

## โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 1

### เรื่อง สายอากาศชาญฉลาดสำหรับการสื่อสารไร้สาย ปีที่ 4 : การประมวลผลปริภูมิ-เวลา สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายและสายอากาศชาญฉลาด

#### Space-Time Signal Processing for Wireless Communications and Cooperative Communications

**ผู้รับผิดชอบโครงการ** รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

**แนวเหตุ** การสื่อสารไร้สายในอนาคตมีความต้องการอย่างมากในการที่จะให้บริการการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูง เช่น การสื่อสารข้อมูลมัลติมีเดียผ่านทางโทรศัพท์เคลื่อนที่ การสื่อสารข้อมูลอันประกอบไปด้วยภาพ เสียง และ ข้อมูล พร้อม ๆ กัน เป็นต้น ซึ่งระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันไม่สามารถรองรับความต้องการส่วนนี้ได้ ในช่วงหลายปีที่ผ่านมา ระบบสื่อสารแบบ Space-Time ซึ่งประกอบไปด้วยสายอากาศหลายตัวติดตั้งทางเครื่องส่ง และเครื่องรับได้ถูกออกแบบและผ่านการพิสูจน์ทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติแล้วว่า สามารถที่จะรองรับความต้องการการสื่อสารข้อมูลข้างต้นได้เป็นอย่างดี อันเนื่องมาจากการขยายช่องสัญญาณในเชิงปริภูมิ (Spatial Domain) ร่วมกับ การสื่อสารในเชิงเวลา (Time Domain) อันึ่งระบบเข้ารหัสแบบ Space-Time (ST) coding ได้ถูกพัฒนาเพื่อทำงานในระบบ Space-Time ในการที่จะช่วยให้ระบบสื่อสารไร้สายแบบ Space-Time สามารถที่จะรองรับความต้องการดังกล่าวได้ ในปัจจุบันได้มีการทำงานวิจัยเพื่อที่จะพัฒนาระบบสื่อสารแบบ Space-Time ให้มีความสามารถเพิ่มขึ้น โดยการใช้เทคนิคการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่แบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เข้ามาช่วย และ ระบบเข้ารหัสแบบ Space-Frequency coding ได้ถูกร่วมพัฒนาขึ้นมาด้วยเพื่อสนับสนุนระบบสื่อสารไร้สายแบบ Space-Frequency (SF) ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่าระบบสื่อสารไร้สายแบบ Space-Time ต่อมาระบบสื่อสารไร้สายแบบ Space-Time-Frequency (STF) และ ระบบเข้ารหัสแบบ Space-Time-Frequency coding ได้ถูกพัฒนาขึ้น และได้ผ่านการพิสูจน์แล้วว่า มีความสามารถสูงสุด เนื่องจากอัตราการขยายความหลากหลาย (Diversity Gain) ในเชิงปริภูมิ (Spatial Diversity), ในเชิงเวลา (Time Diversity), และ ในเชิงความถี่ (Frequency Diversity) ได้ถูกนำมาใช้งานอย่างสมบูรณ์

ในการสื่อสารไร้สายนั้น การสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายได้มีบทบาทอย่างมากในชีวิตประจำวัน อีกทั้งยังเป็นภาคธุรกิจโทรคมนาคมที่มีการขยายตัวอย่างสูงสุดในช่วงสิบปีที่ผ่านมาด้วย อย่างไรก็ตามการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายในยุคปัจจุบันซึ่งเป็นยุคที่ 2 มีความสามารถในการส่งข้อมูลได้จำกัดเฉพาะข้อมูลเสียง และชุดข้อความขนาดสั้นเท่านั้น การที่จะก้าวไปสู่ยุคที่ 3 และ 4 ของการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายนั้น จะต้องเพิ่มประสิทธิภาพของระบบทั้งในส่วน

ของ การเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล การลดความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาด และการลดการใช้พลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย จากที่กล่าวมาข้างต้น ระบบสื่อสารไร้สายแบบ space-time สามารถที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายได้เป็นอย่างดีโดยอาศัยประโยชน์จากการเพิ่มจำนวนของสายอากาศส่งและรับ ที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย และ สถานีฐาน ตามลำดับ อย่างไรก็ตามการติดตั้งสายอากาศจำนวนมากที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย เป็นการไม่สะดวกอย่างยิ่ง ทั้งในเรื่องของขนาดของเครื่องที่ใหญ่ขึ้น และการใช้พลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นตาม แต่การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากที่สถานีฐานนั้นมีความเป็นไปได้สูง เพราะไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของขนาดของสายอากาศบริเวณที่ติดตั้ง รวมทั้งการใช้พลังงานไฟฟ้า เมื่อเทียบกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องคำนึงถึงข้อจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นในการออกแบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายยุคที่ 3 และ 4 ในปัจจุบันไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอระบบสื่อสารไร้สายที่เรียกว่า ระบบสื่อสารแบบร่วมมือ (Cooperative Communications) ซึ่งสามารถที่จะช่วยให้ระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายมีประสิทธิภาพสูงขึ้นเทียบเท่ากับการใช้งานระบบสื่อสารแบบ space-time โดยที่ไม่จำเป็นต้องติดตั้งชุดสายอากาศจำนวนมากบนเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย เทคโนโลยีการสื่อสารแบบร่วมมือนี้ใช้เทคนิคการสร้างชุดสายอากาศเสมือนจากการร่วมมือกันส่งข้อมูลของกลุ่มผู้ใช้งาน (users) ในโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายที่ครอบคลุมในบริเวณเดียวกัน ดังนั้นระบบสื่อสารแบบร่วมมือจึงมีประสิทธิภาพเท่ากับระบบสื่อสารแบบ space-time จะเห็นได้ว่าการสื่อสารแบบร่วมมือนี้มีความสำคัญมากสำหรับการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายในยุคต่อไป

อีกหนึ่งหัวใจหลักของระบบสื่อสารไร้สาย คือ ระบบประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing Systems) ซึ่งได้แสดงบทบาทที่สำคัญในการออกแบบ วิเคราะห์ และ พัฒนาระบบสื่อสารไร้สายที่กล่าวมา เห็นได้ว่างานวิจัยเพื่อพัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมวลผลสัญญาณเชิง Space-Time และ ระบบสื่อสารแบบร่วมมือ มีความจำเป็นอย่างยิ่ง และเป็นเรื่องที่ได้รับ ความสนใจจากนักวิจัยทั่วโลก ซึ่งทั้งหมดนี้เป็นแนวเหตุของโครงการวิจัยนี้

## กลุ่มวิจัยย่อย 1

### Capacity Estimator of Rician MIMO Channel Using Symmetric Distribution in Spatial Frequency Form

#### 1.1 วัตถุประสงค์

ความจุของช่องสัญญาณเป็นตัววัดปริมาณการรับส่งของข้อมูลในช่องสัญญาณ ถ้าความจุของช่องสัญญาณมีค่าสูงแปลว่าในช่องสัญญาณนั้นเราสามารถรับส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่สูงด้วยเช่นกัน และการใช้สายอากาศขนาดเล็กทำให้สามารถเลือกทิศทางในการส่งสัญญาณ ซึ่งทำให้สามารถเลือกใช้ช่องสัญญาณได้เช่นกัน ถ้าเราสามารถลดความซับซ้อนในการประมาณค่าความจุของช่องสัญญาณ เราจะสามารถเลือกใช้ช่องสัญญาณได้อย่างรวดเร็วมากยิ่งขึ้น

#### 1.2 หลักการและเหตุผล

การคำนวณหาความจุของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารหลายเสาส่งหลายเสารับ จำเป็นต้องเอาช่องสัญญาณมาใช้ในการคำนวณด้วย ซึ่งช่องสัญญาณนี้เป็นส่วนเกี่ยวข้องโดยตรงในการรับส่งสัญญาณในการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งเราจะสมมติให้ระบบของสายอากาศมีสมการดังนี้

#### 2. การคำนวณหาความจุของช่องสัญญาณ (capacity derivation)

การคำนวณหาความจุของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารหลายเสาส่งหลายเสารับ จำเป็นต้องเอาช่องสัญญาณมาใช้ในการคำนวณด้วย ซึ่งช่องสัญญาณนี้เป็นส่วนเกี่ยวข้องโดยตรงในการรับส่งสัญญาณในการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งเราจะสมมติให้ระบบของสายอากาศมีสมการดังนี้

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

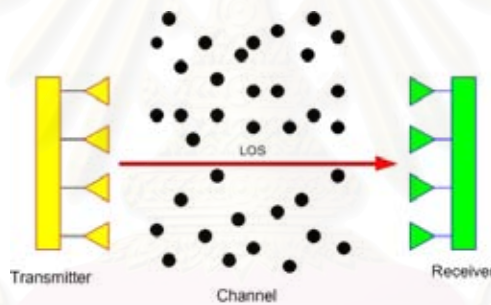
เมื่อ	$t \in \mathbf{R}_+^{1 \times 1}$	หมายถึง	เวลาต่อเนื่อง (Continuous time)
	$\mathbf{s}(t) \in \mathbf{C}^{N_{Rx} \times 1}$	หมายถึง	สัญญาณที่ภาครับ
	$\mathbf{x}(t) \in \mathbf{C}^{N_{Tx} \times 1}$	หมายถึง	สัญญาณที่ภาคส่ง
	$\mathbf{n}(t) \in \mathbf{C}^{N_{Rx} \times 1}$	หมายถึง	สัญญาณรบกวน ในที่นี้เราจะให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN)
	$\mathbf{H}(t) \in \mathbf{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx}}$	หมายถึง	ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณจะมีรูปแบบแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อม และสิ่งกีดขวางระหว่างเสาอากาศภาคส่งและภาครับ ซึ่งช่องสัญญาณที่สนใจในวิทยานิพนธ์นี้คือ ช่องสัญญาณ

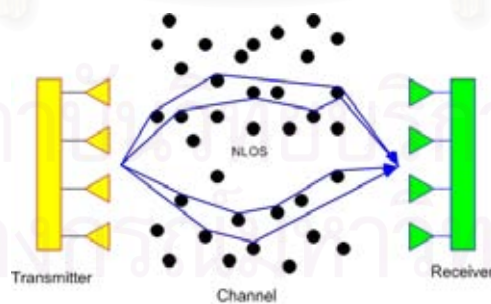
แบบไรเซียน (rician channel) ซึ่งรูปแบบของช่องสัญญาณแบบนี้คือ จะทำการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นสองส่วน คือช่องสัญญาณในแนวตรง (line of sight: LOS) ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่อยู่ในเส้นทางในแนวตรงจากสายอากาศภาคส่งไปยังสายอากาศภาครับดังรูปที่ 1 และช่องสัญญาณในแนวอื่น (non line of sight: NLOS) ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่ส่งจากสายอากาศภาคส่งไปยังทิศทางอื่นนอกเหนือจากเส้นทางในแนวตรง และมีการสะท้อนหรือหักเหหรือเลี้ยวเบนจนไปถึงสายอากาศภาครับได้ดังรูปที่ 2 ช่องสัญญาณแบบไรเซียนนี้จะเกิดได้มากในสภาพแวดล้อมที่มีสิ่งกีดขวางน้อย เช่นในชนบทหรือบริเวณที่มีอาคารสูงน้อย เป็นต้น ซึ่งช่องสัญญาณแบบไรเซียนสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2)

$$H(t) \cong \bar{H}(t) + \tilde{H}(t) \quad (2)$$

เมื่อ	$\bar{H}(t)$	หมายถึง	ช่องสัญญาณในแนวตรง
	$\tilde{H}(t)$	หมายถึง	ช่องสัญญาณในแนวอื่น



รูปที่ 1 ช่องสัญญาณในแนวตรง



รูปที่ 2 ช่องสัญญาณในแนวอื่น

ในช่องสัญญาณแบบไร้สายนี้จะมีกรณีพิเศษ คือ กรณีที่เส้นทางสัญญาณในแนวตรงมีสิ่งกีดขวางมาก จนกระทั่งทำให้ไม่สามารถส่งสัญญาณในแนวตรงได้ หรือเรียกได้ว่า ช่องสัญญาณในแนวตรงมีค่าเป็น 0 ทำให้เหลือแต่ช่องสัญญาณในแนวอื่น ซึ่งช่องสัญญาณรูปแบบนี้เรียกกันอีกชื่อหนึ่งว่า ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (rayleigh channel) ซึ่งจะเกิดได้มากในเมืองใหญ่เนื่องจากมีอาคารสูงเป็นตัวกีดขวางเส้นทางการส่งสัญญาณเยอะมาก

เนื่องจากการส่งสัญญาณนั้น ทิศทางการตรงในการส่งสัญญาณจากสายอากาศภาคส่งไปยังสายอากาศภาครับไม่จำเป็นต้องตั้งฉากกับแนวซูดสายอากาศ ทำให้ต้องคำนึงถึงทิศทางที่ส่งสัญญาณ และทิศทางที่รับสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับแนวซูดสายอากาศในการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยดังรูปที่ 3 ในการพิจารณาช่องสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กับทิศทางของสัญญาณที่ส่งออกจากภาคส่ง และทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาที่ภาครับ ในช่องสัญญาณแนวตรง เราจะแสดงได้ดังสมการที่ (3)

$$\bar{H}(t) \equiv \alpha e^{i(2\pi\tilde{f}t + \nu)} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\varphi) \quad (3)$$

เมื่อ  $\phi$  และ  $\varphi$  เป็นค่ามุมของทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาถึงสายอากาศที่ภาครับและที่ส่งมาจากสายอากาศที่ภาคส่งตามลำดับเมื่อเทียบกับทิศทางที่ตั้งฉากกับสายอากาศแนวลำดับ,  $\tilde{f}$  แทนความถี่ดอปเพลอร์,  $\nu$  แทนการเลื่อนเฟส,  $\alpha$  แทนอัตราขยายในเส้นทางตรง,

$$\mathbf{a}(\psi) \equiv \left[ 1 \quad e^{ikd_E \sin(\psi)} \quad \dots \quad e^{ikd_E (N_E - 1) \sin(\psi)} \right] \quad \text{เป็นเวกเตอร์ตอบสนองของแถวลำดับ,}$$

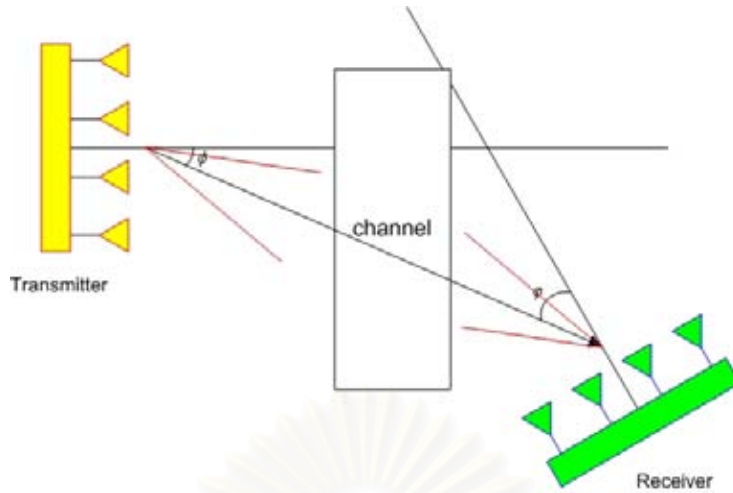
$\psi \in \{\phi, \varphi\}$  เป็นมุมใดๆ,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $\lambda$  เป็นความยาวคลื่น,  $d_E$  แทนระยะห่างระหว่างสายอากาศ,  $N_E \in \{N_{Rx}, N_{Tx}\}$

เราจะสามารถแปลงสมการที่ (3) ให้อยู่ในระบบช่วงเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time) ได้ดังสมการที่ (4)

$$\bar{H}(t) \equiv \alpha e^{i(2\pi\tilde{f}T_s n_T + \nu)} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\varphi) \quad (4)$$

เมื่อให้  $T_s$  เป็นคาบของการซัดตัวอย่าง (Sampling Period) ที่มีเงื่อนไขคือ  $t = n_T T_s$  สอดคล้องกับอัตราในควิซต์,  $n_T$  แทน sampling instant





รูปที่ 3 ช่องสัญญาณแบบโวลีเซียนที่ค้ำนึ่งถึงมุมที่ส่งและมุมที่รับ

ถ้าช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเรย์ลี  $\tilde{\mathbf{H}}[n_T]$  ในแต่ละเส้นทางมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 จะทำให้ได้ค่าเฉลี่ยของช่องสัญญาณเป็น  $E\{\mathbf{H}[n_T]\} = \bar{\mathbf{H}}[n_T]$ , ที่ซึ่ง  $E\{\bullet\}$  หมายถึงค่าคาดหมายทางสถิติ (expectation) เมื่อคิดจำนวนเส้นทางของสัญญาณในแนวอื่นด้วย Independent and Identically Distributed (IID) แล้ว ทฤษฎีการทับซ้อนจะทำให้สามารถคิดช่องสัญญาณในแนวอื่นได้เป็น

$$\tilde{\mathbf{H}}(t) \equiv \sum_{n_p=1}^{N_p} \alpha_{n_p} [n_T] \mathbf{a}(\tilde{\varphi}_{n_p} [n_T]) \mathbf{a}^H(\tilde{\varphi}_{n_p} [n_T]) \quad (5)$$

เมื่อ  $\alpha_{n_p}$  แทนอัตราขยายในเส้นทางลุ่มที่  $n_p$ ,  $\tilde{\varphi}_{n_p} [n_T]$  และ  $\tilde{\varphi}_{n_p} [n_T]$  เป็นค่ามุมของทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาถึงสายอากาศที่ภาครับและที่ส่งมาจากสายอากาศที่ภาคส่งตามลำดับในเส้นทางลุ่มที่  $n_p$  เมื่อเทียบกับทิศทางที่ตั้งฉากกับสายอากาศแถวลำดับ

จากช่องสัญญาณดังกล่าว เมื่อคำนวณความจุของช่องสัญญาณ จะสามารถทำได้ดังนี้

พิจารณาความจุของช่องสัญญาณดังสมการที่ (6)

$$c = \log_2 \left| \mathbf{I}_{(\bar{n}_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \boldsymbol{\gamma} \right| \quad (6)$$

เมื่อ  $|\bullet|$  แทนดีเทอร์มิแนนต์ของเมทริกซ์,  $\rho$  แทน อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR),  $N_{Tx}$  เป็นจำนวนสายอากาศที่ภาคส่ง,  $\mathbf{I}_{(\bar{n}_E)}$  เป็นเมทริกซ์

เอกลักษณ์ (Identity matrix) ขนาด  $\tilde{n}_E \times \tilde{n}_E$ ,  $\tilde{n}_E = \min(N_{Tx}, N_{Rx})$  และ เมทริกซ์เฮอร์มิเทียน (Hermitian Matrix)  $\boldsymbol{\gamma} \in \mathbf{C}_H^{\tilde{n}_E \times \tilde{n}_E}$  โดยที่

$$\boldsymbol{\gamma} \in \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H & ; N_{Rx} \leq N_{Tx} \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H} & ; N_{Rx} > N_{Tx} \end{cases}$$

เมื่อพิจารณาให้ช่องสัญญาณนี้เป็นแบบไร้เงื่อนไข จะสามารถแยกช่องสัญญาณออกเป็นสองส่วน และจะทำให้สามารถแยกความจุของช่องสัญญาณได้เป็นสองส่วนด้วยเช่นกัน ดังสมการที่ (7 - 9)

$$c \leq c_{LOS} + c_{NLOS} \quad (7)$$

$$c_{LOS} = \log_2 \left| \mathbf{I}_{(\tilde{n}_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \overline{\mathbf{H}\mathbf{H}^H} \right| \quad (8)$$

$$c_{NLOS} = \log_2 \left| \mathbf{I}_{(\tilde{n}_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H \right| \quad (9)$$

และสามารถหาค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณได้ดังสมการที่ (10)

$$E\{c\} = E \left\{ \log_2 \left| \mathbf{I}_{(\tilde{n}_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \boldsymbol{\gamma} \right| \right\} \quad (10)$$

จากสมการที่ (10) ด้วยการใช้อสมการของเจนเซน (Jensen's inequality) จะทำให้สามารถหาขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณได้ดังสมการที่ (11)

$$\bar{c} = \log_2 \left| \mathbf{I}_{(\tilde{n}_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} E\{\boldsymbol{\gamma}\} \right| \quad (11)$$

โดยที่  $E\{c\} \leq \bar{c}$

จากสมการที่ (11) เมื่อกำหนดให้  $N_{Rx} \leq N_{Tx}$  และพิจารณาส่วนของค่าคาดหวังทางสถิติ เราจะได้ส่วนนั้นดังสมการที่ (12)

$$E\{\mathbf{H}[n_T]\overline{\mathbf{H}}[n_T]\} = \overline{\mathbf{H}}[n_T]\overline{\mathbf{H}}^H[n_T] + E\{\tilde{\mathbf{H}}[n_T]\tilde{\mathbf{H}}^H[n_T]\} \quad (12)$$

เมื่อนำค่าจากสมการที่ (4) มาคำนวณในส่วนแรกของสมการที่ (12) โดยตรง จะได้เป็น

$$\overline{\mathbf{H}}[n_T]\overline{\mathbf{H}}^H[n_T] = \alpha^2 N_{Tx} \mathbf{a}(\phi)\mathbf{a}^H(\phi) \quad (13)$$

และเมื่อนำค่าจากสมการที่ (5) มาแทนในพจน์หลังของสมการที่ (12) จะได้เป็น

$$\begin{aligned}
E\{\tilde{\mathbf{H}}[n_T]\tilde{\mathbf{H}}^H[n_T]\} &= E\left\{\left(\sum_{n_p=1}^{N_p}\alpha_{n_p}[n_T]\mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T])\mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T])\right)\right. \\
&\quad \left.\left(\sum_{n'_p=1}^{N_p}\alpha_{n'_p}^*[n_T]\mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n'_p}[n_T])\mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n'_p}[n_T])\right)\right\} \quad (14) \\
&= N_{Tx}\sum_{n_p=1}^{N_p}E\left\{|\alpha_{n_p}[n_T]|^2\right\}E\left\{\mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T])\mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T])\right\}
\end{aligned}$$

นำช่องสัญญาณที่มีการกระจายแบบไม่ร่วมกัน (Incoherently Distributed Channel) มาร่วมในการคำนวณ ค่าสถิติอันดับสองจะได้เป็น

$$E\{\alpha_{n'_p}[n_T]\alpha_{n_p}^*[n_T]\} = \sigma_y^2\delta_{n_p,n'_p}\delta_{n_T,n'_T} \quad (15)$$

และพิจารณาสมการที่ (14) ให้อยู่ในรูปแบบที่มีความต่อเนื่อง (Continuous) จะสามารถแปลงสมการได้เป็น

$$E\{\tilde{\mathbf{H}}[n_T]\tilde{\mathbf{H}}^H[n_T]\} \approx pN_{Tx}\int f(\delta_\phi|0;\sigma_\phi^2)\mathbf{a}(\phi+\delta_\phi)\mathbf{a}^H(\phi+\delta_\phi)d\delta_\phi \quad (16)$$

เมื่อ  $\delta_\phi$  แทนฟังก์ชันโคโรเนคเกอร์เดลต้า (Kronecker Delta Function),  $\alpha_{n_p}^2$  แทนกำลังของเส้นทางที่  $n_p$ ,  $p \equiv N_p\alpha_{n_p}^2$  แทนกลุ่มกำลังของเส้นทางทั้งหมดและ  $f(\delta_\phi|0;\sigma_\phi^2)$  แทนฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีเงื่อนไขร่วมสำหรับค่าเบี่ยงเบนสุ่มของมุมของสัญญาณที่ได้รับ  $\delta_\phi$  ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีความแปรปรวนเป็น  $\sigma_\phi^2$ ,  $\sigma_\phi$  แทน angular spread โดยส่วนใหญ่กลุ่มการแจกแจงสมมาตรที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และความแปรปรวนเป็น  $\sigma_\phi^2$  จะออกแบบให้ป็นดังสมการที่ (17)

$$f(\delta_\phi|0;\sigma_\phi^2) = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{3}\sigma_\phi}\Pi[-\sqrt{3}\sigma_\phi,\sqrt{3}\sigma_\phi] & ; \text{uniform} \\ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi}e^{-\frac{1}{2}\frac{\delta_\phi^2}{\sigma_\phi^2}} & ; \text{Gaussian} \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi}e^{-\frac{1}{\sigma_\phi}\sqrt{2}|\delta_\phi|} & ; \text{Laplacian} \end{cases} \quad (17)$$

แต่แทนที่จะใช้มุมจริง การใช้ spatial frequency response จะทำให้ได้ความแม่นยำในการประมาณอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งที่ดีกว่า โดยที่ spatial frequency  $\omega$  และ associating standard deviation  $\sigma_\omega$  จะกำหนดเป็น

$$\omega(\psi) = kd_E\sin(\psi) \quad (18a)$$



$$\sigma_\omega(\psi, \sigma_\psi) = kd_E \cos(\psi) \sigma_\psi \quad (18b)$$

สำหรับกรณีที่มีมุมการแผ่ออกเล็ก ๆ หรือที่เรียกว่า spatial frequency approximation เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} E\{\tilde{\mathbf{H}}[n_T] \tilde{\mathbf{H}}^H[n_T]\} &\approx pN_{Tx} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\phi) \tilde{\mathbf{B}}(\sigma_\omega) \\ &= pN_{Tx} \mathbf{D}_a(\omega_\phi) \tilde{\mathbf{B}}(\sigma_{\omega_\phi}) \mathbf{D}_a^H(\omega_\phi) \end{aligned} \quad (19)$$

โดยที่ diagonal and unitary matrix  $\mathbf{D}_a(\omega)$  และ symmetric Toeplitz matrix  $\tilde{\mathbf{B}}(\sigma_\omega)$  โดยที่สมาชิกตัวที่  $(n_E, n'_E)$  ของเมทริกซ์ทั้งสองมีรูปแบบดังนี้

$$\begin{aligned} [\mathbf{D}_a(\omega)]_{[n_E, n'_E]} &= e^{i(n_E-1)\omega\delta_{n_E, n'_E}} \quad (20) \\ [\tilde{\mathbf{B}}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]} &= f_F((n_E - n'_E)\sigma_\omega | 0, 1), \quad f_F(t|0, 1) \equiv F(f(\sigma_\omega | 0, 1)) \end{aligned}$$

$$[\tilde{\mathbf{B}}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]} = \begin{cases} \frac{\sin((n_E - n'_E)\sqrt{3}\sigma_\omega)}{(n_E - n'_E)\sqrt{3}\sigma_\omega} & ; \text{Uniform} \\ e^{-\frac{1}{2}((n_E - n'_E)^2 \sigma_\omega^2)} & ; \text{Gaussian} \\ \frac{1}{1 + \frac{1}{2}(n_E - n'_E)^2 \sigma_\omega^2} & ; \text{Laplacian} \end{cases} \quad (21)$$

ซึ่งสมการที่ (20) และ (21) ได้ถูกเสนอไว้ใน และถ้าสัญญาณที่เข้ามาไม่ได้เป็นสัญญาณสุ่ม เช่นมีความแปรปรวนเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ช่องสัญญาณในแนวตรงสำหรับแต่ละองค์ประกอบเป็น  $\bar{\mathbf{B}} \equiv \tilde{\mathbf{B}}(0) = \mathbf{I}_{(n_E \times n_E)}$  เป็นหนึ่งเดียว และจะได้ว่าเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบไรเขียนเป็น

$$\mathbf{B}(\sigma_{\omega_\phi}, \mu) \equiv \mu \bar{\mathbf{B}} + \tilde{\mathbf{B}}(\sigma_{\omega_\phi}) \quad (22)$$

เมื่อ  $\mu$  หมายถึง Rice Factor และ  $\mu \equiv \frac{\alpha^2}{p}$  แทนค่าในสมการที่ (19) เราจะได้

$$E\{\mathbf{H}[n_T] \mathbf{H}^H[n_T]\} \approx pN_{Tx} \mathbf{D}_a(\omega_\phi) \mathbf{B}(\sigma_{\omega_\phi}, \mu) \mathbf{D}_a^H(\omega_\phi) \quad (23)$$

จากสมการที่ (23) เมื่อนำมาแทนในสมการที่ (11) เราจะได้ความจุของช่องสัญญาณที่นำเสนอเป็น

$$\bar{c} = \log \left| \mathbf{I}_{(N_{Rx})} + \rho p \mathbf{D}_a(\omega_\phi) \mathbf{B}(\sigma_{\omega_\phi}, \mu) \mathbf{D}_a^H(\omega_\phi) \right| \quad (24)$$

## 2.1 การคำนวณหาโครงสร้างเมทริกซ์ของสัญญาณนำร่องที่เหมาะสมที่สุด (optimization)

การหาโครงสร้างของเมทริกซ์ที่เหมาะสมที่สุด จะเป็นการคำนวณหาค่าของพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับสมการ เพื่อที่จะทำให้ค่าของสมการมีค่าน้อยที่สุดหรือมากที่สุดตามแต่ต้องการ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการคำนวณหาโครงสร้างของเมทริกซ์ของสัญญาณนำร่องที่เหมาะสมที่สุดสำหรับเพื่อที่จะทำให้ได้ความจุของช่องสัญญาณที่สูงที่สุด แต่การคำนวณหาค่าที่เหมาะสมที่สุดจากการคำนวณค่าความจุของช่องสัญญาณในแบบปกติ ไม่อาจนำไปใช้กับทุกกรณีได้ ดังนั้นเราจึงได้หาวิธีที่ทำให้ค่าความจุของช่องสัญญาณมีค่าน้อยที่สุด เพื่อให้เป็นขอบเขตล่างของความจุของช่องสัญญาณ ถ้าเราสามารถหาโครงสร้างของเมทริกซ์ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ขอบเขตล่างนี้มีค่ามากที่สุดเมื่อเทียบกับขอบเขตล่างที่ได้จากโครงสร้างของเมทริกซ์รูปแบบอื่นๆได้ เราก็จะสามารถบอกได้ว่า ค่าที่เหมาะสมที่สุดนี้ ทำให้ความจุของช่องสัญญาณมีค่ามากที่สุดได้เช่นกัน

การคำนวณหาโครงสร้างเมทริกซ์ของสัญญาณนำร่องที่เหมาะสมที่สุด ในการคำนวณค่าความจุของช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ปรับปรุงจากโดยที่บทความดังกล่าวได้ทำการหาโครงสร้างของเมทริกซ์ของสัญญาณนำร่องที่เหมาะสมที่สุดในช่องสัญญาณแบบเรย์ลีสำหรับสายอากาศหลายเสาส่งหลายเสารับ ซึ่งเราต้องการให้ใช้ได้ทั่วไป (generalize) มากขึ้น โดยการคำนวณในช่องสัญญาณแบบไวเซียนสำหรับสายอากาศหลายเสาส่งหลายเสารับ

การคำนวณหาโครงสร้างของเมทริกซ์ที่เหมาะสมที่สุดจะเริ่มจากกำหนดให้ระบบของสายอากาศเป็นดังนี้

$$\mathbf{S} = \sqrt{\frac{\rho}{N_{Tx}}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{n} \quad (25)$$

เมื่อ  $\mathbf{S}$  เป็นเมทริกซ์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้ ขนาด  $T \times N_{Rx}$ ,  $\mathbf{X}$  เป็นเมทริกซ์เชิงซ้อนของสัญญาณที่ส่งออกมา ขนาด  $T \times N_{Tx}$ ,  $\mathbf{H}$  เป็นเมทริกซ์ของช่องสัญญาณ ขนาด  $N_{Tx} \times N_{Rx}$ ,  $\mathbf{n}$  เป็นเมทริกซ์สัญญาณรบกวน,  $\rho$  แทนอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio: SNR),  $N_{Tx}$  เป็นจำนวนสายอากาศภาคส่ง,  $N_{Rx}$  เป็นจำนวนสายอากาศภาครับ,  $T$  เป็น coherence interval

จากสมการที่ (25) เราจะแบ่งออกเป็น 2 เฟสคือ

### 2.1.1 Training Phase

จะเป็นส่วนของสัญญาณนำร่อง (training signal) ซึ่งมีรูปแบบของสัญญาณที่รับได้ดังสมการที่ (26)

$$\mathbf{S}_T = \sqrt{\frac{\rho_T}{N_{Tx}}} \mathbf{X}_T \mathbf{H} + \mathbf{n}_T, \mathbf{X}_T \in \mathbb{C}^{T_T \times N_{Tx}}, \text{tr}(\mathbf{X}_T \mathbf{X}_T^*) = N_{Tx} T_T \quad (26)$$

เมื่อ  $\mathbf{X}_T$  เป็นเมทริกซ์ของส่วนสัญญาณ training ที่ส่งในช่วงเวลา  $T_T$

### 2.1.2 Data Transmission Phase

จะเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูล (Data Signal) ซึ่งมีรูปแบบของสัญญาณที่รับได้ดังสมการที่ (27)

$$\mathbf{S}_d = \sqrt{\frac{\rho_d}{N_{Tx}}} \mathbf{X}_d \mathbf{H} + \mathbf{n}_d, \mathbf{X}_d \in \mathbb{C}^{T_d \times N_{Tx}}, E\{\text{tr}(\mathbf{X}_d \mathbf{X}_d^*)\} = N_{Tx} T_d \quad (27)$$

เมื่อ  $\mathbf{X}_d$  เป็นเมทริกซ์ของส่วนข้อมูล ที่ส่งในช่วงเวลา  $T_d$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{X} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{\rho_T}{\rho}} \mathbf{X}_T \\ \sqrt{\frac{\rho_d}{\rho}} \mathbf{X}_d \end{pmatrix}, \mathbf{S} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_T \\ \mathbf{S}_d \end{pmatrix}, \mathbf{N} = \begin{pmatrix} \mathbf{n}_T \\ \mathbf{n}_d \end{pmatrix} \text{ และ } T = T_T + T_d, \rho T = \rho_T T_T + \rho_d T_d$$

ได้กำหนดให้ความจุของช่องสัญญาณในหน่วยบิตต่อช่องสัญญาณที่ใช้เป็นค่าสูงสุดบนการกระจายของสัญญาณที่ส่ง  $\mathbf{X}_d$  ซึ่งเขียนได้เป็นดังสมการที่ (28)

$$C_T = \sup_{ps_d(\cdot), E\{\|\mathbf{X}_d\|_F^2\} \leq N_{Tx} T_d} \frac{1}{T} I(\mathbf{S}_T, \mathbf{X}_T, \mathbf{S}_d; \mathbf{X}_d) \quad (28)$$

จากสมการที่ (28) พิจารณาพจน์ของ  $I(\bullet)$  จะได้เป็น

$$\begin{aligned} I(\mathbf{S}_T, \mathbf{X}_T, \mathbf{S}_d; \mathbf{X}_d) &= I(\mathbf{S}_d; \mathbf{X}_d | \mathbf{S}_T, \mathbf{X}_T) + \underbrace{I(\mathbf{S}_T, \mathbf{X}_T; \mathbf{X}_d)}_{=0} \\ &= I(\mathbf{S}_d; \mathbf{X}_d | \mathbf{S}_T, \mathbf{X}_T) \end{aligned} \quad (29)$$

เมื่อ  $I(\mathbf{S}_T, \mathbf{X}_T; \mathbf{X}_d) = 0$  เนื่องจาก  $\mathbf{X}_d$  เป็นอิสระต่อกันกับ  $\mathbf{X}_T$  และ  $\mathbf{S}_T$  เมื่อนำสมการที่ (29) ไปแทนในสมการที่ (28) จะได้เป็น

$$C_T = \sup_{p_{s_d}(\bullet), E\{\|x_d\|_F^2\} \leq N_{Tx} T_d} \frac{1}{T} \mathbf{I}(S_d; X_d | S_T, X_T) \quad (30)$$

กำหนดให้  $\hat{H}$  เป็นค่าเฉลี่ยแบบมีเงื่อนไขของ  $H$  (ที่ประมาณค่าด้วย MMSE) จะสามารถเขียนส่วนเฟสของข้อมูลที่ส่งได้ดังสมการที่ (31)

$$S_d = \sqrt{\frac{\rho_d}{N_{Tx}}} X_d \hat{H} + \underbrace{\sqrt{\frac{\rho_d}{N_{Tx}}} X_d H + n_d}_{n'_d} \quad (31)$$

เมื่อ  $\tilde{H} = H - \hat{H}$  เป็นค่าผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 (zero mean channel estimation error) และ

$n'_d$  เป็นผลรวมของสัญญาณรบกวนกับค่าผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เหลืออยู่ (residual channel estimation error)

โดยที่ความจุของช่องสัญญาณนี้ จะมีค่าที่แย่ที่สุดเขียนได้ดังสมการที่ (32)

$$C_T \geq C_{worst} = \inf_{p_{n'_d}(\bullet), \text{tr}(E\{n'_d n_d'^*\}) = N_{Rx} T_d} \sup_{p_{s_d}(\bullet), \text{tr}(E\{X_d X_d^*\}) \leq N_{Tx} T_d} \frac{1}{T} \mathbf{I}(S_d; X_d | \hat{H}) \quad (32)$$

หรือเขียนได้ในอีกรูปแบบหนึ่งเป็น

$$C_T \geq C_{worst} = \min_{R_n, \text{tr}(R_n) = N_{Rx}} \max_{R_X, \text{tr}(R_X) = N_{Tx}} E \left\{ \frac{T - T_T}{T} \right\} \cdot \log \left( \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{\rho_d}{1 + \rho_d \sigma_{\tilde{H}, R_X}^2} \frac{R_n^{-1} \hat{H}^* R_X \hat{H}}{N_{Tx}} \right) \right) \quad (33)$$

จุดมุ่งหมายคือต้องการให้ขอบเขตล่างตัวนี้มีค่ามากที่สุด ซึ่งเราได้เลือกวิธีที่ใช้คือการหาข้อมูล ส่วนของ training  $S_T$  ที่ทำให้ความจุของช่องสัญญาณดีที่สุด

เมื่อกำหนดให้  $R_H = E\{\text{vec}(H)\text{vec}(H)^*\}$ ,  $R_{HS_T} = E\{\text{vec}(H)\text{vec}(S_T)^*\}$ , และ  $R_{S_T} = E\{\text{vec}(S_T)\text{vec}(S_T)^*\}$

$\text{vec}(\bullet)$  เป็นตัวดำเนินการในการเรียงทับซ้อนแถวทั้งหมดของเมทริกซ์ให้กลายเป็นแถวยาวแถวเดียว

การคำนวณเพื่อหาค่าที่ดีที่สุดในการประมาณค่าช่องสัญญาณเราจะให้

$$\mathbf{R}_{\tilde{H}} = \mathbf{R}_H - \mathbf{R}_{HS_T} \mathbf{R}_{S_T}^{-1} \mathbf{R}_{S_T H} \quad (34)$$

จากสมการที่ (34) ในบทความ How much training is needed in multiple-antenna wireless links? ได้กำหนดให้เมทริกซ์ช่องสัญญาณเป็น ช่องสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 หรือหมายถึง ช่องสัญญาณแบบเรย์ลีนั้นเอง แต่เราต้องการให้มีความเป็นกรณีสักไปมากขึ้น ดังนั้น ช่องสัญญาณที่ใช้จะมีค่าเฉลี่ยไม่เป็น 0 หรือให้เป็นช่องสัญญาณแบบโรเซียน โดยที่กำหนดให้ ส่วนอื่นเหมือนกับในบทความ ซึ่งจากสมการที่ (34) เมื่อแทนค่าแล้วจะได้เป็น

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\tilde{H}} &= \mathbf{R}_H - \mathbf{R}_{HS_T} \mathbf{R}_{S_T}^{-1} \mathbf{R}_{S_T H} \\ &= \mathbf{R}_H - \left( \sqrt{\frac{\rho_T}{N_{Tx}}} \mathbf{R}_H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T)^H \right) \\ &\quad \left( \sqrt{\frac{\rho_T}{N_{Tx}}} (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T) \mathbf{R}_H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T)^H \right)^{-1} \left( \sqrt{\frac{\rho_T}{N_{Tx}}} (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T) \mathbf{R}_H \right) \end{aligned} \quad (35)$$

และจากการใช้ matrix inversion lemma

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1} \mathbf{B}) \mathbf{DA}^{-1} \quad (36)$$

จะทำให้สามารถลดรูปสมการที่ (35) เป็นดังสมการที่ (37) ได้

$$\tilde{\mathbf{R}}_H = \left( \mathbf{R}_H^{-1} - \left( \sqrt{\frac{\rho_T}{N_{Tx}}} (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T)^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T) \right) \right)^{-1} \quad (37)$$

ในการหาค่า  $\mathbf{X}_T$  ที่ทำให้ค่า  $\tilde{\mathbf{R}}_H$  มีค่าน้อยที่สุด จะสามารถหาได้ดังนี้

$$\min_{\mathbf{X}_T, \text{tr}(\mathbf{X}_T^H \mathbf{X}_T) = N_{Tx} T_T} \left( \frac{1}{N_{Tx}} \text{tr} \left( \mathbf{R}_H^{-1} - \left( \sqrt{\frac{\rho_T}{N_{Tx}}} (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T)^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T) \right) \right)^{-1} \right) \quad (38)$$

โดยการหา eigenvalue จะทำให้ได้  $\mathbf{R}_H^{-1} = \mathbf{A} \mathbf{A}_1 \mathbf{A}^H$  และ  $(\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T)^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{X}_T) = \mathbf{B} \mathbf{A}_2 \mathbf{B}^H$



เมื่อกำหนดให้ เมทริกซ์  $\mathbf{A}$  และ  $\mathbf{B}$  มีค่าเท่ากับและเป็น unitary matrices,  $\mathbf{A}_1$  และ  $\mathbf{A}_2$  เป็น เมทริกซ์ eigenvalue การหาค่าที่ต่ำที่สุดจะเปลี่ยนเป็น  $\min \left( \text{tr} \left( \mathbf{A}_1 + \frac{\rho}{N_{Tx}} \mathbf{A}_2 \right)^{-1} \right)$

$$\text{เมื่อ } \mathbf{A}_1 = \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_n \end{bmatrix} \text{ และ } \mathbf{A}_2 = \mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & d_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & d_n \end{bmatrix}$$

ซึ่งจะสามารถเปลี่ยนรูปได้เป็น  $\min \left( \left( \sum_{i=1}^n c_i + kd_i \right)^{-1} \right)$  โดยที่  $\text{tr}(\mathbf{A}_2)$  มีค่าคงที่,

$$k = \frac{\rho_T}{N_{Tx}}$$

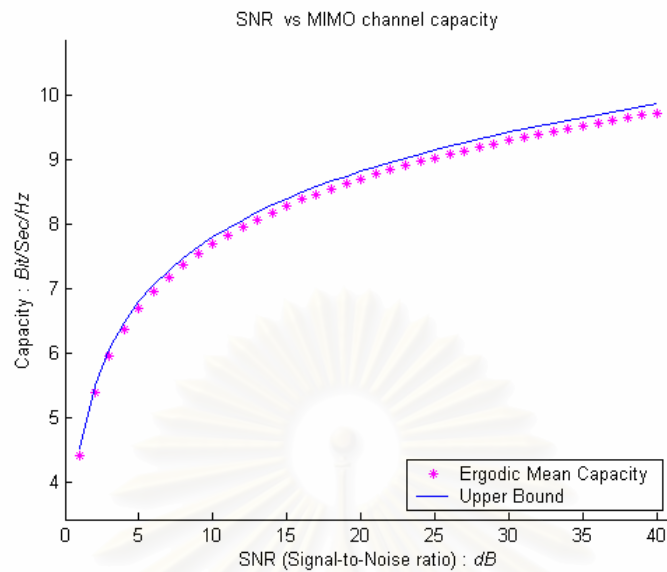
ทั้งนี้ จากการคำนวณแล้ว ผลที่ได้คือ ถ้า  $c_i + kd_i$  มีค่าคงที่แล้ว จะทำให้ได้  $\tilde{R}_H$  มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งก็หมายความว่า สัญญาณในส่วน training ที่ดีนั้นต้องมีความเกี่ยวข้องกับช่องสัญญาณ

### 3. การจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอ

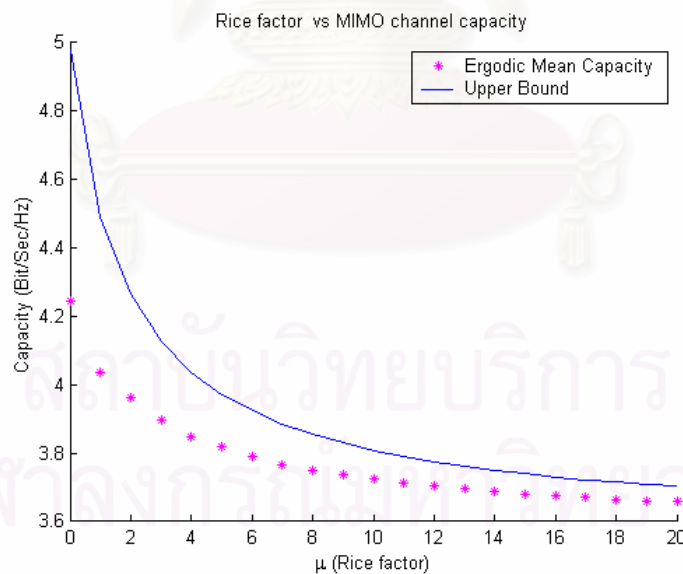
#### 3.1 การจำลองแบบความจุของช่องสัญญาณโดยวิธีการคำนวณค่าความจุของช่องสัญญาณตามที่เสนอไว้

การจำลองแบบนี้เราได้กำหนดค่าตัวแปรสำคัญไว้ในกรณีที่ตัวแปรดังกล่าวไม่มีการเปลี่ยนแปลงดังนี้ มุมในแนว LOS ที่ภาครับและภาคส่ง ( $\phi$  และ  $\varphi$ ) มีค่าเป็น 0, angular spread ที่ภาครับ  $\sigma_\phi = 10$ , angular spread ที่ภาคส่ง  $\sigma_\varphi = 60$ , คาบของการซัดตัวอย่าง  $T_s = 1 \times 10^{-3}$ , ความถี่ดอปเพลอร์  $f = \frac{15}{2\pi T_s}$ , Rice Factor  $\mu = 10$ , อัตราการขยายในเส้นทางตรง  $\alpha = \sqrt{\frac{\mu}{\mu+1}}$ , การเลื่อนเฟส  $\nu = \frac{\pi}{4}$ , SNR  $\rho = 10$ , Sampling instant  $n_T = 200$ , pdf ของช่องสัญญาณเป็นแบบ Gaussian และ สัญญาณรบกวนมีรูปแบบเป็น AWGN โดยการหาขอบเขตบนจะแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการที่ (4) และสมการที่ (5) เพื่อกำหนดเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่จะนำไปใช้ และนำเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จากข้างต้นไปคำนวณในสมการที่ (6) ส่วนการคำนวณความจุที่นำเสนอ จะได้จากการแทนค่าและคำนวณสมการที่ (20) และ (21) จากนั้นนำค่าที่ได้แทนลงในสมการที่ (24)

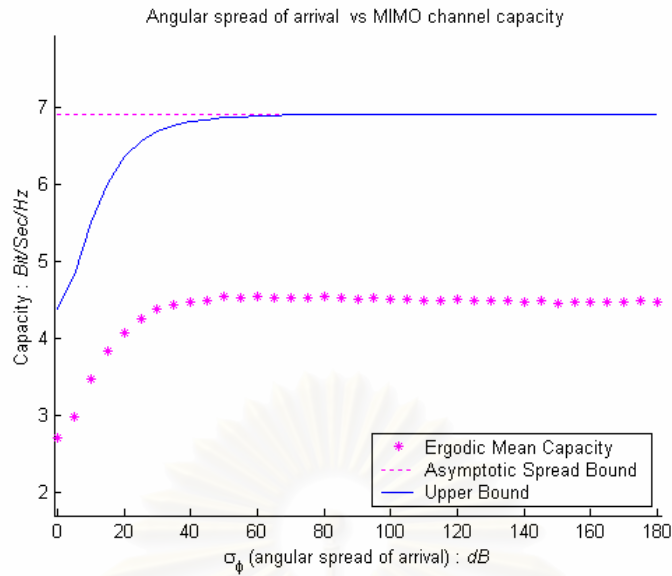
### 3.1.1 กรณีที่ใช้สายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ ข้างละ 2 สาย



รูปที่ 4 การเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณตามวิธีที่นำเสนอกับขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณ เมื่อค่า SNR มีการเปลี่ยนแปลง

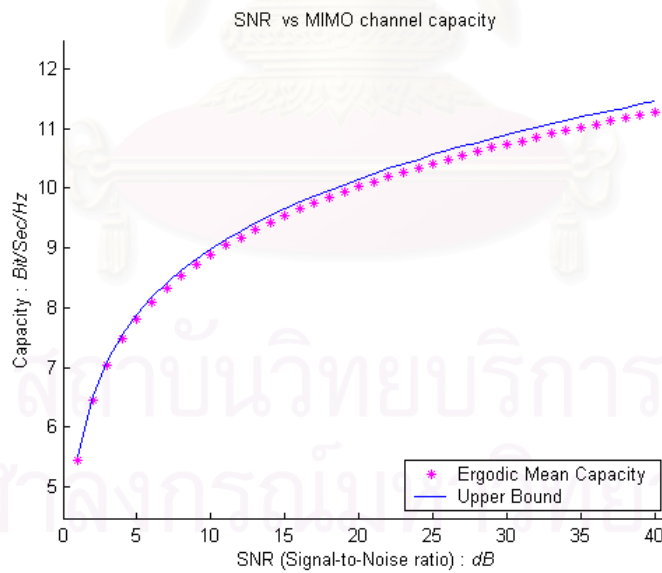


รูปที่ 5 การเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณตามวิธีที่นำเสนอกับขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณ เมื่อค่า rice factor มีการเปลี่ยนแปลง

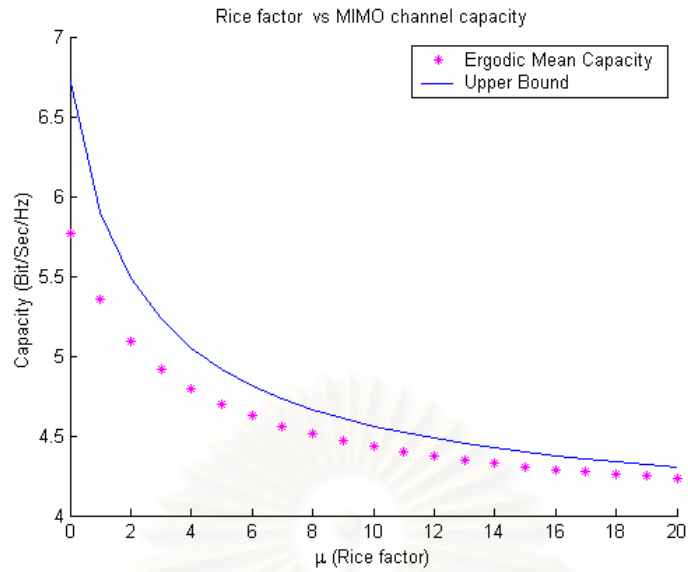


รูปที่ 6 การเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณตามวิธีที่นำเสนอกับขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณ เมื่อค่า angular spread of arrival มีการเปลี่ยนแปลง

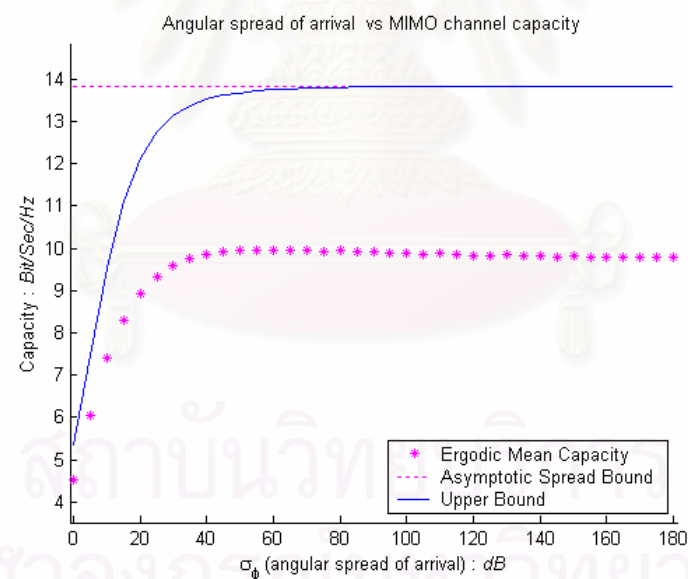
### 3.1.2 กรณีที่ใช้สายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ ข้างละ 4 สาย



รูปที่ 7 การเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณตามวิธีที่นำเสนอกับขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณ เมื่อค่า SNR มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 8 การเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณตามวิธีที่นำเสนอกับขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณ เมื่อค่า rice factor มีการเปลี่ยนแปลง

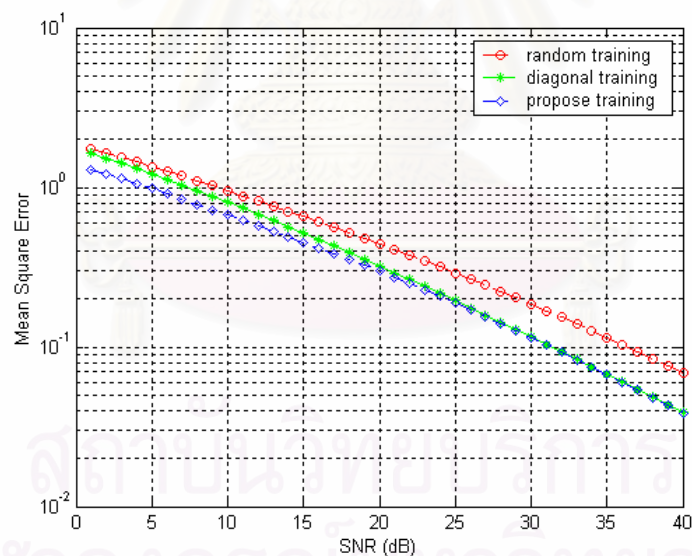


รูปที่ 9 การเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณตามวิธีที่นำเสนอกับขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณ เมื่อค่า angular spread of arrival มีการเปลี่ยนแปลง

### 3.2 การจำลองแบบการเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณโดยใช้วิธีนำ training signal แบบต่าง ๆ มาใช้

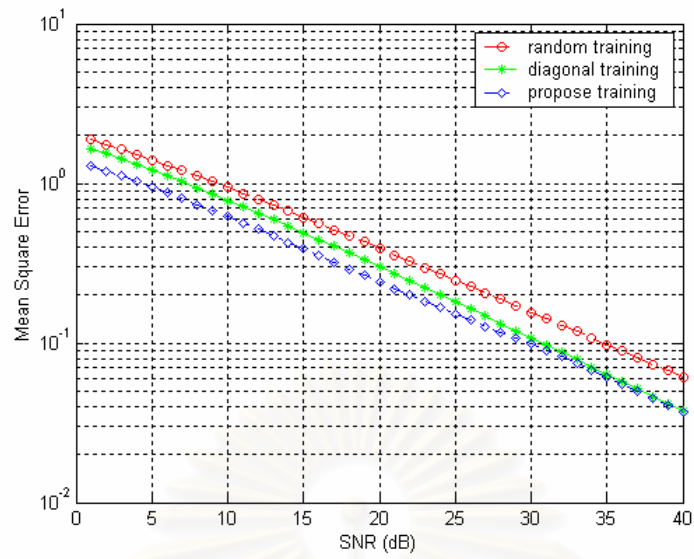
ในการจำลองแบบ เราใช้สมการที่ 38 ในการคำนวณหารูปแบบสัญญาณนำร่องที่นำเสนอน (Propose Training) และจากสมการที่ 34 ในงานวิจัยที่ได้นำมาปรับปรุง ได้มีการคำนวณในช่องสัญญาณแบบเรย์ลี และในงานวิจัยนั้นได้ผลออกมาอยู่ในรูปแบบของเมทริกซ์แนวทแยง (Diagonal Matrix) ซึ่งทำให้เราได้ความคิดที่จะนำเอารูปแบบเมทริกซ์แนวทแยงมาเปรียบเทียบ และเราต้องการทราบว่า นอกเหนือจากรูปแบบของสัญญาณทั้งสองแบบข้างต้นนี้ ยังมีรูปแบบเมทริกซ์อื่น ๆ ที่จะนำมาใช้ประมาณค่าได้ดีกว่าหรือไม่ เราจึงได้ทำการสุ่มรูปแบบเมทริกซ์ขึ้นมาเป็นสัญญาณนำร่องและให้ชื่อว่าสัญญาณนำร่องแบบสุ่ม (Random Matrix) เพื่อเปรียบเทียบอีกด้วย

การจำลองแบบนี้ จำเป็นต้องกำหนดค่าตัวแปรที่จำเป็นดังนี้ จำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับเท่ากับ 2, ช่องสัญญาณใช้ช่องสัญญาณแบบไวเซียนที่มีรูปแบบเป็น Jake Model เพื่อให้ช่องสัญญาณมีความต่อเนื่องกันในแต่ละช่วงเวลามากขึ้น และ สัญญาณรบกวนมีรูปแบบเป็น AWGN

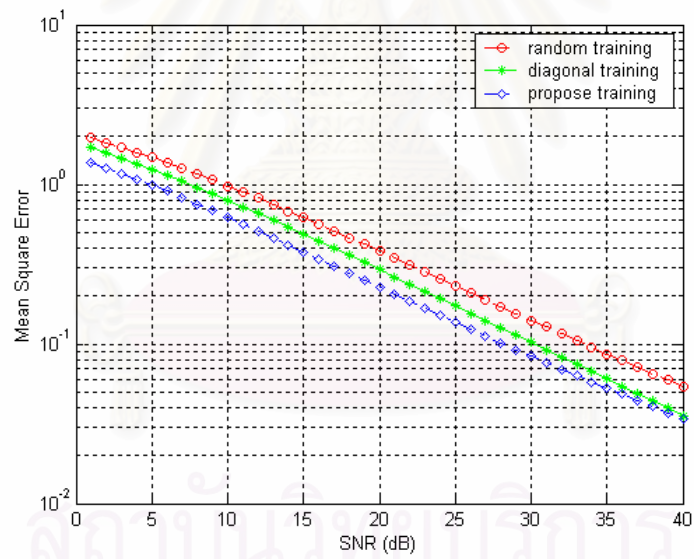


รูปที่ 10 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน ของการใช้ training signal รูปแบบต่าง ๆ เมื่อ rice factor มีค่าเท่ากับ 1

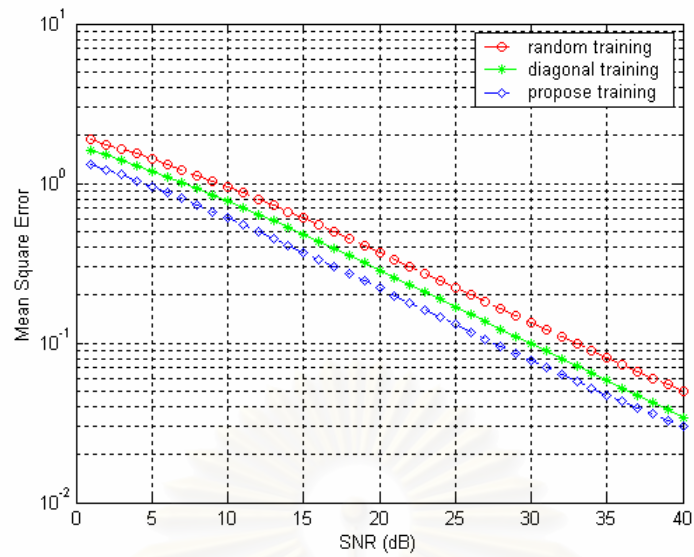




รูปที่ 11 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน ของการใช้ training signal รูปแบบต่างๆ เมื่อ rice factor มีค่าเท่ากับ 2



รูปที่ 12 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน ของการใช้ training signal รูปแบบต่างๆ เมื่อ rice factor มีค่าเท่ากับ 3



รูปที่ 13 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน ของการใช้ training signal รูปแบบต่างๆ เมื่อ rice factor มีค่าเท่ากับ 4

### สรุปผลการศึกษา

เราสามารถเปลี่ยนรูปการหาความจุของช่องสัญญาณใหม่ได้ เป็นเมทริกซ์ที่แยกส่วนของมุมที่รับได้ และส่วนของมุมที่ส่งออกได้ ซึ่งถ้าเรากำหนดสัญญาณ training ให้เป็นดังที่ต้องการได้ เราก็จะสามารถทำให้ความจุของช่องสัญญาณนี้ดีขึ้นได้ด้วย

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## กลุ่มวิจัยย่อย 2

### โพรโทคอลแบบปรับตัวสำหรับการสื่อสารแบบดีพีเอสเคในระบบสื่อสารไร้สายแบบ ร่วมมือ

#### 1.1 เป้าหมายและวัตถุประสงค์

วิเคราะห์สมรรถนะและเสนอโพรโทคอลแบบปรับตัว เพื่อทำหน้าที่ในการเลือกจำนวนและระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่ช่วยส่งต่อสัญญาณรวมทั้งเลือกเส้นทางการส่งสัญญาณ ซึ่งทำให้ระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลที่ต่ำที่สุด ในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ สำหรับในการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือนัยและใช้วิธีการมอดูเลตแบบดีพีเอสเค โดยที่ระบบมีผู้ใช้งานทั้งหมด 3 คน และมีเครื่องรับ 1 เครื่อง ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

#### 1.2 แนวคิดและเหตุผล

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทสำคัญอย่างมากต่อการดำเนินชีวิตประจำวันของมนุษย์และมีการคาดการณ์ว่าในอนาคตการให้บริการการสื่อสารแบบมัลติมีเดียซึ่งประกอบด้วย ข้อมูลภาพ ข้อมูลเสียง และข้อมูลสื่อสาร จะเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังนั้นจึงมีความต้องการ การรับส่งข้อมูลในอัตราความเร็วสูง ซึ่งมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องใช้แบนด์วิดท์ (Bandwidth) เป็นจำนวนมาก แต่เนื่องจากแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณแบบไร้สายที่สามารถนำมาใช้งานได้มีอยู่อย่างจำกัดและเป็นที่รู้กันเป็นอย่างดีว่าช่องสัญญาณแบบไร้สายมีความไม่แน่นอนสูง อันเนื่องมาจากสภาพภูมิศาสตร์ที่เปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา การเคลื่อนที่ของผู้ใช้งาน รวมถึงการจางหายของสัญญาณ (Fading) ซึ่งเกิดจาก การสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระเจิง (Scattering) ที่เกิดจากสิ่งกีดขวางต่างๆ ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอระบบสื่อสารแบบไร้สายที่มีความสามารถในการรองรับความต้องการ ดังกล่าวข้างต้น สามารถทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณแบบไร้สาย และสามารถเพิ่มความน่าเชื่อถือให้แก่ระบบสื่อสารไร้สายได้ ซึ่งเรียกว่า การสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก (Multiple-Input Multiple-Output Communications : MIMO)

ในทางปฏิบัติการที่จะนำเอาเสาอากาศจำนวนมากติดตั้งยังอุปกรณ์สื่อสารแบบเคลื่อนที่นั้นเป็นไปได้ยากซึ่งปกติแล้วอุปกรณ์สื่อสารต้องทำให้มีขนาดเล็ก เพื่อความสะดวกสบายสำหรับการพกพาและใช้พลังงานไฟฟ้าต่ำ ดังนั้นจึงมีการคิดค้นระบบสื่อสารไร้สายแบบใหม่ที่มีความสามารถเพิ่มอัตราการขยายโดเวอร์ซิตีได้เช่นเดียวกับ ระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก แต่ไม่มีความจำเป็นต้องติดตั้งเสาอากาศจำนวนมากที่อุปกรณ์สื่อสาร เรียก

ระบบสื่อสารชนิดนี้ว่า ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ (Wireless Cooperative Communication System)

ระบบสื่อสารที่ใช้งานในปัจจุบันสามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ การสื่อสารแบบร่วมมือ (Coherent Communications) และการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือ (Noncoherent Communications) ทั้งสองแบบนี้มีคุณสมบัติแตกต่างกันซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ การสื่อสารแบบร่วมมือเป็นการสื่อสารที่เครื่องรับจะพิจารณาการประมาณค่าของสัญญาณเพื่อใช้สำหรับการตีเทคข้อมูล ดังนั้นหากต้องการ การส่งข้อมูลที่มีค่าความผิดพลาดบิตต่ำจะต้องใช้กรรมวิธีการประมาณค่าของสัญญาณที่ซับซ้อน เพื่อให้ได้ค่าใกล้เคียงกับช่องสัญญาณทางด้านเครื่องส่งให้มากที่สุด ซึ่งทำให้การออกแบบเครื่องรับมีความซับซ้อนและยุ่งยากมาก แต่สำหรับการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือนั้นเป็นการสื่อสารที่เครื่องรับไม่จำเป็นต้องทำการประมาณค่าของสัญญาณที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูล ซึ่งในการส่งข้อมูลจะใช้สัญญาณก่อนหน้านั้นเป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้สำหรับการตีเทคข้อมูลทางด้านเครื่องรับ ดังนั้นจึงทำให้การออกแบบเครื่องรับมีความซับซ้อนน้อย จากเหตุผลดังกล่าวมาข้างต้นจึงทำให้การส่งข้อมูลในการสื่อสารแบบร่วมมือ มีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากกว่า 3 เดซิเบล เมื่อเทียบกับการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือ ในตำแหน่งค่าอัตราความผิดพลาดบิตเดียวกันและเนื่องจากในการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือนั้นไม่ยุ่งยากซับซ้อน และใช้งบประมาณในการลงทุนน้อย แต่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลเป็นที่ยอมรับได้ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงทำการศึกษาระบบการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือ จากงานวิจัยที่ผ่านมาได้ศึกษาการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับกรณีการสื่อสารแบบไม่ร่วมมือ ดังนี้คือ

ในปี ค.ศ. 2005 นักวิจัยชื่อ T.Himsoon ได้นำเสนอวิธีการวิเคราะห์สมรรถนะของการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน ช่วยร่วมกันส่งสัญญาณ โดยใช้วิธีการมอดูเลตแบบ Quadrature-Differential Phase Shift Keying (Q-DPSK) สำหรับการส่งข้อมูลในโพทโทคอลแบบไม่เปลี่ยนแปลงและผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะส่งต่อสัญญาณแบบ Amplify-and-Forward ไปยังเครื่องรับ ต่อมาในปีเดียวกัน นักวิจัยชื่อ P.Tarasak ได้เสนอวิธีการวิเคราะห์สมรรถนะของการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน เช่นเดียวกับ นักวิจัยชื่อ T.Himsoon แต่นักวิจัยชื่อ P.Tarasak ได้พิจารณาในรูปแบบโพทโทคอลแบบเลือกโดยที่ผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะส่งต่อสัญญาณแบบ Decode-and-Forward ไปยังเครื่องรับ และทำการเข้ารหัสแบบการตรวจสอบด้วยส่วนซ้ำซ้อนแบบวน (cyclic redundancy check :CRC) ก่อนการมอดูเลตแบบ Q-DPSK สำหรับการส่งข้อมูล ในการร่วมกันส่งข้อมูลของระบบนั้นมีการส่งสัญญาณในรูปแบบของการเข้ารหัส

ปริภูมิ-เวลา ด้วยรหัส Alamouti และต่อมานักวิจัยชื่อ Qiang Zhao ได้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน เช่นกัน สำหรับการส่งข้อมูลในโพรโทคอลแบบไม่เปลี่ยนแปลงและผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะส่งต่อสัญญาณแบบ Amplify-and-Forward ไปยังเครื่องรับเช่นเดียวกัน แต่ได้เสนอการวิเคราะห์จากฟังก์ชันความหนาแน่นของค่าความน่าจะเป็น (Probability Density Function)

จากการศึกษางานวิจัยของ T.Himsoon P.Tarasak และ Qiang Zhao ซึ่งได้เสนอการวิเคราะห์สมรรถนะการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือในกรณีที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน ร่วมกันส่งสัญญาณเท่านั้น ดังนั้นรายงานฉบับนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ ในกรณีที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้งานมากกว่า 2 คนขึ้นไป และเมื่อระบบมีผู้ใช้งานมากกว่า 2 คน เส้นทางสำหรับการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือก็มีเส้นทางเพิ่มมากขึ้นและค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลในแต่ละเส้นทางก็มีค่าแตกต่างกัน ยกตัวอย่างเช่น ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือมีผู้ใช้งานทั้งหมดในระบบ 3 คน จึงทำให้มีผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับมีจำนวน 2 คน ดังนั้นจึงมีจำนวนเส้นทางการส่งสัญญาณทั้งหมด 4 เส้นทาง คือ การส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน กรณีเลือกผู้ใช้งานทำหน้าที่เป็น Relay 1 ช่วยส่งต่อสัญญาณ การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน กรณีเลือกผู้ใช้งานทำหน้าที่เป็น Relay 2 ช่วยส่งต่อสัญญาณและการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน ตามลำดับ จากคุณสมบัติของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ จะทำให้ระบบมีค่าอัตราขยายไวด์เวอริตีที่มีค่าเพิ่มสูงขึ้น จึงส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลที่ได้มีค่าลดต่ำลง และจากคุณสมบัติของอัตราขยายไวด์เวอริตีจะส่งผลต่อระบบเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงๆ ดังนั้น การส่งสัญญาณโดยที่ไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ จึงทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าต่ำที่สุดในกรณีที่ระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนน้อยๆ แต่ในขณะเดียวกันหากค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้นไป การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คนและ 2 คน ก็จะมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดต่ำลงตามลำดับ และอีกปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดต่ำลง นั่นก็คือ ค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณ และเนื่องจากช่องสัญญาณในแต่ละช่องที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูลนั้นเป็นช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งอยู่ตลอดเวลา ซึ่งทำให้ค่าแวกเรียนซ์ของแต่ละช่วงเวลาที่เกิดขึ้นตลอดการส่งข้อมูลนั้นไม่คงที่ ดังนั้นการเลือกเส้นทาง การระบุผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับ รวมทั้งการเลือกเส้นทางการส่งสัญญาณที่เหมาะสม ภายใต้



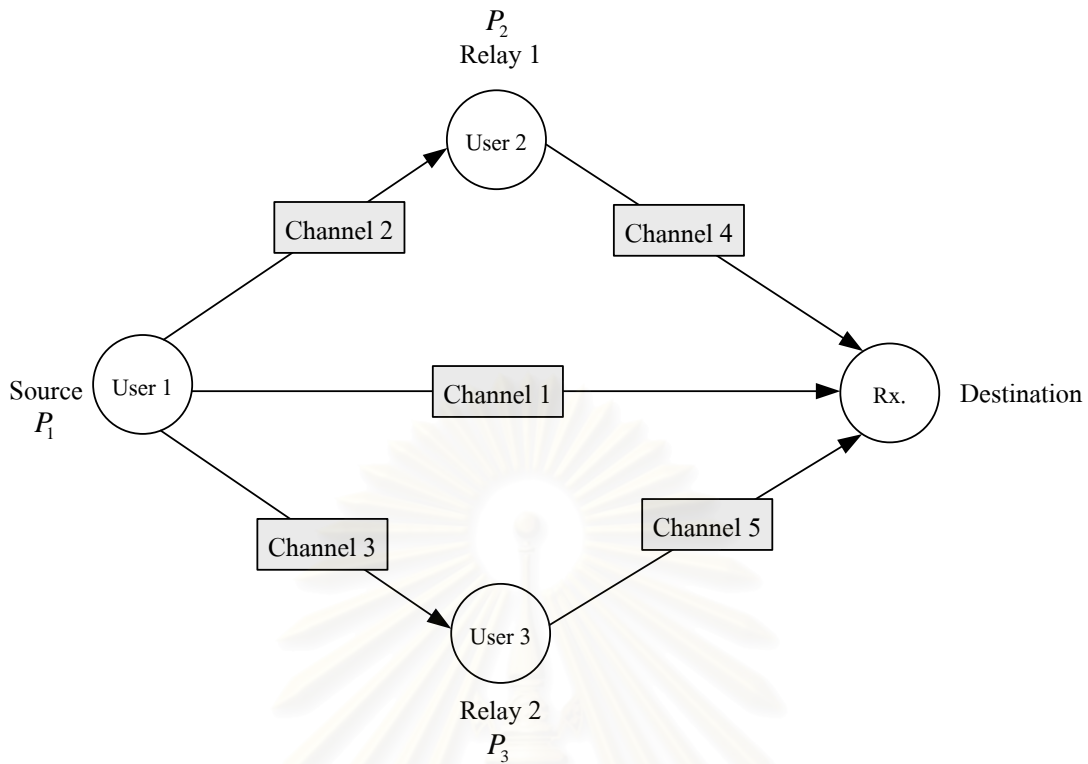
ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งตลอดเวลา เพื่อให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่าต่ำที่สุดในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่ามากกว่า 2 คนขึ้นไปจึงเป็นประเด็นที่น่าสนใจ

ในปีค.ศ. 2006 นักวิจัยชื่อ C.Pirak ได้นำเสนอโพรโทคอลแบบปรับตัว (Adaptive Protocol) สำหรับทำหน้าที่ในการเลือกจำนวนและระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่ช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับและเลือกเส้นทางการส่งสัญญาณได้อย่างเหมาะสม ซึ่งส่งผลทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด ภายใต้การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งราบแบบเรย์ลี (Flat Rayleigh Fading) ในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับการสื่อสารแบบร่วมนัย ดังนั้นจึงนำแนวความคิดและหลักการทำงานของโพรโทคอล แบบปรับตัว มาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับการสื่อสารแบบไม่ร่วมนัยที่มีจำนวนผู้ใช้งานมากกว่า 2 คน เพื่อให้ระบบมีสมรรถนะของการส่งข้อมูลที่ดีที่สุด ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งราบแบบเรย์ลี

## 2. ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่เสนอ

ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอประกอบด้วยจำนวนผู้ใช้งานในโครงข่ายทั้งหมด 3 คน และมีเครื่องรับปลายทาง 1 เครื่อง โดยกำหนดให้ ผู้ใช้งานคนที่ 1 ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง ผู้ใช้งานคนที่ 2 และ 3 ทำหน้าที่เป็น Relay 1 และ Relay 2 ตามลำดับ ในการส่งต่อสัญญาณจาก Relay ไปยังเครื่องรับ พิจารณาการส่งต่อสัญญาณแบบ Amplify-and-Forward ผ่านช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งราบแบบเรย์ลี ในการสื่อสารแบบไม่ร่วมนัย ซึ่งใช้การมอดูเลตแบบ ดีพีเอสเค (DPSK) สำหรับการส่งสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 1

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 1 ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอก

จากรูปที่ 1 การส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานคนที่ 1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง เพื่อส่งสัญญาณไปยังเครื่องรับปลายทาง กำหนดให้อัตราการมอดูเลตแบบเต็มอัตราและพิจารณาผลรวมของกำลังส่งสัญญาณเท่ากับ  $(P = 1)$  ซึ่งสามารถแบ่งการส่งสัญญาณและการมอดูเลตออกได้ 3 แบบ ดังนี้คือ

1. การส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ (Noncooperation Strategy) ใช้การมอดูเลตแบบ B-DPSK สำหรับการส่งสัญญาณและผลรวมของกำลังส่งสัญญาณเท่ากับ  $P = P_1$
2. การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน (1-Relay Cooperation Strategy) ซึ่งสามารถเลือกผู้ใช้งานคนที่ 2 หรือ 3 สำหรับการส่งสัญญาณแบบนี้จะใช้การมอดูเลตแบบ Q-DPSK และผลรวมของกำลังส่งสัญญาณเท่ากับ  $P = P_1 + P_2$  หรือ  $P = P_1 + P_3$
3. การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน (2-Relay Cooperation Strategy) สำหรับการส่งสัญญาณแบบนี้จะใช้การมอดูเลตแบบ 8-DPSK และผลรวมของกำลังส่งสัญญาณเท่ากับ  $P = P_1 + P_2 + P_3$

ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอกใช้วิธีการมอดูเลตแบบดีพีเอสเค สำหรับการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ดังนั้นจึงสามารถเขียน สมการของสัญญาณที่ผ่าน การมอดูเลต ดังสมการที่ (1)

$$S(n) = e^{j\phi} S(n-1) \quad (1)$$

โดยที่  $S(n)$  คือ ข้อมูลสำหรับการมอดูเลตแบบดีพีเอสเค ณ เวลาใดๆ

$$\phi = \frac{2\pi i}{M}, i = 0, 1, 2, \dots, M-1 \text{ คือ มุมเฟสของสัญญาณอ้างอิง}$$

$M$  คือ จำนวนคอนสเทลเลชันของการมอดูเลต

การส่งสัญญาณแบบร่วมมือในระบบสื่อสารไร้สายที่เสนอในรูปแบบที่ 1 สามารถแบ่งการส่งสัญญาณออกเป็น 2 เฟส ดังนี้

เฟสที่ 1 ( $0 - \frac{T}{2}$ ): เป็นช่วงเวลาที่ผู้ใช้คนที่ 1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง กระจายสัญญาณไปยังเครื่องรับปลายทางและผู้ใช้งานทั้ง 2 คน พร้อม ๆ กันในช่องสัญญาณไร้สายสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ซึ่งสามารถแทนสัญญาณที่รับได้จากเครื่องรับ, Relay 1 และ Relay 2 แทนด้วย  $Y_{SD}$ ,  $Y_{SR_1}$  และ  $Y_{SR_2}$  ตามลำดับ ดังสมการที่ (2) - (4)

$$Y_{SD} = \sqrt{P_1} h_{SD} + n_{SD} \quad (2)$$

$$Y_{SR_1} = \sqrt{P_1} h_{SR_1} + n_{SR_1} \quad (3)$$

$$Y_{SR_2} = \sqrt{P_1} h_{SR_2} + n_{SR_2} \quad (4)$$

โดยที่  $h_{SD}$ ,  $h_{SR_1}$  และ  $h_{SR_2}$  คือ ช่องสัญญาณสำหรับการส่งสัญญาณระหว่างผู้ใช้คนที่ 1 (เครื่องส่ง) ไปยังเครื่องรับ ไปยังผู้ใช้คนที่ 2 (Relay 1) และ ไปยังผู้ใช้คนที่ 3 (Relay 2) ตามลำดับ

$n_{SD}$ ,  $n_{SR_1}$  และ  $n_{SR_2}$  คือ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างผู้ใช้คนที่ 1 (เครื่องส่ง) ไปยังเครื่องรับ ไปยังผู้ใช้คนที่ 2 (Relay 1) และไปยังผู้ใช้คนที่ 3 (Relay 2) ตามลำดับ

$P_1$  คือ กำลังส่งสัญญาณจากผู้ใช้คนที่ 1 (เครื่องส่ง)

เฟสที่ 2 ( $0 - \frac{T}{2}$ ): ผู้ใช้งานคนที่ 2 และ 3 ซึ่งทำหน้าที่เป็น Relay ช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับ ซึ่งสามารถแทนสัญญาณที่รับได้จากเครื่องรับแทนด้วย  $Y_{R_1D}$  และ  $Y_{R_2D}$  ตามลำดับ ดังสมการที่ (5) ถึง (6)

$$Y_{R_1D} = \sqrt{\tilde{P}_2} h_{R_1D} + n_{R_1D} \quad (5)$$

$$Y_{R_2D} = \sqrt{\tilde{P}_3} h_{R_2D} + n_{R_2D} \quad (6)$$

$$\tilde{P}_2 = \begin{cases} \frac{P_2}{P_1 \delta_{SR_1}^2 + N_0} & ; \quad \text{If relay 1 is selected} \\ 0 & ; \quad \text{Other} \end{cases} \quad (7)$$

$$\tilde{P}_3 = \begin{cases} \frac{P_3}{P_1 \delta_{SR_2}^2 + N_0} & ; \quad \text{If relay 2 is selected} \\ 0 & ; \quad \text{Other} \end{cases} \quad (8)$$

โดยที่  $h_{R_1D}$  และ  $h_{SR_2}$  คือ ช่องสัญญาณสำหรับการส่งสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 2 (Relay 1) และผู้ใช้งานคนที่ 3 (Relay 2) ไปยังเครื่องรับ ตามลำดับ

$n_{R_1D}$  และ  $n_{R_2D}$  คือ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 2 (Relay 1) และผู้ใช้งานคนที่ 3 (Relay 2) ไปยังเครื่องรับ ตามลำดับ

$P_2$  คือ กำลังส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานคนที่ 2 (Relay 1)

$P_3$  คือ กำลังส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานคนที่ 3 (Relay 2)

$\delta_{SR_1}^2$  และ  $\delta_{SR_2}^2$  คือ แวเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 (เครื่องส่ง) ไปยังผู้ใช้งานคนที่ 2 (Relay 1) และไปยังผู้ใช้งานคนที่ 3 (Relay 2) ตามลำดับ

$N_0$  คือ แวเรียนซ์ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN)

เนื่องจากระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่เสนอ มีการส่งข้อมูลชุดเดียวกันมากกว่า 1 สัญญาณ ไปยังเครื่องรับเดียวกัน เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดนำไปใช้งาน ดังนั้นจึงใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (MRC) สามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (9)

$$Z = a_1 Y_{SD} + a_2 Y_{R_1D} + a_3 Y_{R_2D} \quad (9)$$

เมื่อ  $a_1, a_2$  และ  $a_3$  คือ สัมประสิทธิ์ของการรวมสัญญาณ

$$a_1 = \frac{P_1 \delta_{SD}^2}{N_0} \quad (13)$$

$$a_2 = \frac{P_1 P_2 \delta_{SR_1}^2 \delta_{R_1D}^2}{N_0 [P_1 \delta_{SR_1}^2 + P_2 \delta_{R_1D}^2 + N_0]} \quad (14)$$

และ

$$a_3 = \frac{P_1 P_3 \delta_{SR_2}^2 \delta_{R_2D}^2}{N_0 [P_1 \delta_{SR_2}^2 + P_3 \delta_{R_2D}^2 + N_0]} \quad (15)$$

การถอดรหัสสัญญาณทางด้านเครื่องรับสามารถอธิบายได้จากสมการที่ (16)

$$\hat{S}(n) = \arg_{m=0,1,2,\dots,M-1} \max \text{Re} [e^{-j\phi_m} \cdot Z] \quad (16)$$

โดยที่  $\hat{S}(n)$  คือ ข้อมูลที่ได้จากการถอดรหัสทางด้านเครื่องรับ และ  $Re[ ]$  คือ ตัวปฏิบัติการจำนวนจริง

## 2.1 การวิเคราะห์ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินผิดพลาดของข้อมูลผิดพลาดบิตสำหรับ ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งราบแบบเรย์ลี

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือโดยจะวิเคราะห์จาก ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินผิดพลาดของข้อมูลผิดพลาดของการส่งข้อมูล และเนื่องจากระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอศึกษาในระบบการสื่อสารแบบไม่ร่วมนัย ซึ่งใช้วิธีการมอดูเลตแบบ ดีพีเอสเค สำหรับการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งราบแบบเรย์ลีและใช้เทคนิคการรวมสัญญาณทางด้านเครื่องรับแบบทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุดตั้งนั้นจึงสามารถหาค่า อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนรวมของระบบที่นำเสนอดังสมการที่ (17)

$$\gamma \approx \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 \quad (17)$$

เมื่อ

$$\gamma_1 = \frac{P_1 |h_{SD}|^2}{N_0} \quad (18)$$

$$\gamma_2 = \frac{P_1 P_2 |h_{SR_1}|^2 |h_{R_1 D}|^2}{N_0 [P_1 |h_{SR_1}|^2 + P_2 |h_{R_1 D}|^2 + N_0]} \quad (19)$$

และ

$$\gamma_3 = \frac{P_1 P_3 |h_{SR_2}|^2 |h_{R_2 D}|^2}{N_0 [P_1 |h_{SR_2}|^2 + P_3 |h_{R_2 D}|^2 + N_0]} \quad (20)$$

สมการโดยทั่วไปในการหาค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินผิดพลาดของข้อมูลผิดพลาดของการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายที่มีการมอดูเลตแบบดีพีเอสเค สามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (21)

$$P_{(DPSK)} = \frac{\xi}{2^{2L} \pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp[-\gamma \alpha(\theta)] d\theta \quad (21)$$

โดยที่

$\xi = 1$  สำหรับกรณีที่พิจารณาการมอดูเลตแบบ B-DPSK

หรือ  $\xi = \frac{4}{\log_2 M}$  สำหรับกรณีที่พิจารณาการมอดูเลตตั้งแต่  $M$  มากกว่า 2 ขึ้นไป เช่น Q-DPSK,

8-DPSK เป็นต้น

$$\alpha(\theta) = \frac{b^2(1 + 2\beta \sin \theta + \beta^2)}{2} \quad \text{โดย } 0 < \beta = \frac{a}{b} \leq 1$$

$a, b$  คือ ค่าคงที่สำหรับการมอดูเลตแบบต่างๆ

$L$  คือ จำนวนของช่องสัญญาณทางด้านเครื่องรับ

$\gamma$  คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนรวมของระบบ

$f(\theta)$  คือ ฟังก์ชันที่ใช้สำหรับการมอดูเลตแบบต่างๆ

ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอสามารถแบ่งการส่งสัญญาณและวิธีการมอดูเลตออกได้ 3 แบบ ดังนั้น สามารถหาค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลในแต่ละแบบดังนี้คือ

1. ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลในกรณีที่ มีการส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ ซึ่งใช้การมอดูเลตแบบ B-DPSK สำหรับการส่งสัญญาณ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (22)

$$P_{B-DPSK}^{Noncoop} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp[-\gamma_1 \alpha(\theta)] d\theta \quad (22)$$

จากสมการที่ (22) ใช้ Moment Generating Function (MGF) เพื่อช่วยหาผลลัพธ์ของสมการในเทอมเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$P_{B-DPSK}^{Noncoop} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) M_{\gamma_1}(\theta) d\theta \quad (23)$$

$$\text{โดยที่ } f(\theta) = \frac{b^2(1-\beta^2)}{2\alpha(\theta)} \quad (24)$$

$$M_{\gamma_1}(\theta) = \frac{1}{1+k_{SD}(\theta)} \quad (25)$$

$$\text{และ } k_{SD}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1 \delta_{SD}^2}{N_0} \quad (26)$$

เพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณ สามารถเขียนสมการ ความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณของการส่งข้อมูลได้ดังนี้

$$P_{B-DPSK}^{Noncoop} \approx \frac{N_0}{P_1 \delta_{SD}^2} I(\beta, \theta) \quad (27)$$

$$\text{เมื่อ } I(\beta, \theta) = \frac{1}{2\pi b^2} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{f_B(\theta)}{(1+2\beta \sin \theta + \beta^2)^2} d(\theta) \quad (28)$$

และ  $f_B(\theta) = (1-\beta^2)$  ในกรณีการมอดูเลตแบบ B-DPSK จะใช้ค่าคงที่  $a = 10^{-3}$ ,  $b = \sqrt{2}$

และผลรวมของกำลังส่งสัญญาณทั้งหมดเท่ากับ  $P = P_1 = 1$

2. ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลในกรณีที่ มีการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน ซึ่งสามารถเลือกผู้ใช้งานคนที่ 2 หรือ 3 ได้



เพียงหนึ่งคนเท่านั้น สำหรับการส่งสัญญาณแบบนี้จะทำการมอดูเลตแบบ Q-DPSK ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (29)

$$P_{Q-DPSK}^{1-Relay} = \frac{1}{8\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp[-(\gamma_1 + \gamma_2)\alpha(\theta)] d\theta \quad (29)$$

จากสมการที่ (29) ใช้ Moment Generating Function (MGF) เพื่อช่วยหาผลลัพธ์ของสมการในทอแมเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่ ได้ดังนี้

$$P_{Q-DPSK}^{1-Relay} = \frac{1}{8\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) M_{\gamma_1}(\theta) M_{\gamma_2}(\theta) d\theta \quad (30)$$

$$\text{โดยที่ } f(\theta) = \frac{b^2 [(1-\beta^2)(3+\cos(2\theta)) - (\beta^{-1} - \beta^3)\sin(\theta)]}{2\alpha(\theta)} \quad (31)$$

ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูล ในกรณีที่มีการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน โดยที่ระบบเลือกผู้ใช้งานคนที่ 2 (Relay 1) ช่วยส่งต่อสัญญาณซึ่งกำหนดให้ค่าของ  $M_{\gamma_1}(\theta)$  มีค่าดังสมการที่ (25) และ ค่า  $M_{\gamma_2}(\theta)$  สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$M_{\gamma_2}(\theta) = \frac{1}{1+k_{SR_1}(\theta)} \left[ 1 + \frac{P_1 \delta_{SR_1}^2}{P_2 \delta_{R_1D}^2} \frac{k_{SR_1}(\theta)}{1+k_{SR_1}(\theta)} Z_{\gamma_2} \right] \quad (32)$$

$$\text{โดยที่ } k_{SR_1}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1 \delta_{SR_1}^2}{N_0} \quad (33)$$

$$Z_{\gamma_2} = \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{u}{\delta_{R_1D}^2}\right) [u + R_{\gamma_2}(\theta)]^{-1} du \quad (3.34)$$

$$\text{และ } R_{\gamma_2}(\theta) = \frac{P_1 \delta_{SR_1}^2 + N_0}{P_2} \left[ 1 + \frac{P_1 \delta_{SR_1}^2 b^2 (1 + 2\beta \sin(\theta) + \beta^2)}{2N_0} \right]^{-1} \quad (35)$$

เพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณ สามารถเขียนสมการ ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลโดยประมาณของการส่งข้อมูลได้ดังนี้

$$P_{Q-DPSK}^{1-Relay(1)} \approx \frac{P_2 \delta_{R_1D}^2 + (P_1 \delta_{SR_1}^2 + 1) Z_{\gamma_2}}{P_1^2 P_2 \delta_{SD}^2 \delta_{SR_1}^2 \delta_{R_1D}^2} N_0^2 I(\beta, \theta) \quad (36)$$

$$\text{เมื่อ } I(\beta, \theta) = \frac{1}{2\pi b^4} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{f_Q(\theta)}{(1 + 2\beta \sin \theta + \beta^2)^3} d(\theta) \quad (37)$$

$f_Q(\theta) = (1-\beta^2)(3+\cos(2\theta)) - (\beta^{-1} - \beta^3)\sin(\theta)$  ในกรณีการมอดูเลตแบบ Q-DPSK จะใช้ค่าคงที่  $a = \sqrt{2-\sqrt{2}}$ ,  $b = \sqrt{2+\sqrt{2}}$  และผลรวมของกำลังส่งสัญญาณทั้งหมดเท่ากับ

$$P = P_1 + P_2 = 1$$

จากสมการที่ (30) และ (36) สามารถหาค่าขอบเขตบนและขอบเขตล่างของค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลโดยการแทนค่า  $\theta = \frac{\pi}{2}$  และ  $\theta = -\frac{\pi}{2}$  ตามลำดับ ในสมการที่ (35)

ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูล ในกรณีที่มีการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน โดยที่ระบบเลือกผู้ใช้งานคนที่ 3 (Relay 2) ช่วยส่งต่อสัญญาณ ซึ่งกำหนดให้ค่าของ  $M\gamma_1(\theta)$  มีค่าดังสมการที่ (25) และ ค่า  $M\gamma_2(\theta)$  สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$M\gamma_2(\theta) = \frac{1}{1 + k_{SR_2}(\theta)} \left[ 1 + \frac{P_1 \delta_{SR_2}^2}{P_3 \delta_{R_2D}^2} \frac{k_{SR_2}(\theta)}{1 + k_{SR_2}(\theta)} Z\gamma_2 \right] \quad (40)$$

$$\text{โดยที่} \quad k_{SR_2}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1 \delta_{SR_2}^2}{N_0} \quad (41)$$

$$Z\gamma_2 = \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{u}{\delta_{R_2D}^2}\right) [u + R\gamma_2(\theta)]^{-1} du \quad (42)$$

และ

$$R\gamma_2(\theta) = \frac{P_1 \delta_{SR_2}^2 + N_0}{P_3} \left[ 1 + \frac{P_1 \delta_{SR_2}^2 b^2 (1 + 2\beta \sin(\theta) + \beta^2)}{2N_0} \right]^{-1} \quad (43)$$

เพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณ สามารถเขียนสมการ ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณของการส่งข้อมูลได้ดังนี้

$$P_{Q-DPSK}^{1-Relay(2)} \approx \frac{P_3 \delta_{R_2D}^2 + (P_1 \delta_{SR_2}^2 + 1) Z\gamma_2}{P_1^2 P_3 \delta_{SD}^2 \delta_{SR_2}^2 \delta_{R_2D}^2} N_0^2 I(\beta, \theta) \quad (44)$$

$$\text{เมื่อ} \quad I(\beta, \theta) = \frac{1}{2\pi b^4} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{f_Q(\theta)}{(1 + 2\beta \sin \theta + \beta^2)^3} d(\theta) \quad (45)$$

$f_Q(\theta) = (1 - \beta^2)(3 + \cos(2\theta)) - (\beta^{-1} - \beta^3) \sin(\theta)$  ในกรณีการมอดูเลตแบบ Q-DPSK จะใช้ค่าคงที่  $a = \sqrt{2 - \sqrt{2}}$ ,  $b = \sqrt{2 + \sqrt{2}}$  และผลรวมของกำลังส่งสัญญาณทั้งหมดเท่ากับ  $P = P_1 + P_3 = 1$

จากสมการที่ (30) และ (44) สามารถหาค่าขอบเขตบนและขอบเขตล่างของค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลโดยการแทนค่า  $\theta = \frac{\pi}{2}$  และ  $\theta = -\frac{\pi}{2}$  ตามลำดับ ในสมการที่ (43)

3. ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลในกรณีที่มีการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน สำหรับการส่งสัญญาณแบบนี้จะใช้การมอดูเลตแบบ 8-DPSK ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (48)

$$P_{8-DPSK}^{2-Relay} = \frac{1}{48\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp[-(\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3)\alpha(\theta)] d\theta \quad (48)$$

จากสมการที่ (48) ใช้ Moment Generating Function (MGF) เพื่อช่วยหาผลลัพธ์ของสมการในเทอม เอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่ ได้ดังนี้

$$P_{8-DPSK}^{2-Relay} = \frac{1}{48\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) M\gamma_1(\theta) M\gamma_2(\theta) M\gamma_3(\theta) d\theta \quad (49)$$

โดยที่

$$f(\theta) = \frac{b^2[10(1-\beta^2) + (5-5\beta^2-\beta^{-2}+\beta^4)\cos(2\theta) - 5(\beta^{-1}-\beta^3)\sin(\theta) - (\beta^{-1}-\beta^3)\sin(3\theta)]}{2\alpha(\theta)}, \quad (50)$$

ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูล ในกรณีที่มีการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน ซึ่งกำหนดค่าของ  $M\gamma_1(\theta)$  มีค่าดังสมการที่ (25), ค่า  $M\gamma_2(\theta)$  มีค่าดังสมการที่ (32) และค่า  $M\gamma_3(\theta)$  สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$M\gamma_3(\theta) = \frac{1}{1+k_{SR_2}(\theta)} \left[ 1 + \frac{P_1\delta_{SR_2}^2}{P_3\delta_{R_2D}^2} \frac{k_{SR_2}(\theta)}{1+k_{SR_2}(\theta)} Z\gamma_3 \right] \quad (51)$$

$$\text{โดยที่} \quad k_{SR_2}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1\delta_{SR_2}^2}{N_0} \quad (52)$$

$$Z\gamma_3 = \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{u}{\delta_{R_2D}^2}\right) [u + R\gamma_3(\theta)]^{-1} du \quad (53)$$

$$\text{และ} \quad R\gamma_3(\theta) = \frac{P_1\delta_{SR_2}^2 + N_0}{P_3} \left[ 1 + \frac{P_1\delta_{SR_2}^2 b^2 (1 + 2\beta \sin(\theta) + \beta^2)}{2N_0} \right]^{-1} \quad (54)$$

เพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณ สามารถเขียนสมการ ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณของการส่งข้อมูลได้ดังนี้

$$P_{8-DPSK}^{2-Relay} \approx \frac{[P_3 \delta_{R_2D}^2 + (P_1 \delta_{SR_2}^2 + 1)Z\gamma_3] \cdot [P_2 \delta_{R_1D}^2 + (P_1 \delta_{SR_1}^2 + 1)Z\gamma_2]}{P_1^3 P_2 P_3 \delta_{SD}^2 \delta_{SR_1}^2 \delta_{R_1D}^2 \delta_{SR_2}^2 \delta_{R_2D}^2} N_0^3 I(\beta, \theta) \quad (55)$$

$$\text{เมื่อ } I(\beta, \theta) = \frac{1}{6\pi b^6} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{f_8(\theta)}{(1 + 2\beta \sin \theta + \beta^2)^4} d(\theta) \quad (56)$$

และ

$$f_8(\theta) = 10(1 - \beta^2) + (5 - 5\beta^2 - \beta^{-2} + \beta^4) \cos(2\theta) - 5(\beta^{-1} - \beta^3) \sin(\theta) - (\beta^{-1} - \beta^3) \sin(3\theta)$$

ในกรณีการมอดูเลตแบบ 8-DPSK ใช้ค่าคงที่  $a = \sqrt{2 - \sqrt{2 - \sqrt{2}}}$   $b = \sqrt{2 + \sqrt{2 - \sqrt{2}}}$  และผลรวมของกำลังส่งสัญญาณทั้งหมดเท่ากับ  $P = P_1 + P_2 + P_3 = 1$

จากสมการที่ (49) และ (55) สามารถหาค่าขอบเขตบนและขอบเขตล่างของค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลโดยการแทนค่า  $\theta = \frac{\pi}{2}$  และ  $\theta = -\frac{\pi}{2}$  ตามลำดับ ในสมการที่ (43) และ (54) ซึ่งสามารถเขียนสมการ  $R\gamma_2(\theta)$  และ  $R\gamma_3(\theta)$  สำหรับขอบเขตบนและขอบเขตได้ดังต่อไปนี้

-ขอบเขตบนชนิดที่ 1 : แทนค่า  $\theta = \frac{\pi}{2}$  ในสมการ  $R\gamma_2(\theta)$  และ  $R\gamma_3(\theta)$  ตามลำดับ

-ขอบเขตบนชนิดที่ 2 : แทนค่า  $\theta = \frac{\pi}{2}$  ในสมการ  $R\gamma_2(\theta)$  และแทนค่า  $\theta = -\frac{\pi}{2}$  ในสมการ  $R\gamma_3(\theta)$

หรือแทนค่า  $\theta = -\frac{\pi}{2}$  ในสมการ  $R\gamma_2(\theta)$  และแทนค่า  $\theta = \frac{\pi}{2}$  ในสมการ

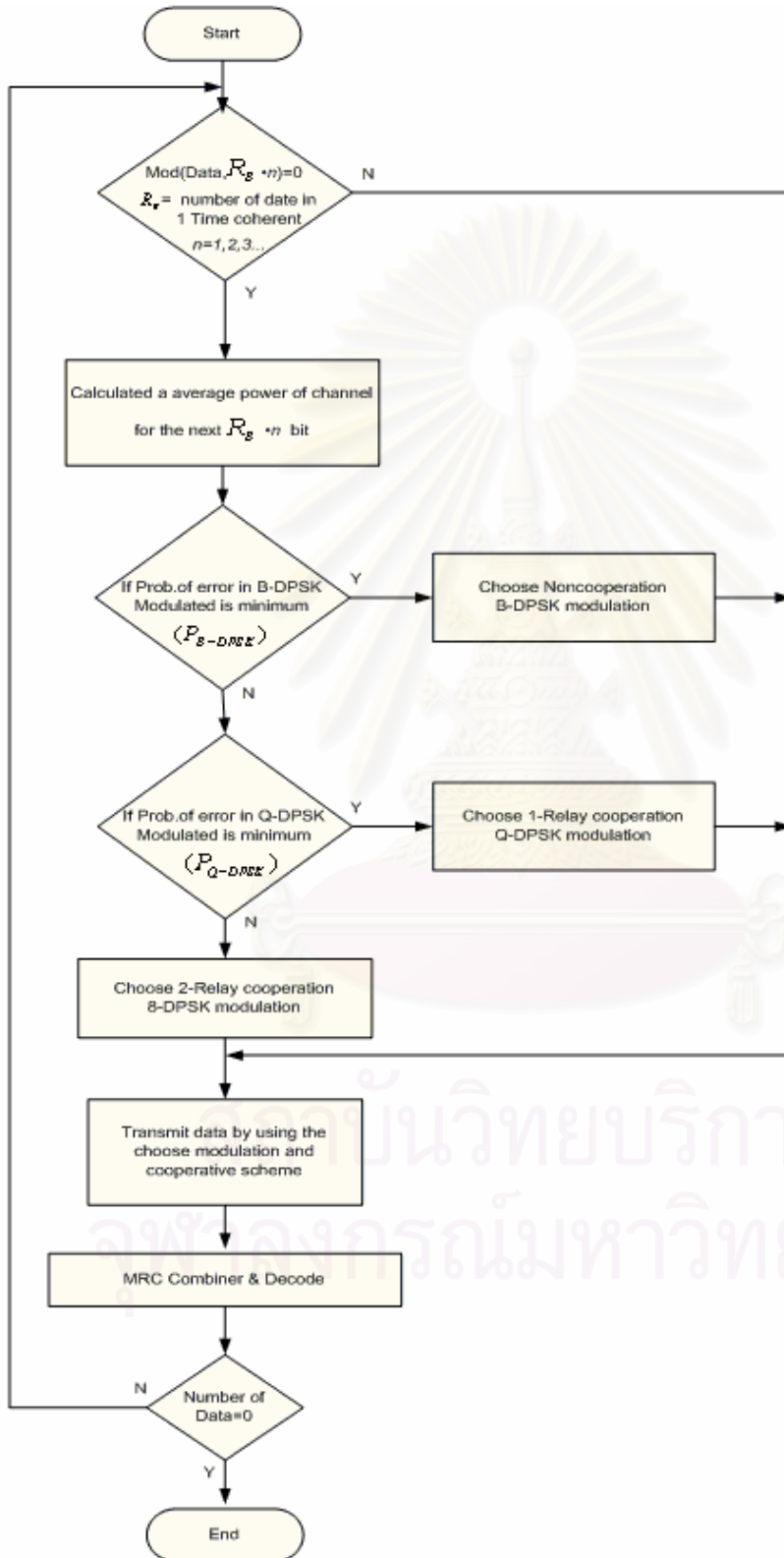
$R\gamma_3(\theta)$

-ขอบเขตล่าง : แทนค่า  $\theta = -\frac{\pi}{2}$  ในสมการ  $R\gamma_2(\theta)$  และ  $R\gamma_3(\theta)$  ตามลำดับ

## 2.2 โพรโทคอลแบบปรับตัว (Adaptive Protocol)

เนื่องจากพิจารณาช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูลที่มีการเกิดเฟดดิ้งอย่างช้าๆ อยู่ตลอดเวลา โดยการเกิดเฟดดิ้งนี้จะส่งผลทำให้ขนาดและเฟสของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาและในรายงานฉบับนี้พิจารณาขนาดของสัญญาณที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลมีค่าเท่ากับค่าแอมพลิจูดของช่องสัญญาณ ดังนั้นในแต่ละคาบเวลาจึงมีค่าแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ซึ่งค่าแอมพลิจูดจะส่งผลกระทบกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูล ดังนั้นหากมีการคำนวณหาค่าแอมพลิจูดของช่องสัญญาณในทุกๆ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลก็จะทำให้สามารถเลือกช่องสัญญาณที่มีเหมาะสมสำหรับการส่งข้อมูลในแต่ละช่วงเวลาซึ่งจะส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้โดยรวมของระบบมีค่าต่ำที่สุด ณ เวลาการส่งข้อมูลในช่วงเวลานั้น ดังนั้นจึงได้นำ

โพรโทคอลแบบปรับตัว เป็นโพรโทคอลที่ทำหน้าที่เลือกเส้นทางการส่งสัญญาณ เลือกจำนวนและ  
 ระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่ช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับได้อย่างเหมาะสม เพื่อให้สมรรถนะ  
 ของระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด โดยมีหลักการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 ผังงานแสดงการทำงานของโพรโทคอลแบบปรับตัว

## 2.3 การจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสม (Sub-Optimum Power Allocation)

ปัจจัยหนึ่งซึ่งส่งผลกระทบต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการข้อมูลคือการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสม และจากที่ได้ศึกษาระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่มีผู้ใช้งาน 3 คนในการสื่อสารแบบไม่ร่วมสัญญาณซึ่งจากสมการค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณของการส่งข้อมูลทั้ง 3 แบบ ดังสมการที่ (36) (44) และ (55) นั้นพบว่าค่าของกำลังส่งมีความสัมพันธ์อย่างไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณ จึงส่งผลทำให้สมการเพื่อใช้คำนวณหาการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมนั้นมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก ดังนั้นการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมในระบบสื่อสารไร้สายที่เสนอนั้นจึงได้เอนำหลักการ การจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือในการสื่อสารแบบร่วมมือเป็นบรรทัดฐาน เมื่อหาการจัดสรรกำลังส่งจากสมการ ได้แล้วจะต้องทำการค้นหาค่าที่เหมาะสมอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเรียการจัดสรรกำลังส่งในกรณีนี้ว่า การจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสม

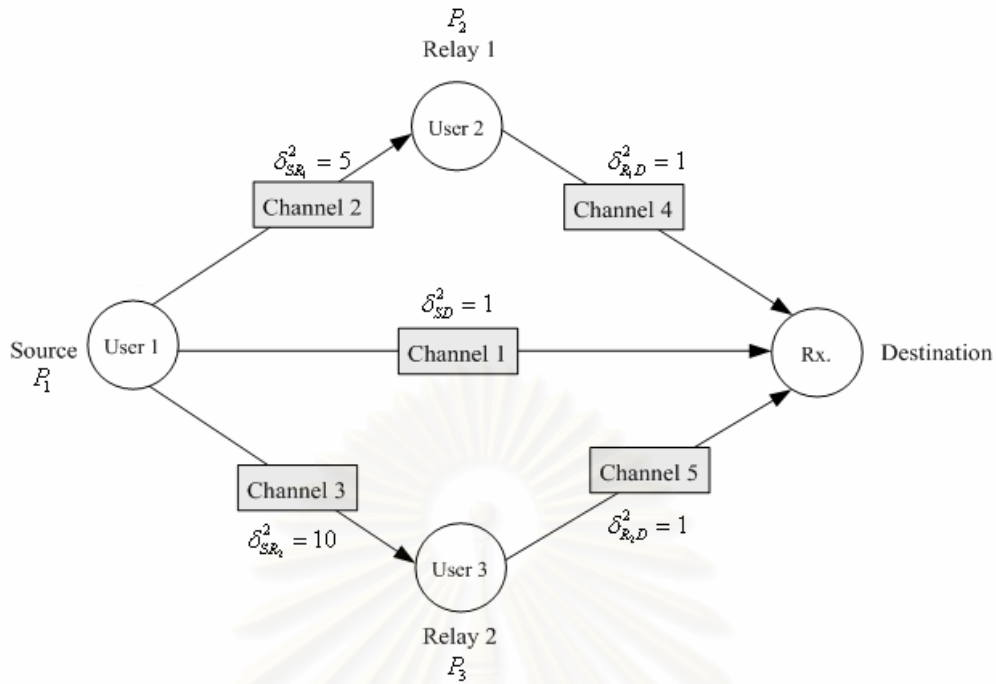
## 3. การจำลองระบบ

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอ โดยการจำลองระบบเพื่อหาอัตราส่วนความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลในแต่ละเส้นทาง เพื่อศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของการส่งข้อมูลในแต่ละเส้นทางในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอและทำการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดที่ได้จากการคำนวณ เพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบมีค่าใกล้เคียงกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดที่ได้จากการคำนวณ

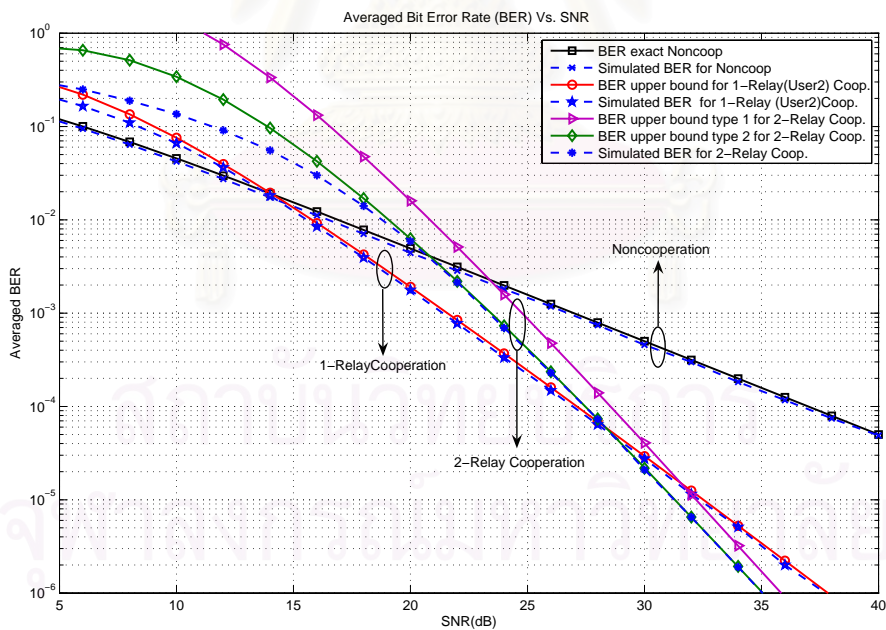
### 3.1 สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอ โดยการเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาด

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอภายใต้เงื่อนไขต่างๆ เพื่อเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในการจำลองระบบที่นำเสนอเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดที่ได้จากการคำนวณในแต่ละกรณี และในการจำลองระบบจะพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ คือ ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าเท่ากับ 3.5KHz ค่าอัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ 1 Mbps และกำลังส่งสัญญาณรวมทั้งหมดที่ใช้ในระบบเท่ากับ 1 W ซึ่งกำหนดค่าแวกเรียนซ์ระหว่างช่องสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณดังต่อไปนี้



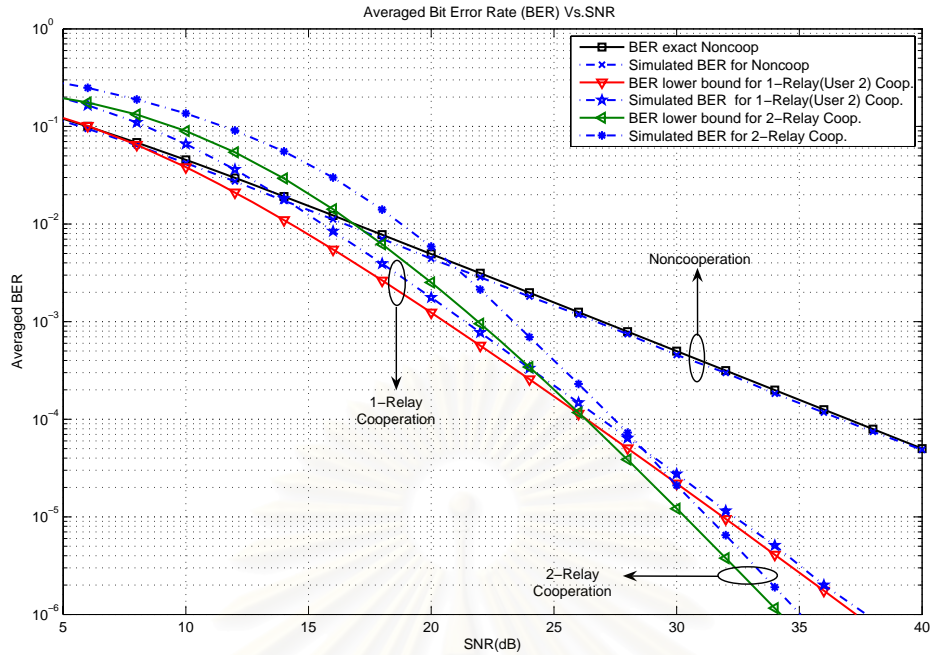


รูปที่ 3 แสดงการกำหนดค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่องสำหรับการจำลองระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 4 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบนและค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบของการส่งสัญญาณในเส้นทางต่างๆ

จากรูปที่ 4 แสดงถึงค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาด สำหรับการส่งสัญญาณในแต่ละเส้นทาง ซึ่งคำนวณได้จากสมการในหัวข้อที่ 2.1 การส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ จะพิจารณาค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบแมนตรง และในส่วนของ การส่งสัญญาณโดยมีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน จะพิจารณาค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบน ซึ่งจะพิจารณาในกรณีที่ผู้ใช้งานคนที่ 2 ทำหน้าที่เป็น Relay และสำหรับการส่งสัญญาณโดยมีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน จะพิจารณาค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบนทั้ง 2 ชนิด และพบว่าค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดขอบเขตบนชนิดที่ 2 มีค่าต่ำกว่าชนิดที่ 1 ซึ่งในรายละเอียดการคำนวณได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.1 เมื่อทำการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดในแต่ละเส้นทางของการส่งสัญญาณทั้ง 3 เส้นทาง พบว่าเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจะส่งผลทำให้ระบบมีอัตราขยายโดเวอร์ซิตีเพิ่มขึ้น และจำนวนผู้ใช้งานที่จะช่วยส่งสัญญาณก็มีจำนวนเพิ่มขึ้นด้วย จึงส่งผลทำให้ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดลดลง และจากรูปเมื่อเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบนที่ได้จากการคำนวณและค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบของการส่งสัญญาณในเส้นทางต่างๆ ในระบบสื่อสารไร้สายแบบที่นำเสนอ พบว่าค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบแมนตรงสำหรับการส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ และค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบน สำหรับการส่งสัญญาณโดยมีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน มีค่าใกล้เคียงกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบ และสำหรับในกรณีการส่งสัญญาณโดยมีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คนพบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบนั้น เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 เดซิเบลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบมีค่าใกล้เคียงกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบนชนิดที่ 2 มากกว่าชนิดที่ 1 ยกตัวอย่างเช่น ณ ตำแหน่งที่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ  $10^{-4}$  ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดแบบขอบเขตบนชนิดที่ 1 จะมีค่าขนานกับอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบโดยมีช่วงห่างประมาณ 1.2 เดซิเบล



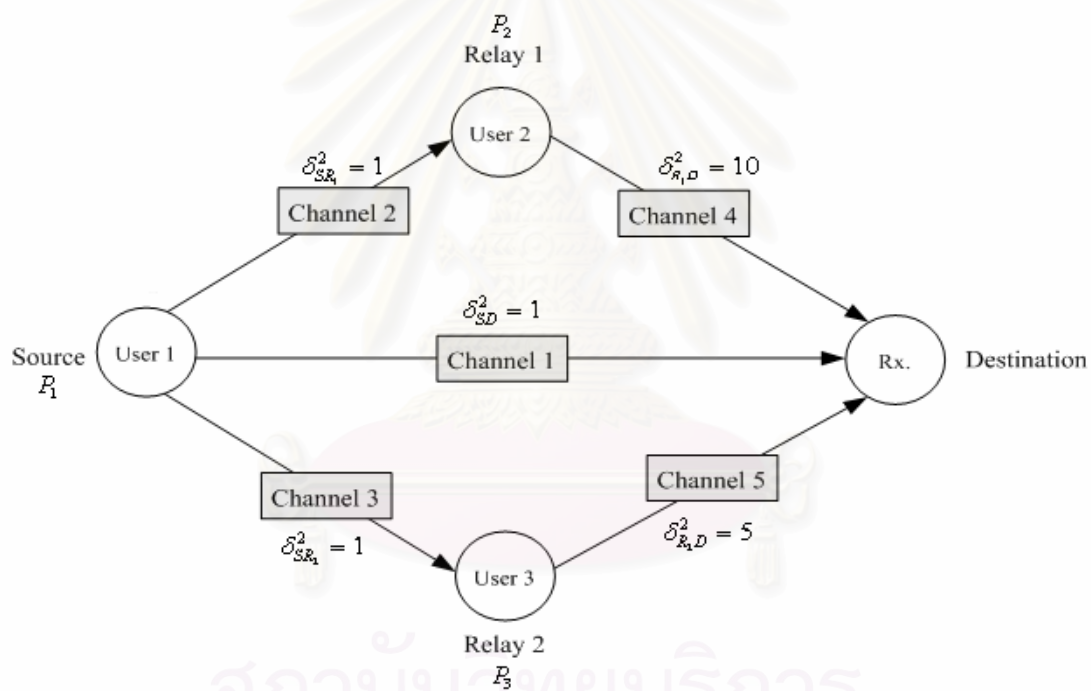
รูปที่ 5 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินบิตข้อมูลผิดพลาดแบบ ขอบเขตล่างและค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบของการส่งสัญญาณในเส้นทาง ต่างๆ

จากรูปที่ 5 แสดงการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินบิตข้อมูลผิดพลาด แบบขอบเขตล่างที่ได้จากการคำนวณและค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบของการ ส่งสัญญาณในเส้นทางต่างๆ ในระบบสื่อสารไร้สายแบบที่นำเสนอ จากรูปพบว่าค่าความน่าจะเป็น ของการตัดสินบิตข้อมูลผิดพลาดแบบขอบเขตล่างสำหรับการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่น ช่วยเหลือ 1 คน มีค่าน้อยกว่า เมื่อเทียบกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบเช่นกัน แต่สำหรับการส่งสัญญาณโดยมีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้ จากการจำลองระบบนั้นจะมีค่ามากกว่าและขนานกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินบิตข้อมูล ผิดพลาดแบบขอบเขตล่างโดยมีช่วงห่างประมาณ 0.8 เดซิเบล ณ ตำแหน่งที่ค่าอัตราความ ผิดพลาดบิตเท่ากับ  $10^{-4}$

### 3.2 สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอ โดยการเปรียบเทียบกับค่า ความน่าจะเป็นของการตัดสินบิตข้อมูลผิดพลาดโดยประมาณ

เนื่องจากสมการในการคำนวณค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินบิตข้อมูลผิดพลาด ของการส่งข้อมูลในหัวข้อที่ผ่านมา มีความยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นจึงได้นำเสนอสมการที่ สามารถช่วยลดความยุ่งยากและลดความซับซ้อนของการคำนวณ ค่าความน่าจะเป็นของการ

ตัดสินใจตัดสินข้อมูลผิดพลาด ให้มีการคำนวณที่ง่ายขึ้นซึ่งเรียกว่าค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจตัดสินข้อมูลผิดพลาดโดยประมาณ และทำการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในการจำลองระบบที่นำเสนอเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจตัดสินข้อมูลผิดพลาดและเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจตัดสินข้อมูลผิดพลาดโดยประมาณ ของการส่งข้อมูลในแต่ละเส้นทาง สำหรับในการจำลองระบบจะพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ คือ ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าเท่ากับ 3.5KHz ค่าอัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ 1 Mbps และกำลังส่งสัญญาณรวมทั้งหมดที่ใช้ในระบบเท่ากับ 1 สำหรับในหัวข้อนี้จะพิจารณากำลังส่งสัญญาณของผู้ใช้งานแต่ละคนทั้งหมด 2 แบบ คือ แบบแรกจะกำหนดให้ผู้ใช้งานแต่ละคนมีกำลังส่งเท่ากัน และแบบที่สองจะมีการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคน การจำลองระบบและในหัวข้อนี้จะพิจารณาค่าแวลูระหว่างช่องสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณดังต่อไปนี้



รูปที่ 6 แสดงการกำหนดค่าแวลูระหว่างช่องสัญญาณแต่ละช่องสำหรับการจำลองระบบที่นำเสนอ

การจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ ซึ่งเป็นปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูล ดังนั้นหากมีการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมก็จะส่งผลทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีขึ้น สำหรับรายงานฉบับนี้ได้ศึกษาระบบการสื่อสารแบบไม่ร่วมนัย ทำให้กรรมวิธีการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมมีความยุ่งยากและซับซ้อนเป็นอย่างมาก ดังนั้นจึงได้ศึกษากรรมวิธีการจัดสรรกำลังส่งที่

เหมาะสมของระบบสื่อสารแบบร่วมมือเป็นบรรทัดฐาน ซึ่งเรียกการจัดสรรกำลังส่งแบบนี้ว่า การ  
จัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสม สามารถกำหนดได้ดังต่อไปนี้

1. การส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ กำหนดให้มีการจัดสรรกำลังส่งย่อย เท่ากับ

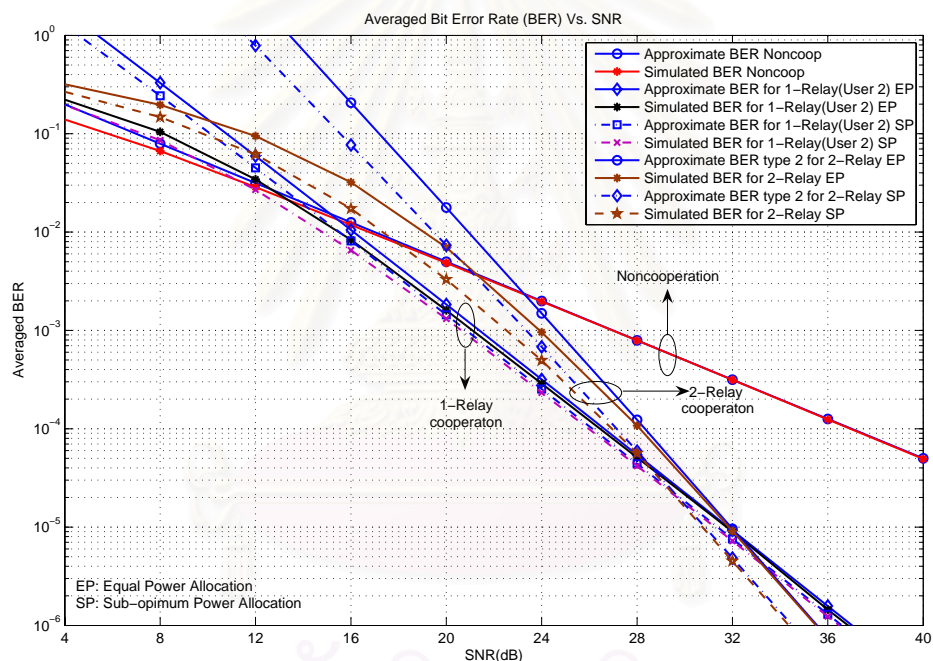
$$P = P_1 = 1 \text{ W}$$

2. การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน กำหนดให้มีการจัดสรรกำลังส่งย่อยเท่ากับ

$$P = P_1 + P_2 = 1 \text{ W} \text{ โดยที่ } P_1 = 0.65 \text{ W} \text{ และ } P_2 = 0.35 \text{ W} \text{ ตามลำดับ}$$

3. การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน กำหนดให้มีการจัดสรรกำลังส่งย่อยเท่ากับ

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = 1 \text{ W} \text{ โดยที่ } P_1 = 0.6 \text{ W} , P_2 = 0.15 \text{ W} \text{ และ } P_3 = 0.25 \text{ W} \text{ ตามลำดับ}$$



รูปที่ 7 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาด  
โดยประมาณเทียบกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองระบบสำหรับกรณีการจัดสรร  
กำลังส่งเท่ากันและการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสม

จากรูปที่ 7 แสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคนใน  
ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือแล้ว ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลจะมีค่าลดลง ซึ่ง  
ส่งผลทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบที่น่าเสนอดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ณ ตำแหน่งค่าอัตราความ  
ผิดพลาดบิตเท่ากับ  $10^{-4}$  จะพบว่าค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของการส่ง



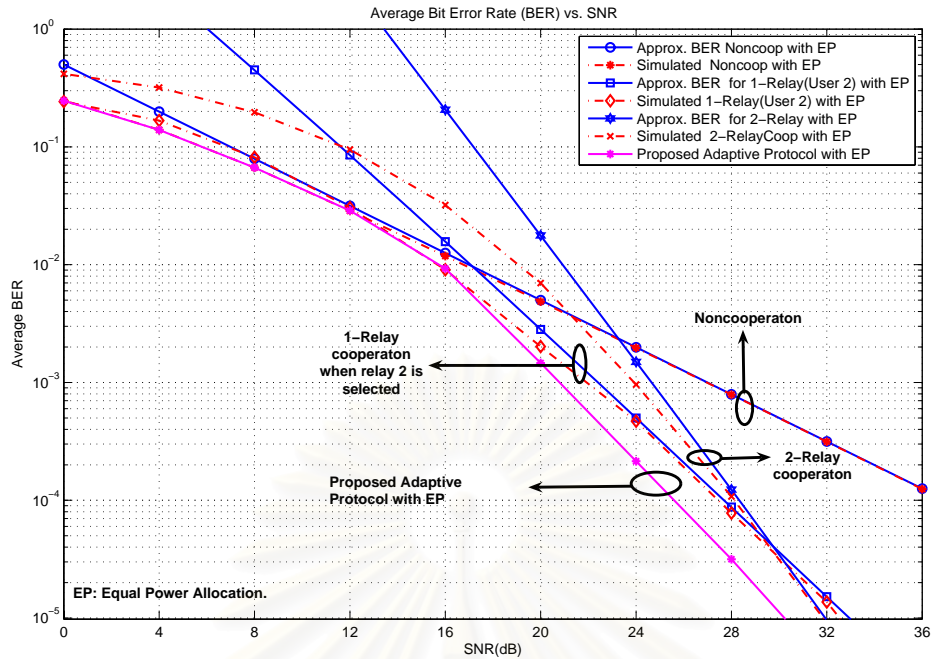
สัญญาณแบบมีการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมนั้นมีค่าน้อยกว่า เมื่อเทียบกับการส่งสัญญาณแบบกำหนดกำลังส่งเท่ากัน ซึ่งมีค่าน้อยกว่าเท่ากับ 0.6 เดซิเบล สำหรับการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน และน้อยกว่าเท่ากับ 1.3 เดซิเบล สำหรับการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน

### 3.3 สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอจากการใช้โพรโทคอลแบบปรับตัว

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอ โดยการจำลองระบบเพื่อหาค่าอัตราส่วนความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลจากการนำโพรโทคอลแบบปรับตัวมาใช้งาน เพื่อทำหน้าที่เลือกเส้นทางการส่งสัญญาณข้อมูล เลือกจำนวนและระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่เป็น Relay ในการช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับ ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เทียบกับค่าอัตราส่วนความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลที่ได้จากระบบที่ไม่มีการปรับเปลี่ยนเส้นทางการส่งสัญญาณในหัวข้อที่ 3.3 การจำลองระบบในหัวข้อนี้จะพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ คือ ค่าความถี่ ดอปเพลอร์แบบบรทัดฐานมีค่าเท่ากับ 0.0035 ค่าอัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ 30,000 bps ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าเท่ากับ 105 Hz จำนวนข้อมูลที่ใช้ในการส่งข้อมูลสำหรับการปรับตัวในแต่ละช่วงเวลามีค่าเท่ากับ  $R_B \cdot n$  โดยที่  $R_B$  คือจำนวนบิตข้อมูลใน 1 คาบเวลาร่วมกัน ซึ่งจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ข้างต้น  $R_B = 288$  และค่า  $n$  คือจำนวนค่าคงที่เต็มบวกสำหรับการปรับตัว การจำลองระบบในหัวข้อนี้จะพิจารณาค่า  $n = 1$  สำหรับค่าแวนเจียนซ์ระหว่างช่องสัญญาณแต่ละช่องในการจำลองระบบในหัวข้อนี้จะแสดงได้ดังรูปที่ 6

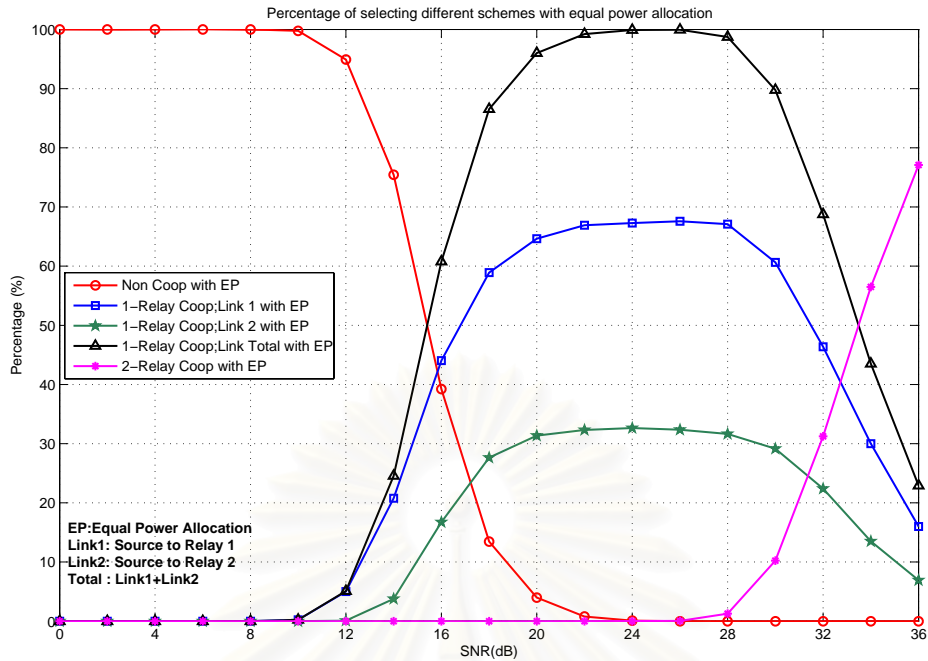
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย





รูปที่ 8 กราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัว

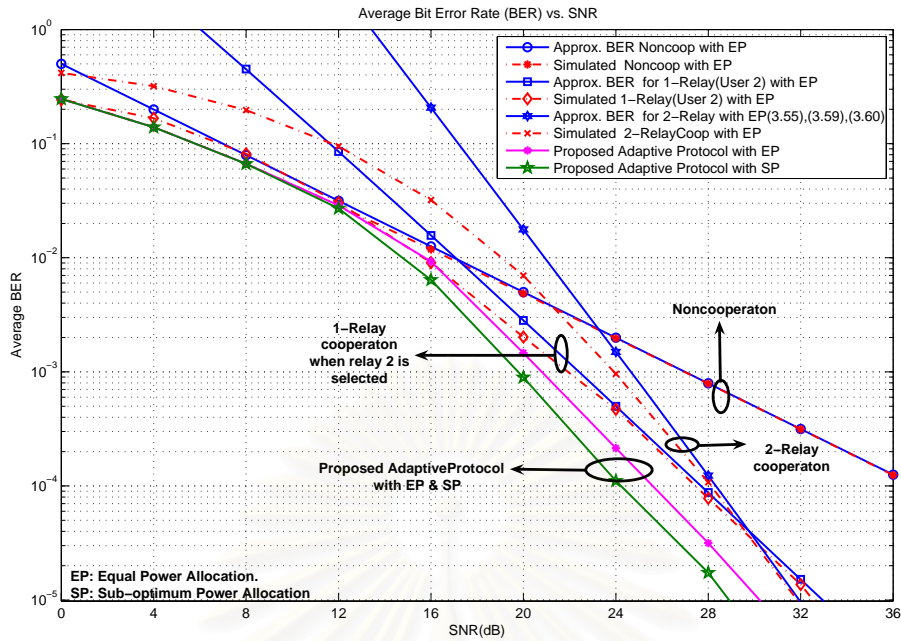
จากรูปที่ 8 จะแสดงการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัวเทียบกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการทดลองในหัวข้อที่ 3.3 จะเห็นว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัวจะมีค่าต่ำกว่า ซึ่งนั่นก็หมายความว่าโพรโทคอลแบบปรับตัวสามารถทำให้สมรรถนะของระบบที่นำเสนอดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ณ ตำแหน่งค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ  $10^{-4}$  จะพบว่าค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ใช้ในโพรโทคอลแบบปรับตัวมีค่าน้อยกว่า 11 เดซิเบล เมื่อเทียบกับการส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ มีค่าน้อยกว่า 2 เดซิเบล เมื่อเทียบกับการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน และน้อยกว่า 3 เดซิเบล เมื่อเทียบกับการส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 2 คน ทั้งนี้เนื่องมาจากการทำงานของโพรโทคอลแบบปรับตัวจะทำการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดของการส่งข้อมูลในแต่ละเส้นทาง โดยจะเลือกเส้นทางที่มีค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดที่มีค่าน้อยที่สุดในการส่งข้อมูลของแต่ละช่วงเวลาที่กำหนด ซึ่งการเลือกเส้นทางดังกล่าวจะทำให้ระบบมีอัตราขยายได้เวอร์ซิตีเพิ่มขึ้น จึงส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัวนี้มีค่าลดลง



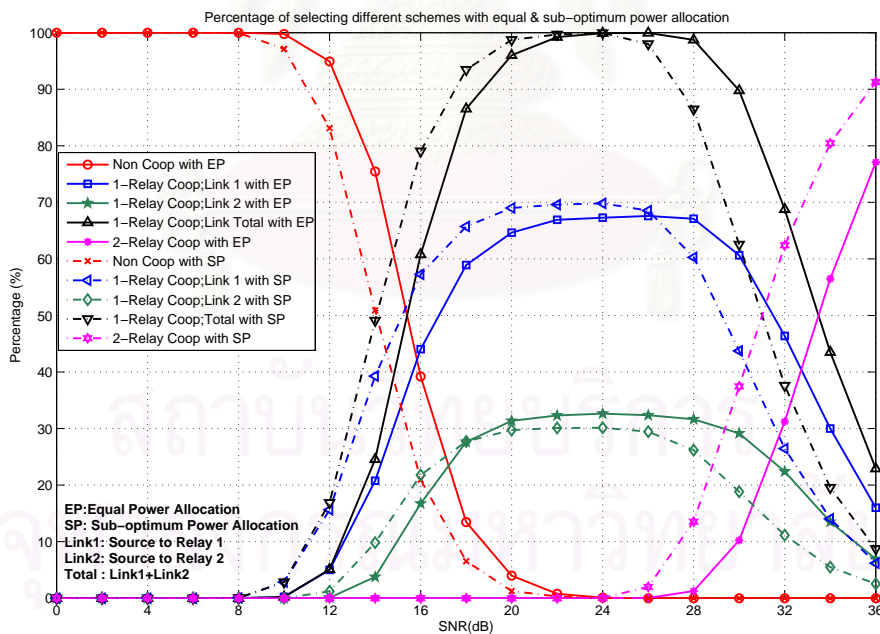
รูปที่ 9 กราฟแสดงอัตราร้อยละของจำนวนการเลือกเส้นทางสำหรับการส่งสัญญาณของโพรโทคอลแบบปรับตัว

จากรูปที่ 9 แสดงอัตราร้อยละของจำนวนการเลือกเส้นทาง การเลือกจำนวนและระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับในใช้โพรโทคอลแบบปรับตัว จะสังเกตว่าค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็นปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลต่อการทำงานของโพรโทคอลแบบปรับตัว

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่น่าเสนอ ซึ่งเป็นปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูล



รูปที่ 10 กราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัว ในกรณีที่มีการจัดสรรกำลังส่งเท่ากันและการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมให้กับผู้ใช้งานในระบบ



รูปที่ 11 กราฟแสดงอัตราร้อยละของจำนวนการเลือกเส้นทางสำหรับการส่งสัญญาณในโพรโทคอลแบบปรับตัวในกรณีที่มีการจัดสรรกำลังส่งเท่ากันและการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมให้กับผู้ใช้งานในระบบ

จากรูปที่ 10 แสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือแล้ว ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูลจะมีค่าลดลง ซึ่งส่งผลทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบที่นำเสนอดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ณ ตำแหน่งค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ  $10^{-4}$  จะพบว่าค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของการส่งสัญญาณแบบมีการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมนั้นมีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการส่งสัญญาณแบบกำหนดกำลังส่งเท่ากัน ซึ่งมีค่าน้อยกว่าเท่ากับ 1.5 เดซิเบล และจากรูปที่ 11 จะแสดงอัตราร้อยละของจำนวนการเลือกเส้นทาง เลือกจำนวนและระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับในโพรโทคอลแบบปรับตัว ในกรณีที่มีการจัดสรรกำลังส่งเท่ากันและการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมให้กับผู้ใช้งานในระบบจะสังเกตได้ว่าอัตราร้อยละของจำนวนการเลือกเส้นทางในกรณีการจัดสรรกำลังส่งย่อยที่เหมาะสมจะเลือกใช้งานในช่วงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยกว่าประมาณ 2 เดซิเบล เมื่อเทียบกับการเลือกใช้งานในกรณีที่มีการจัดสรรกำลังส่งเท่ากัน สำหรับการส่งสัญญาณในทุกเส้นทาง

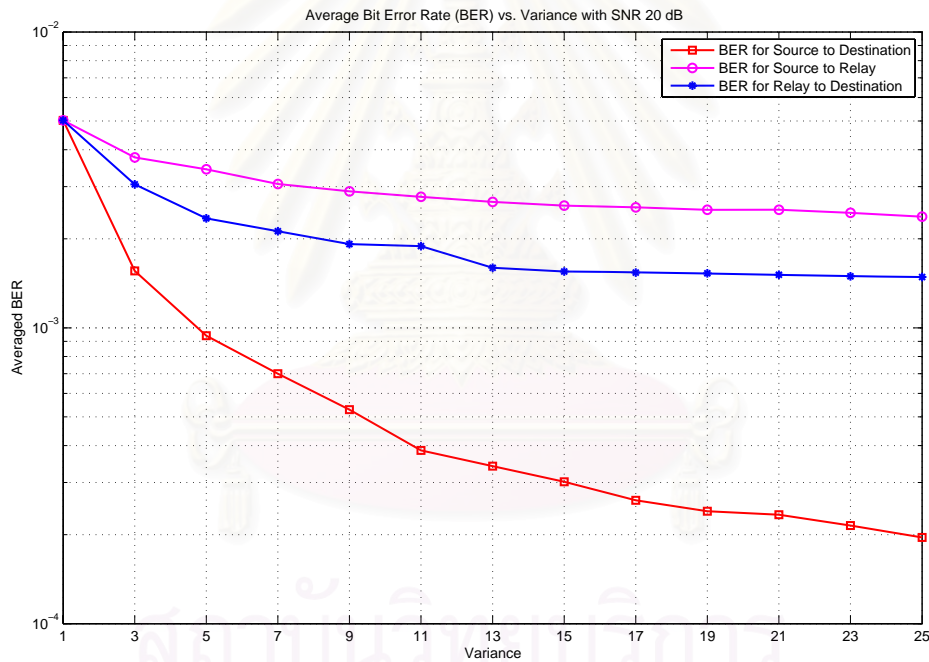
### 3.4 ขีดจำกัดสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอ

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงขีดจำกัดของสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่นำเสนอ โดยการจำลองระบบเพื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูล จากการนำโพรโทคอลแบบปรับตัวมาใช้งาน โดยจะกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าคงที่และทำการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่องให้มีค่ามากขึ้น เพื่อศึกษาถึงขีดจำกัดและเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ได้จากการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณในแต่ละช่อง ซึ่งในทางปฏิบัติการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณก็หมายถึงการลดระยะทางระหว่างผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบนั่นเอง

การจำลองระบบในหัวข้อนี้จะกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่เท่ากับ 20 เดซิเบล 30 เดซิเบล และ 40 เดซิเบล ตามลำดับ และเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่องมีค่าตั้งแต่ 1 จนถึง 25 และพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ คือ ค่าความถี่ดอปเพลอร์แบบบรทัดฐานมีค่าเท่ากับ 0.0025 ค่าอัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ 30,000 bps ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าเท่ากับ 75 Hz จำนวนข้อมูลที่ใช้ในการส่งข้อมูลสำหรับการปรับตัวในแต่ละเวลามีค่าเท่ากับ  $R_b \cdot n$  โดยที่  $R_b$  คือจำนวนบิตข้อมูลใน 1 คาบเวลาร่วมกัน ซึ่งจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวข้างต้น  $R_b = 396$  และค่า  $n$  คือค่าคงที่จำนวนเต็มบวกสำหรับการปรับตัว การจำลองระบบในหัวข้อนี้จะพิจารณาค่า  $n = 2$  และพิจารณาการจัดสรรกำลัง

ส่งสัญญาณของผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบเท่ากัน โดยจะทำการเพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่องดังนี้ คือ

1. เพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 กับเครื่องรับ สำหรับค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณอื่นๆ นั้น กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1
2. เพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 กับผู้ใช้งานคนที่ 2 สำหรับค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณอื่นๆ นั้น กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1
3. เพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 2 กับเครื่องรับ สำหรับค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณอื่นๆ นั้น กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1

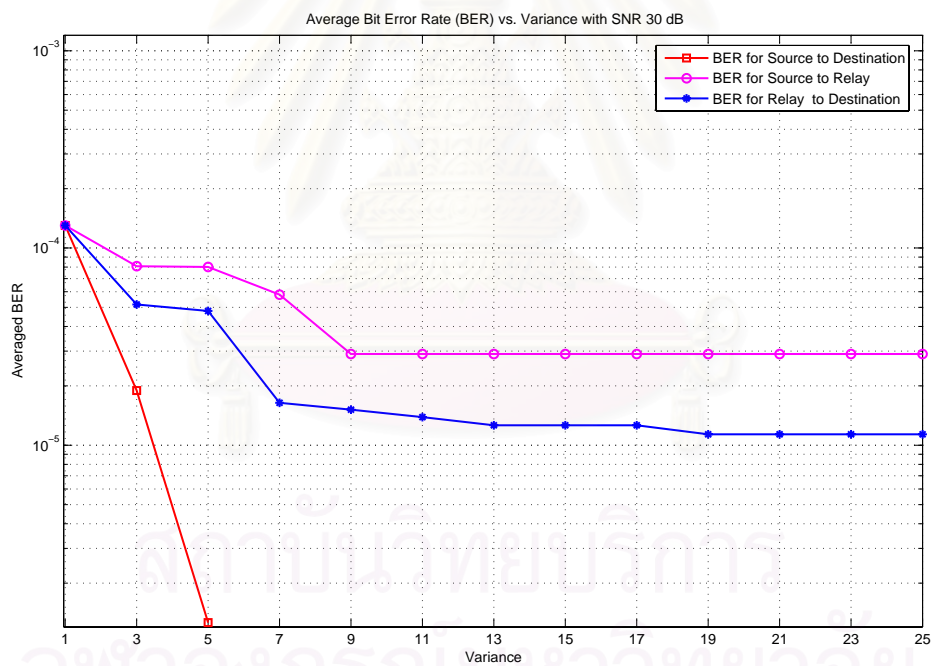


รูปที่ 12 กราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 เดซิเบล

จากรูปที่ 12 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัว เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่างที่มีค่าเท่ากับ 20 เดซิเบล และจากการเพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่อง เมื่อมีการเพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 กับเครื่องรับให้มีค่าเพิ่มสูงขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของ



ระบบมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วและมีค่าต่ำที่สุด และเมื่อมีการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 กับผู้ใช้งานคนที่ 2 ให้มีค่าเพิ่มสูงขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่าลดลงและเมื่อค่าแวลเรียนซ์มีค่าเท่ากับ 15 จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบไม่มีการเปลี่ยนแปลง เมื่อมีการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 2 กับเครื่องรับให้มีค่าเพิ่มสูงขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่าลดลงและเมื่อค่าแวลเรียนซ์มีค่าเท่ากับ 13 จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบไม่มีการเปลี่ยนแปลงเช่นกัน จากการทดลองจะเห็นได้ว่าการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณจะส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง ซึ่งเสมือนกับว่าเป็นการลดระยะทางระหว่างผู้ใช้งานให้มีระยะทางลดลง

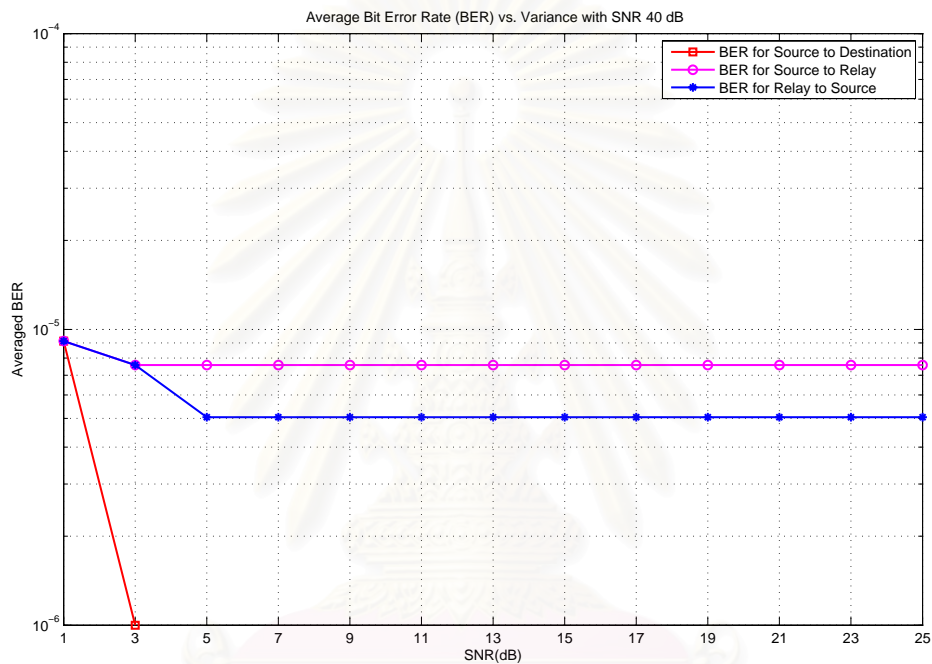


รูปที่ 13 กราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่น่าเสนอ เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 30 เดซิเบล

จากรูปที่ 13 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากโพทโคลแบบปรับตัว เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่างที่เท่ากับ 30 เดซิเบล และจากการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่อง จะเห็นได้ว่ามีลักษณะคุณสมบัติทั่วไปคล้ายกับการ



ทดลองในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 เดซิเบล เพียงแต่การทดลองนี้จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่า และมีขีดจำกัดของการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์น้อยกว่า ดังเช่น มีขีดจำกัดของการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์มีค่าเท่ากับ 9 สำหรับช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 กับผู้ใช้งานคนที่ 2 และมีขีดจำกัดของการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์มีค่าเท่ากับ 13 สำหรับช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 2 กับเครื่องรับ



รูปที่ 14 กราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 40 เดซิเบล

จากรูปที่ 14 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากโพรโทคอลแบบปรับตัวเมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 40 เดซิเบล และจากการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่อง จะเห็นได้ว่ามีลักษณะคุณสมบัติทั่วไปคล้ายกับการทดลองในกรณีที่กำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 เดซิเบล และ 30 เดซิเบล เพียงแต่การทดลองนี้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จะมีค่าต่ำกว่า และมีขีดจำกัดของการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์น้อยกว่า ดังเช่น มีขีดจำกัดของการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์มีค่าเท่ากับ 3 สำหรับช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 1 กับผู้ใช้งานคนที่ 2 และมีขีดจำกัดของการเพิ่มค่าแวลเรียนซ์มีค่าเท่ากับ 5 สำหรับช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้งานคนที่ 2 กับเครื่องรับ

#### 4. สรุปผลการศึกษา

จากการศึกษาพบว่าค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจตัดสินใจข้อมูลผิดพลาดของการส่งข้อมูลซึ่งจะพิจารณาทั้งกรณีแบบขอบเขตบนและขอบเขตล่างเพื่อเทียบกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบซึ่งพบว่าค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดบิตที่ได้จากการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบและเนื่องจากค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดที่นำเสนอมีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก ดังนั้นจึงได้นำเสนอวิธีการลดค่าความซับซ้อนในการคำนวณของสมการลง ซึ่งเรียกสมการนี้ว่า ค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณ และจากการจำลองระบบพบว่าเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจะส่งผลทำค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณมีค่าเท่ากับค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดและการส่งสัญญาณโดยไม่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือจะทำให้ระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด ในช่วงที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มีค่าน้อยๆ แต่ในขณะเดียวกันหากค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มีค่าเพิ่มสูงขึ้น การส่งสัญญาณโดยที่มีผู้ใช้งานอื่นช่วยเหลือ 1 คน และ 2 คน จะส่งผลทำให้ระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตลดต่ำลง ตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องมาจากระบบมีอัตราขยายไดเวอร์ซิตีเพิ่มสูงขึ้น

การนำโพรโทคอลแบบปรับตัวมาใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ เพื่อทำหน้าที่ในการเลือกจำนวนและระบุผู้ใช้งานที่จะทำหน้าที่ช่วยส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับ ภายใต้สภาวะช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งอยู่ตลอดเวลา โดยใช้หลักการเลือกค่าความน่าจะเป็นของการตัดสินใจผิดพลาดโดยประมาณแบบขอบเขตบนที่มีค่าต่ำที่สุดในแต่ละช่วงเวลาทำการส่งข้อมูล และจากการจำลองระบบพบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ได้จากการนำโพรโทคอลแบบปรับตัวมาใช้งานนั้นมีค่าต่ำกว่า การส่งสัญญาณโดยที่ไม่มีการเลือกเส้นทางการส่งข้อมูล ซึ่งการเลือกเส้นทางการดังกล่าวนี้จะทำให้ระบบมีอัตราขยายไดเวอร์ซิตีเพิ่มสูงขึ้นจึงส่งผลทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีขึ้น

การจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือถือว่าเป็นปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการส่งข้อมูล หากมีการจัดสรรกำลังส่งที่เหมาะสมก็จะส่งผลทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีขึ้นและการกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่และเพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณแต่ละช่องให้มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งในทางปฏิบัติหมายถึงการลดระยะทางระหว่างผู้ใช้งานแต่ละคนในระบบ จากการจำลองระบบพบว่าค่าการเพิ่มค่าแวกเรียนซ์ของช่องสัญญาณให้มีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความ

ผิดพลาดบิตของระบบมีค่าลดลง หากมีการเพิ่มค่าของแวกเรียนซ์ให้สูงขึ้นถึงค่าๆ หนึ่งที่มีค่ามากเพียงพอ ซึ่งก็หมายถึงการที่ระยะทางระหว่างผู้ใช้งานแต่ละคนให้อยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กันมากๆ ก็จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าต่ำที่สุด ถ้ามีการลดระยะทางเพื่อให้มีระยะทางใกล้กันมากขึ้นอีกก็ไม่ส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่าลดลงอีกเช่นกัน

##### 5. บทความในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

Chuchat Moolkum, Chaiyod Pirak, Somchai Jitapunkul. On Performance of Full-Rate differentially Encoded Cooperative Communications: Bit Error Rate Bounds. IEEE Region 10 Conference TENCN2006, Hong Kong, China, 14-17 November 2006.

Chuchat Moolkum, Chaiyod Pirak, Somchai Jitapunkul. Tight Approximate Bounds on Bit Error Rate for Full-Rate Differentially Encoded Cooperative Communications. International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT) 2006, Bangkok, Thailand, 18-20 October 2006.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย