

## โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 1

### เรื่อง สายอากาศชาญฉลาดสำหรับการสื่อสารไร้สาย ปีที่ 3 : การประมวลผลปริภูมิ-เวลาสำหรับระบบการสื่อสารไร้สายและสายอากาศชาญฉลาด

(Space-Time Signal Processing for Wireless Communications and Smart Antenna Systems)

ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ. ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล

**แนวเหตุผล** การสื่อสารไร้สายในอนาคตมีความต้องการอย่างมากในการที่จะให้บริการการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูง เช่น การสื่อสารข้อมูลมัลติมีเดียผ่านทางโทรศัพท์เคลื่อนที่ การสื่อสารข้อมูลอันประกอบไปด้วยภาพ เสียง และ ข้อมูล พร้อม ๆ กัน เป็นต้น ซึ่งระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันไม่สามารถรองรับความต้องการส่วนนี้ได้ ในช่วงหลายปีที่ผ่านมา ระบบสื่อสารแบบ Space-Time ซึ่งประกอบไปด้วยสายอากาศหลายตัวติดตั้งทางเครื่องส่ง และเครื่องรับ ได้ถูกออกแบบและผ่านการพิสูจน์ทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติแล้วว่าสามารถที่จะรองรับความต้องการการสื่อสารข้อมูลข้างต้นได้เป็นอย่างดี 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 จะต้องเพิ่มประสิทธิภาพของระบบทั้งในส่วนของ การเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล การลดความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาด และการลดการใช้พลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย จากที่กล่าวมาข้างต้นระบบสื่อสารไร้สายแบบ space-time สามารถที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายได้เป็นอย่างดีโดยอาศัยประโยชน์จากการเพิ่มจำนวนของสายอากาศส่ง และรับ ที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย และ สถานีฐาน ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม

การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สาย เป็นการไม่สะดวกอย่างยิ่ง ทั้งในเรื่องของขนาดของเครื่องที่ใหญ่ขึ้น และการใช้พลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นตาม แต่การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากที่สถานียุคใหม่นั้นมีความเป็นไปได้สูง เพราะไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของขนาดของสายอากาศ บริเวณที่ติดตั้งรวมทั้งการใช้พลังงานไฟฟ้า 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 พัฒนา ระบบสื่อสารไร้สายที่กล่าวมา เห็นได้ว่างานวิจัยเพื่อพัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมวลผลสัญญาณเชิง Space-Time และระบบสื่อสารแบบร่วมมือ มีความจำเป็นอย่างยิ่ง และ เป็นเรื่องที่ได้รับ ความสนใจจากนักวิจัยทั่วโลก ซึ่งทั้งหมดนี้เป็นแนวเหตุของโครงการวิจัยนี้

**วัตถุประสงค์** 1. เพื่อศึกษาการประมวลผลสัญญาณเชิง Space-Time ซึ่งจะนำไปสู่การพัฒนาการสื่อสารไร้สายในอนาคต

2. เพื่อสามารถออกแบบ และวิเคราะห์การประมวลผลสัญญาณเชิง Space-Time ในหน่วยประกอบย่อยของระบบสื่อสารไร้สาย เช่น การประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สาย (Channel Estimation) การหาการกระจายกำลังอย่างเหมาะสม (Optimum Power Allocation) ในระบบสื่อสารซึ่งใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Maximum-Likelihood เป็นต้น

3. เพื่อศึกษา และวิเคราะห์ระบบสื่อสารแบบ Differential ซึ่งเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพเป็นที่ยอมรับได้ และมีข้อดีในส่วนของความง่ายในการสร้างขึ้นมาได้จริง ในระบบสื่อสารแบบร่วมมือ

4. เพื่อสามารถออกแบบ และ วิเคราะห์โปรโตคอลแบบปรับตัว (Adaptive Protocol) ได้ สำหรับการสื่อสารแบบ Differential ในระบบการสื่อสารแบบร่วมมือ

5. เพื่อศึกษา และวิเคราะห์การออกแบบสัญญาณนำร่องที่เหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณแบบ Rician ที่มีสหสัมพันธ์ในเชิงปริภูมิ

6. เพื่อศึกษา และวิเคราะห์ระบบสื่อสารแบบร่วมมือแบนด์กว้าง (Broadband Cooperative Communications)

## หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

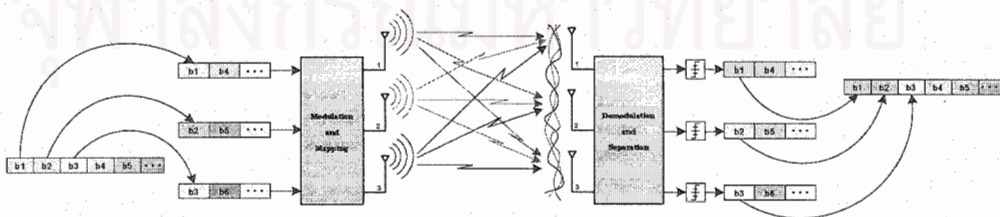
### 1. ระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้า หลายทางออก (Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Wireless Communications)



รูปที่ 1 แสดงระบบการสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก

ระบบสื่อสารไร้สายในอนาคตมีความต้องการการส่งข้อมูลความเร็วสูงในช่องสัญญาณแบบไร้สาย เพื่อรองรับความต้องการการสื่อสารข้อมูลมัลติมีเดียซึ่งประกอบไปด้วย ข้อมูลเสียง ภาพ และ ข้อมูลสื่อสาร เป็นที่รู้กันเป็นอย่างดีว่าช่องสัญญาณแบบไร้สายมีความไม่แน่นอนอย่างสูง อันเนื่องมาจากสภาพภูมิศาสตร์ที่เปลี่ยนแปลงตลอดเวลา การเคลื่อนที่ของเครื่องส่งและรับ รวมทั้งการสะท้อนของสัญญาณวิทยุกับวัตถุिक्षว้าง ดังนั้นระบบสื่อสารไร้สายที่มีความสามารถในการรองรับความต้องการดังกล่าวข้างต้นและทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณแบบไร้สาย จึงเป็นสิ่งที่ต้องการอย่างยิ่ง ในวงการวิจัยการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้พิสูจน์แล้วว่าระบบสื่อสารไร้สายแบบ หลายทางเข้าหลายทางออก (MIMO Wireless Communications) ซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศที่มีมากกว่าหนึ่งตัว ติดตั้งทั้งในเครื่องส่งและรับ ดังแสดงในรูป มีความสามารถที่จะรองรับการสื่อสารไร้สายในอนาคต รวมทั้งสามารถเพิ่มความน่าเชื่อถือให้แก่ระบบสื่อสารไร้สายด้วย หลักการเบื้องต้นที่ทำให้ระบบสื่อสารนี้มีคุณสมบัติดังกล่าวมาจากการใช้งานชุดสายอากาศที่มีมากกว่าหนึ่งตัว การเพิ่มจำนวนของสายอากาศนี้ทำให้เกิดการเพิ่มช่องทางในการสื่อสาร ซึ่งสามารถรองรับการส่งข้อมูลแบบหลายชุดในเวลาเดียวกันได้ อีกทั้งเพิ่มทางเลือกในการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณที่ดีที่สุดได้

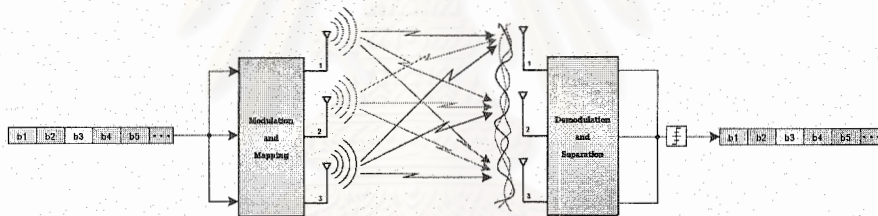
#### 1.1 การใช้งานระบบ MIMO เพื่อสหสัญญาณ (Multiplexing Gain)



รูปที่ 2 แสดงการใช้งานระบบการสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออกเพื่อสหสัญญาณ

การใช้งานระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก ชนิดแรก คือ การสหัสัญญาณข้อมูลต่างชุด และมีอิสระต่อกัน ส่งไปในช่องสัญญาณแบบไร้สาย หลักการของการใช้งานชนิดนี้สามารถอธิบายดังต่อไปนี้ เครื่องส่งจัดชุดข้อมูลที่จะส่งให้มีจำนวนเท่ากับจำนวนของสายอากาศ จากนั้นเครื่องส่งใช้การแยก (Decomposition) แบบ Singular Value Decomposition (SVD) ในการแยกเมทริกซ์ของช่องสัญญาณไร้สาย เพื่อหาเมทริกซ์หลักมูลซ้ายและขวา เมื่อได้เมทริกซ์หลักมูลนี้แล้ว ทางเครื่องส่งจะคูณเมทริกซ์หลักมูลซ้ายเข้ากับข้อมูลที่จะส่ง ในฝั่งภาพรับนั้นเครื่องรับจะคูณเมทริกซ์หลักมูลขวาเข้ากับสัญญาณที่รับได้ หลังจากการประมวลผลนี้ ผลลัพธ์ที่ได้คือ การสร้างช่องสัญญาณที่มีความอิสระต่อกัน โดยมีจำนวนช่องสัญญาณใหม่นี้เท่ากับจำนวนของสายอากาศที่ติดตั้งที่เครื่องส่ง ดังนั้นชุดข้อมูลที่ส่งมาในแต่ละสายอากาศส่งจะถูกแยกออกมาได้อย่างสมบูรณ์ ผลประโยชน์ที่ได้จากการทำสหัสัญญาณนี้คือ การเพิ่มขึ้นของอัตราการส่งข้อมูล ซึ่งเป็นจำนวนที่แปรผันตรงกันจำนวนของสายอากาศส่ง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งสายอากาศส่งที่มากขึ้น สามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลได้นั่นเอง ข้อจำกัดของการใช้งานชนิดนี้คือ การต้องการเมทริกซ์ของสัญญาณไร้สายทั้งทางเครื่องส่งและเครื่องรับซึ่งต้องใช้เทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีความแม่นยำสูง และการป้อนกลับที่สมบูรณ์ อีกทั้งคุณภาพของการกู้ข้อมูลกลับที่เครื่องรับขึ้นอยู่กับคุณภาพของช่องสัญญาณอิสระด้วย

## 1.2 การใช้งานระบบ MIMO เพื่อเพิ่มความหลากหลาย (Diversity Gain)

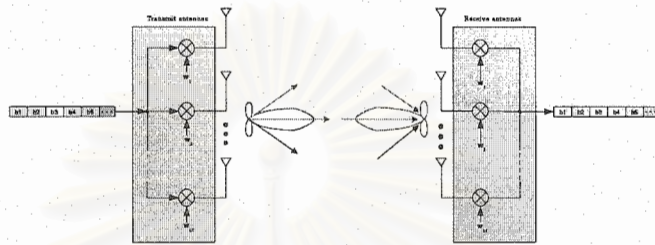


รูปที่ 3 แสดงการใช้งานระบบการสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออกเพื่อเพิ่มความหลากหลาย

การใช้งานระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก ชนิดที่สอง คือ การเพิ่มความหลากหลายของช่องสัญญาณแบบไร้สาย ในการใช้งานชนิดนี้ชุดข้อมูลที่จะส่งจะมีชุดเดียว แต่จะถูกส่งโดยชุดของสายอากาศส่งหลายตัว การใช้งานชนิดนี้แตกต่างกับชนิดแรกอย่างชัดเจนในเรื่องของอัตราข้อมูล เนื่องจากอัตราการส่งข้อมูลไม่เพิ่มขึ้นตามจำนวนของสายอากาศส่ง ในทางตรงกันข้ามความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดที่เครื่องรับจะลดลงมากกว่าการใช้งานชนิดแรก ซึ่งแปรผันตรงกันจำนวนของสายอากาศส่งและรับ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของช่องสัญญาณซึ่งทำให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้นตามหลักการของการใช้งานชนิดนี้สามารถอธิบายดังต่อไปนี้ ทางด้านเครื่องส่งจะมีการแมปชุดข้อมูลที่จะส่งไปยังสายอากาศส่งแต่ละตัว โดยปกติแล้วจะเรียกว่าการเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา (Space-Time Code) ทางด้านเครื่องรับจะทำการถอดรหัสนี้ แล้วทำการกู้กลับข้อมูลต่อไป ดังนั้นการใช้งานชนิดนี้เหมาะสมกับงานที่มีอัตราการส่งข้อมูลคงที่ แต่ต้องการความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดที่น้อยลง ข้อจำกัด

ของการใช้งานชนิดนี้คือ การต้องการเมทริกซ์ช่องสัญญาณไร้สายทางด้านเครื่องรับเพื่อใช้ในการกู้กลับข้อมูล ซึ่งต้องใช้เทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีความแม่นยำสูง

### 1.3 การใช้งานระบบ MIMO แบบสายอากาศชาญฉลาด (Smart Antennas)



รูปที่ 4 แสดงการใช้งานระบบการสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออกแบบสายอากาศชาญฉลาด

การใช้งานระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก ชนิดที่สาม คือ การสร้างสายอากาศที่ชาญฉลาด ในการใช้งานชนิดนี้ อัตราการส่งข้อมูลจะเท่ากับการใช้งานชนิดที่สอง แต่มีความทนทานต่อสัญญาณสะท้อน และ สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้คนอื่นที่เข้ามายังชุดของสายอากาศเครื่องรับในมุมต่าง ๆ กัน ได้เป็นอย่างดี การจัดวางชุดของสายอากาศนั้นส่วนใหญ่แล้วจะจัดวางให้ห่างกันไม่เกินครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นพาห์ ซึ่งทำให้สายอากาศแต่ละตัวมีความสัมพันธ์กันในเชิงขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ ความสัมพันธ์นี้เมื่อได้รับการควบคุมอย่างเหมาะสมโดยตัวควบคุมน้ำหนัก (Weight Vector) ผลลัพธ์ที่ได้คือรูปแบบการแพร่กระจายลำคลื่นที่กำหนดทิศทางได้ เมื่อเครื่องส่งและเครื่องรับชี้ลำคลื่นไปในทิศเดียวกัน และชี้จุดศูนย์ (Null) ไปในทิศทางของสัญญาณรบกวนอื่น ก็จะทำให้ระบบสื่อสารไร้สายมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนสูงขึ้น เป็นผลให้ความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดลดลงตามไปด้วย ข้อจำกัดของการใช้งานชนิดนี้คือ การต้องการตัวประมวลผล และ อัลกอริทึมที่ใช้ควบคุมตัวควบคุมน้ำหนักที่มีประสิทธิภาพ และความแม่นยำสูง

### 2. การประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สาย

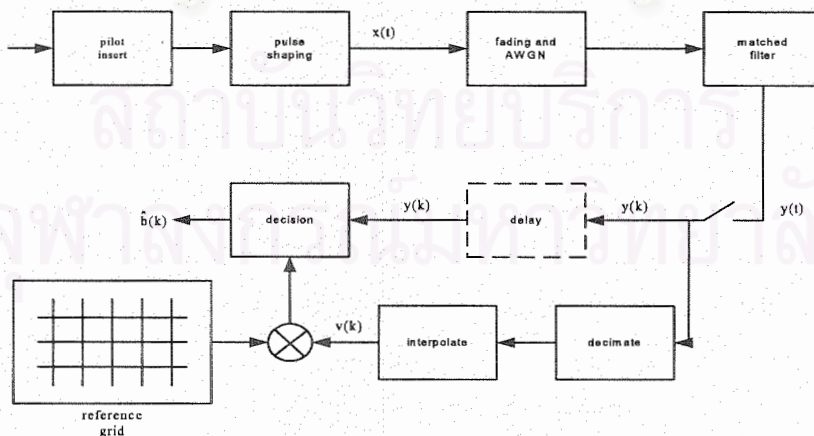
การประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายนั้นเป็นกระบวนการที่สำคัญมากกระบวนการหนึ่งสำหรับระบบสื่อสารไร้สายซึ่งมีการใช้งานเครื่องรับแบบเชื่อมติดกัน (coherent receivers) ปกติแล้วช่องสัญญาณไร้สายจะถูกประมาณค่าโดยอาศัยการส่งสัญญาณนำร่อง (pilot signal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่เครื่องส่งและเครื่องรับได้จัดเตรียมไว้ในตอนต้นแล้ว และเป็นข้อมูลที่รู้กันทั้งสองด้าน เทคนิควิธีการใช้สัญญาณนำร่อง

นี้ได้ศึกษา และใช้งาน อย่างกว้างขวางสืบเนื่องมาจากความง่ายในการสร้าง รวมทั้งการคำนวณก็ไม่ซับซ้อน อีกด้วย

เทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณ โดยอาศัยสัญญาณนำร่องแบ่งได้สองแบบ คือ Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM) และ Pilot Embedding ในระบบการสื่อสารแบบหนึ่งทางเข้าหนึ่งทางออก (Single-Input Single-Output (SISO)) นั้น เทคนิควิธี PSAM ได้ถูกศึกษาอย่างลึกซึ้งในเอกสารอ้างอิงที่ [1] ซึ่งได้พิจารณาช่องสัญญาณแบบ Frequency Non-selective Fading Channels และต่อมาได้ถูกนำมาประยุกต์กับระบบ MIMO ในเอกสารอ้างอิงที่ [2] และ [3] เทคนิควิธีนี้จะมัลติเพล็กซ์สัญญาณนำร่อง และ ข้อมูลที่จะส่งออกไปด้วยการแบ่งเวลา (time multiplexing) ดังนั้นสัญญาณนำร่องและข้อมูลจึงไม่ทับกัน หรือ กวนกันได้ ที่เครื่องรับสัญญาณทั้งสองนี้จะถูกแยกแยะออกมาอย่างอิสระต่อกัน โดยสัญญาณนำร่องจะถูกใช้งานในการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายต่อไป เห็นได้ว่าการผสมและส่งข้อมูลสัญญาณนำร่องแบบนี้ นั้นมีข้อเสียที่เกิดจากความไม่ทั่วถึงของสัญญาณนำร่องในเฟรมข้อมูลทั้งหมดที่ส่งออกไป ซึ่งหมายความว่า ในช่วงเวลาส่งข้อมูลเราจะไม่สามารถส่งสัญญาณนำร่องไปได้ ข้อจำกัดนี้ส่งผลไปถึงประสิทธิภาพที่แย่ลง ในกรณีที่ช่องสัญญาณไร้สายเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วภายในช่วงการส่งเฟรมข้อมูลหนึ่ง ๆ ซึ่งจะทำให้เราไม่สามารถที่จะประมาณค่าช่องสัญญาณที่แท้จริงในช่วงส่งข้อมูลได้นั่นเอง ดังนั้นจะเห็นว่า การที่จะเพิ่มความสามารถในการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายสำหรับเทคนิควิธีนี้นั้นจะต้องใช้สัญญาณนำร่องจำนวนมากซึ่งนั่นหมายถึงการลดลงของประสิทธิภาพในการใช้งานแบนด์วิธของระบบด้วยนั่นเอง เพราะเราจะสามารถส่งข้อมูลได้ลดลงตามไปด้วย เฟรมข้อมูลของสัญญาณที่ส่งออกไป รวมทั้งบล็อกโคเดอแกรมของเทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายแบบ PSAM ได้แสดงในรูปที่ 5 และ 6 ตามลำดับ

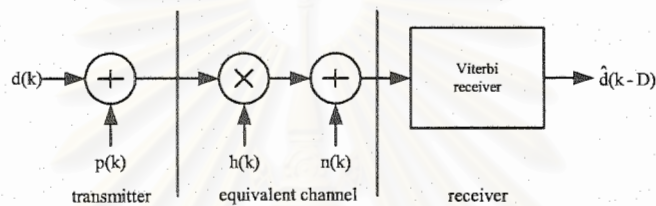


รูปที่ 5 แสดงเฟรมข้อมูลสำหรับเทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายแบบ PSAM



รูปที่ 6 แสดงบล็อกโคเดอแกรมของเทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายแบบ PSAM

ส่วนเทคนิควิธี Pilot Embedding [4] นั้น ในตอนแรกทั้งข้อมูลที่จะส่งออกไปและสัญญาณนำร่องจะถูกผสมเข้าไปโดยตรงเข้าด้วยกันด้วยการบวก ซึ่งในส่วนของภาครับจะต้องแยกสัญญาณนำร่องออกมาด้วยวิธีการที่ซับซ้อนมากขึ้นเช่น Viterbi Algorithm เพื่อนำมาใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณต่อไป จะเห็นได้ว่าการส่งสัญญาณนำร่องออกไปแบบนี้สามารถที่จะลดปัญหาของการสูญเสียแบนด์วิทของระบบได้ แต่เมื่อพิจารณาอีกด้านหนึ่งเราจะเห็นได้ถึงความซับซ้อนในการแยกสัญญาณนำร่อง รวมทั้งการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายจะสูงขึ้นมากด้วย บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายแบบ Pilot Embedding ได้แสดงในรูปที่ 7



รูปที่ 7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายแบบ Pilot Embedding

## งานที่ทำในปัจจุบัน

### 1. การประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออกที่เข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา ด้วยเทคนิควิธี Data-Bearing Approach for Pilot-Aiding

การประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายดังกล่าวมาแล้วข้างต้นมีข้อจำกัดทั้งในเรื่องของประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิทของระบบ และ ความซับซ้อนในการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สาย ในงานวิจัยนี้เรามีแรงจูงใจเพื่อที่จะออกแบบกรวิธีส่งสัญญาณนำร่องและข้อมูลแบบใหม่ดังต่อไปนี้ ถ้าเราสามารถที่จะกระจายสัญญาณนำร่องอย่างตั้งฉากไปทั่วทั้งเฟรมข้อมูลที่จะส่ง โดยที่ไม่ทำให้ประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิทของระบบสูญเสียไปมากกว่าเทคนิคการประมาณช่องสัญญาณแบบ PSAM แล้ว ระบบใหม่ที่ได้นี้จะมประสิทธิภาพมากที่สุดในเรื่องของการประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายที่ดีขึ้น และ ความง่ายในการสร้างขึ้นจริง จากหลักการพื้นฐานที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นเราจะออกแบบ เมทริกซ์สองตัวขึ้นมาก่อน นั่นคือ เมทริกซ์ตัวถือข้อมูล (Data Bearer Matrix) และ เมทริกซ์สัญญาณนำร่อง (Pilot Matrix) ซึ่งตั้งฉากซึ่งกันและกัน จากนั้นจะนำข้อมูลที่ได้ผ่านการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแล้วมารวมกลุ่มกันเป็นบล็อก ๆ ซึ่งจะทำได้ เมทริกซ์ข้อมูลขึ้นมา (Data Matrix) เมื่อได้เมทริกซ์ทั้งสามตัวนี้แล้วเราจะทำการฉายเมทริกซ์ข้อมูลลงไปยังเมทริกซ์ตัวถือข้อมูล หรือ คูณเข้าไปด้วยกันนั่นเอง จากนั้นจะนำผลลัพธ์ที่ได้ไปบวกกับเมทริกซ์สัญญาณนำร่องที่ออกแบบไว้ ซึ่งผลลัพธ์สุดท้ายนี้จะเป็นข้อมูลที่ส่งออกไปจริงในช่องสัญญาณไร้สาย รายละเอียดของการออกแบบ และ การสร้างเมทริกซ์ทั้งสามจะกล่าวถึงในส่วนต่อไปตามลำดับ

## 1.1 เป้าหมาย

1.1.1 เพื่อสร้างกรรมวิธีการฝังสัญญาณนำร่องแบบใหม่สำหรับระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออกที่เข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา โดยอาศัยเมทริกซ์ Data Bearer

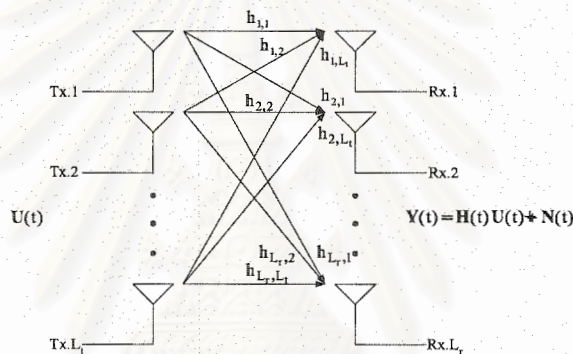
1.1.2 เพื่อสามารถที่จะประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วได้

1.1.3 เพื่อสามารถที่จะออกแบบตัวประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำได้

1.1.4 เพื่อสามารถที่จะออกแบบการส่งสัญญาณนำร่องที่มีค่าการสูญเสียแบนด์วิธของระบบต่ำสุดได้

## 1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก และ ระบบสื่อสารแบบหลายทางเข้าหลายทางออก

แบบจำลองช่องสัญญาณไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออกสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก

ระบบสื่อสารแบบ MIMO ที่จะทำการศึกษานี้ประกอบไปด้วยสายอากาศส่งจำนวน  $L_t$  และสายอากาศรับจำนวน  $L_r$  โดยทั่วไปแล้วสำหรับเฟรมข้อมูลส่ง  $t$  เราจะได้ว่า  $U(t)$  คือ ST symbol matrix ซึ่งมีขนาด  $L_t \times M$  ซึ่งจะถูกส่งออกไปด้วยเวลา  $M$  time slots สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศรับสามารถแสดงได้โดยเมทริกซ์  $Y(t)$  แสดงดังต่อไปนี้

$$Y(t) = H(t)U(t) + N(t)$$

โดย  $H(t)$  คือ เมทริกซ์ช่องสัญญาณซึ่งมีขนาด  $L_r \times L_t$  และ  $N(t)$  คือ เมทริกซ์สัญญาณรบกวนแบบ additive white Gaussian ซึ่งมีขนาด  $L_r \times M$  โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 และ มีความแปรปรวนเท่ากับ  $\sigma^2 I_{(ML_r \times ML_r)}$  ต่อหนึ่งมิติค่าจริง (real dimension) ในการศึกษาจะทำการศึกษาระบบช่องสัญญาณสองลักษณะคือ ช่องสัญญาณแบบเรย์เร่เสมือนคงที่ (quasi-static Rayleigh fading channels) ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่  $H(t)$  มีค่าคงที่ตลอดทั้งเฟรมการส่งข้อมูล  $U(t)$  และ ช่องสัญญาณแบบเรย์เร่ไม่เสมือนคงที่ (nonquasi-static Rayleigh fading channels) ซึ่ง



เป็นช่องสัญญาณที่  $H(t)$  มีค่าไม่คงที่ตลอดทั้งเฟรมการส่งข้อมูล  $U(t)$  จะเห็นว่าช่องสัญญาณแบบหลังนี้มีความคล้ายคลึงกับระบบจริงมากที่สุด ใการศึกษานี้เราจะเริ่มต้นด้วยช่องสัญญาณแบบแรกซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์และออกแบบก่อน จากนั้นจึงขยายแนวคิดที่ได้ไปยังช่องสัญญาณต่อไปเพื่อทดสอบระบบที่ได้ออกแบบ

### 1.3 ระบบการฝังสัญญาณนำร่องด้วยกรรมวิธี Data Bearing Approach

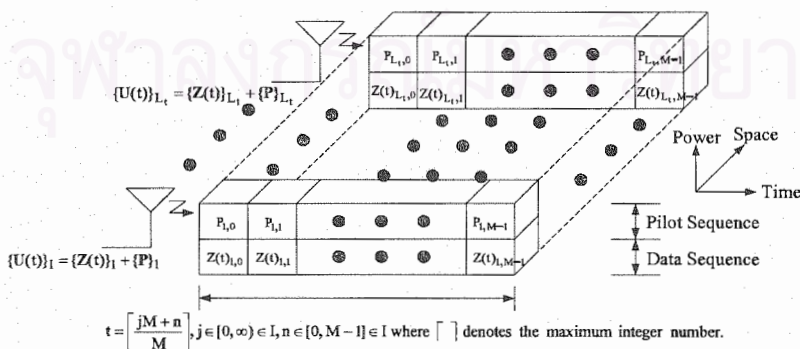
ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการฝังสัญญาณนำร่องด้วยกรรมวิธี Data Bearing Approach ซึ่งประกอบไปด้วย กระบวนการแยกสัญญาณนำร่อง และ ข้อมูลออกจากกัน การประมาณค่าช่องสัญญาณ ไร้สาย และการตีเทคข้อมูล กรรมวิธี Data Bearing Approach นั้นจะทำการผสมสัญญาณนำร่องเข้ากับข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสปริภูมิเวลาโดยตรงก่อน ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะเรียกว่า ST symbol แรงจูงใจที่ทำให้เราออกแบบกรรมวิธีนี้เกิดจากการที่เราต้องการฝังสัญญาณนำร่องเข้าไปกับข้อมูลโดยตรง เพื่อที่จะทำให้เราสามารถจับการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ไร้สายได้ทุก ๆ ช่วงเวลา ซึ่งสิ่งที่เราคาดหวังได้คือการประมาณค่าช่องสัญญาณ ไร้สายที่ดีขึ้น เม- ทริกซ์ ST symbol ที่นำเสนอสามารถแสดง ได้ดังนี้

$$U(t) = D(t)A + P$$

โดย  $D(t)$  คือ เมทริกซ์ ST data ซึ่งมีขนาด  $L_t \times N$  โดย  $N$  คือจำนวนของ time slot ของข้อมูลที่จะส่งออกไปจริง,  $A$  คือ เมทริกซ์ตัวถือข้อมูล (Data Bearer Matrix) ซึ่งมีขนาด  $N \times M$  และ  $P$  คือ เมทริกซ์สัญญาณนำร่อง (Pilot Matrix) ซึ่งมีขนาด  $L_t \times M$  ในการออกแบบนี้เรากำหนดเงื่อนไขของพลังงานของ  $D(t)$  ให้มีค่าจำกัดเท่ากับ  $L_t$  ดังนั้นเราสามารถที่จะเขียนสมการของเมทริกซ์สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับดังนี้

$$Y(t) = H(t)(D(t)A + P) + N(t)$$

รูปที่ 9 แสดงโครงสร้างของบล็อก ST symbol ที่นำเสนอ ดังนี้



รูปที่ 9 แสดงโครงสร้างของบล็อก ST symbol ที่นำเสนอ

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับกรรวิธี Data Bearing Approach สามารถแสดงได้ดังนี้

$$AP^T = \mathbf{0} \in \mathbb{R}^{N \times L_t},$$

$$PA^T = \mathbf{0} \in \mathbb{R}^{L_t \times N},$$

$$AA^T = \beta \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{N \times N},$$

$$PP^T = \alpha \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{L_t \times L_t},$$

โดย  $\beta$  แสดงถึงอัตราส่วนของกำลังงานที่ให้แก่อ็  $\alpha$  และ แสดงถึงอัตราส่วนของกำลังงานที่ให้แก่อสัญญาณนำร่อง สังเกตได้ว่าสมการสองแถวแรกนั้นเป็นเงื่อนไขปริภูมิศูนย์ (Null Space Property) สมการสองแถวหลังนั้นเป็นเงื่อนไขตั้งฉาก (Orthogonality Property) เงื่อนไขสำหรับ time slots,  $M$  ของเมทริกซ์ ST symbol สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\text{Rank}(A) + \text{Rank}(P) \leq M$$

จากเงื่อนไขที่ต้องการข้างต้นเราสามารถออกแบบเมทริกซ์ตัวถือข้อมูล  $A$  และ เมทริกซ์สัญญาณนำร่อง  $P$  ซึ่งมีสมาชิกเป็นจำนวนจริงได้ดังต่อไปนี้

### 1.3.1 Time-Multiplexing (TM)-Based Matrices

$$A = \sqrt{\beta} [0_{(N \times L_t)}; \mathbf{I}_{(N \times N)}],$$

$$P = \sqrt{\alpha} [\mathbf{I}_{(L_t \times L_t)}; 0_{(L_t \times N)}], \quad M = N + L_t$$

โดย  $0$  และ  $\mathbf{I}$  แสดงถึง เมทริกซ์ศูนย์ และ เมทริกซ์เอกลักษณ์ ตามลำดับ

### 1.3.2 ST-Block-Code (STBC)-Based Matrices

โดย STBC คือ เมทริกซ์ ST

$$A = \sqrt{\beta} [0_{(N \times \tau)}; \mathbf{I}_{(N \times N)}],$$

$$P = \sqrt{\alpha} [\text{STBC}_{(L_t \times \tau)}; 0_{(L_t \times N)}], \quad M = N + \tau$$

### 1.3.3 Code-Mul

$$A = \sqrt{\beta} \mathbf{W} \mathbf{H} [1 : N]_{(N \times M)},$$

$$P = \sqrt{\alpha} \mathbf{W} \mathbf{H} [N + 1 : M]_{(L_t \times M)}, \quad M = N + L_t$$

โดย  $\mathbf{W} \mathbf{H}$  คือ เมทริกซ์ Walse-Hadamard ที่มีขนาด  $M \times M$  จะเห็นได้ว่า เมทริกซ์ TM- และ STBC-based มีการจัดเรียงสัญญาณนำร่องโดยใช้การแบ่งทางเวลาเพื่อไม่ให้ทับกับข้อมูลที่จะส่ง ส่วนเมทริกซ์ CM-based มีโครงสร้างที่ต่างกันอย่างสิ้นเชิงเนื่องจากการกระจายสัญญาณนำร่องในเมทริกซ์อย่างสม่ำเสมอ ดังนั้นเราสามารถที่จะคาดหวังประสิทธิภาพที่ดีขึ้นของเมทริกซ์แบบหลังนี้ได้ ซึ่งจะแสดงให้เห็นในส่วนของงานจำลองการทำงาน

## 1.4 การประมาณช่องสัญญาณ

การประมาณค่าช่องสัญญาณสามารถทำได้ง่ายโดยโดยในตอนแรกนั้น ทำการคูณเมทริกซ์สัญญาณที่รับได้  $Y(t)$  ด้วยเมทริกซ์สัญญาณนำร่อง  $P^T$  แล้วหารผลลัพธ์ที่ได้มาด้วย  $\alpha$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\frac{Y(t)P^T}{\alpha} = H(t) + \frac{N(t)P^T}{\alpha}$$

กำหนดให้  $\dot{Y}(t) = \frac{Y(t)P^T}{\alpha}$     และ  $\dot{N}(t) = \frac{N(t)P^T}{\alpha}$     โดยที่

$$y(t) \triangleq \text{vec}(\dot{Y}(t)), \quad n(t) \triangleq \text{vec}(\dot{N}(t)), \quad h(t) \triangleq \text{vec}(H(t))$$

จากสมการของสัญญาณรบก  $\dot{N}(t) = \frac{N(t)P^T}{\alpha}$  สามารถที่จะหาค่าทางสถิติได้ดังนี้คือ ค่าเฉลี่ย (Mean)

$$\mu_{n(t)} = \frac{1}{\alpha} E[(I \otimes N(t)) \text{vec}(P^T)] = 0_{(L_r L_r \times 1)}$$

และค่าของวาเรียนซ์ (Variance)

$$V_{n(t)} = \frac{\sigma^2}{2\alpha} I_{(L_r L_r \times L_r L_r)} \text{ per real dimension}$$

จากค่าเฉลี่ย และ วาเรียนซ์ที่ได้กล่าวข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า สัญญาณ  $\dot{N}(t) = \frac{N(t)P^T}{\alpha}$  มีการกระจายตัวแบบ White Gaussian ซึ่งเราสามารถเขียนฟังก์ชัน Log-Likelihood ได้ดังนี้

$$\ln(p(y(t)|h(t))) = \ln\left(\frac{1}{\pi^{L_r} \det(V_{n(t)})}\right) - (y(t) - h(t))^H V_{n(t)}^{-1} (y(t) - h(t))$$

### 1.4.1 ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Unconstrained Maximum-Likelihood (ML)

ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Unconstrained ML สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\hat{h}(t) = \max_{h(t)} \{\ln(p(y(t)|h(t)))\}$$

ผลลัพธ์ของการหาค่าที่เหมาะสมข้างต้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\hat{h}(t) = y(t)$$

### 1.4.1 ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Linear Minimum Mean-Squared Error (LMMSE)

เราสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Unconstrained ML โดยการใช้หลักการของตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE ซึ่งมีขนาด L-tap แสดงได้ดังนี้

$$\hat{h}_{j,i}^{LMMSE}(t) = \mathbf{w}_{j,i}^H \hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)$$

โดย  $\hat{h}_{j,i}^{LMMSE}(t)$  คือ สมาชิกที่แถว  $j$  หลัก  $i$  ของตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ  $\mathbf{L}\mathbf{M}\mathbf{W}_{j,i} = [w_{j,i}(0) \cdots w_{j,i}(L-1)]^T$  คือ เวกเตอร์น้ำหนักของตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE และ  $\hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t) = [\hat{h}_{j,i}(t) \cdots \hat{h}_{j,i}(t-L+1)]^T$  คือ สมาชิกของเมทริกซ์ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Unconstrained ML ฟังก์ชันราคาของตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE สามารถแสดงได้ดังนี้

$$J(\mathbf{w}_{j,i}) = \arg \min_{\mathbf{w}_{j,i}} E [ \|\hat{h}_{j,i}(t) - \mathbf{w}_{j,i}^H \hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)\|^2 ]$$

ผลลัพธ์ของการหาค่าเหมาะสมข้างต้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\hat{h}_{j,i}^{LMMSE}(t) = \left[ (\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)} + \frac{\sigma^2}{\alpha} \mathbf{I}_{L \times L})^{-1} \mathbf{P}_{\hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)} \right]^H \hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)$$

โดย  $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)} = E[\hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t) \hat{\mathbf{h}}_{j,i}^{HL}(t)]$  |  $E[\hat{h}_{j,i}^*(t) \hat{h}_{j,i}^L(t)] = \mathbf{P}_{\hat{\mathbf{h}}_{j,i}^L(t)}$

### 1.5 การตีเทคข้อมูล

การประมาณค่าช่องสัญญาณสามารถทำได้ง่ายโดยในตอนแรกนั้น ทำการคูณเมทริกซ์สัญญาณที่รับได้  $\mathbf{Y}(t)$  ด้วยเมทริกซ์สัญญาณนำร่อง  $\mathbf{A}^T$  แล้วหารผลลัพธ์ที่ได้มาด้วย  $\beta$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\frac{\mathbf{Y}(t)\mathbf{A}^T}{\beta} = \mathbf{H}(t)\mathbf{D}(t) + \frac{\mathbf{N}(t)\mathbf{A}^T}{\beta}$$

กำหนดให้  $\dot{\mathbf{Y}}(t) = \frac{\mathbf{Y}(t)\mathbf{A}^T}{\beta}$  |  $\dot{\mathbf{N}}(t) = \frac{\mathbf{N}(t)\mathbf{A}^T}{\beta}$  และ  $\mathbf{n}'(t) = \text{vec}(\dot{\mathbf{N}}(t))$

จากสมการของสัญญาณรบก  $\mathbf{n}'(t) = \text{vec}(\dot{\mathbf{N}}(t))$  สามารถที่จะหาค่าทางสถิติได้ดังนี้คือ ค่าเฉลี่ย (Mean)

$$\mu_{\mathbf{n}'(t)} = \mathbf{0}_{(L_r N \times 1)}$$

และค่าของวาเรียนซ์ (Variance)

$$\mathbf{V}_{\mathbf{n}'(t)} = \frac{\sigma^2}{2\beta} \mathbf{I}_{(L_r N \times L_r N)} \text{ per real dimension}$$

จากค่าเฉลี่ย และ วาเรียนซ์ที่ได้กล่าวข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า สัญญาณรูป  $\mathbf{n}'(t) = \text{vec}(\tilde{\mathbf{N}}(t))$  มีการกระจายตัวแบบ White Gaussian ซึ่งเราสามารถสร้างเครื่องรับแบบ ML ได้ดังนี้

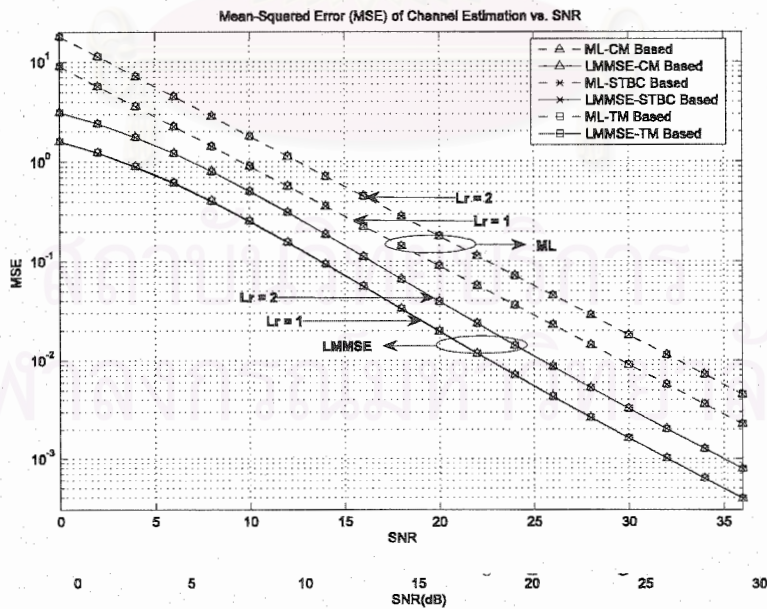
$$\hat{d}_t^i = \min_{d_t^i} \left\{ \sum_{t=1}^N \sum_{j=1}^{L_r} |y_t^j - \sum_{i=1}^{L_t} \hat{h}_{j,i} d_t^i|^2 \right\}, \forall d_t^i, i \in \{1, \dots, L_t\}, t \in \{1, \dots, N\}$$

### 1.6 การจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอ

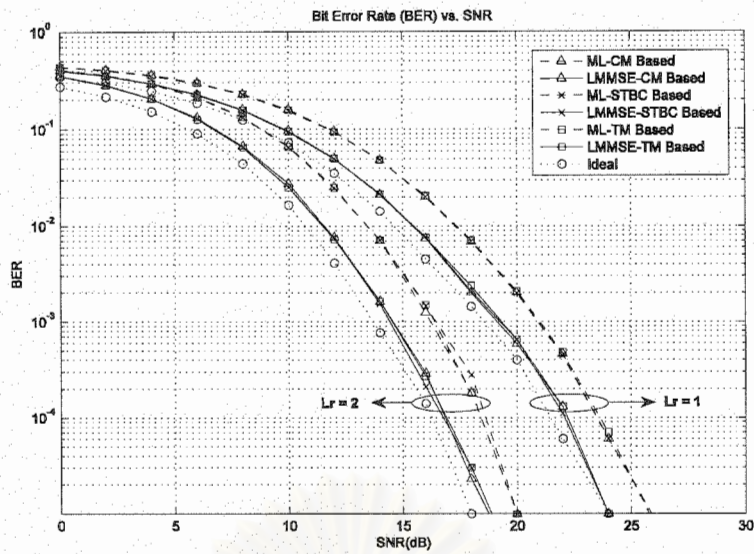
ในส่วนนี้จะแสดงการจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอซึ่งเราจะทำการทดสอบระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออกที่มีการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา แบบ Orthogonal ST Block Code ขนาด 4x4 ในระบบที่ทดสอบได้กำหนดกำลังงานรวมของเมทริกซ์ ST symbol เท่ากับ 1 วัตต์ และจำนวน time slots ของเมทริกซ์ ST symbol เท่ากับ 8 ในส่วนของการจัดสรรกำลังงานนั้น ส่วนของข้อมูลและสัญญาณนำร่องได้รับการจัดสรรเท่า ๆ กัน คือ 50 % การมอดูเลตใช้ระบบมอดูเลต 4-PSK และ ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE ใช้จำนวนเท็ปเท่ากับ 3 การทดลองแบ่งออกเป็นสองสถานการณ์คือ ช่องสัญญาณแบบ Quasi-static Rayleigh Fading และ ช่องสัญญาณแบบ Nonquasi-static Rayleigh Fading

#### 1.6.1 ช่องสัญญาณแบบ Quasi-static Rayleigh Fading

การสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณใช้โมเดลของ Jake โดยกำหนดให้มีค่า Normalized Doppler Shift เท่ากับ 0.08



รูปที่ 10 แสดง Mean Square Error (MSE)

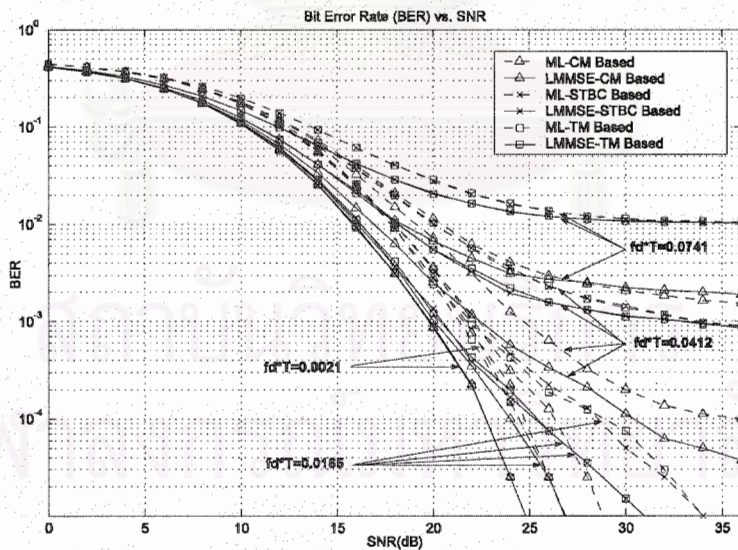


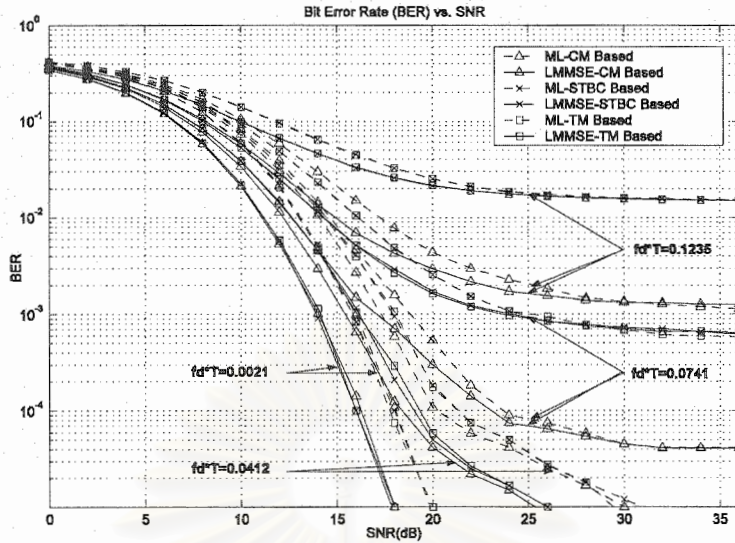
รูปที่ 11 แสดง Bit Error Rate (BER)

จากผลการทดลองเห็นได้ว่าโครงสร้างเมทริกซ์ตัวถือข้อมูล และ สัญญาณนำร่อง ทั้งสามแบบที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันในสถานการณ์นี้ สังเกตได้ว่าตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE มีประสิทธิภาพสูงกว่า แบบ ML

### 1.6.2 ช่องสัญญาณแบบ Nonquasi-static Rayleigh Fading

การสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณใช้โมเดลของ Jake โดยกำหนดให้มีค่า Normalized Doppler Shift ต่าง ๆ ดังแสดงในรูปผลการทดลอง ในการทดลองนี้จะสมมติให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างสมารถสองครั้งภายในหนึ่งเฟรมข้อมูลที่ส่งออกไป





รูปที่ 13 แสดง Bit Error Rate ของระบบเครื่องรับที่มีสายอากาศสองตัว

จากผลการทดลองเห็นได้ว่าโครงสร้างเมทริกซ์ตัวถือข้อมูล และ สัญญาณนำร่อง แบบ CM-based มีประสิทธิภาพที่สูงสุดเมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างที่เหลือทั้งสองในสถานการณ์นี้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขณะที่ยังค่า Normalized Doppler Shift มีค่าสูง ๆ ซึ่งเป็นสถานการณ์ที่เครื่องส่ง หรือ เครื่องรับมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง สังเกตได้ว่าตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบ ML การที่โครงสร้างแบบ CM-based มีประสิทธิภาพสูงสุดอันเนื่องมาจากโครงสร้างนี้มีการกระจายสัญญาณนำร่องไปทั่วทั้งบล็อก ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในช่วงเฟรมข้อมูล โครงสร้างนี้ก็ยังสามารถที่จะประมาณค่าช่องสัญญาณได้ดี ในขณะที่สองโครงสร้างที่เหลือไม่สามารถจัดการเปลี่ยนแปลงได้ทั้งหมดจึงมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่า

### 1.7 สรุปผลการศึกษา

ในการศึกษานี้เราได้ศึกษาและออกแบบกรรวิธีกรฝังสัญญาณนำร่องแบบ Data Bearing Approach สำหรับใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณ รวมทั้ง ดีเทคข้อมูล ในระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก ซึ่งได้กล่าวถึงเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับเมทริกซ์ตัวถือข้อมูล และ สัญญาณนำร่อง, กระบวนการประมาณค่าช่องสัญญาณ และ การดีเทคข้อมูล และ โครงสร้างเมทริกซ์ที่เป็นไปได้ 3 แบบ กรรวิธีกรฝังสัญญาณนำร่องที่นำเสนอสามารถรวมเอาวิธีแบบดั้งเดิมเข้าไปเป็นหนึ่งในกรณีทั้งหมดได้ จากการทดลองเห็นได้ว่าในช่องสัญญาณแบบ Quasi-static Rayleigh Fading โครงสร้างเมทริกซ์ที่นำเสนอทั้งสามแบบมีประสิทธิภาพเท่ากันหมด ในส่วนของช่องสัญญาณแบบ Nonquasi-static Rayleigh Fading โครงสร้างเมทริกซ์แบบ CM-based มีประสิทธิภาพสูงสุดอันเนื่องมาจากโครงสร้างของเมทริกซ์นี้มีการกระจายสัญญาณนำร่องอย่างสม่ำเสมอทั่วทั้งเฟรมข้อมูล และสังเกตได้ว่าตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบ ML ด้วย

## 2. โพรโทคอลแบบปรับตัวโดยวิธีการมอดูเลชันแบบผลต่างสำหรับระบบการสื่อสารแบบร่วมมือ (Adaptive Protocol using Differential Modulation for Cooperative Communications)

### วัตถุประสงค์

เพื่อเสนอรูปแบบโปรโตคอลที่สามารถเลือกเส้นทางการส่งข้อมูลของระบบสื่อสารแบบร่วมมือสำหรับผู้ใช้ 3 คน ซึ่งใช้วิธีการส่งข้อมูลแบบ Differential Modulation โดยการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจ (Bit-Error-Rate: BER) เพื่อใช้เป็นเงื่อนไขในการเลือกผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ในการช่วยส่งต่อข้อมูลภายใต้สภาพภูมิศาสตร์ที่เปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ซึ่งทำให้ระบบสามารถเลือกเส้นทางการส่งสัญญาณที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่ดีที่สุดและค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูลต่ำที่สุด

### แนวคิดและเหตุผล

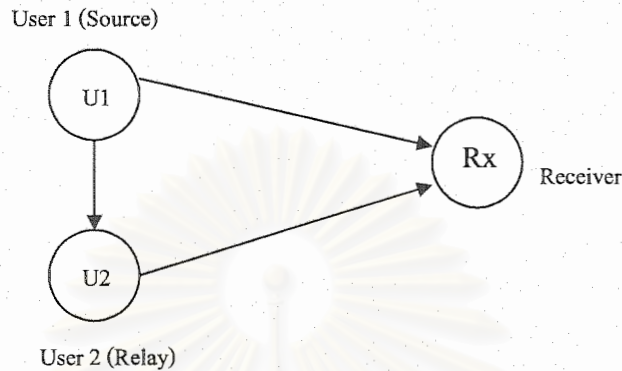
การสื่อสารไร้สายในอนาคตมีความจำเป็นต้องการ การส่งข้อมูลในอัตราการส่งที่สูง เพื่อรองรับความต้องการ การสื่อสารข้อมูลมัลติมีเดียซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูลภาพ ข้อมูลเสียงและข้อมูลสื่อสาร [7] ซึ่งเป็นรู้จักกันดีว่าระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก (Multiple-Input Multiple-Output: MIMO) สามารถรองรับความต้องการดังกล่าวได้ อย่างไรก็ตามในปัจจุบันมีระบบสื่อสารไร้สายซึ่งมีวิธีการส่งข้อมูลโดยให้ผู้ใช้ในระบบทำหน้าที่ช่วยส่งต่อข้อมูลของผู้ของใช้ที่ต้องการส่งข้อมูล ซึ่งสามารถช่วยทำให้ระบบมีความหลากหลายของการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น และอัตราการส่งข้อมูลได้มากในขณะที่มีความผิดพลาดของการส่งข้อมูลน้อยลง ในเงื่อนไขของกำลังที่ใช้ในการส่งข้อมูลเท่าเดิม การสื่อสารดังกล่าวนี้เรียกว่า การสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ (Cooperative Communications) [3] ซึ่งมีลักษณะการทำงานโดยทั่วไปคล้ายๆกับระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก

การสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสามารถพิจารณาการส่งข้อมูลได้ทั้ง 2 แบบ [5] คือ แบบ Coherent และ แบบ Noncoherent สำหรับการพิจารณาการส่งข้อมูลแบบ Coherent นั้นจะมีความซับซ้อนและยุ่งยากมากในการถอดรหัสข้อมูลทางด้านเครื่องรับ เนื่องจากเครื่องรับจำเป็นต้องทำการกู้สัญญาณพาหะที่ใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับทางด้านเครื่องส่งให้มากที่สุด เพื่อการถอดรหัสข้อมูลจะได้ข้อมูลที่ถูกต้องมากที่สุด แต่สำหรับการส่งข้อมูลแบบ Noncoherent ไม่จำเป็นต้องทำการกู้สัญญาณพาหะที่ใช้ในการเข้ารหัสข้อมูล เนื่องจากการเข้ารหัสและถอดรหัสจะใช้ข้อมูลก่อนหน้านั้นเป็นข้อมูลอ้างอิง ซึ่งการส่งข้อมูลแบบนี้เรียกว่า การมอดูเลตแบบผลต่าง (Differential Modulation) และการส่งข้อมูลแบบ Noncoherent จะมีความผิดพลาดของการถอดรหัสข้อมูลมากกว่าการส่งข้อมูลแบบ Coherent 2 เท่า (ประมาณ 3 dB) และเป็นเหตุผลที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาการส่งข้อมูลแบบ Noncoherent สำหรับการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ

ต่อมา T.Himsoon [1] ได้นำเสนอวิธีการส่งข้อมูลโดยการมอดูเลตแบบผลต่าง สำหรับระบบสื่อสารแบบร่วมมือ ในโปรโตคอลแบบกำหนด Relay ที่แน่นอน (Fixed Relying) ซึ่งพิจารณาใน



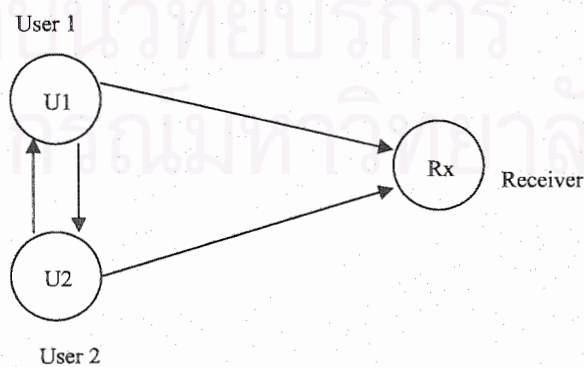
กรณีที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน ร่วมกันส่งข้อมูล และผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ในการช่วยส่งต่อข้อมูลแบบ Amplify-and-forward



รูปที่ 14 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay 1 คน

T.Himsoon ได้พิจารณาการส่งข้อมูลในทิศทางเดียว ดังแสดงในรูปที่ 14 ซึ่งผู้ใช้คนที่ 1 จะทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง และผู้ใช้คนที่ 2 ทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อช่วยส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับ ในการส่งข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะทำการเข้ารหัสข้อมูลแบบ DPSK ก่อนส่งไปยังเครื่องรับ และทำการวัดค่าประสิทธิภาพของอัตราการตัดสินใจผิดพลาด (Bit-Error-Rate: BER) โดยการเปรียบเทียบวิธีที่เสนอในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือกับระบบสื่อสารไร้สายที่ไม่มีการช่วยส่งต่อข้อมูลจากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay

ต่อมา P.Tarasak [2] ได้เสนอวิธีการมอดูเลตแบบผลต่าง สำหรับระบบสื่อสารแบบร่วมมือ ซึ่งจะศึกษาและพิจารณารูปแบบโปรโตคอล 2 แบบ คือ โปรโตคอลแบบ กำหนด Relay ที่แน่นอน (Fixed Relying) และ โปรโตคอลแบบเลือก Relay (Selection Relying) ซึ่งพิจารณาในกรณีที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน ร่วมกันส่งข้อมูล และผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ในการช่วยส่งต่อข้อมูลแบบ Decoded-and-forward



รูปที่ 15 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay

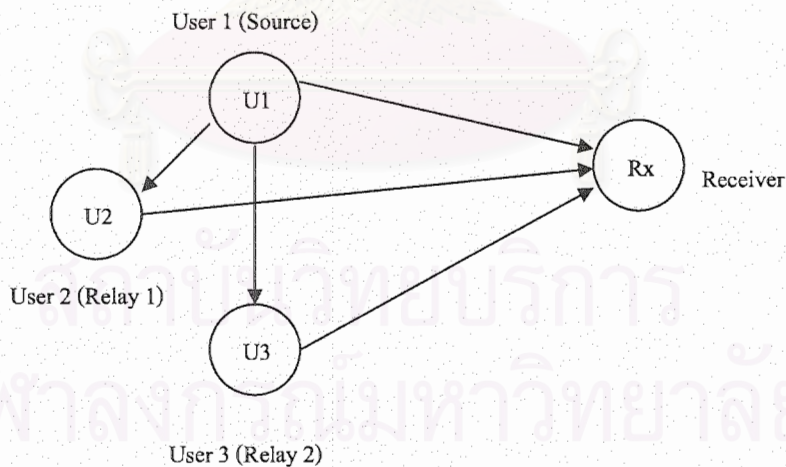
พิจารณาการส่งข้อมูลของระบบ โดยการแบ่งช่วงเวลาของการส่งข้อมูลออกเป็น 3 ช่วงเวลา ดังนี้

$U1 \rightarrow U2, Rx$	$U2 \rightarrow U1, Rx$	$U1, U2 \rightarrow Rx$
$\frac{N}{3}$	$\frac{N}{3}$	$\frac{N}{3}$

รูปที่ 16 การแบ่งช่วงเวลาในการส่งข้อมูลสำหรับผู้ใช้ 2 คน

ในช่วงเวลาที่สาม จากรูปที่ 16 ผู้ใช้แต่ละคนจะทำหน้าที่เป็น Relay ของกันและกัน เพื่อช่วยในการส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ โดยก่อนที่ Relay จะช่วยส่งต่อข้อมูลนั้นจะทำการเข้ารหัสข้อมูลแบบผลต่าง ซึ่งรหัสของการเข้ารหัสข้อมูลของผู้ใช้งานทั้ง 2 คนมีลักษณะคล้ายๆกับการเข้ารหัสการส่งข้อมูลทางด้านเวลาของ Alamouti [8] ในกรณีที่พิจารณาโปรโตคอลแบบ กำหนด Relay ที่แน่นอนสำหรับโปรโตคอลแบบเลือก Relay นั้นจะเพิ่มเงื่อนไขในการเลือกโดยพิจารณาค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล

จากที่ T.Himsoon [1] และ P.Tarasak [2] ได้เสนอระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือในกรณีที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด 2 คน ร่วมกันส่งข้อมูลเท่านั้น ซึ่งรูปแบบของโปรโตคอลที่ทั้ง 2 ได้เสนอนั้นไม่สามารถทำการเลือกผู้ใช้ให้ทำหน้าที่เป็น Relay ในกรณีที่มีจำนวน Relay มากกว่า 2 ตัวพร้อมกัน ในสภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอ โปรโตคอลแบบใหม่ขึ้นมาเพื่อให้สามารถเลือกผู้ใช้ที่จะทำหน้าที่เป็น Relay ที่มีค่าความผิดพลาดของการส่งข้อมูลน้อยที่สุดจากผู้ใช้ที่จะทำหน้าที่เป็น Relay ทั้งหมด 2 ตัวพร้อมกัน ในการส่งข้อมูลแต่ละช่วงการส่ง



รูปที่ 17 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับผู้ใช้ร่วมกันทำหน้าที่เป็น Relay 2 ตัว พร้อมกัน

สำหรับโปรโตคอลแบบใหม่ที่เสนอขึ้น เรียกว่า โปรโตคอลแบบปรับตัวได้ (Adaptive Protocol) เพื่อจะใช้ในการเลือกเส้นทางการส่งข้อมูลจากผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งเพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ ซึ่งเมื่อพิจารณารูปที่ 17 จะมีทั้งหมด 3 เส้นทางคือ

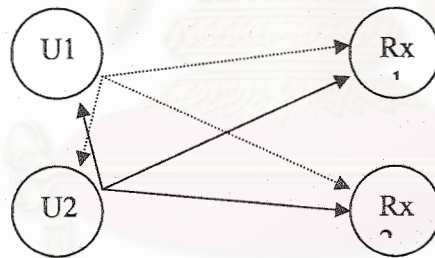
1. ผู้ใช้คนที่ 1 ส่งข้อมูลโดยตรงยังเครื่องรับ
2. ผู้ใช้คนที่ 1 ส่งข้อมูลไปยังผู้ใช้คนที่ 2 (Relay) เพื่อช่วยส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับ
3. ผู้ใช้คนที่ 2 ส่งข้อมูลไปยังผู้ใช้คนที่ 1 (Relay) เพื่อช่วยส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับ

ซึ่งโปรโตคอลแบบปรับตัวได้สามารถเลือกเส้นทางการส่งข้อมูล โดยการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจผิดพลาด (Bit-Error-Rate: BER) และเลือกเส้นทางที่มีค่า BER น้อยที่สุดในการส่งข้อมูลในแต่ละช่วงความยาวของข้อมูลที่กำหนด

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 1. ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ

การสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือคือ การสื่อสารโดยที่ผู้ใช้แต่ละคนทำหน้าที่ช่วยส่งต่อของผู้ใช้แต่ละคนไปยังเครื่องรับร่วมกัน ซึ่งผู้ใช้ที่ทำหน้าที่ช่วยส่งต่อข้อมูลเรียกว่า Relay [3], [4] ดังแสดงในรูปที่ 5

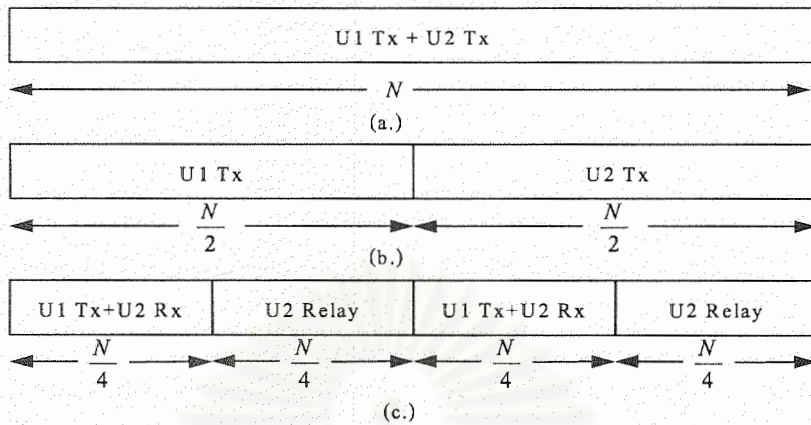


รูปที่ 18 บล็อกไดอะแกรมระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ แบบผู้ใช้ 2 คน และเครื่องรับ 2 เครื่อง

จากรูปที่ 18 ผู้ใช้คนที่ 1 (U1) และผู้ใช้คนที่ 2 (U2) ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง เพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ Rx1 และ Rx2 ตามลำดับ ในโครงข่ายสื่อสารแบบไร้สาย โดยการส่งข้อมูลจะทำการจัดสรร Bandwidth และกำลังส่งของผู้ใช้ทั้งสอง สำหรับกรณีที่ผู้ใช้คนที่ 1 (U1) ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง เพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ Rx1 และ Rx2 ตามลำดับ ในขณะเดียวกันผู้ใช้คนที่ 2 (U2) จะทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อส่งต่อข้อมูลที่รับมาจากผู้ใช้คนที่ 1 (U1) ไปยังเครื่องรับ Rx1 และ Rx2 เช่นเดียวกัน ในทางกลับกันเมื่อผู้ใช้คนที่ 2 (U2) ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง และผู้ใช้คนที่ 1 (U1) ก็จะทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อช่วยส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ Rx1 และ Rx2

การส่งข้อมูลในระบบการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือจะทำการส่งข้อมูลแบบทิศทางเดียว [3] โดยการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นหลายๆ ช่องสัญญาณที่ดึงฉากกัน ดังแสดงในรูปที่ 19 ซึ่งแสดงการจัดสรร

ช่องสัญญาณสำหรับการส่งสัญญาณข้อมูลโดยการแบ่งช่วงเวลาในการส่งข้อมูลของผู้ใช้ 2 คน และสมมติให้การส่งข้อมูลระหว่างผู้ใช้ทั้ง 2 คนและเครื่องรับเป็นแบบ Synchronization



รูปที่ 19 การจัดสรรช่วงเวลาการส่งข้อมูลของช่องสัญญาณ a.) การส่งข้อมูลแบบตรง b.) การส่งข้อมูลแบบตรงตั้งฉาก c.) การส่งข้อมูลแบบร่วมมือ

การส่งข้อมูลแบบตรง (Direct Transmission) คือ การส่งข้อมูลจากผู้ใช้คนที่ 1 ( $U1$ ) และผู้ใช้คนที่ 2 ( $U2$ ) พร้อมๆ กันในช่วงเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้เกิดการแทรกสอดของสัญญาณระหว่างผู้ใช้ทั้ง 2 คน

การส่งข้อมูลแบบตรงตั้งฉาก (Orthogonal Direct Transmission) คือ การส่งข้อมูลในเวลาที่แตกต่างกัน โดยการแบ่งช่วงเวลาออกเป็น 2 ช่วงเวลา (มีผู้ใช้ 2 คน) ที่ตั้งฉากกัน โดยช่วงเวลาที่ 1 ( $0 \cdots \frac{N}{2}$ ) ผู้ใช้คนที่ 1 ( $U1$ ) จะทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งเพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ  $Rx1$  และ  $Rx2$  และช่วงเวลาที่ต่อมา ( $\frac{N}{2} + 1 \cdots N$ ) ผู้ใช้คนที่ 2 ( $U2$ ) จะทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งเพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับ  $Rx1$  และ  $Rx2$  เช่นกัน ซึ่งการส่งสัญญาณแบบนี้ จะไม่เกิดการแทรกสอดของสัญญาณระหว่างผู้ใช้ทั้งสอง

การส่งข้อมูลแบบร่วมมือ (Cooperative transmission) คือ การส่งข้อมูลในเวลาที่แตกต่างกัน โดยการแบ่งช่วงเวลาในการส่งข้อมูลเท่ากับ  $\frac{N}{2^K}$  โดยที่  $K$  คือ จำนวนของผู้ใช้ทั้งหมด ดังตัวอย่าง กรณี  $K=2$  สามารถแบ่งช่วงเวลาออกเป็น  $\frac{N}{2^2} = \frac{N}{4}$  ดังแสดงในรูปที่ 2 (c.) ช่วงเวลาที่ 1 ( $0 \cdots \frac{N}{4}$ ) ผู้ใช้คนที่ 1 ( $U1$ ) ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งเพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับทั้ง 2 เครื่อง ในขณะที่เดียวกันผู้ใช้คนที่ 2 ( $U2$ ) จะทำหน้าที่รับข้อมูลจากผู้ใช้คนที่ 1 ( $U1$ ) ช่วงเวลาที่ 2 ( $\frac{N}{4} + 1 \cdots \frac{N}{2}$ ) ผู้ใช้คนที่ 2 ( $U2$ ) ทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อส่งข้อมูลที่รับได้จากผู้ใช้คนที่ 1 ( $U1$ ) เพื่อส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับทุกเครื่อง ช่วงเวลาที่ 3 ( $\frac{N}{2} + 1 \cdots \frac{3N}{4}$ ) ผู้ใช้คนที่ 2 ( $U2$ ) ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งเพื่อส่งข้อมูลไปยังเครื่องรับทุกเครื่อง ในขณะเดียวกัน ผู้ใช้คนที่ 1 ( $U1$ ) จะทำหน้าที่รับข้อมูลจากผู้ใช้คนที่ 2 ( $U2$ ) และช่วงเวลาสุดท้าย

$(\frac{3N}{4} + 1 \dots N)$  ผู้ใช้คนที่ 1 (U1) ทำหน้าที่เป็น Relay เพื่อส่งข้อมูลที่รับได้จากผู้ใช้คนที่ 2 (U2) เพื่อส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับทุกเครื่อง

## 2. แบบจำลองช่องสัญญาณ (Channel Model)

การส่งข้อมูลแบบร่วมมือสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายดังกล่าวข้างต้น กำหนดให้ ผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งแทนด้วย “ $U_s$ ”, ผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay แทนด้วย “ $U_r$ ” และ เครื่องรับซึ่งแทนด้วย “ $U_d$ ” สามารถหาสัญญาณที่รับได้จากเครื่องรับซึ่งแทนด้วย  $y_d[n]$  ของการส่งข้อมูลแบบตรง ดังสมการที่ (1)

$$y_d[n] = a_{s,d}x_s[n] + z_d[n] \quad ; n = 1, \dots, \frac{N}{2} \quad (1)$$

เมื่อ  $x_s[n]$  คือ ข้อมูลที่ส่งออกจากเครื่องส่ง (ผู้ใช้)

$z_d[n]$  คือ สัญญาณรบกวนที่รับได้จากเครื่องรับ

$a_{s,d}$  คือ สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ

การส่งข้อมูลแบบร่วมมือสามารถหาสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay แทนด้วย  $y_r[n]$  และ เครื่องรับ  $y_d[n]$  ตามลำดับ ดังสมการที่ (2) – (3)

$$y_r[n] = a_{s,r}x_s[n] + z_r[n] \quad ; n = 1, \dots, \frac{N}{4} \quad (2)$$

$$y_d[n] = a_{s,d}x_s[n] + z_d[n] \quad ; n = 1, \dots, \frac{N}{4} \quad (3)$$

ในช่วงเวลาถัดไปผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะทำการส่งต่อข้อมูลที่รับมาจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับซึ่งสามารถหาสัญญาณจากเครื่องรับ ดังสมการที่ (4)

$$y_d[n] = a_{r,d}x_r[n] + z_d[n] \quad ; n = \frac{N}{4} + 1 \dots \frac{N}{4} \quad (4)$$

เมื่อ  $x_r[n]$  คือ ข้อมูลที่ส่งออกจากผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay

## 3. โพรโทคอลของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ

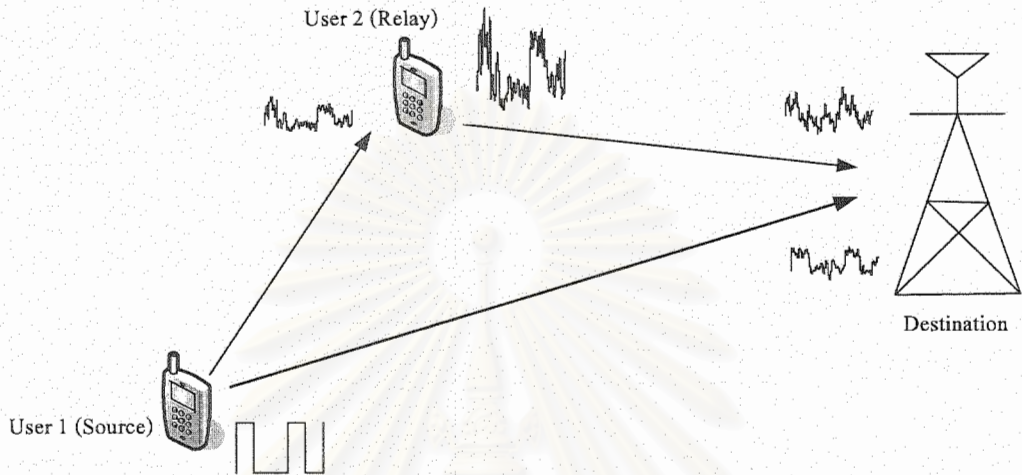
ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือแบ่งรูปแบบของโปรโตคอลได้เป็น 3 รูปแบบ คือ

1. โพรโทคอลแบบกำหนด Relay (Fix Relaying)
2. โพรโทคอลแบบ เลือก Relay (Selection Relaying)
3. โพรโทคอลแบบร้องขอ (Incremental Relaying)

### 3.1 โพรโทคอลแบบกำหนด Relay (Fix Relaying)

โพรโทคอลแบบนี้มีการกำหนด ผู้ใช้เพื่อทำหน้าที่เป็น Relay ที่แน่นอน เพื่อส่งต่อข้อมูลของผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ

3.1.1 Amplify-and-Forward: ผู้ใช้คนที่ 2 (U2) ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ก่อนที่จะส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับ โดยผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะขยายสัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นตามเกณฑ์ที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 20



รูปที่ 20 การสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือแบบ Amplify-and-Forward

จากการจำลองสัญญาณดังสมการที่ (2)-(4) เมื่อ  $y_r[n]$  เป็นสัญญาณที่ผู้ใช้คนที่ 2 (U2) ทำหน้าที่เป็น Relay ซึ่งรับข้อมูลมาจากผู้ใช้คนที่ 1 (U1) ดังนั้นสัญญาณที่ถูกส่งออกจาก Relay เท่ากับ

$$x_r[n] = \beta y_r[n] \quad ; n = \frac{N}{4} + 1 \dots \frac{N}{2} \quad (5)$$

โดยมีอัตราขยายสัญญาณเท่ากับ

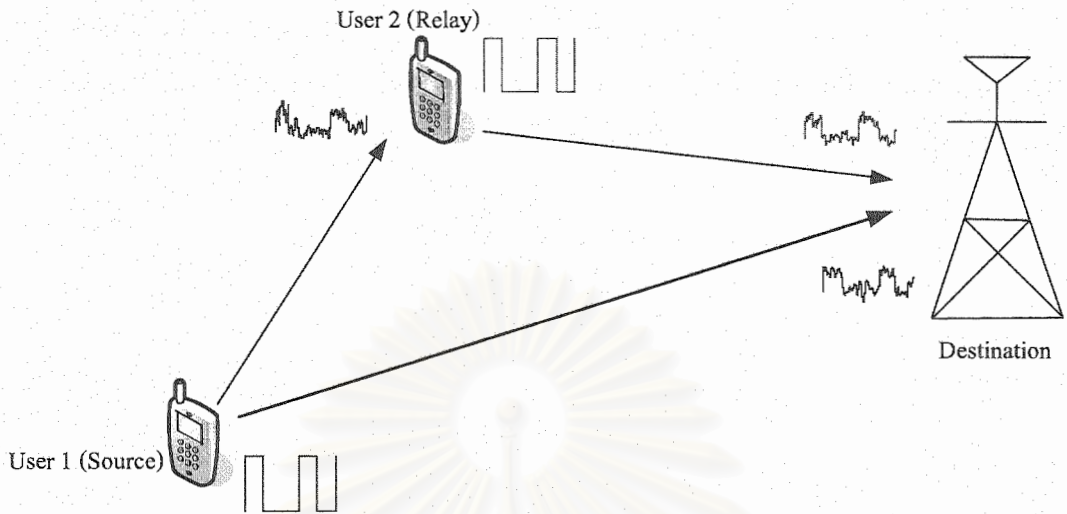
$$\beta \leq \sqrt{\frac{P}{|a_{s,r}|^2 P + N_0}} \quad (6)$$

เมื่อกำหนดให้  $P$  คือ กำลังที่ใช้ในการส่งข้อมูล

$a_{s,r}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้คนที่ 1 และผู้ใช้คนที่ 2

$N_0$  คือ ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบ White Gaussian noise

3.1.2 Decode-and-Forward: ผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะเข้ารหัสข้อมูล ก่อนที่จะส่งต่อรหัสข้อมูลไปยังเครื่องรับ ดังแสดงในรูปที่ 21



รูปที่ 21 การสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือแบบ Decode-and-Forward

จากการจำลองสัญญาณดังสมการที่ (2)-(4) เมื่อ  $y_r[n]$  เป็นข้อมูลที่ผู้ใช้คนที่ 2 ทำหน้าที่เป็น Relay ซึ่งรับข้อมูลมาจากผู้ใช้คนที่ 1 แล้วทำการเข้ารหัสข้อมูลได้  $\hat{x}_r[n]$  ดังนั้นรหัสข้อมูลที่ถูกส่งออกผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay เท่ากับ

$$x_r[n] = \hat{x}_r[n] \quad ; n = \frac{N}{4} + 1 \dots \frac{N}{2} \quad (7)$$

### 3.2 โพรโตคอลแบบเลือก Relay (Selection Relaying)

โพรโตคอลแบบนี้ไม่มีการกำหนดให้ผู้ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็น Relay ที่แน่นอนอน ซึ่งมีขั้นตอนในการเลือกผู้ใช้งานแต่ละคน โดยกำหนดค่าขนาดของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณระหว่างผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งและผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ซึ่งแทนด้วย  $|a_{s,r}|^2$  โดยทำการเปรียบเทียบกับค่า  $g(SNR) = \frac{2^{2R} - 1}{SNR}$  เป็นค่า SNR ซึ่งเป็นค่าที่น้อยที่สุดที่ทำให้สามารถส่งข้อมูลในอัตราการส่งเท่ากับ  $R$  มีเงื่อนไขการเลือกดังสมการ (8)-(9)

$$y_d[n] = a_{s,d}x_s[n] + z_d[n] \quad ; |a_{s,r}|^2 < g(SNR) \quad (8)$$

$$y_d[n] = a_{r,d}x_r[n] + z_d[n] \quad ; |a_{s,r}|^2 \geq g(SNR) \quad (9)$$

### 3.3 โพรโตคอลแบบร้องขอ (Incremental Relaying)

โพรโตคอลแบบนี้จะมีลักษณะคล้ายๆกับ โพรโตคอลแบบเลือก Relay เพียงแต่มีการเพิ่มเงื่อนไขการเลือกผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay มากขึ้น และจุดเด่นของโพรโตคอลนี้ก็คือ เครื่องรับจะทำการส่งความ

ตอบกลับไปยังผู้ใช้ทุกคน เพื่อให้ทราบสถานะของการส่งข้อมูลในแต่ละครั้ง หากการส่งข้อมูลไม่มีความผิดพลาด เครื่องรับจะส่งข้อความกลับมายังผู้ใช้ทุกคน เพื่อให้ทราบสถานะของการส่งที่สมบูรณ์ จึงทำให้ผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ไม่ส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับ แต่ถ้าหากการส่งข้อมูลเกิดความผิดพลาด เครื่องรับจะส่งข้อความกลับมายังผู้ใช้ทุกคน เพื่อรับทราบสถานะของการส่งที่ไม่สมบูรณ์และมีการร้องขอให้มีการส่งข้อมูลใหม่จากผู้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay อีกครั้ง ดังนั้นผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay จึงทำการส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับ สามารถทำการส่งข้อมูลได้ทั้งแบบ Amplify-and-Forward หรือ แบบ Decode-and-Forward ขึ้นอยู่กับการเลือกใช้งาน

#### 4. Differential Phase Shift Keying Modulation: DPSK

การมอดูเลตแบบ PSK เป็นการเข้ารหัสข้อมูลโดยการเปรียบเทียบเฟสข้อมูลกับเฟสของสัญญาณพาห์อ้างอิง ถ้าหากข้อมูลเท่ากับ “0” จะทำให้เฟสข้อมูลต่างเฟส 180 องศา กับสัญญาณพาห์ ในทางกลับกันถ้าหากข้อมูลเท่ากับ “1” จะทำให้ได้เฟสของข้อมูลและสัญญาณพาห์ตรงกัน 0 องศา การมอดูเลตแบบ PSK มีความซับซ้อนและยุ่งยากในการรับสัญญาณทางด้านเครื่องรับ เนื่องจากจะต้องทำการกู้สัญญาณพาห์เพื่อทำให้การถอดรหัสข้อมูลที่ถูกต้อง ดังนั้นจึงมีการเปลี่ยนการเข้ารหัสแบบ PSK เป็นแบบ DPSK [5] ซึ่งเหมาะสมระบบการสื่อสารแบบ noncoherent โดยมีวิธีการเข้ารหัสแบบ DPSK คือ ส่งข้อมูลเพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงไปก่อน แล้วจึงนำเอาข้อมูลที่ต้องการส่งไปเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง ถ้าข้อมูลเท่ากับ “0” จะทำให้ข้อมูลมีเฟสต่างกัน 180 องศา และถ้าข้อมูลเท่ากับ “1” จะทำให้ข้อมูลมีเฟสต่างกัน 0 องศา กับสัญญาณอ้างอิงก่อนหน้านั้น

การถอดรหัสสัญญาณจากการมอดูเลตแบบ DPSK สามารถทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้จากเครื่องรับ  $r(t)$  กับ  $\cos 2\pi f_c t$  และ  $\sin 2\pi f_c t$  แล้วนำผลลัพธ์ของทั้งสองบวกกันในช่วงเวลา T ณ ช่วงสัญญาณ  $k^{th}$  ใดๆ ซึ่งได้ผลลัพธ์จากเครื่องถอดรหัสดังสมการที่ (10) - (11)

$$r_k = \left[ \sqrt{\varepsilon_s} \cos(\theta_k - \phi) + n_{k1} \quad \sqrt{\varepsilon_s} \sin(\theta_k - \phi) + n_{k2} \right] \quad (10)$$

$$r_k = \sqrt{\varepsilon_s} e^{j(\theta_k - \phi)} + n_k \quad (11)$$

เมื่อกำหนดให้

$\theta_k$  คือ มุมเฟสของข้อมูลที่  $k^{th}$  ใดๆ

$\phi$  คือ มุมเฟสของสัญญาณอ้างอิง

$n_k = n_{k1} + jn_{k2}$  คือสัญญาณรบกวน

สัญญาณที่ใช้ในการเปรียบเทียบสามารถหาได้จากสัญญาณก่อนหน้านี้นี้ คือ

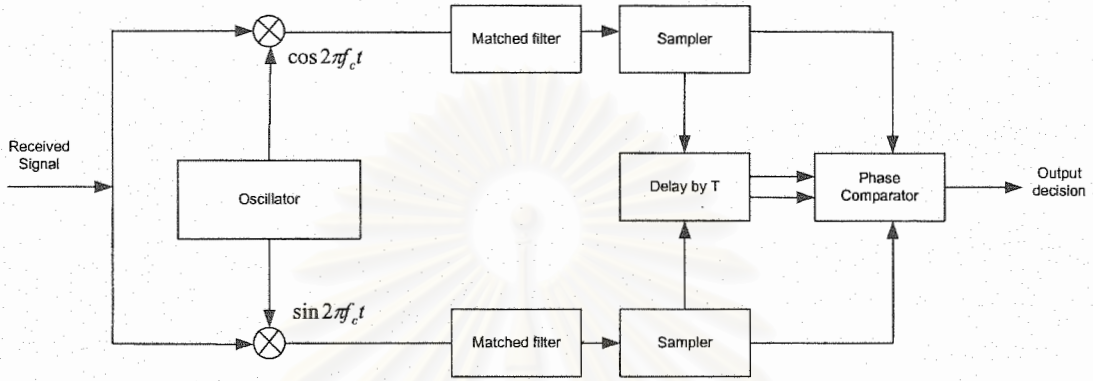
$$r_{k-1} = \sqrt{\varepsilon_s} e^{j(\theta_{k-1} - \phi)} + n_{k-1} \quad (12)$$

สัญญาณที่ได้จากเครื่องถอดรหัสจะอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน 2 จำนวน ดังสมการที่ (13)



$$r_k r_{k-1}^* = \epsilon_s e^{j(\theta_k - \theta_{k-1})} + \sqrt{\epsilon_s} e^{j(\theta_k - \phi)} n_{k-1}^* + \sqrt{\epsilon_s} e^{-j(\theta_{k-1} - \phi)} n_k + n_k n_{k-1}^* \quad (13)$$

จากสมการที่ 13 ถ้าไม่พิจารณาพจน์ที่มีสัญญาณรบกวนจะได้รับความแตกต่างเฟสของข้อมูลเท่ากับ  $\theta_k - \theta_{k-1}$  ดังนั้นจะเห็นว่าข้อมูล  $r_k r_{k-1}^*$  มีเฟสที่อิสระต่อกัน



รูปที่ 22 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องถอดรหัสของ DPSK

การวัดประสิทธิภาพของเครื่องถอดรหัสแบบ DPSK จะพิจารณาจากค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการถอดรหัสข้อมูล ซึ่งเป็นสิ่งที่ค่อนข้างหายาก ยกเว้นในกรณีที่มิมีเฟสต่างกัน 2 เฟส ( $M=2$ ) สามารถหาค่า PDF ของข้อมูล  $r_k r_{k-1}^*$  ดังสมการที่ (13)

การหาค่าประสิทธิภาพของเครื่องถอดรหัสแบบ DPSK เพื่อให้ง่ายในการคำนวณจึงพิจารณาในกรณีที่มิเกิดความผิดพลาดของการถอดรหัส ซึ่งจะสมมติให้ ความต่างเฟสของสัญญาณเท่ากับ  $\theta_k - \theta_{k-1} = 0$  ซึ่งจะได้  $e^{-j(\theta_{k-1} - \phi)}$  และ  $e^{j(\theta_k - \phi)}$  ดังสมการที่ 14 เมื่อสัญญาณรบกวนเป็นแบบ Gaussian  $n_{k-1}$  และ  $n_k$  สามารถนำมารวมกันได้ ดังสมการที่ (14)

$$r_k r_{k-1}^* = \epsilon_s + \sqrt{\epsilon_s} (n_{k-1}^* + n_k) + n_k n_{k-1}^* \quad (14)$$

เนื่องจากการหาค่าของ PDF มีความซับซ้อนมากและในกรณีที่สัญญาณรบกวนในพจน์ของ  $n_k n_{k-1}^*$  มีค่าน้อยๆ จึงหาค่าของสัญญาณรบกวนเฉพาะในพจน์ของ  $\epsilon_s (n_{k-1}^* + n_k + 1)$  เท่านั้น ซึ่งสามารถหาได้ ดังสมการที่ (15)-(16)

$$x = \sqrt{\epsilon_s} + \text{Re}(n_k + n_{k-1}^*) \quad (15)$$

$$y = \text{Im}(n_k + n_{k-1}^*) \quad (16)$$

สำหรับตัวแปร  $x$  และ  $y$  เป็นตัวแปรแบบ Gaussian ที่ไม่มีความสัมพันธ์กัน โดยมีค่าความแปรปรวน  $\sigma_n^2 = N_0$  มีเฟสเท่ากับ

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{y}{x} \quad (17)$$

การ มอดูเลตในระบบการสื่อสาร ไร้สายแบบ Noncoherent จะมีสัญญาณรบกวนเป็น 2 เท่าของการสื่อสาร ไร้สายแบบ coherent เมื่อพิจารณาในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ PSK ซึ่งให้ประสิทธิภาพของการมอดูเลตแบบ DPSK น้อยกว่าการมอดูเลตแบบ PSK 3 dB ซึ่งสามารถมองเห็น ได้อย่างชัดเจนในกรณีที่ มีความแตกต่างเฟสตั้งแต่ 2 เฟส ขึ้นไป ( $M \geq 2$ ) ขึ้นไป การหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในกรณีการมอดูเลตแบบ Binary DPSK สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (18)

$$p_b = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}} \quad (18)$$

เมื่อ  $\frac{E_b}{N_0}$  คือ ค่า SNR ต่อบิต

### 5. วิธีการรวมสัญญาณในช่องสัญญาณที่มีความหลากหลาย [6]

เนื่องจากระบบสื่อสาร ไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก มีการรับสัญญาณชุดเดียวกันในแต่ละช่องสัญญาณที่หลากหลายจึงต้องมีการรวมสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณที่ดีที่สุดนำไปใช้งาน ยกตัวอย่างเช่น ระบบสื่อสาร ไร้สาย มีช่องสัญญาณที่มีความหลากหลายเท่ากับ 2 จึงทำให้สามารถรับสัญญาณได้ ดังนี้ เมื่อกำหนดให้  $f_1(t)$  เป็นสัญญาณที่รับมาจากช่องสัญญาณ  $h_1$  และ  $f_2(t)$  เป็นข้อมูลที่รับมาจากช่องสัญญาณ  $h_2$  ผลรวมของข้อมูลของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากับ

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t) \quad (19)$$

ถ้าพิจารณาระบบสื่อสารที่มีความหลากหลายทางด้านรับมีจำนวนเท่ากับ  $N$  สามารถรวมสัญญาณได้ดังสมการ (20)

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t) + \dots + f_N(t) = \sum_{j=1}^N f_j(t) \quad (20)$$

เนื่องจากระบบที่ทำการศึกษาคือเป็นระบบมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น จึงทำให้ระบบมีอัตราการทำงานเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณ  $a_j$  แสดงได้ดังสมการ (21)

$$f(t) = a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t) + \dots + a_N f_N(t) = \sum_{j=1}^N a_j f_j(t) \quad (21)$$

โดย กำหนดให้

$$f_j(t) = s_j(t) + n_j(t) \quad (22)$$

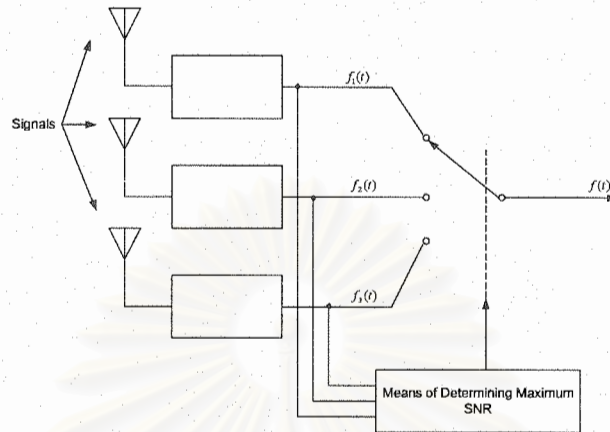
$s_j(t)$  คือ ข้อมูลจากเครื่องส่ง

$n_j(t)$  คือ สัญญาณรบกวนของแต่ละช่องสัญญาณทางด้านเครื่องรับ

$a_j$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณ

ในปี 1958 D.G. Brennan [6] ได้นำเสนอวิธีการรวมสัญญาณไว้ทั้งหมด 3 วิธี ดังนี้

### 5.1 วิธีการรวมสัญญาณแบบเลือก (Selection Diversity)



รูปที่ 23 บล็อกไดอะแกรมวิธีการรวมสัญญาณแบบเลือก

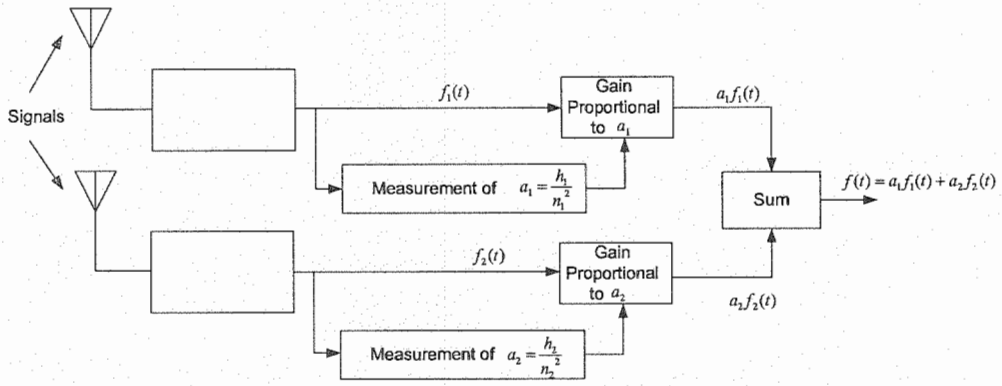
วิธีการนี้จะทำการรวมสัญญาณ โดยเลือกสัญญาณที่รับได้จากช่องสัญญาณที่ดีที่สุดเพียง 1 สัญญาณเท่านั้น ซึ่งจะทำการพิจารณาเลือกสัญญาณที่มีค่า สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของสัญญาณที่รับมาจากช่องสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณ จากสมการที่ (21) กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$a_j(t) = \begin{cases} 1 & , \text{for } j = k \\ 0 & , \text{for } j \neq k \end{cases} \quad (23)$$

เมื่อกำหนดให้  $k$  คือ ช่องสัญญาณที่ถูกเลือก วิธีการรวมสัญญาณแบบเลือก มีกำลังส่งเฉลี่ย (SNR) เท่ากับ

$$\bar{p}(N) = \sum_{k=1}^N \frac{1}{K} \quad (24)$$

วิธีการรวมสัญญาณ โดยทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สูงสุด (Maximal-Radio diversity)



รูปที่ 24 บล็อกไดอะแกรมวิธีการรวมสัญญาณแบบทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด

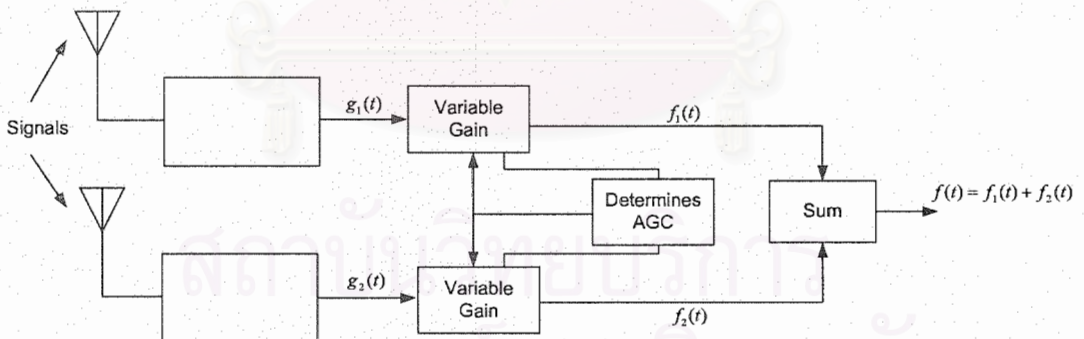
วิธีการนี้จะทำการรวมสัญญาณ โดยการนำเอาสัญญาณที่รับได้ทั้งหมดบวกกัน ซึ่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณ ทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของสัญญาณรวมสูงที่สุด กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณ ดังนี้

$$a_j(t) = \frac{h_j}{n_j^2} \quad (25)$$

วิธีการรวมสัญญาณ โดยทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สูงสุดมีกำลังส่งเฉลี่ย (SNR) เท่ากับ

$$\bar{p}(N) = N \quad (26)$$

### 5.3 วิธีการรวมสัญญาณแบบกำหนดอัตราขยายเท่ากัน (Equal – Gain Diversity)



รูปที่ 25 บล็อกไดอะแกรมวิธีการรวมสัญญาณแบบกำหนดอัตราขยายเท่ากัน

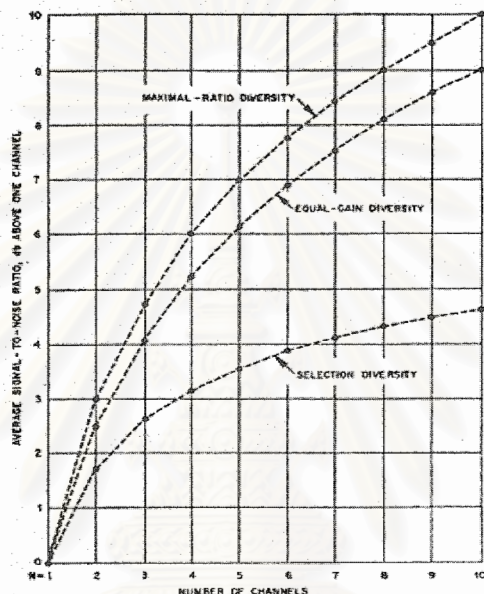
วิธีการนี้จะทำการรวมสัญญาณ โดยการปรับค่าของอัตราการขยาย (Gain) ของแต่ละช่องสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณมีค่า สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากันหมดทุก

ช่องสัญญาณ แล้วจึงนำสัญญาณทั้งหมดบวกกัน ซึ่งจะทำให้ผลรวมของค่า สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของสัญญาณรวม เพิ่มขึ้นในอัตราส่วนเท่ากับจำนวนของสายอากาศรับ

วิธีการรวมสัญญาณแบบกำหนดอัตราขยายเท่ากันมีกำลังส่งเฉลี่ย (SNR) เท่ากับ

$$\bar{p}(N) = 1 + (N - 1)r^2 \quad (37)$$

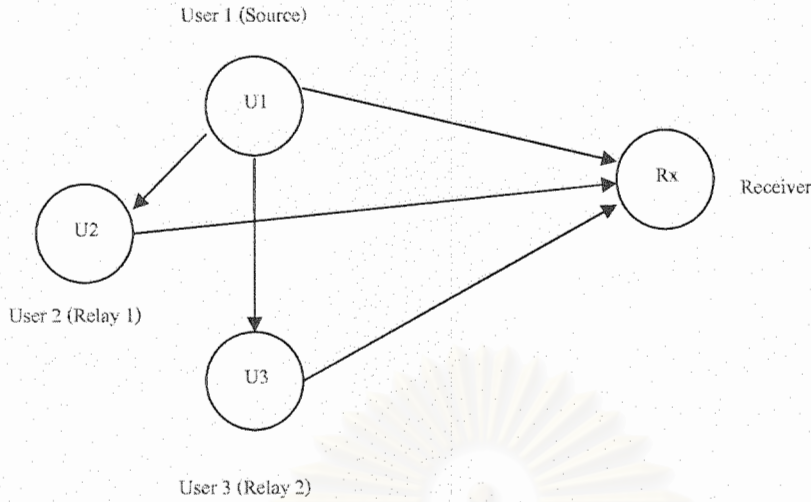
จากวิธีการรวมสัญญาณทั้ง 3 วิธี สามารถแสดงความสัมพันธ์ของค่า สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เทียบกับจำนวนของช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 22



รูปที่ 26 ผลการเปรียบเทียบค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) และจำนวนของช่องสัญญาณ ของวิธีการรวมสัญญาณ ทั้ง 3 วิธี

เมื่อทำการเปรียบเทียบการรวมสัญญาณของทั้ง 3 วิธี พิจารณาค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) โดยการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณในการส่งข้อมูล พบว่า วิธีการรวมสัญญาณแบบ ทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด เป็นวิธีที่ทำให้สัญญาณรวมมีค่า สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด และวิธีการรวมสัญญาณแบบเลือกเป็นวิธีที่ทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ค่าที่สุด

ระบบสื่อสารแบบร่วมมือ สำหรับผู้ใช้ 3 คน



รูปที่ 27 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือสำหรับผู้ใช้ร่วมกันทำหน้าที่เป็น Relay 2 ตัว พร้อมกัน

จากรูปที่ 27 ทำการหาค่า SNR ของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ กรณีที่มีผู้ใช้งานทั้งหมด 3 คน ซึ่งแบ่งการส่งสัญญาณของระบบออกเป็น 2 ช่วง คือ

ช่วงที่ 1 การส่งข้อมูลจากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Source ไปยังเครื่องรับและผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay

$$y_{s,d}^T = \sqrt{P_1} h_{s,d}^T x^T + w_{s,d}^T \quad : \text{Source to Receiver} \quad (38)$$

$$y_{s,r_1}^T = \sqrt{P_1} h_{s,r_1}^T x^T + w_{s,r_1}^T \quad : \text{Source to Relay 1} \quad (39)$$

$$y_{s,r_2}^T = \sqrt{P_1} h_{s,r_2}^T x^T + w_{s,r_2}^T \quad : \text{Source to Relay 2} \quad (40)$$

ช่วงที่ 2 การส่งข้อมูลจากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay ไปยังเครื่องรับ

$$y_{r_1,d}^T = \sqrt{\tilde{P}_2} h_{r_1,d}^T x^T + w_{r_1,d}^T \quad : \text{Relay 1 to Receiver} \quad (41)$$

$$y_{r_2,d}^T = \sqrt{\tilde{P}_3} h_{r_2,d}^T x^T + w_{r_2,d}^T \quad : \text{Relay 2 to Receiver} \quad (42)$$

เนื่องจากส่งสัญญาณจาก ผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay ไปยังเครื่องรับนั้นจะรับกำลังส่งสัญญาณมาจาก ผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง ดังนั้นจึงได้กำลังส่งเท่ากับ

$$\tilde{P}_2 = \frac{P_2}{P_1 \sigma_{s,r_1}^2 + N_0} \quad ; \tilde{P}_2 = \begin{cases} 0; & \text{If relay 1 is not selected,} \\ \tilde{P}_2; & \text{Otherwise.} \end{cases} \quad (43)$$

$$\tilde{P}_3 = \frac{P_3}{P_1 \sigma_{s,r_1}^2 + N_0} ; \tilde{P}_3 = \begin{cases} 0; & \text{If relay 1 is not selected,} \\ \tilde{P}_3; & \text{Otherwise.} \end{cases} \quad (44)$$

การรวมสัญญาณทางด้านเครื่องรับใช้วิธีการรวมสัญญาณโดยทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สูงสุด (Maximum Radio Combining: MRC) มีการรวมค่า SNR ดังนี้

$$\gamma \approx \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 \quad (45)$$

ดังนั้นจึงได้สัญญาณรวมที่ด้านเครื่องรับเท่ากับ

$$y = a_1 (y_{s,d}^{T-1})^* y_{s,d}^T + a_2 (y_{r_1,d}^{T-1})^* y_{r_1,d}^T + a_3 (y_{r_2,d}^{T-1})^* y_{r_2,d}^T \quad (46)$$

จากสมการที่ (46) สามารถหาค่า SNR ของการส่งสัญญาณแต่ละเส้นดังนี้

$$\gamma_1 = \left[ \frac{P_1 |h_{s,d}|^2}{N_0} \right] \quad : \text{Source to Receiver} \quad (47)$$

$$\gamma_2 = \left[ \frac{P_1 P_2 |h_{s,r_1}|^2 |h_{r_1,d}|^2}{N_0 [P_1 \sigma_{s,r_1}^2 + P_2 |h_{r_1,d}|^2 + N_0]} \right] \quad : \text{Relay 1 to Receiver} \quad (48)$$

$$\gamma_3 = \left[ \frac{P_1 P_3 |h_{s,r_2}|^2 |h_{r_2,d}|^2}{N_0 [P_1 \sigma_{s,r_2}^2 + P_3 |h_{r_2,d}|^2 + N_0]} \right] \quad : \text{Relay 1 to Receiver} \quad (49)$$

จากสมการที่ (46) ทำการหาค่า the channel coefficients,  $a_1, a_2, a_3$  โดยใช้วิธี Schwarz inequality

$$\left[ \sum_{j=1}^N u_j v_j \right]^2 \leq \left[ \sum_{j=1}^N u_j^2 \right] \left[ \sum_{j=1}^N v_j^2 \right] \quad (50)$$

ดังนั้นค่า  $a_1, a_2, a_3$  เท่ากับ

$$\begin{aligned}
a_1 &= \frac{P_1 |h_{s,d}|^2}{N_0} \\
a_2 &= \begin{cases} 0; \text{ If Relay1 is not Selected,} \\ \frac{P_1 P_2 |h_{s,r_1}|^2 |h_{r_1,d}|^2}{N_0 [P_1 \sigma_{s,r_1}^2 + P_2 |h_{r_1,d}|^2 + N_0]}; \text{ Otherwise} \end{cases} \\
a_3 &= \begin{cases} 0; \text{ If Relay2 is not Selected,} \\ \frac{P_1 P_3 |h_{s,r_2}|^2 |h_{r_2,d}|^2}{N_0 [P_1 \sigma_{s,r_2}^2 + 2P_2 |h_{r_2,d}|^2 + N_0]}; \text{ Otherwise} \end{cases}
\end{aligned} \tag{51}$$

### การหาค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (Bit-Error - Rate: BER)

การหาค่า อัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (BER) นั้นขึ้นอยู่กับจำนวนของผู้ใช้งานที่ร่วมกันส่งข้อมูล แบ่งออกเป็นทั้งหมด 3 กรณี ดังนี้

**กรณีที่ 1** การส่งข้อมูลจากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Source ไปยังเครื่องรับโดยตรง เรียกว่า Direct Transmission มีการเข้ารหัสข้อมูลของการส่งเป็นแบบ Binary Differential Phase Shift Keying (BDPSK)

$$P_b^{Direct}(E) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp(-\alpha(\theta)\gamma_1) d\theta \tag{52}$$

โดยกำหนดให้  $\alpha(\theta) = \frac{b^2(1+2\beta \sin \theta + \beta^2)}{2}$  และ  $f(\theta) = \frac{b^2(1-\beta^2)}{2\alpha(\theta)}$  (53)

ค่าคงที่ของการ Modulated

$$a = 10^{-3}, \quad b = \sqrt{2}, \quad \beta = \frac{a}{b} \tag{54}$$

จากสมการที่ (52) จะใช้ Moment Generating Function ช่วยในการหาค่า BER ดังนั้นจึงได้สมการในการหาค่าของ BER ดังนี้

$$P_b^{Direct}(E) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) M_{\gamma_1}(\theta) d\theta \tag{55}$$

โดยกำหนดให้

$$M_{\gamma_1} = \frac{1}{1+k_{s,d}(\theta)}, \quad k_{s,d}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1 \sigma_{s,d}^2}{N_0} \tag{56}$$



กรณีที่ 2 การส่งข้อมูลจากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Source และผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay จำนวน 1 คน ไปยังเครื่องรับ เรียกว่า Cooperative 1 Relay Transmission มีการเข้ารหัสข้อมูลของการส่งเป็นแบบ Quadrature Differential Phase Shift Keying (QDPSK)

$$P_b^{1\text{Relay}}(E) = \frac{1}{16\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp(-\alpha(\theta)\gamma) d\theta \quad (57)$$

โดยกำหนดให้

$$\alpha(\theta) = \frac{b^2(1+2\beta \sin \theta + \beta^2)}{2}$$

$$f(\theta) = \frac{b^2 \left[ (1-\beta^2)(3+\cos(2\theta)) - \left(\frac{1}{\beta} - \beta^3\right) \sin \theta \right]}{2\alpha(\theta)} \quad (58)$$

ค่าคงที่ของการ Modulated

$$a = \sqrt{2-\sqrt{2}}, \quad b = \sqrt{2+\sqrt{2}}, \quad \beta = \frac{b}{a} \quad (59)$$

จากสมการที่ (57) จะใช้ Moment Generating Function ช่วยในการหาค่า BER ดังนั้นจึงได้สมการในการหาค่าของ BER ดังนี้

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 = \frac{P_1 |h_{s,d}|^2}{N_0} + \frac{P_1 P_2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r1,d}|^2}{N_0 (P_1 \sigma_{s,r1}^2 + P_2 |h_{r1,d}|^2 + N_0)} \quad (60)$$

$$P_b^{1\text{Relay}}(E) = \frac{1}{16\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) M_{\gamma_1}(\theta) M_{\gamma_2}(\theta) d\theta \quad (61)$$

โดยกำหนดให้

$$M_{\gamma_1}(\theta) \quad \text{มาจากสมการที่ (56)}$$

$$M_{\gamma_2}(\theta) = \frac{1}{1+k_{s,r1}(\theta)} \times \left[ 1 + \frac{P_1 \sigma_{s,r1}^2 + 1}{P_2 \sigma_{r1,d}^2} \cdot \frac{k_{s,r1}}{1+k_{s,r1}(\theta)} \cdot Z \max \right] \quad (62)$$

$$Z \max = \int_0^{\alpha} \frac{\exp(-u/\sigma_{r1,d}^2)}{u + R_{\min}} du$$

$$R_{\min}(\theta) \geq \frac{P_1 \sigma_{s,r1}^2 + N_0}{P_2} \cdot \left[ 1 + \frac{P_1 \sigma_{s,r1}^2 \times b^2 (1 + \beta)^2}{2N_0} \right]^{-1}$$

$$k_{s,r1}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1 \sigma_{s,r1}^2}{N_0}$$

กรณีนี้ 3 การส่งข้อมูลจากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Source และผู้ใช้ที่ทำหน้าที่เป็น Relay จำนวน 2 คน ไปยังเครื่องรับ เรียกว่า Cooperative 2 Relay Transmission มีการเข้ารหัสข้อมูลของการส่งเป็นแบบ Eight Differential Phase Shift Keying (8DPSK)

$$P_b^{2\text{Relay}}(E) = \frac{4}{9} \cdot \frac{1}{64\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \exp(-\alpha(\theta)\gamma) d\theta \quad (63)$$

โดยกำหนดให้

$$\alpha(\theta) = \frac{3 \times b^2 (1 + 2\beta \sin \theta + \beta^2)}{4} \quad (64)$$

$$f(\theta) = \frac{3 \times b^2 \left[ 10(1 - \beta^2) - 5\left(\frac{1}{\beta} - \beta^3\right) \sin(\theta) + (5 - 5\beta^2 - \frac{1}{\beta^2} + \beta^4) \cos(2\theta) - \left(\frac{1}{\beta} - \beta^3\right) \sin(3\theta) \right]}{4\alpha(\theta)} \quad (65)$$

ค่าคงที่ของการ Modulated

$$a = \sqrt{2 - 2\sqrt{\sin^2\left(\frac{\pi}{8}\right)}}, \quad b = \sqrt{2 + 2\sqrt{\sin^2\left(\frac{\pi}{8}\right)}}, \quad \beta = \frac{a}{b} \quad (66)$$

จากสมการที่ (64) จะใช้ Moment Generating Function ช่วยในการหาค่า BER ดังนั้นจึงได้สมการในการหาค่าของ BER ดังนี้

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = \frac{P_1 |h_{s,d}|^2}{N_0} + \frac{P_1 P_2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r1,d}|^2}{N_0 (P_1 \sigma_{s,r1}^2 + P_2 |h_{r1,d}|^2 + N_0)} + \frac{P_1 P_3 |h_{s,r2}|^2 |h_{r2,d}|^2}{N_0 (P_1 \sigma_{s,r2}^2 + P_3 |h_{r2,d}|^2 + N_0)} \quad (67)$$

$$P_b^{1\text{Relay}}(E) = \frac{4}{9} \cdot \frac{1}{64\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) M_{\gamma_1}(\theta) M_{\gamma_2}(\theta) M_{\gamma_3}(\theta) d\theta \quad (68)$$

โดยกำหนดให้

$M_{\gamma_1}(\theta)$  และ  $M_{\gamma_2}(\theta)$  มาจากสมการที่ (56) และ (62) ตามลำดับ

$$M\gamma_3(\theta) = \frac{1}{1+k_{s,r2}(\theta)} \times \left[ 1 + \frac{P_1\sigma_{s,r2}^2 + 1}{P_3\sigma_{r2,d}^2} \cdot \frac{k_{s,r2}}{1+k_{s,r2}(\theta)} \cdot Z \min \right]$$

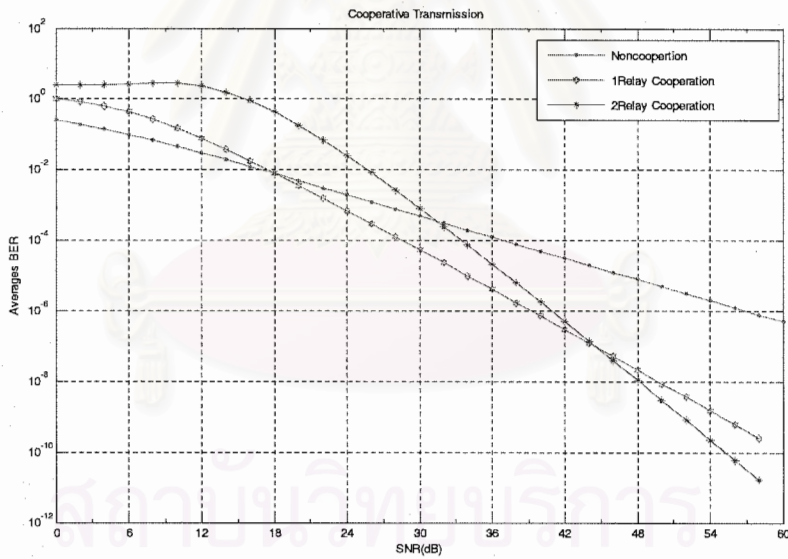
$$Z \min = \int_0^\alpha \frac{\exp(-u/\sigma_{r2,d}^2)}{u + R_{\max}} du$$

$$R_{\max}(\theta) \leq \frac{P_1\sigma_{s,r2}^2 + N_o}{P_3} \cdot \left[ 1 + \frac{P_1\sigma_{s,r2}^2 \times b^2(1-\beta)^2}{2N_o} \right]^{-1}$$

$$k_{s,r2}(\theta) = \alpha(\theta) \frac{P_1\sigma_{s,r2}^2}{N_o}$$

(69)

จากการหาค่า อัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (BER) ทั้ง 3 กรณี โดย พิจารณา ค่า  $\sigma_{s,d}^2 = \sigma_{s,r1}^2 = \sigma_{s,r2}^2 = 1$  และกำลังส่งของสัญญาณรวมทั้งหมดเท่ากับ 1



รูปที่ 28 กราฟของค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (BER) ทั้ง 3 กรณี

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

#### วัตถุประสงค์

เนื่องจากช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมจริงนั้นมีความเกี่ยวเนื่องซึ่งกันและกัน แต่ในงานวิจัยส่วนใหญ่ จะสมมติให้ไม่มีความเกี่ยวเนื่องซึ่งกันและกัน เพื่อให้่ายต่อการพิสูจน์และคำนวณ ถ้าเราสามารถหาช่องสัญญาณที่มีความเกี่ยวเนื่องกันได้ ก็จะทำให้สามารถสร้างสถานการณ์ที่ใกล้เคียงกับความเป็นจริงได้ และถ้าสามารถควบคุมสภาวะแวดล้อมบางอย่างให้เป็นไปตามต้องการ ก็จะสามารถทำให้ได้ค่าความจุของช่องสัญญาณที่ดีที่สุดได้ด้วย

#### หลักการและเหตุผล

การคำนวณหาความจุของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารหลายเสาส่งหลายเสารับ จำเป็นต้องเอาช่องสัญญาณมาใช้ในการคำนวณด้วย ซึ่งช่องสัญญาณนี้เป็นส่วนเกี่ยวข้องโดยตรงในการรับส่งสัญญาณในการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งเราจะสมมติให้ระบบของสายอากาศมีสมการดังนี้

$$s(t) = H(t)x(t) + n(t) \quad (70)$$

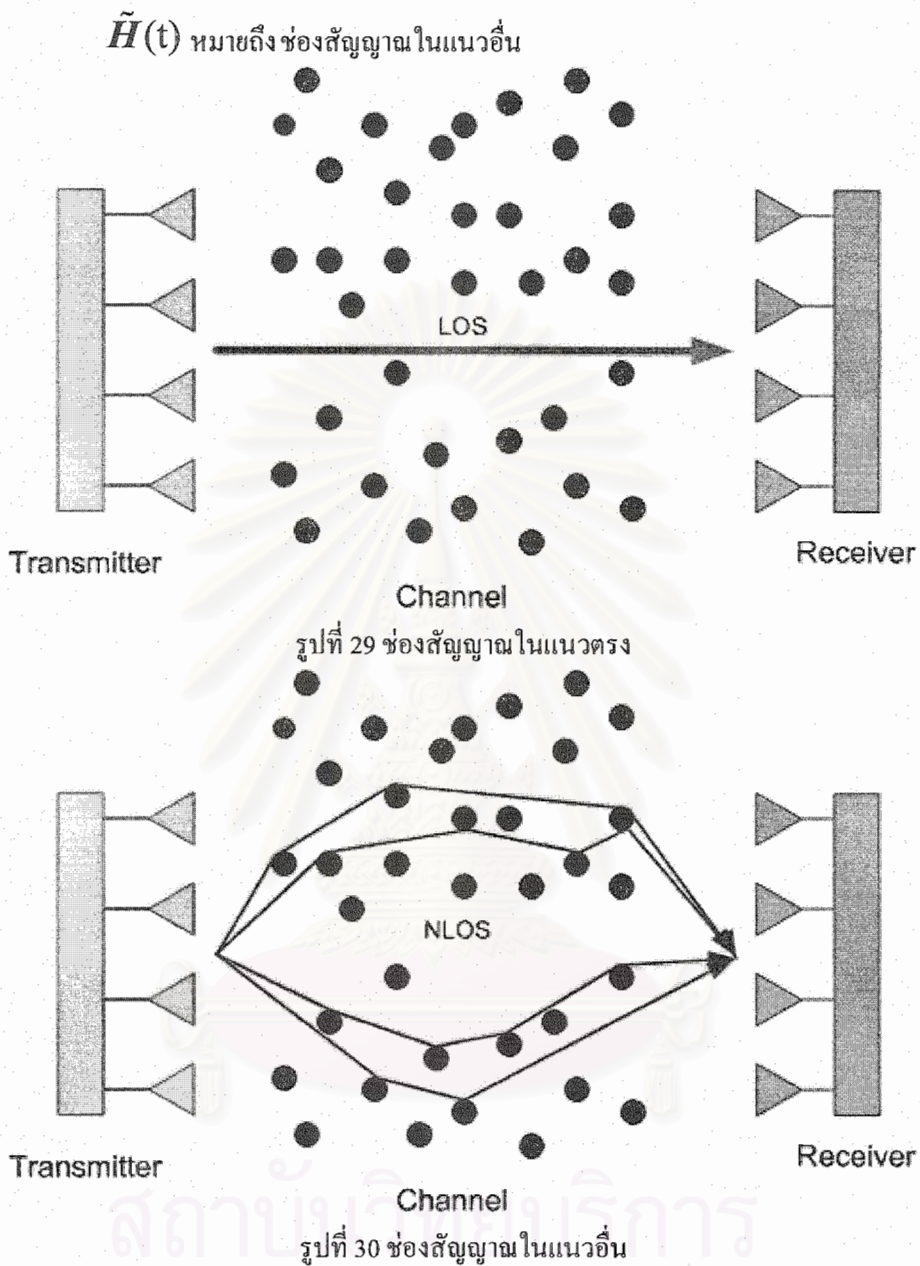
เมื่อ	$t \in \mathbf{R}_+^{1 \times 1}$	หมายถึง	เวลาต่อเนื่อง (Continuous time)
	$s(t) \in \mathbf{C}^{N_{Tx} \times 1}$	หมายถึง	สัญญาณที่ภาครับ
	$x(t) \in \mathbf{C}^{N_{Rx} \times 1}$	หมายถึง	สัญญาณที่ภาคส่ง
	$n(t) \in \mathbf{C}^{N_{Rx} \times 1}$	หมายถึง	สัญญาณรบกวน ในที่นี้เราจะให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก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

$$H(t) \in \mathbf{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx}} \quad \text{หมายถึง} \quad \text{ช่องสัญญาณ}$$

ช่องสัญญาณจะมีรูปแบบแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อม และสิ่งกีดขวางระหว่างเสาอากาศภาคส่งและภาครับ ซึ่งช่องสัญญาณที่สนใจในวิทยานิพนธ์นี้คือ ช่องสัญญาณแบบไรเซียน (rician channel) ซึ่งรูปแบบของช่องสัญญาณแบบนี้คือ จะทำการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นสองส่วน คือ ช่องสัญญาณในแนวตรง (line of sight: LOS) ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่อยู่ในเส้นทางในแนวตรงจากสายอากาศภาคส่งไปยังสายอากาศภาครับดังรูปที่ 29 และช่องสัญญาณในแนวอื่น (non line of sight: NLOS) ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่ส่งจากสายอากาศภาคส่งไปยังทิศทางอื่นนอกเหนือจากเส้นทางในแนวตรง และมีการสะท้อนหรือหักเหหรือเลี้ยวเบนจนไปถึงสายอากาศภาครับได้ดังรูปที่ 30 ช่องสัญญาณแบบไรเซียนนี้จะเกิดได้มากในสภาพแวดล้อมที่มีสิ่งกีดขวางน้อย เช่นในชนบทหรือบริเวณที่มีตึกสูงน้อย เป็นต้น ซึ่งช่องสัญญาณแบบไรเซียนสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (71)

$$H(t) \equiv \bar{H}(t) + \tilde{H}(t) \quad (71)$$

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



ในช่องสัญญาณแบบใดแบบนี้จะมีกรณีพิเศษ คือ กรณีที่เส้นทางสัญญาณในแนวตรงมีสิ่งกีดขวางมาก จนกระทั่งทำให้ไม่สามารถส่งสัญญาณในแนวตรงได้ หรือเรียกได้ว่า ช่องสัญญาณในแนวตรงมีค่าเป็น 0 ทำให้เหลือแต่ช่องสัญญาณในแนวอื่น ซึ่งช่องสัญญาณรูปแบบนี้เรียกกันอีกชื่อหนึ่งว่า ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (rayleigh channel) ซึ่งจะเกิดได้มากในเมืองใหญ่เนื่องจากมีตึกสูงเป็นตัวกีดขวางเส้นทางการส่งสัญญาณเยอะมาก

เนื่องจากการส่งสัญญาณนั้น ทิศทางการตรงในการส่งสัญญาณจากสายอากาศภาคส่งไปยังสายอากาศภาครับไม่จำเป็นต้องตั้งฉากกับแนวซูดสายอากาศ ทำให้ต้องคำนึงถึงทิศทางที่ส่งสัญญาณ และทิศทางที่รับสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับแนวซูดสายอากาศในการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยดังรูปที่ 31

โครงการวิจัยร่วมฯ ปีงบประมาณ 2548 88 จัดทำเมื่อ 31 ตุลาคม 2549

ในการพิจารณาช่องสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กับทิศทางของสัญญาณที่ส่งออกจากภาคส่ง และทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาที่ภาครับ ในช่องสัญญาณแนวตรง เราจะแสดงได้ดังสมการที่ (72) [13, pp. 34-35]

$$\bar{H}(t) \equiv \alpha e^{i(2\pi\tilde{f}t+\nu)} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\varphi) \quad (72)$$

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

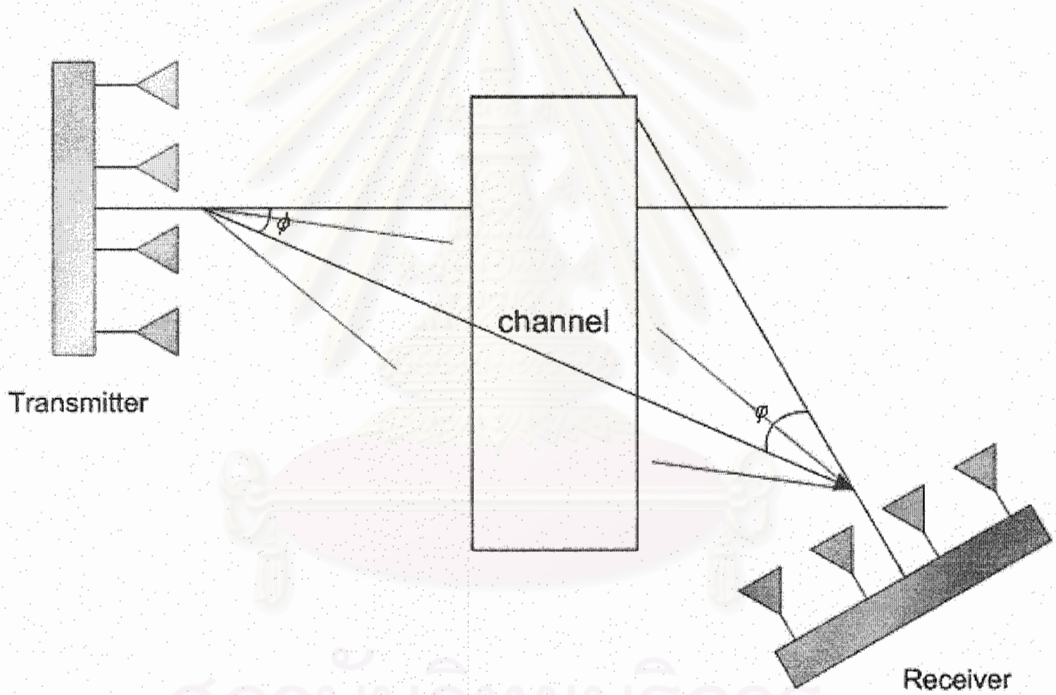
$$\mathbf{a}(\psi) \equiv \left[ 1 \quad e^{ikd_E \sin(\psi)} \quad \dots \quad e^{ikd_E (N_E-1)\sin(\psi)} \right]^T \quad \text{เป็นเวกเตอร์ตอบสนองแถวลำดับ,}$$

$\psi \in \{\phi, \varphi\}$  เป็นมุมใดๆ

เราสามารถแปลงสมการที่ (72) ให้อยู่ในระบบช่วงเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time) ได้ดังสมการที่ (73)

$$\bar{H}(t) = \alpha e^{i(2\pi\tilde{T}_s n_T + \nu)} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\varphi) \quad (73)$$

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



รูปที่ 31 ช่องสัญญาณแบบไรเซียนที่คำนึงถึงมุมที่ส่งและมุมที่รับ

ถ้าช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเรย์ลี  $\tilde{H}[n_T]$  ในแต่ละเส้นทางมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 จะทำให้ได้ค่าเฉลี่ยของช่องสัญญาณเป็น  $\mathcal{E}\{H[n_T]\} = \bar{H}[n_T]$ , ที่ซึ่ง  $\mathcal{E}\{\cdot\}$  หมายถึงค่าคาดหวังทางสถิติ (expectation) เมื่อคิดจำนวนเส้นทางของสัญญาณในแนวอื่นด้วย independent and identically distributed, i.i.d. แล้ว ทฤษฎีการทับซ้อนจะทำให้สามารถคิดช่องสัญญาณในแนวอื่นได้เป็น [14]

$$\tilde{H}(t) \equiv \sum_{n_p=1}^{N_p} \gamma_{n_p}[n_T] \mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T]) \mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T]) \quad (74)$$

เมื่อ  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $d_E$  แทนระยะห่างระหว่างสายอากาศ,  $N_E \in \{N_{Rx}, N_{Tx}\}$ ,  $\gamma$  แทนอัตราขยายในเส้นทางสุ่ม

จากช่องสัญญาณดังกล่าว เมื่อคำนวณความจุของช่องสัญญาณ จะสามารถทำได้ดังนี้ พิจารณาความจุของช่องสัญญาณดังสมการที่ (75)

$$c = \log_2 \left| I_{(N_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \gamma \right| \quad (75)$$

เมื่อ  $\rho$  แทน อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR),  $N_{Tx}$  เป็นจำนวนสายอากาศที่ภาคส่ง,  $I_{(N_E)}$  เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ (Identity matrix)

เมื่อพิจารณาให้ช่องสัญญาณนี้เป็นแบบไร้เงื่อนไข จะสามารถแยกช่องสัญญาณออกเป็นสองส่วน และจะทำให้สามารถแยกความจุของช่องสัญญาณได้เป็นสองส่วนด้วยเช่นกัน ดังสมการที่ (7-9)

$$c \leq c_{LOS} + c_{NLOS} \quad (76)$$

$$c_{LOS} = \log_2 \left| I_{(N_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \bar{H} \bar{H}^H \right| \quad (77)$$

$$c_{NLOS} = \log_2 \left| I_{(N_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \tilde{H} \tilde{H}^H \right| \quad (78)$$

และสามารถหาค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณได้ดังสมการที่ (79)

$$\mathcal{E}\langle c \rangle = \mathcal{E} \left\langle \log_2 \left| I_{(N_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \gamma \right| \right\rangle \quad (79)$$

จากสมการที่ (79) ด้วยการไม่เท่ากันของเจนเซน (Jensen's inequality) จะทำให้สามารถหาขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณได้ดังสมการที่ (80)

$$\bar{c} = \log_2 \left| I_{(N_E)} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \mathcal{E}\langle \gamma \rangle \right| \quad (80)$$

โดยที่  $\mathcal{E}\langle c \rangle \leq \bar{c}$

จากสมการที่ (80) เมื่อกำหนดให้  $N_{Rx} \leq N_{Tx}$  และพิจารณาส่วนของ expectation เราจะได้ส่วนนั้นดังสมการที่ (81)

$$\mathcal{E}\langle \mathbf{H}[n_T] \mathbf{H}^H[n_T] \rangle = \bar{\mathbf{H}}[n_T] \bar{\mathbf{H}}^H[n_T] + \mathcal{E}\langle \tilde{\mathbf{H}}[n_T] \tilde{\mathbf{H}}^H[n_T] \rangle \quad (81)$$

เมื่อนำค่าจากสมการ (73) มาคำนวณในส่วนแรกของสมการที่ (81) โดยตรง จะได้เป็น

$$\bar{\mathbf{H}}[n_T] \bar{\mathbf{H}}^H[n_T] = \alpha^2 N_{Tx} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}^H(\phi) \quad (82)$$

และเมื่อนำค่าจากสมการที่ (74) มาแทนในพจน์หลังของสมการที่ (81) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \mathcal{E} \langle \tilde{\mathbf{H}}[n_T] \tilde{\mathbf{H}}^H[n_T] \rangle &= \mathcal{E} \left\langle \left( \sum_{n_p=1}^{N_p} \gamma_{n_p}[n_T] \mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T]) \mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T]) \right) \right. \\ &\quad \left. \left( \sum_{n'_p=1}^{N_p} \gamma_{n'_p}^*[n_T] \mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n'_p}[n_T]) \mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n'_p}[n_T]) \right) \right\rangle \\ &= N_{Tx} \sum_{n_p=1}^{N_p} \mathcal{E} \langle |\gamma_{n_p}[n_T]|^2 \rangle \mathcal{E} \langle \mathbf{a}(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T]) \mathbf{a}^H(\tilde{\phi}_{n_p}[n_T]) \rangle \end{aligned} \quad (83)$$

นำช่องสัญญาณที่มีการกระจายแบบไม่รวมกัน (Incoherently Distributed Channel) มารวมในการคำนวณค่าสถิติอันดับสองจะได้เป็น [15]

$$\mathcal{E} \langle \gamma_{n_p}[n_T] \gamma_{n'_p}^*[n'_T] \rangle = \sigma_\gamma^2 \delta_{n_p, n'_p} \delta_{n_T, n'_T} \quad (84)$$

และพิจารณาสมการที่ (83) ให้อยู่ในรูปแบบที่มีความต่อเนื่อง (Continuous) จะสามารถแปลงสมการได้เป็น

$$\mathcal{E} \langle \tilde{\mathbf{H}}[n_T] \tilde{\mathbf{H}}^H[n_T] \rangle \approx p N_{Tx} \int f(\delta_\phi | \mathbf{0}; \sigma_\phi^2) \mathbf{a}(\phi + \delta_\phi) \mathbf{a}^H(\phi + \delta_\phi) d\delta_\phi \quad (85)$$

เมื่อ  $\delta_\phi$  แทนฟังก์ชันโครเนคเกอร์เดลต้า (Kronecker Delta Function),  $\sigma_\gamma^2$  แทนกำลังของเส้นทางที่ np,  $p \ll N_p \sigma_\gamma^2$  แทนกลุ่มกำลังของเส้นทางทั้งหมด,  $\sigma_\phi$  เป็นการแผ่เชิงมุม และ  $f(\delta_\phi | \mathbf{0}; \sigma_\phi^2)$  แทนฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีเงื่อนไขร่วมสำหรับค่าเบี่ยงเบนมุม  $\delta_\phi$  ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีความแปรปรวนเป็น  $\sigma_\phi^2$  ที่ซึ่งส่วนใหญ่กลุ่มการแจกแจงสมมาตรที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และความแปรปรวนเป็น  $\sigma_\phi^2$  จะออกแบบให้เป็นอย่างสมการที่ (86)

$$f(\delta_\phi | \mathbf{0}; \sigma_\phi^2) = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{3}\sigma_\phi} \Pi[-\sqrt{3}\sigma_\phi, \sqrt{3}\sigma_\phi] & ; \text{uniform} \\ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} e^{-\frac{1}{2}\frac{\delta_\phi^2}{\sigma_\phi^2}} & ; \text{Gaussian} \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi} e^{-\frac{1}{\sigma_\phi} \sqrt{2}|\delta_\phi|} & ; \text{Laplacian} \end{cases} \quad (86)$$

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

$$\omega(\psi) = kd_E \sin(\psi) \quad (87a)$$

$$\sigma_\omega(\psi, \sigma_\psi) = kd_E \cos(\psi) \sigma_\psi \quad (87b)$$

สำหรับกรณีที่มีการแผ่ออกเล็ก ๆ หรือที่เรียกว่า spatial frequency approximation เราจะได้ว่า



$$\begin{aligned}\mathcal{E}\langle \tilde{H}[n_T]\tilde{H}^H[n_T] \rangle &\cong pN_{Tx} \mathbf{a}(\phi)\mathbf{a}^H(\phi) \square \tilde{\mathbf{B}}(\sigma_{\omega_\phi}) \\ &= pN_{Tx} \mathbf{D}_a(\omega_\phi) \tilde{\mathbf{B}}(\sigma_{\omega_\phi}) \mathbf{D}_a^H(\omega_\phi)\end{aligned}\quad (88)$$

$$\text{เมื่อ} \quad [\mathbf{D}_a(\omega)]_{[n_E, n'_E]} = e^{i(n_E-1)\omega\delta_{n_E, n'_E}} \quad (89)$$

$$[\tilde{\mathbf{B}}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]} = f_F((n_E - n'_E)\sigma_\omega | 0, 1), \quad f_F(t | 0, 1) \equiv F(f(\sigma_\omega | 0, 1))$$

$$[\tilde{\mathbf{B}}(\sigma_\omega)]_{[n_E, n'_E]} = \begin{cases} \frac{\sin((n_E - n'_E)\sqrt{3}\sigma_\omega)}{(n_E - n'_E)\sqrt{3}\sigma_\omega} & ; \text{Uniform} \\ e^{-\frac{1}{2}(n_E - n'_E)^2 \sigma_\omega^2} & ; \text{Gaussian} \\ \frac{1}{1 + \frac{1}{2}(n_E - n'_E)^2 \sigma_\omega^2} & ; \text{Laplacian} \end{cases} \quad (90)$$

ซึ่งสมการที่ (89) และ (90) ได้ถูกเสนอไว้ใน [16, p.22] และถ้าสัญญาณที่เข้ามาไม่ได้เป็นสัญญาณสุ่ม เช่น มีความแปรปรวนเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ช่องสัญญาณในแนวตรงสำหรับแต่ละองค์ประกอบเป็น  $\bar{\mathbf{B}} \square \tilde{\mathbf{B}}(0) = \mathbf{I}_{(n_E \times n_E)}$  เป็นหนึ่งเดียว และจะได้ว่าเมตริกซ์ช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบไรเซชันเป็น

$$\mathbf{B}(\sigma_{\omega_\phi}, \mu) \equiv \mu \bar{\mathbf{B}} + \tilde{\mathbf{B}}(\sigma_{\omega_\phi}) \quad (91)$$

เมื่อ  $\mu = \frac{\alpha^2}{p}$  ในทำนองเดียวกับสมการที่ (89) เราจะได้

$$\mathcal{E}\langle \mathbf{H}[n_T]\mathbf{H}^H[n_T] \rangle \cong pN_{Tx} \mathbf{D}_a(\omega_\phi) \mathbf{B}(\sigma_{\omega_\phi}, \mu) \mathbf{D}_a^H(\omega_\phi) \quad (92)$$

จากสมการที่ (93) เมื่อนำมาแทนในสมการที่ (81) เราจะได้ขอบเขตบนของความจุของช่องสัญญาณเป็น

$$\bar{c} = \log_2 \left| \mathbf{I}_{(N_{Rx})} + \rho p \mathbf{D}_a(\omega_\phi) \mathbf{B}(\sigma_{\omega_\phi}, \mu) \mathbf{D}_a^H(\omega_\phi) \right| \quad (93)$$

จาก [17] ถ้าในการส่งสัญญาณ เราจะแบ่งการส่งสัญญาณออกเป็นสองส่วนคือ

1. Training Phase: ซึ่งเขียนได้เป็น

$$X_\tau = \sqrt{\frac{\rho_\tau}{M}} S_\tau H + V_\tau \quad (94)$$

โดยที่  $S_\tau$  เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณ training ที่ส่งในช่วงเวลา  $T_\tau$  และที่ภาครับรู้ดี,  $\rho_\tau$  เป็น SNR ระหว่าง training phase,  $X_\tau$  เป็นเมตริกซ์สัญญาณที่รับได้ และเนื่องจาก  $S_\tau$  กำหนดไว้คงที่และรู้ดี ดังนั้นจึงไม่มี expectation เมื่อทำการ normalization (94)

2. Data Transmission Phase: ซึ่งเขียนได้เป็น

$$X_d = \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} S_d H + V_d \quad (95)$$

โดยที่  $S_d$  เป็นเมทริกซ์ของสัญญาณข้อมูลที่ส่งในช่วงเวลา  $T_d$ ,  $\rho_d$  เป็น SNR ระหว่าง transmission phase,  $X_d$  เป็นเมทริกซ์สัญญาณที่รับได้ และเนื่องจาก  $S_d$  เป็นค่าสุ่มและไม่รู้ ดังนั้นเมื่อทำการ normalization (95) จึงมี expectation

ทั้งสองส่วนสามารถแบ่งแยกกันได้ดัง

$$S = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{\rho_\tau}{\rho}} S_\tau \\ \sqrt{\frac{\rho_d}{\rho}} S_d \end{pmatrix}, \quad X = \begin{pmatrix} X_\tau \\ X_d \end{pmatrix}, \quad V = \begin{pmatrix} V_\tau \\ V_d \end{pmatrix} \quad (96)$$

$$T = T_\tau + T_d, \quad \rho T = \rho_\tau T_\tau + \rho_d T_d \quad (97)$$

ในที่นี้เราจะใช้วิธีการประมาณค่าความจุของช่องสัญญาณได้จากส่วนของ training phase ด้วยวิธีการ LMMSE (Linear Minimum Mean-Square Error Estimation)

$$\hat{H} = \sqrt{\frac{M}{\rho_\tau}} (S_\tau^* S_\tau) S_\tau^* X_\tau \quad (98)$$

เมื่อกำหนดให้  $R_H = E(\text{vec}H)(\text{vec}H)$ ,  $R_{HX_\tau} = E(\text{vec}H)(\text{vec}X_\tau)$ ,  $R_{X_\tau} = E(\text{vec}X_\tau)(\text{vec}X_\tau)$

เราสามารถพิสูจน์หา  $R_{\hat{H}} = E(\text{vec}\hat{H})(\text{vec}\hat{H})$  ซึ่งเป็น covariance matrix ของช่องสัญญาณที่ประมาณค่าได้จากวิธี MMSE ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} R_{\hat{H}} &= R_H - R_{HX_\tau} R_{X_\tau}^{-1} R_{X_\tau H} \\ &= \left( R_H^{-1} - \left( \frac{\rho_\tau}{M} (I \otimes S_\tau)^H (I \otimes S_\tau) \right) \right)^{-1} \end{aligned}$$

ซึ่งหลังจากการพิสูจน์แล้ว ทำให้ทราบว่าถ้าสามารถกำหนดให้ eigenvector ของ  $(I \otimes S_\tau)^H (I \otimes S_\tau)$  มีค่าเท่ากับ eigenvector ของ  $R_H^{-1}$  ได้ และทำให้ eigenvalue ของทั้งสองมีค่าเป็นได้ดังสมการ

$$\frac{1}{a_1 + b_1} = \frac{1}{a_1 + b_1} = \dots = \frac{1}{a_n + b_n}$$

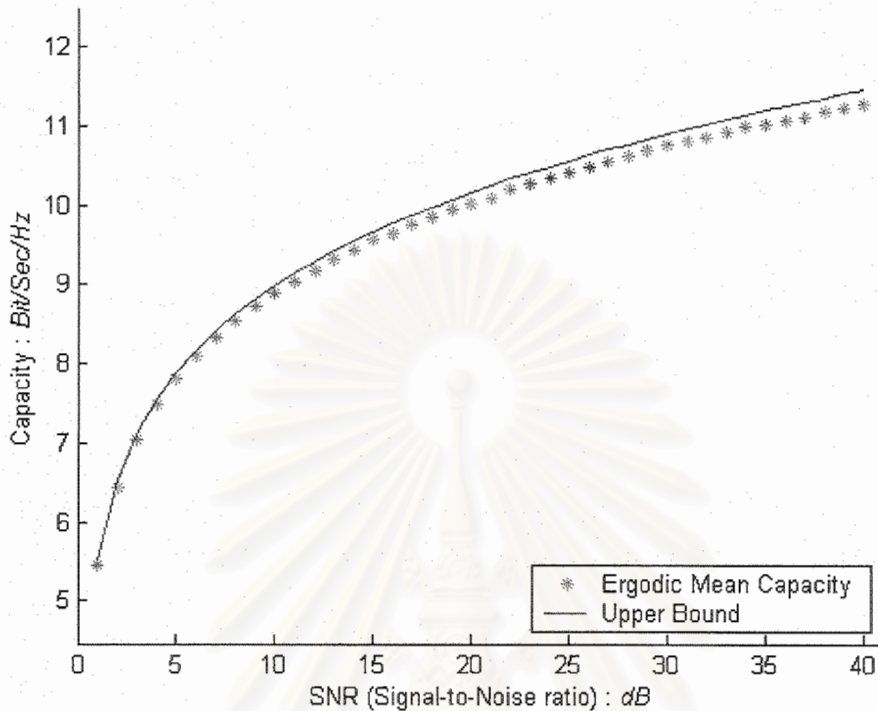
เมื่อ  $a_i$  เป็น eigenvalue ของ  $R_H^{-1}$  และ  $b_i$  เป็น eigenvalue ของ  $(I \otimes S_\tau)^H (I \otimes S_\tau)$

จะสามารถทำให้ค่าความจุของช่องสัญญาณมีค่ามากที่สุดได้

#### การจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอ

ในส่วนนี้จะแสดงการจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอซึ่งเราจะทำการทดสอบระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออกที่มีช่องสัญญาณแบบ Rician ในระบบที่ทดสอบได้ กำหนดจำนวนสายอากาศทั้งขาเข้าและขาออก เท่ากับ 4, คาบของการสุ่ม  $T_s = 10^{-6}$ , มุมสัญญาณออก = 0, มุมสัญญาณเข้า = 0, และ ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ LMMSE

Rice factor vs MIMO channel capacity



รูปที่ 32 ความจุของช่องสัญญาณเมื่อ SNR มีการเปลี่ยนแปลงที่จำนวนสายอากาศ = 4

#### 4. การศึกษาคุณลักษณะของระบบสื่อสารแบบร่วมมือเพื่อปรับใช้ในระบบสื่อสารแบบ Broadband MIMO-OFDM

การใช้เทคนิคของ OFDM เป็นที่นิยมใช้ในการส่งสัญญาณบนช่องสัญญาณแบบไร้สาย และได้มีการนำไปใช้งานทั้งทางด้านเกี่ยวกับการส่งข้อมูลเสียงและส่งสัญญาณภาพที่เป็นสัญญาณแบบดิจิทัล เช่น digital audio broadcasting (DAB) และ digital video broadcasting (DVB-T) เป็นต้น และด้วยคุณสมบัติที่เหมาะสมต่อการใช้งานระบบการสื่อสารที่มีระยะทางที่ไม่ไกลมากนัก (dedicated short-range communications :DSRC) ดังเช่นตามถนนหนทางในเมืองใหญ่บนยานพาหนะ เป็นต้น มันจึงเป็นทางเลือกที่น่าสนใจของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 4G ด้วยเช่นกัน

การทำงานของระบบ OFDM จะเป็นการแปลงช่องสัญญาณ frequency-selection channel ให้ไปอยู่ในรูปแบบของช่องสัญญาณย่อยๆ หลายช่องที่มีคุณสมบัติเป็น frequency flat subchannel โดยที่ช่องสัญญาณย่อยๆเหล่านี้จะถูกแบ่งช่วงความถี่ให้มีช่วงที่แคบตามความต้องการเพื่อให้ยังคงมีคุณสมบัติที่เป็น orthogonality ของรูปคลื่นในโดเมนของเวลา (time-domain) การมอดูเลตสัญญาณของ OFDM ก็จะเป็นแบบ block modulation โดยจะจัดแบ่งบล็อกของข้อมูลให้เป็น N บล็อก แล้วจึงส่งไปพร้อมกันด้วยช่องสัญญาณย่อยจำนวน N ช่องจำนวนบล็อกของข้อมูล

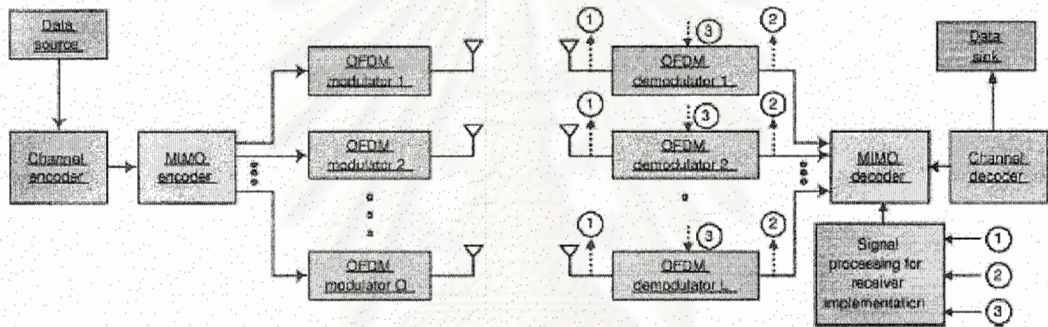
จากข้อดีของระบบ MIMO ที่ใช้จำนวนสายอากาศหลายตัวทั้งทางเครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งมีข้อได้เปรียบในเรื่องของ spatial diversity เมื่อนำมาใช้ร่วมกับเทคนิคของ OFDM จึงทำให้สมรรถนะของระบบใหม่มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้นมากจากเดิมที่เป็นเทคนิคการทำ OFDM เพียงอย่างเดียว ทำให้มีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-3.82 b/s/Hz สูงขึ้นถึง 10 b/s/Hz [18] เมื่อใช้งานในระบบ Broadband MIMO-OFDM

#### 4.1 เป้าหมาย

เพื่อศึกษาถึงผลกระทบด้านต่างๆ ของการสื่อสารแบบร่วมมือ (cooperative communication) เมื่อนำไปใช้งานในระบบของ Broadband MIMO-OFDM

#### 4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณไร้สายของระบบ MIMO-OFDM

ระบบการทำงานของ MIMO-OFDM แสดงดังรูปที่ 33



รูปที่ 33 ระบบการทำงานของ  $Q \times L$  MIMO-OFDM ซึ่งมีจำนวนของ Input = Q และ Output = L

จากรูปเนื่องจากการทำงานในระบบที่เป็นมัลติแคเรียร์ จะใช้การทำ IFFT มาเป็นตัวมอดูเลตสัญญาณ และใช้ FFT มาทำงานเป็นตัวดีมอดูเลตสัญญาณ ดังนั้นในส่วนนี้จะเป็นการพิจารณาถึงขนาดของ coefficient matrix และ sample matrix ที่จำเป็นต้องใช้ในการทำมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณของ OFDM data symbol

ให้  $X = \{X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}\}$  แสดง data symbol block ที่มีขนาดเป็น N บล็อก และค่า IDFT ของ X จะมีค่าเป็น  $x = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$  ใน time-domain ดังนั้น

$$x_n = \text{IFFT}_N \{x_k\}(n) \quad (99)$$

เพื่อที่จะลดผลกระทบของการแผ่กระจายของ delay spread จำเป็นจะต้องมีช่วงแบ่งกัน (guard interval) แทรกอยู่ในแต่ละส่วนเป็น cyclic prefix (CP) ของแต่ละลำดับของ X ซึ่งลำดับของ CP จะมีค่าเป็น

$$X_n^g = x(n)_N \quad ; n = -G, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (100)$$

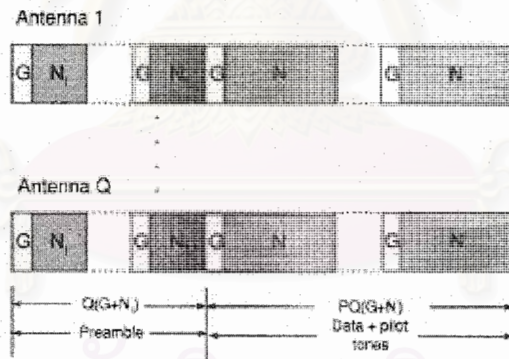
เมื่อ  $G$  คือความยาวของ guard interval แสดงในหน่วยของ samples  
 $(n)_N$  คือค่าเรสซิดิวของ  $n$  modulo  $N$

เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิด inter symbol interference (ISI) ขนาดของ  $G$  ควรจะมีค่าเท่ากับหรือโดกว่าขนาดของ discrete-time channel impulse response ;  $M$  ซึ่งก็จะทำให้แต่ละค่าของ OFDM symbol มีค่าเวลาเป็น

$$T_s = NT + GT$$

โดยที่  $T_s$  = symbol time ของ OFDM

จากนั้นสัญญาณ OFDM ก็จะถูกส่งไปบนช่องสัญญาณแบบ pass band RF ไปยังเครื่องรับและถูกแปลงความถี่ต่ำลงจากสัญญาณ RF เป็นสัญญาณแบบ base band และถูกป้อนเข้าสู่ N-point DFT ตามลำดับโครงสร้างของเฟรมข้อมูลของ MIMO-OFDM แสดงดังรูปที่ 34



รูปที่ 34 โครงสร้างเฟรมข้อมูลของระบบ QxL OFDM

การจัดโครงสร้างเฟรมข้อมูลจากรูป 34 สามารถพิจารณาได้ดังนี้

- 1.) ในส่วนของ OFDM preamble ของเฟรมข้อมูลจะประกอบไปด้วยกลุ่มของ training symbol  $Q$  ขนาดทั้งหมดเป็น  $N_I + G$  เมื่อ  $G \leq N_I \leq N$  ; โดยที่  $N_I = N/I$  และ  $I = \text{Integer}$
- 2.) การจัดขนาดของ preamble ในเฟรม OFDM จะพบว่า ขนาดของ preamble ที่มีความยาวของ sequence เป็น  $N_I + G$  และจะสร้างจากการใช้ค่าของสัมประสิทธิ์ลำดับที่  $I$  ของ frequency-domain vector ที่มีค่าของ training symbol ไม่เป็นศูนย์ (nonzero)
- 3.) เนื่องจากค่าของ frequency-domain training sequence ที่ส่งจากสายอากาศตัวที่  $i$  จะมีค่าเป็น

$$\{S_k^{(q)}\}_{k=1}^N \quad \text{เมื่อ } q = (c-1)Q + i \text{ และ } c = 1, 2, 3, \dots, Q$$

ดังนั้นค่าของ time-domain training sequence ของแต่ละ  $N_I$  จะหาได้จากการทำ N-point DFT ของ  $\{S_k^{(q)}\}_{k=1}^N$  ก็จะทำให้ได้ค่าของ CP ในแต่ละ  $N_I$  ใน time-domain sequence

4.) ถ้ากำหนดให้  $H_{ij}$  เป็นเวกเตอร์ของ subchannel coefficient ของสายอากาศด้านส่งตัวที่  $i$  และสายอากาศด้านรับตัวที่  $j$  และให้  $\{R_k^{(l)}\}_{k=1}^{N_I-1}$  เป็น sample sequence ที่รับได้ที่สายอากาศตัวที่  $i$

หลังจากแยก guard interval ออกจากสัญญาณแล้ว ค่าของ sample เหล่านี้จะถูกทำซ้ำให้เพิ่มเป็นจำนวน  $i$  ตัว และถูกทำการคิมอดูเลตโดยใช้ N-point FFT โดยใช้สมการที่ 101 ซึ่งจะทำได้ค่าของ OFDM matrix เป็น

$$R_k^{(l)} = FFT_N \{r^{(l)}\}(k) \quad (101)$$

$$= \sum_{q=1}^Q H_k^{(q,l)} S_k^{(q)} + W_k^{(l)} \quad ; \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (101a)$$

ค่าของ OFDM matrix  $R_k$  ที่ได้จากการคิมอดูเลตข้างต้นจะมีขนาดเป็น  $Q \times L$  เพื่อที่จะให้ subcarrier ช่องที่  $k$  สามารถที่จะถูกแสดงให้อยู่ในเทอมของ sample matrix  $S_k$  ซึ่งมีขนาด  $Q \times Q$  ได้โดยที่ค่าของ channel coefficient matrix  $H_k$  ซึ่งมีขนาดเป็น  $Q \times L$  และมี  $W_k$  เป็น AWGN ซึ่งมีขนาดเป็น  $Q \times L$  ดังนั้น

$$R_{k,Q \times L} = S_{k,Q \times Q} \cdot H_{k,Q \times L} + W_{k,Q \times L} \quad (102)$$

#### 4.3 การทำ Sample frequency offset correction and tracking

ในระบบของ MIMO-OFDM มีความจำเป็นที่จะต้องใช้โคฮีเรนทดีเท็คเตอร์ ที่มีการประมาณค่าของช่องสัญญาณที่เที่ยงตรง โดยค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณจะต้องถูกคิดตามการเปลี่ยนแปลงอย่างทันเวลาและเที่ยงตรงด้วยระบบที่เรียกว่า High Doppler

เมื่อระบบ OFDM ได้ทำทั้ง signal acquisition และทำ synchronization เสร็จโดยสมบูรณ์แล้ว ระบบจำเป็นจะต้องมีการรักษาสภาวะการทำงานในส่วนของการทำ sample frequency offset (SFO) และ phase offset ซึ่งอาจจะเกิดจากการเบี่ยงเบน (drift) ค่าความถี่ของวงจรผลิตความถี่ในระบบ RF Local oscillator ดังนั้นจึงต้องมีการชดเชยทางความถี่ให้กับระบบ OFDM

ให้  $T' = T$  เป็นค่าของเวลาการสุ่ม (Sampling time) ที่เครื่องรับ

$$\beta = \frac{(T' - T)}{T} \text{ เป็นค่านอร์มอลไลซ์ออฟเซ็ท (normalizing offset) ภายในของเวลาการสุ่ม}$$

จะทำให้ได้ OFDM symbol ที่ได้จากการคิมอดูเลตที่เครื่องรับ หากค่าได้จากสมการ

$$R_{g,k}^{(l)} = \sum_{q=1}^Q \exp\left\{\frac{j2\pi\beta gk(N+G)}{N}\right\} \sin c(\beta k) \times H_{g,k}^{(l)} S_k^{(q)} + W_{k,AWGN}^{(l)} + W_{k,ICI} \quad (103)$$

เมื่อ  $k = 0, \dots, N-1$

$$l = (j-1)Q + g$$

$g = 1, 2, 3, \dots, Q$  โดยที่  $k, l, g$  เป็น running index ของ OFDM symbol

$$\text{และ } \sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$$

แต่โดยปกติค่าของ  $\beta$  มักจะมีค่าที่ต่ำมาก และ  $\sin c(\beta k) \approx 1$  ดังนั้นค่าของเมตริกซ์  $R_x$  ในสมการ (102) จึงมีค่าเป็น

$$R_{k,Q \times L} = \Lambda_{k,Q \times Q} \cdot S_{k,Q \times Q} \cdot H_{k,Q \times L} + W_{k,Q \times L} \quad (104)$$

เมื่อ  $\Lambda_{k,Q \times Q}$  เป็นเมตริกซ์แนวทแยงหลักที่แสดงการเลื่อนหมุนของเฟส กลุ่ม demodulated sample

ทางด้านรับที่แสดงในรูปของ sampling frequency offset

#### 4.3.1 การประมาณค่าของ Sample frequency offset

ถ้าสัญญาณ MIMO-OFDM ถูกแยกออกจากบล็อกของ  $Q$  OFDM symbol ได้ก็จะพบว่า การเลื่อนหมุน

ของเฟสแต่ละบล็อกที่อยู่ติดๆ กัน จะมีการเพิ่มค่าขึ้นแบบเชิงเส้นตรง ดังนั้น ถ้ากำหนดให้เครื่องรับ มีค่า

sample matrix ที่สอดคล้องกับ preamble มีค่าเป็น

$$R_k^{preamble} = \Lambda_k^{preamble} \cdot S_k^{preamble} \cdot H_k + W_k \quad (105)$$

ก็จะทำให้ค่าของ sample matrix ของบล็อก  $Q$  OFDM symbol มีค่าเป็น

$$R_k^p = \exp\left\{\frac{j2\pi Qk\beta(N+G)}{N}\right\} \times \Lambda_k^{preamble} \cdot S_k^p \cdot H_k + W_k \quad (106)$$

ถ้าช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกินกว่า  $2Q$  บล็อกติดๆ กัน ก็จะทำให้สามารถใช้ในการหา สหสัมพันธ์ (correlate) ระหว่าง  $R_k^{preamble}$  และ  $R_k^p$  หาค่าโดยประมาณของ initial  $\beta$  ของแต่ละ subcarrier ได้โดย

$$\hat{\beta}_k^{initial} = \frac{L \text{trace}[R_k^{H preamble} R_k^p]}{2\pi Qk(N+G)} \quad (107)$$

$$= \frac{L \sum_{l=1}^L |R_{l,l}|^2 \exp\left\{\frac{j2\pi\beta Qk(N+G)}{N}\right\}}{2\pi Qk(N+G)} \quad (107a)$$

#### 4.3.2 การประมาณค่าของช่องสัญญาณ (Channel Estimation)

เมื่อหาค่า initial estimate ของ  $\beta$  ได้แล้วก็จะทำให้สามารถทำ channel estimation ได้โดยการใช้เทคนิคของการทำ LS จาก

$$\hat{H}_k = \beta_k^H (\beta_k \beta_k^H)^{-1} R_k \quad \text{เมื่อ } \beta_k = \Lambda_k S_k \quad (108)$$

#### 4.3.3 การทำ Sampling Frequency offset Tracking

เมื่อหาค่า initial estimate ของ  $\beta$  ได้แล้ว ก็จะนำไปสู่การประมาณค่าของ sampling frequency offset ซึ่งจะเป็นการหาค่าแบบ open loop จาก

$$\min(\text{trace}[(R_k - \Lambda_k C_k^p)^H (R_k - \Lambda_k C_k^p)]) \quad (109)$$

$$\text{เมื่อ } C_k^p = S_k^p H_k$$

โดยการอาศัย LS solution ในการหาค่าของ  $\beta$  ก็จะทำได้

$$\hat{\beta}_k^{\text{new}} = \frac{L \sum_{q=1}^{Q-1} \hat{\Lambda}_{q,q,k} \hat{\Lambda}_{q+1,q+1,k}}{2\pi k(N+G)} \quad (110)$$

$$\text{เมื่อ } \hat{\Lambda}_k = R_k C_k^{pH} (C_k^p C_k^{pH} + \delta I)^{-1}$$

$\delta$  = small number ในระดับ  $1 \times 10^{-5}$  แทนค่าของ variance ของ noise ในเครื่องรับ

I = Identity matrix

จากนั้นถ้านำค่าของ  $\hat{\beta}_k^{\text{new}}$  ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านขนาด 1<sup>st</sup> order ก็จะทำได้ค่าโดยประมาณของ  $\beta$  และ เมื่อค่าของ sampling frequency offset อยู่ในสถานะที่เป็น tracking mode แล้ว ก็จะสามารถทำการหาค่า frequency offset ได้จาก

$$\hat{R}_k^{\text{new}} = (\hat{\Lambda}_k^{\text{new}})^{-1} R_k \quad (111)$$



#### 4.3.4 การประมาณค่าของช่องสัญญาณ MIMO-OFDM

การประมาณค่าของช่องสัญญาณของ OFDM แบบ Basic channel estimation โดยปกติแล้วสามารถหาได้ทั้งจาก time correlation และ frequency correlation ของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ เนื่องจากในระบบ MIMO ที่มีจำนวนสายอากาศด้านส่ง  $Q$  ตัว จะทำให้ได้สัญญาณที่สายอากาศด้านรับตัวที่  $k$  จะทำให้ได้บล็อกของ OFDM อันดับที่  $n$  เขียนแสดงได้เป็น

$$R_{n,k} = \sum_{q=1}^Q H_{n,k}^{(q)} X_{n,k}^{(q)} + W_{n,k} \quad (112)$$

เมื่อ  $H_{n,k}^{(q)}$  คือค่าของการตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  ในระบบที่มี OFDM block จำนวน  $n$  และสอดคล้องกับสายอากาศด้านส่งตัวที่  $q$

และ  $W_{n,k}$  คือค่าของ AWGN

เนื่องจากการตอบสนองของช่องสัญญาณต่อความถี่ต่างๆ กันจะมีการ correlate กันและกัน จึงทำให้ค่าของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ subcarrier ต่างกัน สามารถแสดงได้เป็น

$$H_{n,k}^{(q)} = \sum_{m=0}^{N_0-1} h_{n,m}^{(q)} W_N^{km}; \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (113)$$

เมื่อ  $q = 1, \dots, Q$

$N_0$  คืออัตราส่วนของ delay span ของช่องสัญญาณ(แบบไร้สาย) กับค่าของ OFDM symbol duration

และ 
$$W_N = \exp\left(-j \frac{2\pi}{N}\right)$$

ส่วนค่าของ  $h_{n,m}^{(q)}$  สามารถหาได้จากการประมาณค่าชั่วขณะ  $\tilde{h}_{n,m}^{(q)}$  โดยการทำให้ minimize จาก cost function ในสมการที่ (114)

$$\sum_{k=0}^{N-1} \left| R_{n,k} - \sum_{q=1}^Q \sum_{m=0}^{N_0-1} \tilde{h}_{n,m}^{(q)} W_N^{km} x_{n,k}^{(q)} \right|^2 \quad (114)$$

ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_n^{(1)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_n^{(Q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_n^{(11)} & \dots & \mathbf{A}_n^{(Q1)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{A}_n^{(1Q)} & \dots & \mathbf{A}_n^{(QQ)} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{b}_n^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_n^{(Q)} \end{pmatrix} \quad (115)$$

$$a_{n,m}^{(ij)} = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k}^{(i)} x_{n,k}^{(j)*} W_N^{-km}$$

$$\mathbf{A}_n^{(ij)} = \left( a_{n,m_1-m_2}^{(ij)} \right)_{m_1, m_2=0}^{N_o-1}$$

$$b_{n,m}^{(i)} = \sum_{k=0}^{N-1} r_{n,k} x_{n,k}^{(i)*} W_N^{-km}$$

$$\mathbf{b}_n^{(i)} = \left( b_{n,0}^{(i)}, \dots, b_{n,N_o-1}^{(i)} \right)^T$$

#### 4.4 โพรโตคอลการทำ Cooperative Diversity

วิธีการและขั้นตอนในการทำ Cooperative diversity สามารถดำเนินการได้ 3 แนวทางคือ

- 1) Fixed Relaying Protocol
- 2) Selection Relaying Protocol
- 3) Incremental Relaying Protocol

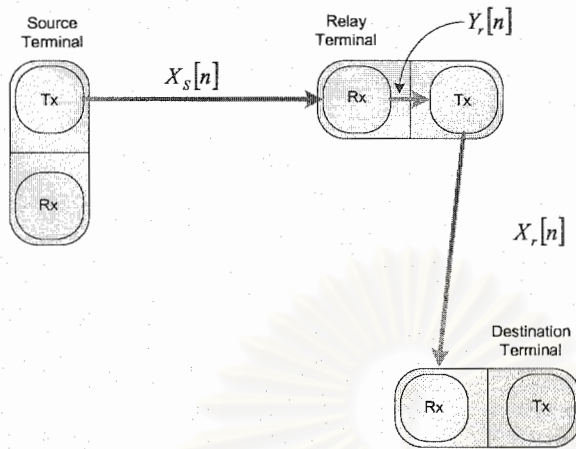
##### 4.4.1 โพรโตคอลแบบ Fixed Relaying Protocol

โพรโตคอลของการทำ Cooperative แบบนี้จะเป็นการกำหนดให้มีการทำงานโดย 3 user และการส่งสัญญาณจาก user ผู้ส่งไปยัง user ที่เป็นผู้รับจะต้องกระทำผ่าน user อื่นที่อยู่ระหว่างกลางเสมอ และมีรูปแบบการทำงานอยู่ 2 ลักษณะคือ

- ก) แบบ Amplify-and-Forward
- ข) แบบ Decode-and-Forward

##### *Amplify-and-Forward*

โพรโตคอลการทำ Cooperative แบบ Amplify-and-Forward แสดงดังรูปที่ 35



รูปที่ 35 แสดงรูปแบบของการทำงานของโปรโตคอลแบบ Amplify-and-Forward

จากรูปที่ 35 เมื่อกำหนดให้

$x_s[n]$  = สัญญาณที่ส่งจากอุปกรณ์ต้นทาง

$y_r[n]$  = สัญญาณที่รับได้ของสัญญาณ  $x_s[n]$  ที่อุปกรณ์ทวนสัญญาณ

$x_r[n]$  = สัญญาณที่ส่งจากอุปกรณ์ทวนสัญญาณไปยังอุปกรณ์ปลายทาง

เส้นทางที่ใช้ในการเชื่อมต่อสื่อสารกันระหว่าง อุปกรณ์ต้นทาง (Source Terminal) กับอุปกรณ์ปลายทาง (Destination Terminal) จะต้องมีอุปกรณ์สำหรับทวนสัญญาณ (Relay Terminal) เพื่อเชื่อมต่อระหว่างต้นทางและปลายทาง โดยอุปกรณ์ทวนสัญญาณนี้จะทำการรับสัญญาณ  $x_s[n]$  นำมาขยายให้มีกำลังที่สูงขึ้นด้วยเกน (gain) ค่าเท่ากับ  $\beta$  และส่งต่อไปยังอุปกรณ์ปลายทางรับต่อไปโดย

$$x_r[n] = \beta y_r[n - N/4] \quad (116)$$

และ

$$\beta \leq \sqrt{\frac{P}{|a_{s,r}|^2 P + N_0}} \quad (117)$$

เมื่อ

$P$  = ระดับของพลังงานที่ใช้ส่งสัญญาณ

$N_0$  = ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ในช่องสัญญาณ

$a_{s,r}$  = ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณระหว่าง source และ relay terminal

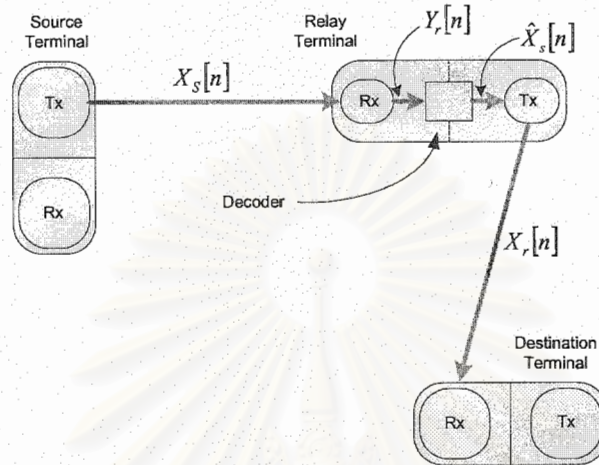
#### Decode-and-Forward

โปรโตคอลแบบ Decode-and-Forward ก็มีแบบแผนเช่นเดียวกับแบบ Amplify-and-Forward แต่จะมีความแตกต่างกันในขั้นตอนของการทวนสัญญาณดังรูปที่ 36 ซึ่งจะมีการถอดรหัสโครงการวิจัยร่วมฯ ปีงบประมาณ 2548 102 จัดทำเมื่อ 31 ตุลาคม 2549

(decode) ของสัญญาณข้อมูลก่อนที่จะทำการมอดูเลตใหม่และส่งต่อไปยังปลายทางด้วยสัญญาณ  $x_r[n]$  ที่มีค่าเป็น

$$x_r[n] = \hat{x}_s[n - N/4] \quad (118)$$

โดยที่  $\hat{x}_s[n - N/4]$  คือสัญญาณข้อมูลที่ถูกสร้างขึ้นใหม่แต่มีคุณลักษณะเช่นเดียวกับ  $x_s[n]$



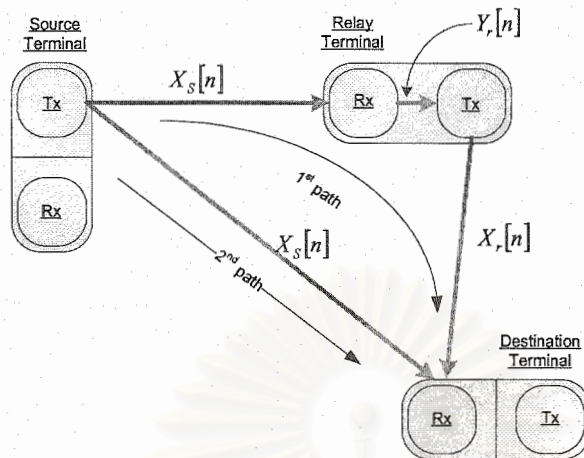
รูปที่ 36 แสดงรูปแบบของการทำงานของโปรโตคอลแบบ Decode-and-Forward

แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของโปรโตคอลแบบ Decode-and-Forward จะถูกจำกัดโดยคุณภาพของการสื่อสารระหว่าง อุปกรณ์ต้นทาง กับอุปกรณ์ทวนสัญญาณ

#### 4.4.2 โปรโตคอลแบบ Selection Relaying Protocol

การทำงานของโปรโตคอลแบบ Selection Relaying จะเป็นการเลือกเส้นทางในการเชื่อมต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต้นทางและอุปกรณ์ปลายทางดังรูปที่ 37 โดยจะเลือกใช้เส้นทางที่ดีกว่าด้วยการพิจารณาค่าของ fading coefficient โดยเส้นทางที่เลือกจะมี 2 เส้นทางคือ

- ก) เส้นทางจาก อุปกรณ์ต้นทาง → อุปกรณ์ทวนสัญญาณ → อุปกรณ์ปลายทาง
- ข) เส้นทางจาก อุปกรณ์ต้นทาง → อุปกรณ์ปลายทาง



รูปที่ 37 แสดงรูปแบบของการทำงานของโปรโตคอลแบบ Selection Relaying Protocol

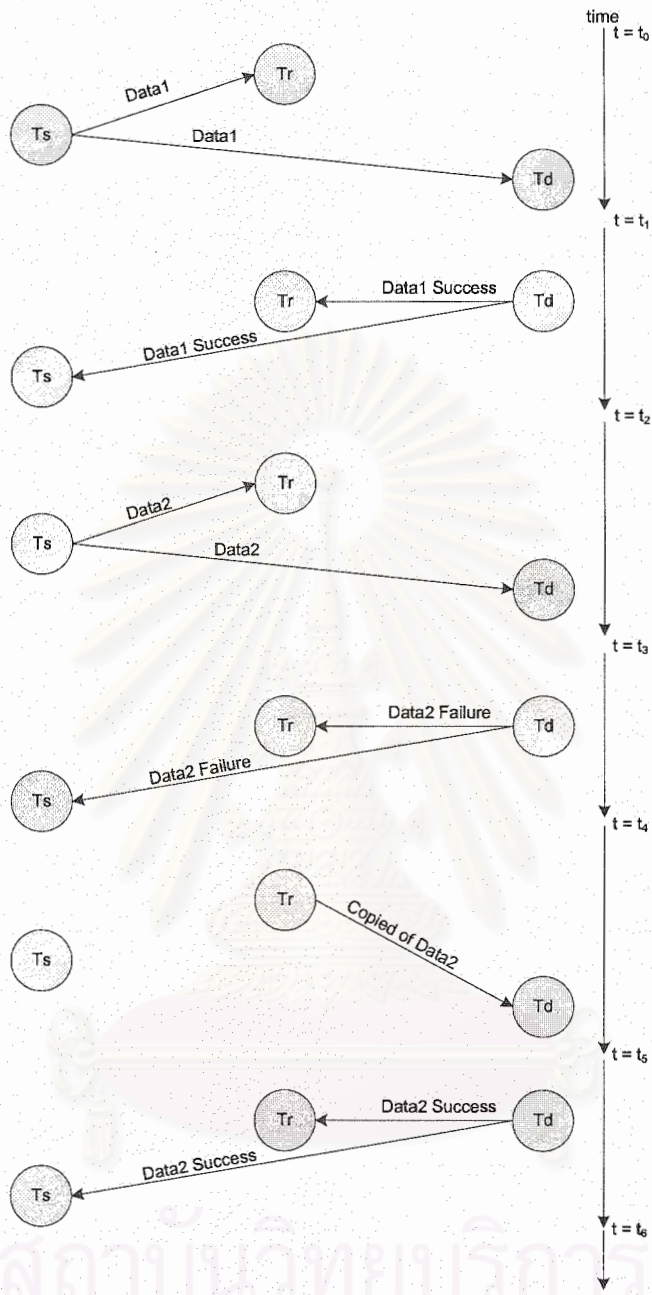
แนวทางในการเลือกเส้นทางจะดูจากค่าของ fading coefficient  $|a_{s,r}|^2$  ที่เกิดขึ้นระหว่างอุปกรณ์ต้นทางกับอุปกรณ์ทวนสัญญาณ โดยจะพิจารณา ดังนี้

กรณีที่  $|a_{s,r}|^2$  ต่ำกว่าค่า threshold การเชื่อมต่อสื่อสารในระบบก็จะเลือกใช้เส้นทางจาก อุปกรณ์ต้นทางไปยังอุปกรณ์ปลายทางโดยตรง (ไม่มีการทำ Cooperative) ซึ่งในกรณีนี้เป็นการตั้งสมมุติฐานว่าถ้า  $|a_{s,r}|^2$  มีค่าต่ำมากพอที่จะทำให้  $|a_{s,d}|^2$  ระหว่างอุปกรณ์ต้นทางและอุปกรณ์ปลายทางมีค่าต่ำพอที่จะยอมรับได้ จึงเลือกที่จะไม่ทำ Cooperative

กรณีที่  $|a_{s,r}|^2$  สูงกว่าค่า threshold การเชื่อมต่อสื่อสารในระบบก็จะเลือกใช้เส้นทางจาก อุปกรณ์ต้นทางไปยังอุปกรณ์ปลายทางโดยให้มีการผ่านอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (มีการทำ Cooperative)

#### 4.4.3 โปรโตคอลแบบ Incremental Relaying Protocol

การทำงานของโปรโตคอลแบบ Incremental Relaying จะมีขั้นตอนดังแสดงในรูปที่ 38 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าจะมีการทำงานของอุปกรณ์ทวนสัญญาณเพียงในกรณีเดียวคือ เมื่ออุปกรณ์ที่ด้านรับ  $T_d$  ที่ปลายทางพบว่าไม่สามารถรับข้อมูลได้ (รวมถึงกรณีอื่นๆ ด้วย เช่น พบความผิดพลาดของข้อมูล หรือ ได้รับข้อมูลในอัตราที่ไม่ได้ตามกำหนด) อุปกรณ์ที่ด้านรับปลายทางก็ส่งสัญญาณตอบกลับแสดงการร้องขอให้มีการส่งข้อมูลซ้ำ (Automatic-Repeat-Request: ARQ) ก็จะส่งผลให้เกิดกระบวนการส่งข้อมูลซ้ำของอุปกรณ์ทวนสัญญาณ  $T_r$  ซึ่งอยู่ใกล้กับ  $T_d$  มากกว่าเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ด้านต้นทาง  $T_s$  ด้วยการกระทำเช่นนี้จะทำให้มีโอกาสที่จะประสบความสำเร็จในการส่งข้อมูลซ้ำมีมากกว่าการส่งจากอุปกรณ์ด้านต้นทาง  $T_s$  โดยตรง ส่งผลให้อัตราของข้อมูลโดยรวมในระบบมีค่าสูงขึ้นด้วย



รูปที่ 38 ลำดับขั้นตอนการทำงานของโปรโตคอลแบบ Incremental Relaying

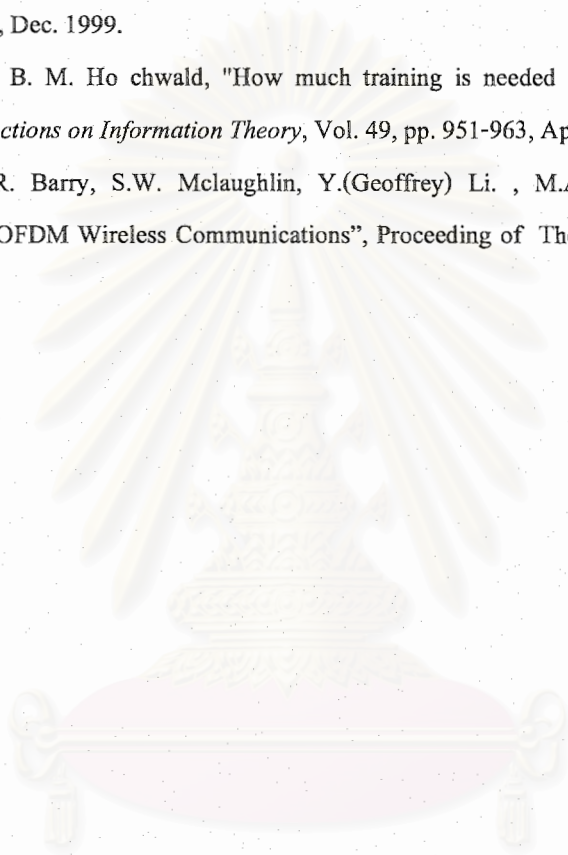
## งานที่จะทำในอนาคต

1. ศึกษาการประมวลผลสัญญาณระบบสื่อสาร Cooperative Communications
2. ออกแบบ และ วิเคราะห์การประมาณค่าช่องสัญญาณไร้สายสำหรับระบบสื่อสาร Cooperative Communications
3. ศึกษาการสื่อสารข้อมูลแบนด์กว้าง (Broadband Communications) ในระบบสื่อสาร Cooperative Communications
4. ศึกษาการออกแบบข้อมูลนำร่อง (Training Signal) ที่เหมาะสม รวมทั้งการกระจายกำลังอย่างเหมาะสม ของการประมาณค่าช่องสัญญาณแบบ Linear Minimum Mean-Square Error (LMMSE) ในช่องสัญญาณแบบหลายทางเข้าหลายทางออกที่มีการกระจายตัวแบบ Rician (Rician Distribution)
5. พิสูจน์ทฤษฎีที่ทำให้ได้ค่าความจุของช่องสัญญาณแบบ Rician ที่ดีที่สุด เมื่อควบคุมระบบบางอย่างได้
6. ทดลอง และรวบรวมผลการประมาณช่องสัญญาณเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของการประมาณค่าความจุของช่องสัญญาณ
7. ศึกษาความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลชันแบบผลต่าง
8. ศึกษาเทคนิคการหาค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (BER) พิจารณาสมการในรูปของ Bound แบบอื่นๆ
9. ทำการเขียน โปรแกรมจำลองการทำงานระบบสื่อสารแบบร่วมมือที่เสนอโดยใช้วิธีการส่งข้อมูลแบบ Differential Modulation เพื่อหาค่า อัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (BER)
10. เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (BER) จากทฤษฎีกับค่าที่ได้จากการทดลอง
11. ทำการออกแบบ โปรโตคอลแบบปรับตัว สำหรับเลือกผู้ใช้ ในการทำหน้าที่เป็น Relay จากผู้ใช้ 3 คน
12. ทดสอบและวัดประสิทธิภาพของโปรโตคอลที่ออกแบบขึ้น
13. เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลจากการทดลอง
14. จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

- [1] T. Himsoon, W. Su, K.J. Ray Liu “Differential Transmission for Amplify-and-Forward Cooperative Communications,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, No. 9, pp.597 – 600, September 2005.
- [2] P.Tarasak, H.Minn, V.K. Bhargava, “Differential Modulation for Two-User Cooperative diversity systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, No. 9, pp.1891 – 1900, September 2005.
- [3] J. N. Laneman, D.C. Tse, G.W. Wornell, “Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, No. 9, pp. 597-600, September 2005.
- [4] A. Nosratinia, Todd E. Hunter, “Cooperative Communication in Wireless Networks,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 74-80, October 2004.
- [5] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 4<sup>th</sup> ed. New York: McGraw-Hill, 2000.
- [6] D. G. Brennan, “Linear diversity combining techniques,” *Proc. IEEE*, vol. 91, No. 2, pp. 331-356, Feb. 2003.
- [7] A. J. Paulaj, D.A. Gore, R.U. Nabar , H. Bolcskei “An Overview of MIMO Communications-A Key to Gigabit Wireless,” *Proc. IEEE*, vol. 92, No. 2, pp. 198-218, February. 2004.
- [8] S. M. Alamuti, “A simple transmitter diversity scheme for wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, October. 1998.
- [9] J.K. Cavers, “An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [10] H. Cheon and D. Hong, “Performance analysis of space-time block codes in time-varying Rayleigh fading channels,” in *Proc. IEEE ICASSP*, Vol. 3, May, 2002, pp. 2357-2360.
- [11] J.H Kotecha and A.M. Sayeed, “Transmit signal design for optimal estimation of correlated MIMO channels,” *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 52, pp. 546-557, Feb. 2004.
- [12] P. Hoeher and F. Tufvesson, “Channel estimation with superimposed pilot sequence,” in *Proc. GLOBECOM*, Vol. 4, Rio de Janeiro, Brazil, Dec. 1999, pp. 2162-2166.
- [13] M. P’atzold, *Mobile Fading Channels*. NY: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [14] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, “Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 502–513, Mar. 2000.



- [15] M. Stege, J. Jelitto, M. Brozel, and G. Fettweis, "A multiple input multiple output channel model for simulation of Tx- and Rx-diversity wireless systems," *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (IEEE VTC Fall)*, vol. 2, pp. 833-839, 2000.
- [16] M. Bengtsson, "Antenna array signal processing for high rank data models," Ph.D. thesis no. TRITA-S3-SB-9938, Department of Signals, Sensors and Systems, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, Dec. 1999.
- [17] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 49, pp. 951-963, April 2003.
- [18] G.L. Stüber, J.R. Barry, S.W. Mclaughlin, Y.(Geoffrey) Li, M.A. Ingram, and T.G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", *Proceeding of The IEEE*, Vol. 92, No.2, Feb. 2004



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย