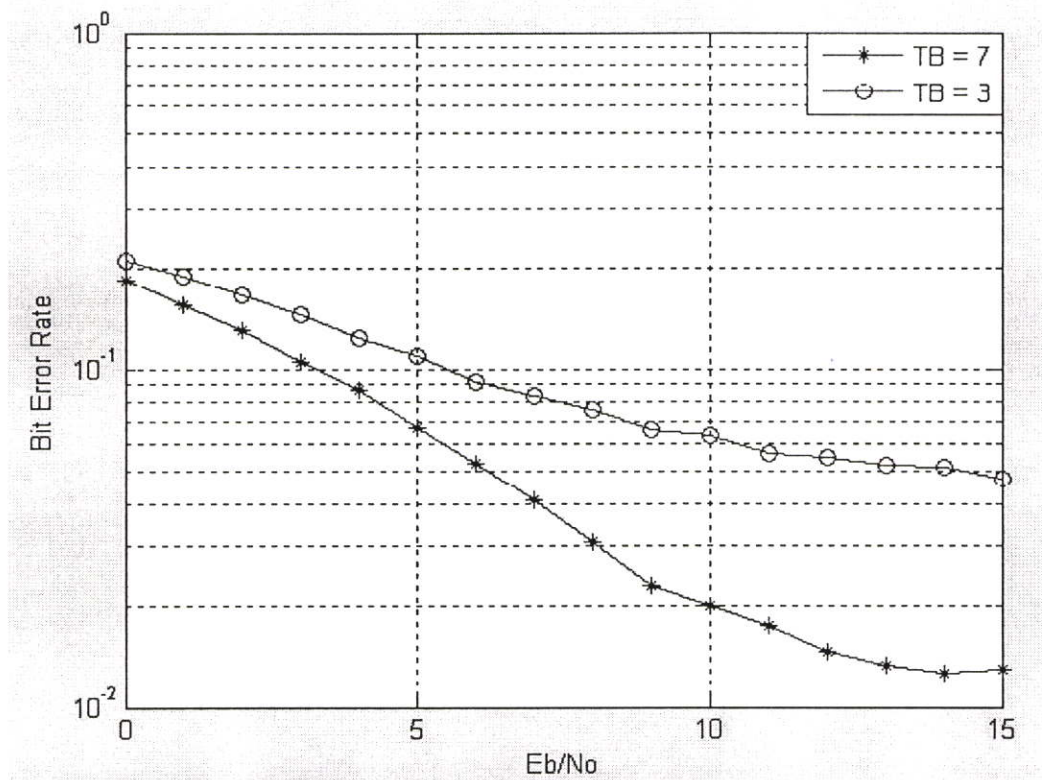
บทที่ 4

ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ

ในบทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบโดยใช้โปรแกรม Matlab ในการจำลองกระบวนการทำงานของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และระบบ BPSK-MC-FH-CDMA โดยใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 32 คลื่นพาห่อย่อย ซึ่งอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบทั้งสองจะสามารถคำนวณได้จากบทที่ 3 โดยจะแสดงผลการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ในหัวข้อแรกแล้วจึงแสดงวิเคราะห์เปรียบเทียบในหัวข้อถัดไปดังต่อไปนี้

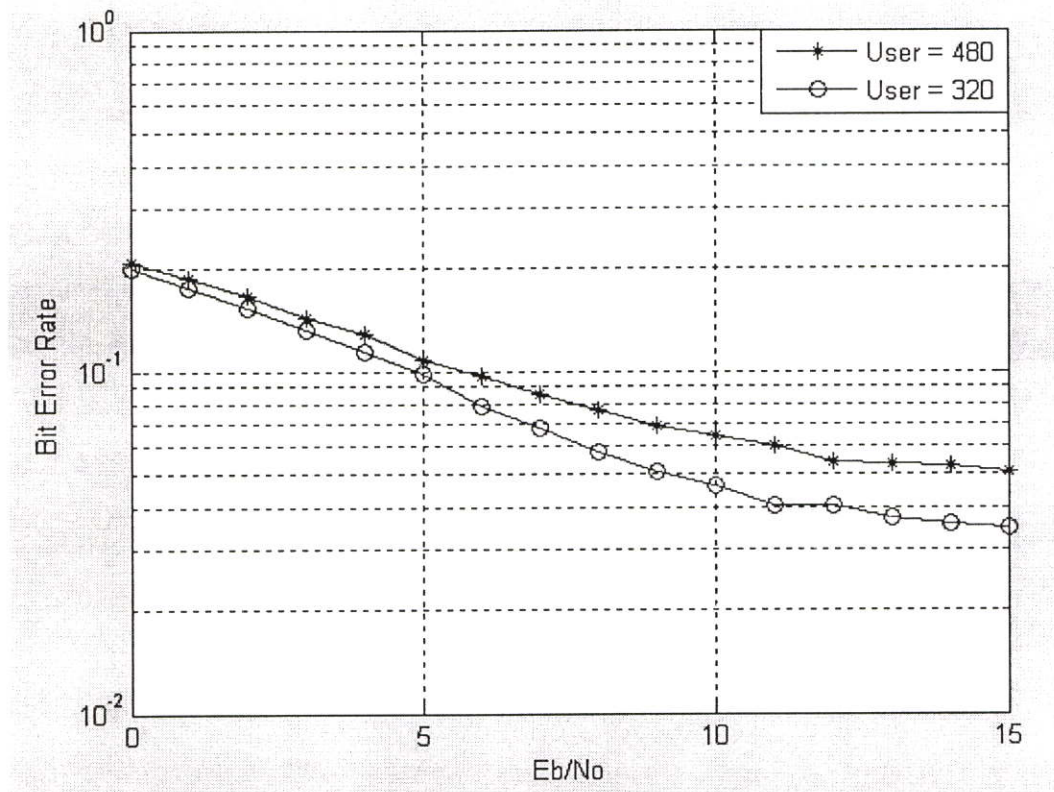
4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA

ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 16 ($G_p = 2^k$) ซึ่งในหนึ่งคลื่นพาห่อย่อยมีย่านความถี่ในการกระโดดความถี่ได้ทั้งหมด 16 ความถี่ โดยแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงค่าผลคูณเวลา-ความถี่ในรูปที่ 4.1 และแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงของจำนวนผู้ใช้ในระบบภายในระบบดังรูปที่ 4.2 จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบจะดีขึ้นเมื่อ มีจำนวนผู้ใช้น้อยลงและมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่สูงขึ้น



รูปที่ 4.1 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-MC-CDMA จะขึ้นอยู่กับค่าผลคูณเวลา-ความถี่ นั่นคือเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่ มีค่าสูงจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงตามไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้เพราะสัญญาณเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพดีขึ้นต่อเมื่อมีพื้นที่ในการกวาดความถี่เพิ่มขึ้น โดยพื้นที่กวาดความถี่ในที่นี้คือค่าผลคูณเวลา-ความถี่นั่นเอง



รูปที่ 4.2 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในเท่ากับ 320 และ 480 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

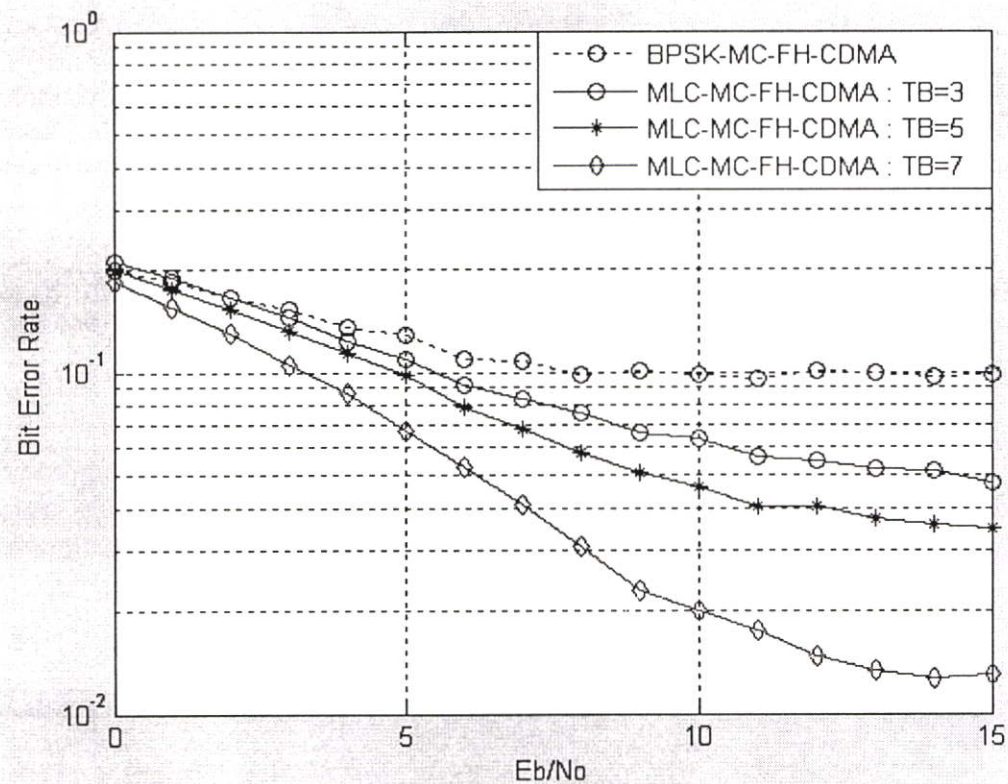
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดข้อมูลเพิ่มขึ้นตาม ด้วยเหตุนี้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA จะลดลงตามการเพิ่มจำนวนผู้ในระบบนั่นเอง

4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ MLC-MC-FH-CDMA กับ ระบบ BPSK-MC-FH-CDMA

ในหัวข้อนี้จะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และ BPSK-MC-FH-CDMA ตามสภาวะเงื่อนไขต่างๆ ของระบบทั้งสอง ซึ่งประกอบด้วยค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (TB) จำนวนผู้ใช้ (User) และช่องสัญญาณมัลติพาท

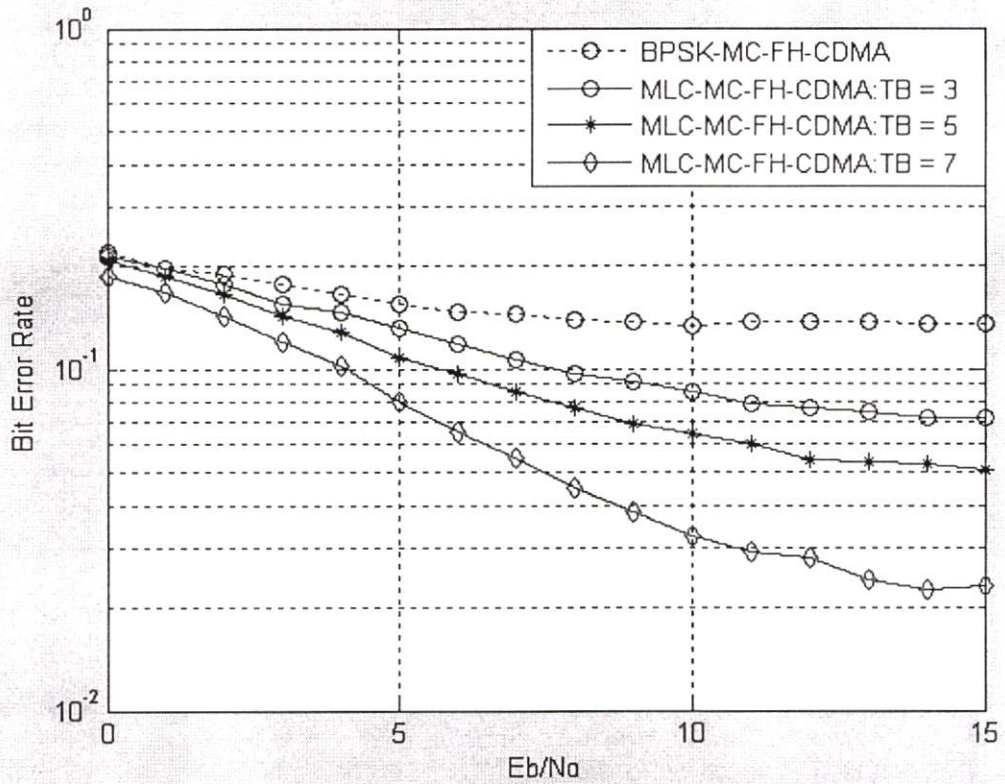
4.2.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)

ในรูปที่ 4.3-4.5 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และ BPSK-MC-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 16 โดยที่ในแต่ละรูปจะเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ ซึ่งแสดงจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 320, 480 และ 640 ตามลำดับดังในรูปที่ 4.3-4.5 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่า การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่มีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ดีขึ้น แต่ไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA และจากกราฟของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ยังมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ด้วย



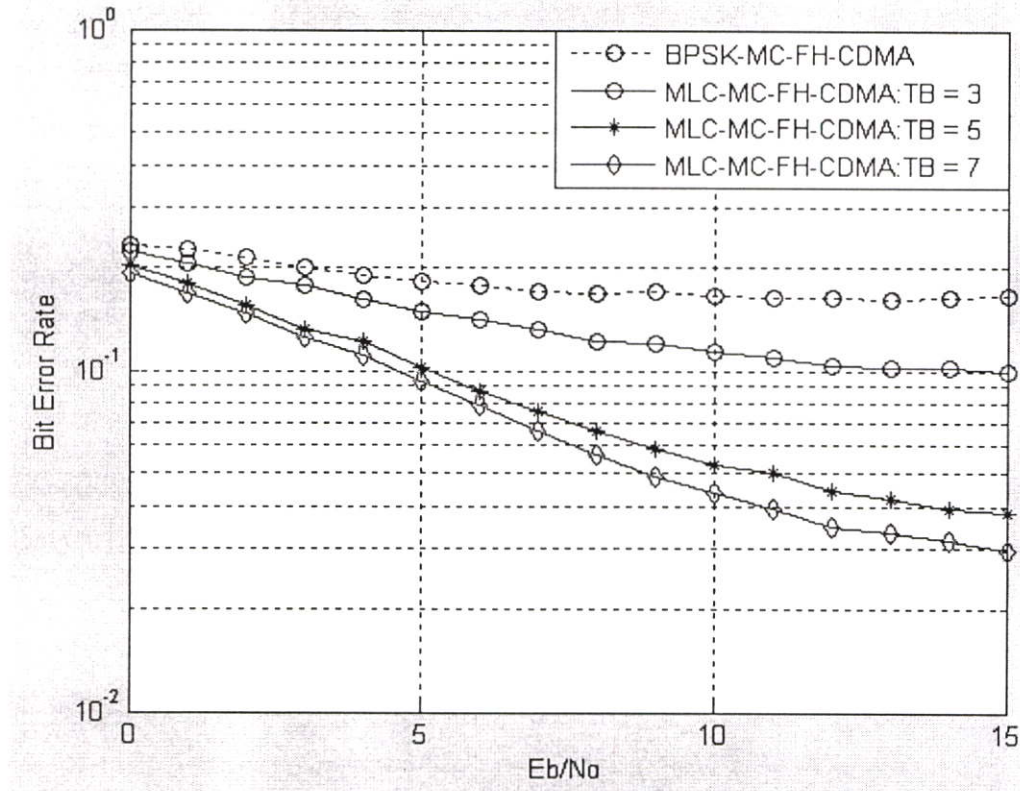
รูปที่ 4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ดีขึ้น ซึ่งจะไม่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในทุกๆ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้



รูปที่ 4.4 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 480 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ดีขึ้น ซึ่งจะไม่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในทุกๆ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 480 ผู้ใช้

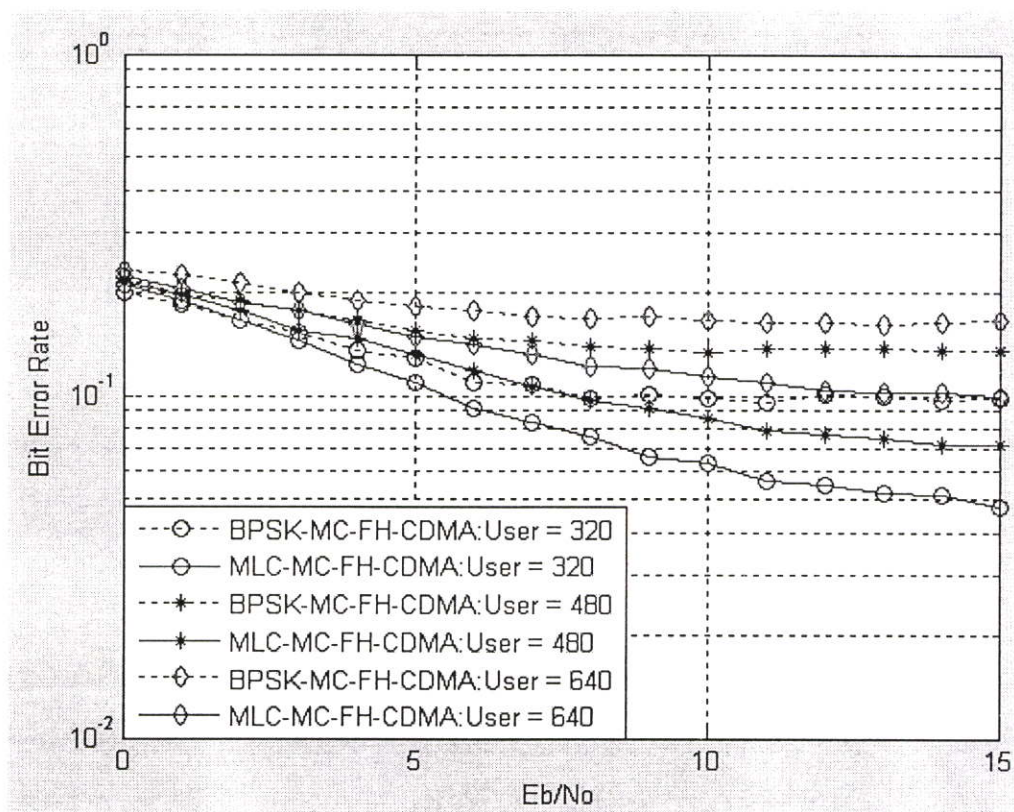


รูปที่ 4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 640 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ดีขึ้น ซึ่งจะไม่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในทุกๆ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 640 ผู้ใช้

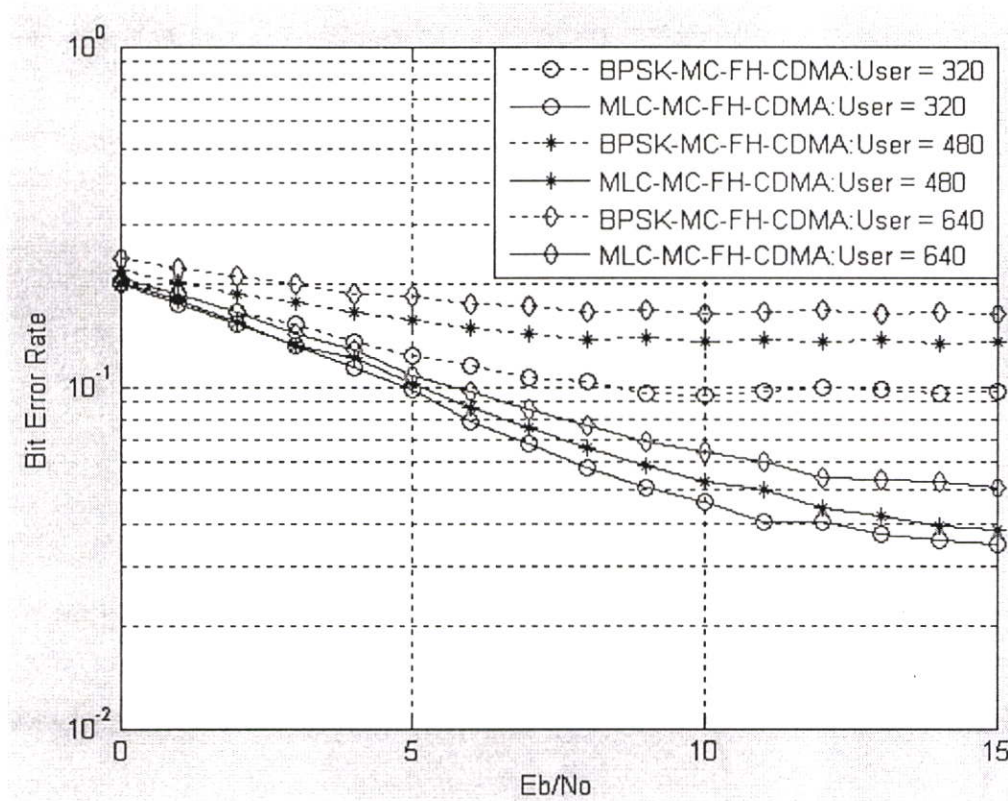
4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

ในรูปที่ 4.6-4.8 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และ BPSK-MC-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 16 โดยที่ในแต่ละรูปจะเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบที่จำนวนต่างๆ ของผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งแสดงค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 ดังในรูปที่ 4.6-4.8 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และ BPSK-MC-FH-CDMA ลดลงเหมือนกัน แต่เมื่อเปรียบเทียบที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากันของทั้งสองระบบ จะเห็นว่า ระบบ MLC-MC-FH-CDMA มีสมรรถนะดีกว่าระบบ BPSK-MC-FH-CDMA



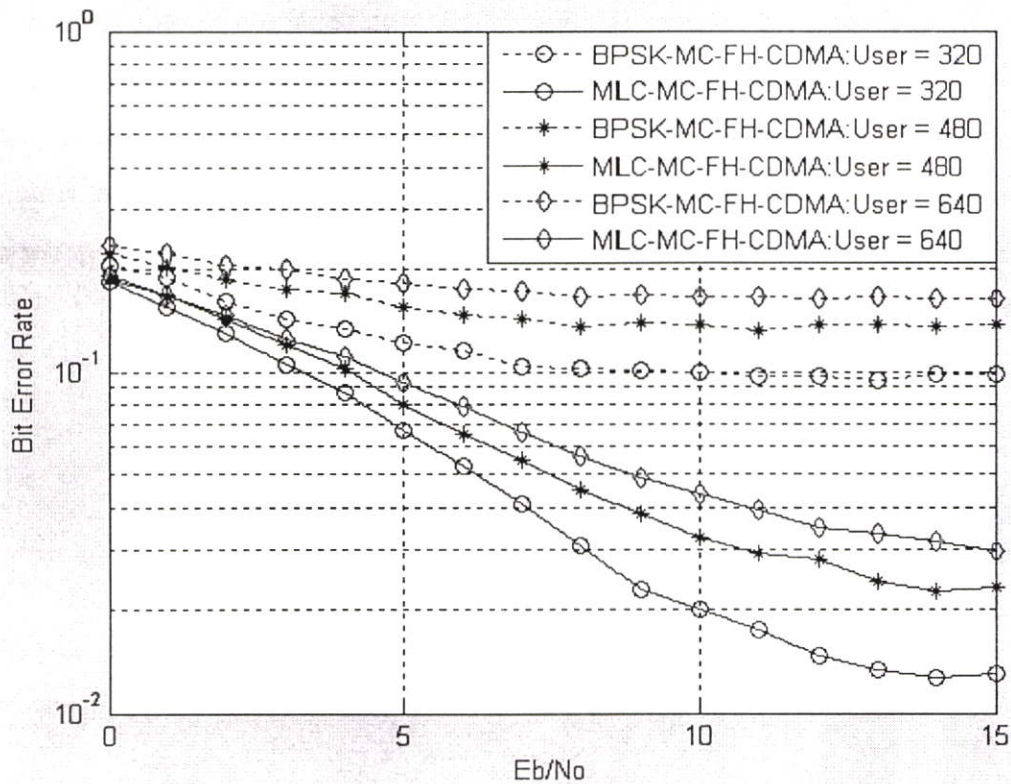
รูปที่ 4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในทุกๆ จำนวนผู้ใช้งานที่กรณีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3



รูปที่ 4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในทุกๆ จำนวนผู้ใช้ ที่กรณีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

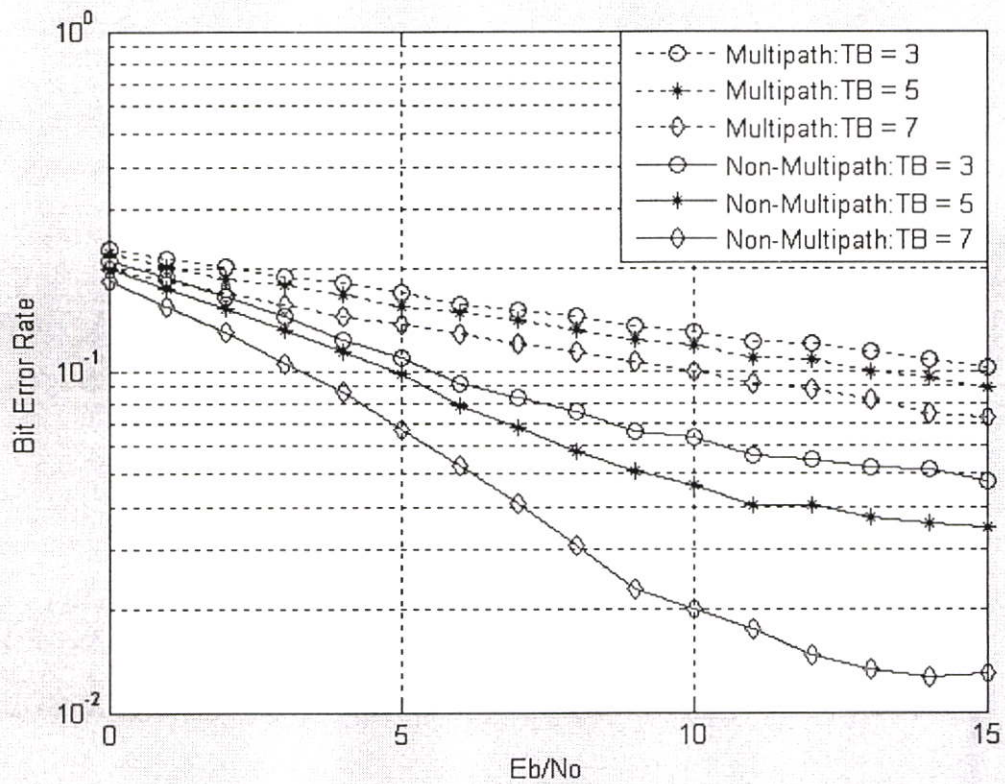


รูปที่ 4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ในทุกๆ จำนวนผู้ใช้ ที่กรณีค่าผลคูณเวลา- ความถี่เท่ากับ 7

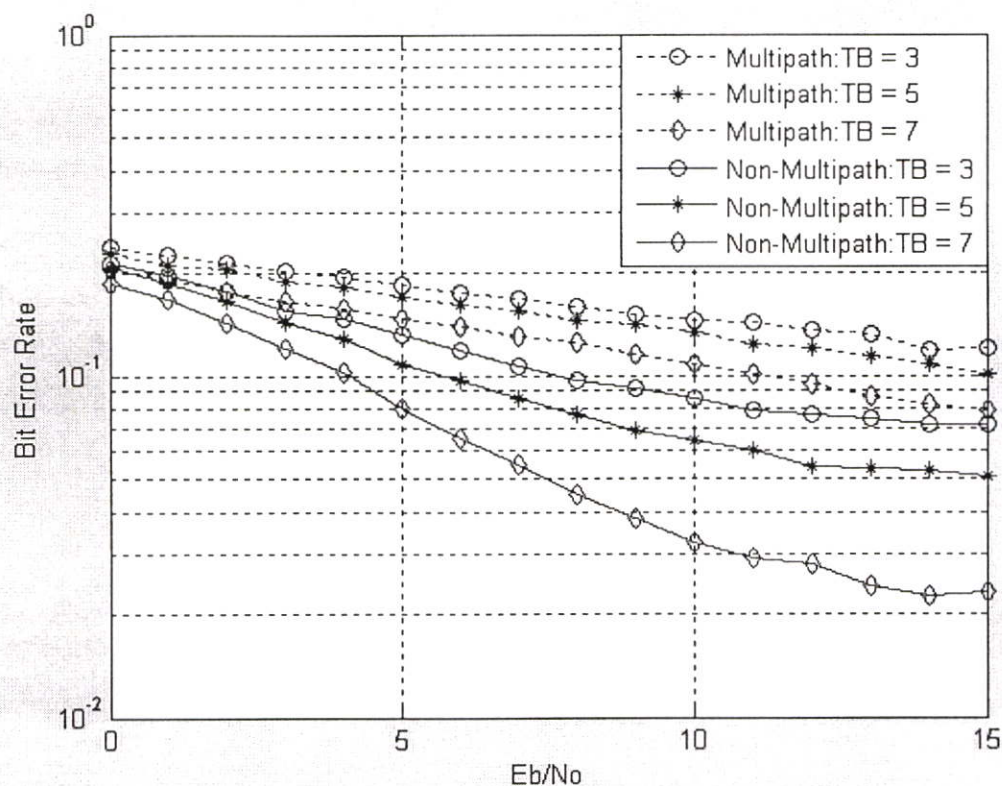
4.2.3 การพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณมัลติพาท

ในรูปที่ 4.9-4.10 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท โดยในรูปที่ 4.9 และ 4.10 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 320 และ 480 ผู้ใช้ตามลำดับ ซึ่งจะแสดงสมรรถนะของระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ และในรูปที่ 4.11 คือระบบที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7 ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทซึ่งจะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบระหว่างจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ จากรูปที่ 4.9-4.11 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทจะลดลงตามลำดับในทุกๆ สถานะและจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทจะดีกว่าสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทในทุกๆ สถานะเช่นกัน



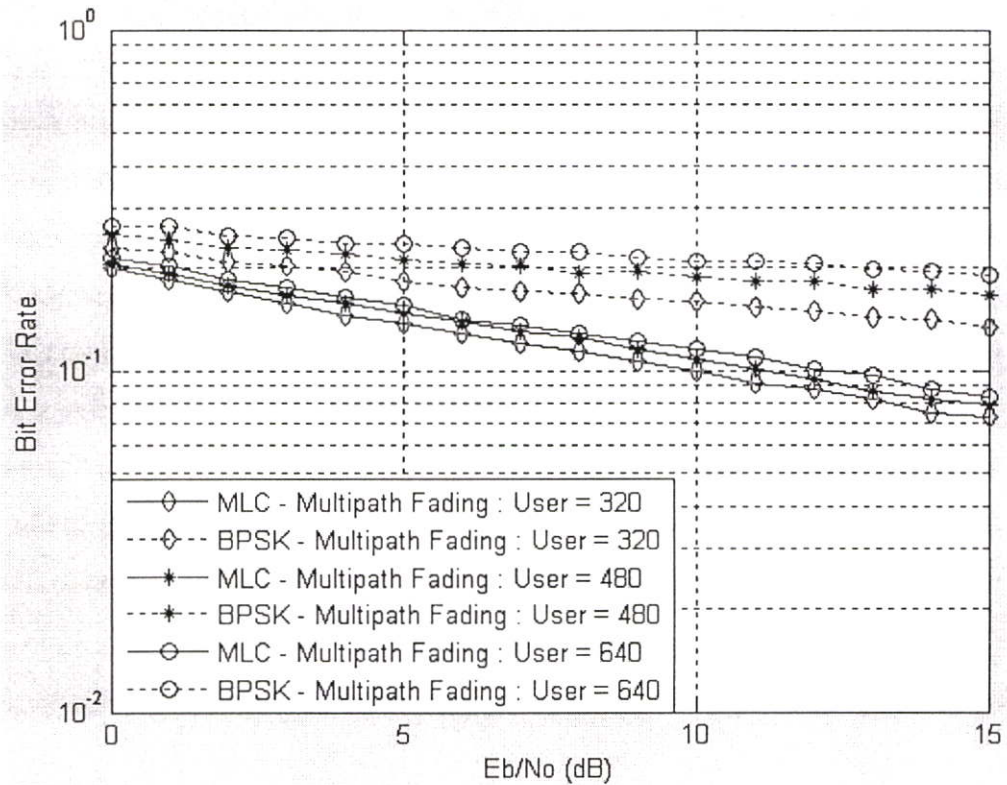
รูปที่ 4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320 ผู้ใช้จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ และค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธดีขึ้นเหมือนในกรณีที่ไม่มีผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ



รูปที่ 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 480 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 480 ผู้ใช้ จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ และค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธดีขึ้นเหมือนในกรณีที่ไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ



รูปที่ 4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-MC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7

จากรูปจะเห็นว่า ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 320, 480 และ 640 ผู้ใช้ สมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ยังคงดีกว่าสมรรถนะของระบบ BPSK-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธเช่นเดียวกัน และสมรรถนะของระบบ MLC-MC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธยังคงดีขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ในระบบที่ลดลง

บทที่ 5

สรุปผลการวิเคราะห์

การสื่อสารระบบ MC-CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติพิเศษหลายประการ สามารถส่งสัญญาณความด้วยความเร็วสูง รองรับผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น ป้องกันการดักฟัง และทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัย ดังนั้นการสื่อสารระบบ MC-CDMA จึงเป็นหัวข้อที่ได้รับความสนใจและมีการค้นคว้าวิจัยอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอความคิดในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ MC-FH-CDMA โดยนำเอาเทคนิคที่ใช้ในงานด้านเรดาร์ที่เรียกว่า เทคนิคเซฟเซิงเส้น เข้ามาใช้ในการออกแบบการมอดูเลตแบบใหม่ที่เรียกว่า การเซฟหลายความถี่เซิงเส้น ซึ่งถูกนำไปใช้ในส่วนมอดูเลตแทนการมอดูเลตเดิม (BPSK) ของระบบการสื่อสาร MC-FH-CDMA โดยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นจะมีคุณสมบัติพิเศษกว่าการมอดูเลตแบบเดิมตรงที่ ลักษณะทางความถี่ของสัญญาณเซฟหลายความถี่เซิงเส้น จะมีหลายรูปแบบตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบ MC-FH-CDMA ซึ่งต่างจากการมอดูเลตแบบเดิมที่มีลักษณะทางความถี่เพียงรูปแบบเดียว จึงเป็นผลให้สามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้เมื่อเกิดการปัญหาการชนความถี่เกิดขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอแนวคิดและวิธีการออกแบบระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นในหัวข้อ 3.1 หลังจากนั้นได้ทำการจำลองแบบการทำงานของระบบใหม่ที่นำเสนอและระบบเดิม เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบ โดยการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองแนวทางด้วยกัน แนวทางแรกคือการวิเคราะห์ระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นเมื่อมีสภาวะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป เช่น จำนวนผู้ใช้งานในระบบและค่าผลคูณเวลา-ความถี่ แนวทางที่สองคือการวิเคราะห์ระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้น เปรียบเทียบกับระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมเมื่อมีสภาวะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป โดยผลการวิเคราะห์ในแนวทางแรกคือ สมรรถนะของระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นจะดีขึ้นตามการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ และสมรรถนะของระบบจะแย่ลงเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น ส่วนผลการวิเคราะห์ในแนวทางที่สองคือ ระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม จะมีเงื่อนไขในการเพิ่ม-ลดสมรรถนะของระบบในสถานะต่างๆคล้ายกับระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้น แต่ต่างกันที่การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ จะไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ MC-FH-CDMA แบบเดิมเหมือน และเมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้งสองแล้วจะพบว่าในทุกสภาวะเงื่อนไข สมรรถนะของระบบที่นำเสนอจะมีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลลดลงกว่าในระบบ MC-

FH-CDMA แบบเดิมที่เป็นเช่นนี้เพราะการมอดูเลตแบบหลายความถี่เชิงเส้นมีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สามารถแก้ไขปัญหาการชนความถี่ที่มักเกิดขึ้นในระบบ MC-FH-CDMA ได้

ผลที่ได้ทั้งหมดแสดงให้เห็นว่า การใช้เทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้นในการมอดูเลตสัญญาณของระบบ MC-FH-CDMA นั้น จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบลดลง หรืออีกนัยหนึ่งคือ สมรรถนะของระบบดีขึ้นกว่าระบบ MC-FH-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม ดังนั้นเทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจและอาจนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารอื่นๆ ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] ถัญฉกร วุฒิสัทธิกุลกิจ, “หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่”, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546
- [2] R. Prasad, “CDMA for Wireless Personal Communications”, Artech House, London, 1996
- [3] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, “Digital Communication and Spread Spectrum System”, Macmilan Publishing, Newyork, 1985
- [4] M. Ebrahimi T. M. and M. Nasiri-Kenari, “Performance analysis of multicarrier frequency-hopping (MC-FH) code division multiple-access systems: Uncoded and coded schemes,” in Proc. IEEE VTC’04, vol. 53, No.4, July 2004, pp. 968–981.
- [5] J. G. Proakis, “Digital Communication”, McGraw-Hill, 2000
- [6] H. Harada, R. Prasad, “Simulation and Software Radio for Mobile Communications”, Artech House, London, 2002
- [7] C.E. Cook, M. Bernfeld, “Radar Signals An Introduction to Theory and Application”, Artech House, 1987
- [8] B. Edde, “Radar Principles Technology Applications”, Prentice-Hall, 1994
- [9] P. Z. Peebles, Radar Principles, John Wiley, Newyork, 1998
- [10] Karen W. Halford, “Multistage Multiuser Detection for FHMA”, IEEE Transactions on Communications, Vol.48, No.9, September 2000
- [11] S. Hengstler, D. P. Kasilingam. A. H. Costa, “A Novel Chirp Modulation Spectrum Technique for Multiple Access”, IEEE Symp. On Sread-Spectrum Tech. & Appl., pp 73-77, September. 2-5, 2002
- [12] S. E. El-Khamy, S. E. Shahban, E. A. Thabet, “Frequency-Hopped Multi-User Chirp Modulation (FH/M-M) for multipath fading channels”, IEEE Symp. Antennas and Prop., Vol. 1, pp 996-999, july1999.
- [13] A. Springer, W. Gugler, M. Huemer, L. Reindl, C.C.W. Ruppel, R. Weigel, “Spread Spectrum Communications Using Chirp Signals”, IEEE, pp 166-170, 2000
- [14] R. Prasad and S. Hara, “An Overview of Multicarrier CDMA,” Proc. of IEE ISSSTA ’96. Mainz, Germany, pp. 107-114. , Sept.1996

ภาคผนวก

การเผยแพร่งานวิจัย

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Phichet Moungnoul **Thanat Nonthaputha** Somyos Junnapiya “**PERFORMANCE IMPROVEMENT OF MC-FH-CDMA SYSTEM USING MULTI LINEAR CHIRP TECHNIQUE**” IASTED Asian Conference on Communication Systems and Networks (AsiaCSN 2007), Phuket, Thailand, April 2-4, 2007

ประวัติผู้เขียน

นายชนัสต์ นนทพุทฺธ เกิดเมื่อวันที่ 21 กรกฎาคม 2524 ที่จังหวัดสงขลา ปีการศึกษา 2547 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพมหานคร ปีการศึกษา 2544 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ จังหวัดกรุงเทพมหานคร