

# รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ประจำปีงบประมาณ 2546

## โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 5 เรื่อง

### ระบบสายอากาศชาญฉลาด ระยะที่ 2

#### (SMART ANTENNA SYSTEMS: Phase II)

#### ผู้รับผิดชอบโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

หัวหน้าโครงการ

#### วัตถุประสงค์

1. ศึกษาและวิจัยระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด เพื่อนำไปใช้งานกับระบบโทรคมนาคมแบบไร้สาย
2. พัฒนาโครงสร้าง อัลกอริทึม และ กรรมวิธีประมวลผลแบบดิจิทัล ของระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด
3. เผยแพร่ผลงานการวิจัยในรูปของสื่อสิ่งพิมพ์และระบบอินเทอร์เน็ต แก่ผู้สนใจทั้งในประเทศและต่างประเทศ
4. สนองต่อความต้องการของประเทศ ในการผลิตบุคลากรในด้านเทคโนโลยีสื่อสารแบบไร้สาย

#### ขอบเขต และ เป้าหมายของโครงการวิจัย

1. ศึกษาบทความทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับ ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด ซึ่งประกอบด้วยหัวข้อย่อยคือ ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย และ เทคนิคการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาที่สายอากาศ
2. คิดค้น และ พัฒนา โครงสร้าง อัลกอริทึม และ กรรมวิธีประมวลผลแบบดิจิทัล ของหัวข้อย่อยทั้งสอง ด้วยกรรมวิธีทางคณิตศาสตร์ และ กรรมวิธีการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
3. จัดทำบทความทางวิชาการ เพื่อเผยแพร่ความรู้ที่ได้จากการทำวิจัย ในหัวข้อย่อยทั้งสอง ทั้งในระดับนานาชาติ และ ระดับชาติ

#### แผนงานในปีที่ 2

โครงการวิจัยย่อยเรื่อง ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดนี้ ได้แบ่งออกเป็น 2 แผนงานวิจัย คือการสร้างและตรวจรู้ค่าคลื่น และการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา

## แผนงานวิจัยการสร้างและการตรวจรู้ลาคลื่น

### ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

- 1 ศึกษาระบบ Multi-carrier CDMA (MC-CDMA) ทั้งด้านภาคส่งและภาครับ
- 2 ศึกษาเทคนิค Beamforming แบบต่างๆ จากบทความทางวิชาการต่างๆ ซึ่งสามารถอธิบายโดยแบ่ง

ออกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ ดังนี้

- 1) วิธีการสร้างลาคลื่นแบบปรับตัวได้แบบที่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง (reference signal)

วิธีการสร้างลาคลื่นแบบนี้ถูกเสนอครั้งแรกโดย Widrow, Mantey, Griffiths, และ Goode ซึ่งเกณฑ์ (criterion) ที่ใช้คือ MMSE (Minimum Mean Square Error) โดยใช้อัลกอริทึม LMS (Least Means Square) และ RLS (Recursive Least Square) ในการคำนวณแบบวนซ้ำ เพื่อสร้างลาคลื่นให้สามารถปรับเปลี่ยนรูปร่างได้ตามการเปลี่ยนแปลงของผู้ใช้ สัญญาณแทรกสอด และสัญญาณรบกวนต่างๆ วิธีการที่เสนอมานี้เป็นวิธีที่ง่ายและสามารถประมวลผลแบบเวลาจริงได้ (real-time processing) อย่างไรก็ตามวิธีนี้มีข้อจำกัดคือ สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสัมพันธ์ (uncorrelated) กับสัญญาณที่ต้องการ (desired signal) หรือสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ นอกจากนี้ยังต้องเสียช่วงเวลาหนึ่งในไทม์สล็อต (time slot) ของช่องสัญญาณสื่อสารไปเพื่อใช้เป็นช่วงเวลาของสัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อวิสัยสามารถของระบบ

- 2) วิธีการสร้างลาคลื่นแบบปรับตัวได้แบบบอด (blind)

วิธีการสร้างลาคลื่นแบบนี้ จะใช้สมบัติของสัญญาณบางประการเป็นสำคัญ ซึ่งอาจใช้สมบัติเหล่านี้ร่วมกัน อาจจำแนกได้เป็น 2 แบบ ได้แก่

2.1 วิธีการสร้างลาคลื่นแบบที่ใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ได้รับ (Direction Of Arrival, DOA estimation) เข้ามาช่วยเพื่อที่จะนำข้อมูลทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการนั้น มาช่วยในการสร้างลาคลื่น

วิธีการสร้างลาคลื่นแบบนี้จะนำเอาทิศทางของสัญญาณที่ต้องการที่ได้จากการประมาณมาใช้เป็นเงื่อนไขบังคับ (constraint) ของฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) ในขั้นตอนของการทำให้เหมาะสมที่สุด (optimization) ซึ่งวิธีการสร้างลาคลื่นแบบนี้ที่รู้จักกันเป็นอย่างดีคือ อัลกอริทึม Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV) และสามารถจัดให้อยู่ในรูปของส่วนขจัดพูข้างที่วางนัยทั่วไปแล้ว (Generalized Sidelobe Canceller, GSC) ได้อย่างไรก็ตาม วิธีการสร้างลาคลื่นแบบนี้ก็มีข้อเสีย เช่น มีความไวต่อความไม่สมบูรณ์ของสายอากาศแถวลำดับ (imperfect array antenna) ความซับซ้อนของระบบสูงขึ้นเนื่องจากต้องใช้เทคนิคในการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณเข้ามาช่วยอีกทั้งต้องการการปรับเทียบ (calibration) ของสายอากาศแถวลำดับที่มีความแม่นยำสูงอีกด้วย สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ เป็นต้น

- 2.2 วิธีการสร้างลาคลื่นแบบที่ใช้เทคนิคการรักษาสมบัติของสัญญาณ

วิธีการสร้างลาคลื่นแบบนี้จะใช้สมบัติเฉพาะบางประการของสัญญาณสื่อสารแบบดิจิทัลเป็นสำคัญ เช่น สมบัติของการที่สัญญาณมีมอดุลัสคงที่ (Constant Modulus, CM) สมบัติที่ว่าสเปกตรัมของสัญญาณมีความสัมพันธ์กันที่ความถี่ที่ถูกเลื่อนไป (spectral self-coherence) สมบัติ discrete-alphabet เป็นต้น

อย่างไรก็ตาม วิธีการสร้างลาคลื่นแบบบอดก็มีข้อเสีย เช่น ในการใช้สมบัติของสัญญาณที่มีมอดุลัสคงที่ พุคลิ้นหลักจะชี้ไปในทิศทางของสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดซึ่งอาจจะเป็นสัญญาณแทรกสอดก็ได้ จึงมีงานวิจัยได้เสนอวิธีแก้ปัญหาข้างต้น เช่น การใช้วิธีการที่เรียกว่า Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) guided CM array โดยใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการอย่างคร่าวๆ จากนั้นจะหาค่าถ่วงน้ำหนัก

(weight) เริ่มต้นของสายอากาศแถวลำดับโดยสมการของ MVDR ทำให้ได้ลำคลื่นที่มีพหุคลื่นหลักชี้ไปในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ถูกต้อง เป็นต้น

นอกจากวิธีการสร้างลำคลื่นแบบปรับตัวได้ข้างต้น ยังมีวิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้ได้กับเฉพาะระบบหนึ่งๆ เช่น วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้รหัสที่กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนในระบบซีดีเอ็มเอ เป็นต้น

3.3 ประเมินประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นที่ได้จาก beamforming และ diversity reception โดยใช้แบบจำลองของระบบเครื่องส่ง MC-CDMA เป็นแบบเบสแบนด์ซึ่งสัญญาณขาออกของบิตหรือสัญลักษณ์ที่  $n$  จากเครื่องส่งจะถูกแปลงจากโดเมนทางความถี่ไปเป็นโดเมนทางเวลาโดยการแปลงกลับฟูริเยร์ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 1

$$s_{k,l}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right); l = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

โดยที่  $N$  เป็น processing gain ซึ่งเท่ากับจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย

$s_{k,l}(n)$  เป็นค่าซีกตัวอย่าง (sample) ที่  $l$  ระหว่างบิตที่  $n$  ของผู้ใช้คนที่  $k$

$\varepsilon_k$  เป็นพลังงานของบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่  $k$

$b_k(n)$  เป็นบิตข้อมูลที่  $n$  ของผู้ใช้คนที่  $k$

$n$  เป็นดัชนีบิตข้อมูล (data index)

$m$  เป็นดัชนีคลื่นพาห่อย่อย (subcarrier index)

$c_k(m)$  เป็นรหัส PN ของผู้ใช้คนที่  $k$  บนคลื่นพาห่อย่อยที่  $m$

ในที่นี้ กำหนดให้ช่องสัญญาณสื่อสารมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาดำเนินการ (ประมาณได้ว่าผลตอบ สนองทางขนาด และเฟสของช่องสัญญาณคงตัวภายในช่วงเวลาของบิตข้อมูล,  $T_b$ , ใดๆ) และการกระจายเวลาประวิงของสัญญาณหลายวิถี (multipath delay spread) น้อยกว่าความกว้างของบิตข้อมูล นั่นคือช่องสัญญาณเป็นแบบ slow Rayleigh fading นอกจากนี้ กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนประสบกับ slow Rayleigh fading แบบเดียวกันและเป็นอิสระต่อกัน (identical and independent distribution) โดยช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ดังนี้

$$h_k(t) = \rho_k \exp(-j\varphi_k) ; 0 \leq t \leq T_b \quad (2)$$

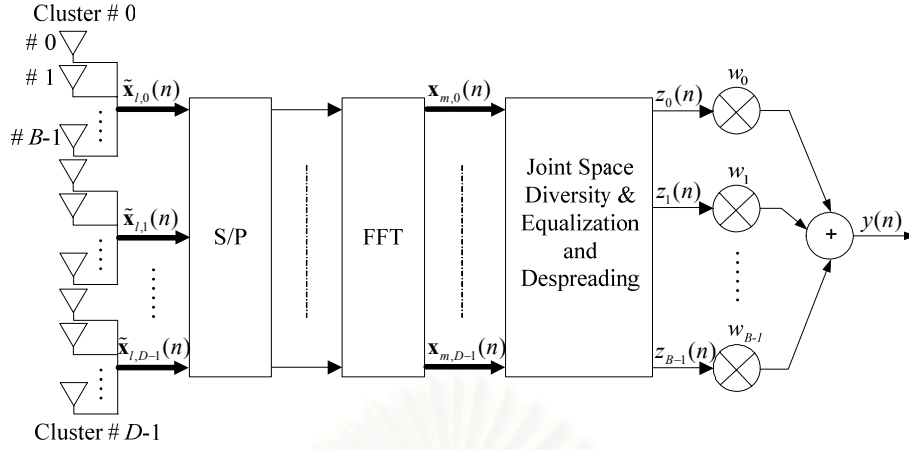
โดยที่  $\rho_k$  เป็นผลตอบสนองทางขนาดของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  มีการกระจายแบบเรย์ลี

(Rayleigh distribution) โดยที่โมเมนต์ที่สอง (second moment) เป็น 1

$\varphi_k$  เป็นผลตอบทางเฟสของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  มีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม (uniform distribution) ในช่วง  $[-\pi, \pi]$

$T_b$  เป็นความกว้างของบิตข้อมูล

เพื่อให้สามารถนำเอา beamforming และ diversity reception มาใช้ให้เกิดประโยชน์พร้อมกันด้วยสายอากาศแถวลำดับสามารถที่จะกระทำได้โดยใช้โครงสร้างดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของเครื่องรับที่ประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ

จากรูปที่ 1 สายอากาศแถวลำดับจะถูกแบ่งออกเป็น  $D$  แถวๆละ  $B$  องค์ประกอบ จึงมีจำนวนสายอากาศแถวลำดับทั้งหมด  $DB = L$  องค์ประกอบ สมมติให้สภาพแวดล้อมเป็นแบบ macrocell โดยที่สายอากาศที่สถานีฐานอยู่สูงจากพื้นดินและห่างจากผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่มาก ทำให้สามารถพิจารณามุมของการมาถึงของสัญญาณเดียวกันมีค่าเท่ากันสำหรับทุกองค์ประกอบสายอากาศ สัญญาณที่ได้รับที่ขาออกของแต่ละแถวเขียนได้เป็นดังนี้

$$\tilde{\mathbf{x}}_{l,d}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} h_{k,m,d} c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right) + \mathbf{v}_{l,d}(n) \quad l=0, \dots, D-1 \quad (3)$$

โดยที่  $\mathbf{x}(n)$  เป็นเวกเตอร์อินพุตที่รับได้ที่แถวของสายอากาศแถวลำดับที่  $D$

$\mathbf{a}(\phi_k) = [1 \ e^{j\phi_k} \ \dots \ e^{j(L-1)\phi_k}]^T$  เป็นเวกเตอร์ทิศทาง (direction vector) ของสัญญาณจากผู้ใช้

คนที่  $k$  และ  $\phi_k = \frac{2\pi d}{\lambda_c} \sin \theta_k$  เป็นมุมทางไฟฟ้าของผู้ใช้ที่  $k$  ที่ตกกระทบสายอากาศแถวลำดับ

หลังจากการแปลงฟูริเยร์จะได้ว่า

$$\mathbf{x}_{m,d}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) h_{k,m,d} c_k(m) + \mathbf{n}_{m,d}(n) \quad (4)$$

เพื่อให้สามารถนำเอา beamforming และ diversity reception มาใช้ให้เกิดประโยชน์พร้อมกันได้ เครื่องรับจะต้องทำการ joint space diversity and equalization โดยให้สัมประสิทธิ์การปรับเท่าแบบ MRC ดังนี้

$$q_{k,m,d} = \hat{h}_{k,m,d}^* \quad (5)$$

และสัญญาณขาออกที่ได้ก่อนที่จะทำ beamforming คำนวณได้จาก

$$\mathbf{z}_{k,m}(n) = \sum_{d=0}^{D-1} q_{k,m,d} \mathbf{x}_{m,d}(n). \quad (6)$$

และ

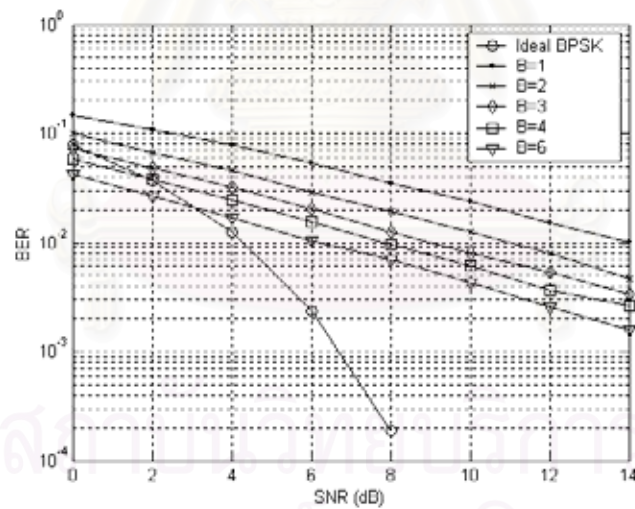
$$\begin{aligned}
\mathbf{z}_0(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} c_0^*(m) \mathbf{z}_{0,m}(n) \\
&= \mathbf{a}(\phi_0) \sqrt{\varepsilon_0} b_0(n) \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{d=0}^{D-1} \rho_{0,m,d}^2 \\
&+ \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} c_k(m) c_0^*(m) \sum_{d=0}^{D-1} \rho_{k,m,d} \rho_{0,m,d} \exp(j\tilde{\phi}_{k,m,d}) \quad (7) \\
&+ \sum_{m=0}^{N-1} c_0^*(m) \sum_{d=0}^{D-1} \mathbf{n}_{m,d}(n) \rho_{0,m,d} \exp(j\phi_{0,m,d})
\end{aligned}$$

ในที่นี้ จะใช้วิธี beamforming แบบบอดบนหลักเกณฑ์ของการทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนเอาต์พุตมีค่ามากที่สุด ซึ่งกระบวนการของอัลกอริทึม แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\mathbf{v}(n) &= f\mathbf{v}(n-1) + \mathbf{z}(n)\mathbf{z}^H(n)\mathbf{w}(n-1) \\
\mathbf{w}(n) &= \mathbf{v}(n) / \|\mathbf{v}(n)\| \\
y(n) &= \mathbf{w}^H(n)\mathbf{z}(n) \\
\mathbf{v}(0) &= \mathbf{z}(0)\mathbf{z}^H(0)\mathbf{w}(0)
\end{aligned} \quad (8)$$

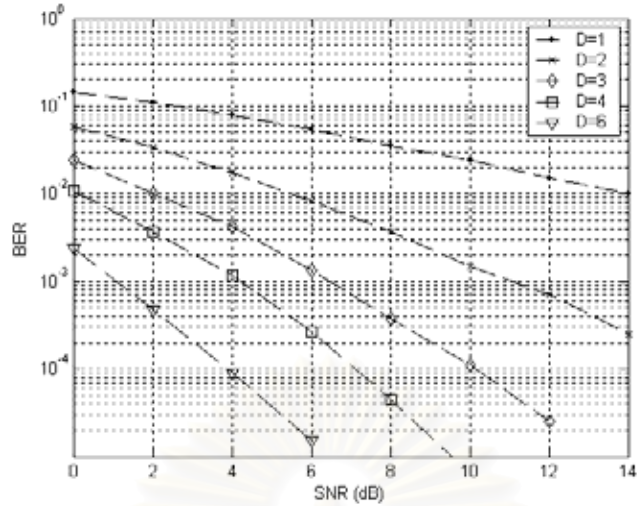
โดยที่  $y(n)$  เป็นสัญญาณขาออกที่เรานำไปใช้ตัดสินใจข้อมูล

#### ผลการทดลอง



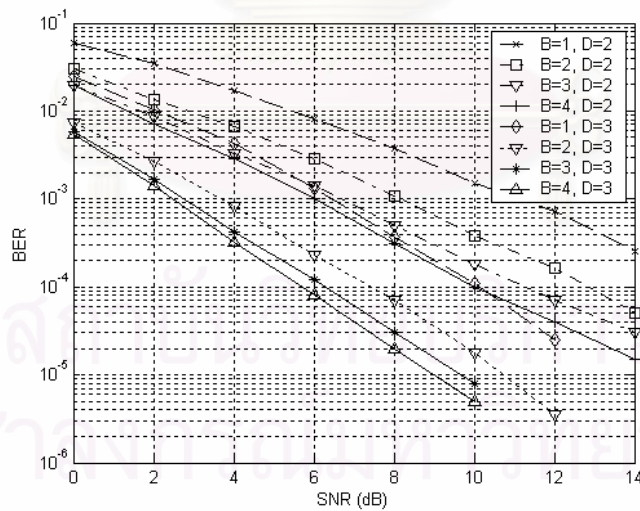
รูปที่ 2 ค่า BER ที่ได้จาก beamforming ตามจำนวนองค์ประกอบสายอากาศที่ใช้

จากรูปที่ 2 จะเห็นว่า การทำ beamforming จะทำให้ได้ BER ดีขึ้น อย่างไรก็ตาม ค่า BER ที่ได้จะเริ่มคงที่ ถ้าจำนวนองค์ประกอบสายอากาศที่ใช้ทำให้ได้ degree of freedom มากกว่าจำนวนสัญญาณแทรกสอด



รูปที่ 3 ค่า BER ที่ได้จาก diversity ทางระยะห่างตามจำนวนองค์ประกอบสายอากาศที่ใช้

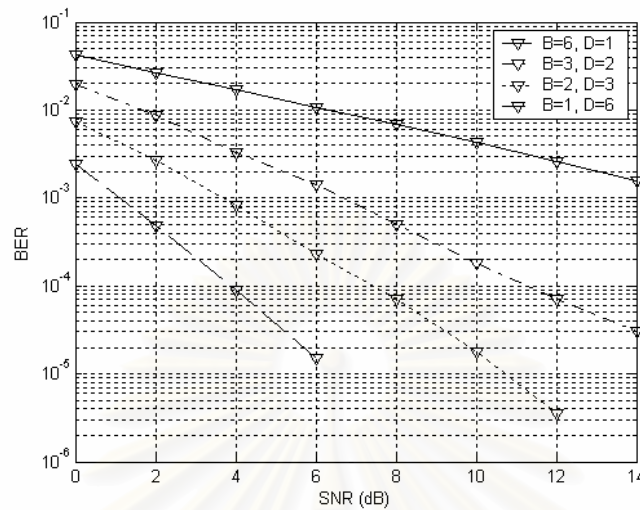
จากรูปที่ 3 จะเห็นว่า การทำ diversity ทางระยะห่างจะทำให้ได้ BER ดีขึ้น ซึ่งไม่ได้ถูกจำกัดเหมือนกับกรณีของ beamforming ซึ่งทำให้การทำ diversity นั้นอาจจะมีความจำเป็นมากกว่าสำหรับการเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบทางภาครับ อย่างไรก็ตาม ก็เป็นสิ่งที่ยากที่จะทำให้เกิดขึ้นได้จริง เนื่องจากสาเหตุหลายประการ เช่น เนื่องจากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะต้องวางอยู่ห่างกันมากและมีจำนวนองค์ประกอบมาก ทำให้โครงสร้างที่ได้ใหญ่มาก และการลงทุนอย่างสิ้นเปลืองในแง่ของการทำการประมาณช่องสัญญาณที่ต้องถูกต้องอย่างเพียงพอที่เครื่องรับ



รูปที่ 4 ค่า BER ที่ได้จาก beamforming และ diversity ทางระยะห่างตามจำนวนองค์ประกอบสายอากาศที่ใช้

รูปที่ 4 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การทำ beamforming และ diversity ทางระยะห่าง ซึ่งจะเห็นว่าสมรรถนะที่ได้ในกรณีที่เพิ่มจำนวนองค์ประกอบเพื่อการทำ diversity ทางระยะห่าง จะมากกว่ากรณีที่เพิ่มจำนวนองค์ประกอบเพื่อการทำ beamforming โดยเฉพาะที่ค่า SNR สูงๆ เนื่องจากการ joint MRC space diversity and equalization จะทำให้ได้ค่า SNR มากที่สุดซึ่ง diversity gain ที่ได้จะมากกว่า beamforming gain ที่ได้จากการลดสัญญาณ

แทรกสอดต่างๆ ทั้งนี้ ก็ขึ้นอยู่กับความสมบูรณ์ในการประมาณช่องสัญญาณและความสมดุลของกำลังของสัญญาณที่รับได้ของแต่ละสายอากาศที่วางอยู่ห่างกันเป็นสำคัญ



รูปที่ 5 ค่า BER ที่ได้จากการทำ beamforming และ diversity ทางระยะห่าง เมื่อจำนวนองค์ประกอบสายอากาศที่ใช้เท่ากัน

จากรูปที่ 5 จะได้ว่าเมื่อจำนวนของสายอากาศที่ใช้เท่ากัน การทำ beamforming และ diversity ทางระยะห่างเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่ทำให้เกิดความสมดุลระหว่างการนำไปใช้จริงและสมรรถนะที่ได้รับ

#### การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดที่ใช้ข้อมูลดีสเปรด-ริสเปรด

ในส่วนนี้ของแผนงานวิจัย ได้นำเสนอการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดที่ใช้ข้อมูลดีสเปรด-ริสเปรด เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการตรวจรู้ผู้ใช้ได้หลายคน ทั้งนี้ได้นำเอาระบบสายอากาศลาดเข้ามาใช้ร่วมกับเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ (Multicarrier CDMA) ที่สถานีฐาน โดยที่ระบบสายอากาศลาดจะใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดที่ได้ทำการพัฒนาและปรับปรุงขึ้นมา เรียกว่าอัลกอริทึม Blind-DRT (Blind Despread-Respread Technique) ซึ่งใช้ข้อมูลการดีสเปรด-ริสเปรดเข้าช่วย ทำให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่สถานีสูงขึ้นไป โดยพิจารณาในช่องสัญญาณขาขึ้น (Uplink channel) และสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบไม่สามารถชิงโครในซึกันได้ นอกจากนี้ยังได้เสนอโครงสร้างของเครื่องรับ ซึ่งใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด Blind-DRT ที่นำเสนอ ที่สามารถดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนพร้อม ๆ กันได้ โดยใช้วิธีการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันเข้ามาใช้ร่วมด้วย

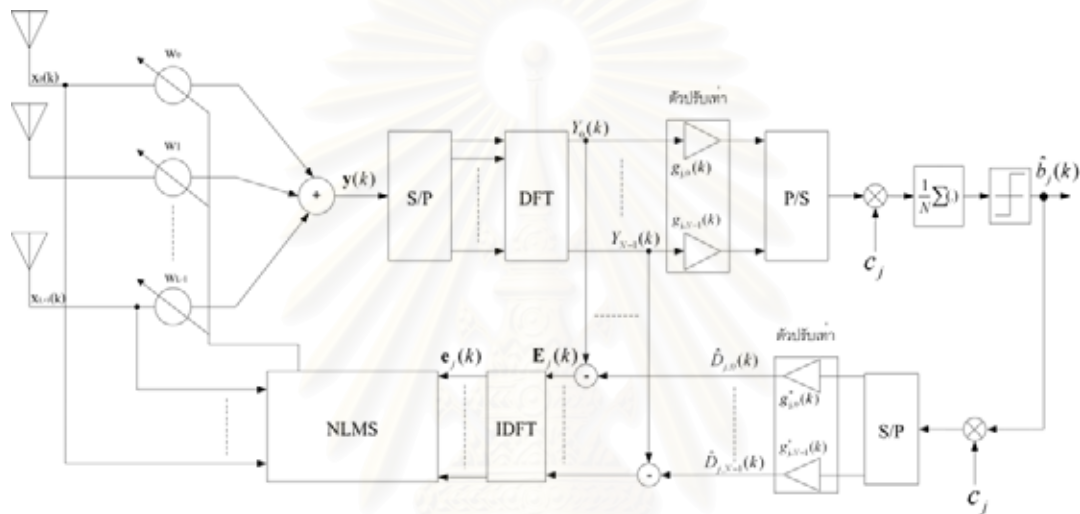
รายละเอียดของเครื่องรับ ซึ่งใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอด Blind-DRT ที่นำเสนอ ทั้งเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวและเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

#### 4.1 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอแบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียว

เครื่องรับที่สถานีฐานระบบ MC-CDMA ซึ่งใช้อัลกอริทึมแบบบอดที่นำเสนอ ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงเพื่อทำการเทรนนิ่ง (Training) เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $w$  ของสายอากาศแล้วลำดับก่อนอย่างใน

[1] และ [2] จึงไม่ต้องเสียช่วงเวลานิ่งในโทรมส์ลิตของข้อมูลมาใช้เป็นช่วงเวลาของสัญญาณอ้างอิง ทำให้วิสัย  
 สามารถของระบบสูงขึ้น นอกจากนี้อัลกอริทึมที่ได้พัฒนาขึ้นยังไม่จำเป็นต้องการรู้ทิศทางของการมาถึงของ  
 สัญญาณที่ต้องการดังเช่นใน [3] และการประมาณค่าเมตริกซ์อัตราสัมพันธ์ของทั้งสัญญาณอินพุต ที่รับได้ที่  
 สายอากาศแถวลำดับและสัญญาณเอาต์พุตของตัวเทคต์ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ดังเช่นใน  
 บทความที่ [4] ซึ่งจะทำให้ความซับซ้อนของระบบเครื่องรับสูงขึ้นและไม่เป็นการประมวลผลแบบเวลาจริง อีกทั้ง  
 ยังไม่ต้องการการประมาณค่าถึงของสัญญาณรบกวนดังเช่นอัลกอริทึมที่เสนอในบทความที่ [5]

โครงสร้างของเครื่องรับที่สถานีฐานระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดิเทคต์ผู้ใช้คนเดียว  
 ซึ่งใช้อัลกอริทึมแบบบอดที่นำเสนอ แสดงได้ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดิเทคต์ผู้ใช้คนเดียวซึ่งใช้ระบบสายอากาศ  
 ผลิตที่นำเสนอสำหรับการสร้างค่าคลื่นเข้ามาร่วมด้วย

จากรูปที่ 1 เป็นโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ และเป็นดิเทคต์ผู้ใช้คนเดียวแบบ  
 เบสแบนด์ในช่องสัญญาณขาขึ้น อย่างไรก็ตามในการวิเคราะห์ เราจะกำหนดให้เครื่องรับที่จะดิเทคต์สัญญาณของ  
 ผู้ใช้ที่ต้องการคนใด ก็จะสามารถชิงโคร โนซ์กับสัญญาณของผู้ใช้นั้น ๆ ได้ และการประมาณช่องสัญญาณ  
 เป็นไปอย่างถูกต้อง จากรูปที่ 1 สามารถแสดงสัญญาณอินพุตที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับได้เป็น

$$\mathbf{x}_n(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \mathbf{a}(\phi_j) \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h_{j,m}(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right) + \mathbf{n}_n(k), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

โดยที่  $h_{j,m}(k)$  เป็นแอมพลิจูดค่าเชิงซ้อนที่มีกระจายแบบเรย์ลี ณ คลื่นพาห์ย่อยที่  $m$  บล็อกข้อมูลที่  $k$  ของผู้ใช้คนที่  
 $j$  อันเกิดจากช่องสัญญาณ,  $\mathbf{n}_n(k) = [n_{0,n}(k) \dots n_{L-1,n}(k)]^T$  เป็นสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบวอกและ  
 มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ, และ  $\mathbf{a}(\phi_j)$  เป็นเวกเตอร์ทิศทางของสัญญาณจาก  
 ผู้ใช้ คนที่  $j$  สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับของเครื่องรับก็จะรับมาเป็นบล็อกของข้อมูลที่มีจำนวนซีก  
 ตัวอย่างเท่ากับ Processing Gain,  $N$  สมการที่ (1) สามารถเขียนอยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}(\theta) \tilde{\mathbf{U}}(k) + \mathbf{G}(k) \quad (2)$$



โดยที่  $\mathbf{X}(k)$  เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ  $n$  บล็อกข้อมูลที่  $k$ ,  $\mathbf{A}(\theta)$  เป็นเมตริกซ์ของเวกเตอร์ทิศทางของทุก ๆ ผู้ใช้,  $\tilde{\mathbf{U}}(k)$  เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณของผู้ใช้ที่ส่งออกมาจากเครื่องส่งที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ  $n$  บล็อกข้อมูลที่  $k$  ซึ่งสอดคล้องกับครรชนที่จับออกสัญญาณข้อมูล, และ  $\mathbf{G}(k)$  เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ณ บล็อกข้อมูลที่  $k$  นั่นคือ

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} x_{0,0}(k) & x_{0,1}(k) & \cdots & x_{0,N-1}(k) \\ x_{1,0}(k) & x_{1,1}(k) & \cdots & x_{1,N-1}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{L-1,0}(k) & x_{L-1,1}(k) & \cdots & x_{L-1,N-1}(k) \end{bmatrix} = [\mathbf{x}_0(k) \ \mathbf{x}_1(k) \ \dots \ \mathbf{x}_{N-1}(k)],$$

$$\mathbf{A}(\theta) = \begin{bmatrix} a_0(\theta_0) & a_0(\theta_1) & \cdots & a_0(\theta_{J-1}) \\ a_1(\theta_0) & a_1(\theta_1) & \cdots & a_1(\theta_{J-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L-1}(\theta_0) & a_{L-1}(\theta_1) & \cdots & a_{L-1}(\theta_{J-1}) \end{bmatrix}, \text{ และ}$$

$$\tilde{\mathbf{U}}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{0,0}(k) & \tilde{u}_{0,1}(k) & \cdots & \tilde{u}_{0,N-1}(k) \\ \tilde{u}_{1,0}(k) & \tilde{u}_{1,1}(k) & \cdots & \tilde{u}_{1,N-1}(k) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \tilde{u}_{J-1,0}(k) & \tilde{u}_{J-1,1}(k) & \cdots & \tilde{u}_{J-1,N-1}(k) \end{bmatrix}$$

$$\text{โดยที่ } \tilde{u}_{j,n}(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right)$$

จากรูปที่ 1 สัญญาณที่รับได้ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะถูกคูณด้วยตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้เป็น  $\mathbf{w}(k) = [w_0(k) \ \dots \ w_{L-1}(k)]^T$  การคูณด้วยตัวถ่วงน้ำหนักในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับนี้เปรียบเสมือนการกรองทางปริภูมิ (Spatial filtering) นั่นเอง สัญญาณหลังจากผ่านการกรองทางปริภูมิด้วยตัวถ่วงน้ำหนักสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{X}(k) \quad (3)$$

สัญญาณ  $\mathbf{y}(k)$  จะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานก่อน จากนั้นจะถูกทำการดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยออกมา โดยใช้การแปลงฟูริเยร์แบบดิครีตจะได้

$$\mathbf{Y}(k) = [Y_0(k) \ Y_1(k) \ \dots \ Y_{N-1}(k)] \text{ โดยที่}$$

$$Y_m(k) = \sum_{j=0}^{J-1} (\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_j)) \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) + \tilde{n}_m(k), \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

โดยที่  $\tilde{n}_m(k)$  เป็นสัญญาณรบกวนหลังจากผ่านการกรองทางปริภูมิด้วยตัวถ่วงน้ำหนัก  $\mathbf{w}$  และดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยมาแล้ว

เราจะกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้คนที่  $j=0$  เป็นผู้ใช้ที่ต้องการ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่

(4) ใหม่ได้เป็น

$$Y_m(k) = (\mathbf{w}^H(k)\mathbf{a}(\phi_0))\sqrt{\varepsilon_0}b_0(k)h_{0,m}(k)c_0(m) + \sum_{j=1}^{J-1} (\mathbf{w}^H(k)\mathbf{a}(\phi_j))\sqrt{\varepsilon_j}b_j(k)h_{j,m}(k)c_j(m) + \tilde{n}_m(k) \quad (5)$$

โดยที่  $m=0, 1, \dots, N-1$

จากสมการที่ (5) พบว่าขนาดของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดขึ้นอยู่กับเทอมของ  $\mathbf{w}^H(k)\mathbf{a}(\phi_j)$  ซึ่งเป็นผลมาจากการกรองทางปริภูมินั่นเองและเป็นค่าสเกลาร์ อัลกอริทึมในการสร้างลำดับปรับตัวได้แบบบอดทีมนำเสนอนี้ก็จะพยายามหาค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก  $\mathbf{w}$  ที่พยายามลดขนาดของสัญญาณแทรกสอดออกไปให้ได้มากที่สุดนั่นเอง

หลังจากได้เวกเตอร์สัญญาณ  $\mathbf{Y}(k)$  ออกมาแล้วขั้นตอนต่อไปก็คือผ่านตัวปรับเท่าที่ใช้ อัลกอริทึม MRC (Maximum Ratio Combining) โดยมีเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวปรับเท่าเป็น  $\mathbf{g}_0(k) = [g_{0,0}(k) \cdots g_{0,N-1}(k)] = [h_{0,0}^*(k) \cdots h_{0,N-1}^*(k)]$  หลังจากทำการปรับเท่าแล้ว จากนั้นจะทำการดีสเปรดสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการออกมาด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการ และทำการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลออกมาโดยใช้อุปกรณ์ตัดสินใจแบบตายตัวที่มีจุดเริ่มเปลี่ยนเป็นศูนย์ได้  $\hat{b}_0(k)$

หลังจากได้  $\hat{b}_0(k)$  แล้ว จากรูปเครื่องรับที่นำเสนอในรูป 1 จะนำ  $\hat{b}_0(k)$  นี้มาใช้ในอัลกอริทึมในการสร้างลำดับปรับตัวได้ โดยที่  $\hat{b}_0(k)$  จะถูกรีสเปรดด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการ จากนั้นจะแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานแล้วคูณด้วยค่าสังยุค (Conjugate) ของเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ตัวปรับเท่า  $\mathbf{g}_0^*(k)$  และค่าพลังงานของสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการซึ่งสามารถแสดงได้เป็น  $\hat{\mathbf{D}}_0(k) = [\hat{D}_{0,0}(k) \cdots \hat{D}_{0,N-1}(k)]$  โดยที่

$$\hat{D}_{0,m}(k) = \sqrt{\varepsilon_0}h_{0,m}(k)c_0(m)\hat{b}_0(k) \quad (6)$$

เราสามารถหาเวกเตอร์ผิดพลาด  $\mathbf{E}_0(k)$  ได้จาก

$$\mathbf{E}_0(k) = [E_{0,0}(k) \cdots E_{0,N-1}(k)] = \mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \quad (7)$$

โดยที่

$$E_{0,m}(k) = \sqrt{\varepsilon_0}h_{0,m}(k)c_0(m) \left[ (\mathbf{w}^H(k)\mathbf{a}(\phi_0))b_0(k) - \hat{b}_0(k) \right] + \sum_{j=1}^{J-1} (\mathbf{w}^H(k)\mathbf{a}(\phi_j))\sqrt{\varepsilon_j}b_j(k)h_{j,m}(k)c_j(m) + \tilde{n}_m(k) \quad (8)$$

จากสมการที่ (8) พบว่าขนาดของเวกเตอร์ผิดพลาด  $\mathbf{E}_0(k)$  นอกจากจะขึ้นอยู่กับพจน์  $\mathbf{w}^H(k)\mathbf{a}(\phi_j)$  แล้ว ยังขึ้นอยู่กับสัญญาณข้อมูล  $\hat{b}_0(k)$  ที่เอาต์พุตของเครื่องรับอีกด้วย นั่นคือถ้า  $\hat{b}_0(k) = b_0(k)$  ก็จะทำให้ขนาดของเวกเตอร์  $\mathbf{E}_0(k)$  มีขนาดต่ำที่สุดได้ ซึ่งก็เท่ากับว่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  จะต้องพยายามจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ออกไปให้ได้มากที่สุด เพื่อที่จะทำให้การตัดสินใจสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่เอาต์พุตของเครื่องรับเป็นไปอย่างถูกต้องนั่นเอง ดังนั้นอัลกอริทึมปรับตัวได้ที่จะนำมาใช้ในการสร้างลำดับปรับตัวได้ จะพยายามหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ที่ทำให้ได้ขนาดของเวกเตอร์ผิดพลาด  $\mathbf{E}_0(k)$  ต่ำสุดโดยใช้การคำนวณแบบวนซ้ำ

เนื่องจากเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ที่ทำการกรองสัญญาณทางปริภูมิ นั้น จะทำกับสัญญาณที่เข้ามาซึ่งสายอากาศแถวลำดับซึ่งเป็นสัญญาณที่มอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยซึ่งแทนด้วยการแปลงฟูริเยร์แบบดิคริตตผลผัน ดังนั้นในการคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  แบบวนซ้ำดังกล่าว พารามิเตอร์หรือสัญญาณที่เกี่ยวข้องจำเป็นจะต้องพิจารณาว่าเป็นสัญญาณที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิคริตตผลผันเช่นกัน นั่นคือถ้าเรากำหนดให้

$$\mathbf{E}_0(k) \xrightarrow{IDFT} \mathbf{e}_0(k) \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_0(k) \xrightarrow{IDFT} \hat{\mathbf{d}}_0(k) \quad (10)$$

โดยที่  $\mathbf{e}_0(k) = [e_{0,0}(k) \cdots e_{0,N-1}(k)]$  เป็นเวกเตอร์ผิดพลาดที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิคริตตผลผันของ  $\mathbf{E}_0(k)$  และ  $\hat{\mathbf{d}}_0(k) = [\hat{d}_{0,0}(k) \cdots \hat{d}_{0,N-1}(k)]$  เป็นเวกเตอร์การรบกวนของสัญญาณข้อมูลที่ถูกตัดสินของผู้ใช้ที่ต้องการ  $\hat{b}_0(k)$  ที่เอาต์พุตของเครื่องรับที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิคริตตผลผันของ  $\hat{\mathbf{D}}_0(k)$  ยิ่งกว่านั้น  $\hat{\mathbf{d}}_0(k)$  สามารถแสดงได้โดย

$$\hat{\mathbf{d}}_0(k) = \frac{1}{N} \hat{b}_0(k) (\mathbf{c}_0 \square \mathbf{g}_0^H) \mathbf{F}^H \quad (11)$$

โดยที่  $\square$  คือ การคูณเมตริกซ์แบบ Schur-Hadamard

การคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ในการสร้างลำคลื่นแบบวนซ้ำ จะใช้อัลกอริทึม NLMS (Normalized Least Mean Square) เหตุผลที่เลือกใช้อัลกอริทึม NLMS เนื่องจากว่า ในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห่อย่อยโดยปกติแล้วอาจจะประสบกับปัญหา PAP (Peak-to-average power) อันเนื่องมาจากการที่คลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในการมอดูเลตมีเฟสเดียวกัน ซึ่งจะทำให้สัญญาณหลังจากมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยแล้วมีกำลังงานสูงสุดได้ถึง  $N$  เท่า (จำนวนคลื่นพาห่อย่อย) ของกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ [6] ดังนั้นเพื่อลดปัญหาการลู่ออก (divergence) ของอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นเนื่องจากปัญหาดังกล่าว ในการคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  แบบวนซ้ำโดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ค่าพลังงานของสัญญาณข้อมูลสูง ๆ (หรือค่า SNR (Signal to Noise Ratio) สูง ๆ) อัลกอริทึม NLMS จึงเป็นอัลกอริทึมที่เหมาะสมในการนำมาใช้ โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์เป็น

$$J(k) = E \|\mathbf{e}_0(k)\|^2 = E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} |e_{0,m}(k)|^2 \right] \quad (12)$$

จากฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (12) อัลกอริทึมจะพยายามหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ที่ทำให้ฟังก์ชันจุดประสงค์มีค่าน้อยที่สุด และเนื่องจากการคำนวณหาค่าแบบวนซ้ำ สมการปรับให้ทันกาล (Update equation) เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ของอัลกอริทึม NLMS สามารถหาได้อย่างง่าย ๆ โดยการดัดแปลงสมการปรับให้ทันกาลเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ของอัลกอริทึม LMS ดังนั้นเราจะเริ่มจากสมการปรับให้ทันกาลเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}$  ของอัลกอริทึม LMS ก่อนคือ [7]

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \frac{1}{2} \mu \nabla J(k) \quad (13)$$

โดยที่  $\mu$  ขนาดช่วงก้าว (Step size) ของการปรับให้ทันกาลและ  $J(k)$  เป็นฟังก์ชันจุดประสงค์ที่แสดงในสมการที่ (12) และจากสมการที่ (12) เราสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} J(k) &= E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} |e_{0,m}(k)|^2 \right] = E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} |y_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k)|^2 \right] \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} E \left[ |\mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k)|^2 \right] \end{aligned} \quad (14)$$

และเกรเดียนต์ (Gradient) ของฟังก์ชันจุดประสงค์  $J(k)$  คือ

$$\nabla J(k) = 2 \sum_{m=0}^{N-1} [\mathbf{R}_m(k) \mathbf{w}(k) - \mathbf{p}_m(k)] \quad (15)$$

โดยที่  $\mathbf{R}_m(k) = E[\mathbf{x}_m(k) \mathbf{x}_m^H(k)]$  คือเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ  $m$  บล็อกข้อมูลที่  $k$ ,  $\mathbf{p}_m(k) = E[\mathbf{x}_m(k) \hat{d}_{0,m}^*(k)]$  คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ และองค์ประกอบของเวกเตอร์การรีสเปรดของสัญญาณข้อมูลที่ถูกต้องของผู้ใช้ที่ต้องการ  $\hat{b}_0(k)$  ที่เอาต์พุตของเครื่องรับ ซึ่งได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิคริตฟรอมของ  $\hat{\mathbf{D}}_0(k)$

อย่างไรก็ตาม ในความเป็นจริงแล้วเราไม่สามารถหาค่าที่แน่นอนของ  $\mathbf{R}_m(k)$  และ  $\mathbf{p}_m(k)$  ได้ ดังนั้นเราจะใช้ค่าประมาณชั่วขณะ (Instantaneous estimation) ของ  $\mathbf{R}$  และ  $\mathbf{p}$  เท่านั้น นั่นคือสมการที่ (15) จะเป็น

$$\nabla J(k) = 2 \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) [\mathbf{x}_m^H(k) \mathbf{w}(k) - \hat{d}_{0,m}^*(k)] \quad (16)$$

แทนสมการที่ (16) ลงในสมการที่ (13) จะได้

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) [\mathbf{x}_m^H(k) \mathbf{w}(k) - \hat{d}_{0,m}^*(k)] \quad (17)$$

ถ้ากำหนดให้  $e_{0,m}(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k) = y_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k)$  สมการปรับให้ทันกาลค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก  $\mathbf{w}$  ของอัลกอริทึม LMS ดังสมการที่ (17) จะกลายเป็น

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) e_{0,m}^*(k) \quad (18)$$

อย่างไรก็ตามองค์ประกอบของเวกเตอร์ผิดพลาด  $e_{0,m}(k)$  ในสมการที่ (18) สามารถหาได้โดย

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_0(k) &= [e_{0,0}(k), \dots, e_{0,N-1}(k)] = \frac{1}{N} (\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_0(k)) \mathbf{F}^H \\ &= \frac{1}{N} \mathbf{E}_0(k) \mathbf{F}^H \end{aligned} \quad (19)$$

เพื่อให้ได้สมการปรับให้ทันกาลของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของอัลกอริทึม NLMS เราจะต้องดัดแปลงสมการปรับให้ทันกาลของค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของอัลกอริทึม LMS ในสมการที่ (18) เป็น

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k)\|^2 + \beta} e_{0,m}^*(k) \quad (20)$$

โดยที่  $\beta$  เป็นค่าคงที่เล็ก ๆ ค่าหนึ่ง

จากโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอในรูปแบบที่ 1 และอัลกอริทึมในการสร้างค่า-คลื่นปรับตัวได้ที่อธิบายข้างต้น จะพบว่าอัลกอริทึมในการสร้างค่าคลื่น ไม่จำเป็นจะต้องใช้สัญญาณอ้างอิงและไม่จำเป็นจะต้องรู้ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ จึงทำให้อัลกอริทึมที่นำเสนอเป็นอัลกอริทึมในการสร้างค่าคลื่นแบบบอดแบบหนึ่งโดยใช้ข้อมูลการกระจาย-รีสเปรดของสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่ถูกตัดสินออกมาที่เอาต์พุตของเครื่องรับเข้ามารวมด้วย โดยอัลกอริทึมที่นำเสนอจะเรียกว่าอัลกอริทึม Blind-DRT (Blind Despread-Respread Technique) เราสามารถสรุปอัลกอริทึม Blind-DRT เมื่อพิจารณาเครื่องรับของผู้ใช้ที่  $j$  ใด ๆ ได้ดังต่อไปนี้

ภาวะเริ่มต้น ( $k=0$ )

$$\mathbf{w}_j(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$$

ช่วงการปรับให้ทันกาล ( $k=1,2,\dots$ )

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{w}_j^H(k-1)\mathbf{X}(k)\mathbf{F}$$

$$\hat{b}_j(k) = \text{sgn} \left( \text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} Y_m(k) g_{j,m}(k) c_j(m) \right\} \right)$$

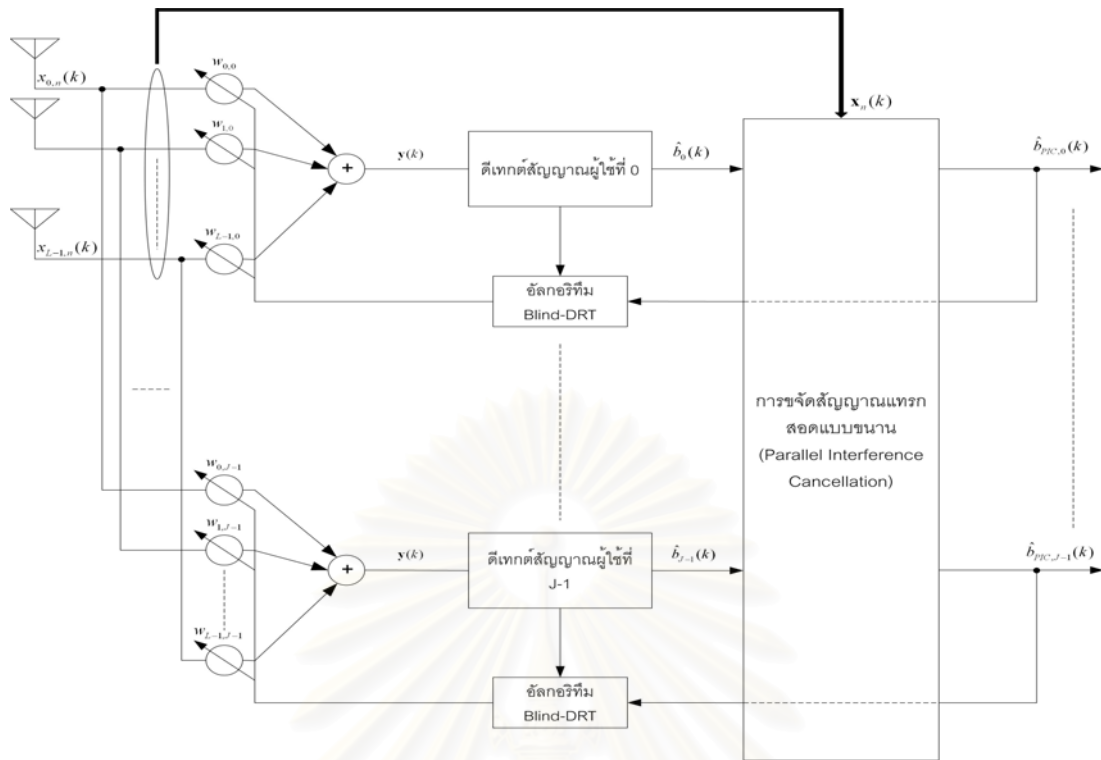
$$\hat{\mathbf{D}}_j(k) = \hat{\mathbf{d}}_j(k)\mathbf{F} = \hat{b}_j(k) (\mathbf{c}_j \square \mathbf{g}_j^H)$$

$$\mathbf{e}_j(k) = \frac{1}{N} (\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_j(k)) \mathbf{F}^H$$

$$\mathbf{w}(k)_j = \mathbf{w}_j(k-1) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k)\|^2 + \beta} e_{j,m}^*(k)$$

#### 4.2 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน

ในหัวข้อนี้ จะเป็นการปรับปรุงโครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่น-พหุที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างค่าคลื่นแบบบอด ดังที่อธิบายในหัวข้อที่ 4.1 โดยให้สามารถดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนพร้อม ๆ กันได้ โดยใช้การจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเข้ามารวมด้วย ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนซึ่งใช้ระบบสายอากาศหลายตัวที่นำเสนอสำหรับการสร้างลำคลื่นและการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเข้ามาร่วมด้วย

จากโครงสร้างของเครื่องรับในรูปที่ 2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสามารถทำได้หลายภาค อย่างไรก็ตามเราจะใช้สัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกต้องที่ภาคสุดท้ายของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานมาใช้ในอัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างลำคลื่นแบบบอด เพราะเนื่องจากสัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกต้องที่ภาคสุดท้ายของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานจะมีความน่าเชื่อถือหรืออัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำ ซึ่งจะทำให้อัลกอริทึม Blind-DRT มีสมรรถนะในการสร้างลำคลื่นที่ดีอันจะส่งผลให้สมรรถนะของระบบโดยรวมสูงขึ้นด้วย

จากรูปที่ 2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานจะใช้สัญญาณอินพุตที่รับได้จากทุก ๆ องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมาใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด นี่เองเป็นการใช้ประโยชน์จากความแตกต่าง (Diversity) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอย่างอิสระต่อกันในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ทำให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่สูงยิ่งขึ้น

### 4.3 การจำลองแบบ

ในหัวข้อที่ 4.3 นี้ จะเป็นการจำลองแบบของเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ที่สถานีฐานซึ่งใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอด Blind-DRT ที่นำเสนอ โดยจะเทียบกับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ที่เสนอในบทความที่ [8] ซึ่งเป็นอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดแบบหนึ่งและเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศหลายตัว (ไม่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่น) โดยจะพิจารณาจากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้

ผลการจำลองแบบออกเป็น 2 หัวข้อใหญ่ ๆ คือการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ตีเทคต์ผู้ใช้คนเดียว และการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ตีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่จะใช้เหมือนกันตลอดการจำลองแบบนี้จะกำหนดให้

- โครงสร้างของเครื่องรับแสดงดังรูปที่ 1 โดยใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์ม โดยให้สายอากาศวางอยู่บนแกน  $y$  โดยมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น  $\frac{\lambda}{2}$  และเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่ใช้สายอากาศเพียงองค์ประกอบเดียว (เครื่องรับแบบธรรมดา) การจำลองแบบในระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับจะทำการสเกลค่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เขียนแบบบวกด้วย
- เพื่อสร้างแบบจำลองการไม่ซิงโครไนซ์กันระหว่างสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคน ในช่องสัญญาณขยายเชื่อมโยงขาขึ้น จะใช้รหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมที่ถูกสร้างขึ้นแบบสุ่มเช่นกัน
- สมมติให้ข้อมูลที่ส่งใช้ 1 สัญลักษณ์ข้อมูลแทน 1 บิตข้อมูล การมอดูเลตเป็นแบบ BPSK และสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยของผู้ใช้แต่ละคนประสบกับการจางหายที่เกิดจากช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ที่เป็นอิสระต่อกันและมีการกระจายแบบเรย์ลี
- ตัวปรับเท่าในเครื่องรับใช้อัลกอริทึม MRC
- เครื่องรับสามารถทำการซิงโครไนซ์กับสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง

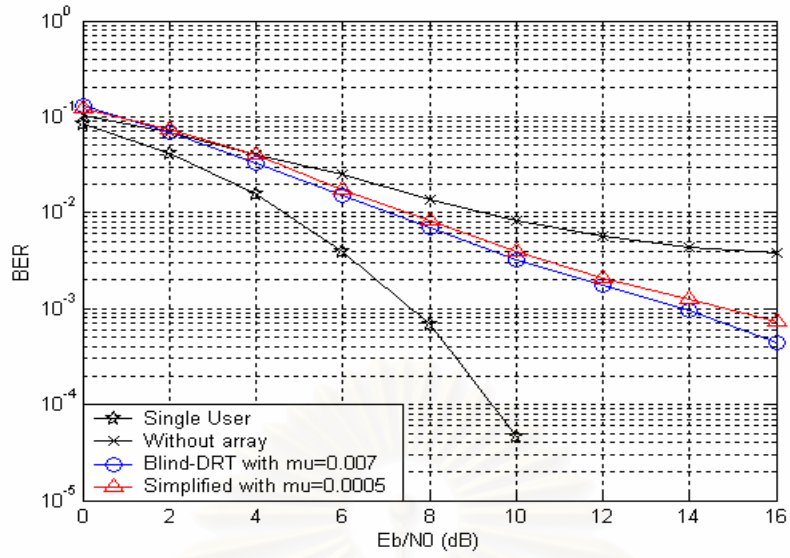
อย่างไรก็ตาม ในแต่ละหัวข้อย่อยของการจำลองแบบ ก็อาจจะมีข้อกำหนดในการจำลองแบบเพิ่มเติมได้

#### 4.3.1 การจำลองแบบเครื่องรับที่ตีเทคต์ผู้ใช้คนเดียว

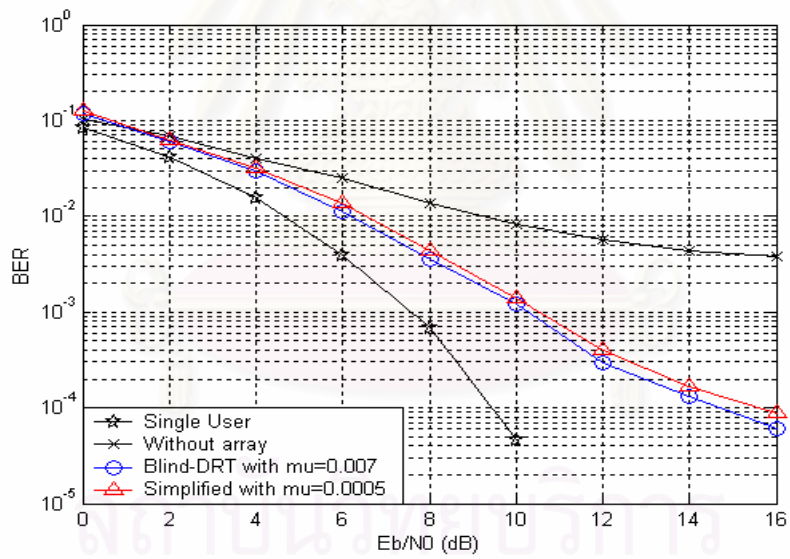
ระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่เราต้องการคือ 20 องศา
- ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ คือ 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เขียนแบบบวกจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากัน และเปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB

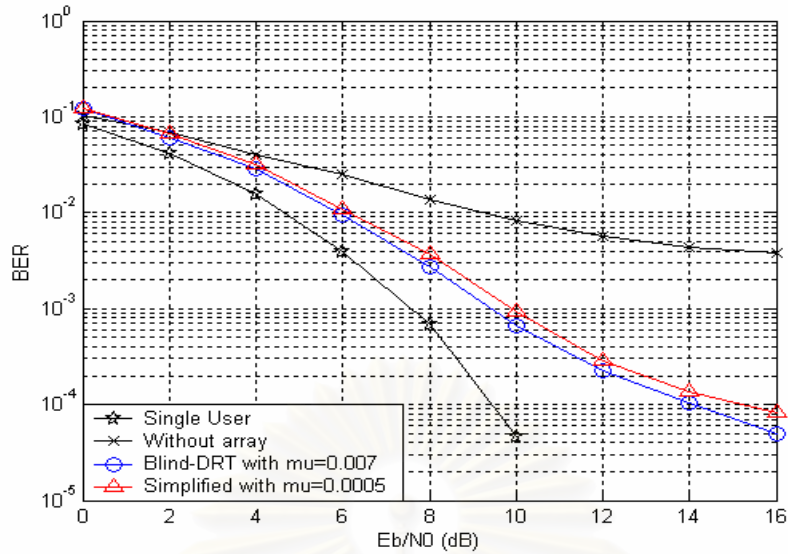


(n)



(j)





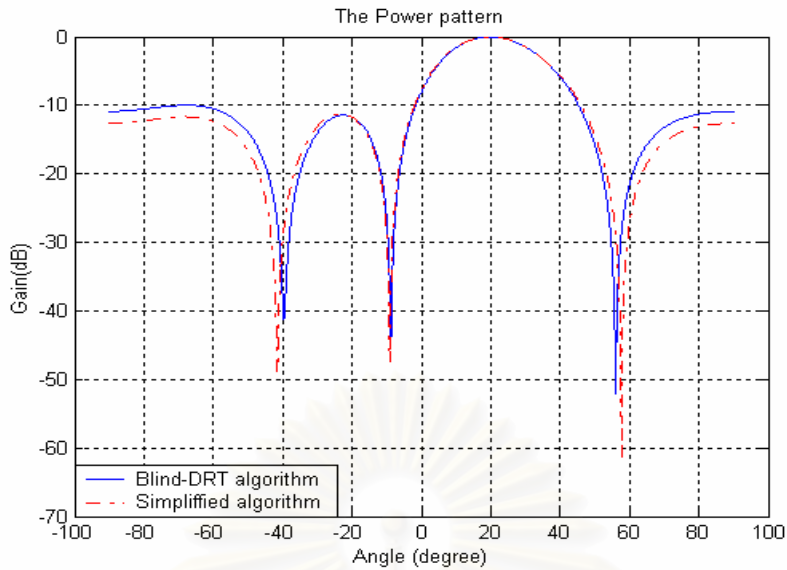
(ค)

รูปที่ 3 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากรูปที่ 3 เป็นการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ระบบเครื่องรับต่าง ๆ กัน โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่น จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะเปลี่ยนแปลงเป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบตามลำดับ จากรูปผลการทดลองที่ 3 พบว่า ในระบบที่การควบคุมกำลังเป็นไปอย่างถูกต้อง เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT มีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้เหนือกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ไม่ว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะเป็นเท่าไร นอกจากนี้เครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดในการสร้างลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม Blind-DRT ทำให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของแต่ละคนเพิ่มสูงขึ้นกว่าเครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลัด และมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกับระบบที่มีผู้ใช้คนเดียวมากยิ่งขึ้น

รูปที่ 4 จะเป็นการเปรียบเทียบความสามารถในการชี้ทิศทางของอัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified โดยใช้การนอร์แมลไลซ์ (Normalization) แบบรูปกำลังในการพิจารณา

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



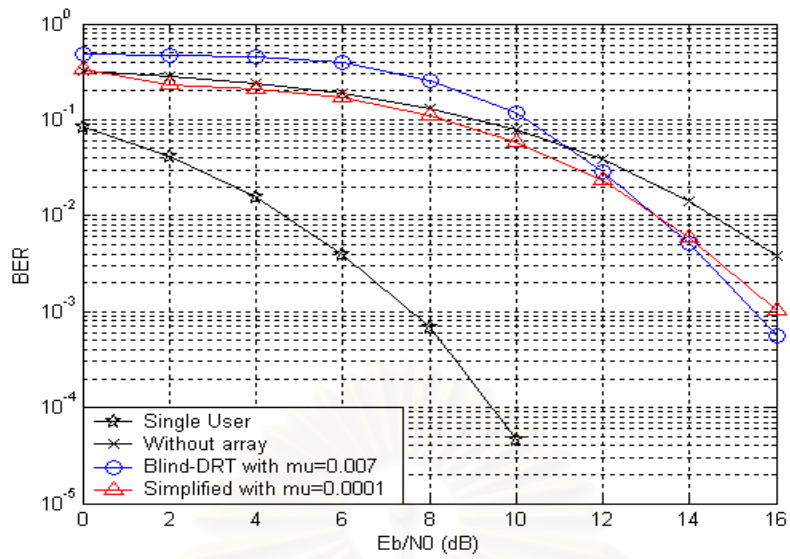
รูปที่ 4 การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังซึ่งแสดงถึงการชี้ทิศทาง ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified

จากรูปที่ 4 พบว่าทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified สามารถสร้างลำคลื่นให้พุ่งคลื่นชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง

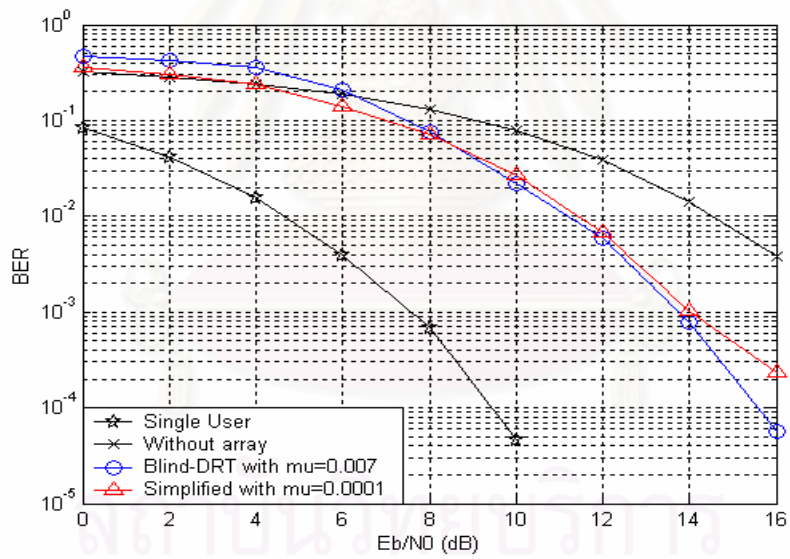
#### ระบบที่เกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

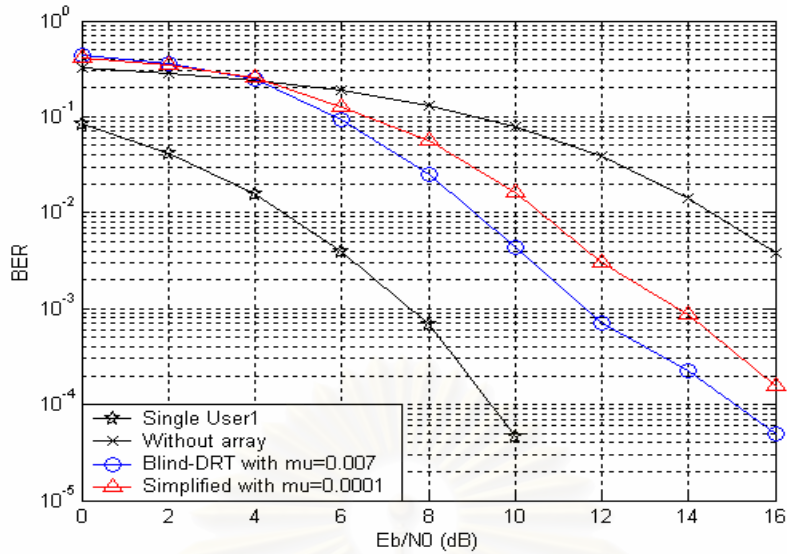
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา และจะพิจารณาผู้ใช้ที่มีทิศทางเข้ามาที่ 20 องศา ดังนั้นผู้ใช้ที่เข้ามายังทิศทางอื่นจะถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอด
- เพื่อจำลองการเกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล จะกำหนดให้  $\frac{E_b}{N_0}$  ของทุกสัญญาณแทรกสอดคงที่เท่ากับ 16 dB ขณะที่  $\frac{E_b}{N_0}$  ของผู้ใช้ที่เราพิจารณา เปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2,4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด



(n)



(j)



(ค)

รูปที่ 5 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากการจำลองแบบระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นดังที่กำหนดข้างต้น อัลกอริทึม Simplified จำเป็นจะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เป็น  $\mu = 0.0001$  เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีที่สุด ในขณะที่อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม นอกจากนี้จะพบว่า ในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น เครื่องรับทุกแบบ ไม่ว่าจะเป็เครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดและเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified จะมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับลดลง (ห่างจากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ในระบบที่มีผู้ใช้คนเดียวมากขึ้น)

ในกรณีที่  $\frac{E_b}{N_0}$  ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาค่า ๆ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างค่าคลื่น Blind-

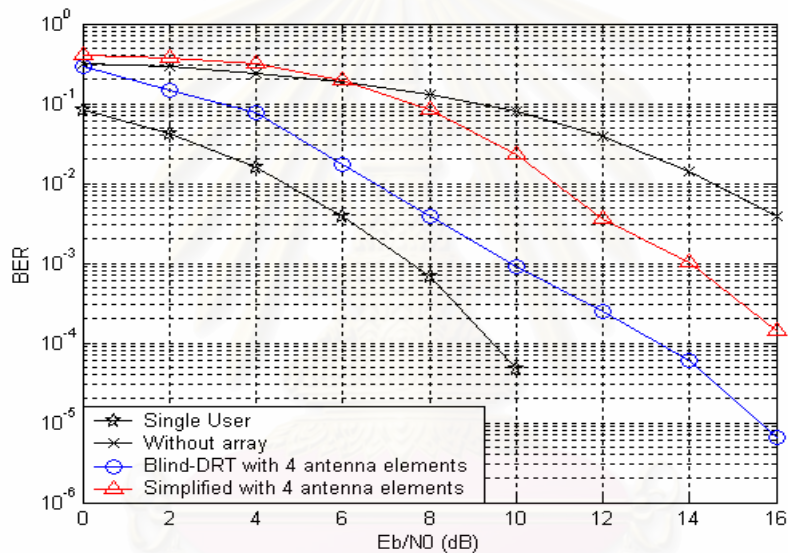
DRT อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้สูงกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified และเครื่องรับที่แบบธรรมดา ทั้งนี้เป็นผลมาจากสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพู่คลื่นหลักดังที่กล่าวมาข้างต้นนั่นเอง ซึ่งระบบสายอากาศฉลาดไม่สามารถขจัดปัญหานี้ได้ และเมื่อพิจารณารูปที่ 5 (ก)-(ค) แล้วอาจกล่าวได้ว่า ที่  $\frac{E_b}{N_0}$  ต่ำ ๆ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ได้รับผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกลมากกว่าเครื่องรับอัลกอริทึม Simplified อย่างไรก็ตามผลกระทบนี้ก็จะแปรตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ด้วย นั่นคือผลกระทบของปัญหาใกล้-ไกลเมื่อใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่สูงขึ้น (เช่น 6 องค์ประกอบดังรูปที่ 5 (ค)) จะน้อยกว่าการใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ต่ำกว่า (เช่น 2 องค์ประกอบดังรูปที่ 5 (ก))

ในกรณีที่  $\frac{E_b}{N_0}$  ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาสูงขึ้น (พิจารณาจากรูปที่ 5 (ก)-(ค) ประกอบ) เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ก็จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified และเครื่องรับแบบธรรมดา ซึ่งก็แปรตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ด้วยดัง

แสดงในรูปที่ 5 (ก)-(ค) โดยที่ค่า  $\frac{E_b}{N_0}$  ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำกว่าเครื่องรับทั้ง 2 แบบจะลดลงตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่เพิ่มขึ้น

อย่างไรก็ตาม ปัญหาสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลักที่เกิดขึ้นนี้ สามารถจะจัดหรือบรรเทาได้โดยใช้วิธีการตีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน ซึ่งจะให้เห็นต่อไปในการจำลองแบบหัวข้อย่อยที่ 4.3.2

ถ้าสมมติให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเข้ามายังทิศทางที่ไม่ได้อยู่ในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางซึ่งไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณา (กำหนดให้เป็น -20, -10, 50, -70, -40, 65, และ 70) และใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 เราสามารถแสดงอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นได้ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเข้ามายังทิศทางที่ไม่ได้อยู่ในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางซึ่งไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณา โดยที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ใช้  $\mu = 0.007$  และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ใช้  $\mu = 0.0001$  จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4

จากรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่า ถ้าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นไม่ได้อยู่ภายในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางซึ่งไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณาแล้ว เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างค่าคลื่น Blind-DRT จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified และ เครื่องรับแบบธรรมดา ถึงแม้ว่าจะเป็นระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น

#### 4.3.2 การจำลองแบบเครื่องรับที่ดีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองแบบ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับ โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ดีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน และการตีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันจะพิจารณาวิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเป็นหลัก การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับ

จะพิจารณาระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ Blind-DRT ร่วมกับการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานดังที่เสนอในรูปที่ 2, เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ร่วมกับการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน, และเครื่องรับแบบธรรมดา ร่วมกับการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

ในการพิจารณาเครื่องรับที่ติดตั้งผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน โดยใช้วิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึม จะพิจารณาการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเพียงภาคเดียวเท่านั้น อย่างไรก็ตามการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสามารถที่จะทำเป็นแบบหลายภาคได้ เพื่อเพิ่มสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับ เช่นเดียวกับหัวข้อย่อยที่ 4.3.1 ในการจำลองแบบในหัวข้อย่อยที่ 4.3.2 นี้ จะแบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้องและระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น และเพื่อให้การเปรียบเทียบสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับแต่ละแบบชัดเจนขึ้น เราจะใช้ค่า Processing Gain เท่ากับจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดในระบบและการประมาณช่องสัญญาณมีความผิดพลาดเกิดขึ้นโดยใช้แบบจำลองในบทความที่ [9] นั่นคือ

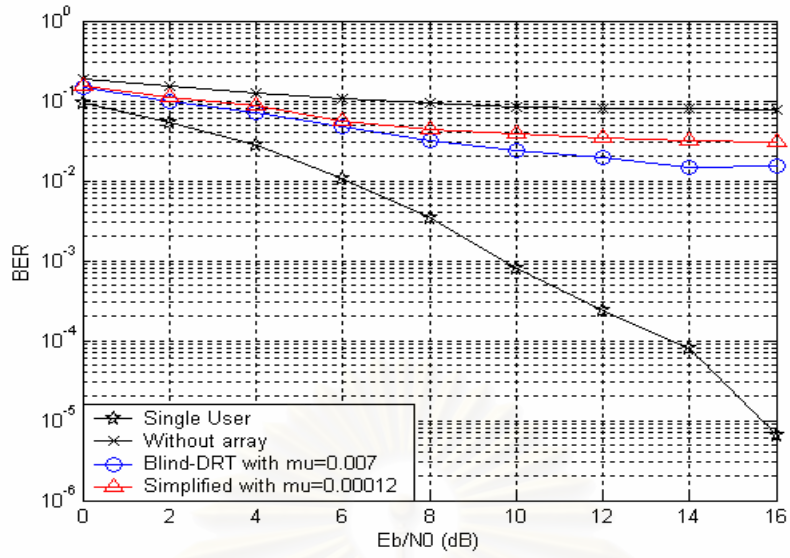
$$\hat{h}_{j,m}(k) = h'_{j,m}(k) \cdot \lambda_1 + j h''_{j,m}(k) \cdot \lambda_2 \quad (21)$$

โดยที่  $\hat{h}_{j,m}(k)$  เป็นเอ็นเวโลปค่าเชิงซ้อน คลื่นพาห่อย่อยที่  $m$  บล็อกของข้อมูลที่  $k$  ของผู้ใช้คนที่  $j$  ที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ และ  $\lambda_i = e^{a_i}$ ,  $a_i \sim N(0, \sigma_a^2)$  *i.i.d* เมื่อ  $i = \{1, 2\}$  และ  $\sigma_a^2$  เป็นค่าความแปรปรวนของความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณ โดยจะกำหนดให้เท่ากับ 0.1

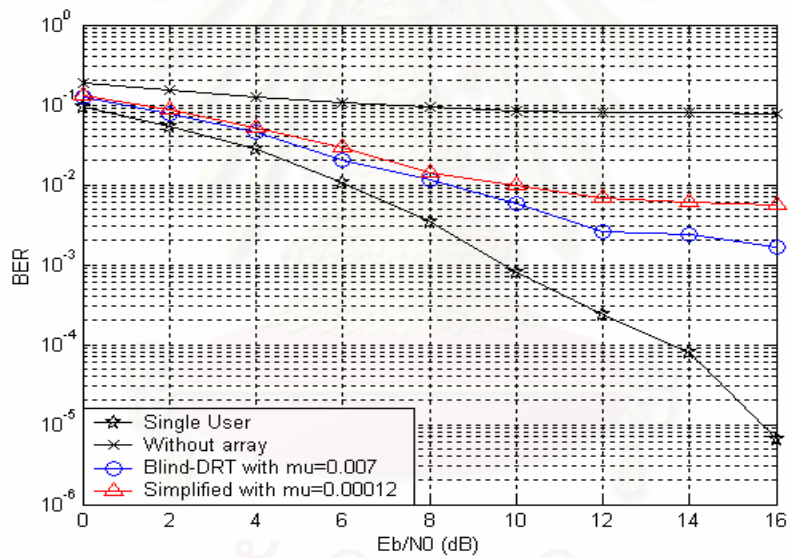
#### ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 8 (Processing Gain เป็น 8)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา โดยที่เราจะพิจารณาผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงกว้างของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากัน และเปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB

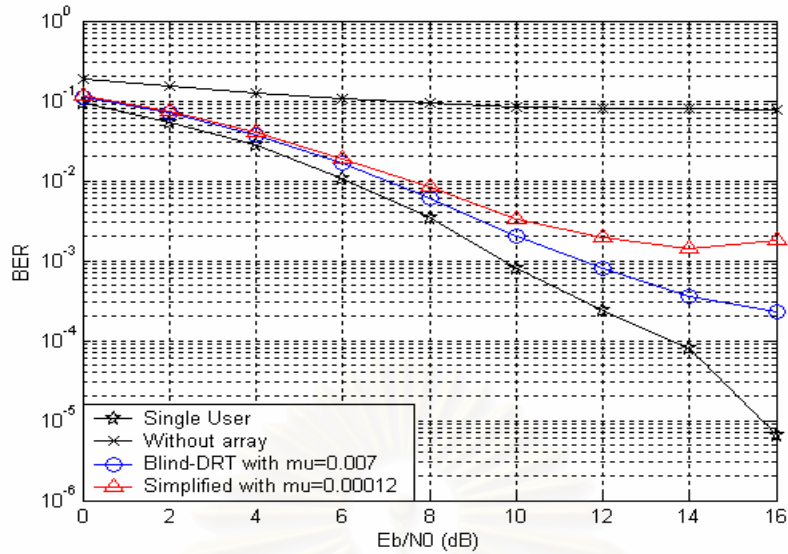


(ก)



(ง)

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ค)

รูปที่ 7 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ( $\sigma_e^2 = 0.1$ ) (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากรูปผลการจำลองแบบที่ 7 โดยกำหนดให้เกิดการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดโดยใช้สมการที่ (21) พบว่าเครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการสร้างลำดับ Blind-DRT ยังคงมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ต่ำที่สุดอยู่ ไม่ว่าจะจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าไร นอกจากนี้พบว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified จำเป็นต้องเปลี่ยนขนาดของช่วงก้าว  $\mu$  ให้เหมาะสมอีกครั้งเป็น 0.00012 ในขณะที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงใช้ขนาดของช่วงก้าวที่เท่าเดิมอยู่ตลอด

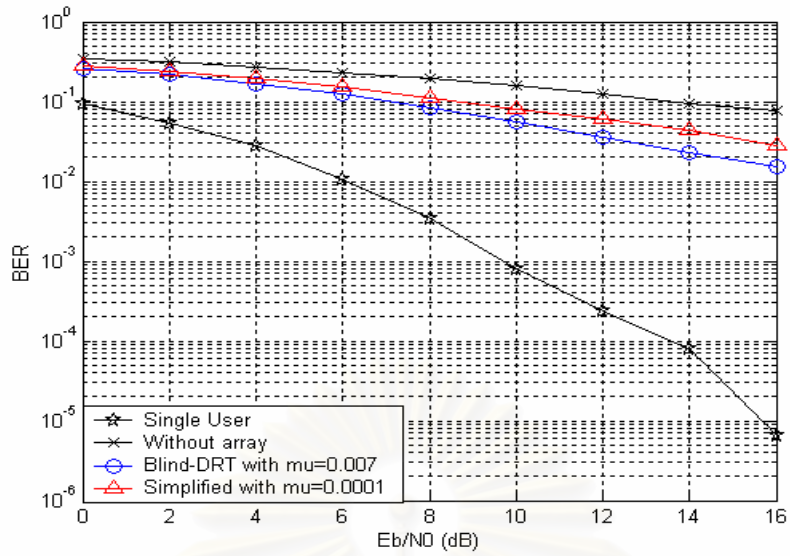
#### ระบบที่เกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

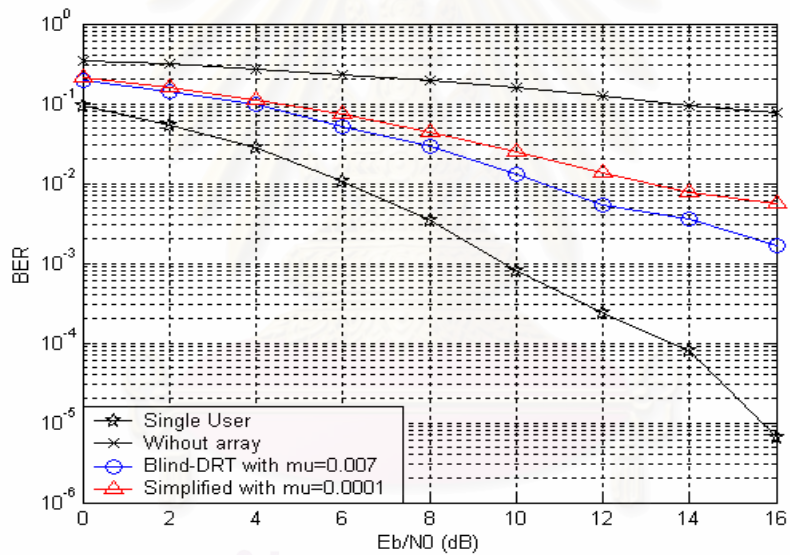
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 8 (Processing Gain เป็น 8)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา โดยที่เราจะพิจารณาผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- เพื่อจำลองการเกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล จะกำหนดให้  $\frac{E_b}{N_0}$  ของทุกสัญญาณแทรกสอดลงที่เท่ากับ

16 dB ขณะที่  $\frac{E_b}{N_0}$  ของผู้ใช้ที่เราพิจารณา เปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB



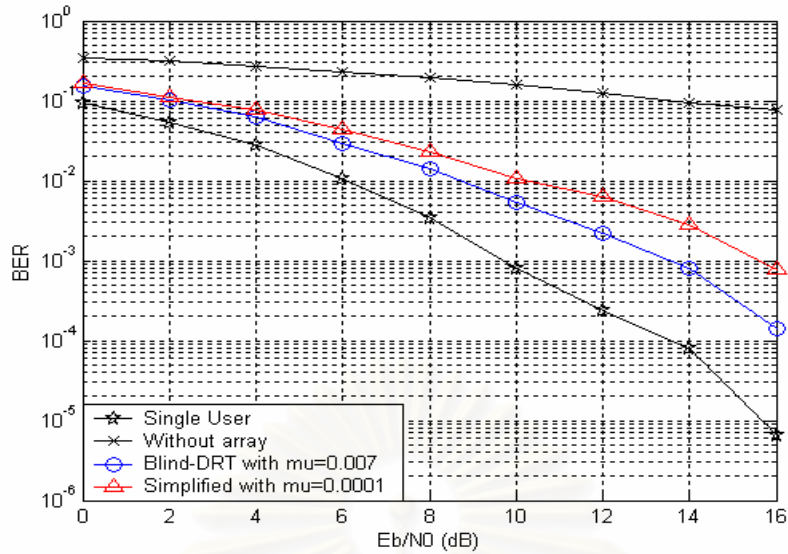


(ก)



(ข)

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ค)

รูปที่ 8 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ( $\sigma_e^2 = 0.1$ ) (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

รูปที่ 8 เป็นผลการจำลองแบบของระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลและการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด จากรูปผลการจำลองแบบนี้พบว่า เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ต่ำสุดอยู่ไม่ว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าไร และความแตกต่างของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified ก็ให้เห็นเด่นชัดขึ้น

ดังนั้นที่กล่าวว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT จะได้รับผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกลมากกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified เมื่อสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นอยู่ในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางที่ชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการ อย่างไรก็ตามจากผลการจำลองแบบในรูปที่ 8 เป็นการยืนยันแล้วว่าการใช้วิธีการดีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่เครื่องรับ สามารถช่วยขจัดปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นที่อยู่ในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางที่ชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการได้ ทำให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT สูงขึ้น

#### รายการอ้างอิง

- [1] Kim, C. K., Kim M. T., and Cho, Y. S. An adaptive beamforming algorithm for MC-CDMA systems with antenna array. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications 2000* 2, 2 (June 2000): 995-999.

[2] Tuan, L. M., Su, P. V., Kim, J., and Yoon, G. An adaptive beamforming algorithm for antenna array applied to an MC-CDMA system with co-channel interference. Proceedings of 3 rd IEEE International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology 2002 (August 2002): 742-746.

[3] Li J., Letaief, K. B., and Cao, Z. A group oriented multiuser detection with beamforming for multicarrier CDMA systems. Proceeding of IEEE Global Telecommunications Conference 2001 2 (November 2001): 733-737.

[4] Kim, C. K. and Cho, Y. S. Performance of a wireless MC-CDMA system with an antenna array in a fading channel: Reverse link. IEEE Transactions on Communications 48, 8 (August 2000): 1257-1261.

[5] Tsai, J. and Woerner, B. D. Performance of combined MMSE beamforming with parallel interference cancellation for overloaded OFDM-CDMA systems. Proceedings of IEEE Military Communications Conference 2002 1 (October 2002): 748-752.

[6] Nee, V. R. and Prasad, R. OFDM for wireless multimedia communications. Boston: Artech House, 2000.

[7] Haykin, S. Adaptive filter theory. 3 rd ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.

[8] Sigdel, S., Ahmed, K. M., and Rajatheva, R. M. A. P. Performance evaluation of multicarrier CDMA uplink system with antenna array and multiuser detection over correlated multipath channel. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference 2002-Fall 4 (September 2002): 1958-1962.

[9] Andrews, J. G. and Meng T. H. Y. Performance of multicarrier CDMA with successive interference cancellation with estimation error in a multipath fading channel. Proceeding of 7 th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications 2002 1 (September 2002): 150-154.

### ส่วนของงานที่จะดำเนินการต่อไป

1. แก้ไข และปรับปรุงกรรมวิธีที่นำเสนอให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น
2. ทดลอง และรวบรวมผลทดลอง เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ
3. จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

### ผลผลิตที่ได้จากงานวิจัยนี้

#### 1. International Conference Papers

1. K. Maichalernnukul and S. Jitapunkul, "PERFORMANCE OF MC-CDMA UPLINK SYSTEM WITH BLIND BEAMFORMING AND SPACE DIVERSITY RECEPTION" Proc. MPRG/Virginia Tech Sym. on Wireless Personal Comms., June 2004.
2. Nattapon Phewpong and Somchai Jitapunkul, "Performance Improvement of MC-CDMA Receiver at Base Station in Fading Channel Using Blind Adaptive Beamforming," Proceedings of IEEE

Wireless Communications and Networking Conference (IEEE WCNC 2004), 21-25 March 2004,  
Atlanta, Georgia, USA.

## 2 Software

1. โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของภาครับ/ส่ง ข้อมูลในระบบ MC-CDMA ที่พัฒนาโดยใช้โปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 6.1
2. โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA ที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดในการสร้างลำคลื่นให้มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่เราสนใจโดยใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอด, Blind-DRT และ อัลกอริทึม Simplified, และแบบกึ่งบอด, MC-LMS ทั้งแบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวและแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนโดยใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน พัฒนาโดยใช้โปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 6.1



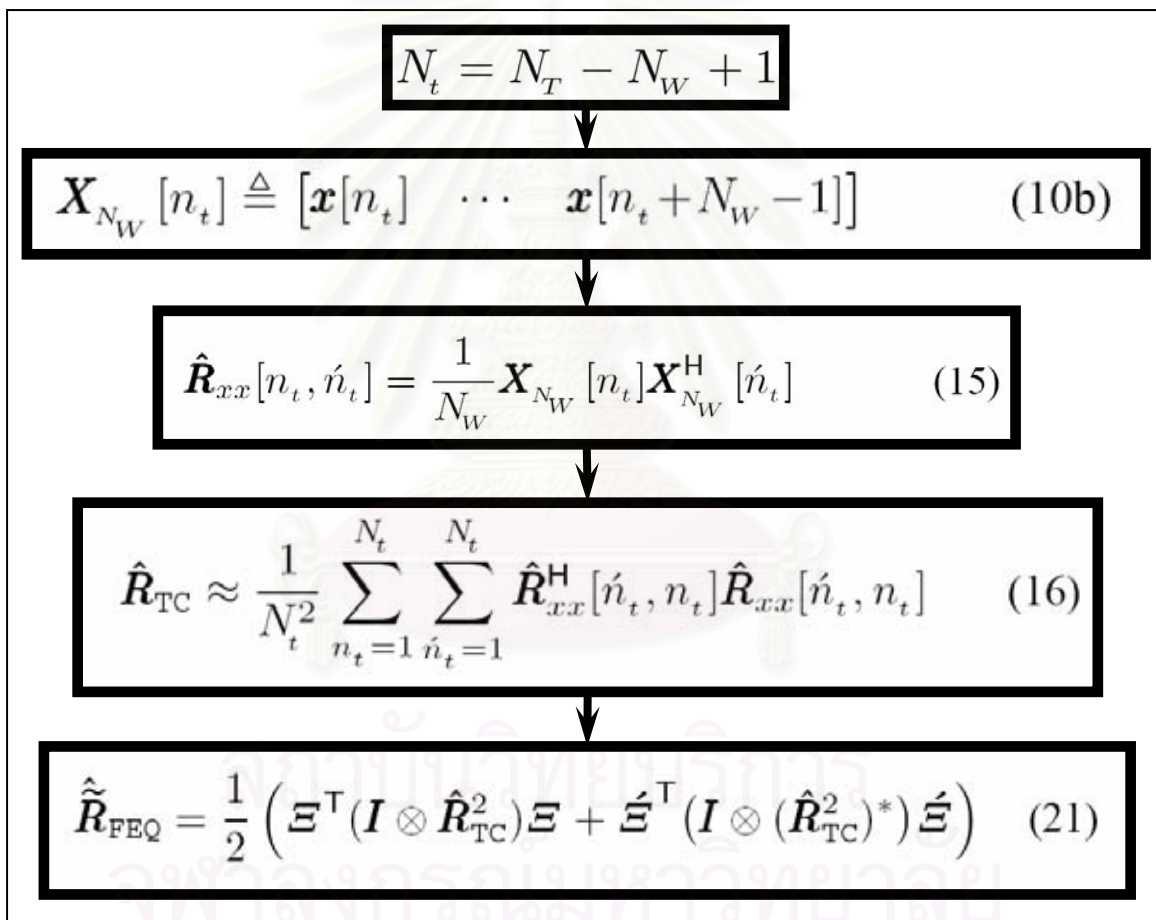
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## แผนงานวิจัยการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา

ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

### 1 การคำนวณหาทิศทางสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันโดยใช้ค่าสหสัมพันธ์ทางเวลา

ได้มีการนำเอาค่าสหสัมพันธ์ทางเวลา เข้ามาช่วยในการจัดการปัญหาการคำนวณหาทิศทางสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันทางสถิติ ในที่นี้มีการนำหลักการยกกำลังสองเพื่อเพิ่มความละเอียดทางมุมในการคำนวณอีกด้วย ขั้นตอนที่ได้เสนอและทดลองสำหรับการประมวลผลข้อมูลจากสายอากาศ เพื่อใช้ในการหาทิศทางสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันทางสถิติ สามารถแสดงอย่างง่ายได้ดังต่อไปนี้



เมื่อขั้นตอนที่ 1-5 คือ

1. เลือกขนาดของหน้าต่างทางเวลา
2. เก็บข้อมูลขาออกของสายอากาศในหน้าต่างหนึ่งอัน ณ จุดเวลาใดๆ
3. คำนวณหาค่าสหสัมพันธ์ตัวอย่าง
4. รวบรวมค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาทั้งหมด
5. ทำค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาที่รวบรวมได้ให้ราบเรียบทางปริภูมิ

### ผลการจำลอง

ในที่นี้กำหนดกรรมวิธีในการเปรียบเทียบเป็น

FEASS : Forward/Exchange Auto Spatial Smoothing

FEQASS : Forward/Exchange Quadratic Auto Spatial Smoothing

TC-FEASS : Forward/Exchange Auto Spatial Smoothing with Temporal Correlation

และกรรมวิธีที่ได้คิดสร้างขึ้นที่กล่าวข้างต้น

TC-FEQASS : Forward/Exchange Quadratic Auto Spatial Smoothing with Temporal Correlation

การทดลองเลียนแบบระบบจริง สามารถแบ่งออกได้สามแง่มุมตามปัจจัยที่เกี่ยวข้องคือ

1. อัตราส่วนความแปรปรวนของสัญญาณต่อความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนที่สายอากาศ
2. ระยะห่างทางมุมของสองสัญญาณใดๆ
3. ขนาดค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์กันทางสถิติของสองสัญญาณใดๆ

กำหนดพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองเป็นไปตาม

AOA	SNR	$N_S$	$N_T$	$N_W$	$N_E$	$N_e$
-5, 5	20	2	$2^5$	2	6	4

โดย

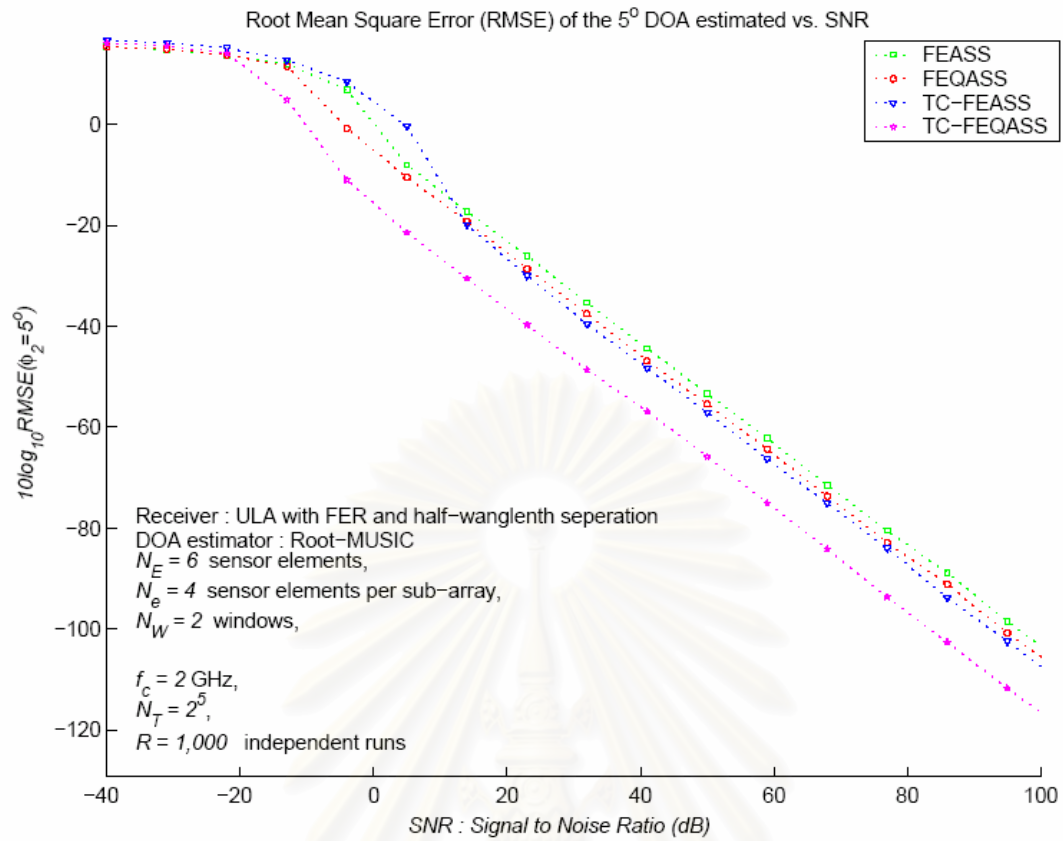
$$\text{SNR} \triangleq 10 \log \left( \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \right)$$

ในการสร้างสัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางสถิติของสองสัญญาณใดๆ สามารถสร้างจาก

$$\begin{bmatrix} s_1[n_T] \\ s_2[n_T] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \rho & \sqrt{1 - |\rho|^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{o_1}[n_T] \\ s_{o_2}[n_T] \end{bmatrix}$$

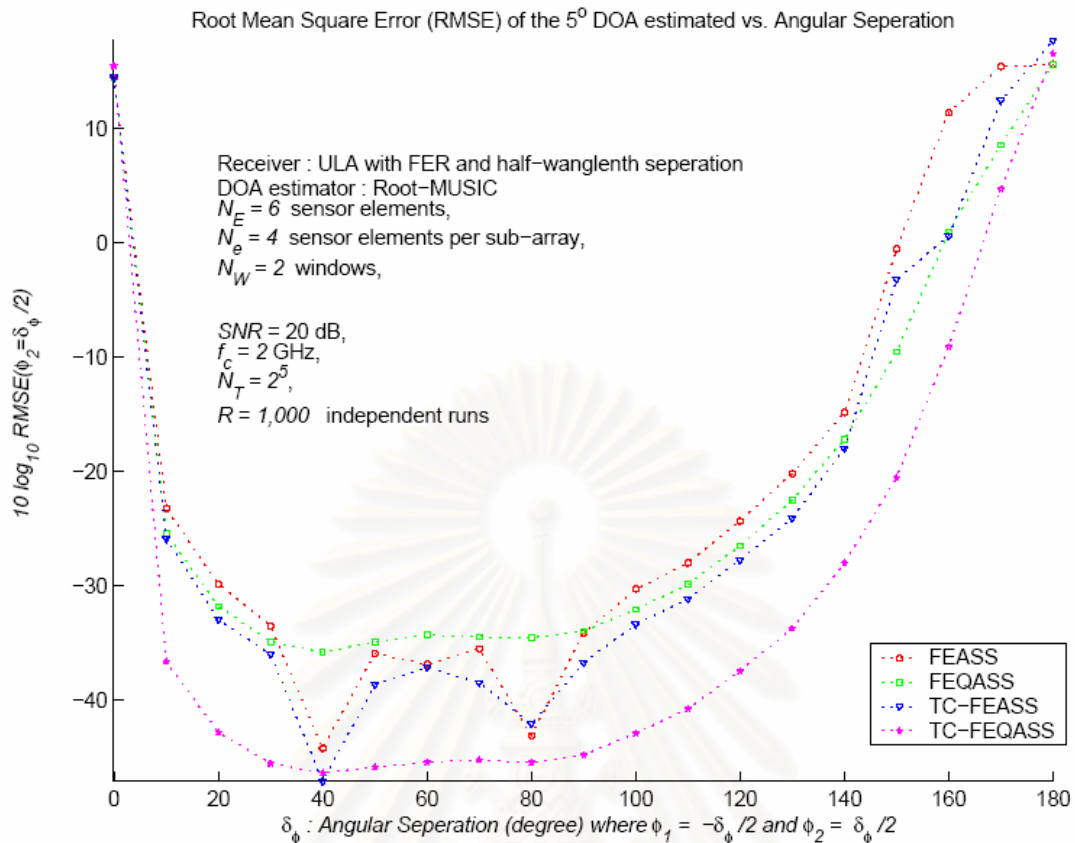
การทดลองที่ 1: เปรียบประสิทธิภาพในเชิงอัตราส่วนความแปรปรวนของสัญญาณต่อความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนที่สายอากาศ

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 1 แสดงประสิทธิภาพในเชิงอัตราส่วนความแปรปรวนของสัญญาณต่อความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนที่สายอากาศ

การทดลองที่ 2: เปรียบประสิทธิภาพในเชิงระยะห่างทางมุมของสองสัญญาณใดๆ



การทดลองที่ 3: เปรียบประสิทธิภาพในเชิงขนาดค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์กันทางสถิติของสองสัญญาณใดๆ

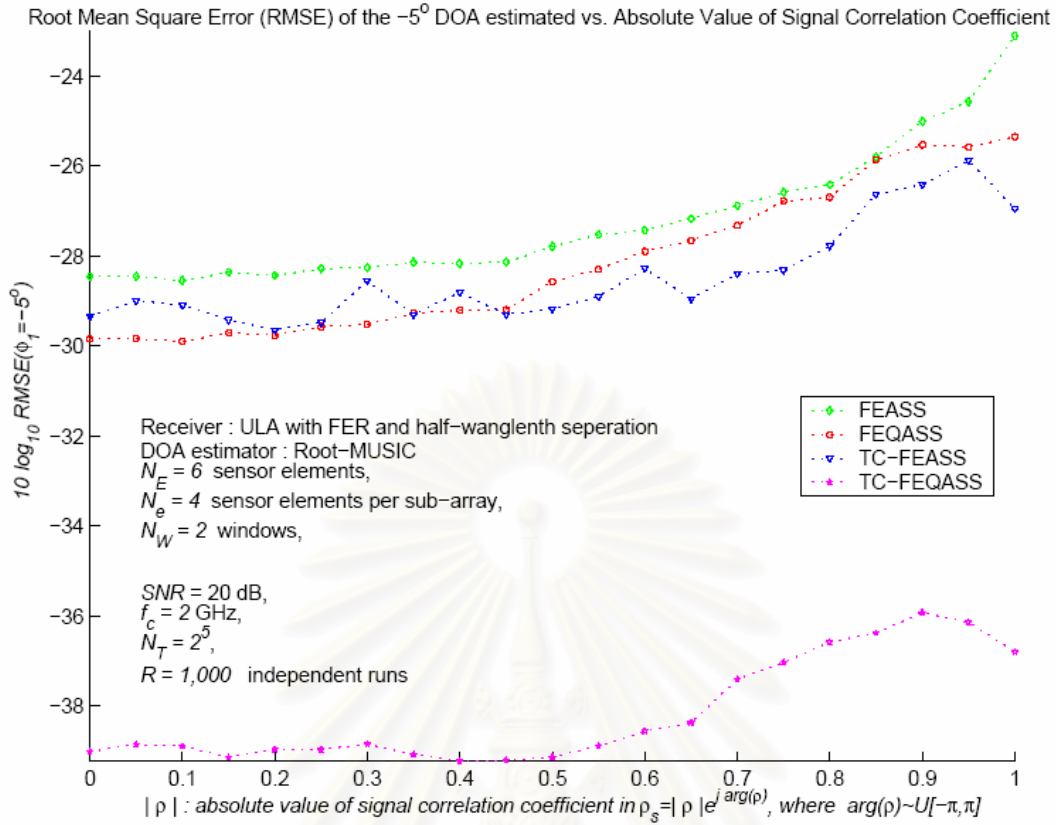
จากรูปที่ 1, 2 และ 3 พบว่า กรรมวิธี TC-FEQASS ที่เสนอให้ประสิทธิภาพความผิดพลาดกว่ากรรมวิธีที่มีมาก่อนทั้งสาม อย่างไรก็ตาม สำหรับระดับความสั่นเปลื้องในการคำนวณที่มากขึ้นเมื่อเทียบกับ กรรมวิธี FEASS และ FEQASS นั้น หากเปรียบเทียบกรรมวิธี TC-FEQASS ที่เสนอนี้กับกรรมวิธี TC-FEASS พบว่า TC-FEQASS ใช้การคำนวณที่น้อยกว่า เนื่องจากได้มีการปรับเปลี่ยนลำดับขั้นตอนการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิและการรวมสหสัมพันธ์ทางเวลา จนทำให้สามารถลดการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิซึ่งเป็นขั้นตอนหลักของกรรมวิธีลักษณะเช่นนี้ เหลือเพียง 1 ครั้งเท่านั้น ในขณะที่ TC-FEASS ต้องการคำนวณในการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิสำหรับทุกหน้าต่างทางเวลา

#### 4.2 แบบจำลองการกระจายของมุมแบบ Laplacian ของช่องสัญญาณ Raleigh

การกระจายของมุมที่มีในบทความส่วนใหญ่ เป็น การกระจายของมุมแบบ Gaussian และ uniform ในความเป็นจริง การกระจายของมุมแบบ Laplacian จะสอดคล้องกับผลจากการวัดสัญญาณล่าสุด ทั้งในบริเวณ outdoor [1] และ [2] หรือ indoor [3] และ urban หรือ rural [4]

เหตุข้างต้น เป็นปัจจัยหลักที่ก่อให้เกิดการพัฒนาแบบจำลองทางทฤษฎีที่มีอยู่เดิม เพื่อให้มีความสามารถในการทำนายประสิทธิภาพจากการประมาณค่ามุมในช่องสัญญาณ Raleigh ได้เหมาะสมมากขึ้นในแง่ที่สอดคล้องกับความเป็นจริง





รูปที่ 3 แสดงประสิทธิภาพในเชิงขนาดค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์กันทางสถิติของสองสัญญาณใดๆ

การกำหนดแบบจำลองของการกระจายของมุมให้เป็น Laplacian อาศัยผลจาก

- Laplacian probability density function [5]

$$f_L(\delta_\phi | \bar{\delta}_\phi, \sigma_\phi^2) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi} e^{-\frac{1}{\sigma_\phi} \sqrt{2}|\delta_\phi - \bar{\delta}_\phi|} \quad (0.16)$$

- Laplacian characteristic function [6]

$$F(f_L(\delta_\phi | 0, 1)) = \frac{2}{2 + t^2} \quad (0.17)$$

ทำให้ความสัมพันธ์ทางปริภูมิเป็น

$$[\mathbf{B}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}(n_E - n'_E)^2 \sigma_\omega^2} \quad (0.18)$$

ในทางปฏิบัติ ถ้าให้  $\delta_{\phi_1} \square U[0, 1]$  และ  $\delta_{\phi_2} \square U[0, 1]$  เป็นเลขคู่สองจำนวนที่อิสระจากกันแล้ว [7] ตัวเลขคู่แบบ Laplacian ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับหนึ่งได้ถูกเสนอดังนี้

$$\delta_{\phi_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} \ln \left( \frac{\delta_{\phi_1}}{\delta_{\phi_2}} \right) \quad (0.19)$$

นอกจากนี้ Cramér-Rao bound ที่จำเป็นคือหาอนุพันธ์

$$[\dot{\mathbf{B}}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]} = (n_E - n'_E)^2 \sigma_\omega [\mathbf{B}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]}^2 \quad (0.20)$$

ยังสามารถถูกเขียนในอีกรูปแบบดังรายละเอียดที่ได้แสดงไว้เป็นส่วนหนึ่งของบทความที่อยู่ในระหว่างการแก้ไข และมีชื่อว่า “Towards Laplacian Angle Deviation Model for Spatially Distributed Source Localization”

**ผลการจำลอง**

กำหนดพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองเป็นไปตาม

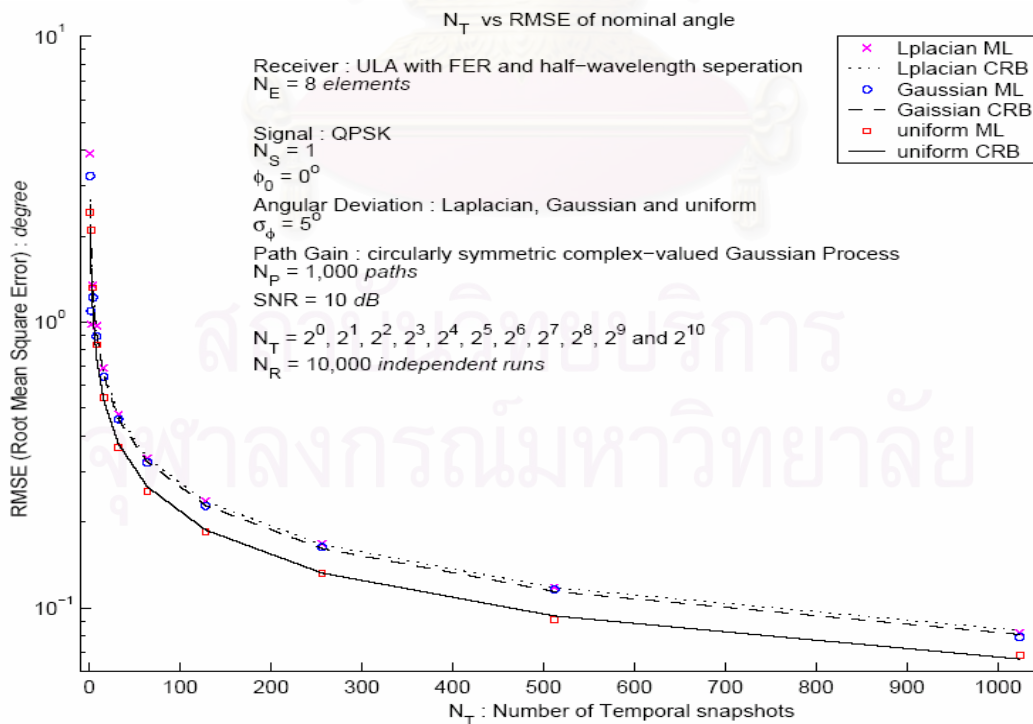
$\phi_0$	$\sigma_{\phi_0}$	$\sigma_\gamma^2$	SNR	$N_S$	$N_P$	$N_E$
$0^\circ$	$5^\circ$	0.001	10	1	1,000	8

โดย

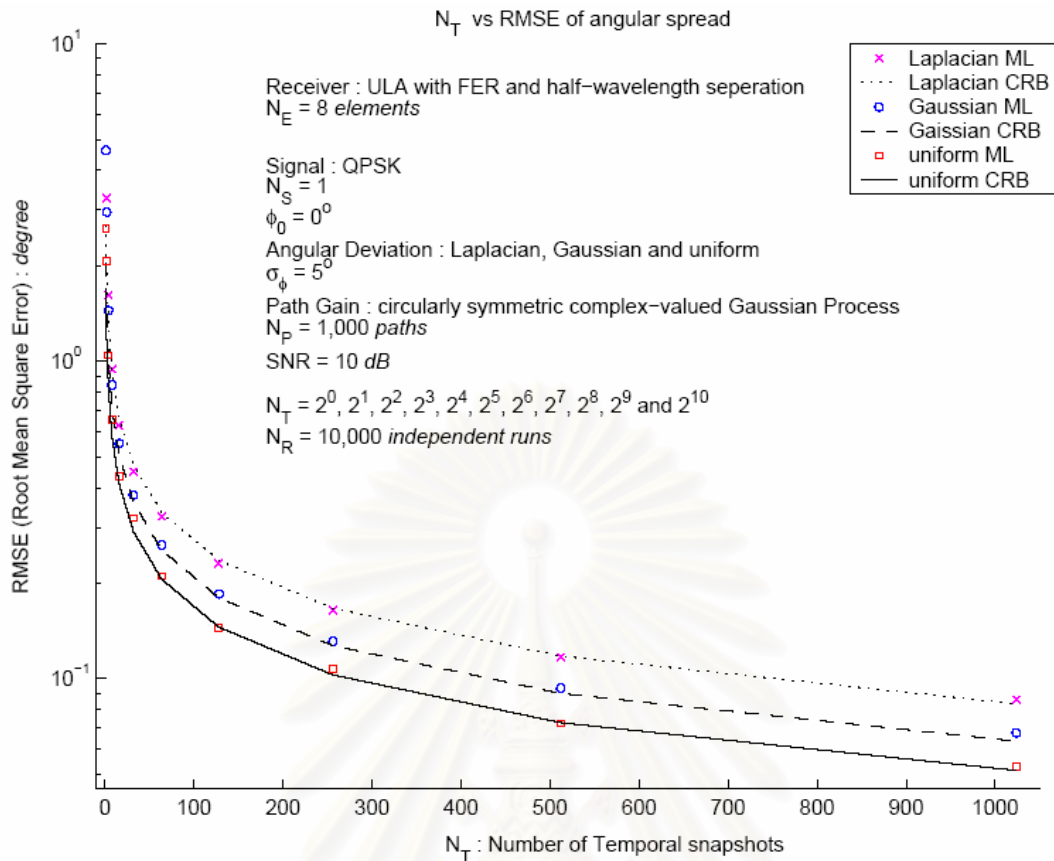
$$\text{SNR} \triangleq 10 \log \left( \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \right)$$

ในทางทฤษฎี เราจะแสดงผล Cramér-Rao Bound ส่วนในการทดลองเชิงเลข เราอาศัยค่าประมาณจาก Maximum Likelihood Estimator เนื่องจากมมมีการกระจายแบบสุ่ม ดังนั้น ให้ มุมกึ่งกลาง และ มุมแผ่ขยาย คือ ค่าเฉลี่ยและ ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมที่เข้ามาซึ่งสาขอากาศ ตามลำดับ

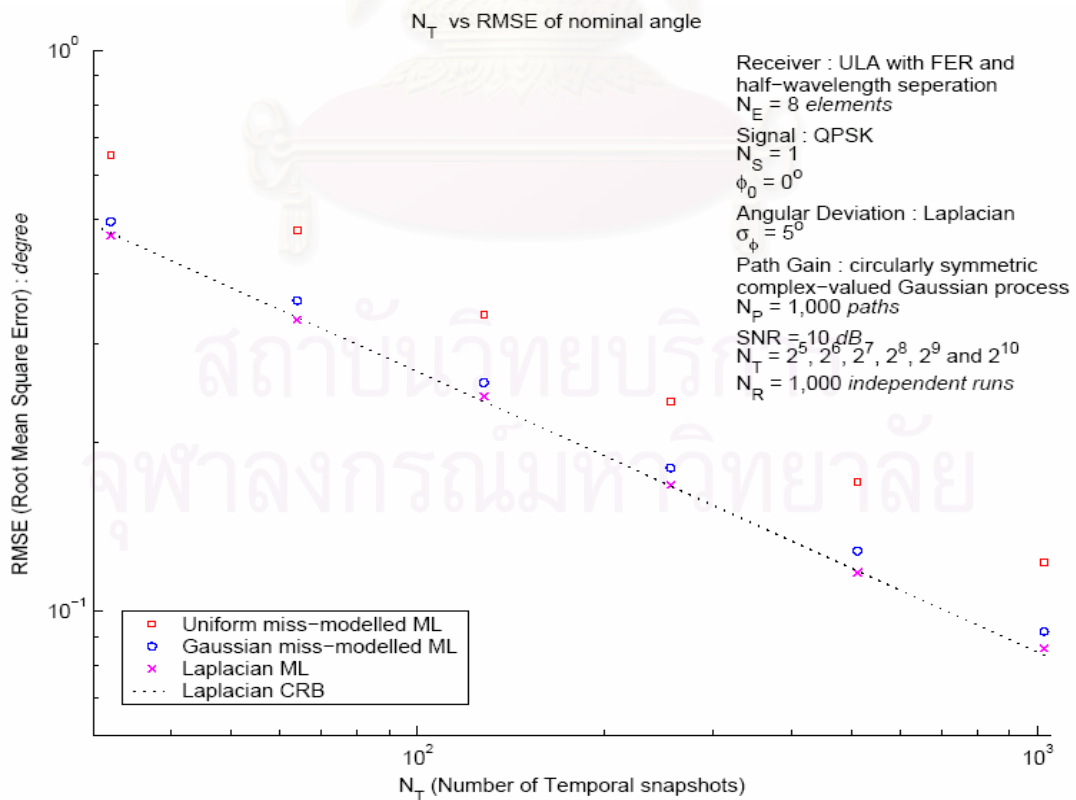
การทดลองที่ 4: ศึกษาประสิทธิภาพความผิดพลาดที่ได้ของแบบจำลอง Laplacian ในการประมาณมุมทั้ง มุมกึ่งกลางและมุมแผ่ขยาย เมื่อแบบจำลองของมมมีการสมมติการกระจายตัวอย่างถูกต้องตาม แบบต่างๆ



รูปที่ 4.1 แสดงส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมกึ่งกลาง เมื่อแปรผันค่าจำนวนตัวอย่างทางเวลาของสัญญาณขาออก



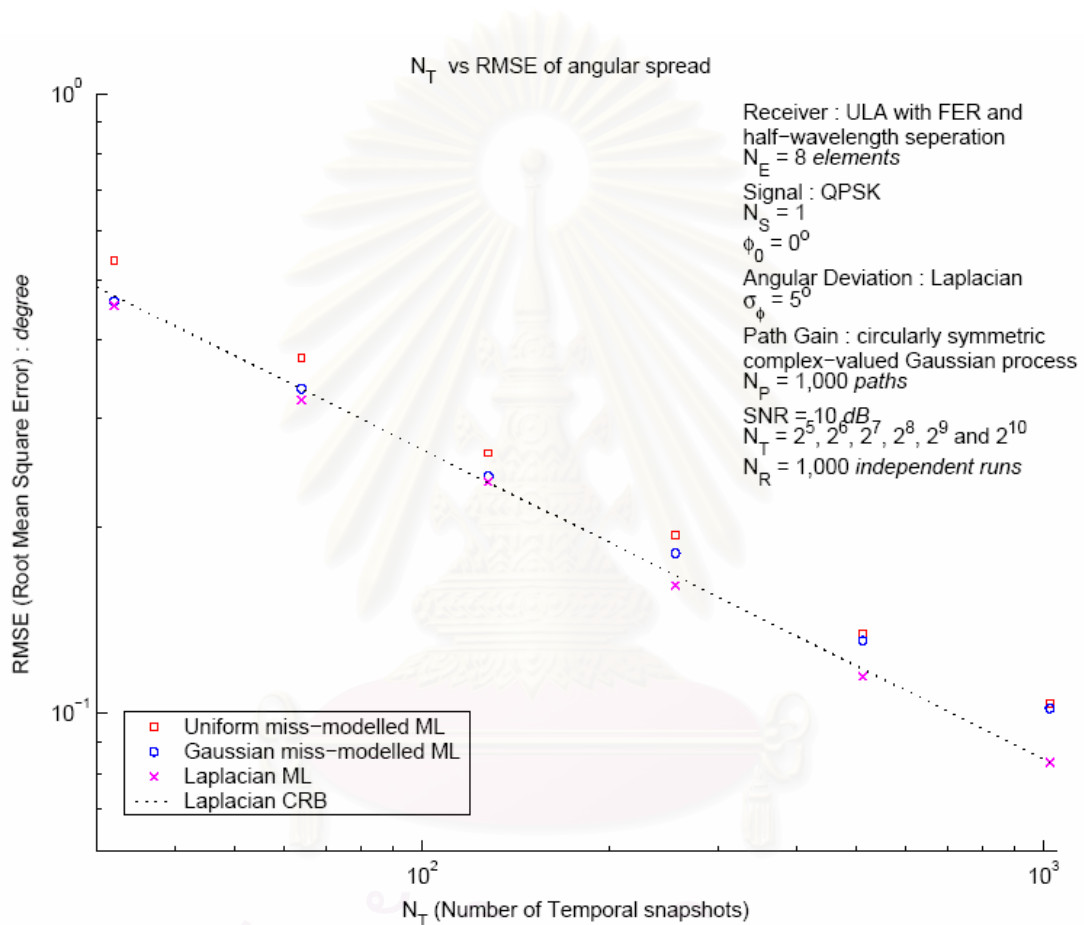
รูปที่ 4.2 แสดงส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมแผ่ขยาย เมื่อแปรผันค่าจำนวนตัวอย่างทางเวลาของสัญญาณขาออก



รูปที่ 5.1 แสดงส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมกึ่งกลาง เมื่อแปรผันค่าจำนวนตัวอย่างทางเวลาของสัญญาณขาออก

จากรูปที่ 4.1 และ รูปที่ 4.2 พบว่า แบบจำลองแบบ Laplacian จะให้ประสิทธิภาพความผิดพลาด สำหรับการประมาณมุมกึ่งกลางที่เพิ่มขึ้นเล็กน้อยและมุมแผ่ขยายที่เพิ่มขึ้นพอสมควร อย่างไรก็ตาม มุมที่มีการกระจายแบบ Laplacian นี้ล้วนเกิดขึ้นในระบบจริง

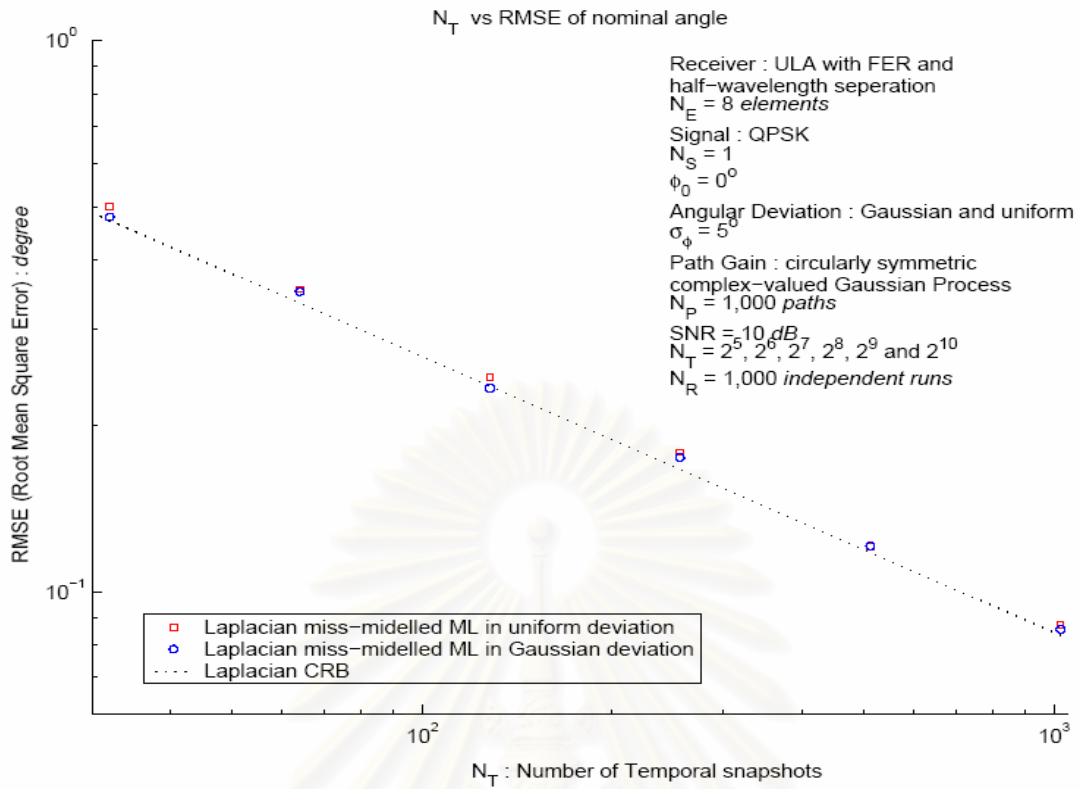
การทดลองที่ 5: ศึกษาประสิทธิภาพความผิดพลาดที่ได้ของแบบจำลอง Laplacian ในการประมาณมุมกึ่งกลางและมุมแผ่ขยาย เมื่อแบบจำลองของมุมมีการสมมติการกระจายตัวอย่างไม่ถูกต้อง คือ เป็น Gaussian และ uniform (ในขณะที่มุมจริงมีการกระจายตัวเป็น Laplacian)



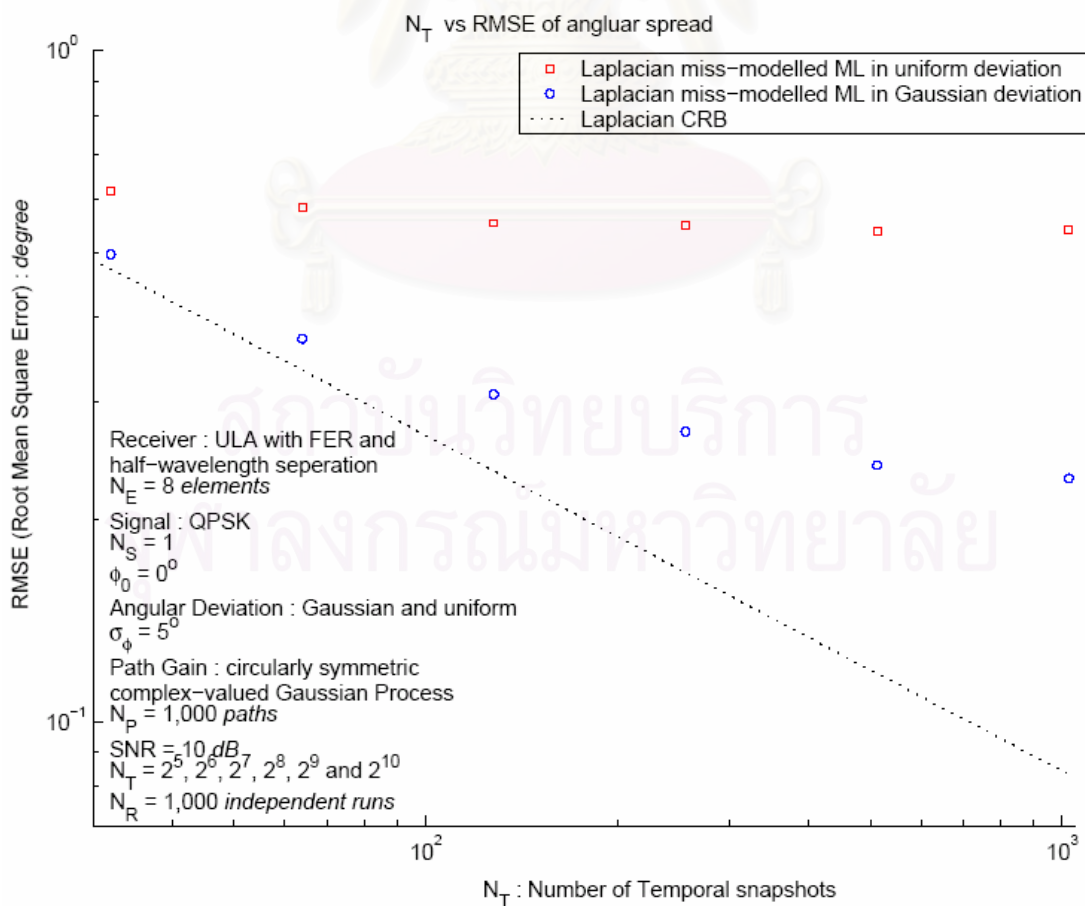
รูปที่ 5.2 แสดงส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมแผ่ขยาย เมื่อแปรผันค่าจำนวนตัวอย่างทางเวลาของสัญญาณขาออก

จากรูปที่ 5.1 และ รูปที่ 5.2 พบว่า เมื่อมีความผิดพลาดในการใช้สันนิษฐานมุมแบบ Gaussian หรือ uniform กับ ระบบที่มีการกระจายตัวเป็น Laplacian ตัวประมาณค่า maximum likelihood ไม่เกิดประสิทธิภาพสูงสุดตามทฤษฎีในการประมาณมุมกึ่งกลางเมื่อเทียบกับ Cramér-Rao Bound แบบ Laplacian ในขณะที่เดียวกัน maximum likelihood ก็ไม่ให้อะสิทธิภาพสูงสุดที่ทำนายไว้ในกรณีการประมาณมุมแผ่ขยาย

การทดลองที่ 6: ศึกษาประสิทธิภาพความผิดพลาดที่ได้ของแบบจำลอง Gaussian และ uniform ในการประมาณมุมกึ่งกลางและมุมแผ่ขยาย เมื่อแบบจำลองของมุมมีการสมมติการกระจายตัวอย่างไม่ถูกต้อง คือ เป็น Laplacian (ในขณะที่มุมจริงมีการกระจายตัวเป็น Gaussian และ uniform)



รูปที่ 6.1 แสดงส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมกึ่งกลาง เมื่อแปรผันค่าจำนวนตัวอย่างทางเวลาของสัญญาณขาออก



รูปที่ 6.2 แสดงส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของมุมแผ่ขยาย เมื่อแปรผันค่าจำนวนตัวอย่างทางเวลาของสัญญาณขาออก

จากรูปที่ 6.1 และ รูปที่ 6.2 พบว่า เมื่อมีความผิดพลาดในการใช้สันนิษฐานแบบ Laplacian กับระบบที่มีการกระจายตัวเป็น Gaussian หรือ uniform ตัวประมาณค่า maximum likelihood ยังคงเกิดประสิทธิภาพสูงสุดตามทฤษฎีในการประมาณหามุมกึ่งกลางเมื่อเทียบกับ Cramér-Rao Bound แบบ Laplacian ในขณะที่ส่งผลให้ maximum likelihood ไม่เที่ยงตรงตามทฤษฎีที่ทำนายไว้ในกรณีการประมาณหามุมแผ่ขยาย

การทดลองที่ 5 และ 6 ทำให้เราทราบว่า สำหรับแบบจำลองที่มีมุมจริงกระจายตัวแบบ Gaussian หรือ uniform ตัวประมาณ maximum likelihood ที่ตั้งอยู่บนพื้นฐาน Laplacian ยังให้ประสิทธิภาพตามทฤษฎีที่ทำนายไว้ แต่ในทางกลับ หากแบบจำลองที่มีมุมจริงกระจายตัวแบบ Laplacian การหาค่ามุมกึ่งกลางโดยใช้ maximum likelihood ที่ตั้งอยู่บนพื้นฐาน Gaussian หรือ uniform จะให้ค่าประสิทธิภาพต่ำกว่าทฤษฎีที่ทำนายไว้ ส่วนการประมาณหามุมแผ่ขยายนั้น maximum likelihood ที่ตั้งอยู่บนพื้นฐาน Gaussian หรือ uniform ในแบบจำลองจริงที่มีการกระจายตัวเป็นแบบ Laplacian จะให้ค่าประสิทธิภาพต่ำกว่าทฤษฎี แต่ในการประมาณหามุมแผ่ขยายโดยใช้ maximum likelihood ที่ตั้งอยู่บนพื้นฐาน Laplacian ในแบบจำลองจริงที่มีการกระจายตัวเป็นแบบ Gaussian หรือ uniform จะไม่สามารถหาค่ามุมแผ่ขยายที่ถูกต้องได้ เนื่องจากเรากำหนดหาค่ามุมแผ่ขยายจาก  $\mathbf{B}(\sigma_\omega)$  ดังนั้น การกำหนดแบบจำลองของมุมที่ไม่ถูกต้องย่อมส่งผลต่อการคำนวณ  $\mathbf{B}(\sigma_\omega)$  ที่ผิดพลาด

#### เอกสารอ้างอิง

- [1] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen and B. H. Fleury, "A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 2, pp. 437-447, Mar. 2000.
- [2] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen and B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments," *IEEE Electronics Letters*, vol. 33, pp.1583-1584, Aug. 1997.
- [3] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen and A. L. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.3, pp. 347-360, Mar. 2000.
- [4] ———, "Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance," *The 48th IEEE Vehicular Technology Conference, 1998*, vol.2, pp. 719-724, May 1998.
- [5] N. Johnson, S. Kotz and N. Balakrishnan, *Continuous Univariate Distributions Volume 2*. 2nd edition, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [6] E. Parzen, *Modern Probability Theory and Its Applications*. NY: John Wiley & Sons, Inc., 1960.
- [7] M. Evans, N. Hastings and B. Peacock, *Statistical Distributions*. 2nd edition, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1993.

ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป :

- Improved Parametric Algorithms in Spatially Distributed Source Localization
- MIMO Channel Capacity Assersment with Laplacian Angle Deviation Model
- Direction Finding Model in Ricean MIMO Channel

## 6. ผลผลิตและหรือความสัมฤทธิ์ผลของงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

### 6.1 บทความวิจัยจำนวน 1 เรื่องได้แก่

- 6.1.1. Bamrung Täu Sieskul, Jatupon Pattanavichate and Somchai Jitapunkul, “Coherent Source Localization via a Spatial Smoothing with Temporal Correlation,” The 1st ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2004), 13-14 May 2004, Pattaya, Chonburi, Thailand.
- 6.1.1. Bamrung Täu Sieskul and Somchai Jitapunkul, “Towards Laplacian Angle Deviation Model for Spatially Distributed Source Localization,” a white paper waiting for international conference.

### 6.2 สิ่งประดิษฐ์

- 6.2.1 โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองการทำงานเครื่องรับในการสร้างข้อสัญญาณแบบ Raleigh, ตัวประมาณค่า Maximum Likelihood และ pseudo Laplacian random number พัฒนาโดยใช้โปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 6.5

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย