

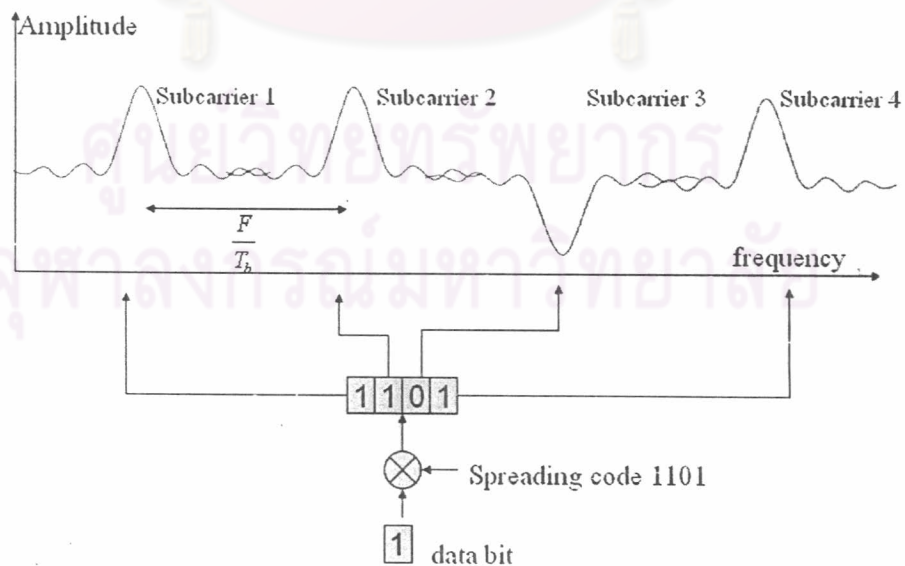
## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของระบบ MC-CDMA รวมถึงแบบจำลองทางภาครับและภาคส่งของระบบ MC-CDMA นี้ และยังได้กล่าวถึงรายละเอียดของอัลกอริทึม V-BLAST ที่ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อใช้ในระบบ MIMO ด้วย อีกทั้งได้กล่าวถึงปัจจัยต่างๆที่ส่งผลเสียต่อระบบ และรูปแบบของช่องสัญญาณรวมถึงการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ท้ายที่สุดจะอธิบายถึงวิธีการวัดสมรรถนะที่ใช้

#### 2.1. ระบบ MC-CDMA (Multicarrier Code Division Multiple Access)

MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล ที่แต่ละสัญลักษณ์ถูกส่งด้วยหลายคลื่นพายย่อย (subcarrier) ดังในรูปที่ 2-1 แต่ละคลื่นพายย่อยจะมีแถบความถี่ที่แคบ ทั้งนี้ข้อมูลจะถูกมอดูเลตแบบ BPSK (binary phase shift keying) ดังนั้นการที่คลื่นพายย่อยจะมีเฟสเป็น 0 หรือ  $\pi$  จะขึ้นอยู่กับรหัสแผ่ (spreading code) และที่ปลายทางข้อมูลในแต่ละคลื่นพายย่อยจะถูกแยกออกมา โดยการมอดูเลตสัญญาณที่รับมาได้กับผลตอบสนองทางความถี่ของเครื่องรับที่มีต่อคลื่นพายย่อยที่ต้องการ และอินทิเกรตตลอดช่วงคาบของสัญญาณ โดยที่จะมีเงื่อนไขว่า ความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างคลื่นพายย่อยจะมีอยู่ได้ถ้าแต่ละคลื่นพายย่อยแยกห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ  $\frac{1}{T_b}$  เมื่อ  $T_b$  คือ คาบของสัญญาณ 1 สัญลักษณ์



รูปที่ 2-1 หลักการของระบบ MC-CDMA

เฟสของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะสอดคล้องกับแต่ละชิพของรหัสแม่ ดังนั้นถ้ารหัสแม่มีความยาว  $N$  ชิพ ก็จะต้องใช้คลื่นพาร์ย่อยจำนวน  $N$  คลื่นพาร์ย่อย ระบบ MC-CDMA นี้จะใช้การเข้าถึงหลายทาง (multiple access) โดยผู้ใช้ทุกคนจะใช้คลื่นพาร์ย่อยกลุ่มเดียวกัน แต่จะใช้รหัสแม่ที่ต่างกัน โดยรหัสแม่นี้จะต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากกับรหัสแม่ของผู้ใช้รายอื่น ดังนั้นจึงสังเกตได้ว่าในระบบ MC-CDMA นั้นจะมีความตั้งฉากอยู่ 2 ระดับชั้น นั่นคือ ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาร์ย่อย และ ความตั้งฉากระหว่างรหัสแม่

เมื่อมองในอีกแง่หนึ่งสัญญาณของระบบ MC-CDMA เสมือนเป็นสัญญาณในระบบ DS-CDMA ที่แต่ละชิพถูกเข้ารหัสในคลื่นพาร์ย่อยต่าง ๆ แยกกันไป ดังนั้นสัญญาณในระบบ MC-CDMA ก็คือการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform :DFT) ของสัญญาณในระบบ DS-CDMA โดยระบบ MC-CDMA จะเป็นระบบที่มีการแผ่สเปกตรัมความถี่เช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA นั่นเอง เพราะถึงแม้แต่ละชิพของข้อมูลจะถูกส่งผ่านแถบความถี่แคบ แต่ถ้ามองแถบความถี่โดยรวมทั้งหมดทุกคลื่นพาร์ย่อย สัญญาณข้อมูล 1 สัญญาณจะถูกส่งผ่านแถบความถี่ที่กว้าง ดังนั้นระบบ MC-CDMA นี้ก็จะมีได้เวอริตีทางความถี่ที่ดีเช่นกัน

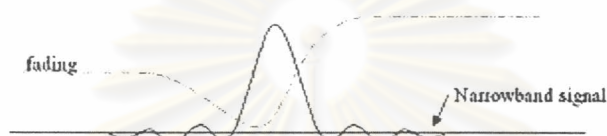
จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเพื่อรักษาความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาร์ย่อย แต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะต้องห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ  $\frac{1}{T_b}$  นั่นคือจะต้องห่าง  $\frac{F}{T_b}$  เมื่อ  $F = 1, 2, 3 \dots$  โดยเราจะเรียกพารามิเตอร์  $F$  นี้ว่า channel spacing factor

เพื่อที่จะใช้แบนด์วิดท์โดยรวมทั้งหมดที่มีอยู่ให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด จะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุดที่เป็นไปได้ นั่นคือ  $F$  เท่ากับ 1 นั่นเอง ซึ่งโครงสร้างของสัญญาณระบบ MC-CDMA เมื่อ  $F$  เท่ากับ 1 นี้จะไปเหมือนกับลักษณะของโครงสร้างสัญญาณในระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) นอกจากนี้เนื่องจากสัญญาณของระบบ MC-CDMA ในเชิงความถี่ที่แต่ละคลื่นพาร์ย่อยนั้นจะเป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบและมีลักษณะเป็นฟังก์ชัน sinc ดังนั้นส่วนของความถี่ที่จะเลยออกไปปนกับคลื่นพาร์ย่อยใกล้เคียงจะมีน้อยมาก

นอกจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่โดยรวมทั้งหมดแล้ว เรายังต้องคำนึงถึงได้เวอริตีทางความถี่ด้วย โดยในการส่งข้อมูลผ่านหลาย ๆ คลื่นพาร์ย่อยนั้น เพื่อให้มีคลื่นพาร์ย่อยที่จะถูกลดทอนอย่างมากโดยช่องสัญญาณมีจำนวนเล็กน้อยได้นั้น แต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะต้องอยู่ห่างกันมากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ ถ้าเกิดมีหลาย ๆ คลื่นพาร์ย่อยตั้งอยู่ในระยะห่างไม่เกินแถบความถี่ร่วมนัยของช่อง

สัญญาณแล้ว ก็จะมีโอกาสเป็นไปได้สูงที่เมื่อคลื่นพาห่อย่อยหนึ่งถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณ แล้วคลื่นพาห่อย่อยอื่นที่เหลือจะถูกลดทอนไปด้วย ดังนั้นเราจะต้องเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์  $F$  ที่เหมาะสมเพื่อให้มีการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพและมีไวดเวอริตีทางความถี่ที่ดี

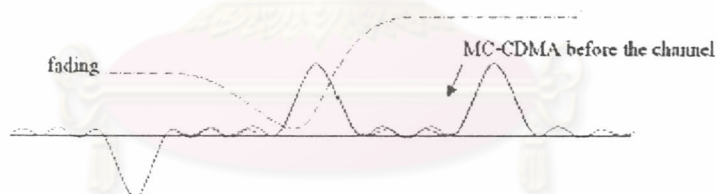
เมื่อเปรียบเทียบกับ การส่งสัญญาณแถบความถี่แคบแบบ BPSK สัญญาณแถบความถี่แคบนี้จะทนต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol interference: ISI) ได้ดีเมื่อคาบของ 1 สัญลักษณ์มีค่ามากกว่า เวลาประวิง ที่เกิดจากช่องสัญญาณเป็นอันมาก แต่เนื่องจากการอาศัยแถบความถี่ที่แคบนี้เองจึงมีโอกาที่แถบความถี่นี้จะมีควมกว้างน้อยกว่าแถบความถี่รวมกันของช่องสัญญาณ จึงทำให้มีไวดเวอริตีทางความถี่ที่ไม่ดีดังรูปที่ 2-2 (ก)



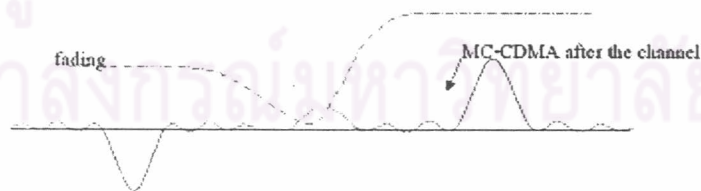
รูปที่ 2-2 (ก) ไวดเวอริตีทางความถี่ของระบบแถบความถี่แคบ



รูปที่ 2-2 (ข) ไวดเวอริตีทางความถี่ของ ระบบ DS-CDMA



รูปที่ 2-2 (ค) ไวดเวอริตีทางความถี่ของระบบ MC-CDMA ก่อนส่งผ่านช่องสัญญาณ



รูปที่ 2-2 (ง) ไวดเวอริตีทางความถี่ของระบบ MC-CDMA หลังส่งผ่านช่องสัญญาณ

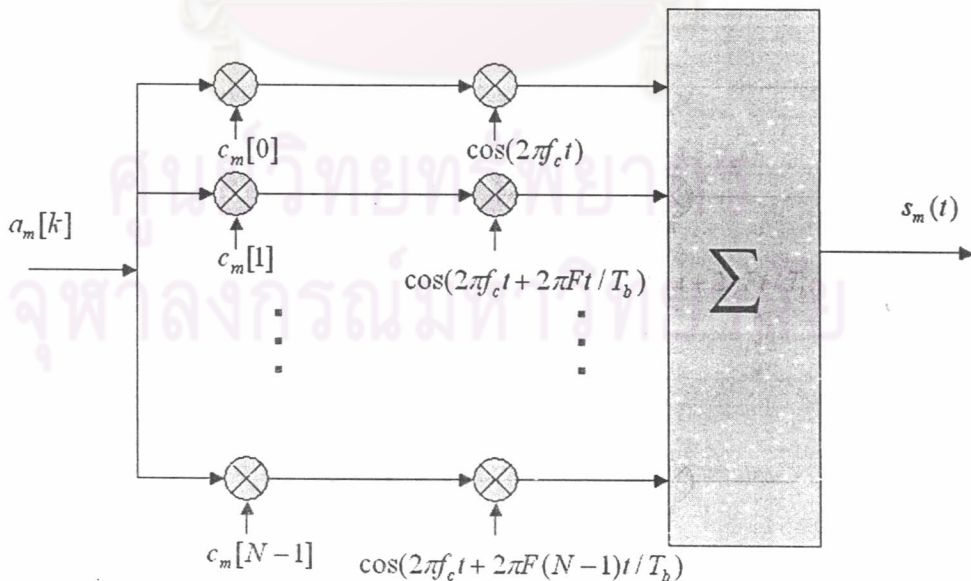
เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการส่งสัญญาณ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) ในระบบ DS-CDMA นั้น ได้มีการแผ่บิตข้อมูลที่จะส่งออกไปในแถบความถี่กว้าง โดยการแผ่ข้อมูล 1 บิต ออกเป็น  $N$  ชิป ( $N$  คือ อัตราแผ่ หรือ processing gain)



ซึ่งแต่ละชิพมีคาบยาว  $T_b/N$  ทั้งนี้เพื่อให้มีความทนทานต่อการเกิดเฟดดิ้งได้ดี นั่นคือโอกาสที่สัญญาณจะถูกลดทอนไปทั้งหมดในทุก ๆ ความถี่มีน้อยลง ดังรูปที่ 2-2 (ข) แต่การที่แผ่ข้อมูล 1 สัญญาณลักษณะออกเป็นหลายชิพที่มีช่วงคาบที่แคบนี้เอง จะมีข้อเสียที่ต้องทำให้เครื่องรับต้องประมวลผลให้รวดเร็วขึ้น (มีความซับซ้อนมากขึ้น) และข้อมูลจะถูกรบกวนโดย ISI มากขึ้นเพราะคาบของ 1 ชิพ ใกล้เคียงกับเวลาประวิงที่เกิดจากช่องสัญญาณมากขึ้น ขณะที่ส่วนของระบบ MC-CDMA นั้น เมื่อปิดข้อมูลถูกแผ่แล้ว แต่ละชิพจะถูกส่งผ่านแต่ละคลื่นพาห่อย่อยไปพร้อม ๆ กัน โดยช่วงคาบของแต่ละชิพจะยังคงมีค่าเท่ากับช่วงคาบของ 1 บิตอยู่ (ไม่ต้องหารด้วย N ดังในระบบ DS-CDMA) ดังนั้นผลการรบกวนของ ISI จึงมีค่าน้อย นอกจากนี้เมื่อเลือก channel spacing factor ที่เหมาะสมก็จะสามารถใช้อัตราแผ่ที่น้อยกว่าระบบ DS-CDMA เพื่อให้ได้มาซึ่งไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่เท่ากัน โดยทุก ๆ คลื่นพาห่อย่อยไม่ตกอยู่ในความถี่ที่มีการถูกลดทอนอย่างมาก ดังแสดงในรูปที่ 2-2 (ค) และรูปที่ 2-2 (ง)

### 2.1.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

ดังในรูปที่ 2-3 ข้อมูลขาเข้า  $a_m[k]$  ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูล โดยดรรชนี k หมายถึง สัญญาณข้อมูลที่ k และดรรชนี m หมายถึงผู้ใช้คนที่ m เริ่มต้นโดยสัญญาณข้อมูล 1 สัญญาณ จะถูกส่งขนานออกเป็น N สาย ทั้งนี้ข้อมูลสายที่ i จะถูกคูณด้วยชิพที่ i ของรหัสแผ่ หลังจากนั้นแต่ละสายข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งแต่ละคลื่นพาห่อย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ  $\frac{1}{T_b}$  จากนั้นสัญญาณในทุกสายข้อมูลจะถูกนำมารวมกันและถูกส่งออกไป



รูปที่ 2-3 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

จากรูปที่ 2-3 สัญญาณข้อมูลบิตที่  $k$  ของผู้ใช้คนที่  $m$  ที่ถูกส่งออกไปจะเป็นดังนี้

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

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

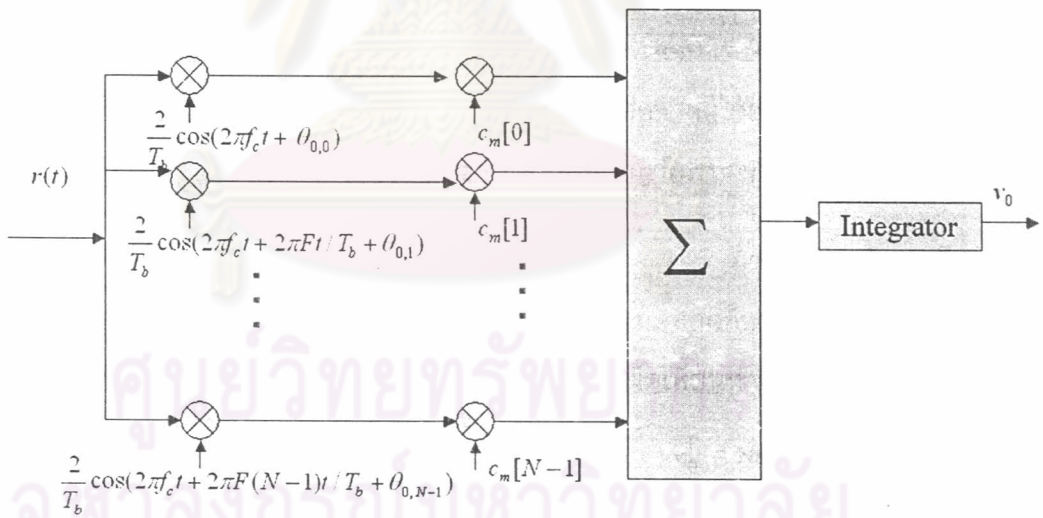
$p_{T_b}(t)$  แทน unit pulse ที่มีขนาดไม่เป็น 0 ในช่วงเวลา  $[0, T_b]$

2.1.2 แบบจำลองภาครับ เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์

เมื่อมีผู้ใช้  $M$  คนสัญญาณที่ภาครับจะรับได้จะเป็นดังนี้

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

เมื่อ  $\rho_{m,i}$  และ  $\theta_{m,i}$  คือขนาดที่ถูกลดทอนและเฟสที่ผิดเพี้ยนไปเมื่อผ่านช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $m$  ของคลื่นพหุย่อยที่  $i$  โดยที่  $n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise: AGWN) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$



รูปที่ 2-4 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA จะเป็นดังรูปที่ 2-4 โดยแบบจำลองนี้จะมีเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ จำนวน  $N$  เครื่อง ให้แต่ละเครื่องต่อ 1 คลื่นพหุย่อย และสัญญาณออกจากแต่ละแมตซ์ฟิลเตอร์จะถูกนำมารวมกันเพื่อทำการตัดสินใจข้อมูล  $v_0$  โดยที่แต่ละแมตซ์ฟิลเตอร์จะประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์และออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่สร้างความถี่ของแต่ละคลื่นพหุย่อย นอกจากนี้ยังต้องมีการประมาณเฟสที่อาจผิดเพี้ยน  $\theta_{m,i}$  ไป เพื่อให้สอดคล้อง

ซิลเลเตอร์สามารถชิงใครในทีเินทางเวลากับสัญญาณที่ต้องการได้ และสมบัติตั้งฉากของซุกรหัส จะถูกนำมาใช้เพื่อที่จะสามารถแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคน โดยคลื่นพหุย่อยที่  $i$  จะถูกคูณด้วยซิฟที่  $i$  ของรหัสแ่งของผู้ใช้คนที่ต้องการ เพื่อเป็นการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ ซิฟกลับมาเป็น 1 สัญลักษณ์ข้อมูลตามเดิมและเป็นการหักล้างข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่เหลื่อออกไป สัญญาณในช่วง สัญลักษณ์ที่  $k$  ที่รับได้ในสมการที่ (2-2) เมื่อผ่านการตัดสินบิตข้อมูลดังรูปที่ 2-4 จะมีค่าดังนี้

$$v_0 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \frac{2}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \hat{\theta}_{0,i}) dt + \eta \dots (2-3)$$

เมื่อ  $\hat{\theta}_{0,i}$  คือค่าของเฟสของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งประมาณได้ที่เครื่องรับของ คลื่นพหุย่อยที่  $i$  โดยส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก  $\eta$  เป็นดังนี้

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} n(t) \frac{2}{T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \hat{\theta}_{0,i}) dt \dots (2-4)$$

ถ้าสมมติว่าสามารถทำการประมาณเฟสได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์  $\hat{\theta}_{0,i} = \theta_{0,i}$  สัญญาณในสมการที่ (2-3) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] c_0[i] \rho_{m,i} \cos \phi_{m,i} + \eta \dots (2-5)$$

เมื่อ  $\phi_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$  สังเกตว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะประกอบไปด้วย 3 พจน์ พจน์แรกจะเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ พจน์ที่ 2 จะเป็นส่วนของสัญญาณ แทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น (Multiple Access Interference : MAI) และพจน์สุดท้ายจะเป็นส่วน ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน

ถ้าพิจารณาในกรณีอุดมคติที่  $\rho_{m,i}$  คงที่ นั่นคือการลดทอนจากช่องสัญญาณ เท่ากันหมดทุกคลื่นพหุย่อยและเกิดเฟดดิ้งแบบเรียบ (flat fading)  $\theta_{m,i} = 0$  หมายความว่าไม่ เกิดการผิดเพี้ยนทางเฟสเมื่อผ่านช่องสัญญาณ สมการที่ (2-5) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = N a_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k] \rho_{m,i} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] c_0[i] + \eta \dots (2-6)$$

$$v_0 = N a_0[k] + \eta \dots (2-7)$$

จะสังเกตได้ว่าส่วนของสัญญาณรบกวนจากผู้ใ้รายอื่นจะถูกหักล้างไปได้เนื่อง จากสมบัติความตั้งฉากของรหัส แต่ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณจะมีการลดทอนที่แต่ละคลื่นพหุ ไม่เท่ากันหรือเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) และจะเกิดความผิด เพี้ยนทางเฟสด้วย ดังนั้น สัญญาณรบกวนจากผู้ใ้รายอื่นจะส่งผลทำให้มีการตัดสินบิตข้อมูลที่ผิด พลาดได้



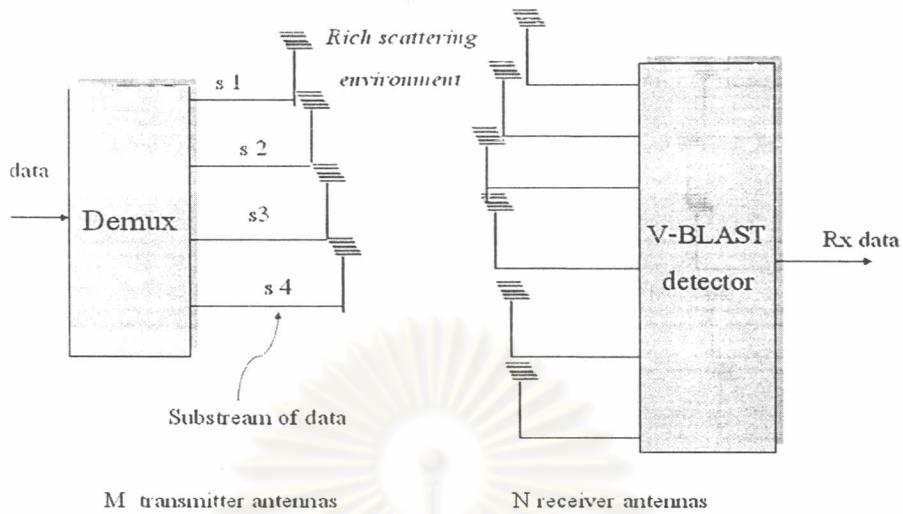
## 2.2 ระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO ที่ใช้สถาปัตยกรรม V-BLAST

การใช้ระบบรับส่งข้อมูลแบบ MIMO (multiple-input multiple-output) ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นได้รับความสนใจเพิ่มขึ้นเป็นอันมากในช่วง 2-3 ปีที่ผ่านมา สถาปัตยกรรม V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time) ก็เป็นวิธีหนึ่งซึ่งใช้หลายสายอากาศทั้งที่เครื่องรับและที่เครื่องส่งโดยที่จะทำให้สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราที่สูงขึ้นมากกว่าเดิมได้ [23]

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นคลื่นวิทยุจะไม่ได้เดินทางเป็นแนวตรงจากสายอากาศทางฝั่งส่งไปยังสายอากาศทางฝั่งรับเพียงแนวเดียว แต่จะมีการสะท้อนและกระเจิงไปมาเป็นจำนวนมากผ่านสิ่งต่าง ๆ ที่อยู่ช่องสัญญาณ การเกิดการกระเจิงนี้เองทำให้เสมือนมีหลายเส้นทางที่คลื่นวิทยุใช้ในการเดินทาง โดยเราจะเรียกว่าเกิดพหุวิถี (multipath) ดังนั้นสัญญาณเดียวกันจะเสมือนถูกแยกออกและเดินทางผ่านเส้นทางที่ต่างกันไปยังเครื่องรับปลายทาง ในระบบการสื่อสารไร้สายทั่วไปนั้น การเกิดพหุวิถีจะเป็นอุปสรรคในการที่จะส่งข้อมูลให้ถูกต้องแม่นยำเพราะสัญญาณเดียวกันที่มาจากต่างเส้นทาง อาจมาถึงเครื่องรับด้วยเวลาที่แตกต่างกันและสามารถที่จะส่งผลรบกวนหักล้างกันไปได้ แต่โดยการใช้วิธี V-BLAST นี้จะเป็นการนำเอาการเกิดพหุวิถีมาใช้ประโยชน์ โดยจะมองเส้นทางที่แตกต่างกันเป็นอิสระช่องสัญญาณที่อยู่ขนานกันแทน

วิธี V-BLAST จะทำการรับและส่งข้อมูลดังในรูปที่ 2-5 โดยจะเริ่มต้นจากการ ดีมัลติเพลกซ์ข้อมูลของผู้ใช้ออกเป็นหลายสายข้อมูลและใช้สายอากาศแต่ละสายอากาศส่งออกไปพร้อม ๆ กัน โดยทุก ๆ สายข้อมูลจะถูกส่งไปโดยผ่านแถบความถี่เดียวกัน ดังนั้นวิธีการนี้จะเป็นการใช้แถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพด้วย และเพราะข้อมูลของผู้ใช้ถูกส่งขนานออกไปพร้อม ๆ กันผ่านหลายสายอากาศ ดังนั้นอัตราการส่งข้อมูลจึงเพิ่มขึ้นโดยแปรผันตามจำนวนของสายอากาศที่ใช้

ที่ทางฝั่งภาครับ สายอากาศหลาย ๆ สายก็จะถูกนำมาใช้ด้วย เพื่อที่จะสามารถแยกแยะข้อมูลจากทุก ๆ สายข้อมูลที่ถูกส่งมาผ่านหลาย ๆ เส้นทางได้ โดยที่สายอากาศทางฝั่งรับแต่ละตัวก็จะได้รับข้อมูลทุกสายที่ถูกส่งมาจากสายอากาศภาคส่งทุกตัวปนกันไป แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าแต่ละเส้นทางเกิดการกระเจิงมากเพียงพอ ก็จะทำให้แต่ละสายข้อมูลที่ถูกส่งมาจากแต่ละตำแหน่งทางภาคส่งจะถูกกระเจิงแตกต่างกัน โดยอาศัยความแตกต่างนี้และใช้การประมวลผลที่มีความสามารถเพียงพอ เราจะสามารถแยกแยะข้อมูลแต่ละสายออกจากกันได้ ดังนั้นด้วยการใช้วิธี V-BLAST นี้ยิ่งแต่ละเส้นทางมีความแตกต่างกันมากก็จะยิ่งทำงานได้ดีซึ่งตรงกันข้ามกับระบบดั้งเดิมอื่น ๆ



รูปที่ 2-5 หลักการของสถาปัตยกรรม V-BLAST

อัลกอริทึม V-BLAST เป็นส่วนสำคัญของการประมวลผลที่เครื่องรับ โดยสัญญาณที่ได้จากสายอากาศทางฝั่งรับแต่ละตัวจะถูกนำมาประมวลผลด้วยความเร็วสูงพร้อม ๆ กัน โดยจะทำการดึงเอาข้อมูลที่มีกำลังมากที่สุดออกมาก่อนแล้วลบออกจากสัญญาณที่มีข้อมูลสายต่าง ๆ ปนกันอยู่ หลังจากนั้นจะทำการประมวลผลสัญญาณที่มีกำลังอ่อนกว่าที่เหลือ จากนั้นจะดึงข้อมูลที่มีกำลังมารองลงมา แล้วลบออกอีก ทำเช่นนี้ไปเรื่อย จนเหลือเพียงสัญญาณสุดท้ายที่มีกำลังอ่อนที่สุดเพียงสัญญาณเดียว

2.3 รายละเอียดของ V-BLAST อัลกอริทึม

กำหนดให้ทางภาคส่งและภาครับใช้สายอากาศ M และ N ตัว ตามลำดับโดยที่  $N \geq M$  และให้  $\vec{a} = (a_1, a_2, \dots, a_M)^T$  แทนเวกเตอร์ของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกส่งจากสายอากาศภาคส่งทั้ง M ตัว  $\vec{r} = (r_1, r_2, \dots, r_N)^T$  แทนเวกเตอร์ของสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศภาครับทั้ง N ตัว  $\eta$  แทนเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก และ H คือเมตริกซ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณที่มีขนาด  $N \times M$  โดยมีสมาชิกแต่ละตัว คือ  $h_{ij}$  ซึ่งหมายถึงสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณจากสายอากาศภาคส่งตัวที่ j ไปยังสายอากาศภาครับตัวที่ i โดยสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะเป็นดังนี้

$$\vec{r}_i = H\vec{a} + \eta \dots\dots\dots(2-8)$$



และเพื่อที่จะสามารถแยกแยะข้อมูลที่ต้องการได้จะมีการใช้เวกเตอร์นัลลิงก์ (Nulling) โดยจะพิจารณาเฉพาะสายข้อมูลที่ต้องการและจะพิจารณาสายข้อมูลที่เหลือเป็นสัญญาณแทรกสอด โดยการใช้นัลลิงก์แบบเชิงเส้นนั้นจะเป็นการถ่วงน้ำหนักสัญญาณข้อมูลที่ได้รับมาได้ด้วยเงื่อนไขต่าง ๆ เช่น ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum mean squared error : MMSE) การบังคับให้เป็นศูนย์ (zero forcing :ZF) ทั้งนี้เพื่อให้เหลือส่วนของสัญญาณที่ต้องการมาก ๆ และส่วนของสัญญาณรบกวนอื่น ๆ ที่เหลือมีค่าน้อย ตัวอย่างของเวกเตอร์นัลลิงก์แบบบังคับให้เป็นศูนย์ (zero forcing nulling) คือ เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก  $\vec{w}_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots, M$  และมีสมบัติดังนี้

$$\vec{w}_i^T (H)_j = \delta_{ij} \dots\dots\dots(2-9)$$

โดย  $(H)_j$  คือ หลักที่  $j$  ของเมตริกซ์  $H$  และ  $\delta$  คือ ฟังก์ชัน ไครเนคเกอร์เดลตา (Kronecker delta)

นอกจากนี้ยังต้องมีการหักล้างข้อมูลที่ทำกรตัดสินแล้วออกจากสัญญาณทั้งหมดที่ได้รับมาได้ เพื่อนำไปตัดสินสัญลักษณ์ข้อมูลอื่นที่เหลือต่อไป โดยระบบที่มีการหักล้างข้อมูล (symbol cancellation) นั้น ลำดับของข้อมูลจากแต่ละสายข้อมูลที่จะทำการตัดสินออกมาจะมีความสำคัญต่อประสิทธิภาพของระบบเป็นอันมาก การที่จะอธิบายขั้นตอนการประมวลผลมีดังนี้ จะสมมติว่าลำดับของการตัดสินข้อมูลเป็น  $k_1, k_2, \dots, k_M$  โดยที่  $k_i$  มีความหมายว่าข้อมูลที่จะถูกทำการตัดสินออกมาเป็นลำดับที่  $i$  คือข้อมูลจากสายข้อมูลหมายเลข  $k_i$  รูปขั้นตอนต่าง ๆ ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 คุณสัญญาณที่รับได้ด้วยเวกเตอร์นัลลิงก์  $\vec{w}_{k_1}$

$$y_{k_1} = \vec{w}_{k_1}^T \vec{r}_1 \dots\dots\dots(2-10)$$

ขั้นตอนที่ 2 ทำการตัดสินบิตข้อมูล  $\hat{a}_{k_1}$  จาก  $y_{k_1}$   
 $\hat{a} = \Phi[y_{k_1}] \dots\dots\dots(2-11)$

เมื่อ  $\Phi$  คือ slicing operation ซึ่งขึ้นอยู่กับเทคนิคการมอดูเลตที่ใช้

ขั้นตอนที่ 3 นำสัญญาณที่ตัดสินแล้วไปหักล้างออกจากสัญญาณที่ได้รับมาทั้งหมด

$$\vec{r}_2 = \vec{r}_1 - \hat{a}_{k_1} (H)_{k_1} \dots\dots\dots(2-12)$$

โดย  $(H)_{k_1}$  คือ หลักที่  $k_1$  ของเมตริกซ์  $H$

ทำซ้ำขั้นตอนที่ 1-3 โดยทำการตัดสินใจข้อมูลจากสายข้อมูล  $k_2, k_3, \dots, k_M$  ต่อไปตามลำดับ และเนื่องจากการใช้การหักล้างข้อมูลนี้เองทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้เวกเตอร์นำลิงก์แบบบังคับให้เป็นศูนย์ดังสมการที่ (2-9) แต่สามารถที่จะใช้เวกเตอร์นำลิงก์ที่มีสมบัติดังนี้แทนได้

$$\bar{w}_{k_1}^T(H)_{k_1} = \begin{cases} 0 & j > i \\ 1 & j = i \end{cases} \dots\dots\dots(2-13)$$

ทั้งนี้เพราะข้อมูลในส่วน  $j < i$  ได้ถูกหักล้างออกไปแล้ว โดยเวกเตอร์นำลิงก์ดังในสมการที่ (2-13) นี้จะนำมาจากแถวที่  $k_i$  ของเมตริกซ์  $H_{k_{i-1}}^+$  เมื่อ  $H_{k_{i-1}}^-$  แทนเมตริกซ์ที่เกิดจากการทำให้ทุกสมาชิกในหลัก  $k_1, k_2, \dots, k_i$  ของเมตริกซ์ เป็นศูนย์ทั้งหมดและสัญลักษณ์  $^+$  แทนการทำ Moore-Penrose pseudo inverse [24]

พิจารณาจากสัญญาณ  $y_{k_1}$  ที่ใช้ในการตัดสินใจข้อมูลในสมการที่ (2-10) จะสามารถนำมาหาอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหลังการตัดสินใจ (post detection signal to noise ratio : post detection SNR) ของข้อมูลที่ทำการตัดสินใจออกมาเป็นลำดับที่  $k_i$  ได้ดังนี้

$$\rho_{k_i} = \frac{\langle |a_k|^2 \rangle}{a^2 \|\bar{w}_{k_i}\|^2} \dots\dots\dots(2-14)$$

โดยลำดับของสายข้อมูลที่ใช้ในการตัดสินใจจะพิจารณาจาก post detection SNR นี้เองโดยจะทำการตัดสินใจข้อมูลจากสายข้อมูลที่มี post detection SNR มากที่สุดไปอย่างน้อยที่สุดตามลำดับ

ในทางทฤษฎีแล้วความจุของระบบ V-BLAST ถ้ากำลังส่งโดยรวมทั้งหมดคงที่ จะแปรผันตามจำนวนสายอากาศที่ใช้ ข้อสมมติฐานที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ การลดทอนที่เกิดขึ้นที่แต่ละความถี่จะมีการกระจายตัวแบบเรย์ลีที่มีอิสระต่อกันและสมมติว่าไม่มีความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณเกิดขึ้น แต่ในทางปฏิบัติจะไม่ใช่ไปดังข้อสมมติฐานดังกล่าว แต่อย่างไรก็ดีในสภาวะแวดล้อมที่มีการกระเจิงมาก ระบบทั่ว ๆ ไปจะมีความจุที่ลดลงเป็นอันมาก แต่ระบบที่ใช้วิธี V-BLAST จะยังคงมีความจุที่มากกว่าอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับระบบอื่น ๆ [25-28]

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น วิธี V-BLAST จะช่วยให้มีการใช้ความถี่อย่างมีประสิทธิภาพและมีความสามารถในการส่งข้อมูลด้วยอัตราสูง จึงทำให้น่าสนใจที่จะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในอนาคต อย่างไรก็ตาม การที่ระบบ V-BLAST จะสามารถทำงานอย่างมีประสิทธิภาพได้ ก็จะต้องใช้สายอากาศจำนวนหลายตัว ซึ่งเงื่อนไขนี้ทำให้วิธี V-BLAST ไม่สามารถใช้ได้ในทุก

ระบบของการสื่อสารไร้สาย โดยตัวอย่างของระบบที่สามารถใช้ได้ คือ wireless LAN ระบบไร้สายที่ปลายทางไม่เคลื่อนที่ หรือระบบไร้สายที่ปลายทางเคลื่อนที่แต่อุปกรณ์ที่ปลายทางนั้นจะต้องมีขนาดใหญ่เพียงพอ

## 2.4 ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ

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

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นนั้น เกิดขึ้นเนื่องจากระบบ CDMA มีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแม่ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแม่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน และเมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแม่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้สัญญาณ MAI ยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแม่แบบ Pseudorandom noise sequence ( PN- Sequence) และ รหัสแบบสุ่ม (Random code) ซึ่งรหัสแม่เหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว อย่างไรก็ตามค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าที่ต่ำมาก แต่ข้อดีของรหัสเหล่านี้จะอยู่ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอิสระขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าที่ต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น Hadamard-Walsh Code ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอิสระขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแม่จะมีค่าที่สูงมาก

### -สัญญาณแทรกสอดจากสายอากาศอื่น (Co-Antenna Interference :CAI)

ในระบบ MIMO ชนิด V-BLAST นั้น ภาครับและภาคส่งจะประกอบด้วยสายอากาศหลาย ๆ ตัว สัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมายังภาครับจากสายอากาศภาคส่งคนละตัวกันจะส่งผลรบกวนกันเอง และจะเรียกสัญญาณรบกวนประเภทนี้ว่า Co-Antenna Interference (CAI) และเนื่องจากระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำระบบ MIMO ชนิด V-BLAST เข้ามาใช้ร่วมในระบบ MC-CDMA โดยจะพิจารณาสายอากาศทางภาคส่งในระบบ V-BLAST เดิมที่แทนด้วยผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายในระบบ MC-CDMA ที่มีการใช้รหัสแม่ที่เหมือนกันแทน จึงได้เรียกสัญญาณรบกวนประเภทนี้ว่า สัญญาณ CAI เช่นกัน ดังนั้นสัญญาณรบกวน CAI ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงหมายถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการรบกวนกันเองระหว่างกลุ่มผู้ใช้ที่ใช้รหัสแม่เดียวกันนั่นเอง



### -สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุหัยย่อย (Inter-carrier Interference : ICI)

การรับส่งข้อมูลในระบบ MC-CDMA นั้น จะเป็นการส่งข้อมูลโดยใช้หลายคลื่นพหุหัยย่อย ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเข้าร่วมด้วยในขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์ ซึ่งขั้นตอนทั้งสองนี้จะมีการทำงานได้อย่างสมบูรณ์ ถ้าคลื่นพหุหัยย่อยมีความถี่ห่างกัน นั่นคือ คลื่นพหุหัยย่อยจะต้องมีค่าความถี่กึ่งกลางที่ห่างกัน  $F$  เท่าของ  $1/T$  โดย  $T$  เป็นค่าความยาวคาบของสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ และ  $F$  เป็นจำนวนเต็มบวกใด ๆ และเนื่องจากผลของการเกิดความถี่ออฟเซต การเกิดพหุวิถี และการเกิดเฟดดิ้งอย่างรวดเร็ว จะส่งผลให้ความถี่ห่างกันของคลื่นพหุหัยย่อยนี้สูญเสียไป ทำให้การแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์นั้นไม่สมบูรณ์ ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุหัยย่อย (ICI) ขึ้นในขณะที่ระบบ DS-CDMA ซึ่งไม่ได้มีการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพหุหัยย่อยจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดประเภทนี้เกิดขึ้น

### -เฟดดิ้ง (Fading)

ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์ไร้สาย คลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางภาคส่งจะไม่ได้เดินทางมายังทางภาครับปลายทางเป็นแนวตรง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นหลายวิถีที่มาจากหลายทิศทางที่เกิดจากการสะท้อนหรือหักเหผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดพหุวิถี (multipath) และผลจากการเกิดพหุวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางภาครับประกอบด้วยผลบวกของสัญญาณที่ถูกลดทอน เลื่อนทางเฟส และประวิงทางเวลาเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง โดยที่สัญญาณที่มาถึงจะเกิดการรวมแบบเสริมหรือรวมกันแบบหักล้างนั้นจะขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณแต่ละวิถีที่มาถึงนั่นเอง เมื่อพิจารณาทางความถี่ ผลของการเกิดพหุวิถีนี้ ก็จะทำให้เกิดสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งจะลดทอนสัญญาณที่ถูกส่งมาในคลื่นพหุหัยย่อยต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA นั้นเองและเมื่อสัญญาณที่เกิดพหุวิถีนี้มีค่าเวลาประวิงที่มาก เมื่อเทียบกับคาบของสัญญาณ ก็จะทำให้เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นเป็นแบบเลือกความถี่ นั่นคือสัญญาณในแต่ละคลื่นพหุหัยย่อยจะถูกลดทอนด้วยค่าที่ไม่เท่ากันนั่นเอง

-ดอปเพลอร์ (Doppler)

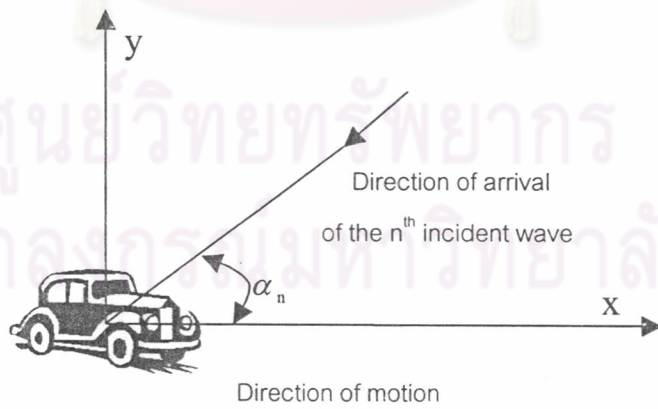
นอกจากการเกิดพหุวิถีแล้ว การเกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นั้นก็จะส่งผลกระทบต่อ การสื่อสารของระบบโทรศัพท์ไร้สายด้วย เนื่องจากผลที่ผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายมีการเคลื่อนที่จึงทำให้ คลื่นสัญญาณที่มาถึงนั้นมีความถี่ที่เปลี่ยนไป โดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (angle of arrival  $\alpha_n$ ) ที่ถูกนิยามให้เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้ โทรศัพท์ไร้สาย ดังแสดงในรูปที่ 2-6 และค่า ความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n จะมีค่า ดังนี้

$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \dots\dots\dots(2-15)$$

โดยที่  $f_{\max}$  คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้ โทรศัพท์ไร้สาย ( $v$ ) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังสมการ

$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \dots\dots\dots(2-16)$$

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของ สัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลา ผลของปรากฏ การณ์ดอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของช่องสัญญาณมีการ เปลี่ยนแปลงทางเวลา



รูปที่ 2-6 แสดงมุม  $\alpha_n$  ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์

## 2.5 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบ [29]

ในอนาคตการส่งข้อมูลจะมีอัตราเร็วที่สูงขึ้นทำให้คาบเวลาของสัญลักษณ์ข้อมูล นั้นสั้นลงจนมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่า delay spread ของช่องสัญญาณ จึงทำให้ผลของการเกิดพหุวิถี ของสัญญาณนั้นส่งผลทำให้เฟดดิ้งที่มัลติทอนสัญญาณข้อมูลเป็นแบบเลือกความถี่ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งได้คำนึงถึงผลดังกล่าวข้างต้น จึงมีการใช้ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) โดยจะทำการจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 ในมาตรฐานนี้นั้นได้ทำการแบ่งประเภทของสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณออกเป็น 4 ประเภท คือ พื้นที่ชนบท (Rural area) พื้นที่เมืองทั่วไป (Typical Urban) พื้นที่เมืองที่มีสิ่งกีดขวางสัญญาณหนาแน่น (Bad urban area) และพื้นที่เนินเขา (Hilly terrain) โดยมาตรฐานนี้จะมีการใช้สเปกตรัม 2 ชนิด ในการกำหนดลักษณะของช่องสัญญาณตามสภาพแวดล้อมต่าง ๆ ดังกล่าว คือ delay power spectrum และ doppler power spectrum

Delay power spectral density จะบ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่มีเวลาประวิง  $\tau'$  ซึ่งสเปกตรัมนี้จะใช้ในการระบุค่าสหสัมพันธ์ทางความถี่ของช่องสัญญาณและเป็นตัวกำหนดสภาพการเลือกความถี่ (frequency selectivity) ของเฟดดิ้งที่เกิดขึ้น โดย delay spectral density function ของช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2-7 ค่ากำลังของสัญญาณจะถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันลดลงตามค่าเวลาประวิง และค่าเวลาประวิงของสัญญาณที่เกิดขึ้นในบริเวณเนินเขาและตัวเมืองที่มีสิ่งกีดขวางหนาแน่นจะมีค่าที่มากกว่าในบริเวณชนบทและบริเวณเมืองทั่วไป โดยค่า delay spread ที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญในการบ่งบอกนั้นจะสามารถหาได้จากกราฟที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังสองของ delay power spectral density นี้เอง โดยค่า delay spread ของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมแบบต่าง ๆ จะถูกแสดงไว้ในตารางที่ 2-1

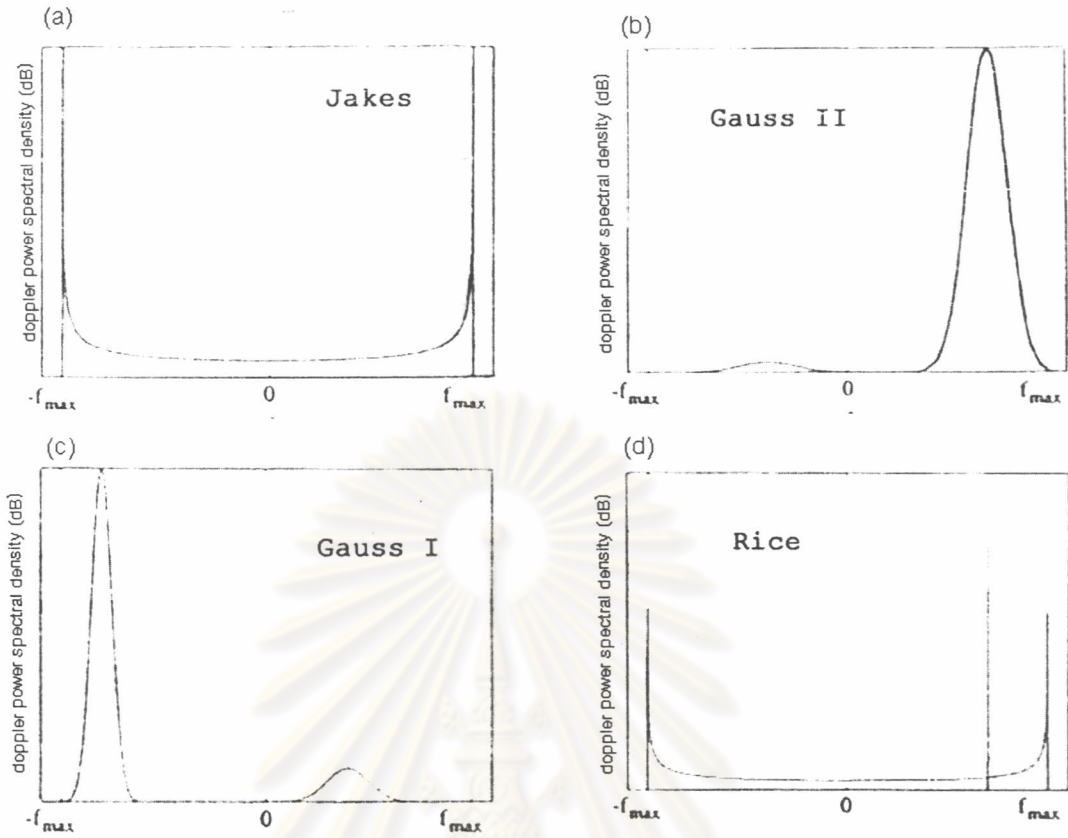
ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย





Doppler power spectral density เนื่องจากผลจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์กันระหว่างสถานีฐานและอุปกรณ์ไร้สายทำให้เกิดปรากฏการณ์ ดอปเพลอร์ (doppler effect) ขึ้น ทำให้สัญญาณมีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม และจะเรียกความถี่ที่เลื่อนไปจากความถี่เดิมนี้อีกว่า ความถี่ดอปเพลอร์ (doppler frequency) โดยค่า doppler power spectral density นี้จะบ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณ ที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น โดยมาตรฐาน COST207 นี้มีการกล่าวถึง doppler power spectral density ทั้งสิ้น 4 ประเภท ได้แก่ Jakes, Gauss I, Gauss II และ Rice ดังแสดงในรูปที่ 2-8 โดย doppler power spectral density รูปแบบ Jakes นั้นจะเกิดขึ้นเฉพาะในกรณีที่สัญญาณมีเวลาประวิงของการเคลื่อนที่มายังปลายทางที่สั้นหรือน้อยกว่า  $0.5 \mu\text{sec}$  ส่วนรูปแบบ Rice นั้นจะเหมือนกับในกรณีรูปแบบ Jakes แต่จะคิดถึงผลของสัญญาณที่มีวิถีตรงจากต้นทางมายังปลายทาง (line of sight) ด้วย โดยสัญญาณที่มีวิถีตรงนี้จะเกิดขึ้นที่ความถี่ดอปเพลอร์ 0.7 เท่าของความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด ( $f_{\text{max}}$ ) และในกรณีที่สัญญาณมีเวลาประวิง ในการเคลื่อนที่ปานกลางและมากนั้น รูปแบบของ doppler spectral density จะเป็นรูปแบบ Gauss I Gauss II โดยรูปแบบ Gauss II จะเกิดขึ้นในสัญญาณมีเวลาประวิงยาวนานกว่า รูปแบบ Gauss I

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2-8 Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม  
มาตรฐาน COST207

ตารางที่ 2-2 รายละเอียด Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม  
มาตรฐาน COST207

Type	Doppler power Spectral density	Propagation delay	Doppler spread
"Jakes"	$\frac{1}{\pi f_{max} \sqrt{1-(f/f_{max})^2}}$	$0 \leq \tau' \leq 0.5 \mu s$	$f_{max} / \sqrt{2}$
"Gauss I"	$G(A_1, -0.8 f_{max}, 0.05 f_{max})$ $+ G(A_1 / 10, 0.4 f_{max}, 0.1 f_{max})$	$0.5 \mu s \leq \tau' \leq 2 \mu s$	$0.45 f_{max}$
"Gauss II"	$G(A_2, 0.7 f_{max}, 0.1 f_{max})$ $+ G(A_2 / 10^{1.5}, -0.4 f_{max}, 0.15 f_{max})$	$\tau' \geq 2 \mu s$	$0.25 f_{max}$
"Rice"	$\frac{0.41^2}{\pi f_{max} \sqrt{1-(f/f_{max})^2}}$ $+ 0.91^2 \delta(f - 0.7 f_{max})$	$\tau' = 0 \mu s$	$0.39 f_{max}$



โดย ฟังก์ชัน  $G(A_i, f_i, s_i)$  นิยามโดย

$$G(A_i, f_i, s_i) = A_i \exp\left\{-\frac{(f-f_i)^2}{2s_i^2}\right\} \dots\dots\dots(2-17)$$

และ  $A_1 = 50 / (\sqrt{2\pi} 3f_{max})$  ,  $A_2 = 10^{1.5} / [\sqrt{2\pi} (\sqrt{10} + 0.15)f_{max}]$

โดยค่า doppler spread ที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญในการบ่งบอกลักษณะของช่องสัญญาณจะสามารถหาได้จากค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังสองของ doppler power spectral density นี้เอง โดยค่า doppler spread ของ doppler power spectral density ประเภทต่าง ๆ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2-2

จากที่แสดงในรูปที่ 2-7 และ 2-8 ถึงแม้ delay power speatral density จะเป็นอิสระจากความถี่ดอปเพลอร์ แต่เวลาหน่วงของสัญญาณในแต่ละวิถีจะเป็นปัจจัยสำคัญในการตัดสินใจรูปแบบของ doppler power spectral density ที่เลือกใช้

โดยมาตรฐาน COST207 ได้เลือกค่าเวลาหน่วงของสัญญาณและแอมพลิจูดของสัญญาณจาก delay power spectral density ในรูปที่ 2-7 และรูปแบบของความถี่ดอปเพลอร์ที่เกิดขึ้นจาก doppler power spectral density ในรูปที่ 2-8 ร่วมกันดังแสดงในตารางที่ 2-3

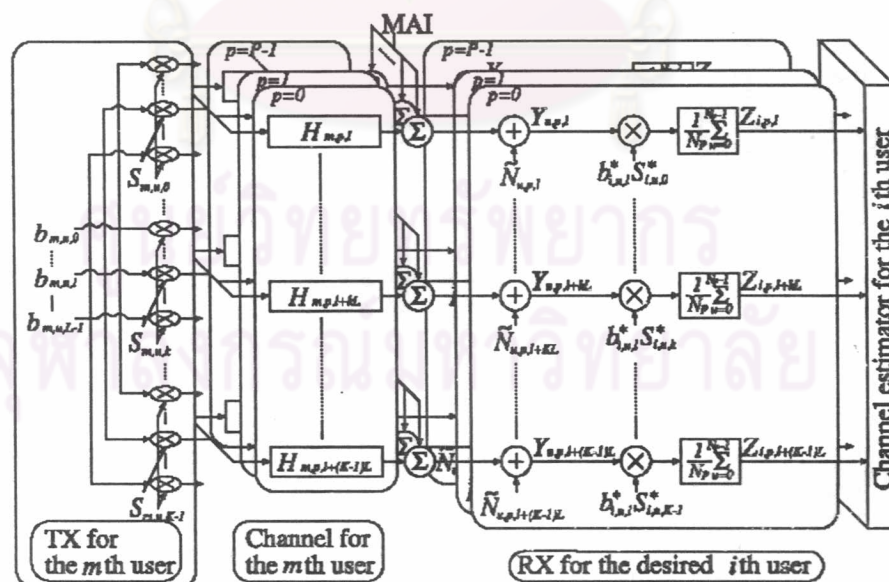
ตารางที่ 2-3 รายละเอียดของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207

Path no.	Propagation Delay ( $\mu\text{s}$ )	Path Power		Category of the Doppler power Spectral density	Delay spread
		(Lin.)	(dB)		
(a) Rural Area					
0	0.0	1	0	"Rice"	0.1 $\mu\text{s}$
1	0.2	0.63	-2	"Jakes"	
2	0.4	0.1	-10	"Jakes"	
3	0.6	0.01	-20	"Jakes"	
(b) Typical Urban					
0	0.0	0.5	-3	"Jakes"	1.1 $\mu\text{s}$
1	0.2	1	0	"Jakes"	
2	0.6	0.63	-2	"Gauss I"	
3	1.6	0.25	-6	"Gauss I"	
4	2.4	0.16	-8	"Gauss II"	
5	5.0	0.1	-10	"Gauss II"	
(c) Bad Urban					
0	0.0	0.5	-3	"Jakes"	2.4 $\mu\text{s}$
1	0.4	1	0	"Jakes"	
2	1.0	0.5	-3	"Gauss I"	
3	1.6	0.32	-5	"Gauss I"	
4	5.0	0.63	-2	"Gauss II"	
5	6.6	0.4	-4	"Gauss II"	
(d) Hilly Terrain					
0	0.0	1	0	"Jakes"	5.0 $\mu\text{s}$
1	0.2	0.63	-2	"Jakes"	
2	0.4	0.4	-4	"Jakes"	
3	0.6	0.2	-7	"Jakes"	
4	15.0	0.25	-6	"Gauss II"	
5	17.2	0.06	-12	"Gauss II"	

## 2.6 การประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์ในการนำเสนอรูปแบบการส่งข้อมูลของระบบ MC-CDMA โดยประยุกต์ใช้ระบบ MIMO แบบ V-BLAST และทำการลดความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอนี้ให้มีค่าที่เหมาะสม ดังนั้น จึงได้ทำการจำลองระบบการรับส่งข้อมูลที่นำเสนอในแง่ของการใช้งานจริงในทางปฏิบัติ ทั้งนี้จะพิจารณาถึงผลกระทบของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการประมาณช่องสัญญาณเป็นสำคัญ เพราะอัลกอริทึมของระบบ V-BLAST นั้นจะอาศัยค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณเป็นตัวแปรหลักในการนำไปประมวลผล

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะการรับส่งข้อมูลในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นเท่านั้น ในการประมาณช่องสัญญาณของระบบ MC-CDMA ทางข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นนั้น จะต้องทำการแยกแยะค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่ต้องการออกมาจากข้อมูลสัญญาณนำ (pilot signal) ที่มีข้อมูลของผู้ใช้รายอื่นปนอยู่ และนอกจากนี้ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณในแต่ละคลื่นพาย้อย่อยก็จะมีค่าที่ไม่เท่ากันด้วย ทำให้มีความซับซ้อนในการประมวลผลที่ค่อนข้างมากและต้องให้สัญญาณนำในปริมาณมาก โดยใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่มีการหมุนเลื่อนขุดรหัสในทางเวลาและทางความถี่ซึ่งจะมีข้ออยู่ทั่วไปในระบบ MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น [30] โดยวิธีการนี้จะทำการประมาณช่องสัญญาณออกมาใช้ในเชิงความถี่นั่นคือจะได้ค่า  $H_{i,n}$  ซึ่งก็คือ ค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $i$  ของคลื่นพาย้อย่อยที่  $n$  โดยวิธีการประมาณจะเป็นดังรูปที่ 2-9

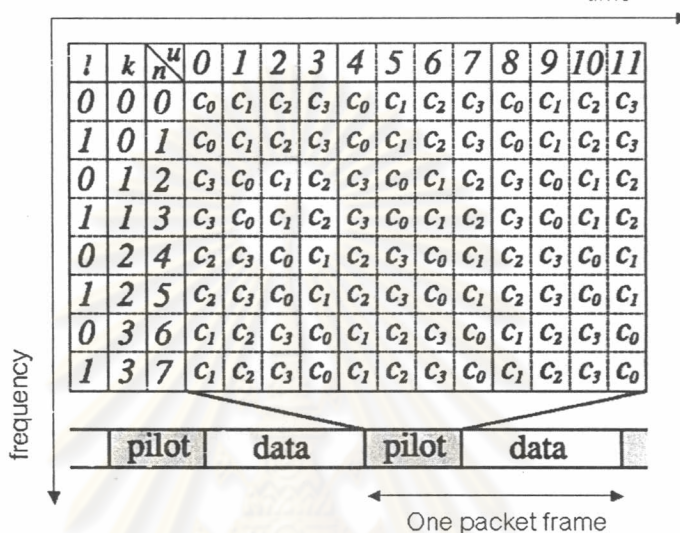


รูปที่ 2-9 กระบวนการประมาณช่องสัญญาณของระบบ MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น



การประมาณช่องสัญญาณในรูปแบบนี้จะใช้รหัสออโทกอนัลชนิด Walsh Hadamard ในการแผ่บิตข้อมูลของสัญญาณนำ จากนั้นจะทำการหมุนเลื่อนแต่ละชิพข้อมูลของรหัสดังกล่าวนี้ไปแสดงในรูปแบบที่ 2-10 ทั้งนี้เพื่อที่จะได้สามารถแยกแยะสัญญาณที่มาจากทางภาครับของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันได้ดังขั้นตอนต่อไป

$[c_0 \ c_1 \ c_2 \ c_3]$  A set of orthogonal code assigned to a user



รูปที่ 2-10 การกำหนดรหัสแผ่ที่มีการหมุนวนทางความถี่และทางเวลาเพื่อใช้ในการส่งสัญญาณนำ

ค่าจำนวนคาบเวลาของสัญญาณนำที่ใช้ ( $N_p$ ) นั้นจะต้องถูกกำหนดให้มีค่าเป็นจำนวน  $I$  เท่า ของอัตราการแผ่ของชุดรหัส ( $N_p = I \times K$ ) โดยที่  $I$  เป็นจำนวนบวก ซึ่งการหมุนเลื่อนรหัสในทางเวลาและทางความถี่จะทำการหมุนเลื่อนรหัสดังแสดงในรูปที่ 2-10 ซึ่งเป็นตัวอย่างการกำหนดรหัสให้กับผู้ใช้ 1 คน ที่ใช้รหัสที่มีอัตราแผ่ ( $K$ ) เท่ากับ 4 และใช้จำนวนคาบเวลาของสัญญาณนำ ( $N_p$ ) เท่ากับ 12

โดยการประมาณช่องสัญญาณรูปแบบนี้จะมีการกำหนดเงื่อนไขของบิตของสัญญาณนำที่ใช้และรหัสที่ใช้ในการแผ่ ทั้งสิ้น 2 เงื่อนไข ดังนี้

$$b_{m,u} b_{i,u}^* = 1 \quad \dots\dots\dots(2-18)$$

$$|S_{m,u,n}|^2 = 1 \quad \dots\dots\dots(2-19)$$

เมื่อ  $b_{m,u}$  คือ บิตของสัญญาณนำก่อนถูกแผ่ของผู้ใช้คนที่  $m$  ณ ช่วงคาบเวลาที่  $u$   
 $S_{m,u,n}$  คือ ชิพของรหัสของผู้ใช้คนที่  $m$  ณ ช่วงคาบเวลาที่  $u$  ที่ตรงกับคลื่นพาห้อย่อยที่  $n$

การประมาณช่องสัญญาณนี้จะครอบคลุมช่วงเวลาตลอดทุกคาบสัญญาณลักษณะของสัญญาณนำ ตั้งแต่สัญลักษณ์ที่ 0 จนถึง สัญลักษณ์ที่  $N_p - 1$  เมื่อ  $N_p$  คือจำนวนสัญลักษณ์ของ

สัญญาณนำที่ใช้ก่อนเริ่มต้นเฟรมข้อมูล การประมาณช่องสัญญาณจะเริ่มต้นหลังจากที่สัญญาณในส่วนของสัญญาณนำมาถึงทางภาครับและผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT)

ให้  $Y_{u,n}$  คือ สัญญาณที่รับได้หลังจากผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ที่ตรงกับคลื่นพาย้อยยที่  $n$  ณ ช่วงคาบเวลาที่  $u$

$$Y_{u,n} = \sum_{m=0}^{M-1} b_{m,u} S_{m,u,n} H_{m,n} + \eta_{u,n} \dots\dots\dots(2-20)$$

เมื่อ  $H_{m,n}$  คือ สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $m$  ที่ตรงกับคลื่นพาย้อยยที่  $n$   
 $\eta_{u,n}$  คือ สัญญาณรบกวน noise ณ ช่วงคาบเวลาที่  $u$  ที่ตรงกับคลื่นพาย้อยยที่  $n$

จากนั้นจะนำสัญญาณ  $Y_{u,n}$  มาประมวลผลแยกกันกับสัญญาณของคลื่นพาย้อยยอื่น ๆ ที่เหลือ โดยจะนำมาคูณกันกับค่าสังยุคของบิตของสัญญาณนำ  $b_{m,u}$  ซึ่งทางภาครับจะทราบก่อนล่วงหน้า และชีพของรหัสของผู้ใช้คนที่  $m$   $S_{m,u,n}$  ที่ทางภาครับ ก็ทราบก่อนล่วงหน้าเช่นกัน จากนั้นจะนำมารวมเข้ากับสัญญาณเช่นเดียวกันนี้ที่แต่ละช่วงคาบเวลาอื่นตลอดทุกช่วงคาบสัญญาณลักษณะของสัญญาณนำซึ่งจะเป็นดังสมการที่ (2-21) ให้  $Z_{i,n}$  เป็นสัญลักษณ์ผลลัพธ์ของกระบวนการที่ได้ของผู้ใช้คนที่  $i$  ที่ตรงกับคลื่นพาย้อยยที่  $n$

$$Z_{i,n} = \frac{1}{N_p} \sum_{u=0}^{N_p-1} Y_{u,n} b_{i,u,n}^* S_{i,u,n}^* \dots\dots\dots(2-21)$$

เนื่องจากเงื่อนไขที่กำหนดในสมการที่ (2-18) และ (2-19)

$$Z_{i,n} = H_{i,n} + \frac{1}{N_p} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq i}}^{N_p-1} H_{m,n} \sum_{u=0}^{N_p-1} S_{m,u,n} S_{i,u,n}^* + N_{i,n} \dots\dots\dots(2-22)$$

โดยพจน์ที่ 2 คือส่วนของ MAI ที่มีในสัญญาณนำ และ  $N_{i,n}$  ที่สัญญาณรบกวน noise มีค่าดังนี้

$$N_{i,n} = \frac{1}{N_p} \sum_{u=0}^{N_p-1} \eta_{u,n} b_{i,u,n}^* S_{i,u,n}^* \dots\dots\dots(2-23)$$

เนื่องจากได้มีการใช้รหัสในรูปแบบที่มีการหมุนเลื่อนทางเวลาดังแสดงในรูปที่ 2-

10 จึงทำให้ค่า  $\sum_{u=0}^{N_p-1} S_{m,u,n} S_{i,u,n}^*$  ในพจน์ที่ 2 ของสมการที่ (2-22) มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นสมการ (2-22) จึงลดรูปเป็นดังนี้

$$Z_{i,n} = H_{i,n} + N_{i,n} \dots\dots\dots(2-24)$$

ซึ่งค่า  $Z_{i,n}$  ก็คือค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณที่ต้องการของผู้ใช้คนที่  $i$  ที่ตรงกับคลื่นพาหีย่อยที่  $n$  ซึ่งจะสังเกตได้ว่ามีสัญญาณรบกวน (noise) รวมอยู่ด้วย

## 2.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่างๆ

### 2.7.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตหรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability :BER)เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่างๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น ซึ่งจะคิดจากค่าอัตราส่วนของจำนวนบิตที่ผิดพลาด หลังจากการตัดสินใจบิตข้อมูลทางภาครับเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ถูกส่งมาทางภาคส่ง

### 2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สำหรับผู้ใช้คนที่  $k$  มีนิยามในค่าหน่วยเดซิเบล (decibel : dB) ดังนี้

$$SNR_k = 10 \log \left( \frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \dots\dots\dots(2-25)$$

เมื่อ  $A_k$  คือขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  และ  $\sigma^2$  คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

ศูนย์วิทยุโทรพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย