

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 5
เรื่อง ระบบโทรคมนาคมไร้สายยุคต่อไป ปีที่ 5 : ประมวลผลสัญญาณดิจิทัลใน
ระบบสื่อสารไร้สาย

วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. สรุป และตีพิมพ์งานวิจัยเกี่ยวกับเครื่องรับในระบบ MC-CDMA
2. ศึกษาข้อจำกัด และแนวทางการแก้ปัญหา timing jitter ในระบบ Ultra Wideband
3. ศึกษาเทคนิคการใช้แถบความถี่ในระบบ Ultra Wideband ที่กำหนดโดย FCC ให้มีประสิทธิภาพดีที่สุด
4. พัฒนาเทคนิคการออกแบบพัลส์ให้มีความทนทานต่อ timing jitter และมีสมรรถนะการใช้แถบความถี่ในระบบ Ultra Wideband ดี
5. พัฒนาโปรแกรมเพื่อทดสอบสมรรถนะของเทคนิคการออกแบบพัลส์ที่พัฒนาขึ้น

แนวเหตุผล

ถึงแม้ว่าทีมงานวิจัยจะได้มุ่งเน้นไปที่เทคโนโลยี Ultra Wideband แต่ในช่วงการทำวิจัยที่ผ่านมา ยังคงมีการศึกษา พัฒนาระบบ MC-CDMA (Multicarrier Code Division Multiple Access) อยู่ในระยะสุดท้าย ปัจจุบันทีมงานวิจัยได้สิ้นสุดการวิจัยระบบ MC-CDMA ไปเรียบร้อยแล้ว และได้ตีพิมพ์ผลงานในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ และมีวิทยานิพนธ์ของนิสิตระดับปริญญาโทอีก 1 ฉบับ

หลังจากที่ได้ทำการศึกษาระบบ Ultra Wideband มาอย่างละเอียดในช่วงการวิจัยใน ระยะที่แล้ว ทีมงานวิจัยได้สังเกตเห็นว่า ปัญหาที่ยังคงทำให้ระบบ Ultra Wideband มีปัญหาในการใช้งานในทางปฏิบัติ ได้แก่ เรื่อง timing jitter และการใช้แถบความถี่ที่ได้รับอนุญาตอย่างมีประสิทธิภาพที่สุด เนื่องจากระบบ Ultra Wideband จะต้องมีการใช้แถบความถี่ ซ้อนทับกับระบบ ที่ได้มีการให้อินพุตใช้ก่อนหน้า ทำให้พลังงานส่งในแต่ละช่วงความถี่จะต้องถูกจำกัด ตามที่ FCC กำหนด ดังนั้นพัลส์ของระบบ Ultra Wideband จะมีพลังงานต่ำมาก ในแต่ละช่วงความถี่จะมีพลังงานต่ำกว่าระดับของสัญญาณรบกวนเสียอีก เพราะฉะนั้นพัลส์ในระบบ Ultra Wideband จะต้องถูกออกแบบให้มีพลังงานในแต่ละช่วงความถี่ ที่ใกล้เคียงกับข้อกำหนดของ FCC มากที่สุด เพื่อให้ได้พลังงานส่งมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

พัลส์ของระบบ Ultra Wideband จะมีแถบความถี่กว้างมาก อย่างน้อยคือมากกว่า 500 MHz ดังนั้นพัลส์ของระบบ Ultra Wideband จึงจะมีคาบเวลาที่สั้นมาก timing jitter ที่เกิดจากความไม่สมบูรณ์แบบของ Oscillator รวมถึงการประมาณช่วงเวลาของสัญญาณผิดพลาด ทำให้

template สัญญาณเกิดการเหลื่อมล้ำ เป็นผลให้สูญเสียพลังงานของสัญญาณส่ง ในระบบ Ultra Wideband ที่คาบเวลาของพัลส์มีค่าสั้นมาก ในระดับ nanosecond ปัญหา timing jitter เพียงเล็กน้อย จึงทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานไปอย่างมาก

ในงานวิจัยที่มีการนำเสนอในบทความ ทั้งในงานประชุมวิชาการ และในวารสารวิชาการ นั้น มุ่งเน้นไปที่เรื่อง timing jitter หรือเรื่องการใช้พลังงานในแถบความถี่ที่อนุญาตได้ดีที่สุด เพียงเรื่องใดเรื่องหนึ่ง ทว่าจากการศึกษาเบื้องต้นของกลุ่มวิจัยพบว่าการแก้ปัญหาเรื่องหนึ่งนั้น จะส่งผลกระทบต่อในแง่ลบกับปัญหาอีกเรื่องหนึ่ง ดังนั้นเทคนิคต่าง ๆ ที่เคยถูกนำเสนอ จึงไม่สามารถแก้ปัญหาของระบบ Ultra Wideband ได้อย่างองค์รวม ส่งผลให้ต้องทำการวิจัยเพื่อพัฒนาเทคนิคที่จะสามารถแก้ปัญหาทั้งสองอย่างไปพร้อม ๆ กัน

กลุ่มงานวิจัยย่อย

1. งานวิจัยด้านการออกแบบเครื่องส่ง (Transmitter Optimization) ในระบบหลายสายอากาศ

1.1 วัตถุประสงค์ของงานวิจัยย่อย

- 1.1.1 เพื่อศึกษาและปรับปรุงสมรรถนะของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอหลายผู้ใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ด้วยวิธีการออกแบบพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับ
- 1.1.2 นำเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบพรีโคดเดอร์และตัวตรวจหาดังกล่าว
- 1.1.3 ตีพิมพ์ผลงานในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1.2 การศึกษางานวิจัยในอดีต

งานวิจัยที่ผ่านมาของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ (Prasad, R. and Hara, S. An overview of multi-carrier CDMA. Proceedings of IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. 1 (Sep. 1996) : 107-114) เริ่มจากในข่ายเชื่อมโยงขาลง (downlink) ซึ่งเป็นการติดต่อสื่อสารจากสถานีฐานไปยังผู้ใช้ปลายทาง คือ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับปลายทางคือโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นจะประกอบด้วยสัญญาณของผู้ใช้ทุกรายที่ส่งมาจากสถานีฐานผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะถูกลดทอนจากผลของช่องสัญญาณเหมือนกัน ซึ่งทำให้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกรายนั้นเปลี่ยนแปลงไปในลักษณะเดียวกัน ส่งผลให้เกิดการแทรกสอดหลายทาง (multiple

access) วิธีการแก้ไขสามารถทำได้โดยการใช้เทคนิคการปรับเท่า (equalization technique) ซึ่งจะทำการแก้ไขผลจากการถูกลดทอนเพื่อให้ชุดรหัสกลับมามีคุณสมบัติตั้งฉากกันเหมือนเดิม เทคนิคการปรับเท่านี้เป็นเทคนิคซึ่งมีความซับซ้อนต่ำเนื่องจากใช้การคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณเท่านั้น เทคนิคการปรับเท่าที่นิยมใช้ (Hara, S. and Prasad, R. Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 48, 5 (Sep. 1999) : 1584-1595) ได้แก่ เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (equal gain combining : EGC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (orthogonal restoring combining : ORC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (maximal ratio combining : MRC) และเทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (minimum mean square error combining : MMSEC) โดยในงานของวิจัย (Hara, S. and Prasad, R. Multicarrier techniques for 4G mobile communications. Artech House, 2003.) ได้แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะในข่ายเชื่อมโยงขาลงโดยใช้เครื่องรับต่างๆ ดังกล่าวนั้นให้อัตราผิดพลาดข้อมูลที่ต่ำ โดยมีสมรรถนะที่ดีเพียงพอสำหรับใช้งานจริง

อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (uplink) ซึ่งเป็นการติดต่อสื่อสารจากผู้ใช้คือ โทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละรายจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานมาจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจะถูกลดทอนด้วยค่าที่แตกต่างกัน ส่งผลให้รหัสแม่ที่ใช้ของผู้ใช้แต่ละรายนั้นเปลี่ยนแปลงไปในลักษณะที่แตกต่างกัน เทคนิคการปรับเท่าที่ใช้ในการเชื่อมโยงขาลงจึงไม่สามารถทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยจะช่วยให้เฉพาะชุดรหัสแม่ของผู้ใช้รายที่สนใจเท่านั้นที่ถูกแก้ไขให้กลับมาเหมือนเดิม ในขณะที่ชุดรหัสแม่ของผู้ใช้รายอื่นยังคงผิดเพี้ยนไป ส่งผลให้ชุดรหัสแม่ยังคงสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากกัน ซึ่งกล่าวได้ว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางยังคงอยู่เช่นเดิม ทำให้สมรรถนะของระบบที่ได้ด้วยการใช้เทคนิคการปรับเท่าดังที่กล่าวมา ไม่เหมาะสมที่จะนำเทคนิคดังกล่าวมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น การแก้ปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นจึงนำข้อมูลของผู้ใช้รายอื่นในระบบมาพิจารณาร่วมด้วยในการแยกผู้ใช้แต่ละรายที่สนใจออกจากกัน เทคนิคที่นิยมใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นดังกล่าวนี้เรียกว่า เครื่องรับแบบตัวตรวจหาสำหรับผู้ใช้หลายราย (multiuser detector : MUD) (Verdú, S. Multiuser Detection. UK: Cambridge University Press, 1998.) งานวิจัยต่างๆ ที่ผ่านมามีอยู่บนพื้นฐานการปรับปรุงสมรรถนะด้วยเครื่องรับแบบตัวตรวจหาสำหรับผู้ใช้หลายราย บนเกณฑ์ที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (minimum mean square error : MMSE) เรียก

วิธีการนี้ว่า MMSE MUD อย่างไรก็ตามเครื่องรับดังที่กล่าวนี้นั้น เป็นการปรับปรุงสมรรถนะของระบบโดยพิจารณาที่เครื่องรับเพียงอย่างเดียว ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้จะพิจารณาว่าที่เครื่องส่งไม่มีการปรับเปลี่ยนค่าด้วยพรีโคดเดอร์ก่อนที่จะทำการส่งข้อมูล

ถัดมาจึงได้มีงานวิจัยที่กล่าวถึงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ โดยพิจารณาการปรับปรุงที่เครื่องส่งก่อนที่จะทำการส่งข้อมูล ในงานวิจัย (Lee, Y.H. and Bar-Ness, Y. Transmission power adaptations in MC-CDMA communications over Rayleigh fading channels. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2004 (WCNC. 2004). 3 (Mar. 2004) : 1589–1594) ใช้เทคนิคการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพหุย่อยให้สอดคล้องกับการลดทอนที่เปลี่ยนแปลงไปของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้เป็นการพิจารณาที่เครื่องส่งเพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้พิจารณาตัวตรวจหาที่ใช้ที่เครื่องรับให้สอดคล้องกับค่าที่ใช้ที่เครื่องส่ง

หลังจากนั้นได้มีงานวิจัยซึ่งได้กล่าวถึงการออกแบบร่วมกันระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ โดยในงานวิจัย (Gao, L. and Wong, T.F. Joint transmitter-receiver adaptive forward-link DS-SS-CDMA system. IEEE Global Telecommunications Conference, 2001 (GLOBECOM '01), 2 (Nov. 2001) : 1297-1301) ได้กล่าวถึงการนำเทคนิคการออกแบบร่วมเพื่อหาพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่ง ร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาลงระบบไคเร็กซีแควนซีดีเอ็มเอ เมื่อพิจารณาระบบซึ่งช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ โดยการออกแบบให้ระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนตามที่กำหนดโดยใช้กำลังงานในการส่งที่ภาคส่งให้น้อยที่สุด เมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวกรวม และทำการปรับเปลี่ยนรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละรายจากการป้อนกลับของผลการประมาณค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละรายส่งกลับไปยังสถานีฐานเพื่อใช้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ เพื่อใช้ในการปรับรหัสแผ่ที่จะใช้ในการส่งข้อมูลถัดไป และในงานวิจัย (Concha, J.I. and Ulukus, S. Optimization of CDMA signature sequences in multipath channels. IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, 2001 (VTC. 2001 Spring) 3 (May. 2001) : 1978–1982) กล่าวถึงการออกแบบร่วมเพื่อหารหัสแผ่ที่ใช้ในระบบซีดีเอ็มเอ โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดมาประยุกต์ใช้สำหรับหารหัสแผ่ดังกล่าวในช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถี และในงานวิจัย (Scaglione, A. Barbarossa, S. and Giannakis, G.B. Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels. IEEE Transaction on Information Theory. 5 (Apr. 1999) : 1019-1032) ได้กล่าวถึงการออกแบบร่วมกันระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับที่ให้ค่าเหมาะที่สุดสำหรับผู้ใช้รายเดียวในทางวิเคราะห์ในด้านอัตราข้อมูลข่าวสาร และในงานวิจัย (Scaglione, A. Stoica, P. Barbarossa, S. Giannakis,

G.B. and Sampath, H. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. IEEE Transactions on Signal Processing. 50, 5 (May. 2002) : 1051-1064) สำหรับระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (multiple input multiple output : MIMO) บนเกณฑ์ที่ให้ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด สำหรับงานวิจัยใน (Jang, W.M. Vojcic, B.R. and Pickholtz, R.L. Joint transmitter-receiver optimization in synchronous multiuser communications over multipath channels. IEEE Transactions on Communications. 46 (Feb. 1998) : 269–278) กล่าวถึงการออกแบบร่วมระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาลงสำหรับในระบบซึ่งมีผู้ใช้หลายรายบนช่องสัญญาณแบบเฟดดิ้งพหุวิถีบนเกณฑ์ที่ให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดโดยเงื่อนไขบังคับที่ใช้กำลังงานที่ค่าเฉลี่ย ในงานวิจัย (Serbetli, S. and Yener, A. Transceiver optimization for multiuser MIMO systems. IEEE Transactions on Signal Processing. 52 (Jan. 2004) : 214–226) ได้กล่าวถึงการนำเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดมาประยุกต์ใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งมีผู้ใช้หลายรายสำหรับระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก โดยการออกแบบพรีโคเดเดอร์ที่ใช้ที่เครื่องส่งร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับ เมื่อกำหนดจำนวนสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายที่จะส่ง แล้วหาว่าผู้ใช้แต่ละรายควรจะส่งสัญลักษณ์ข้อมูลด้วยอัตราเท่าไร โดยช่องสัญญาณที่ใช้เป็นแบบแบนราบ แล้วพิจารณาค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดทั้งระบบ และในงานวิจัย (Palomar, D.P. Lagunas, J.M. and Cioffi, J.M. Optimum linear joint transmit-receiver processing for MIMO channels with QoS constraints. IEEE Transactions on Signal Processing. 52, 5 (May 2004) : 1179-1197) ได้นำเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์มาใช้ในระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก โดยออกแบบพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่งร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันจุดประสงค์คือใช้กำลังงานในการส่งน้อยที่สุด โดยมีเงื่อนไขบังคับคือให้ได้ค่าคุณภาพการบริการ (Quality of Service : QoS)

อย่างไรก็ตามสำหรับระบบมัลติแครี่เรียริซีดีเอ็มเอในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งมีผู้ใช้หลายรายแล้วมีการออกแบบพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่งร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับ แล้วอาศัยเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดมาใช้หาค่าดังกล่าวนี้ ยังไม่มีงานวิจัยที่กล่าวถึง ดังนั้นในนี้จะเสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ โดยการออกแบบพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่งร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับสำหรับระบบมัลติแครี่เรียริซีดีเอ็มเอในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งมีผู้ใช้หลายราย บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถี

ในอดีตที่ผ่านมาเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดทางด้านการประมวลผลสัญญาณเชิงเลขในเชิงการสื่อสารนั้นอยู่บนพื้นฐานของวิธีเกรเดียนต์ (gradient descent method) และวิธีกำลังสองน้อยสุด (least square method) อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวนี้มีข้อด้อยอันเนื่องมาจาก

อัตราการลู่เข้าที่ช้า (slow convergence rate) รวมทั้งปัญหาการกำหนดค่าเริ่มต้น (initialization selection) และขนาดของลำดับขั้น (step-size selection) ที่ใช้ในขั้นตอนวิธี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อทำการกำหนดค่าเริ่มต้นที่ไม่ถูกต้องกับปัญหาที่อยู่ในรูปแบบของปัญหาไม่คอนเวกซ์ (nonconvex problem) นั้นอาจทำให้ไม่สามารถหาคำตอบได้ สำหรับการกำหนดขนาดลำดับขั้นนั้นหากกำหนดขนาดลำดับขั้นที่มีค่าน้อยเพื่อให้การหาคำตอบนั้นเข้าใกล้ค่าที่เหมาะสมที่สุด (optimal) มากที่สุด ก็จะทำให้อัตราการลู่เข้าสู่คำตอบนั้นใช้เวลานาน วิธีการดังกล่าวมานี้ได้ถูกนำมาใช้ทางด้านการประมวลผลสัญญาณเชิงเลขในแขนงการสื่อสารต่างๆ

ที่ผ่านมา นั้น เชื่อกันว่าปัญหาที่มีลักษณะเชิงเส้น (linear problem) นั้นสามารถหาคำตอบได้ง่ายกว่าปัญหาที่มีลักษณะไม่เชิงเส้น (nonlinear problem) อย่างไรก็ตามหลังจากที่ได้มีงานวิจัยของ Rockafellar ในปี ค.ศ. 1993 (Rockafellar, R.T. Lagrange multipliers and optimality. SIAM Rev. 35, 2 (1993) : 183-238) โดยสามารถแก้ปัญหาค่าเหมาะสมที่สุดได้เสมอเมื่ออยู่ในรูปแบบของปัญหาคอนเวกซ์ ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในแขนงการหาค่าเหมาะสมที่สุด โดยทำให้ทิศทางงานวิจัยเปลี่ยนมาศึกษาปัญหาที่อยู่ในรูปแบบปัญหาคอนเวกซ์ (convex problem) อันเนื่องมาจากหากปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุด เมื่อแปลงจากปัญหาที่เป็นปัญหาไม่คอนเวกซ์มาอยู่ในรูปแบบปัญหาคอนเวกซ์ แล้ว จะทำให้ปัญหานั้นสามารถหาคำตอบได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดกว้าง (global optimum) และมีขั้นตอนวิธีที่มีประสิทธิภาพมากสำหรับใช้แก้ปัญหาคำตอบโดยวิธีจุดภายใน (interior-point methods) ซึ่งใช้เวลาในการหาคำตอบได้อย่างรวดเร็วเป็นเวลาพหุนาม (polynomial time) สำหรับการคำนวณเพื่อหาคำตอบด้วยวิธีเชิงเลขซึ่งนำมาใช้ในทางปฏิบัตินั้นทำได้อย่างรวดเร็วโดยวิธีจุดภายใน ซึ่งถูกเสนอขึ้นโดย Nesterov และ Nemirovski (Nesterov, Y. and Nemirovski, A. Interior-point polynomial algorithms in convex programming. USA: SIAM Publications, 1994.) โดยในงานวิจัยได้แสดงให้เห็นว่าการคำนวณเพื่อหาคำตอบของปัญหานั้น หากปัญหานั้นอยู่ในรูปของปัญหาคอนเวกซ์ จะสามารถทำได้อย่างรวดเร็วด้วยวิธีจุดภายใน (interior-point methods) โดยใช้เวลาในการคำนวณหาคำตอบเป็นเวลาพหุนาม (polynomial time) หลังจากนั้นจึงได้มีการวิจัยศึกษาทางด้านปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดคอนเวกซ์ (convex optimization) ตามมาเป็นจำนวนมาก อย่างไรก็ตามปัญหาต่างๆ ในการนำมาประยุกต์ใช้ทางด้านวิศวกรรมนั้น มักไม่อยู่ในรูปแบบคอนเวกซ์ ความยากจึงอยู่ที่การแปลงปัญหานั้นให้อยู่ในรูปแบบของปัญหาคอนเวกซ์ เพื่อให้สามารถหาคำตอบได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด และมีวิธีแก้ปัญหาคำตอบด้วยวิธีเชิงเลขโดยวิธีจุดภายในได้ อย่างมีประสิทธิภาพในเวลาอันรวดเร็ว โดยทั่วไปแล้วแม้ว่าปัญหาต่างๆ ในทางวิศวกรรมนั้นมักจะมีความเป็นคอนเวกซ์อยู่ แต่ต้องอาศัยการแปลงโดยวิธีการแปลงนั้น ไม่มีขั้นตอนแบบมีระบบ (systematic) การแปลงจะอาศัยเทคนิคต่างๆ ขึ้นอยู่กับรูปแบบปัญหา โดย

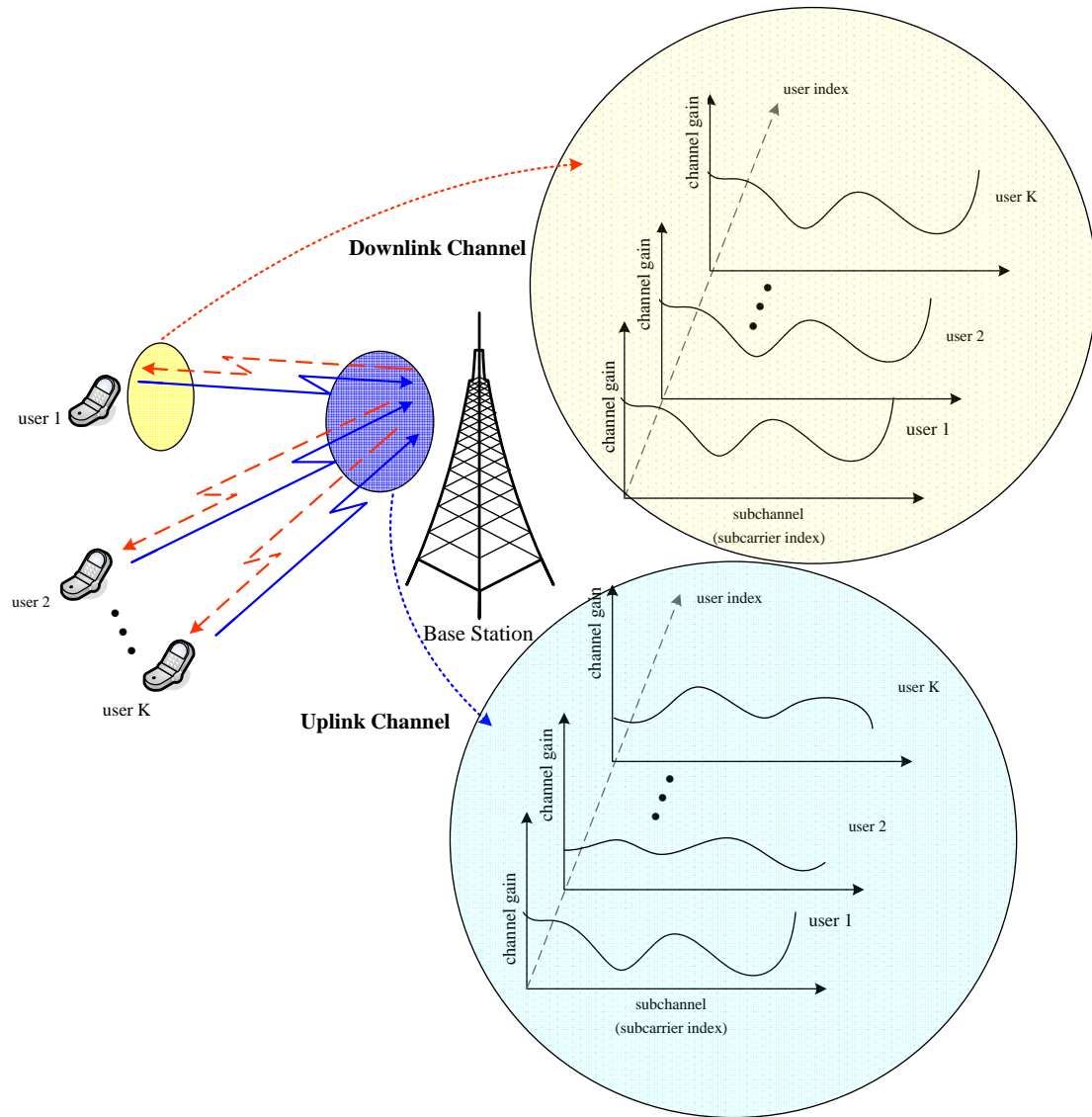
ได้มีงานวิจัยต่างๆ ที่นำเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดมาใช้มาประยุกต์กับปัญหาต่างๆ ในทางวิศวกรรม แล้วสามารถแปลงปัญหานั้นให้อยู่ในรูปแบบปัญหาคอนเวกซ์ (Boyd, S. and Vandenberghe, L. Convex optimization. UK: Cambridge University Press, 2004.)

ในงานวิจัยนี้จะเป็นการนำเทคนิคทางด้านการหาค่าเหมาะที่สุดมาใช้ โดยการแปลงปัญหาของวิธีการที่นำเสนอซึ่งเดิมไม่อยู่ในรูปแบบปัญหาคอนเวกซ์ แล้วแปลงให้อยู่ในรูปแบบปัญหาคอนเวกซ์

1.3 แนวคิดที่นำเสนอ

ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นนั้นแตกต่างจากในข่ายเชื่อมโยงขาลง โดยในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นนั้น สัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะถูกส่งออกจากตำแหน่งที่แตกต่างกันไปยังสถานีฐาน โดยพิจารณาสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐาน ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายซึ่งถูกรบกวนด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณที่แตกต่างกันรวมกัน แตกต่างจากกรณีในข่ายเชื่อมโยงขาลงซึ่งพิจารณาสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้รายที่สนใจ ซึ่งสัญญาณของผู้ใช้ทุกรายที่ส่งออกจากสถานีฐานนั้นจะถูกรบกวนด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณด้วยค่าเดียวกัน แสดงดังรูปที่ 1.1

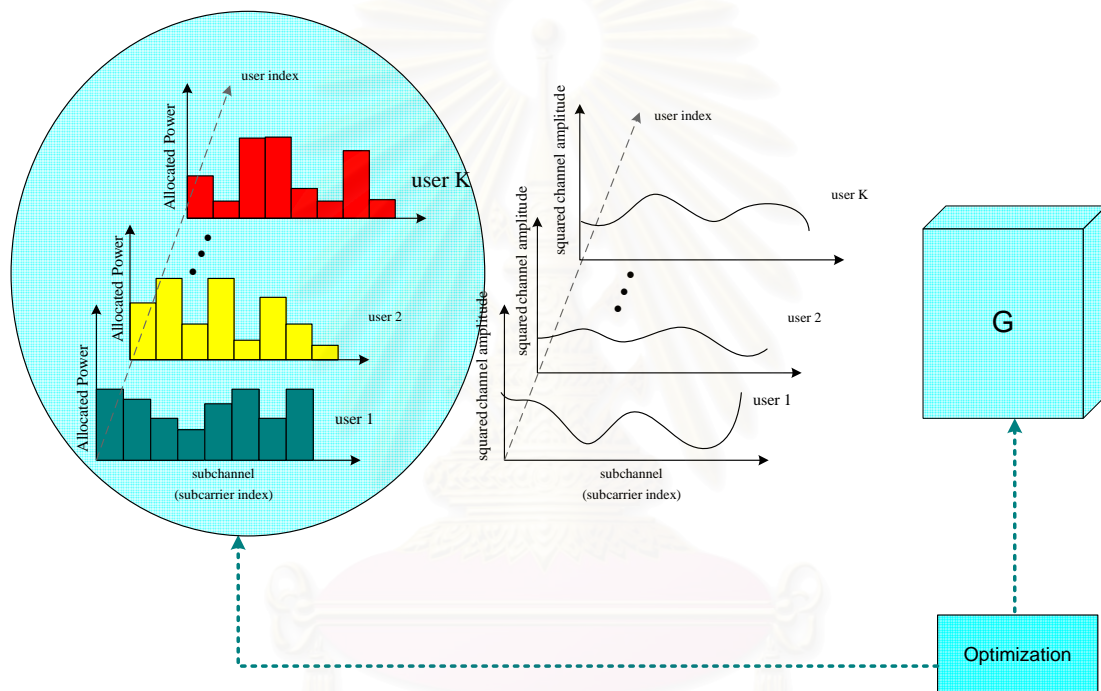
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 1.1 สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ ในข่ายเชื่อมโยงขาลง และในข่ายเชื่อมโยงขา ของระบบมัลติ แครร์โรยรีซีดีเอ็มเอ

วิธีการดั้งเดิมที่ใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น โดยการแก้ปัญหาที่เครื่องรับเพียงด้านเดียวซึ่งใช้เครื่องรับแบบที่ให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายราย โดยเครื่องรับชนิดนี้จะทำการหาค่าตัวตรวจหาที่ใช้ที่เครื่องรับเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายออกจากกันบนเกณฑ์ที่ให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด โดยเครื่องรับชนิดนี้จะพิจารณาว่าค่ากำลังงานในแต่ละคลื่นพหุย่อยที่เครื่องส่งใช้นั้นเป็นเอกรูป อย่างไรก็ตามวิธีการนี้สัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานซึ่งประกอบด้วยสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละรายซึ่งถูกส่งออกจากสถานที่แตกต่างกันจะถูกลดทอนด้วยค่าสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ส่งผลให้การที่เครื่องส่งของผู้ใช้แต่ละรายที่ใช้ค่ากำลังงานในแต่ละคลื่นพหุย่อยเป็นเอกรูปนั้น ที่เครื่องรับที่สถานีฐานเมื่อรับสัญญาณที่ได้ของผู้ใช้ทุกรายรวมกันแล้วใช้ตัวตรวจหาดังกล่าวแล้ว จึงได้

สมรรถนะที่ได้ในระดับหนึ่ง อย่างไรก็ตามหากเครื่องรับที่สถานีฐานสามารถส่งค่าพรีโคเดเดอร์กลับไปยังเครื่องส่งของผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละรายเพื่อทำการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยให้เหมาะสมกับสถานะช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย แล้วใช้ตัวตรวจหาที่เครื่องรับที่สถานีฐานใหม่ซึ่งมีค่าสัมพันธ์กับพรีโคเดเดอร์ที่หาค่าได้ บนเกณฑ์ที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบมีค่าต่ำสุด โดยอาศัยเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดมาใช้ในการหาค่าพรีโคเดเดอร์และตัวตรวจหาดังกล่าว ซึ่งเป็นแนวคิดวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบที่น่าเสนอในฉบับนี้ ดังแสดงในรูปที่ 1.2

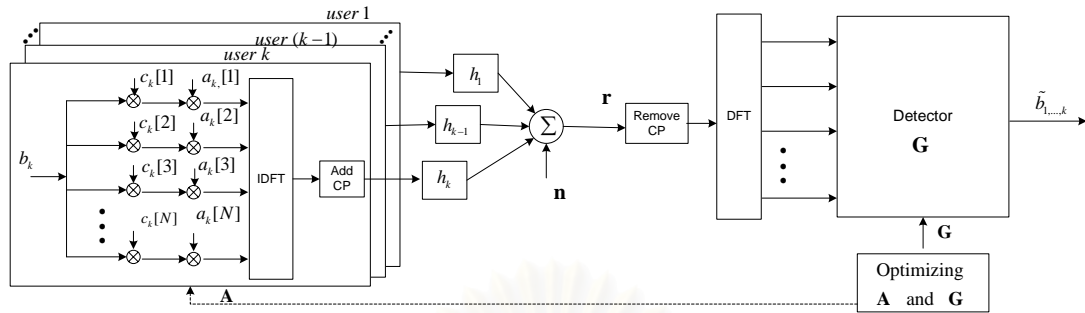


รูปที่ 1.2 แนวคิดที่น่าเสนอโดยการออกแบบหาค่าพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่งเพื่อจัดสรรกำลังงานที่ใช้ในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละราย ร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับโดยอาศัยเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุด

จากแนวคิดวิธีการที่น่าเสนอเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบดังกล่าว จึงนำไปสู่ขั้นตอนในการออกแบบเพื่อหาค่าพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่งและตัวตรวจหาที่เครื่องรับ ดังต่อไปนี้

พิจารณาระบบมัลติแครี่เรียรีในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น กล่าวคือสัญญาณจากผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้แต่ละรายถูกส่งออกจากสถานที่แตกต่างกัน ผ่านช่องสัญญาณที่มีค่าแตกต่างกันไปยังเครื่องรับที่สถานีฐาน สัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานจะประกอบด้วยสัญญาณรวมของผู้ใช้ทุกราย

ซึ่งถูกลดทอนด้วยช่องสัญญาณด้วยค่าที่แตกต่างกันดังกล่าว บวกกับสัญญาณรบกวน และระบบมีการเติมอุปสรรคหมุนวนเพียงพอ แสดงแบบจำลองดังกล่าวได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบบจำลองระบบที่มีการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งร่วมกับตัวตรวจหาที่เครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นหลายผู้ใช้ระบบมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอ

1.3.1 เครื่องส่ง

อธิบายเครื่องส่งได้ดังนี้ โดยสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย b_k จะถูกคูณด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย $\mathbf{c}_k = (c_k[1], c_k[2], \dots, c_k[N])^T$ โดยรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละรายจะมีค่าแตกต่างกัน โดยความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้เท่ากับจำนวนคลื่นพาหีย่อย N หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกคูณด้วยพรีโคดเดอร์ $\mathbf{a}_k = (a_k[1], a_k[2], \dots, a_k[N])^T$ แล้วในแต่ละคลื่นพาหีย่อยจะถูกมอดูเลชันโดยใช้การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบไม่ต่อเนื่อง สัญญาณที่ได้จะถูกเติมด้วยอุปสรรคหมุนวนก่อนถูกส่งออกไปสามารถเขียนสมการแสดงสัญญาณที่ส่ง $s_k(t)$ ได้ ดังนี้

$$s_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_k^i(t - iT_s) \quad (1.1)$$

เมื่อ

$$s_k^i(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N c_k[n] a_k[n] b_k[i] e^{j2\pi \frac{(t-T_{CP})}{T_B}} p_T\left(\frac{t}{T_S}\right)$$

โดย T_S คือความยาวสัญญาณลักษณะของมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอ T_{CP} คือความยาวสัญญาณลักษณะของอุปสรรคหมุนวน ดังนั้นความยาวสัญญาณลักษณะของมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอซึ่งไม่รวมความยาวอุปสรรคหมุนวนจะเท่ากับ $T_B = T_S - T_{CP}$ สำหรับ $p_T(t)$ แทนรูปคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งเขียนได้ ดังนี้

$$p_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq 1 \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (1.2)$$

1.3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

พิจารณาช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ซึ่งสัญญาณที่ส่งออกจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้แต่ละรายถูกส่งออกมาจากตำแหน่งที่แตกต่างกัน ไปยังเครื่องรับที่สถานีฐาน หลังจากนั้นที่สถานีฐานจะทำการประมาณเมทริกซ์ของช่องสัญญาณของผู้ใช้ทุกรายและค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนซึ่งเรียกว่าสถานะช่องสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถี ของผู้ใช้แต่ละรายจะสามารถแทนได้ด้วยแบบจำลอง (wide sense stationary uncorrelated scattering : WSSUS) โดยสามารถเขียนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีที่มีจำนวน L วิถี ของผู้ใช้แต่ละรายได้ ดังนี้

$$h_k(\tau, t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \delta(t - \tau_l(t)) \quad (1.3)$$

เมื่อ $\alpha_{k,l}$ คือค่าเชิงซ้อนของอัตราขยายช่องสัญญาณ (complex-value channel gain) สำหรับวิถีลำดับที่ l^{th} ของผู้ใช้ลำดับที่ k^{th} ค่า $\tau_l(t)$ คือเวลาหน่วงสำหรับวิถีลำดับที่ l^{th}

1.3.3 เครื่องรับ

สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานนั้น จะเป็นการรวมกันของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้แต่ละรายกับค่าผลตอบสนองของอิมพัลส์ด้วยการทำสังวัตนาการเชิงเส้น สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ $r_k(t)$ สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบเบสแบนด์ (baseband) ในโดเมนเวลาได้ ดังนี้

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} r_k(t) + n(t) \quad (1.4)$$

เมื่อ

$$r_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_k^i(t - \tau_k(l) - iT_s)$$

เนื่องจากการใช้อุปสรรคหมุนวนเพื่อป้องกันการเกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ และด้วยการใช้ตัวดำเนินการแปลงฟูรีเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง ทำให้เมทริกซ์ของสัญญาณมีลักษณะเชิงวงกลม (circulant) และทแยงมุม (diagonal) (Goldsmith, A. Wireless Communications. UK: Cambridge University Press, 2005) สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงสามารถเขียนอยู่ในรูปแบบในโดเมนความถี่ ได้ดังนี้

$$\mathbf{r} = \sum_{l=1}^K \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l + \mathbf{n} \quad (1.5)$$

เมื่อ

$\mathbf{r} = (r[1], r[2], \dots, r[N])^T$ แทนสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ

$\mathbf{H}_k = \text{diag}(H_k[1], H_k[2], \dots, H_k[N])$ แทนสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย

$\mathbf{A}_k = \text{diag}(a_k[1], a_k[2], \dots, a_k[N])$ แทนพรีโคดเดอร์ที่ต้องการหาที่เครื่องส่ง

$\mathbf{c}_k = (c_k[1], c_k[2], \dots, c_k[N])^T$ แทนรหัสแอมป์ของผู้ใช้แต่ละราย

b_k แทนสัญญาณข้อมูลที่ส่งของผู้ใช้แต่ละราย

$\mathbf{n} = (n[1], n[2], \dots, n[N])^T$ แทนสัญญาณรบกวน

เมื่อ $\mathbf{H}_k = \text{diag}(H_k[1], H_k[2], \dots, H_k[N])$ แทนช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเขียนโดย $H_k[i]$ คือผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณผู้ใช้ลำดับที่ k^{th} ที่ตำแหน่ง i^{th} ของความถี่ $\omega_i = 2\pi i/n$ จากการแปลงฟูริเยร์ และ $\mathbf{c}_k = (c_k[1], c_k[2], \dots, c_k[N])^T$ แทนรหัสแอมป์ของผู้ใช้แต่ละราย พรีโคดเดอร์เขียนแทนด้วย $\mathbf{A}_k = \text{diag}(a_k[1], a_k[2], \dots, a_k[N])$ ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายแทนด้วย b_k ซึ่งถูกจำลองอย่างขนานไปยังแต่ละคลื่นพาหีย่อย N สำหรับสัญญาณรบกวนนั้นเขียนแทนด้วย \mathbf{n}

โดยปกติแล้ววิธีการตรวจหาสัญญาณที่ใช้ที่เครื่องรับเพื่อที่จะให้มีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise-interference-plus-noise ratio : SINR) มากที่สุดนั้นจะใช้ตัวตรวจหาแบบที่ให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด โดยตัวตรวจหาชนิดนี้จะเป็นการหาค่า \mathbf{G}_k ที่จะใช้ที่เครื่องรับเพื่อทำการประมาณสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย ดังนี้

$$\hat{b}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{r} \quad (1.6)$$

โดย $\mathbf{G}_k = \text{diag}(G_k[1], G_k[2], \dots, G_k[N])$ แทนตัวตรวจหาที่ใช้ที่เครื่องรับเพื่อตรวจหาสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย เมื่อคุณสัญญาณที่เครื่องรับรับได้ที่เครื่องรับคือ $\mathbf{r} = (r[1], r[2], \dots, r[N])^T$ ด้วยตัวตรวจหา \mathbf{G}_k จะได้สัญญาณข้อมูลที่ตรวจหาได้ของผู้ใช้แต่ละราย \hat{b}_k

สามารถเขียนสมการค่าความผิดพลาดของผู้ใช้รายที่ k ได้ โดยค่าความผิดพลาดของผู้ใช้รายที่ k คือ e_k นั้นหาได้จากผลต่างของสัญญาณข้อมูลที่ตรวจหาได้ \hat{b}_k กับ สัญญาณข้อมูลที่ส่ง b_k แล้วทำการแทน \hat{b}_k ด้วย $\mathbf{G}_k \mathbf{r}$ และจัดพจน์ใหม่ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
e_k &= \hat{b}_k - b_k \\
&= \mathbf{G}_k \mathbf{r} - b_k \\
&= \sum_{l=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l + \mathbf{G}_k \mathbf{n} - b_k \\
&= (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1) b_k + \sum_{\substack{l=1, \\ l \neq k}}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l + \mathbf{G}_k \mathbf{n}
\end{aligned} \tag{1.7}$$

จากนั้นนำค่าความผิดพลาด e_k ที่ได้มาหาค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยว (covariance) ของค่าความผิดพลาดของผู้ใช้แต่ละราย $E\{e_k e_k^H\}$ ได้โดยการแทนค่าความผิดพลาด e_k จากสมการแล้วทำการกระจายพจน์ต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
E\{e_k e_k^H\} &= E\{b_k b_k^H\} (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1) (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1)^H + E\left\{ \sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l) (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1)^H \right\} + E\{b_k^H\} \mathbf{G}_k (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - \\
&\quad + E\{(\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1) b_k \sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l)^H\} + E\left\{ \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l) (\mathbf{G}_m \mathbf{H}_m \mathbf{A}_m \mathbf{c}_m b_m)^H \right\} + E\{\mathbf{G}_k \mathbf{n} \sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l)\} \\
&\quad + E\{b_k \mathbf{n}^H\} (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1) \mathbf{G}_k^H + E\left\{ \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l b_l) (\mathbf{G}_k \mathbf{n})^H \right\} + E\{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\} \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H
\end{aligned} \tag{1.8}$$

และโดยอาศัยข้อกำหนดคุณสมบัติต่างๆ เมื่อค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่ส่งถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (normalized) สัญญาณของผู้ใช้กับสัญญาณรบกวนไม่สหสัมพันธ์ สัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายไม่สหสัมพันธ์ และรู้ค่าเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน (Verdú, S. Multiuser Detection. UK: Cambridge University Press, 1998.) ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
E\{b_k b_k^H\} &= 1, \quad k = 1, 2, \dots, K \\
E\{b_k \mathbf{n}^H\} &= 0, \quad k = 1, 2, \dots, K, \\
E\{b_k b_l^H\} &= 0, \quad k, l = 1, 2, \dots, K, \quad k \neq l \\
E\{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\} &= \mathbf{R} = \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned} \tag{1.9}$$

โดยอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังที่กล่าว เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (1.8) จะทำให้สามารถเขียนค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยว ของค่าความผิดพลาดของผู้ใช้รายที่ k คือ $E\{e_k e_k^H\}$ ได้ใหม่ ดังนี้

$$E\{e_k e_k^H\} = (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1) (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - 1)^H + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l) (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_l \mathbf{A}_l \mathbf{c}_l)^H + \mathbf{G}_k \mathbf{R} \mathbf{G}_k^H \tag{1.10}$$

เมื่อให้ค่าผกผันของความแปรปรวนร่วมเกี่ยวของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับคือ \mathbf{W} เพื่อนำมาใช้ในการเขียนค่า $E\{e_k e_k^H\}$ ใหม่ โดยค่า \mathbf{W} สามารถเขียนได้ ดังนี้

$$\mathbf{W} = \left(\sum_{k=1}^K (\mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k^H) + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \tag{1.11}$$

โดยเมื่อนำสมการที่ (1.11) ไปแทนในสมการที่ (1.10) จะทำให้สามารถเขียนสมการ $E\{e_k e_k^H\}$ ของผู้ใช้แต่ละรายใหม่ได้ ดังนี้

$$E\{e_k e_k^H\} = \mathbf{G}_k \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}_k^H - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k - (\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k)^H + 1 \quad (1.12)$$

จากสมการที่ (1.12) สามารถนำไปเขียนในรูปในลักษณะปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดทั่วไปได้ เพื่อหาค่าต่ำสุดบนเกณฑ์ของค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย โดยเป้าหมายคือการหาค่าพรีโคดเดอร์ \mathbf{A}_k ของผู้ใช้แต่ละรายที่จะถูกใช้ที่เครื่องส่ง ร่วมกับตัวตรวจหา \mathbf{G}_k ที่จะถูกใช้ที่เครื่องรับ เพื่อตรวจหาสัญญาณข้อมูล ของผู้ใช้แต่ละราย \hat{b}_k ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \underset{\{\mathbf{A}_k, \mathbf{G}_k\}, k=1,2,\dots,K}{\text{minimize}} && \text{trace} \left(\sum_{k=1}^K E\{e_k e_k^H\} \right) \\ & \text{subject to} && \text{trace}(\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H) \leq p_k, \quad k=1,2,\dots,K. \end{aligned} \quad (1.13)$$

อธิบายสมการที่ (1.13) ได้ดังนี้ โดยเป็นปัญหาการหาค่าต่ำสุด โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์คือค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองของระบบซึ่งประกอบด้วยผู้ใช้ทุกราย และมีเงื่อนไขบังคับคือกำลังรวมในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ \mathbf{A}_k ซึ่งถูกจำกัด โดยผลรวมของกำลังงานทุกคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละรายมีค่าไม่เกินค่า p_k ของผู้ใช้แต่ละรายที่กำหนด เป้าหมายคือการหาค่าพรีโคดเดอร์ \mathbf{A}_k ซึ่งสอดคล้องตามเงื่อนไขบังคับ และตัวตรวจหา \mathbf{G}_k ซึ่งสอดคล้องกับค่าพรีโคดเดอร์ โดยทำให้ผลรวมของค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยทั้งระบบมีค่าต่ำสุด

อย่างไรก็ตามปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุด ดังสมการที่ (1.13) นั้นเนื่องจากฟังก์ชันจุดประสงค์ประกอบด้วยตัวตรวจหา \mathbf{G}_k ซึ่งไม่ใช่ตัวแปรในเงื่อนไขบังคับ ปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดดังกล่าวจึงเป็นปัญหาไม่คอนเวกซ์ เราจะทำการกำจัดตัวแปร \mathbf{G}_k โดยเขียนให้อยู่ในรูปของตัวแปรในเงื่อนไขบังคับ \mathbf{A}_k โดย \mathbf{G}_k ที่ใช้ในเครื่องรับแบบที่ให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดเมื่อทำการคงค่าของ \mathbf{A}_k ไว้ สามารถเขียนได้ ดังนี้

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{c}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W} \quad (1.14)$$

หลังจากนั้นนำค่า \mathbf{G}_k ในสมการที่ (1.14) ไปแทนในสมการที่ (1.12) จะทำให้สามารถเขียนฟังก์ชันจุดประสงค์ได้ใหม่โดยอยู่ในรูปของการหาค่าตัวพรีโคดเดอร์ \mathbf{A}_k ซึ่งทำให้สมการค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยว ของค่าความผิดพลาดของผู้ใช้รายที่ k คือ $E\{e_k e_k^H\}$ เขียนได้ ดังนี้

$$E\{e_k e_k^H\} = -\mathbf{c}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W} \mathbf{H}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{c}_k + 1 \quad (1.14)$$

และสามารถเขียนค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (mean square error : MSE) ของระบบในฟังก์ชันจุดประสงค์ได้ใหม่ โดยใช้ค่า $E\{e_k e_k^H\}$ ที่ได้จากสมการที่ (1.14) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\text{MSE} &= \text{trace} \left(\sum_{k=1}^K E(e_k e_k^H) \right) \\
&= -\sum_{k=1}^K \left(\text{trace}(\mathbf{c}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W} \mathbf{H}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{c}_k) \right) + (KN) \\
&= -\text{trace} \left(\mathbf{W} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}_k \mathbf{A}_k \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{H}_k^H) \right) + KN \\
&= -\text{trace}(\mathbf{W}(\mathbf{W}^{-1} - \mathbf{R})) + KN \\
&= \text{trace}(\mathbf{W}\mathbf{R}) + (K-1)N
\end{aligned} \tag{1.15}$$

จากนั้นจะใช้วิธีการเปลี่ยนตัวแปร เพื่อเขียนให้อยู่ในรูปของตัวแปร \mathbf{U}_k โดยกำหนดให้ $\mathbf{U}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H$ ซึ่งจะทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยในฟังก์ชันจุดประสงค์เขียนได้ ดังนี้

$$\text{MSE} = \text{trace} \left(\left(\sum_{k=1}^K (\mathbf{H}_k \mathbf{c}_k \mathbf{U}_k \mathbf{c}_k^H \mathbf{H}_k^H) + \mathbf{R} \right)^{-1} \mathbf{R} \right) + (K-1)N \tag{1.16}$$

และเงื่อนไขบังคับเขียนได้ใหม่ ดังนี้

$$\text{trace}(\mathbf{U}_k) \leq p_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \tag{1.17}$$

ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปแบบปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned}
&\underset{\{\mathbf{U}_k\}, k=1,2,\dots,K}{\text{minimize}} \quad \text{trace} \left(\left(\sum_{k=1}^K (\mathbf{H}_k \mathbf{c}_k \mathbf{U}_k \mathbf{c}_k^H \mathbf{H}_k^H) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \sigma^2 \mathbf{I} \right) \\
&\text{subject to} \quad \text{trace}(\mathbf{U}_k) \leq p_k, \quad k = 1, 2, \dots, K. \\
&\quad \mathbf{U}_k \geq 0
\end{aligned} \tag{1.18}$$

เนื่องจากช่องสัญญาณ \mathbf{H}_k และ \mathbf{U}_k นั้นค่าต่างๆอยู่ในแนวทแยง ทำให้สามารถลดรูปเขียนปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
&\underset{\mathbf{w}, \{\mathbf{U}_k\}, k=1,2,\dots,K}{\text{minimize}} \quad \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \mathbf{w}[i] \\
&\text{subject to} \quad \sum_{i=1}^N \mathbf{u}_k[i] \leq p_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \\
&\quad \mathbf{w}[i] \left(\sum_{k=1}^K (|H_k[i] \bullet c_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i]) + \sigma_i^2 \right) \geq 1 \\
&\quad \mathbf{u}_k[i] \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, N \\
&\quad k = 1, 2, \dots, K
\end{aligned} \tag{1.19}$$

อย่างไรก็ตามเงื่อนไขบังคับ $\mathbf{w}[i] \left(\sum_{k=1}^K (|H_k[i] \bullet c_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i]) + \sigma_i^2 \right) \geq 1$ ในปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดในสมการที่ (1.19) ยังไม่อยู่ในรูปแบบกรวยอันดับสอง ซึ่งเป็นคอนเวกซ์ ทำให้ปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดดังกล่าว ยังไม่สามารถที่จะใช้ตัวแก้ปัญหาคงที่เชิงคณิตศาสตร์ภายใน เช่น SeDuMi เพื่อหาคำวนหาคำตอบของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ได้ ดังนั้นจึงทำการแปลงเงื่อนไข

บังคับนี้ให้อยู่ในรูปแบบของกรวยอันดับสองเสียก่อน ขั้นตอนสามารถทำได้ดังนี้ เมื่อพิจารณาจากเงื่อนไขบังคับ

$$\mathbf{w}[i] \left(\sum_{k=1}^K (|H_k[i] \cdot c_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i]) + \sigma_i^2 \right) \geq 1 \quad (1.20)$$

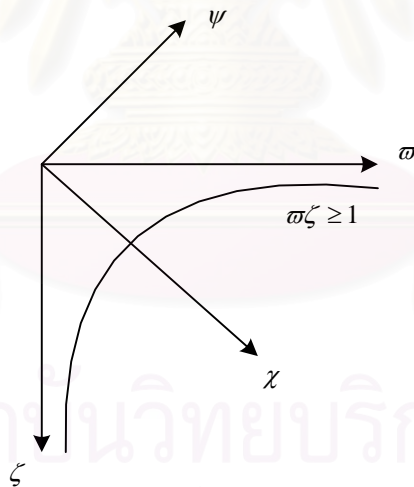
โดยกำหนดให้ ζ แทน $\left(\sum_{k=1}^K (|H_k[i] \cdot c_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i]) + \sigma_i^2 \right)$ และ ϖ แทน $\mathbf{w}[i]$ ทำให้เขียนสมการที่ (1.20) ได้ใหม่ ดังนี้

$$\varpi \zeta \geq 1; \quad \zeta = \sum_{k=1}^K (|H_k[i] c_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i]) + \sigma_i^2 \quad (1.20)$$

จะทำการแปลงให้อยู่ในรูปแบบกรวยอันดับสอง พิจารณาโดยอาศัยการแปลงพิกัด หรือคือ การแปลงเชิงเส้น (linear transform) ดังนี้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varpi \\ \zeta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi \\ \psi \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \chi + \psi \\ \chi - \psi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.21)$$

ซึ่งสามารถมองการแปลงดังกล่าวในเชิงภาพ ได้ดังรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 การแปลงเชิงเส้นเพื่อทำให้เงื่อนไขบังคับอยู่ในรูปแบบกรวยอันดับสอง

แสดงความสัมพันธ์การแปลง ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \chi \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varpi \\ \zeta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \varpi + \zeta \\ \varpi - \zeta \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

จากการแปลงดังกล่าว ทำให้เขียนได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
(x+\zeta)(x-\zeta) &\geq 1 \\
x^2 - \zeta^2 &\geq 1 \\
x^2 &\geq \zeta^2 + 1
\end{aligned} \tag{1.23}$$

หลังจากนั้นจะทำการแปลงกลับให้อยู่ในรูปของตัวแปรเดิมซึ่งเป็นการหมุนไป $\pi/4$ ได้ โดย v คือตัวแปรช่วย (slack variable) ดังนี้

$$\begin{aligned}
x^2 &\geq \zeta^2 + v^2 \\
v^2 &\geq 1
\end{aligned} \tag{1.24}$$

รายละเอียดการแปลงกลับในรูปของตัวแปรเดิม เขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\frac{1}{4}(\varpi + \zeta)^2 &\geq \frac{1}{4}(\varpi - \zeta)^2 + v^2 \\
(\varpi + \zeta)^2 &\geq (\varpi - \zeta)^2 + 4v^2 \\
|\varpi + \zeta| &\geq \left\| \begin{bmatrix} \varpi - \zeta \\ 2v \end{bmatrix} \right\|
\end{aligned} \tag{1.25}$$

ซึ่งจะทำให้ได้ผลการแปลงเงื่อนไขบังคับจาก

$$\mathbf{w}[i] \left(\sum_{k=1}^K (|H_k[i] \bullet \mathbf{c}_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i]) + \sigma_i^2 \right) \geq 1 \tag{1.26}$$

เขียนได้ใหม่ ดังนี้

$$\begin{aligned}
\varpi + \zeta &\geq \left\| \begin{bmatrix} \varpi - \zeta \\ 2v \end{bmatrix} \right\| \\
v &\geq 1 \quad (v \text{ is slack variable})
\end{aligned} \tag{1.27}$$

ทำให้สามารถเขียนปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดจากสมการที่ (1.19) ได้ใหม่ โดยเงื่อนไขบังคับที่ได้ใหม่ดังสมการที่ (1.27) ซึ่งอยู่ในรูปแบบกรวยอันดับสอง และปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดที่เขียนใหม่นี้จึงกลายเป็นปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดเชิงกรวยอันดับสองซึ่งเป็นคอนเวกซ์ และสามารถนำไปใช้คำนวณด้วยตัวแก้ปัญหาโดยวิธีจุดภายใน เพื่อหาคำตอบของปัญหาดังกล่าวได้ โดยปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดเชิงกรวยอันดับสองเป็นรูปแบบหนึ่งของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ได้ เขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
& \text{minimize} && \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \varpi \\
& \text{subject to} && \sum_{i=1}^N \mathbf{u}_k[i] \leq p_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \\
& && \varpi + \zeta \geq \left\| \begin{bmatrix} \varpi - \zeta \\ 2\nu \end{bmatrix} \right\| \\
& && \mathbf{u}_k[i] \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad k = 1, 2, \dots, K \\
& && \nu \geq 1. \quad (\nu \text{ is slack variable}) \\
& \text{where,} && \zeta = \sum_{k=1}^K \left(|H_k[i] c_k[i]|^2 \mathbf{u}_k[i] \right) + \sigma_i^2
\end{aligned} \tag{1.28}$$

อธิบายปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดที่ได้ตั้งสมการที่ (1.28) ได้ดังนี้ โดยจะเป็นการหาค่าตอบคือ \mathbf{U}_k ($\mathbf{U}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H$) ซึ่งคือกำลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละราย โดยเมื่อทำการแยก \mathbf{U}_k จากสมการที่กำหนดขึ้น คือ $\mathbf{U}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H$ จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละราย \mathbf{A}_k ที่จะถูกใช้ที่เครื่องส่ง และเมื่อนำ \mathbf{A}_k ที่ได้ไปแทนในสมการที่ (1.14) จะได้ตัวตรวจหา \mathbf{G}_k ที่จะถูกใช้ที่เครื่องรับ โดยมีค่าสอดคล้องกันทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบมีค่าต่ำสุด ดังฟังก์ชันจุดประสงค์ที่ใช้ในปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุด และเนื่องจากปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดดังกล่าวซึ่งอยู่ในรูปแบบปัญหาปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดเชิงกรวยอันดับสองนั้นเป็น ปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ ทำให้ค่าคำตอบที่หาได้เป็นค่าเหมาะที่สุด และเมื่อใช้ตัวแก้ปัญหาซึ่งใช้วิธีจุดภายใน ทำให้ใช้เวลาในการหาค่าตอบได้อย่างรวดเร็ว

1.4 ผลการจำลองระบบ

1.4.1 ผลการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ที่ได้จากการหาค่าเหมาะที่สุด

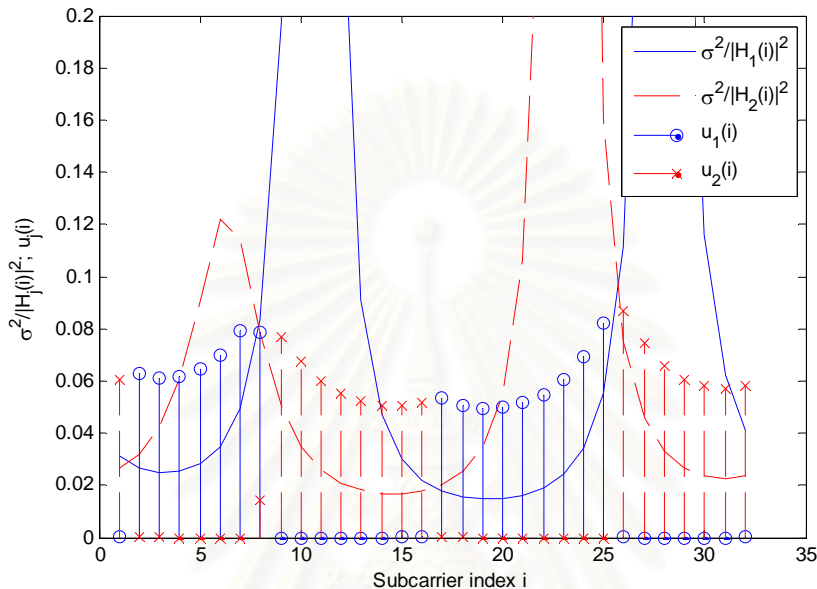
ในหัวข้อนี้ต้องการดูผลของค่าพรีโคดเดอร์ที่หาค่าได้จากการหาค่าเหมาะที่สุดด้วยวิธีการที่นำเสนอในบทที่ 3 โดยแสดงในรูปการจัดสรรพลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ที่ได้กับค่าอัตราส่วนขนาดอัตราขยายช่องสัญญาณ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง จะทำการทดสอบให้เห็นผลที่ได้ในกรณีที่มีผู้ใช้ 2 ราย โดยผู้ใช้แต่ละรายถูกผลตอบแทนของอิมพัลส์ช่องสัญญาณจำนวน 3 แทป มีค่าดังตารางที่ 1.4.1

ตารางที่ 1.4.1 ค่าผลตอบแทนของอิมพัลส์ช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายที่ใช้ในการทดสอบ

ผู้ใช้	ค่าผลตอบแทนของอิมพัลส์ช่องสัญญาณ
รายที่ 1	[0.5141 - 0.2216i, -0.1282 - 0.0703i, 0.4069 + 0.2211i]
รายที่ 2	[0.0180 + 0.3724i, 0.0926 - 0.1372i, 0.4964 + 0.3805i]

ผู้ใช้แต่ละรายถูกมอดูเลชันแบบหลายคลื่นพาหีย่อยจำนวน 32 คลื่นพาหีย่อย โดยกำลังงานรวมของคลื่นพาหีย่อยทั้งหมดของผู้ใช้แต่ละรายมีค่าเท่ากัน คือมีค่า $p_1 = p_2$ และสัญญาณรบกวนคือ $\mathbf{R} = \sigma^2 \mathbf{I}$ โดยทำการทดสอบที่ค่า SNR เท่ากับ 5 dB ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 1.4.1



รูปที่ 1.4.1 ผลการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ที่ได้จากการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

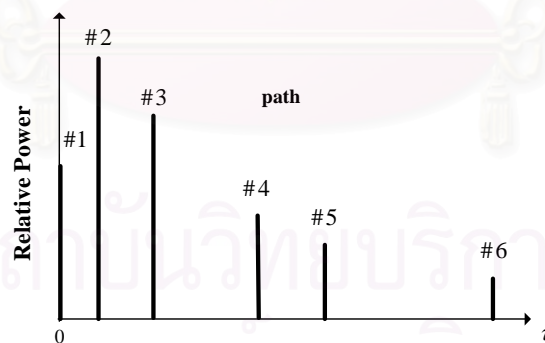
อธิบายผลการทดสอบจากรูปที่ 1.4.1 ได้ดังนี้ พิจารณาจากเส้นกราฟของ $\sigma^2/|H_j(i)|^2$ ซึ่งมีความหมายคือ เมื่อมีค่าต่ำจะหมายถึงลักษณะช่องสัญญาณดี โดยควรที่จะส่งกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยนั้นให้มีค่ามาก หากมีค่าน้อยจะหมายถึงลักษณะช่องสัญญาณไม่ดี ควรที่จะส่งกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยนั้นให้มีค่าน้อยหรือไม่ส่งเลย เมื่อพิจารณาที่ผู้ใช้รายที่หนึ่ง จะพบว่าค่าการจัดสรรกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ที่ได้จากการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด $u_1(i)$ แสดงด้วยสเต็ม ถูกจัดสรรให้มีค่าในคลื่นพาหีย่อยในลำดับที่ 2-8 และ 17-25 ด้วยค่าขนาดกำลังงานที่แตกต่างกันซึ่งสอดคล้องกับค่า $\sigma^2/|H_1(i)|^2$ ซึ่งมีค่าต่ำ และไม่มีการจัดสรรกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยที่เหลือเนื่องจากค่า $\sigma^2/|H_1(i)|^2$ มีค่าสูง สำหรับในรายที่สองนั้นจะพบว่าค่าการจัดสรรกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ที่ได้จากการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด $u_2(i)$ ถูกจัดสรรให้มีค่าในคลื่นพาหีย่อยในลำดับที่ 1, 8-16 และ 26-32 ด้วยค่าขนาดกำลังงานแตกต่างกันซึ่งสอดคล้องกับค่า $\sigma^2/|H_2(i)|^2$ ซึ่งมีค่าต่ำ และไม่มีการจัดสรรกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยที่เหลือเนื่องจากค่า $\sigma^2/|H_2(i)|^2$ มีค่าสูง นอกจากนี้เมื่อพิจารณาในบางคลื่นพาหีย่อยคือ คลื่นพาหีย่อยในลำดับที่ 8 นั้นจะมีการจัดสรรกำลังงานในคลื่นพาหีย่อยของพรีโคดเดอร์ในผู้ใช้ทั้งสองราย คือ $u_1(i)$ และ

$u_2(i)$ และแม้ว่าในคลื่นพหุย่อยลำดับที่ 14-16 นั้น ค่า $\sigma^2/|H_1(i)|^2$ ของผู้รับรายแรกจะมีค่าต่ำก็ตาม แต่ไม่มีการจัดสรรกำลังงานในคลื่นพหุย่อยของพรีโคดเดอร์ $u_1(i)$ กลับจัดสรรกำลังงานในคลื่นพหุย่อยของพรีโคดเดอร์ $u_2(i)$ ในผู้รับรายที่สองแทน ซึ่งสามารถอธิบายได้เนื่องจากลักษณะของผู้ใช้หลายราย การจัดสรรกำลังงานในคลื่นพหุย่อยของพรีโคดเดอร์นอกจากจะพิจารณา ค่า $\sigma^2/|H_j(i)|^2$ ของตัวเองแล้วยังต้องคำนึงถึงค่าของผู้รับรายอื่นด้วย

1.4.2 สมรรถนะของระบบที่นำเสนอนในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ระบบ MC-CDMA หลายผู้ใช้

หลังจากที่ได้แสดงผลของลักษณะการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพหุย่อยของพรีโคดเดอร์ที่ได้จากการหาค่าเหมาะที่สุดแล้ว ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบสมรรถนะที่ได้ โดยจะวัดสมรรถนะของระบบจากอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (bit error rate : BER) เมื่ออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio : SNR) เปลี่ยนไปที่ค่าต่างๆ

ทำการทดสอบสมรรถนะของระบบโดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีในเมือง (typical urban : TU) เพื่อทดสอบระบบสำหรับการนำไปใช้งานในเมือง โดยแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีในเมืองที่ใช้มีจำนวนวิถีทั้งหมด 6 วิถี โดยมีพารามิเตอร์คือค่ากำลังงานและเวลาหน่วงในแต่ละวิถีของแบบจำลองช่องสัญญาณ (Patzold, M. Mobile Fading Channels. UK: John Wiley & Sons, 2002.) ดังตาราง 1.4.2 และลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีในเมืองแสดงในรูปที่ 4.2

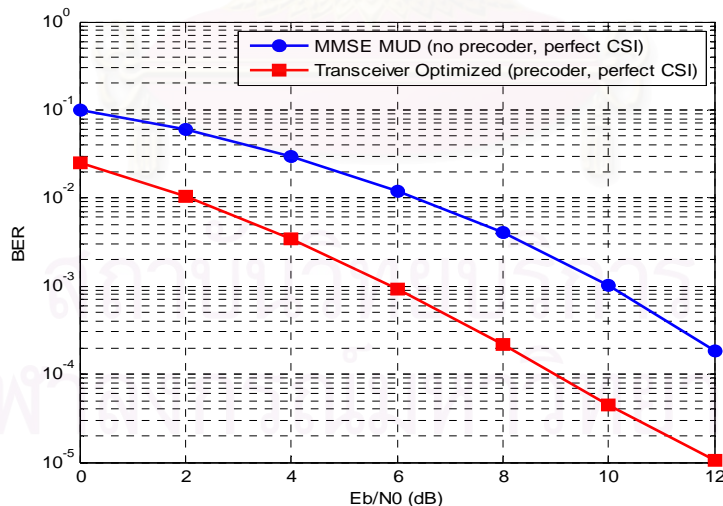


รูปที่ 1,4.2 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีในเมือง

ตารางที่ 1.4.2 ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิถีในเมือง (typical urban : TU) (Patzold, M. Mobile Fading Channels. UK: John Wiley & Sons, 2002.)

วิถี (path) #	Delay (μ s)	Normalized Power
1	0	0.189
2	0.2	0.379
3	0.5	0.239
4	1.6	0.095
5	2.3	0.061
6	5.0	0.037

โดยการทดสอบวัดสมรรถนะในกรณีนี้จะพิจารณาเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งและตัวตรวจหาที่เครื่องรับด้วยวิธีการหาค่าเหมาะที่สุดนั้นถูกต้องสมบูรณ์ ในระบบ MC-CDMA ซึ่งมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด 8 ราย ใช้รหัสวอล์ทฮาดามาที่มีความยาวเท่ากับจำนวนคลื่นพหุย่อย และมีจำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 64 โดยเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอ กับวิธีการดั้งเดิมซึ่งไม่มีการใช้พรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่ง กล่าวคือไม่มีการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพหุย่อยและใช้เครื่องรับแบบ MMSE MUD (Hara, S. and Prasad, R. Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 48, 5 (Sep. 1999) : 1584-1595) ผลการวัดสมรรถนะด้วยอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ค่า SNR ต่างๆ แสดงดังรูปที่ 1.4.3



รูปที่ 1.4.3 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่นำเสนอ เมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งและตัวโคดเดอร์ที่เครื่องรับด้วยวิธีการหาค่าเหมาะที่สุดนั้นถูกต้องสมบูรณ์ (Perfect CSI)

อธิบายผลการทดสอบสมรรถนะจากรูปที่ 1.4.3 ได้ดังนี้ พิจารณากราฟที่ได้จะเห็นว่าวิธีการที่นำเสนอคือการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งและดีโคดเดอร์ที่เครื่องรับด้วยวิธีการหาค่าเหมาะที่สุดนั้น มีสมรรถนะที่ดีกว่าโดยได้ค่า BER ที่ต่ำกว่า การใช้เครื่องรับแบบ MMSE MUD ซึ่งไม่มีการใช้พรีโคดเดอร์ ประมาณ 4 dB ตลอดช่วง SNR ที่ค่าต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ค่า SNR น้อยนั้น โดยปกติการที่จะปรับปรุงสมรรถนะให้ดีขึ้นนั้นเป็นไปได้ยาก เนื่องจากขนาดของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก ส่วนที่ค่า SNR สูงนั้นโดยปกติระบบจะมีค่า BER น้อยอยู่แล้ว การที่วิธีการที่นำเสนอสามารถทำให้ค่า BER น้อยลงได้นั้นเป็นผลเนื่องมาจากการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพาห้อย่อยด้วยพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งซึ่งเปลี่ยนแปลงให้เหมาะสมกับสถานะของช่องสัญญาณในขณะนั้นด้วยวิธีการหาค่าเหมาะที่สุด โดยค่าตัวตรวจหาที่ใช้ที่เครื่องรับด้วยวิธีการนี้ก็มีการเปลี่ยนแปลงสัมพันธ์กับค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งด้วย ตามเกณฑ์ที่ใช้ในการหาค่าเหมาะที่สุดคือทำให้ระบบมีค่า MSE ต่ำที่สุด

1.4.3 ผลการทดสอบเมื่อค่าการประมาณช่องสัญญาณไม่ถูกต้องสมบูรณ์ (imperfect channel estimation)

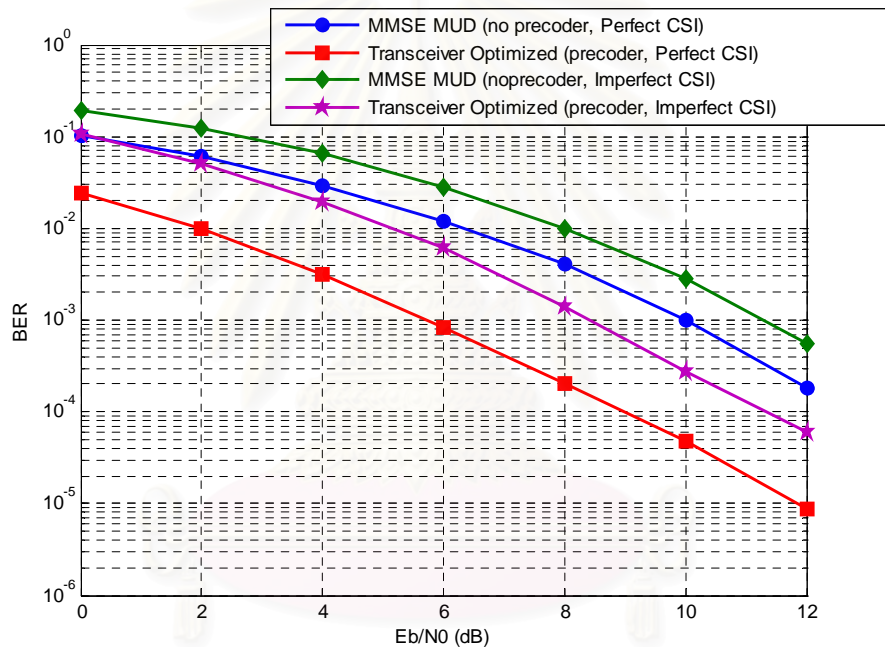
จากผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ได้ของวิธีการที่นำเสนอในหัวข้อที่แล้วนั้นอยู่บนพื้นฐานของการที่ค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่านั้นมีค่าถูกต้องสมบูรณ์ ซึ่งค่านี้ใช้ในเครื่องรับแบบ MMSE MUD ในระบบเดิมเช่นกัน อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติค่าสถานะของช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งและตัวตรวจหาที่เครื่องรับนั้นจะมีค่าที่ถูกต้องไม่สมบูรณ์ อันเนื่องมาจากสาเหตุ เช่น การประมาณค่าสถานะช่องสัญญาณที่เครื่องรับนั้นผิดพลาดไปจากค่าที่ถูกต้อง ดังนั้นในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบในกรณีดังกล่าวนี้คือเมื่อ ค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้มีค่าผิดพลาดไปจากค่าที่ถูกต้อง (Chen, Y. and Tellambura, C. Performance Analysis of Maximum Ratio Transmission with Imperfect Channel Estimation. IEEE Communications Letters. 9,4 (Apr. 2005) : 322-324) สามารถเขียนสมการได้ ดังนี้

$$\hat{h}_k = h_k + \Delta h_k \quad (1.4.1)$$

เมื่อ \hat{h}_k แทนค่าสถานะช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นเมื่อภาครับของระบบทำการประมาณค่าสถานะช่องสัญญาณผิดพลาดไปจากค่าที่ถูกต้องของช่องสัญญาณ h_k ในขณะนั้น โดยผิดพลาดไปด้วยค่า Δh_k ซึ่งคือตัวแปรสุ่มเกาส์เชิงซ้อน (complex Gaussian random variable) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ σ_c^2 โดยค่าความแปรปรวนของ Δh_k ซึ่งมีค่าความแปรปรวน σ_c^2 จะขึ้นอยู่กับขนาด SNR ของสัญลักษณ์นำร่อง (pilot symbol) ดังนี้ คือ

$\sigma_e^2 \propto \left(\frac{E_p}{N_0}\right)^{-1}$ เมื่อ E_p แทนพลังงานของสัญลักษณ์นำร่อง จากนั้นจึงนำค่า \hat{h}_k ที่ได้ตามที่กล่าวไว้ไปใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งและตัวตรวจหาที่เครื่องรับด้วยการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบในหัวข้อนี้ซึ่งทำการทดสอบดูผลเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้มีค่าไม่ถูกต้องสมบูรณ์อันเนื่องมาจากการประมาณค่าสถานะช่องสัญญาณที่เครื่องรับนั้นผิดพลาดไปจากค่าที่ถูกต้องตามที่ได้กล่าวไว้ โดยกำหนดให้ค่าพลังงานสัญลักษณ์นำร่องเท่ากับพลังงานสัญลักษณ์ข้อมูล สำหรับค่าพารามิเตอร์อื่นนั้นใช้ค่าตามที่ได้กำหนดไว้ในหัวข้อก่อนหน้า นี้ ผลที่ได้ในกรณีนี้ แสดงดังรูปที่ 1.4.4



รูปที่ 1.4.4 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่นำเสนอ เมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์ที่เครื่องส่งและตัวตรวจหาที่เครื่องรับด้วยวิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดนั้นไม่ถูกต้องสมบูรณ์ (imperfect channel state information)

อธิบายผลการทดสอบสมรรถนะจากรูปที่ 1.4.4 ได้ดังนี้ พิจารณากราฟที่ได้จะเห็นว่าเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคดเดอร์และตัวตรวจหา มีค่าที่ไม่ถูกต้องสมบูรณ์อันเนื่องมาจากการประมาณค่าสถานะช่องสัญญาณที่เครื่องรับผิดพลาดไปจากค่าสถานะช่องสัญญาณจริงในขณะนั้น จะทำให้ผลของสมรรถนะระบบลดลง โดยมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบเพิ่มสูงขึ้น ผลกราฟที่ได้เมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณไม่ถูกต้องสมบูรณ์ทั้งกรณีของเครื่องรับ MMSE MUD ในระบบเดิม กับวิธีการที่นำเสนอโดยใช้เทคนิคการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

เพื่อหาค่าพรีโคดเดอร์นั้น จะมี BER ที่เพิ่มสูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณถูกต้องสมบูรณ์ โดยในกรณีของเครื่องรับแบบ MMSE MUD เปรียบเทียบเมื่อค่า CSI ถูกต้องสมบูรณ์ กับ มีค่าไม่ถูกต้องสมบูรณ์นั้น ต่างกันประมาณ 2 dB ตลอดช่วง SNR ส่วนในกรณีของวิธีการนำเสนอซึ่งใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดนั้น เปรียบเทียบเมื่อค่า CSI ถูกต้องสมบูรณ์ กับ มีค่าไม่ถูกต้องสมบูรณ์นั้น ต่างกันประมาณ 3 dB ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลของค่า CSI ที่ไม่ถูกต้องสมบูรณ์อันเนื่องมาจากการประมาณช่องสัญญาณที่เครื่องรับผิดพลาดไปจากค่าสถานะช่องสัญญาณจริงในขณะนั้น ในกรณีของวิธีการที่นำเสนอซึ่งใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดนั้น มีผลมากกว่า โดยอธิบายได้ว่าเมื่อนำค่า CSI ที่ไม่ถูกต้องมาใช้ ทำให้การหาค่าพรีโคดเดอร์เพื่อจัดสรรกำลังงานผิดพลาดจะส่งผลต่อสมรรถนะของระบบโดยมี BER เพิ่มขึ้นมากกว่าในกรณีใช้เครื่องรับ MMSE MUD ในระบบเดิมซึ่งไม่มีการจัดสรรกำลังงานโดยให้กำลังงานในทุกคลื่นพาทีย่อยเท่ากัน

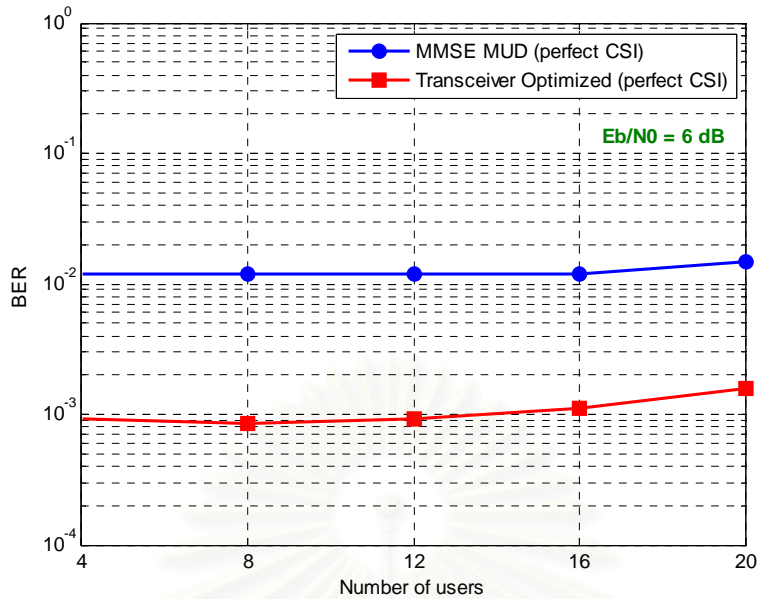
อย่างไรก็ตามสมรรถนะที่ได้ของระบบที่นำเสนอซึ่งมีการจัดสรรกำลังงานในแต่ละคลื่นพาทีย่อยด้วยพรีโคดเดอร์นั้น มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบดั้งเดิมที่ไม่มีพรีโคดเดอร์สำหรับกรณีเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้จะมีค่าไม่ถูกต้องสมบูรณ์ ด้วยเช่นกัน

1.4.4 สมรรถนะของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น

ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบสมรรถนะของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นเนื่องจากระบบ MC-CDMA ที่พิจารณาในที่นี่เป็นระบบที่ใช้สำหรับรองรับผู้ใช้งานหลายรายเข้าใช้งานช่องสัญญาณพร้อมกัน โดยจะทำการวัดอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น ที่ค่า SNR เท่ากับ 6

1.4.4.1. ผลของจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในกรณีเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณถูกต้องสมบูรณ์

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบต่างๆ ในหัวข้อนี้ใช้ค่าเช่นเดียวกับที่กำหนดไว้ในหัวข้อ 1.4.3.2 โดยทำการทดสอบที่ค่า SNR เท่ากับ 6 dB ที่ค่าจำนวนผู้ใช้ต่างๆ ที่เพิ่มขึ้น สำหรับกรณีที่ค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ถูกต้องสมบูรณ์ (Perfect CSI) ได้ผลดังรูปที่ 1.4.5

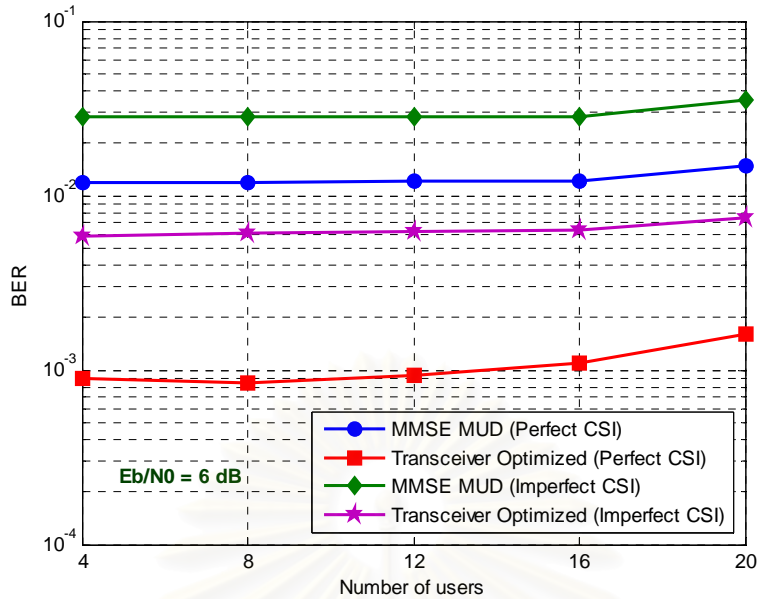


รูปที่ 1.4.5 สมรรถนะของระบบที่จำนวนผู้ใช้ต่างๆ ที่ค่า SNR เท่ากับ 6 dB

อธิบายผลการทดสอบสมรรถนะจากรูปที่ 1.4.5 ได้ดังนี้ จากกราฟ ในประเด็นแรกจะเห็นว่าวิธีการที่นำเสนอคือการใช้พีซีเคเดออร์เพื่อจัดสรรกำลังงานด้วยวิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่า วิธีการเดิมที่ไม่มีพีซีเคเดออร์เพื่อจัดสรรกำลังงาน ที่ทุกค่าของจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น กล่าวคือวิธีการที่นำเสนอมีสมรรถนะที่ดีกว่าแม้ว่าจำนวนผู้ใช้จะเพิ่มขึ้น ประเด็นถัดมาจากรูปภาพผลของจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นที่จำนวนผู้ใช้ในระบบไม่มาก คือจำนวนใช้น้อยกว่า 16 ราย อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลยังคงไม่เปลี่ยนแปลง ผลของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลจะเริ่มสูงขึ้นเล็กน้อยเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้น คือจำนวนผู้ใช้ในระบบมีจำนวนมากกว่า 16 ราย อธิบายได้ว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุดหนึ่งการรบกวนกันเองก็จะสะสมเพิ่มขึ้นจนส่งผลให้เริ่มเห็นถึงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่สูงขึ้น

1.4.4.2 ผลของจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในกรณีเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณไม่ถูกต้องสมบูรณ์

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบต่างๆ ในหัวข้อนี้ใช้ค่าเช่นเดียวกับที่กำหนดไว้ในหัวข้อ 1.4.3.2 โดยทำการทดสอบที่ค่า SNR เท่ากับ 6 dB ที่ค่าจำนวนผู้ใช้ต่างๆ ที่เพิ่มขึ้น สำหรับกรณีที่ค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ไม่ถูกต้องสมบูรณ์ (Imperfect CSI) ได้ผลดังรูปที่ 1.4.6



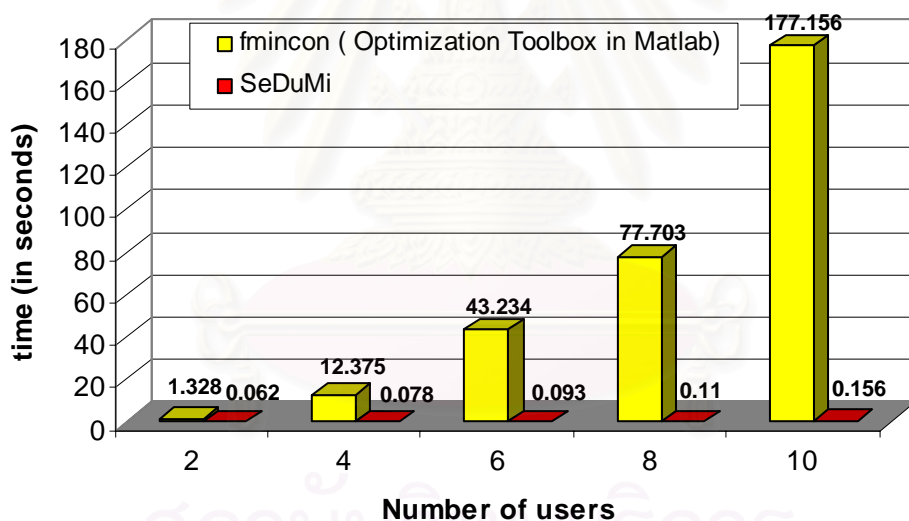
รูปที่ 1.4.6 สมรรถนะของระบบที่จำนวนผู้ใช้ต่างๆ ที่ค่า SNR เท่ากับ 6 dB เมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ไม่ถูกต้องสมบูรณ์

อธิบายผลจากกราฟสำหรับในกรณีนี้เพื่อดูผลเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น ในกรณีที่ค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้มีค่าไม่ถูกต้องสมบูรณ์ จะเห็นว่าที่ค่าสถานะช่องสัญญาณไม่ถูกต้อง นั้นวิธีการที่นำเสนอซึ่งมีการจัดสรรกำลังงานด้วยฟรีโคดเดอร์นั้นอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าน้อยกว่าวิธีการดั้งเดิมที่ไม่มีฟรีโคดเดอร์ กล่าวคือวิธีการที่นำเสนอทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยค่า BER จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบมีค่ามากขึ้นโดยจากกราฟจะเริ่มเห็นความแตกต่างเมื่อจำนวนผู้ใช้มากกว่า 16 ราย สำหรับจำนวนคลื่นพาหีย่อยที่ใช้เท่ากับ 64 อธิบายได้ว่า เนื่องจากการหาค่าฟรีโคดเดอร์ด้วยวิธีการที่นำเสนอ นั้นจะอาศัยค่าสถานะช่องสัญญาณมาใช้หาค่าการจัดสรรกำลังงาน ซึ่งหากค่าสถานะช่องสัญญาณนั้นมีค่าที่ผิดพลาดก็จะส่งผลให้การจัดสรรกำลังงานผิดพลาดทำให้อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลสูงกว่าวิธีการเดิมซึ่งไม่มีการจัดสรรกำลังงาน คือการกระจายกำลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยเท่ากันหมด

1.4.5 เวลาที่ใช้ในการคำนวณ

การที่ต้องแปลงปัญหาของวิธีการที่นำเสนอ ให้อยู่ในรูปแบบการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ เนื่องจากเมื่อปัญหาอยู่ในรูปแบบคอนเวกซ์แล้ว จะทำให้ได้ประโยชน์สองประการ คือ ในประการแรกจะทำให้คำตอบที่หาค่าได้เป็นค่าเหมาะที่สุดวงกว้าง ซึ่งได้ส่งผลให้วิธีการที่นำเสนอ นั้นทำให้ระบบมีอัตราบิตข้อมูลผิดพลาดที่ต่ำกว่า นั่นคือระบบที่ได้มีสมรรถนะที่ดีกว่า ดังผลการทดสอบที่

ผ่านมา และประโยชน์อีกประการหนึ่งเมื่อแปลงให้อยู่ในรูปคอนเวกซ์ คือ มีตัวแก้ปัญหาซึ่งใช้สำหรับปัญหาคอนเวกซ์โดยเฉพาะซึ่งอาศัยวิธีจุดภายใน เช่น SeDuMi โดยสามารถหาคำตอบได้อย่างรวดเร็วเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการดั้งเดิมที่ผ่านมาของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุด ซึ่งในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบเวลาที่ใช้เมื่อนำมาคำนวณด้วยตัวแก้ปัญหา SeDuMi ซึ่งอาศัยวิธีจุดภายใน กับวิธีการเดิมโดยใช้ตัวแก้ปัญหาที่มากับโปรแกรม Matlab โดยใช้ฟังก์ชัน fmincon พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบในส่วนนี้ กำหนดให้ใช้ Matlab รุ่นที่ 7.1 (R14) service pack 3 และใช้ฟังก์ชัน fmincon ในเครื่องมือการหาค่าเหมาะที่สุดของ Matlab ซึ่งเป็นรุ่น 3.03 เปรียบเทียบกับตัวแก้ปัญหาซึ่งใช้วิธีจุดภายใน โดยใช้ SeDuMi รุ่น 1.1 (Sturm, J.F. SeDuMi 1.1, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones. Available at <http://sedumi.mcmaster.ca/> (Sep. 2006)) โดยเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณใช้หน่วยประมวลผล Intel Pentium M 1.6 GHz โดยแกน x เป็นจำนวนผู้ใช้ที่ค่าต่างๆ สำหรับแกน y เป็นเวลาที่ใช้ในการหาคำตอบ โดยทำการหาคำตอบซ้ำทั้งหมด 5 ครั้งแล้วหาค่าเฉลี่ย ผลที่ได้แสดง ดังรูปที่ 1.4.7



รูปที่ 1.4.7 กราฟแสดงเวลาที่ใช้ในการคำนวณหาคำตอบ เปรียบเทียบตัวแก้ปัญหา SeDuMi กับตัวแก้ปัญหาที่มากับโปรแกรม Matlab

ผลจากการทดสอบจากรูปที่ 1.4.7 แสดงให้เห็นว่าเวลาที่ใช้ในการคำนวณเพื่อหาคำตอบของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ โดยใช้ตัวแก้ปัญหา SeDuMi ซึ่งเป็นตัวแก้ปัญหาโดยอาศัยวิธีจุดภายใน สำหรับปัญหาที่เป็นคอนเวกซ์ นั้นใช้เวลาน้อยกว่า เมื่อใช้ตัวแก้ปัญหาที่มากับโปรแกรม Matlab ซึ่งเรียกใช้ผ่านฟังก์ชัน fmincon ซึ่งจากผลการทดสอบนี้สอดคล้องกับคุณประโยชน์ของการที่ต้องทำการแปลงปัญหาให้อยู่ในรูปแบบปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ เนื่องจากมีตัวแก้ปัญหาซึ่งมีประสิทธิภาพมากสำหรับใช้หาคำตอบดังกล่าวโดยใช้เวลาที่

น้อยมาก โดยหากใช้ตัวแก้ปัญหามากับโปรแกรม Matlab เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น จะเห็นว่า เวลาที่ต้องใช้ในการคำนวณเพื่อหาคำตอบจะเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก

1.5. สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบมัลติแคร์เรียริชิตีเอ็มเอหลายผู้ใช้ใน ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น โดยการหาค่าพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่งเพื่อทำหน้าที่จัดสรรกำลังงานในแต่ละ คลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละรายให้เหมาะสมกับสถานะของช่องสัญญาณ โดยตัวตรวจหาที่ใช้ที่ เครื่องรับจะมีค่าเปลี่ยนแปลงโดยมีความสัมพันธ์กับพรีโคเดเดอร์ที่เครื่องส่ง บนเกณฑ์ที่ทำให้ค่า ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบมีค่าต่ำสุด โดยเริ่มจากการเขียนสมการค่าความ ผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบของระบบซึ่งมีค่าพรีโคเดเดอร์และตัวตรวจหาหลังจากนั้นนำมา เขียนให้อยู่ในรูปของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุด โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์คือ ทำให้ระบบมีค่า ความผิดพลาดกำลังสองต่ำที่สุด บนเงื่อนไขบังคับกำลังงานรวมทั้งหมดในคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้ แต่ละรายมีค่าจำกัด อย่างไรก็ตามเนื่องจากเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของปัญหาการหาค่าเหมาะ ที่สุดดังกล่าวแล้ว ปรากฏว่าปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดดังกล่าวอยู่นั้นอยู่ในรูปไม่คอนเวกซ์ ซึ่งทำ ให้คำตอบที่หาได้ด้วยวิธีดังกล่าวนั้นอาจไม่ได้ค่าเหมาะที่สุด จึงทำการแปลงปัญหาดังกล่าวซึ่ง เป็นปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดไม่คอนเวกซ์ ให้อยู่ในรูปแบบกำหนดการเชิงกรวยอันดับสอง ซึ่ง เป็นรูปแบบหนึ่งของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดที่อยู่ในรูปคอนเวกซ์ เมื่อทำให้ปัญหาการหาค่า เหมาะที่สุดอยู่ในรูปแบบคอนเวกซ์แล้วจะทำให้ได้คุณสมบัติที่ล้ำค่ามากสองประการ คือใน ประการแรกทำให้คำตอบที่หาค่าได้นั้นเป็นค่าเหมาะที่สุด และประการที่สองคือ มีวิธีเชิงเลข ซึ่ง ใช้วิธีจุดภายใน ในการคำนวณหาคำตอบของปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์ได้อย่างมี ประสิทธิภาพมาก วิธีจุดภายในเป็นวิธีซึ่งใช้เวลาในการหาคำตอบเป็นเวลาพหุนาม โดยมีผู้พัฒนา ตัวแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่งอาศัยวิธีจุดภายในสำหรับใช้ในการหาคำตอบของปัญหาที่อยู่ในรูปแบบคอน เวกซ์ดังกล่าวอย่างมีประสิทธิภาพมาก เช่น SeDuMi จากที่กล่าวมาทำให้คำตอบที่ได้เมื่อแปลง ปัญหาบบดังกล่าวให้อยู่ในรูปแบบปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดคอนเวกซ์แล้ว จะทำให้ได้ค่าพรี โคเดเดอร์สำหรับใช้ที่เครื่องส่ง และตัวตรวจหาสำหรับใช้ที่เครื่องรับจากวิธีการดังกล่าว มีค่าเหมาะ ที่สุด และใช้เวลาในการหาคำตอบได้อย่างรวดเร็ว อันจะส่งผลให้การนำมาใช้ในทางปฏิบัติ เป็นไปได้

จากผลการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบ แสดงให้เห็นการจัดสรร กำลังงานในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของพรีโคเดเดอร์ที่ได้จากการหาคำตอบด้วยวิธีการหาค่าเหมาะ ที่สุดคอนเวกซ์ โดยค่าที่ได้ในแต่ละคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละรายมีค่าต่างๆ ที่แตกต่างกัน

สัมพันธ์กับลักษณะช่องสัญญาณในขณะนั้นในการทดสอบหัวข้อแรก และจากผลการทดสอบในหัวข้อถัดมาแสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอในระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งมีผู้ใช้หลายรายบนช่องสัญญาณแบบเฟดดิ้งพหุวิธินั้นมีประสิทธิภาพดีขึ้น โดยมีอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลต่ำกว่าวิธีการดั้งเดิมที่ใช้เครื่องรับแบบ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดสำหรับผู้ใช้นี้หลายราย นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบในกรณีเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณที่ใช้ในการออกแบบหาค่าพรีโคเดเดอร์และตัวตรวจหานั้นมีค่าไม่ถูกต้องสมบูรณ์ อันเนื่องมาจากการประมาณช่องสัญญาณที่เครื่องรับผิดพลาดไปจากค่าที่ถูกต้อง ผลจากกราฟแสดงให้เห็นว่าสมรรถนะที่ได้ลดลงเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีเมื่อค่าสถานะช่องสัญญาณมีค่าถูกต้องสมบูรณ์ จากนั้นได้ทำการทดสอบเพื่อดูผลของจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นต่อสมรรถนะของระบบ ซึ่งจากกราฟแสดงให้เห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบจะลดลงเล็กน้อย และในการทดสอบโดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิธินในเมือง เพื่อให้ระบบที่จำลองมีความสมจริงใกล้เคียงสภาพแวดล้อมจริงมากขึ้น ซึ่งผลที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอทำให้สมรรถนะของระบบที่ดีคล้ายกับที่ได้ทำการจำลองระบบในหัวข้อแรกที่ผ่านมาเมื่อใช้แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งพหุวิธียกเว้น และในการทดสอบสุดท้ายเพื่อวัดเวลาที่ใช้ในการหาคำตอบเปรียบเทียบระหว่างเมื่อแปลงปัญหาให้อยู่ในรูปแบบคอนเวกซ์แล้วใช้ตัวแก้ปัญหาซึ่งอาศัยวิธีจุดภายในในการหาคำตอบ กับเมื่อปัญหานั้นอยู่ในรูปแบบไม่คอนเวกซ์แล้วใช้ตัวแก้ปัญหาซึ่งไม่ได้อาศัยวิธีจุดภายใน จากผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นว่าเมื่อแปลงปัญหาให้อยู่ในรูปแบบคอนเวกซ์แล้วใช้ตัวแก้ปัญหาซึ่งอาศัยวิธีจุดภายในแล้ว เวลาที่ใช้ในการคำนวณเพื่อหาคำตอบนั้นน้อยกว่ามาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

2. งานวิจัยศึกษาระบบ Ultra Wideband

2.1 วัตถุประสงค์ของงานวิจัยย่อย

- 2.1.1. เพื่อศึกษาการออกแบบพัลส์ที่มีผู้เสนอมาในอดีต
- 2.1.2. เพื่อออกแบบพัลส์ที่ทนทานต่อ timing jitter ที่ภาครับของระบบ
- 2.1.3. ตีพิมพ์ผลงานในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

2.2 การศึกษางานวิจัยในอดีต

2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ autocorrelation ของ pulse

เมื่อพิจารณาสัญญาณที่ฝั่งรับ ของการสื่อสารแบบ PAM ในระบบช่องสัญญาณ AWGN จะมีสมการของสัญญาณภาครับของบิตที่ n ดังต่อไปนี้

$$r_n(t) = \alpha_n b_n p(t) + w_n(t) \quad (2.1)$$

เมื่อ α_n คือ path loss factor b_n คือ บิตที่ n ส่วน $p(t)$ คือ UWB pulse waveform ที่มีความกว้างเท่ากับ T_p และ $w_n(t)$ คือ ส่วนของสัญญาณรบกวน ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่า variance เท่ากับ σ_n^2

ภาครับจะทำการตัดสินใจบิตโดยใช้เครื่องรับแบบ correlator ซึ่งมีสมการ output ของ correlator ดังต่อไปนี้

$$y_n(t) = \int_0^{T_p} r_n(t) p(t+\tau) dt \quad (2.2)$$
$$y_n(t) = \int_0^{T_p} \alpha_n b_n p(t) p(t+\tau) dt + \int_0^{T_p} w_n(t) p(t+\tau) dt$$
$$y_n(t) = \alpha_n b_n \delta(\tau) + \tilde{w}_n$$

เมื่อ τ คือ timing jitter ที่มีรูปแบบการกระจายปกติที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่า variance เท่ากับ σ_τ^2 ส่วน $\delta(t) = \int_0^{T_p} p(t) p(t+\tau) dt$ คือ ค่า pulse autocorrelation ที่มีค่าเลื่อนเวลา τ และ \tilde{w}_n คือ การกระจายปกติที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่า variance เท่ากับ

$$\tilde{\sigma}_n^2 = \sigma_n^2 \left| \int_0^{T_p} p(t+\tau) dt \right|^2$$

เนื่องจากการส่งแบบ PAM การตัดสินใจบิตจะนำค่าที่ได้ $y_n(t)$ มาเทียบกับเทียบค่าศูนย์เพื่อตัดสินใจที่ส่งมาเป็น 1 หรือ บิต 0 การวัดคุณภาพของระบบสื่อสารจะพิจารณาจากค่า BER ดังนั้น

จากสมการ (2.2) สามารถเขียนสมการความน่าจะเป็นของข้อมูลบิตผิดพลาด (BER) ภายใต้เงื่อนไขการเกิด timing jitter เท่ากับ τ' ได้ดังต่อไปนี้

$$P_e(\tau = \tau') = \begin{cases} Q\left(\frac{\alpha_n \delta(\tau')}{\sqrt{N_0/2}}\right) & ; \delta(\tau') \geq 0 \\ 1 - Q\left(\frac{\alpha_n \delta(\tau')}{\sqrt{N_0/2}}\right) & ; \delta(\tau') < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

เมื่อ $Q(\square)$ คือ complementary cumulative distribution function ของ unit normal random variable และ N_0 คือ noise power spectral density

จากสมการ (2.3) จะพบว่า มีตัวแปรซึ่งส่งผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดในการตัดสินใจหลายตัวแปร และตัวแปรส่วนมากไม่สามารถควบคุมได้ มีเพียงตัวแปรของรูปร่างพัลส์เท่านั้นที่สามารถควบคุมและออกแบบได้ เพื่อให้ค่าความผิดพลาดในการตัดสินใจลดลง ระบบที่มีความแม่นยำในการ synchronization คือ กรณีที่ค่า $\tau' = 0$ ค่า $\delta(\tau')$ จะให้ค่าสูงสุดที่เป็นค่าบวก ซึ่งหมายความว่า ถ้าสามารถออกแบบพัลส์ที่มีค่า autocorrelation เป็นค่าบวกมาก ๆ ได้ จะทำให้ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบลดลง

ค่าผลรวมความน่าจะเป็นของความผิดพลาดภายใต้ค่า probability density function ของการเกิด timing jitter มีค่าดังต่อไปนี้

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\tau^2}} \int_{-\infty}^{\infty} P_e(\tau) e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_\tau^2}} d\tau \quad (2.4)$$

2.2.2 ทฤษฎีการออกแบบ optimal waveform สำหรับระบบ UWB

การออกแบบ Waveform ที่ผู้ส่ง เพื่อให้ได้ค่า spectral ตามที่ FCC กำหนดและใช้ bandwidth อย่างมีประสิทธิภาพ ได้มีการเสนอไว้ใน “Optimal Waveform Design for UWB Radios,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.54, no.6, June 2006. โดยทำการออกแบบ FIR Filter ที่ทำให้พัลส์ที่ได้หลังจากผ่าน filter มีค่า Spectral ภายใต้ mask ที่ FCC กำหนด งานวิจัยชิ้นนี้แตกต่างจากงานวิจัยก่อนหน้าตรงที่ ทำการออกแบบสัมประสิทธิ์ของ FIR filter แทนที่จะทำการออกแบบพัลส์ที่ optimize โดยตรง ข้อดีคือ สามารถลดจำนวนตัวแปรที่ต้อง optimize ลงจากเดิมที่มีค่าเท่ากับจำนวน sample ของพัลส์ เหลือเป็นจำนวนสัมประสิทธิ์ของ filter ทำให้ความซับซ้อนของระบบลดลง และยังสามารถนำพัลส์ชนิดใดก็ได้มาเป็น pulse input ทำให้เกิดความหลากหลายในการเลือกชนิดของพัลส์อีกด้วย

ขั้นตอนการออกแบบสัมประสิทธิ์ของ FIR filter มีดังต่อไปนี้
 พัลส์ที่ได้หลังจากผ่าน Filter ที่ต้องการออกแบบจะมีค่าดังนี้

$$p(t) = \sum_{k=0}^{L-1} g[k]q(t-kT_0)$$

โดยที่ T_0 คือช่วงเวลาการ Sampling ส่วน $g[k]$ คือ เป็นเซตจำนวนจริงของสัมประสิทธิ์ของ filter ที่ทำการออกแบบ และ $q(t)$ คือ พัลส์ที่ส่งผ่านเข้าไปใน filter

จุดประสงค์หลักของการออกแบบ FIR filter ของงานวิจัยชิ้นนี้คือ การได้มาซึ่ง waveform ที่มีการใช้ประโยชน์ของ bandwidth สูงสุดภายใต้ spectral mask $S(f)$ ตามที่ FCC กำหนด โดยค่าที่เป็นตัววัดประสิทธิภาพการใช้ประโยชน์ของ bandwidth คือ the normalized effective signal power (NESP) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง the power transmitted ภายในช่วง passband ของ spectral mask ต่อ the total power ที่ FCC อนุญาตให้ใช้ ดังนั้น ค่า NESP สามารถเขียนได้เป็น

$$\psi = \int_{F_p} S_p(f) df = \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{g}$$

$$\mathbf{Q} = \int_{F_p} S_q(f) \mathbf{v}(f, L) \mathbf{v}^H(f, L) df$$

เมื่อ

$\mathbf{g} := [g[0], g[1], \dots, g[L-1]]^T$ เป็นค่า Impulse response ในรูปเวกเตอร์ (สัมประสิทธิ์ของ FIR filter)

และกำหนดค่า $\mathbf{v}(f, L) = [1, e^{j2\pi f T_0}, e^{j2\pi f 2T_0}, \dots, e^{j2\pi f (L-1)T_0}]^T$ เพื่อใช้ในการพิจารณา L-tap ของ FIR filter ในทางความถี่

และ $S_p(f) := |P(f)|^2 = S_q(f) S_g(f)$ เป็น power spectrum ของพัลส์ $p(t)$

ส่วนค่า $S_q = |Q(f)|^2$ เป็น power spectrum ของพัลส์ $q(t)$ และ $S_g(f) = |G(e^{j2\pi f T_0})|^2$

เมื่อ $G(e^{j2\pi f T_0}) = \sum_{k=0}^{L-1} g[k] e^{-j2\pi f k T_0} = \mathbf{v}^H(f, L) \mathbf{g}$ เป็นค่าผลตอบสนองทางความถี่ของพัลส์ $g[k]$

ภายในงานวิจัยกล่าวว่า การที่จะออกแบบ สัมประสิทธิ์ของ FIR filter ให้ได้ค่า NESP มากที่สุด ต้องเป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

$$\max_{\mathbf{r}} \psi = \mathbf{c}^T \mathbf{r} \quad (2.5)$$

ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า

$$\tilde{\mathbf{v}}^T(f, L)\tilde{\mathbf{r}} \leq M(f) \text{ และ } \tilde{\mathbf{v}}^T(f, L)\tilde{\mathbf{r}} \geq 0 \text{ สำหรับทุกค่า } f \text{ ที่อยู่ภายในช่วง } \left[0, \frac{1}{(2T_0)}\right]$$

โดยที่

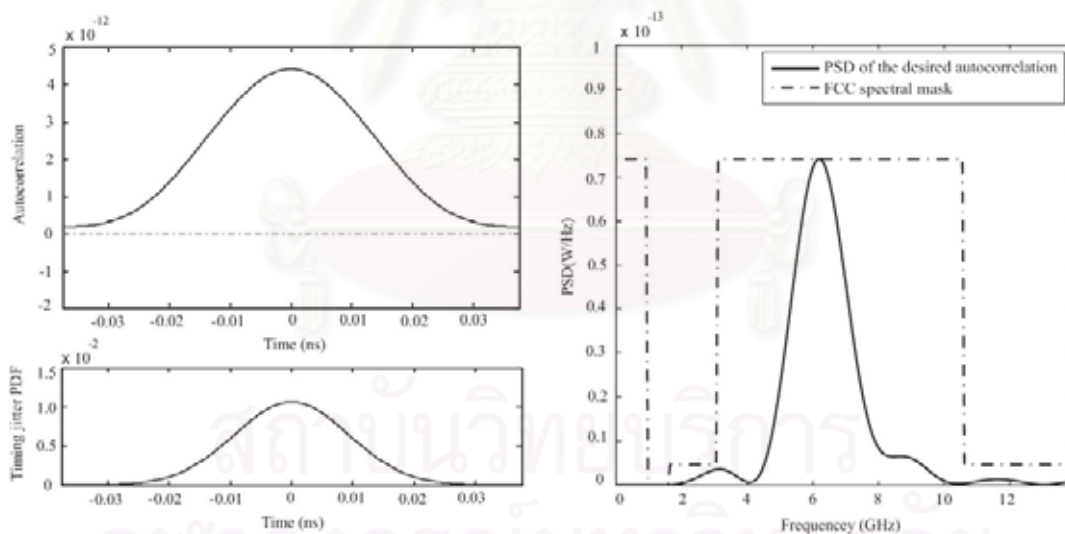
$\tilde{\mathbf{r}}$ คือ The autocorrelation ของ $g[k]$ ที่อยู่ในรูปเวกเตอร์ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$\tilde{\mathbf{r}} = [r[0], r[1], \dots, r[L-1]]^T \text{ และ } \mathbf{c} = \int_{F_p} S_q(f) \tilde{\mathbf{v}}(f, L) df$$

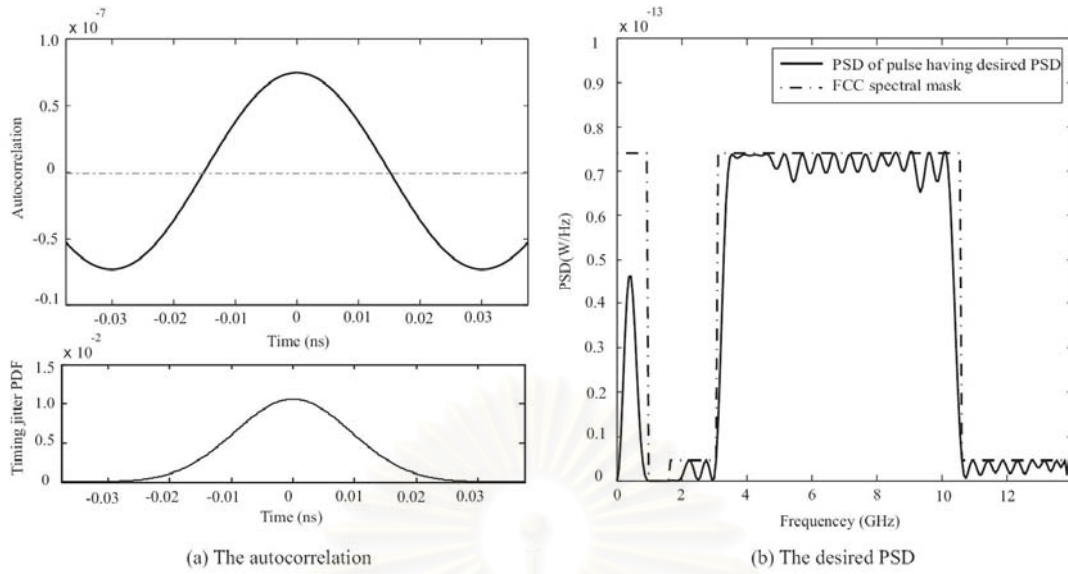
จากสมการ (2.5) จะได้ค่า Autocorrelation ของสัมประสิทธิ์ของ FIR filter ที่ได้ค่า NESP สูงสุด หลังจากได้ค่า autocorrelation แล้ว จะนำค่านี้ไปทำการแยกด้วยวิธี spectral factorization จะได้ optimum filter $g[k]$ ตามที่ต้องการ

2.3 แนวความคิดใหม่

ค่า BER ที่หาจากสมการ (2.3) นั้น พบว่าลักษณะสำคัญของการออกแบบ UWB pulse คือ autocorrelation function ($\delta(\tau')$) การออกแบบพัลส์ที่ให้ค่า autocorrelation มีค่าเป็นบวกมาก ๆ ตามต้องการ และการออกแบบพัลส์ที่มีค่า power spectral density มาก ๆ ตามต้องการ ภายใต้การเกิด timing jitter ในระบบ แสดงดังรูป 2.1 และ 2.2 ตามลำดับ



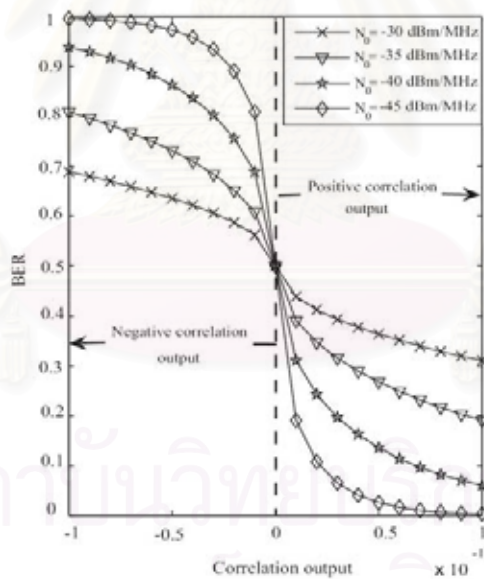
รูปที่ 2.1 The desirable autocorrelation pulse and its corresponding PSD



รูปที่ 2.2 The desirable PSD pulse and its corresponding PSD

เมื่อพิจารณาค่า BER เทียบกับค่าความ correlation output ของพัลส์จะแสดงความสัมพันธ์ได้ดัง

รูป 2.3



รูปที่ 2.3 BER versus Correlation output

จากรูปความสัมพันธ์ระหว่าง BER และ correlation output พบว่า ถ้าค่า correlation output มีค่าติดลบ ค่า BER ของระบบจะมีค่าสูง ซึ่งหมายถึงระบบมีประสิทธิภาพต่ำ ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นออกแบบพัลส์ให้มีค่า autocorrelation เป็นค่าบวกมากที่สุดในช่วงการเกิด timing jitter delay เพื่อให้ค่า BER ของระบบต่ำมากที่สุด แต่ยังคงมีค่า PSD ภายใต้เงื่อนไขที่ FCC กำหนด โดยค่า timing jitter ที่พิจารณาเป็น random variable ดังนั้น ค่า correlation output จึงต้องพิจารณา

ในรูป mean autocorrelation บนค่า timing jitter PDF จากแนวคิดดังกล่าว การสร้างพัลส์ใหม่ ภายใต้ constrained optimization มีสมการการหาดังนี้

$$\begin{aligned} \text{Objective: } & \max_x \{\varphi\} \\ \text{Subjected to } & \tilde{v}^T(f, N)\tilde{r} \leq \frac{S_{FCC}(f)}{S_q(f)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

เมื่อ φ คือ ค่า correlation output เฉลี่ย ซึ่งหาค่าได้จาก

$$\varphi = \frac{1}{\sqrt{2\pi\tilde{\sigma}_\tau^2}} \int_{-\infty}^{\infty} g_x(\tau) e^{-\frac{\tau^2}{2\tilde{\sigma}_\tau^2}} d\tau \quad (2.7)$$

เมื่อ $\tilde{\sigma}_\tau^2$ คือ ค่า timing jitter variance ที่เราทำการออกแบบเพื่อหาค่าพัลส์ที่เหมาะสมที่สุด และ $g_x(\tau)$ คือ the weighted autocorrelation function โดยค่า $g_x(\tau)$ หาได้จาก

$$g_x(\tau) = \begin{cases} \delta_x(\tau) & \text{for } \delta_x(\tau) \geq 0 \\ G\delta_x(\tau) & \text{for } \delta_x(\tau) < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

เมื่อ $\delta_x(\tau)$ คือ the autocorrelation function สัมประสิทธิ์ของ filter x และ G คือค่า weight factor สำหรับค่า correlation ที่เป็นค่าลบ (A weight factor for negative correlation: WFNC) โดยงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม MATLAB ทำการออกแบบพัลส์ตาม objective function ที่นำเสนอ

2.4 ผลการจำลองระบบ

การทดลองนี้ เราทำการหาพัลส์ที่เหมาะสม หลักการการออกแบบพัลส์โดยอาศัย FIR filter โดยงานวิจัยนี้มีค่าคงที่ที่ใช้ในการทดลองดังนี้

1. FIR filter มีความห่างของแต่ละ tap เท่ากับ $T_0 = 0.25$ ps และมีทั้งหมด $N = 55$ tap
2. ค่า timing jitter variance ที่ใช้ในการทดลองมีค่าเท่ากับ $\sigma_\tau^2 = 4.7187 \times 10^{-22}$ ps
3. ค่า timing jitter variance ที่ใช้ในการสร้างพัลส์ที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ

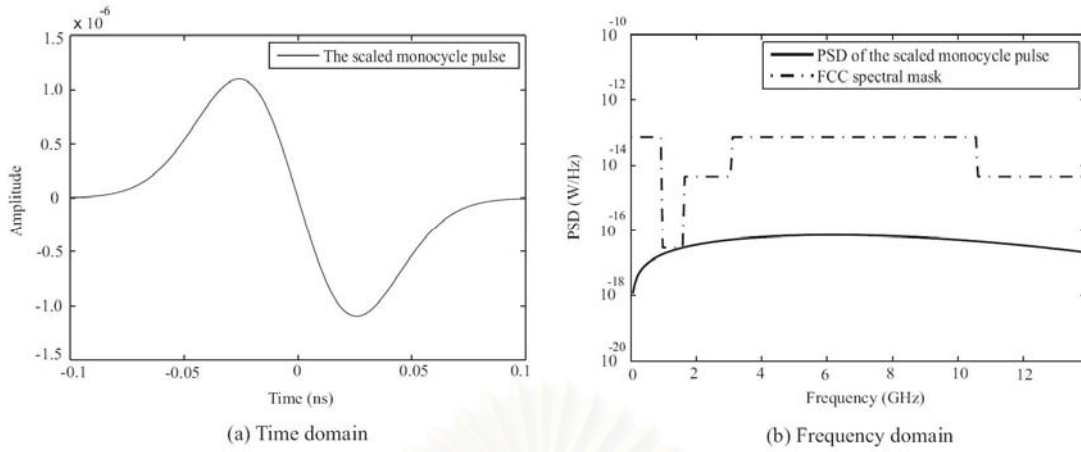
$$\sigma_\tau^2 = 4.7187 \times 10^{-22} \text{ ps}$$

4. ค่า G ในการสร้างพัลส์ เรากำหนดค่าเท่ากับ 10^5

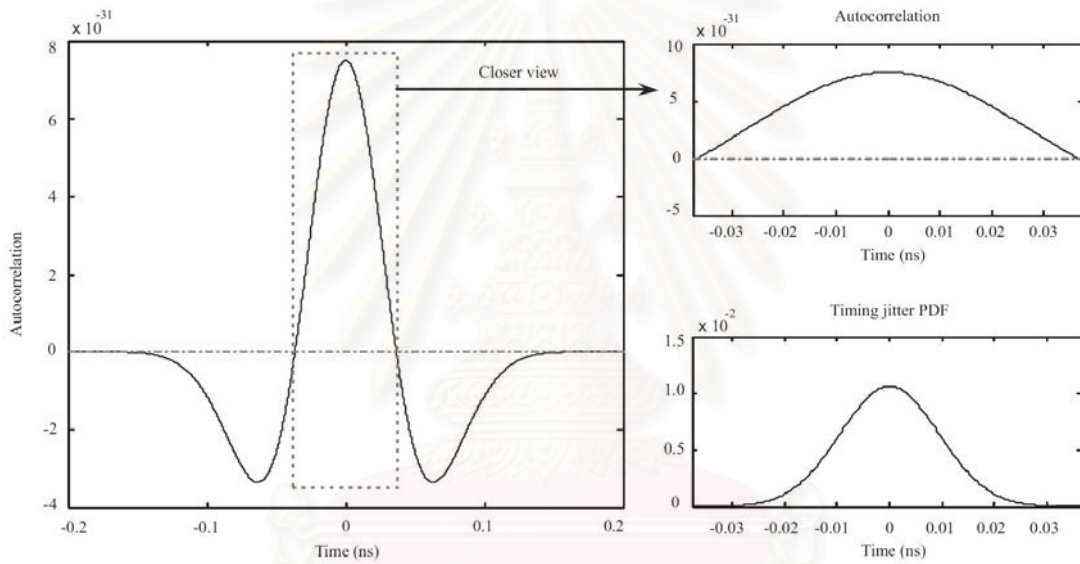
โดยผลการทดลองจะทำการเปรียบเทียบพัลส์ที่นำเสนอ (proposed pulse) กับพัลส์ที่ถูกลำเสนอในงานวิจัยก่อนหน้า (power optimized pulse) และพัลส์พื้นฐาน (Monocycle pulse) ของระบบ UWB ที่ถูก scaled ให้มีค่า PSD ภายใต้เงื่อนไขของ FCC mask (the scaled monocycle pulse)

2.4.1. แสดงพร้อมเปรียบเทียบพัลส์ทั้ง 3 ชนิด

- 1 The scaled monocycle pulse

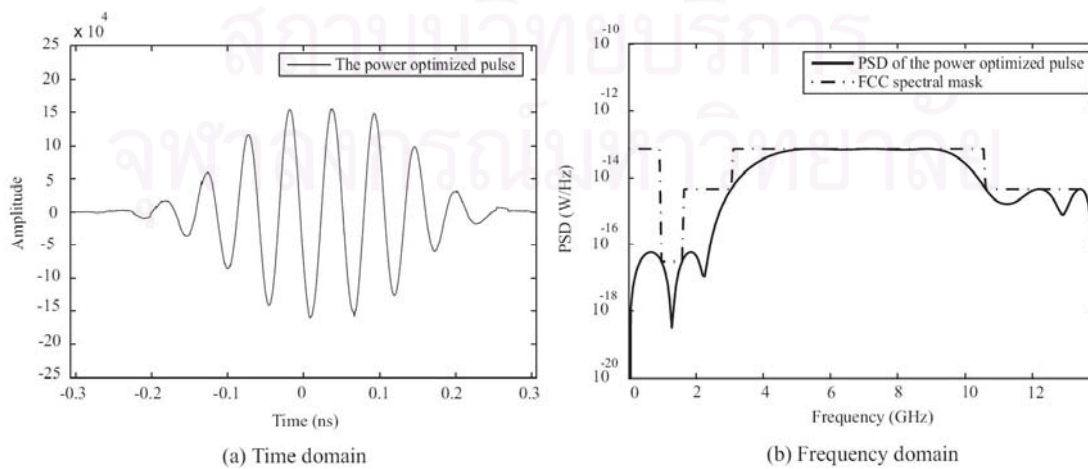


รูปที่ 2.4 The scaled monocycle pulse and its PSD

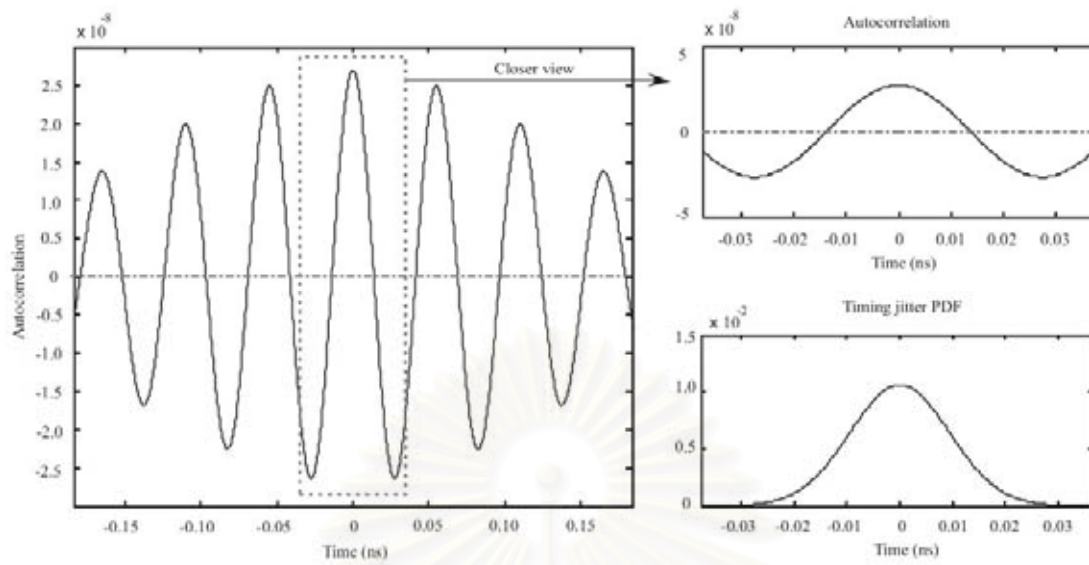


รูปที่ 2.5 The autocorrelation of the scaled monocycle pulse

2 The power optimized pulse

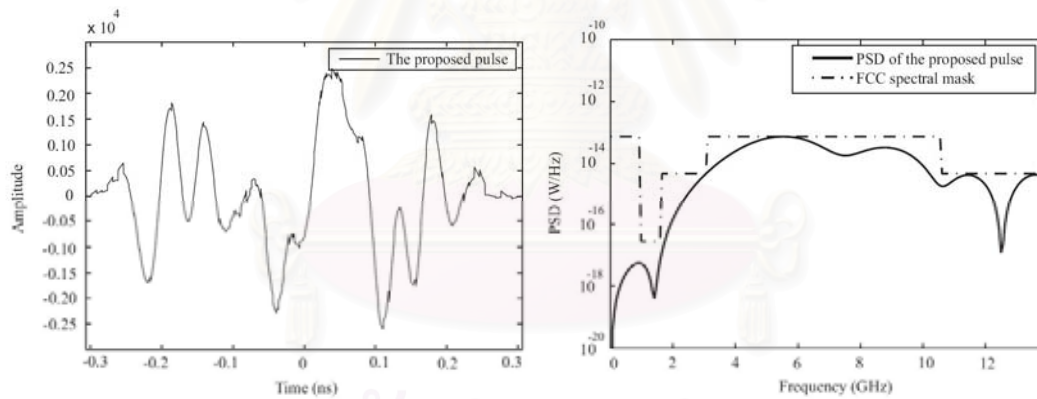


รูปที่ 2.6 The power optimized pulse and its PSD

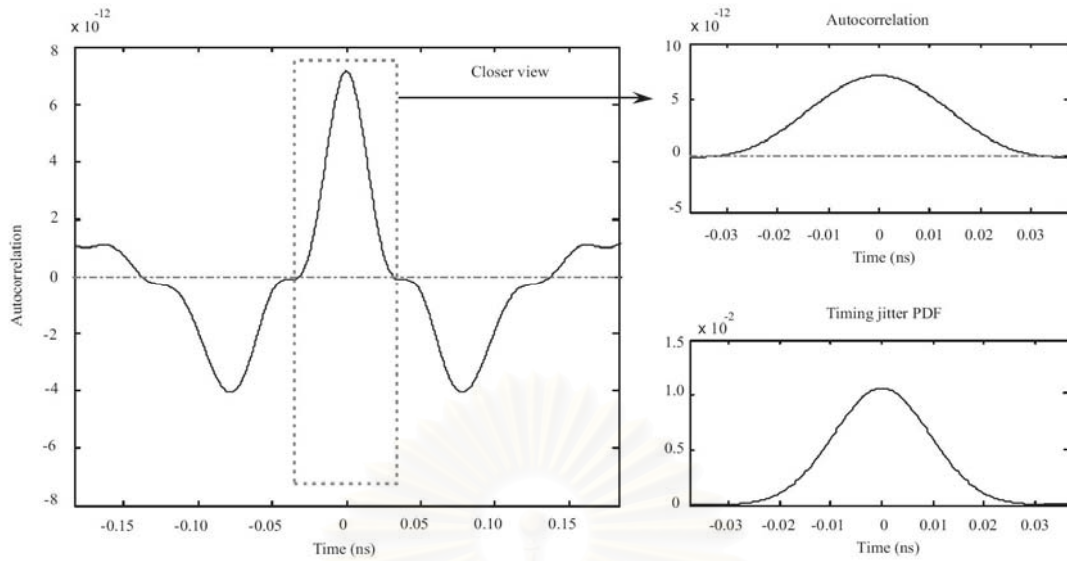


รูปที่ 2.7 The autocorrelation of the power optimized pulse

3 The proposed pulse



รูปที่ 2.8 The proposed pulse and its PSD

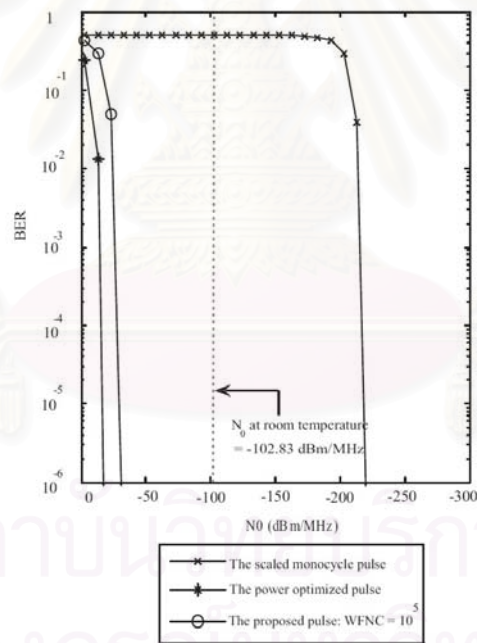


รูปที่ 2.9 The autocorrelation of the proposed pulse

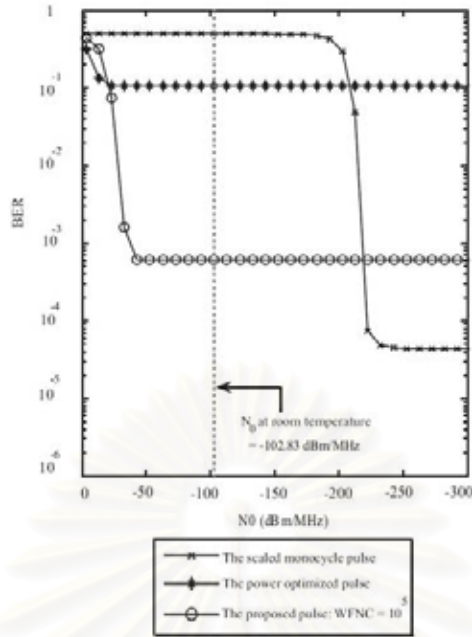
จากรูป 2.4 ถึงรูป 2.9 จะพบว่า the scaled monocycle pulse มีค่า autocorrelation เป็นบวกตลอดช่วง timing jitter pdf ที่สนใจ แต่เมื่อพิจารณาค่า PSD ของพัลส์ชนิดนี้พบว่า ค่า PSD ที่ได้ห่างจากค่าที่ FCC กำหนดมาก ซึ่งถือว่า ไม่มีการใช้ PSD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่วน the power optimized pulse จะพบว่าค่า PSD ของพัลส์มีค่าใกล้เคียงกับที่ FCC กำหนดมาก ซึ่งหมายถึงการใช้ประโยชน์ PSD ได้อย่างคุ้มค่ามาก แต่เมื่อพิจารณาค่า autocorrelation ในช่วง timing jitter pdf ที่สนใจ พบว่ามีค่าเป็นลบจำนวนมาก ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า พัลส์ชนิดนี้เมื่อเกิด timing jitter คุณภาพของระบบจะลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะแสดงให้เห็นในผลการทดลอง BER ต่อไป กรณีสุดท้ายคือ the proposed pulse พบว่าค่า PSD ของ the proposed pulse มีค่าใกล้เคียงกับ PSD ตามที่ FCC กำหนด และเมื่อพิจารณาค่า autocorrelation output มีค่าเป็นบวกมากในช่วง timing jitter pdf ที่พิจารณามาก ซึ่งทำให้พัลส์ชนิดนี้มีคุณภาพดี ถึงแม้ระบบจะมี timing jitter เกิดขึ้น

การวัดคุณภาพพัลส์อีกอย่างคือ การวัดค่า BER ของระบบ ซึ่งจะทำการวัดเปรียบเทียบกับค่า noise power spectral density ภายใต้ระบบที่มี timing jitter เกิดขึ้น โดยค่า noise power spectral density (N_0) หาจาก $N_0 = kT_0 \square F \square L$ เมื่อ T_0 คือ temperature in Kelvin, $k = 1.38 * 10^{-23}$ J/K เป็นค่าคงที่ของ Boltzmann, $F = 6$ dB คือ noise figure, และ $L = 5$ dB คือ a link margin ที่อุณหภูมิห้อง $T_0 = 300$ K จะมีค่า noise power spectral density เท่ากับ $N_0 = -102.83$ dBm/MHz การพิจารณาค่า BER ในการทดลองนี้ ทำการพิจารณาทั้งกรณีที่ระบบมีและไม่มี timing jitter โดยระบบที่มี timing jitter จะกำหนดให้ค่า variance ของ timing jitter มีค่า

เท่ากับ $\sigma_r^2 = \sigma_{r_0}^2$ รูป 2.10 แสดงค่า BER ของระบบที่ไม่มี timing jitter พบว่า the optimized power pulse มีประสิทธิภาพมากที่สุด คือ มีค่า BER ต่ำสุดเมื่อเปรียบเทียบกับพัลส์ทั้งหมด โดย the scaled monocycle pulse มีค่า BER สูงสุดที่ค่า noise มาก ๆ เนื่องจาก กำลังในการส่งพัลส์ ชนิดนี้ต่ำ เพื่อให้ได้ PSD ภายใต้ FCC กำหนด ส่วน the proposed pulse มีค่า BER ใกล้เคียงกับ the power optimized pulse รูป 2.11 แสดงค่า BER ของระบบที่มีการเกิด timing jitter ขึ้น จากผลการทดลองพบว่า the power optimized pulse มีคุณภาพลดต่ำลงมาก ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า the power optimized pulse ไม่สามารถใช้งานได้ในระบบที่มี timing jitter เกิดขึ้น และเมื่อพิจารณา the proposed pulse พบว่า ค่า BER มีค่าต่ำสุด ซึ่งเป็นการยืนยันว่า พัลส์ที่นำเสนอ เหมาะสมในการส่งในระบบ UWB ทั้งกรณีที่มี หรือไม่มี timing jitter ในระบบก็ตาม ส่วน the monocycle pulse ถึงแม้ว่าที่ค่า noise power spectrum ต่ำ ๆ จะให้ค่า BER ต่ำกว่าพัลส์อื่น ๆ ก็ตาม แต่ในความเป็นจริง การส่งในระบบ UWB นั้น ค่า noise power spectrum มีค่ามากกว่าที่ the scaled monocycle pulse จะสามารถทำงานได้



รูปที่ 2.10 BER comparison in a system without timing jitter



รูปที่ 2.11 BER comparison in a system without timing jitter ($\sigma_r^2 = \tilde{\sigma}_{r_0}^2$)

3 ผลผลิตที่ได้จากงานวิจัยนี้

3.1 วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท

การทำให้เครื่องรับส่งเหมาะสมที่สุดสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอหลายผู้ใช้ (TRANSCIVER OPTIMIZATION FOR UPLINK MULTIUSER MULTICARRIER CDMA SYSTEMS)

3.2 บทความในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1.Saetang, P., Kunaruttapruk, S, and Jitapunkul S. Power allocation optimization for uplink MC-CDMA systems. 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2006), Japan, Dec 2006: 75-78.

2.Wilaiporn Lee, Suwich Kunaruttanapruk, and Somchai Jitapunkul, "Performance evaluation of UWB systems using different order of gaussian pulses,".Proceeding of ICSP 2006, Nov. 2006.

3.3 ซอฟต์แวร์

- ซอฟต์แวร์สำหรับจำลองระบบ MC-CDMA ที่มีการทำ joint optimization พัฒนาโดยใช้ Matlab ทำงานบนระบบปฏิบัติการวินโดวส์

- ซอฟต์แวร์สำหรับ Optimize pulse shaping filter พัฒนาโดยใช้ Matlab ทำงานบนระบบปฏิบัติการวินโดวส์

- ซอฟต์แวร์สำหรับจำลองระบบ UWB ในช่องสัญญาณแบบ AWGN พัฒนาโดยใช้ภาษา MATLAB ทำงานบนระบบปฏิบัติการวินโดวส์

- ซอฟต์แวร์สำหรับจำลองระบบ UWB ในช่องสัญญาณแบบ Multipath พัฒนาโดยใช้ภาษา C++ ทำงานบนระบบปฏิบัติการวินโดวส์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย