



การส่งสัญญาณแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ
NON-FEEDBACK DISTRIBUTED TRANSMISSION

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการทำวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



การส่งสัญญาณแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ
NON-FEEDBACK DISTRIBUTED TRANSMISSION

ผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อูซารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

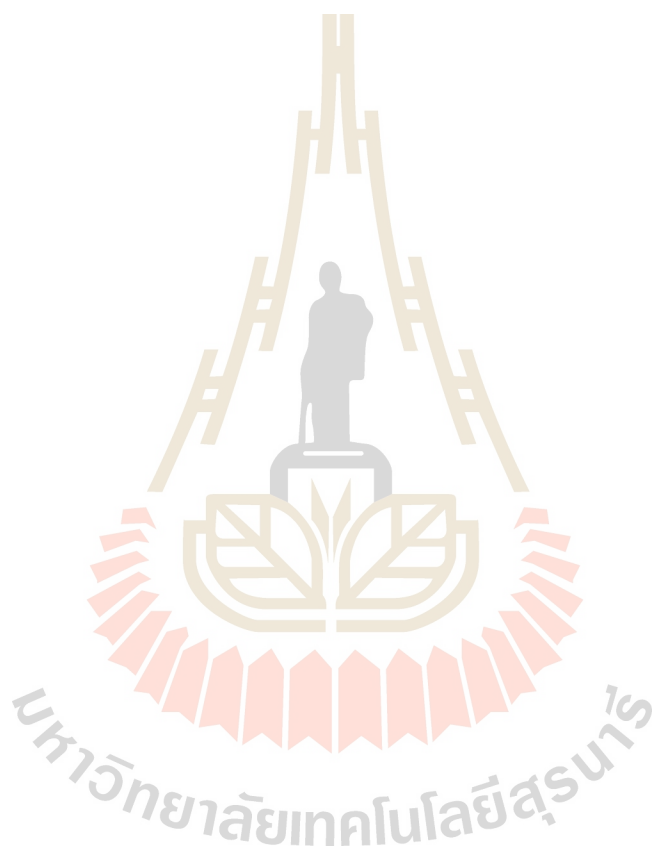
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2559
ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้



ผู้วิจัย
สิงหาคม 2561

บทคัดย่อ

การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายเป็นวิธีที่สามารถช่วยเพิ่มระยะการสื่อสารและเพิ่มคุณภาพของสัญญาณหรืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนได้ อย่างไรก็ตามการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายต้องอาศัยวิธีการเชิงโครโมสเฟสในการก่อรูปลำคลื่น ซึ่งวิธีการเชิงโครโมสเฟสสำหรับการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายตามที่ได้สำรวจปริทัศน์วรรณกรรมยังมีจุดด้อยดังนี้ วิธีแบบป้อนกลับสัญญาณ บิต 1 (one-bit feedback technique) และแบบไม่มีสัญญาณป้อนกลับ (zero-feedback technique) ที่ต้องการให้โนดส่งสัญญาณซ้ำเป็นจำนวนมาก ซึ่งความต้องการนี้ส่งผลกระทบต่อแบตเตอรี่ของโนดเคลื่อนที่ซึ่งมีพลังงานจำกัด ขณะที่วิธีแบบอาศัยการป้อนกลับระหว่างโนดแม่กับโนดลูก (master-slave technique) และแบบอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip technique) ที่ต้องการส่งสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนด ซึ่งส่งผลให้การทำงานของโนดซับซ้อนขึ้น ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่เรียกว่า การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ (non-feedback distributed beamforming) ซึ่งมีแนวคิดในการนำเอาสัญญาณของแต่ละโนดมาแยกออกจากกันโดยอาศัยทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันที่ใช้ในการแก้สมการเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ในการแยกสัญญาณ จากนั้นจึงทำการเชิงโครโมสเฟสที่สถานีฐาน โดยวิธีดังกล่าวไม่ต้องการสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนด ทำให้วิธีการที่นำเสนอมีความซับซ้อนน้อยกว่าวิธีแบบอาศัยการป้อนกลับระหว่างโนดแม่กับโนดลูกและแบบอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ อีกทั้งยังต้องการจำนวนการส่งสัญญาณน้อยกว่าวิธีแบบป้อนกลับสัญญาณ บิต 1 และแบบไม่มีสัญญาณป้อนกลับ ผลจากการจำลองแบบและการสร้างชุดทดสอบในทางปฏิบัติแสดงให้เห็นว่าการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอสามารถให้อัตราขยายการก่อรูปลำคลื่นสูงสุด และมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าวิธีการเชิงโครโมสเฟสที่ได้ศึกษาในปริทัศน์วรรณกรรม

Abstract

A distributed beamforming can increase a transmission range and enhance Signal-to-Noise Ratio (SNR). However, major phase-synchronization techniques for distributed beamforming suffer from the problems as follows. One-bit feedback and zero-feedback techniques require a large number of retransmissions. This requirement reduces the battery-lifetime of mobile nodes. The master-slave and round-trip techniques require the reference signal among transmitting nodes which introduces a complexity to all transmitting nodes. Therefore, this research work proposes an alternative technique, so called non-feedback beamforming. The proposed technique concept is to extract and synchronize a combined signal at the base station. The concept of extraction is based on solving a linear equation without the requirement of feedback or reference signals from base station. This proposed technique provides a lower complexity compared with the ones found in literatures. Also, the number of retransmissions are less compared with other techniques. The simulation and experimental results reveal that the proposed technique provides the optimum beamforming gain. Furthermore, it provides a lower bit error rate compared with other technique.

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
คำนำ.....	ข
สารบัญ	ค
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	3
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	4
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	4
1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน.....	4
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	5
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย	5
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย	5
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล	5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	6
2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	7
2.1 กล่าวนำ	7
2.2 การทวนสัญญาณด้วยรีเลย์	7
2.3 สายอากาศแฉวลำดับ	9
2.3.1 สายอากาศแฉวลำดับแบบเส้น	9
2.3.2 สายอากาศแฉวลำดับระนาบ	13
2.3.3 สายอากาศแฉวลำดับวงกลม.....	16
2.4 การก่อรูปลำคลื่น.....	19
2.4.1 การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง	20

สารบัญ (ต่อ)

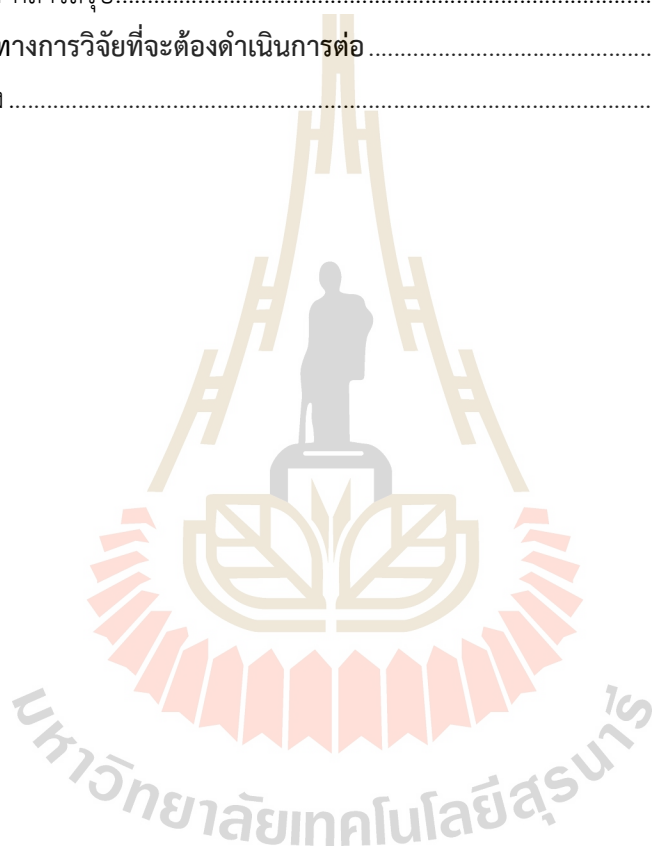
หน้า

2.4.2 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย	22
2.4.2.1 แบบจำลองการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย.....	23
2.4.2.2 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย	28
2.4.2.3 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย ในกรณีที่ซัดเซยเฟสไม่สมบูรณ์	32
2.5 กล่าวสรุป.....	38
3 วิธีการชิงโครโนซ์เฟส	40
3.1 กล่าวนำ.....	40
3.2 การชิงโครโนซ์เฟสแบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต	41
3.3 การชิงโครโนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับ ระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด.....	47
3.4 การชิงโครโนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ	53
3.5 การก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการป้อนกลับ	59
3.6 กล่าวสรุป.....	65
4 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ	67
4.1 กล่าวนำ.....	67
4.2 แบบจำลองการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ	68
4.2.1 ภาคแปลงสัญญาณที่ย่านความถี่วิทยุเป็นสัญญาณเบสแบนด์	69
4.2.2 ภาคการแยกสัญญาณ.....	73
4.2.3 ภาคการชิงโครโนซ์เฟส.....	77
4.3 ผลการจำลองแบบของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ	78
4.3.1 การเปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณระหว่างการก่อรูปลำคลื่น แบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ.....	80
4.3.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างระบบที่ใช้การก่อรูปลำคลื่น แบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับกับระบบที่ไม่มีการชิงโครโนซ์เฟส	81

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.3.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย โดยไม่ใช้การป้อนกลับกับเทคนิคการชิงโครโนซ์เฟสแบบอื่น ๆ	
4.4 กล่าวสรุป.....	91
5 แนวทางการวิจัยที่จะต้องดำเนินการต่อ	94
รายการอ้างอิง	96



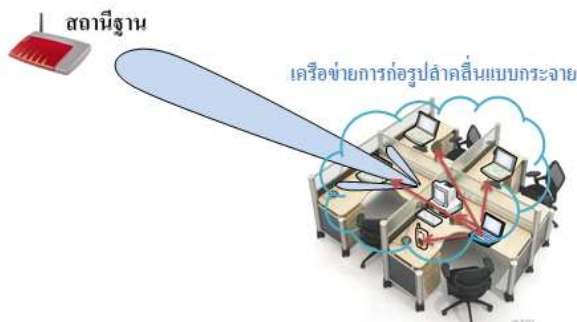
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายได้มีบทบาทเข้ามาในชีวิตประจำวันของเราเป็นอย่างมากไม่ว่าจะใช้เพื่อการติดต่อสื่อสารหรือใช้เพื่อความบันเทิง เนื่องจากการสื่อสารไร้สายมีจุดเด่นที่สามารถรับส่งข้อมูลได้อย่างรวดเร็วและสะดวกสบายเนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้สายส่งสัญญาณในการรับส่งข้อมูล แต่การสื่อสารไร้สายมีจุดด้อยที่มีขอบเขตการส่งข้อมูลที่จำกัด เนื่องจากสัญญาณที่ถูกส่งออกไปในอากาศจะถูกลดทอนลงไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น โดยการลดทอนอาจเกิดได้ทั้งจากการสูญเสียเชิงวิถี (path loss) หรือเฟดดิ้ง (fading) [1] และการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นส่งผลให้ระบบส่งข้อมูลได้ช้าลง ยกตัวอย่างเช่นในระบบเครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks: WLANs) ถ้าโน้ตหรือลูกข่ายอยู่ห่างจากสถานีฐานมากจะทำให้โน้ตส่งข้อมูลได้ช้าลงจากปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาเทคนิคที่สามารถเพิ่มระยะทางการสื่อสารไร้สายให้กับโน้ต เช่นวิธีการทวนสัญญาณด้วยการใช้ รีเลย์ [2],[3] และการก่อรูปลำคลื่นแบบหันพู่หลักได้ [4],[5] แต่การทวนสัญญาณด้วยการใช้ รีเลย์มีข้อจำกัดที่จำเป็นต้องมีตัวรีเลย์อยู่ระหว่างต้นทางกับปลายทางโดยระยะห่างระหว่างรีเลย์แต่ละตัวต้องอยู่ใกล้กันพอที่จะส่งข้อมูลต่อกันได้โดยที่ข้อมูลไม่สูญเสีย และรีเลย์ตัวสุดท้ายต้องอยู่ใกล้กับสถานีฐานมากพอที่จะสามารถส่งข้อมูลได้ ไม่เช่นนั้นการทวนสัญญาณด้วยการใช้ รีเลย์จะไม่สามารถทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ วิธีการนี้จึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในสถานการณ์ที่กลุ่มของตัวรีเลย์อยู่ใกล้กับผู้ใช้งานที่ต้องการส่งสัญญาณ (source) และไม่มีตัวรีเลย์อยู่ระหว่างผู้ใช้งานกับสถานีฐาน แต่การก่อรูปลำคลื่นแบบหันพู่หลักได้ไม่จำเป็นต้องอาศัยรีเลย์ที่อยู่ระหว่างต้นทางกับปลายทาง แต่อาศัยอัตราขยายที่ได้จากความสามารถในการก่อรูปลำคลื่นที่มีพู่หลักหันไปยังทิศทางที่ต้องการมาเพิ่มระยะการสื่อสาร โดยการก่อรูปลำคลื่นแบบหันพู่หลักได้สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทคือ 1) การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง หรือการก่อรูปลำคลื่นโดยใช้สายอากาศแถวลำดับ และ 2) การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย หรือการก่อรูปลำคลื่นด้วยการอาศัยความร่วมมือจากโน้ตอื่น

ด้วยเหตุที่การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองจำเป็นต้องอาศัยสายอากาศแถวลำดับที่มีตำแหน่งของสายอากาศที่แน่นอนในการก่อรูปลำคลื่น ดังนั้นการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองจึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปติดตั้งบนโน้ตที่มีขนาดเล็กที่ต้องการความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ เช่น โทรศัพท์มือถือหรือคอมพิวเตอร์แบบพกพา (laptop) ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจะมีข้อดีกว่าเนื่องจากไม่จำเป็นต้องติดตั้งสายอากาศแถวลำดับ โดยจะอาศัยความร่วมมือจากลูกข่ายหรือโน้ตอื่นๆ ที่อยู่



รูปที่ 1.1 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

ใกล้เคียงมาช่วยก่อรูปลำคลื่น โดยโนดแต่ละโนดต้องการสายอากาศเพียงต้นเดียวในการก่อรูปลำคลื่น รูปที่ 1.1 แสดงตัวอย่างการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่ใช้กับคอมพิวเตอร์แบบพกพาในพื้นที่ออฟฟิศ โดยตัวคอมพิวเตอร์แบบพกพาจะแบ่งปันข้อมูลที่ต้องการส่งให้กับโนดที่อยู่ข้างเคียง เช่น โทรศัพท์มือถือหรือคอมพิวเตอร์เครื่องอื่นๆ จากนั้นทุกโนดที่ร่วมมือจะส่งสัญญาณที่มีข้อมูลเหมือนกัน และส่งพร้อมๆ กันไปที่สถานีฐาน โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากแต่ละโนดจำเป็นต้องถูกทำการซิงโครไนซ์เฟสเพื่อให้เฟสของสัญญาณจากทุกโนดเท่ากันเมื่อนำไปรวมกันที่สถานีฐาน ถ้าหากไม่ทำการซิงโครไนซ์เฟสสัญญาณที่ส่งไปจะหักล้างกันเองตอนรวมสัญญาณที่สถานีฐาน ดังนั้นการซิงโครไนซ์เฟสจึงเป็นขั้นตอนสำคัญในวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

แต่วิธีการซิงโครไนซ์เฟสที่มีในปัจจุบันนั้นยังคงมีจุดด้อย เช่น การซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิด โดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (one-bit feedback closed-loop synchronization) [6],[7] ต้องการส่งสัญญาณจากโนดซ้ำจำนวนมากส่งผลให้เป็นการสิ้นเปลืองพลังงาน และยังต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน ซึ่งถ้าช่องสัญญาณมีการลดทอนสูงอาจส่งผลให้สัญญาณอ้างอิงผิดเพี้ยนไปได้ ขณะที่การซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด (master-slave open-loop synchronization) [8] และ การซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip open-loop synchronization) [9],[10] ต้องการสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนดกันเอง ซึ่งส่งผลให้โนดต้องประมวลผลสัญญาณมากขึ้นและยังคงต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการป้อนกลับ (zero-feedback synchronization) [11],[12] ต้องการส่งสัญญาณจากโนดซ้ำๆ จำนวนมากเมื่อเทียบกับจำนวนโนด โดยจะอธิบายถึงกระบวนการซิงโครไนซ์เฟสที่ได้อ้างอิงถึงในบทที่ 3

ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้มีแนวคิดที่จะพัฒนาการซิงโครไนซ์เฟสที่ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐานและสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนดด้วยตัวเอง และลดจำนวนครั้งการส่งสัญญาณซ้ำ ซึ่งการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอ โดยมีแนวคิดที่ให้โนดทุกโนดส่งสัญญาณรวมกัน

มาที่สถานีฐานโดยไม่ต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิง แล้วจึงใช้ทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันในการแยกสัญญาณของแต่ละโนดออกมา จากนั้นจึงนำสัญญาณที่แยกมาได้นำมาทำการซิงโครไนซ์เฟสภายหลัง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 พัฒนาเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่ไม่อาศัยการป้อนกลับสัญญาณจากสถานีฐาน

1.2.2 สร้างชุดทดสอบเบื้องต้นสำหรับโนดและสถานีฐานที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่พัฒนาขึ้น เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของระบบตามที่ได้ออกแบบในทางทฤษฎี

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับจากสถานีฐานสามารถทำการซิงโครไนซ์เฟสของสัญญาณที่มาจากโนดที่กระจายตัวอยู่ในบริเวณเดียวกัน

1.3.2 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับไม่จำเป็นต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนดด้วยกันเองในการทำซิงโครไนซ์เฟสของสัญญาณ

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ใช้โปรแกรมแมทแล็บ (Matlab) ในการสร้างแบบจำลองของระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

1.4.2 ในแบบจำลองตำแหน่งของแต่ละโนดในเครือข่ายไร้สายถูกสุ่มให้มีการกระจายตัวแบบสม่ำเสมอ

1.4.3 โหนดและสถานีฐานติดตั้งสายอากาศเพียงต้นเดียว

1.4.4 โหนดทุกโนดติดตั้งสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวจำนวนหนึ่งต้น

1.4.5 โหนดแต่ละโนดอยู่ห่างกันมากพอที่จะไม่คิดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม

1.4.6 กำหนดให้ไม่มีสัญญาณแทรกสอดมารบกวนในระบบ

1.4.7 กำหนดให้กำลังส่งสัญญาณเท่ากันทุกๆ โหนด

1.4.8 กำหนดให้โนดทุกโนดสามารถแบ่งปันข้อมูลกันได้

1.4.9 กำหนดให้โนดแต่ละโนดใช้งานย่านความถี่เดียวกันและสามารถส่งสัญญาณได้พร้อมกัน

1.5 ขอบเขตของงานวิจัย

1.5.1 งานวิจัยนี้มีเป้าหมายที่พัฒนาเทคนิคการทำการซิงโครไนซ์เฟสของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่ไม่อาศัยสัญญาณป้อนกลับจากสถานีฐาน

1.5.2 ใช้การจำลองแบบทางคอมพิวเตอร์เพื่อศึกษาประสิทธิภาพและเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1.5.3 สร้างชุดทดสอบที่ใช้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่ได้ ออกแบบเพื่อศึกษาประสิทธิภาพการทำชิงโครโนซ์เฟสในทางปฏิบัติ

1.5.4 ในชุดทดสอบประกอบด้วยโนด 2 โนดและ 1 สถานีฐาน

1.5.5 ประสิทธิภาพของชุดทดสอบจะเปรียบเทียบกับระหว่างงานที่นำเสนอกับระบบที่ไม่ทำการชิงโครโนซ์เฟส

1.5.6 ผลการทดสอบจะพิจารณาเฉพาะค่ากำลังของสัญญาณที่สถานีฐาน

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1.6.1.1 สำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

1.6.1.2 ศึกษาหลักการทํางานและทฤษฎีของหลักการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

1.6.1.3 สร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ของก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

1.6.1.4 ศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวข้องกับการชิงโครโนซ์เฟสในระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

1.6.1.5 สร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ของระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่มีการชิงโครโนซ์เฟสผิดพลาด

1.6.1.6 ออกแบบและสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ

1.6.1.7 ศึกษาผลการจำลองแบบของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่ได้รับผลกระทบจากสภาพแวดล้อมจริง

1.6.1.8 สร้างชุดทดสอบของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง 2 โนดและภาครับ 1 สถานีฐาน

1.6.1.9 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของชุดทดสอบ

1.6.1.10 จัดทํางานวิจัยและปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องของผลวิจัย

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1.6.2.1 ศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

1.6.2.2 ศึกษาและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่ได้ออกแบบ ด้วยการสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรมแมทแล็บ

1.6.2.3 สร้างชุดทดสอบที่ประกอบด้วยโนดและสถานีฐานที่ติดตั้งการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่พัฒนาขึ้น เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของระบบตามที่ได้ออกแบบในทางทฤษฎี

1.6.2.4 ทดสอบระบบต้นแบบ วิเคราะห์และสรุปผลการทดลองที่ได้จากชุดทดสอบ และรวบรวมข้อมูลเพื่อเขียนงานวิจัย

1.6.3 สถานที่ทำวิจัย

ห้องปฏิบัติการสื่อสาร วิศวกรรมโทรคมนาคม อาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1.6.4.1 คอมพิวเตอร์แบบพกพา

1.6.4.2 โปรแกรมแมทแล็บ

1.6.4.3 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

1.6.4.4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

1.6.4.5 เครื่องขยายกำลัง

1.6.4.6 อุปกรณ์จ่ายพลังงาน

1.6.4.7 ออสซิลโลสโคป

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1.6.5.1 เก็บรวบรวมข้อมูลของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายและการชิงโครไนซ์เฟสจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1.6.5.2 เก็บรวบรวมผลการจำลองแบบที่ได้จากแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่ได้ออกแบบ

1.6.5.3 เก็บรวบรวมผลการทดสอบที่ได้จากชุดทดสอบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่ได้ออกแบบ

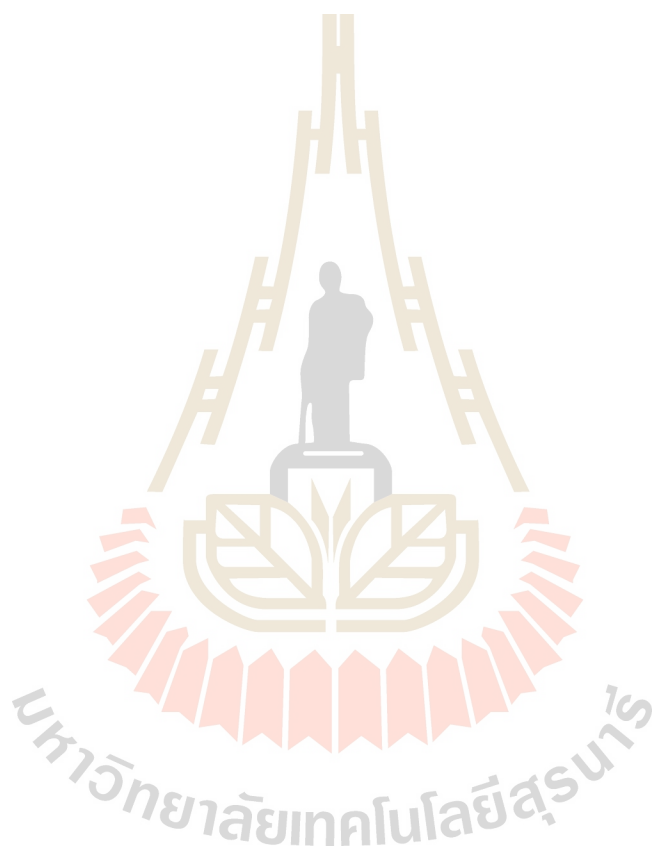
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่ไม่อาศัยสัญญาณป้อนกลับจากสถานีฐาน

1.7.2 ได้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่ไม่อาศัยสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนดด้วยตนเอง

1.7.3 การก่อรูปลำดับชั้นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่ได้ออกแบบสามารถชิงใครไ
เฟสของสัญญาณและสามารถเพิ่มอัตราขยายสัญญาณที่สถานีฐานได้

1.7.4 เป็นแนวทางในการพัฒนาการก่อรูปลำดับชั้นแบบกระจายต่อไป



บทที่ 2

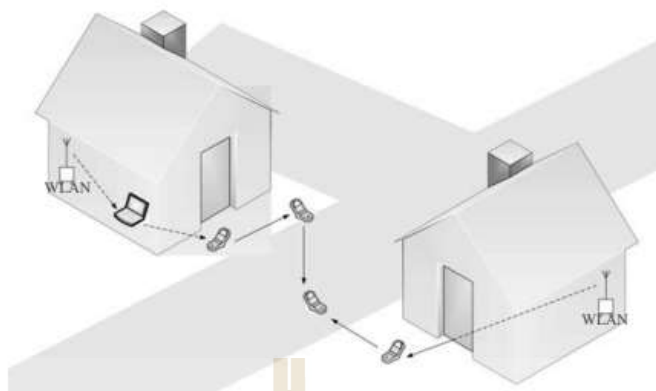
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเครือข่ายของระบบการสื่อสารไร้สาย (wireless communication system) เช่น เครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks: WLANs) [13] ได้รับความนิยมนำไปใช้งานเป็นอย่างมาก เนื่องจากเครือข่ายไม่จำเป็นต้องอาศัยสายส่งสัญญาณจึงสามารถสื่อสารได้ทุกที่ที่ราบที่ยังอยู่ในเครือข่าย ลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้งเนื่องจากไม่ต้องเดินสายส่งสัญญาณ และยังให้อัตราการส่งข้อมูลที่สูง เช่น เครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สายบนมาตรฐาน IEEE 802.11g มีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดที่ 54 Mbps แต่ระบบการสื่อสารไร้สายมีจุดด้อยที่มีระยะทางการใช้งานที่จำกัด เช่น เครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สายบนมาตรฐาน IEEE 802.11g โดยทั่วไปจะมีระยะการส่งข้อมูลประมาณ 30 เมตรสำหรับพื้นที่ในอาคาร และประมาณ 100 เมตรสำหรับพื้นที่ภายนอกอาคาร [14] โดยยิ่งผู้ใช้งานอยู่ห่างจากสถานีฐานเท่าไรยิ่งรับส่งข้อมูลได้ช้าลง เนื่องจากเกิดการลดทอนกำลังของสัญญาณลง ดังนั้นจึงมีการพัฒนาเทคนิคที่เพิ่มระยะทางการสื่อสารหรือการเพิ่มกำลังสัญญาณที่ปลายทางรับได้เช่นการทวนสัญญาณด้วยการใช้ รีเลย์ [2],[3] และการก่อรูปลำคลื่นแบบหันพู่หลักได้ [4],[5]

2.2 การทวนสัญญาณด้วยรีเลย์

การทวนสัญญาณด้วยการใช้รีเลย์เป็นการสื่อสารแบบร่วมมือ โดยอาศัยรีเลย์ทำหน้าที่รับสัญญาณและช่วยส่งต่อสัญญาณที่รับได้ไปยังเครื่องรับปลายทางร่วมกัน โดยผู้ใช้งานที่ส่งสัญญาณเป็นคนแรก เรียกว่าแหล่งกำเนิด (source) และผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่ช่วยส่งต่อสัญญาณเรียกว่า รีเลย์ (relay) รูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างการทวนสัญญาณด้วยการใช้รีเลย์ในเครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย ในกรณีที่ตัวโนดที่อยู่บนถนนต้องการติดต่อกับสถานีฐานที่อยู่ภายในบ้านซึ่งมีระยะการส่งข้อมูลไม่ครอบคลุมถึงบนถนน ดังนั้นจึงต้องอาศัยการร่วมมือจากลูกข่ายตัวอื่น ๆ มาทำหน้าที่เป็นรีเลย์เพื่อช่วยรับส่งต่อสัญญาณเพื่อให้ส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น โดยโปรโตคอลการทวนสัญญาณด้วยการใช้รีเลย์สามารถจำแนกวิธีหลัก ๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.1 การทวนสัญญาณด้วยการใช้รีเลย์ในเครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย [3]

- 1) เอเอฟ (Amplify-and-Forward: AF) [15] โพรโตคอลนี้เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมไม่ซับซ้อน โดยในโพรโตคอลนี้รีเลย์จะทำหน้าที่รับสัญญาณแล้วขยายสัญญาณที่รับได้ส่งต่อไปยังรีเลย์อีกตัวด้วยความถี่ที่เปลี่ยนไป วิธีนี้มีจุดด้อยอยู่ที่ในการขยายสัญญาณนอกจากข้อมูลที่ถูกขยายแล้วสัญญาณรบกวนที่ปนมากับข้อมูลก็จะถูกขยายด้วยเช่นกัน ซึ่งอาจส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) สูงขึ้น
- 2) ดีเอฟ (Decode-and-Forward: DF) [16] ในโพรโตคอลนี้รีเลย์นอกจากจะขยายสัญญาณแล้วยังถอดรหัสสัญญาณ (decode) ที่รับมาได้แล้วเข้ารหัสสัญญาณใหม่ (encode) ดังนั้นระบบจึงส่งสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสต่อไปยังรีเลย์ตัวถัดไป วิธีดีเอฟจะมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าเอเอฟแต่ก็แลกมาด้วยความซับซ้อนที่สูงกว่า

จะเห็นว่าการทวนสัญญาณด้วยการใช้รีเลย์สามารถเพิ่มระยะทางการส่งข้อมูลได้ด้วยวิธีการส่งต่อข้อมูล แต่ด้วยเหตุนี้การทวนสัญญาณด้วยการใช้ รีเลย์จึงมีข้อจำกัดที่จำเป็นต้องมีตัวรีเลย์อยู่ระหว่างต้นทางกับปลายทาง โดยระยะห่างระหว่างรีเลย์แต่ละตัวต้องอยู่ใกล้กันพอที่จะส่งข้อมูลต่อกันได้ มิเช่นนั้นการทวนสัญญาณด้วยการใช้รีเลย์จะไม่สามารถทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ ยกตัวอย่างเช่นจากในรูปที่ 2.1 ถ้าไม่มีตัวรีเลย์ที่อยู่ระหว่างบ้านกับถนนเลย สถานีฐานก็จะไม่สามารถส่งข้อมูลไปยังลูกข่ายที่อยู่บนถนนได้ ดังนั้นเราจึงสนใจที่จะเลือกพัฒนาวิธีการการก่อรูปลำคลื่นแบบหันพู่หลักได้ซึ่งวิธีการการก่อรูปลำคลื่นสามารถเพิ่มระยะการสื่อสารโดยไม่จำเป็นต้องอาศัยรีเลย์หรือตัวทวน

สัญญาณที่อยู่ระหว่างต้นทางกับปลายทาง แต่สามารถเพิ่มระยะการสื่อสารได้ด้วยอัตราขยายที่ได้จากการก่อรูปลำคลื่นที่มีพหุหลักหันไปยังทิศทางที่ต้องการ โดยการก่อรูปลำคลื่นมีพื้นฐานมาจากทฤษฎีสายอากาศแถวลำดับ ซึ่งจะมีการนำเอาสมการตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor: AF) มาประมวลผลเพื่อปรับเฟสของสายอากาศแต่ละต้นอย่างเหมาะสมเพื่อที่จะสามารถหันพหุหลัก (main lobe) ไปตามทิศทางที่ต้องการหรือสถานีฐานได้ ดังนั้นเราจึงอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศแถวลำดับในหัวข้อที่ 2.3 ก่อนที่จะกล่าวถึงทฤษฎีการก่อรูปลำคลื่นในหัวข้อที่ 2.4

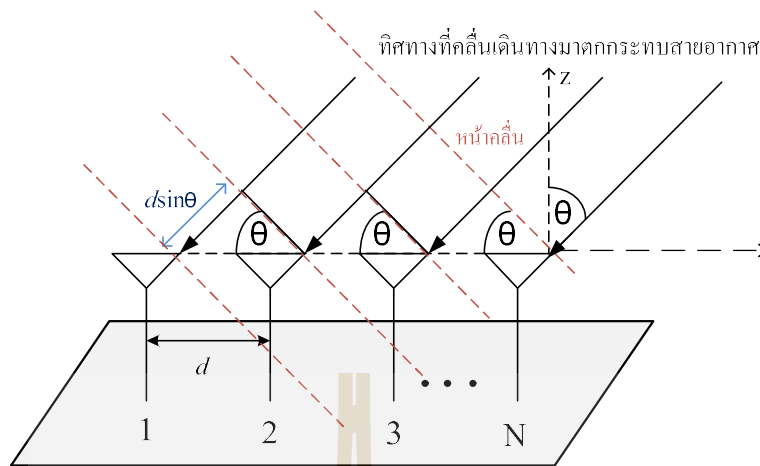
2.3 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (antenna array) เป็นระบบที่นำเอาสายอากาศมาวางเรียงกันในรูปแบบต่าง ๆ โดยอาจมีการบ่อนสัญญาณเข้าที่ตัวสายอากาศต้นเดียวหรือหลายต้นเพื่อแผ่กระจายคลื่นออกไป การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองหรือระบบสายอากาศแก่ง (smart antennas) แบบดั้งเดิม [17] จำเป็นที่จะต้องใช้สายอากาศในรูปแบบแถวลำดับเท่านั้นจึงจะสามารถหันพหุคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่ต้องการได้ด้วยกระบวนการถ่วงน้ำหนักหรือปรับเฟสที่สายอากาศแต่ละต้นซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนที่ 2.5 สายอากาศแถวลำดับจะมีการวางตัวหลายรูปแบบเช่น แบบเส้น ระนาบและวงกลม

2.3.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น

สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น (linear array antenna) [18] เป็นสายอากาศแถวลำดับที่พื้นฐานและมีโครงสร้างที่เรียบง่ายที่สุด คือประกอบด้วยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวเรียงกันเป็นเส้นตรงซึ่งอาจจะมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ สายอากาศแถวลำดับในรูปที่ 2.2 เป็นสายอากาศแบบเส้นจำนวน N ต้น หรือ $N \times 1$ ในการวางตัวสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับจำเป็นต้องคำนึงถึงระยะห่าง d ของสายอากาศแต่ละต้น เนื่องจากระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นนั้นจะมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งโดยปกติแล้วสายอากาศแต่ละต้นจะวางตัวห่างกันเท่ากับครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งการคำนวณหาระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นนั้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

$$d = \frac{\lambda}{2} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.2 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน $N \times 1$ ต้น

เมื่อ λ คือความยาวคลื่น

จากรูปที่ 2.2 ถ้ากำหนดให้มีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันทุกต้นและสายอากาศแต่ละต้นมีกำลังส่งสัญญาณเท่ากัน ซึ่งสายอากาศแถวลำดับที่มีรูปแบบดังกล่าวจะเรียกว่าแถวลำดับสม่ำเสมอ (uniform array) เราสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศแถวลำดับนี้จากการคูณกันระหว่างค่าพลังงานของสายอากาศต้นเดียวที่จุดอ้างอิงหรือจุดกำเนิดกับตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor: AF) ตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 AF &= 1 + e^{j(kd \sin \theta + \beta)} + e^{j2(kd \sin \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \sin \theta + \beta)} \\
 &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)kd(\sin \theta + \beta)} \\
 &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\Psi}
 \end{aligned}$$

(2.2)

เมื่อ $\Psi = kd \cos \theta + \beta$ และ k คือหมายเลขคลื่น (wave number) เมื่อ $k = 2\pi/\lambda$ และ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นและ β คือความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น ซึ่งในสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นปกติ $\beta = 0$ แต่ในสายอากาศแถวลำดับแบบเอนด์ไฟร์ (end-fire array antenna) $\beta = -kd$ ขณะที่กรณีการก่อรูปลำคลื่นที่สามารถหันพู่หลักไปในทิศทางที่ต้องการ

$\beta = -kd \sin \theta_0$ เมื่อ θ_0 คือทิศทางของพหุคูณที่ต้องการ จากสมการ (2.2) เราสามารถลดรูปของสมการได้โดยคูณ $e^{j\psi}$ เข้าไปทั้งสองข้างของสมการที่ (2.2) จะได้

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j\psi(N-1)} + e^{jN\psi} \quad (2.3)$$

แทนสมการ (2.3) ลงใน (2.2) จะสามารถลดรูปของสมการตัวประกอบแถวลำดับลงเหลือ

$$(AF)(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi})$$

(2.4)

จากสมการ (2.4) ย้ายข้างและจัดรูปสมการจะได้

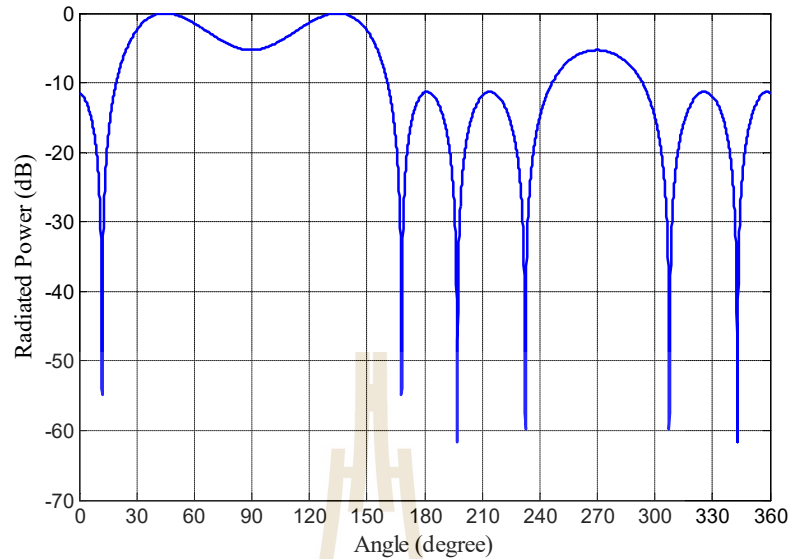
$$\begin{aligned} AF &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned} \quad (2.5)$$

ถ้าจุดอ้างอิงอยู่ตรงจุดศูนย์กลางของสายอากาศแถวลำดับ ดังนั้นสมการที่ (2.5) จะสามารถลดรูปลงได้เท่ากับ

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.6)$$

ถ้าหากค่าของ ψ น้อยมาก ๆ เราสามารถประมาณค่าสมการได้เท่ากับ

$$AF \cong \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4×1

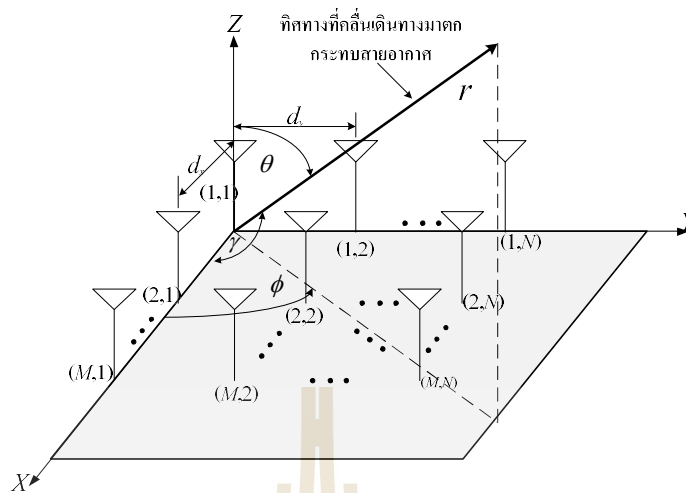
ค่าสูงสุดของสมการที่ (2.6) และ (2.7) จะมีค่าเท่ากับ N ดังนั้นเพื่อที่จะกำหนดให้ค่าตัวประกอบแถวลำดับเป็นค่ามาตรฐานหรือนอร์มัลไลซ์ เราจึงต้องกำหนดให้ค่าสูงสุดเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นสมการมาตรฐานของตัวประกอบแถวลำดับคือ

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.8)$$

หรือ

$$(AF)_n \cong \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (2.9)$$

ดังนั้นสามารถนำเอาสมการ (2.2) มาจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบเส้นตามที่แสดงในรูปที่ 2.3 เมื่อจำนวนสายอากาศเท่ากับ 4 ต้น และแต่ละต้นวางตัวห่างกัน $d = \lambda/2$ ทิศทางของพูหลักคือ $\theta = 45^\circ$ เมื่ออ้างอิงกับแกน z ตามที่แสดงในรูปที่ 2.2 ดังนั้นความต่างเฟสของ



รูปที่ 2.4 สายอากาศแถวลำดับระนาบจำนวน $M \times N$

สายอากาศแต่ละต้นคือ $\beta = -kd \sin 45^\circ$ ซึ่งจะแตกต่างกันตามลำดับของสายอากาศ $(N-1)$ ตามที่แสดงในสมการ (2.2) จากรูปจะเห็นว่าพู่หลักสามารถชี้ไปที่ทิศ 45° เนื่องจากเฟสของสายอากาศแต่ละต้นจะเท่ากันถ้าเดินทางไปในทิศ $\theta = 45^\circ$ ซึ่งจะเห็นได้จากการนำเอาค่าความต่างเฟส $\beta = -kd \sin 45^\circ$ แทนค่ากลับเข้าไปในสมการ (2.2) จะได้เฟสของสายอากาศแต่ละต้นเท่ากัน ซึ่งส่งผลให้ได้สัญญาณรวมสูงสุด นอกจากนี้จะเห็นว่ายังมีพู่หลักชี้ไปในฝั่งตรงข้ามของสายอากาศที่ทิศ 135° เนื่องจากสมการตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นตามที่แสดงในสมการ (2.2) จะมีค่าสูงสุดทั้งหมด 2 ค่า คือที่ทิศ 45° และ 135°

2.3.2 สายอากาศแถวลำดับระนาบ

สายอากาศแถวลำดับระนาบ (planar array antenna) [19] เป็นรูปแบบที่ประยุกต์มาจากรูปแบบสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ได้อธิบายใน 2.3.1 สายอากาศแต่ละตัวถูกจัดวางตัวเป็นสี่เหลี่ยมโดยสายอากาศแถวลำดับระนาบจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ยืดหยุ่นกว่าแบบเส้น คือสามารถควบคุมและเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่พลังงานได้หลากหลาย ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบมีความเอนกประสงค์มากและสามารถให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีความสมดุลและมีพูรองที่ต่ำ ยิ่งไปกว่านั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบสามารถที่จะหันพู่หลักในมุมเงยและทุก ๆ ทิศรอบตัว 360° ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบจึงเหมาะกับการนำไปใช้ในงานเรดาร์ การสื่อสารไร้สาย รวมถึงการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองอีกด้วย

ค่าตัวประกอบแกลวลำดับของสายอากาศแกลวลำดับระนาบ สามารถคำนวณหาได้โดยเริ่มจากพิจารณา มุม γ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.4 ได้ดังนี้

$$\cos \gamma = \hat{x} \cdot \hat{r} = \hat{x} \cdot (\hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta) = \sin \theta \cos \phi \quad (2.10)$$

เมื่อ \hat{x} \hat{y} \hat{z} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของแกน x y และ z ตามลำดับ \hat{r} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของทิศทางของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศ r โดย θ คือทิศทางของคลื่นเมื่ออ้างอิงกับแกน z และ ϕ คือทิศทางของคลื่นเมื่ออ้างอิงกับแกน x บนระนาบ x - y และ γ คือทิศทางของคลื่นเมื่ออ้างอิงกับแกน x บนระนาบ x - z ตามที่แสดงในรูปที่ 2.4

เมื่อพิจารณาเฉพาะแนวแกน x เราจะได้ค่าตัวประกอบแกลวลำดับดังนี้

$$\begin{aligned} AF_x &= \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \cos \gamma + \beta_x)} \\ &= \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \end{aligned} \quad (2.11)$$

เมื่อ I_{m1} คือค่าสัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้นของสายอากาศแต่ละต้น d_x คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน x และ k คือหมายเลขคลื่น (wave number) $k = 2\pi/\lambda$ และ β_x คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน x เมื่อพิจารณาเฉพาะแนวแกน y ซึ่งเช่นเดียวกันกับกรณี ที่พิจารณาเฉพาะแกน x เราจะได้ค่าตัวประกอบแกลวลำดับเท่ากับ

$$AF_y = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (2.12)$$

เมื่อ I_{1n} คือค่าสัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้นของสายอากาศแต่ละต้น d_y คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน y และ β_y คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน y ดังนั้น เราสามารถหาค่าตัวประกอบแกลวลำดับของทั้งแกน x และ y รวมกันหรือที่เรียกว่าระนาบได้ด้วยการ คูณค่าตัวประกอบแกลวลำดับของทั้งแกน x และ y เข้าด้วยกันจะได้

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (2.13)$$

สมมติให้กำลังส่งสัญญาณของสายอากาศแต่ละต้นทั้งในแกน x และ y มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจะได้

$$I_{mn} = I_{m1} I_{1n} \quad (2.14)$$

และกำหนดให้กำลังส่งสัญญาณของสายอากาศแต่ละต้นมีค่าเท่ากับหนึ่งหน่วยจะได้ $I_{mn} = I_0$ ดังนั้นเราสามารถลดรูปสมการ (2.14) ลงเหลือเท่ากับ

$$AF = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (2.15)$$

เช่นเดียวกันกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น เราสามารถทำสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้โดยใช้ฟังก์ชันไซน์ตามที่แสดงในสมการที่ (2.8) และ (2.9) ซึ่งจะได้เท่ากับ

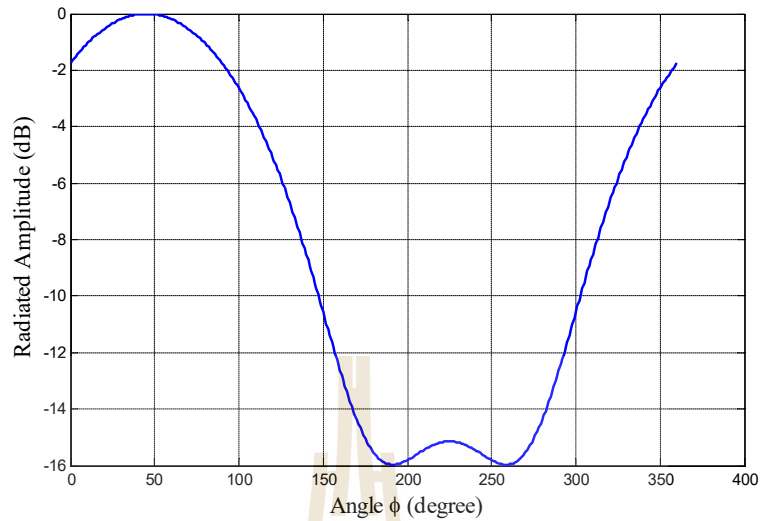
$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (2.16)$$

เมื่อ

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x \quad (2.17)$$

$$\psi_y = kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y \quad (2.18)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.16) เราสามารถจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับระนาบ 2×2 ตามที่แสดงในรูปที่ 2.5 เมื่อสายอากาศแต่ละต้นวางตัวห่างกัน $\lambda/4$ และทิศทางของพู่หลักคือ $\theta = 90^\circ$ เมื่ออ้างอิงกับแกน z และ $\phi = 45^\circ$ เมื่ออ้างอิงกับแกน x ตามที่ได้แสดงในรูปที่ 2.4 ดังนั้นจากสมการที่ (2.17) และ (2.18) ค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นคือ $\beta_x = -kd_x \sin 90^\circ \cos 45^\circ$ และ $\beta_y = -kd_y \sin 90^\circ \cos 45^\circ$ จากรูปจะเห็นว่าพู่หลักสามารถหันไปในทิศ $\phi = 45^\circ$ เมื่ออ้างอิงกับแกน x ตามที่แสดงในรูปที่ 2.5 ได้ เนื่องจากเฟสของสายอากาศแต่ละต้นจะเท่ากันถ้าเดินทางไปในทิศ $\theta = 90^\circ$ และ $\phi = 45^\circ$ ซึ่งจะเห็นได้จากการนำเอาค่าความต่างเฟส $\beta_x = -kd_x \sin 90^\circ \cos 45^\circ$ และ $\beta_y = -kd_y \sin 90^\circ \cos 45^\circ$ แทนกลับไปในสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับ (2.15) จะทำให้ได้ผลรวมสัญญาณสูงสุด



รูปที่ 2.5 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับระนาบจำนวน 2×2

2.3.3 สายอากาศแถวลำดับวงกลม

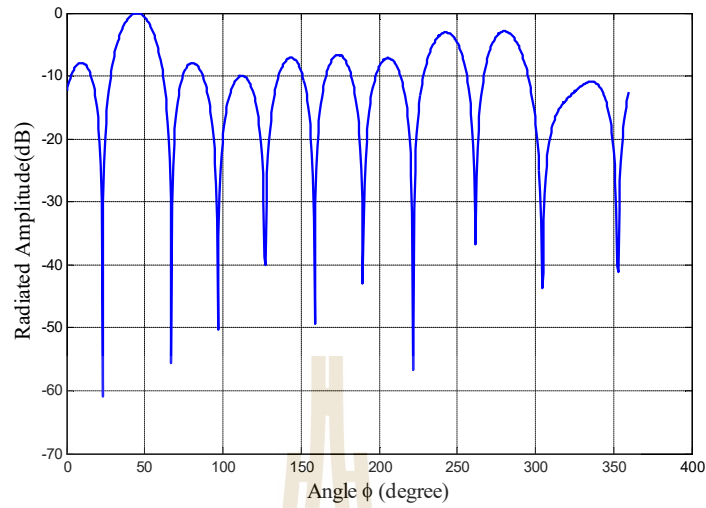
ในบางกรณีที่สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่มีลักษณะขนาดใหญ่ไม่สามารถนำมาติดตั้งได้เนื่องจากข้อจำกัดทางพื้นที่ที่จะนำไปติดตั้งเช่นบนเพดานหรือบนหลังคารถ เป็นต้น สายอากาศแถวลำดับวงกลม (circular array antenna array) [20] จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่จะนำมาใช้ โดยสายอากาศแถวลำดับวงกลมมีข้อดีเช่นเดียวสายอากาศแถวลำดับระนาบ คือสามารถที่จะหันพู่หลักในมุมเงยและทุก ๆ ทิศรอบตัว 360° โดยรูปที่ 2.6 แสดงแบบจำลองของสายอากาศแถวลำดับวงกลม ที่มีสายอากาศจำนวน N ต้นที่วางอยู่บนระนาบ x - y โดยตำแหน่งของสายอากาศแต่ละต้นจะถูกระบุด้วยรัศมี a และมุม ϕ_n ตามที่แสดงในรูปที่ 2.6 โดยเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของสายอากาศแต่ละต้นคือ

$$\hat{\rho}_n = \cos \phi_n \hat{x} + \sin \phi_n \hat{y} \quad (2.19)$$

และเราสามารถกำหนดให้เวกเตอร์ทิศทางที่พิจารณาในสนามระยะไกลคือ

$$\hat{r} = \sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z} \quad (2.20)$$

จากรูปที่ 2.6 เวกเตอร์ \hat{r}_n จะมีขนาดเล็กกว่าเวกเตอร์ \hat{r} เท่ากับขนาดของสเกลาร์ของ $\hat{\rho}_n$ ที่ตั้งฉากกับ \hat{r} ดังนั้น



รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับวงกลมจำนวน 10 ต้น

$$\mathbf{r}_n = r - a \hat{\rho}_n \cdot \hat{\mathbf{r}} \quad (2.21)$$

เมื่อ a คือตำแหน่งเชิงรัศมีของสายอากาศแต่ละต้นและ

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_n \cdot \hat{\mathbf{r}} &= \sin \theta \cos \phi \cos \phi_n + \sin \theta \sin \phi \sin \phi_n \\ &= \sin \theta \cos (\phi - \phi_n) \end{aligned} \quad (2.22)$$

จากรูปที่ 2.6 เมื่อ θ คือทิศทางของพหุคูณเมื่ออ้างอิงกับแกน z และ ϕ คือทิศทางของพหุคูณเมื่ออ้างอิงกับแกน x และ ϕ_n คือตำแหน่งเชิงมุมของสายอากาศแต่ละต้น

เช่นเดียวกับสายอากาศแถวลำดับระนาบ เมื่อได้เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทางที่สนใจแล้วจะสามารถหาสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับดังนี้

$$\begin{aligned} AF &= \sum_{n=1}^N e^{-j(ka \hat{\rho}_n \cdot \hat{\mathbf{r}} + \delta_n)} \\ &= \sum_{n=1}^N e^{-j[k a \sin \theta \cos (\phi - \phi_n) + \delta_n]} \end{aligned} \quad (2.23)$$

เมื่อ k คือหมายเลขคลื่น (wave number) $k = 2\pi/\lambda$ δ_n คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นและในกรณีที่สายอากาศวางตัวห่างกันอย่างสม่ำเสมอ ดังนั้นตำแหน่งเชิงมุมของสายอากาศแต่ละต้น ϕ_n สามารถคำนวณได้จาก

$$\phi_n = \frac{2\pi}{N}(n-1) \quad (2.24)$$

ถ้าเราให้ทิศทางของพู่หลักอยู่ที่ (θ_0, ϕ_0) ดังนั้นค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นจะเท่ากับ $\delta_n = -k a \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)$ ซึ่งจะได้ค่าตัวประกอบแอมพลิจูดในทิศทาง (θ_0, ϕ_0) ดังนี้

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{-j\{ka[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]\}} \quad (2.25)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.25) เราสามารถจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแอมพลิจูดวงกลมตามที่แสดงในรูปที่ 2.7 โดยที่มีจำนวนสายอากาศ $N = 10$ ต้น รัศมีของแอมพลิจูดวงกลม $a = \lambda$ และทิศทางของพู่หลักของการก่อรูปลำคลื่นคือ $\theta_0 = 90^\circ$ เมื่ออ้างอิงกับแกน z และ $\phi_0 = 45^\circ$ เมื่ออ้างอิงกับแกน x ตามที่แสดงในรูปที่ 2.6 ดังนั้นค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของสายอากาศแอมพลิจูดวงกลม คือ $\delta_n = 2\pi \sin 90^\circ \cos(45^\circ - \phi_n)$ จากรูปจะเห็นว่าพู่หลักสามารถหันไปในทิศ $\phi_0 = 45^\circ$ ได้ เนื่องจากเฟสของสายอากาศแต่ละต้นจะเท่ากันถ้าเดินทางไปในทิศ $\theta_0 = 90^\circ$ และ $\phi_0 = 45^\circ$ ซึ่งเห็นได้จากถ้านำค่าความต่างเฟสในทิศทางดังกล่าวแทนค่ากลับไป ในสมการค่าตัวประกอบแอมพลิจูด (2.25) จะได้เฟสสายอากาศแต่ละต้นเท่ากัน

2.4 การก่อรูปลำคลื่น

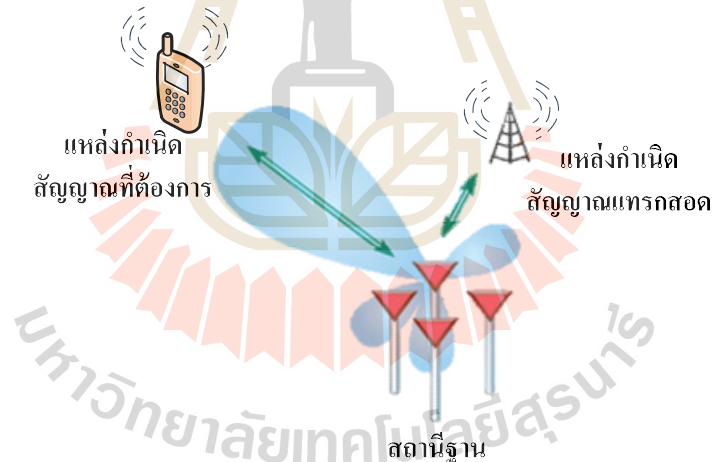
การก่อรูปลำคลื่น [21],[22] คือ วิธีการประมวลผลสัญญาณสำหรับระบบที่มีสายอากาศมากกว่าหนึ่งต้น เพื่อที่สามารถสร้างแบบรูปลำคลื่นที่มีพู่หลักหันไปยังทิศทางที่ต้องการและสามารถหันนัลล์ (null) ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งยกตัวอย่างการนำเอาการก่อรูปลำคลื่นไปใช้งานที่สถานีฐานในเครือข่ายโทรศัพท์ไร้สาย จะเห็นว่าการก่อรูปลำคลื่นสามารถหันพู่หลักไปยังทิศทางที่ต้องการนั่นคือโทรศัพท์ไร้สาย และสามารถหันนัลล์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่อาจมาจากสถานีฐานอื่นในเครือข่ายข้างเคียง ด้วยความสามารถดังกล่าวส่งผลให้การก่อรูปลำคลื่นสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพให้กับระบบการสื่อสารไร้สายได้ดังนี้

- 1) เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศดังนั้นจึงขยายพื้นที่ครอบคลุมให้กว้างขึ้น และทำให้ความเร็วในการสื่อสารข้อมูลสูงขึ้น

- 2) เนื่องจากการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองสามารถหันพหุหลักไปเฉพาะในทิศทางที่ต้องการเท่านั้น จึงไม่สูญเสียพลังงานไปในทิศทางอื่นทำให้ประหยัดพลังงานและยืดอายุการใช้ งานแบตเตอรี่
- 3) ปรับปรุงเสถียรภาพของระบบให้ดีขึ้น
- 4) ลดสัญญาณแทรกสอด

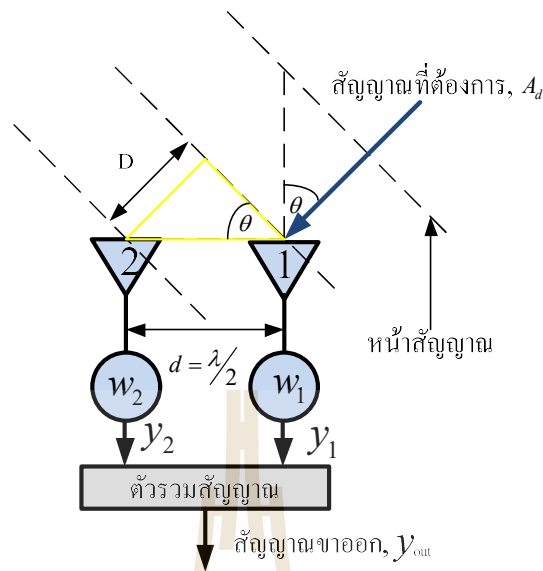
ด้วยข้อดีดังกล่าวการก่อรูปลำคลื่นจึงได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในหลาย ๆ งาน เช่น เรดาร์ โซนาร์ และ การสื่อสารไร้สาย [23],[24] เป็นต้น

การก่อรูปลำคลื่นสามารถแบ่งได้เป็นสองประเภทคือการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองหรือการก่อรูปลำคลื่นโดยใช้สายอากาศแถวลำดับและการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย หรือการก่อรูปลำคลื่นด้วยการอาศัยความร่วมมือ โดยการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองจะอาศัยสายอากาศแถวลำดับที่มีตำแหน่งของสายอากาศที่แน่นอนในการก่อรูปลำคลื่นดังนั้นลูกข่ายหรือโนด (node) ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจะอาศัยความร่วมมือจากโนดอื่น ๆ ที่อยู่ข้างเคียงที่มีการกระจายตัวแบบสุ่มมา



รูปที่ 2.8 การก่อรูปลำคลื่นที่มีพหุหลักหันไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ และมีล้นหันไป ยังสัญญาณแทรกสอด

ช่วยก่อรูปลำคลื่น ดังนั้นแต่ละโนดจึงไม่จำเป็นต้องใช้สายอากาศแถวลำดับเหมือนการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง โดยการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.4.1 และการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.4.2



รูปที่ 2.9 ระบบการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองเมื่อใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 2 ต้น

2.4.1 การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง

การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองหรือสายอากาศเก่งแบบดั้งเดิม [17],[20],[25] ได้เริ่มพัฒนามาตั้งแต่ในช่วงปี ค.ศ.1980 เป็นต้นมา แต่เดิมการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองได้ถูกพัฒนาเพื่อใช้ในระบบเรดาร์แต่ต่อมาได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับงานสื่อสารไร้สาย ซึ่งการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองจะประกอบด้วยกลุ่มของสายอากาศหลาย ๆ ต้น จัดเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ กัน ตามที่ได้อธิบายใน ส่วนที่ 2.3 ร่วมกับการประมวลผลสัญญาณเพื่อที่จะหันพู่หลักไปในทิศทางที่ต้องการ

การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ สายอากาศแถวลำดับและชุดประมวลผลสัญญาณ ซึ่งระบบนี้สามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยการหันพู่หลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ โดยหลักการเบื้องต้นในการที่จะหันพู่หลักสามารถอธิบายได้โดยยกตัวอย่างการใช้ระบบสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 2 ต้นตามที่แสดงในรูปที่ 2.9 เมื่อ D คือความต่างของระยะทางของสัญญาณที่เดินทางมาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น ซึ่งมีค่าเท่ากับ $d \sin \theta$ จากรูปสัญญาณที่สายอากาศแต่ละต้นรับได้คือ

$$y_1 = w_1 A_d e^{j(kd \sin \theta)(n-1)} = w_1 A_d \quad (2.26)$$

$$y_2 = w_2 A_d e^{-j(kd \sin \theta)(n-1)} = w_2 A_d e^{-j(kd \sin \theta)} \quad (2.27)$$

เมื่อ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้น w_n คือค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ และ A_d คือสัญญาณที่ต้องการที่เดินทางมาตกกระทบสายอากาศในมุม θ ดังนั้นสัญญาณขาออก หรือ y_{out} คือ

$$\begin{aligned} y_{out} &= y_1 + y_2 \\ &= w_1(A_d) + w_2(A_d e^{-j(kd \sin \theta)}) \\ &= A_d(w_1 + w_2 e^{-j(kd \sin \theta)}) \end{aligned} \quad (2.28)$$

หลักการสำคัญของการก่อรูปลำคลื่นที่จะสามารถหันพหุหลักไปในทิศทางที่ต้องการได้ คือการปรับเฟสของสัญญาณที่รับเข้ามาด้วย w_n ที่เหมาะสม หรือในกรณีนี้เราต้องการปรับเฟสเพื่อให้ได้รับสัญญาณที่ต้องการสูงสุด ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก w_n คือ

$$w_1 = e^{j(0)} \quad (2.29)$$

และ

$$w_2 = e^{j(kd \sin \theta)} \quad (2.30)$$

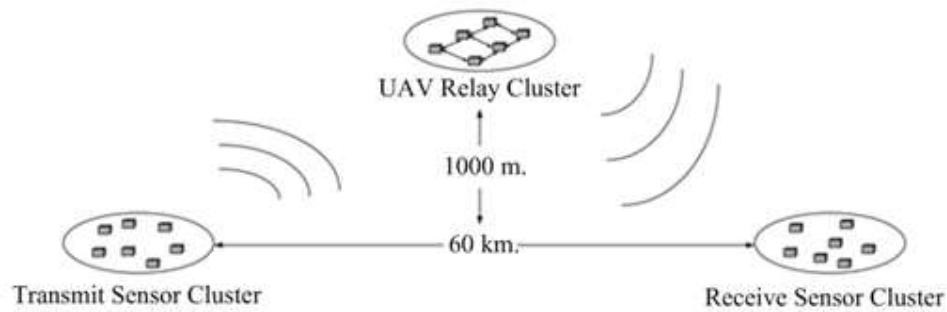
เมื่อแทนค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักที่ได้จากสมการ (2.29) และ (2.30) ลงใน (2.28) เราจะได้สัญญาณขาออกที่ได้สัญญาณที่ต้องการสูงสุดดังนี้

$$y_{out} = A_d(e^{j(0)} + e^{-j(kd \sin \theta)} e^{j(kd \sin \theta)}) = 2A_d \quad (2.31)$$

เนื่องจากการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองจำเป็นต้องติดตั้งสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนสายอากาศหลายต้น ซึ่งเป็นการสิ้นเปลืองและยังไม่เหมาะสมที่จะนำไปติดตั้งบนอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กที่มีพื้นที่จำกัด อีกทั้งการติดตั้งสายอากาศแถวลำดับยังเป็นการเพิ่มน้ำหนักให้กับอุปกรณ์ทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปใช้งานกับอุปกรณ์ขนาดเล็กที่มีการเคลื่อนที่ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายที่ใช้สายอากาศเพียงต้นเดียวต่ออุปกรณ์ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.4.2 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย (distributed beamforming) เป็นวิธีการสื่อสารที่อาศัยการร่วมมือจากอุปกรณ์สื่อสารหรือโหนดอื่น ๆ ที่อยู่ใกล้เคียงกันในการก่อรูปลำคลื่น ซึ่งมีพื้นฐานมาจาก



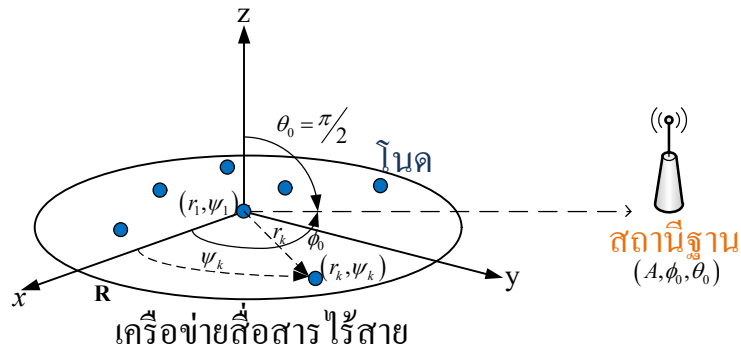
รูปที่ 2.10 การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายในการประยุกต์การใช้งานกับเครื่องบินไร้คนขับ [3]

ทฤษฎีสายอากาศแถวลำดับที่มีการสุ่มตำแหน่งของสายอากาศ (random array antenna) [26] โดยทุกโนดที่ร่วมมือจะส่งสัญญาณที่มีข้อมูลเหมือนกันและส่งพร้อม ๆ กันไปที่สถานีฐาน โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากแต่ละโนดจำเป็นต้องถูกทำการซิงโครไนซ์เฟสเพื่อที่ไม่ให้เกิดการหักล้างกันเองตอนรวมสัญญาณที่สถานีฐาน [27] เมื่อแต่ละโนดมีเฟสของสัญญาณที่สถานีฐานเท่ากัน ดังนั้นการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจึงสามารถก่อรูปลำคลื่นที่มีพหุหลักหันไปยังสถานีฐานได้ ด้วยเหตุนี้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจึงสามารถเพิ่มระยะทางการสื่อสารและเพิ่มอัตราขยายซึ่งได้จากการก่อรูปลำคลื่นโดยมีอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ

$$E[P_R] = 1 + (K-1)(E[\cos \phi_k]) \quad (2.32)$$

เมื่อ K คือจำนวนโนดและ ϕ_k คือเฟสของสัญญาณแต่ละโนด จากสมการจะเห็นว่าในกรณีที่เฟสซิงโครไนซ์ได้สมบูรณ์คือไม่มีความต่างเฟสเลยหรือเฟสของทุกโนดเท่ากัน ผลรวมสัญญาณ $E[P_R]$ จะเท่ากับจำนวนโนดซึ่งเป็นค่าสูงสุด นอกจากนี้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายยังสามารถหันทิศทางของพหุหลักไปยังทิศที่ต้องการ ดังนั้นจึงสามารถเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดได้เช่นเดียวกับการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง แต่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายมีข้อได้เปรียบที่ไม่ต้องการสายอากาศแถวลำดับในการก่อรูปลำคลื่น ดังนั้นจึงเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานกับระบบที่มีโนดขนาดเล็กและมีพลังงานจำกัด

รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างการนำเอาการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายมาประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สาย โดยกลุ่มของเซนเซอร์ภาคส่งที่อยู่บนภาคพื้นดินร่วมมือกันก่อรูปลำคลื่นส่งไปที่กลุ่มของเครื่องบินไร้คนขับ (Unmanned Aerial Vehicle: UAV) ซึ่งอยู่ไกลกับภาคส่งมากจน



รูปที่ 2.11 แบบจำลองระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

เกินกว่าที่เซนเซอร์โนดตัวเดียวจะส่งสัญญาณถึง เช่นเดียวกันกลุ่มของเครื่องบินไร้คนขับก็จะร่วมมือกันก่อรูปลำคลื่นกลับมาที่เครือข่ายเซนเซอร์ไร้สายภาครับที่อยู่ไกลมาก ๆ

2.4.2.1 แบบจำลองการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

แบบจำลองระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายได้ถูกแสดงในรูปที่ 2.11 โดยอ้างอิงมาจากงานวิจัยฉบับที่ [28] เนื่องจากเราไม่ทราบตำแหน่งที่แน่นอนของโนดในเครือข่ายการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายได้เหมือนกับตำแหน่งที่แน่นอนของสายอากาศในสายอากาศแบบแถวลำดับ ดังนั้นตำแหน่งของโนดจำนวน K ($k = 1, \dots, K$) จะถูกสุ่มแบบสม่ำเสมออยู่บนระนาบ (x, y) และตำแหน่งของโนดจะถูกอ้างอิงอยู่ในรูปเชิงขั้ว (r_k, ψ_k) โดยที่ r_k คือตำแหน่งของโนดในเชิงรัศมี $r_k = \sqrt{x_k^2 + y_k^2}$ และ ψ_k คือตำแหน่งของโนดในเชิงมุม $\psi_k = \tan^{-1}(y_k/x_k)$ ขณะที่ตำแหน่งของสถานีปลายทางถูกอ้างอิงในรูปของเชิงทรงกลม (A, ϕ_0, θ_0) เช่นเดียวกับทฤษฎีสายอากาศแถวลำดับวงกลม [20] มุมเงยถูกกำหนดอยู่ในช่วง $\theta \in [0, \pi]$ ขณะที่มุมแอสิมัทถูกกำหนดอยู่ในช่วง $\phi \in [\pi, -\pi]$ นอกจากนี้ในการจำลองแบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายเรายังกำหนดให้

- 1) ตำแหน่งของโนดถูกสุ่มให้กระจายตัวแบบสม่ำเสมออยู่บนระนาบ (x, y) ในขอบเขตรัศมีเครือข่าย R
- 2) กำหนดให้ตำแหน่งของสถานีฐานตั้งอยู่บนระนาบ (x, y) เช่นเดียวกันกับโนด ดังนั้น $\theta_0 = \pi/2$
- 3) กำหนดให้โนดและสถานีฐานติดตั้งสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวจำนวน 1 ต้น

- 4) กำหนดให้กำลังส่งสัญญาณและการสูญเสียเชิงวิถี (path loss) ของทุกโนดมีค่าเท่ากัน ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์แบบรูปพลังงานได้ในรูปแบบเดียวกับสายอากาศแถวลำดับแบบปรกติได้
- 5) กำหนดให้โนดแต่ละโนดอยู่ห่างกันพอที่จะละเว้นการคำนวณถึงผลกระทบจากปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วม

กำหนดให้ $d_k(\phi, \theta)$ คือระยะห่างระหว่างโนดที่ k กับสถานีฐานซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการระยะทางแบบยูคลิเดียน (Euclidean distance)

$$d_k(\phi, \theta) = \sqrt{A^2 + r_k^2 - 2r_k A \sin \theta \cos(\phi - \psi_k)} \quad (2.33)$$

และเฟสเริ่มต้นของแต่ละโนดในกรณีที่ทำซิงโครไนซ์เฟสแบบมีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานสามารถคำนวณได้จาก

$$\Psi_k = -\frac{2\pi}{\lambda} d_k(\phi_0, \theta_0) \quad (2.34)$$

ดังนั้นจาก (2.33) และ (2.34) สามารถคำนวณหาสมการตัวประกอบแถวลำดับได้ดังนี้

$$\begin{aligned} F(\phi, \theta | r, \psi) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\psi_k} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_k(\phi, \theta)} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda} [d_k(\phi, \theta) - d_k(\phi_0, \theta_0)]} \end{aligned} \quad (2.35)$$

เมื่อ K คือจำนวนโนดทั้งหมด และ λ คือความยาวคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้งาน

เมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานที่สนามไกลจึงสามารถกำหนดให้ $A \ll r_k$ ดังนั้นสมการที่ (2.33) จึงสามารถลดรูปลงได้เป็น

$$d_k(\phi, \theta) \equiv A - r_k \sin \theta \cos(\phi - \psi_k) \quad (2.36)$$

ดังนั้นสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับที่มีแบบรูปสนามไกล ในกรณีที่ทำซิงโครไนซ์เฟสแบบมีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานคือ

$$F(\phi, \theta | r, \psi) \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda} r_k [\sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \psi_k) - \sin \theta \cos(\phi - \psi_k)]} \quad (2.37)$$

เช่นเดียวกันกับ (2.34) เฟสเริ่มต้นของแต่ละโนดในกรณีที่ทำซิงโครไนซ์เฟสแบบไม่มีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานคือ

$$\Psi_k^\dagger = \frac{2\pi}{\lambda} r_k \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \psi_k) \quad (2.38)$$

ดังนั้นสมการค่าตัวประกอบแอมพลิจูดในกรณีที่ทำซิงโครไนซ์เฟสแบบไม่มีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานคือ

$$\begin{aligned} F^\dagger(\phi, \theta | r, \psi) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\Psi_k^\dagger} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_k(\phi, \theta)} \\ &\approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda} [A - r_k \sin \theta \cos(\phi - \psi_k) + r_k \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \psi_k)]} \\ &= e^{j\frac{2\pi}{\lambda} A} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda} r_k [\sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \psi_k) - \sin \theta \cos(\phi - \psi_k)]} \end{aligned} \quad (2.39)$$

จากสมการที่ (2.37) และ (2.39) จะเห็นว่า มีรูปแบบของสมการที่ใกล้เคียงกับสมการตัวประกอบแอมพลิจูดของสายอากาศแอมพลิจูดวงกลมตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 2.3.3 แต่ตำแหน่งของโนดหรือสายอากาศ (r_k, ψ_k) จะถูกสุ่มซึ่งจำเป็นต้องทำซิงโครไนซ์เฟสเพื่อชดเชยความต่างเฟสที่เกิดจากการสุ่มตำแหน่งของโนด ซึ่งสามารถทำได้ 2 วิธี คือวิธีซิงโครไนซ์เฟสแบบมีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐาน ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามสมการ (2.34) โดยจะเห็นว่าต้องส่งสัญญาณไปกลับระหว่างโนดเพื่อให้ได้ข้อมูลระยะห่างระหว่างโนดกับสถานีฐานมาใช้ในการชดเชยเฟส ขณะที่อีกวิธีคือวิธีซิงโครไนซ์เฟสแบบไม่มีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐาน ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามสมการ (2.38) วิธีนี้จะส่งสัญญาณไปกลับระหว่างโนดกันเองเพื่อให้รู้ตำแหน่งของแต่ละโนดมาใช้ในการชดเชยเฟส และอาจต้องการข้อมูลทิศทางของสถานีฐาน (ϕ_0, θ_0) เพิ่มเติมเพื่อให้สามารถหันพู่คลื่นหลักไปในทิศทางของสถานีฐานได้ถูกต้อง โดยข้อมูลทิศทางของสถานีฐานอาจหาได้จากให้สถานีฐานส่งสัญญาณอ้างอิงมาที่โนด

จากที่เรากำหนดให้ตำแหน่งของโนดถูกสุ่มให้มีการกระจายตัวแบบสม่ำเสมออยู่บนระนาบ (x, y) ในขอบเขตรัศมีหรือข่าย R ดังนั้นฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function: pdf) ของตำแหน่งโนด (r_k, ψ_k) คือ

$$f_{r_k}(r) = \frac{2r}{R^2}, \quad 0 < r < R \quad (2.40)$$

$$f_{\psi_k}(\psi) = \frac{1}{2\pi}, \quad -\pi < \psi < \pi \quad (2.41)$$

และจากที่กำหนดให้ตำแหน่งของสถานีฐานอยู่บนระนาบ (x, y) เช่นเดียวกับโนด $\theta_0 = \pi/2$ ดังนั้นแบบสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับสมการที่ (2.39) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \tilde{F}(\phi | r, \psi) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin\left(\frac{\phi_0 - \phi}{2}\right) \sin\left(\psi_k - \frac{\phi_0 + \phi}{2}\right)} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j 4\pi \frac{R}{\lambda} \sin\left(\frac{\phi_0 - \phi}{2}\right) \tilde{r}_k \sin(\tilde{\psi}_k)} \end{aligned} \quad (2.42)$$

เมื่อ

$$\Psi_k^\dagger = \frac{2\pi}{\lambda} r_k \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \psi_k) \quad (2.43)$$

ซึ่งมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นเท่ากับ

$$f_{z_k}(z) = \frac{2}{\pi} \sqrt{1-z^2}, \quad -1 \leq z \leq 1 \quad (2.44)$$

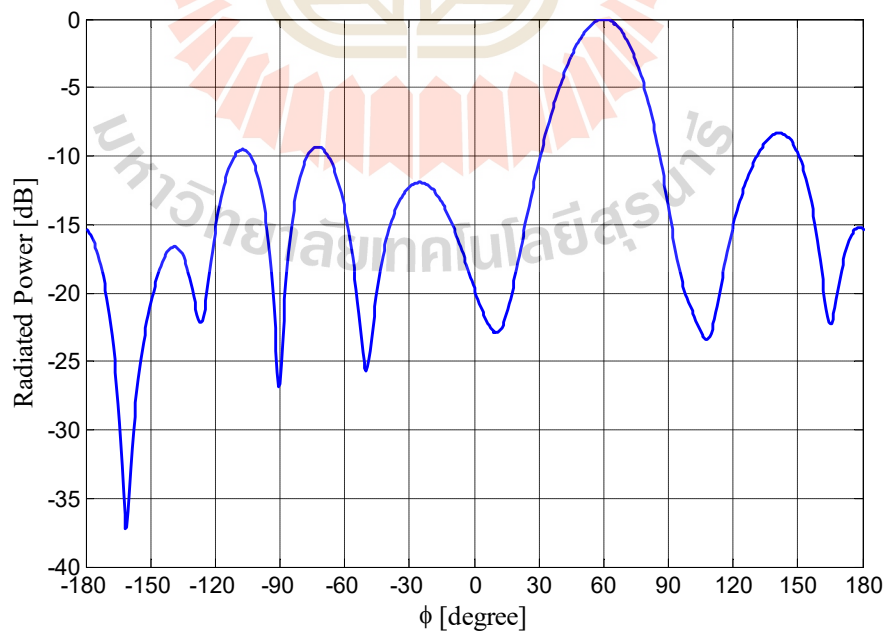
ดังนั้นจาก (2.42) และ (2.43) เราสามารถเขียนสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับได้ดังนี้

$$\tilde{F}(\phi | z) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j 4\pi R \sin\left(\frac{\phi_0 - \phi}{2}\right) z_k} \quad (2.45)$$

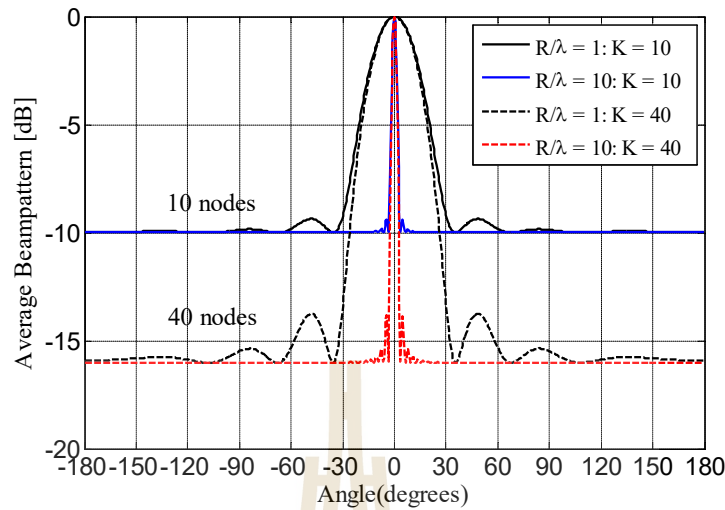
ดังนั้นสุดท้ายเราจะได้แบบรูปลำดับคลื่นที่สนามไกลของการก่อรูปลำดับคลื่นแบบกระจายดังนี้

$$\begin{aligned} &= \tilde{F}(\phi | z) \tilde{F}^*(\phi | z) \\ &= \frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K e^{j 4\pi R \sin\left(\frac{\phi_0 - \phi}{2}\right) (z_k - z_l)} \\ &= \frac{1}{K} + \frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^K e^{j\alpha(\phi)z_k} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K e^{-j\alpha(\phi)z_l} \end{aligned} \quad (2.46)$$

รูปที่ 2.12 แสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายในกรณีที่มีการชิ่งโครไนซ์เฟสสมบูรณ์ที่ได้จากสมการ (2.46) เมื่อกำหนดให้จำนวนโนด K เท่ากับ 16 โนด และทิศทางของสถานีฐาน $\phi_0 = 60^\circ$ จะเห็นว่า การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายสามารถหันพู่หลักไปยังสถานีฐานได้ เนื่องจากการปรับเฟสของแต่ละโนดให้เท่ากันด้วยการสมมุติให้ทราบตำแหน่งที่แน่นอนของโนด \tilde{r}_k และ $\tilde{\psi}_k$ ตามที่แสดงในสมการที่ (2.43) เมื่อมีการระบุตำแหน่งที่แน่นอนของโนด ดังนั้นโนดแต่ละโนดจึงสามารถปรับเฟสได้ถูกต้อง ซึ่งส่งผลให้ระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายสามารถหันพู่หลักไปยังทิศทางของสถานีฐานได้เช่นเดียวกับสายอากาศแถวลำดับวงกลมที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.3.3 แต่ในความเป็นจริงแล้วเราจะไม่สามารถทราบตำแหน่งที่แน่นอนของโนดได้ ดังนั้นระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจึงจำเป็นต้องทำการชิ่งโครไนซ์เฟสซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 3



รูปที่ 2.12 แบบรูปการแผ่พลังงานของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย



รูปที่ 2.13 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

2.4.2.2 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

ตามที่เราไม่สามารถทราบถึงตำแหน่งที่แน่นอนของโนดเนื่องจากโนดมีการกระจายตัวแบบสุ่ม ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานของระบบจึงไม่คงที่ เราจึงพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานเพิ่มเติมโดยพิจารณาในรูปของค่าเฉลี่ย ซึ่งสามารถคำนวณได้จากการหาค่าเฉลี่ยของสมการแบบรูปการแผ่พลังงานที่สนามไกล (2.46) ดังนี้

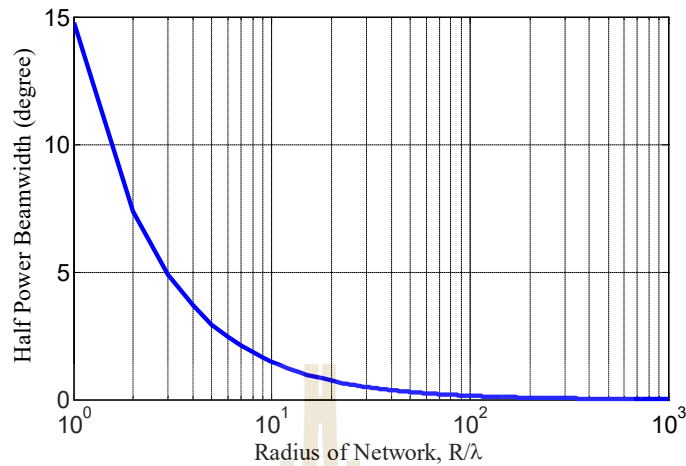
$$P_{av}(\phi) = E_z \{P(\phi|z)\} \quad (2.47)$$

เมื่อ $E_x \{\cdot\}$ คือ การหาค่าเฉลี่ยเมื่ออ้างอิงถึงความสัมพันธ์ตามตัวแปร x ดังนั้นจากสมการ (2.44) และ (2.46) จะได้ค่าเฉลี่ยแบบรูปการแผ่พลังงานที่สนามไกลของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายเมื่อ $\phi_0 = 0^\circ$ ดังนี้

$$P_{av}(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| 2 \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} \right|^2 \quad (2.48)$$

เมื่อ $J_1(x)$ คือฟังก์ชันเบสเซลลำดับที่หนึ่ง

จากสมการที่ (2.48) เราสามารถนำมาจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายได้ตามที่แสดงในรูปที่ 2.13 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อระบบมีจำนวนโนดมากขึ้นจะส่งผลให้ขนาดของพูข้าง (side lobe) ต่ำลงตาม เนื่องจากขนาดของพูหลักจะมีความสัมพันธ์กับเทอม



รูปที่ 2.14 ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ย

แรกของสมการที่ (2.48) คือ $1/K$ จะเห็นว่าขนาดของพูข้างจะแปรผกผันกับจำนวนโนดโดยไม่เกี่ยวข้องกับตำแหน่งของโนด ขณะที่ความกว้างของพูหลักจะแคบลงตามขนาดของระบบที่กว้างขึ้น เนื่องจากความกว้างของพูหลักจะมีความสัมพันธ์กับเทอมที่สองของสมการที่ (2.48) คือ

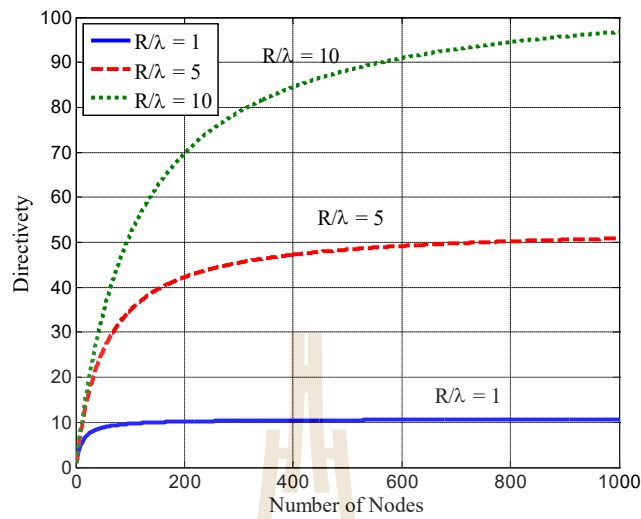
$$\left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| 2 \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} \right|^2$$

และถ้าโนดมีจำนวนมากดังนั้นก็สามารประมาณค่าเทอมที่สองได้เหลือ

แค่เพียงส่วนของฟังก์ชันเบสเซลลำดับที่หนึ่ง $\left| \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} \right|^2$ โดย $\lim_{\alpha(\phi) \rightarrow +\infty} \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} = 0$ ซึ่งจาก

สมการที่ (2.46) จะเห็นว่าขนาดของ $\alpha(\phi)$ จะเพิ่มตามขนาดของระบบ \tilde{R} ที่เพิ่มขึ้น ดังนั้นขนาดของระบบที่เพิ่มขึ้นจึงส่งผลให้ความกว้างของพูหลักจะแคบลงตาม

หนึ่งในพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในการวิเคราะห์ถึงแบบรูปการแผ่พลังงาน คือความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half-Power Beam Width: HPBW) ซึ่งมีนิยามว่า “ในระนาบหนึ่ง ๆ ที่ประกอบด้วยทิศทางที่มีลำคลื่นสูงสุดและมีมุมซึ่งอยู่ระหว่างสองทิศทาง ซึ่งความเข้มของการแผ่กำลังกำลังงานมีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจากค่าสูงสุดของลำคลื่น” โดยความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายสามารถคำนวณได้ดังนี้



รูปที่ 2.15 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

$$\phi_{av}^{3dB} = 2 \sin^{-1} \left(\frac{0.1286}{\tilde{R}} \right) \quad (2.49)$$

ในกรณีที่ $\tilde{R} \ll 1$ สมการที่ (2.49) สามารถลดรูปลงได้ดังนี้

$$\phi_{av}^{3dB} = \frac{0.26}{\tilde{R}} \quad (2.50)$$

รูปที่ 2.14 แสดงค่าความกว้างลำครึ่งกำลังของแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยที่รัศมีของระบบต่าง ๆ จากรูปจะเห็นว่ารัศมีของระบบยิ่งกว้างหรืออีกความหมายหนึ่งคือยิ่งโนดแต่ละโนดอยู่ห่างกันมากขึ้นความกว้างลำครึ่งกำลังจะยิ่งแคบลงตาม เนื่องจากความกว้างของพูหลักจะมีความสัมพันธ์กับเทอมที่สองของสมการที่ (2.48) ซึ่งแปรผันตามขนาดความกว้างของระบบตามที่ได้อธิบายไว้ในรูปที่ 2.13 โดยเมื่อรัศมีของระบบยิ่งกว้างจะส่งผลให้ความกว้างของพูหลักแคบลง ดังนั้นจึงส่งผลให้ความกว้างลำครึ่งกำลังแคบลงตามไปด้วย

ขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางสามารถแสดงให้เห็นถึงอัตราขยายของเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย โดยจะสื่อให้เห็นว่าความเข้มพลังงานของแบบรูปการแผ่พลังงานในทิศทางที่ต้องการมีค่าเท่าไร โดยสมการสภาพเจาะจงทิศทางของแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยคือ

$$D_{av} \geq \frac{K}{1 + 0.09332 \frac{K}{\tilde{R}}} \quad (2.51)$$

รูปที่ 2.15 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางเทียบกับจำนวนโนดในรัศมีของระบบขนาดต่าง ๆ จากรูปจะเห็นว่าสภาพเจาะจงทิศทางจะเพิ่มขึ้นถ้าเราเพิ่มจำนวนโนดและรัศมี ทั้งนี้เพราะสภาพเจาะจงทิศทางจะขึ้นอยู่กับความหนาแน่นในระบบ K/\tilde{R} ตามที่แสดงไว้ในสมการที่ (2.51) โดยยิ่งความหนาแน่นของโนดน้อยลงสภาพเจาะจงทิศทางจะมากขึ้น แต่สภาพเจาะจงทิศทางจะเริ่มเข้าสู่ค่าคงที่หรือเพิ่มน้อยลง ทั้งนี้เพราะการเพิ่มจำนวนโนด โดยไม่เพิ่มรัศมีของระบบจะทำให้ความหนาแน่นของโนดมาก ส่งผลให้สภาพเจาะจงทิศทางน้อยลง จะเห็นได้จากถ้าจำนวนโนดเท่ากันที่ $\tilde{R} = 1$ สภาพเจาะจงทิศทางจะเพิ่มน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับระบบที่มีรัศมีมากกว่า

2.4.2.3 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย ในกรณีที่ชดเชยเฟสไม่สมบูรณ์

ในหัวข้อที่แล้วเราได้ศึกษาถึงแบบรูปการแผ่พลังงานในกรณีที่มีการชิงโครไนซ์เฟสหรือชดเชยเฟสได้สมบูรณ์ แต่ในความเป็นจริงแล้วระบบอาจมีความผิดพลาดในการชดเชยเฟสได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจึงได้ศึกษาเพิ่มเติมถึงการชดเชยเฟสที่ไม่สมบูรณ์นั้นส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายอย่างไรบ้าง

ในกรณีที่มีการชดเชยเฟสที่ไม่สมบูรณ์ของการทำชิงโครไนซ์เฟสแบบมีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานที่ผิดพลาด สมการเฟสเริ่มต้น (2.34) เมื่อ $\phi_0 = \pi/2$ สามารถเขียนใหม่ได้ตามทฤษฎีของ Steinberg [29] ได้ดังนี้

$$\hat{\Psi}_k = -\frac{2\pi}{\lambda} d_k(\phi_0, \theta_0) + \varphi_k \quad (2.52)$$

เมื่อ φ_k คือค่าประมาณเฟสผิดพลาดของโนด k

เช่นเดียวกับกรณีชดเชยเฟสได้สมบูรณ์ดังนั้นจากสมการ (2.35) ถึง (2.38) และ (2.45) จะสามารถคำนวณสมการค่าตัวประกอบแอมพลิจูดได้ดังนี้

$$\tilde{F}(\phi | z, \varphi) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{jz_k 4\pi \tilde{R} \sin\left(\frac{\phi_0 - \phi}{2}\right) + \varphi_k} \quad (2.53)$$

โดยแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยเมื่อ $\phi_0 = 0^\circ$ สามารถคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} P_{av}(\phi) &= E_{z,\varphi} \{P(\phi | z, \varphi)\} \\ &= \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| 2 \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} \right|^2 |A_\varphi|^2 \end{aligned} \quad (2.54)$$

เมื่อ $A_\varphi = E_{\varphi_k} \{e^{j\varphi_k}\}$ และ $|A_\varphi|^2$ คือการสูญเสียที่เกิดจากเฟสผิดพลาด φ_k โดยมีค่าเท่ากับ

$$A_\varphi = \frac{I_1\left(\frac{1}{\sigma_\varphi^2}\right)}{I_0\left(\frac{1}{\sigma_\varphi^2}\right)} \quad (2.55)$$

เมื่อ $I_n(x)$ คือฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงลำดับที่ n และ σ_φ^2 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณรบกวนเฟส

ในกรณีที่มีการชิงโครไนซ์เฟสแบบไม่มีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานที่ผิดพลาด เราเริ่มพิจารณาที่สมการเฟสเริ่มต้น (2.38) เมื่อ $\theta_0 = \pi/2$ ซึ่งสามารถสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_k^\dagger &= \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta r_k) \cos(\phi_0 - (\psi_k + \delta\psi_k)) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_0 - (\psi_k + \delta\psi_k)) + \frac{2\pi}{\lambda} \delta r_k \cos(\phi_0 - (\psi_k + \delta\psi_k)) \end{aligned} \quad (2.56)$$

เมื่อ δr_k และ $\delta\psi_k$ คือการระบุตำแหน่งของโนดผิดพลาดซึ่งส่งผลต่อการชดเชยเฟส เช่นเดียวกับกรณีชดเชยเฟสได้สมบูรณ์ ดังนั้นจึงสามารถคำนวณสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \tilde{F}^\dagger(\phi | r, \psi, \delta\psi, \delta r) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\Psi_k^\dagger} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_k \left(\phi, \theta_0 = \frac{\pi}{2}\right)} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \{A - r_k [\cos(\phi - \psi_k) - \cos(\phi_0 - \psi_k - \delta\psi_k)] + \delta r_k \cos(\phi_0 - \psi_k - \delta\psi_k)\}} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\left\{\frac{2\pi}{\lambda} A + \frac{4\pi}{\lambda} r_k \left[\sin\left(\psi_k - \frac{\phi_0 + \phi - \delta\psi}{2}\right) \sin\left(\frac{\phi_0 - \phi - \delta\psi}{2}\right)\right] + \frac{2\pi}{\lambda} \delta r_k \cos(\psi_k - (\phi_0 - \delta\psi))\right\}} \end{aligned} \quad (2.57)$$

เมื่อ $\hat{\psi}_k = \psi_k - (\phi + \phi_0 - \delta\psi_k)/2$ ดังนั้นจากสมการ (2.57) สามารถเขียนสมการค่าตัวประกอบแถวลำดับได้เป็น

$$\begin{aligned} \tilde{F}^\dagger(\phi | r, \psi, \delta\psi, \delta r) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{j\left\{\frac{2\pi}{\lambda} A - \frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin \tilde{\psi}_k \sin\left(\frac{\phi - \phi_0 - \delta\psi}{2}\right) + \frac{2\pi}{\lambda} \delta r_k \cos\left(\tilde{\psi}_k + \frac{\phi - \phi_0 + \delta\psi}{2}\right)\right\}} \\ &= e^{\frac{2\pi A}{\lambda}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin \tilde{\psi}_k \sin\left(\frac{\phi - \phi_0 - \delta\psi_k}{2}\right) + j\frac{2\pi}{\lambda} \delta r_k \cos\left(\tilde{\psi}_k + \frac{\phi - \phi_0 + \delta\psi_k}{2}\right)} \end{aligned} \quad (2.58)$$

จากที่กำหนดให้ตำแหน่งของโนดถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ ดังนั้นค่า $\tilde{\psi}_k$ ที่มีความสัมพันธ์กันกับตำแหน่งของโนดจึงมีการกระจายตัวแบบแบบสม่ำเสมอด้วยเช่นกัน ดังนั้นค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ z_k ในสมการที่ (2.60) จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.44) ส่วนค่า v_k มีการกระจายตัวแบบแบบสม่ำเสมออยู่ในช่วง $[0, 2\pi]$ ขณะที่กำหนดให้ค่าความผิดพลาดทางรัศมี δr_k กระจายตัวแบบแบบสม่ำเสมออยู่ในช่วง $[-r_{\max}, r_{\max}]$ ดังนั้นค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ v_k สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{v_k} = \frac{1}{\pi r_{\max}} \left[\ln \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{v}{r_{\max}}\right)^2} \right) - \ln \frac{|v|}{r_{\max}} \right], \quad |v| \leq r_{\max} \quad (2.62)$$

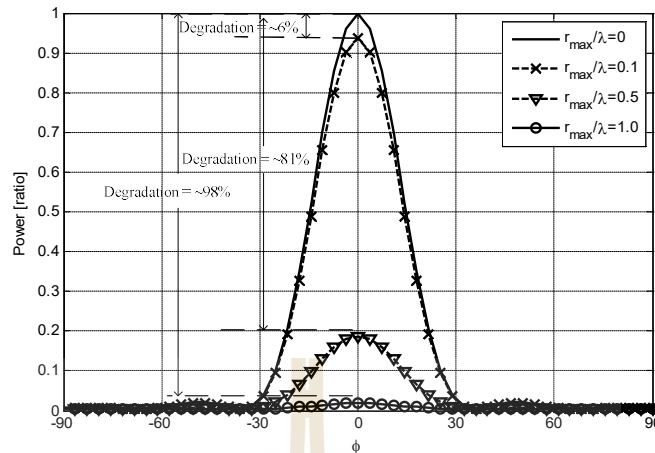
ดังนั้นจากสมการ (2.44), (2.58) และ (2.62) จะได้สมการแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยในกรณีที่มีการชดเชยเฟสที่ผิดพลาดของกรณีที่มีการซิงโครไนซ์เฟสแบบไม่มีการอ้างอิงสัญญาณจากสถานีฐานได้ดังนี้

$$P_{av}(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) |A_\psi(\phi)|^2 |A_r|^2 \quad (2.63)$$

นอกจากนี้กำหนดให้ $\delta\psi_k$ กระจายตัวแบบแบบสม่ำเสมออยู่ในช่วง $[-\psi_{\max}, \psi_{\max}]$ และเราประมาณค่า $\sin(\phi + \delta\psi_k) \approx \phi + \delta\psi_k$ จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} A_\psi(\phi) &\approx \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\phi}{\psi_{\max}}\right) {}_1F_2\left(\frac{1}{2}; \frac{3}{2}, 2; -(\pi\tilde{R}(\phi - \psi_{\max}))^2\right) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\phi}{\psi_{\max}}\right) {}_1F_2\left(\frac{1}{2}; \frac{3}{2}, 2; -(\pi\tilde{R}(\phi + \psi_{\max}))^2\right) \end{aligned} \quad (2.64)$$

เมื่อ ${}_m F_n(x)$ คือฟังก์ชันไฮเปอร์จีโอเมตริก



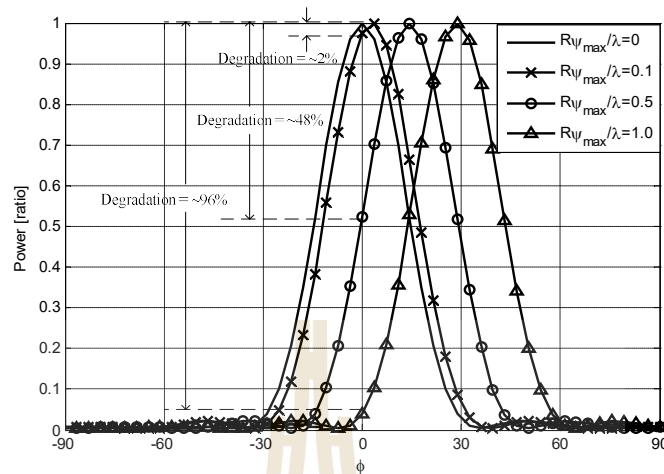
รูปที่ 2.16 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยในกรณีที่ได้รับผลกระทบจากความผิดพลาดที่เกิดจากการหาตำแหน่งเชิงรัศมี δr_k

ถ้าพิจารณาเฉพาะในส่วนเฉพาะจุดศูนย์กลางของพู่หลัก $\phi = 0^\circ$ จากสมการที่ (2.65) จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$A_\psi(\phi = 0) = {}_1F_2\left(\frac{1}{2}; \frac{3}{2}, 2; -\left(\pi \frac{R\psi_{\max}}{\lambda}\right)^2\right) \quad (2.66)$$

รูปที่ 2.16 แสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยในกรณีที่ได้รับผลกระทบจากการสูญเสียที่เกิดจากการหาตำแหน่งเชิงรัศมี δr_k ผิดพลาดที่คำนวณได้จากสมการที่ (2.63) และ (2.67) จากรูปจะเห็นว่าตำแหน่งเชิงรัศมี r_k ที่ผิดพลาดเพียงอย่างเดียวจะส่งผลให้พลังงานของพู่หลักลดลง ยกตัวอย่างในกรณีที่มีความผิดพลาด r_{\max}/λ เท่ากับ 0.1 0.5 และ 1.0 จะส่งผลให้พลังงานของพู่หลักลดลง 6% 81% และ 98% ตามลำดับเมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่เกิดความผิดพลาดหรือ $r_{\max}/\lambda = 0$ เนื่องจากการระบุตำแหน่งที่ผิดพลาดส่งผลให้เฟสของแต่ละโนดไม่เท่ากันหรือเฟสไม่เชิงโคโรไนซ์กัน ดังนั้นเมื่อนำเอาสัญญาณมารวมกันที่สถานีฐานสัญญาณของแต่ละโนดจะหักล้างกันเองทำให้ผลรวมของสัญญาณต่ำลงกว่าผลรวมสัญญาณสูงสุด ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าพลังงานของพู่หลักจึงลดลงเมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่เกิดความผิดพลาด

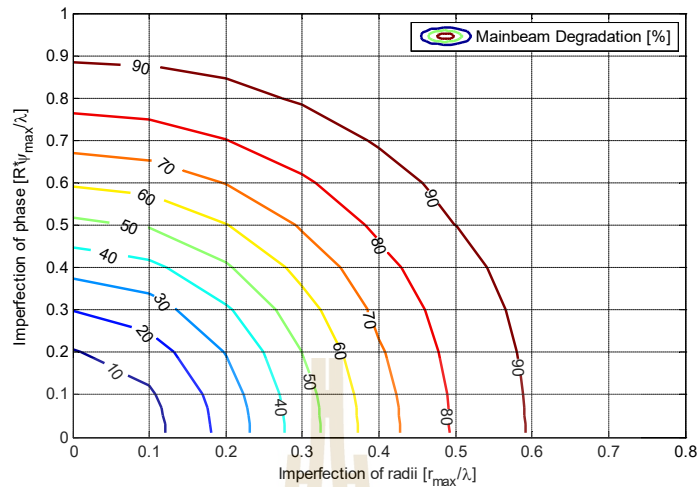
รูปที่ 2.17 แสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยในกรณีที่ได้รับผลกระทบจากความผิดพลาดที่เกิดจากการหาตำแหน่งเชิงมุม $\delta \psi_k$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.63) และ (2.66) จะเห็นว่าตำแหน่งเชิงมุม ψ_k ที่ประมาณค่าผิดพลาดจะส่งผลให้ทิศทางของพู่หลักเบี่ยงเบนไปจากทิศทางที่



รูปที่ 2.17 แบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยในกรณีที่ได้รับผลกระทบจากความผิดพลาดที่เกิดจากการหาค่าตำแหน่งเชิงมุม $\delta\psi_k$

ต้องการที่ $\theta_0 = 0^\circ$ ซึ่งส่งผลให้พลังงานของแบบรูปการแผ่พลังงานในทิศทางที่ต้องการลดลง ยกตัวอย่างในกรณีที่ความผิดพลาด $R_{W_{\max}}/\lambda$ เท่ากับ 0.1 0.5 และ 1.0 จะส่งผลให้พลังงานในทิศทางที่ต้องการลดลง 2% 48% และ 96% ตามลำดับเมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่เกิดความผิดพลาดเชิงมุม เนื่องจากการประมาณตำแหน่งเชิงมุมจะส่งผลต่อการหันพู่หลักของการก่อรูปลำคลื่น โดยจะเห็นได้จากเมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (2.64) กับสมการแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยที่ไม่มีความผิดพลาดเกิดจากการหาค่าตำแหน่งเชิงมุม (2.48) จะเห็นว่าความผิดพลาดเกิดจากการหาค่าตำแหน่งเชิงมุม $\delta\psi_k$ จะส่งผลให้ทิศทางของพู่หลักผิดเพี้ยนไปจากทิศทางของสถานีฐาน ϕ_0

รูปที่ 2.18 แสดงการลดทอนของพู่หลักในกรณีที่เกิดความผิดพลาดทั้งเชิงรัศมี δr_k และเชิงมุม $\delta\psi_k$ ตามข้อมูลที่ได้จากสมการที่ (2.63), (2.66) และ (2.67) โดยรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่าเมื่อการหาค่าตำแหน่งผิดพลาดทั้งเชิงรัศมีและเชิงมุมเกิดขึ้นพร้อมกัน จะส่งผลให้พู่หลักลดทอนลงอย่างมากกว่าเกิดการหาค่าตำแหน่งผิดพลาดอย่างใดอย่างหนึ่ง ยกตัวอย่างเช่นถ้าเกิดการหาค่าตำแหน่งเชิงรัศมีผิดพลาด r_{\max}/λ เท่ากับ 0.1 เพียงอย่างเดียว พลังงานของพู่หลักจะลดลง 6% และถ้าเกิดการหาค่าตำแหน่งเชิงมุมผิดพลาด $R_{W_{\max}}/\lambda$ เท่ากับ 0.1 เพียงอย่างเดียว จะส่งผลให้พลังงานในทิศทางที่ต้องการลดลง 2% แต่ถ้าเกิดการหาค่าตำแหน่งผิดพลาดทั้งเชิงรัศมีและเชิงมุมพร้อม ๆ กันที่ 0.1 พลังงานของพู่หลักจะลดลงถึงเกือบ 10% เนื่องจากพู่หลักได้รับผลกระทบจากการหาค่าตำแหน่งเชิง



รูปที่ 2.18 การลดทอนของพหุหลักในกรณีที่เกิดความผิดพลาดทั้งเชิงรัศมี δr_k และเชิงมุม

รัศมี δr_k ผิดพลาดซึ่งส่งผลให้พลังงานของพหุหลักลดลง และการสูญเสียที่มาจากตำแหน่งเชิงมุม $\delta \psi_k$ ผิดพลาดซึ่งส่งผลให้ทิศทางของพหุหลักผิดเพี้ยนไปพร้อม ๆ กัน

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าความผิดพลาดจากขดเคี้ยวเฟสหรือการชิงโครโนซ์เฟสของสัญญาณที่ผิดพลาดสามารถส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายเป็นอย่างมาก ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องเลือกใช้เทคนิคที่ให้การชิงโครโนซ์เฟสของสัญญาณที่มีความผิดพลาดน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ โดยการชิงโครโนซ์เฟสที่แม่นยำนั้นถือเป็นความท้าทายอย่างมาก เนื่องจากในความเป็นจริงเราไม่สามารถรู้ถึงตำแหน่งที่แน่นอนของโนดหรือสายอากาศได้เหมือนกับระบบสายอากาศแถวลำดับ ดังนั้นจึงศึกษาวิเคราะห์ถึงเทคนิคการชิงโครโนซ์เฟสแบบต่าง ๆ ในบทต่อไป

2.5 กล่าวสรุป

จากการวิเคราะห์ถึงทฤษฎีการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายตามที่ได้กล่าวมาได้แสดงให้เห็นว่าการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายในกรณีที่มีการชิงโครโนซ์เฟสที่สมบูรณ์สามารถเพิ่มระยะทางการสื่อสารได้โดยการหันพหุหลักไปยังทิศทางของสถานีฐาน นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอด (SINR) ด้วยการหันพหุหลักไปยังทิศทางของสถานีฐานได้เช่นเดียวกันกับการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองตามที่ได้อธิบายในส่วน 2.4.1 โดยจากการศึกษาถึงแบบรูปการแผ่พลังงานเฉลี่ยในหัวข้อที่ 2.4.2 พบว่าจำนวนโนดมีความสัมพันธ์กับขนาดของพหุข้าง โดยเมื่อจำนวนโนดเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ขนาดของพหุข้างต่ำลง ขณะที่ขนาดหรือรัศมีของระบบจะมีความสัมพันธ์กับความกว้างของพหุหลัก โดยเมื่อระบบมีขนาดกว้างขึ้นจะส่งผลให้ความกว้างของพหุหลัก

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองกับการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง	การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย
- สามารถหันพู่หลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้	- สามารถหันพู่หลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้
- โหนดต้องติดตั้งสายอากาศแถวลำดับ	- โหนดต้องการสายอากาศเพียงต้นเดียวในการก่อรูปลำคลื่น
- ต้องการหน่วยประมวลผลสัญญาณในการก่อรูปลำคลื่น	- ต้องทำการซิงโครไนซ์เฟส

แคบลง และสภาพเงาเงจทิศทางจะมีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นของโหนดในระบบ โดยยิ่งความหนาแน่นของโหนดน้อยลงสภาพเงาเงจทิศทางจะมากขึ้น ในกรณีที่มีการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายมีการหาตำแหน่งหรือการซิงโครไนซ์เฟสผิดพลาดตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.4.2.3 พบว่าการหาตำแหน่งเชิงรัศมี δr_k ผิดพลาดจะส่งผลให้พลังงานของพู่หลักลดลง ขณะที่การสูญเสียที่มาจาก การหาตำแหน่งเชิงมุม $\delta \psi_k$ ผิดพลาดจะส่งผลให้ทิศทางของพู่หลักผิดเพี้ยนไป ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายเป็นอย่างมาก

จากการเปรียบเทียบคุณสมบัติของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายกับการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองตามที่สรุปไว้ในตารางที่ 2.1 พบว่าทั้งการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองและการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายมีความสามารถในการหันพู่หลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้เช่นเดียวกัน แต่ทั้งสองระบบจะต่างกันที่การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองต้องการสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนสายอากาศหลายต้นเพื่อใช้ในการก่อรูปลำคลื่น แต่ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายต้องการสายอากาศเพียงต้นเดียวต่อโหนดในการก่อรูปลำคลื่น ด้วยข้อได้เปรียบนี้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจึงเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับโหนดที่มีขนาดเล็กที่สามารถเคลื่อนที่ได้ มีพลังงานจำกัดและช่วยลดค่าใช้จ่ายที่ต้องใช้ในการติดตั้งสายอากาศแถวลำดับ แต่ก็แลกมาด้วยการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจำเป็นต้องทำซิงโครไนซ์เฟสเพื่อก่อรูปลำคลื่นซึ่งจะกล่าวถึงในบทถัดไป

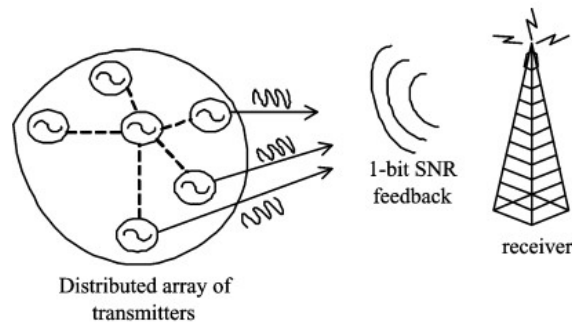
บทที่ 3

วิธีการซิงโครไนซ์เฟส

3.1 กล่าวนำ

การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายสามารถก่อรูปลำคลื่นที่มีพหุหลักหันไปยังสถานีฐานได้ แต่ก็จำเป็นต้องทำการซิงโครไนซ์เฟส (phase synchronization) คือสัญญาณของแต่ละโนดจะต้องไม่หักล้างกันเองเมื่อรวมสัญญาณกันที่สถานีฐาน ซึ่งนอกจากต้องทำการซิงโครไนซ์เฟสแล้ว การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายยังจำเป็นต้องทำการซิงโครไนซ์ความถี่ (frequency synchronization) คือแต่ละโนดต้องส่งสัญญาณที่ความถี่เดียวกัน และการซิงโครไนซ์เวลา (timing synchronization) คือทุก ๆ โนดต้องส่งสัญญาณพร้อมกัน โดยการซิงโครไนซ์ความถี่สามารถทำได้โดยใช้วิธีป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด (master-slave) เพื่อให้สเลฟโนดใช้เฟสล็อกในการกำหนดความถี่ [8],[30] หรืออีกทางหนึ่ง คือให้สถานีฐานส่งสัญญาณอ้างอิงมายังโนดเพื่อให้แต่ละโนดใช้เฟสล็อกในการกำหนดความถี่ [9],[31],[32] ขณะที่การส่งสัญญาณของแต่ละโนด นอกจากต้องส่งสัญญาณข้อมูลเดียวกัน และจำเป็นต้องส่งสัญญาณพร้อม ๆ กันผ่านการซิงโครไนซ์เวลาเพื่อที่จะไม่ให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) โดยสามารถใช้วิธี RBS (Reference-Broadcast Synchronization) [33] หรือ วิธี OPRBS (Optimal Performance Reference Broadcast Synchronization) [34] ในการทำซิงโครไนซ์เวลา แต่กระบวนการที่สำคัญและท้าทายที่สุดในการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย คือการทำซิงโครไนซ์เฟส [27] ด้วยเหตุที่ว่า การซิงโครไนซ์เฟสที่ผิดพลาดสามารถลดทอนประสิทธิภาพของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายได้อย่างมากตามที่ได้อธิบายในบทที่ 2 โดยในปัจจุบันมีวิธีการซิงโครไนซ์เฟสหลัก ๆ คือ

- 1) การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (one-bit feedback closed-loop synchronization) [6],[7]
- 2) การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด (master-slave open-loop synchronization) [8]



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรรปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต [6]

- 3) การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรรเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip open-loop synchronization) [9],[10]
- 4) การก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีวิธีการป้อนกลับ (zero-feedback synchronization) [11],[12]

3.2 การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรรปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต

การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรรปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (one-bit feedback closed-loop synchronization) [6],[7] เป็นวิธีการที่อาศัยการป้อนสัญญาณอ้างอิงไปกลับระหว่างสถานีฐานและโนดเพื่อการซิงโครไนซ์เฟส โดยรูปที่ 3.1 แสดงแบบจำลองของการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรรปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต โหนดแต่ละโนดจะส่งสัญญาณออกไปแบบสุ่มเฟส จากนั้นสถานีฐานจึงป้อนสัญญาณอ้างอิงกลับมา โดยสัญญาณเบสแบนด์ของแต่ละโนดที่ k ที่ถูกส่งไปหาสถานีฐานคือ

$$s_k(t) = Ae^{j(\omega_c t + \theta_k)} x(t) \quad (3.1)$$

เมื่อ $\omega_c = 2\pi f_c$ คือย่านความถี่ที่ใช้งาน A คือกำลังส่งของสัญญาณที่ถูกนอร์มัลไลซ์ให้เท่ากับหนึ่ง $x(t)$ คือข้อมูลที่ต้องการส่ง และ θ_k คือเฟสของสัญญาณของแต่ละโนด โดยเป้าหมายของการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรรปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต คือต้องการปรับสัญญาณของแต่ละ

ละโนด $Ae^{j(\omega t + \theta_k)}$ ให้มีเฟสเท่ากันหรือซิงโครไนซ์เฟสกัน โดยจากสมการ (3.1) จะได้สัญญาณรวมของทุก ๆ โหนดที่สถานีฐานได้ดังนี้

$$Y = x(t) \sum_{k=1}^K \alpha_k A e^{j(\omega t + \theta_k + \gamma_k + \varphi_k)} \quad (3.2)$$

เมื่อ K คือจำนวนโนด α_k คือการลดทอนในช่องสัญญาณโดย $\alpha_k \geq 0$ และ γ_k คือความต่างเฟสที่เกิดขึ้นในกระบวนการซิงโครไนซ์ความถี่ เนื่องจากโนดแต่ละโนดใช้ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องที่ต่างกันซึ่งอาจส่งผลให้การทำซิงโครไนซ์ความถี่ในตอนแรกเกิดเฟสผิดพลาดขึ้นได้ในระบบ และ φ_k คือค่าความต่างเฟสที่เกิดขึ้นจากช่องสัญญาณ จาก (3.2) จะเห็นได้ว่าขนาดของผลรวมสัญญาณ Y จะขึ้นกับว่าเฟสของแต่ละโนด $\theta_k + \gamma_k + \varphi_k$ นั้นเท่ากันหรือไม่ ดังนั้นในกระบวนการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต จึงมีการปรับเฟสของสัญญาณแต่ละโนดโดยเริ่มจากการปรับเฟสของสัญญาณแบบสุ่มและส่งสัญญาณออกไปได้ดังนี้

$$Y_n = x(t) \sum_{k=1}^K \alpha_k A e^{j(\omega t + \Phi_k)} e^{j\delta_{k,n}} \quad (3.3)$$

เมื่อ $\Phi_k = \theta_k + \gamma_k + \varphi_k$ และ $\delta_{k,n}$ คือเฟสที่ถูกสุ่มขึ้นมาจากการส่งสัญญาณซ้ำครั้งที่ n โดยมีเป้าหมายเพื่อที่จะชดเชยความต่างเฟส θ_k จากนั้นสถานีฐานจะรับค่าสัญญาณที่ส่งเข้ามาครั้งแรก Y_1 และจะบันทึกกำลังรวมของสัญญาณที่ได้ไว้ หลังจากนั้นแต่ละโนดจะส่งสัญญาณมาที่สถานีฐานซ้ำโดยปรับเฟสแบบสุ่ม $\delta_{k,n}$ อีกครั้ง เมื่อสถานีฐานรับสัญญาณได้ สถานีฐานจะเปรียบเทียบค่ากำลังรวมของสัญญาณจากการส่งครั้งแรกกับครั้งที่สอง ถ้ากำลังรวมของสัญญาณของการส่งครั้งที่สองต่ำกว่าการส่งครั้งแรก สถานีฐานจะป้อนสัญญาณ บิต = 0 กลับไปที่โนดเพื่อให้แต่ละโนดยกเลิกการจำเฟสที่ปรับครั้งล่าสุดและปรับเฟสแบบสุ่ม $\delta_{k,n}$ ขึ้นมาใหม่ แต่ถ้ากำลังรวมของสัญญาณของการส่งครั้งที่สองสูงกว่าการส่งครั้งแรก สถานีฐานจะป้อนสัญญาณ บิต = 1 กลับไปที่โนดซึ่งหมายความว่าให้แต่ละโนดจำค่าเฟส $\delta_{k,n}$ จากการส่งครั้งล่าสุดเอาไว้ แต่ยังคงปรับเฟสแบบสุ่ม $\delta_{k,n+1}$ ขึ้นมาใหม่และส่งสัญญาณไปสถานีฐานอีกครั้ง ทำเช่นนี้ซ้ำไปเรื่อยเพื่อหาค่าเฟส $\delta_{k,n}$ ของแต่ละโนด ที่ให้สัญญาณรวม Y ที่มีกำลังรวมของสัญญาณสูงสุด โดยอัลกอริทึมของการเปรียบเทียบกำลังรวมของสัญญาณสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\theta_{k,n+1} = \begin{cases} \theta_{k,n} + \delta_{k,n}, & Y_n > Y_{best_n} \\ \theta_{k,n}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.4)$$

ซึ่งสามารถสรุปขั้นตอนของการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1) แต่ละโนดปรับเฟสแบบสุ่ม

ขั้นตอนที่ 2) แต่ละโนดส่งสัญญาณออกไปในรูปแบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย

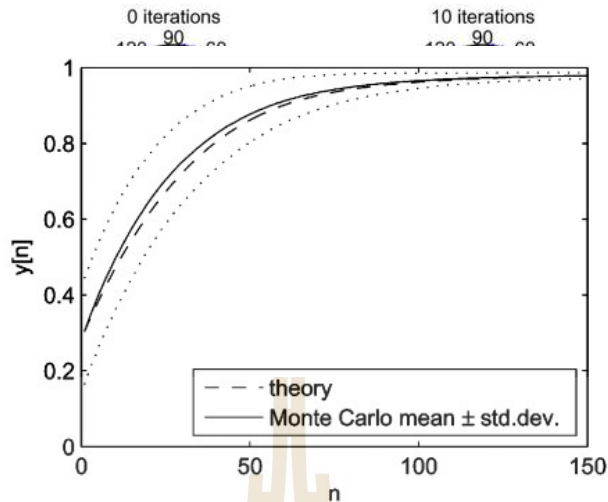
ขั้นตอนที่ 3) สถานีฐานประมาณค่ากำลังสัญญาณรวมหรืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณ

รบกวน (Signal-to-Noise Ratio: SNR) ที่รับได้

ขั้นตอนที่ 4) สถานีฐานจะป้อนกลับสัญญาณจำนวนหนึ่งบิตเพื่อที่จะบอกให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับมาได้ในครั้งนี้สูงกว่าหรือต่ำกว่าครั้งที่แล้ว โดยบิต 1 มีความหมายว่า อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับได้สูงกว่าครั้งที่แล้ว ขณะที่บิต 0 มีความหมายว่า อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับได้ต่ำกว่าครั้งที่แล้ว ถ้าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับมาได้สูงกว่าเดิม กำหนดให้แต่ละโนดปรับค่าเฟสของการส่งครั้งล่าสุดไว้ แต่ถ้าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับมาได้ต่ำกว่าเดิม ให้โนดกลับไปปรับค่าเฟสเดิมไว้

ขั้นตอนที่ 5) ทำวนขั้นตอนที่ 1-4 ซ้ำไปเรื่อย ๆ เพื่อหาเฟสของแต่ละโนดที่ให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงที่สุด

รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างค่าความต่างเฟสของสัญญาณของแต่ละโนด Φ_k หลังจากผ่านการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต โดยกำหนดให้จำนวนโนดทั้งหมด $K = 10$ โหนด จากรูปจะเห็นว่ายิ่งมีการวนรอบส่งสัญญาณซ้ำ ๆ มากขึ้นเท่าไร เฟสของแต่ละโนดยิ่งใกล้กันเข้าไปเท่านั้น ซึ่งส่งผลให้กำลังรวมของสัญญาณเพิ่มขึ้น โดยจากตัวอย่างจะเห็นว่าเมื่อวนรอบเป็นจำนวน 500 รอบ ความต่างเฟสของแต่ละโนดจะกระจายตัวอยู่ในช่วง 0° ถึง 15° ซึ่งจะได้กำลังรวมของสัญญาณหรืออัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นเท่ากับ 97% เมื่อเทียบกับอัตราขยายสูงสุด โดยอัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นสามารถคำนวณได้จากสมการ (2.32) $E[P_R] = 1 + (K - 1)(E[\cos \phi_k])$ ที่ได้อธิบายในบทที่แล้ว ซึ่งจะเห็นว่าระบบจะได้อัตราขยายสูงสุดเมื่อเฟสของทุกโนดเท่ากัน โดยอัตราขยายสูงสุดที่ได้จะเท่ากับจำนวนโนด K ถ้ากำลังส่งสัญญาณของแต่ละโนดเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นในกรณีที่จำนวนโนดเท่ากับ 10 โหนด ตามที่ยกตัวอย่างในรูปที่ 3.2 จะมีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 10 และ เมื่อวนรอบเป็นจำนวน 500 รอบ ความต่างเฟสของแต่ละโนดจะมีค่ากระจายตัวอยู่ในช่วง 0° ถึง 15° ดังนั้นเมื่อวนรอบเป็นจำนวน 500 รอบ ระบบได้อัตราขยายเท่ากับ $E[P_R] = 1 + (10 - 1)(E[\cos 15^\circ]) = 9.7$ หรือ 97% เมื่อเทียบอัตราขยายสูงสุด



รูปที่ 3.3 จำนวนครั้งในการส่งสัญญาณซ้ำ n ครั้ง เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราขยายที่ได้จากการก่อรูปลำคลื่นเมื่อจำนวนโนดเท่ากับ 10 โนด [6]

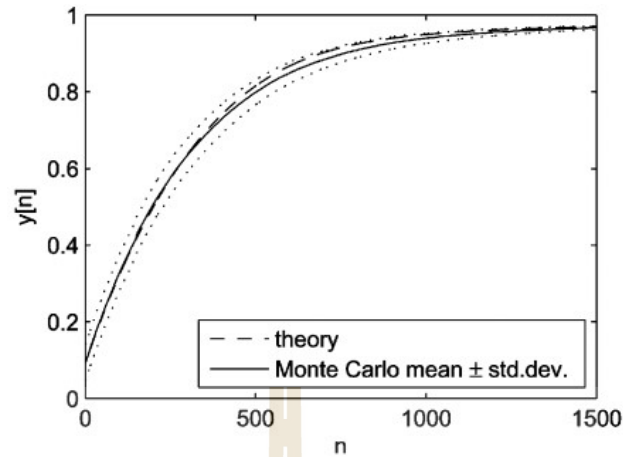
โดยอัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นที่ได้จากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน n ครั้ง ในกรณี K โนดใด ๆ สามารถคำนวณหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$h_n(y) = \sigma_{\text{sr}}[n] i \left(\frac{y(1-x_n)}{\sigma_{\text{sr}}[n]} \right) \quad (3.7)$$

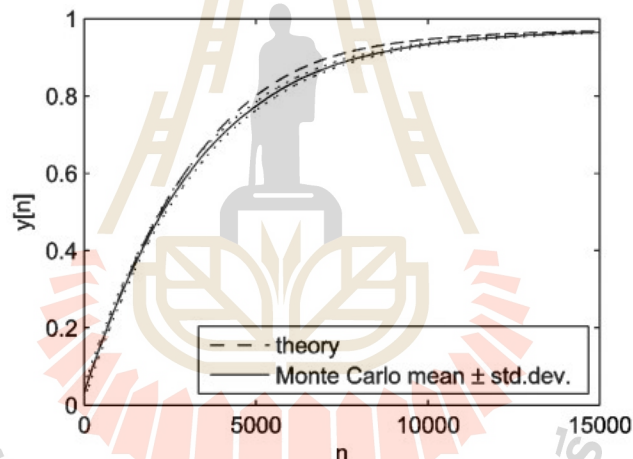
และ $\sigma_{\text{sr}}[n]$ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของกำลังของสัญญาณ Y_n ที่เกิดจากการสุ่มเฟส $\delta_{k,n}$ ซึ่งสามารถคำนวณหาได้จาก

$$\sigma_{\text{sr}}^2[n] = \frac{1}{2K^2} \sum_{k=1}^K \alpha_k^2 (1-x_n^2 - \rho_n E_{y,n}[\cos(2\phi_i[n])]) \quad (3.10)$$

รูปที่ 3.3 แสดงค่าอัตราขยายที่ได้จากการก่อรูปลำคลื่น $y[n]$ เมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนครั้งในการส่งสัญญาณซ้ำ n ครั้ง ที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีจากสมการ (3.7) และการจำลองผลแบบวิธีการมอนติคาร์โล (Monte Carlo) ในกรณีที่จำนวนโนด $K = 10$ โนด เมื่อค่าการปรับเฟสของแต่ละโนด δ_i กระจายตัวอยู่ในช่วง -31.6° ถึง 31.6° ขณะที่เส้นจุดสองเส้นในรูป คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของ $[Y_best_n]/K$ ตามที่นิยามในสมการ (3.5) โดยค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจะแสดงขอบเขตบนและขอบเขตล่างของค่าเฉลี่ยที่ได้จากการจำลองผลแบบวิธีการมอนติคาร์โล จากรูปจะ



รูปที่ 3.4 จำนวนครั้งในการส่งสัญญาณซ้ำ n ครั้ง เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราขยายที่ได้จากการก่อรูปลำคลื่นเมื่อจำนวนโนตเท่ากับ 100 โนต [6]



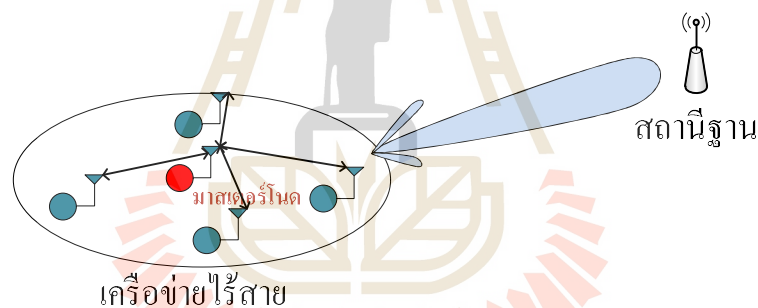
รูปที่ 3.5 จำนวนครั้งในการส่งสัญญาณซ้ำ n ครั้ง เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราขยายที่ได้จากการก่อรูปลำคลื่นเมื่อจำนวนโนตเท่ากับ 1000 โนต [6]

เห็นว่าแต่ละโนตจำเป็นต้องปรับเฟสและส่งสัญญาณซ้ำ ถึงจำนวน 100 รอบ จึงจะสามารถได้อัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นเท่ากับ 90% เทียบกับอัตราขยายสูงสุด ขณะในกรณีที่เพิ่มจำนวนโนตมากขึ้นเป็น 100 โนต และ 1,000 โนตตามที่แสดงในรูปที่ 3.4 และ รูปที่ 3.5 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าในกรณี 100 โนต ต้องการส่งสัญญาณซ้ำ อย่างต่ำจำนวน 1,000 รอบ เพื่อให้ได้อัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นประมาณ 90% ส่วนกรณี 1,000 โนต ต้องการส่งสัญญาณซ้ำ อย่างต่ำจำนวน 10,000 รอบเพื่อให้ได้อัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นเท่ากับ 90% จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนโนตเพิ่มมากขึ้นแต่ละโนตจะต้องวนรอบส่งสัญญาณซ้ำมากขึ้น ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามสมการที่ (3.7) ที่แปร

ผันตามจำนวน K โหนด และจากรูปที่ 3.3 รูปที่ 3.4 และ รูปที่ 3.5 สามารถสรุปได้ว่า ในกรณีที่ต้องการ อัตราขยายจากการก่อรูปล้าคลื่นมากกว่า 90% แต่ละโหนดต้องส่งสัญญาณซ้ำอย่างต่ำจำนวน 10 เท่า ของจำนวนโหนด หรือ $n \geq 10K$

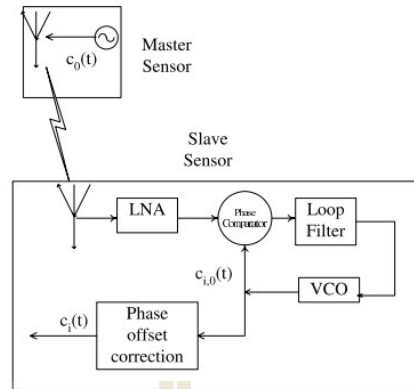
3.3 การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด

ในบางสถานการณ์ที่ในช่องสัญญาณระหว่างโนดกับสถานีฐานมีการลดทอนสัญญาณมาก ซึ่ง จะส่งผลให้การซิงโครไนซ์เฟสแบบที่ต้องการส่งสัญญาณอ้างอิงไปกลับระหว่างโนดกับสถานีฐานไม่ เหมาะสมที่จะนำมาใช้ เนื่องจากสัญญาณอ้างอิงอาจถูกลดทอนจากช่องสัญญาณได้ ซึ่งอาจจะส่งผลให้ สัญญาณอ้างอิงผิดเพี้ยนไปได้ อีกทั้งการที่โหนดส่งสัญญาณซ้ำ ๆ ยังเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานของ



รูปที่ 3.6 แบบจำลองการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่าง มาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด

โนด ซึ่งเป็นการลดอายุการใช้งานแบตเตอรี่ของโหนดอีกด้วย ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวิธีการซิงโครไนซ์ เฟสแบบที่ลดการส่งสัญญาณซ้ำ และลดความต้องการส่งสัญญาณอ้างอิงไปกลับระหว่างโนดกับสถานี ฐาน ซึ่งก็คือวิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับ สเลฟโนด (master-slave open-loop synchronization) [8] ที่ได้อธิบายในหัวข้อนี้ รูปที่ 3.6 แสดง แบบจำลองของระบบการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนด กับสเลฟโนด โดยจะกำหนดให้โหนดแหล่งกำเนิดเป็นมาสเตอร์โนด (master node) และโหนดอื่น ๆ ที่ อยู่ข้างเคียงเป็นสเลฟโนด (slave node) โดยมาสเตอร์โนดจะคอยส่งสัญญาณอ้างอิงไปกลับระหว่าง



รูปที่ 3.7 รูปแบบการส่งสัญญาณอ้างอิงจากมาสเตอร์โนดไปสเลฟโนด [8]

สเลฟโนดกับมาสเตอร์โนดเพื่อชดเชยความต่างเฟสของแต่ละโนด

ขั้นตอนที่ 1 มาสเตอร์โนดจะส่งสัญญาณอ้างอิงในรูปของคลื่นไซน์ $c_0(t)$ ไปยังสเลฟโนดแต่ละโนด ตามที่แสดงในรูปที่ 3.7 ที่แสดงรูปแบบการส่งสัญญาณอ้างอิงจากมาสเตอร์โนดไปสเลฟโนด โดยสัญญาณที่มาสเตอร์โนดส่งออกไปคือ

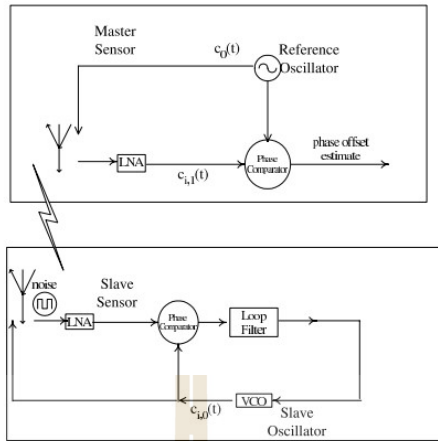
$$c_0(t) = \Re(\tilde{c}_0(t)) \quad (3.11)$$

เมื่อ $\tilde{c}_0(t) = e^{j(\omega_c t + \gamma_0)}$ และ $\omega_c = 2\pi f_c$ คือย่านความถี่ที่ใช้งาน และ γ_0 คือค่าคงที่เฟสอ้างอิงของมาสเตอร์โนดซึ่งกำหนดให้ $\gamma_0 = 0^\circ$ นอกจากนี้ยังกำหนดให้ช่องสัญญาณระหว่างมาสเตอร์โนดและสเลฟโนดมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงพอที่จะไม่เกิดผลกระทบจากสัญญาณรบกวน

ขั้นตอนที่ 2 ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงที่แต่ละโนด i รับได้คือ

$$\begin{aligned} c_{i,0}(t) &= \Re(\tilde{c}_{i,0}(t)) \\ &= \Re(A_{i,0} e^{j(\omega_c t + \gamma_0 - \gamma_i)}) \end{aligned} \quad (3.12)$$

เมื่อ γ_i คือความต่างเฟสระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด i โดย $i = [1, 2, \dots, K]$ เมื่อ K คือจำนวนสเลฟโนดทั้งหมด และ $A_{i,0}$ คือกำลังของสัญญาณที่ สเลฟโนดรับได้ โดยค่านี้ไม่ถูกนำมาใช้ในการทำซิงโครไนซ์เฟส เนื่องจากเฟสล็อกลูบจะมีความสัมพันธ์กับเฉพาะค่าเฟสของสัญญาณที่ใช้เป็นสัญญาณขาเข้า ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการคำนวณจึงกำหนดให้กำลังของสัญญาณ $A_{i,0} = 1$



รูปที่ 3.8 รูปแบบการส่งสัญญาณไปกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดระหว่างกระบวนการหาความต่างเฟส [8]

จากนั้นโนดแต่ละโนดจะใช้สัญญาณ $c_{i,0}(t)$ ที่ได้จากสมการที่ (3.12) มาเป็นสัญญาณขาเข้าของเฟสล็อกกลูป ซึ่งถูกขับด้วยออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Oscillator: VCO) ที่มีความถี่เท่ากับ f_c ซึ่งเป็นความถี่ปฏิบัติการ จากทฤษฎีของเฟสล็อกกลูป [35] จะเห็นว่าเมื่อค่าเฟสของสัญญาณเข้าสู่สถานะคงที่แล้ว ค่าความต่างเฟสระหว่างเฟสจากออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันกับเฟสของสัญญาณขาเข้า $c_{i,0}(t)$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นสัญญาณขาออกจากออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันจึงสามารถใช้เป็นสัญญาณเพื่อคำนวณหาความต่างเฟส γ_i ซึ่งเป็นค่าความต่างเฟสระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด

ขั้นตอนที่ 3 สเลฟโนดแต่ละโนดจะส่งสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากเฟสล็อกกลูปกลับไปที่มาสเตอร์โนด เพื่อคำนวณหาความต่างเฟสระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด รูปที่ 3.8 แสดงรูปแบบการส่งสัญญาณไปกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดเพื่อประมาณค่าความต่างเฟส โดยมีแนวคิดที่ว่าสเลฟโนดแต่ละโนดจะส่งสัญญาณอ้างอิงที่ยังไม่ได้ชดเชยเฟส $c_{i,0}(t)$ ที่ได้จากสมการที่ (3.12) กลับไปที่มาสเตอร์โนด โดยสัญญาณที่มาสเตอร์โนดรับได้คือ

$$c_{i,1}(t) = A_{i,1} \Re \left(A_{i,0} e^{j(\omega_c t + \gamma_0 - 2\gamma_i)} \right) \quad (3.13)$$

เมื่อ $A_{i,1}$ คือกำลังของสัญญาณที่มาสเตอร์โนดรับได้ แต่เพื่อความสะดวกในการคำนวณจึงกำหนดให้ $A_{i,1} = 1$

ขั้นตอนที่ 4 จากนั้นมาสเตอร์โนดจะคำนวณหาค่าความต่างเฟสระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด โดยคำนวณหาได้จากความต่างเฟสของสัญญาณจากสมการที่ (3.11) และ (3.13) ได้ดังนี้

$$\Delta\phi_i = (2\gamma_i \bmod 2\pi) \quad (3.14)$$

เมื่อ mod คือการมอดุโลกับ 2π

ดังนั้นค่าความต่างเฟสระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดแต่ละโนดคือ

$$\hat{\gamma}_i = \frac{\Delta\phi_i}{2} \quad (3.15)$$

ขั้นตอนที่ 5 หลังจากที่ทราบถึงค่าความต่างเฟสระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดแต่ละโนดแล้ว มาสเตอร์โนดจะส่งสัญญาณอ้างอิงที่มีข้อมูลค่าความต่างเฟสกลับไปสเลฟโนด เพื่อให้แต่ละสเลฟโนดชดเชยเฟสตามสัญญาณอ้างอิงที่รับมาได้ด้วยเฟสล็อกกลูของแต่ละโนด ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} c_i(t) &= \Re(\tilde{c}_i(t)) \\ &= \Re(\tilde{c}_{i,0}(t) e^{j\hat{\gamma}_i}) \\ &= e^{j(\omega_c t + \phi_i^c)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

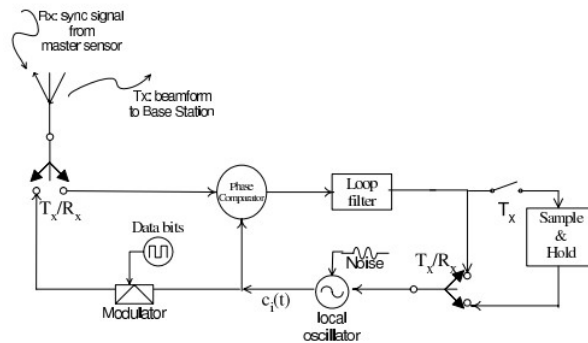
เมื่อ ϕ_i^c คือค่าเฟสผิดพลาดที่เกิดจากกระบวนการประมาณค่าความต่างเฟส $\hat{\gamma}_i$ ตามสมการที่ (3.14)

ขั้นตอนที่ 6 ในกรณีที่จะก่อรูปลำคลื่นที่มีพหุลักษณะไปในทิศทางของสถานีฐานได้ เครือข่ายไร้สายจำเป็นต้องรู้ทิศทางของสถานีฐานก่อน ดังนั้นสถานีฐานจึงจำเป็นต้องส่งสัญญาณอ้างอิงในรูปของคลื่นไซน์มาที่แต่ละโนดดังนี้

$$g(t) = \Re(\tilde{g}(t)) = \Re(e^{j(\omega_c t + \phi_i^g)}) \quad (3.17)$$

ขั้นตอนที่ 7 แต่ละโนดจะตีמודูเลตสัญญาณที่รับได้จากสมการที่ (3.17) กับสัญญาณ $c_i(t)$ ที่ได้จากสมการ (3.16) เพื่อที่จะหาค่าเฟสในช่องสัญญาณระหว่างแต่ละสเลฟโนด i กับสถานีฐาน \hat{h}_i ได้ดังนี้

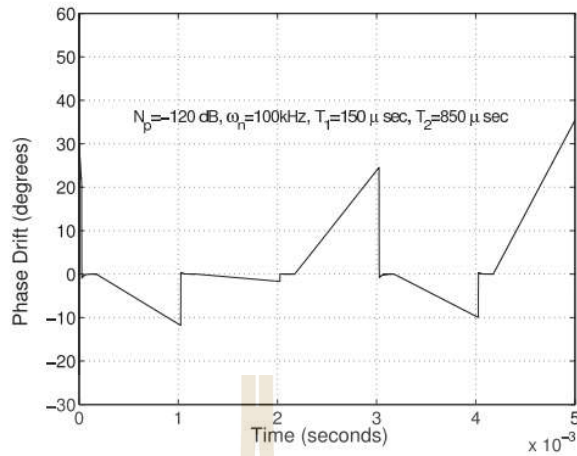
$$\hat{h}_i = h_i e^{j(-\phi_i^c + \phi_i^g)} \quad (3.18)$$



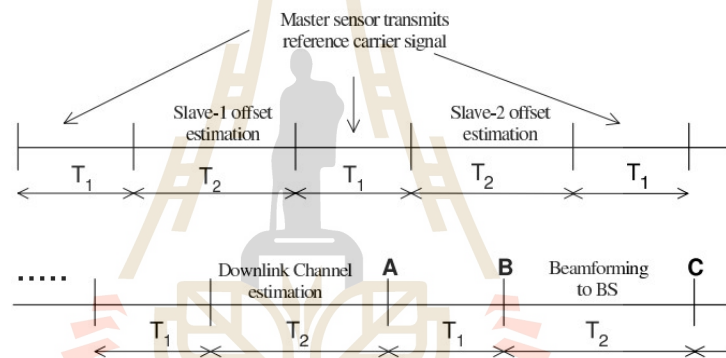
รูปที่ 3.9 รูปแบบการทำงานของสเลฟ โหนดที่มีการปรับเป็นวงรอบเปิด [8]

เมื่อ ϕ_i^h คือเฟสผิดพลาดที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณระหว่างสถานีฐานกับโหนด

หลังจากนั้นสเลฟโหนดจะนำเอาสัญญาณที่ได้รับการซิงโครไนซ์เฟส (3.16) และช่องสัญญาณระหว่างแต่ละโหนดกับสถานีฐาน (3.18) นำมาמודูเลตกับข้อมูลที่ต้องการส่งเพื่อทำการก่อรูปลำคลื่น โดยแต่ละโหนดจะได้สัญญาณพาห้ $c_i(t)$ จากออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ถูกซิงโครไนซ์กับสัญญาณอ้างอิงจากมาสเตอร์โหนด แต่วิธีนี้มีข้อจำกัดที่ว่า เป็นไปไม่ได้ที่สเลฟโหนดจะรับสัญญาณอ้างอิงจากมาสเตอร์โหนดพร้อมกับส่งสัญญาณออกไปด้วย ดังนั้นออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันของสเลฟโหนดจึงจำเป็นต้องสลับการทำงานเป็นรูปแบบวงรอบเปิดตอนส่งสัญญาณตามที่แสดงในรูปที่ 3.9 ในขณะที่ทำงานอยู่ในรูปแบบวงรอบเปิด สัญญาณพาห้ $c_i(t)$ ที่ได้มาจากออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันจะเป็นสัญญาณที่ยังไม่ถูกชดเชยผลเฟสผิดพลาดที่เกิดจากสัญญาณรบกวนภายในออสซิลเลเตอร์ และช่องสัญญาณระหว่างสเลฟโหนดกับมาสเตอร์โหนดที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งจะส่งผลให้เกิดเฟสเลื่อน (phase drift) โดยรูปที่ 3.10 แสดงผลการจำลองแบบของเฟสเลื่อนที่เกิดขึ้นในออสซิลเลเตอร์ เมื่อ N_p คือกำลังของสัญญาณรบกวน ω_n คือความถี่ธรรมชาติ และ T_1 กับ T_2 คือช่วงเวลาที่ใช้พิจารณา จากรูปจะเห็นว่าเฟสเลื่อนที่เกิดขึ้นสามารถมีค่าสูงถึง 30° ซึ่งอาจจะส่งผลกระทบต่อระบบได้มาก ดังนั้นในการส่งสัญญาณอ้างอิงไปกลับจึงส่งในรูปแบบแบ่งเวลา (Time-Division Duplex: TDD) ที่มีการส่งสัญญาณไปกลับระหว่างระหว่างสเลฟโหนดกับมาสเตอร์โหนดในรูปร่องเวลาตามที่แสดงในรูปที่ 3.11 โดยมาสเตอร์โหนดจะส่งสัญญาณอ้างอิงแบบต่อเนื่องไปยังสเลฟโหนดเพื่อที่จะให้เกิดเฟสเลื่อนน้อยที่สุด โดยสัญญาณพาห้ที่สเลฟโหนดเมื่อได้รับผลกระทบจากเฟสเลื่อนคือ



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบของเฟสเลื่อน [8]



รูปที่ 3.11 รูปแบบการส่งสัญญาณอ้างอิงไปกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดในรูปแบบแบ่งเวลา [8]

$$\begin{aligned}
 c_i^o(t) &= \Re(\tilde{c}_i^o(t)) \\
 &= \Re(\tilde{c}_i(t) e^{j\phi_i^d(t)}) \\
 &= \Re\left(e^{j(\omega_c t + \phi_i^c + \phi_i^d(t))}\right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

เมื่อ $\phi_i^d(t)$ คือเฟสเลื่อนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนภายในออสซิลเลเตอร์ และช่องสัญญาณระหว่างสเลฟโนดกับมาสเตอร์โนดที่เปลี่ยนแปลง

ขั้นตอนที่ 8 หลังจากมอดูเลตสัญญาณด้วย $c_i^o(t)$ แล้วแต่ละโนดจะนำเอาช่องสัญญาณที่ได้จากสมการที่ (3.18) นำมาชดเชยกับ $\tilde{c}_i^o(t)$ ในสมการที่ (3.19) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
s_i(t) &= \Re(\tilde{s}_i(t)) \\
&= \Re(\hat{h}_i^* m(t) \tilde{c}_i(t))
\end{aligned} \tag{3.20}$$

เมื่อ $s_i(t)$ คือสัญญาณของแต่ละสเลฟโนดที่ถูกชดเชยจากช่องสัญญาณ หลังจากที่มีการซิงโครไนซ์เฟสตามขั้นตอนที่ได้กล่าวมาในข้างต้นแล้ว แต่ละโนดจะส่งสัญญาณไปที่ สถานีฐานในรูปแบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจาย โดยสัญญาณที่สถานีฐานรับได้คือ

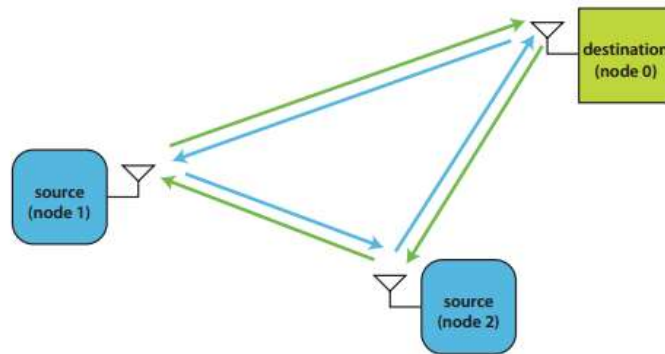
$$\begin{aligned}
r(t) &= \Re\left(\sum_{i=1}^K h_i \tilde{s}_i(t) + n(t)\right) \\
&= \Re\left(m(t) \sum_{i=1}^K h_i \hat{h}_i^* \tilde{c}_i(t)\right) \\
&= \Re\left(m(t) \sum_{i=1}^K |h_i|^2 e^{j(\omega_c t - \phi_i^h + 2\phi_i^c + \phi_i^d(t))}\right)
\end{aligned} \tag{3.21}$$

เมื่อ h_i คืออัตราขยายช่องสัญญาณเชิงซ้อน (complex channel gain) ระหว่างสถานีฐานกับสเลฟโนด i โดย $i=[1,2,\dots,K]$ เมื่อ K คือจำนวนสเลฟโนดทั้งหมด

จากสมการที่ (3.21) จะเห็นว่าวิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับ ระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดสามารถกำจัดความต่างเฟสของแต่ละโนด $\hat{\nu}_i$ ออกไปได้ แต่ยังคงมีความต่างเฟสที่เกิดจากการประมาณค่าในช่องสัญญาณผิดพลาด ϕ_i^c ความต่างเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ ϕ_i^h และ เฟสเลื่อนที่เกิดขึ้นในกระบวนการที่สเลฟโนดทำงานในรูปวงรอบเปิด $\phi_i^d(t)$ ซึ่งอาจส่งผลให้กำลังของสัญญาณรวมที่สถานีฐานรับได้ลดลง และจุดด้อยอีกอย่างของวิธีการนี้คือ ยังคงต้องการสัญญาณสัญญาณจากสถานีฐานในการหันทันทีหลักไปยังทิศทางของสถานีฐาน

3.4 การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ

การซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip open-loop synchronization) [9],[10] เป็นวิธีที่อาศัยสมมุติฐานที่ว่าความต่างเฟสของการส่งสัญญาณเป็นวงกลมไปกลับระหว่างโนดกับสถานีฐานจะมีความต่างเฟสที่เท่ากัน โดยรูปที่ 3.12 แสดง



รูปที่ 3.12 แบบจำลองการชิงโครโนซ์เฟสแบบวงจรเปิด โดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ [10]

แบบจำลองการชิงโครโนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ โดยยกตัวอย่างกรณีที่ มีโนด 2 โนด คือ โนด 1 และ โนด 2 ต้องการส่งสัญญาณไปที่สถานีฐานหรือโนด 0 โดยแนวคิดของวิธี นี้คือสถานีฐานจะส่งสัญญาณอ้างอิงในรูปของร่องเวลา (Time Slot: TS) ไปที่โนดทางทิศทวนเข็มนาฬิกาหรือเส้นสีฟ้าตามรูปที่ 3.12 ในขณะที่เดียวกันสถานีฐานก็จะส่งสัญญาณอ้างอิงไปยังอีกโนดทางทิศตามเข็มนาฬิกาหรือเส้นสีเขียวตามรูปที่ 3.12 ซึ่งความต่างเฟสของทั้งสองสัญญาณอ้างอิงทั้งที่ส่งไปทางทวนเข็มนาฬิกาและตามเข็มนาฬิกาสุดท้ายจะมีความต่างเฟสเท่ากันเมื่อถูกส่งกลับมาที่สถานีฐาน โดยโปรโตคอลของการชิงโครโนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับในกรณีที่จำนวน โนดเท่ากับ 2 โนดจะมีการส่งสัญญาณอ้างอิงทั้งหมด 4 TS ดังนี้

TS₀: สถานีฐานจะส่งสัญญาณอ้างอิงลำดับแรกในรูปของคลื่นไซน์ไปที่โนด 1 และโนด 2 ซึ่งสามารถแสดงได้ตามสมการ

$$x_0(t) = \cos(\omega(t-t_0) + \phi_0) \quad t \in [t_0, t_0 + T_0] \quad (3.22)$$

โดยสัญญาณที่แต่ละโนดรับได้คือ

$$y_{0j} = \alpha_{0j} \cos(\omega(t - (t_0 + \tau_{0j})) + \phi_0) + \eta_{0j}(t) \quad (3.23)$$

เมื่อ $t \in [t_0 + \tau_{0j}, t_0 + \tau_{0j} + T_0]$ โดย T_0 คือคาบเวลาของสัญญาณอ้างอิงลำดับแรกที่สถานีฐานส่งให้โนด และ τ_{0j} คือระยะเวลาที่สัญญาณใช้เดินทางผ่านช่องสัญญาณจากสถานีฐานไปโนด j และ $\eta_{0j}(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวในช่องสัญญาณระหว่างสถานีฐานกับโนด j เมื่อ $j \in \{1, 2\}$ และ α_{0j} คือการลดทอนสัญญาณที่เกิดในช่องสัญญาณระหว่างสถานีฐานกับโนด j เมื่อโนดรับสัญญาณได้โนด

แต่ละโนตจะประมาณค่าเฟส และความถี่ของสัญญาณที่รับมาได้ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปของตัวเอง และปรับเฟสของสัญญาณอ้างอิงที่จะส่งต่อตามค่าที่ประมาณได้ตามเฟสล็อกกลุ๊ป โดยค่าความถี่และเฟสที่ประมาณได้กำหนดให้เป็น $\hat{\omega}_{0,j}$ และ $\hat{\phi}_j$ ตามลำดับ

TS 1: โนต 1 จะส่งสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองที่ประมาณค่าเฟสและความถี่จาก TS 0 ต่อไปยังโนต 2 โดยสัญญาณที่ส่งออกไปคือ

$$x_{12}(t) = a_{12} \cos(\hat{\omega}_{01}(t - t_1) + \hat{\phi}_1) \quad t \in [t_1, t_1 + T_1] \quad (3.24)$$

เมื่อ a_j คือความแรงของสัญญาณที่ถูกส่งจากโนต i ไปโนต j และ T_1 คือคาบเวลาของสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองที่โนต 1 ส่งให้โนต 2 และ $\hat{\phi}_1$ คือเฟสที่โนต 1 ประมาณค่าได้จากสัญญาณใน TS 0 ที่รับมาจากสถานีฐาน ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\hat{\phi}_1 = \hat{\phi}_{01} + \hat{\omega}_{01}(t - (t_0 - \tau_{01})) = \hat{\phi}_{01} + \hat{\omega}_{01}T_0 \quad (3.25)$$

เมื่อ T_0 คือคาบเวลาของสัญญาณอ้างอิงลำดับแรกที่สถานีฐานส่งให้โนต ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองที่โนต 2 รับได้คือ

$$y_{12}(t) = \alpha_{12} a_{12} \cos(\hat{\omega}_{01}(t - (t_1 + \tau_{12})) + \hat{\phi}_1) + \eta_{12}(t) \quad (3.26)$$

เมื่อ $t \in [t_1 + \tau_{12}, t_1 + \tau_{12} + T_1]$ และ τ_{12} คือระยะเวลาที่สัญญาณใช้เดินทางผ่านช่องสัญญาณจากโนต 1 ไปโนต 2 และ a_{12} คือความแรงของสัญญาณที่ถูกส่งจากโนต 1 ไปโนต 2 และ α_{12} คือการลดทอนสัญญาณที่เกิดในช่องสัญญาณระหว่างโนต 1 กับโนต 2 และ $\eta_{12}(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวในช่องสัญญาณที่ส่งจากโนต 1 ไปโนต 2 เมื่อโนต 2 รับสัญญาณได้จะประมาณค่าเฟสและความถี่ของสัญญาณที่รับมาได้ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปของตัวเองและปรับเฟสของสัญญาณที่จะส่งไปสถานีฐานตามค่าที่ประมาณได้ โดยค่าความถี่และเฟสที่ประมาณได้กำหนดให้เป็น $\hat{\omega}_{02}$ และ $\hat{\phi}_2$ ตามลำดับ

TS 2: โนต 2 จะส่งสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองที่ประมาณค่าเฟสและความถี่จาก TS 0 ที่สถานีฐานส่งมาต่อไปยังโนต 1 โดยสัญญาณที่ส่งออกไปคือ

$$x_{21}(t) = a_{21} \cos(\hat{\omega}_{02}(t - t_2) + \hat{\phi}_2) \quad t \in [t_2, t_2 + T_2] \quad (3.27)$$

เมื่อ τ_{02} คือระยะเวลาที่สัญญาณใช้เดินทางผ่านช่องสัญญาณจากสถานีฐานไปโนด 1 และ T_2 คือคาบเวลาของสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองที่โนด 2 ส่งให้โนด 1 และ $\hat{\phi}_2$ คือเฟสที่โนด 1 ประมาณค่าได้จากสัญญาณใน TS 0 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_2 &= \hat{\phi}_{02} + \hat{\omega}_{02} (t_2 - (t_0 + \tau_{02})) \\ &= \hat{\phi}_{02} + \hat{\omega}_{02} (\tau_{01} + \tau_{12} - \tau_{02} + T_0 + T_1)\end{aligned}\quad (3.28)$$

ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองที่โนด 1 รับได้คือ

$$y_{21}(t) = \alpha_{21} a_{21} \cos(\hat{\omega}_{02} (t - (t_2 + \tau_{12})) + \hat{\phi}_2) + \eta_{21}(t) \quad (3.29)$$

เมื่อ $t \in [t_2 + \tau_{12}, t_2 + \tau_{12} + T_2]$ และ a_{21} คือความแรงของสัญญาณที่ถูกส่งจากโนด 2 ไปโนด 1 และ α_{21} คือการลดทอนสัญญาณที่เกิดในช่องสัญญาณระหว่างโนด 2 กับโนด 1 และ $\eta_{21}(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวในช่องสัญญาณที่ส่งจากโนด 2 ไปโนด 1 และเรากำหนดให้การส่งสัญญาณไปกลับระหว่างโนด 1 และ 2 มีช่องสัญญาณเท่ากัน ดังนั้นระยะเวลาที่สัญญาณใช้เดินทางผ่านช่องสัญญาณ และการลดทอนสัญญาณที่เกิดในช่องสัญญาณจึงมีค่าเท่ากัน ดังนั้น $\tau_{21} = \tau_{12}$ และ $\alpha_{21} = \alpha_{12}$ เช่นเดียวกันกับ TS 1 เมื่อโนด 1 รับสัญญาณได้จะประมาณค่าเฟสและความถี่ของสัญญาณที่รับมาได้ด้วยเฟสล็อกของตัวเอง และปรับเฟสของสัญญาณที่จะส่งไปสถานีฐานตามค่าที่ประมาณได้ โดยค่าความถี่และเฟสที่ประมาณได้กำหนดให้เป็น $\hat{\omega}_{21}$ และ $\hat{\phi}_{21}$ ตามลำดับ

TS 3: ทั้งโนดที่ 2 และโนดที่ 1 จะส่งสัญญาณข้อมูลในรูปแบบการก่อรูปลำดับคลื่นแบบกระจายไปที่สถานีฐาน โดยจะใช้ความถี่และเฟสของสัญญาณอ้างอิงตามข้อมูลในสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองตามที่ได้รับจาก TS 1 และ TS 2 ตามลำดับ โดยสัญญาณที่โนดที่ 1 ส่งออกไปหาสถานีฐานสามารถเขียนได้ดังนี้

$$x_{10}(t) = a_{10} \cos(\hat{\omega}_1 (t - t_{31}) + \hat{\phi}_{31}) \quad t \in [t_{31}, t_{31} + T_3] \quad (3.30)$$

เมื่อ $\hat{\phi}_{31}$ คือเฟสที่สถานีฐานประมาณค่าได้จากสัญญาณที่โนด 1 ส่งมาใน TS 3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\hat{\phi}_{31} = \hat{\phi}_{21} + \hat{\omega}_{21} (t_{31} - (t_2 + \tau_{12})) \quad (3.31)$$

เมื่อ t_{31} คือเวลาที่โนด 1 เริ่มส่งสัญญาณทันทีหลังจากได้รับสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สองจาก TS 2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} t_{31} &= t_2 + \tau_{12} + T_2 \\ &= t_0 + \tau_{01} + 2\tau_{12} + T_0 + T_1 + T_2 \end{aligned} \quad (3.32)$$

ขณะที่สัญญาณที่โหนดที่ 2 ส่งออกไปหาสถานีฐานสามารถเขียนได้ดังนี้

$$x_{20}(t) = a_{20} \cos(\hat{\omega}_2(t - t_{32}) + \hat{\phi}_{32}) \quad t \in [t_{32}, t_{32} + T_3] \quad (3.33)$$

เมื่อ $\hat{\phi}_{32}$ คือเฟสที่สถานีฐานประมาณค่าได้จากสัญญาณที่โหนด 2 ส่งมาใน TS 3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\hat{\phi}_{32} = \hat{\phi}_{12} + \hat{\omega}_{12}(t_{32} - (t_1 + \tau_{12})) \quad (3.34)$$

เมื่อ t_{32} คือเวลาที่โหนด 2 เริ่มส่งสัญญาณ ซึ่งทั้งโหนด 1 และโหนด 2 ต้องส่งสัญญาณพร้อม ๆ กัน ดังนั้น โหนด 2 ต้องมีการประวิงเวลารอโหนด 1 โดยจะต้องประวิงเวลาเท่ากับ $\tau_{delay} = \tau_{01} + \tau_{12} - \tau_{02}$ ดังนั้น เวลาที่โหนด 2 จะเริ่มส่งสัญญาณคือ

$$\begin{aligned} t_{32} &= t_2 + T_2 + \tau_{delay} \\ &= t_0 + 2\tau_{01} + 2\tau_{12} - \tau_{02} + T_0 + T_1 + T_2 \end{aligned} \quad (3.35)$$

สุดท้ายสัญญาณที่ถูกส่งจากโหนด 1 และ 2 จะไปรวมกันที่สถานีฐานได้ดังนี้

$$\begin{aligned} y_0(t) &= \alpha_{01}a_{10} \cos(\hat{\omega}_1(t - t_3) + \hat{\phi}_{31}) + \\ &\quad \alpha_{02}a_{20} \cos(\hat{\omega}_2(t - t_3) + \hat{\phi}_{32}) + \eta_0(t) \end{aligned} \quad (3.36)$$

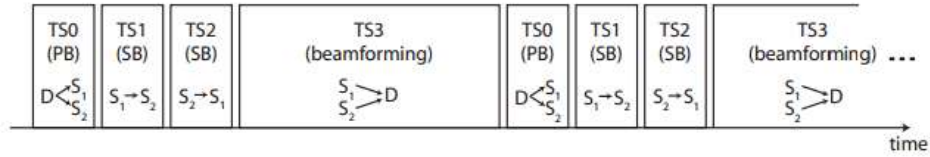
เมื่อ $t \in [t_3, t_3 + T_3]$ และ $t_3 = t_{31} + \tau_{01} = t_{32} + \tau_{02}$ และจากกฎของตรีโกณมิติเราจะสามารถลดรูปสมการ (3.36) ลงได้เป็น

$$y_0(t) = a_{bf} \cos(\phi_{bf}(t)) + \eta_0(t) \quad (3.37)$$

เมื่อ

$$a_{bf} = \sqrt{(\alpha_{01}a_{10})^2 + (\alpha_{02}a_{20})^2 + 2\alpha_{01}a_{10}\alpha_{02}a_{20} \cos(\phi_\Delta(t))} \quad (3.38)$$

$$\phi_{bf}(t) = \hat{\omega}_1(t - t_3) + \hat{\phi}_{31} + \tan^{-1} \left[\frac{\alpha_{02}a_{20} \sin(\phi_\Delta(t))}{\alpha_{01}a_{10} + \alpha_{02}a_{20} \cos(\phi_\Delta(t))} \right] \quad (3.39)$$



รูปที่ 3.13 ลำดับการส่งสัญญาณอ้างอิงของการชิงโครโนซ์เฟสแบบวงจรเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับเมื่อจำนวน โหนดเท่ากับ 2 โหนด [10]

และค่าความต่างเฟสของโหนด 1 และ 2 ที่สถานีฐานรับได้คือ

$$\phi_{\Delta}(t) = (\hat{\omega}_2 - \hat{\omega}_1)(t - t_3) + \hat{\phi}_{32} - \hat{\phi}_{31} \quad (3.40)$$

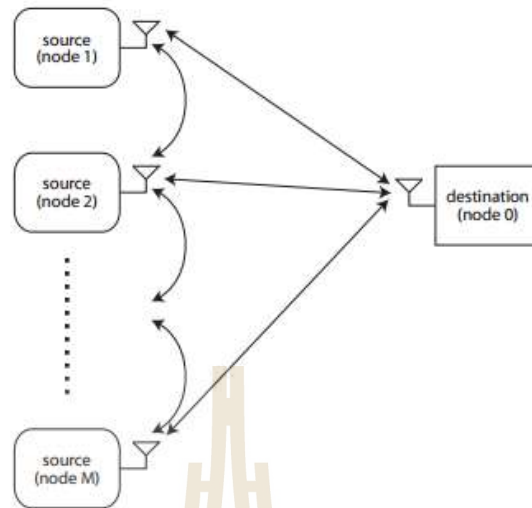
ถ้ากำหนดให้ความแรงของสัญญาณที่แต่ละโหนดส่งออกไปมีค่าเท่ากัน $\alpha_{01}a_{10} = \alpha_{02}a_{20} = a$ ดังนั้นสมการ (3.38) และ (3.39) จะสามารถลดรูปลงได้เป็น

$$a_{bf} = 2a \cos\left(\frac{\phi_{\Delta}(t)}{2}\right) \quad t \in [t_3, t_3 + T_3] \quad (3.41)$$

$$\phi_{bf}(t) = \frac{[(\hat{\omega}_1 + \hat{\omega}_2)(t - t_3) + \hat{\phi}_{31} + \hat{\phi}_{32}]}{2} \quad (3.42)$$

รูปที่ 3.13 สรุปกระบวนการของชิงโครโนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับในกรณีที่มีโหนดจำนวน 2 โหนด เมื่อพีบี (Primary Beacon: PB) หมายถึงสัญญาณอ้างอิงลำดับแรก และเอสบี (Secondary Beacon: SB) หมายถึงสัญญาณอ้างอิงลำดับที่สอง โดยในกรณีที่มีการส่งข้อมูลอย่างต่อเนื่องช่องสัญญาณระหว่างโหนดแต่ละโหนดอาจเปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำกระบวนการชิงโครโนซ์เฟสใหม่ด้วยการส่งสัญญาณอ้างอิง TS 0 – TS 2 ซ้ำอย่างต่อเนื่อง

ในกรณีที่จำนวนโหนดเท่ากับ M โหนดจะมีรูปแบบโพรโทคอลเช่นเดียวกับมีจำนวนโหนดเท่ากับ 2 โหนด ตามที่อธิบายไว้ก่อนหน้านี้ โดยรูปที่ 3.14 แสดงรูปแบบการส่งสัญญาณในกรณีที่มีจำนวนโหนดเท่ากับ M โหนด โดยรูปแบบของการส่งสัญญาณอ้างอิงก็จะเหมือนกับกรณี 2 โหนด คือสถานีฐานเริ่มส่งสัญญาณอ้างอิงไปที่ทุกโหนดจากนั้นโหนดที่ 1 จะเริ่มส่งสัญญาณอ้างอิงต่อไปในทิศทางวนเข็มนาฬิกาซึ่งสามารถเขียนสรุปได้ดังนี้ สถานีฐาน \rightarrow โหนด 1 \rightarrow โหนด 2 $\rightarrow \dots \rightarrow$ โหนด $M \rightarrow$ สถานีฐาน ในขณะที่เดียวกันโหนด



รูปที่ 3.14 แบบจำลองการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงจรเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับใน
กรณีที่มีจำนวนโหนดเท่ากับ M โหนด [10]

สุดท้ายก็จะส่งสัญญาณอ้างอิงกลับในรูปแบบตามเข็มนาฬิกาซึ่งสามารถเขียนสรุปได้ดังนี้ สถานีฐาน \rightarrow โหนด $M \rightarrow$ โหนด $M-1 \rightarrow \dots \rightarrow$ โหนด $1 \rightarrow$ สถานีฐาน

ตามที่อธิบายไปก่อนหน้านี้จะเห็นว่ากระบวนการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับสามารถกำจัดความต่างเฟสของแต่ละโหนดลงได้ด้วยการส่งสัญญาณไปกลับ แต่กระบวนการซิงโครไนซ์เฟสแบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับยังคงมีข้อเสียที่ยังต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน และการนำโพโตคอลนี้ไปใช้งานจริงยังมีความซับซ้อนสูงเนื่องจากโหนดไม่สามารถที่จะรับและส่งสัญญาณที่มีความถี่เดียวกันได้พร้อมกัน ดังนั้นต้องมีการกำหนดลำดับและจังหวะการส่งสัญญาณของแต่ละโหนดให้มีความสอดคล้องกัน และแต่ละโหนดยังต้องมีการประวิงเวลารอเพื่อให้ส่งสัญญาณได้พร้อม ๆ กันในชั้นตอนสุดท้าย ดังนั้นยิ่งจำนวนโหนดยิ่งมาก ความซับซ้อนก็จะยิ่งสูงตาม

3.5 การก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีผลการป้อนกลับ

วิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีผลการป้อนกลับ (zero-feedback) [11],[12] ได้แรงบันดาลใจมาจากกรณีที่ช่องสัญญาณระหว่างสถานีฐานกับโหนดมีการสูญเสียมากจึงไม่เหมาะสมที่จะมีการป้อนกลับสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน ดังนั้นโพโตคอลนี้จึงออกแบบให้ไม่มีผลการป้อนกลับ

สัญญาณจากสถานีฐานเลย อีกทั้งยังสมมุติให้โนดไม่มีอุปกรณ์พิเศษ เช่น เฟสล็อกลูบติตตั้งอยู่ส่งผลให้โนดไม่สามารถปรับเฟสของสัญญาณข้อมูลได้ แต่จากที่โพรโตคอลนี้กำหนดให้ไม่มีการทำซิงโครไนซ์เฟสและซิงโครไนซ์ความถี่ ดังนั้นในโพรโตคอลนี้จึงอาศัยการที่ความถี่ของสัญญาณของแต่ละโนดที่ไม่เท่ากัน ซึ่งอาจเกิดมาจากความผิดพลาดของออสซิลเลเตอร์ ซึ่งโดยปรกติจะมีค่าความผิดพลาดของความถี่อยู่ประมาณ 1-20 ppm (part per million) [36] โดยความถี่ที่ไม่เท่ากันจะส่งผลให้เฟสของแต่ละโนดไม่เท่ากันด้วย ดังนั้นวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการป้อนกลับ จึงนำเสนอวิธีการส่งสัญญาณซ้ำ ๆ จำนวนมาก และอาศัยความน่าจะเป็นที่เฟสของแต่ละโนดที่เปลี่ยนไปตามความถี่ที่ไม่เท่ากันจะมีโอกาสซิงโครไนซ์กัน

ในแบบจำลองกำหนดให้อัตราขยายช่องสัญญาณที่ถูกส่งจากโนด $i \in \{1, 2, \dots, M\}$ ไปสถานีฐานเท่ากับ h_i โดย $|h_i| = A_i$ และกำหนดให้ความยาวของข้อมูลคือ T_s ดังนั้นสัญญาณที่สถานีฐานรับได้คือ [37]

$$\begin{aligned}
 y[n] &= \sum_{i=1}^M h_i e^{j(2\pi\Delta f_i n T_s + \phi_i)} x[n] + w[n] \\
 &= x[n] \underbrace{\sum_{i=1}^M A_i \exp\{j(2\pi\Delta f_i n T_s + \phi_i)\}}_{\tilde{x}[n]} + w[n] \\
 &= \tilde{x}[n] + w[n]
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

เมื่อ M คือจำนวนโนด A_i คือกำลังส่งสัญญาณของโนด i โดย $i = [1, 2, \dots, M]$ และ $x[n]$ คือข้อมูลที่ต้องการส่ง Δf_i คือความต่างความถี่เมื่อเทียบกับความถี่พาห f_c และ n คืออัตราการซีกตัวอย่าง (sampling rate) และ T_s คือคาบเวลาการซีกตัวอย่าง ϕ_i คือเฟสของสัญญาณของแต่ละโนดซึ่งไม่เท่ากัน และ $w[n]$ คือสัญญาณรบกวนขาว โดยกำหนดให้สัญญาณรบกวนขาวมีกำลังเฉลี่ยต่อสัญญาณเท่ากับ $E\{w[n]w[n]^*\} = N_0$ และกำหนดให้ Δf_i มีค่าเฉลี่ย $E\{\Delta f_i\} = 0$ และมีค่าเบี่ยงเบน $E\{\Delta f_i^2\} = \sigma^2$ ซึ่งค่าความต่างความถี่อาจเกิดขึ้นได้จากที่ออสซิลเลเตอร์ทำงานผิดพลาดและสภาพแวดล้อมในช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง โดยมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ $\sigma = \sqrt{E\{\Delta f_i^2\}} = f_c \times \text{ppm}$ ยกตัวอย่างเช่นถ้าออสซิลเลเตอร์ทำงานที่ความถี่ 2.4 GHz และมีค่าความผิดพลาดเท่ากับ 20 ppm ดังนั้นความต่างความถี่จะเท่ากับ $2.4 \text{ GHz} \times 20 \times 10^{-6} = 48 \text{ kHz}$ จากสมการ (3.43) จะสามารถคำนวณหาพลังงานของสัญญาณต่อข้อมูลเมื่อ $n \in [1, \tau_c]$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
|\tilde{x}[n]|^2 &= x[n]^2 \left\{ \sum_{k=1}^M A_k^2 + 2 \sum_{k \neq m} A_k A_m \cos \left(\underbrace{2\pi \Delta f_k n T_s + \phi_k}_{\tilde{\phi}_k[n]} - 2\pi \Delta f_m n T_s - \phi_m \right) \right\} \\
&= x[n]^2 \left\{ \sum_{k=1}^M A_k^2 + 2 \sum_{k \neq m} A_k A_m \cos(\tilde{\phi}_k[n] - \tilde{\phi}_m[n]) \right\} \quad (3.44)
\end{aligned}$$

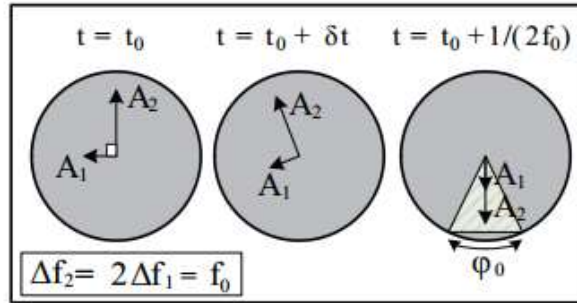
เทอมที่ 2 ของสมการ (3.44) สามารถสรุปได้เป็นการจัดหมู่ (combination) $\binom{M}{2} = \frac{M!/(M-2)!}{2!}$

ซึ่งหมายถึงความน่าจะเป็นทั้งหมดที่สัญญาณจะจับคู่กัน 1 คู่ ได้จาก M โหนด และกำหนดให้กำลังงานเฉลี่ยที่สถานีฐานรับได้คือ $P_T = E\{|\tilde{x}[n]|^2\}$ ดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สถานีฐานรับได้คือ

$$\begin{aligned}
\text{SNR}[n] &= \frac{E\{|\tilde{x}[n]|^2\}}{E\{|w[n]|^2\}} \\
&= \frac{P_T}{N_0} \left\{ \sum_{k=1}^M A_k^2 + 2 \sum_{k \neq m} A_k A_m \cos(\tilde{\phi}_k[n] - \tilde{\phi}_m[n]) \right\} \\
&= \frac{P_T}{N_0} \left\{ \sum_{k=1}^M A_k^2 + 2 \sum_{k \neq m} A_k A_m \cos(2\pi(\Delta f_k - \Delta f_m)nT_s + \phi_k - \phi_m) \right\} \\
&= \frac{P_T}{N_0} L_{\text{BF}}[n] \quad (3.45)
\end{aligned}$$

เมื่อ $L_{\text{BF}}[n]$ คืออัตราขยายของการก่อรูปลำคลื่นโดยจะขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของแต่ละโหนด และกำหนดให้ความน่าจะเป็นในการกระจายตัวของความต่างความถี่คือ $p_{\Delta f}(\Delta f)$

รูปที่ 3.15 แสดงแนวคิดของวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการป้อนกลับ โดยยกตัวอย่างในกรณีมีโหนดจำนวน 2 โหนด โดยกำหนดโหนดที่ 2 จะมีความถี่สูงกว่าโหนดที่ 1 สองเท่า $\Delta f_2 = 2\Delta f_1 = f_0$ โดยการส่งสัญญาณครั้งแรกที่เวลา $t = t_0$ ความต่างเฟสของโหนดทั้งสองคือ $\pi/2$ แต่ถ้าเริ่มส่งสัญญาณซ้ำเฟสจะเริ่มเปลี่ยนไปโดยสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าเฟสจะเปลี่ยนเร็วกว่าสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า และถ้าส่งสัญญาณซ้ำ ๆ วนวนพอเช่นจนถึงเวลา $t = t_0 + 1/2f_0$ เฟสของสัญญาณจะเท่ากันหรือซิงโครไนซ์เฟสกัน โดยกำหนดให้พารามิเตอร์ซิงโครไนซ์เฟสคือ α เมื่อ $0 < \alpha \leq 1$ โดยพารามิเตอร์ซิงโครไนซ์เฟส α สามารถคำนวณได้จากความต่างเฟส



รูปที่ 3.15 การซิงโครไนซ์เฟสด้วยการอาศัยความต่างความถี่ที่ไม่เท่ากันในกรณีจำนวน โหนด เท่ากับ 2 โหนด [11]

$\cos(\tilde{\phi}_k[n] - \tilde{\phi}_m[n]) \geq a$ สำหรับทุก ๆ คู่โหนด $\{k, m\}$, $k \neq m$ และ $k, m \in \{1, 2, \dots, M\}$ โดย เหตุการณ์ที่เกิดการซิงโครไนซ์เฟสสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\text{Align}[n, a, M] \square \cap_{k \neq m} \{ \cos(\tilde{\phi}_k[n] - \tilde{\phi}_m[n]) \geq a \} \quad (3.46)$$

เมื่อ $k \neq m, \forall k, m \in \{1, 2, \dots, M\}$ และจากสมการ (3.45) สามารถเขียนสมการคำนวณหา อัตราขยายของการก่อรูปลำคลื่น $L_{\text{BF}}[n]$ ในกรณีที่ยังมีความต่างเฟสเกิดขึ้น ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} L_{\text{BF}}[n] &\geq \left\{ \sum_{k=1}^M A_k^2 + 2a \sum_{k \neq m} A_k A_m \right\} = 10 \log_{10} \left(M + 2a \binom{M}{2} \right) \\ &= 10 \log_{10} (M [1 + a(M-1)]) \end{aligned} \quad (3.47)$$

จากสมการ (3.47) จะเห็นว่าเราจะได้ค่าอัตราขยายของการก่อรูปลำคลื่น $L_{\text{BF}}[n]$ สูงสุดก็ต่อเมื่อ เฟสของแต่ละโหนดของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานต้องเท่ากัน หรือ $a=1$ โดยจะได้ค่าอัตราขยาย สูงสุดเท่ากับ $L_{\text{BF}}[n] = 10 \log_{10}(M^2)$ dB นอกจากนี้ยังกำหนดให้ความน่าจะเป็นในการซิงโครไนซ์ เฟสของสัญญาณคือ

$$\beta_n[a, M] = \begin{cases} 1, & \text{with prob. } \Pr \{ \text{Align}[n, a, M] \} \\ 0, & \text{with prob. } 1 - \Pr \{ \text{Align}[n, a, M] \} \end{cases} \quad (3.48)$$

กำหนดให้ทุก ๆ โหนด M โหนด ส่งสัญญาณข้อมูลเดิมซ้ำ ๆ จำนวน $N \leq \tau_c$ ดังนั้นโอกาสที่เฟสจะ ซิงโครไนซ์กันตามจำนวนครั้งที่ส่งสัญญาณซ้ำ

$$\beta(M) \square \beta_1[a, M] + \beta_2[a, M] + \dots + \beta_{\tau_c}[a, M] \quad (3.49)$$

โดยจำนวนข้อมูลที่ถูส่งจาก M โหนด แล้วชิงโครโนซ์เฟสกันจนสามารถได้อัตราขยายอย่างน้อยเท่ากับ

$$L_{\text{BF}}[n] \geq \left\{ \sum_{k=1}^M A_k^2 + 2a \sum_{k \neq m} A_k A_m \right\} \square L_0(M) \quad (3.50)$$

ดังนั้นจะได้ค่าเฉลี่ยที่ข้อมูลที่ถูกส่งจาก M โหนด แล้วชิงโครโนซ์เฟสกันจากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน $[1, N]$ และมีอัตราขยายของการก่อรูปลำคลื่นอย่างน้อยเท่ากับ $L_0(M)$ คือ

$$E\{\beta(M)\} = \sum_{n=1}^{N \leq \tau_c} \Pr\{\text{Align}[n, a, M]\} \quad (3.51)$$

เมื่อมีความน่าจะเป็นเท่ากับ

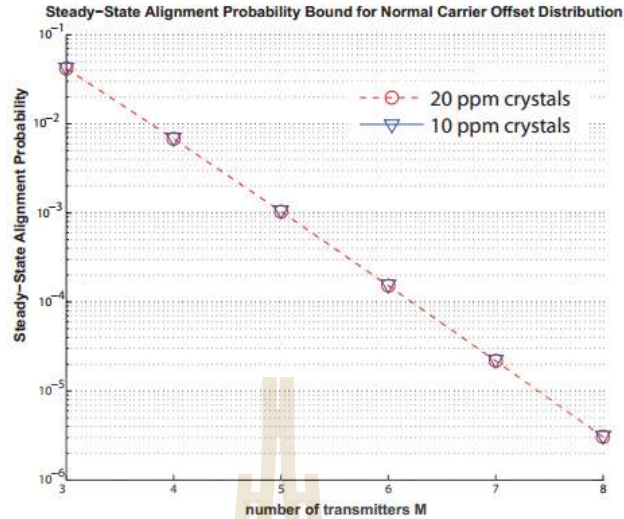
$$\Pr\{\text{Align}[n, a, M]\} \geq \int_{y=0}^{2\pi} \int_{x=y}^{\min\{y+\phi_0, 2\pi\}} p_{y,x}(y, x) dx dy \quad (3.52)$$

โดยมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นเท่ากับ $p_{y,x}\left(y = \min_{i \in \{1, 2, \dots, M\}} \{\check{\phi}_i\}, y = \max_{i \in \{1, 2, \dots, M\}} \{\check{\phi}_i\}\right)$ เมื่อ

$$\check{\phi}_i(n) \square \check{\phi}_i(n) \bmod 2\pi = (2\pi n T_s \Delta f_i + \phi_i) \bmod 2\pi \quad (3.53)$$

เมื่อ $\check{\phi}_i \in [0, 2\pi)$, $i \in \{1, 2, \dots, M\}$ และ \bmod คือการมอดุโลกับ 2π

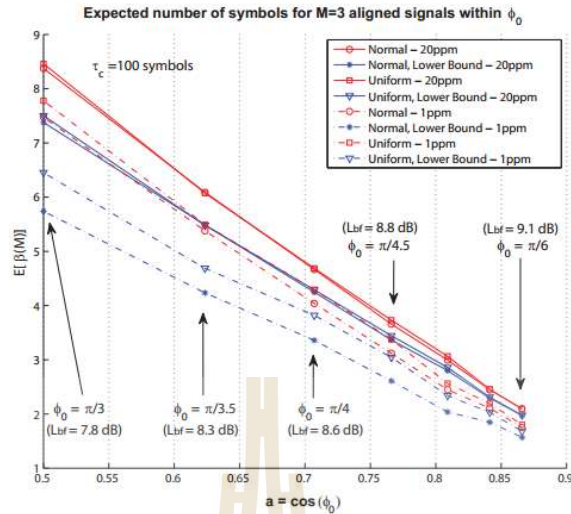
รูปที่ 3.16 แสดงความน่าจะเป็นที่ข้อมูลจาก M โหนดจะชิงโครโนซ์เฟสกันได้อย่างน้อยหนึ่งคู่สัญญาณ และค่าความต่างเฟสของสัญญาณที่จับคู่กันอย่างน้อยต้องเท่ากับ $a = \cos(\phi_0) = \sqrt{2}/2$ จากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน N ครั้ง จากรูปจะเห็นว่าเมื่อเพิ่มจำนวนโหนด จำนวนครั้งที่จะต้องส่งสัญญาณซ้ำจะเพิ่มขึ้นในขนาดของเอ็กซีโพเนนเชียล ยกตัวอย่างที่จำนวนโหนดเท่ากับ 4 โหนด จะต้องส่งสัญญาณอย่างน้อย 400 ครั้ง จึงจะมีโอกาสที่เฟสของสัญญาณทั้ง 4 โหนดถึงจะชิงโครโนซ์กันได้หนึ่งคู่ แต่ถ้าเพิ่มจำนวนโหนดเป็น 6 โหนด จะต้องส่งสัญญาณอย่างน้อย 9,500 ครั้ง ขณะที่ถ้ามี 8 โหนดจะต้องส่งสัญญาณซ้ำถึง 700,000 ครั้งซึ่งถือว่าเยอะมาก โดยยิ่งจะให้ชิงโครโนซ์กันให้ได้ค่าความต่างเฟส a ใกล้เท่ากับ 1 เท่าใดยิ่งต้องส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีกรการป้อนกลับเป็นวิธีการที่อาศัยเพียงความน่าจะเป็นที่เฟสจะเปลี่ยนไปตามเฟสที่เกิดขึ้นซึ่งเป็นวิธีการสุ่มที่ไม่แน่นอน ดังนั้นยิ่งจำนวนโหนดเพิ่มมากขึ้นความน่าจะเป็นที่ชิงโครโนซ์เฟสจะยิ่ง



รูปที่ 3.16 ความน่าจะเป็นที่สัญญาณจาก M โหนด จะสามารถซิงโครไนซ์กันได้อย่างน้อยหนึ่งคู่ สัญญาณ จากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน N ครั้ง [11]

ลดลง จึงจำเป็นต้องส่งสัญญาณซ้ำ ๆ มากขึ้นเพื่อเพิ่มความน่าจะเป็นที่เกิดเหตุการณ์ที่เฟสของแต่ละ โหนดซิงโครไนซ์กัน

รูปที่ 3.17 แสดงอัตราขยายที่ได้จากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน 100 ครั้งในกรณีที่มี 3 โหนด โดยกราฟในแนวแกนนอน คือค่าความต่างเฟส α ซึ่งเท่ากับ $\phi_0 = \tilde{\phi}_k[n] - \tilde{\phi}_m[n]$ ส่วนกราฟในแนวแกนตั้ง คือค่าเฉลี่ยของจำนวนข้อมูลที่ซิงโครไนซ์เฟสกันจากการส่งสัญญาณซ้ำที่ได้จากสมการ (3.51) และค่า L_{bf} คืออัตราขยายที่คำนวณได้จากสมการ (3.47) จากรูปเราจะเห็นว่ายิ่งเราต้องการ อัตราขยายที่มากขึ้นหรือค่าความต่างเฟสที่น้อยลง โอกาสที่สัญญาณจะซิงโครไนซ์กันยิ่งต่ำลง ยกตัวอย่างในกรณีที่ได้อัตราขยายเท่ากับ 9.1 dB ซึ่งมีค่าความต่างเฟสเท่ากับ $\phi_0 = \pi/6$ จะมีโอกาสที่สัญญาณจะซิงโครไนซ์กันเพียง 2 สัญญาณจากการส่งถึง 100 ครั้ง ในกรณีที่ได้อัตราขยายต่ำกว่า โอกาสที่สัญญาณจะซิงโครไนซ์กันจะสูงกว่า เช่นที่อัตราขยายเท่ากับ 7.8 dB ซึ่งมีค่าความต่างเฟส เท่ากับ $\phi_0 = \pi/3$ จะมีโอกาสที่สัญญาณจะซิงโครไนซ์กันประมาณ 6 สัญญาณ แต่ก็ยังถือว่าต่ำมาก ทั้งนี้ก็เพราะวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการป้อนกลับนั้นอาศัยเพียงความถี่ที่ต่างกันในการปรับเฟส ซึ่งเป็นการปรับเฟสแบบสุ่มที่ไม่แน่นอน และไม่สามารถกำหนดการปรับเฟสได้จึงต้องอาศัยการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมากเพื่อเพิ่มโอกาสความน่าจะเป็นที่เฟสของแต่ละสัญญาณจะมา ซิงโครไนซ์กันได้ โดยการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมากนั้นถือว่าเป็นจุดด้อยที่สำคัญเพราะเป็นการ



รูปที่ 3.17 อัตราขยายที่ได้จากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน 100 ครั้ง ในกรณีที่มีจำนวน โหนดเท่ากับ 3 โหนด [11]

สิ้นเปลืองพลังงานของโหนดมากจนเกินไปที่จะสามารถนำเอาไปใช้งานจริงได้ โดยเฉพาะกับในเครือข่ายไร้สายที่มีแบตเตอรี่จำกัด

3.6 กล่าวสรุป

จากการศึกษาถึงวิธีการซิงโครไนซ์เฟสของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายตามที่ได้แสดงมาในข้างต้นนั้นพบว่า วิธีการซิงโครไนซ์เฟสในปัจจุบันยังคงมีจุดด้อยอยู่คือ การซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิด โดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (1-bit) ต้องการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมาก ซึ่งเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานของโหนดที่มีจำกัดอยู่แล้ว อีกทั้งยังต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐานซึ่งถ้าในช่องสัญญาณมีการลดทอนสูงอาจส่งผลให้สัญญาณอ้างอิงที่ส่งมาผิดเพี้ยนไป ซึ่งอาจส่งผลให้โหนดปรับเฟสผิดตามไปได้ ขณะที่การซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โหนดกับสเลฟโหนด (master-slave) และการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip) ต่างก็ต้องการสัญญาณอ้างอิงระหว่างโหนดกันเองและยังคงต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีผลการป้อนกลับ (zero-feedback) ก็ยังต้องการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมากตามจำนวนโหนดที่เพิ่มขึ้น โดยตารางที่ 3.1 ได้แสดงการเปรียบเทียบความต้องการของการทำซิงโครไนซ์เฟสแบบต่าง ๆ

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบความต้องการของเทคนิคการทำซิงโครไนซ์เฟสแบบต่างๆ

โปรโตคอล	ความต้องการของระบบ		
	สัญญาณป้อนกลับ จากสถานีฐาน	การส่งสัญญาณซ้ำ จำนวนมาก	สัญญาณอ้างอิง ระหว่างโหนด
1-bit	✓	✓	
master-slave	✓		✓
round-trip	✓		✓
zero-feedback		✓	

ดังนั้นจากจุดด้อยของวิธีการซิงโครไนซ์เฟสตามที่ได้ศึกษามาข้างต้น ผู้วิจัยจึงสนใจที่จะพัฒนาการซิงโครไนซ์เฟสที่ไม่มีการส่งสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน และการส่งสัญญาณอ้างอิงระหว่างโหนดด้วยตนเอง และลดการส่งสัญญาณซ้ำ ซึ่งการก่อรูปลำดับแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอมีแนวคิดที่ให้โหนดทุกโหนดส่งสัญญาณรวมกันมาที่สถานีฐานเลย โดยไม่ต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐานและการส่งสัญญาณอ้างอิงระหว่างโหนดด้วยตนเองในการทำซิงโครไนซ์เฟส แต่จะนำเอาทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันมาประยุกต์ใช้ในการแยกสัญญาณของแต่ละโหนดออกมา แล้วจากนั้นจึงค่อยนำสัญญาณที่แยกมาได้นำมาซิงโครไนซ์เฟสภายหลัง ซึ่งจะอธิบายในบทถัดไป

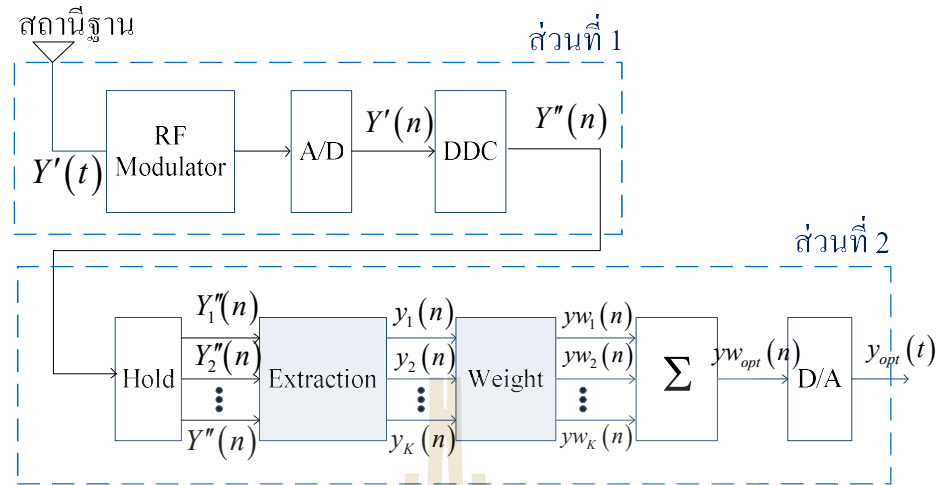
บทที่ 4

การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ

4.1 กล่าวนำ

จากที่ได้อธิบายถึงการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายในบทที่ 2 แสดงให้เห็นว่าการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายมีความสามารถในการเพิ่มระยะทางการสื่อสาร และเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดได้จากการหันพู่หลักชี้ไปยังสถานีฐานได้เช่นเดียวกับการก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเอง แต่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายมีข้อได้เปรียบที่ต้องการสายอากาศเพียงต้นเดียวต่อโนดในการก่อรูปลำคลื่น ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นด้วยตัวเองต้องการสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนสายอากาศมากกว่าหนึ่งต้นในการก่อรูปลำคลื่น ดังนั้นการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจึงเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับโนดที่มีขนาดเล็กที่สามารถเคลื่อนที่ได้ และมีพลังงานจำกัด แต่การที่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายจะสามารถก่อลำคลื่นที่มีพู่หลักหันไปทิศของสถานีฐานได้จำเป็นต้องทำการซิงโครไนซ์เฟส ตามที่ได้อธิบายในบทที่ 3 ได้แสดงให้เห็นว่าการซิงโครไนซ์เฟสในปัจจุบันยังคงมีจุดด้อยอยู่นั้นคือ ระบบต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน ซึ่งถ้าในช่องสัญญาณมีการลดทอนสูงอาจส่งผลให้สัญญาณอ้างอิงที่ส่งมาผิดเพี้ยนไป ซึ่งอาจส่งผลให้โนดปรับเฟสผิดตามไปได้ ต้องการส่งสัญญาณจำนวนมาก ซึ่งเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานของโนด หรือต้องการส่งสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนดด้วยตัวเองในเครือข่ายเพื่อทำการซิงโครไนซ์เฟส ดังนั้นเราจึงได้มีแนวคิดที่จะพัฒนาการซิงโครไนซ์เฟสที่ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน และสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนดด้วยตัวเอง และลดการส่งสัญญาณซ้ำ ซึ่งได้อธิบายถึงในบทนี้

โดยในบทนี้จะประกอบด้วยหัวข้อ 4.1 ที่จะกล่าวถึงแรงจูงใจในการพัฒนาการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ หัวข้อ 4.2 อธิบายถึงกระบวนการทำงานของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ หัวข้อ 4.3 แสดงถึงประสิทธิภาพของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ ซึ่งจะเปรียบเทียบกับการก่อรูปแบบกระจายที่มีอัตราขยายสูงสุดระบบที่ไม่มีการซิงโครไนซ์เฟส และการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ ตามที่ยกตัวอย่างในบทที่ 3



รูปที่ 4.1 ระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอ

4.2 แบบจำลองการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ

การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอไม่อาศัยทั้งสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน และสัญญาณอ้างอิงระหว่างโหนดด้วยตนเอง ซึ่งจะให้แต่ละโหนดส่งสัญญาณรวมกันมาที่สถานีฐาน แล้วจึงค่อยให้สถานีฐานนำเอาสัญญาณที่รับได้มาแยกสัญญาณของแต่ละโหนดออกมา ซึ่งถือว่าเป็นปัญหาที่ท้าทายอย่างมาก เนื่องจากสถานีฐานจะรับเพียงแต่สัญญาณของแต่ละโหนดที่รวมกันมาเป็นสัญญาณเดียวกัน โดยไม่มีสัญญาณอ้างอิงใด ๆ ดังนั้นเราจึงนำเอาแนวคิดการแก้สมการที่ติดตัวแปรด้วยทฤษฎีเมตริกซ์ผกผัน (inverse matrix) [38] มาประยุกต์ใช้ในการแยกสัญญาณของแต่ละโหนดออกมา

รูปที่ 4.1 แสดงแบบจำลองของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ ซึ่งจะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วน ดังนั้นเราจึงแบ่งการอธิบายกระบวนการของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับเป็นหัวข้อย่อย ได้ดังนี้ โดยใน ส่วนที่ 1 เป็นภาคแปลงสัญญาณที่ยานความถี่วิทยุเป็นสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งจะถูกอธิบายในหัวข้อที่ 4.2.1 ขณะที่ ส่วนที่ 2 เป็นภาคการแยกสัญญาณ ซึ่งจะถูกรอธิบายในหัวข้อที่ 4.2.2 และภาคการซิงโครไนซ์เฟสจะถูกรอธิบายในหัวข้อที่ 4.2.3

โดย ส่วนที่ 1 จะเป็นส่วนที่ใช้แปลงสัญญาณที่ยานความถี่วิทยุเป็นสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรการมอดูเลตความถี่วิทยุ (RF modulator) ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog-to-Digital Converter: ADC) และตัวแปลงพ้นลงดิจิทัล (Digital Down Converter: DDC) ส่วนที่ 2 เป็นส่วนสำคัญของระบบการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ โดยส่วนนี้เป็นส่วนที่

นำเสนอเพื่อใช้ในการแยกสัญญาณของแต่ละโน้ต และการซิงโครไนซ์เฟส ซึ่งประกอบด้วยส่วนหน่วงสัญญาณ (hold) เพื่อที่จะให้โน้ตส่งสัญญาณซ้ำเท่ากับจำนวนโน้ต และนำสัญญาณที่ส่งซ้ำแต่ละครั้งมาจัดอยู่ในรูปเมตริกซ์จัตุรัส เพื่อที่จะสามารถนำเอาทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันมาแยกสัญญาณ ส่วนต่อไปคือส่วนแยกสัญญาณ (extraction) ที่ใช้ทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันมาประยุกต์ใช้แยกสัญญาณของแต่ละโน้ตออกมา หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกแยกออกมาจะเข้าสู่การซิงโครไนซ์เฟส หรือถ่วงน้ำหนัก เพื่อให้เฟสของของแต่ละสัญญาณเท่ากัน ต่อจากนั้นสัญญาณที่ถูกซิงโครไนซ์เฟสให้มีเฟสตรงกันจะถูกนำไปรวมสัญญาณก่อนเข้าสู่ส่วนตัวแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (Digital-to-Analog Converter: DAC) เนื่องจากเฟสของแต่ละสัญญาณเท่ากัน ดังนั้นจึงส่งผลให้สถานีฐานสามารถได้สัญญาณรวมที่มีผลรวมของสัญญาณสูงสุด

4.2.1 ภาคแปลงสัญญาณที่ยานความถี่วิทยุเป็นสัญญาณเบสแบนด์

ในวิธีการการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ เรากำหนดให้สัญญาณที่ส่งรวมกันมาจาก K โน้ต ดังนั้นสัญญาณที่สถานีฐานรับได้คือ

$$\begin{aligned} Y'(t) &= y_1(t) + y_2(t) + \dots + y_K(t) + \sigma(t) \\ &= x(t) \sum_{k=1}^K [\cos(\omega_c t - \phi_k) + j \sin(\omega_c t - \phi_k)] + \sigma(t) \\ &= x(t) \sum_{k=1}^K e^{j(\omega_c t - \phi_k)} + \sigma(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

เมื่อ $y_k(t)$ คือสัญญาณที่ถูกส่งมาจากโน้ต k เมื่อ $k = [1, 2, \dots, K]$ K คือจำนวนโน้ตทั้งหมด ω_c คือความถี่ที่ใช้งาน และ $x(t)$ คือข้อมูลที่ต้องการส่ง ϕ_k คือเฟสของสัญญาณที่ถูกส่งมาจากโน้ต k และ $\sigma(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาว จากสมการ (4.1) จะเห็นว่าสัญญาณของแต่ละโน้ตจะรวมกันมาเป็นสัญญาณเดียวกัน ซึ่งเราต้องการแยกสัญญาณของแต่ละโน้ตออกมา

โดยสัญญาณที่ถูกส่งรวมกันมาที่สถานีฐาน $Y'(t)$ จะถูกส่งผ่านวงจรการมอดูเลตความถี่วิทยุของสถานีฐานเพื่อปรับความถี่ของสัญญาณที่รับมาได้ให้ต่ำลงให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ โดยสัญญาณที่ถูกมอดูเลตสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$Y'(t) = x(t) \left[\sum_{k=1}^K \cos(\omega_c t - \phi_k) \right] \cos(\omega_{Lo} t) + \sigma'(t)$$

$$\begin{aligned}
&= x(t) \sum_{k=1}^K \left[\frac{\cos(\omega_c t - \phi_k - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_c t - \phi_k + \omega_{LO} t)}{2} \right] \\
&= \frac{x(t)}{2} \sum_{k=1}^K [\cos(\omega_{IF} t - \phi_k) + \cos(\omega_{IM} t - \phi_k)] + \sigma'(t) \quad (4.2)
\end{aligned}$$

เมื่อ ω_{LO} คือความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local Oscillator: LO) ω_{IF} และ ω_{IM} คือความถี่ที่ใช้งานของสัญญาณเมื่อถูกมอดูเลตกับ ω_{LO} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\omega_{IF} = \omega_c - \omega_{LO}$ และ $\omega_{IM} = \omega_c + \omega_{LO}$ ตามลำดับ และ $\sigma'(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวที่ถูกผลกระทบจากการมอดูเลต ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\sigma'(t) = \sigma(t) \cos(\omega_{LO} t)$ เมื่อสัญญาณในสมการที่ (4.2) ถูกส่งผ่านวงจรรองผ่านแถบ (band-pass filter) ในวงจรรวมอดูเลตความถี่วิทยุ ที่มีอัตราขยายเป็นสองเท่าของสัญญาณขาเข้า ดังนั้นความถี่ในช่วงแถบสูงหรือ ω_{IM} จะถูกกรองออกไป ได้สมการดังนี้

$$y'_L(t) = x(t) \sum_{k=1}^K \cos(\omega_{IF} t - \phi_k) + \sigma'(t) \quad (4.3)$$

เมื่อสัญญาณผ่านวงจรรวมอดูเลตความถี่วิทยุแล้วจะถูกนำไปแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล ได้ดังนี้

$$Y'[n] = x[n] \sum_{k=1}^K \cos[\omega_{IF} n - \phi_k] + \sigma'[n] \quad (4.4)$$

เมื่อ n คืออัตราการซีกตัวอย่าง (sampling rate) ของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล หลังจากที สัญญาณถูกแปลงอยู่ในรูปสัญญาณดิจิทัลแล้วจะถูกส่งต่อไปที่ตัวแปลงผันลงดิจิทัล โดยในวงจรร สัญญาณขาเข้าที่เป็นสัญญาณดิจิทัลจะถูกคูณด้วยสัญญาณคลื่นไซน์ และโคไซน์ที่มาจากวงจรรดิจิทัล ออสซิลเลเตอร์ (digital local oscillator) ที่อยู่ภายในตัวแปลงผันลงดิจิทัล ดังนั้นจะได้สัญญาณขา ออกเป็นสัญญาณดิจิทัล $i[n]$ และ $q[n]$ ดังนี้

$$\begin{aligned}
i[n] &= Y'[n] \cos[\omega_{DLO} n] + \sigma''[n] \\
&= x[n] \sum_{k=1}^K \cos[\omega_{IF} n - \phi_k] \cos[\omega_{DLO} n] + \sigma''[n] \quad (4.5)
\end{aligned}$$

และ

$$q[n] = Y'[n] \sin[\omega_{DLO} n] + \sigma'''[n]$$

$$= x[n] \sum_{k=1}^K \cos[\omega_{IF}n - \phi_k] \sin[\omega_{DLO}n] + \sigma''[n] \quad (4.6)$$

เมื่อ ω_{DLO} คือความถี่ของวงจรถิจริตลอสซิลเลเตอร์ $\sigma''[n]$ และ $\sigma'''[n]$ คือสัญญาณรบกวนขาวของสัญญาณ $i[n]$ และ $q[n]$ ที่ถูกผลกระทบจากวงจรถิจริตลอสซิลเลเตอร์ความถี่วิทยุ และตัวแปลงผันลงดิจริตัล ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\sigma''(t) = \sigma'(t) \cos(\omega_{DLO}t)$ และ $\sigma'''(t) = \sigma'(t) \sin(\omega_{DLO}t)$ ตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ความถี่ของวงจรถิจริตลอสซิลเลเตอร์ ω_{DLO} มีค่าเท่ากับความถี่ที่ได้จากวงจรถิจริตลอสซิลเลเตอร์ความถี่วิทยุ ω_{IF} ดังนั้นจะได้สัญญาณดิจริตัล $i[n]$ และ $q[n]$ ดังนี้

$$\begin{aligned} i[n] &= x[n] \sum_{k=1}^K \left(\frac{\cos[\omega_{IF}n - \phi_k + \omega_{IF}n] + \cos[\omega_{IF}n - \phi_k - \omega_{IF}n]}{2} \right) + \sigma''(n) \\ &= \frac{x[n]}{2} \sum_{k=1}^K (\cos[2\omega_{IF}n - \phi_k] + \cos[\phi_k]) + \sigma''(n) \end{aligned} \quad (4.7)$$

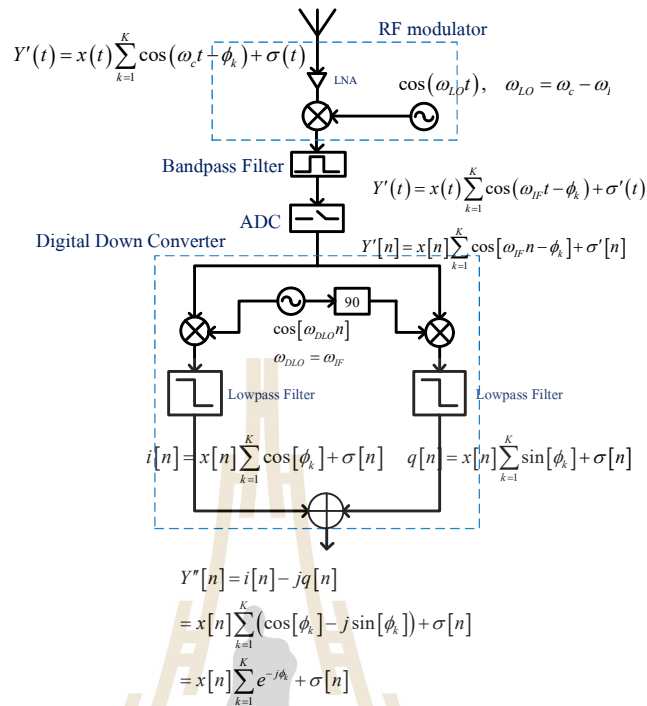
และ

$$\begin{aligned} q[n] &= x[n] \sum_{k=1}^K \left(\frac{\sin[\omega_{IF}n - \phi_k + \omega_{IF}n] - \sin[\omega_{IF}n - \phi_k - \omega_{IF}n]}{2} \right) + \sigma'''(n) \\ &= \frac{x[n]}{2} \sum_{k=1}^K (\sin[2\omega_{IF}n - \phi_k] + \sin[\phi_k]) + \sigma'''(n) \end{aligned} \quad (4.8)$$

เมื่อสัญญาณผ่านวงจรถิจรองแบบผ่านต่ำ (Low Pass Filter: LPF) ที่มีอัตราขยายเป็นสองเท่าของสัญญาณขาเข้า ดังนั้นย่านความถี่สูง $\cos[2\omega_{IF}n - \phi_k]$ และ $\sin[2\omega_{IF}n - \phi_k]$ จะถูกกรองออกไป ดังนั้นจะได้สัญญาณ $i[n]$ และ $q[n]$ เท่ากับ

$$i[n] = x[n] \sum_{k=1}^K \cos[\phi_k] + \sigma(n) \quad (4.9)$$

$$q[n] = x[n] \sum_{k=1}^K \sin[\phi_k] + \sigma(n) \quad (4.10)$$



รูปที่ 4.2 แผนภาพบล็อกและสมการของภาคแปลงสัญญาณที่ย่านความถี่วิทยุเป็นสัญญาณเบสแบนด์

สุดท้ายสถานีฐานจะได้สัญญาณเบสแบนด์ของสัญญาณที่ถูกส่งรวมกันมา ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 Y''[n] &= \sum_{k=1}^K (i[n] - jq[n]) + \sigma(n) \\
 &= x[n] \sum_{k=1}^K (\cos[\phi_k] - j \sin[\phi_k]) + \sigma(n) \\
 &= x[n] \sum_{k=1}^K e^{-j\phi_k} + \sigma(n)
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

จากสมการ (4.11) จะเห็นว่าสัญญาณเบสแบนด์ที่ได้จากส่วนที่ 1 ยังคงรวมกันอยู่เป็นสัญญาณเดียว ซึ่งขนาดของสัญญาณรวม $Y''[n]$ จะขึ้นอยู่กับค่าเฟสของแต่ละโนด ϕ_k ดังนั้นจึงต้องแยกสัญญาณของแต่ละโนดออกมาแล้วปรับค่าเฟสของแต่ละโนดให้เท่ากัน เพื่อให้ได้ผลรวมสัญญาณสูงสุด

รูปที่ 4.2 แสดงแผนภาพบล็อกสรุปการทำงาน และสมการของภาคแปลงสัญญาณที่ย่านความถี่วิทยุเป็นสัญญาณเบสแบนด์ในส่วนที่ 1 โดยสัญญาณที่ได้จากส่วนนี้จะถูกนำไปแยกสัญญาณของแต่ละโนดออกมาตามที่อธิบายในหัวข้อถัดไป

4.2.2 ภาคการแยกสัญญาณ

ในภาคการแยกสัญญาณ (extraction) ของแต่ละโนตที่ถูกส่งรวมกันตามที่แสดงในสมการ (4.11) เรานำเสนอทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันมาประยุกต์ใช้ในการแยกสัญญาณ โดยระบบจะมีการกำหนดให้แต่ละโนตส่งสัญญาณซ้ำเท่ากับจำนวนโนต แล้วให้ส่วนรอสัญญาณที่แสดงในรูปที่ 4.1 คอยหน่วงสัญญาณ และจัดรูปของสัญญาณทั้งหมดในรูปของเมตริกซ์ โดยการส่งซ้ำแต่ละครั้งจะมีรูปแบบการปรับเฟสตามลำดับของโนต ซึ่งแตกต่างกับวิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น โดยวิธีที่นำเสนอจะมีการส่งสัญญาณซ้ำที่น้อยกว่า ซึ่งรูปแบบการปรับเฟสก่อนส่งสัญญาณซ้ำจะเป็นรูปแบบมาตรฐานที่ระบบตกลงกันไว้ก่อนแล้ว โดยสัญญาณที่ผ่านส่วนหน่วงสัญญาณ (hold) หลังจากส่งสัญญาณซ้ำเท่ากับจำนวนโนตแล้วจะสามารถจัดรูปสมการได้ดังนี้

$$Y''_{L,[K \times 1]} = A_{[K \times K]} y_{k,[K \times 1]} + \sigma(t)_{[K \times 1]} \quad (4.12)$$

เมื่อ K คือจำนวนโนต $Y''_{L,[K \times 1]}$ คือเมตริกซ์สัญญาณรวมของทุกโนตที่ได้จากการส่งสัญญาณซ้ำจำนวน L ครั้ง เมื่อ $L=K$ ซึ่งถือว่าน้อยมากเมื่อเทียบกับวิธีที่ต้องการส่งสัญญาณซ้ำตามที่แสดงในรูปที่ 3.2 และ 3.16 และ A คือเมตริกซ์ที่กำหนดการปรับเฟสของโนตในการส่งสัญญาณซ้ำแต่ละครั้ง ตามที่กำหนดไว้เป็นมาตรฐาน $y_{k,[K \times 1]}$ คือสัญญาณจากโนต k และ $\sigma(t)_{[K \times 1]}$ คือสัญญาณรบกวนขาว

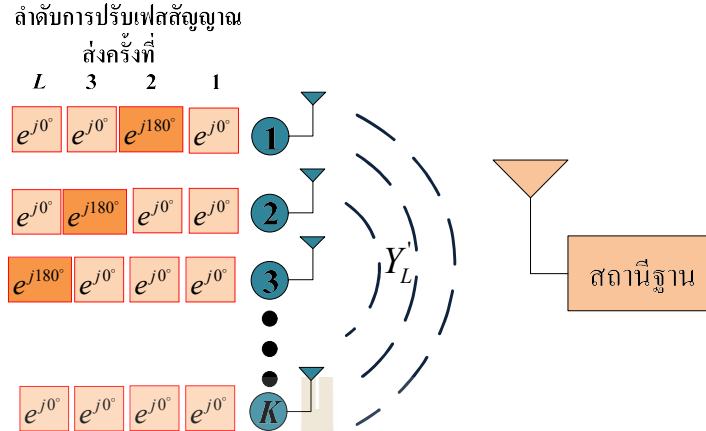
จากสมการ (4.12) เราสามารถนำเอาทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันมาแยกสัญญาณได้ โดยให้สถานีนำเอาเมตริกซ์ผกผัน A^{-1} ซึ่งตกลงไว้ก่อนแล้ว มาคูณเข้าทั้งสองข้างของสมการได้ดังนี้

$$A^{-1}_{[K \times K]} Y''_{L,[K \times 1]} = A^{-1}_{[K \times K]} A_{[K \times K]} y_{k,[K \times 1]} + A^{-1}_{[K \times K]} \sigma(t)_{[K \times 1]} \quad (4.13)$$

เมื่อ $A^{-1}_{[K \times K]} A_{[K \times K]} = I$ ดังนั้นเราจะสามารถแยกสัญญาณของแต่ละโนตออกมาได้ดังนี้

$$y_{k,[K \times 1]} = A^{-1}_{[K \times K]} Y''_{L,[K \times 1]} - A^{-1}_{[K \times K]} \sigma(t)_{[K \times 1]} \quad (4.14)$$

จะเห็นว่าขั้นตอนสำคัญที่เป็นหัวใจของการแยกสัญญาณ คือการกำหนดมาตรฐานการปรับเฟสของแต่ละโนตในการส่งสัญญาณซ้ำแต่ละครั้งเพื่อสร้างเมตริกซ์ A ซึ่งเมตริกซ์ A ต้องสามารถหาเมตริกซ์ผกผันได้ และต้องมีความซับซ้อนน้อยที่สุด เพื่อลดความซับซ้อนในการประมวลผล โดยขั้นตอนมาตรฐานในการสร้างเมตริกซ์ A มีดังนี้



รูปที่ 4.3 ขั้นตอนมาตรฐานการปรับเฟสในการส่งสัญญาณซ้ำแต่ละครั้ง

- 1) การส่งสัญญาณครั้งแรกแต่ละโหนดไม่ต้องปรับเฟส
- 2) การส่งสัญญาณซ้ำครั้งที่สองโหนดตัวที่หนึ่งปรับเฟสเพิ่มไปอีก 180°
- 3) การส่งสัญญาณซ้ำครั้งที่ถัดไปให้โหนดตัวลำดับต่อไปปรับเฟสไปอีก 180°

จากขั้นตอนดังกล่าวจะได้รูปแบบการปรับเฟสหรือเพื่อสร้างเมตริกซ์มาตรฐาน A ในกรณีที่จำนวนโหนดเท่ากับ K โหนดได้ดังนี้

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ e^{j180^\circ} & 1 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & e^{j180^\circ} & \dots & 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & e^{j180^\circ} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

โดยรูปแบบของเมตริกซ์ A ดังที่แสดงในสมการที่ (4.15) จะเป็นรูปแบบมาตรฐานที่โหนดจะต้องปรับเฟสตามรูปแบบนี้เสมอ ซึ่งเป็นรูปแบบที่มีความซับซ้อนน้อยที่สุด รูปที่ 4.3 แสดงแผนภาพขั้นตอนการปรับเฟสของการส่งสัญญาณซ้ำแต่ละครั้งจากจำนวน K ครั้ง โดยจากรูปส่วนรอสัญญาณจะสามารถหนดเวลาเพื่อจัดเรียงสัญญาณที่ถูกส่งซ้ำให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
Y_1''(n) &= y_1(n)e^{j(0^\circ)} + y_2(n)e^{j(0^\circ)} + \dots + y_{K-1}(n)e^{j(0^\circ)} + y_K(n)e^{j(0^\circ)} + \sigma_1(n) \\
Y_2''(n) &= y_1(n)e^{j(180^\circ)} + y_2(n)e^{j(0^\circ)} + \dots + y_{K-1}(n)e^{j(0^\circ)} + y_K(n)e^{j(0^\circ)} + \sigma_2(n) \\
Y_3''(n) &= y_1(n)e^{j(0^\circ)} + y_2(n)e^{j(180^\circ)} + \dots + y_{K-1}(n)e^{j(0^\circ)} + y_K(n)e^{j(0^\circ)} + \sigma_3(n) \\
Y_4''(n) &= y_1(n)e^{j(0^\circ)} + y_2(n)e^{j(0^\circ)} + \dots + y_{K-1}(n)e^{j(180^\circ)} + y_K(n)e^{j(0^\circ)} + \sigma_K(n)
\end{aligned} \tag{4.16}$$

โดยจากสมการ (4.16) สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} Y_1''(n) \\ Y_2''(n) \\ Y_3''(n) \\ \vdots \\ Y_4''(n) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ e^{j180^\circ} & 1 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & e^{j180^\circ} & \dots & 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & e^{j180^\circ} & 1 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2(n) \\ y_3(n) \\ \vdots \\ y_K(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_1(n) \\ \sigma_2(n) \\ \sigma_3(n) \\ \vdots \\ \sigma_K(n) \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

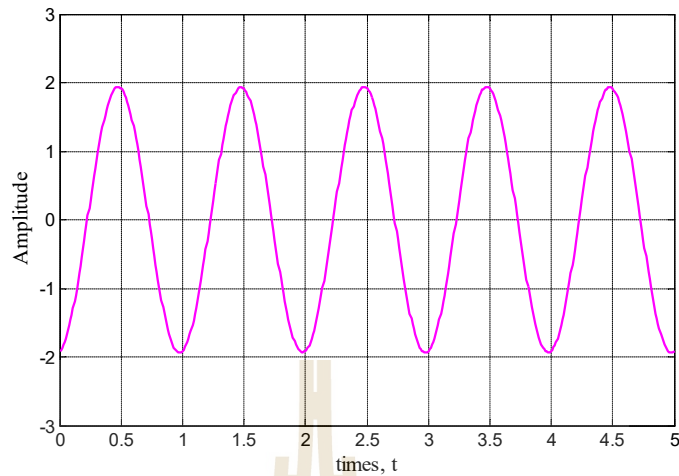
จากสมการ (4.17) จะเห็นว่าจากการส่งสัญญาณซ้ำ และการปรับเฟสของโน้ตตามรูปแบบมาตรฐานที่นำเสนอ สถานีฐานจะสามารถแยกสัญญาณของแต่ละโน้ตออกมาได้ โดยเพียงใช้เมตริกซ์ผกผัน A^{-1} ที่ระบบตกลงกันไว้ก่อนแล้วเป็นมาตรฐานมาคูณเข้าไปในสมการ

สมการ (4.18) แสดงตัวอย่างการแยกสัญญาณด้วยการประยุกต์ใช้เมตริกซ์ผกผันที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้จำนวนโน้ตเท่ากับ 4 โน้ต ขนาดของสัญญาณของแต่ละโน้ต (amplitude) เท่ากับ 1 และเฟสของแต่ละโน้ตถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณรวมของทั้ง 4 โน้ต ก่อนที่จะถูกทำการซิงโครไนซ์เฟส $y_1(n) + y_2(n) + y_3(n) + y_4(n)$ ซึ่งจะเห็นว่าผลรวมของสัญญาณเท่ากับ 2 ซึ่งต่ำกว่าผลรวมขนาดของสัญญาณสูงสุดที่เท่ากับ 4 เนื่องจากเฟสของแต่ละโน้ตไม่เท่ากันจึงส่งผลให้เวลารวมสัญญาณจะเกิดการหักล้างกันเอง ดังนั้นจึงต้องการแยกสัญญาณแต่ละโน้ตออกมา แล้วจึงนำไปปรับเฟสของสัญญาณให้เท่ากัน

$$\begin{bmatrix} Y_1''(n) \\ Y_2''(n) \\ Y_3''(n) \\ Y_4''(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(n) + y_2(n) + y_3(n) + y_4(n) \\ y_1(n)e^{j180^\circ} + y_2(n) + y_3(n) + y_4(n) \\ y_1(n) + y_2(n)e^{j180^\circ} + y_3(n) + y_4(n) \\ y_1(n) + y_2(n) + y_3(n)e^{j180^\circ} + y_4(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_1(n) \\ \sigma_2(n) \\ \sigma_3(n) \\ \sigma_4(n) \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

จากสมการที่ (4.11) ดังนั้นสัญญาณเบสแบนด์ของแต่ละโน้ตที่ได้มาจากภาคแปลงสัญญาณในส่วนที่ 1 คือ $y_1(n) = x[n]e^{-j(\phi_1)}$ $y_2(n) = x[n]e^{-j(\phi_2)}$ $y_3(n) = x[n]e^{-j(\phi_3)}$ และ $y_4(n) = x[n]e^{-j(\phi_4)}$

ดังนั้นสมการ (4.18) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น



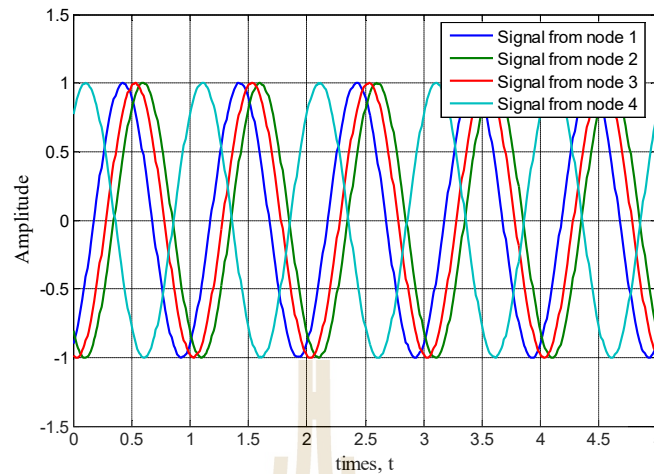
รูปที่ 4.4 ตัวอย่างสัญญาณรวมของโน้ตจำนวน 4 โน้ต ก่อนที่จะทำการแยกสัญญาณ

$$\begin{bmatrix} Y_1''(n) \\ Y_2''(n) \\ Y_3''(n) \\ Y_4''(n) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j180^\circ} & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j180^\circ} & 1 & 1 \\ 1 & 1 & e^{j180^\circ} & 1 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} x[n]e^{-j(\phi_1)} \\ x[n]e^{-j(\phi_2)} \\ x[n]e^{-j(\phi_3)} \\ x[n]e^{-j(\phi_4)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_1(n) \\ \sigma_2(n) \\ \sigma_3(n) \\ \sigma_4(n) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

จากนั้นจึงนำเมทริกซ์ผกผัน A^{-1} มาคูณเข้าทั้งสองข้างของสมการ ดังนั้นสุดท้ายจึงสามารถแยกสัญญาณของแต่ละโน้ตออกมาได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} x[n]e^{-j(\phi_1)} \\ x[n]e^{-j(\phi_2)} \\ x[n]e^{-j(\phi_3)} \\ x[n]e^{-j(\phi_4)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0 & -0.5 & 0 \\ 0.5 & 0 & 0 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}}_{A^{-1}} \begin{bmatrix} Y_1''(n) \\ Y_2''(n) \\ Y_3''(n) \\ Y_4''(n) \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0 & -0.5 & 0 \\ 0.5 & 0 & 0 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}}_{A^{-1}} \begin{bmatrix} \sigma_1(n) \\ \sigma_2(n) \\ \sigma_3(n) \\ \sigma_4(n) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่แยกออกมาได้จากสัญญาณรวมที่ได้แสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งจะเห็นว่าถึงแม้เราจะสามารถแยกสัญญาณของแต่ละโน้ตออกมาได้แล้ว แต่ก็ยังไม่สามารถนำสัญญาณไปรวมกันได้ทันที เนื่องจากเฟสของแต่ละสัญญาณไม่เท่ากัน ดังนั้นจึงต้องนำเอาสัญญาณที่แยกออกมาแล้ว มาทำการชิ่งโครโนสเฟสเพื่อปรับเฟสให้เท่ากัน ซึ่งกระบวนการชิ่งโครโนสเฟสที่นำเสนอจะอธิบายในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 4.5 สัญญาณของแต่ละ โหนดที่แยกออกมาได้ด้วยการใช้เมตริกซ์ผกผัน

4.2.3 ภาคการซิงโครไนซ์เฟส

ในภาคการซิงโครไนซ์เฟสจะปรับเฟส หรือถ่วงน้ำหนักสัญญาณเบสแบนด์ของแต่ละโนดให้มีเฟสเท่ากันทั้งหมดด้วยวิธีปรับเทียบเฟสที่นำเสนอเพื่อใช้ในการซิงโครไนซ์เฟส ซึ่งจะกำหนดให้สัญญาณใดสัญญาณหนึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อเปรียบเทียบเฟส ซึ่งแตกต่างกับสัญญาณอ้างอิงของวิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ ที่แสดงในบทที่ 3 ที่ใช้สัญญาณอ้างอิงเพื่อประมาณค่าความต่างเฟสของแต่ละโนด โดยในที่นี้จะกำหนดให้สัญญาณจากโนดที่ 1 เป็นสัญญาณอ้างอิง หลังจากนั้นจะนำเอาสัญญาณของโนดถัดไปมาปรับเฟสเพิ่มอีก โดยเพิ่มตั้งแต่ 0° ถึง 360° โดยในการปรับเฟสแต่ละครั้งจะนำเอาสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณของโนดที่ 1 มาบวกกับสัญญาณที่ถูกปรับเฟสเพื่อหาเฟสที่ให้สัญญาณรวมสูงสุด ตามที่แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} yw_k[n] &= y_1[n] + y_k[n] \times w + \sigma[n] \\ &= x[n]e^{-j\phi} + x[n]e^{-j\phi}e^{-jW} + \sigma[n] \end{aligned} \quad (4.21)$$

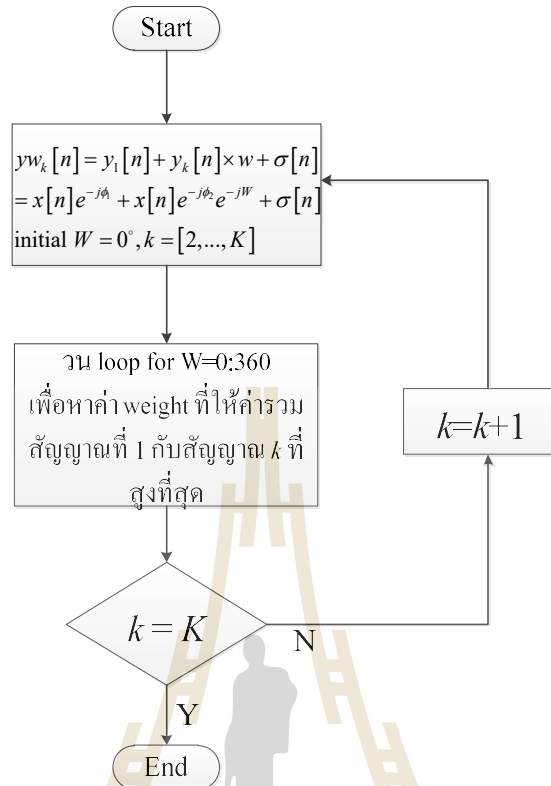
เมื่อ $yw_k[n]$ คือผลรวมสัญญาณจากสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณจากโนดที่ 1 กับสัญญาณจากโนด k เมื่อ $k = [2, 3, \dots, K]$ โดย K คือจำนวนโนดทั้งหมด และ $y_k[n]$ คือสัญญาณจากโนด k ที่ถูกนำมาปรับเฟสให้เท่ากับสัญญาณจากโนดที่ 1 หรือ $y_1[n]$ โดยจะถูกปรับด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก w โดย $w = e^{-jW}$ เมื่อ $W = [0^\circ, \dots, 360^\circ]$ ดังนั้นสัญญาณที่ถูกนำมาปรับเฟส $y_k[n]$ จะถูกปรับเพิ่มไปอีก

ตั้งแต่ 0° โดยในการปรับเฟสแต่ละครั้งจะนำเอาสัญญาณอ้างอิงโนตที่ 1 มาบวกกับสัญญาณที่ถูกปรับเฟส ทำเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนถึง 360° แล้วจึงเลือกค่าเฟสที่ได้จากการไล่ปรับเฟสที่ให้ผลรวมสัญญาณสูงสุดเป็นค่าที่นำไปใช้ หลังจากนั้นจึงนำเอาสัญญาณจากโนตถัดไป หรือ $k+1$ มาปรับเฟสให้เท่ากับสัญญาณ $y_k[n]$ ต่อไปตามกระบวนการดังกล่าว ดังนั้นทุกสัญญาณจะมีเฟสเท่ากับสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณจากโนตที่ 1 โดยรูปที่ 4.6 แสดงแผนผังสรุปขั้นตอนการปรับเฟสในภาคการซิงโครไนซ์เฟสของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอ

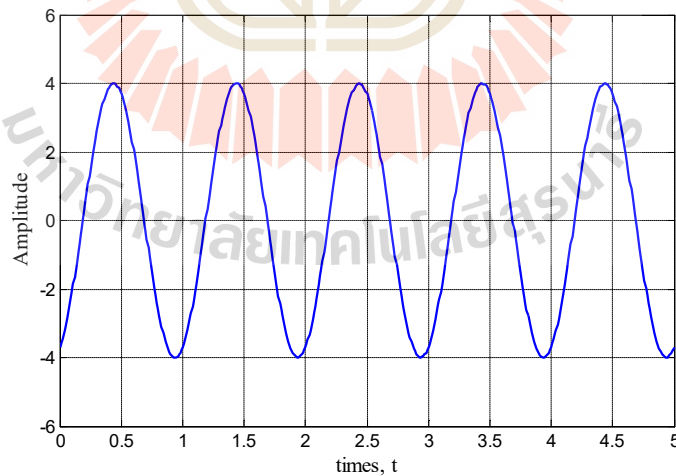
รูปที่ 4.7 แสดงผลรวมสัญญาณของสัญญาณที่ได้จากตัวอย่างในรูปที่ 4.5 ที่แสดงตัวอย่างการแยกสัญญาณที่ถูกส่งรวมกันมา 4 โนต ซึ่งกำหนดให้ขนาดของสัญญาณของแต่ละโนตเท่ากับ 1 และเฟสของแต่ละโนตถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ จากรูปที่ 4.7 จะเห็นว่าวิธีการซิงโครไนซ์เฟสที่นำเสนอสามารถนำเอาสัญญาณที่ถูกแยกออกมาจากภาคการแยกสัญญาณนำมารวมกันได้เท่ากับค่าผลรวมสัญญาณสูงสุด ซึ่งเท่ากับ 4 เนื่องจากวิธีการซิงโครไนซ์เฟสที่นำเสนอจะปรับเฟสของทุกสัญญาณให้เท่ากันโดยเอาโนตที่ 1 เป็นโนตอ้างอิง ดังนั้นสัญญาณรวมที่ได้จึงมีผลรวมสัญญาณสูงสุดที่มีเฟสเท่ากับสัญญาณของโนตที่ 1

4.3 ผลการจำลองแบบของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ

หัวข้อนี้แสดงผลการจำลองแบบที่แสดงถึงประสิทธิภาพของงานที่นำเสนอหรือการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ โดยหัวข้อ 4.3.1 แสดงผลเปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติที่มีอัตราขยายสูงสุด หัวข้อ 4.3.2 แสดงผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างงานที่นำเสนอกับระบบที่ไม่มีวิธีการซิงโครไนซ์เฟส และหัวข้อ 4.3.3 แสดงผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างงานที่นำเสนอกับเทคนิคการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ ที่ได้อธิบายไปก่อนหน้านี้ในบทที่ 3



รูปที่ 4.6 แผนผังแสดงขั้นตอนการซิงโครไนซ์เฟสของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่
ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอ



รูปที่ 4.7 สัญญาณรวมที่ได้หลังจากการซิงโครไนซ์เฟส

4.3.1 การเปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณระหว่างการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช่การป้อนกลับกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ

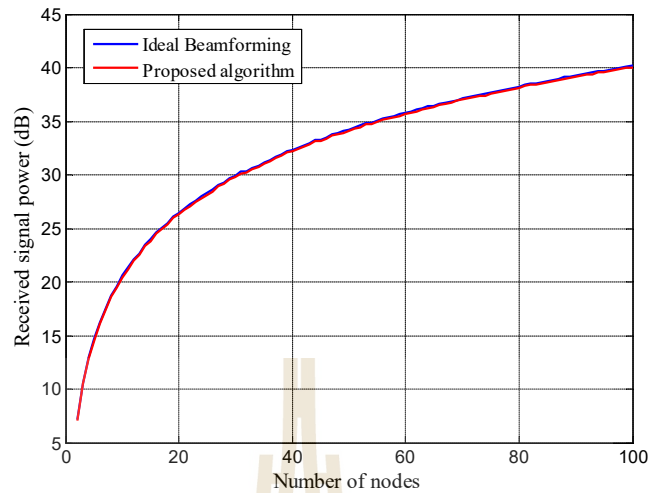
การก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติคือ กรณีที่ได้ผลรวมของสัญญาณสูงสุด โดยในกรณีที่กำลังสัญญาณของแต่ละโนดเท่ากับ 1 ดังนั้นผลรวมของสัญญาณสูงสุดคือ K ตามที่ได้อธิบายในสมการ (2.32) ดังนั้นค่าอัตราขยายสัญญาณของกรณีการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติที่มีอัตราขยายสูงสุดจึงสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_{R,ideal} = 10 \log_{10} (K^2) \quad (4.22)$$

เมื่อ K คือจำนวนโนด

ในการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติที่มีอัตราขยายสูงสุด เรากำหนดให้กำลังสัญญาณของแต่ละโนดเท่ากับ 1 โดยมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB ขณะที่เฟสของแต่ละโนดถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ และในการซิงโครไนซ์เฟสในขั้นตอนการปรับเฟสจาก 0° ถึง 360° เรากำหนดให้ปรับเฟสไปที่ละ 30° เพื่อลดจำนวนครั้งในการปรับเทียบเฟส

รูปที่ 4.8 แสดงผลเปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ จากรูปจะเห็นว่าถึงแม้เราจะกำหนดให้ในการซิงโครไนซ์เฟสมีการปรับเฟสไปที่ละ 30° การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช่การป้อนกลับสามารถให้อัตราขยายสัญญาณเทียบเท่ากับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติที่มีอัตราขยายสัญญาณสูงสุด ดังนั้นในขั้นตอนการปรับเฟสจาก 0° ถึง 360° เราไม่จำเป็นต้องให้มีการปรับเฟสละเอียดถึง 1° แต่สามารถเพิ่มได้ถึง 30° เพื่อลดจำนวนครั้งในการปรับเฟส ทั้งนี้เนื่องจากการปรับเฟสไปที่ละ 30° สามารถให้อัตราขยายสัญญาณได้ใกล้เคียงกับอัตราขยายสัญญาณสูงสุด ยกตัวอย่างเช่นในกรณีจำนวนโนดเท่ากับ 2 โนด และกำหนดให้มีการปรับเฟสไปที่ละ 30° ซึ่งในกรณีที่เลวร้ายที่สุดความต่างเฟสระหว่าง 2 โนด จะเท่ากับ 15° ซึ่งจากสมการ (2.32) สามารถคำนวณอัตราขยายสัญญาณในกรณีนี้ได้เท่ากับ $P_R = 1 + (2-1)(\cos 30^\circ) = 1.97$ หรือ 2.94 dB ขณะที่การก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติมีอัตราขยายสัญญาณสูงสุดเท่ากับ $P_R = 1 + (2-1)(\cos 0^\circ) = 2$ หรือ 3dB จะเห็นว่าถึงแม้กรณีที่เลวร้ายที่สุด การปรับเฟสไปที่ละ 30° ยังได้ค่าอัตราขยายสัญญาณใกล้เคียงกับอัตราขยายสัญญาณสูงสุด ซึ่งในความเป็นจริงแล้วส่วนใหญ่ความต่างเฟสระหว่าง 2 โนด หลังถูกปรับเทียบเฟสจะต่ำกว่า

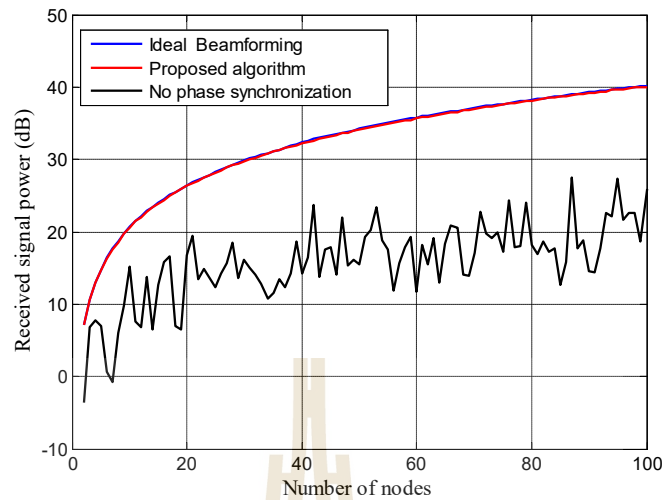


รูปที่ 4.8 อัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ

30° ซึ่งจะยิ่งส่งผลให้อัตราขยายสัญญาณที่ได้ยิ่งใกล้เคียงกับอัตราขยายสัญญาณสูงสุดตามที่ได้แสดงในรูปที่ 4.8

4.3.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างระบบที่ใช้การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับกับระบบที่ไม่มีการชิงโครโนซ์เฟส

ในการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างงานที่นำเสนอกับระบบที่ไม่มีการชิงโครโนซ์เฟส หรือระบบที่ปล่อยให้มีการหักล้างกันเองของสัญญาณ โดยไม่มีการปรับเฟส เรากำหนดให้กำลังสัญญาณของแต่ละโนดเท่ากับ 1 โดยมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB ขณะที่เฟสของแต่ละโนดถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ และในการชิงโครโนซ์เฟสในขั้นตอนการปรับเทียบเฟสจาก 0° ถึง 360° กำหนดให้ปรับเฟสไปทีละ 30° เช่นเดียวกับหัวข้อที่แล้ว รูปที่ 4.9 แสดงผลการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างงานที่นำเสนอกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ และกับระบบที่ไม่มีการชิงโครโนซ์เฟส จากรูปจะเห็นว่า การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับมีอัตราขยายสัญญาณเทียบเท่าอัตราขยายสัญญาณสูงสุด และสูงกว่าอัตราขยายสัญญาณของระบบที่ไม่มีการชิงโครโนซ์เฟสมาก เนื่องจากระบบที่ไม่มีการชิงโครโนซ์เฟสจะส่งผลให้เฟสของแต่ละโนดไม่เท่ากัน ดังนั้นเมื่อรวมสัญญาณจึงส่งผลให้สัญญาณของแต่ละโนดหักล้างกันเอง ขณะที่การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับสามารถให้อัตราขยาย

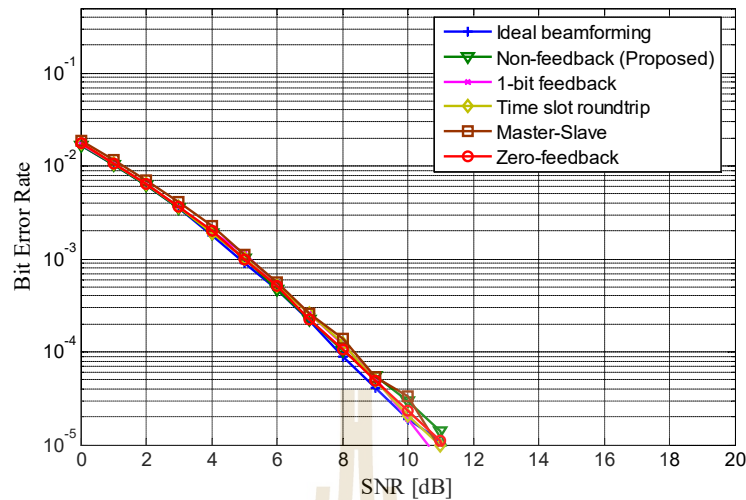


รูปที่ 4.9 อัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ และกับระบบที่ไม่มีการซิงโครไนซ์เฟส

สัญญาณเทียบเท่าอัตราขยายสัญญาณสูงสุด ทั้งนี้เพราะมีการปรับเฟสของแต่ละสัญญาณให้เท่ากัน ด้วยกระบวนการตามที่อธิบายไว้ข้างต้น

4.3.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับกับเทคนิคการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ

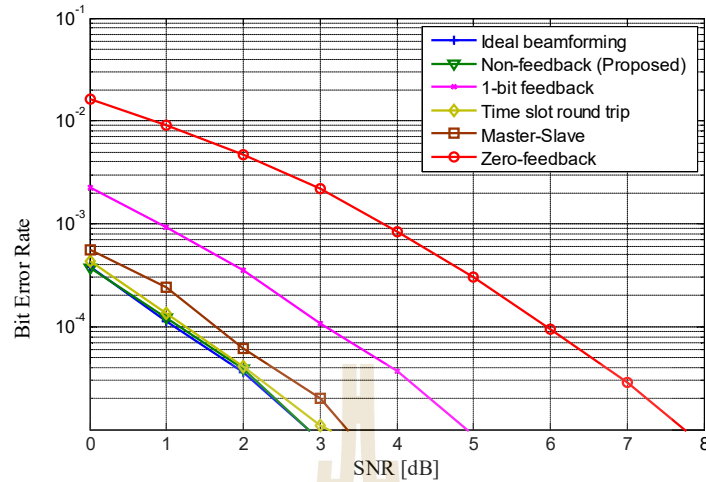
ในการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างงานที่นำเสนอกับเทคนิคการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ โดยกำหนดให้กำลังสัญญาณของแต่ละโนดเท่ากับ 1 ขณะที่เฟสของแต่ละโนดถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ และในการซิงโครไนซ์เฟสในขั้นตอนการปรับเฟสจาก 0° ถึง 360° โดยกำหนดให้ปรับเฟสไปที่ละ 30° รูปที่ 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดบิต (Bit-Error-Rate: BER) ระหว่างงานที่นำเสนอกับการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ ที่ได้อธิบายในบทที่ 3 จากรูปจะเห็นว่าในกรณีที่ไม่มีการกำหนดจำนวนครั้งการส่งสัญญาณซ้ำ ทุกโพรโตคอลจะสามารถมีอัตราความผิดพลาดบิตได้เทียบเท่ากับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ ทั้งนี้เนื่องจากการไม่กำหนดจำนวนครั้งการส่งสัญญาณซ้ำส่งผลให้การก่อรูปลำคลื่นที่อาศัยการส่งสัญญาณซ้ำ อย่างเช่นวิธีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (1-bit) จะสามารถปรับเฟสของแต่ละโนดได้ใกล้เคียงกันมากขึ้น ซึ่งส่งผลให้อัตราขยายสัญญาณเพิ่มขึ้นตามที่อธิบายในรูปที่ 3.3 รูปที่ 3.4 และ รูปที่ 3.5 เมื่ออัตราขยายสัญญาณเพิ่มขึ้นจึงส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลง เช่นเดียวกันกับวิธีการก่อรูปลำ



รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตระหว่างงานที่นำเสนอกับเทคนิคการชิงโครโนซ์เฟสอื่น ๆ
เมื่อไม่กำหนดจำนวนครั้งการส่งสัญญาณซ้ำ

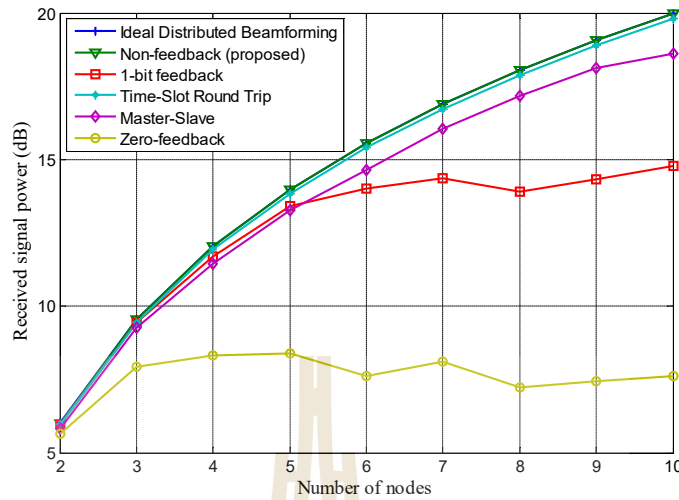
คลื่นแบบง่ายโดยไม่มีผลการป้อนกลับ (zero-feedback) ถ้ามีการส่งสัญญาณซ้ำมากพอ ก็จะสามารถทำให้เฟสของแต่ละสัญญาณมีโอกาสที่จะชิงโครโนซ์กันมากขึ้น ตามที่ได้แสดงในรูปที่ 3.16 ขณะที่การชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด (master-slave) และการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip) ไม่อาศัยการส่งสัญญาณซ้ำ ดังนั้นจึงได้อัตราความผิดพลาดบิตได้เทียบเท่ากับการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ

ในความเป็นจริงการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมาก โดยไม่กำหนดจำนวนครั้งเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานของโนด ดังนั้นระบบจึงอาจจะต้องมีการจำกัดจำนวนครั้งในการส่งสัญญาณซ้ำ โดยรูปที่ 4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างงานที่นำเสนอกับการชิงโครโนซ์เฟสแบบอื่น ๆ เมื่อกำหนดให้จำนวนโนดเท่ากับ 4 โหนด และการส่งสัญญาณซ้ำไม่เกิน 50 ครั้ง จากรูปจะเห็นว่าเมื่อมีการจำกัดจำนวนการส่งสัญญาณซ้ำจะส่งผลให้วิธีการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต และวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีผลการป้อนกลับมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงกว่าวิธีอื่น ขณะที่งานที่นำเสนอ และการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดย



รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตระหว่างงานที่นำเสนอกับเทคนิคการชิงโครโนซ์เฟสอื่น ๆ
เมื่อกำหนดให้การส่งสัญญาณซ้ำไม่เกิน 50 ครั้ง

อาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด และการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับยังคงมีอัตราความผิดพลาดบิตเทียบเท่ากับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ ทั้งนี้เนื่องวิธีการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต และวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการป้อนกลับ ต่างต้องการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมากในการทำชิงโครโนซ์เฟส พอเมื่อมีการจำกัดจำนวนครั้งการส่งสัญญาณจึงทำให้อัตราขยายลดลง ซึ่งส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น ซึ่งในกรณีของวิธีการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต จะสามารถอธิบายได้ตามรูปที่ 3.3 รูปที่ 3.4 และ รูปที่ 3.5 ที่แสดงให้เห็นว่าแต่ละโนดต้องส่งสัญญาณซ้ำอย่างน้อยเป็นจำนวน 10 เท่าของจำนวนโนด หรือ $n \geq 10K$ เพื่อให้ได้อัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นมากกว่า 90% ขณะที่ในกรณีของวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายจะสามารถอธิบายได้ตามรูปที่ 3.16 ที่แสดงให้เห็นว่าในกรณี 4 โหนดจะต้องส่งสัญญาณซ้ำถึง 400 ครั้ง เพื่อที่จะให้ได้ความต่างเฟสเท่ากับ $a = \cos(\phi_0) = \sqrt{2}/2$ และยิ่งจำนวนโนดมากขึ้นก็ต้องการส่งสัญญาณซ้ำมากขึ้น ดังนั้นการจำกัดการส่งสัญญาณซ้ำเพียง 50 ครั้ง จึงไม่เพียงพอที่จะให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกับการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติ นอกจากนี้จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าวิธีการชิงโครโนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงกว่าการก่อรูปแบบกระจายในอุดมคติเล็กน้อย เนื่องจากได้รับผลกระทบจากเฟสเลื่อนตามที่ได้อธิบายในสมการ (3.19)



รูปที่ 4.12 อัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับเทคนิคการซิงโครไนซ์เฟสอื่น ๆ เมื่อ กำหนดให้การส่งสัญญาณซ้ำไม่เกิน 50 ครั้ง

รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณระหว่างงานที่นำเสนอกับเทคนิคการซิงโครไนซ์เฟสอื่น ๆ เมื่อกำหนดให้การส่งสัญญาณซ้ำไม่เกิน 50 ครั้ง และกำหนดให้กำลังสัญญาณของแต่ละโนดเท่ากับ 1 โดยอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 50 dB ขณะที่เฟสของแต่ละโนดถูกสุ่มแบบสม่ำเสมอ และในการซิงโครไนซ์เฟสในขั้นตอนการปรับเฟสจาก 0° ถึง 360° โดยกำหนดให้ปรับเฟสไปที่ละ 30° จากรูปจะเห็นว่าในกรณีที่มีการกำหนดให้การส่งสัญญาณซ้ำไม่เกิน 50 ครั้ง เมื่อเพิ่มจำนวนโนดขึ้นจะเห็นว่างานที่นำเสนอ การซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด และการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ มีอัตราขยายสัญญาณใกล้เคียงกับอัตราขยายสัญญาณสูงสุด เนื่องจากทั้ง 3 วิธีดังกล่าวไม่ได้รับผลกระทบจากการจำกัดการส่งสัญญาณซ้ำ แต่การจำกัดการส่งสัญญาณซ้ำจะส่งผลให้วิธีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต และวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการป้อนกลับมีอัตราขยายสัญญาณลดลง ทั้งนี้เมื่อเพิ่มจำนวนโนดขึ้นการส่งสัญญาณซ้ำเพียง 50 ครั้ง ไม่เพียงพอที่จะทำให้ระบบได้อัตราขยายสัญญาณใกล้เคียงกับอัตราขยายสัญญาณสูงสุด เมื่อจำนวนโนดมากกว่า 5 โหนด โดยวิธีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต ต้องการส่งสัญญาณซ้ำอย่างต่ำจำนวน 10 เท่าของจำนวนโนด เพื่อให้ได้อัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่นมากกว่า 90% ขณะที่วิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีการการ

ป้อนกลับ จะต้องส่งสัญญาณเข้าเพิ่มขึ้นในขนาดของเอ็กซ์โพเนนเชียลตามจำนวนของโนด ตามที่แสดงในรูปที่ 3.16

นอกจากที่เราจะเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิตและอัตราขยายของสัญญาณแล้ว เรายังพิจารณาถึงความซับซ้อนในการประมวลผลของแต่ละโพรโตคอล โดยพิจารณาจากจำนวนฟล็อปส์ (flops) [39] ซึ่งหมายถึงความซับซ้อนในการคำนวณของแต่ละโพรโตคอลที่ใช้ในการทำซิงโครไนซ์เฟส ซึ่งยิ่งจำนวนฟล็อปส์ยิ่งมากจะหมายความว่าระบบต้องใช้เวลาประมวลผลมากขึ้น โดยตารางที่ 4.1 แสดงการคำนวณฟล็อปส์พื้นฐาน [40] ที่ถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาจำนวนฟล็อปส์ โดยตารางที่ 4.2 แสดงขั้นตอนการคำนวณฟล็อปส์ของวิธีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (1-bit) ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.2 เมื่อ K คือจำนวนโนด และ L คือจำนวนครั้งในการปรับเฟสและส่งสัญญาณเข้า เนื่องจากการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด (master-slave) และการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round-trip) มีการใช้เฟสล็อกกลุ่บในการประมาณค่าสัญญาณ ดังนั้นในการคำนวณฟล็อปส์จะต้องพิจารณาจำนวนฟล็อปส์ของวงจรเฟสล็อกกลุ่บก่อน โดยตารางที่ 4.3 แสดงขั้นตอนการคำนวณฟล็อปส์ของวงจรเฟสล็อกกลุ่บ เมื่อ $s = j2\pi f$ และ C_p คือขนาดของการปรับเฟสในวงจรเฟสล็อกกลุ่บ H คือสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองของวงจรเฟสล็อกกลุ่บ และ f_{out} คือความถี่ขาออก และ f_{ref} คือความถี่อ้างอิง ดังนั้นจึงสามารถคำนวณฟล็อปส์ของการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนดได้ตามที่แสดงในตารางที่ 4.4 โดยอ้างอิงขั้นตอนการทำงานตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.3 เมื่อ K คือจำนวนโนด และ N คือจำนวนครั้งในการวนรอบในวงจรเฟสล็อกกลุ่บที่คำนวณได้จากตารางที่ 4.3 ขณะที่ตารางที่ 4.5 แสดงขั้นตอนการคำนวณฟล็อปส์ของการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.4 ขณะที่ตารางที่ 4.6 แสดงขั้นตอนการคำนวณฟล็อปส์ของการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มีผลการป้อนกลับ (zero feedback) ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.5 เมื่อ K คือจำนวนโนด และ V คือจำนวนครั้งในการส่งสัญญาณเข้าที่ถูกอ้างอิงจากรูปที่ 3.16 สุดท้ายตารางที่ 4.7 แสดงขั้นตอนการคำนวณฟล็อปส์ของงานที่นำเสนอหรือการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ (non-feedback) เมื่อ K คือจำนวนโนด และ U คือจำนวนรอบที่ใช้ในการปรับเฟสตั้งแต่ 0° ถึง 360°

ตารางที่ 4.1 การคำนวณฟล็อปส์พื้นฐาน

สมการ	ฟล็อปส์ (flops)
$a + b$	1
$a \cdot b$	1
$(a + jb) + (c + jd)$	2
$(a + jb) \cdot (c + jd)$	6
$ a + jb ^2$	3
$\sin(a), \ln(a), \log_2(a)$	0

ตารางที่ 4.2 การคำนวณจำนวนฟล็อปส์ของวิธีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (1-bit feedback)

ขั้นตอน	ฟล็อปส์ (flops)
สัญญาณที่สถานีฐานรับได้ในครั้งแรก $Y = x(t) \sum_{k=1}^K \alpha_k A e^{j(\omega t + \theta_k + \gamma_k + \phi_k)}$	$2(K-1)$
สถานีฐานเทียบกำลังสัญญาณ $\theta_{k,n+1} = \begin{cases} \theta_{k,n} + \delta_{k,n}, & Y_n > Y_{best_n} \\ \theta_{k,n}, & \text{otherwise} \end{cases}$	1
แต่ละโนดปรับเฟสและส่งสัญญาณซ้ำ $Y_n = x(t) \sum_{k=1}^K \alpha_k A e^{j(\omega t + \Phi_k)} e^{j\delta_{k,n}}$	$6K + 2(K-1)$
วนรอบส่งสัญญาณซ้ำ	L
รวม	$8KL - L + 2K - 2$

ตารางที่ 4.3 การคำนวณจำนวนฟล็อปส์ของวงจรเฟสล็อกดูป

ขั้นตอน	ฟล็อปส์ (flops)
การคำนวณความต่างเฟส $\theta_c(s) = \frac{(s+a)C_p}{(s^2 + as + H)}$	11
จำนวนการวนรอบ f_{out}/f_{ref}	N
รวม	$11N$

ตารางที่ 4.4 การคำนวณจำนวนฟล็อปส์ของวิธีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนดกับสเลฟโนด (master slave)

ขั้นตอน	ฟล็อปส์ (flops)
มาสเตอร์โนดส่งสัญญาณอ้างอิงไปสเลฟโนด $c_{i,0}(t) = \Re\left(A_{i,0}e^{j(\omega_c t + \gamma_0 - \gamma_i)}\right)$	1
สเลฟโนดประมาณค่าสัญญาณอ้างอิงที่รับมาจากมาสเตอร์โนดด้วยเฟสล็อกกลูบ	$11N(K-1)$
สเลฟโนดส่งสัญญาณกลับไปที่มาสเตอร์โนด $c_{i,1}(t) = A_{i,1}\Re\left(A_{i,0}e^{j(\omega_c t + \gamma_0 - 2\gamma_i)}\right)$	$(K-1)$
มาสเตอร์โนดประมาณค่าความต่างเฟส $\Delta\phi_i = (2\gamma_i \bmod 2\pi)$	$2(K-1)$
สเลฟโนดประมาณค่าสัญญาณอ้างอิงที่รับมาจากมาสเตอร์โนดด้วยเฟสล็อกกลูบ	$11N(K-1)$
สถานีฐานส่งสัญญาณอ้างอิงมาที่สเลฟโนด $g(t) = \Re\left(e^{j(\omega_c t + \phi_0)}\right)$	1
สเลฟโนดประมาณค่าสัญญาณอ้างอิงที่รับมาจากสถานีฐานด้วยเฟสล็อกกลูบ	$11N(K-1)$
สเลฟโนดมอดูเลตสัญญาณ $c_i^o(t) = \Re\left(e^{j(\omega_c t + \phi_i^e + \phi_i^d(t))}\right)$	$(K-1)$
สุดท้ายสเลฟโนดส่งสัญญาณที่ผ่านการซิงโครไนซ์เฟสไปยังสถานีฐาน $r(t) = \Re\left(m(t) \sum_{i=1}^K h_i ^2 e^{j(\omega_c t - \phi_i^h + 2\phi_i^e + \phi_i^d(t))}\right)$	$2(K-1)$
รวม	$4K + 3NK - 4$

ตารางที่ 4.5 การคำนวณจำนวนฟล็อปส์ของการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ (round trip)

ขั้นตอน	ฟล็อปส์ (flops)
TS 0: สถานีฐานส่งสัญญาณไปที่โนด โดยแต่ละ โนดจะประมาณค่าสัญญาณด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป	$N \cdot K$
TS 1: โหนดที่ 1 ส่งสัญญาณอ้างอิงที่ได้เฟสล็อกกลุ๊ปต่อไปในทิศทางวนเข็มนาฬิกา	$N \cdot (K - 1)$
TS 2: โหนดที่สุดท้ายส่งสัญญาณอ้างอิงที่ได้เฟสล็อกกลุ๊ปต่อไปในทิศตามเข็มนาฬิกา	$N \cdot (K - 1)$
TS 3: แต่ละ โหนดส่งสัญญาณไปที่สถานีฐาน	K
รวม	$3NK - 2N + 3K - 1$

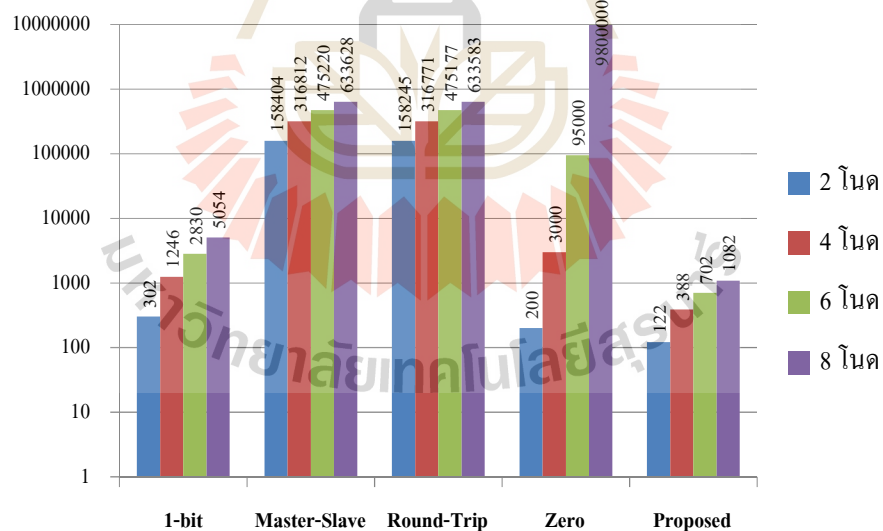
ตารางที่ 4.6 ขั้นตอนการคำนวณจำนวนฟล็อปส์ของวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มี การการป้อนกลับ (zero feedback)

ขั้นตอน	ฟล็อปส์ (flops)
สัญญาณสถานีฐานรับ ได้ในครั้งแรก $y[n] = \sum_{i=1}^M h_i e^{j2\pi\Delta f n T_s + \phi_i} x[n] + w[n]$	$2(K - 1)$
ส่งสัญญาณซ้ำ	V
รวม	$2V(K - 1)$

รูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบจำนวนฟล็อปส์ที่ได้จากข้อมูลตามที่ได้แสดงในตารางที่ 4.2 ถึง 4.7 โดยในกรณีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิดโดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต (1-bit) เรา กำหนดให้จำนวนครั้งการส่งสัญญาณซ้ำเท่ากับ $L = 10K$ เพื่อให้ได้อัตราขยายจากการก่อรูปลำคลื่น มากกว่า 90% ขณะในกรณีการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์ โหนดกับสเลฟโนด (master-slave) และการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดยอาศัยการส่งสัญญาณไป กลับ (round-trip) เรากำหนดให้ $f_{out} = 480$ MHz และ $f_{ref} = 200$ kHz ดังนั้นจำนวนการวนรอบ ในเฟสล็อกกลุ๊ปจึงเท่ากับ $N = 2,400$ รอบ และกรณีการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มี การการป้อนกลับ (zero-feedback) จำนวนครั้งการส่งสัญญาณซ้ำ V จะอ้างอิงข้อมูลจากรูปที่ 3.16 และ

ตารางที่ 4.7 การคำนวณฟล็อปส์ของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ (non-feedback) ที่นำเสนอ

ขั้นตอน	ฟล็อปส์ (flops)
โนดปรับเฟสก่อนส่ง	$6(K-1)$
ส่งสัญญาณซ้ำเท่ากับจำนวน โหนด	K
คำนวณเมตริกซ์ผกผัน A^{-1}	$\frac{1}{3}K^3 + \frac{2}{3}K$
แยกสัญญาณด้วยเมตริกซ์ผกผัน $y_{k,[K \times 1]} = A_{[K \times K]}^{-1} Y_{L,[K \times 1]} - A_{[K \times K]}^{-1} \sigma(t)_{[K \times 1]}$	$2K^2 - K$
การซิงโครไนซ์เฟส $y_{w_k}[n] = x[n]e^{-j\phi_1} + x[n]e^{-j\phi_2}e^{-jW} + \sigma[n]$	$8(K-1)$
วนรอบปรับเฟส 0° ถึง 360°	U
รวมสัญญาณ $y_{opt}[n] = \sum_{k=1}^K x[n]e^{-j\phi_k}$	$2(K-1)$
รวม	$\frac{1}{3}K^3 + 2K^2 + 8K + 8UK + \frac{2}{3}K - 8U - 8$



รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการประมวลผล (flops)

การก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับ (non-feedback) ที่นำเสนอ กำหนดให้ปรับเฟสไปที่ละ 30° ดังนั้นจำนวนรอบที่ใช้ในการปรับเฟสคือ $U = 13$ รอบ จากรูปจะเห็นว่างานที่นำเสนอมีความซับซ้อนในการประมวลผลต่ำที่สุด เนื่องจากการซิงโครไนซ์แบบวงรอบปิด

โดยอาศัยการป้อนกลับสัญญาณ 1 บิต และการก่อรูปลำคลื่นแบบง่ายโดยไม่มี การการป้อนกลับอาศัย การส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมาก จึงส่งผลให้จำนวนฟลิปส์สูงกว่งานที่นำเสนอที่ต้องการส่งสัญญาณ ซ้ำเท่ากับจำนวนโนตซึ่งน้อยกว่ามาก และอาศัยทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันในการแยกสัญญาณ ซึ่งการ คำนวณเมตริกซ์ผกผันใช้จำนวนฟลิปส์น้อยกว่าการส่งสัญญาณซ้ำ ขณะที่การซิงโครไนซ์แบบวงรอบ เปิดโดยอาศัยการป้อนกลับระหว่างมาสเตอร์โนตกับสเลฟโนต และการซิงโครไนซ์แบบวงรอบเปิดโดย อาศัยการส่งสัญญาณไปกลับถึงแม้จะไม่ต้องการส่งสัญญาณซ้ำ แต่ก็ต้องอาศัยการประมวลสัญญาณ ด้วยเฟลลือกูลูป ซึ่งมีจำนวนฟลิปส์สูงกว่การคำนวณเมตริกซ์ผกผัน

4.4 กล่าวสรุป

จากที่การซิงโครไนซ์เฟสในปัจจุบันยังคงมีจุดด้อยอยู่ คือระบบต้องการสัญญาณอ้างอิงจาก สถานีฐาน ต้องการส่งสัญญาณซ้ำจำนวนมาก หรือต้องมีการส่งสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนตด้วย กันเองในเครือข่ายเพื่อทำการซิงโครไนซ์เฟส ดังนั้นเราจึงได้มีแนวคิดที่จะพัฒนาการซิงโครไนซ์เฟสที่ ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน และสัญญาณอ้างอิงระหว่างโนตด้วยกันเอง และลดการส่ง สัญญาณซ้ำ ซึ่งก็คือการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับตามที่ได้เสนอในข้างต้น โดย กระบวนการสำคัญในการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอ คือภาคการแยก สัญญาณที่เราประยุกต์ใช้ทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันมาใช้ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 4.2.2 และภาคการ ซิงโครไนซ์เฟสที่อาศัยการปรับเทียบตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 4.2.3

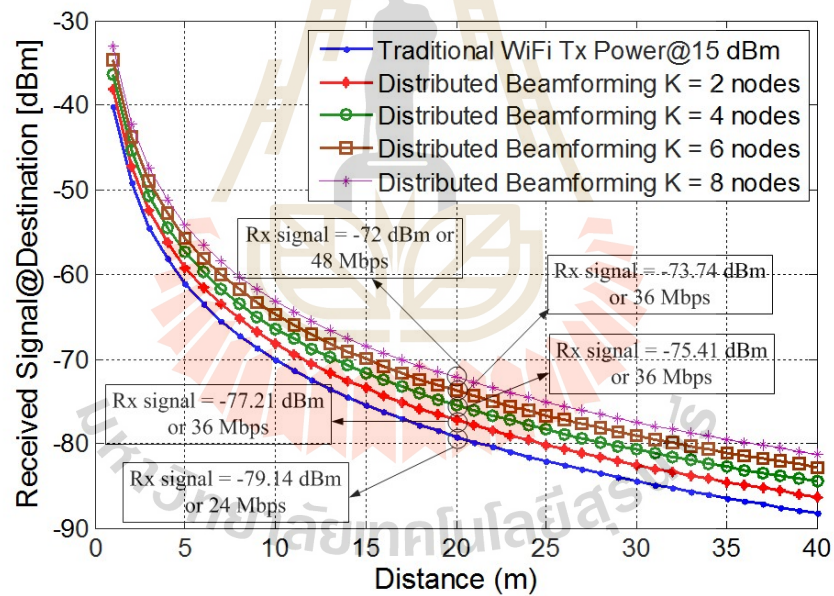
ผลจากการจำลองแบบแสดงให้เห็นว่าการประยุกต์ใช้ทฤษฎีเมตริกซ์ผกผันสามารถแยก สัญญาณของแต่ละโนตออกมาได้ และการซิงโครไนซ์เฟสที่นำเสนอสามารถปรับเฟสของสัญญาณของ ทุก ๆ โนตได้เท่ากัน จึงส่งผลให้อัตราขยายสัญญาณของงานที่นำเสนอมีค่าเทียบเท่ากับอัตราขยาย สูงสุด และจากการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างงานที่นำเสนอกับวิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น ๆ ได้แสดงให้เห็นว่า ในกรณีที่มีการจำกัดจำนวนการส่งสัญญาณซ้ำ งานที่นำเสนอมีอัตราความ ผิดพลาดบิตต่ำกว่า และมีอัตราขยายสัญญาณสูงกว่วิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบที่ต้องอาศัยการ สัญญาณซ้ำ ยิ่งกว่านั้นจากการเปรียบเทียบความซับซ้อนในการประมวลผล (flops) แสดงให้เห็นว่า งานที่นำเสนอมีความซับซ้อนในการประมวลผลต่ำที่สุดเมื่อเปรียบเทียบวิธีการซิงโครไนซ์เฟสแบบอื่น

นอกจากนี้งานที่นำเสนอยังสามารถเพิ่มอัตราเร็วในการส่งข้อมูลให้กับระบบที่ใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารท้องถิ่นไร้สายบนมาตรฐาน IEEE 802.11g ได้ รูปที่ 4.14 แสดงการกำลังสัญญาณที่สถานีฐานรับได้ โดยเปรียบเทียบกันระหว่างระบบที่ใช้งานการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอกับระบบดั้งเดิมที่ไม่มีการก่อรูปลำคลื่น จากรูปจะเห็นว่าที่ระยะทางเท่ากันที่ 20 เมตร งานที่นำเสนอสามารถให้กำลังส่งสัญญาณสูงกว่าระบบแบบดั้งเดิม เนื่องจากการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายช่วยเพิ่มกำลังส่งสัญญาณด้วยการก่อรูปลำคลื่นที่มีพหุหลักหันไปทางสถานีฐาน โดยกำลังส่งสัญญาณที่เพิ่มขึ้นสามารถคำนวณได้จากสภาพเจาะจงทิศทางตามที่ได้แสดงในสมการ (2.51) และจากกำลังส่งสัญญาณที่สูงขึ้นจึงส่งผลให้มีอัตราเร็วที่สูงกว่าระบบดั้งเดิม โดยอัตราเร็วการส่งข้อมูลสามารถอ้างอิงได้จากตารางที่ 4.8 ที่แสดงค่าความไว (sensitivity) ของสถานีฐานรุ่น Cisco 521 [41] ดังนั้นเราจึงสามารถสรุปข้อดีของการก่อรูปลำคลื่นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับได้ดังนี้

- 1) ไม่ต้องการสัญญาณป้อนกลับจากสถานีฐาน
- 2) จำนวนการส่งสัญญาณช้ากว่าวิธีการชิงโครโนซ์เฟสแบบอาศัยการส่งสัญญาณซ้ำ
- 3) มีความซับซ้อนในการประมวลผล (flops) ต่ำ
- 4) ผลจากการจำลองแบบแสดงให้เห็นว่างานที่นำเสนอให้อัตราขยายสัญญาณรวมสูงกว่าวิธีการชิงโครโนซ์เฟสแบบต้องการส่งสัญญาณซ้ำ
- 5) งานที่นำเสนอสามารถเพิ่มอัตราเร็วในการส่งข้อมูลได้

ตารางที่ 4.8 ค่าความไวของ Cisco 521 (IEEE 802.11g)

Sensitivity	Bandwidth
-85 dBm	11 Mbps
-84 dBm	12 Mbps
-83 dBm	18 Mbps
-79 dBm	24 Mbps
-77 dBm	36 Mbps
-72 dBm	48 Mbps
-70 dBm	54 Mbps



รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบอัตราเร็วในการส่งข้อมูลระหว่างงานที่นำเสนอกับระบบแบบดั้งเดิม

บทที่ 5

บทสรุป

ผู้วิจัยได้ศึกษาการก่อรูปลำดับชั้นแบบกระจาย และออกแบบการก่อรูปลำดับชั้นแบบกระจาย โดยไม่ใช้การป้อนกลับ ที่ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงจากสถานีฐาน และสัญญาณอ้างอิงระหว่างโหนด ด้วยตัวเอง และลดการส่งสัญญาณซ้ำ ซึ่งได้ผลสรุปดังนี้ ได้การก่อรูปลำดับชั้นแบบกระจายเป็นวิธีที่สามารถช่วยเพิ่มระยะการสื่อสารและเพิ่มคุณภาพของสัญญาณหรืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนได้ โดยวิธีดังกล่าวไม่ต้องการสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณอ้างอิงระหว่างโหนด ทำให้วิธีการที่นำเสนอมีความซับซ้อนน้อยกว่าวิธีแบบอาศัยการป้อนกลับระหว่างโหนดแม้กับโหนดลูกและแบบอาศัยการส่งสัญญาณไปกลับ อีกทั้งยังต้องการจำนวนการส่งสัญญาณซ้ำน้อยกว่าวิธีแบบป้อนกลับสัญญาณบิต 1 และแบบไม่มีสัญญาณป้อนกลับ ผลจากการจำลองแบบและการสร้างชุดทดสอบในทางปฏิบัติ แสดงให้เห็นว่าการก่อรูปลำดับชั้นแบบกระจายโดยไม่ใช้การป้อนกลับที่นำเสนอสามารถให้อัตราขยายการก่อรูปลำดับชั้นสูงสุด และมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าวิธีการซิงโครไนซ์เฟสที่ได้ศึกษาในปริทัศน์วรรณกรรม

เอกสารอ้างอิง

- [1] David Tse and Pramod Viswanath. (2005). **Fundamentals of wireless communication**. Cambridge : Cambridge University Press, 2005.
- [2] Y. Fan and J. S. Thompson. (May 2007). **MIMO Configurations for Relay Channels: Theory and Practice**. IEEE Transactions Wireless Communications vol. 6. no. 5.
- [3] M. Dohler and Y. Li. (2010). **Cooperative Communications: Hardware, Channel & PHY**. Wiley & Sons, February.
- [4] J. C. Liberti Jr., T. S. Rappaport (1999). **Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications**, Printice Hall PTR, NJ, 1999.
- [5] Dietrich, C.B., Jr. "Smart antennas in wireless communications: base-station diversity and handset beamforming," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 42, pp. 142-151, Oct 2000.
- [6] R. Mudumbai et al., "Distributed Transmit Beamforming Using Feedback Control," *IEEE Trans. Information Theory*, Vol. 56 No. 1 Jan 2010.
- [7] R. Mudumbai et al., "A Scalable Architecture for Distributed Transmit Beamforming with Commodity Radios: Design and Proof of Concept" *IEEE Trans. Wireless Comm.*, Vol. 12 pp. 1418 – 1428, March 2013.
- [8] R. Mudumbai, G. Barriac, U. Madhow, "On the Feasibility of Distributed Beamforming in Wireless Networks," *IEEE Trans., Wireless Comm.*, vol. 6, issue 5, pp. 1754-1763, 2007.
- [9] D. R. Brown III and H. V. Poor, "Time-Slotted Round-Trip Carrier Synchronization for Distributed Beamforming," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 56, Nov. 2008, pp. 5630–43
- [10] D. R. Brown III "An experimental study of acoustic distributed beamforming using round-trip carrier synchronization" IEEE con. ARRAY 2010, pp. 316 -323, 12-15 Oct. 2010.
- [11] A. Bletsas, A. Lippman, and J. N. Sahalos, "Simple Zero-feedback distributed beamforming with unsynchronized carriers," IEEE Journal on Selected Areas

of Communication (JSAC), Special Issue on Simple Sensor Networking Solutions, vol. 28, no. 7, pp. 1046-1054, Sept. 2010.

- [12] **“Testing zero-feedback distributed beamforming with a low-cost SDR testbed”** IEEE con. ASILOMAR 2011, pp. 104 -108, 6-9 Nov. 2011.
- [13] H. Xuling. **“Study on wireless local area network technology.”** IEEE Conf. Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet) 2012, April 2012, pp. 609-612.
- [14] **“Comparison of wireless data standards”** available:
http://en.wikipedia.org/wiki/Comparison_of_wireless_data_standards
- [15] T.Issariyakul and V. Krishnamurthy, **“Amplify-and-Forward Cooperative Diversity Wireless Networks: Model, Analysis, and Monotonicity Properties,”** IEEE/ACM Trans. Net., vol. 17 no. 1, Feb 2009, pp.225-238
- [16] K. S. Hwang, Y. C. Ko, and M. S. Alouini, **“Outage Probability of Cooperative Diversity System with Opportunistic Relaying Based on Decode-and-Forward,”** IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7 no. 12, Dec. 2008, pp. 5100-07.
- [17] J. C. Liberti Jr., T. S. Rappaport (1999). **Smart Antennas for Wireless Communications:IS-95 and Third Generation CDMA Applications**, Printice Hall PTR, NJ, 1999.
- [18] C. A. Balanis (1997). **Antenna Theory: Analysis and Design 2nd edition**. John Wiley& Sons, Inc. 1997.
- [19] B.Allen, M. Ghavami. **Adaptive Array System: Fundamentals and Applications**, John Wiley & Sons LTd, 2005.
- [20] F. Gross. **Smart Antennas for Wireless Communication**, Mc Graw Hill, 2005.
- [21] M. Rivas, **“A Review of Adaptive Beamforming Techniques for Wideband Smart Antennas”** IEEE WICOM 2010, pp. 1-5, 23-25 Sept. 2010.
- [22] E. Klumperink, **“Beamforming techniques and RF transceiver design”** IEEE ISSCC 2012, pp. 198-199, 19-23 Feb. 2012.
- [23] T.W. Nuteson, **“Smart antenna systems for wireless applications”** IEEE con. Ant. and Prop. Society International Symposium, pp. 2804-2807, 20-25 June 2004.

- [24] T. Mack, “**A digital mm-wave smart antenna receiver based on six-port technology for near range radar applications**” Microwave Conference, 2004. 34th European, pp. 1481-1484, 14 Oct. 2004.
- [25] T. K. Sarkar, M. C. Wicks, M. Salazar-Palma, and R. Bonneau, **Smart Antennas**, New York, Wiley/IEEE Press, 2003.
- [26] Y. T. Lo, “**A mathematical theory of antenna arrays with randomly spaced elements**,” IRE Trans. Antennas Propagat., vol. 12, pp. 257–268, May 1964
- [27] R. Mudumbai, D.R. Brown, U. Madhow, H.V. Poor, “**Distributed transmit beamforming: challenges and recent progress**,” IEEE Comm. Mag., Vol. 47, issue 2, pp. 102-110, Feb. 2009.
- [28] H. Ochiai, P. Mitran, H.V. Poor, V. Tarokh, “**Collaborative beamforming for distributed wireless ad hoc sensor networks**,” IEEE Trans., Signal processing, vol.53, issue 11, pp. 4110-4124, Nov. 2005.
- [29] B. D. Steinberg, **Principles of Aperture & Array System Design**. New York: Wiley, 1976.
- [30] G. Barriac, R. Mudumbai, and U. Madhow, “**Distributed Beamforming for Information Transfer in Sensor Networks**,” Proc. Info. Process. Sensor Net., 3rd Int’l.Wksp., Berkeley, CA, Apr. 26–27, 2004.
- [31] Y. Tu and G. Pottie, “**Coherent Cooperative Transmission from Multiple Adjacent Antennas to a Distant Stationary Antenna Through AWGN Channels**,” Proc. IEEE VTC, vol. 1, Birmingham, AL, Spring 2002, pp. 130–34.
- [32] D. R. Brown III, G. Prince, and J. McNeill, “**A Method for Carrier Frequency and Phase Synchronization of Two Autonomous Cooperative Transmitters**,” Proc. 5th IEEE Signal Proc. Advances Wireless Commun., New York, NY, June 5–8, 2005, pp. 278–82.
- [33] J. Elson, L. Girod, and D. Estrin, “**Fine-Grained Network Time Synchronization Using Reference Broadcasts**,” SIGOPS Op. Sys. Rev., vol. 36, no. SI, 2002, pp. 147–63.
- [34] S. Jain, “**Optimal Performance Reference Broadcast Synchronization (OPRBS) for time synchronization in wireless sensor networks**” IEEE con. ICCET 2011, 18-19 March 2011.

- [35] G. Nash, “Phase-Locked Loop Design Fundamentals,” Free scale Semiconductor (application note), Inc., 1994, 2006.
- [36] A. Bletsas, “Evaluation of kalman filtering for network time keeping,” IEEE Trans. Ultrason., Ferroelec. Freq. Contr., vol. 52, no. 9, pp. 1452–1460, Sept. 2005.
- [37] O. Besson and P. Stoica, “On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 51, no. 3, pp. 602–613, Mar. 2003.
- [38] E. Kreyszig, “Advanced Engineering Mathematics,” John Wiley & Sons, Inc. 1999.
- [39] G. H. Golub and C.F. Van Loan, “Matrix Computations,” Johns Hopkins University Press, 1991.
- [40] Peerapong Uthansakul, “Adaptive MIMO Systems Explorations for Indoor Wireless Communications,” Appendix D, 2009.
- [41] “Cisco 521 Wireless Express Access point” available:
http://www.cisco.com/en/US/prod/collateral/wireless/ps7306/ps7319/ps7338/product_data_sheet0900aecd8060c220.html