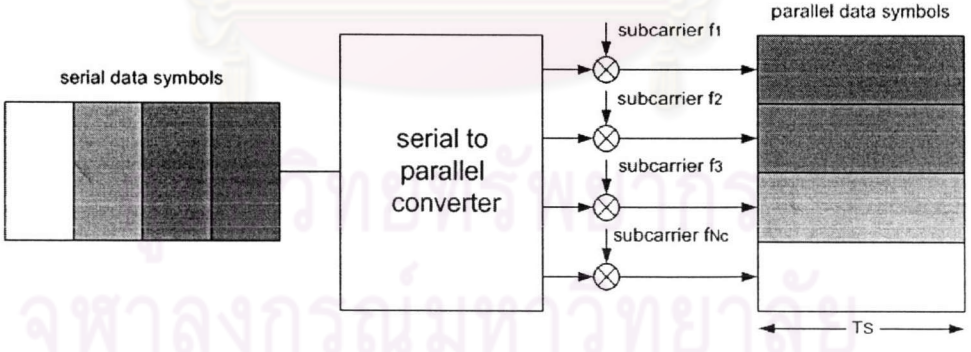
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multicarrier Modulation)

เนื่องจากความต้องการในการรับส่งข้อมูล และบริการต่าง ๆ ของผู้ใช้ได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง และหลากหลาย ทำให้ปริมาณข้อมูลและอัตราข้อมูลที่ทำการรับส่งเพิ่มขึ้นอย่างมาก ซึ่งการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราสูงนี้เองจะส่งผลให้ความยาวของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) มีค่าสั้นลงอย่างมาก ซึ่งถ้าคาบของสัญลักษณ์มีค่าน้อยกว่าค่าการกระเจิงทางเวลาของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Dispersion) จะส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะลดลงเนื่องจากผลของการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ อีกทั้งยังส่งผลต่อค่าความซับซ้อนของเครื่องรับที่ต้องใช้สำหรับการแก้ไขปัญหาดังกล่าวอีกด้วย ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันปัญหาดังกล่าวจึงมีผู้เสนอหลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ขึ้น ซึ่งการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์นั้นจะมีหลักการ คือ พยายามจะลดอัตราข้อมูลให้มีค่าน้อยลงเพื่อให้ความยาวของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยแทนที่จะส่งข้อมูลที่มีอัตราข้อมูลสูงไปในคลื่นพาห์เดียวทั้งแถบความถี่เช่นในการมอดูเลตสัญญาณแบบปกติ แต่การมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์จะส่งข้อมูลไปในคลื่นพาห์ย่อยที่มีแถบความถี่แคบลงจำนวนหลายคลื่นพาห์อย่างขนาน ด้วยอัตราข้อมูลที่ลดต่ำลงจากปกติเป็นจำนวนเท่าของจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 รูปแบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

จะเห็นว่าแถบความถี่ทั้งหมดสำหรับการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์นั้น จะถูกแบ่งออกเป็นแถบความถี่แคบย่อย ๆ ตามจำนวนคลื่นพาห์ ซึ่งมักจะสมมุติว่าความกว้างของแถบความถี่ย่อยมีค่าแคบเพียงพอ จึงสามารถพิจารณาว่าได้รับเฟดดิงแบบไม่เลือกความถี่ภายในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งการที่อัตราข้อมูลลดลงเป็นจำนวนเท่าของจำนวนคลื่นพาห์ย่อยนี้ทำให้คาบ

ของสัญลักษณ์ยังคงมีความยาวสูงอยู่ในขณะที่สามารถรับส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูงเช่นกัน ซึ่งส่งผลให้ผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มีค่าลดลงตามไปด้วย โดยที่ข้อมูลจะถูกมอดูเลตลงไปในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยด้วยค่าความถี่ซึ่งไม่ซ้อนทับกันตามที่ได้กำหนดไว้แล้ว ซึ่งเพื่อไม่ให้เกิดผลของการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยขึ้นในระบบ และระยะห่างของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยต้องมีค่าอย่างน้อยเท่ากับแถบความถี่ไนควิสต์ (Nyquist Bandwidth) เพื่อป้องกันการซ้อนทับกันของข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

เพื่อให้สามารถใช้ช่องสัญญาณได้อย่างเต็มประสิทธิภาพจึงมีผู้เสนอให้มีการใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ ซึ่งยอมให้เกิดการซ้อนทับกันของแถบความถี่คลื่นพาห์ย่อยขึ้น เพื่อหลีกเลี่ยงผลของการรบกวนกันระหว่างสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจึงจำเป็นต้องมีข้อกำหนดให้ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Subcarrier Spacing) ต้องมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{T_s}$ หรือส่วนกลับของระยะเวลาหนึ่งคาบสัญลักษณ์ (T_s) ซึ่งเทคนิคนี้เป็นที่รู้จัก และนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในนามของเทคนิค OFDM นั่นเอง

2.2 ระบบ MC-CDMA (Multicarrier Code division multiple access)

MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลประเภทหนึ่งเกิดจากการร่วมกันของเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM และเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส ซึ่งสัญญาณข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์จะถูกส่งผ่านไปในหลาย ๆ คลื่นพาห์ย่อย โดยคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นถูกเข้ารหัสด้วยเฟสออฟเซต (Phase Offset) ที่แตกต่างกันเป็น 0 หรือ π จะขึ้นอยู่กับรหัสแผ่ (Spreading Code) ซึ่งระยะห่างของความถี่ในการมอดูเลตสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าเป็นฮาร์มอนิก (Harmonic) ของอัตราส่วนกลับของสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ ($\frac{1}{T_b}$) เพื่อรักษาความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย และป้องกันการเกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ ซึ่งทางภาครับจะสามารถนำข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยกลับมาได้โดยการดีมอดูเลตสัญญาณที่รับได้ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยด้วยความถี่ที่สอดคล้องกับแต่ละคลื่นพาห์ย่อย แล้วอินทิเกรตตลอดช่วงคาบของสัญญาณ นอกจากนี้ในกรณีที่ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อยมีค่าเป็นจำนวนเต็มเท่าของอัตราส่วนกลับของสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ ($\frac{F}{T_b}$) โดยที่ F เป็นจำนวนเต็ม ระบบก็จะยังคงสามารถรักษาความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยไว้ได้เช่นกัน

รหัสแผ่แต่ละชุดจะประกอบด้วยไปด้วยบิตข้อมูลหลาย ๆ บิตซึ่งตลอดวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้คำว่าชิป (Chip) แทนการใช้คำว่าบิตเพื่อป้องกันการซ้ำซ้อนในการเรียก

บิตข้อมูล โดยเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าขึ้นอยู่กับชิปแต่ละชิปของรหัสแผ่ ดังนั้นถ้ารหัสแผ่มีความยาว N ชิปจำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดก็ต้องมีจำนวน N คลื่นด้วย โดยจะเรียก N ว่า สัมประสิทธิ์การแผ่ (Spreading Factor or Processing Gain) ระบบ MC-CDMA เป็นระบบการเข้าถึงแบบหลายทาง (Multiple Access: MA) โดยอาศัยหลักการว่าผู้ใช้แต่ละรายจะใช้กลุ่มของคลื่นพาห์ย่อยร่วมกัน แต่จะใช้รหัสแผ่ที่ต่างกัน โดยที่รหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้จะต้องมีความตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งจะสังเกตได้ว่าระบบ MC-CDMA นั้นมีความตั้งฉากกันอยู่ถึง 2 ระดับ นั่นคือ ความตั้งฉากเชิงความถี่ระหว่างคลื่นพาห์ย่อย และความตั้งฉากของรหัสแผ่ของผู้ใช้

สัญญาณในระบบ MC-CDMA นั้นสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นสัญญาณในระบบ DS-CDMA ที่แต่ละชิปถูกเข้ารหัสแยกจากกันในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งก็คือผลการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) [8] ของสัญญาณในระบบ DS-CDMA นั่นเอง ระบบ MC-CDMA ยังสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นระบบที่มีการแผ่สเปกตรัมความถี่เช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA เพราะถึงแม้แต่ละชิปของข้อมูลจะถูกส่งผ่านแถบความถี่แคบ แต่ถ้ามองแถบความถี่โดยรวมทั้งหมดทุกคลื่นพาห์ย่อยสัญญาณข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ จะถูกส่งผ่านแถบความถี่ที่กว้าง ดังนั้นระบบMC-CDMA นี้ก็จะมีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดีเช่นกัน

2.2.1 F **พารามิเตอร์** (F Parameter or Channel Spacing Factor)

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเพื่อรักษาความตั้งฉากระหว่างสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อยต้องมีค่าเป็นเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ นั่นคือจะต้องห่างกัน $\frac{F}{T_b}$ เมื่อ F = 1,2,3... โดยเราจะเรียกพารามิเตอร์ F นี้ว่า Channel Spacing Factor

เพื่อใช้ช่องสัญญาณอย่างคุ้มค่า และมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงควรให้คลื่นพาห์ย่อยอยู่ชิดกันมากที่สุด โดยระยะห่างที่น้อยที่สุดที่เป็นไปได้คือ $\frac{1}{T_b}$ นั่นก็คือ F จะมีค่าเป็น 1 ทำให้โครงสร้างของสัญญาณในกรณีนี้จะมีลักษณะเหมือนโครงสร้างสัญญาณในกรณีที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM

ถึงแม้ว่าระบบ MC-CDMA จะมีโครงสร้างสัญญาณเหมือนกับระบบ OFDM แต่จุดประสงค์ในการใช้คลื่นพาห์ย่อยส่งข้อมูลแตกต่างกัน ใน OFDM จะใช้คลื่นพาห์ย่อยหนึ่ง ๆ ส่งสัญลักษณ์ข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ ซึ่งข้อมูลเหล่านี้อาจได้รับการเข้ารหัสด้วยรหัสการปรับแก้ความผิดพลาด (Error Correction Code) หรือรหัสการตรวจวัดความผิดพลาด (Error Detection Code) วัตถุประสงค์ของระบบ OFDM คือ ลดอัตราการส่งประสิทธิผลเพื่อไปเพิ่มช่วงเวลาของ

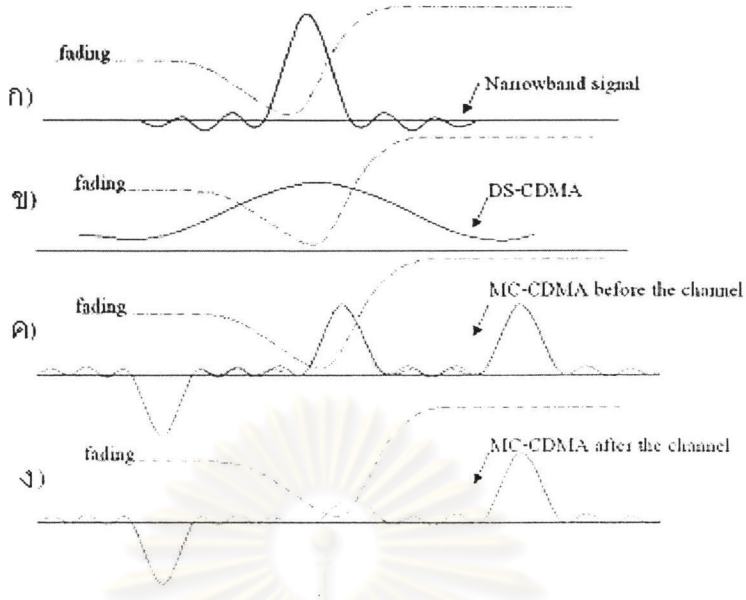
สัญลักษณ์แต่ละตัว ซึ่งผลที่ได้จะทำให้สามารถลดผลกระทบจากการแผ่เวลาประวิง (T_d) และการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ได้ นอกจากนี้ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (เมื่อมีผลจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler) มาก) การที่ช่วงเวลาของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีค่ามากจะช่วยให้สัญญาณรับผลจากดอปเพลอร์ และเฟดดิงทางเวลาไม่มากนัก การเข้าถึงหลายทางโดยระบบ OFDM จะแตกต่างจาก MC-CDMA ตรงที่ผู้ใช้แต่ละรายจะใช้เซตของคลื่นพาห์ย่อยไม่เหมือนกัน จากที่กล่าวมานี้จะเห็นว่า OFDM และ MC-CDMA ต่างกันในด้านการใช้งานคลื่นพาห์ย่อยนั่นเอง

เนื่องจากระบบ MC-CDMA จะมีโครงสร้างของสัญญาณเช่นเดียวกับ OFDM เมื่อ $F = 1$ ข้อสรุปบางอย่างของระบบ OFDM จึงสามารถนำมาใช้กับระบบ MC-CDMA ได้ ดังเช่น ระบบ MC-CDMA ใช้ความถี่อย่างมีประสิทธิภาพเนื่องจากคลื่นพาห์ย่อยอยู่ชิดกัน นอกจากนี้เสปคตรัมของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงก์ (Sinc Function) จึงมีการรบกวนแถบความถี่ข้างเคียงน้อย

นอกจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่โดยรวมทั้งหมดแล้ว ยังจำเป็นต้องคำนึงถึงไดเวอร์ซิตีทางความถี่ด้วย โดยในการส่งข้อมูลผ่านหลาย ๆ คลื่นพาห์ย่อยนั้น เพื่อให้คลื่นพาห์ย่อยที่ถูกลดทอนอย่างมากโดยช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่มีจำนวนน้อย แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจึงจำเป็นต้องอยู่ห่างกันมากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (Coherence Bandwidth) ของช่องสัญญาณ ซึ่งถ้าเกิดมีหลาย ๆ คลื่นพาห์ย่อยตั้งอยู่ในระยะห่างไม่เกินแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณแล้ว ก็จะมีโอกาสเป็นไปได้สูงที่เมื่อคลื่นพาห์ย่อยหนึ่งถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณแล้ว คลื่นพาห์ย่อยอื่นที่เหลือจะถูกลดทอนไปด้วย ดังนั้นเราจะต้องเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ F ที่เหมาะสมเพื่อให้มีทั้งการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ และมีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดี

2.2.2 การเปรียบเทียบกับเทคนิคการมอดูเลตดั้งเดิม

เมื่อทำการเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณในระบบ MC-CDMA กับการส่งสัญญาณแถบความถี่แคบแบบ BPSK จะพบว่าสัญญาณแถบความถี่แคบนี้จะทนต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ได้ เมื่อคาบของสัญลักษณ์มีค่ามากกว่าเวลาหน่วงที่เกิดจากช่องสัญญาณเป็นอันมาก แต่เนื่องจากการอาศัยแถบความถี่ที่แคบนี้เองจึงมีโอกาสที่แถบความถี่นี้จะมีความกว้างน้อยกว่าแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณ จึงทำให้มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ไม่ดีดังรูปที่ 2.2 ก)



รูปที่ 2.2 ไดเวอร์ซิตีทางความถี่ของระบบ MC-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-CDMA และระบบแถบความถี่แคบ

เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการส่งสัญญาณ DS-CDMA จะพบว่าในระบบ DS-CDMA นั้นได้มีการแผ่บิตข้อมูลส่งออกไปในแถบความถี่กว้าง โดยการแผ่ข้อมูล 1 บิต ออกเป็น N ชิป (N คือ อัตราแผ่ หรือ processing gain) ซึ่งแต่ละชิปมีคาบยาว T_b / N ทั้งนี้เพื่อให้มีความทนทานต่อการเกิดเฟดดิงได้ดี นั่นคือมีโอกาสน้อยที่สัญญาณจะถูกลดทอนไปทั้งหมดในทุก ๆ ความถี่ ดังรูปที่ 2.2 ข) แต่การที่แผ่ข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ออกเป็นหลายชิปที่มีช่วงคาบที่แคบนี้เอง จะมีข้อเสียที่สำคัญ คือ มีความซับซ้อนมากขึ้นทำให้เครื่องรับต้องประมวลผลด้วยความรวดเร็วขึ้น และข้อมูลจะถูกรบกวนโดยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มากยิ่งขึ้น เพราะคาบเวลาของชิป จะมีค่าใกล้เคียงกับเวลาประวิงที่เกิดจากช่องสัญญาณมากยิ่งขึ้น ในขณะที่ส่วนของระบบ MC-CDMA นั้นเมื่อบิตข้อมูลถูกแผ่แล้ว แต่ละชิปจะถูกส่งผ่านแต่ละคลื่นพาห์ย่อยไปพร้อม ๆ กัน โดยช่วงคาบเวลาของแต่ละชิปจะยังคงมีค่าเท่ากับช่วงคาบเวลาของ 1 บิตอยู่ (ไม่ต้องหารด้วย N ดังเช่นในระบบ DS-CDMA) ดังนั้นผลการรบกวนของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จึงมีค่าน้อย นอกจากนั้นแล้วเมื่อเลือก Channel Spacing Factor ที่เหมาะสมก็จะสามารถใช้อัตราแผ่ที่น้อยกว่าระบบ DS-CDMA เพื่อให้ได้มาซึ่งไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่เท่ากัน โดยทุก ๆ คลื่นพาห์ย่อยไม่ตกอยู่ในความถี่ที่มีการถูกลดทอนอย่างมาก ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ค) และรูปที่ 2.2 ง)

2.2.3 **รหัสแผ่** (Spreading Code)

ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส ผู้ใช้แต่ละรายจะถูกแบ่งแยกออกจากกันโดยอาศัยคุณสมบัติการตั้งฉากกันของชุดรหัสแผ่ สำหรับระบบ MC-CDMA นั้น ความยาวของรหัสแผ่ที่นิยมใช้จะมีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อย

รหัสชนิดหนึ่งซึ่งได้รับความนิยมใช้อย่างแพร่หลายสำหรับระบบ DS-CDMA คือ รหัสสุ่มเทียม (Pseudo-Random Code: PN Code) เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีในเรื่องของค่าอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) ที่ยังคงมีค่าสูงเมื่อเกิดการเลื่อนทางเวลาของสัญญาณขึ้น รหัสสุ่มเทียมนี้สามารถสร้างได้โดยอาศัยชิฟต์รีจิสเตอร์ (Shift Register) โดยจะมีลักษณะสุ่มให้มีจำนวนชิปที่เป็น 1 และ -1 ใกล้เคียงกัน เมื่อชิฟต์รีจิตเตอร์มีความยาวเป็น n จะสามารถสร้างชุดรหัสที่มีความยาวเป็น $2^n - 1$ ซึ่งจะเห็นว่าความยาวของรหัสจะเป็นเลขคี่เสมอ ซึ่งหมายถึงรหัสจะไม่ตั้งฉากกันด้วยเหตุที่จำนวนชิปที่มีค่า 1 และ -1 ไม่เท่ากัน กล่าวคือผลคูณภายใน (Inner Product) ระหว่างรหัสจะมีค่าเป็น -1 นอกจากนี้สำหรับระบบ OFDM และระบบ MC-CDMA การที่จะให้เครื่องส่งใช้ DFT ได้ ความยาวของสัญลักษณ์ต้องมีค่าเป็นเลขยกกำลังของ 2 เสมอดังนั้นรหัสสุ่มเทียมจึงไม่สามารถใช้ได้กับระบบดังกล่าว

รหัสอีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ รหัสวอลช์ฮาดามาร์ด (Walsh-Hadamard Code) หรือเรียกสั้น ๆ ว่ารหัสวอลช์ รหัสนี้สร้างได้โดยใช้การดำเนินการเชิงเมตริกซ์ หน่วยเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลช์ $\mathbf{C}_{H_0}$ คือ

$$\mathbf{C}_{H_0} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

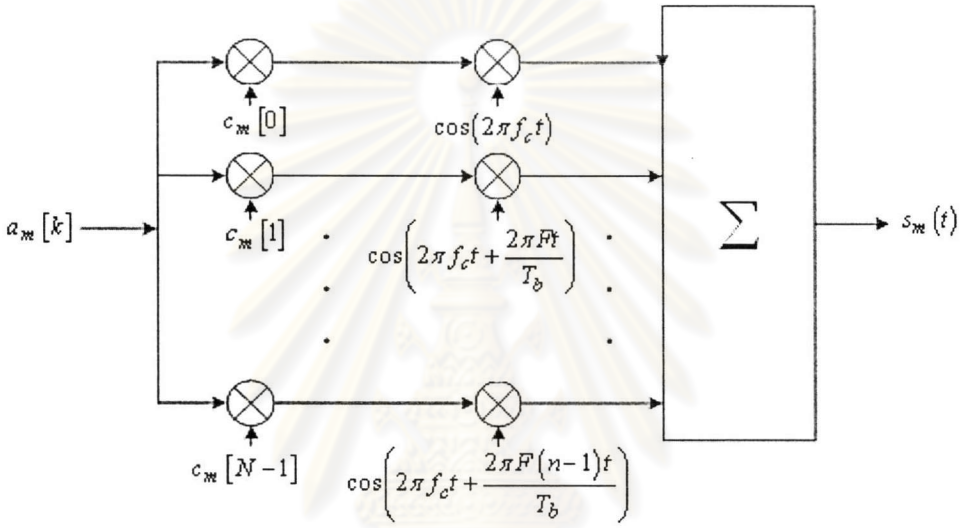
ซึ่งรหัสวอลช์ความยาว 2^n จะสามารถสร้างได้จากเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลช์ที่มีลำดับชั้นต่ำกว่าได้เป็น

$$\mathbf{C}_{H_n} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{H_{n-1}} & \mathbf{C}_{H_{n-1}} \\ \mathbf{C}_{H_{n-1}} & -\mathbf{C}_{H_{n-1}} \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

จะเห็นว่าเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{H_n}$ ขนาด $2^n \times 2^n$ สร้างจากเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{H_{n-1}}$ ขนาด $2^{n-1} \times 2^{n-1}$ ซึ่ง $\mathbf{C}_{H_0}$ เป็นดังสมการที่ (1.2) แถวแต่ละแถวในเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{H_n}$ คือรหัสของผู้ใช้หนึ่งรายและจะตั้งฉากกันเสมอจากการที่ผลคูณภายในระหว่างรหัสใด ๆ มีค่าเป็นศูนย์

2.2.4 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA สามารถแสดงดังในรูปที่ 2.3 ทั้งนี้ ข้อมูลขาเข้า, $a_m[k]$, สัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m จะถูกทำสำเนาแล้วส่งขนานออกไปเป็น N สาย ตามจำนวนคลื่นพาห์ย่อย โดยข้อมูลในสายที่ i จะถูกคูณด้วยชิปที่ i ของรหัสแผ่, $c_m[k]$, ซึ่งมีความยาวเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยในแต่ละผู้ใช้ หลังจากนั้นแต่ละสายข้อมูลจะถูกมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งแต่ละคลื่นพาห์ย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ ตามกฎความตั้งฉาก จากนั้นสัญญาณในทุกสายข้อมูลจะถูกนำมารวมกัน และถูกส่งออกไป



รูปที่ 2.3 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

จากรูปที่ 2.3 ข้อมูลสัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m ที่ถูกส่งออกไปจะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.3)

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i]a_m[k]\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t)\,p_{T_b}(t - kT_b) \qquad (2.3)$$

โดย $c_m[i] \in \{-1, 1\}$ เมื่อ $c_m[0], c_m[1], \ldots\ldots c_m[N-1]$ คือรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ m

$p_{T_b}(t)$ แทนสัญญาณอิมพัลส์ขนาดหนึ่งหน่วย (Unit pulse) ที่มีค่าอยู่ในช่วงเวลา $[0, T_b]$

เมื่อทำการพิจารณาภาคส่งของระบบ MC-CDMA ดังรูปที่ 2.3 จะพบว่าต้องใช้ออสซิเลเตอร์เป็นจำนวนมากสำหรับการมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ อย่างไรก็ตามดังที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าถ้าค่า F พารามิเตอร์ของระบบมีค่าเป็น 1 ระบบ MC-CDMA นี้จะมีโครงสร้าง

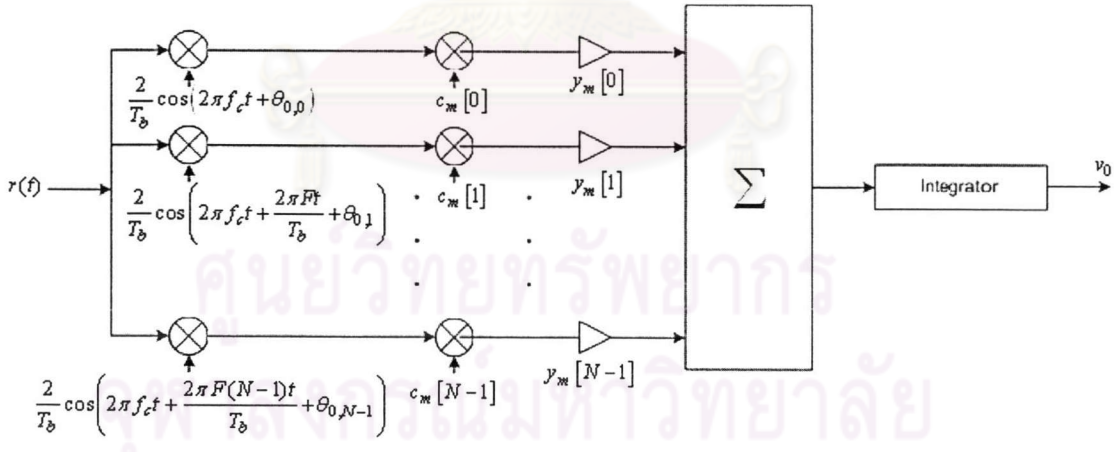
สัญญาณเช่นเดียวกับระบบ OFDM และเมื่อพิจารณาเครื่องส่งแบบ OFDM ในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องจะพบว่าสามารถนำการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) เข้ามาประยุกต์ใช้ได้ ดังนั้นแบบจำลองเครื่องส่งในรูปที่ 2.3 เมื่อค่า F เป็น 1 จึงสามารถแทนกลุ่มของออสซิเลเตอร์ด้วยการแปลง DFT ได้ อย่างไรก็ตามเพื่อที่จะให้มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดีอาจจะเพิ่มค่า F เป็นจำนวนเต็มค่าอื่นได้

2.2.5 แบบจำลองภาครับ ของระบบ MC-CDMA

เมื่อมีผู้ใช้ในระบบจำนวน M รายสัญญาณขาเข้าที่ภาครับได้รับจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t) \qquad (2.4)$$

เมื่อ $\rho_{m,i}$ และ $\theta_{m,i}$ คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนทางขนาด และเฟส ที่ผิดเพี้ยนไปเมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณของผู้ใช้รายที่ m ของคลื่นพาห์ย่อยที่ i โดยที่ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise: AWGN) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น σ_n^2



รูปที่ 2.4 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA จะเป็นดังรูปที่ 2.4 โดยแบบจำลองนี้จะประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบธรรมดา หรือแมตช์ฟิลเตอร์ (Match filter) จำนวน N ชุด โดยใช้จำนวนเครื่องรับ 1 เครื่องต่อ 1 คลื่นพาห์ย่อย และสัญญาณออกจากแมตช์ฟิลเตอร์แต่ละตัวจะถูก

นำมารวมกันเพื่อทำการตัดสินบิตข้อมูล, v_0, โดยที่ภายในแมตช์ฟิลเตอร์แต่ละตัวจะประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์ และออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่สร้างความถี่ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย นอกจากนี้ยังต้องมีการประมาณเฟสที่ผิดเพี้ยนไป, $\theta_{m,i}$, เนื่องจากผลของช่องสัญญาณเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์สามารถซิงโครไนซ์ในทางเวลากับสัญญาณที่ต้องการได้ และสมบัติตั้งฉากของชุดรหัสจะถูกนำมาใช้เพื่อที่จะแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน โดยคลื่นพาห์ย่อยที่ i จะถูกคูณด้วยชิปที่ i ของรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ต้องการ เพื่อเป็นการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ ชิปกลับมาเป็นสัญลักษณ์ข้อมูลตามเดิม และเป็นการหักล้างข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่เหลือออกไป สัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ที่ k ที่รับได้ในสมการที่ (2.4) เมื่อผ่านการตัดสินบิตข้อมูลจะมีค่าดังนี้

$$v_0 = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{i=0}^{N-1}\rho_{m,i}c_m[i]a_m[k]\frac{2}{T_b}\int_{kT_s}^{(k+1)T_s}\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t + \theta_{m,i})\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t + \hat{\theta}_{0,i})dt + \eta \qquad (2.5)$$

เมื่อ $\hat{\theta}_{0,i}$ คือค่าของเฟสของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งประมาณได้ที่เครื่องรับของคลื่นพาห์ย่อยที่ i

โดยส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก η เป็นดังนี้

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1}\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} n(t)\frac{2}{T_b}\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t + \hat{\theta}_{0,i})dt \qquad (2.6)$$

ถ้าสมมติว่าสามารถทำการประมาณเฟสได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์ $\hat{\theta}_{0,i} = \theta_{0,i}$ สัญญาณในสมการที่ (2.5) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = a_0[k]\sum_{i=o}^{N-1}\rho_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1}\sum_{i=0}^{N-1}a_m[k]c_m[i]c_0[i]\rho_{m,i}\cos\phi_{m,i} + \eta \qquad (2.7)$$

เมื่อ $\phi_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$ จะสังเกตได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะประกอบไปด้วย 3 พจน์ โดยพจน์แรกจะเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ พจน์ที่ 2 จะเป็นส่วนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference : MAI) และพจน์สุดท้ายจะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวน

ถ้าพิจารณาในกรณีอุดมคติที่ $\rho_{m,i}$ มีค่าคงที่ นั่นคือการลดทอนจากช่องสัญญาณเท่ากันหมดในทุกคลื่นพาห์ย่อย และ $\theta_{m,i} =$ 0 หรือ ไม่เกิดการผิดเพี้ยนทางเฟสขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณ สมการที่ (2.5) จะลดรูปเป็น

$$v_0 = Na_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k]\rho_{m,i} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i]c_0[i] + \eta \quad (2.8)$$

$$v_0 = Na_0[k] + \eta \quad (2.9)$$

จะสังเกตได้ว่าส่วนของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้รายอื่นจะถูกหักล้างไปได้ เนื่องจากสมบัติความตั้งฉากของรหัส แต่ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณจะมีการลดทอนที่แต่ละคลื่นพาห์ไม่เท่ากัน และจะเกิดความผิดเพี้ยนทางเฟสด้วย ดังนั้น สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้รายอื่นจะส่งผลทำให้มีการตัดสินบิตข้อมูลที่ผิดพลาดได้

2.3 **เทคนิคการปรับเท่า** (Equalization Techniques)

จุดประสงค์หลักสำหรับการปรับเท่า [2] คือ เพื่อลดผลกระทบจากการเกิดเฟดดิงและการรบกวน โดยไม่ไปขยายผลจากสัญญาณรบกวนในการตัดสินสัญลักษณ์ ในกรณีที่มีการใช้แบบแผนไดเวอร์ซิตีแบบต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นการส่งชุดสำเนาของสัญญาณข้อมูลจากไดเวอร์ซิตีทางเวลา ทางความถี่ หรือทางสายอากาศก็ตาม ก็อาจนำทฤษฎีไดเวอร์ซิตีมาใช้ในการปรับปรุงสัญญาณข้อมูลด้านภาครับได้ด้วยเช่นกัน เทคนิคการปรับเท่าเป็นเทคนิคที่ง่าย เนื่องจากใช้เพียงแค่การคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณ อย่างไรก็ตามในช่องสัญญาณที่มีการรบกวน เทคนิคเหล่านี้อาจไม่ใช่เทคนิคที่เหมาะสมที่สุด ในแง่ของการทำให้อัตราความผิดพลาดน้อยที่สุดภายใต้เกณฑ์บางอย่าง

อย่างไรก็ดีเมื่อพิจารณาเทคนิคการตัดสินบางชนิด อาทิเช่น เทคนิคการถอดรหัสแบบวิเทอร์บี (Viterbi Decoding) และเทคนิคการกรองเวียเนอร์ (Wiener Filtering) ซึ่งเหมาะสมที่สุดในแง่ที่ทั้งสองเทคนิคนี้ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด แต่เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานจริงอาจทำให้มีความซับซ้อนมากเกินไป เป็นต้นว่าเมื่อให้เฟดดิงที่คลื่นพาห์ย่อยทั้ง N คลื่นนั้นเป็นอิสระต่อกัน นั่นหมายถึงมีระดับชั้นความเสรี (Degree of Freedom) เป็น N จะกล่าวได้ว่ามีวิถี N วิถี ซึ่งสามารถพิจารณาได้ว่ามีการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็น N แท็ป (Tap) เป็นผลให้ลำดับชั้นของตัวถอดรหัสแบบวิเทอร์บี (State) มีจำนวนมากเมื่อ N มีค่ามาก และสำหรับเวียเนอร์ฟิลเตอร์เมื่อใช้ระเบียบวิธีแบบปรับตัวได้ชนิด LMS จะมีจำนวนแท็ปเป็น N แท็ป เช่นเดียวกัน

เทคนิคการปรับเท่าที่นิยมใช้กันมีอยู่ 5 เทคนิค ได้แก่ เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining : EGC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining : ORC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC) เทคนิคการปรับเท่าที่มีการ

ควบคุม (Controlled Equalization : CE) และเทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining : MMSEC) ซึ่งเทคนิคการปรับเท่าแต่ละแบบก็จะส่งผลกระทบต่อการกระจายตัวของสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกันออกไป

- **เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining : EGC)**

สำหรับเทคนิค EGC [2] ตัวประกอบการขยายของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าเป็น

$$y_m[i]=1 \tag{2.10}$$

หมายความว่าเทคนิคนี้ไม่ได้ทำการปรับเท่าผลกระทบจากความเพี้ยนจากช่องสัญญาณแต่อย่างใด เทคนิคนี้จึงเป็นเทคนิคที่ง่ายและไม่ต้องมีการประมาณฟังก์ชันถ่ายโอน หรือผลตอบสนองของช่องสัญญาณ ซึ่งส่งผลให้เทคนิคนี้ไม่เหมาะสมกับการใช้งานในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่

- **เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining : ORC)**

สำหรับเทคนิค ORC [2] เครื่องรับจะกำจัดการรบกวนระหว่างผู้ใช้โดยสมบูรณ์ โดยการใช้ตัวประกอบการขยายที่คลื่นพาห์ย่อยที่ i ดังนี้

$$y_m[i]=\frac{1}{\rho_{m,i}} \tag{2.11}$$

อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่สัญญาณในคลื่นพาห์ย่อยมีแอมพลิจูดต่ำ เมื่อใช้เทคนิคนี้จะเป็นการคูณด้วยตัวประกอบการขยายค่าสูง ดังนั้นจึงเป็นการขยายองค์ประกอบสัญญาณรบกวนไปในตัว ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะทางอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) มีค่าลดลง

- **เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC)**

เทคนิค MRC [2] เป็นเทคนิคที่ให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุดในแง่ของอัตราความผิดพลาดบิตซึ่งจะมีการยกกำลังสองของขนาดสัญญาณ โดยใช้ตัวประกอบการขยายของคลื่นพาห์ย่อยที่ i เป็นค่าคอนจูเกตของค่าการลดทอนจากช่องสัญญาณ ดังนี้

$$y_m[i]=\rho_{m,i} \tag{2.12}$$

เหตุผลที่ใช้ค่านี้คือองค์ประกอบของสัญญาณที่ได้รับที่มีแอมพลิจูดสูงมีแนวโน้มที่จะมีผลของสัญญาณรบกวนน้อยกว่า และแน่นอนว่าองค์ประกอบนี้จะมีผลต่อกระบวนการการตัดสินเป็นอย่างมาก ดังนั้นการยกกำลังสองแอมพลิจูดจึงไปเพิ่มผลขององค์ประกอบส่วนนี้ อนึ่ง เทคนิคนี้จะสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีสำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจาก MAI ไม่มากนักเท่านั้น

- **เทคนิคการปรับเท่าที่มีการควบคุม (Controlled Equalization : CE)**

ในขณะที่ EGC เป็นเทคนิคที่ง่าย และ MRC เป็นเทคนิคที่จัดการกับสัญญาณรบกวนได้ดี แต่ทั้งสองเทคนิคไม่เน้นเรื่องการรบกวน และนำการเข้ารหัสของคลื่นพาห์ย่อยมาใช้ประโยชน์ เนื่องจากเป้าหมายอย่างหนึ่งของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่คือการมัลติเพล็กซ์ผู้ใช้ให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ในการใช้ทรัพยากรร่วมกัน แบบจำลองช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารเหล่านี้จึงเปลี่ยนจากช่องสัญญาณที่ต้องมีสัญญาณรบกวนจำกัดเป็นช่องสัญญาณที่มีการรบกวนไม่จำกัด โดยวิธี CE [2] นั้นพยายามที่จะฟื้นฟู (Restore) ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้ด้วยการนอร์แมล-ไลซ์ (normalized) แอมพลิจูดของคลื่นพาห์ย่อย นั่นคือนำเทคนิค ORC มาประยุกต์ใช้เมื่อความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้มีการเข้ารหัสอยู่ในรูปของเฟสของคลื่นพาห์ย่อย วิธีนี้จึงเหมาะสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาลงที่สามารถปรับแก้ความเพี้ยนเฟสของผู้ใช้ทุกรายได้ง่ายกว่าบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น เทคนิคนี้ใช้ตัวประกอบการขยายดังนี้

$$y_m[i] = \frac{1}{\rho_{m,i}} u(\rho_{m,i} - \rho_{thresh}) \tag{2.13}$$

โดยที่ $u(\rho_{m,i})$ คือฟังก์ชันขั้นหนึ่งหน่วย (Unit Step Function) จึงหมายความว่าทำการปรับเท่าเฉพาะคลื่นพาห์ย่อยที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) เงื่อนไขบังคับนี้ถูกนำมาใช้เพื่อป้องกันการขยายคลื่นพาห์ย่อยที่มากเกินจากการใช้แอมพลิจูดค่าน้อยที่อาจเกิดจากสัญญาณรบกวน เมื่อมีคลื่นพาห์ย่อยจำนวน i_0 คลื่นที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน

- **เทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining : MMSEC)**

MMSEC [2] จะมีตัวประกอบการขยายเป็นไปตามเกณฑ์ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณเป้าหมายต่ำสุด จะได้ว่ามีอัตราขยายเป็น

$$y_m[n] = \frac{1}{\rho_{m,i} + \frac{1}{\zeta_k}} \tag{2.14}$$

โดยที่ ζ_k เป็นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่คลื่นพาห์ย่อยนั้น สังเกตว่าเมื่อ $\rho_{m,i}$ มีค่าน้อย ตัวประกอบอัตราขยายก็จะมีค่าน้อยเช่นกันทำให้ไม่ขยายสัญญาณรบกวนมากจนเกินไป และเมื่อ $\rho_{m,i}$ มีค่ามาก ตัวประกอบอัตราขยายจะเป็นสัดส่วนกลับกับเอนเวโลป (Envelope) ของคลื่นพาห์ย่อยทำให้นำความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมาได้

2.4 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ

- **สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น** (Multiple Access Interference :MAI)

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น เกิดขึ้นเนื่องจากการที่ระบบ CDMA มีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแผ่ที่แตกต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิงจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้ MAI ยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแผ่แบบ Pseudorandom noise sequence (PN- Sequence) และรหัสแบบสุ่มด้วย ซึ่งรหัสแผ่เหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว อย่างไรก็ตามค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าที่ต่ำมาก แต่ข้อดีของรหัสแบบนี้คือ ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอะซิงโครนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น รหัสวอลช์ ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอะซิงโครนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแผ่จะมีค่าที่สูงมาก

- **สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์** (Inter-symbol Interference : ISI)

สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สำหรับการรับส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายนั้น เกิดขึ้นเนื่องจากการที่สัญญาณข้อมูลเดินทางผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ทำให้สัญญาณข้อมูลมีเส้นทางการเดินทางที่ต่างกันหลายเส้นทาง และหลายเวลา เนื่องจากเกิดการสะท้อน แทรกสอด และหักเหขึ้นเนื่องมาจากผลกระทบจากสภาวะแวดล้อม เช่น การชนกับสิ่งกีดขวาง, การสะท้อนจากผิวโลก เป็นต้น ดังนั้นสัญญาณที่ทางภาครับซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณจากวิถีต่าง ๆ ซึ่งเดินทางมาถึงทางภาครับไม่พร้อมกันจึงเกิดความเหลื่อมล้ำทางเวลาขึ้นระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูล และเมื่อพิจารณาเฉพาะในสัญลักษณ์หนึ่ง ๆ จะพบว่าข้อมูลในสัญลักษณ์นั้นเองซึ่งมาจากวิถีต่าง ๆ ก็จะมีความเหลื่อมล้ำทางเวลาซึ่งกันและกันด้วย ส่งผลให้เกิดการซ้อนทับกันอย่างไม่เต็มคาบของสัญลักษณ์ ทำให้สัญลักษณ์ข้อมูลที่ภาครับได้รับซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณในแต่ละวิถีดังกล่าว มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่

ทางภาครับส่งมาจริง ซึ่งเมื่อนำไปตัดสินบิตข้อมูลก็จะเป็นการเพิ่มโอกาสในการตัดสินบิตผิดพลาดมากยิ่งขึ้น นอกจากนั้นแล้ว ช่องสัญญาณแบบพหุวิถียังส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

- **สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย** (Inter-carrier Interference : ICI)

การรับส่งข้อมูลในระบบ MC-CDMA นั้น จะเป็นการส่งข้อมูลโดยใช้หลายคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลเข้าร่วมด้วยในขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ และการแปลงกลับฟูริเยร์ ซึ่งขั้นตอนทั้งสองนี้ จะสามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ เมื่อคลื่นพาห์ย่อยต้องมีความตั้งฉากระหว่างกัน นั่นคือ คลื่นพาห์ย่อยจะต้องมีค่าความถี่กึ่งกลางที่ห่างกัน F เท่าของ 1/T โดย T เป็นค่าความยาวคาบของสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ และ F เป็นจำนวนเต็มบวกใด ๆ และเนื่องจากผลของการเกิดความถี่ออฟเซ็ต (Frequency Offset) การเกิดพหุวิถี และการเกิดเฟดดิงอย่างเร็ว จะส่งผลให้ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยนี้สูญเสียไป ทำให้การแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์นั้นไม่สมบูรณ์ ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (ICI) ขึ้นในขณะที่ระบบ DS-CDMA ซึ่งไม่ได้มีการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์ย่อยจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดประเภทนี้เกิดขึ้น

- **เฟดดิง** (Fading)

ในระบบการสื่อสารไร้สาย คลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางภาคส่งจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรงมาถึงทางภาครับปลายทาง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะเกิดจากการรวมกันของคลื่นหลาย ๆ วิถีที่มาถึงจากทุกทิศทางที่เกิดจากการสะท้อนหรือหักเหผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดพหุวิถี (multipath) และผลจากการเกิดพหุวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางภาครับประกอบด้วยผลรวมของสัญญาณที่ถูกลดทอน เลื่อนทางเฟส และประวิงทางเวลา เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง โดยที่สัญญาณที่มาถึงจะเกิดการรวมแบบเสริมกันหรือแบบหักล้างกันนั้นจะขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณแต่ละวิถีที่มาถึงนั่นเอง เมื่อพิจารณาทางความถี่ ผลของการเกิดพหุวิถีนี้ จะทำให้เกิดสัญญาณเฟดดิงซึ่งจะลดทอนสัญญาณที่ถูกส่งมาในคลื่นพาห์ย่อยต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA นั่นเอง และเมื่อสัญญาณที่เกิดพหุวิถีนี้มีค่าเวลาหน่วงที่มาก เมื่อเทียบกับคาบของสัญญาณ ก็จะทำให้เฟดดิงที่เกิดขึ้นเป็นแบบเลือกความถี่นั่นคือสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะถูกลดทอนด้วยค่าที่ไม่เท่ากันนั่นเอง

- **ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์** (Doppler Effect)

นอกจากการเกิดพหุวิถีแล้วการเกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นั้นก็จะส่งผลลบต่อระบบการสื่อสารไร้สายด้วย เนื่องจากผลที่ผู้ใช้มีการเคลื่อนที่จึงทำให้คลื่นสัญญาณที่มาถึงนั้นมีความถี่ที่เปลี่ยนไปโดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (angle of arrival α_n) ซึ่งถูกนิยามให้เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย และค่าความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n จะมีค่าดังนี้

$$f_n = f_{max} \cos\alpha_n \tag{2.15}$$

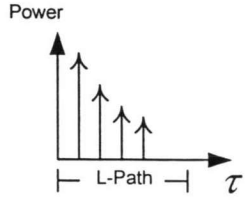
โดยที่ f_{max} คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย (v) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังสมการ

$$f_{max} = \frac{v}{c_0} f_0 \tag{2.16}$$

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ ดอปเพลอร์นี้เองจะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลา ผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

2.5 ช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (Multipath Channel)

ในระบบสื่อสารไร้สายนั้น สัญญาณที่ส่งมาจากสถานีต้นทางนั้นส่วนใหญ่มักจะไม่ได้เดินทางมายังสถานีฐานด้วยเส้นทางที่เป็นเส้นตรงเพียงทางเดียว หากแต่สัญญาณที่เดินทางผ่านทางช่องสัญญาณนั้นจะเกิดการสะท้อน และหักเหขึ้นเนื่องมาจากสภาวะแวดล้อม เช่น การชนกับสิ่งกีดขวาง และการสะท้อนจากผิวโลก เป็นต้น ทำให้สัญญาณที่ภาครับ ได้รับนั้นมีผลมาจากสัญญาณมากกว่าหนึ่งวิถี ซึ่งแต่ละวิถีนั้นก็จะมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนที่แตกต่างกันออกไป ทั้งในเชิงแอมพลิจูด และเฟส ทำให้สัญญาณที่ทางภาครับสามารถรับได้ ซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณในแต่ละวิถีนั้น มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ส่งมาจริง โดยผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Channel Impulse Response: CIR) ของช่องสัญญาณชนิดนี้สามารถแสดงได้โดยอาศัยแบบจำลองแบบ Tapped-delay-line [1] ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นแบบจำลองชนิดผลตอบจำกัด (Finite Impulse Response, FIR) ดังสมการที่ (2.17)



รูปที่ 2.5 แบบจำลองผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี

$$h(\tau,t)=\sum_{i=0}^{L-1}\mu_i a_i(t)e^{j\phi_i(t)}\delta(\tau-\tau_i) \qquad (2.17)$$

โดย L คือจำนวนของวิถี a_i, ϕ และ τ_i คือค่าแอมพลิจูด เฟส และค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณในวิถีที่ i ตามลำดับ μ_i คือค่าสัมประสิทธิ์ดอปเพลอร์ที่มีการแจกแจง (Probability Density Function: PDF) แบบเรย์ลี (Rayleigh) และมีค่าสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์ (Doppler power spectrum) ที่ถูกกำหนดโดยค่าสูงสุดของความถี่ดอปเพลอร์ (Maximum Doppler frequency) และสภาวะแวดล้อมของช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณแบบหลายวิถีนี้ เป็นสาเหตุให้เกิดการเฟดดิงแบบเลือกความถี่ขึ้น ซึ่งเกิดขึ้นจากการรวมกันอย่างซ้อนทับ (Superposition) ของสัญญาณจากหลายวิถีที่มาถึงยังภาครับที่ไม่พร้อมกัน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการลดทอนในแต่ละความถี่ย่อยของช่องสัญญาณจะมีคุณลักษณะที่ขึ้นต่อกันตามความสัมพันธ์ของระยะห่างของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย และการประวิงเวลาในการแผ่สูงที่สุด (Maximum delay spread, $T_{d,max}$) เมื่อช่องสัญญาณมีค่าของระยะเวลาประวิงในการแผ่สูงที่สุดมาก ก็จะยิ่งทำให้การลดทอนในแต่ละความถี่ของช่องสัญญาณเป็นอิสระต่อกันมาก และช่องสัญญาณที่มีค่าของระยะเวลาประวิงในการแผ่สูงที่สุดน้อย ก็จะมีการลดทอนในแต่ละความถี่ย่อยที่ค่อนข้างสัมพันธ์กัน อย่างไรก็ดี ระยะเวลาประวิงในการแผ่ของช่องสัญญาณนั้นเป็นสาเหตุสำคัญซึ่งทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) และ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) ขึ้นในระบบ ทำให้ต้องมีการศึกษากรรมวิธีที่จะลดผลกระทบเนื่องจากปัญหาเหล่านี้ หนึ่งในวิธีที่มีประสิทธิภาพ และนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายก็คือ การเติมช่วงเวลาคุม (Guard interval: GI) ซึ่งยังสามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีย่อยตามชนิดของข้อมูลที่แทรกเข้าไประหว่างเฟรมข้อมูล คือ การเติมข้อมูลอุปสรรคแบบหมุนวน (Cyclic prefix: CP) ซึ่งวิธีนี้จะทำการคัดลอกข้อมูลที่อยู่ข้างท้ายของบล็อกข้อมูล จำนวนหนึ่งมาใส่ไว้ข้างหน้าของบล็อกข้อมูลก่อนที่จะถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริง ดังแสดงในรูปที่ 6 (ก.) โดยความยาวของข้อมูลที่นำมาเติมนั้นขึ้นอยู่กับค่าการประวิงเวลาในการแผ่สูงที่สุดของช่องสัญญาณ กล่าวคือ ยิ่งระยะเวลาประวิงเวลาในการแผ่สูงที่สุดของช่องสัญญาณ มี

ค่ามากเท่าใด ก็ควรจะเติม CP ให้มีค่ามากขึ้นเท่านั้นเป็นอัตราส่วนกัน เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย แต่จะเห็นว่าการเติม CP ที่มากเกินความจำเป็นนั้นก็จะทำให้ประสิทธิภาพในการรับส่งของระบบลดน้อยลง ส่วนอีกวิธีหนึ่งคือ การเติมข้อมูลศูนย์ (Zero padding: ZP) ซึ่งวิธีนี้จะแตกต่างจากวิธีแรก กล่าวคือ วิธีนี้จะใช้สัญลักษณ์ข้อมูลศูนย์จำนวนหนึ่งมาใส่หน้าบล็อกข้อมูลก่อนถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริงแทนที่จะเป็นข้อมูลส่วนท้ายของบล็อกข้อมูลเหมือนดังเช่นกรณีการเติมข้อมูลอุปสรรคแบบหมุนวน ดังแสดงในรูปที่ 6 (ข.) ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเติมระยะเวลาคุมแบบวิธี CP จะเป็นวิธีที่ค่อนข้างซับซ้อนขึ้นอีกระดับหนึ่ง เมื่อเทียบกับวิธี ZP แต่สำหรับการส่งแบบหลายคลื่นพาห์ย่อยโดยที่แต่ละคลื่นพาห์ย่อยตั้งฉากกันนั้น วิธี CP จะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับ วิธี ZP เนื่องจากวิธี ZP จะทำให้ความตั้งฉากของคลื่นพาห์ย่อยสูญเสียไป ดังนั้น ในโครงร่างวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธี CP ในการลดผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อยในช่องสัญญาณ อนึ่ง ช่องสัญญาณแบบหลายวิถีไม่เพียงทำให้เกิดปัญหาสำหรับผู้ใช้หนึ่ง ๆ เท่านั้น แต่ยังส่งผลให้เกิดปัญหาการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) ในกรณีของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น เนื่องจากการสูญเสียความตั้งฉากระหว่างรหัสแผ่ในแต่ละผู้ใช้อีกด้วย

(ก.) (ข.)

รูปที่ 2.6 รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมระยะเวลาคุม
(ก) การเติมช่วงเวลาคุมแบบ CP
(ข) การเติมช่วงเวลาคุมแบบ ZP

พารามิเตอร์สองตัวที่ใช้บอกลักษณะของช่องสัญญาณหลายวิถี ได้แก่ การแผ่เวลาประวิง (Delay Spread) และแบนด์วิดท์ร่วมนัย ซึ่งการแผ่เวลาประวิง (T_d) เป็นค่าความยาวของการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และการแผ่เวลาประวิงนั้น ทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และทำให้สมรรถนะของระบบต่ำลงตามลำดับ อีกทั้งยังทำให้

การออกแบบเครื่องรับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นอีกด้วย พารามิเตอร์ที่น่าสนใจอีกตัวคือจำนวนวิถีที่แยกแยะได้ (Resolvable Path) ซึ่งมีนิยามดังนี้

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T} \right\rfloor + 1 \tag{2.18}$$

โดยที่ T_d คือการแผ่เวลาประวิงสูงสุด และ T เป็นช่วงเวลาสัญลักษณ์ สำหรับอัตราการส่งสูงถึง 1 Mbauds/sec ซึ่งตามปกติแล้วจะสามารถสมมุติได้ว่ามีจำนวนวิถีการเดินทางของสัญญาณเพียงวิถีเดียวเท่านั้น

แบนด์วิดท์ร่วมนัยเป็นค่าที่ใช้วัดความสหสัมพันธ์ของเฟดดิงระหว่างคลื่นพาห์ย่อย ค่านี้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับการแผ่เวลาประวิง สำหรับโปรไฟล์กำลังการแผ่เวลาประวิงที่กระจายตัวแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจะมีแบนด์วิดท์ร่วมนัย ดังนี้

$$\mathrm{BW}_c = \frac{1}{2\pi T_d} \tag{2.19}$$

ซึ่งความถี่ที่อยู่ในแบนด์วิดท์ร่วมนัยเดียวกันมีแนวโน้มที่จะได้รับผลจากเฟดดิงสหสัมพันธ์ (Correlated Fading) ซึ่งจะทำให้ช่วงความถี่ที่อยู่ในแบนวิดท์ร่วมนัยเดียวกันจะได้รับผลของการลดทอนในลักษณะเดียวกัน

ปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณอีกชนิดหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารไร้สายคือการแผ่ดอปเพลอร์ (Doppler Spread) ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความผันแปรของการเลื่อนความถี่ของคลื่นพาห์ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ เป็นค่าที่ใช้วัดอัตราที่ช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลง ซึ่งช่องสัญญาณที่มีการแผ่ดอปเพลอร์น้อยจะหมายถึงมีเวลาร่วมนัยมาก หรือช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงช้านั่นเอง

ในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ที่ผลจากช่องสัญญาณมีค่าค่อนข้างคงที่ สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยผลจากวิถีต่าง ๆ ที่เข้ามาในช่วงนี้ สัญญาณในแต่ละวิถีอาจเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ของแอมพลิจูด และเฟสได้ ถ้าอุปกรณ์ปลายทางกำลังเคลื่อนที่ หรือสภาพแวดล้อมรอบ ๆ มีการเปลี่ยนแปลง ผลกระทบจากช่องสัญญาณอาจเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มไปตามเวลา ดังนั้น ณ เวลาขณะหนึ่ง สัญญาณในวิถีอาจรวมกันแบบหักล้าง และในอีกขณะหนึ่งอาจรวมกันแบบเสริม ซึ่งกรณีที่ไม่เป็นที่ต้องการนั้นคือ กรณีที่ช่องสัญญาณมีการลดทอนของสัญญาณ อนึ่งรูปแบบของการกระจายตัวที่ใช้กันทั่วไปในการบอกลักษณะของแอมพลิจูดสุ่มที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณ

หลายวิถีมีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ การกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) และการกระจายตัวแบบไรเชียน (Ricean)

ถ้าในสัญญาณที่ได้รับไม่มีองค์ประกอบตามเส้นแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) ซึ่งก็คือเมื่อวิถีตรงถูกบดบังดัง เช่นการแพร่กระจายสัญญาณระยะไกลในสภาพแวดล้อมกลางแจ้ง (Outdoor) สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบกระเจิง (Scattered) อันเนื่องมาจากการสะท้อนที่ไม่มีวิถีหลัก ซึ่งจะสามารถแยกออกเป็นองค์ประกอบร่วมเฟส (in-phase) และองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature) ซึ่งวิถีแต่ละวิถีก็มีผลต่อทั้งสองส่วนนี้ด้วย จากทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (Central Limit Theorem) เมื่อมีวิถีจำนวนมาก จะทำให้สามารถอนุมานได้ว่าองค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ดังนั้นแอมพลิจูดทั้งหมดของสัญญาณที่ได้มาจากการบวกเวกเตอร์องค์ประกอบทั้งหมดจึงเป็นไปตามนิยามของการกระจายตัวแบบเรย์ลี นอกจากนี้เฟสก็มีการกระจายตัวแบบเอกรูปในช่วง $[0,2\pi]$

การกระจายตัวแบบเรย์ลีของ ρ มีนิยามดังนี้

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right)} \tag{2.20}$$

โดยที่ σ^2 คือแวเรียนซ์ขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉาก ซึ่งปริมาณทางสถิติสองค่าที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือค่าเฉลี่ยและโมเมนต์ที่สองของตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี ซึ่งมีค่าเป็น

$$\mathrm{E}\{\rho\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \tag{2.21}$$

$$\mathrm{E}\{\rho^2\} = 2\sigma^2 \tag{2.22}$$

ถ้ามีองค์ประกอบ LOS แนวตรงดังในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor) สัญญาณที่ได้รับจะมีองค์ประกอบตาม LOS หลัก และองค์ประกอบกระเจิงอันเนื่องมาจากการสะท้อน เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบ LOS อยู่ในแนวร่วมเฟส โดยแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับ ρ จะมีการกระจายตัวแบบไรเชียนดังนี้

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2+a_0^2}{2\sigma^2}\right)} \mathrm{I}_0\left(\frac{a_0\rho}{\sigma^2}\right) \tag{2.23}$$

โดยที่ σ^2 แทนกำลังขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากกระเจิง a_0 คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบ LOS และ $\mathrm{I}_0(\rho)$ เป็นฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับศูนย์ (Zero Order

Modified Bessel Function) การกระจายตัวแบบไรเชียนนี้มักจะใช้ตัวประกอบ K ของไรเชียนเป็นตัวกำหนดลักษณะ

$$K = \frac{a_0^2}{2\sigma^2} \tag{2.24}$$

จากการวัดในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารต่าง ๆ พบว่าโดยทั่วไปค่าของ K จะมีค่าเป็น 10 ปริมาณทางสถิติที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือค่าเฉลี่ยของการกระจายตัวแบบไรเชียนซึ่งมีค่าเป็น

$$\mathrm{E}\{\rho\} = e^{-K/2}\sqrt{\frac{\pi}{2(K+1)}}\,\overline{p}\left[(1+K)\,\mathrm{I}_0\left(\frac{K}{2}\right) + K\,\mathrm{I}_1\left(\frac{K}{2}\right)\right] \tag{2.25}$$

โดยที่ $\mathrm{I}_1(K)$ แทนฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับหนึ่ง (First Order Modified Bessel Function)

ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink)

ในการส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (จากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน) สถานีฐานรับสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณต่างกันจากผู้ใช้แต่ละรายที่อยู่ในจุดที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงต้องมีเซตของแอมพลิจูดสุ่ม $\{\rho_k^j\}_{k=0}^{N-1}$ หนึ่งเซตและเซตของเฟสสุ่ม $\{\theta_k^j\}_{k=0}^{N-1}$ หนึ่งเซตสำหรับผู้ใช้รายที่ j โดยที่ $j = 0,1,\ldots, K-1$ ตัวแปรสุ่มเหล่านี้เป็นอิสระต่อกันระหว่างผู้ใช้ต่าง ๆ นั่นคือการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่สนใจที่อยู่ในสัญญาณที่ได้รับ ไม่ได้ปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณของผู้ใช้รายอื่น

ข่ายเชื่อมโยงขาลง (Downlink)

ในการส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาลง (จากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่) สถานีเคลื่อนที่หนึ่ง ๆ ได้รับทั้งสัญญาณที่สนใจและสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ดังนั้นจึงมีเพียงเซตของแอมพลิจูดสุ่มหนึ่งเซตและเซตของเฟสสุ่มหนึ่งเซต ที่จะใช้บอกลักษณะของช่องสัญญาณสำหรับสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด ด้วยเหตุนี้จึงสามารถเปลี่ยนรูปตัวแปรในสมการข้างต้นได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \rho_k^j &= \rho_k^0 \\ \theta_k^j &= \theta_k^0 \end{aligned} \quad \forall j \tag{2.26}$$

นั่นคือการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่สนใจ จะเป็นการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณจากผู้ใช้รายอื่นไปพร้อมกัน

2.6. การประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation)

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จะเห็นว่าการประมาณช่องสัญญาณเป็นส่วนสำคัญที่ขาดไม่ได้ สำหรับการติดต่อสื่อสารในระบบ MC-CDMA ซึ่งวัตถุประสงค์หลักของการประมาณช่องสัญญาณ คือ พยายามประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณให้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมากที่สุด เพื่อทำการหักล้าง และปรับแก้ผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีต่อสัญญาณข้อมูล ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลของระบบสูงยิ่งขึ้น โดยการประมาณช่องสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ

- การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่อง (Pilot-symbol-aided channel estimation)
- การประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง หรือการประมาณแบบบอด (Blind channel estimation)

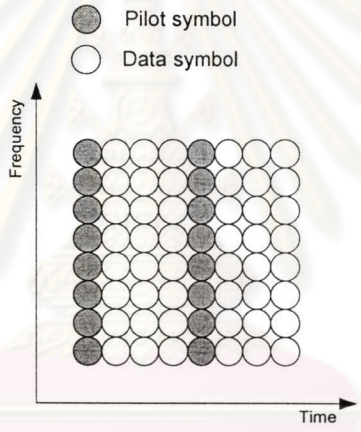
แม้ว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องนั้น จะให้ประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง เนื่องจากจำเป็นต้องทำการส่งสัญลักษณ์นำร่องแทรกเข้าไประหว่างสัญลักษณ์ข้อมูลด้วย แต่การประมาณคุณลักษณะช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องนั้น มีข้อดีคือ สามารถให้ค่าความถูกต้องแม่นยำของการประมาณ (Estimation accuracy) ความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลง (Tracking performance) ของช่องสัญญาณที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง อีกทั้งการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องนั้น ยังมีข้อเสียในด้านของค่าความผิดพลาดของการประมาณสะสม (Propagation error) ซึ่งอาจก่อให้เกิดการลู่ออก (Diverge) ของระบบขึ้นได้ ทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ ยิ่งไปกว่านั้นอัลกอริทึมในการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องนั้นส่วนใหญ่จะมีค่าความซับซ้อนในการคำนวณสูงกว่าอัลกอริทึมในการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่อง ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องเท่านั้น

การประมาณคุณลักษณะช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องนั้น ยังสามารถแบ่งแยกตามรูปแบบการจัดวาง และกรรมวิธีในการแทรกสัญลักษณ์นำร่อง เข้าไปกับสัญลักษณ์ข้อมูลได้อีก 3 ประเภท คือ

I21908009

- ประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลา (Time multiplexed pilot channel estimation)

การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลานั้น สัญลักษณ์นำร่องจะถูกแทรกเข้าไปในเฟรมข้อมูลสลับกับสัญลักษณ์ข้อมูลเป็นช่วง ๆ ในทางเวลา และจะมีรูปแบบการแทรกคือ สัญลักษณ์นำร่องจะถูกแทรกเข้าไปทุก ๆ ความถี่ในหนึ่งสัญลักษณ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 การที่สัญลักษณ์นำร่องถูกแทรกเข้าไปในทุก ๆ ความถี่ของแต่ละสัญลักษณ์นี้เองทำให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลานี้ มีความทนทานต่อการเกิดเฟดดิงแบบเลือกความถี่ได้เป็นอย่างดี แต่เนื่องจากสัญลักษณ์นำร่องถูกจัดวางสลับกับสัญลักษณ์ข้อมูลในทางเวลา จึงส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลานี้เหมาะสมกับช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงไม่เร็วนัก

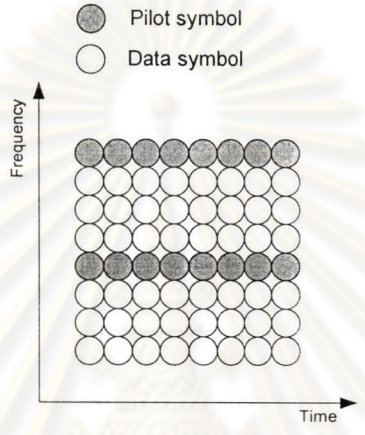


รูปที่ 2.7 รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องสำหรับการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลา

- ประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนความถี่ (Frequency multiplexed pilot channel estimation)

การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนความถี่นั้น สัญลักษณ์นำร่องจะถูกแทรกเข้าไปในเฟรมข้อมูลในแกนความถี่สลับกับสัญลักษณ์ข้อมูล และจะมีรูปแบบการแทรกคือ สัญลักษณ์นำร่องจะถูกแทรกเข้าไปตลอดเวลาในความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 2.8 การที่สัญลักษณ์นำร่องถูกแทรกเข้าไปในทุก ๆ สัญลักษณ์ของคลื่นพาห์ย่อยนี้เองทำให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกน

ความถี่นี้ มีความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดี หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง คือ มีความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดีนั่นเอง แต่เนื่องจากสัญลักษณ์นำร่องถูกจัดวางสลับกับสัญลักษณ์ข้อมูลในทางความถี่ จึงส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนความถี่นี้เหมาะสมกับช่องสัญญาณที่มีลักษณะการลดทอนที่ค่อนข้างคงที่ (Flat) ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ทำให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนความถี่มีประสิทธิภาพที่ไม่ดีนักเมื่อใช้กับช่องสัญญาณที่มีลักษณะเลือกความถี่

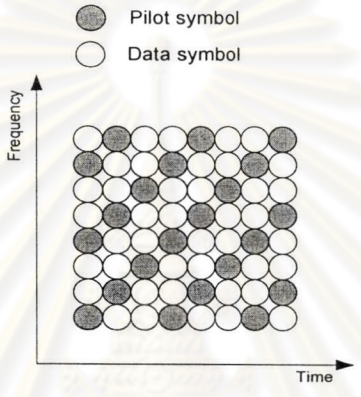


รูปที่ 2.8 รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องสำหรับการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนความถี่

- ประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจาย (Scattered pilot channel estimation or 2D Pilot channel estimation)

การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจายนั้น สัญลักษณ์นำร่องจะถูกแทรกเข้าไปอย่างกระจายในเฟรมข้อมูลสลับกับสัญลักษณ์ข้อมูลอย่างมีแบบแผน และจะมีรูปแบบการจัดวางที่แน่นอนคือ สัญลักษณ์นำร่องจะไม่ถูกแทรกเข้าไปในเฉพาะความถี่หนึ่ง หรือเวลาหนึ่ง ดังเช่นในกรณีของการจัดวางสัญลักษณ์ในแนวแกนเวลา และการจัดวางสัญลักษณ์ในแนวแกนความถี่เท่านั้น แต่จะถูกแทรกเข้าไปอย่างกระจายในเฟรมข้อมูล โดยมีแบบแผนตำแหน่งในการจัดวางที่แน่นอนซึ่งต้องมีการกำหนดให้ตรงกันระหว่างภาครับและภาคส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.9 การที่สัญลักษณ์นำร่องถูกแทรกเข้าไปอย่างกระจายเฟรมข้อมูลนี้เองทำให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจายนี้ มีความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ และเฟดดิงแบบเลือกความถี่ได้ดีในระดับหนึ่ง แต่จะมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกน

เวลาเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบเลือกความถี่ และจะมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนความถี่เมื่อช่องสัญญาณมีลักษณะเปลี่ยนแปลงค่อนข้างเร็ว กล่าวอีกนัยหนึ่งคือ การประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจายนั้นจะมีประสิทธิภาพอยู่ในระดับกลาง ๆ เมื่อเทียบกับการจัดวางสัญลักษณ์ในรูปแบบอื่น แต่จะสามารถทำงานได้ในช่องสัญญาณที่หลากหลายมากกว่าการจัดวางสัญลักษณ์ในรูปแบบอื่น ๆ นั่นเอง อนึ่งข้อเสียของการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจายนั้น คือ จะมีความซับซ้อนในการคำนวณที่สูงกว่าทั้งทางภาคส่งและภาครับเมื่อเทียบกับรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์แบบอื่น ๆ



รูปที่ 2.9 รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องสำหรับการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจาย

จากที่กล่าวมารูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแบบต่าง ๆ นั้น จะมีความเหมาะสมกับลักษณะของช่องสัญญาณที่แตกต่างกันออกไป ดังนั้นการเลือกรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องนั้น จึงควรพิจารณาจากลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการประมาณ และการใช้ช่องสัญญาณสูงที่สุด

อนึ่งรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องที่ได้รับความนิยมมากที่สุด คือ รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลา เนื่องจากสัญลักษณ์นำร่องจะถูกแทรกเข้าไปในทุก ๆ ความถี่ในหนึ่งสัญลักษณ์ จึงทำให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทอาศัยสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลา มีความทนทานต่อช่องสัญญาณที่มีเฟดดิงแบบเลือกความถี่ ได้เป็นอย่างดี และยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำอีกด้วย

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมด อัลกอริทึมการประมาณช่องสัญญาณที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องแบบจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลา โดยการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องในแนวแกนเวลานั้น จะอาศัยการส่งสัญลักษณ์นำร่อง (Pilot symbol) แทรกเข้าไประหว่างเฟรมของข้อมูล ดังรูปที่ 2.7 ซึ่ง

จำนวนสัญลักษณ์นำร่อง และความถี่ในการเติมนั้น ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของช่องสัญญาณ กล่าวคือ ยิ่งช่องสัญญาณมีความเปลี่ยนแปลงมากและรวดเร็วเท่าไร จำนวน และความถี่ในการแทรกสัญลักษณ์นำร่องก็ต้องมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย แต่การแทรกสัญลักษณ์นำร่องมาก และถี่เกินความจำเป็นก็จะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณลดลง ดังนั้นรูปแบบในการแทรกสัญลักษณ์นำร่อง จึงควรพิจารณาคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับ ภาครับจะทำการแยกส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำร่องออกจากส่วนที่เป็นข้อมูล จากนั้นจะนำส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำร่องที่รับได้ ไปเปรียบเทียบกับสัญลักษณ์อ้างอิงที่ทราบค่าอยู่ก่อนแล้ว เพื่อคำนวณหาคุณลักษณะช่องสัญญาณ แล้วจึงนำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้ไปปรับแก้ในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เพื่อให้มีความถูกต้องใกล้เคียงกับที่ภาคส่งได้ส่งมาจริง ซึ่งจะส่งผลให้การตัดสินบิตข้อมูลมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

2.7 **รีเคอซีฟลีสต์สแควร์อัลกอริทึม** (Recursive Least Squares algorithm, RLS algorithm)

RLS อัลกอริทึมนี้เป็นหนึ่งในระเบียบวิธีแบบปรับตัวได้ ซึ่งนอกจากจะให้ค่าความถูกต้องในการประมาณที่สูงแล้ว ยังมีความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงลักษณะของช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดีอีกด้วย จึงส่งผลให้ RLS อัลกอริทึมได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านของ ตัวกรองแบบปรับตัวได้ ระบบควบคุมชนิดปรับตัวอัตโนมัติ และการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่ง RLS อัลกอริทึมนี้อาศัยหลักการที่จะทำให้ค่าน้ำหนักของผลรวมของค่ากำลังสองของความผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุด โดยอาศัยค่าเฉลี่ยทางเวลาของข้อมูลซึ่งฟังก์ชันเป้าหมาย (Cost function) ของ RLS อัลกอริทึม นั้นจะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.27)

$$J(n) = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} \left| e(i) \right|^2 \qquad (2.27)$$

โดยที่ $e(i)$ คือ ค่าความผิดพลาดของสัญญาณ ณ ตำแหน่งสัญลักษณ์ที่ i โดยหาได้จากผลต่างของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณที่รับได้ และค่าสัมประสิทธิ์การลืม (forgetting factor : λ) เป็นค่าพารามิเตอร์ที่แสดงถึงอัตราการจดจำข้อมูลในอดีตของระบบซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1

ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนั้น เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพในการประมาณ และความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณของ RLS อัลกอริทึม ซึ่งต้องเลือกให้เหมาะสมกับคุณลักษณะของสัญญาณ กล่าวคือ ถ้าสัญญาณมีคุณลักษณะที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลามากนัก ค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่เลือกใช้ควรจะมีค่ามาก (เข้าใกล้หนึ่ง) เพื่อให้ระบบจดจำค่า และเชื่อถือค่าทางสถิติของสัญญาณในอดีต เพื่อช่วยในการ

ประมาณสัญญาณในปัจจุบัน ในทางตรงกันข้าม ถ้าคุณลักษณะของสัญญาณมีความเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่เลือกใช้ควรจะมีค่าน้อย เพื่อให้ระบบเชื่อถือคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณในปัจจุบัน มากกว่าค่าทางสถิติของสัญญาณที่รับได้ในอดีต

2.8 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ

2.8.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิต หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability :BER) คือ อัตราส่วนของจำนวนบิตที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาดเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงค่าความถูกต้องของการรับส่งข้อมูลโดยตรง อัตราความผิดพลาดบิตเป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปเป็นต้น

2.8.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวนดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยมวัดกันในหน่วยเดซิเบล (Decibel : dB) โดย ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่ k ในค่าหน่วยเดซิเบล สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.28)

$$\mathrm{SNR}_k = 10\log\left(\frac{A_k^2}{\sigma^2}\right) \qquad (2.28)$$

เมื่อ A_k คือขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

2.8.3 ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด (Mean Squared Error: MSE)

ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาดของการประมาณช่องสัญญาณเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้วัดค่าความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถหาได้จากค่าเฉลี่ยของผลต่างยกกำลังสองของผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ กับค่าผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณ ซึ่งถ้า MSE มีค่าสูงแสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่

ประมาณได้มีค่าผิดพลาดไปจากผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมาก ในทางตรงกันข้าม ถ้า MSE มีค่าน้อย แสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณนั่นเอง

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย