



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและ
ภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา

โดย

สมชาย จิตะพันธ์กุล

และคณะ

โครงการวิจัย เลขที่ ครอ.15045/001

ทุนงบประมาณแผ่นดิน

ปี 2545

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

กรุงเทพฯ

พฤศจิกายน 2546



คำนำ

โครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและ ภาควิชาเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนาเป็นโครงการใหม่ที่ทางรัฐบาลไทยให้การสนับสนุนเพราะเห็นความสำคัญในการสร้างความเข้มแข็งให้กับภาคการผลิตของประเทศ หลังจากประเทศไทยประสบกับวิกฤตเศรษฐกิจอย่างรุนแรงในปี พ.ศ. 2540 เพื่อให้ภาคการผลิตมีองค์ความรู้เป็นของตนเอง และมีความสามารถในการแข่งขัน ลดการพึ่งพาต่างประเทศที่สำคัญคือ ผลักดันให้สถาบันการศึกษาเพิ่มบทบาท และมีส่วนร่วมในการพัฒนาประเทศอย่างจริงจัง

ดังนั้น โครงการนี้จึงเป็นโครงการระยะยาว 5 ปี เริ่มตั้งแต่ปีงบประมาณ 2545 ทั้งนี้โครงการในช่วงเริ่มต้นไม่มีรูปแบบที่ชัดเจน ทั้งด้านการบริหารจัดการ ด้านการงบประมาณ รายละเอียดของโครงการวิจัยแนวทางการร่วมมือกับภาคเอกชนตลอดจนแนวทางการดำเนินงานด้วยเหตุนี้ในปีที่ 1 ของโครงการ ข้าพเจ้าในฐานะผู้รับผิดชอบโครงการ ได้เสนอรูปแบบของโครงการไว้กว้าง ๆ และเปิดโอกาสให้บุคลากรที่สนใจส่งขอเสนอโครงการวิจัยย่อยเข้าร่วม โดยจัดสรรงบประมาณสำหรับครุภัณฑ์แยกต่างหาก งบประมาณส่วนที่เหลือนำมาจัดสรรเป็นค่าตอบแทนผู้ช่วยวิจัย และวัสดุค่าใช้สอยที่สามารถปรับเพิ่ม หรือลดตามความเหมาะสม ซึ่งเอื้อต่อโครงการวิจัยย่อยใหม่ ๆ ที่เข้าร่วมในช่วงกลางปีงบประมาณได้ ส่วนดัชนีบ่งชี้ความสัมฤทธิ์ผลของโครงการมีหลายตัวคือ จำนวนบทความที่เผยแพร่ จำนวนวิทยานิพนธ์ หรือจำนวนบัณฑิตที่เป็นส่วนหนึ่งของโครงการที่เป็นผู้ช่วยวิจัยในโครงการ และสำเร็จการศึกษา จำนวนสิ่งประดิษฐ์ทั้งประเภทฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ จำนวนโครงการและงบประมาณที่สทบจากภาคเอกชน และจำนวนสิทธิบัตร สำหรับโครงการนี้ในปีที่ 1 มีการดำเนินงานเป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง เมื่อพิจารณาจากดัชนีชี้วัด ซึ่งต้องขอบคุณคณะผู้ร่วมงาน เจ้าหน้าที่ประจำโครงการ ตลอดจนนิสิตและบัณฑิต ที่ทำหน้าที่ผู้ช่วยวิจัยของโครงการย่อยต่าง ๆ

สมชาย จิตะพันธ์กุล

เลขหมู่	จพ
	๐๙ ๑๕
เลขทะเบียน	๐๙๘๗๔
	๒๕๔๕
วัน,เดือน,ปี	๒๐ ๑๒ ๔๗

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้าน การวิจัยและพัฒนา ประจำปีงบประมาณ 2545

- 1) หน่วยงานที่รับผิดชอบ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- 2) โครงการนี้เป็นโครงการที่มีความร่วมมือกับหน่วยงาน บริษัทเอกชนและหน่วยงานรัฐวิสาหกิจ
- 3) คณะดำเนินการผู้วิจัย รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล
คณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่สนใจ และหน่วยงานอื่นที่เกี่ยวข้อง
เจ้าหน้าที่สนับสนุนด้านต่าง ๆ
นักวิจัยเต็มเวลา และผู้ช่วยวิจัย
- 4) ประเภทของงานวิจัย ทั้งงานวิจัยประยุกต์ และงานวิจัยพื้นฐาน
- 5) สาขาวิชาที่ทำการวิจัย สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และสาขาอื่นที่เกี่ยวข้อง
- 6) คำสำคัญของเรื่องทำการวิจัย KNOW-HOW , INDUSTRIAL LINKAGE, APPLIED RESEARCH
- 7) ความสำคัญและที่มาของปัญหาทำการวิจัย

จากการที่ประเทศประสบภาวะวิกฤตทางเศรษฐกิจอย่างรุนแรงในช่วงปี พ.ศ. 2541 และการฟื้นตัวเป็นไปอย่างล่าช้ามากนัก เป็นที่ทราบกันทั่วไปว่า สาเหตุใหญ่สาเหตุหนึ่งคือ ภาคอุตสาหกรรมการผลิตของประเทศไทยขาดแคลนองค์ความรู้ประเภท KNOW-HOW ที่เป็นของตนเอง เนื่องจากบริษัทเอกชนเหล่านั้นไม่เคยให้ความสำคัญกับการทำวิจัยและพัฒนาอย่างจริงจัง กระบวนการผลิตและสินค้าที่ผลิตขึ้นส่วนมากเป็นการซื้อสิทธิหรือนำเข้าจากต่างประเทศ ผลกระทบที่ติดตามมาคือความขาดแคลนนักวิจัยเต็มเวลา เนื่องจากผู้ที่รักและสนใจที่จะทำงานวิจัยไม่มีแรงจูงใจและไม่เห็นความก้าวหน้าในการทำงานในภาคเอกชนส่วนใหญ่จะสมัครเข้าเป็นอาจารย์ในสถาบันการศึกษา และบางส่วนจะทำงานอยู่ในต่างประเทศ ดังนั้น สถาบันการศึกษาที่มีบุคลากรที่มีความรู้ความสามารถทางวิชาการ มีประสบการณ์ในการทำงานวิจัยเป็นอย่างดี จึงควรเข้าไปมีบทบาท

และมีส่วนร่วมในการทำวิจัยประยุกต์ที่สอดคล้องกับความต้องการของภาคอุตสาหกรรม ตลอดจนทำหน้าที่เป็นแหล่งผลิตและฝึกฝนนักวิจัยเต็มเวลาให้กับภาคเอกชน

8) วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 8.1 เพื่อสร้างองค์ความรู้ประเภท KNOW-HOW ให้กับภาคอุตสาหกรรม
- 8.2 เพื่อสร้างนักวิจัยเต็มเวลา
- 8.3 เพื่อสร้างความแข็งแกร่งให้กับงานวิจัยและพัฒนาในสถาบันการศึกษา

9) ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 9.1 ได้องค์ความรู้ที่จดสิทธิบัตรได้
- 9.2 เกิดความเชื่อมโยงและความร่วมมือระหว่างสถาบันการศึกษาและภาคเอกชนในด้านต่าง ๆ
- 9.3 บุคลากรในสถาบันศึกษามีโอกาสเพิ่มพูนประสบการณ์ในการทำงานจริงจากภาคอุตสาหกรรม
- 9.4 ได้นักวิจัยเต็มเวลา

10) ผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม ไม่มี

11) หน่วยงานที่จะนำผลวิจัยไปใช้ประโยชน์ ภาคอุตสาหกรรมต่าง ๆ ภายในประเทศ

12) ระเบียบวิธีวิจัย

- 12.1 ประกาศรับสมัครโครงการวิจัยแก่บุคลากรของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
- 12.2 บุคลากรของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่สนใจจัดทำโครงการเสนอ
- 12.3 พิจารณาความเหมาะสมของโครงการ และจัดประเภทของโครงการ โดยพิจารณาว่าเป็นโครงการที่มีแนวโน้มจะสร้างความร่วมมือกับหน่วยงานภายนอก หรือยังคงสถานะเป็นโครงการวิจัยพื้นฐาน
- 12.4 เจรจากับบริษัทเอกชนและหรือหน่วยงานรัฐ และรัฐวิสาหกิจ ที่สนใจสร้างความร่วมมือ พร้อมทั้งกำหนดแนวทางความร่วมมือและหัวข้อที่จะร่วมมือกัน ทั้งนี้ให้สอดคล้องกับโครงการวิจัยที่ผ่านขั้นตอนที่ 12.3 แล้ว ทั้งนี้ขั้นตอนนี้จะมีการดำเนินการอย่างต่อเนื่อง

- 12.5 จัดทำข้อเสนอโครงการย่อยแต่ละ โครงการที่หัวข้อผ่านการพิจารณา
- 12.6 จัดเตรียมบุคลากรสำหรับแต่ละ โครงการย่อยที่ผ่านการอนุมัติให้ดำเนินการ
- 12.7 เริ่มดำเนินการวิจัยในแต่ละโครงการย่อย
- 12.8 ทำการทดสอบและสรุปผลสำหรับแต่ละโครงการย่อย
- 12.9 จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์สำหรับแต่ละโครงการย่อย
- 12.10 เริ่มกระบวนการพัฒนาผลิตภัณฑ์ที่ผ่านขั้นตอนการวิจัย เพื่อให้ไปถึงขั้นตอนการผลิตเชิงพาณิชย์

13) ขอบเขตของการวิจัย

- 13.1 ถ้าเป็นการวิจัยและพัฒนาผลิตภัณฑ์ จะต้องได้ผลิตภัณฑ์ต้นแบบที่มีศักยภาพในเชิงพาณิชย์
- 13.2 ถ้าเป็นกระบวนการผลิต จะต้องได้กระบวนการผลิตที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น สามารถให้ ผลผลิตที่มีคุณภาพได้มาตรฐาน
- 13.3 ถ้าเป็นงานวิจัยพื้นฐาน ต้องมีผลงานเผยแพร่ในรูปบทความวิจัย และหรืองานบางส่วน ปรากฏในรูปวิทยานิพนธ์ของบัณฑิตที่เป็นผู้ช่วยวิจัย

14) ระยะเวลาการวิจัย 5 ปี

15) แผนการดำเนินงานที่ผ่านมา

15.1 กำหนดและคัดเลือกหัวข้องานวิจัยและพัฒนา 16 โครงการ มีทั้งโครงการวิจัยพื้นฐาน และโครงการวิจัยประยุกต์ ได้แก่

- 15.1.1 การพัฒนาการรู้จำลายมือเขียนภาษาไทยแบบออนไลน์บนคอมพิวเตอร์พกพา
- 15.1.2 การเชื่อมต่อทางอากาศของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4
- 15.1.3 ระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่
- 15.1.4 สายอากาศอัจฉริยะ: การศึกษาการสร้างลำคลื่น
- 15.1.5 วิธีการประเมินอายุของอุปกรณ์ไฟฟ้าโดยอาศัยการทดสอบเร่ง
- 15.1.6 การพัฒนาโปรแกรมการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG4 เพื่อนำมาใช้งานในการเข้ารหัสเชิงวัตถุ

- 15.1.7 การศึกษาและพัฒนากระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG4 เพื่อส่งบนระบบเครือข่ายสื่อสาร ไร้สาย
- 15.1.8 การขจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงเมื่อมีสถานการณ์ Double Talk ในระบบการสนทนาแบบสตรีโอ
- 15.1.9 การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวได้แบบ Least-Mean-Square ประเภท sign-sign ด้วย FPGA
- 15.1.10 การพัฒนาระบบและดัชนีชี้วัดความน่าเชื่อถือและความอยู่รอดของระบบโครงข่าย
- 15.1.11 การศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของข้อมูลสื่อสารบนเครือข่ายในประเทศไทย
- 15.1.12 โปรแกรมจำลองระบบโครงข่ายแฉก
- 15.1.13 การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ด้วยนิเวศวิทยานิวโรลเน็ตเวิร์ก
- 15.1.14 การประเมินประสิทธิภาพสำหรับโครงข่าย TCP/IP ผ่านควมเทียม
- 15.1.15 การวิจัยและออกแบบจัดสร้างเครื่องวัดหน่วยไฟฟ้าชนิด TOU แบบเฟสเดียว
- 15.1.16 การวิเคราะห์ข้อต่อท่อนำคลื่นรูปร่างใดๆ แบบระนาบ E และระนาบ H ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับเทคนิคบาวนด์คาร์มาร์ชชิง
- 15.2 แต่ละโครงการย่อยจัดทำแผนดำเนินงาน ที่ระบุ วัตถุประสงค์ ที่มาของปัญหา ขอบเขต ภารกิจที่ต้องการ และดัชนีชี้วัด ทั้งนี้ บางโครงการได้รับความเห็นชอบหรือผลักดันให้ดำเนินงานระหว่างปีงบประมาณด้วย
- 15.3 จัดสรรงบประมาณดำเนินงานในส่วนของวัสดุและค่าใช้สอยให้แต่ละโครงการ พร้อมทั้งจำนวนผู้ช่วยวิจัยทั้งแบบเต็มเวลาและบางเวลา ในส่วนของผู้ช่วยวิจัยนั้น เพื่อความคล่องตัวและยืดหยุ่นในการทำงาน ทางโครงการกำหนดแต่กรอบอัตราให้แต่ละโครงการย่อย และให้แต่ละโครงการย่อยจัดหาผู้ช่วยวิจัยได้ทั้งแบบเต็มเวลาและหรือแบบบางเวลา ทั้งนี้มีการกั้นงบประมาณไว้รองรับการจัดการลักษณะนี้
- 15.4 การจ่ายค่าตอบแทนผู้ช่วยวิจัย ทางโครงการกำหนดให้นักวิจัยรับผิดชอบแต่ละโครงการย่อยร่วมกับผู้ช่วยวิจัยจัดทำรายงานการปฏิบัติงานทุกสิ้นเดือนส่งให้กับโครงการก่อนได้รับเงินค่าตอบแทนประจำเดือนนั้น ๆ
- 15.5 ในระหว่างปีงบประมาณ ผู้รับผิดชอบของโครงการย่อยใดที่มีการตกลงความร่วมมือกับหน่วยงานภายนอกและพิจารณาแล้วมีความเชื่อมโยงกับโครงการย่อยนั้น ๆ ทั้งทางตรงและหรือทางอ้อม จะต้องส่งสำเนาเอกสารการลงนามข้อตกลงให้กับทางโครงการ

15.6 เนื่องจากทางโครงการเริ่มดำเนินการล่าช้ากว่ากำหนด จึงมีการขออนุมัติขยายระยะเวลาไปสิ้นสุดเดือนกันยายน ปี 2546 และได้จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์รวมของโครงการ ทั้งนี้บางโครงการย่อยอาจมีการจัดทำในรูปรายงานความก้าวหน้าปีที่ 1 ได้ ถ้าเป็นโครงการระยะยาว

16) สถานที่ทำการวิจัย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และบริษัทเอกชนที่เข้าร่วมโครงการ

17) ความก้าวหน้าของโครงการ

โครงการนี้มีความล่าช้าในการดำเนินการอย่างมาก เริ่มตั้งแต่การขาดข้อมูลและความรู้ความเข้าใจในการปฏิบัติงานขั้นตอนต่าง ๆ ได้แก่

- การดำเนินการจัดซื้อครุภัณฑ์ที่มีกระบวนการและเอกสารที่ต้องจัดทำแตกต่างไปจากงบประมาณแผ่นดินปกติ ซึ่งคาดว่ามาจากเป็นโครงการเฉพาะกิจที่มีวัตถุประสงค์และเป้าหมายชัดเจนในการสร้างความร่วมมือกับภาคเอกชน
- การจัดทำประกาศการเงินที่ล่าช้าไปประมาณ 6 เดือน เนื่องจากงบประมาณที่จัดสรรให้กับโครงการนี้เป็นประเภทอุดหนุนทั่วไป แต่รูปแบบของประกาศการเงินที่ถือปฏิบัติจะระบุรายละเอียดเป็นรายการต่าง ๆ เป็นเหตุให้ต้องมีการทำความเข้าใจกับฝ่ายบริหาร หน่วยงาน และเจ้าหน้าที่ ที่เกี่ยวข้อง เพื่อให้มีความเข้าใจที่ตรงกันว่าประกาศดังกล่าวเป็นเพียงแสดงให้เห็นแนวทางการใช้เงินงบประมาณในหมวดต่าง ๆ ซึ่งในทางปฏิบัติอาจมีการใช้เงินงบประมาณข้ามหมวดได้อย่างคล่องตัว

จากความล่าช้าข้างต้นดังกล่าว การดำเนินการจัดซื้อจัดหาครุภัณฑ์ทุกรายการจึงไปเสร็จสิ้นในช่วงต้นเดือนมิถุนายน พ.ศ.2545 นี้ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากโครงการนี้ประกอบด้วยโครงการวิจัยย่อยจำนวนมาก ทั้งนี้ อาจมีบางโครงการย่อยได้ถูกยกเลิกก่อนจะดำเนินการในเดือนมิถุนายน ศกนี้ เนื่องจากการศึกษาเบื้องต้น พบว่าไม่คุ้มค่าในการดำเนินการวิจัย หรือประสบปัญหาด้านอื่น (เอกชนคู่เจรจาเป็นฝ่ายบอกยกเลิก) และมีโครงการย่อยที่เพิ่มเติมเข้ามาจำนวนหนึ่ง เนื่องจากรูปแบบของโครงการนี้ต้องการให้เกิดความคล่องตัวในการสร้างความร่วมมือกับหน่วยงานภายนอก ที่ไม่สามารถระบุระยะเวลาที่แน่นอนในเจรจากับเอกชน และมีบางโครงการย่อยที่มีการเริ่มดำเนินการตั้งแต่เดือนตุลาคม พ.ศ.2544 เนื่องจากเป็นโครงการย่อยที่มีการสานต่องานวิจัยเดิมอีกทั้งมีการเจรจากับเอกชนบางรายก่อนที่จะได้รับจัดสรรงบประมาณ เช่น โครงการย่อยการรู้จำเสียงพูด โครงการย่อยการรู้จำลายมือเขียนภาษาไทย โครงการย่อยการประมวลผลสัญญาณวิดิทัศน์ รวมแล้ว มีโครงการย่อยที่

ดำเนินการจริง รวม 16 โครงการ และมีความร่วมมือกับหน่วยงานภายนอกจำนวน 5 โครงการ มูลค่า ประมาณ 9.57 ล้านบาท ดังนี้

17.1 การเชื่อมต่อทางอากาศของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4 (ได้รับการสนับสนุนจาก เอกชนในรูปแบบไม่เป็นงบประมาณโดยตรง เช่น บริษัท Gilat Satellite Networks (Thailand) จำกัด ได้รับบุคลากรที่อยู่ในโครงการย่อยต่าง ๆ เข้ารับการอบรมเกี่ยวกับโครงข่ายสื่อสารผ่านดาวเทียม จำนวน 5 คน คิดเป็นมูลค่าประมาณกว่า 200,000.- บาท)

17.2 ระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่ (6 ล้านบาทจากบริษัท SUN SYSTEMS และมีการลงนามในสัญญาการเปิดเผยข้อมูลความลับของผลงานระหว่างภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและเอกชนคู่สัญญา (บริษัทสามารถอินโฟมีเดีย จำกัด) เมื่อเดือนสิงหาคม พ.ศ. 2545)

17.3 วิธีการประเมินอายุของอุปกรณ์ไฟฟ้าโดยอาศัยการทดสอบเร่ง (ช่วยในรูปสิ่งของมูลค่า ประมาณ 5 หมื่นบาทจากบริษัทไทยดาบุช และมีการเจรจาที่จะจัดทำโครงการเพื่อขอรับการสนับสนุน งบประมาณต่อไป ทั้งนี้ได้มีการดำเนินการวิจัยร่วมกันล่วงหน้าไปบ้างแล้ว และมีความคืบหน้าเป็นที่น่า พพอใจทั้ง 2 ฝ่าย อีกทั้งได้มีความตกลงอย่างไม่เป็นทางการที่จะใช้โครงการย่อยนี้เป็นต้นแบบ ประชาสัมพันธ์ให้เอกชนรายอื่นเข้าร่วมโครงการสร้างความร่วมมือต่อไป)

17.4 การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวได้แบบ Least-Mean-Square ประเภท sign-sign ด้วย FPGA (1.17 ล้านบาท จาก สกว)

17.5 การวิจัยและออกแบบจัดสร้างเครื่องวัดหน่วยไฟฟ้าชนิด TOU แบบเฟสเดียว (มีการทำ สัญญากับการไฟฟ้านครหลวงในเดือนเมษายน พ.ศ.2545 ระยะเวลาดำเนินการ 2 ปี งบประมาณรวม 2,200,000.- บาท)

18) การจัดจ้างนักวิจัยเต็มเวลาและผู้ช่วยวิจัย

โครงการฯ ได้เปิดโอกาสให้ผู้รับผิดชอบพิจารณาจัดจ้างนักวิจัยเต็มเวลาและหรือผู้ช่วยวิจัยตาม ความเหมาะสม โดยพิจารณาจากปริมาณงาน ระยะเวลาที่ต้องดำเนินการ และผลิตผลหรือเป้าหมายของ โครงการ โดยเฉลี่ยจะอยู่ที่ 1 ถึง 2 คนต่อโครงการ และมีแผนที่จะเพิ่มเป็น 2 ถึง 3 คนต่อโครงการใน อนาคต เมื่อโครงการย่อยแต่ละโครงการมีการดำเนินการก้าวหน้าอย่างเด่นชัดและมีศักยภาพที่จะพัฒนา ไปสู่ความร่วมมือกับเอกชนได้อย่างเต็มรูปแบบ ทั้งนี้ ณ สิ้นเดือนกันยายน พ.ศ.2545 ทางโครงการมี การจัดจ้างนักวิจัยและผู้ช่วยวิจัยดังนี้

18.1 นักวิจัยเต็มเวลาจำนวน 6 ราย แบ่งเป็น

- นักวิจัยเต็มเวลาวุฒิปริญญาโท 4 ราย และ

- นักวิจัยเต็มเวลาวุฒิปริญญาตรี 2 ราย

18.2 ผู้ช่วยวิจัยจำนวน 31 ราย แบ่งเป็น

- ผู้ช่วยวิจัยวุฒิปริญญาโท 4 ราย

- ผู้ช่วยวิจัยวุฒิปริญญาตรี 27 ราย

ทั้งนี้ ระยะเวลาในการจ้างขึ้นกับลักษณะงาน หรือตามความตกลงระหว่างผู้รับผิดชอบโครงการย่อยและนักวิจัยเต็มเวลาและหรือผู้ช่วยวิจัย และในอนาคตทางโครงการฯ กำลังวางแผนที่จะให้มีการปรับอัตราค่าตอบแทนนักวิจัยเต็มเวลา ผู้ช่วยวิจัย และเจ้าหน้าที่ของโครงการ ตามประสบการณ์ในการปฏิบัติงานและให้สอดคล้องกับอัตราเงินเฟ้อ

19) ข้อมูลการใช้จ่ายงบประมาณ

ทางโครงการฯ ได้รับงบประมาณสนับสนุนจากรัฐเป็นเงิน 10,000,000.00 บาท มีการใช้จ่ายงบประมาณในหมวดต่าง ๆ สิ้นสุด ณ วันที่ 30 กันยายน พ.ศ.2546 เป็นจำนวนเงิน 9,992,317.39 บาท คงเหลือ 7,682.61 บาท มีรายละเอียดดังนี้

19.1 หมวดครุภัณฑ์ มีการจัดซื้อ 17 รายการเป็นเงิน 5,199,595.81 บาท

19.2 หมวดค่าใช้สอย 1 รายการเป็นเงิน 199,786.12 บาท

19.3 หมวดวัสดุ เป็นเงิน 1,599,935.46 บาท

19.4 หมวดค่าตอบแทน 2,993,000.00 บาท

- นักวิจัยเต็มเวลา และผู้ช่วยวิจัย รวม 37 ราย 2,897,000.00 บาท

- เจ้าหน้าที่ประจำโครงการ 1 ราย 96,000.00 บาท

20) ผลผลิตที่ได้รับ

20.1 บัณฑิต

20.1.1 ระดับคุยฎีบัณฑิต จำนวน 1 ราย

20.1.1.1 Mr. Visarut AHKUPUTRA "An Acoustic Study of Syllable Onsets: A Basis for Thai Continuous Speech Recognition System" Ph.D. Dissertation

20.1.2 ระดับมหาบัณฑิต จำนวน 12 ราย

20.1.2.1 Mr.Seree WANICHPAKDEEDECHA "Interference Cancellation for Multi-code Multirate DS-CDMA Systems using Biorthogonal Scheme on High-Rate Users" Master Thesis

20.1.2.2 Mr.Choosak ARCHAVAWANITCHAKUL “Hybrid Interference Cancellation Receiver Using Adaptive Weighted Threshold for Multicode Multirate DS-CDMA Systems” Master Thesis

20.1.2.3 Ms.Nattaporn RASRIKRIANGKRAI “An Application of Adaptive Filter for Biorthogonal Multirate DS-CDMA Receiver” Master Thesis

20.1.2.4 Ms.Hatairat KORTRAKULKIJ “Improvement of Bit Allocation for Implicit Region-Based Video Coding” Master Thesis

20.1.2.5 Mr.Thaveesak SAPPASITWONG “Asymmetric Diamond Search Algorithm Using Adaptive Search Center for Motion Estimation” Master Thesis

20.1.2.6 Mr.Rud BUDSAYAPLAKORN “On-line Thai Character Recognition Using Hidden Markov Model and Fuzzy Logic” Master Thesis

20.1.2.7 Ms.Sujanya ARTNARONGKORN “Robust Fine Granularity Scalability Using Leaky Prediction for Low Bit Rate Video Coding” Master Thesis

20.1.2.8 Ms. Jirapa SONGTHANASAK “Parallel Interference Cancellation Receiver with Adaptive Frequency Offset Correction for Multi-Carrier CDMA System” Master Thesis

20.1.2.9 Mr.Jetsada KARNPRACHA “Robust Thai Speech Recognition Using MFCC of Noisy Speech Autocorrelation” Master Thesis

20.1.2.10 Mr.Nattapol AUNSRI “Noise Robust Feature of Thai Speech Recognition Using Adaptive Noise Reduction Technique” Master Thesis

20.1.2.11 Mr.Piti Lekuthai “Estimating Location of Mobile Station Using Neural Network” Master Thesis

20.1.2.12 Mr.Choopong Cholpanaruk “Congestion Control Scheme Analysis for Satellite TCP/IP Networks” Master Thesis

20.2 บทความ

20.2.1 ในที่ประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 25 บทความ

20.2.1.1 S. Aramvith, H. Kortrakulkij, D. Tanchaoren, and S. Jitapunkul, “Joint Source-Channel Coding Using Simplified Block-Based Segmentation and

Content-Based Rate-Control for Wireless Video Transport”, Proceeding of International Conference on Information Technology: Coding and Computing (ITCC) 2002, Las Vegas, April, 2002, pp. 71-76. [ORAL]

20.2.1.2 T. Sappasitwong, S. Aramvith, S. Jitapunkul, A. Tamtrakarn, P. Kittipunyangam, and H. Kortrakulkij, “Adaptive Asymmetric Diamond Search Algorithm for Block-Based Motion Estimation”, Proceeding of International Conference on Video/Image Processing and Multimedia Communications (VIPromCom-2002), Zadar, Croatia, June, 16-19, 2002, pp. 283-288.

20.2.1.3 W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, “Simplistically Universal Lossless Image Coding using Integer Wavelet Transforms and Space Filling Curves”, proceeding of IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Hammamet, Tunisia, October, 6-9, 2002. [ORAL][CD ROM]

20.2.1.4 C. Archavawanitchakul, S. Jitapunkul, R. Kanchanawat, S. Kunaruttanapruk, S. Wanichpakdeedecha, and N. Rasrikriangkrai, “Novel Method of Adaptive Weight Factor Determination for Partial Parallel Interference Cancellation Receiver in Multimode Multirate DS-CDMA System”, Proceeding of the Second International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT2002), Pattaya, Thailand, October, 23-25, 2002, pp. 13-16. [ORAL]

20.2.1.5 P. Kunaboot, W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, “Automatic Thai Speech Recognition over the Telephone Network: An Ensemble Approach”, Proceeding of the Second International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT2002), Pattaya, Thailand, October, 23-25, 2002, pp. 128-131. [ORAL]

20.2.1.6 H. Kortrakulkij, S. Aramvith, and S. Jitapunkul, “Region-of-Interest Based Rate-Control for Low Bit-Rate Video Coding: An Analytical Approach using Automatic Enhancement Weight Setting”, Proceeding of the Second International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT2002), Pattaya, Thailand, October, 23-25, 2002, pp. 384-387. [ORAL]

20.2.1.7 W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, “BabiLearn: An Incremental Learning Approach to Neural Network Design”, Proceeding of the 2002

International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT2002), Pattaya, Thailand, October, 23-25, 2002, pp. 487-490. [ORAL]

20.2.1.8 T. Thongkamwitoon, W. Asdornwised, S. Aramvith, and S. Jitapunkul, "On-Line Thai-English Handwritten Character Recognition Using Distinctive Features", Proceeding of Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2002), Singapore, December, 2002. {Bali, Indonesia, October, 28-31, 2002.} [CD ROM]

20.2.1.9 W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, "Simplistically Universal Lossless Image Coding using Integer Wavelet Transforms and Space Filling Curves", Proceeding of 2002 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2002), Singapore, 2002. {Bali, Indonesia, October, 28-31, 2002.} [CD ROM]

20.2.1.10 S. Wanichpakdeedecha, S. Jitapunkul, R. Kanjanawat, J. Songthanasak, and K. Wutthipornpong, "Groupwise Inteference Cancellation for Multicode Multirate DS-CDMA System with Biorthogonal Modulation on High-rate Users", Proceeding of 9th International Workshop on Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP'02), U.K. or England, November, 7-8, 2002, pp.132-140. [ORAL]

20.2.1.11 S. Kunarattanapruk, S. Jitapunkul, and C. Archawanichakul, "Code Selection Scheme for Multi-Carrier CDMA in Correlated Fading Channel", Proceeding of 9th International Workshop on Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP'02), U.K. or England, November, 7-8, 2002, pp.147-153. [ORAL]

20.2.1.12 E. Maneenoi, V. Ahkupta, S. Luksaneeyanawin, and S. Jitapunkul, "Acoustic Modeling of Onset-Rhyme for Thai Continuous Speech Recognition", Proceedings of the 9th Australian International Conference on Speech Science and Technology (SST-2002), Melbourne, Australia, December, 2-5, 2002, pp. 462-467. [ORAL]

20.2.1.13 W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, "Multiresolution-Based Committee of Networks: A Bayesian Point of View", Proceeding of The 2002 IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT'02, Bangkok, Thailand, December, 11-14, 2002, pp. 643-648. [ORAL]

20.2.1.14 K. Kiratiratanaphrug, S.Kunaruttanapruk, R. Budsayaplakorn, and S. Jitapunkul, "Segmentation of Thai Handwritten Using Heuristic Method Based on

Distinctive Features”, Proceeding of the 21st IASTED International Multi-Conference, Applied Informatics, Innsbruck, Austria, February, 10-13, 2003, pp. 200-204. [ORAL]

20.2.1.15 S. Chompun, Y. Yothinsumpun, D. Tancharoen, and S. Jitapunkul, “Performance Evaluation of Multi-Pulse Code-Excited Linear-Predictive Coder with High Pitch Delay Resolutions Technique Over Additive White Gaussian Noise and Rayleigh Fading Channels”, Proceeding of The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies, ICT 2003, Bangkok, Thailand, April, 8-10, 2003, pp. 71-75. [ORAL]

20.2.1.16 S. Artnarongkorn, D. Tancharoen, S. Aramvith, and S. Jitapunkul, “Robust Fine Granularity Scalability Using Leaky Prediction for Low Bit Rate Video Coding”, Proceeding of The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies, ICT 2003, Bangkok, Thailand, April, 8-10, 2003, pp. 132-136. [ORAL]

20.2.1.17 D. Tancharoen, P. Rattanakamonporn, S. Chompun, S. Artnarongkorn, S. Jitapunkul, “A Comparative Study of MPEG-4 and H.263 Video Quality Based on Rate Control for Low Bit Rate Video Coding”, Proceeding of The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies, ICT 2003, Bangkok, Thailand, April, 8-10, 2003, pp. 137-143. [ORAL]

20.2.1.18 D. Tancharoen, H. Kortrakulkij, S. Khemachai, S. Aramvith, and S. Jitapunkul, “Automatic Face Color Segmentation Based Rate Control For Low Bit-Rate Video Coding”, Proceeding of The 2003 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2003, Bangkok, Thailand, May, 25-28, 2003, II384-II387. [ORAL][CD- ROM]

20.2.1.19 W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, “Automatic Target Recognition Using Multiple Description Coding Models for Multiple Classifier Systems”, 4th International Workshop, MCS 2003, Guildford, UK, June, 11-13, 2003, pp. 336-345. [ORAL]

20.2.1.20 P. Charnvivit, S. Jitapunkul, V. Ahkuputra, E. Maneenoi, U. Thathong, and B. Thampanitchawong, “Recognition of Intonation Patterns in Thai Utterance”, Proceeding of 8th European Conference on Speech Communication and Technology: Eurospeech 2003, Geneva, Switzerland, September, 1-4, 2003, pp.137-140. [POSTER]

20.2.1.21 S. Jitapunkul, P. Charnvivit, V. Ahkuputra, and E. Maneenoi, "Performance Evaluation of Phonotactic and Contextual Onset-Rhyme Models for Speech Recognition in Thai Language", Proceeding of 8th European Conference on Speech Communication and Technology: Eurospeech 2003, Geneva, Switzerland, September, 1-4, 2003, pp.1841-1844. [POSTER]

20.2.1.22 S. Khemchai, D. Tancharoen, S. Chompun, and S. Jitapunkul, "Content Based Object Segmentation Using Bayesian Decision Technique", Proceeding of The 3rd International Symposium on Communication and Information Technologies, ISCIT2003, Songkhla, Thailand, September 3-5, 2003, pp.411-414. [ORAL]

20.2.1.23 P. Sa-nguansat, P. Yanwit, P. Tangwiwatwong, W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, "Language-Based Hand-Printed Characters Recognition: A Novel Method Using Spatial and Temporal Informative Features", Proceeding of 2003 IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing: NNSP'2003, Toulouse, France, September, 17-19, 2003, pp. 527-536 [POSTER]

20.2.1.24 R. Budsayaplakorn, W. Asdornwised, and S. Jitapunkul, "On-Line Thai Handwritten Character Recognition Using Hidden Markov Model and Fuzzy Logic", Proceeding of 2003 IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing: NNSP'2003, Toulouse, France, September, 17-19, 2003, pp. 537-546 [POSTER]

20.2.1.25 Thirapiroon Thongkamwitoon and Supavadee Aramvith, "Design and Performance Analysis of MPEG-4 Based Video Conferencing System," International Conference on Information and Communication Technologies (ICT) 2003, Assumption University, Bangkok, A p r i l 2 0 0 3 .

20.2.2 ในที่ประชุมระดับชาติจำนวน 6 บทความ

20.2.2.1 N. Rasikriangkrai, S. Jitapunkul, S. Kunaruttanapruk, C. Archavawanitchakul, and S. Wanichpakdeedecha, "Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC in DS/CDMA Systems", Proceedings of 24th Electrical Engineering Conference, November, 2001.

20.2.2.2 S. Wanichpakdeedecha, S. Jitapunkul, S. Kunaruttanapruk, C. Archavawanitchakul, and N. Rasrikriangkrai, "Multicode Decorrelator Multirate DS-CDMA Systems", Proceedings of 24th Electrical Engineering Conference, November, 2001.

20.2.2.3 P. Kunaboot, W. Asadornwised, and S. Jitapunkul, "A Comparative Study of Best Recognizer Selection Approach and Ensemble Approach in Automatic Thai Speech Recognition over the Telephone Network", Proceedings of 25th Electrical Engineering Conference, November, 2002.

20.2.2.4 P. Tansongcharoen, R. Kanchanawat, J. Songthanasak, S. Kunaruttanapruk, and S. Jitapunkul, "Performance Investigation of Interference Cancellation in Multirate Multicode DS-CDMA Systems", Proceedings of 25th Electrical Engineering Conference, November, 2002.

20.2.2.5 S. Aramvith, H. Kortrakulkij, D. Tancharoen, and S. Jitapunkul, "A Comparative Study of Improved Face Base Rate-Control using Predefined and Dynamic Segmented Face Region for Low Bit-Rate Video Conferencing Applications", Proceedings of 25th Electrical Engineering Conference, November, 2002.

20.2.2.6 R. Kanchanawat, S. Wanichpakdeedecha, J. Songthanasak, K. Wutthipornpong, and S. Jitapunkul, "Interference Cancellation Detector for Multicode Multirate DS-CDMA Systems with Biorthogonal Scheme", Proceedings of 25th Electrical Engineering Conference, November, 2002.

20.3 ความร่วมมือกับหน่วยงานภายนอก (อย่างเป็นทางการ) จำนวน 3 โครงการ ได้แก่

20.3.1 ระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่

20.3.2 การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวได้แบบ Least-Mean-Square ประเภท sign-sign

ด้วย FPGA

20.3.3 การวิจัยและออกแบบจัดสร้างเครื่องวัดหน่วยไฟฟ้าชนิด TOU แบบเฟสเดียว

20.4 ซอฟต์แวร์

20.4.1 โครงการย่อยเรื่อง การเชื่อมต่อทางอากาศของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4

20.4.1.1 ซอฟต์แวร์ สำหรับทดลองจำลองระบบ 2 ชั้น ได้แก่

20.4.1.1.1 ซอฟต์แวร์ใช้ในระบบปฏิบัติการวินโดวส์ รุ่น 2000

Professional โดยใช้ภาษา C++ พัฒนาบน Microsoft Visual C++ รุ่น 6.0

20.4.1.1.2 ซอฟต์แวร์เสริม พัฒนาโดยใช้ภาษา Matlab รุ่น 6.1

20.4.2 โครงการย่อยเรื่อง การพัฒนาโปรแกรมการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG4 เพื่อนำมาใช้งานในการเข้ารหัสเชิงวัตถุ

20.4.2.1 โปรแกรมคอมพิวเตอร์

20.4.2.1.1 ใช้สำหรับระบบปฏิบัติการ MS Windows 2000

Professional ที่พัฒนาโดยใช้ภาษา C++ บน Microsoft Visual C++ เวอร์ชัน 6.0 มีความสามารถ

- H.263 Video Coding
- MPEG-4 Video Coding
- Region of Interest Based Rate Control For H.263 Video Coding
- Fine Granularity Scalability According to MPEG-4
- Speech Coding Based on MP-CELP Coder

20.4.2.1.2 โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ที่พัฒนาโดยใช้ภาษา MATLAB เวอร์ชัน 6.1 มีความสามารถ

- Semantic Object Segmentation According to MPEG-4
- Adaptive Search Algorithm For Motion Estimation
- Color Face Segmentation
- Automatic Object Segmentation Based on Bayesian Decision Technique
- Digital Image Processing Application

20.4.3 โครงการย่อยเรื่อง A Study of Mathematical Models for Existing Communication Traffic in Thailand's Network โปรแกรมสำหรับจำลองระบบ Call Center

20.4.4 โครงการย่อยเรื่อง โปรแกรมจำลองระบบโครงข่ายแถวคิว โปรแกรมจำลองระบบโครงข่ายแถวคิว

20.5 อื่น ๆ

20.5.1 โครงการย่อยเรื่อง ระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่ นำเสนอ นิทรรศการเรื่อง Speech Recognition ในงาน ICT 2003 ณ Central Plaza ลาดพร้าว กรุงเทพฯ วันที่ 1-4 สิงหาคม 2546

20.5.2 โครงการย่อยเรื่อง การพัฒนาการรู้จำลายมือเขียนภาษาไทยแบบออนไลน์บนคอมพิวเตอร์พกพา นำเสนอ นิทรรศการเรื่อง Character Recognition ในงาน ICT 2003 ณ Central Plaza ลาดพร้าว กรุงเทพฯ วันที่ 1-4 สิงหาคม 2546

20.5.3 โครงการย่อยเรื่อง การเชื่อมต่อทางอากาศของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4 และโครงการย่อยเรื่อง สายอากาศอัจฉริยะ: การศึกษาการสร้างลำคลื่น ร่วมกันนำเสนอ นิทรรศการเรื่อง 4G และ Smart Antenna ในงาน ICT 2003 ณ Central Plaza ลาดพร้าว กรุงเทพฯ วันที่ 1-4 สิงหาคม 2546

20.5.4 โครงการย่อยเรื่อง การศึกษาและพัฒนากระบวนการเข้าและถอดรหัสสัญญาณวีดิทัศน์ตามมาตรฐาน MPEG-4 เพื่อส่งบนระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สาย นำเสนอ โครงการงานเรื่อง “การพัฒนาระบบการประชุมสัมมนาทางวีดิทัศน์ตามมาตรฐานการลงรหัสสัญญาณวีดิทัศน์ MPEG-4”, ในงานนิทรรศการวิชาการทางวิศวกรรม ครั้งที่ 13 คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, ธันวาคม 2545

ลงชื่อ.....

(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

หัวหน้าโครงการเสริมสร้างความร่วมมือฯ

วันที่ 4 ตุลาคม พ.ศ. 2545

รายงานฉบับสมบูรณ์โครงการวิจัยงบประมาณปี 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 1 เรื่อง

การพัฒนาการรู้จำลายมือเขียนภาษาไทยแบบออนไลน์บนคอมพิวเตอร์พกพา

ผู้รับผิดชอบโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

หัวหน้าโครงการ

อาจารย์วิทยากร อัครวิเศษ

นักวิจัย

วัตถุประสงค์ของโครงการ

คอมพิวเตอร์สามารถรู้จำลายมือเขียนภาษาไทยแบบ On-line ได้

ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

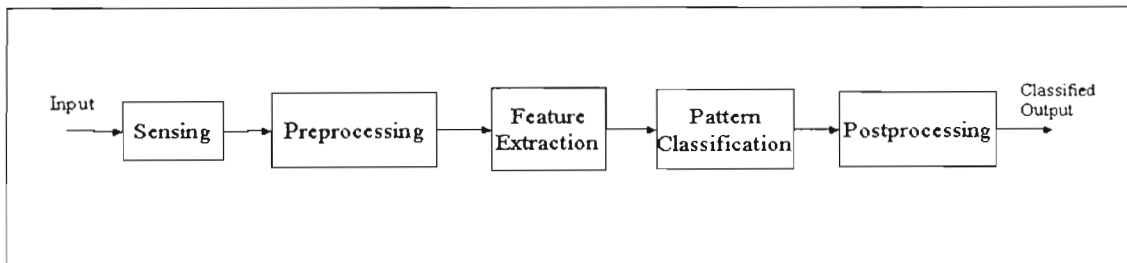
ศึกษาวิจัย และประยุกต์ใช้ เทคนิคต่างๆกับระบบการรู้จำลายมือเขียนภาษาไทยแบบ On-line เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ

ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

- มีการปรับเปลี่ยนขอบเขตการทำงาน ทั้งนี้การพัฒนากระบวนรู้จำตัวอักษรเขียนแบบออนไลน์ ที่เดิมตั้งเป้าหมายในการพัฒนาบนระบบปฏิบัติการของ Handheld PC แต่พบว่ามีข้อจำกัดในการใช้งานมากเกินไป ไม่มีความยืดหยุ่นและสร้างความคล่องตัวในการใช้งาน อีกทั้งความละเอียดของจอภาพต่ำเกินไป ไม่เหมาะที่จะรองรับการเขียนตัวอักษรไทย ที่มีรูปแบบการจัดตัวอักษร 4 ระดับ อีกทั้งมีแบบรูปของตัวอักษรบางตัวเล็กเกินไปสำหรับความละเอียดของจอภาพที่มีอยู่ ดังนั้น คณะผู้วิจัยจึงเปลี่ยนไปพัฒนาการรู้จำบนระบบปฏิบัติการ Windows Tablet PC ที่มีความเหมาะสมมากกว่า อีกทั้งคาดว่าในอนาคต ทั้งส่วนจอภาพและระบบปฏิบัติการคงได้รับการพัฒนาให้รองรับการรู้จำแบบรูปที่เกิดจากวิธีการเขียนที่เป็นธรรมชาติมากขึ้น กล่าวคือความละเอียดที่สูงขึ้น รับแรงกดได้หลายระดับ รองรับปลายปากกาที่ใช้เขียนได้หลายขนาด เป็นต้น จากการคาดการณ์ดังกล่าว คณะผู้วิจัยได้พัฒนาระบบรู้จำตัวอักษรเขียนแบบออนไลน์บนกระดาน Tablet ที่ในปัจจุบันทำงานได้ที่ความละเอียดสูงไม่น้อยกว่า 400 จุดต่อนิ้ว รองรับแรงกดของปากกาได้ 256 ระดับ อีกทั้ง Tablet บางรุ่นสามารถปรับเปลี่ยนแรงกดของปลายปากกาที่เขียนบน Tablet ให้เป็นความหนาบางของเส้นที่ปรากฏบนจอภาพที่สอดคล้องกับแรง

กด ได้ด้วย

- ศัพท์ภาพรวมของ handwriting recognition



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบรู้จำ

- keyword ต่างๆ [1,2] ดังนี้

Ascender = ส่วนของตัวอักษรที่เกินเส้นบรรทัด

Bank Check Recognition = ตรวจสอบธนบัตรโดย ดูที่ ตัวอักษร และ ตัวเลขระบุจำนวนเงิน วันที่ และ ลายเซ็น

Baseline = แนวการเรียงของอักษร

Chain codes = รหัสของทิศทางการเขียนของตัวอักษร เช่น ขึ้น ลง ซ้าย ขวา

Cursive script = ลายมือเขียนอักษรอาระบิกแบบต่อเนื่อง

Descender = ส่วนของตัวอักษรที่ต่ำกว่าเส้นบรรทัด

Decision tree = การตัดสินใจแบบการกรอง ด้วย ถูกหรือผิด มีข้อเสีย คือ ไม่มีค่าความน่าจะเป็น ไม่มีลำดับ ได้คำตอบเป็น เซต หรือ ตัวเดียว

DVF (deformation vector field) = ค่าเฉลี่ยของ LAF

Dynamic variation = ความหลากหลายในการเขียนแบบจลน์ เช่น ทิศทางการลากเส้น

Elastic matching = การตรวจเส้น โค้งจากเส้น โค้งต้นแบบ

Electronic ink = แสดงรอยการเขียนในทันที

Features = ลักษณะเฉพาะบางอย่าง เช่น ascender, descender, จุดขึ้น

Gesture = สัญลักษณ์ที่ไม่ใช่ตัวอักษรเช่น วงกลม ลูกศร

Handwritten Address Interpretation (HWAI) = แพลตฟอร์มที่เขียนด้วยมือบนซองจดหมายเป็นรหัส

Bar-code

Handwriting = ลายมือเขียน ซึ่งเป็นความสามารถส่วนบุคคล

LAF (local affine transformation) = การจำลองตัวอักษรขึ้นมาใหม่โดยใช้ข้อมูลเข้า และค้นแบบ

Lexicon = กระบวนการทางภาษาโดยอ้างอิงจากพจนานุกรม

Off-line handwriting recognition = ประมวลผลหลังจากเขียนเสร็จไปแล้วนานเท่าไรก็ได้ นำเข้าทาง optical scanning device

On-line (real-time, dynamic) handwriting recognition = ประมวลผลทันทีเมื่อทำการเขียนบนอุปกรณ์เฉพาะ เช่น table digitizer

Optical character recognition (OCR) = ใช้ข้อมูลจาก Optical data จะเป็นตัวพิมพ์ หรือ ลายมือก็ได้

PDA's (Personal digital assistants) = อุปกรณ์อำนวยความสะดวกขนาดพกพา สามารถบันทึกข้อมูลและรองรับ application ต่างๆ ได้

Pen down (inking) = เหตุการณ์ขณะจรดปากกาลงบนกระดาษ

Pen up (noninking) = เหตุการณ์ขณะยกปากกาขึ้นจากกระดาษ

Postprocessing = กระบวนการหลังจาก shape recognition เช่นการใช้ข้อมูลทางภาษาเพื่อเพิ่มความถูกต้อง ทั้งในด้านความหมาย และ ไวยากรณ์

Preprocessing = กระบวนการก่อนจาก shape recognition ประกอบด้วย

- **Thresholding** = แยกแยะตัวอักษรออกจากพื้นหลังโดยใช้ histogram
- **Segmentation**
 - **Line segmentation** = การแยกออกเป็นบรรทัด
 - **External segmentation** = การแยกเป็น writing units
 - **Internal segmentation** = การแยก writing units เป็นส่วนประกอบย่อยๆ
- **Cleaning (Noise Reduction)**
 - **Smoothing** = ทำให้เส้นเรียบโดยใช้ค่าเฉลี่ยของจุด
 - **Filtering (thinning)** = ลดขนาดข้อมูลให้เหลือเท่าที่จำเป็น
 - **Interpolation** = การเพิ่มข้อมูลในส่วนที่ขาดหายด้วยค่าเฉลี่ย
 - **Wild point correction** = กำจัด spurious point
 - **Dehooking** = กำจัดจุดที่เกิดช่วงเริ่มและจบของการเขียน
 - **Dot reduction** = ลดขนาดจุดให้เหลือจุดเดียว
 - **Stroke connection** = คาดการณ์ stroke ในขณะยกปากกา
- **Normalization**
 - **Deskewing** = แก้ไข slant ทั้งอักษรเดี่ยว และทั้งคำ

- Baseline drift correction = เรียงอักษรให้อยู่บน baseline
- Size normalization = ปรับขนาดอักษรให้เท่ากัน
- Stroke length normalization = กำหนดจำนวนจุดของ stroke

Segmentation = กระบวนการแยกข้อมูลเป็น writing unit ที่ต้องการ

Shape recognition = กระบวนการรู้จำ writing unit

- Character Recognition = ใช้ในส่วนของ Alphabet
 - Feature Analysis = รวบรวม feature ทั้งคุณสมบัติทาง static และ dynamic ทั้งที่เป็น binary ซึ่งตัดสินใจได้ด้วย decision tree และ ไม่ใช่
 - Time sequence of Zones, Directions, or Extremes = ใช้ข้อมูลทาง dynamic เช่น Chain codes
 - Curve Matching = ใช้ค่าฟังก์ชันทางเวลากับ ทิศทาง ตั้งและนอน ทิศทางของมุม ค่า tangent , elastic matching
 - Stroke Codes = จำแนกรูปร่างของ stroke แล้วนำไปใช้อ้างอิง
 - Analysis-by-Synthesis (recognition-by-generation) = ใช้กฎของการเชื่อมต่อ stroke สร้างสัญลักษณ์ขึ้นมา
 - Pairwise Distinction = นำอักษรที่คล้ายกันมาหาความแตกต่าง
 - Other Method เช่น ใช้ จำนวน ลำดับ ตำแหน่งของ stroke และ วิธีทางสถิติ เช่น Markov Model ซึ่งเหมาะสมกับข้อมูลแบบ dynamic
- Recognition of Character Sequence = ใช้ความรู้ทางภาษามาช่วย
- Recognition of Cursive Script = ตรวจสอบ และแบ่งตัวเขียนแบบ cursive ออกเป็นคำ หรือ อักษรเดี่ยว
- Recognition of Words = รู้จำคำทั้งคำโดยใช้ lexicon เข้าช่วย
 - Analytic = กระทำทีละอักษร
 - Holistic = กระทำทั้งรูปคำ
- Recognition of Gestures = รู้จำสัญลักษณ์ต่างๆ เช่น ลูกศร วงกลม
- Recognition of Equations and Line Drawing
- Signature Verification = จำแนกลายเซ็น โดยใช้ ความเร่งและน้ำหนักการเขียน

Signature Verification = ยืนยันลายเซ็น

Slant = การโย้เอียง ของตัวอักษร

Spurious point = จุดแปลกปลอมที่เกิดจากปัญหาทาง Hardware

Static variation = ความหลากหลายในการเขียนแบบสถิต เช่น รูปร่าง ขนาด

Stroke = รอยการเขียนตั้งแต่ pen down ถึง pen up ที่ติดกัน

Stroke segment = ส่วนย่อยของ stroke

Tablet = อุปกรณ์รับข้อมูลจากมนุษย์โคจรวิธีการเขียน หรือ วาด

Writer Identification = ระบุความเหมือน หรือต่างของลายมือของผู้เขียนโดยใช้ feature เฉพาะบุคคล

Writing units = หน่วยย่อยที่ต้องการใช้รู้จำ เช่น stroke, ตัวอักษร, คำ

- ศึกษาว่าเทคนิคใดที่ใช้ในการรู้จำลายมือแบบ Off-line และ On-line แบบต่างๆที่ผ่านมา[1,2] เช่น

Baum-Welch training, Cosine transforms, Direction encoding, Distance encoding, Euclidian or other distance measure, Fuzzy logic, Hidden Markov models, Hierarchical approach combining a few methods, Neural networks, Probabilistic classifiers, Signal correlation, Shape features, force, pressure, and angle functions, Spectral analysis, Time warping or dynamic matching, Velocity, timing, and shape features sets

- ศึกษาและเปรียบเทียบการรู้จำลายมือแบบ on-line และ off-line โดยสรุปได้ดังตารางต่อไปนี้ [1,2]

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบระหว่าง On-line และ Off-line

คุณสมบัติ	On-line	Off-line
1.ความเร็ว และ เวลาประมวลผล	ต้องให้น้อยที่สุดเพื่อความเป็นธรรมชาติ	ไม่มีความจำเป็นมาก
2.การป้อนข้อมูล	digitize	optical scanning
3.สัญญาณรบกวน	น้อยมาก	มากกว่า
4.ข้อมูลที่ได้	จำนวน,ลำดับ,ทิศทาง,ความเร็วของ stroke	รูปภาพที่รวมทั้งตัวอักษรและสิ่งแวดล้อม
5.ความละเอียดของข้อมูลป้อนเข้า	น้อยกว่า	ละเอียดกว่า
6.Interactivity	ได้	ไม่ได้
7.Adaptation	ได้	ไม่สะดวก

8.ผลกระทบจากวิธีการเขียนที่หลากหลาย	มีผลกระทบมาก	มีผลกระทบน้อยกว่า
9.preprocessing	ต้องการน้อยกว่า	ต้องการมาก
10.ความเร็วในการเขียน	เกิดปัญหาในการ digitize	ไม่มีปัญหา
11.Delay	มี เช่น I, j	ไม่มี
12.Static variation	มี	มี
13.Dynamic variation	มี	ไม่มี
14.Segmentation	-ง่ายกว่าในกรณีตัวอักษรเดี่ยว -สามารถใช้เวลาความต่างในการ pen down และ pen up -สามารถกำหนดพื้นที่รู้จำต่างๆให้ย่อยลงได้	ยากมาก
15.ความถูกต้อง	มากกว่า	น้อยกว่า
16.Trainable	ได้	บางครั้งไม่ได้
17.Application	-ป้อนข้อมูลให้คอมพิวเตอร์, PDAs, โทรศัพท์มือถือ -Signature Verification -เครื่องมือสอนเด็กหัดเขียน	-แปลงข้อมูลอักษรที่เป็นภาพให้เป็นอักษรที่เครื่องเข้าใจ -Signature Verification -Writer Identification -Bank Check Recognition -Handwritten Address Interpretation (HWAI)

- ศึกษาส่วน Preprocessing Techniques และ Feature extraction ดังนี้
 - Variation Entropy สำหรับ Normalization [3]
 - Fuzzy Direction Code Histogram (FDCH) [3]
 - Chain Code Number [4]
 - Chain Code Vector [4]
 - Angle Representation [4]
 - Fuzzy feature [5]
 - Elliptic Fourier descriptors [6]
 - Fourier descriptors สำหรับแก้ปัญหา rotation [7]

- ศึกษาการรู้จำแบบ On-line โดยใช้ Hidden Markov Model ในภาษาต่างๆ เช่น เกาหลี (Hangul) [8,9], ญี่ปุ่น [10], จีน [11], ฮินดี (Devanagari) [12], ศรีลังกา (Sinhala) [13]
- ศึกษาการรู้จำแบบ On-line โดยใช้ Hidden Markov Model แบบประยุกต์
 - Multiple parallel-path HMM [9]
 - Non-Symmetric Half-plane Hidden Markov Model (NSHP-HMM) [14]
- ศึกษาการรู้จำและแยกแยะภาษาลายมือคัดในแบบ สองภาษา คือ ไทย และ อังกฤษ และ เสนอ feature ขึ้นใหม่เพื่อใช้แก้ปัญหาคัดอักษรที่กำกวมบางตัวในแบบลายมือคัด

งานที่จะดำเนินการต่อไป

หาแนวทางและวิธีการใหม่ในการพัฒนาระบบการรู้จำลายมือเขียนภาษาไทยให้แม่นยำมากขึ้น
หาแนวทางในการแยกแยะภาษาไทยและอังกฤษในลายมือเขียนแบบ ไม่คัด สร้าง feature ใหม่
เพื่อแก้ปัญหาในด้านต่างๆ

ผลิตผลและหรือความสัมฤทธิ์ผลของงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

- web page โครงการ
- paper เรื่อง “Language-based Hand-printed Characters Recognition: A Novel Method Using Spatial and Temporal Informative Features”

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. C. TAPPERT, C. Y. SUEN, and T. WAKAHARA, “The State of the Art in On-Line Handwriting Recognition,” *IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence*, vol. 12, no. 8, August 1990
- [2] R. Plamondon and S. N. Srihari, “On-Line and Off-Line Handwriting Recognition: A Comprehensive Survey,” *IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence*, vol. 22, no. 1, January 2000
- [3] P. Veerathanabutr, and K. Homma, “The off-line Thai handwritten character recognition,” *The Fourth Symposium on Natural Language Processing*, 2000
- [4] S. Madarasmi and P. Lekhachaiworakul, “Customizable On-line Thai-English handwriting Recognition,” *The Fourth Symposium on Natural Language Processing*, 2000



- [5] I. Methasate, S. Jitapunkul, K. Kiratiratanaphrug, and W. Unsiam, "Fuzzy feature extraction for Thai handwritten character recognition," *The Fourth Symposium on Natural Language Proceesing, 2000*
- [6] U. Marang, P. Phokharatkul, and C. Kimpan, "Recognition of Printed Thai Characters Using Boundary Normalization and Fuzzy Neural Networks," *The Fourth Symposium on Natural Language Proceesing, 2000*
- [7] P. Phokharatkul, and C. Kimpan, "Handwritten Thai Character Recognition Using Fourier Descriptors and Genetic Neural Networks," *The Fourth Symposium on Natural Language Proceesing, 2000*
- [8] S. J. Cho, J. KIM and J. H. Kim, "Verification of Graphemes Using Neural Networks in An HMM-Based On-line Korean Handwriting Recognition System," *Department of Electrical Engineering & Computer Science. KAIST 373-1, Kusong-dong, Yusong-ku, Taejon, 305-701, Korea*
- [9] J. J. LEE, J. KIM and J. H. Kim, "Data Driven Design of HMM Topology for on-line Handwriting Recognition," *Department of Electrical Engineering & Computer Science. KAIST 373-1, Kusong-dong, Yusong-ku, Taejon, 305-701, Korea*
- [10] K. Tsuji and K. Kageura, "An HMM-Based Method for Segmenting Japanese Terms and Keywords based on Domain-Specific Bilingual Corpora," *Japan*
- [11] J. Fun, "Off-line Optical Character Recognition for Printed Chinese Character--A Survey," *Department of Electrical Engineering, University of Columbia*
- [12] S.D. Connell R.M.K. Sinha and Anil K. Jain, "Recognition of Unconstrained On-Line Devanagari Characters," *Department of Computer Science and Engineering Michigan State University East Lansing, MI 48824*
- [13] S. Hewavitharana, H. C. Fernando and N.D. Kodikara, "Off-line Sinhala Handwriting Recognition using Hidden Markov Models," *Department of Computer Science, University of Colombo, Colombo, Sri Lanka and Sri Lanka Institute of Information Technology, Colombo, Sri Lanka*
- [14] C. Choisy and A. Belaid, "Analytic Word Recognition without Segmentation Based on Markov Random Fields" *Campus scientifique, BP 239*

ตัวอย่างบทความที่มีการเผยแพร่ในที่ประชุมวิชาการนานาชาติ

LANGUAGE-BASED HAND-PRINTED CHARACTERS RECOGNITION:

A NOVEL METHOD USING SPATIAL AND TEMPORAL INFORMATIVE FEATURES

Parinya Sanguansat, Patcharin Yanwit, Paisarn Tangwiwatwong,

Widhyakorn Asdornwised, and Somchai Jitapunkul

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering,

Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand

Email: {Widhyakorn.A, Somchai.J}@chula.ac.th

Abstract. In this paper, we propose a new method for recognition the domain-dependent bilingual hand-printed character recognition. We implemented two-stage recognition systems based on two important character properties, defined as *spatial* and *temporal informative features*. Our proposed spatial informative features (SIF) are off-line characters' structures that can be used to differentiate Thai from English characters. These features can also be called *distinctive features* (DF). In contrast, temporal informative features (TIF) are segments of characters extracted using our proposed an on-line feature, called *start-to-end point distance*, with other on-line features. This feature helps us to solve ambiguity occurred in several Thai and English characters. In our recognition system, the first stage is performed the language classification task using distinctive features, while the second stage is using hidden Markov model (HMM) as the final character classifier. The advantages of using language classification at the first recognition stage are two folds. First, the decision complexity at the final recognition stage can be reduced. Second, the observation stages of two independent language HMMs can be better optimized than one bilingual HMM. From our experimental results, language classification recognition accuracy is 99.31%, while the recognition accuracy of Thai and English characters are 91.67% and 90.23%, respectively. Our overall recognition accuracy is 91.05%.

I. INTRODUCTION

Nowadays, many documents such as newspapers, magazines, and notes etc. contain more than one language, especially, in countries that do not use English as formal language like Thailand.

Evidently, bilingual language has increasingly occurred in computer, PDA, and Tablet PC as well. In order to understand bilingual character recognition, it should be traced back to conventional methods applied to monolingual handwritten character recognition.

Previous works, many techniques were applied to handwritten English character recognition. For example, template matching had been applied to this problem in the early years. Later, artificial neural network (NN) approaches were more popular than template matching methods but with limited performance. Nowadays, the new generation handwritten character recognition systems use HMM inspiring from the reason that HMM is good for signal with time-variant nature as in speech. For further on-line monolingual handwritten recognition techniques, interested readers can consult with [1].

In the Thai language, researches had been studied ranging from printed to hand-printed to handwritten characters. In Thai printed character recognition, Syntactic [2] and neural network methods had also been used for recognition, respectively. DF [3] has also been used in Thai printed character. Later template matching has been used for hand-printed Thai character recognition [4, 5]. For handwritten character recognition, several techniques [6, 7] have been applied. It should be noted that above works [4-7] have been applied on off-line Thai character recognition only. Recently, hybrid method using HMM and fuzzy logic [8] is proposed for on-line Thai handwritten character recognition.

In Thai-English hand-printed and handwritten character recognition, DF has been used as language classifier [9]. The main feature of the proposed method is based on loop. In monolingual, it is difficult to use DF to recognize Thai characters since there are so many fuzzy rules corresponding to the DF. Thus, it is more difficult to apply DF to bilingual. Hence, the proposed method in [9] is limited to its application to language classification. To the best of our knowledge, both automatic off-line and on-line Thai-English character recognition systems are not available.

In this paper, we proposed new Thai-English hand-printed character recognition. We consider hand-printed characters because they are less constraint than handwritten characters. Furthermore, it is evidently applicable for Tablet PC and PDA. From our empirical investigation, we found that on-line features used for HMM-based character recognition are not feasible for bilingual character recognition for two reasons, which will be discussed in Section II. Then, we will introduce

our proposed hybrid system in Section III. In our system, we proposed a new method that exploits both off-line and on-line features, called *spatial and temporal informative features*. Spatial informative features (SIF) or distinctive features are used as the language classifier, while temporal informative features are input to HMM for final character classification. We briefly describe DF [9] and its extensions in Section IV. Additionally, in Section V, new on-line features are proposed in order to solve the character ambiguities occurred in both Thai and English characters. Experimental results on our own collected data will be presented in Section VI.

II.ON-LINE FEATURES

Basic On-line Features

Chain code (l) [1,7], uses a sequence of pen-tip motion directions using eight primitive directions of Freeman vector. To form a complete representation, we used two other elements, called *sub-stroke slope angle* (θ) and *adjacent sub-stroke angle* (α), which define as follows:

$$\theta = \arctan[(y_1 - y_2)/(x_1 - x_2)], \quad (1)$$

and

$$\alpha = \arccos\left[\frac{(\vec{A} \cdot \vec{B})}{(|\vec{A}||\vec{B}|)}\right], \quad (2)$$

where \vec{A} and \vec{B} are adjacent vectors and the dimension of θ and α are degree.

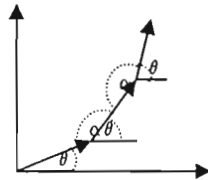


Figure 1: Sub-stroke slope (θ) and adjacent sub-stroke (α) angles

Drawbacks:

Observation states of On-Line Bilingual Hand-printed Characters

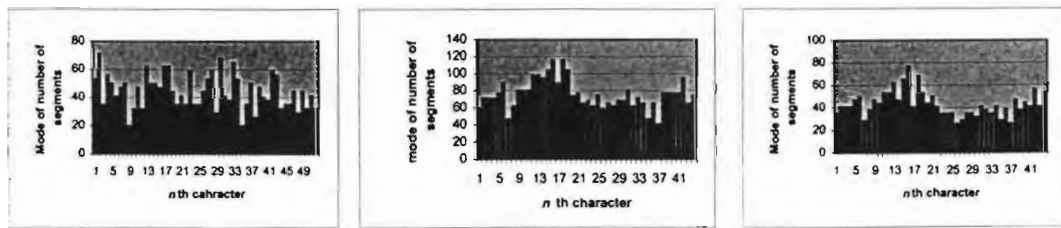
In on-line character recognition, it is necessary to decompose the characters as a sequence of segments. To prepare the inputs to the segment process, minimum distance filtering [8] was applied to the process for reducing the overlapping dots. Using such a filtering process, an average number of

dots for English and Thai characters are empirically 44.2 and 75.5, as shown in Fig. 2a and 2b, respectively. It is surprisingly to note that the average number of dots of Thai characters is more than English characters. In fact, after filtering, the number of dots of Thai characters is about half of the raw input dots, which will reflect an inefficient feature extraction.

To efficiently solve the feature extraction problem, we decompose a Thai character into sub-strokes by segmenting with a 3 degrees angle threshold. After stroke segmentation, the number of sub-strokes can be reduced to 43.1 as shown in Fig. 2c. Then, we use these sub-strokes as inputs to the feature extractor. In contrast, we are not applying stroke segmentation to English characters because there are some characters that their HMM models cannot be generated. Hence, for English characters, on-line features will be extracted from filtered input dots.

In this way, the optimal number of observation states of equal-state HMM for both Thai and English characters can be justify. Hence, knowing the optimal number of observation states directly affects the HMM training performance.

According to the absence and presence of stroke segmentation in each language, we therefore proposed a modified system for recognizing Thai and English characters separately, which will be presented in Section III. In addition, applying the individual HMMs is automatically attainable to decrease the decision complexity of the final recognition stage.



(a)

(b)

(c)

Figure 2: (a) English characters after minimum distance filtering

(b) Thai characters after minimum distance filtering

(c) Thai characters after minimum distance filtering and stroke segmentation

Confused Characters

As explained in [1], both in Thai and English, pairs of confused handwritten characters are written with the same strokes. For example, “๗” and “๘”, “๗” and “๘”, “๗” and “๘”, and “a ” and “d ”. Hence, features introduced above, chain code and angle features are lacking of discrimination power. Alternatively, a more powerful classifier, fuzzy-based HMM [8], is proposed to remedy this problem for confused Thai characters. In this paper, new features, called *start-to-end point distance*, are proposed to solve such problem. These features are more powerful than basic distinctive features, hence, complexity of the classifier can be reduced. We will be discussed our proposed features later in Section V.

III. PROPOSED BILINGUAL HAND-PRINTED CHARACTER RECOGNITION

In this paper, preprocessing of hand-printed data is done prior to the recognition stage because some information is useless or hazardous to the recognition process [8], e.g. accidental pen-up states, noise, overlapping points, serif, and variant sizes.

Recognition using discrete hidden Markov model

As discuss in Section II, our proposed system as shown in Fig. 3. We use equal-state HMM model for all Thai-English characters. Each HMM used 6 hidden states and one language. Our language classification using DF will be described in detail in Section IV. Our proposed language classification can resolve the observation states of HMM problems in Section II.

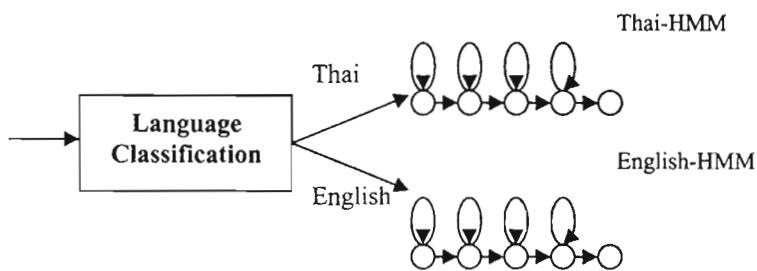


Figure 3: Diagram of recognition

groups; one is the characters which have LH/CH less than 80% and the other is the characters which have LH/CH more than 80%



Figure 8: Characters which have LH/CH less than 80 %

From Fig. 8 we can see that all the characters are English. It means that we can classify the characters in this group.

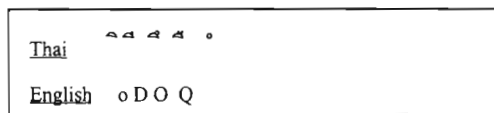


Figure 9: Characters which have LH/CH more than 80 %

From Fig. 9, we can see that the characters still not classify, so we will classify it by the LW/LH ratio combined with consideration the context.

1.3 Loop-Width-to-Loop-Height ratio (LW/LH)

For the rest characters that the past development still cannot classify, we apply the ratio of loop-width-to-loop-height to solve this problem. It can be used to classify a character if that character contains loops. In general, Thai character often contains loop of character's head, which has the ratio of more than 100%, while English character often has the ratio of less than 100%, as shown in Fig.10

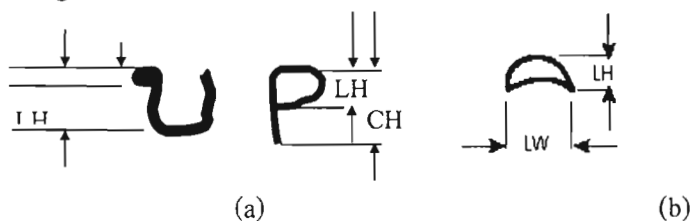


Figure 10: (a) Loop-Height-to-Character-Height ratio
(b) Loop-Width-to-Loop-Height ratio

2. Bilingual classification for non-looped character

In the part of bilingual classification for non-looped character is the main of this project. The non-looped characters are shown in Fig. 11.



Figure 11: Non-looped characters

In this group, it is difficult to find the unique characteristic to classify the characters, so we apply consideration of individual Thai characteristic and pre-context character to classify them.

2.1 NEWS Cavities/ Inlets

We consider the space of character caused by the stroke writing (cavity) [5]. The characteristic of “ก”, there is a cavity in the left (west cavity) as shown in Fig. 12a. Only the west cavity, we still cannot classify “ก” from others, because there are many characters which have the west cavity such as Z, X, S. Therefore, it is necessary to use another direction of cavity to classify, because each character has the cavity in the different direction.

We consider the curve of the character (Inlet) as shown in Fig. 12b. From NEWS Cavities feature, we adapt to use with the character “ก” and call this feature “NEWS Inlets”. The character “ก” has only the south inlet whilst the others have the inlet in deferent direction. This consideration can classify this character.

2.2 Vertical to Horizontal Gradient

The characteristic of “ก” and “ข” have the similar stroke writing as shown in Fig. 12c. Therefore, we apply vertical to horizontal gradient to classify.

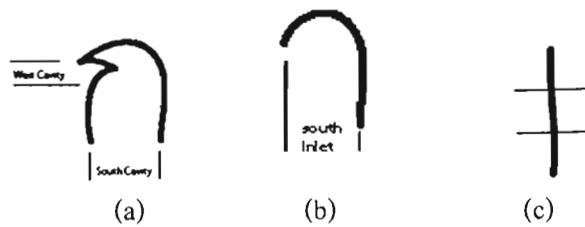


Figure 12: Show the characteristic of characters

(a) NEWS Cavities, (b) NEWS Inlets, (c) Vertical to Horizontal Gradient

We will divide the character into 3 segments and calculate the average gradient for the best solution. After using this feature, we still cannot classify “ i l ” , so it is necessary to use the Pre-context character too.

2.3 Pre-Context Character

Using only above features sometimes it is not correct for 100%, so we apply pre-context character to improve the performance. It use only in case of Thai, vowel will follow consonants for the right in Thai writing.

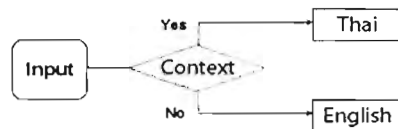


Figure 13: Pre-context character

V. TEMPORAL INFORMATIVE FEATURES

Start-to-End Distance Features

For improve the accuracy more features are needed. One property of good feature is independent on the others or uncorrelated with the others. Many features were used in early works use only current information like basic on-line features above but our features combine the current information with the skipped information. It consists of 2 elements, distance from start or end point of each line segments, the current information, to the reference point in X-axis and Y-axis, the past or future information. This features can solve ambiguity occurred in several Thai and English characters

e.g. “๑”, “๒”, “๓”, “๔”, etc. for Thai and “a”, “d”, etc. for English. By set the point of the end of character to the reference point we can separate these characters as shown in Fig. 14.

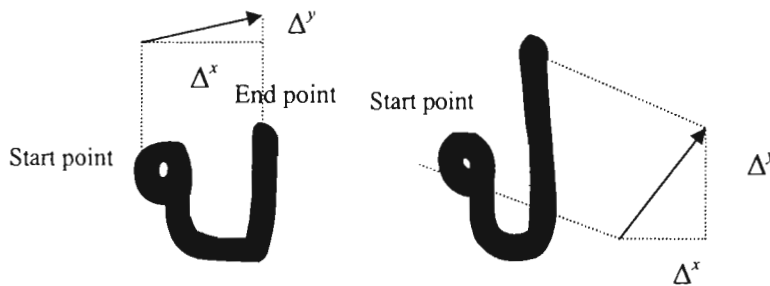


Figure 14: Start-to-End Distance Features of “๑” and “๒” characters

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

We conducted the experiment in two steps that is classifying the language and recognizing the character respectively. In these experiments, we collected data from 30 subjects. Each subject writes 52 Thai consonants, 25 Thai vowels, 26 English capital letters and 26 English small letters for 3 times. Thus, 363 data samples were collected from each subject. Totally, we got 10,890 data samples from 30 subjects, which samples from 18 subjects are used in training process and 12 subjects' are used in the experiments. By using language classification as described in section II, the experimental results of language classification has accuracy 99.31%. The character recognition has accuracy 91.67% in Thai and 90.23% in English. So the overall recognition accuracy is 91.05%. It has no baseline comparison since this bilingual hand-printed character recognition is proposed for the first time.

VII. CONCLUSION

In this paper, we have demonstrated that it is possible to use the benefits of SIF and TIF recognizing on-line bilingual hand-printed character and the accuracy of our system reaches to 91.05%. Our method can reduce number of choices for recognizer by using modified DF for language classification and solve the ambiguity of some characters in Thai and English by using our proposed *start-to-end point distance*. Using language classification before final recognition is necessary in the future because we can develop only one language and then combine it with another language later.

References

- [1] C. C. Tappert, C. Y. Suen and T. Wakahara, "The state of the art in on-line handwriting recognition," **IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence**, vol. 12, no. 8, pp. 787-808, Aug. 1990.
- [2] K. Janviteesuk, **Thai printed character recognition by using neural network and syntactic method**, Master's thesis, Chulalongkorn University, Thailand, 1995.
- [3] W. Panich, **A Thai character recognition system based on distinctive features of Thai characters**, Master's thesis, Chulalongkorn University, Thailand, 1996.
- [4] C. Kimpan and C. Amornkul, "Thai hand-printed character recognition for microcomputer by considering the characteristic of character," in **The twelve EECON**, Thailand, 1989.
- [5] P. Phokharatkul and C. Kimpan, "Recognition of hand printed Thai characters using the cavity features of character based on neural network," in **IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems**, Nov. 1998, pp. 149 –152.
- [6] S. Aurphaiboon, **Thai handwritten character recognition by considering the head of character**, Master's thesis, KMITL, Thailand, 1988.
- [7] J. Tirayanont, **The recognition of handwritten Thai characters using scanning n-tuple method**, Master's thesis, Chulalongkorn University, Thailand, 2000.
- [8] R. Budsayaparakorn, "On-line Thai handwritten characters recognition by using hidden Markov model and fuzzy logic," Techn. report, Department of electrical engineering faculty of engineering, Chulalongkorn university Bangkok, Thailand, 2001.
- [9] T. Thongkamwitoon, W. Asdomwised, S. Aramvith and S. Jitapunkul, "On-line Thai-English handwritten character recognition by using distinctive features," in **IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems**, 2002, pp. 259 –264.

รายงานฉบับสมบูรณ์โครงการวิจัยงบประมาณปี 2545
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 2 เรื่อง
การเชื่อมต่อทางอากาศของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4

ผู้รับผิดชอบโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

หัวหน้าโครงการ

แนวเหตุผล

ในอนาคตเป็นที่คาดว่าระบบการสื่อสารไร้สายจะเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว และสามารถให้บริการที่หลากหลายมากยิ่งขึ้นกว่าในปัจจุบัน ตัวอย่างของบริการที่จะสามารถรองรับในอนาคต ได้แก่ การสื่อสารทางเสียง การสื่อสารภาพวิดีโอ การสื่อสารข้อมูล เป็นต้น ปัญหาที่เกิดขึ้นคือบริการแต่ละประเภทมีความต้องการคุณภาพและความเร็วของการส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงมีความต้องการกำหนดมาตรฐานการใช้ช่องสัญญาณใหม่ ที่สามารถรองรับบริการหลากหลายประเภทไว้ด้วยกัน นอกจากนี้ แนวโน้มความต้องการสื่อสารแบบข้อมูล ซึ่งต้องการความเร็วในการรับส่งสูง มีเพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็ว ทั้งนี้เป็นเพราะความสำเร็จของเทคโนโลยีสารสนเทศ (Information Technologies) และเครือข่ายสากล (Internet) ด้วยเหตุผลดังกล่าว มาตรฐานการใช้ช่องสัญญาณใหม่ที่จะรองรับความเร็วสูงมากได้ จึงมีความจำเป็นมากยิ่งขึ้น ทั้งนี้เป็นเพราะว่าการใช้เทคนิคในปัจจุบันมีข้อจำกัดกับการสื่อสารที่มีความเร็วสูงมากเช่น ข้อจำกัดจากปัญหาการลดทอดของสัญญาณเนื่องจากช่องทางเดินสัญญาณหลายวิถี (Multipath Fading) ข้อจำกัดจากการจัดช่วงเวลาให้ตรงกัน (Synchronization) เป็นต้น

เป้าหมายการทำวิจัย

กลุ่มวิจัยต้องการพัฒนาเทคนิคสำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งมีข้อกำหนดหลัก ดังต่อไปนี้

1. รองรับการสื่อสารแบบหลายอัตรา
2. สามารถส่งข้อมูลอัตราเร็วสูง (ไม่ต่ำกว่า 10 เมกะบิตต่อวินาที) สำหรับผู้ใช้ที่มีความการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่ำ (ไม่เกิน 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง)
3. ใช้เทคนิคแบบหลายคลื่นพาหะร่วมกับระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส
4. ใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อลดปัญหาการแทรกสอด 3 ประเภทหลัก ได้แก่
4.1 การแทรกสอดข้ามสัญลักษณ์ (Inter-symbol Interference, ISI)

- 4.2 การแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะ (Inter-carrier Interference, ICI)
- 4.3 การแทรกสอดจากหลายผู้ใช้ (Multiple Access Interference, MAI)
- 5. ทนทานต่อช่องสัญญาณหลายวิถี (Multipath Channel) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา
- 6. มีโปรโตคอลสำหรับใช้ทั้งในส่วนเชื่อมต่อระหว่าง Broadband Network กับ Wireless Network และสำหรับการ Access ต่าง ๆ ของ Wireless Channel เช่น Call Admission Control และ Automatic Repeat Request Protocols เป็นต้น
- 7. ใช้ระบบหลายสายอากาศเพื่อเพิ่ม Space Diversity
- 8. มีการจำกัดพลังงานในแถบความถี่ที่ถูกกำหนดให้ โดยพิจารณาการใช้ Time-limited Waveform อื่น ๆ แทนที่จะใช้รูปสัญญาณสี่เหลี่ยมซึ่งมีลักษณะการจำกัดพลังงานในแถบความถี่ไม่ดี

1. การศึกษาระบบที่มีในปัจจุบัน

ระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน โดยส่วนมากยังเป็นระบบในยุคที่ 2 ซึ่งเน้นบริการสื่อสารด้วยเสียง แบบดิจิทัล สำหรับการสื่อสารไร้สายในประเทศไทยยังคงเป็นการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 2 อยู่ ระบบในยุคที่ 2 สามารถแบ่งได้เป็น 2 มาตรฐานหลัก ๆ ได้แก่ ระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiple Access, TDMA) เช่นมาตรฐาน GSM และระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส แถบความถี่แคบ (Narrowband Code Division Multiple Access, CDMA) เช่นมาตรฐาน IS-95 และส่วนเพิ่ม IS-98 ในบางประเทศเช่นประเทศญี่ปุ่นได้มีการเริ่มใช้ระบบในยุคที่ 3 ซึ่งเน้นการสื่อสารหลายอัตรา แบบดิจิทัล แล้ว มาตรฐานหลักของระบบในยุคที่ 3 คือระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส แถบความถี่กว้าง (Wideband CDMA) ซึ่งโดยเนื้อแท้แล้วเป็นการปรับปรุงระบบ Narrowband CDMA เพื่อให้รองรับหลายอัตรา และเพิ่มการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเข้าไปเพื่อเพิ่มคุณภาพของระบบ สำหรับในยุคที่ 4 ที่ต้องการความเร็วในการสื่อสารมากขึ้นกว่าในปัจจุบันอย่างมาก มีการเสนอรูปแบบการใช้ช่องสัญญาณในหลายลักษณะ แต่โดยรวมแล้วจะอยู่บนพื้นฐานของระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส ที่ใช้เทคนิคแบบหลายคลื่นพาหะ (Multi Carrier CDMA)

ระบบ Multi Carrier CDMA มีข้อดีหลายประการ เช่น มีการใช้งานแถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพสูง มีคาบเวลาของข้อมูลยาวขึ้นทำให้สะดวกในการทำ Synchronization สัญญาณสามารถสร้างเครื่องรับที่ใช้การประมวลผลในโดเมนความถี่ ซึ่งมีประสิทธิภาพดี และมีความซับซ้อนต่ำ อุปกรณ์เครื่องส่งและเครื่องรับสามารถใช้เทคนิคทางดิจิทัล เช่น Fast Fourier Transform ซึ่งมี

ประสิทธิภาพที่ดี เป็นต้น ระบบ Multi Carrier CDMA ยังสามารถแบ่งย่อยออกไปตามลักษณะการใช้คลื่นพาหะ 2 แบบคือ 1. ใช้คลื่นพาหะแบบไซน์ซอชอชคอลล (Sinusoidal Waveform) และ 2. ใช้คลื่นพาหะแบบเวฟเลท (Wavelet Waveform) จากการศึกษาวิจัยพบว่าการใช้คลื่นพาหะแบบเวฟเลทจะมีข้อดีตรงที่คลื่นพาหะมีความจำเพาะในเชิงเวลาและความถี่ที่ดี จึงสามารถแก้ไขการรบกวนแบบบางช่วงเวลาหรือบางช่วงความถี่ได้ดี อย่างไรก็ตามการใช้คลื่นพาหะแบบนี้ มีข้อเสียคือต้องการมอดูเลตสัญญาณที่ซับซ้อนกว่า และมีประสิทธิภาพของการใช้งานแถบความถี่ต่ำกว่าระบบที่ใช้คลื่นพาหะแบบไซน์ซอชอชคอลล

ระบบ Multi Carrier CDMA ยังสามารถแบ่งแยกออกไปตามลักษณะการแผ่ (Spreading) ของระบบ CDMA เป็น 2 แบบคือ 1. ระบบที่มีการแผ่ในเชิงความถี่เท่านั้น 2. ระบบที่มีการแผ่ในเชิงเวลาเท่านั้น 3. ระบบที่มีการแผ่ในเชิงความถี่ แต่มีระยะห่างของแต่ละคลื่นพาหะน้อยกว่าที่ควร จึงทำให้เกิดผลของการแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะ จากการศึกษาวิจัย ระบบที่มีพื้นฐานบนระบบที่มีการแผ่ในเชิงความถี่เท่านั้น เป็นระบบที่มีประสิทธิภาพที่ดี และเหมาะจะใช้ในการสื่อสารความเร็วสูง

จากการศึกษาวิจัยดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงสามารถสรุปได้ว่าระบบ Multi Carrier CDMA ที่ใช้คลื่นพาหะแบบไซน์ซอชอชคอลล มีความเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับระบบการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ดังจะเห็นได้จากจำนวนงานวิจัยในระดับนานาชาติเกี่ยวกับการสื่อสารไร้สายในระบบดังกล่าว ที่มีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเป็นลำดับ จากที่มีเพียงน้อยกว่า 5 รายงานการวิจัยในปี ค.ศ.1993 มาเป็นมากกว่า 100 รายงานวิจัยในปี ค.ศ. 2002 อย่างไรก็ตามระบบ Multi Carrier CDMA ยังมีข้อด้อยที่สำคัญคือ ปัญหาการแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะที่สามารถเกิดขึ้นได้จากหลายสาเหตุ การแทรกสอดดังกล่าวส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ นอกจากนี้ระบบ Multi Carrier CDMA ยังได้รับผลกระทบจากความผิดเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้น ของตัวขยายสัญญาณที่ไม่อุดมคติ ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากลักษณะสัญญาณ Multi Carrier ที่มีค่าแอมพลิจูด (Envelope) ไม่คงที่ในแต่ละเวลา จึงเป็นสิ่งที่ท้าทายนักวิจัยให้พัฒนาเทคนิคการประมวลผลสัญญาณแบบต่าง ๆ เพื่อลดผลกระทบต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวมา

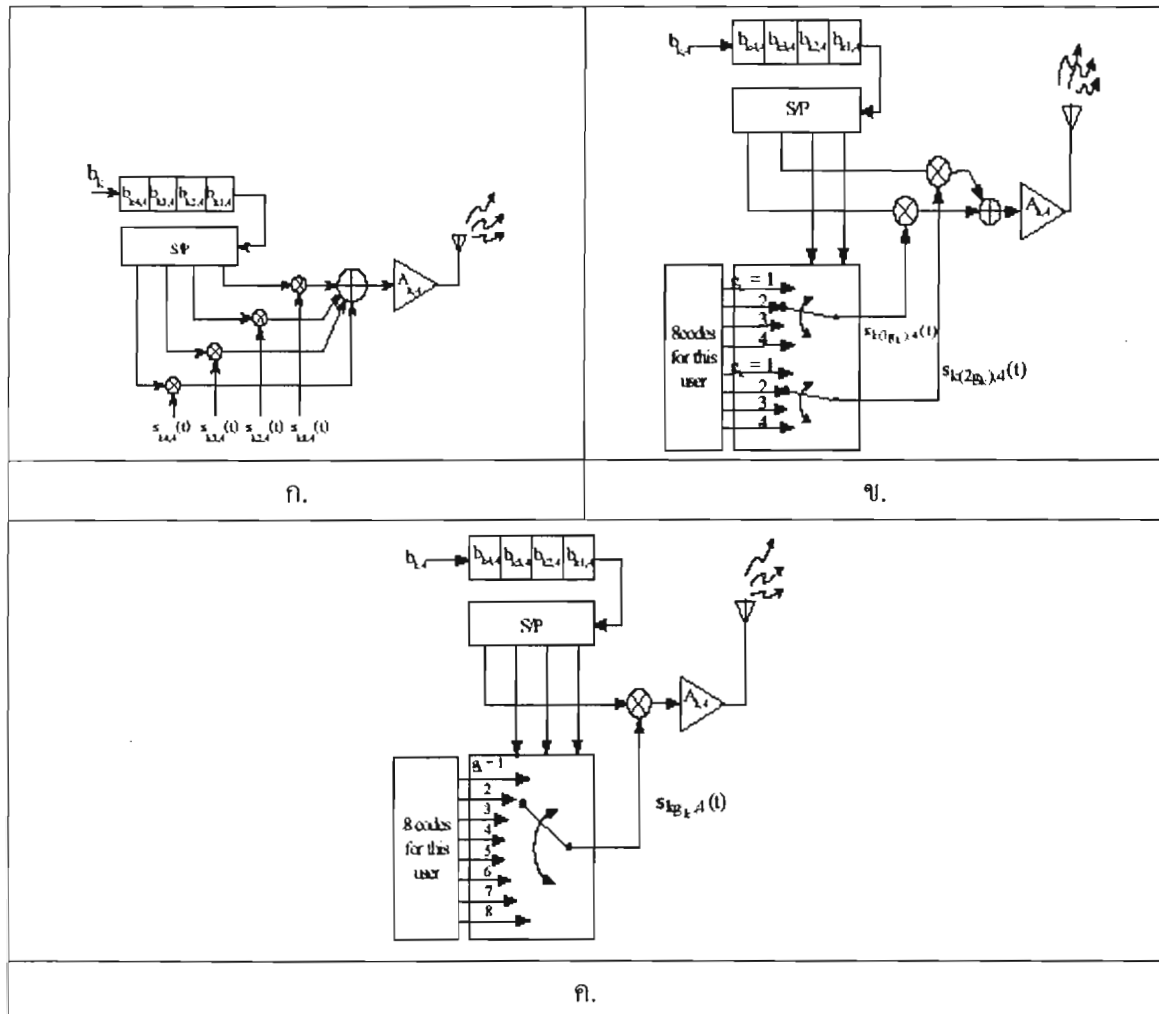
2. การพัฒนาระบบการสื่อสารแบบหลายอัตรา

นักวิจัยของกลุ่มวิจัย ได้ศึกษาเปรียบเทียบเทคนิคการสื่อสารหลายอัตราทั้งที่ใช้ในระบบ DS-CDMA และ MC-CDMA ในระบบ DS-CDMA พบว่ามีเทคนิคหลัก ๆ อยู่ 3 ประเภทได้แก่ เทคนิคแปรเปลี่ยนค่าความขยายรหัสแผ่ (Variable Processing Gain) เทคนิคใช้รหัสแผ่หลายรหัส (Multi Code) เทคนิคไบออร์โธโกนัล มัลติโค้ด (Biorthogonal Multicode) เทคนิคใช้รหัสแผ่หลายรหัสมีข้อได้เปรียบกว่าเทคนิคแปรเปลี่ยนค่าความขยายรหัสแผ่ ตรงที่ง่ายในการปฏิบัติจริง และไม่เกิดปัญหาปรากฏการณ์

ใกล้ไกลเนื่องจากกำลังของผู้ใช้คนละอัตราที่ไม่เท่ากัน ทว่าเทคนิคใช้หลายรหัสแม้จะมีข้อเสียคืออาจได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณได้ง่าย จึงเป็นที่มาของเทคนิคไบออร์โทกอนัล มัลติโค้ด ซึ่งเทคนิคดังกล่าวสามารถลดปัญหาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณได้ดี แต่ก็มีปัญหาประสิทธิภาพไม่ดีในสถานะที่มีผู้ใช้จำนวนมาก หรือมีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่มีกำลังสูง นอกจากนี้การใช้เครื่องรับแบบ Multiuser Detection ในเทคนิคดังกล่าวยังทำได้ยากจากข้อจำกัดดังกล่าวของเทคนิคไบออร์โทกอนัล มัลติโค้ด นักวิจัยจึงได้พัฒนาเครื่องรับแบบ Multiuser Detection ขึ้นมาใช้กับระบบการสื่อสารแบบหลายอัตราที่ใช้เทคนิคไบออร์โทกอนัล มัลติโค้ด ซึ่งเครื่องรับที่พัฒนามี 2 รูปแบบคือ แบบหักล้างสัญญาณรบกวน (Interference Cancellation) และแบบดีคอร์เรเลเตอร์ ที่ใช้การปรับตัวแบบบอด (Blind Adaptive Decorrelator) จากการศึกษาวิจัย เครื่องรับทั้ง 2 ชนิดสามารถทำให้ระบบมีอัตราความผิดพลาดบิดต่ำลงเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้เครื่องรับแบบทั่วไป โดยเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลเตอร์ ที่ใช้การปรับตัวแบบบอดมีสมรรถนะที่ดีกว่าเล็กน้อย แต่จะมีความซับซ้อนที่สูงกว่าเช่นกัน เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้เทคนิคใช้รหัสแพร่หลายรหัสร่วมกับเครื่องรับแบบ Multiuser Detection กับระบบที่ใช้เทคนิคไบออร์โทกอนัล มัลติโค้ด ร่วมกับเครื่องรับแบบ Multiuser Detection ประเภทเดียวกัน พบว่า ในกรณีที่มีปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณ ระบบหลังจะมีสมรรถนะที่ดีกว่า ในทางกลับกัน ถ้าหากพิจารณาวงจรขยายสัญญาณอุดมคติ ระบบหลังจะมีสมรรถนะด้อยกว่า

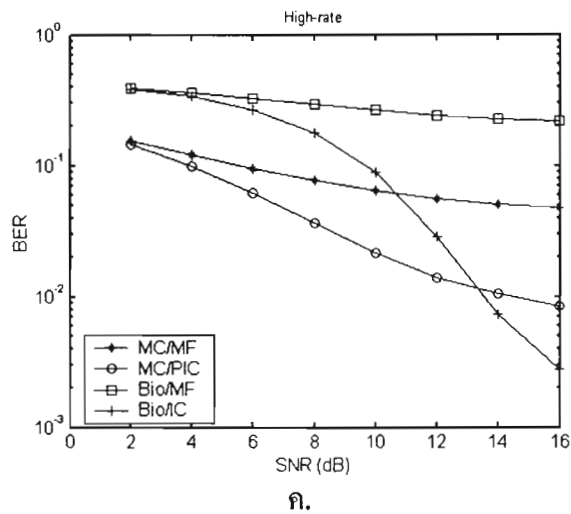
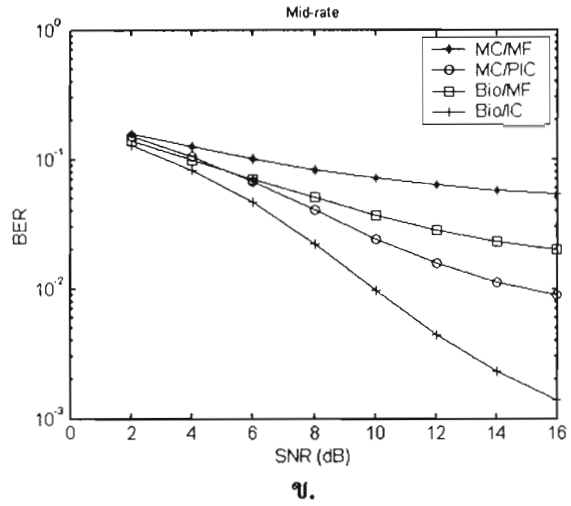
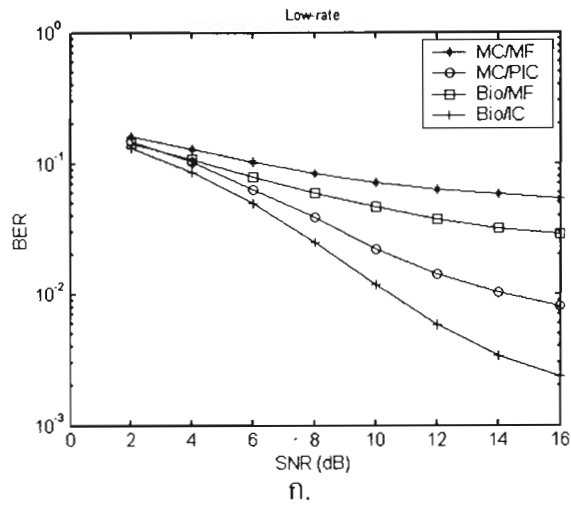
ในระบบ MC-CDMA พบว่ามีเทคนิคสำหรับรองรับการสื่อสารหลายอัตราหลัก ๆ อยู่ 4 ชนิด ได้แก่ เทคนิคความยาวรหัสแผ่คงที่ (Fix Spreading Length, FSL) FSL, เทคนิคความยาวรหัสแผ่คงที่แบบเข้ารหัสป้องกันความผิดพลาดในอัตราที่ไม่เท่ากัน (Coded Fix Spreading Length, CFSL) เทคนิคความยาวรหัสแผ่ไม่คงที่ (Variable Spreading Length) และเทคนิคใช้รหัสแผ่หลายรหัส (Multi code) สำหรับเทคนิค FSL ผู้ใช้ในทุกกลุ่มอัตราส่งข้อมูลจะใช้รหัสแผ่ที่มีความยาวเท่ากัน ทำให้ผู้ใช้ในกลุ่มอัตราส่งข้อมูลต่ำมีประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่ไม่ดีนัก อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จะไม่มีการเกิดการแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะในช่องสัญญาณและการรับส่งสัญญาณอย่างอุดมคติ เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่ จึงมีการนำเสนอเทคนิค CFSL โดยผู้ใช้ในกลุ่มที่มีอัตราส่งข้อมูลต่ำกว่าจะถูกเข้ารหัสป้องกันความผิดพลาดที่มีอัตราการเข้ารหัสสูงกว่า จึงทำให้เสมือนเป็นระบบที่มีผู้ใช้อัตราเดียวถึงอย่างไรวิธี CFSL นี้มีข้อเสียคือไม่สามารถรองรับผู้ใช้ในระบบได้มากนัก สำหรับวิธี VSL ผู้ใช้ในกลุ่มที่มีอัตราส่งข้อมูลต่ำกว่าจะใช้รหัสแผ่ที่มีความยาวมากกว่า ซึ่งส่งผลให้ใช้จำนวนคลื่นพาหะน้อยกว่า วิธีการนี้ทำให้ระบบสามารถรองรับผู้ใช้ได้เพิ่มมากขึ้น ทว่าส่งผลให้เกิดการแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะแม้ในกรณีที่มีการรับส่งอย่างอุดมคติ สำหรับวิธีใช้หลายรหัสแผ่ จะไม่มีผลของการแทรก

สอดคล้องกับคลื่นพาหะในกรณีการรับส่งอย่างอุดมคติ เช่นเดียวกับวิธี FSL และสามารถรองรับผู้ใช้ได้ค่อนข้างมาก รวมทั้งยังมีความยืดหยุ่นค่อนข้างสูง



รูปที่ 1. บล็อกไดอะแกรมของระบบหลายอัตรา

- ก. เทคนิคใช้รหัสแผ่หลายรหัส
- ข. เทคนิคไบนารีโทกอนัล
- ค. เทคนิคไบนารีโทกอนัล มัลติโค้ด



Scheme

MC = Multicode

Bio = Biorthogonal

Receiver

MF = Matched filter

รูปที่ 2. ผลการจำลองระบบหลายอัตรา

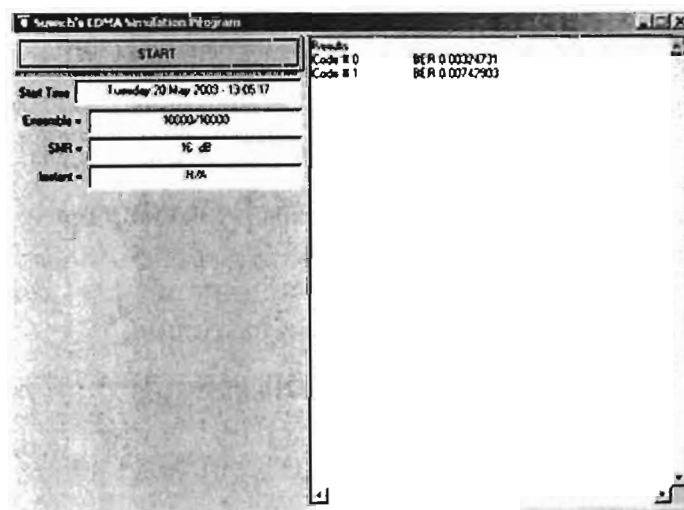
- ก. สมรรถนะของผู้ใช้อัตราข้อมูลต่ำ
- ข. สมรรถนะของผู้ใช้อัตราข้อมูลกลาง
- ค. สมรรถนะของผู้ใช้อัตราข้อมูลสูง

3. การพัฒนาซอฟต์แวร์คอมพิวเตอร์สำหรับการทดลองจำลองระบบ

ซอฟต์แวร์สำหรับทดลองจำลองระบบของกลุ่มวิจัย ถูกพัฒนาขึ้นมาพร้อม ๆ กัน 2 ลักษณะคือ โดยใช้ภาษา C++ และโดยใช้ภาษา Matlab ซอฟต์แวร์ที่ถูกพัฒนาในภาษา Matlab นั้นเอาไว้สำหรับ

วิเคราะห์งานในเบื้องต้น เนื่องจากพัฒนาง่าย ทำได้อย่างรวดเร็วในเวลาสั้น ในขณะที่ซอฟต์แวร์ที่ถูกพัฒนาในภาษา C++ ถูกนำมาใช้ในการทดลองส่วนใหญ่ ทั้งนี้เพราะความเร็วในการทำงาน และความ เป็นระเบียบเรียบร้อยของซอร์สโค้ด โดยรายละเอียดของซอฟต์แวร์ที่ถูกพัฒนาในภาษา C++ มี ดังต่อไปนี้ ในเดือนเมษายน พ.ศ. 2545 นักวิจัยของกลุ่มวิจัยได้พัฒนาซอฟต์แวร์คอมพิวเตอร์สำหรับ การทดลองจำลองระบบ Multi Carrier CDMA โดยเพิ่มเติมจากซอฟต์แวร์สำหรับระบบ DS-SS-SS-SS ซึ่ง เคยมีมาในอดีต ซอร์ฟแวร์ดังกล่าวพัฒนาเพื่อใช้ในระบบปฏิบัติการวินโดวส์ รุ่น 2000 Professional โดย ใช้ภาษา C++ บนตัวพัฒนาของบริษัทไมโครซอฟท์ ชื่อว่า Microsoft Visual C++ รุ่น 6.0 โดยในขั้นต้น ได้พิจารณาการลดทอนสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหะเป็นแบบราบเรียบ (Flat Fading) และมีค่า สหสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละคลื่นพาหะ เป็นไปตามสมมุติฐานการลดทอนของความ เข้มสัญญาณหลายวิถีแบบเอกโปเนนเชียล (Exponential Multipath Intensity Profile) ซอร์ฟแวร์ดังกล่าว ได้ถูกใช้ในการทำงานระดับโครงการวิจัย ของนิสิตชั้นปีสุดท้าย 4 โครงการ และการวิจัยของนิสิต ปริญญาโท และปริญญาเอกในกลุ่มวิจัย ต่อมาในเดือนพฤศจิกายน พ.ศ.2545 ซอร์ฟแวร์ได้ถูกปรับปรุง ให้สามารถรองรับการส่งแบบหลายอัตราในรูปแบบ FSL และ VSL ในเดือนมกราคม พ.ศ. 2546 นักวิจัยของกลุ่มวิจัยได้ปรับปรุงซอฟต์แวร์ให้มีความสามารถเพิ่มขึ้น โดยสามารถเพิ่มการทำ Cyclic Prefix การทำดิจิทัลมอดูเลชัน การเข้ารหัสป้องกันความผิดพลาด และการทำช่องสัญญาณแบบหลายวิถี

นอกจากการทำงานพื้นฐานของซอฟต์แวร์ที่ได้กล่าวมาแล้ว นักวิจัยยังได้ขยายซอฟต์แวร์ ดังกล่าวเพื่อทำงานเฉพาะอย่างหลายประการเช่น เพื่อศึกษาการเกิดการแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะอัน เนื่องมาจากความไม่ตรงกันของความถี่พาหะ (Carrier Frequency Offset) เพื่อศึกษาการใช้ความ หลากหลายทางมิติ (Space Diversity) เพื่อศึกษาการเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณ และเพื่อศึกษาการใช้ Multiuser Detection หลากหลายชนิด เป็นต้น



รูปที่ 3. Software สำหรับจำลองระบบที่พัฒนาโดยใช้ Microsoft Visual C++ รุ่น 6.0

4. การพัฒนาวิธีประมาณช่องสัญญาณ

นักวิจัยของกลุ่มได้วิจัยได้ทำการศึกษาการประมาณช่องสัญญาณ และแบ่งงานออกเป็น 2 ประเภท ได้แก่ การประมาณสัมประสิทธิ์การลดทอนของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (Multipath Profile) และการประมาณความไม่ตรงกันของความถี่พาหะ (Carrier Frequency Offset)

4.1 การประมาณสัมประสิทธิ์การลดทอนของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี

คณะผู้วิจัยได้สรุปวิธีการประมาณ Multipath Profile ว่าสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบใช้สัญญาณอ้างอิง (Pilot Aided) และแบบบอด (Blind) แบบใช้สัญญาณอ้างอิงจะมีประสิทธิภาพ ทั้งใช้เชิงความถูกต้อง และเชิงการตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ดีกว่าแบบบอด ทว่าจะต้อง เสียประสิทธิภาพการใช้งานในแถบความถี่บางส่วนไปเพื่อการส่งสัญญาณอ้างอิง การส่งสัญญาณ อ้างอิงทำได้ 3 ลักษณะคือ แบบแทรกทางเวลา (Time Multiplex Pilot) แบบแทรกทางความถี่ (Frequency Multiplex Pilot) และแบบกระจัดกระจาย (Scattered Pilot) สำหรับแบบแทรกทางเวลาจะมี สมรรถนะที่ดีในช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงช้า แบบแทรกทางความถี่จะมีสมรรถนะที่ดีใน ช่องสัญญาณที่มี Delay Spread น้อย และแบบกระจัดกระจายจะมีสมรรถนะที่ดีในช่องสัญญาณที่ เปลี่ยนแปลงช้าและมี Delay Spread น้อย แต่จะมีการใช้งานแถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด

ในช่วงต้นปี 2546 คณะผู้วิจัยได้เขียน โปรแกรมทดสอบการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้สัญญาณ อ้างอิงแบบแทรกทางเวลา และแบบกระจัดกระจาย ด้วยภาษา Matlab รุ่น 6.1 พบว่ามีความถูกต้อง ก่อนข้างสูง ทั้งนี้ความถูกต้องกล่าวข้างขึ้นอยู่กับค่ากำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ และค่า Delay Spread

4.2 การประมาณความไม่ตรงกันของความถี่พาหะ

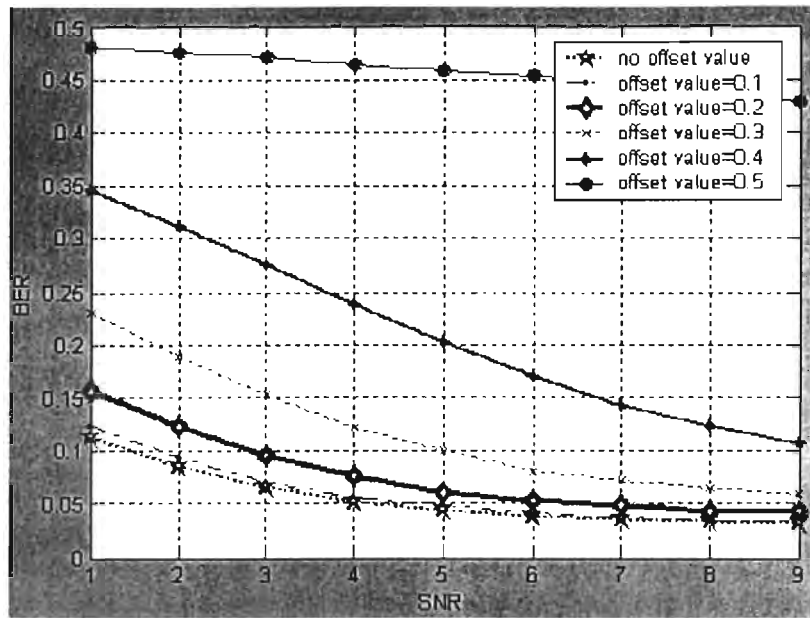
วิธีการประมาณความไม่ตรงกันของความถี่พาหะมีหลัก ๆ 2 ลักษณะ คือแบบใช้สัญญาณ อ้างอิง และแบบบอด สำหรับแบบบอดนั้นยังแยกย่อยออกไปได้อีก 2 ประเภทคือ ประเภทใช้ความถี่ พาหะเสมือน (Virtual Carrier) และประเภทความคล้ายมากที่สุด (Maximum Likelihood)

จากงานวิจัยสามารถสรุปข้อดีข้อเสียของเทคนิคการประมาณความไม่ตรงกันของคลื่นพาหะได้ ตารางที่ 1

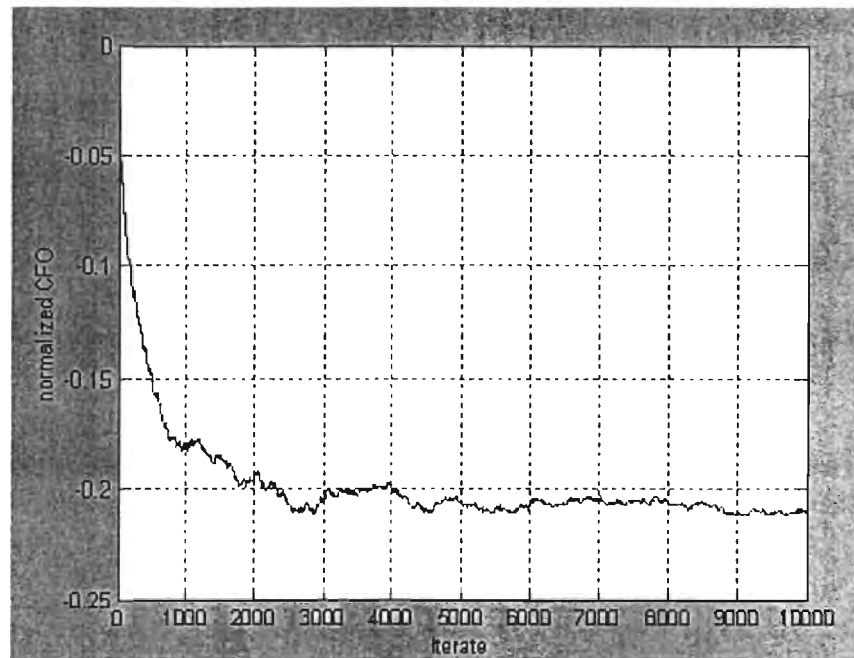
คณะผู้วิจัยกำลังค้นคว้าวิจัยกระบวนการวิธีเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณค่า Frequency Offset สำหรับระบบหลายผู้ใช้ โดยนำเทคนิคแบบบอดที่นำเสนอข้างต้นมารวมกับเครื่องรับแบบ Multi user detection โดยพบว่าความไม่ตรงกันของความถี่พาหะส่งผลให้เกิดการหมุนของเฟสของสัญลักษณ์ข้อมูลที่รับได้ และการใช้ Multi user detection ร่วมกับการประมาณส่งผลให้การประมาณถูกต้องมากยิ่งขึ้นด้วย ซึ่งจากผลดังกล่าวนำไปสู่ความสามารถการแก้ไขเฟสที่ผิดเพี้ยนให้ถูกต้อง และทำให้สมรรถนะในเชิงอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีขึ้นอย่างชัดเจน

ตารางที่ 1 สรุปข้อดีข้อเสียของเทคนิคการประมาณความไม่ตรงกันของคลื่นพาหะ

วิธีการประมาณค่า Normalized Frequency Offset แบบต่าง ๆ	ข้อดีของวิธีการที่ใช้	ข้อเสียของวิธีการที่ใช้
แบบใช้สัญญาณอ้างอิง	<ol style="list-style-type: none"> 1.สามารถประมาณค่าได้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด ซึ่งนำไปใช้ได้ทางปฏิบัติ 2.ทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ได้ดี 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ต้องสูญเสียแถบความถี่บางส่วนไปกับการส่งสัญญาณอ้างอิง
แบบบอด ประเภทที่ใช้ Virtual Carrier	<ol style="list-style-type: none"> 1.ไม่ต้องสูญเสียแถบความถี่ไปเพื่อส่งสัญญาณอ้างอิง 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ค่าที่ได้มีความผิดพลาดค่อนข้างมาก จนอาจไม่สามารถนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ 2.ไม่ทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ได้ดี
แบบบอด ประเภทที่ใช้ Maximum Likelihood	<ol style="list-style-type: none"> 1.ประมาณค่าได้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด 2.ทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ได้ดีในระดับหนึ่ง 3.ไม่ต้องสูญเสียแถบความถี่ไปเพื่อส่งสัญญาณอ้างอิง 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ภาครับมีความซับซ้อนสูงชัน ทำให้ต้นทุนสูงกว่าใน 2 วิธีแรก



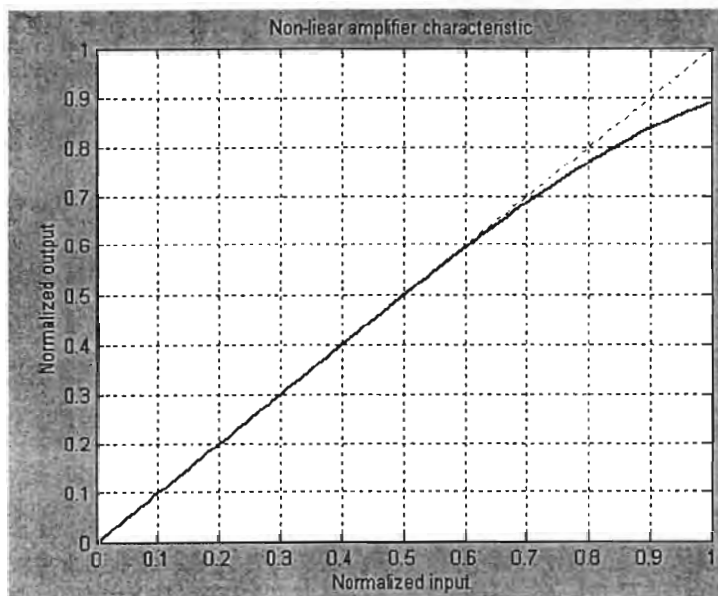
รูปที่ 4. สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ในสถานะที่มีค่าความไม่ตรงกันของความถี่พาหะต่างๆ



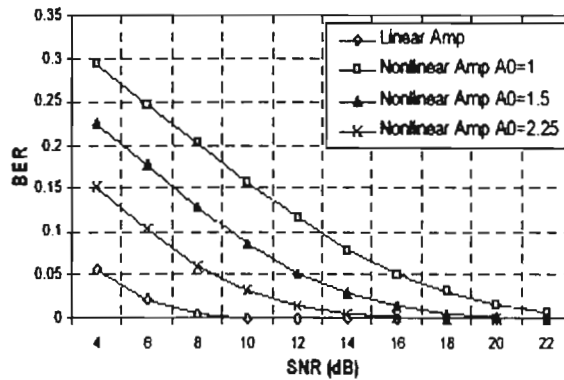
รูปที่ 5. การลู่เข้าของกระบวนการประมาณค่าความไม่ตรงกันของความถี่พาหะด้วยวิธี ที่ใช้ Virtual Carrier

5. การพัฒนาเทคนิคการลดผลกระทบจากความผิดเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้น

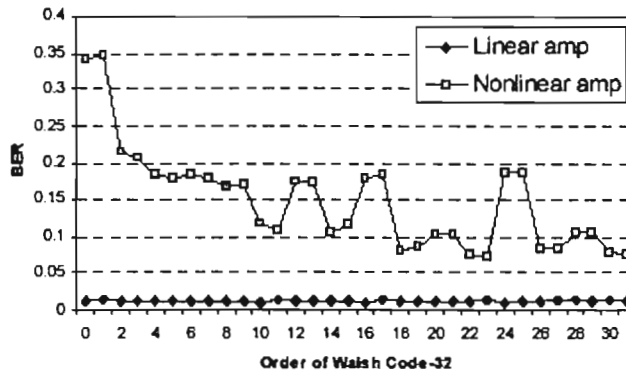
ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นเกี่ยวกับการใช้เทคนิคโอบอร์โทกอนัล มัลติโค้ดเพื่อลดผลกระทบจากความผิดเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายสัญญาณ ในระบบ MC-CDMA ก็ได้มีความพยายามในการลดปัญหาดังกล่าวเช่นกัน คณะผู้วิจัยได้ศึกษาและสรุปกระบวนการวิธีเพื่อลดปัญหาดังกล่าวได้เป็น 2 ประเภทหลัก ๆ ได้แก่ การเลือกรหัสแผ่ที่เหมาะสม และการเปลี่ยนมุมของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหะย่อย ทั้งสองวิธีสามารถลดผลกระทบจากความผิดเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้อย่างมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกัน วิธีการเลือกรหัสแผ่ นั้นทำได้ยาก มีความซับซ้อนสูง และอาจส่งผลให้จำนวนรหัสแผ่ที่จะใช้ได้ในระบบมีน้อยลงมาก สำหรับวิธีเปลี่ยนมุมของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหะย่อย ความซับซ้อนสามารถกำหนดได้จากจำนวนกลุ่มและจำนวนมุมที่ใช้ อย่างไรก็ตามวิธีนี้ไม่ได้คำนึงถึงผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ จึงทำให้มีสมรรถนะที่ด้อยลง คณะผู้วิจัยได้ทำการศึกษาการใช้เครื่องรับแบบ Multi User Detection เข้ามาแก้ปัญหาดังกล่าวอยู่ในขณะนี้



รูปที่ 6. ลักษณะของตัวขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 7. สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ในกรณีตัวขยายสัญญาณที่มีลักษณะต่าง ๆ กัน



รูปที่ 8. สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ในกรณีที่ใช้รหัสแม่แตกต่างกัน เพื่อสื่อถึงความเป็นไปได้ในการใช้เทคนิคเลือกรหัสแม่ในการแก้ปัญหาลักษณะของตัวขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

6. การพัฒนาเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอด

เทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอด ทั้งการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ การแทรกสอดข้ามสัญญาณลักษณะและการแทรกสอดข้ามคลื่นพาหะ เป็นเทคนิคที่สำคัญสำหรับระบบการสื่อสารร่วมกันแบบแบ่งรหัส คณะผู้วิจัยมีการประยุกต์ปรับใช้เทคนิคลดสัญญาณแทรกสอดกับงานในหลาย ๆ ประเภทดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น เช่นใช้ร่วมกับการสื่อสารแบบหลายอัตราเพื่อลดผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ ใช้ร่วมกับการประมาณช่องสัญญาณเพื่อลดผลของการแทรกสอดข้ามสัญญาณ และข้ามคลื่นพาหะ ใช้ร่วมกับเทคนิคลดผลกระทบจากการผิดเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถ่าย เพื่อลดผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ เป็นต้น อาจกล่าวได้ว่าเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดเป็นส่วนประกอบในแทบจะทุกงานวิจัยที่มีในสาขานี้

เทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดที่มีใช้ในงานวิจัยในช่วง 1 ปีที่ผ่านมา ได้แก่

เทคนิคหักล้างสัญญาณแทรกสอด (Interference Cancellation) เทคนิคนี้ถูกนำเสนอในระบบ DS-CDMA มาช้านาน โดยมีหลักการทำงานคือพยายามสร้างสัญญาณแทรกสอดเสมือน เพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับมาได้ เทคนิคดังกล่าวมีข้อดีคือมีความซับซ้อนน้อย ทว่าอาจมีปัญหากจากการสร้างสัญญาณแทรกสอดเสมือนผิดพลาด และปัญหาความล่าช้าในการตัดสินใจข้อมูลที่รับมาได้ เทคนิคหักล้างสัญญาณแทรกสอดมีด้วยกัน 3 ประเภทหลัก ๆ คือ แบบขนาน (Parallel) แบบอนุกรมต่อเนื่อง (Successive) และแบบผสม (Hybrid) ซึ่งแต่ละแบบจะมีคุณสมบัติข้อดีข้อด้อยแตกต่างกันออกไป นอกจากนี้ยังมีการใช้เทคนิคหักล้างบางส่วน (Partial Cancellation) มาช่วยลดผลของปัญหากจากการสร้างสัญญาณแทรกสอดเสมือนผิดพลาด

ดีคอร์เรเลเตอร์ (Decorrelator) เป็นเทคนิคที่สร้างวงจรกรองที่สามารถแบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกมาจากกันโดยปราศจากผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ เทคนิคนี้มีความซับซ้อนอยู่ในระดับปานกลาง มีข้อเสียคือต้องการการคำนวณเมตริกซ์ผกผัน ซึ่งอาจมีปัญหาในกรณีของเมตริกซ์เอกฐาน และเทคนิคนี้ยังส่งผลให้สัญญาณรบกวนแบบเกาส์มีกำลังสูงขึ้น จึงไม่เหมาะที่จะใช้งานในสภาวะที่กำลังสัญญาณน้อย เทคนิคนี้สามารถทำงานแบบปรับตัวอัตโนมัติได้ สำหรับงานวิจัยของกลุ่มวิจัย เทคนิคนี้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานในระบบสื่อสารหลายอัตราที่มีพื้นฐานบนระบบ DS-CDMA

เครื่องรับแบบที่ออกแบบให้มีค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error Receiver) เทคนิคนี้ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาของดีคอร์เรเลเตอร์ในกรณีที่สัญญาณรบกวนแบบเกาส์มีกำลังสูง โดยเทคนิคนี้ต้องใช้ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เข้ามาประกอบด้วย เทคนิคชนิดนี้ถูกนำมาปรับใช้กับระบบ MC-CDMA และจากการวิจัย พบว่ามีประสิทธิภาพที่ดี ในกรณีที่ไม่ทราบค่าการลดทอนของช่องสัญญาณที่แน่นอนในแต่ละคลื่นพาหะย่อยก็สามารถใช้ค่าทางสถิติมาเพื่อเพิ่มสมรรถนะของเทคนิคนี้ได้ ถึงแม้ว่าประสิทธิภาพจะดีออกกว่าการใช้ค่าการลดทอนของช่องสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหะย่อยที่แน่นอน

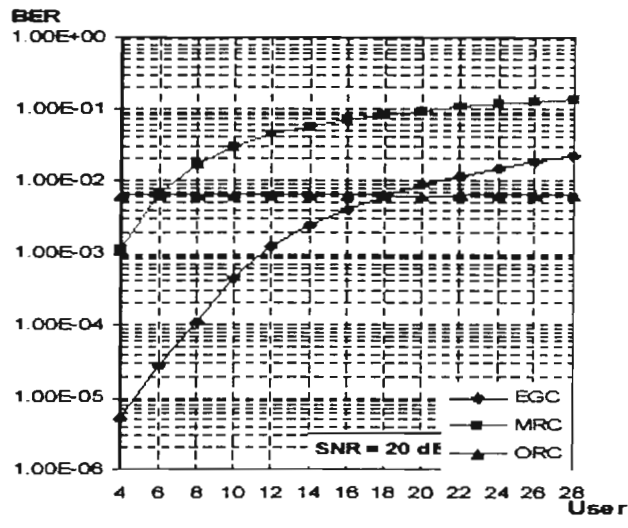
เทคนิคปรับแก้ในเชิงความถี่ (Frequency Domain Equalizer) เป็นเทคนิคที่ถูกเสนอขึ้นมาเพื่อใช้ในระบบ MC-CDMA ที่มีการทำ Cyclic Prefix อย่างพอเพียงเทคนิคดังกล่าวมีความซับซ้อนต่ำ มีจำนวนสัมประสิทธิ์จำกัด รูปแบบต่าง ๆ ของเทคนิคปรับแก้ในเชิงความถี่ และรูปแบบการทำ Cyclic Prefix ถูกศึกษาเปรียบเทียบอย่างละเอียดในโครงการงานของนิสิตปริญญาตรีชั้นปีสุดท้ายดังมีรายละเอียดดังนี้

คณะผู้วิจัยได้ทำการศึกษาและทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบ MC-CDMA หัวข้อที่มีการศึกษาเพื่อทำการจำลองคือ ช่องสัญญาณที่มีการกระจายตัวของสัมประสิทธิ์การลดทอนแบบเลือกความถี่เป็นแบบ Rician ซึ่งพบว่าการจำลองช่องสัญญาณชนิดนี้คล้ายกับวิธีการจำลอง

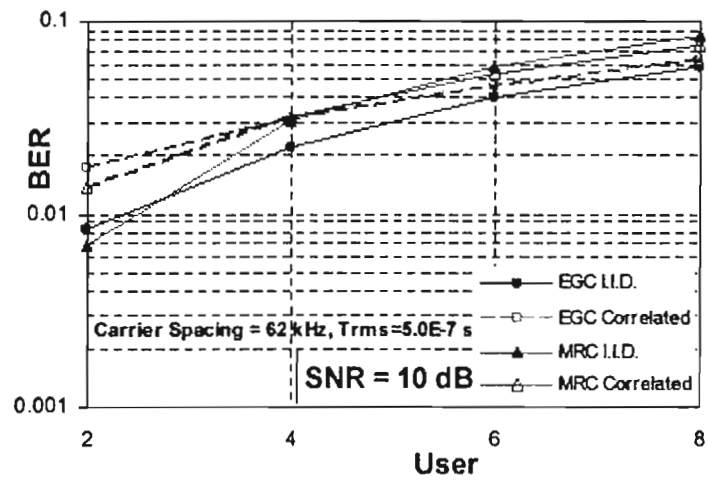
ช่องสัญญาณที่มีการกระจายตัวของสัมประสิทธิ์การลดทอนแบบเลือกความถี่เป็นแบบ Rayleigh แต่เพิ่มค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงถึง Line Of Sight เข้าไปในส่วนจริงของจำนวนเกาส์เชิงซ้อนของช่องสัญญาณ Rayleigh ซึ่งได้มีการตรวจสอบวิธีการจำลองนี้โดยใช้โปรแกรม MATLAB การเกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ทำให้การส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับมีความผิดพลาดมากขึ้น จึงทำให้ต้องมี Equalization ที่ภาครับเพื่อจะลดความผิดพลาดดังกล่าว Equalization ที่ศึกษาและทำการจำลองในโครงงานนี้มีอยู่ 3 ชนิด คือ EGC (Equal Gain Combining) ,MRC (Maximum Radio Combining) และ ORC (Orthogonal Restoring Combining) จากผลการจำลองพบว่า MRC ให้ผลดีกว่าวิธีอื่นในช่องสัญญาณไม่มีการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (noise-limited channel) และ ORC ให้ผลดีกว่าวิธีอื่นในช่องสัญญาณที่มีการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (interference-limited channel) อย่างไรก็ตาม วิธี ORC ยังให้ค่า BER ที่สูงในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนสูง นอกจากนี้ยังได้ศึกษาและจำลองผลกระทบของ Delay Spread ที่มีต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตใน Equalization แบบต่างๆ พบว่าเมื่อค่า Delay Spread ต่ำมากๆ หรือในช่องสัญญาณที่มีความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การลดทอนสูง จะทำให้ Equalization ได้ผลที่ไม่ดี เมื่อเทียบกับในกรณีที่ช่องสัญญาณมี Delay Spread ที่ต่ำ เนื่องจาก Frequency Diversity ในช่องสัญญาณที่มี Delay Spread ต่ำจะมีค่าน้อยด้วยเช่นกัน

เทคนิคเลือกรหัสแผ่ จากการวิจัย พบว่ารหัสแผ่แต่ละคู่ในชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามแบบสม่ำเสมอ เช่นชุดรหัส Walsh Code เป็นต้น มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามไม่เท่ากันในกรณีของช่องสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันของสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละคลื่นพาหะย่อย (Correlated Fading Channel) การงานวิจัยข้างต้นจึงเป็นจุดเริ่มต้นของเทคนิคเลือกรหัสแผ่ นักวิจัยของกลุ่มวิจัยได้วิเคราะห์สมการเพื่อคำนวณค่าสหสัมพันธ์ของรหัสแผ่แต่ละคู่ใน ช่องสัญญาณ Correlated Fading Channel โดยเป็นฟังก์ชันของค่า Delay Spread และระยะห่างของคลื่นพาหะย่อย ที่สถานีฐานเมื่อมีผู้ต้องการเข้าใช้ช่องสัญญาณ สถานีฐานจะคำนวณค่าสหสัมพันธ์ของรหัสแผ่ที่ยังว่างอยู่ กับรหัสที่กำลังถูกใช้อยู่ และตัดสินใจเลือกรหัสแผ่ที่ให้ค่าสหสัมพันธ์ดังกล่าวต่ำที่สุดให้ผู้ใช้คนใหม่เข้าใช้ช่องสัญญาณ

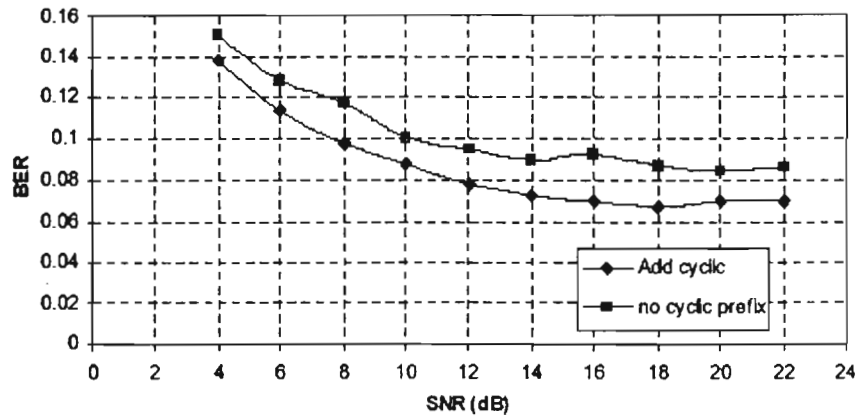
เทคนิคสร้างรหัสแผ่ชนิดดีที่สุด (Optimum Signature Sequences) ในระบบ MC-CDMA ในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Channel) โดยใช้ค่าทางสถิติในการใช้ระเบียบวิธีทำซ้ำ (Iterative Algorithm) เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบ



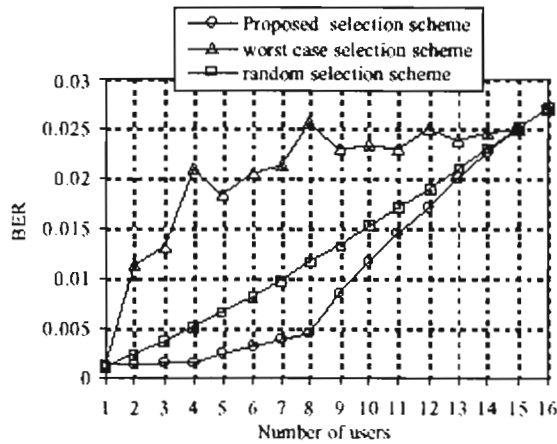
รูปที่ 9. สมรรถนะของเทคนิคปรับแก้ในเชิงความถี่แบบต่าง ๆ เปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้



รูปที่ 10. สมรรถนะของเทคนิคปรับแก้ในเชิงความถี่แบบต่าง ๆ ในช่องสัญญาณที่มีความ Correlated เทียบกับช่องสัญญาณที่เป็นอิสระต่อกัน



รูปที่ 11. สมรรถนะของการใช้ Cyclic Prefix ในระบบ MC-CDMA



รูปที่ 12. สมรรถนะของการใช้ เทคนิคเลือกรหัสแฝง ในระบบ MC-CDMA

สรุปผลงานของกลุ่มวิจัยในรอบปี

วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท 3 เรื่อง

- APPLICATION OF BIORTHOGONAL SCHEME ON HIGH-RATE USERS WITH INTERFERENCE CANCELLATION FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS

- APPLICATION OF ADAPTIVE FILTER BIORTHOGONAL MULTIRATE DS-CDMA RECEIVER

- HYBRID INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING ADAPTIVE WEIGHTED THRESHOLD FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS

หัวข้อวิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท 3 เรื่อง

- PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER WITH ADAPTIVE FREQUENCY OFFSET ESTIMATION FOR MULTI-CARRIER CDMA SYSTEMS
- MODIFIED V-BLAST ARCHITECTURE FOR MC-CDMA SYSTEM BASED ON HYBRID INTERFERENCE CANCELLATION
- PEAK TO AVERAGE POWER RATIO REDUCTION IN MULTI-CARRIER CDMA USING PARTIAL TRANSMIT SEQUENCE

โครงการระดับปริญญาตรี 3 โครงการ

- A STUDY OF ISI FREE TECHNIQUES FOR MC-CDMA/OFDM
- A STUDY OF FREQUENCY SELECTIVE FADING FREE TECHNIQUES FOR EACH CARRIER IN MC-CDMA SYSTEM
- A STUDY OF CHANNEL APPROXIMATION TECHNIQUES FOR MC-CDMA
- A STUDY OF PEAK TO AVERAGE POWER RATION REDUCTION TECHNIQUES FOR MC-CDMA

บทความในงานประชุมระดับนานาชาติ 3 บทความ

- GROUPWISE INTERFERENCE CANCELLATION FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYETEM WITH BIORTHOGONAL MODULATION ON HIGH-RATE USERS
- NOVEL METHOD OF ADAPTIVE WEIGHT FACTOR DETERMINATION FOR PARTIAL PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER IN MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEM
- CODE SELECTION SCHEME FOR MULTI-CARRIER CDMA IN CORRELATED FADING CHANNEL

บทความในงานประชุมระดับประเทศ 4 บทความ

- INTERFERENCE CANCELLATION DETECTOR FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS WITH BIORTHOGONAL SCHEME
- MULTICODE DECORRELATOR MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS
- PERFORMANCE INVESTIGATION OF INTERFERENCE CANCELLATION IN MULTIRATE MULTICODE DS-CDMA SYSTEMS
- BLIND ADAPTIVE DECORRELATING DETECTOR PIC IN DS/CDMA SYSTEMS

ซอฟต์แวร์สำหรับทดลองจำลองระบบ 2 ชั้น

- ซอฟต์แวร์คอมพิวเตอร์ ใช้ในระบบปฏิบัติการวินโดวส์ รุ่น 2000 Professional โดยใช้ภาษา C++ พัฒนามบน Microsoft Visual C++ รุ่น 6.0
- ซอฟต์แวร์คอมพิวเตอร์ พัฒนาโดยใช้ภาษา Matlab รุ่น 6.1

นิสิตที่สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท 3 คน

นายเสรี วัฒนภักดีเดชา

ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกที่ประเทศญี่ปุ่น สังกัดห้องปฏิบัติการของ Prof.Hiroshi Suzuki มหาวิทยาลัย Tokyo Institute of Technologiesที่มีความร่วมมือกัน

นางสาวณัฐพร ราศรีเกรียงไกร

ปัจจุบันทำงานเป็นวิศวกรอยู่ที่บริษัท MOBICAT

นายชูศักดิ์ อาชวามาณีชกุล

ปัจจุบันทำงานเป็นวิศวกรอยู่ที่บริษัท TT&T



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ประจำปีงบประมาณ 2545
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 3 เรื่อง
ระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่
(Thai Large-Vocabulary Continuous Speech Recognition Research Project)

ผู้รับผิดชอบโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

หัวหน้าโครงการ

วัตถุประสงค์

1. จัดเก็บฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยในรูปแบบต่างๆ หลากหลายผู้พูดทั้งชายและหญิง
2. การจัดเก็บฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องจะดำเนินการตลอดระยะเวลาของโครงการวิจัย
3. สร้างระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่
4. สร้างระบบรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทย

ขอบเขตและเป้าหมายของโครงการวิจัย

1. สร้างฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทย
2. สร้างระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทย

แผนงานในปีที่ 1

- Analysis tools—text analysis, speech analysis, and speech labeling tool

พัฒนาโปรแกรมเพื่อเป็นเครื่องมือในการวิเคราะห์ข้อความและเสียงพูดสำหรับการสร้างฐานข้อมูลเสียงพูดและสร้างระบบรู้จำเสียงพูด

- Clean Speech Corpus (Dictation / Monologue)
ฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องแบบปราศจากสัญญาณรบกวน
- Thai Continuous Speech Recognizer (Phase I)
สร้างระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยระยะที่ 1
- ◆ Acoustic modeling of Thai language

◆ Tone recognition for Thai Continuous Speech

1 การพัฒนาโปรแกรมสำหรับวิเคราะห์ข้อความ (Text Analysis) วิเคราะห์เสียงพูด (Speech Analysis) และกำกับหน่วยเสียง (Speech Labeling)

ในการพัฒนาระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยแบบชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่จำเป็นต้องอาศัยพื้นฐานการวิเคราะห์คุณลักษณะของภาษา งานวิจัยนี้จึงได้พัฒนาโปรแกรมขึ้นมาเพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของภาษาทั้งรูปแบบข้อความและเสียงพูดดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1.1 โปรแกรมสำหรับใช้ในการวิเคราะห์ข้อความ (Text Analysis)

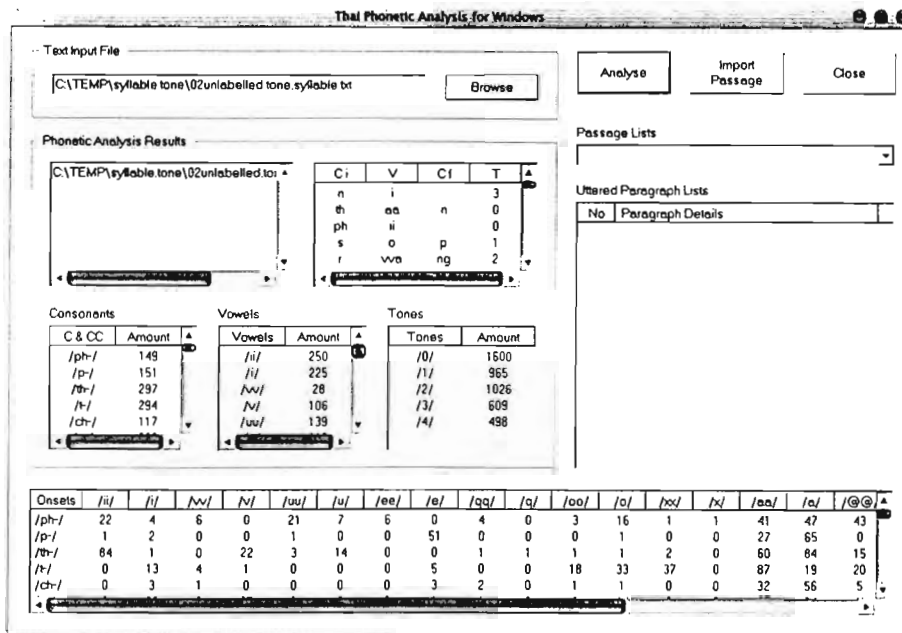
วัตถุประสงค์ในการพัฒนาโปรแกรม : เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ข้อความภาษาไทยสำหรับการออกแบบและสร้างฐานข้อมูลเสียงพูด

เครื่องมือที่ใช้ในการพัฒนา

1. ระบบปฏิบัติการวินโดวส์ 2000
2. โปรแกรม Visual C++ เวอร์ชัน 6.0

คุณลักษณะของโปรแกรมวิเคราะห์ข้อความ

แสดงผลการวิเคราะห์ข้อความในรูปแบบของการแจกแจงจำนวนหน่วยเสียงภาษาไทยทั้งพยัญชนะสระและวรรณยุกต์



1.2 โปรแกรมสำหรับการวิเคราะห์เสียงพูดภาษาไทย (Thai Speech Analysis)

วัตถุประสงค์ในการพัฒนาโปรแกรม : เพื่อใช้ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของเสียงพูดภาษาไทย

เครื่องมือที่ใช้ในการพัฒนา

1. ระบบปฏิบัติการวินโดวส์ 2000
2. โปรแกรม Visual C++ เวอร์ชัน 6.0

คุณลักษณะของโปรแกรมวิเคราะห์เสียงพูดภาษาไทย

1. แสดงผลการประมวลสัญญาณเสียงพูดด้วยกรรมวิธีต่างๆ
2. ปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของกรรมวิธีที่ใช้ในการวิเคราะห์เสียงพูดได้

การแสดงผลการประมวลสัญญาณเสียงพูด

1. สัญญาณเสียงพูดที่ผ่านขั้นตอนวิธีการเน้นล่วงหน้า (Preemphasis) และการวางกรอบสัญญาณเสียงพูด (Frame Blocking)
2. พลังงานของเสียงพูด (Energy) ความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) และอัตราการตัดผ่านศูนย์ (Zero Crossing Rate)

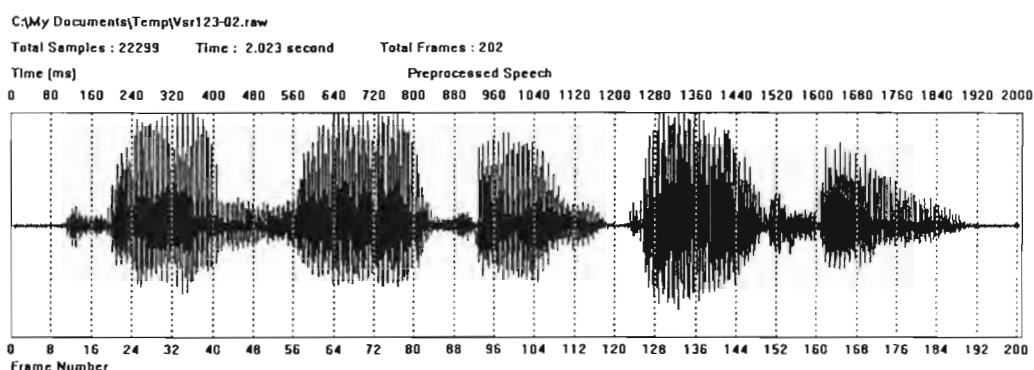
3. สเปกโตรแกรม (Spectrogram) ของสัญญาณเสียงพูด
4. สเปกตรัมของสัญญาณเสียงพูด (Short Time Spectrum)
5. ค่าจริง (Real) ของ Cepstrum
6. วงกลมหนึ่งหน่วย (Unit Circle) และขั้ว (Pole) ของพหุนามการประมาณพหุเชิงเส้น (Linear Prediction)
7. สเปกตรัม 3 มิติของสัญญาณเสียงพูด
8. ความถี่ฟอร์แมนท์ (Formant Frequency)

การปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์

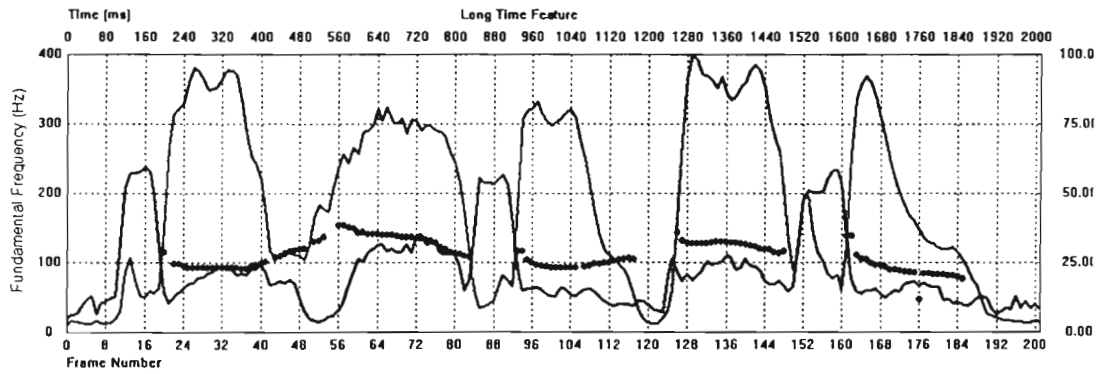
1. ค่าพารามิเตอร์ของกรอบสัญญาณเสียงพูด (Frame Parameters) ได้แก่ การเลือกทำขั้นตอนวิธีการเน้นล่วงหน้า การกำหนดขนาดของวินโดว์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ การกำหนดช่วงเวลาของตำแหน่งวินโดว์
2. ค่าพารามิเตอร์ของการวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Parameters) ได้แก่ การกำหนดอันดับของค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ การกำหนดจำนวนจุดในการวิเคราะห์การแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็ว
3. ค่าพารามิเตอร์ของความถี่ฟอร์แมนท์ (Formant Frequency Parameters) ได้แก่ วิธีการคำนวณความถี่ฟอร์แมนท์
4. ค่าพารามิเตอร์ของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency Parameters)

ตัวอย่างการแสดงผลของโปรแกรมสำหรับการวิเคราะห์เสียงพูดภาษาไทย

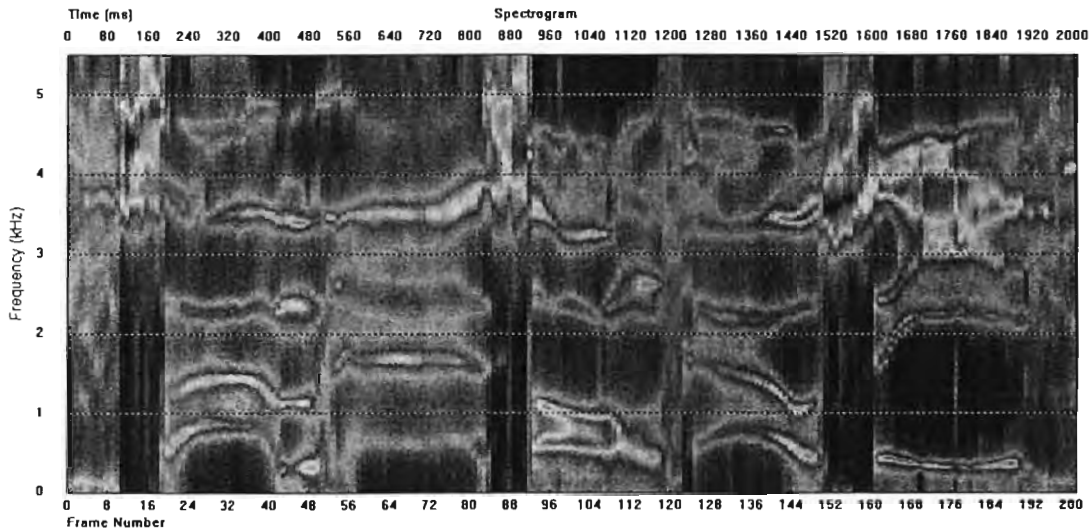
1. สัญญาณเสียงพูดที่ผ่านขั้นตอนวิธีการเน้นล่วงหน้าและการวางกรอบสัญญาณเสียงพูด



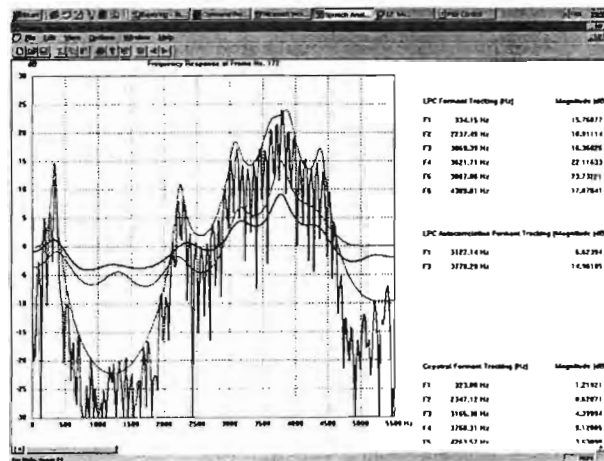
2. พลังงานของเสียงพูด ความถี่มูลฐาน และอัตราการตัดผ่านศูนย์



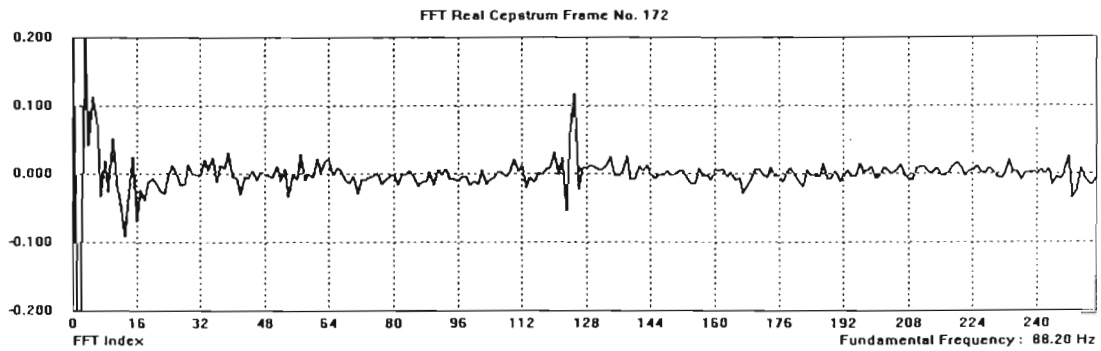
3. สเปกโตรแกรมของสัญญาณเสียงพูด



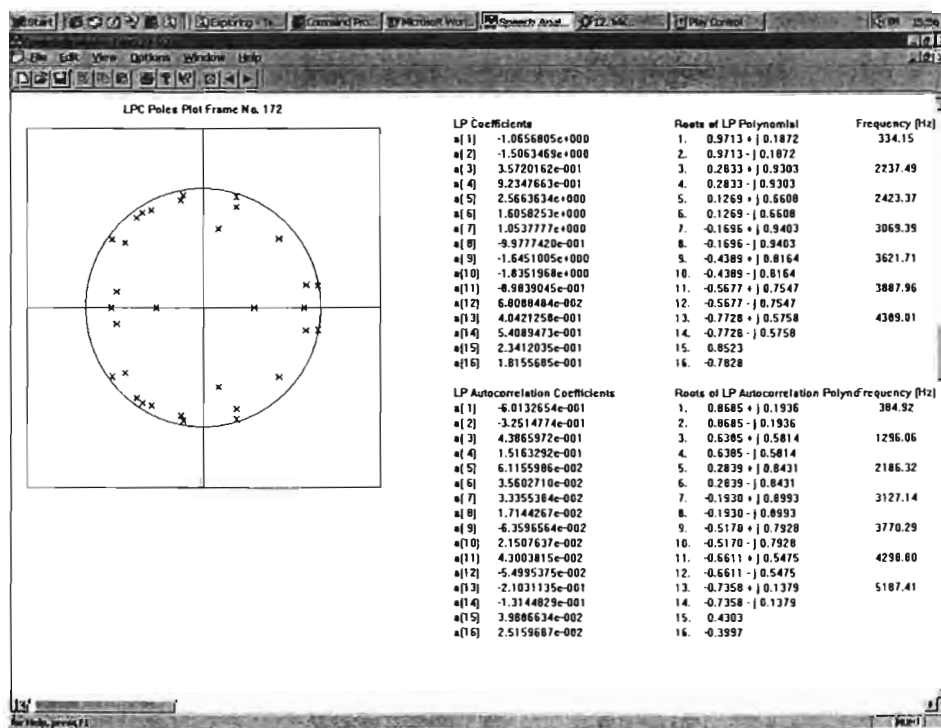
4. สเปกตรัมของสัญญาณเสียงพูด



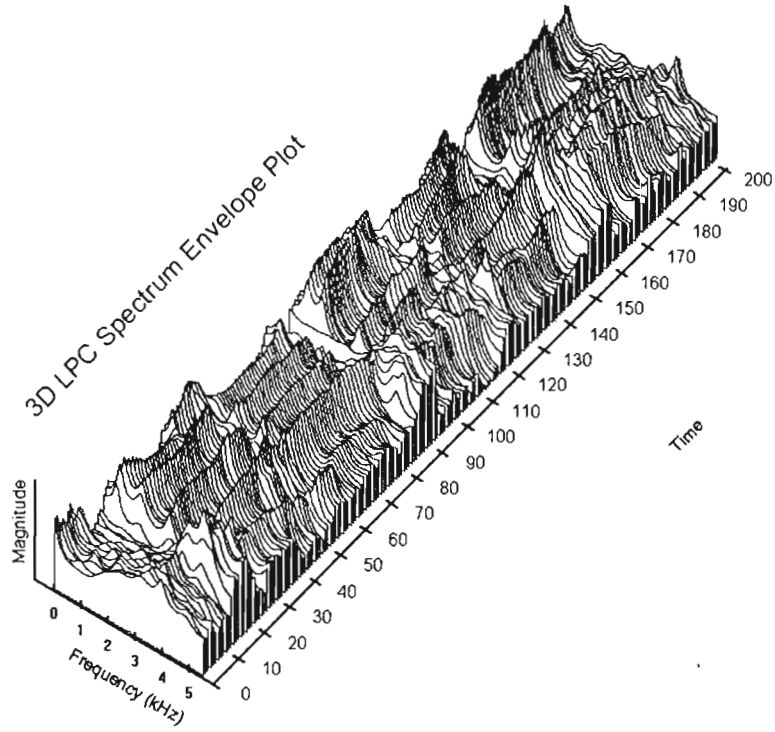
5. ค่าจริงของ Cepstrum



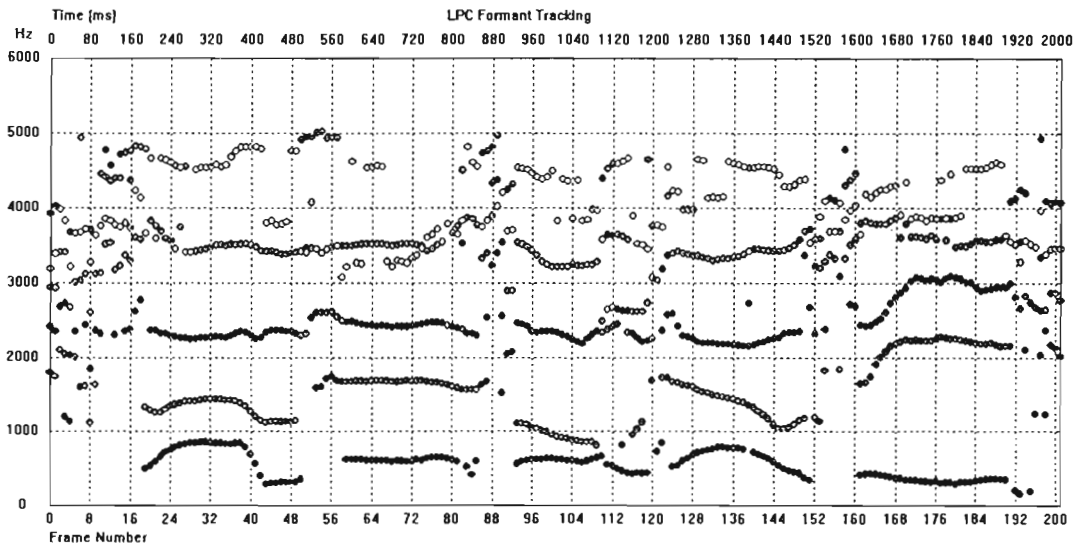
6. วงกลมหนึ่งหน่วยและขั้วของพหุนามการประมาณพินธเชิงเส้น



7. สเปกตรัม 3 มิติของสัญญาณเสียงพูด



8. ความถี่ฟอร์แมนท์



1.3 โปรแกรมสำหรับใช้ในการกำกับเสียงพูดภาษาไทย (Thai Speech Labeler)

วัตถุประสงค์ในการพัฒนาโปรแกรม : เพื่อใช้ในการกำกับเสียงพูดภาษาไทย

เครื่องมือที่ใช้ในการพัฒนา

1. ระบบปฏิบัติการวินโดวส์ 2000
2. โปรแกรม Visual C++ เวอร์ชัน 6.0

คุณลักษณะของโปรแกรมบอกชนิดของเสียงพูดภาษาไทย

1. แสดงผลลักษณะสัญญาณเสียงพูดที่ผ่านการประมวลผล
2. ปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของกรรมวิธีที่ใช้ในประมวลผลเสียงพูดได้

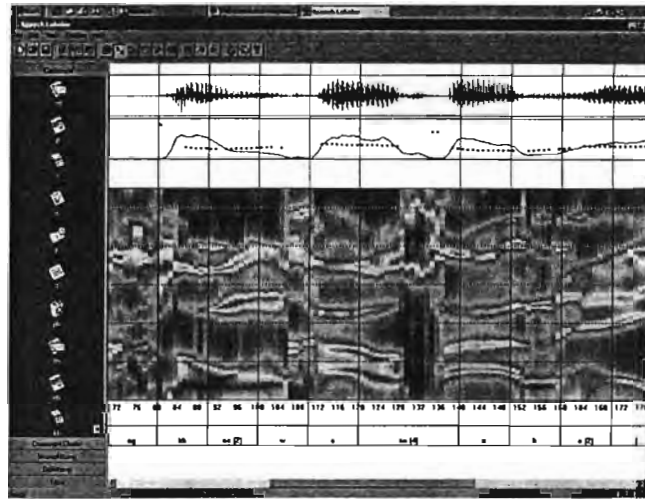
การแสดงผลการประมวลสัญญาณเสียงพูด

1. สัญญาณเสียงพูดที่ผ่านขั้นตอนวิธีการเน้นล่วงหน้า (Preemphasis) และการวางกรอบสัญญาณเสียงพูด (Frame Blocking)
2. พลังงานของเสียงพูด (Energy) ความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency)
3. สเปกโตรแกรม (Spectrogram) ของสัญญาณเสียงพูด

การปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์

1. ค่าพารามิเตอร์ของกรอบสัญญาณเสียงพูด (Frame Parameters) ได้แก่ การเลือกทำขั้นตอนวิธีการเน้นล่วงหน้า การกำหนดขนาดของวินโดวส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ การกำหนดช่วงเวลาของตำแหน่งวินโดวส์
2. ค่าพารามิเตอร์ของการวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Parameters) ได้แก่ การกำหนดอันดับของค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ การกำหนดจำนวนจุดในการวิเคราะห์การแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็ว

ตัวอย่างการแสดงผลของโปรแกรมสำหรับใช้ในการวิเคราะห์เสียงพูดภาษาไทย



2 การสร้างฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องแบบปราศจากสัญญาณรบกวน

การสร้างฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องที่ดีจำเป็นที่จะต้องอาศัยการวิเคราะห์และออกแบบรูปประโยคที่จะใช้ในการบันทึกเสียงให้เหมาะสม ในขั้นต้นได้เลือกข้อความจากหนังสือนิทานอีสปเนื่องจากใช้ภาษาที่ง่ายและมีคำภาษาต่างประเทศน้อยมากนำมาวิเคราะห์รูปประโยคด้วยโปรแกรมวิเคราะห์ข้อความ ซึ่งพบว่าข้อความจากนิทานอีสปเพียงอย่างเดียวยังไม่เพียงพอที่จะนำมาสร้างฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องได้ จึงออกแบบข้อความเพิ่มเติมไว้สำหรับบันทึกเสียงอีก พบว่าจะต้องใช้จำนวนข้อความประมาณ 1,200 ข้อความในการบันทึกเสียงเพื่อให้ครอบคลุมหน่วยเสียงภาษาไทยที่เกิดขึ้นทั้งหมดและมีจำนวนเพียงพอที่จะใช้สร้างแบบจำลองเสียงพูด

จากการวิเคราะห์คุณลักษณะของเสียงพูดเพศชายและเพศหญิงจากโปรแกรมวิเคราะห์เสียงพูดที่พัฒนาขึ้นข้างต้นพบว่ามีความแตกต่างกัน จึงมีความจำเป็นที่จะต้องเก็บรวบรวมเสียงพูดของทั้งเพศชายและเพศหญิงด้วย ในขณะนี้ได้เก็บรวบรวมข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องทั้งเพศชายและเพศหญิงจำนวน 30 คนแบ่งเป็นเพศชายจำนวน 15 คนและเพศหญิงจำนวน 15 คนเพื่อใช้ในการวิเคราะห์และสร้างแบบจำลองเสียงพูดต่อไป

หลังจากบันทึกเสียงพูดแล้วจำเป็นที่จะต้องมีการกำกับเสียงพูด (Labeling) เพื่อบอกว่าเสียงนี้อยู่ในช่วงเวลาใดของเสียงพูดทั้งหมด ข้อมูลที่ได้จากการกำกับเสียงพูดนี้จะใช้สำหรับการสร้างแบบจำลองเสียงพูดจากเสียงพูดต่อเนื่องต่อไป

3 การสร้างระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยระยะที่ 1

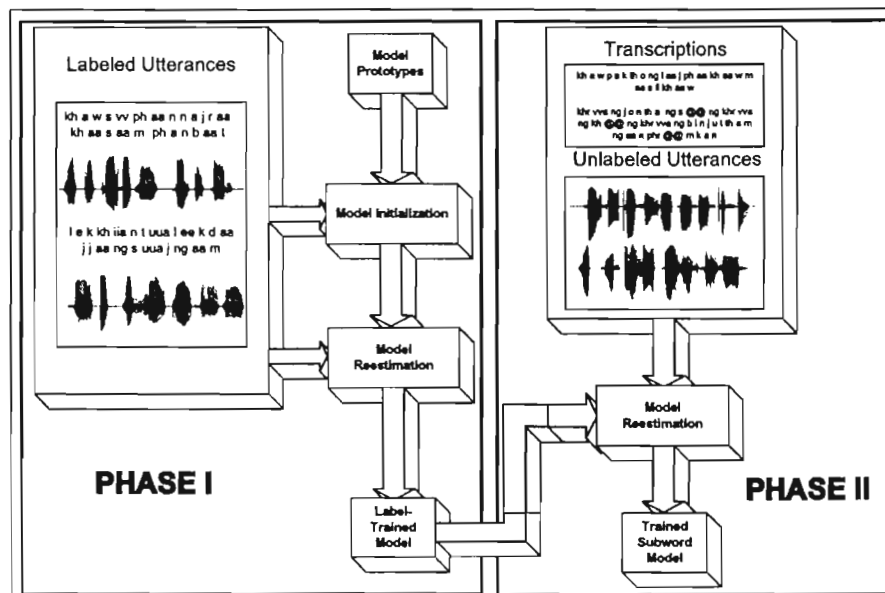
การสร้างระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยในระยะที่ 1 ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ การสร้างแบบจำลองเสียงพูดและการรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทย ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 การสร้างแบบจำลองเสียงพูด

ในการสร้างระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องจำเป็นต้องมีการศึกษาและจำลองเชิงกลศาสตร์ (Acoustic Modeling) ของเสียงพูดภาษาไทย ในงานวิจัยนี้ได้ใช้ฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องแบบปราศจากสัญญาณรบกวนมาสร้างแบบจำลองเสียงพูด โดยได้พัฒนาโปรแกรมที่ใช้ในการสร้างแบบจำลองเสียงพูดขึ้น

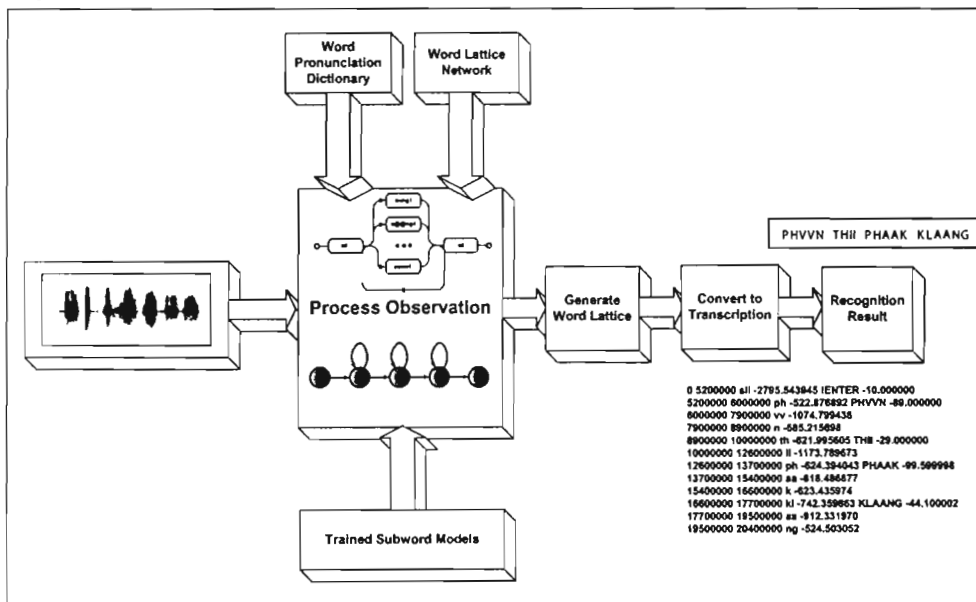
การสร้างแบบจำลองเสียงพูดจะใช้เสียงพูดต่อเนื่องและข้อความจากการกำกับเสียงพูด (Transcription) ที่ได้จากโปรแกรมกำกับหน่วยเสียงที่พัฒนาขึ้นมาเป็นข้อมูล ขั้นตอนการสร้างแบบจำลองหน่วยเสียงพูดแสดงในรูปที่ 1

เมื่อได้แบบจำลองเสียงพูดเบื้องต้นแล้ว สามารถนำไปใช้พัฒนาระบบกำกับหน่วยเสียงแบบอัตโนมัติต่อไป ซึ่งในงานวิจัยในระยะที่สองจะได้พัฒนาระบบกำกับหน่วยเสียงแบบอัตโนมัติต่อไป ผลที่ได้จะเป็นแบบจำลองของหน่วยเสียงพูดซึ่งจะนำไปใช้ในการพัฒนาระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยต่อไป



รูปที่ 1 การพัฒนาระบบสร้างแบบจำลองเสียงพูด

ในงานวิจัยนี้ใช้โปรแกรม Hidden Markov Model Toolkit (HTK) จาก Cambridge University ประเทศอังกฤษ เป็นต้นแบบในการพัฒนา ซึ่งในระยะที่ 1 ได้พัฒนาโปรแกรมในส่วนที่ได้แสดงในรูปที่ 1 แล้ว ส่วนในระยะที่ 2 ต้องพัฒนาส่วนที่เหลืออีกต่อไป นอกจากโปรแกรมที่ใช้ในการสร้างแบบจำลองหน่วยเสียงแล้ว ยังต้องพัฒนาระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องอีกด้วย เพื่อทดสอบแบบจำลองหน่วยเสียงที่สร้างขึ้นต้องใช้ระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่อง แต่ในระยะที่ 1 นี้ยังไม่ได้ทำการพัฒนาระบบส่วนที่เหลือ จึงใช้โปรแกรม HTK มาทำการทดสอบ ซึ่งระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องมีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 ระบบรู้จำเสียงพูดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

รายละเอียดของการทดลองมีดังนี้

1. ใช้หน่วยเสียง phone, triphone และ onset-rhyme
2. ผู้พูดเพศชายจำนวน 9 คนและเพศหญิงจำนวน 11 คน
3. ทำการเพิ่มจำนวน Gaussian mixture จาก 1 เพิ่มขึ้นครั้งละ 2 เท่าจนกระทั่งถึง 16
4. ข้อมูลทดสอบประกอบด้วยเสียงผู้พูดชายจำนวน 9 คน และ หญิงจำนวน 11 คน ผู้พูดแต่ละคนพูดออกเสียงจำนวน 100 ประโยค

ผลการทดสอบแสดงในตารางที่ 1-4

ตารางที่ 1 ผลการรู้จำเสียงพูดของผู้พูดเพศชายแบบขึ้นกับผู้พูดโดยใช้ acoustic model เท่านั้น

Speech Unit	Correction	Accuracy
monophone	29.423	17.300
Intra-syllable triphone	51.878	32.440
Onset-Rhyme (CORMs)	51.941	43.679
Onset-Rhyme (PORMs)	53.823	45.709

ตารางที่ 2 ผลการรู้จำเสียงพูดของผู้พูดเพศหญิงแบบขึ้นกับผู้พูด โดยใช้ acoustic model เท่านั้น

Speech Unit	Correction	Accuracy
monophone	30.080	21.773
intra-syllable triphone	50.919	36.331
Onset-Rhyme (CORMs)	50.469	44.427
Onset-Rhyme (PORMs)	53.607	47.862

ตารางที่ 3 ผลการรู้จำเสียงพูดของผู้พูดเพศชายแบบขึ้นกับผู้พูด โดยใช้ acoustic model และ language model

Speech Unit	Correction	Accuracy
monophone	59.965	57.946
Intra-syllable triphone	69.601	66.678
Onset-Rhyme (CORMs)	75.873	73.305
Onset-Rhyme (PORMs)	77.793	75.486

ตารางที่ 4 ผลการรู้จำเสียงพูดของผู้พูดเพศหญิงแบบขึ้นกับผู้พูด
โดยใช้ acoustic model และ language model

Speech Unit	Correction	Accuracy
monophone	60.716	58.666
intra-syllable triphone	70.491	68.205
Onset-Rhyme (CORMs)	76.957	74.837
Onset-Rhyme (PORMs)	79.334	77.338

เนื่องจากภาษาไทยเป็นภาษาที่มีวรรณยุกต์จึงจำเป็นต้องพัฒนาระบบรู้จำเสียงวรรณยุกต์ไทยนอกจากการสร้างแบบจำลองเสียงพูดดังกล่าวข้างต้น รายละเอียดของการพัฒนาระบบรู้จำเสียงวรรณยุกต์มีดังต่อไปนี้

3.2 การรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทย

ในการรู้จำเสียงพูดที่ถูกนำมาใช้ประโยชน์ได้จริงในปัจจุบัน จะเป็นการรู้จำในระดับคำ (Word-based recognition) ซึ่งการรู้จำจะต้องทำการศึกษาคำพูดต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ทั้งหมด เช่นการนำระบบรู้จำเสียงพูดไปประยุกต์ใช้ในระบบสั่งซื้อสินค้าอัตโนมัติ จะต้องทำการศึกษาคำพูดทั้งหมดของผู้ใช้ที่อาจเกิดขึ้นได้ในการใช้บริการระบบ นั่นคือ ระบบจะไม่สามารถรู้จำคำพูดหรือคำศัพท์ที่ไม่รู้จักหรือไม่ได้รับการ Train มาก่อนได้ ทำให้การพัฒนาการรู้จำเสียงพูดเพื่อประยุกต์ใช้ในงานด้านต่าง ๆ นั้น จะต้องทำการออกแบบการใช้งาน และคำนึงถึงเสียงทั้งหมดที่จะสามารถตอบสนองได้อย่างรอบคอบ ทำให้การพัฒนาไม่สามารถกระทำได้อย่างยืดหยุ่นเพียงพอ และการปรับปรุงรูปแบบการใช้งานเพียงเล็กน้อย เช่นการเพิ่มคำศัพท์บางคำ อาจจะต้องทำการปรับระบบ หรือ Train ระบบใหม่ทั้งหมด ซึ่งทำให้เกิดความล่าช้า ไม่เหมาะสม และสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายจำนวนมาก

นอกจากนี้ ความพยายามที่จะสร้างระบบที่สามารถรู้จำคำพูดทั้งหมดได้ ซึ่งจะทำให้ไม่ต้องมีการ Train ระบบใหม่นั้น ไม่สามารถเป็นไปได้ เนื่องจากเสียงพูดในระดับคำนั้น มีรูปแบบที่เกิดขึ้นได้จำนวนมาก และมีการเพิ่มเติมคำศัพท์ตามการพัฒนาของภาษาและสังคมอยู่ตลอดเวลา

ด้วยเหตุผลดังกล่าว ทำให้มีความพยายามที่จะพัฒนาระบบรู้จำเสียงพูดในระดับที่เล็กกว่าคำพูด (Sub-word) ซึ่งเป็นหน่วยเสียงที่มีจำนวนรูปแบบจำกัด และสามารถประกอบหน่วยเสียงต่าง ๆ ที่มีอยู่ขึ้นเป็นคำศัพท์ใด ๆ ได้อย่างไม่จำกัด เช่นคำว่า “กิน” จะประกอบด้วยหน่วยเสียง ก / อิ / น และ

วรรณยุกต์สามัญ นั่นคือ หากสามารถรู้จำเสียงพูดดังกล่าวก็คือหน่วยเสียง ก / อ / น จะทำให้ทราบว่าเสียงที่พูดมานั้นคือคำว่ากิน แม้ตัวระบบจะไม่ทราบถึงความหมายของคำก็ตาม

ระบบรู้จำระดับ sub-word จะทำให้การพัฒนาาระบบที่จะประยุกต์ใช้สามารถทำได้อย่างกว้างขวาง ไม่มีข้อจำกัดในเรื่องเสียงพูดที่รู้จัก ชัดหู่น ประหยัดค่าใช้จ่าย และรวดเร็ว การเพิ่มคำศัพท์จะสามารถทำได้ง่ายเพียงการกำหนด sequence ของหน่วยเสียงของคำศัพท์นั้นเท่านั้น ส่วนการ Train ระบบสามารถทำเพียงครั้งเดียวและสามารถนำไปใช้งานได้ตลอดในทุกงานประยุกต์

ในภาษาไทย คำ (Word) สามารถแบ่งย่อยออกเป็นพยางค์ (Syllable) และพยางค์สามารถแบ่งย่อยออกเป็น Phone โดยความสัมพันธ์ของพยางค์และ Phone สามารถแสดงได้โดยสมการดังต่อไปนี้

$$S = C(C)^T V(V)(C)$$

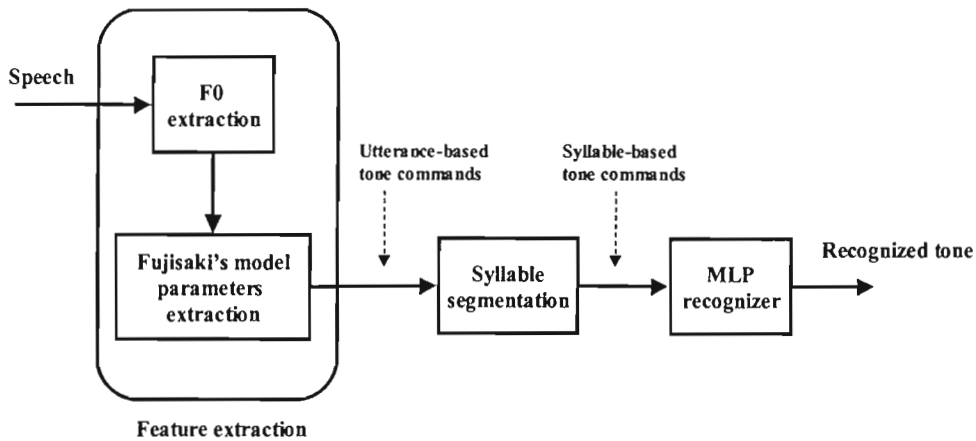
- | | | |
|-------|---|-------------------|
| เมื่อ | S | คือพยางค์ |
| | C | คือเสียงพยัญชนะ |
| | V | คือเสียงสระ |
| | T | คือเสียงวรรณยุกต์ |

ทั้งเสียงพยัญชนะ และเสียงสระเป็นเสียงที่สามารถแบ่งแยกได้ในระดับ Segmental ในขณะที่เสียงวรรณยุกต์เป็นเสียงที่มีคุณสมบัติครอบคลุมทั้งพยางค์ ซึ่งอยู่ในระดับ Supra-Segmental ทำให้การรู้จำเสียงพูดในระดับ sub-word ต้องแยกพิจารณาการรู้จำวรรณยุกต์ออกมา

จากการศึกษาเสียงพูด พบว่า วรรณยุกต์ของเสียงต่าง ๆ เกิดขึ้นตามรูปแบบพลวัตของความถี่มูลฐานของเสียงพูด (Dynamic of fundamental frequency) เป็นอย่างมาก จึงได้มีการนำเส้นโค้งความถี่มูลฐาน (F0 contour) มาใช้ในการพิจารณาสร้างระบบรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูดด้วยตัวแบบ (Model) ต่าง ๆ กัน จากการศึกษาของปฐวิ ชาญ ไววิทย์ ในการรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูดพยางค์เดี่ยว โดยใช้ Polynomial Regression พบว่าสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตาม วิธีเดียวกันนี้ เมื่อนำมาใช้กับการรู้จำวรรณยุกต์ของเสียงพูดต่อเนื่อง จะให้ผลการรู้จำที่ต่ำลงอย่างมาก อันเป็นผลเนื่องมาจาก Tonal assimilation ของพยางค์ข้างเคียง งานวิจัยนี้จึงทำการศึกษาวิธีการรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยเพื่อใช้ร่วมกับการรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยระดับ sub-word

ความก้าวหน้าของงานวิจัย

จากการศึกษาวิธีการและตัวแบบต่าง ๆ ทำให้มีการเลือก Fujisaki's Model เป็นตัวแบบเพื่อทดสอบความเป็นไปได้ในการใช้ตัวแบบดังกล่าวในการรู้จำวรรณยุกต์ของเสียงพูด ซึ่งแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3 การใช้ Fujisaki's Model ในการรู้จำวรรณยุกต์เสียงพูด

การทดสอบได้ทำควบคู่กับการใช้วิธี Polynomial regression เพื่อเปรียบเทียบผล และได้ผลดังตารางที่ 5

ตารางที่ 5 อัตราการรู้จำเสียงวรรณยุกต์ของวิธี Polynomial regression และ Fujisaki's Model

	Speaker-dependent		Speaker-independent	
	Polynomial regression	Fujisaki's Model	Polynomial regression	Fujisaki's Model
Recognition Rate	79.2%	82.6%	31.3%	74.3%

โดยขั้นตอนต่อไปของการดำเนินโครงการคือ จัดทำกระบวนการรู้จำให้เป็นไปอย่างอัตโนมัติ และทดสอบผลที่เปลี่ยนแปลงไปและทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้เหมาะสม

การร่วมมือกับภาคเอกชน

โครงการ “Thai Text to Speech and Thai Automatic Word Recognition for SUN IVR Systems”
ร่วมกับบริษัท SUN Systems Corporation Limited โดยผ่านทางศูนย์วิจัยประมวลผลภาษาและวัจน
คณะอักษรศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย มูลค่าโครงการประมาณ 6 ล้านบาท
กำลังดำเนินการเจรจากับทางบริษัทไอบีเอ็ม ประเทศไทย ในการพัฒนาระบบรู้จำเสียงพูด คาดว่าจะ
ทราบผลการเจรจาในเดือนตุลาคม ศกนี้

นิสิตที่สำเร็จการศึกษา

ระดับปริญญาตรีบัณฑิต

1. นายวิศรุต อาขุนทร

ระดับปริญญาโทบัณฑิต

1. นายเจษฎา กานต์ประชา
2. นายณัฐพล อุ่นศรี

ผลงานด้านวิชาการ

ตีพิมพ์บทความจำนวน 3 ฉบับที่งานประชุมวิชาการนานาชาติ

1. Maneenoi E., Ahkupta V, Luksaneeyanawin S., and Jitapunkul S., ACOUSTIC MODELING OF ONSET-RHYME FOR THAI CONTINUOUS SPEECH RECOGNITION, the 9th Australian International Conference on Speech Science & Technology ที่เมือง Melbourne ออสเตรเลีย
2. Jitapunkul S., Maneenoi E., Ahkupta V, and Luksaneeyanawin S. Performance Evaluation of Phonotactic and Contextual Onset-Rhyme Models for Speech Recognition of Thai Language, Eurospeech 2003 ที่เมืองเจนีวา ประเทศสวิตเซอร์แลนด์

3. Charnvivit P., Thubthong N., Maneenoi E., Luksaneeyanawin S., and Jitapunkul S.,
Recognition of Intonation Patterns in Thai Utterance, Eurospeech 2003 ที่เมืองเจนีวา ประเทศ
สวิตเซอร์แลนด์

งานวิจัยที่จะพัฒนาในปีถัดไป

- Telephone-Quality Speech Corpus (Monologue / Dialogue)
ฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องในระบบโทรศัพท์
 - ◆ Wired telephones
 - ◆ Wireless mobile phones—GSM900/GSM1800/CDMA
- Clean Speech Corpus (Dictation / Monologue)
ฐานข้อมูลเสียงพูดต่อเนื่องแบบปราศจากสัญญาณรบกวน
- Thai Continuous Speech Recognizer (Phase II)
สร้างตัวระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยระยะที่ 2
 - ◆ Baseline Thai continuous speech recognition system
 - ◆ Thai CSR system development toolkit
 - ◆ Thai CSR baseline demonstration system
- On-line Telephone-based Thai CSR System
สร้างตัวระบบรู้จำเสียงพูดต่อเนื่องภาษาไทยบนพื้นฐานของระบบโทรศัพท์
 - ◆ Monologue / Dialogue
 - ◆ On-line recording of speech/voice over telephone channel

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ประจำปีงบประมาณ 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 4 เรื่อง

ระบบสายอากาศชาวนฉลาด: การสร้างลำคลื่น

(SMART ANTENNA SYSTEMS: Beamforming)

ผู้รับผิดชอบโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

หัวหน้าโครงการ

วัตถุประสงค์

1. ศึกษาและวิจัยระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด เพื่อนำไปใช้งานกับระบบโทรคมนาคมแบบไร้สาย
2. พัฒนาโครงสร้าง อัลกอริทึม และ กรรมวิธีประมวลผลแบบดิจิทัล ของระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด
3. เผยแพร่ผลงานการวิจัยในรูปของสิ่งพิมพ์และระบบอินเทอร์เน็ต แก่ผู้สนใจทั้งในประเทศ และ ต่างประเทศ
4. สนองต่อความต้องการของประเทศ ในการผลิตบุคลากรในด้านเทคโนโลยีสื่อสารแบบไร้สาย

ขอบเขต และ เป้าหมายของโครงการวิจัย

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

แผนงานในปีที่ 1

โครงการวิจัยเรื่อง ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดนี้ ได้แบ่งออกเป็น 2 แผนงานย่อย คือ ระบบสายอากาศชาญฉลาดสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่แบบไร้สาย และ เทคนิคการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาที่สายอากาศ ซึ่งมีแผนงานดังนี้

1. ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย (Smart Antenna Systems for Mobile Communication)

1.1 ศึกษา และ พัฒนา โครงสร้าง อัลกอริทึม และ กรรมวิธีประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล ของ ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ ยุคที่ 2 ซึ่ง สัญญาณที่ส่งออกอากาศมีลักษณะของขนาดสัญญาณที่คงที่ และ ยุคที่ 3 ซึ่ง สัญญาณที่ส่งออกอากาศมีการกระจายข้อมูลก่อนส่งด้วย รหัส (Spreading Codes)ของผู้ใช้แต่ละคนที่ไม่ซ้ำกัน รวมทั้งเขียนบทความวิชาการ

1.2 ศึกษา และ พัฒนา อัลกอริทึม ของการปรับตัวของน้ำหนักของสายอากาศ แบบบอด (Blind Adaptive Algorithms for Antenna-Weights Adjustment) ชนิดต่าง ๆ รวมทั้งเขียนบทความวิชาการ

1.3 ศึกษา และ พัฒนา เทคนิคการลดสัญญาณรบกวน ในระบบโทรศัพท์มือถือ ในยุคที่ 2 และ ยุคที่ 3 รวมทั้งเขียนบทความวิชาการ

2. การประมาณทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ (Direction of Arrival Estimation for Mobile Communication)

2.1 ศึกษาและพัฒนา เทคนิคการประมาณทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา ซึ่งรวมทั้งเทคนิคการประมาณทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาด้วยปริภูมิของสัญญาณ (Signal Sub-space Based Method) และ เทคนิคการประมาณทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาด้วยปริภูมิของสัญญาณรบกวน (Noise Sub-space Based Method) รวมทั้งเขียนบทความวิชาการ

2.2 ศึกษาและพัฒนา กรรมวิธีในการลดผลของการผิดพลาดทางเฟส ของระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด เพื่อความแม่นยำในการประมาณทิศทางที่เข้ามาของสัญญาณได้ รวมทั้งเขียนบทความวิชาการ

แผนงานที่ 1 ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด สำหรับขจัดสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารเคลื่อนที่
(Smart Antenna Systems for Interference Cancellation in Mobile Communication)

วัตถุประสงค์

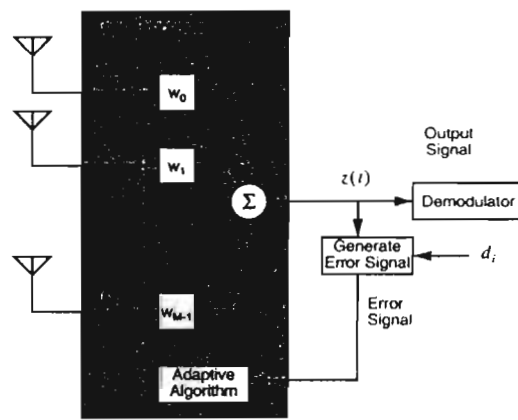
1. ศึกษา และ พัฒนา ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดสำหรับการขจัดสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารด้วยโทรศัพท์มือถือ ในยุคที่ 2 และ ยุคที่ 3
2. วิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดที่ออกแบบไว้
3. เผยแพร่บทความทางวิชาการ ในระดับนานาชาติ และ ระดับชาติ

เครื่องมือที่ใช้

1. คอมพิวเตอร์ ชนิดส่วนบุคคล (CPU: P3/1GHz, RAM: 256Mbytes, HDD: 20 GBytes)
2. โปรแกรม MATLAB/R12 เพื่อจำลองการทำงานของระบบ
3. ระบบฐานข้อมูลอินเทอร์เน็ต เพื่อสืบค้นบทความทางวิชาการ

1.1 ระบบสายอากาศแบบอาร์เรย์ ซึ่งใช้อัลกอริทึม JADE ในการประมาณค่าน้ำหนัก สำหรับการกู้สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ในช่องสัญญาณเดียวกันกลับคืน (The JADE-Estimated CM Array for Correlated Cochannel Signal Recovery)

ในระบบโทรศัพท์มือถือ ยุคที่ 1 และ 2 นั้น สัญญาณที่ใช้ส่งข้อมูลออกอากาศจะมีขนาดที่คงที่ (Constant modulus) เนื่องจากกรรมวิธีที่ใช้อัดดูเลท จะเป็นแบบเฟสมอดูเลท ดังนั้นในส่วนของภาครับสัญญาณจึงสามารถใช้คุณสมบัตินี้ในการ ควบคุมทิศทางการรับสัญญาณของสายอากาศที่ชาญฉลาดได้ สายอากาศที่ชาญฉลาดนั้น มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย 1. สายอากาศแบบอาร์เรย์ 2. น้ำหนักของสายอากาศแต่ละอัน (tab weights) 3. อุปกรณ์ควบคุมการปรับค่าน้ำหนักของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด

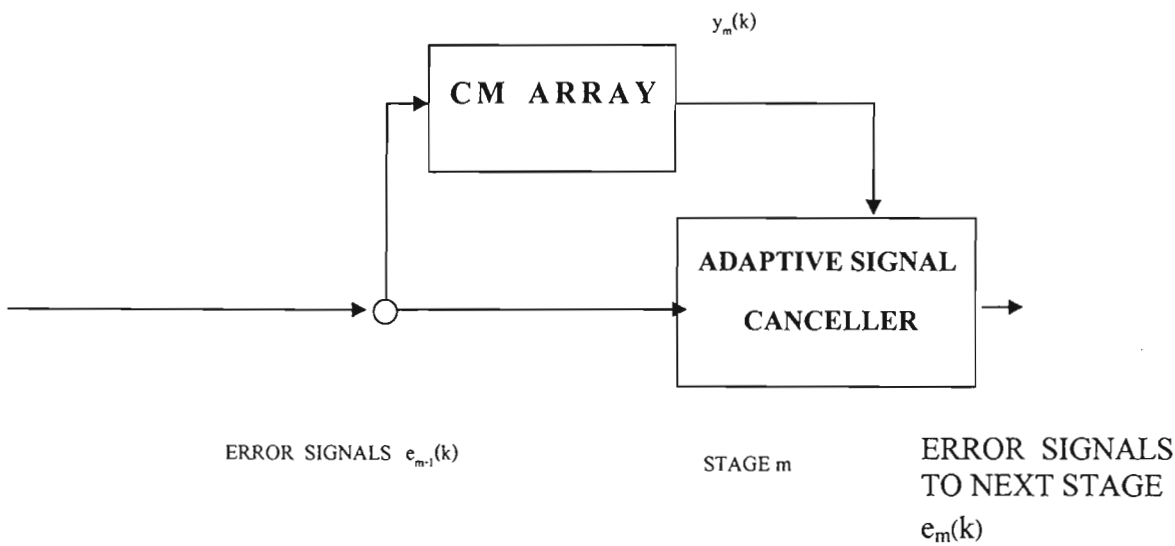
ความสัมพันธ์ของสัญญาณในแต่ละส่วน และ สมการที่แสดงความสัมพันธ์เหล่านี้ประกอบด้วย

กำหนดให้ w คือเวกเตอร์ของน้ำหนักในแต่ละสาขาของสายอากาศอาร์เรย์, u คือสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละสาขาของสายอากาศอาร์เรย์, z คือเอาต์พุตของสายอากาศอาร์เรย์

$$w = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{m-1}]^T, \quad u = [u_0(t) \ u_1(t) \ \dots \ u_{m-1}(t)]^T$$

$$z(t) = w^H u(t)$$

1.1.1 สายอากาศ CM แบบต่ออนุกรม (The Cascade CM Array)



รูปที่ 2 แสดงสายอากาศ CM แบบต่ออนุกรม

กำหนดให้

$$u(t) = As(t) + n(t)$$

โดย $u(t)$ คือสัญญาณที่เข้ามาแต่ละสาขาของอาร์เรย์, A คือ ผลตอบสนองของอาร์เรย์ในมุมที่สัญญาณเข้ามา, $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบ Additive White Gaussian Noise ซึ่งกำหนดในกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามีความสัมพันธ์กันคือ

1. $E[s(k)s^H(K)] = R_s$ โดยไม่เป็น Diagonal matrix
2. $E[n(k)n^H(k)] = \sigma_n^2 I$
3. $E[s(k)n^H(k)] = 0$

ดังนั้น เอกลักษณ์ของอาร์เรย์คือ $y_m(k) = w_m^H(k)x(k)$ และสมการในการปรับตัวของน้ำหนัก w คือ

$$w_m(k+1) = w_m(k) + 2\mu_{\text{cma}} x(k) \varepsilon'(k)$$

$$\varepsilon(k) = y_m(k) / |y_m(k)| - y_m(k) \text{ โดย } \mu_{\text{cma}} > 0 \text{ คือ ระดับขั้นปรับตัว}$$

สัญญาณเอทพทของภาคตัดสัญญาณ คือ $e_m(k) = x(k) - u_m(k)y_m(k)$ และสมการในการปรับตัวของน้ำหนัก u คือ $u_m(k+1) = u_m(k) + 2\mu_{\text{cma}} y_m^*(k) e_m(k)$ โดย $\mu_{\text{cma}} > 0$ คือ ระดับขั้นปรับตัว

ในกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามีความสัมพันธ์กันสูงจะทำให้เกิดปัญหาที่ภาคตัดสัญญาณโดยจะมีสัญญาณที่หลงเหลืออยู่ ซึ่งทำให้อาร์เรย์แบบ CM สร้างจุดศูนย์ให้เข้าไปยังสัญญาณรบกวนได้

1.1.2 อัลกอริทึมในการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาแบบ JADE

อัลกอริทึมนี้สามารถที่จะหาเมทริกซ์คอบสนองของอาร์เรย์ได้ ซึ่งมีขั้นตอนคือ

1.1.2.1 สร้างเมทริกซ์ Covariance จากข้อมูลที่รับเข้ามา แล้วสร้างเมทริกซ์ Whitening

1.1.2.2 สร้างเมทริกซ์ Forth-order Comulant จากข้อมูลที่รับเข้ามา และ ถูกทำให้ขาวแล้ว

จากนั้น หาค่า Eigen value และ Eigen vector แล้วสร้าง Eigen matrices

1.1.2.3 สร้าง Unitary matrix จากกรรมวิธี JADE

1.1.2.4 หาค่าเมทริกซ์คอบสนองของอาร์เรย์ A

กรรมวิธีการหาค่าน้ำหนักเหมาะสมที่สุด หาได้จาก MVDR Algorithm ดังนี้

$$w(0) = R_u^{-1} a_p \text{ with } R_u = E\{u(k)u^H(k)\}$$

1.1.3 โครงสร้างที่นำเสนอ

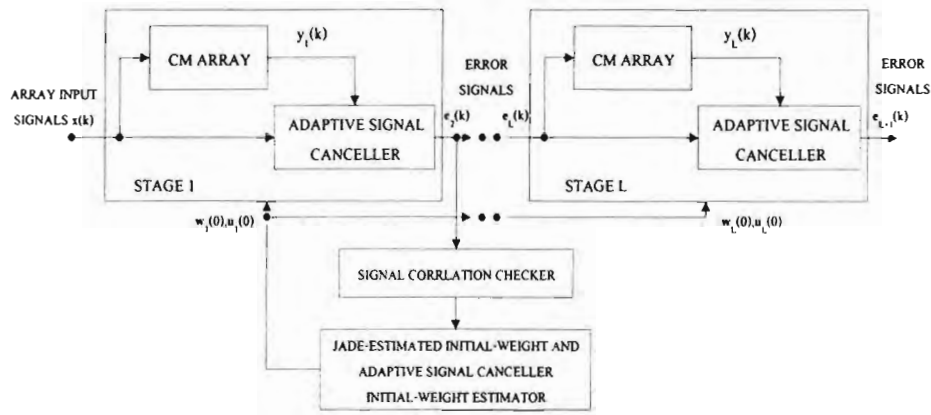
การทำงานแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือ

1. ช่วงที่สัญญาณที่แยกออกมาในภาคแรกมีค่าสหสัมพันธ์ น้อยกว่า 0.5 อุปกรณ์ประมาณทิศทางของสัญญาณแบบ JADE จะไม่ถูกใช้งาน และ โครงสร้างของระบบจะเป็นแบบอนุกรมโดยมีการตั้งค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$w_{1,i}(0) = 0.1, w_{k,i}(0) = 0; 1 \leq i \leq L, 2 \leq k \leq N$$

$$u_j(k+1) = u_j(k) + 2\mu_{\text{lms}} y_j^*(k) e_{j+1}(k);$$

$$\mu_{\text{lms}} > 0, 1 \leq j \leq L.$$



รูปที่ 3 โครงสร้างของ The JADE-Estimated CM Array for Correlated Cochannel Signal Recovery

2. ช่วงที่สัญญาณที่แยกออกมาในภาคแรกมีค่าสหสัมพันธ์มากกว่า 0.5 อุปกรณ์ประมวลผลทิศทางของสัญญาณแบบ JADE จะถูกใช้งาน และ โครงสร้างของระบบจะเป็นแบบขนานเพื่อจัดการการผิดเพี้ยนที่สะสมในแต่ละภาค เมื่อนำหนักของแต่ละภาคเข้าสู่ค่าที่ถูกต้องแล้ว การทำงานจะกลับสู่สถานะเดิมเหมือนข้อที่ 1 การทำแบบนี้จะทำให้ลดเวลาการทำงานของระบบลงได้ การตั้งค่าต่างๆ ดังนี้

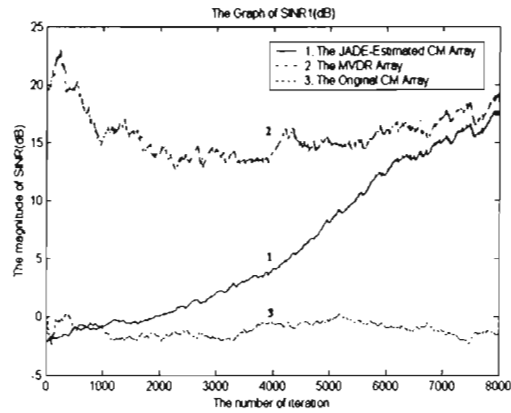
$$w_i(0) \text{ is computed using (8), } 1 \leq i \leq L$$

$$u_j(k+1) = u_j(k) + 2\mu_{lms} y_j^*(k) e_{j+1}(k);$$

where $\mu_{lms} = 0, u_j(0) = 0, 1 \leq j \leq L.$

1.1.4 ผลการจำลองการทำงานของระบบ

การทดลองจะเปรียบเทียบผลของ Signal to Interference and Noise Ratio (SINR) ของ 3 ระบบ คือ 1. MVDR Array ซึ่งสมมติให้รู้ว่าทิศทางของสัญญาณที่เข้ามามีค่าเท่าไร 2. CM Array แบบดั้งเดิม 3. The JADE-Estimated CM Array for Correlated Cochannel Signal Recovery และ กำหนดให้อาร์เรย์มีสาขา 8 สาขา และ สัญญาณเข้ามา 3 สัญญาณ โดยสัญญาณคู่แรกสัมพันธ์กันมาก ผลที่ได้ดังรูปที่ 4



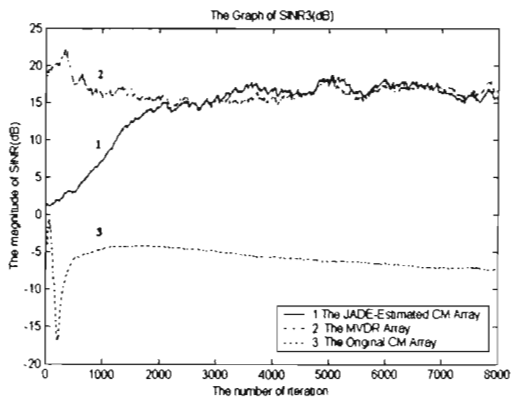
รูปที่ 4a แสดงผล SINR ของภาคที่ 1

(a)



รูปที่ 4b แสดงผล SINR ของภาคที่ 2

(b)



รูปที่ 4c แสดงผล SINR ของภาคที่ 3

(c)

สำหรับข้อมูลอย่างละเอียดดูได้จากภาคผนวก [1]

1.2 ระบบสายอากาศแบบอาร์เรย์ที่ใช้อัลกอริทึมในการปรับตัวแบบบอด (Blind Adaptive Algorithm for Antenna Array System)

- เริ่มต้นด้วยการทำ literature review เกี่ยวกับงานทางด้านสร้างลำคลื่น (Beamforming)

จากนั้นศึกษาอัลกอริทึม ในการสร้างลำคลื่นแบบปรับตัวได้ (Adaptive beamforming) แบบต่างๆที่เป็นพื้นฐานที่สำคัญและนิยมใช้อ้างอิงในบทความต่างๆ

- จากนั้นได้เน้นศึกษาไปในด้านของการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด (Blind Adaptive beamforming) โดยใช้อัลกอริทึมที่เรียกว่า Constant Modulus Algorithm (CMA) โดยอัลกอริทึมนี้ไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference signal) และไม่จำเป็นต้องรู้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการในการสร้างลำคลื่น แต่จะใช้คุณสมบัติของสัญญาณที่มีค่ามอดุลัสคงที่ค่าหนึ่ง สัญญาณที่มีค่ามอดุลัสคงที่เช่น FM, PM, PSK, และ QPSK เป็นต้น

Constant Modulus Algorithm

- CMA ที่มีใช้อยู่ทั่วไปมี Cost function ดังต่อไปนี้

$$J(n) = E \left\{ |y(n)|^p - \delta^p \right\}^q$$

โดยที่ $p, q : 1$ หรือ 2

δ : ค่าคงที่ใดๆที่เป็นค่ามอดุลัส (Modulus) ของสัญญาณ

- ซึ่งสมการ update ของ CMA แต่ละแบบสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{"CMA(1,1)" : } \quad \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \mathbf{x}^*(k) \frac{y(k)}{|y(k)|} \text{sgn}(|y(k)| - \delta)$$

$$\text{"CMA(2,1)" : } \quad \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 2\mu \mathbf{x}^*(k) y(k) \text{sgn}(|y(k)|^2 - \delta^2)$$

$$\text{"CMA(1,2)" : } \quad \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 2\mu \mathbf{x}^*(k) \frac{y(k)}{|y(k)|} (|y(k)| - \delta)$$

$$\text{"CMA(2,2)" : } \quad \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 4\mu \mathbf{x}^*(k) y(k) (|y(k)|^2 - \delta^2)$$

โดยที่ \mathbf{W} : Weight vector ของสายอากาศแถวลำดับ

μ : ค่าคงที่เล็กๆที่ใช้ควบคุม factor ปรับแก้ของ \mathbf{W}

\mathbf{x} : input data snapshot

ข้อดี

- เป็นอัลกอริทึมที่ง่ายต่อการ Implement
- ความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ
- อัลกอริทึมจะลู่เข้า (Converge) เข้าหา Wiener solution

ข้อเสีย

- เกิด gradient noise รอบจุดที่อัลกอริทึมลู่เข้าหา
- อัตราการลู่เข้าต่ำ
- μ ต้องต่ำเพื่อให้อัลกอริทึมทำงานอย่างเสถียร
- เนื่องจาก CMA Cost function ไม่เป็น convex function ดังนั้นอัลกอริทึมอาจจะลู่เข้าที่หาค่าเอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับเป็นสัญญาณแทรกสอด แทนที่จะเป็นสัญญาณที่เราต้อง โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มต้นของ Weight vector ของสายอากาศแถวลำดับ

Least-Square Constant Modulus Algorithm

- Least Square Constant Modulus Algorithm (LSCMA) เป็นอัลกอริทึมที่ปรับปรุงอัตรา การลู่เข้าของ CMA เดิม โดยเริ่มพัฒนาจาก CMA(1,2) และใช้ Gauss's method ซึ่งเป็น Nonlinear optimization แบบหนึ่งมาหาค่า Weight vector, LSCMA cost function สามารถแสดงได้ดังนี้

$$J(\mathbf{w}) = \sum_{n=1}^N (|y(n)| - 1)^2$$

โดยที่ N : จำนวนของ input data snapshot ที่ใช้

- LSCMA สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

1). Static LSCMA : ใช้ input data matrix ค่าเดียวในการ update หาค่า Weight vector ที่เหมาะสมที่สุด, สมการ update Weight vector สามารถแสดงได้โดย

$$\mathbf{w}_{k+1} = (\mathbf{X}^* \mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{X}^* \boldsymbol{\delta}_k$$

โดยที่ $\mathbf{X} = [x(1), x(2), \dots, x(N)]$

$$y_k = \mathbf{X}^H \mathbf{w}_k$$

$$\boldsymbol{\delta}_k = [y_k(n) / |y_k(n)|]$$

2). Dynamic LSCMA : จะ update Weight vector แบบ block by block ของ input data ที่เข้ามาสร้างเป็น matrix โดยที่สมการ update Weight vector สามารถเขียนได้ดังนี้

ในระบบ Adaptive antenna จะใช้ Dynamic LSCMA มากกว่า Static LSCMA เพราะอัลกอริทึมสามารถทำการติดตาม (Tracking) การเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมหรือการเคลื่อนที่ของผู้ใช้ได้ดีกว่า Static LSCMA

ข้อดี

- อัตราการลู่เข้าสูง
- สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมได้ดี
- ไม่เกิด gradient noise รอบจุดที่อัลกอริทึมลู่เข้าหา Wiener solution
- ไม่ต้องเลือกค่า μ

ข้อเสีย

- ความซับซ้อนในการคำนวณต่อการกระทำซ้ำสูง $\approx O(N^3)$
- ถ้า input data matrix เกิด ill condition (eigenvalue spread สูงๆ) และความละเอียดหรือความถูกต้องในการคำนวณในการทำ inverse input data matrix ของ Processor ต่ำจะทำให้ SINR performance ของระบบลดลงอย่างมาก

Recursive Least Square Constant Modulus Algorithm

- เนื่องจากข้อเสียของ LSCMA ดังกล่าวข้างต้น จึงได้มีแนวคิดที่จะพัฒนาอัลกอริทึมใหม่ขึ้นมาเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณต่อการกระทำซ้ำและไม่ต้องหา inverse ของ input data matrix อีกด้วย, อัลกอริทึมนี้มีชื่อเรียกว่า “Recursive Least Square Constant Modulus Algorithm (RLSCMA)” โดยใช้ CMA(1,2) เป็น Cost function อ้างอิง

- RLSCMA ใช้ Cost function คือ

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} (|y(i)| - 1)^2 \quad ; \quad 0 < \lambda < 1$$

- เราสามารถสรุป RLSCMA อัลกอริทึมได้ดังนี้

ค่าเริ่มต้น

$\mathbf{w}(0) = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$; dimension เท่ากับจำนวน element ของสายอากาศแถวลำดับ

$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$; $\delta \leq 0.01\sigma_s^2$, \mathbf{I} = identity matrix N by N ; N = จำนวน element ของ

สายอากาศแถวลำดับ

การคำนวณ RLSCMA : $n = 1, 2, 3, \dots$

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{x}(n)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{x}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n)}$$

$$\xi(n) = \frac{y(n)}{|y(n)|} - \mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{x}(n) \quad \text{โดยใช้} \quad \xi(1) = \frac{y(1)}{|y(1)|}$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) - \mathbf{k}(n)\xi^*(n)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{P}(n-1)$$

ข้อดี (เมื่อเทียบกับ LSCMA)

- ความซับซ้อนต่อการกระทำซ้ำน้อยกว่า LSCMA $\approx O(N^2)$
- ไม่ต้องการทำ inverse ของ input data matrix

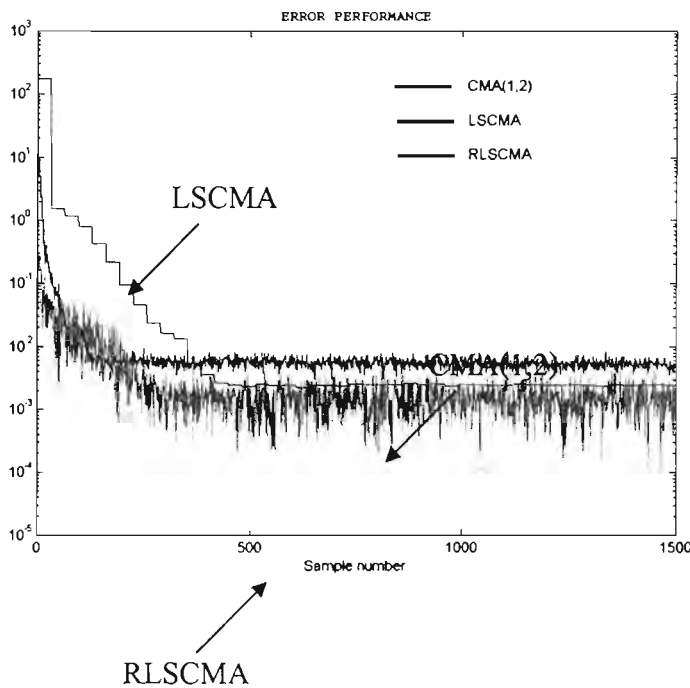
ข้อเสีย (เมื่อเทียบกับ LSCMA)

- ใช้จำนวนของการกระทำซ้ำเท่ากับจำนวน snapshot ที่ต้องเพื่อให้อัลกอริทึมเข้าสู่ค่าตอบ ในขณะที่ LSCMA ใช้จำนวนครั้งของการกระทำซ้ำที่น้อยกว่า RLSCMA ที่ snapshot sample ที่เท่ากัน

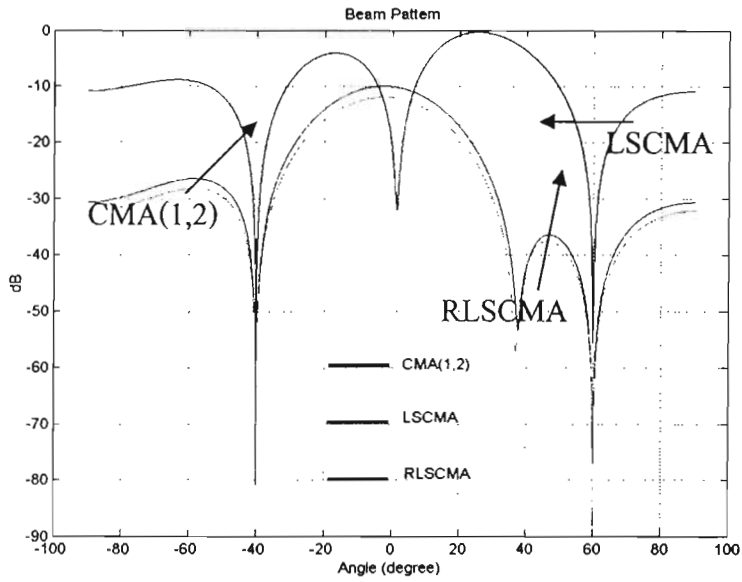
ผลการทดลอง

ในการทดลอง เราจะกำหนดให้ ใช้ Uniform Linear Array

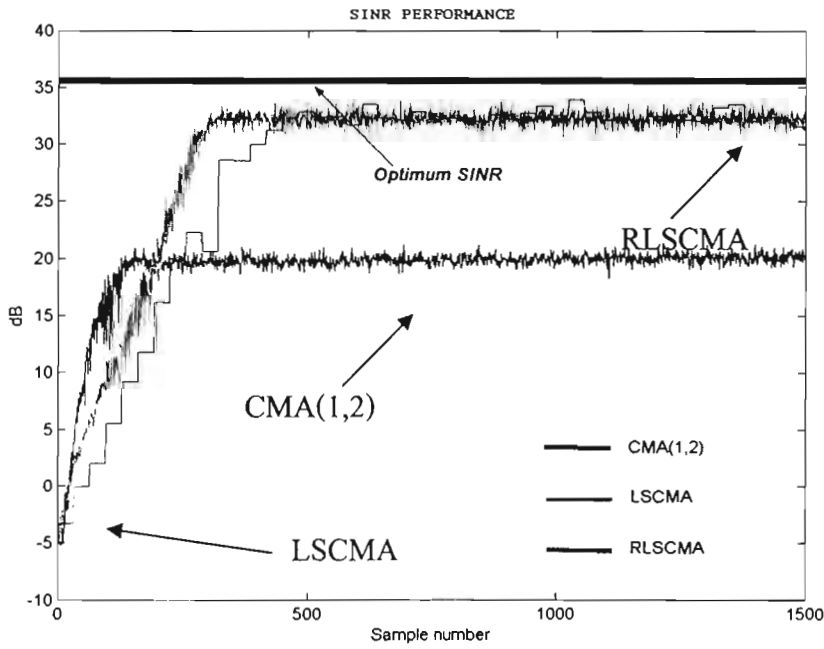
- จำนวน element ของสายอากาศแถวลำดับ = 4
- จำนวนสัญญาณที่เข้ามาขงสายอากาศแถวลำดับ = 3
- ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการ = 0°
- ทิศทางของสัญญาณแทรกสอด = 60° และ -40°
- SNR = 30dB
- SIR = 0dB
- AWGN ที่มีค่าเฉลี่ย = 0 และ กำลัง = 0.01
- $\lambda = 0.95$ (for RLSCMA)
- $P(0) = \frac{1}{0.001\sigma_s^2} \mathbf{I}$; for RLSCMA
- Snapshot sample = 3200
- 32 snapshot sample ต่อ input data matrix



รูปที่ 5 การเปรียบเทียบ
Error performance



รูปที่ 6 การเปรียบเทียบ Beam pattern ที่ได้



รูปที่ 7 การเปรียบเทียบค่าของ SINR

1.3) การปรับปรุงอัตราการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบบอด (Improved Convergence Rate of Constant Modulus Algorithms)

Orthogonalized Constant Modulus Algorithm

- จากข้อเสียที่ว่า CMA มีอัตราการลู่เข้าช้า และ μ ที่เลือกใช้ได้อยู่ในช่วงที่จำกัดเพื่อให้ อัลกอริทึมทำงานอย่างเสถียร ทำให้เกิด modified version ของ CMA ที่มี convergence performance ดีกว่า CMA แบบเดิม มีชื่อว่า Orthogonalized Constant Modulus Algorithm (OCMA) ซึ่งได้จากการ เพิ่ม updating term ของ CMA แบบเดิมด้วย inverse ของ autocorrelation matrix ของข้อมูลขาเข้า ผลที่ได้คือทำให้ข้อมูลขาเข้ากลายเป็นสัญญาณแบบสุ่ม อธิบายเป็นสมการได้ดังนี้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{R}^{-1}(n+1) \mathbf{x}(n) e^*(n),$$

$$\mathbf{R}^{-1}(n+1) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(n)}{1-\alpha} - \frac{1}{1-\alpha} \left[\frac{\alpha \mathbf{R}^{-1}(n) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}^{-1}(n)}{(1-\alpha) + \alpha \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}^{-1}(n) \mathbf{x}(n)} \right]$$

โดยที่

$$\text{OCMA}_{1,1}: e(n) = \frac{y(n)}{|y(n)|} \text{sgn}(|y(n)| - \xi)$$

$$\text{OCMA}_{1,2}: e(n) = 2 \frac{y(n)}{|y(n)|} (|y(n)| - \xi)$$

$$\text{OCMA}_{2,1}: e(n) = 2y(n) \text{sgn}(|y(n)|^2 - \xi^2)$$

$$\text{OCMA}_{2,2}: e(n) = 4y(n)(|y(n)|^2 - \xi^2)$$

Normalized and Orthogonalized Constant Modulus Algorithm

- แม้ว่า OCMA จะลดจำนวน iteration ที่ต้องใช้ลงไปได้มากโดยความซับซ้อนในการคำนวณเพิ่มเพียงเล็กน้อย แต่ก็ยังมีข้อเสียตรงที่ μ ที่เลือกใช้ได้ยังคงต้องอยู่ในช่วงที่จำกัดซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะทางสถิติของข้อมูลขาเข้า ดังนั้นจึงได้มีการทำให้ค่า μ เหมาะที่สุด (หมายถึง ทำให้ cost function มีค่าน้อยที่สุด) ในแต่ละ iteration ซึ่งพบว่า OCMA ทั้ง 4 แบบ ให้ค่า μ เหมาะที่สุดแตกต่างกันไป แต่เมื่อนำไปแทนลงในสมการ update ค่า weight จะให้ผลออกมาเป็นสมการเดียวกันซึ่งแสดงได้ดังนี้

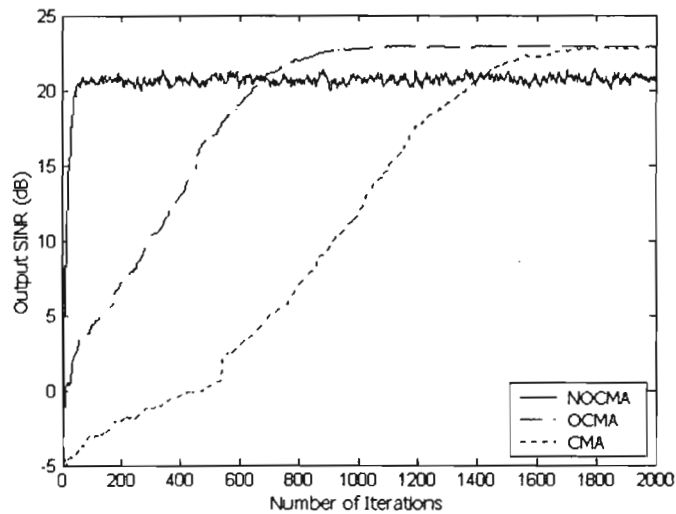
$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{y^*(n)(|y(n)| - \xi)}{|y(n)| \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}^{-1}(n+1) \mathbf{x}(n)} \mathbf{R}^{-1}(n+1) \mathbf{x}(n).$$

ผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่าง CMA, OCMA และ NOCMA

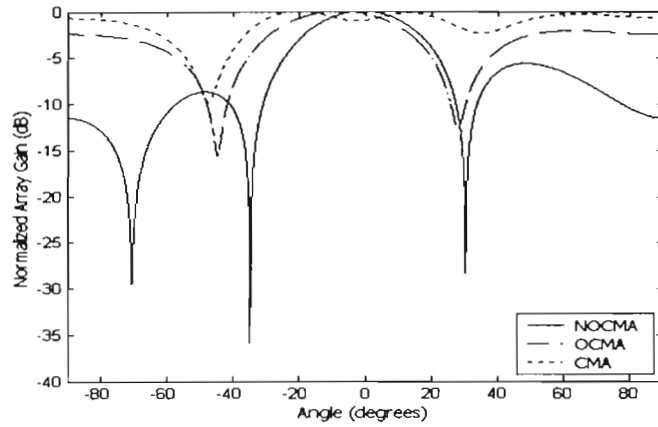
ในการทดลองเราจะกำหนดให้ ใช้ Uniform Linear Array

- จำนวน element ของสายอากาศแถวลำดับ = 4

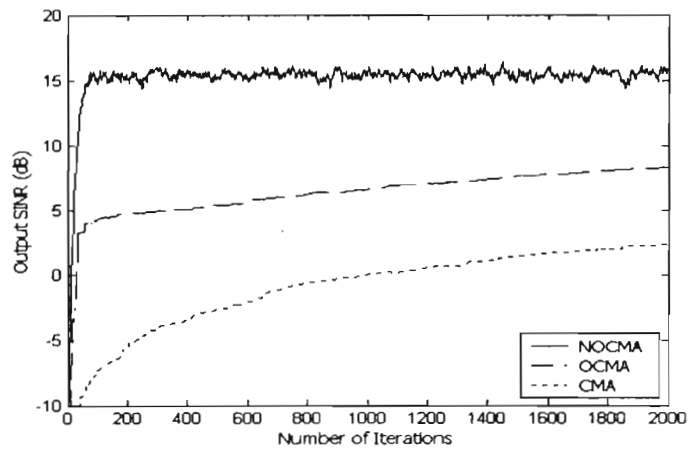
- จำนวนสัญญาณที่เข้ามายังสายอากาศแถวลำดับ = 4
- ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการ = 0°
- ทิศทางของสัญญาณแทรกสอด = -70° , -35° และ 30°
- SNR = 20 dB (กรณี moderate interference) , SNR = 15 dB (กรณี strong interference)
- SIR = 20 dB (กรณี moderate interference) , SIR = 35 dB (กรณี strong interference)
- AWGN ที่มีค่าเฉลี่ย = 0 และ กำลัง = 0.01
- $\alpha = 0.01$
- $P(0) = \frac{1}{0.001\sigma_s^2} \mathbf{I}$
- Snapshot sample = 2000



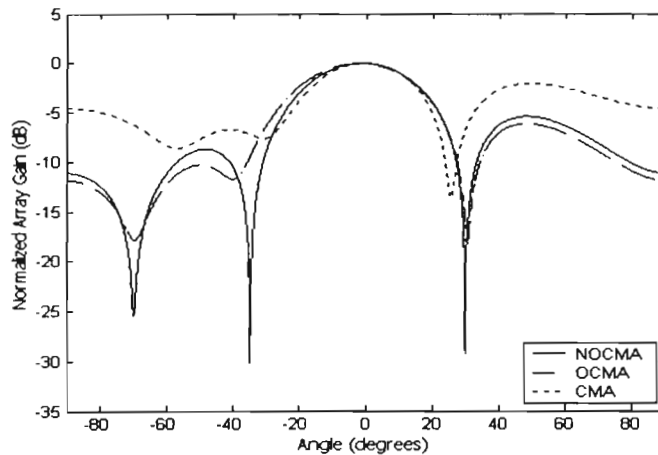
- μ ที่ใช้เป็นค่าที่ทำให้เกิดการลู่เข้าเร็วที่สุดโดยที่ยังคงมีเสถียรภาพ รูปที่ 8 convergence curve ในกรณี moderate interference



รูปที่ 9 array pattern หลังจากผ่านไป 60 iterations ในกรณี moderate interference



รูปที่ 10 convergence curve ในกรณี strong interference



รูปที่ 11 array pattern หลังจากผ่านไป 60 iterations ในกรณี strong interference

- จากผลการทดลองในกรณี moderate interference พบว่า NOCMA ทุ่มเข้าเร็วกว่า OCMA ประมาณ 15 เท่า และเร็วกว่า CMA ประมาณ 30 เท่า สังเกตได้จากกราฟของ SINR performance จะเห็นว่าค่า SINR ของ CMA และ OCMA จะต่ำกว่าค่าของ SINR ของ NOCMA มาก หลังจากผ่านไป 60 iterations และ main lobe ของ CMA และ OCMA ยังไม่ชี้ไปในทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการ
- จากผลการทดลองในกรณี strong interference พบว่า SINR performance ของ NOCMA ดีกว่า OCMA และ CMA อย่างชัดเจน ซึ่งแสดงให้เห็นว่า NOCMA เป็นทางเลือกที่เหมาะสมอย่างยิ่งในกรณีนี้

1.4) การก่อรูปลำคลื่นแบบเหมาะสมที่สุดทางสถิติ (Optimum Beamforming)

ค่าถ่วงน้ำหนักในวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบเหมาะสมที่สุดทางสถิตินั้นอยู่บนพื้นฐานของค่าทางสถิติของข้อมูลที่รับได้โดยสายอากาศแถวลำดับ โดยจุดมุ่งหมายของการก่อรูปลำคลื่นให้ผลตอบสนองสัญญาณของตัวก่อรูปลำคลื่นแบบเหมาะสมที่สุดนั้นสามารถกล่าวอย่างกว้างๆ คือการทำให้เอาต์พุตที่ต้องการได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน และสัญญาณแทรกสอดน้อยที่สุด ซึ่งในแต่ละวิธีก็จะเลือกใช้เกณฑ์สำหรับการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักต่างกัน ในตารางที่ 1 แสดงให้เห็นถึงข้อดี ข้อด้อย รวมถึงความแตกต่างของเกณฑ์ที่ใช้หาค่าถ่วงน้ำหนักในตัวก่อรูปลำคลื่นแบบต่างๆ

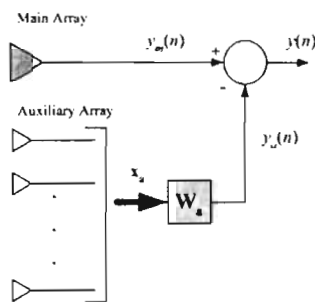
1.4.1. Multiple Sidelobe Canceller (MSC)

การก่อรูปลำคลื่นแบบ MSC ประกอบด้วยชุดสายอากาศ 2 ชุดคือ สายอากาศชุดหลัก (Main Array) และสายอากาศชุดเสริม (Auxiliary Array) แสดงดังรูปที่ 12 โดยสายอากาศชุดหลักมักจะเป็น

สายอากาศเดี่ยวที่มีอัตราขยายสูง หรือเป็นตัวก่อรูปลำแบบไม่ขึ้นกับข้อมูลที่มีผลตอบสนองสัญญาณสูงสุดในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดนั้นเราจะสมมุติเข้ามาในทิศทางต่างๆ ที่ พูข้างของสายอากาศชุดหลัก ส่วนสายอากาศชุดเสริมกำหนดให้รับได้เฉพาะสัญญาณแทรกสอด [8] หน้าที่หลักของค่าถ่วงน้ำหนักของสายอากาศชุดเสริมคือกำจัดการแทรกสอดที่เกิดขึ้นในสายอากาศชุดหลัก โดยทั่วไปแล้วระบบนี้ต้องการให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณแทรกสอดเป็นศูนย์ทั้งหมดแต่ในความเป็นจริงนั้น ไม่สามารถทำได้ ดังนั้นจึงกำหนดเกณฑ์การเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับที่ต้องการ โดยการใช้อนุพันธ์ค่าคาดคะเนของพลังงานรวมต่ำที่สุด (Expected value of the total output power criteria) การเลือกค่าถ่วงน้ำหนักวิธีนี้อาจมีผลทำให้สัญญาณที่ต้องการถูกกำจัดไป ด้วยเพราะเป็นการทำให้พลังงานรวมของทั้งสัญญาณที่เราต้องการกับสัญญาณแทรกสอดลดลง

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบวิธีการก่อรูปลำคลื่น

วิธี	MSC	Max SNR	LCMV
เกณฑ์	$\min_{\mathbf{w}_a} E \left[y_m - \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}_a ^2 \right]$	$\max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_n \mathbf{w}}$	$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \text{ s.t. } \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f}$
ค่าถ่วงน้ำหนัก	$\mathbf{w}_a = \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{d}_{ma}$	$\mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{w} = \lambda_{\max} \mathbf{w}$	$\mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C} [\mathbf{C}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{f}$
ข้อดี	ไม่ซับซ้อน	ได้ค่า SNR ที่สูงที่สุดจริง	มีความยืดหยุ่นสูง (flexible)
ข้อด้อย	ชุดสายอากาศเสริมต้องไม่มี ข้อมูลของสัญญาณที่ต้องการ อยู่	ต้องรู้ค่า \mathbf{R}_s และ \mathbf{R}_n	ต้องคำนวณค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก จากข้อกำหนด (constraints)



รูปที่ 12 โครงสร้างของ MSC

1.4.2. Linearly Constrained Minimum Variance Beamforming (LCMV) [7]

การแก้ปัญหาที่เหมาะสมที่สุดคือการหาค่าสูงสุด หรือค่าต่ำสุดของฟังก์ชันที่สนใจ การแก้ปัญหาค่าเหมาะสมโดยทั่วไปนั้นอาจจะมีการกำหนดเงื่อนไขเพิ่มขึ้นเพื่อให้คำตอบที่ต้องการนั้นสอดคล้องกับเงื่อนไขบางประการที่เราต้องการ ดังเช่นในการก่อรูปลำคลื่นแบบค่าเหมาะสมที่สุดทางสถิตินั้นมีจุดมุ่งหมายที่จะทำให้ค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยต่ำสุด โดยมีเงื่อนไขที่จะรักษาผลตอบสนองสัญญาณที่ต้องการไว้ วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหาค่าเหมาะสมที่มีเงื่อนไขบังคับนี้คือตัวคูณลากรองจ์ (Method of Lagrange multipliers) [8] ซึ่งจะได้ผลเฉลยดังนี้

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{ภายใต้เงื่อนไขบังคับที่ให้} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\phi_1) = f$$

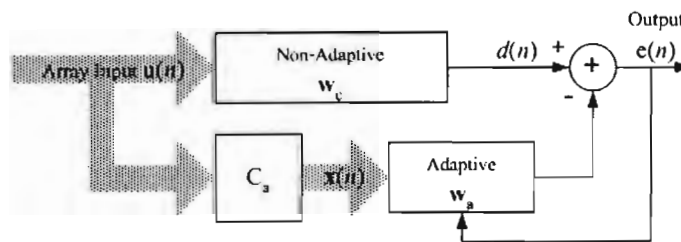
$$\mathbf{w}_{opt} = \frac{f^* \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}(\phi_1)}{\mathbf{s}^H(\phi_1) \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}(\phi_1)} \quad (1.4.1)$$

ผลเฉลยที่ได้นี้ก็ต่อผลเฉลยของวิธี LCMV ที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับเชิงเส้นเพียงเงื่อนไขเดียว (single linear constraint) ในกรณีที่ต้องการที่ทำการก่อรูปลำคลื่นที่สามารถที่จะรักษาผลตอบสนองสัญญาณที่ต้องการ และควบคุมทิศทางลึไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดนั้นสามารถทำได้โดยการกำหนดเงื่อนไขบังคับหลายเงื่อนไข (multiple linear constraints) ที่จะมีจำนวนเงื่อนไข (L) ขึ้นอยู่กับจำนวนขององค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ($L < M$) โดยมีผลเฉลยคือ

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{ภายใต้เงื่อนไขบังคับที่ให้} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f}$$

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C} [\mathbf{C}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{f} \quad (1.4.2)$$

เมตริกซ์ \mathbf{C} คือ เมตริกซ์เงื่อนไขบังคับที่ประกอบด้วยเวกเตอร์ควบคุมทิศทางของสัญญาณที่สนใจ และเวกเตอร์ควบคุมทิศทางของสัญญาณรบกวนที่ต้องการกำจัดทิ้ง ส่วนเวกเตอร์ \mathbf{f} คือเวกเตอร์อัตราขยายเฉพาะส่วนของสัญญาณที่สนใจ และจะเป็นศูนย์ในส่วนของสัญญาณที่ไม่ต้องการ หากพิจารณาปัญหาข้างต้นในรูปแบบ



รูปที่ 13 โครงสร้างของส่วนจัดพู่ขางที่วางนัยทั่วไป

ของปริภูมิย่อยตั้งฉากของเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับโดยแยกเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักออกเป็นสององค์ประกอบที่ตั้งฉากกันดังนี้

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_c + \mathbf{v} \quad (1.4.3)$$

โดยที่ \mathbf{w}_c สร้างได้จากปริภูมิของเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ และ \mathbf{v} จะตั้งฉากกับปริภูมิของเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ กำหนดให้เมตริกซ์โปรเจกชัน (projection matrices) คือ

$$\mathbf{P}_c = \mathbf{C}[\mathbf{C}^H \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^H \quad (\text{range of } \mathbf{C}) \quad (1.4.4)$$

และ

$$\mathbf{P}_{c_a} = \mathbf{I} - \mathbf{P}_c \quad (\text{null space of } \mathbf{C}) \quad (1.4.5)$$

ดังนั้นจะได้

$$\mathbf{w}_c = \mathbf{P}_c \mathbf{w} \quad (1.4.6)$$

และ

$$\mathbf{v} = \mathbf{P}_{c_a} \mathbf{w} \quad (1.4.7)$$

จากสมการที่ (1.4.1.7) และเงื่อนไขบังคับในสมการที่ (1.4.1.2) จะได้

$$\mathbf{C}^H \mathbf{v} = \mathbf{0} \quad (1.4.8)$$

จากสมการที่ (1.4.1.8) จะเห็นได้ว่า \mathbf{v} นั้นไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขบังคับ ซึ่งเราสามารถนำคุณสมบัตินี้ไปใช้ในวิธีการขจัดพู่ที่วางนัยทั่วไป

1.4.2. ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป (Generalized Sidelobe Canceller: GSC) [9]

ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปนี้เป็นการประมวลผลสัญญาณของสายอากาศแถวลำดับวิธีหนึ่งที่พัฒนามาจากวิธี MSC ที่แบ่งสายอากาศแถวลำดับออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนสายอากาศแถวลำดับหลักและส่วนสายอากาศแถวลำดับเสริมใช้ในการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาทางทิศทางที่เป็นพู่ข้างของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับหลัก แต่ในการขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่มีโครงสร้างดังที่แสดงในรูปที่ 13 นั้นจะไม่มีส่วนของสายอากาศแถวลำดับหลักแต่จะใช้ทิศทางสัญญาณประมาณจากขั้นตอนการตรวจหาสัญญาณ นำมาหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (\mathbf{w}_c) ที่ให้แบบรูปการแผ่

พลังงานหลักตอบสนองตามสัญญาณที่สนใจ ส่วนเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้ (\mathbf{w}_a) ทำหน้าที่ขจัดหรือลดสัญญาณอื่นๆ ที่ไม่ใช่สัญญาณที่สนใจที่ปรากฏในเอาต์พุต เนื่องจากทั้งสองส่วนมีอินพุตเหมือนกันดังนั้นจึงต้องหลีกเลี่ยงการขจัดหรือลดสัญญาณที่สนใจออกไปโดยใช้หลักการของการตั้งฉากในหัวข้อก่อนหน้า จากรูปที่ 13 เมตริกซ์ \mathbf{C}_a เป็นเมตริกซ์ที่ตั้งฉากกับ เมตริกซ์ \mathbf{C} และต้องมีคุณสมบัติดังนี้

$$\mathbf{C}^H \mathbf{C}_a = \mathbf{0} \quad (1.4.9)$$

และ
$$\mathbf{C}_a \mathbf{w}_a = \mathbf{v} \quad (1.4.10)$$

จากสมการที่ (1.4.3), (1.4.8), (1.4.9) และ (1.4.10) และ จะได้

$$\mathbf{C}^H \mathbf{w}_c = \mathbf{f} \quad (1.4.11)$$

จากสมการที่ (1.4.2) และ (1.4.6) จะได้

$$\mathbf{w}_c = \mathbf{C}[\mathbf{C}^H \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{f} \quad (1.4.12)$$

เมตริกซ์ \mathbf{C}_a จะทำหน้าที่เหมือนฟิลเตอร์ที่กรองเอาสัญญาณส่วนที่สนใจออกไปเท่านั้น ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณที่ออกจากส่วนปรับค่าได้ไปลบกับ สัญญาณส่วนที่ออกจากส่วนไม่ปรับค่า และจากสมการที่ (1.4.11) แสดงให้เห็นว่าการปรับตัวของเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้ไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขบังคับ และจากสมการที่ (1.4.12) จะเห็นได้ว่า \mathbf{w}_c นั้นไม่ขึ้นอยู่กับค่าของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุตจึงทำให้ได้หา \mathbf{w}_c ได้โดยตรงจากเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ ดังนั้นการก่อรูปลำดับแบบใช้วิธีการทำให้เหมาะสมที่สุดแบบมีเงื่อนไขบังคับจึงสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในวิธีการขจัดพู่ซังที่วางนัยทั่วไปได้

1.4.4. อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สำหรับการก่อรูปลำดับ

การก่อรูปลำดับแบบใช้วิธีการทำให้เหมาะสมที่สุดแบบมีเงื่อนไขบังคับสามารถที่จะนำอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้วิธีการต่าง ๆ เช่น LMS หรือ RLS มาใช้ร่วมกันกับวิธีการขจัดพู่ซังทั่วไป โดยอัลกอริทึม LMS เป็นอัลกอริทึมเบื้องต้นที่มีอัตราการลู่เข้าช้าแต่ด้วยข้อได้เปรียบคือเป็นอัลกอริทึมที่มีความซับซ้อนน้อยง่ายการคำนวณจึงเป็นที่นิยมนำมาใช้ พิจารณาโครงสร้างของ GCS จากรูปที่ 13

เราสามารถนำอัลกอริทึม LMS มาประยุกต์ใช้ในส่วนปรับค่าได้ จาก [8] จะได้สมการเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักรวมนดังนี้

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}_c - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a(n) \quad (1.4.13)$$

และสมการความผิดพลาดแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} e(n) &= \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(n) \\ &= \mathbf{w}_c^H \mathbf{u}(n) - \mathbf{w}_a^H(n) \mathbf{C}_a^H \mathbf{u}(n) \\ &= d(n) - \mathbf{w}_a^H(n) \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (1.4.14)$$

จากสมการที่ (1.4.14), ทฤษฎี Wiener filter และวิธี Steepest-Descent จะได้สมการปรับค่าถ่วงน้ำหนักในอัลกอริทึม LMS คือ

$$\mathbf{w}_a(n+1) = \mathbf{w}_a(n) - \mu \mathbf{x}(n) e^*(n) \quad (1.4.15)$$

โดยที่ $d(n)$ คือ ผลตอบสนองพึงประสงค์ (desired response)
 μ คือ พารามิเตอร์ช่วงก้าว (step-size parameter)

การปรับปรุงวิธี GSC ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยการปรับพารามิเตอร์ช่วงก้าวแบบพลวัต [5] ตามสมการดังนี้

$$\mu(n+1) = \alpha \mu(n) + \gamma e^2(n) \quad (1.4.16)$$

โดยที่ $0 < \alpha < 1$, $\gamma > 0$, $0 < \beta < 1$ ค่าของ step size จะถูกกำหนดให้อยู่ในช่วงระหว่าง μ_{\max} และ μ_{\min} คือถ้าค่าสูงกว่า μ_{\max} จะกำหนดให้พารามิเตอร์ช่วงก้าวมีค่าเท่ากับ μ_{\max} และถ้าค่าต่ำกว่า μ_{\min} จะกำหนดให้พารามิเตอร์ช่วงก้าว มีค่าเท่ากับ μ_{\min} ซึ่งค่าเรากำหนด μ_{\max} ให้ใกล้เคียงกับค่าที่ทำให้ความเร็วในการลู่เข้ามากที่สุดจากวิธี LMS ส่วนค่า μ_{\min} นั้นกำหนดจากความสามารถในการปรับค่าประสิทธิภาพของระเบียบวิธีคิด และระดับความคลาดเคลื่อนจากค่าจริง มากน้อยแค่ไหน ตัวแปร γ เป็นตัวควบคุมเวลาในการลู่เข้าให้เหมาะสมกับระดับความคลาดเคลื่อน การที่พารามิเตอร์ช่วงก้าวสามารถปรับค่าไปตามสัญญาณที่เข้ามาในการคิดแต่ละรอบดีกว่าการกำหนดพารามิเตอร์ช่วงก้าวให้เป็นค่าคงที่ เหตุผลที่ทำให้ดีกว่าคือในช่วงแรกของการปรับค่าในกระบวนการทำงานจะมีค่าความคลาดเคลื่อนที่มีขนาดใหญ่มีผลทำให้พารามิเตอร์ช่วงก้าวมีค่ามากขึ้น นั่นคือ

ความเร็วในการลู่เข้าก็จะเพิ่มขึ้นด้วย และค่าความคลาดเคลื่อนก็จะลดลงซึ่งส่งผลให้พารามิเตอร์ช่วง
ก้าวลดลงทำให้ฟิลเตอร์ปรับตัวเข้าใกล้ค่าจริงมากขึ้นด้วย

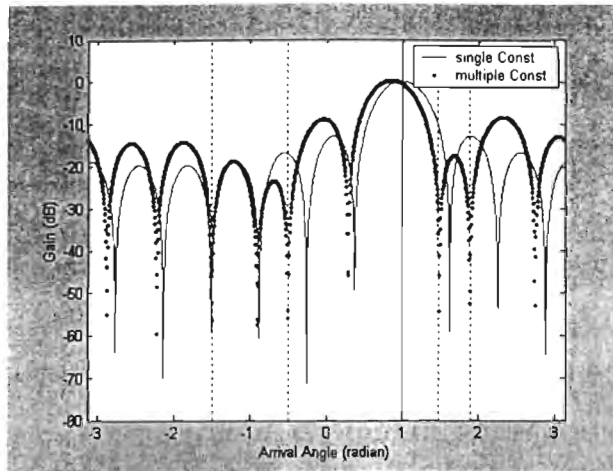
ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบอัลกอริทึม LMS และ RLS ในการก่อรูปลำคลื่น

อัลกอริทึม	LMS	RLS
ค่าเริ่มต้น (Initialization)	$\mathbf{w}(0) = 0$ $y(0) = y_d(0)$ $0 < \mu < \frac{1}{\text{trace}[\mathbf{R}_x]}$	$\mathbf{w}(0) = 0$ $\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$ δ มีค่าน้อยๆ
สมการปรับ ให้ทันการ (Update Equations)	$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) y^*(n)$ $y(n) = y_d(n) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n)$	$\mathbf{v}(n+1) = \mathbf{P}(n) \mathbf{x}(n+1)$ $\mathbf{k}(n+1) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{v}(n+1)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(n+1) \mathbf{v}(n+1)}$ $\alpha(n+1) = y_d(n+1) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n+1)$ $\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mathbf{k}(n+1) \alpha^*(n+1)$ $\mathbf{P}(n+1) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n+1) \mathbf{v}^H(n+1)$

ผลการศึกษาเบื้องต้น

การทดลองที่ 1 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบระหว่างวิธี LCMV แบบเงื่อนไขเดียว และแบบ
หลายเงื่อนไข

การทดลองที่ 1 ใช้สายอากาศแถวลำดับ 10 องค์ประกอบ ที่มีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบมี
ค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น และเท่ากันทุกช่วง ทำการทดลองหาค่าผลตอบสนองของเวกเตอร์
ค่าถ่วงน้ำหนักจากวิธี LCMV แบบเงื่อนไขเดียว และแบบหลายเงื่อนไข โดยกำหนดให้ทิศทางของ
สัญญาณที่สนใจ $\phi_1 = 1$ เรเดียน มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาจากสี่ทิศทางคือ $\phi_2 = 1.5$ เรเดียน
 $\phi_3 = 1.9$ เรเดียน $\phi_4 = -0.5$ เรเดียน และ $\phi_5 = -1.5$ เรเดียน

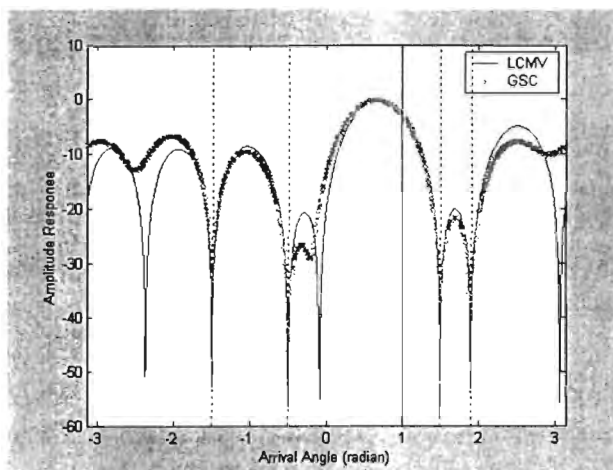


รูปที่ 14 เปรียบเทียบผลตอบสนองของวิธี LCMV แบบเงื่อนไขเดียว และแบบหลายเงื่อนไข

รูปที่ 14 แสดงถึงผลที่ได้จากการทดลองทั้งสองวิธีเปรียบเทียบกัน จะพบว่าผลที่ได้จากวิธี LCMV แบบหลายเงื่อนไข จะสามารถลดผลตอบสนองในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ แต่ก็มีผลทำให้ผลตอบสนองในทิศทางของสัญญาณที่สนใจคลาดเคลื่อนไปด้วย (-0.3 เรเดียน)

การทดลองที่ 2 เปรียบเทียบผลตอบสนองระบบระหว่างวิธี LCMV และ วิธี GSC

การทดลองที่ 2 ใช้สายอากาศแถวลำดับ 8 องค์ประกอบ ที่มีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น และเท่ากันทุกช่วง ทำการทดลองหาค่าผลตอบสนองระบบระหว่างวิธี LCMV และ วิธี GSC โดยกำหนดให้ทิศทางของสัญญาณที่สนใจ $\phi_1 = 1$ เรเดียน มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาจากสี่ทิศทางคือ $\phi_2 = 1.5$ เรเดียน $\phi_3 = 1.9$ เรเดียน $\phi_4 = -0.5$ เรเดียน และ $\phi_5 = -1.5$ เรเดียน และ $\mu = 0.005$

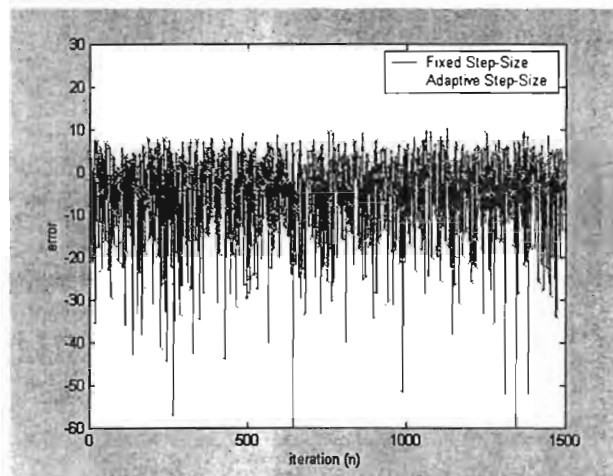


รูปที่ 15 เปรียบเทียบผลตอบสนองระบบระหว่างวิธี LCMV และ วิธี GSC

รูปที่ 15 แสดงถึงผลที่ได้จากการทดลองทั้งสองวิธีเปรียบเทียบกัน จะพบว่าผลที่ได้จากวิธี GSC สามารถลดขนาดของพู่ข้างได้แต่ก็ส่งผลให้พู่ที่อยู่ถัดออกไปมีค่าสูงขึ้น

การทดลองที่ 3 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบระหว่างวิธี GSC แบบปกติ และแบบปรับพารามิเตอร์ ช่วงก้าวแบบพลวัต

การทดลองที่ 3 ใช้สายอากาศแถวลำดับ 8 องค์กระกอบ ที่มีระยะห่างระหว่างองค์กระกอบมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น และเท่ากันทุกช่วง ทำการทดลองหาค่าผลตอบสนองของระบบระหว่างวิธี GSC แบบปกติ และแบบปรับพารามิเตอร์ช่วงก้าวแบบพลวัตโดยกำหนดให้ทิศทางของสัญญาณที่สนใจ $\phi_1 = 1$ เรเดียน มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาจากสี่ทิศทางคือ $\phi_2 = 2.5$ เรเดียน $\phi_3 = 2$ เรเดียน $\phi_4 = -0.5$ เรเดียน และ $\phi_5 = -1.5$ เรเดียน



รูปที่ 16 ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างวิธี GSC แบบปกติ และแบบปรับพารามิเตอร์ช่วงก้าวแบบพลวัต

รูปที่ 16 แสดงถึงผลที่ได้จากการทดลองทั้งสองวิธีเปรียบเทียบกัน จะพบว่าผลที่ได้จากวิธี GSC แบบปรับพารามิเตอร์ช่วงก้าวแบบพลวัตยังไม่สามารถลดค่าความคลาดเคลื่อนได้ดีกว่าแบบปกติ ซึ่งอาจเป็นผลมาจากการเลือกค่าความคลาดเคลื่อนที่ใช้ในการปรับพารามิเตอร์ช่วงก้าวในสมการที่ (3-4) ไม่มีความสัมพันธ์กับการลดลงของค่าคลาดเคลื่อน

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะหาพารามิเตอร์ที่มีความสัมพันธ์ในการลดค่าคลาดเคลื่อนของการก่อรูป
ลำคลื่นแบบปรับตัววิธีการทำให้เหมาะสมที่สุดแบบมีเงื่อนไขบังคับโดยใช้อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสอง
น้อยที่สุดแบบช่วงก้าวพลวัตที่ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] M. Chryssomallis, "Smart Antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 3, pp.129-136, June 2000.
- [2] H. Cox, R. M. Zeskind, and Mark. M. Owen, "Robust Adaptive Beamforming," *IEEE ASSP Magazine*, vol. ASSP-35, no. 10, pp. 1365-1376, Oct. 1987.
- [3] Barry D. Van Veen, and Kevin M. Buckley, "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering," *IEEE ASSP Magazine*, pp. 4-24, April 1988.
- [4] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd ed. Prentice-Hall, New Jersey, 1989.
- [5] S. P. Applebaum and D. J. Chapman, "Adaptive Array With Main Beam Constraints," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-24, pp. 650-662, Sep. 1976.
- [6] R. Monzingo and T. Miller, *Introduction To Adaptive Arrays*, Wiley and Sons, New York, 1980.
- [7] O. L. Frost, "An Algorithm For Linearly Constrained Adaptive Array Processing," *Proc. IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- [9] L. J. Griffiths and C.W. Jim, "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-30, no. 1, pp.27-34, Jan. 1982.

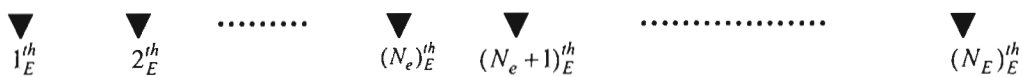
แผนงานที่ 2 การประมาณทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ (Direction of Arrival Estimation for Mobile Communication)

2.1 การศึกษาเปรียบเทียบเทคนิคที่ช่วยปรับปรุงระเบียบวิธีการหาทิศทางสัญญาณที่เข้ามาของสายอากาศชุดลำดับ:

2.1.1 การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ

ตัวอย่าง การทำให้สัญญาณราบเรียบทางปริภูมิที่สำคัญได้แก่

- การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น [2]
(forward-only spatial smoothing:FOSS)
- การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยน [3]
(forward-exchange spatial smoothing:FESS)
- การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับ [4]
(forward-backward spatial smoothing:FBSS)



รูปที่ 18 การจัดแบ่งสายอากาศชุดลำดับออกเป็นสายอากาศชุดลำดับย่อยเมื่อแบ่งสายอากาศชุดลำดับที่มีสายอากาศองค์ประกอบทั้งสิ้น N_E สายอากาศองค์ประกอบ ออกเป็นสายอากาศชุดลำดับย่อย N_{sa} ชุดลำดับย่อย ซึ่งแต่ละสายอากาศชุดลำดับย่อยประกอบด้วยสายอากาศองค์ประกอบ N_e องค์ประกอบ โดยจำนวนสายอากาศชุดลำดับย่อยสามารถหาได้จาก

$$N_{sa} = N_E - N_e + 1$$

และ N_e เป็นไปตามเงื่อนไขระดับความสามารถในการตรวจพบสัญญาณได้ของสายอากาศชุดลำดับย่อย

$$N_e \geq N_s + 1$$

สำหรับสายอากาศชุดลำดับเชิงเส้นที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศองค์ประกอบคงที่เท่ากับ d ถ้าให้สายอากาศอ้างอิงสำหรับมุมที่หาได้เป็นสายอากาศ 1^{th} และถูกจัดให้อยู่ที่จุดกำเนิดของระบบพิกัดทรงกลมจะได้

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\text{ULA}}(0,0) &= \bar{p}_{\text{ULA}}(\theta_{n_e}, \phi_{n_e}) \Big|_{\theta_{n_e}=0, \phi_{n_e}=0} \\ &= \left| \bar{p}(\theta_{n_e}, \phi_{n_e}) \right| (\bar{u}_x \cos \theta_{n_e} \cos \phi_{n_e} + \bar{u}_y \cos \theta_{n_e} \sin \phi_{n_e} + \bar{u}_z \sin \theta_{n_e}) \Big|_{\theta_{n_e}=0, \phi_{n_e}=0} \\ &= |(n_e - 1)d \bar{u}_x| (\bar{u}_x) \\ &= (n_e - 1)d \bar{u}_x \end{aligned}$$

ดังนั้นผลตอบของสายอากาศองค์ประกอบอันหนึ่งเนื่องจากมุมใดๆ จึงลดรูปต่อมาได้เป็น

$$\begin{aligned}
a(0,0) &= a(\theta_{n_s}, \phi_{n_s}) \Big|_{\theta_{n_s}=0, \phi_{n_s}=0} \\
&\cong e^{-j\bar{p}(0,0)\bar{k}(\theta_{n_s}, \phi_{n_s})} \\
&= e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n_s-1)d \cos\theta_{n_s} \cos\phi_{n_s}}
\end{aligned}$$

หากสัญญาณเข้ามาในแนวระนาบ xy เท่านั้นจะได้ว่า $\theta_{n_s} = 0$ ดังนั้น $a(0,0) \Big|_{\theta_{n_s}=0} \theta_{n_s} = 0$

$$a(0,0) \Big|_{\theta_{n_s}=0} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n_s-1)d \cos\phi_{n_s}}$$

สมมติฐาน 1

ให้สัญญาณรบกวนแบบสุ่มไม่มีความสัมพันธ์ทางสถิติต่อกันทั้งทางเวลาและปริภูมิ นั่นคือ

$$E[\mathbf{n}[n_t]\mathbf{n}^H[n'_t]] = \begin{cases} \mathbf{O}_{(n_s)} & ; n_t \neq n'_t \\ \sigma^2 \mathbf{I}_{(n_s)} & ; n_t = n'_t \end{cases}$$

และ

$$E[\mathbf{n}[n_t]\mathbf{n}^T[n'_t]] = \mathbf{O}_{(n_s)} ; \forall n_t, n'_t$$

สมมติฐาน 2

ให้สัญญาณรบกวนแบบสุ่มไม่มีความสัมพันธ์ทางสถิติทั้งทางเวลาและปริภูมิต่อสัญญาณที่ก้าวทางมานั้นคือ

$$E[\mathbf{s}[n_t]\mathbf{n}^H[n'_t]] = \mathbf{O}_{(N_s \times 2N_s)} ; \forall n'_t, n_t$$

และ

$$E[\mathbf{s}[n_t]\mathbf{n}^T[n'_t]] = \mathbf{O}_{(N_s \times 2N_s)} ; \forall n'_t, n_t$$

2.1.2 การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น

ให้สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศชุดลำดับย่อยที่หนึ่งซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศองค์ประกอบของ $\{1_E^{th}, 2_E^{th}, \dots, (N_e)^{th}_E\}$ จะได้

$$\mathbf{x}_{1_f}[n_t] \triangleq \begin{bmatrix} x_1[n_t] \\ x_2[n_t] \\ \vdots \\ x_{N_e}[n_t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\bar{p}(\theta_1, \phi_1)\bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_1, \phi_1)\bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ e^{-j\bar{p}(\theta_2, \phi_2)\bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_2, \phi_2)\bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{N_e}, \phi_{N_e})\bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_e}, \phi_{N_e})\bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[n_t] \\ \vdots \\ s_{N_s}[n_t] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1[n_t] \\ n_2[n_t] \\ \vdots \\ n_{N_e}[n_t] \end{bmatrix}$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\mathbf{x}_{1_f}[n_t] = \mathbf{A}_{1_f}(\theta, \phi)\mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{1_f}[n_t]$$

สำหรับสายอากาศชุดลำดับย่อยที่สองซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศองค์ประกอบของ

$\{2_E^{th}, 3_E^{th}, \dots, (N_e+1)^{th}_E\}$ จะได้

$$\mathbf{x}_{2_f}[n_t] \triangleq \begin{bmatrix} x_2[n_t] \\ x_3[n_t] \\ \vdots \\ x_{N_e+1}[n_t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\bar{p}(\theta_2, \phi_2) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_2, \phi_2) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ e^{-j\bar{p}(\theta_3, \phi_3) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_3, \phi_3) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{N_e+1}, \phi_{N_e+1}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_e+1}, \phi_{N_e+1}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[n_t] \\ \vdots \\ s_{N_s}[n_t] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_2[n_t] \\ n_3[n_t] \\ \vdots \\ n_{N_e+1}[n_t] \end{bmatrix}$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\mathbf{x}_{2_f}[n_t] = \mathbf{A}_{2_f}(\theta, \phi) \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{2_f}[n_t]$$

และสำหรับสายอากาศชุดลำดับย่อยใดๆซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศองค์ประกอบของ

$\{(n_{sa_f})_E^{\text{th}}, (n_{sa_f} + 1)_E^{\text{th}}, \dots, (n_{sa_f} + N_e - 1)_E^{\text{th}}\}$ จะได้

$$\mathbf{x}_{n_{sa_f}}[n_t] \triangleq \begin{bmatrix} x_{n_{sa_f}}[n_t] \\ x_{n_{sa_f}+1}[n_t] \\ \vdots \\ x_{n_{sa_f}+N_e-1}[n_t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\bar{p}(\theta_{n_{sa_f}}, \phi_{n_{sa_f}}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{n_{sa_f}}, \phi_{n_{sa_f}}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{n_{sa_f}+1}, \phi_{n_{sa_f}+1}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{n_{sa_f}+1}, \phi_{n_{sa_f}+1}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{n_{sa_f}+N_e-1}, \phi_{n_{sa_f}+N_e-1}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{n_{sa_f}+N_e-1}, \phi_{n_{sa_f}+N_e-1}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[n_t] \\ \vdots \\ s_{N_s}[n_t] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{n_{sa_f}}[n_t] \\ n_{n_{sa_f}+1}[n_t] \\ \vdots \\ n_{n_{sa_f}+N_e-1}[n_t] \end{bmatrix}$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\mathbf{x}_{n_{sa_f}}[n_t] = \mathbf{A}_{n_{sa_f}}(\theta, \phi) \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sa_f}}[n_t]$$

สายอากาศชุดลำดับเชิงเส้นที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศองค์ประกอบคงที่เท่ากับ d และสัญญาณ

ก้าวทางเข้ามาในแนวระนาบ xy เท่านั้น ดังนั้น ณ สายอากาศชุดลำดับย่อยใดๆ

$$\mathbf{A}_{n_{sa_f}}(\theta, \phi) \Big|_{\substack{\theta_{N_e}=0, \\ \phi_{N_e}=0, \\ \theta_{N_s}=0}} = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n_{sa_f}-1)d \cos \phi} & \dots & e^{-j(n_{sa_f}-1)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{-jn_{sa_f}kd \cos \phi} & \dots & e^{-jn_{sa_f}kd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(n_{sa_f}+N_e-2)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(n_{sa_f}+N_e-2)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-jkd \cos \phi} & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N_e-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_e-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j(n_{sa_f}-1)kd \cos \phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-j(n_{sa_f}-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-jkd \cos \phi} & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N_e-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_e-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-jkd \cos \phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix}^{n_{sa_f}-1}$$

หากนิยามเมตริกซ์ของการเลื่อนเฟสที่มีโครงสร้างตามแนวทแยง $\Phi_d \in \mathbf{C}^{N_s \times N_s}$ โดย

$$\Phi_d \triangleq \begin{bmatrix} e^{-jkd \cos \phi} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & e^{-jkd \cos \phi_2} & & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix}$$

สังเกตว่า Φ_d เป็นหนึ่งเดียว $\Phi_d^H \Phi_d = \Phi_d \Phi_d^H = \mathbf{I}_{(N_s)}$ ดังนั้น

$$\Phi_d^H = \Phi_d^{-1}$$

จะได้

$$\mathbf{x}_{n_{sdf}}[n_t] = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t]$$

พิจารณาเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \text{FSS}}(n_{sdf}) &\triangleq E \left[\mathbf{x}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{x}_{n_{sdf}}^H[n_t] \right] \\ &= E \left[\left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \right) \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \right)^H \right] \\ &= E \left[\left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \right) \left(\mathbf{s}^H[n_t] \left(\Phi_d^{n_{sdf}-1} \right)^H \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] \right) \right] \\ &= E \left[\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \left(\Phi_d^{n_{sdf}-1} \right)^H \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] + \right. \\ &\quad \left. \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \left(\Phi_d^{n_{sdf}-1} \right)^H \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] \right] \\ &= E \left[\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \Phi_d^{1-n_{sdf}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{s}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] + \right. \\ &\quad \left. \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \Phi_d^{1-n_{sdf}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] \right] \\ &= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} E \left[\mathbf{s}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \right] \Phi_d^{1-n_{sdf}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sdf}-1} E \left[\mathbf{s}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] \right] + \\ &\quad E \left[\mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \right] \Phi_d^{1-n_{sdf}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + E \left[\mathbf{n}_{n_{sdf}}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sdf}}^H[n_t] \right] \end{aligned}$$

จากสมมติฐาน 1 และ 2 พร้อมทั้งนิยามให้

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{ss}, \text{FSS}}(n_{sdf}) &\triangleq \Phi_d^{n_{sdf}-1} E \left[\mathbf{s}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \right] \Phi_d^{1-n_{sdf}} \in \mathbf{C}^{N_s \times N_s} \\ &= \Phi_d^{n_{sdf}-1} \mathbf{R}_{\mathbf{ss}} \Phi_d^{1-n_{sdf}} \end{aligned}$$

จะได้ว่า

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}, \text{FSS}}(n_{sdf}) = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{ss}, \text{FSS}}(n_{sdf}) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

หากรวมผลจากสายอากาศชุดลำดับทุกชุดลำดับย่อย เราจะได้



$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x};\text{FSS}} &\triangleq \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x};\text{FSS}}(n_{sa_f}) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s};\text{FSS}}(n_{sa_f}) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s};\text{FSS}}(n_{sa_f}) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) \right) + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s};\text{FSS}}(n_{sa_f}) \right) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned}$$

ถ้ากำหนดให้

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{s}\mathbf{s};\text{FSS}} \triangleq \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s};\text{FSS}}(n_{sa_f})$$

จะได้ให้เมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ที่ผ่านการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบกัวหน้าของสัญญาณเป็น

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x};\text{FSS}} = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{s}\mathbf{s};\text{FSS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

2.1.3 การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบกัวหน้าแลกเปลี่ยน

พิจารณาเมตริกซ์แลกเปลี่ยน \mathbf{I}'

$$\mathbf{I}' \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & 1 & & 0 \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

สังเกตว่า

$$\mathbf{I}'^T = \mathbf{I}$$

และ

$$(\mathbf{I}')^H = \mathbf{I}'$$

ถ้าเราคูณ $\mathbf{A}_{1_f}(\phi)$ ด้วย \mathbf{I}' ที่มีมิติสอดคล้องกัน จะได้

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}'\mathbf{A}_{1_f}(\phi) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-jkd \cos \phi} & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N_r-2)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_r-2)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{-j(N_r-2)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_r-2)kd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-jkd \cos \phi} & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{jkd \cos \phi} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{jkd \cos \phi_{N_s}} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j(N_r-2)kd \cos \phi} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_r-2)kd \cos \phi_{N_s}} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{j(N_r-1)kd \cos \phi} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{jkd \cos \phi} & \dots & e^{jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j(N_r-2)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_r-2)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{jkd \cos \phi} & \dots & e^{jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j(N_r-2)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_r-2)kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{j(N_r-1)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_r-1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} e^{-jkd \cos \phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix}^{N_r-1} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_r-1}
\end{aligned}$$

หากกำหนดให้

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x},\text{ESS}}(n_{sa_f}) \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{I}'\mathbf{R}_{\mathbf{x},\text{FSS}}(n_{sa_f})\mathbf{I}'$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\mathbf{xx},\text{ESS}}^*(n_{sa_f}) &= \left(\mathbf{I}' \mathbf{R}_{\mathbf{xx},\text{FSS}}(n_{sa_f}) \mathbf{I}' \right)^* \\
&= \mathbf{I}' \mathbf{R}_{\mathbf{xx},\text{FSS}}^*(n_{sa_f}) \mathbf{I}' \\
&= \mathbf{I}' \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sa_f}-1} \mathbf{R}_{\text{ss}} \left(\Phi_d^{n_{sa_f}-1} \right)^{\text{H}} \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{I}' \\
&= \left(\mathbf{I}' \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sa_f}-1} \mathbf{R}_{\text{ss}} \Phi_d^{1-n_{sa_f}} \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) \mathbf{I}' \right)^* + \sigma^2 \mathbf{I}' \mathbf{I}' \\
&= \left(\mathbf{I}' \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{n_{sa_f}-1} \mathbf{R}_{\text{ss}} \Phi_d^{1-n_{sa_f}} \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) (\mathbf{I}')^{\text{H}} \right)^* + \sigma^2 (\mathbf{I}' \mathbf{I}') \\
&= \left(\left(\mathbf{I}' \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \right) \Phi_d^{n_{sa_f}-1} (\phi) \mathbf{R}_{\text{ss}} \Phi_d^{1-n_{sa_f}} \left(\mathbf{I}' \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \right)^{\text{H}} \right)^* + \sigma^2 (\mathbf{I}' \mathbf{I}') \\
&= \left(\left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\epsilon-1} \right) \Phi_d^{n_{sa_f}-1} \mathbf{R}_{\text{ss}} \Phi_d^{1-n_{sa_f}} \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\epsilon-1} \right)^{\text{H}} \right)^* + \sigma^2 (\mathbf{I}' \mathbf{I}') \\
&= \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\epsilon+n_{sa_f}-2} \mathbf{R}_{\text{ss}} \Phi_d^{1-n_{sa_f}} \left(\Phi_d^{N_\epsilon-1} \right)^{\text{H}} \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \right)^{\text{H}} \right)^* + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\epsilon+n_{sa_f}-2} (\phi) \mathbf{R}_{\text{ss}} \Phi_d^{2-n_{sa_f}-N_\epsilon} \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \right)^{\text{H}} \right)^* + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \Phi_d^{2-n_{sa_f}-N_\epsilon} \mathbf{R}_{\text{ss}}^* \Phi_d^{N_\epsilon+n_{sa_f}-2} \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned}$$

จากสมมติฐาน 1 และ 2 สามารถกำหนดให้

$$\mathbf{R}_{\text{ss};\text{ESS}}^*(n_{sa_f}) \triangleq \Phi_d^{2-n_{sa_f}-N_\epsilon} \mathbf{R}_{\text{ss}}^* \Phi_d^{N_\epsilon+n_{sa_f}-2} \in \mathbf{C}^{N_s \times N_s}$$

จะได้

$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{ESS}}^* &\triangleq \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{xx};\text{ESS}}^*(n_{sa_f}) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\text{ss};\text{ESS}}^*(n_{sa_f}) \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\text{ss};\text{ESS}}^*(n_{sa_f}) \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) \right) + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\text{ss};\text{ESS}}^*(n_{sa_f}) \right) \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\text{ss};\text{ESS}}(n_{sa_f}) \right)^* \mathbf{A}_{1_f}^{\text{H}}(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned}$$

ถ้ากำหนดให้

$$\bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{ESS}} \triangleq \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\text{ss};\text{ESS}}(n_{sa_f})$$

จะได้ เมตริกซ์อัตราสัมพันธ์ที่ผ่านการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบแลกเปลี่ยนของสัญญาณเป็น

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{ESS}}^* = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{ESS}}^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

และนิยามให้เมตริกซ์อัตโนมัติที่ผ่านการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าแลกเปลี่ยนของสัญญาณเป็น

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{FESS}} &\triangleq \frac{1}{2}(\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{FSS}} + \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{ESS}}^*) \\ &= \frac{1}{2} \left(\left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{FSS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) + \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{ESS}}^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \right) \\ &= \frac{1}{2} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{FSS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{ESS}}^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) \right) + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{2} (\bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{FSS}} + \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{ESS}}^*) \right) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned}$$

ถ้ากำหนดให้

$$\bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{FESS}} \triangleq \frac{1}{2} (\bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{FSS}} + \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{ESS}}^*)$$

จะได้ผลสุดท้ายคือ

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{FESS}} = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\text{ss};\text{FESS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

2.1.4 การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าย้อนกลับ

ให้สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศชุดลำดับย่อยที่หนึ่งซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศ

องค์ประกอบของ $\{ (N_E)^{th}_E, (N_E - 1)^{th}_E, \dots, (N_E - N_e + 1)^{th}_E \}$ จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{1_b}[n_t] &\triangleq \begin{bmatrix} x_{N_E}[n_t] \\ x_{N_E-1}[n_t] \\ \vdots \\ x_{N_E-N_e+1}[n_t] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E}, \phi_{N_E}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E}, \phi_{N_E}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-1}, \phi_{N_E-1}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-1}, \phi_{N_E-1}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-N_e+1}, \phi_{N_E-N_e+1}) \cdot \bar{k}(\theta_1, \phi_1)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-N_e+1}, \phi_{N_E-N_e+1}) \cdot \bar{k}(\theta_{N_s}, \phi_{N_s})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[n_t] \\ \vdots \\ s_{N_s}[n_t] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N_E}[n_t] \\ n_{N_E-1}[n_t] \\ \vdots \\ n_{N_E-N_e+1}[n_t] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\mathbf{x}_{1_b}[n_t] = \mathbf{A}_{1_b}(\theta, \phi) \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{1_b}[n_t]$$

สำหรับสายอากาศชุดลำดับย่อยที่สองซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศองค์ประกอบของ

$\{ (N_E - 1)^{th}_E, (N_E - 2)^{th}_E, \dots, (N_E - N_e)^{th}_E \}$ จะได้

$$\mathbf{x}_{2_b}[n_t] \triangleq \begin{bmatrix} x_{N_E-1}[n_t] \\ x_{N_E-2}[n_t] \\ \vdots \\ x_{N_E-N_e}[n_t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-1}, \phi_{N_E-1}) \cdot \bar{k}(\theta_s, \phi_s)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E}, \phi_{N_E}) \cdot \bar{k}(\theta_s, \phi_s)} \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-2}, \phi_{N_E-2}) \cdot \bar{k}(\theta_s, \phi_s)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-2}, \phi_{N_E-2}) \cdot \bar{k}(\theta_s, \phi_s)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-N_e}, \phi_{N_E-N_e}) \cdot \bar{k}(\theta_s, \phi_s)} & \dots & e^{-j\bar{p}(\theta_{N_E-N_e}, \phi_{N_E-N_e}) \cdot \bar{k}(\theta_s, \phi_s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[n_t] \\ \vdots \\ s_{N_s}[n_t] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N_E-1}[n_t] \\ n_{N_E-2}[n_t] \\ \vdots \\ n_{N_E-N_e}[n_t] \end{bmatrix}$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\mathbf{x}_{2_b}[n_t] = \mathbf{A}_{2_b}(\theta, \phi) \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{2_b}[n_t]$$

และสำหรับสายอากาศชุดลำดับย่อยใดๆซึ่งประกอบไปด้วยชุดสายอากาศองค์ประกอบของ

$\{(N_E - n_{sa_b} + 1)_E^{th}, (N_E - n_{sa_b})_E^{th}, \dots, (N_E - n_{sa_b} - N_e + 2)_E^{th}\}$ จะได้

$$\mathbf{x}_{n_{sa_b}}[n_t] \triangleq \begin{bmatrix} x_{N_E - n_{sa_b} + 1}[n_t] \\ x_{N_E - n_{sa_b}}[n_t] \\ \vdots \\ x_{N_E - n_{sa_b} - N_e + 2}[n_t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j(N_E - n_{sa_b})kd \cos \phi_1} & \dots & e^{-j(N_E - n_{sa_b})kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{-j(N_E - n_{sa_b} - 1)kd \cos \phi_1} & \dots & e^{-j(N_E - n_{sa_b} - 1)kd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N_E - n_{sa_b} - N_e + 1)kd \cos \phi_1} & \dots & e^{-j(N_E - n_{sa_b} - N_e + 1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[n_t] \\ \vdots \\ s_{N_s}[n_t] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N_E - n_{sa_b} + 1}[n_t] \\ n_{N_E - n_{sa_b}}[n_t] \\ \vdots \\ n_{N_E - n_{sa_b} - N_e + 2}[n_t] \end{bmatrix}$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\mathbf{x}_{n_{sa_b}}[n_t] = \mathbf{A}_{n_{sa_b}}(\theta, \phi) \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sa_b}}[n_t]$$

พิจารณาสายอากาศชุดลำดับเชิงเส้นที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศองค์ประกอบคงที่ซึ่งเท่ากับ d วางตัวตามแนวแกน x โดยมีสายอากาศองค์ประกอบอันที่หนึ่งเป็นสายอากาศอ้างอิงเฟสวางไว้ ณ จุดกำเนิด และสัญญาณเดินทางเข้ามาในแนวระนาบ xy เท่านั้น จะได้

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{n_{sab}}(\theta, \phi) \Big|_{\substack{\theta_r=0, \\ \phi_r=0, \\ \theta_s=0}} &= \begin{bmatrix} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab} - 1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab} - 1)kd \cos \phi_s} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab} - N_\varepsilon + 1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab} - N_\varepsilon + 1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi_{N_s}} \\ e^{jkd \cos \phi} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi} & \dots & e^{jkd \cos \phi_{N_s}} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j(N_\varepsilon - 1)kd \cos \phi} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_\varepsilon - 1)kd \cos \phi_{N_s}} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{jkd \cos \phi} & \dots & e^{jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j(N_\varepsilon - 1)kd \cos \phi} & \dots & e^{j(N_\varepsilon - 1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-j(N_\varepsilon - n_{sab})kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-jkd \cos \phi} & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-j(N_\varepsilon - 1)kd \cos \phi} & \dots & e^{-j(N_\varepsilon - 1)kd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} e^{-jkd \cos \phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{-jkd \cos \phi_{N_s}} \end{bmatrix}^{N_\varepsilon - n_{sab}} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}}
\end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\mathbf{x}_{n_{sab}}[n_t] = \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t]$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\mathbf{x}; \text{BSS}}(n_{sab}) &\triangleq E \left[\mathbf{x}_{n_{sab}}[n_t] \mathbf{x}_{n_{sab}}^H[n_t] \right] \\
&= E \left[\left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t] \right) \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} \mathbf{s}[n_t] + \mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t] \right)^H \right] \\
&= E \left[\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} \mathbf{s}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \Phi_d^{n_{sab} - N_\varepsilon} \mathbf{A}_{1_f}^T(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} \mathbf{s}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sab}}^H[n_t] \right. \\
&\quad \left. + \mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \Phi_d^{n_{sab} - N_\varepsilon} \mathbf{A}_{1_f}^T(\phi) + \mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sab}}^H[n_t] \right] \\
&= \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} E \left[\mathbf{s}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \right] \Phi_d^{n_{sab} - N_\varepsilon} \mathbf{A}_{1_f}^T(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} E \left[\mathbf{s}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sab}}^H[n_t] \right] \\
&\quad + E \left[\mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t] \mathbf{s}^H[n_t] \right] \Phi_d^{n_{sab} - N_\varepsilon} \mathbf{A}_{1_f}^T(\phi) + E \left[\mathbf{n}_{n_{sab}}[n_t] \mathbf{n}_{n_{sab}}^H[n_t] \right]
\end{aligned}$$

จากสมมติฐาน 1 และ 2 พร้อมทั้งนิยามให้

$$\mathbf{R}_{\mathbf{s}; \text{BSS}}(n_{sab}) \triangleq \Phi_d^{N_\varepsilon - n_{sab}} \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s}} \Phi_d^{n_{sab} - N_\varepsilon}$$

จะได้ว่า

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}; \text{BSS}}(n_{sab}) = \mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{s}; \text{BSS}}(n_{sab}) \mathbf{A}_{1_f}^T(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

หากรวมผลจากสายอากาศชุดลำดับทุกชุดลำดับย่อย เราจะได้

$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{BSS}}^* &\triangleq \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{xx};\text{BSS}}^*(n_{sa_b}) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}^*(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}(n_{sa_b}) \mathbf{A}_{1_f}^T(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^*(n_{sa_b}) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \\
&= \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \mathbf{R}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^*(n_{sa_b}) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) \right) + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^*(n_{sa_b}) \right) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}(n_{sa_b}) \right)^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned}$$

ถ้ากำหนดให้

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{BSS}} \triangleq \frac{1}{N_{sa}} \sum_{n_{sa}=1}^{N_{sa}} \mathbf{R}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}(n_{sa_b})$$

จะได้ให้เมตริกซ์อัตโนมัติที่ผ่านการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบย้อนกลับเท่านั้นของสัญญาณเป็น

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{BSS}}^* = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

และนิยามให้เมตริกซ์อัตโนมัติที่ผ่านการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับของสัญญาณเป็น

$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{FBSS}} &\triangleq \frac{1}{2} (\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{FSS}} + \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{BSS}}^*) \\
&= \frac{1}{2} \left(\left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{FSS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) + \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I} \right) \right) \\
&= \frac{1}{2} \left(\mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{FSS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^* \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) \right) + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \frac{1}{2} \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \left(\frac{1}{2} (\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{FSS}} + \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^*) \right) \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned}$$

ถ้ากำหนดให้

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{FBSS}} \triangleq \frac{1}{2} (\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{FSS}} + \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{BSS}}^*)$$

จะได้ผลสุดท้ายคือ

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx};\text{FBSS}} = \mathbf{A}_{1_f}(\phi) \bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{ss};\text{FBSS}} \mathbf{A}_{1_f}^H(\phi) + \sigma^2 \mathbf{I}$$

การทดลองเลียนแบบระบบจริง

ในการทดลองเปรียบเทียบการหาทิศทางของสัญญาณ เราจัดวางสายอากาศสองคู่ประกอบอุดมคติที่มีผลตอบทางขนาดเท่ากันทุกทิศทางซึ่งเท่ากับหนึ่งให้เรียงเป็นเส้นตรงตามแนวแกน x และมีระยะห่างระหว่างสายอากาศสองคู่ประกอบที่ติดกันเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นพาห์ โดยกำหนดให้สายอากาศอันที่ 1 ซึ่งวาง ณ จุดกำเนิดเป็นจุดอ้างอิงเฟส จากนั้นให้สายอากาศสองคู่ประกอบนี้ทำหน้าที่หาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่รับได้ซึ่งสัญญาณที่ใช้ในการทดลองเลียนแบบระบบจริงกำเนิดจากการเลื่อนเฟส กำหนดทิศการเดินทาง และ ปรับระดับความแรงสัญญาณไซนูซอยด์แบบเชิงซ้อนเริ่มต้น 1 สัญญาณ ให้เป็นสัญญาณไซนูซอยด์ทั้งสิ้น 6 สัญญาณซึ่งมีค่าที่สำคัญดังตารางที่ 1

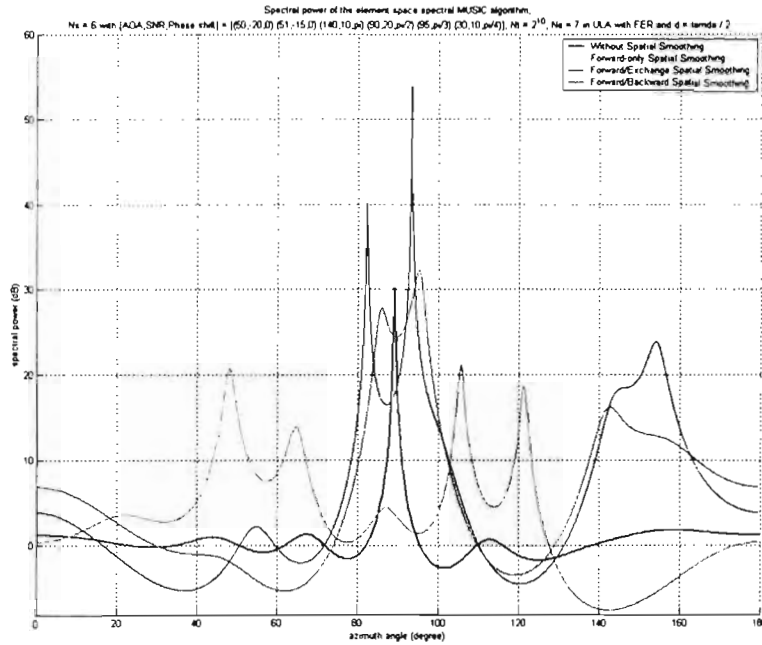
ตารางที่ 1 คุณลักษณะที่สำคัญของสัญญาณที่ใช้ในการทดลองเลียนแบบระบบจริง

หมายเลขสัญญาณ	อัตราส่วนระหว่างความแปรปรวนของสัญญาณต่อความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม (เดซิเบล)	มุมที่กำหนดให้เข้ามาจริง (องศา)	ค่าเลื่อนทางเฟส (เรเดียน)
1	-20	50	0
2	-15	51	0
3	10	140	π
4	20	90	$\pi/2$
5	30	95	$\pi/3$
6	10	30	$\pi/4$

ในการประมวลผลขณะที่สัญญาณยังเดินทางมาในทิศเดิม เราใช้ตัวอย่างสัญญาณที่ได้จากการชักตัวอย่างทั้งสิ้น 1024 ครั้ง แล้วใช้ตัวประมาณหาทิศทางแบบ MUSIC สำหรับการทดลองทั้ง 6 ครั้งมุ่งศึกษาผลจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิที่กล่าวข้างต้น สามารถแบ่งออกเป็นสองทางคือ เปรียบเทียบผลจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิชนิดต่างๆ และ เปรียบเทียบผลของจำนวนสายอากาศชุดลำดับย่อยที่มีต่อการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบต่างๆ ดังนั้นในแต่ละรูปของผลตอบสายอากาศชุดลำดับที่แต่ละสายอากาศชุดลำดับย่อยมีสายอากาศสองคู่ประกอบทั้งสิ้น 7 สายอากาศสองคู่ประกอบ จึงประกอบไปด้วยผลตอบแบบธรรมดาที่ไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ และ ที่เกิดจากการใช้การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น แบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยน และ แบบก้าวหน้าย้อนกลับ ซึ่งรวมทั้งสิ้น 4 ผลตอบ

ผลการทดลอง และ การวิเคราะห์ผลการทดลอง

ผลการทดลองที่ 1



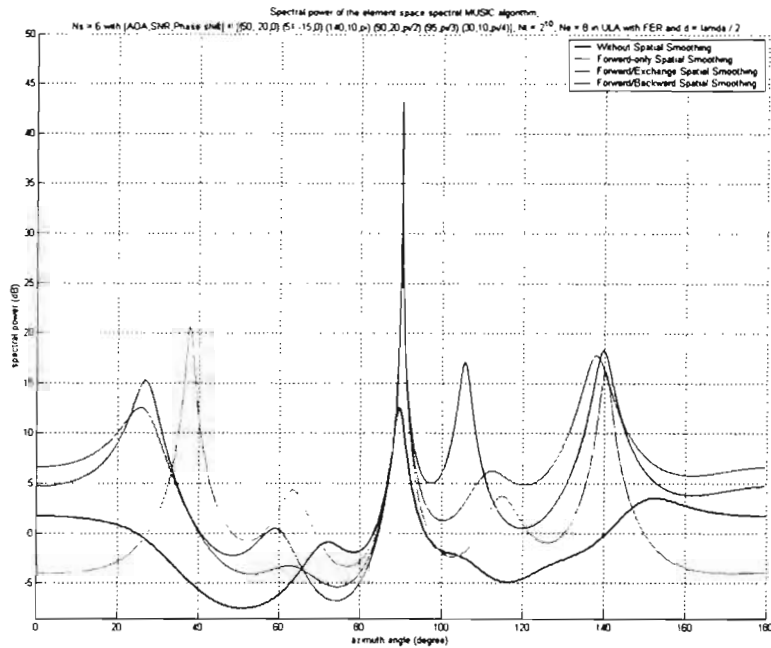
รูปที่ 1 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศองค์ประกอบจำนวน 7 สายอากาศองค์ประกอบที่จัดเป็นสายอากาศ
ชุดลำดับย่อยได้เป็น 1 ชุด

และ จากรูปที่ 1 สามารถแสดงผลในรูปของการสังเกตดังตารางที่ 2

วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 1

- เมื่อไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ สายอากาศสามารถหาทิศทางของสัญญาณที่ 4 เท่านั้น เนื่องจาก สัญญาณที่ 4 มีความแรงของสัญญาณค่อนข้างสูงและสิ่งที่สำคัญคือมีการเลื่อนเฟสทางไฟฟ้า $\pi/2$ เรเดียน จากเฟสเริ่มต้น ซึ่งทำให้สัญญาณไขว้ชอยด์นี้ตั้งฉากกับสัญญาณไขว้ชอยด์เดิม
- การพยายามแยกสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันออกจากกัน โดยการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น สามารถแยกสัญญาณออกจากกันได้บ้างแต่ให้ทิศทางที่ผิดพลาดสูง ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่สามารถทำได้ในกรณีที่ไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ

ผลการทดลองที่ 2



รูปที่ 2 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศองค์ประกอบจำนวน 8 สายอากาศองค์ประกอบที่จัดเป็นสายอากาศ
ชุดลำดับย่อยได้เป็น 2 ชุด

จากรูปผลการทดลองที่ 20 สามารถแสดงผลในรูปของการสังเกตดังตารางที่ 3

วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 2

- แม้ว่าสัญญาณที่ 4 ซึ่งมีการเลื่อนทางเฟสทางไฟฟ้า π จะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณเริ่มต้นสูง แต่เนื่องจากมีความสัมพันธ์ทางปริภูมิน้อย กล่าวคือ มีทิศทางการเข้ามาห่างจากสัญญาณอื่น ทำให้ผลตอบที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิทั้ง 3 แบบ มีความชัดเจนพอสมควร
- เนื่องจากสัญญาณที่ 1 และ 2 มีความสัมพันธ์กันสูง ทั้งการเลื่อนทางเฟสทางไฟฟ้าและทางปริภูมิ จึงยังไม่มีวิธีใดสามารถแยกสัญญาณคู่นี้ออกจากกันได้
- ผลตอบที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าเท่านั้นให้จำนวนทิศทางอื่นที่ผิดพลาดลดลง
- ผลตอบที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าแลกเปลี่ยนมีลักษณะใกล้เคียงกับผลตอบจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าย้อนกลับ

- การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าแลกลื่นสามารถแยกสัญญาณออกจากกันได้ ดีกว่าการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าเท่านั้น เนื่องจากการแยกสัญญาณอีกครั้งโดย ใช้เมตริกซ์แลกลื่น
- การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าย้อนกลับมีความสามารถในการแยกสัญญาณออก จากกันใกล้เคียงกับการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าแลกลื่น

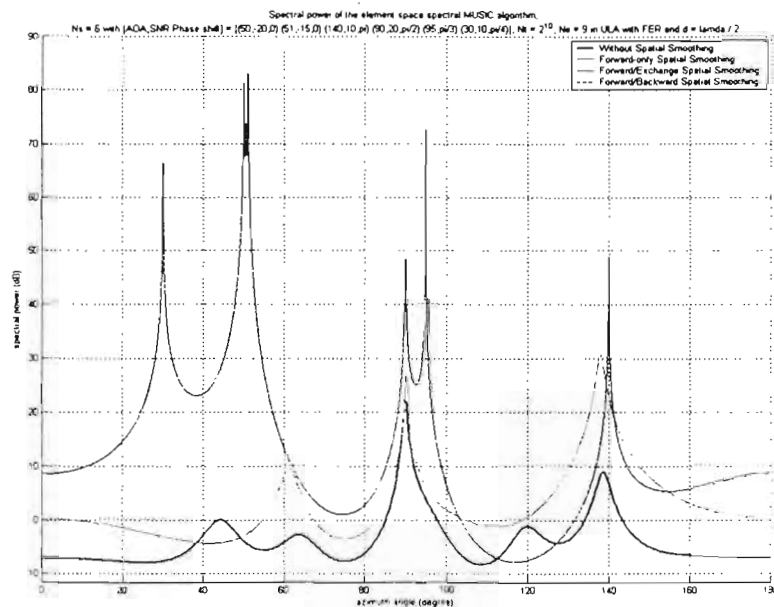
ตารางที่ 2 ผลการทดลองเป็นผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกต

ผลการหาทิศทางจาก สัญญาณโดยใช้วิธี	ไม่มีการทำให้ ราบเรียบทางปริภูมิ	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้ำวหน้าเท่านั้น	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้ำวหน้าแลกลื่น	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้ำวหน้าย้อนกลับ
สัญญาณที่ 1	ไม่ได้	ได้แต่คลาดเคลื่อน เล็กน้อย	ไม่ได้	ไม่ได้
สัญญาณที่ 2	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
สัญญาณที่ 3	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้แต่คลาดเคลื่อน พอสมควร	ได้แต่คลาดเคลื่อน มาก
สัญญาณที่ 4	ได้ชัดเจน	ไม่ได้	ได้แต่คลาดเคลื่อน พอสมควร	ได้แต่คลาดเคลื่อน พอสมควร
สัญญาณที่ 5	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้แต่คลาดเคลื่อน พอสมควร	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 6	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
จำนวนทิศทางอื่นที่ ผิดพลาด	0	3 (~65,~105,~122)	0	0

ตารางที่ 3 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกต

ผลการหาทิศทางจากสัญญาณโดยใช้วิธี	ไม่มีทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยน	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับ
สัญญาณที่ 1	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
สัญญาณที่ 2	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
สัญญาณที่ 3	ไม่ได้	ได้ค่อนข้างชัดเจน	ได้แต่กลาดเคลื่อนเล็กน้อย	ได้ค่อนข้างชัดเจน
สัญญาณที่ 4	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้และกลาดเคลื่อนน้อยมาก	ได้และกลาดเคลื่อนน้อยมาก	ได้และกลาดเคลื่อนน้อยมาก
สัญญาณที่ 5	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
สัญญาณที่ 6	ไม่ได้	ได้แต่กลาดเคลื่อนมาก	ได้แต่กลาดเคลื่อนมาก	ได้แต่กลาดเคลื่อนมาก
จำนวนทิศทางอื่นที่ผิดพลาด	0	2 (~64, ~118)	0	1 (~105)

ผลการทดลองที่ 3



รูปที่ 3 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกต

ชุดลำดับย่อยได้เป็น 3 ชุด

จากรูปที่ 3 สามารถแสดงผลในรูปของการสังเกตดังตารางที่ 4

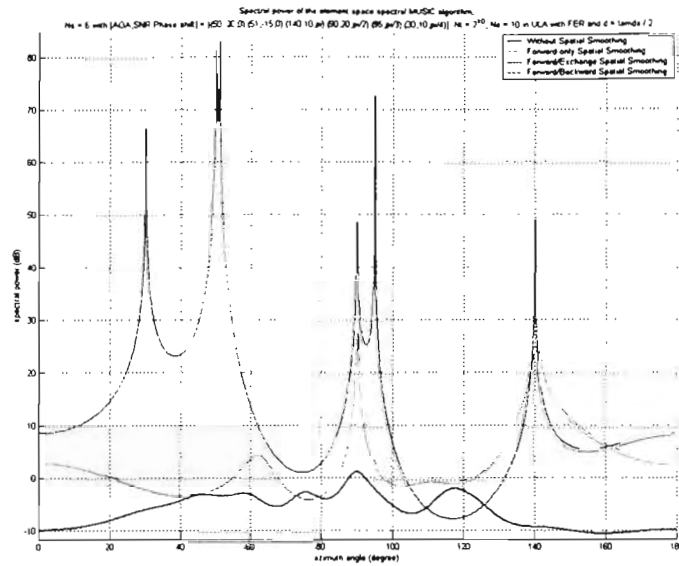
ตารางที่ 4 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกตุ

ผลการหาทิศทางจากสัญญาณโดยใช้วิธี	ไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าเท่านั้น	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าแลกเปลี่ยน	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าย้อนกลับ
สัญญาณที่ 1	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 2	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 3	ไม่ได้	ได้แต่คลาดเคลื่อนเล็กน้อย	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 4	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้ค่อนข้างชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 5	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 6	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
จำนวนทิศทางอื่นที่ผิดพลาด	0	1 (~62)	0	0

วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 3

- ผลตอบที่ได้จากการการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าแลกเปลี่ยนมีลักษณะเหมือนกับผลตอบจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าย้อนกลับ เนื่องจาก เส้นกราฟแสดงผลตอบทั้งสองทับกันสนิท นอกจากนี้ ผลตอบทั้งสองยังเป็นผลตอบที่สมบูรณ์เพราะสามารถหาทิศทางสัญญาณได้ครบทุกสัญญาณ และไม่มีจำนวนทิศทางอื่นที่ผิดพลาด
- สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าสูง ได้แก่ สัญญาณที่ 1 และ 2 ไม่สามารถหาทิศทางได้สำหรับการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าเท่านั้น
- ผลตอบที่ได้จากการการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้วหน้าเท่านั้น นอกจากจะให้จำนวนทิศทางอื่นที่ผิดพลาดลดลง ยังมีลักษณะใกล้เคียงกับผลตอบสมบูรณ์

ผลการทดลองที่ 4



รูปที่ 4 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศองค์ประกอบจำนวน 10 สายอากาศองค์ประกอบที่จัดเป็นสายอากาศ
 ชุดลำดับย่อยได้เป็น 4 ชุด

จากรูปที่ 4 สามารถแสดงผลในรูปแบบของการสังเกตคังตารางที่ 5

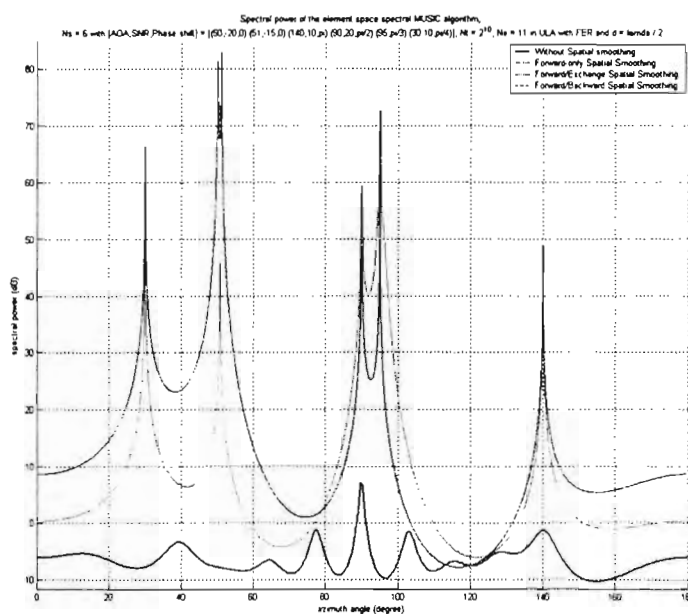
ตารางที่ 5 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกต

ผลการหาทิศทางจาก สัญญาณโดยใช้วิธี	ไม่มีกรทำให้ ราบเรียบทางปริภูมิ	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้วหน้าเท่านั้น	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้วหน้าแลกเปลี่ยน	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้วหน้าย้อนกลับ
สัญญาณที่ 1	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 2	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 3	ไม่ได้	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 4	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้ค่อนข้างชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 5	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 6	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
จำนวนทิศทางอื่นที่ ผิดพลาด	0	1 (~62)	0	0

วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 4

- ผลตอบของสัญญาณที่ 3 ที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าเท่านั้นมีความแม่นยำมากขึ้น ในขณะที่ผลตอบสำหรับสัญญาณที่ 4 ซึ่งมีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าต่ำสุดยังไม่เปลี่ยนแปลง
- ในการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าเท่านั้น สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าสูง รวมทั้งสัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าปานกลาง ได้แก่ สัญญาณที่ 5 และ 6 ยังคงไม่สามารถถูกหาทิศทางได้

ผลการทดลองที่ 5



รูปที่ 5 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศสององค์ประกอบจำนวน 11 สายอากาศสององค์ประกอบที่จัดเป็นสายอากาศชุดลำดับย่อยได้เป็น 5 ชุด

จากรูปที่ 5 สามารถแสดงผลในรูปของการสังเกตดังตารางที่ 6

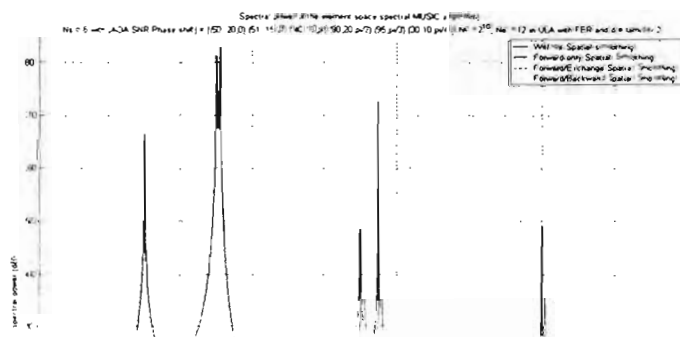
วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 23

- สำหรับการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าเท่านั้น สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าปานกลาง ได้แก่ สัญญาณที่ 5 และ 6 สามารถถูกหาทิศทางได้อย่างชัดเจน
- สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าสูง ได้แก่ สัญญาณที่ 1 และ 2 หากใช้การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าเท่านั้น จะสามารถหาทิศทางได้เพียงทิศทางระหว่างสองสัญญาณเท่านั้น

ตารางที่ 6 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกต

ผลการหาทิศทางจากสัญญาณโดยใช้วิธี	ไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยน	การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับ
สัญญาณที่ 1	ไม่ได้	อยู่ในช่วงในช่วงสัญญาณที่ 2	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 2	ไม่ได้	อยู่ในช่วงในช่วงสัญญาณที่ 1	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 3	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 4	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 5	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 6	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
จำนวนทิศทางอื่นที่ผิดพลาด	0	0	0	0

ผลการทดลองที่ 6



รูปที่ 6 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศองค์ประกอบจำนวน 12 สายอากาศองค์ประกอบที่จัดเป็นสายอากาศ
ชุดลำดับย่อยได้เป็น 6 ชุด

จากรูปที่ 6 สามารถแสดงผลในรูปของการสังเกตดังตารางที่ 7

ตารางที่ 7 ผลตอบที่ได้จากสายอากาศโดยใช้การสังเกต

ผลการหาทิศทางจาก สัญญาณโดยใช้วิธี	ไม่มีการทำให้ ราบเรียบทางปริภูมิ	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้าวหน้าเท่านั้น	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้าวหน้าแลกเปลี่ยน	การทำให้ราบเรียบ ทางปริภูมิแบบ ก้าวหน้าย้อนกลับ
สัญญาณที่ 1	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 2	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 3	ได้แต่กลาดเคลื่อน เล็กน้อย	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 4	ได้แต่ไม่ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 5	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
สัญญาณที่ 6	ไม่ได้	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน	ได้ชัดเจน
จำนวนทิศทางอื่นที่ ผิดพลาด	0	0	0	0

วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 6

- ผลตอบที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้น เป็น ผลตอบสมบูรณ์ เช่นเดียวกับผลตอบจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยนและการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับ
- สำหรับกรณีที่ไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางเฟสไฟฟ้าต่ำสุด คือ สัญญาณที่ 4 สามารถถูกหาทิศทางได้ค่อนข้างชัดเจน ในขณะที่สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ทางปริภูมิต่ำสุด คือ สัญญาณที่ 3 สามารถถูกหาทิศทางได้บ้าง

วิเคราะห์ผลการทดลองผลจากจำนวนสายอากาศชุดลำดับย่อย

เมื่อจำนวนชุดของสายอากาศชุดลำดับย่อยเพิ่มสูงขึ้น

- สัญญาณที่มีความสัมพันธ์ต่ำเท่านั้นจึงจะสามารถถูกหาทิศทางที่เข้ามาได้ในกรณีที่ไม่มีการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ
- ผลตอบสายอากาศชุดลำดับจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิทั้งสามแบบจะเข้าสู่ผลตอบที่สมบูรณ์ กล่าวคือ ทิศทางที่หาได้ถูกต้องชัดเจนสำหรับสัญญาณทุกสัญญาณ และ ไม่มีทิศทางผิดพลาดอื่น
- ผลตอบจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าเท่านั้นจะเข้าสู่ผลตอบที่สมบูรณ์ได้ช้ากว่าทั้งการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยนและการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับ
- ขณะที่ผลตอบยังไม่เข้าสู่ผลตอบที่สมบูรณ์ ผลตอบที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับจะให้ความแม่นยำสูงกว่าผลตอบที่ได้จากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยน แต่อาจมีทิศทางอื่นที่ผิดพลาด

สรุปผลการทดลอง

การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิเป็นวิธีหนึ่งที่สามารถหาทิศทางสัญญาณที่มีความสัมพันธ์ในรูปแบบต่างๆ ได้ ความสามารถในการจัดการสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันขึ้นอยู่กับระดับความสัมพันธ์ของสัญญาณ รูปแบบการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ และ จำนวนชุดของสายอากาศชุดลำดับย่อย ผลการทดลองที่แสดงข้างต้นสามารถบอกได้ว่า ในการจัดการกับสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันสูงจำเป็นต้องใช้สายอากาศชุดลำดับย่อยจำนวนมากขึ้น และ การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบที่ซับซ้อนขึ้น นอกจากนี้ ในการทดลอง การทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าย้อนกลับมีความสามารถหาทิศทางสัญญาณที่มีความสัมพันธ์ได้ดีกว่าการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้าวหน้าแลกเปลี่ยน

เล็กน้อย และขณะที่สายอากาศชุดลำดับมีจำนวนชุดลำดับย่อยปริมาณน้อยการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิ ทั้งคู่ให้ผลตอบจากสายอากาศได้ดีกว่าผลตอบจากการทำให้ราบเรียบทางปริภูมิแบบก้ำวหน้าอย่างเดียว

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *Proc. RADCSpectrum Estimation Workshop*, pp. 243-258, Oct. 1979.
- [2] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction of arrival estimation," *IEEE Transaction on Acoustic, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 806-811, Aug. 1985
- [3] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation of coherent signals," *IEEE Transaction on Acoustic, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-36, pp. 425-432, Apr. 1988.
- [4] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing technique for coherent signal identification," *IEEE Transaction on Acoustic, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-37, pp. 8-15, Jan. 1989.

2.2 การศึกษาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มต่อการทำงานของสายอากาศแถวลำดับอัลกอริทึม (Case Study in Random Phase-error Effect of Antenna Array Processing Algorithm)

ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่จะกล่าวถึง ณ ที่นี้จะหมายถึงค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่ขึ้นกับระบบประมวลผลสายอากาศแถวลำดับ ซึ่งจะสามารถเกิดขึ้นได้ 3 แบบดังนี้ [1]

1. ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดจากการจัดวางตำแหน่งของสายอากาศ (Array Element Placement Error)
2. ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดจากการหมุนวน (Steering Error)
3. ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดจากสภาพแวดล้อมของระบบ (Phase Perturbed environment Error)

โดยลักษณะของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มทั้ง 3 แบบจะอธิบายโดยสังเขปดังนี้

สำหรับค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดขึ้นจากการจัดวางตำแหน่งของสายอากาศ จะมีสาเหตุมาจากกระบวนการสร้างระบบสายอากาศแถวลำดับที่ผิดพลาด ($d_m \rightarrow d_m + \Delta d_m ; m=1,2,\dots,M$)

เมื่อ d_m คือระยะห่างในการจัดเรียงสายอากาศคนที่ m ที่เหมาะสม

$\Delta\phi_m$ คือระยะห่างของสายอากาศคนที่ m ที่เบี่ยงเบนไป

สำหรับค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดขึ้นจากการหมุนวนจะมีสาเหตุมาจากการหมุนวนของ Steering Vector ที่ผิดพลาดไปจากตำแหน่งที่ควรจะเป็น (Look Direction) ($\phi \rightarrow \phi + \Delta\phi$)

เมื่อ ϕ คือตำแหน่งการหมุนวนที่ควรจะเป็น

$\Delta\phi$ คือตำแหน่งการหมุนวนที่เบี่ยงเบนไป

โดยค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มรูปแบบนี้จะเป็นผลมาจากการจัดโพลาไรเซชัน (Polarization) ที่ผิดพลาด, การจัดวางตำแหน่งของสายอากาศที่ผิดพลาด รวมถึงการที่ไม่ได้มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น (Initial Condition) ให้กับระบบสายอากาศแถวลำดับก่อนที่จะใช้งาน ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อการควบคุมทิศทางของสัญญาณ

สำหรับค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดขึ้นจากสภาพแวดล้อมของระบบ มีสาเหตุมาจากการที่ไม่ได้มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับระบบสายอากาศแถวลำดับก่อนที่จะใช้งาน โดยค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดขึ้นจากสภาพแวดล้อมของระบบ คือ ประเด็นที่จะนำเสนอในที่นี้เพราะถือเป็นปฐมเหตุของความผิดพลาดสำหรับการประมวลผลสายอากาศแถวลำดับ ซึ่งจะกล่าวถึงโดยละเอียดต่อไป และเพื่อความสะดวกในการอ้างอิง เราจะเรียกค่าความผิดพลาดทางเฟสดังกล่าวว่า “ ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม ”

ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มจะเป็นตัวลดสมรรถนะในการแยกแยะของอัลกอริทึมลงทั้งนี้ เป็นเพราะค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มดังกล่าวจะเข้าไปรวมกับสัญญาณที่รับมาได้ซึ่งการรวมดังกล่าวจะเป็นได้ทั้งแบบเสริมและแบบหักล้างทำให้เกิดความผิดพลาดในการประมาณทิศทางของสัญญาณ และค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดขึ้นในแต่ละต้นของสายอากาศนั้นยังจะทำให้กระบวนการตรวจสอบความตั้งฉาก (Correlation) กันระหว่างปริภูมิของสัญญาณที่ต้องการซึ่งถูกกำหนดโดย array main fold กับปริภูมีย่อยของสัญญาณรบกวน (v_N) ผิดพลาดด้วย ดังนั้นเพื่อให้การทำDOAมีความเชื่อถือได้มากขึ้นก็ควรจะต้องลดผลกระทบค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มนี้ออกไป ในที่นี้เราจะจำลองแบบของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มที่เกิดในแต่ละต้น ดังนี้ [1]

$$\tilde{\phi}_m(\phi) = a_m(\phi) \cdot \exp(j\gamma_m) \quad ; \quad m=1,2,\dots,M \quad (2.2.1)$$

โดยที่ความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มนี้จะเกิดขึ้นในลักษณะแบบอิสระจากกันในแต่ละต้น (Independent phase error) ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ไม่ได้กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นทางเฟสและไม่ได้เกี่ยวข้องกับ

กับค่าความเหนี่ยวนำร่วม(Mutual coupling) แต่อย่างไรก็ตาม โดยเราจะจำลองลักษณะของความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มเพื่อใช้ในการพิจารณาต่อไป ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{a}_m(\phi) &= \exp(-j\xi_m(\cos(\phi) - \chi)) = \exp(-j\xi_m \cos(\phi)) \cdot \exp(j\xi_m \chi) \\ &= a_m(\phi) \cdot \exp(j(\frac{2\pi}{\lambda})d(m-1)\chi)\end{aligned}\tag{2.2.2}$$

หากเทียบสมการที่ (2.2.1) กับสมการที่ (2.2.2) จะได้ว่า

$$\gamma_m = (\frac{2\pi}{\lambda})d(m-1)\chi$$

โดยที่ γ_m คือค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มของสายอากาศต้นที่ m ซึ่งมีค่าการแกว่งสูงสุดกระจายอยู่ในขอบเขต $[0, 2\pi]$ และการกระจายตัวของแต่ละ γ_m จะมีลักษณะกระจายสม่ำเสมอ (uniform distribution) นั้นหมายถึงการเกิดค่าเฟสผิดพลาดแบบสุ่มแต่ละค่ามีโอกาสเท่าๆกัน ไม่ได้ให้น้ำหนักอยู่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ในที่นี้เราจะมองพจน์ $d(m-1)$ เป็นตำแหน่งสายอากาศต้นที่ m สำหรับการจำลองลักษณะของค่าความผิดพลาดทางเฟสจะให้

$$\chi = \mu\lambda \text{ rand}(1,1)$$

$$(\frac{2\pi}{\lambda})\chi = (\frac{2\pi}{\lambda})\mu\lambda \text{ rand}(1,1) = 2\pi\mu \text{ rand}(1,1)$$

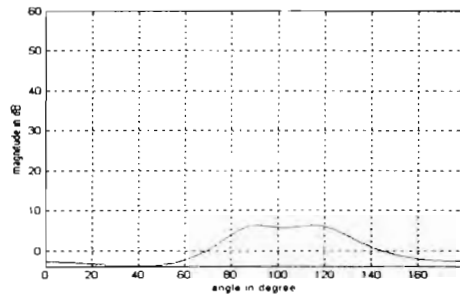
ซึ่งจะได้ $0 \leq 2\pi\mu \text{ rand}(1,1) \leq 2\pi\mu$ เมื่อ μ คือเฟคเตอร์กำหนดค่าการแกว่งสูงสุดของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม (Phase variation factor) โดยที่ $0 \leq \mu \leq 1$ ดังนั้นรูปแบบการกำหนดค่าความผิดพลาดทางเฟสของสายอากาศทั้ง M ต้น ให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์เพื่อใช้เป็นแบบจำลองสัญญาณจะได้ว่า

$$\gamma = \left[\gamma_m \mid \gamma_m = \frac{2\pi}{\lambda}d(m-1)\chi^{(m)} ; \chi^{(m)} = \mu\lambda \text{ rand}(1,M) ; m = 1,2,\dots,M \right]^T \tag{2.2.3}$$

เราจะพิจารณาผลกระทบของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มของสายอากาศแต่ละต้น

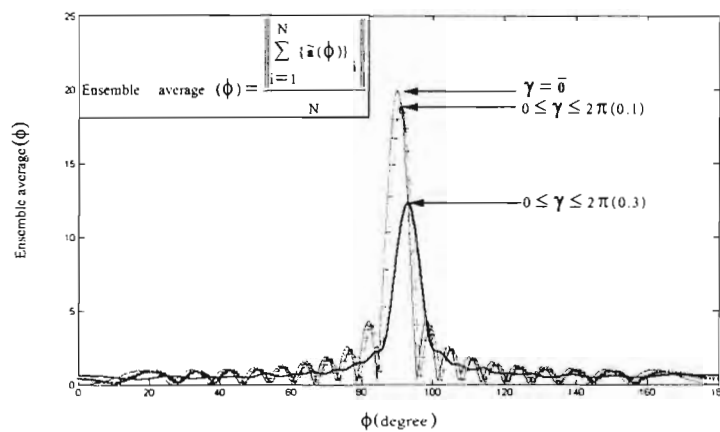
($a_m(\phi) \rightarrow \tilde{a}_m(\phi)$) ที่มีต่อการตีความของอัลกอริทึมในการประมาณทิศทางแบบมิวสิกจากรูปที่ 1 โดยที่มีสัญญาณ 2 ตัวที่มี SNR 20dB เท่ากันเข้ามาที่มุม 90 และ 95 องศา ในระนาบกวาดวัด สายอากาศแถว

ลำดับแบบเชิงเส้น 3 ชั้น ที่ระยะห่างระหว่างชั้น เป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น สัญญาณรบกวนเป็น เกาส์ขาว snap shot=1,000 และ $\mu = 0.5$



รูปที่ 1 ผลจากค่าความผิดพลาดทางเฟสที่มีต่อการตีความทิศทางสัญญาณของอัลกอริทึมแบบมิมิวสิก

จะเห็นว่าที่ระดับการแกว่งสูงสุดของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มและจำนวนสายอากาศที่ใช้มีผลทำให้ความสามารถในการแยกแยะของอัลกอริทึมแย่ง นั่นเป็นเพราะอัลกอริทึมจะถูกทำให้เข้าใจผิดเกี่ยวกับทิศทางของสัญญาณเพราะผลจากความผิดพลาดทางเฟสดังกล่าวจะเข้าไปรบกวน ซึ่งเราสามารถพิจารณาผลกระทบของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มได้อย่างง่ายขึ้นจากผลการตอบสนองสัญญาณ (Directional Pattern) ในระนาบกวาดวัด ของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวตรวจรู้ (Sensor) ของ อัลกอริทึม เมื่อมีค่าผิดพลาดทางเฟสเกิดขึ้น จากรูปที่ 25



รูปที่ 2 ผลกระทบของค่าความผิดพลาดทางเฟสที่มีต่อกำลังของสัญญาณเมื่อพิจารณาในลักษณะของ ค่าเฉลี่ยทั้งชุดเชิงสถิติ (Ensemble average) ของเหตุการณ์สุ่ม 1,000 เหตุการณ์ (จำนวนสายอากาศ=20 ; N=จำนวนเหตุการณ์สุ่ม = 1,000)

จากเดิมสำหรับงานประมวลผลสัญญาณแถวลำดับ(Array Signal Processing) วิธีที่สามารถปรับปรุงสมรรถนะการทำงานของอัลกอริทึมได้อย่างง่ายคือการเพิ่มจำนวนสายอากาศ แต่จากรูปที่ 1 และ 2 ที่ผ่านมามีพบว่าวิธีการปรับปรุงสมรรถนะดังกล่าวจะไม่ใช่วิธีที่ดีอีกต่อไป เพราะทราบโดยที่ปัญหา ค่าความผิดพลาดทางเฟสยังไม่ได้รับการแก้ไข ไม่ว่าจะเพิ่มจำนวนสายอากาศไปมากขึ้นเท่าใดก็ตาม จะไม่สามารถทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นได้เลย นั่นเป็นเพราะค่าความผิดพลาดของทางเฟสนี้เกิดมาจากสายอากาศแต่ละต้น หากพิจารณาในมุมมองของ SNR ของระบบ จะได้ว่าในขณะที่กำลังงานของสัญญาณที่ต้องการ (Desired signal) มีค่าคงที่ระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนกลับสูงขึ้นอันเป็นผลมาจากค่าความผิดพลาดทางเฟส ส่งผลให้ SNR และความไวของระบบลดลงด้วย ดังนั้นจึงควรลดผลของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มลงเพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะของระบบ

ในการพิจารณาต่อไปนี้จะสมมุติว่าทราบดีเกี่ยวกับสัญญาณที่ส่งมา (Assumed to be known priori) และสิ่งที่เราสนใจคือสัญญาณที่รับได้ซึ่งจะสมมุติให้มีภากรับ 2 ชุด โดยที่ชุดแรกใช้สายอากาศแถวลำดับมีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟสเกิดขึ้น ส่วนสายอากาศแถวลำดับอีกชุดสมมุติให้ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบอุดมคติ จากนั้นจะทำการเปรียบเทียบ SNR ของระบบทั้ง 2 กรณี กรณีสายอากาศแถวลำดับมีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟสเกิดขึ้นจะมีสัญญาณที่รับได้อยู่ในรูปของ

$$Y(t) = \tilde{a}(\phi).X(t) + n(t)$$

ให้สัญญาณที่ต้องการมาจากสายอากาศแถวลำดับที่ไม่มีผลจากค่าความผิดพลาดทางเฟสและมีจำนวนต้น (M) เท่ากับทางด้านรับ

$$S(t) = a(\phi).X(t)$$

จะได้กำลังงานของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่รับได้เมื่อให้สัญญาณรบกวน (n(t)) เป็นเกาส์ขาว ดังนี้

$$R_{SS} = E[S(t).S^H(t)] = a(\phi).R_{xx}.a^H(\phi) \quad ; \text{กำลังงานของสัญญาณที่ต้องการ}$$

$$R_{YY} = E[Y(t).Y^H(t)] = E[\tilde{a}(\phi)X(t)X^H(t).\tilde{a}^H(\phi)] + \sigma_N^2.I \quad ; \text{กำลังงานของสัญญาณที่รับได้}$$

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์กำหนดให้ระดับกำลังงานของสัญญาณส่ง = 1 วัตต์

($R_{xx} \cong X(t)X(t)^H = 1$) จะได้ว่า

$$R_{SS} = a(\phi).a^H(\phi)$$

$$R_{YY} \cong \tilde{a}(\phi).\tilde{a}^H(\phi) + \sigma_N^2.I$$

โดยเราจะได้กำลังงานของสัญญาณรบกวนในกรณีมีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟส (R_{NP}) เป็น

$$\mathbf{R}_{NP} = \mathbf{R}_{YY} - \mathbf{R}_{SS}$$

ดังนั้น SNR ในกรณีที่มีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟส (SNR_p) จะได้

$$SNR_p = \frac{\|\mathbf{R}_{SS}\|_F}{\|\mathbf{R}_{NP}\|_F}$$

กรณีสายอากาศแถวลำดับแบบอุดมคติ อาศัยการพิจารณาเช่นเดียวกับกระบวนการขั้นต้นจะได้สมการกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ในกรณีนี้คือ

$$\mathbf{R}_{ZZ} = \mathbf{a}(\phi)\mathbf{a}^H(\phi) + \sigma_N^2\mathbf{I}$$

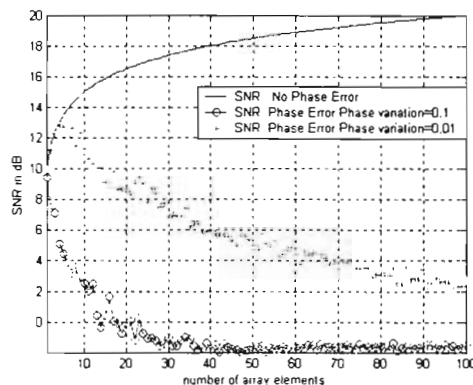
และสมการกำลังงานของสัญญาณรบกวนในกรณีอุดมคติ (R_{N0}) เป็น

$$\mathbf{R}_{N0} = \mathbf{R}_{ZZ} - \mathbf{R}_{SS}$$

ดังนั้น SNR ในกรณีอุดมคติ (SNR_0) จะได้

$$SNR_0 = \frac{\|\mathbf{R}_{SS}\|_F}{\|\mathbf{R}_{N0}\|_F}$$

เราจะพิจารณาความสัมพันธ์ของระดับ SNR ของระบบ ต่อจำนวนสายอากาศที่เพิ่มเข้าไปทั้งแบบมีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟส (SNR_p) และแบบไม่มีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟส (SNR_0) จากความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสายอากาศและค่าความผิดพลาดทางเฟสที่มีต่อระดับ SNR ของระบบ ในรูปที่ 3 โดยมีสัญญาณตกกระทบที่มุม 90 องศาในระนาบกวาดวัด สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น ที่ระยะห่างระหว่างต้นเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น โดยสัญญาณส่งมีระดับกำลังงาน 1 วัตต์ $\mu = 0.1\lambda$ และ 0.01λ สัญญาณรบกวนเป็นเกาส์ขาวมีระดับกำลังงาน 0.1 วัตต์

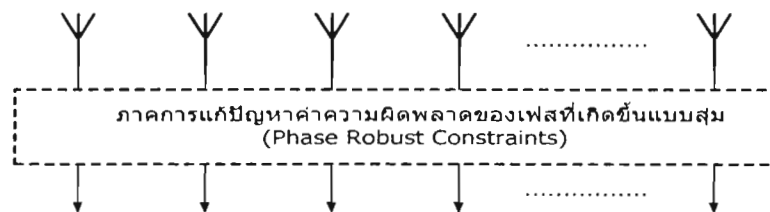


รูปที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ของระดับ SNR ในแนว Line Of sight ของระบบเมื่อมีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟสและกรณีไม่มีผลของค่าความผิดพลาดทางเฟส โดยพิจารณาเทียบกับจำนวนสายอากาศที่เพิ่มเข้าไป

จากรูปที่ 3 จะเห็นว่าระบบต้องสูญเสียระดับ SNR ไปโดยไม่จำเป็น (พิจารณาผลต่างของกราฟ SNR) ทั้งนี้การสูญเสียดังกล่าวเป็นผลมาจากความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดขึ้น อีกทั้งการสูญเสียระดับ SNR ของระบบจะมีแนวโน้มสูงขึ้นจากตัวแปรอื่น ได้แก่ การแกว่งสูงสุดของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม และระดับของสัญญาณรบกวน ซึ่งการเพิ่มขึ้นของตัวแปรเหล่านี้จะยิ่งทำให้แนวโน้มการลดลงระดับ SNR ของเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว และเรารู้ว่าในทางปฏิบัติสัญญาณรบกวนเป็นสิ่งที่เกิดขึ้นอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ หากต้องการที่จะลดการสูญเสียดังกล่าวจำเป็นต้องพิจารณาที่ปัญหาค่าความผิดพลาดทางเฟส จากรูปที่ 24-26 คือบทสรุปของผลกระทบจากค่าความผิดพลาดทางเฟส กล่าวคือนอกจากจะทำให้อัลกอริทึมทำงานผิดพลาดแล้วยังจะทำให้ระบบสูญเสียระดับ SNR และค่าความไวในมุมมองของกำลังด้วย และจะยังเป็นปัญหาอย่างมากสำหรับระบบที่ใช้จำนวนสายอากาศหลายๆ

2.2.1 การศึกษาการเพิ่มความทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม

การเพิ่มความทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มนั้นจะจัดการด้วยชุดสนามกระตุ้น (W) ซึ่งก็เท่ากับว่ามีการเพิ่มส่วนของภาคการประมวลผลล่วงหน้าเข้าไป อีกทั้งค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มนี้จะเกิดขึ้นอย่างอิสระในแต่ละต้นของสายอากาศ จากรูปที่ 4 ดังนั้นชุดของสนามกระตุ้นที่จะจัดให้สายอากาศจะต้องสามารถจัดการค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มในสายอากาศแต่ละต้นได้ ซึ่งจะอาศัยหลักการของ Phase Robust Constraints [1],[2] แนวคิดของ Phase Robust Constraints จะได้มาจากการทำอนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบไม่ขึ้นกับค่าเฟส (Phase -Independent Derivative Constraint) [2] โดยมีจุดมุ่งหมายที่จะทำการรักษาผลการตอบสนอง ณ ทิศทางหลักที่สนใจของลำคลื่น โดยการลดผลของตัวแปรตัวอื่นที่ไม่ต้องการลงไปเช่นค่าความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดขึ้นแบบสุ่ม เป็นต้น ซึ่งจะทำให้ผลการตอบสนองในทิศทางหลักของลำคลื่น ไม่แปรค่าไปตามตัวแปรดังกล่าว (Flat Main Beam Responses: slope=0)



รูปที่ 4 แสดงการเพิ่มความทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มโดยอาศัย Phase Robust Constraints

ข้อแตกต่างระหว่างอนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบเก่า (Conventional Derivative Constraint) กับอนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบไม่ขึ้นกับค่าเฟส (Phase -Independent Derivative Constraint) คืออนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบเก่าจะมีการสร้างเงื่อนไขบังคับ ทั้งขนาด(Power Response) และเฟส (Phase = Particular Spatial Reference Point used to define the array elements position [2]) ของลำคลื่น โดยจะให้เงื่อนไขบังคับทางขนาดควบคุมรูปร่างของลำคลื่นและเงื่อนไขบังคับทางเฟสควบคุมทิศทางของลำคลื่น หากแต่ข้อเสียของอนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบเก่าคือจะเกิดพูข้างสูงมาก (High Side lobes) หากเลือกเฟสที่จะใช้ในเงื่อนไขบังคับไม่เหมาะสม ตัวอย่างของอัลกอริทึมที่จัดอยู่ในกรณีนี้เช่น Constrained Hung-Turner [3] ในขณะที่อนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบไม่ขึ้นกับค่าเฟสนี้จะอาศัยเพียงเงื่อนไขบังคับทางขนาดอย่างเดียวในการควบคุมรูปร่างและทิศทางของลำคลื่นและมองเฟสเป็นค่าทั่วไปแทน (General) จึงทำให้ ไม่มีปัญหาพูข้างจากเฟสเหมือนแบบแรก หลักการของ อนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบไม่ขึ้นกับค่าเฟสที่นำมาเพื่อสร้างเป็น Phase Robust Constraint ในที่นี้จะอาศัยแค่การทำอนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบไม่ขึ้นกับค่าเฟสอันดับ I ซึ่งเพียงพอสำหรับค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม [2]

พิจารณาเมื่อค่า Steering Vector ที่มีผลจากความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม ผ่านชุดสนามกระดุนจะทำให้ได้สมการเอาท์พุทจากสายอากาศ เป็น

$$\mathbf{U}(\phi) = \mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}(\phi) \quad (2.2.13)$$

กำหนดให้ เงื่อนไขบังคับทางอัตราขยาย (Gain Constraint) สำหรับกรณีงานประมาณทิศทางสัญญาณคือ

$$\mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{a}}(\phi) = \varepsilon \quad ; \quad \varepsilon \rightarrow 0 \quad (2.2.14)$$

โดยความหมายของสมการที่ 2.2.14 คือ \mathbf{W} ที่หาได้จะต้องสามารถทำให้อิทธิพลของค่าความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดขึ้นที่ตัวสายอากาศมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่ง ในที่นี้กำหนดให้เป็น ε โดยที่ ε คือค่าคงที่จำนวนจริงที่มีค่าเล็กๆ จากที่กล่าวมาในตอนต้นอนุพันธ์เงื่อนไขบังคับแบบไม่ขึ้นกับค่าเฟสจะใช้การควบคุมรูปร่างและทิศทางของลำคลื่นด้วยการสร้างเงื่อนไขบังคับทางขนาดอย่างเดียว และนั่นหมายความว่าต้องอาศัยสมการกำลังทางเอาท์พุทเนื่องจากกำลังของสัญญาณดังกล่าวจะไม่มีผลจากเฟส โดยกำลังทางเอาท์พุทจากสายอากาศคือ

$$\begin{aligned} P(\phi) &= \mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^H \\ &= \mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}(\phi) \cdot \tilde{\mathbf{a}}^H(\phi) \cdot \mathbf{W} \end{aligned} \quad (2.2.15)$$

ประเด็นของการกำหนดเงื่อนไขบังคับในกรณีนี้ก็คือเพื่อที่จะทำให้การเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดขึ้นแบบสุ่ม มีอิทธิพลน้อยมาก ๆ ต่อระดับกำลังงานทางเอาท์พุท นั่นก็คือความสัมพันธ์ระหว่าง $P(\phi)$ กับ แต่ละ γ_m จะเป็นศูนย์ จะได้ว่า

$$\frac{\Delta P(\phi)}{\Delta(\gamma_m)} = 0 \quad ; m=1,2,\dots,M \quad (2.2.16)$$

พิจารณาที่ค่า γ_m ใดๆ จะได้ว่า $\Delta(\gamma_m) \rightarrow 0$ ซึ่งจะทำให้สามารถปรับสมการที่ 2.2.16 ให้อยู่ในรูปของนิยามของการทำอนุพันธ์ได้ว่า

$$\lim_{\Delta(\gamma_m) \rightarrow 0} \frac{\Delta P(\phi)}{\Delta(\gamma_m)} = \frac{d(P(\phi))}{d(\gamma_m)} = 0 \quad (2.2.17)$$

แต่เนื่องจากการพิจารณาจะทำแยกกันในแต่ละคัน จึงต้องเปลี่ยน $\frac{d}{d(\gamma_m)} \rightarrow \frac{\partial}{\partial(\gamma_m)}$

ทำให้เราปรับสมการที่ 2.2.17 ได้เป็น

$$\frac{\partial(P(\phi))}{\partial(\gamma_m)} = 0 \quad ; m=1,2,\dots,M \quad (2.2.18)$$

พิจารณา

$$\frac{\partial(P(\phi))}{\partial(\gamma_m)} = \mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi) \cdot \tilde{\mathbf{a}}^H(\phi) \cdot \mathbf{W} + \mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}(\phi) \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}^H(\phi) \cdot \mathbf{W} = 0 \quad (2.2.19)$$

เมื่อ

$$\tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi) = \frac{\partial(\tilde{\mathbf{a}}(\phi))}{\partial(\gamma_m)} = j\tilde{\mathbf{a}}(\phi) \quad ; m=1,2,\dots,M$$

พิจารณา

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi) \cdot \tilde{\mathbf{a}}^H(\phi) \cdot \mathbf{W} + \mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}(\phi) \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}^H(\phi) \cdot \mathbf{W} &= 2\Re\{\mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi) \cdot \tilde{\mathbf{a}}^H(\phi) \cdot \mathbf{W}\} \\ &= 2\Re\{\mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi) \cdot \varepsilon\} \\ \therefore \frac{\partial(P(\phi))}{\partial(\gamma_m)} &= \Re\{\mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi)\} = 0 \quad ; m=1,2,\dots,M \end{aligned} \quad (2.2.20)$$

จากสมการที่ 2.2.20 ถ้าเรารวมเอาค่าความผิดพลาดทางเฟสในทุกๆ คันของสายอากาศ จะได้ว่า

$$\frac{\partial(P(\phi))}{\partial(\gamma)} = \Re\{\mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma}(\phi)\} = 0 \quad (2.2.21)$$

สำหรับการวิเคราะห์ในที่นี่ขอละตัวแปร ϕ ไว้ในฐานที่เข้าใจ

จากสมการที่ 2.2.21 พบว่า รูปแบบของเงื่อนไขบังคับ อยู่ในรูปแบบไม่เชิงเส้น ซึ่งเราสามารถปรับให้อยู่ในรูปแบบเชิงเส้นได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Re\{\mathbf{W}^H \cdot \tilde{\mathbf{a}}_\gamma\} &= \Re\left\{\sum_{m=1}^M (w_{r,m} - jw_{i,m}) \cdot (\tilde{a}_{\gamma_m,r} + j\tilde{a}_{\gamma_m,i})\right\} \\ &= \Re\left\{\sum_{m=1}^M (w_{r,m}\tilde{a}_{\gamma_m,r} + w_{i,m}\tilde{a}_{\gamma_m,i}) + j(w_{r,m}\tilde{a}_{\gamma_m,i} - w_{i,m}\tilde{a}_{\gamma_m,r})\right\} \\ \Re\{\mathbf{W}^H \cdot \mathbf{a}_\gamma\} &= \sum_{m=1}^M (w_{r,m}\tilde{a}_{\gamma_m,r} + w_{i,m}\tilde{a}_{\gamma_m,i})\end{aligned}$$

โดยที่ ตัวห้อย r และ i แสดงถึง ค่าที่เป็นจำนวนจริง (real value) และจำนวนจินตภาพ (imaginary value) ตามลำดับ

$$\text{ถ้าให้} \quad \mathbf{W}_R = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{W}\} \\ \text{Im}\{\mathbf{W}\} \end{bmatrix} \quad (2.2.22)$$

เมื่อ $\Re\{\}$ และ $\text{Im}\{\}$ คือตัวปฏิบัติการจริง (real operator) และตัวปฏิบัติการจินตภาพ (imaginary operator) ตามลำดับ และ $\tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_r}(\phi) = \begin{bmatrix} \text{diag}(\Re\{\tilde{\mathbf{a}}_\gamma(\phi)\}) \\ \text{diag}(\text{Im}\{\tilde{\mathbf{a}}_\gamma(\phi)\}) \end{bmatrix}$ (2.2.23)

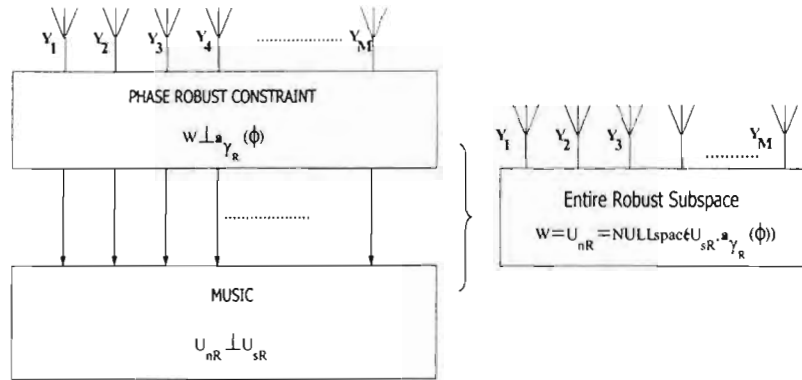
ดังนั้น รูปแบบเงื่อนไขบังคับของสมการที่ 2.2.21 ในรูปแบบเชิงเส้น คือ

$$\frac{\partial(P(\phi))}{\partial(\gamma_m)} = \mathbf{W}_R^T \cdot \tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_r}(\phi) = 0 \quad (2.2.24)$$

สมการที่ 2.2.21 คือ เงื่อนไขบังคับทางเฟส (Phase robust constraint) เพื่อใช้ในภาคการประมวลผลล่วงหน้า ในส่วนของกระบวนการแปลงสมการ 2.2.21 ให้อยู่ในรูปสมการที่ 2.2.24 เรียกว่า การทำ Real transform ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงเงื่อนไขบังคับดังกล่าวให้อยู่ในรูปของเงื่อนไขบังคับแบบเชิงเส้น (Linear Constraint) โดยที่ [3] กล่าวว่าเซตของเงื่อนไขบังคับแบบเชิงเส้นนั้นสามารถที่จะทำให้ผลการรบกวนที่พหุคูณลดลงได้แน่ อีกทั้งยังจะทำให้สะดวกขึ้นเมื่อต้องการสร้างจริง จากสมการที่ 2.2.21 $\tilde{\mathbf{a}}_{\gamma_m}(\phi)$ จะเป็นปริภูมิแบบหลักของค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มเล็กๆที่เกิดขึ้นที่มีมุม ϕ ของสายอากาศแต่ละต้น ซึ่งเมื่อรวมทุกต้นแล้วจะได้เป็นปริภูมิย่อยความทนทานทางเฟสแบบสุ่ม (Phase Robust Subspace) $\tilde{\mathbf{a}}_\gamma(\phi)$ จากสมการที่ 2.2.24 จะเห็นว่าลักษณะผลเฉลย \mathbf{W} จะขึ้นอยู่กับปริมาณ 2 ตัวคือ ค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม γ และค่ามุม ϕ ซึ่งเท่ากับว่าหลักการของ Entire Robust Subspace จะทำการลดอิทธิพลทางเฟสแบบสุ่ม โดยทำการหาปริภูมิที่ตั้งฉากกับ $\tilde{\mathbf{a}}_\gamma(\phi)$ ในแต่ละค่ามุม ϕ และแน่นอนว่าด้วยระดับค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม γ ที่ไม่เท่ากัน การหาปริภูมิที่ตั้งฉากกับปริภูมิย่อยความทนทานทางเฟสแบบสุ่มก็จะต้องการ แรงค์ (rank) ไม่เท่ากัน ซึ่งรายละเอียดของการพิจารณาดังกล่าวสามารถดูได้ทั่วไปจากหัวข้อการวิเคราะห์เมตริกซ์

2.2.2 กรณีตัวอย่างอัลกอริทึมที่ทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม

อัลกอริทึมมีวิสัยทัศน์ต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มดังจะได้นำเสนอ ณ ที่นี้คือ Entire Robust Subspace ซึ่งเป็นเทคนิคที่ได้มาจากแนวคิดของการเพิ่มความทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่ม ร่วมกับหลักการของอัลกอริทึมแบบมีวิสัยทัศน์ โดยวิธีการรวมแนวคิดทั้ง 2 แบบจะสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 5



รูปที่ 5 แสดงแนวคิดของเทคนิคเพิ่มความทนทานแบบ Entire Robust Subspace

จากรูปที่ 5 จะเห็นว่าเดิมที่วิธีการเพิ่มความทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มจะได้ออกมาจากการนำเอา ภาครการทำงานของ Phase Robust Constraint มาต่อใช้ร่วมกับอัลกอริทึมมีวิสัยทัศน์เดิม ในลักษณะของการต่อรวมกัน (Cascade) ซึ่งจากเดิมการทำงานของแต่ละส่วนก็จะอิสระจากกัน โดยใน ส่วนของ Phase Robust Constraint ก็จะทำการหาชุดสนามกระตุ้น (\mathbf{W}) ที่ตั้งฉากกับปริภูมิย่อยความ ทนทานทางเฟสแบบสุ่ม ($\mathbf{a}_{y_r}(\phi)$) เพื่อให้สมการที่ 2.2.24 เป็นจริง ในขณะที่ อัลกอริทึมมีวิสัยทัศน์ก็จะ ทำการหาปริภูมิของสัญญาณรบกวน (\mathbf{U}_{nR}) เพื่อใช้ในการหาทิศทางของสัญญาณ โดยที่เรารู้ว่าปริภูมิ ของสัญญาณรบกวนจะมีคุณสมบัติที่ตั้งฉากกับปริภูมิของสัญญาณที่ต้องการ (\mathbf{U}_{sR}) แต่เมื่อนำทั้ง 2 ส่วนมาต่อให้ทำงานร่วมกันค่าที่หาได้หรือผลเฉลยจากแต่ละส่วนก็ต้องสัมพันธ์กัน จากแนวคิด ดังกล่าวได้มีการประยุกต์รวมการทำงานของทั้ง 2 ส่วนจนกลายเป็น Entire Robust Subspace กล่าวคือ

$$\mathbf{W}(\phi) = \mathbf{U}_{nR}(\phi) = \text{Null space}(\mathbf{U}_{sR}, \tilde{\mathbf{a}}_{y_r}(\phi)) \quad (2.2.25)$$

โดยสมการที่ 2.2.24 จะมีความหมายว่า จากเดิมที่ให้แต่ละส่วนแยกกันหา ก็จะถูกเปลี่ยนให้หาที่เดียว พร้อมกัน และค่าที่ได้ในกรณีนี้ จะกลายเป็นผลเฉลยทั้งในของส่วน Phase Robust Constraint และส่วน ของอัลกอริทึมมีวิสัยทัศน์ เพราะเป็นผลมาจากการหาปริภูมิที่เพียงพอที่จะตั้งฉากกับทั้ง \mathbf{U}_{sR} และ $\tilde{\mathbf{a}}_{y_r}(\phi)$ ซึ่งก็คือการหาปริภูมิศูนย์ (Null Space) นั่นเอง

นิยามของปริภูมิศูนย์ คือ ถ้าให้ T เป็นตัวดำเนินการเชิงเส้น (Linear Operator) โดยที่ $T: X \rightarrow Y$ แล้ว $Z(T) = \{x \in X : Tx = 0\}$ เมื่อ $Z(T)$ คือปริภูมิศูนย์ของ T ซึ่งก็จะได้ว่า $Z(T)$ เป็นปริภูมิย่อยของ X ด้วยโดยกรณีนี้เราจะได้อัลกอริทึมมิกที่ทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มซึ่งใช้เทคนิคของ Entire Robust Subspace ดังนี้

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{1}{\|U_{nr}^T(\phi) \cdot \tilde{A}_R(\phi)\|_F^2} \quad (2.2.26)$$

เมื่อ

$$\tilde{A}_R(\phi) \triangleq \begin{bmatrix} \Re\{\tilde{a}(\phi)\} & \Re\{-j\tilde{a}(\phi)\} \\ \Im\{\tilde{a}(\phi)\} & \Im\{-j\tilde{a}(\phi)\} \end{bmatrix} \quad (2.2.27)$$

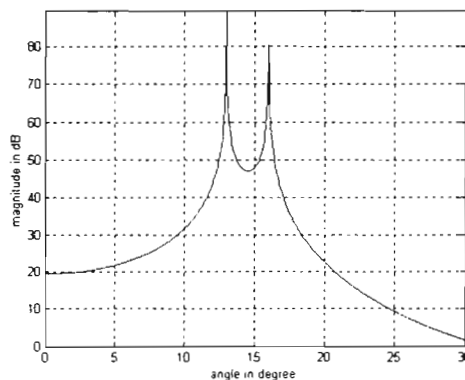
$$R_{YYR} \triangleq \begin{bmatrix} \Re\{R_{YY}\} & \Re\{-jR_{YY}\} \\ \Im\{R_{YY}\} & \Im\{-jR_{YY}\} \end{bmatrix} \quad (2.2.28)$$

U_{sR} คือโอเกนเวกเตอร์ที่มีค่ามากที่สุด 2D หลัก(desired signal subspace) ซึ่งหาได้จากเมตริก

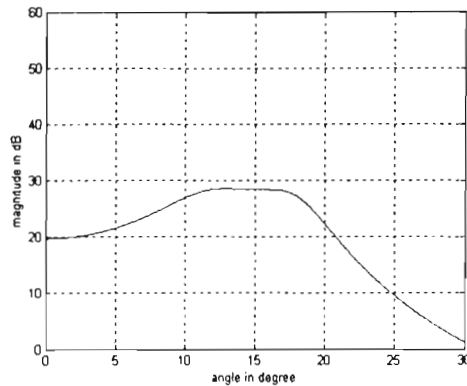
R_{YYR}

$\| \cdot \|_F$ คือ โฟบีนีอุสนอร์ม (Frobenius Norm)

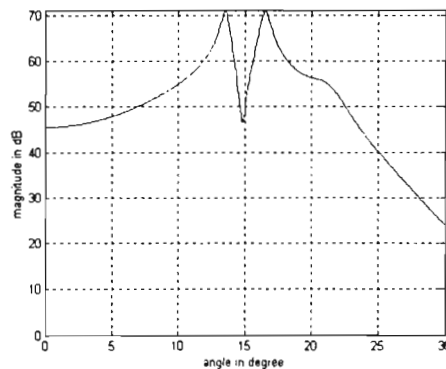
พิจารณาผลการทำงานของอัลกอริทึมแบบมิกเมื่อมีการเพิ่มความทนทานต่อค่าความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มโดยใช้ Entire Robust Subspace จะแสดงได้จากรูปที่ 6-8 ซึ่งกำหนดให้สัญญาณเข้ามา 2 เส้นทางที่มุม 13 และ 16 องศาในระนาบกวาดด้วยระดับกำลังงาน 20 และ 25 dB ตามลำดับ สัญญาณรบกวนเป็นเกาส์ขาว จำนวนสายอากาศแถวลำดับเป็น 10 ต้น ระยะห่างระหว่างต้นเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น จำนวน snapshot = 1000 และ $\mu = 0.01$



รูปที่ 6 ความสามารถในการแยกแยะของอัลกอริทึมแบบมิกเมื่อไม่มีผลจากค่าความผิดพลาดทางเฟส



รูปที่ 7 ความสามารถในการแยกแยะของอัลกอริทึมแบบมิวสิกเมื่อมีผลจากค่าความผิดพลาดทางเฟส ($\mu = 0.01$)



รูปที่ 8 แสดงผลการแยกแยะที่ดีขึ้นเมื่อใช้ Entire Robust Subspace

สำหรับ Entire Robust Subspace นี้จะสามารถสร้างความทนทานทางค่าเฟสผิดพลาดให้สายอากาศแต่ละต้นได้ ทั้งนี้เป็นเพราะ $\tilde{\mathbf{a}}_{y_r}(\phi)$ คือการรวมกันของ $\tilde{\mathbf{a}}_{y_{mR}}(\phi)$ ดังนั้นปริภูมิคู่ศูนย์ที่หาได้จะตั้งฉากกับทุก $\tilde{\mathbf{a}}_{y_{mR}}(\phi)$ การหาปริภูมิคู่ศูนย์ในกรณีนี้จะทำให้ได้ปริภูมิคู่ศูนย์ที่ตั้งฉากกันที่สุดในแต่ละค่ามุมของระนาบที่พิจารณา ซึ่งค่อนข้างดีในแง่ของความสามารถในการแยกแยะและความทนทานแต่ใช้ในแง่ของความไวในการประมวลผล รูปที่ 29-31 สาเหตุที่กำหนดให้กำลังของ 2 สัญญาณไม่เท่ากัน เพื่อต้องการจะเน้นว่าถึงแม้สัญญาณจะแรงเพียงใด หากเกิดปัญหาความผิดพลาดทางเฟสแบบสุ่มขึ้นที่ตัวสายอากาศแล้วการประมาณทิศทางของสัญญาณก็ยังคงผิดพลาดอยู่ดี

เอกสารอ้างอิง

[1]. G.T. Zunic and L.J. Griffiths, "A robust method in adaptive array processing for random phase errors", Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, and Signal Processing, pp.1357-1360, May 1991

[2] C.Y. Tseng, "Minimum Variance Beam forming with Phase-Independent Derivative Constraints", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.40, No.3, pp.285-294, Mar.1992

[3] A.B. Gershman, G.V. Serebryakov and J. F. Bohme, "Constrained Hung-Turner Adaptive Beam Forming Algorithm with Additional Robustness to Wideband and Moving Jammers", IEEE Trans Antennas and Propagat, vol. 44, No. 3, pp. 361-367, Mar. 1996

ผลงานทางวิชาการ

[1] C. Pirak, S. Jitapunkul, "The JADE-Estimated CM Array for Correlated Cochannel Signal Recovery," Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (FALL) 2003, Orlando, Florida, USA., October 2003, in press.

[2] C. Pirak, W. Prayongpun, S. Jitapunkun, "The Interference-Rejected Blind Array Processing for CDMA Interference Cancellation in The Near-Far Situation," to be submitted to IEEE International Conference on Communication 2004, Paris, France, June 2004.

งานวิจัยปีถัดไป

1. ศึกษา และ พัฒนา ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด สำหรับระบบสื่อสารด้วยโทรศัพท์มือถือ ยุคที่ 4 ซึ่งคาดว่าจะ จะมีการนำเอาระบบสายอากาศที่ชาญฉลาดมาใช้ในตัวโทรศัพท์ และ ตัวสถานีฐาน

2. ศึกษา และ พัฒนา กรรมวิธีในการประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบสื่อสารด้วยโทรศัพท์มือถือ ยุคที่ 4

3. เผยแพร่บทความทางวิชาการ ทั้งในระดับชาติ และระดับ นานาชาติ

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 5 เรื่อง
วิธีการประเมินอายุของอุปกรณ์ไฟฟ้าโดยอาศัยการทดสอบเร่ง
(Life Assessment Procedure in Electrical Apparatus by Accelerated Testing)

หน่วยงานที่รับผิดชอบ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และ
บริษัทไทยทานูซิ อิเล็กตริก จำกัด

ผู้รับผิดชอบ

รศ.ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล	หัวหน้าโครงการ (บุคลากรภาควิชา)
อ.ดร.สมบูรณ์ จงชัยกิจ	นักวิจัย (บุคลากรภาควิชา)
นายสุชาติ ชิวสานันท์	ที่ปรึกษา (บุคลากรบริษัท)
นายไพโรจน์ วงษ์วิบูลย์สิน	ผู้ช่วยวิจัย (นิสิตภาควิชา)
นายสุชาติ กันยรัตน์เจริญ	ผู้ช่วยวิจัย (บุคลากรบริษัท)
นายณัฐวุฒิ พิมทอง	ผู้ช่วยวิจัย (บุคลากรบริษัท)

ระยะเวลาโครงการ

11 เดือน (พฤษภาคม 2545 ถึง มีนาคม 2546)

1. หลักการและเหตุผล

อุตสาหกรรมการผลิตในประเทศได้เจริญเติบโตมาเป็นลำดับ โดยเฉพาะอุตสาหกรรมการผลิตอุปกรณ์และเครื่องใช้ไฟฟ้า การผลิตส่วนมากจะเป็นการผลิตตามแบบที่บริษัทต่างประเทศส่งมาให้ บริษัทต่างประเทศหลายบริษัทจึงได้มีนโยบายส่งเสริมให้เริ่มทำการวิจัยและพัฒนาผลิตภัณฑ์ใหม่ภายในประเทศ

การประเมินอายุเป็นสิ่งจำเป็นต่อการออกแบบผลิตภัณฑ์ใหม่ โดยอายุของผลิตภัณฑ์สามารถประเมินได้โดยอาศัยการทดสอบเร่ง (Accelerated Testing) นอกจากนั้นอายุที่ประเมินได้สามารถใช้เป็นข้อมูลแสดงถึงคุณภาพและสามารถนำไปกำหนดระยะเวลารับประกันของผลิตภัณฑ์ได้ นอกจากนั้นการทดสอบเร่งยังสามารถแสดงถึงจุดอ่อนของผลิตภัณฑ์เพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลในขั้นตอนการปรับปรุงผลิตภัณฑ์ แม้ว่าการทดสอบเร่งจะได้มีการศึกษาและวิจัยอย่างแพร่หลายในต่างประเทศ แต่การศึกษาและวิจัยภายในประเทศยังไม่ปรากฏ

งานวิจัยนี้จึงมุ่งเสนอการศึกษาและวิจัยการทดสอบเร่งเพื่อประเมินหาอายุของอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ผลิตภายในประเทศซึ่งจะทดสอบเร่งหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นกรณีศึกษา โดยหวังว่าจะเป็นความรู้พื้นฐานส่วนหนึ่งที่มีผลก่อให้เกิดการวิจัยและพัฒนาอุปกรณ์ไฟฟ้าใหม่ภายในประเทศ งานวิจัยนี้เป็นส่วนหนึ่งของโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนด้านการวิจัยและพัฒนา

2.

วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. เพื่อศึกษาและเข้าใจทฤษฎีการทดสอบเร่ง
2. นำความรู้ทางทฤษฎีมาประยุกต์ใช้กับผลิตภัณฑ์ในอุตสาหกรรมการผลิตอุปกรณ์ไฟฟ้าได้
3. เพื่อวางแนวทางการทดสอบเร่ง
4. เพื่อเสริมสร้างความร่วมมือกับภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา

3. ขอบเขตงานวิจัย

1. ศึกษาทฤษฎีการทดสอบเร่ง
2. ทดสอบเร่งกับอุปกรณ์ไฟฟ้าโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นกรณีศึกษา
3. วางแนวทางการทดสอบเร่งกับอุปกรณ์ไฟฟ้า

4. ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย

1. สามารถนำทฤษฎีการทดสอบแรงมาประยุกต์ใช้กับผลิตภัณฑ์ในอุตสาหกรรมการผลิตอุปกรณ์ไฟฟ้าได้
2. สามารถใช้แนวทางการทดสอบแรงเพื่อประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทอื่นนอกเหนือจากหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งใช้เป็นกรณีศึกษา
3. เป็นการส่งเสริมและสนับสนุนงานวิชาการด้านการวิจัยแก่มหาวิทยาลัยของรัฐ
4. เป็นการสนับสนุนให้มีการร่วมมือกันระหว่างภาครัฐและภาคเอกชน

5. วิธีการและขั้นตอนการวิจัย

1. ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับการทดสอบแรง รวมถึงบทความที่น่าสนใจ
2. ศึกษาลักษณะและสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในการทดสอบแรง
3. วางแผนการทดสอบแรง
4. ทดสอบแรงกับหม้อแปลงไฟฟ้า
5. วิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการทดสอบแรงและอธิบายผลที่ได้โดยอาศัยความรู้ทางทฤษฎี
6. วางแนวทางเกี่ยวกับการทดสอบแรง

6. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

1. ศึกษาทฤษฎีการทดสอบแรง บทความและมาตรฐานที่เกี่ยวข้อง และทฤษฎีทางสถิติแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์ข้อมูลโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (Least Square Error) และวิธีภาวะน่าจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood) การออกแบบการทดลอง (Design of Experiments)
2. ศึกษาคุณสมบัติของโปรแกรมต่าง ๆ เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ข้อมูล
3. จัดซื้อ ติดตั้ง ศึกษาและทดลองใช้งานระบบโปรแกรมวิเคราะห์ข้อมูล WEIBULL++6 และ ALTA 6.0
4. เลือกรุ่นของหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อใช้ในการทดสอบแรง โดยอาศัยหลักเกณฑ์ในการเลือกดังนี้
 - ควรมีราคาถูก เพื่อให้สามารถทดลองกับกลุ่มตัวอย่างจำนวนมากได้
 - มีหลักการทำงานที่ไม่ซับซ้อน

- มีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงดังกล่าว หรือถ้าไม่มี ต้องสะดวกต่อการจัดซื้อ
 - มีข้อมูลเกี่ยวกับความเสียหายที่เกิดขึ้นจากการใช้งาน
5. เสนอแบบเสนอโครงการวิจัยบริการวิชาการ เพื่อของบประมาณสนับสนุนภายนอกแก่บริษัท ไทยดาบิวชิ อีเล็กทริก จำกัด
 6. ศึกษาคุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าและวัสดุที่ใช้ในการผลิต รวมถึงขั้นตอนการผลิต
 7. ศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่เหมาะสมเพื่อใช้เป็นหลักเกณฑ์ในการตัดสินใจอายุของหม้อแปลงไฟฟ้า
 8. ออกแบบการทดลองและตั้งสมมติฐาน โดยการทดลองแบ่งออกเป็น 3 การทดลองดังนี้
 - การทดลองที่ 1 - การทดสอบแรงหม้อแปลงไฟฟ้าโดยอาศัยการเพิ่มอัตราการใช้งาน
 - การทดลองที่ 2 - การศึกษาผลกระทบของอุณหภูมิต่อรูปแบบความเสียหาย
 - การทดลองที่ 3 - การทดสอบแรงหม้อแปลงโดยอาศัยการเพิ่มอัตราการใช้งานและการเพิ่มระดับ ความเค้น

โดยคาดการณ์ว่าการทดลองที่ 1 จะใช้เวลา 4 เดือน การทดลองที่ 2 จะใช้เวลา 2 เดือน และการทดลองที่ 3 จะใช้เวลา 2 เดือน
 9. จัดซื้อวัสดุ สร้างและติดตั้งอุปกรณ์ที่เหมาะสมสำหรับการทดลองทั้ง 3 การทดลอง
 10. แก้ไขและเปลี่ยนแปลงแบบเสนอโครงการวิจัยตามข้อเสนอของบริษัท ไทยดาบิวชิ อีเล็กทริก จำกัด

7. ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป

1. ดำเนินการทดลองทั้ง 3 การทดลอง
2. เขียนวิทยานิพนธ์และรายงานเพิ่มเติม

8. สรุป ปัญหาและข้อเสนอแนะ

โครงการวิจัยย่อยนี้ได้ดำเนินการศึกษาทฤษฎีการทดสอบแรง จัดซื้อระบบโปรแกรมวิเคราะห์ข้อมูล ศึกษาหม้อแปลงไฟฟ้าตัวอย่าง คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญ ออกแบบการทดลองและจำลองการทดลอง (Simulation) ทั้ง 3 การทดลองโดยอาศัยทฤษฎีการทดสอบแรง รวมถึงจัดซื้อวัสดุ สร้างและติดตั้งอุปกรณ์ที่จะใช้ในการทดลองเรียบร้อยแล้ว แต่ไม่บรรลุวัตถุประสงค์และขอบเขตที่กำหนดไว้ เพราะประสบปัญหาไม่สามารถดำเนินการทดลองทั้ง 3 การทดลองตามที่วางแผนงานไว้ได้ ยังขาด

การทดลองซึ่งจำเป็นต้องใช้คู่มืออนุมัติและความขึ้นของบริษัท ไทยดาบวิ อีเล็คทริก จำกัด โดยได้ตกลงกับทางบริษัทว่าจะขอใช้คู่มือดังกล่าวในช่วงเดือนพฤศจิกายน 2545 ถึงเดือนมกราคม 2546 แต่บริษัท ไทยดาบวิ อีเล็คทริก จำกัด มีงานเร่งด่วนที่จำเป็นต้องใช้งานคู่มือดังกล่าวอย่างต่อเนื่องตั้งแต่เดือนพฤศจิกายน 2545 ถึงเดือนเมษายน 2546 ทำให้การวิจัยไม่สามารถดำเนินการทดลองตามที่ได้วางแผนไว้

การทดลองทั้ง 3 การทดลองจำเป็นต้องอาศัยคู่มือควบคุมอนุมัติและความขึ้น และอุปกรณ์อื่น ๆ ของบริษัท ไทยดาบวิ อีเล็คทริก จำกัด ซึ่งมีความพร้อมและสามารถรองรับงานวิจัยทั้งหมดได้ นอกจากนี้ผลการทดลองที่ได้จากการทดลองที่บริษัท ไทยดาบวิ อีเล็คทริก จำกัด จะมีความเชื่อถือได้ แต่ทางบริษัท ไทยดาบวิ อีเล็คทริก จำกัด มีงานเร่งด่วนจำเป็นในการใช้คู่มือดังกล่าวอย่างต่อเนื่องเพื่อกิจกรรมการผลิตและการรับประกันคุณภาพสินค้า จึงไม่สามารถดำเนินการทดลองทั้ง 3 การทดลองตามที่ได้ตกลงกับทางบริษัทไว้ได้

.....
(อ.ดร.สมบูรณ์ จงชัยกิจ)

อาจารย์ผู้รับผิดชอบโครงการ / นักวิจัย

.....
(ไพโรจน์ วงษ์วิบูลย์สิน)

ผู้ช่วยนักวิจัย

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 6 เรื่อง
การพัฒนาโปรแกรมการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG4 เพื่อใช้ในการ
เข้ารหัสเชิงวัตถุ

ผู้รับผิดชอบโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล
นายณัฐ กาญจนศิริ

หัวหน้าโครงการ
ผู้วิจัย

สรุปผลงานของกลุ่มวิจัย

วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท 2 เรื่อง

[1] อัลกอริทึมการค้นหาแบบเพชรชนิดไม่สมมาตรแบบปรับตัวได้โดยใช้การปรับย้ายจุดศูนย์กลางสำหรับการประมาณการเคลื่อนที่ในการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอที่ศัน, ทวีศักดิ์ สรรพสิทธิ์วงศ์
Adaptive Asymmetric Diamond Search Algorithm Using Adaptive Search Center For Motion Estimation in Video Coding, Thaveesak Sappasitwong.

[2] การปรับปรุงการจัดสรรบิตสำหรับการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโออาณาบริเวณโดยปริยาย, หทัยรัตน์ ก่อตระกูลกิจ
Improvement of Bit Allocation For Implicit Region-Based Video Coding, Hatairat Kortrakulkij.

หัวข้อวิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท 2 เรื่อง

[1] การแยกส่วนภาพวิดีโอแบบอัตโนมัติโดยวิธีการตัดสินใจแบบเบย์ (Automatic Segmentation of Video Objects : Bayes Decision Approach), ศักดิ์ เขมชัย

[2] การปรับสเกลความละเอียดของเกรนแบบทนทานโดยใช้การทำนายรั้วสำหรับการเข้ารหัสวิดีโออัตราบิตต่ำ (Robust Fine Granularity Scalability Using Leaky Prediction for Low Bit Rate Video Coding), สุจรรยา อัจฉรงค์

โครงการระดับปริญญาตรี 5 โครงการ

- [1] การศึกษาและวิเคราะห์เกี่ยวกับโปรโตคอลที่ทรานส์เฟอร์บนระบบโครงข่ายไร้สายตามมาตรฐาน IEEE802.11b (A Study and Analysis of Transfer Protocol on IEEE802.11b Wireless Network) ภูดิท นัครมหากุลชัย
- [2] การศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะการส่งข้อมูลบนระบบโครงข่ายไร้สายตามมาตรฐาน IEEE802.11b (A Study and Performance Analysis of Data Communication over IEEE802.11b Wireless Network) ภูษงค์ ธีรมงคลชัย
- [3] การศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะการส่งสัญญาณเสียงบนระบบโครงข่ายไร้สายตามมาตรฐาน IEEE802.11b (A Study and Performance Analysis of Voice Communication over IEEE 802.11b Wireless Network) ยุทธนา โยธินสัมพันธ์
- [4] การศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะการส่งภาพนิ่งบนระบบโครงข่ายไร้สายตามมาตรฐาน IEEE802.11b (A Study and Performance Analysis of Image Transmission over IEEE802.11b Wireless Network) เมธี ฉัญฐเศรษฐ์
- [5] การศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะการส่งวิดีโอบนระบบโครงข่ายไร้สายตามมาตรฐาน IEEE802.11b (A Study and Performance Analysis of Video Transmission over IEEE802.11b Wireless Network) เพิ่มพูล รัตนกมลพร

บทความในการประชุมระดับนานาชาติ 6 บทความ และระดับชาติ 1 บทความ

ISCIT 2002

“Region-of-Interest Based Rate-Control for Low Bit-Rate Video Coding: An Analytical Approach using Automatic Enhancement Weight Setting”, International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2002), October 23-25, 2002.

EE CON 25th

“A Comparative Study of Improved Face Based Rate-Control using Predefined and Dynamic Segmented Face Region for Low Bit-Rate Video Conferencing Applications”, Electrical Engineering Conference 25th, November 2002.

VIPromCom 2002

“Adaptive Asymmetric Diamond Search Algorithm for Block-based Motion Estimation”,
International Symposium on Video / Image Processing and Multimedia Communications
(VIPromCom 2002), June 2002.

ICT 2003

“A Comparative Study of MPEG-4 and H.263 Based Rate Control at Low Bit Rate Video
Coding”, The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies (ICT
2003), April 8-10, 2003.

“Performance Evaluation of MP-CELP with HPDR Technique over AWGN and Rayleigh
Fading Channels” The 2003 International Conference on Information and Communication
Technologies (ICT 2003), April 8-10, 2003.

(Best Student Paper Award : Assumption University)

“Robust Fine Granularity Scalability Using Leaky Prediction for Low Bit Rate Video
Coding”, The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies (ICT
2003), April 8-10, 2003.

ISCAS 2003

“Automatic Face Color Segmentation Based Rate Control For Low Bit Rate Video Coding”,
The 2003 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2003), May 25-28, 2003.

โปรแกรมสำหรับแบบจำลองการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ และการประมวลผลสัญญาณภาพ

โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ใช้สำหรับระบบปฏิบัติการ MS Windows 2000 Professional

โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ที่พัฒนาโดยใช้ภาษา C++ บน Microsoft Visual C++ เวอร์ชัน 6.0

- H.263 Video Coding
- MPEG-4 Video Coding
- Region of Interest Based Rate Control For H.263 Video Coding
- Fine Granularity Scalability According to MPEG-4
- Speech Coding Based on MP-CELP Coder

โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ที่พัฒนาโดยใช้ภาษา MATLAB เวอร์ชัน 6.1

- Semantic Object Segmentation According to MPEG-4
- Adaptive Search Algorithm For Motion Estimation
- Color Face Segmentation
- Automatic Object Segmentation Based on Bayesian Decision Technique
- Digital Image Processing Application

นิสิตที่สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท 2 คน

[1] นายทวิศักดิ์ สรรพสิทธิ์วงศ์

ปัจจุบันทำงานเป็นวิศวกรอยู่ที่บริษัท CP

[2] นางสาวหทัยรัตน์ ก่อตระกูลกิจ

ปัจจุบันทำงานเป็นวิศวกรอยู่ที่บริษัท MOBICAT

สรุปผลงานวิจัยของกลุ่มวิจัยเทคโนโลยีสัญญาณวิดีโอทัศน์

[1] การเปรียบเทียบและการวัดสมรรถนะของการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอบนพื้นฐานของมาตรฐาน H.263 และ MPEG-4

เนื่องจากสัญญาณวิดีโอมีข้อมูลขนาดใหญ่ ดังนั้นเรื่องของขนาดจึงเป็นอุปสรรคสำคัญในการส่งข้อมูลแบบวิดีโอ จึงได้มีการพัฒนาการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอเกิดขึ้นอย่างแพร่หลาย มาตรฐาน MPEG-4 และ มาตรฐาน H.263 ก็เป็นมาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอแบบหนึ่ง ที่มีอัตราบิดต่ำ ซึ่งเหมาะสมกับการนำไปใช้ส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สาย เนื่องจากช่องสัญญาณไร้สายมีแบนด์วิดท์อย่างจำกัด

มาตรฐาน MPEG-4

MPEG-4 เป็นมาตรฐานการเข้ารหัสวิดีโอเชิงวัตถุ (Object-based coding) โดยสามารถแสดงหรือแทนข้อมูลหรือเนื้อหา (Content) ทั้งทางภาพและเสียงให้เป็นเหมือนวัตถุชิ้นหนึ่งๆ ซึ่งจะถูกรเรียกว่า “วัตถุ (Media Object)” MPEG-4 กำหนดวัตถุเบื้องต้น (Primitive Media Object) ในขั้นพื้นฐาน เช่น ภาพนิ่ง, วิดีโอ, เสียง ซึ่งจะกำหนดรหัสเพื่อใช้แทนวัตถุเหล่านี้ ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของตัวบรรยาย (Descriptive Element) ที่ทำหน้าที่ควบคุมการจัดการวัตถุนั้นๆ ในภาพและส่วนของข้อมูลเสริม

เพิ่มเติมในรูปสัญญาณข้อมูล วัตถุแต่ละชิ้นนั้นจะเป็นอิสระไม่ขึ้นกับวัตถุอื่นๆ รอบข้าง และไม่ขึ้นกับพื้นหลัง

ฟังก์ชันบนพื้นฐานของข้อมูลจะสนับสนุนการเข้ารหัสและถอดรหัสวัตถุภายในฉากแยกจากกันโดยอิสระ ทำให้มีความยืดหยุ่นมากในการจัดการกับวัตถุวิดีโอและวัตถุอื่นๆ ภายในฉากโดยไม่ต้องมีการแบ่งข้อมูลเป็นส่วนๆ แล้วส่งข้อมูลที่ต้องการ ซึ่งตัวถอดรหัสเพียงแต่เลือกถอดรหัสเฉพาะวัตถุที่ต้องการเท่านั้น ก็จะสามารถจัดฉากที่มีเฉพาะวัตถุที่ต้องการได้

การเข้ารหัสวิดีโอและภาพนิ่งทั่วไปนั้นจะเหมือนกับ MPEG-1, MPEG-2 โดยจะมีการเข้ารหัสเนื้อหา (Texture) ด้วยในภายหลัง สำหรับการเข้ารหัสบนพื้นฐานหาข้อมูลซึ่งวัตถุจะมีรูปร่างใดๆ (Arbitrary Shape) และอยู่ในตำแหน่งใดๆนั้น จะมีการเข้ารหัสรูปร่างของวัตถุและเข้ารหัสส่วนที่เป็นกึ่งโปร่งแสง (Transparency) ด้วย โดยรูปร่างของวัตถุนั้นจะสามารถแสดงได้ด้วยส่วนประกอบกึ่งโปร่งแสงแบบ 8 บิต (8-bit Transparency component) การเข้ารหัสนั้นจะรวมการเข้ารหัสรูปร่าง, การชดเชยการเคลื่อนไหว, การคาดการณ์การเคลื่อนไหวและการเข้ารหัสเนื้อหาไว้ด้วย โดยจะใช้ชดเชยและประมาณการเคลื่อนไหวแบบบล็อก 8x8 หรือ 16x16 จุด

เทคนิคการชดเชยการเคลื่อนไหวเชิงกว้าง (Global Motion Compensation) โดยการใช้ Sprite ซึ่งเป็นเครื่องมือสำหรับตัดฉากภาพนิ่งในลักษณะพื้นหลังมุมกว้าง (Panorama Background) ทำให้มีการส่งข้อมูลของรูปพื้นหลังเพียงครั้งเดียว หลังจากนั้นในแต่ละเฟรมที่มีการใช้พื้นที่ของภาพพื้นหลังคนละส่วนกัน ก็จะส่งมาเฉพาะข้อมูลที่บอกถึงการเคลื่อนที่ไปของมุมมอง (Viewing Point of Camera) แล้วทำการสร้างพื้นหลังในส่วนนั้นใหม่ โดยใช้ข้อมูลที่ส่งมาในครั้งแรกสุด ไม่ต้องส่งข้อมูลมาใหม่ ทำให้สามารถลดข้อมูลที่จะต้องส่งลงได้

มาตรฐาน H.263

รูปแบบและกระบวนการเข้ารหัสตามมาตรฐาน H.263 มีรายละเอียดดังนี้

1. รูปแบบสัญญาณวิดีโอที่ใช้

มาตรฐาน H.263 มีรูปแบบสัญญาณวิดีโอ ดังนี้ Sub-QCIF, QCIF, CIF, 4-CIF และ 16-CIF ซึ่งมีความละเอียดเป็นจำนวนเท่าของ CIF ในการพิจารณาความละเอียดนั้น เนื่องจากการประมาณการเคลื่อนไหวอยู่บนพื้นฐานของบล็อกขนาด 16x16 จุด ซึ่งต่างจากบล็อกการเข้ารหัสที่มีขนาด 8x8 CIF มีความละเอียด 352 จุดต่อเส้นและ 288 เส้นต่อภาพ และ 176 จุดต่อเส้น และ 144 เส้นต่อภาพสำหรับรูปแบบ QCIF

2. วิธีการเข้ารหัสสัญญาณ

ตัวเข้ารหัสตามมาตรฐาน H.263 จะมีเทคนิคเล็กๆอยู่ 2 เทคนิค คือการเข้ารหัสภายในเฟรม (Intra frame) และการเข้ารหัสระหว่างเฟรม (Inter frame) สำหรับภายในเฟรมจะใช้ DCT (Discrete Cosine Transform) แบบ 2 มิติ บนพื้นฐานของบล็อกขนาด 8×8 จุดภาพในการลดข้อมูลส่วนเกินในเฟรม ส่วนระหว่างเฟรมนั้นการเข้ารหัสจะใช้การประมาณและชดเชยการเคลื่อนไหวเป็นหลัก เพื่อลดสหสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลของเฟรมที่อยู่ติดกัน จากนั้นจึงนำส่วนต่างของข้อมูลมาเข้ารหัส DCT อีกครั้ง เนื่องจากจะต้องนำข้อมูลของเฟรมที่ผ่านมาเข้ารหัส DCT และส่วนเข้ารหัส Inverse DCT

ตัวเข้ารหัสมาตรฐานนี้เปิดโอกาสให้ผู้ออกแบบสามารถออกแบบมาเปรียบเทียบกับส่วนต่างกับเฟรมปัจจุบัน ตัวเข้ารหัสจึงต้องมีทั้งหน่วยความจำ, ส่วนพารามิเตอร์และตัวเลือกต่างๆในการเข้ารหัสได้ เช่น ภายในเฟรม หรือ ระหว่างเฟรม การตัดสินใจใช้การประมาณการเคลื่อนไหว หรือใช้ตัวกรองย้อนกลับ ตัวเลือกเหล่านี้จะถูกบรรจุลงในส่วนของ MTYPE ซึ่งเป็นส่วนหัวของชั้นมาโครบล็อกนั่นเอง โดยพื้นฐานแล้วการตัดสินใจใช้อินเตอร์เฟรมหรือระหว่างเฟรมขึ้นอยู่กับลักษณะของเฟรม นั่นคือถ้าภาพมีการเคลื่อนไหวน้อยเมื่อเทียบกับเฟรมที่แล้วน้อย การประมาณการเคลื่อนไหวจะมีประสิทธิภาพสูงกว่า แต่ถ้าการเคลื่อนไหวมีมาก ทำให้ส่วนต่างที่ได้มีค่ามาก ก็ควรจะใช้ระหว่างเฟรมมากกว่า สำหรับการเข้ารหัสจะมีส่วนสำคัญต่างๆ ดังนี้

ก. DCT และ Inverse DCT

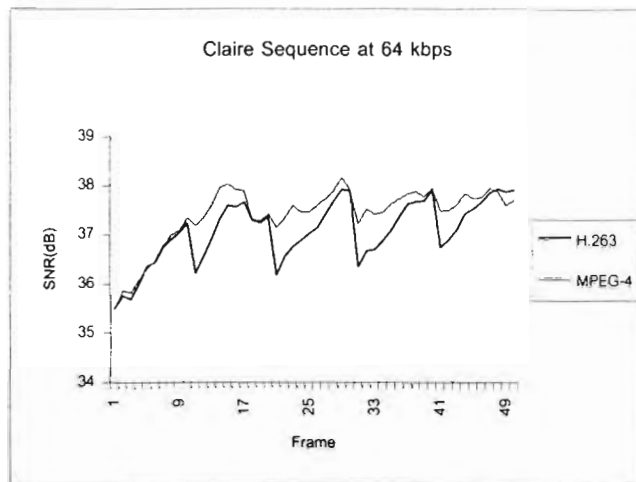
เนื่องจาก DCT เป็นระเบียบวิธีที่มีประสิทธิภาพ กล่าวคือ มีอัตราการบีบอัดสูงโดยใช้เครื่องมือที่มีความซับซ้อนน้อย นอกจากนั้นส่วนที่ตัดทิ้งไปก่อให้เกิดความผิดพลาดที่สังเกตได้ยาก ข้อมูลขาเข้าของ DCT 2 มิติที่ใช้ในมาตรฐานนี้จะเป็นบล็อกขนาด 8×8 จุด จากนั้นจะถูกควอนไทส์และนำไปใช้คาดการณ์การเคลื่อนไหวในกรณีของอินเตอร์เฟรม วิธีนี้คล้ายกับการเข้ารหัสแบบ DPCM แบบวงรอบคือสนใจเฉพาะส่วนต่างของสัญญาณ ดังนั้นดังที่กล่าวไปแล้ว ส่วนสำคัญที่จะทำให้กรรมวิธีนี้สำเร็จก็คือ ระบบต้องมีทั้ง DCT และ Inverse DCT ที่มีความผิดพลาดต่ำนั่นเอง

ข. การควอนไทส์และรหัสที่ปรับเปลี่ยนความยาวได้

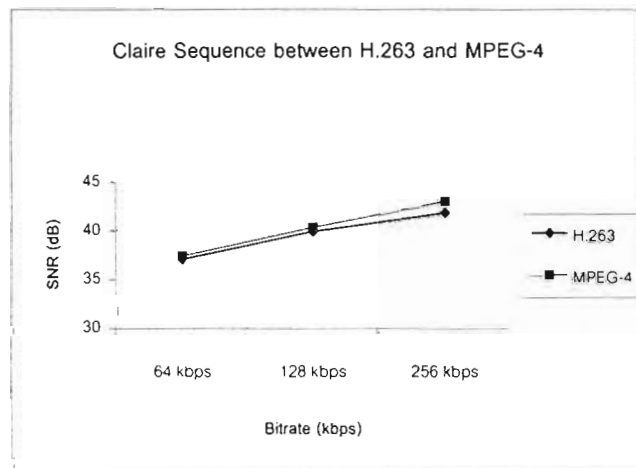
การใช้รหัสที่มีความยาวเปลี่ยนแปลงได้ (Variable Length Code) จะทำการเปลี่ยนแปลงข้อมูลขาเข้าเป็นรหัสที่มีความยาวปรับเปลี่ยนได้ขึ้นกับความถี่ในการเกิดข้อมูลนั้นๆ โดยอาศัยตารางที่ถูกกำหนดไว้แล้ว ขั้นตอนนี้จะทำให้จำนวนข้อมูลสอดคล้องกับข่าวสารที่ได้รับ ส่วนการควอนไทส์ เรา

สามารถเลือกตัวคอนโทสได้ เพื่อส่งผลต่อความละเอียดของภาพขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของสัญญาณ

การเปรียบเทียบสมรรถนะของการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ H.263 และ MPEG-4 ที่อัตราบิตต่ำ



รูปที่ 1 การประเมินสมรรถนะของ H.263 และ MPEG-4 ที่ 64 kbps สำหรับลำดับภาพ Claire



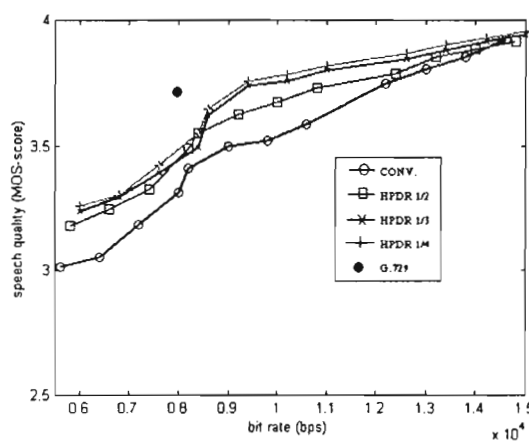
รูปที่ 2 การประเมินสมรรถนะของ H.263 และ MPEG-4 ระหว่าง SNR และ Bitrate

[2] งานวิจัยทางการเข้ารหัสเสียงพูด

กลุ่มผู้วิจัยได้นำเสนอการเข้ารหัสเสียงพูดภาษาไทย ที่อยู่บนพื้นฐานของการเข้ารหัสเสียงพูดมาตรฐาน MPEG-4 เริ่มจากการจำลองตัวเข้ารหัสและตัวถอดรหัส MP-CELP ที่สอดคล้องตามข้อกำหนดของมาตรฐานการเข้ารหัสเสียงพูดธรรมชาติ MPEG-4 แล้วนำมาทดสอบกับเสียงพูด

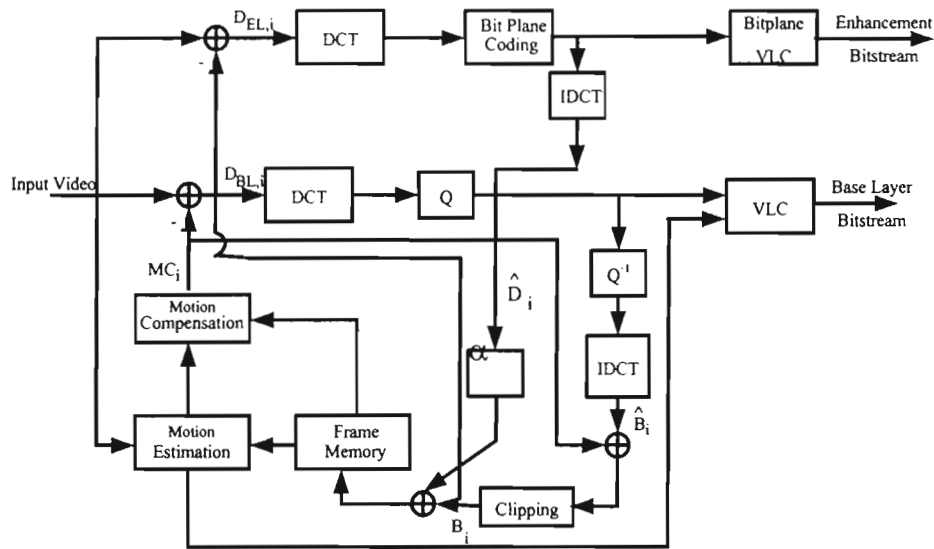


ภาษาอังกฤษ และเสียงพูดภาษาไทย ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า เสียงพูดภาษาไทยที่ผ่านการเข้ารหัส และถอดรหัสด้วยการเข้ารหัสที่จำลองขึ้น มีคุณภาพด้อยกว่าเสียงพูดภาษาอังกฤษ ไม่ว่าจะเป็ค่า อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเป็นส่วน หรือค่าเชิงผู้ฟัง เพื่อแก้ปัญหาจุดนี้ วิทยานิพนธ์จึงได้นำเสนอการปรับปรุงการเข้ารหัสเสียงพูดโดยวิธี MP-CELP กับเสียงพูดภาษาไทย ด้วยเทคนิคการวิเคราะห์ค่าพิตซ์ดีเลย์ด้วยความละเอียดสูง นำมาทดสอบกับเสียงพูดภาษาไทย ด้วย ฐานข้อมูลเสียงพูดที่บันทึกไว้ในห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ที่ประกอบด้วยเสียงของผู้ พุดอาสาสมัครเพศชาย และเพศหญิง และมีความหลากหลายในวัยของผู้พูด แล้วนำมาประเมิน ประสิทธิภาพ พบว่าเสียงพูดภาษาไทยที่ผ่านการเข้ารหัสและถอดรหัสโดยปรับปรุงด้วยเทคนิคที่ นำเสนอ มีคุณภาพดีขึ้นในระดับที่ใกล้เคียงกับเสียงพูดภาษาอังกฤษ ด้วยอัตราการเข้ารหัสที่สูงขึ้น เล็กน้อยคือ 200-400 bps จากเดิม 5,600-14,600 bps เป็น 5,800-15,000 bps สำหรับส่งข้อมูลเศษส่วน พิตซ์ เมื่อเปรียบเทียบเทคนิคการวิเคราะห์พิตซ์ที่ความละเอียดระดับต่าง ๆ พบว่าคุณภาพเสียงพูดที่ผ่าน การเข้ารหัสที่ความละเอียดสูงสุดคือ 1/4 จะใกล้เคียงกับที่ความละเอียดสูงสุดคือ 1/3 แต่มีความ ชับซ้อนมากกว่าถึง 1.5 เท่า สำหรับการวิเคราะห์เศษส่วนพิตซ์ที่เพิ่มขึ้น ฉะนั้นเทคนิคการวิเคราะห์พิตซ์ ที่ความละเอียดระดับ 1/3 จึงมีความเหมาะสมสำหรับการใช้งานกับเสียงพูดภาษาไทยมากที่สุด แสดงได้ ดังในกราฟรูปที่ 3 ในแง่ของเวลาประวิง (delay time) การเข้ารหัสที่นำเสนอจะมีเวลาประวิงที่ ใกล้เคียงกับการเข้ารหัสมาตรฐาน ITU G.729 ที่ใช้อัลกอริทึม CS-ACELP คือ 15 มิลลิวินาที โดย เป็นเวลาประวิงเชิงอัลกอริทึม ไม่รวมถึงเวลาประวิงในการส่งผ่านข่ายเชื่อมโยงสื่อสาร หรือเวลา ประวิงการมัลติเพลกซ์ เมื่อมีการรวมข้อมูลเสียงเข้ากับข้อมูลชนิดอื่นเช่น ภาพนิ่ง วิดีโอ หรือฐานข้อมูล เป็นต้น

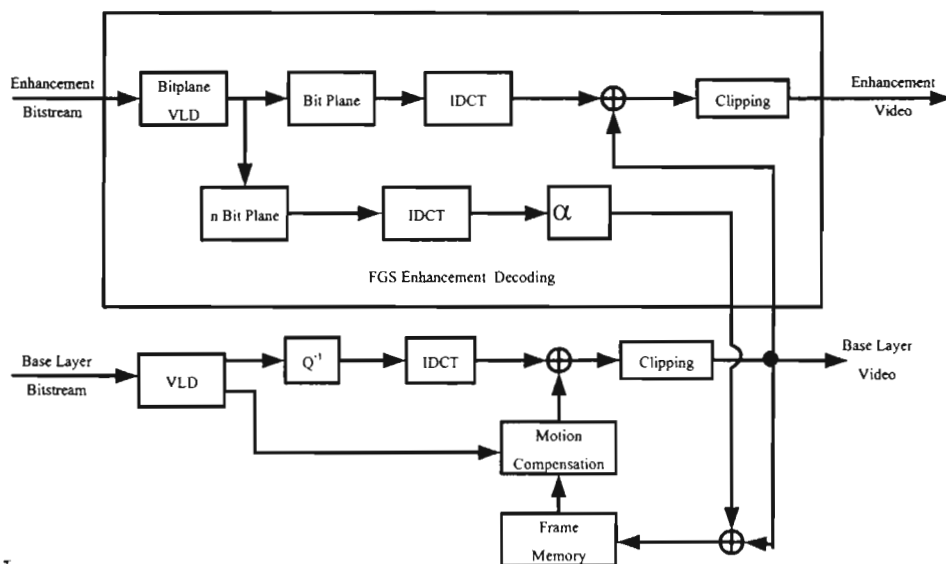


รูปที่ 3 กราฟเปรียบเทียบคุณภาพการเข้ารหัสเสียงพูดที่นำเสนอ (HPDR) กับวิธีดั้งเดิม

- [3] การพัฒนาการปรับสเกลคุณภาพของสัญญาณวิดีโอแบบ FGS ตามมาตรฐาน MPEG-4 การปรับสเกลความละเอียดของกรเนบแบบทันทันโดยใช้การทำนายรั้วสำหรับการเข้ารหัสวิดีโออัตราบิตต่ำ (Robust Fine Granularity Scalability Using Leaky Prediction for Low Bit Rate Video Coding)



รูปที่ 4 โครงสร้างการเข้ารหัส FGS ที่นำเสนอ

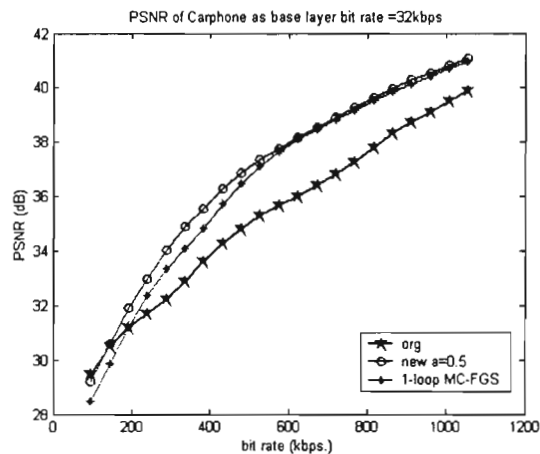


รูปที่ 5 โครงสร้างการถอดรหัส FGS ที่นำเสนอ

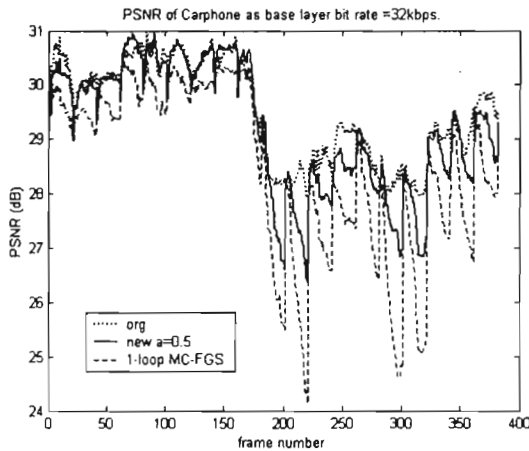
ผลการจำลองระบบ

สัญญาณวิดีโอที่ใช้ในการจำลองคือ Carphone ในรูปแบบ (format) QCIF (176x144 จุดสี) อัตราเฟรม 30 เฟรมต่อวินาที และเข้ารหัสแบบ IPP... โดยเข้ารหัสเฟรม I ทุกๆ 20 เฟรม ขณะที่ชั้นฐานเข้ารหัสตาม มาตรฐาน MPEG-4 ใช้โมเดล TM5 ควบคุมอัตราบิต ซึ่งอัตราบิตของชั้นฐานที่ใช้คือ 32 kbps. รูปที่ 6 แสดงผลการจำลองระบบ จะเห็นว่าวิธีที่นำเสนอที่กำหนดค่าตัวประกอบการรื้อเท่ากับ 0.5 (เส้น new a=0.5) จะมีค่า PSNR สูงกว่าวิธี FGS เดิมตั้งแต่แบนด์วิดท์ 144 kbps.ขึ้นไป และค่า PSNR สูงกว่าวิธี 1-loop MC-FGS ที่แบนด์วิดท์ต่ำๆ ดังรูปที่ 6 ก.

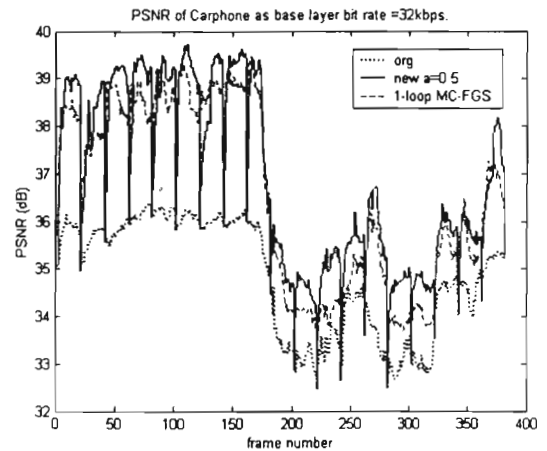
ผลที่ได้จากรูปที่ 6 ข. และ ก. คือ เมื่อเปรียบเทียบวิธีเข้ารหัสตามวิธีที่นำเสนอโดยค่าตัวประกอบการรื้อเท่ากับ 0.5, วิธี 1-loop MC-FGS กับวิธี FGS เดิม คุณภาพของเฟรม P ทุกเฟรมของวิธีที่นำเสนอจะมีคุณภาพต่ำกว่าเมื่อแบนด์วิดท์ต่ำกว่า 144 kbps. และจะมีคุณภาพสูงกว่าที่แบนด์วิดท์กลางๆ และสูงเนื่องจากมีแบนด์วิดท์เพียงพอในการส่งข้อมูลเอนแฮนส์เมนต์ที่ใช้ในการประมาณเฟรมถัดไป แต่เฟรม I ในทั้งสองวิธีมีกรรมวิธีการเข้ารหัสเดียวกันจึงมีค่า PSNR เท่ากัน



ก. ค่า PSNR ที่อัตราบิตต่างๆ



ข. ค่า PSNR ที่แบนด์วิดท์เท่ากับ 96 kbps.



ค. ค่า PSNR ที่แบนด์วิดท์เท่ากับ 480 kbps.

รูปที่ 6 ค่า PSNR ของสัญญาณวิดีโอ Carphone ที่อัตราบิตพื้นฐานเท่ากับ 32 kbps.

ผลการเปรียบเทียบภาพสัญญาณวิดีโอ Carphone เฟรมที่ 44 ที่เข้ารหัสด้วยโครงสร้าง FGS เดิม กับเข้ารหัสด้วยโครงสร้างที่นำเสนอ โดยอัตราบิตที่พื้นฐานเท่ากับ 32 kbps. และแบนด์วิดท์ทั้งหมดคือ 480 kbps. ดังแสดงในรูปที่ 7 จะเห็นได้ชัดว่า บริเวณใบหน้าของโครงสร้างที่นำเสนอมีคุณภาพดีกว่า โครงสร้าง FGS เดิม



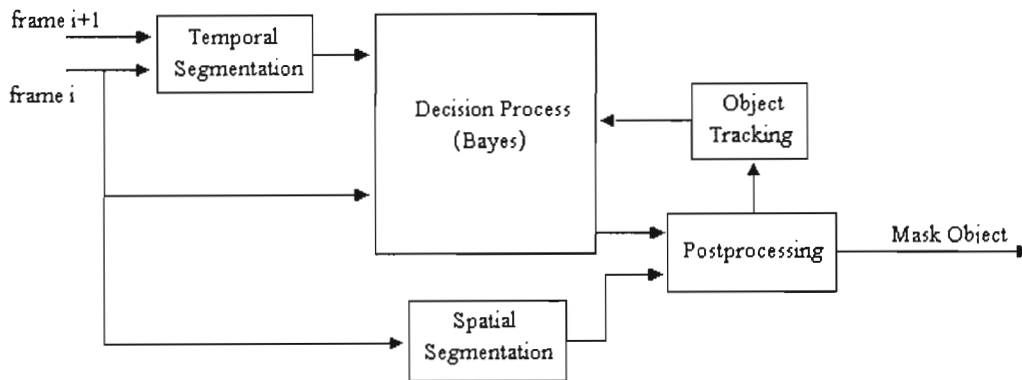
ก. เข้ารหัสด้วยโครงสร้าง FGS เดิม

ข. เข้ารหัสด้วยโครงสร้างที่นำเสนอ

รูปที่ 7 การเปรียบเทียบภาพสัญญาณวิดีโอ Carphone เฟรมที่ 44 ที่เข้ารหัสด้วยโครงสร้าง FGS แบบเดิม กับเข้ารหัสด้วยโครงสร้างที่นำเสนอ โดยอัตราบิตที่พื้นฐานเท่ากับ 32 kbps. และแบนด์วิดท์ทั้งหมดคือ 480 kbps.

[4] การแยกส่วนภาพวัตถุตามข้อกำหนดของมาตรฐาน MPEG-4

จุดประสงค์ของการแยกส่วนภาพวิดีโอคือต้องการส่งบริเวณเฉพาะส่วนของภาพที่สนใจเข้าไปในช่องสัญญาณเพื่อต้องการลดปริมาณข้อมูลและสามารถจัดการข้อมูลเชิงวัตถุได้ งานวิจัยในปัจจุบันคือ การแยกส่วนภาพวิดีโอแบบอัตโนมัติโดยใช้เทคนิคการตัดสินใจแบบเบย์ (Automatic Video Object Segmentation using Bayesian Decision Technique) ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 โครงสร้างกรรมวิธีการแยกส่วนภาพวิดีโอโดยใช้เทคนิคการตัดสินใจแบบเบย์

1. การแยกส่วนภาพทางพื้นที่

การแยกส่วนภาพทางพื้นที่นั้นจะทำการหาเกรเดียนต์เชิงสัมชาน แล้วแยกบริเวณโดยใช้ อัลกอริทึมสันปันน้ำของภาพเฟรมที่ I

2. การแยกส่วนภาพทางเวลา

การแยกส่วนภาพทางเวลา กระทำได้คือ นำภาพ 2 เฟรมติดกันมาหาความเปลี่ยนแปลงโดย ลบ กัน แล้วทำเป็นค่าสัมบูรณ์ เพราะฉะนั้นพื้นที่ส่วนที่ไม่เกิดการเคลื่อนไหวก็จะมีค่าเป็นศูนย์ แต่เนื่องจาก อุปกรณ์ที่ใช้จับภาพอาจมีการรบกวนเนื่องจากความร้อน ความผิดพลาดที่เกิดจากการ ควอนไทซ์ และ อื่นๆ อันอาจมีผลทำให้ค่าความเข้มแสงของส่วนที่ไม่เคลื่อนไหวไม่เป็นศูนย์ทั้งหมด วิธีแก้ไขขั้นต้นคือ กำหนดค่าจุดเปลี่ยนไว้ค่าหนึ่งเพื่อ ใช้ประมาณได้ว่า ความแตกต่างนั้น เกิดจากการเคลื่อนไหวจริงๆ มิใช่เกิดจากความผิดพลาดหรือการรบกวนของสิ่งอื่นๆ มาส์กตรวจจับการเคลื่อนไหว (CDM) นิยามได้ ดังนี้

$$CDM_i(x,y) = \begin{cases} 1 & \text{ถ้า } d_i \geq T_i \\ 0 & \text{ถ้า } d_i < T_i \end{cases}$$

โดยที่ $d_i = |p_i(x,y) - p_{i-1}(x,y)|$, $T_i = 0.2$

$p_i(x,y)$ คือ พิกเซลตำแหน่ง (x,y) ในเฟรมที่ i

จากนั้นทำการสแกนทางซ้าย ทางขวา และด้านบนลงมา เพื่อกำหนดขอบเขตของวัตถุ

3. กระบวนการตัดสินใจ

จาก ให้ α_1 คือการเลือกให้เป็นวัตถุ α_2 คือการเลือกให้เป็นพื้นหลัง w_1 คือ คลาสของวัตถุ w_2 คือ คลาสของพื้นหลัง x คือ ข้อมูล 24 บิต ของ Y Cb และ Cr ของภาพเฟรมที่ i λ_{ij} คือ ค่าความสูญเสียเมื่อเลือกว่าเป็นคลาส w_j โดยเงื่อนไขคือ w_j

$$R(\alpha_1 | x) = \lambda_{11} P(w_1|x) + \lambda_{12} P(w_2|x)$$

$$R(\alpha_2 | x) = \lambda_{21} P(w_1|x) + \lambda_{22} P(w_2|x)$$

โดยการตัดสินใจของเบย์จะตัดสินใจว่าเป็น w_1 เมื่อ

$$R(\alpha_1 | x) < R(\alpha_2 | x)$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$(\lambda_{21} - \lambda_{11}) P(w_1|x) > (\lambda_{12} - \lambda_{22}) P(w_2|x)$$

$$(\lambda_{21} - \lambda_{11}) p(x | w_1) P(w_1) > (\lambda_{12} - \lambda_{22}) p(x | w_2) P(w_2)$$

$$\frac{p(x | w_1)}{p(x | w_2)} > \frac{\lambda_{12} - \lambda_{22}}{\lambda_{21} - \lambda_{11}} \frac{P(w_2)}{P(w_1)}$$

โดยให้ $\lambda_{11} = \lambda_{22} = 0$ เพราะว่าเป็นกรณีที่เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด

$\lambda_{21} = \lambda_{12} = 1$ เนื่องจากต้องการให้เกิดความสูญเสียที่เท่าๆกัน

$$\frac{p(x | w_1)}{p(x | w_2)} > \frac{P(w_2)}{P(w_1)}$$

4. การติดตามวัตถุ

การติดตามวัตถุ นั้น มีจุดประสงค์เพื่อยังคงขอบเขตของวัตถุ นั้น ในกรณีที่วัตถุหยุดนิ่งหรือไม่เคลื่อนไหว เพราะถ้าไม่มีการติดตามวัตถุแล้วถ้าวัตถุ นั้นหยุดการเคลื่อนไหว กรรมวิธีที่กล่าวผ่านมานี้

หัวข้อก่อนๆก็จะไม่สามารถระบุได้เลยว่าวัตถุอยู่ที่ใดแล้ว การติดตามวัตถุ จำเป็นต้องมีหน่วยความจำสำรองเก็บค่าวัตถุของภาพก่อนหน้าด้วย

5. กระบวนการข้างหลัง

เป็นการใช้ข้อมูลจากมาสก์ที่ได้จากการตัดสินใจของเบย์เพื่อเลือกว่าบริเวณใดใน การแยกส่วนทางพื้นที่นั้นเป็นวัตถุหรือพื้นหลัง

6. ผลการจำลองระบบ

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการจำลองระบบในส่วนของการแยกส่วนภาพทางพื้นที่ กระบวนการแยกส่วนภาพทางเวลา และ ผลจากการใช้วิธีการตัดสินใจของเบย์

รูปที่ 9ก และ 9ข เป็นภาพเฟรมที่ 1 และ ภาพเฟรมที่ 2 ของลำดับภาพวิดีโอ 2 ภาพติดกัน เมื่อนำภาพเฟรมที่ 1 มาตรวจจับขอบ โดยใช้ตัวดำเนินการเกรเดียนต์เชิงสัมฐาน ผลลัพธ์จะได้ดังรูปที่ 10ก ส่วนรูปที่ 10ข คือ ภาพที่ได้จากอัลกอริทึมสันปันน้ำ



(ก)

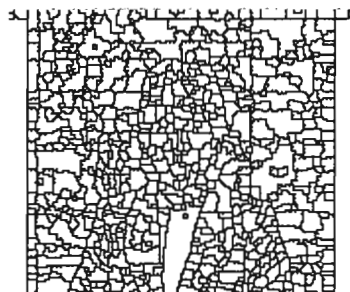


(ข)

รูปที่ 9 ภาพวิดีโอ (ก) เฟรมที่ 1 (ข) เฟรมที่ 2



(ก)



(ข)

รูปที่ 10 (ก) เกรเดียนต์ของเฟรมที่ 1 (ข) อัลกอริทึมสันปันน้ำของเฟรมที่ 1

มาตรฐานการจับการเปลี่ยนแปลงแสดงได้ดังรูปที่ 11ก วัตถุที่แยกออกมาได้โดยใช้การตัดสินใจของเบย์แสดงดังรูปที่ 11ข



(ก)



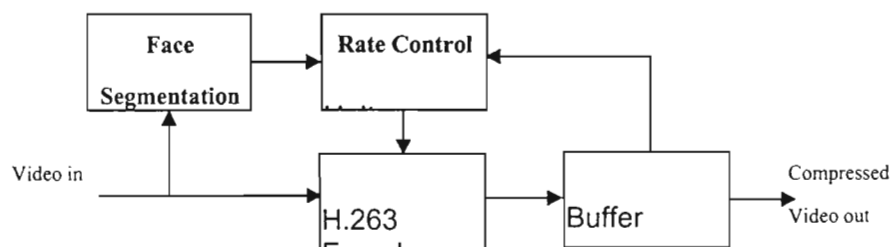
(ข)

รูปที่ 11 (ก) CDM มาสก์ (ข) ภาพที่ได้จากการตัดสินใจของเบย์

- [5] การพัฒนาการควบคุมคุณภาพสัญญาณวิดีโอของบริเวณที่สนใจ
(Region of Interest Based Rate Control)

ภาพรวมของระบบ

ระบบจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังรูปที่ 12



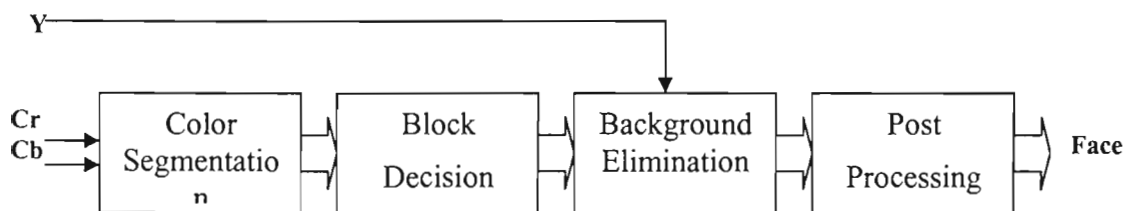
รูปที่ 12 ภาพรวมของระบบ

ส่วนแรก คือ สัญญาณวิดีโอขาเข้าซึ่งจะได้รับการเข้ารหัสตามมาตรฐาน H.263 และถูกทำการแยกส่วนสัญญาณเฉพาะบริเวณใบหน้า จากนั้นจำนวนบิตที่ได้จากการเข้ารหัสจะถูกเก็บไว้ที่บัฟเฟอร์เพื่อรอส่งไปยังตัวเข้ารหัสช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นข้อมูลของสัญญาณวิดีโอที่ได้รับการบีบอัดแล้ว ตัว

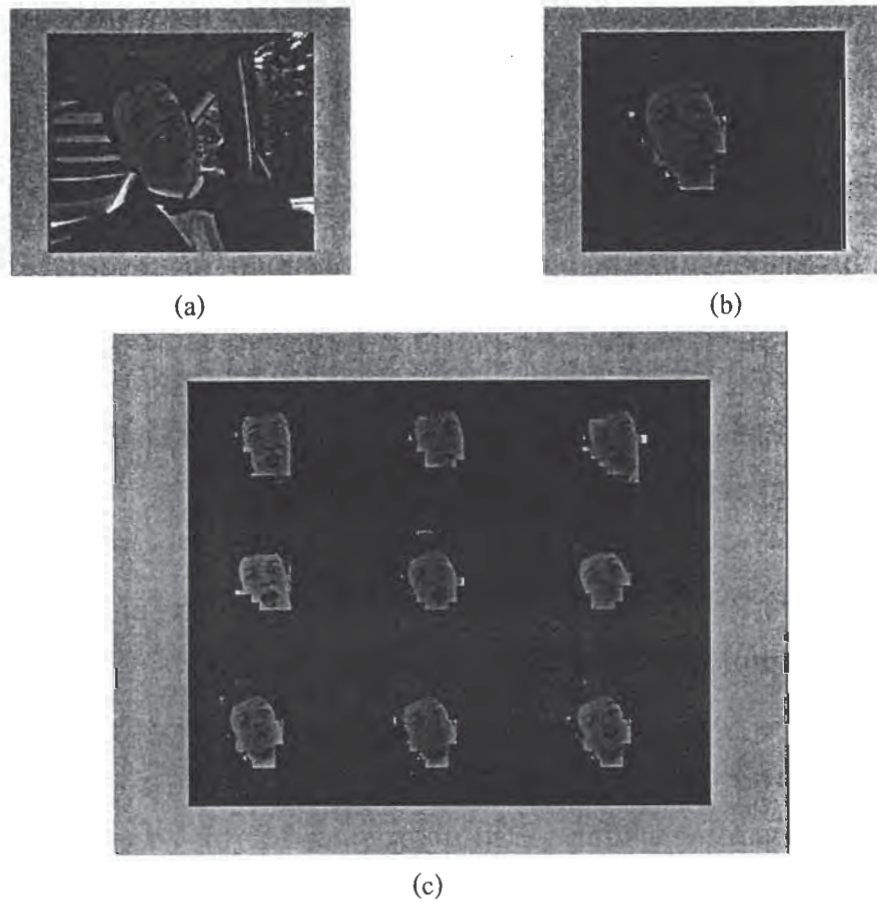
ควบคุมอัตราบิตจะใช้ข้อมูลจำนวนบิตจากบัฟเฟอร์และข้อมูลจากการแยกส่วนสัญญาณบริเวณใบหน้า ในการจัดสรรบิตให้กับสัญญาณวิดีโอในเฟรมที่กำลังจะทำการเข้ารหัสโดยการเลือกระดับควอนไทซ์

การแยกส่วนสัญญาณวิดีโอบริเวณใบหน้า (Face Segmentation)

การแยกส่วนบริเวณใบหน้า มีขั้นตอนการทำงาน ดังรูปที่ 13 โดยการเลือกบริเวณ ส่วนประกอบความเข้มสีในช่วงของสีบริเวณใบหน้ามาพิจารณา (Color Segmentation) จากนั้นจึงใช้ กระบวนการตัดสินใจเป็นบล็อก (Block Decision) มาช่วยในการจัดรูปร่างของผลการแยกส่วนให้เป็น รูปร่างที่มีความหมายมากขึ้นเนื่องจากเพียงใช้ส่วนประกอบความเข้มสีเพียงอย่างเดียวอาจทำให้บริเวณ ปากและตาถูกแยกส่วนออกจากใบหน้า นอกจากนี้อาจมีบริเวณพื้นหลังที่ถูกพิจารณาว่าเป็นบริเวณ ใบหน้าจากกระบวนการแรก ดังนั้น จึงใช้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของส่วนประกอบความเข้มแสงบริเวณ ใบหน้ามาช่วยในการพิจารณาบริเวณที่ถูกแยกส่วนแล้วอีกครั้ง (Background Elimination) แล้วผ่าน กระบวนการภายหลัง (Post Processing) เพื่อให้บริเวณที่ได้ครอบคลุมบริเวณใบหน้าอย่างครบถ้วน ยิ่งขึ้น จากนั้นจึงพิจารณาบริเวณแยกส่วนที่ได้ให้อยู่ในรูปแบบของมาโครบล็อกของบริเวณใบหน้า ผล ของการแยกส่วนบริเวณใบหน้าแสดงให้เห็นในรูปที่ 14



รูปที่ 13 กรรมวิธีการแยกส่วนใบหน้า



รูปที่ 14 ผลการแยกส่วนบริเวณใบหน้าของลำดับภาพ Carphone
 (a) ภาพต้นฉบับของเฟรมที่ 100 (b) บริเวณส่วนใบหน้าของเฟรมที่ 100
 (c) ลำดับภาพบริเวณส่วนใบหน้าของเฟรมที่ 92 ถึง 100

การทำงานของระบบที่นำเสนอ

เนื่องจากในการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโออัตราบิตต่ำ สัญญาณภาพที่ได้รับจะมีความเพี้ยนไปจากต้นแบบ ดังนั้น จึงมีงานวิจัยที่เสนอการใช้ข้อมูลการแยกส่วนสัญญาณวิดีโอมาช่วยในการจัดสรรบิตให้แก่บริเวณที่สนใจ ซึ่งในการประยุกต์ใช้งานด้านโทรศัพท์ภาพหรือการประชุมสัมมนาทางโทรทัศนศาสตร์ประกอบที่สำคัญคือตัวบุคคลที่กำลังสนทนา ดังนั้น บริเวณใบหน้าจึงถือว่าเป็นบริเวณที่สนใจ เนื่องจากงานวิจัยดังกล่าวยังมีข้อจำกัดในการใช้งานบางอย่าง คือ ผู้ใช้ต้องกำหนดพารามิเตอร์บางตัวเพื่อการจัดสรรบิตเอง แต่สัญญาณวิดีโอที่มีความซับซ้อนต่างกันไม่สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์

ดังกล่าวเป็นค่าใดค่าหนึ่งได้ และยังไม่สนับสนุนการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอที่อัตราบิตต่ำ (ต่ำกว่า 64 กิโลบิตต่อวินาที)

ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงเสนอการจัดสรรบิตให้แก่บริเวณที่สนใจ (บริเวณใบหน้า) โดยการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก ที่สามารถปรับตัวได้เองตามความซับซ้อนของสัญญาณวิดีโอ โดยสัญญาณวิดีโอที่มีความซับซ้อนต่ำ ค่าถ่วงน้ำหนักควรจะเป็นค่ามากเนื่องจากสัญญาณวิดีโอ นั้นสามารถถูก ควอนไทซ์ในระดับที่ละเอียดได้ ในขณะที่จำนวนบิตที่ได้จากการเข้ารหัสยังคงใกล้เคียงกับจำนวนที่จัดสรรให้ในแต่ละเฟรม ในทางกลับกันสัญญาณวิดีโอที่มีความซับซ้อนสูง ค่าถ่วงน้ำหนักควรจะเป็นค่าต่ำ วิธีที่นำเสนอให้ความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำ เนื่องจาก ค่าถ่วงน้ำหนักสามารถคำนวณได้จากพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง และไม่มีการคำนวณแบบวนซ้ำ ทั้งนี้วิธีที่นำเสนออยู่บนมาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณ H.263 จึงสนับสนุนการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอที่อัตราบิตต่ำ

การกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักแก่บริเวณพื้นหน้าหรือบริเวณที่สนใจและพื้นหลังสามารถคำนวณจากพารามิเตอร์ ต่างๆ คือ ความซับซ้อนของสัญญาณวิดีโอ หรือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน และจำนวนบิตที่จะทำการจัดสรรให้แก่พื้นหน้าและพื้นหลังโดยวิธีที่นำเสนอ

หลักการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก มีดังต่อไปนี้

กำหนดว่ามีข้อมูลการแยกส่วนสัญญาณวิดีโอที่สนใจมาแล้ว ดังรูปที่ 3 ทำการจัดสรรบิตให้แก่บริเวณพื้นหน้าหรือบริเวณใบหน้า (B_{ROI}) และพื้นหลัง (B_{non_ROI}) ดังสมการ (1) และ (2) ตามลำดับ

$$B_{non_ROI} = AK \sum_{i=1}^N \frac{\sigma_{b_i}^2}{Q_i^2} \quad (1)$$

โดยที่ σ_{b_i} คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของมาโครบล็อกที่ i ที่เป็นบริเวณพื้นหลัง

โดย Q_i จะถูกกำหนดโดยวิธีที่นำเสนอให้เป็นค่าที่หยาบที่สุดเพื่อที่จะสามารถจัดสรรบิตให้แก่บริเวณพื้นหน้าได้มากที่สุด ในงานวิจัยนี้จะให้ Q_i เท่ากับ 31

$$B_{ROI} = B - B_{non_ROI} \quad (2)$$

เพื่อให้ได้

จำนวนบิตที่เหมาะสมสำหรับการจัดสรรให้แก่บริเวณพื้นหน้าและพื้นหลัง ทำการคำนวณหาค่าถ่วง

น้ำหนัก γ จะได้อัตราส่วนของจำนวนบิต B_i ที่จัดสรรให้แก่มาโครบล็อกปัจจุบันที่จะทำการเข้ารหัส ต่อจำนวนบิตทั้งหมดที่เหลือ B_m เพื่อเข้ารหัสมาโครบล็อกที่เหลือ N_m

$$\frac{B_i - AC}{B_m - AN_m C} = \frac{\alpha_i \sigma_i}{\sum_{i=1}^N \alpha_i \sigma_i} \quad (3)$$

จากสมการ (3) พิจารณาบริเวณพื้นหน้าเป็นวัตถุเดียวกัน ดังนั้นค่าถ่วงน้ำหนัก γ ของมาโครบล็อกของบริเวณพื้นหน้าเพิ่มขึ้นเท่าๆ กัน ดังสมการ (4)

$$B_{ROI} = \frac{\gamma \sum_{i=1}^N \alpha_{f_i} \sigma_{f_i}}{\gamma \sum_{i=1}^N \alpha_{f_i} \sigma_{f_i} + \sum_{i=1}^N \alpha_{b_i} \sigma_{b_i}} \quad (4)$$

α_{f_i} คือ ค่าถ่วงน้ำหนักเดิมของมาโครบล็อกที่ i ที่เป็นบริเวณพื้นหน้า
 α_{b_i} คือ ค่าถ่วงน้ำหนักของมาโครบล็อกที่ i ที่เป็นบริเวณพื้นหลัง
 σ_{f_i} คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของมาโครบล็อกที่ i ที่เป็นบริเวณพื้นหน้า

หรือ

$$\gamma = \max \left\{ 1, \left(\frac{B_{ROI}}{B_{non_ROI}} \right) \left(\frac{\sum_{i=1}^N \alpha_{b_i} \sigma_{b_i}}{\sum_{i=1}^N \alpha_{f_i} \sigma_{f_i}} \right) \right\} \quad (5)$$

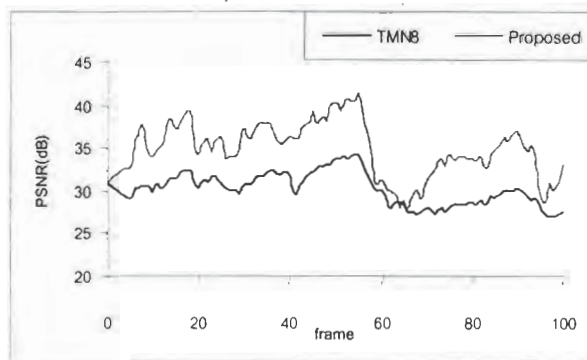
จากสมการที่ (5) สามารถอธิบายได้ว่า γ คือ จำนวนเท่าของอัตราส่วนจำนวนบิตบริเวณพื้นหน้าต่อพื้นหลังที่จัดสรรให้ ต่ออัตราส่วนจำนวนบิตบริเวณพื้นหน้าต่อพื้นหลังที่ TMN8 กำหนดไว้แต่แรก ดังนั้น ถ้าเราต้องการให้อัตราส่วนของจำนวนบิตบริเวณพื้นหน้าต่อพื้นหลังเพิ่มขึ้นเท่าใด ก็ต้องพิจารณาจากอัตราส่วนเดิมว่ามีค่าเท่าใดและควรเพิ่มขึ้นอีกเท่าใด ถ้าเราจัดสรรบิตให้แก่บริเวณพื้นหน้ายิ่งมากขึ้นเท่าไร γ ก็จะยิ่งมีค่ามาก การเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอมาตรฐาน H.263 โดย TMN 8 ตามปกติ γ เท่ากับ 1 เพราะไม่มีการจัดสรรบิตให้แก่บริเวณใดเป็นพิเศษ ดังนั้น ค่า γ น้อยที่สุดที่กำหนด ให้ คือ 1

γ เท่ากับ สมการ (5) สำหรับมาโครบล็อกที่เป็นบริเวณพื้นหน้า และ γ เท่ากับ 1 สำหรับมาโครบล็อกที่เป็น

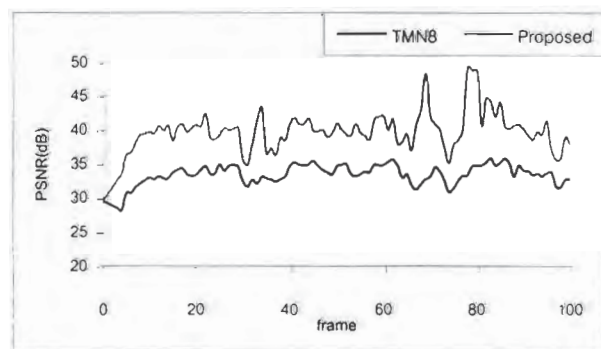
บริเวณพื้นหลัง ดังนั้น การคำนวณหาระดับควอนไทซ์ที่เหมาะสม Q_i^* เพื่อเข้ารหัสมาโครบล็อกที่ i สำหรับระบบที่นำเสนอ คือ

$$Q_i^* = \sqrt{\frac{AK}{B - AN_m C} \frac{\sigma_i}{\gamma \alpha_i} \sum_{k=1}^N \gamma \alpha_i \sigma_i} \quad (6)$$

ผลจำลองระบบของการจัดสรรบิต



(a)



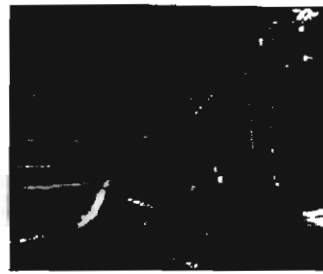
(b)

รูปที่ 15 การเปรียบเทียบค่า PSNR ของส่วนบริเวณใบหน้าระหว่าง TMN8 และวิธีที่นำเสนอ

(a) ลำดับภาพ Carphone (b) ลำดับภาพ Claire



(a)



(b)

รูปที่ 16 การประเมินผลคุณภาพของลำดับภาพ Carphone เฟรมที่ 100 ที่อัตราบิต 32 kbps

(a) TMN8 (b) วิธีที่นำเสนอ

งานที่จะทำต่อไป

ปรับปรุงและพัฒนาอัลกอริทึมที่ทำให้การแยกส่วนที่เป็นบุคคลออกจากฉากหลังได้แม่นยำขึ้น
ไม่ว่าคนผู้นั้นจะหันหน้าตรงหรือด้านข้าง เพื่อลด Constraint ในการใช้งานการประชุมวิดีโอ

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 7 เรื่อง

การศึกษาและพัฒนาระบบการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณวีดิทัศน์ตามมาตรฐาน MPEG-4 เพื่อส่งบนระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สาย

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ ดร. สุภาวดี อร่ามวิทย์

2. วัตถุประสงค์ของโครงการ

ศึกษากระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณวีดิทัศน์ตามมาตรฐาน MPEG-4 รวมถึง

คุณลักษณะเพิ่มเติมในมาตรฐาน MPEG-4 ว่าด้วยความทนทานต่อความผิดพลาดของสัญญาณวีดิทัศน์

ศึกษาลักษณะและตัวแปรที่มีผลต่อลักษณะความผิดพลาดของช่องสัญญาณของระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สายที่จะใช้ในการศึกษาโครงการงานนี้

ศึกษา วิเคราะห์ และหาวิธีแก้ไขความผิดพลาดเพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณวีดิทัศน์เมื่อทำการส่งบนระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สาย

ทำการสร้างระบบจำลองการส่งสัญญาณวีดิทัศน์ตาม มาตรฐาน MPEG-4 บน ระบบ เครือข่ายสื่อสารไร้สาย เพื่อทำการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอ ว่า สามารถ นำไปประยุกต์ใช้ได้ ในสถานการณ์จำลองใกล้เคียงความเป็นจริง

ศึกษาและทำการพัฒนาระบบการประชุมสัมมนาทางวีดิทัศน์ โดยใช้มาตรฐาน MPEG-4

3. ขอบเขตของโครงการ

ในโครงการวิจัยนี้ จะทำการศึกษากระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณวีดิทัศน์ตามมาตรฐาน MPEG-4 รวมถึง คุณลักษณะเพิ่มเติมใน มาตรฐาน MPEG-4 ว่าด้วย ความทนทานต่อความผิดพลาดของ สัญญาณวีดิทัศน์ ทั้งนี้จะมีการศึกษาและเลือกคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ที่เกิดความผิดพลาดคล้าย สถานการณ์ จริงที่เหมาะสม เพื่อใช้ในการทดสอบระบบ จากนั้นจะเป็นการเน้นกระบวนการวิเคราะห์เพื่อนำเสนอวิธีแก้ไข ความผิดพลาดเพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณวีดิทัศน์ทำการส่งบนระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สาย และทำการจำลอง ระบบการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณวีดิทัศน์โดย ทั้งโปรแกรมจำลองตามมาตรฐานเพื่อทำการทดสอบประสิทธิภาพ ของวิธีการที่นำเสนอที่ใกล้เคียงกับ ในสถานการณ์จริงและทำการส่งแบบใช้ช่องสัญญาณจำลองตามมาตรฐานและ ใช้ช่องสัญญาณจริง นอกจากนี้ทำการพัฒนาระบบการประชุมสัมมนาทางวีดิทัศน์ โดยใช้มาตรฐาน MPEG-4

4. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

- 4.1 ศึกษากระบวนการเข้าและถอดรหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG-4
- 4.2 ศึกษากระบวนการประยุกต์ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ และส่วนของการเขียนโปรแกรมประยุกต์ โดยใช้ภาษา Visual C++
- 4.3 ติดตั้งฮาร์ดแวร์ที่จำเป็นต่อการพัฒนาระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ ได้แก่ การ์ดจับสัญญาณวิดีโอและเสียง และ กล้องวิดีโอ
- 4.4 เขียนโปรแกรมประยุกต์ในส่วนของ การจับภาพจากกล้องวิดีโอ ส่วนของการแสดงผลบนจอภาพ และ ส่วนของการส่งสัญญาณวิดีโอผ่านเครือข่าย LAN
- 4.5 พัฒนาโปรแกรมประยุกต์ในส่วนของ การส่งสัญญาณวิดีโอผ่านเครือข่าย LAN เน้นในส่วนของ การจัดการของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็น Server และ Client
- 4.6 ศึกษาการนำโปรแกรมของตัวเข้าและถอดรหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG-4 มาเชื่อมต่อกับ โปรแกรมประยุกต์ในส่วนของ การจับภาพจากกล้องวิดีโอ ในส่วนของ การส่งสัญญาณวิดีโอ ผ่านเครือข่าย LAN เพื่อสามารถทำการส่งสัญญาณวิดีโอที่ถูกบีบอัด ผ่านเครือข่าย LAN
- 4.7 วิเคราะห์และประเมินผลของการส่งสัญญาณวิดีโอ MPEG-4 ที่ถูกบีบอัด ผ่านเครือข่าย LAN
- 4.8 ศึกษาการประยุกต์ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอแบบหลายจุด

- รายงานสรุปในรายละเอียดของงานที่ได้ดำเนินการไปแล้วอยู่ในภาคผนวก

5. ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป

พัฒนาโปรแกรมประยุกต์เพิ่มเติมในส่วนของ การแสดงผลบนจอภาพ ส่วนที่ติดต่อกับผู้ใช้ ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ และ ส่วนของการติดต่อและการส่งข้อมูลผ่านเครือข่าย

ศึกษากรรมวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพและความสามารถในการส่งสัญญาณวิดีโอ MPEG-4 ที่ถูกบีบอัดในสามารถทำการประยุกต์ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ เช่น กรรมวิธีการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอแยกส่วน และ การประกอบสัญญาณวิดีโอแยก ส่วนเข้ากับ ฉากหลังที่เป็นภาพสังเคราะห์ การจัดสรรบิตให้กับวัตถุที่สนใจ

ศึกษา และ จำลองระบบเพิ่มเติม เพื่อ สามารถทำการประยุกต์ระบบการประชุมสัมมนา ทางวิดีโอ ผ่าน เครือข่าย Wireless LAN ต่อไป

ศึกษากรรมวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพและความสามารถในการส่งสัญญาณวีดิทัศน์ MPEG-4 ที่ถูกบีบอัดผ่านเครือข่ายไร้สาย เช่น เทคนิคการเข้ารหัสสัญญาณวีดิทัศน์ให้มีคุณสมบัติของความทนทานต่อความผิดพลาด เทคนิคการปกปิดความผิดพลาดของสัญญาณวีดิทัศน์ที่ฝั่งผู้รับ เป็นต้น

6. ผลผลิตและความสัมฤทธิ์ผลของงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

โครงการแสดงในงานนิทรรศการวิชาการทางวิศวกรรม ครั้งที่ 13 คณะวิศวกรรมศาสตร์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ดร. สุภาวดี อร่ามวิทย์ นาย ธิรพิรุฬห์ ทองคำวิฑูรย์ และ นาย คณิต มงคลพิทักษ์สุข,

“การพัฒนาระบบการประชุมสัมมนาทางวีดิทัศน์ตามมาตรฐานการลงรหัสสัญญาณ

วีดิทัศน์ MPEG-4”, งานนิทรรศการวิชาการทางวิศวกรรม ครั้งที่ 13 คณะวิศวกรรมศาสตร์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, ธันวาคม 2545

บทความที่นำเสนอในการประชุมนานาชาติ ICT 2003

Thirapiroon Thongkamwitoon and Supavadee Aramvith, “Design and Performance Analysis of MPEG-4 Based

Video Conferencing System,” To appear, International Conference on Information and Communication

Technologies (ICT) 2003, Assumption University, Bangkok, April 2003.

ภาคผนวก

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบัน เทคโนโลยีทางการสื่อสารได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็ว ได้มีการพัฒนาระบบต่างๆขึ้นมาเพื่ออำนวยความสะดวกสบายให้กับมนุษย์ อย่างมากมาย ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ (video conferencing system) เป็นระบบหนึ่งซึ่งเข้าบาทในวงการ ธุรกิจ การศึกษา หมุนักวิจัย และผู้ใช้ทั่วไป ในฐานะที่เป็นระบบซึ่งใช้สื่อสารสัญญาณภาพและเสียงของกลุ่มสนทนา หรือ กลุ่มผู้สนทนา แบบเวลาจริง ทำให้ผู้สนทนา ไม่ต้องอยู่ในสถานที่เดียวกัน ก็ทำงานสนทนาหรือทำการประชุมกันได้

เนื่องจากสัญญาณวิดีโอ เป็น สัญญาณที่ต้องการใช้ อัตราบิตสูง และต้องการการตอบสนองแบบเวลาจริง การเข้ารหัสและถอดรหัสจึงมีความจำเป็นอย่างมากต่อการทำงานของระบบ มาตรฐานการเข้ารหัสภาพวิดีโอ ที่ใช้ในระบบประชุมดังกล่าวซึ่งแพร่หลายอยู่ในปัจจุบันเป็นมาตรฐาน H.263 [1] ของ ITU-T (International Telecommunications Union - Telecommunications Sector) และ MPEG-4 [2] ของ ISO/IEC (International Organization for Standardization / International Electrotechnical Commission) แต่เมื่อพิจารณา คุณสมบัติของทั้งสองระบบ จะพบว่า การเข้ารหัสข้อมูลวิดีโอด้วยรูปแบบเชิงวัตถุ ให้ผลการบีบอัดที่ดีขึ้นมาก หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง หากเราส่งข้อมูลภาพและเสียงผ่าน โครงข่ายที่มีอัตราบิตต่ำ การเข้ารหัสแบบ MPEG-4 ย่อมให้คุณภาพของภาพและเสียงที่ดีกว่า

อย่างไรก็ดี ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอที่มีการใช้ในหลายองค์กรในประเทศไทยเป็นระบบที่มีการนำเข้า ซอฟต์แวร์และอุปกรณ์จากต่างประเทศที่มีราคาแพง การที่จะ พัฒนาระบบให้ตอบสนองความต้องการขององค์กรเพิ่มเติม อาจจะทำให้ยาก ถ้าขาดผู้ที่มีความเข้าใจในองค์ความรู้ที่ เกี่ยวข้อง ทำให้ต้องเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มเติมในการบำรุงรักษา ต่อเนื่อง ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โครงการนี้ จึงมีความคิดที่จะนำการเข้ารหัสและถอดรหัสตามมาตรฐาน MPEG-4 มาใช้ ในระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ เพื่อให้ระบบทำงานได้ที่อัตราการส่งข้อมูลที่เหมาะสมและคุณภาพของภาพอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ

บทที่ 2

แนวคิดเบื้องต้นและโครงสร้างของระบบ

2.1 พัฒนาการของระบบประชุมผ่านสัญญาณวิทยุทัศน์

การสื่อสารโต้ตอบระหว่างผู้ใช้ด้วยภาพเคลื่อนไหวมีขึ้นครั้งแรกที่ Bell Labs สหรัฐอเมริกา ในปี พ.ศ. 2507 [4] โดยเริ่มจากการใช้สัญญาณวิทยุทัศน์ดิจิทัล ผ่านระบบโทรศัพท์พื้นฐาน (PSTN : Public System of Telephone Network) จากนั้นเป็นต้นมาบริษัท NEC และ British Telecom (BT) ก็เริ่มคิดค้นพัฒนาระบบประชุมที่ผู้ใช้สามารถประชุมได้มากกว่าสองคน และสามารถประชุมระหว่างภูมิภาคได้ โดยให้บริการในห้องประชุมสาธารณะ อาศัยจอภาพวิทยุทัศน์ และยังคงมีการประวิงเวลา (time delay) ในการส่งสัญญาณเครือข่าย

ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2527 Compression Labs, Incorporated (CLI) แห่งประเทศสหรัฐอเมริกา ได้ร่วมมือกับวิศวกรจาก Massachusetts Institute of Technology (MIT) ทำการวิจัยเกี่ยวกับประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณวิทยุทัศน์ดิจิทัล ได้ผลเป็นที่น่าพอใจคือ พบกระบวนการเข้ารหัสซึ่งให้คุณภาพดีในขณะที่อัตราบิตต่ำลง ระบบนี้เป็นระบบแรกที่ใช้การทำงานของซอฟต์แวร์เป็นพื้นฐาน และระบบนี้ทำให้มีการพัฒนาจากระบบประชุมในห้องประชุม (Boardroom) แบบเก่า กลายเป็นการประชุมผ่านจอคอมพิวเตอร์ตั้งโต๊ะ (Desktop) และคอมพิวเตอร์แบบกระเป๋าคือ ซึ่งลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้งระบบลงมาก ความสะดวกและยืดหยุ่นในการใช้งานมีมากขึ้น นอกจากนี้ได้มีการพัฒนาระบบบนโพรโทคอล TCP/IP ทำให้ระบบสามารถทำงานได้ร่วมกัน ถึงแม้มาตรฐานเครือข่ายของแต่ละองค์กรต่างกัน และ ในที่สุดจึงสามารถทำงานผ่านระบบอินเทอร์เน็ตได้

2.2 แนวความคิดเบื้องต้นและโครงสร้างพื้นฐานของระบบ

ความต้องการและเป้าหมาย ในการพัฒนาระบบการประชุมผ่านสัญญาณวิทยุทัศน์ คือ ใช้เป็นระบบสื่อสาร ซึ่งถ่ายทอดภาพและเสียงของผู้สนทนา จากที่ต่างๆ ไปยังคู่สนทนา หรือ ผู้สนทนาอื่นๆ ที่อยู่บนระบบการสนทนาเดียวกัน พร้อมทั้งแสดงการตอบแบบเวลาจริง ดังนั้นระบบ จึงถูกแบ่งออกตามโครงสร้างและหน้าที่การทำงาน ออกได้เป็น 4 ส่วน ใหญ่ๆ ได้แก่

2.2.1 ส่วนสภาวะแวดล้อมของผู้ใช้ (user environment) เป็นส่วนที่ทำงานใกล้ชิดกับผู้ใช้มากที่สุด ทำหน้าที่ติดต่อสื่อสารระหว่างผู้ใช้กับระบบส่วนกลาง โดยมากจะทำงานเป็น ตัวเปลี่ยนสัญญาณ (transducer) โดยจะทำหน้าที่ เปลี่ยนสัญญาณต่างๆ ไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าหรือในทางกลับกัน ซึ่งจะ ถูกแบ่งออกเป็น

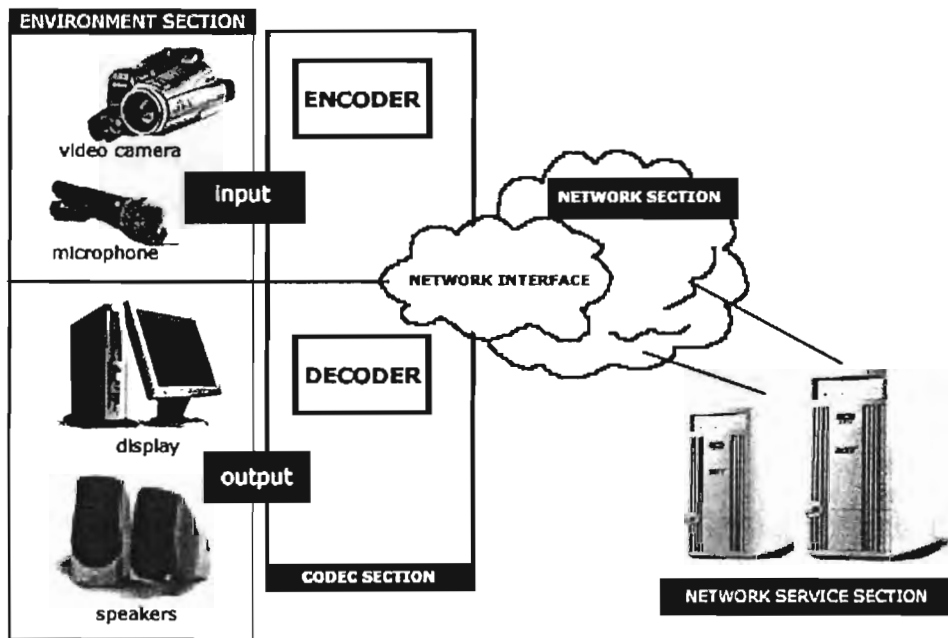
- ส่วนด้านการรับ (input unit) ทำหน้าที่รับสัญญาณต่างๆ ไปเปลี่ยนเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้ในการประมวลผลและส่งต่อไป ซึ่งอาจจะเป็น กล้องวิดีโอ ไมโครโฟน เครื่องสแกน หรืออุปกรณ์ด้านรับอื่นๆ

- ส่วนด้านแสดงผล (output unit) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าที่รับมาแสดงผลออกในรูปแบบต่างๆซึ่งอาจจะเป็นลำโพง จอภาพ อุปกรณ์แสดงผลอื่นๆ

2.2.2 ส่วนการเข้ารหัส (codec section) ทำหน้าที่เข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณที่เข้ามาและออกไปยังส่วนสภาวะแวดล้อมของผู้ใช้ ซึ่งจะทำให้ การใช้ทรัพยากรทางด้านเครือข่าย เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ ข้อมูลประเภทต่างๆก็จะมีมาตรฐานการเข้าและถอดรหัสที่แตกต่างกันไป นอกจากนี้ ส่วนการทำงานนี้ยังต้องทำงานเชื่อมต่อกับระบบเครือข่าย (network interface) ด้วย

2.2.3 ส่วนเครือข่าย (network transport) ทำหน้าที่ใช้ส่งข้อมูล ระหว่างคั่นทางและปลายทางให้เป็นไปอย่างถูกต้อง ซึ่งอาจเป็นเครือข่ายขององค์กร หรือเครือข่ายสาธารณะก็ได้

2.2.4 ส่วนบริการเครือข่าย (network service) เป็นส่วนที่ทำให้เครือข่ายทำงานร่วมกับระบบ video conferencing ได้ ทำหน้าที่ควบคุมการส่งข้อมูล รูปแบบของข้อมูล รวม และกระจาย กำหนดเส้นทางของข้อมูล รวมทั้งบริหารการใช้ ทรัพยากรให้เป็นไปอย่างเหมาะสม



รูปที่ 1 แผนภาพแสดงโครงสร้างเบื้องต้นของระบบการประชุมผ่านสัญญาณวิดีโอ

เมื่อเราทราบหลักการ และโครงสร้างเบื้องต้นของ ระบบการประชุมผ่านสัญญาณวิดีโอแล้ว ในบทต่อไปเราจะมาศึกษา รายละเอียด โครงสร้าง และหลักการทำงานของ แต่ละส่วน เพื่อความเข้าใจ โดยบทที่ 3 จะกล่าวถึง การจับภาพโดยกล้อง และ นำมาแสดงผล บทที่ 4 กล่าวถึง การส่งและรับข้อมูลผ่านเครือข่าย บทที่ 5 จะกล่าวถึง ตัวเข้ารหัสและถอดรหัสตามมาตรฐาน MPEG-4 และ บทที่ 6 จะกล่าวถึง การนำส่วนประกอบต่างๆ มาใช้ทำงานร่วมกัน เพื่อพัฒนาโปรแกรมประยุกต์ต้นแบบ ของ ระบบการประชุมผ่านสัญญาณวิดีโอ

บทที่ 3

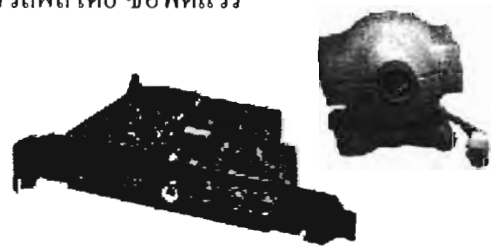
ส่วนการจับภาพและการแสดงผล

3.1 ส่วนการจับภาพ

ส่วนการจับภาพ เป็นส่วนที่อยู่ใน user environment section ของระบบการประชุมทางไกลผ่านสัญญาณวิดีโอที่คนทำหน้าที่จับภาพผู้สนทนา ซึ่งเป็นสัญญาณ วิดิทัศน์แบบ แอนะลอกจากนั้น จึง ทำการ เปลี่ยนเป็นสัญญาณวิดีโอที่คนทางดิจิทัล เพื่อประโยชน์ในการนำไปใช้ประมวลผลอื่นๆ และส่งผ่านเครือข่ายต่อไป การจับภาพในโครงการนี้ จะกระทำโดยใช้ ฮาร์ดแวร์ และจากนั้นจึงนำไปประมวลผลโดย ซอฟต์แวร์

3.1.1 การจับภาพโดยใช้ฮาร์ดแวร์

การจับภาพ เริ่มที่กล้องวิดีโอ รับสัญญาณภาพผ่านเลนส์ ไปตกกระทบที่เซนเซอร์รับภาพของกล้อง จากนั้นกล้องจะเปลี่ยนภาพที่ได้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าแบบแอนะลอก เพื่อส่งไปยังเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยจะต่อเข้ากับ การ์ดรับภาพ (capture card) สัญญาณที่ส่งไปยัง capture card (Winnov Videum Board) จะอยู่ในรูปแบบ MCX video format ซึ่งเป็นมาตรฐานที่บริษัท



รูปที่ 2 แสดงภาพ Winnov Videum Board และ ภาพกล้องวิดีโอ ที่นำมาใช้ในโครงการ

Winnov co.ltd นำมาใช้ในผลิตภัณฑ์ โดย Winnov Videum Board

จะทำหน้าที่ รับสัญญาณ ภาพแบบแอนะลอกจากกล้องเข้ามาแล้ว เปลี่ยนเป็นสัญญาณภาพแบบดิจิทัล โดยจะแบ่งภาพออกในลักษณะเฟรมและให้ข้อมูลออกมาในรูปแบบของ bits stream ซึ่ง capture card ดังกล่าวสามารถรองรับ การทำงานของ Video for Windows ซึ่งทำหน้าที่เป็น decoder ทำหน้าที่ถอดรหัส bits stream มาแสดงผลออกเป็นภาพ ดังนั้น จึงสามารถ ทำการ โปรแกรมที่ภาษาระดับกลางหรือสูงได้ โดยไม่ต้องทำการเขียน โปรแกรมระดับต่ำ เพื่อทำการติดต่อ หรือเป็น driver ที่ทำงานร่วมกับการ์ดรับภาพ ทำให้การเขียน โปรแกรมประยุกต์สามารถทำได้ง่ายขึ้น

3.1.2 การจับภาพมาแสดงผลโดยใช้ซอฟต์แวร์

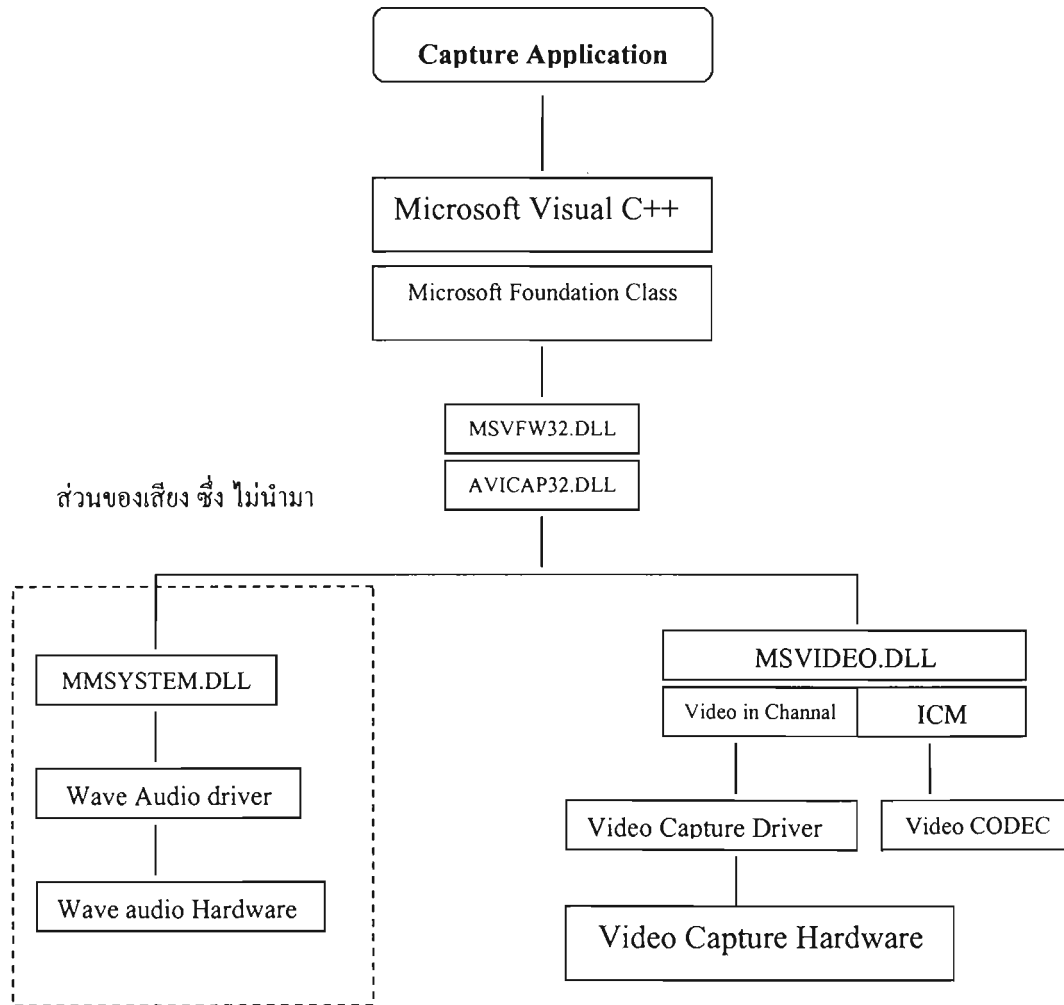
ในที่นี้ การทำงานของซอฟต์แวร์ที่ทำหน้าที่ จับภาพมาแสดงผล คือการ ถอดรหัส bits stream สัญญาณภาพ จาก capture card มาแสดงผลออกทางหน้าจอ โดย จะติดต่อผ่านทาง dynamic link library module (.DLL extension files) ของ Microsoft Windows โดย การพัฒนาโปรแกรมจะทำการพัฒนาบน Microsoft Visual C++ version 6.0 และใช้ Microsoft Foundation Class เป็นตัวเรียกใช้ dynamic link library ที่สำคัญดังนี้

- **MSVIDEO.DLL** ทำหน้าที่ เป็น video capture driver ซึ่งจะใช้ในการเป็นตัวกลางในการโอนถ่าย ข้อมูลและเชื่อมต่อการทำงานระหว่าง โปรแกรมประยุกต์และอุปกรณ์จับภาพ ซึ่งจะดึงข้อมูล ภาพจาก ฮาร์ดแวร์ มาให้ โปรแกรมประยุกต์ได้ใช้

- **AVICAP32.DLL** เป็น dynamic link library ที่ทำงานร่วมกับ MSVIDEO.DLL และจะทำงานที่ ระดับสูงกว่า คือ เกี่ยวกับ ฮาร์ดแวร์น้อยกว่า สามารถทำงานในระดับต่ำ โดยใช้คำสั่งในรูปแบบที่ง่ายกว่า โดยจะ ทำงานโดยใช้ message-based เพื่อการเข้าถึง ข้อมูลวิดีโอ นอกจากนี้ยังเชื่อมต่อ การควบคุมกระบวนการจับภาพ วิดีโอแบบ streaming และนำลงไปที่หน่วยความจำสำรองได้ โดยการทำงานพื้นฐานของ AVICAP32.DLL ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในโปรแกรมประยุกต์ได้แก่

- ควบคุมการจับภาพและเสียง ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน
- สามารถแสดงผลการจับภาพวิดีโอ แบบ ได้อย่างเป็นปัจจุบัน ทั้งวิธี overlay และ preview
- จับภาพและเสียงแบบ streaming เพื่อจัดเก็บลงในหน่วยความจำสำรองในรูปแบบ AVI ได้
- สามารถไวต่อการตรวจสอบการเชื่อมต่อของอุปกรณ์จับภาพและเสียงได้
- สร้าง จัดเก็บ และ ดึงข้อมูลแบบ palette ได้
- สามารถคัดลอก ภาพ หรือ palette เพื่อจัดเก็บบน clipboard ได้
- ควบคุม อุปกรณ์ MCI เพื่อการจับภาพได้

MSVFW32.DLL เป็น dynamic link library ที่ทำงานบนระดับสูง สามารถทำงานร่วมกับ dynamic link library ทั้งสองข้างต้น ได้ดี โดยจะสามารถเรียกใช้ function การทำงานของ ไลบรารีข้างต้นได้ ทำให้สามารถใช้ คำสั่งที่เข้าใจง่ายเพื่อทำงานที่ซับซ้อนได้ โดยผู้เขียนไม่ต้องเขียน โปรแกรมติดต่อดังระดับฮาร์ดแวร์ โดยแผนผังการทำงานของระบบการจับภาพเป็นดังนี้



รูปที่ 3 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมที่ใช้ในการจับภาพมาแสดงผล

บทที่ 4

ส่วนการส่งข้อมูลผ่านเครือข่าย

หลังจากการจับภาพและทำการเข้ารหัสข้อมูลแล้ว คู่สนทนาจะมีการสื่อสารกันได้ ต้องมีการส่งข้อมูลผ่านทางช่องสัญญาณผ่านทางระบบเครือข่าย ซึ่งในโครงงานนี้เราจะทำการส่งข้อมูลผ่านทางโปรโตคอล TCP/IP ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ทำงานโดยไม่ขึ้นกับ ชนิดหรือ มาตรฐานของเครือข่ายและโปรแกรมที่ใช้ ดังนั้น จึงทำงานบนเครือข่ายขนาดใหญ่ที่ประกอบด้วยมาตรฐานหลากหลายได้

4.1 สถาปัตยกรรมโปรโตคอล TCP/IP

โปรโตคอล (Protocol) คือระเบียบ กฎ และข้อกำหนดต่างๆรวมถึงมาตรฐานที่ใช้ เพื่อให้ตัวรับและตัวส่งสามารถดำเนินการติดต่อสื่อสารได้สำเร็จ

TCP/IP เป็นชุดโปรโตคอลที่ออกแบบมาสำหรับการเชื่อมโยงระหว่างเน็ตเวิร์กขนาดใหญ่เชื่อมต่อกับเครือข่าย WAN (Wide Area Network) TCP/IP พัฒนาขึ้นในปี ค.ศ. 1969 โดยหน่วยงานของรัฐบาลอเมริกา มีชื่อว่า Defense Advanced Research Project Agency (DARPA) จุดประสงค์ของ TCP/IP คือ เพื่อให้การเชื่อมโยงเน็ตเวิร์กการติดต่อสื่อสารที่ความเร็วสูง

ปกติแล้วเราทราบว่าตามมาตรฐานสากลจะแบ่งโมเดลโปรโตคอลการสื่อสารเป็น 7 เลเยอร์ คือ Application, Presentation, Session, Transport, Network, Data Link และ Physical Layer แต่โปรโตคอล TCP/IP สามารถแบ่งเป็นโมเดลในแนวความคิดไว้เป็น 4 เลเยอร์ซึ่งรู้กันว่าโมเดล DARPA เลเยอร์ทั้ง 4 จะเป็น Application, Transport, Internet และ Network interface

Network Interface Layer

Network Interface Layer หรือเรียกอีกอย่างว่า Network Access Layer มีหน้าที่รับผิดชอบการวางแพ็กเก็ต TCP/IP โดยตัวกลางเน็ตเวิร์ก และการรับแพ็กเก็ต TCP/IP ถูกออกแบบเพื่อที่จะเป็นอิสระต่อการเข้าถึงเน็ตเวิร์ก รูปแบบเฟรม (Frame) และตัวกลาง (medium) ด้วยวิธีการนี้ทำให้ TCP/IP สามารถถูกใช้ในการต่อกับเน็ตเวิร์กชนิดที่แตกต่างกันได้ รวมทั้งเทคโนโลยี Local Area Network (LAN) เช่น Ethernet หรือ Token Ring และเทคโนโลยี WAN เช่น X.25 หรือ Frame Relay เนื่องจากการเป็นอิสระกับเทคโนโลยีเน็ตเวิร์ก มีผลให้ TCP/IP สามารถที่จะนำมาดัดแปลงใช้กับ Asynchronous Transfer Mode (ATM) ได้

4.2 Windows Socket API

Winsock เป็นมาตรฐานเปิดเน็ตเวิร์ค API โดยที่ Winsock ถูกออกแบบมาครั้งแรกเพื่อสร้างการโปรแกรม อินเทอร์เน็ตที่เป็นมาตรฐานสำหรับ TCP/IP ในทุกเวอร์ของระบบปฏิบัติการ Windows รวมทั้ง Windows 2000, Windows NT, Window 98 ซึ่งจะเป็นเวอร์ชัน 2.2 แต่ถ้าเป็นระบบปฏิบัติการวินโดวส์ดั้งเดิม เช่น Windows 95 และ Windows CE นั้นจะเป็น Winsock เวอร์ชัน 1.1

มีสองเหตุผลหลักในการใช้ Winsock คือ การคอนโทรลและควมมีประสิทธิภาพ

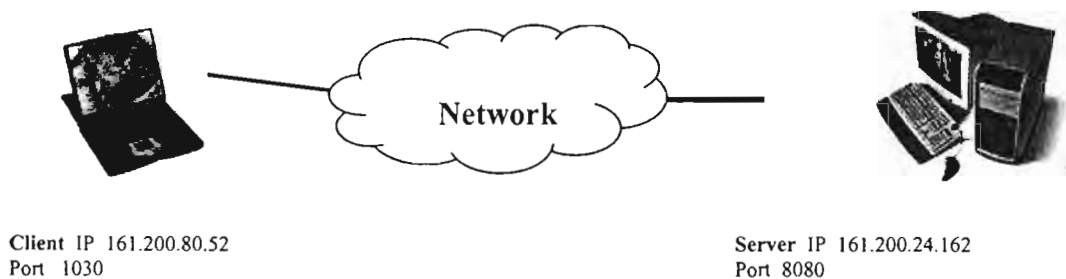
Winsock เป็นเน็ตเวิร์คแอปพลิเคชัน โปรแกรมมิ่งอินเทอร์เน็ตเฟสโดยไม่ใช่โปรโตคอลซึ่ง Winsock นั้นมีรากฐาน เดียวกับ Socket ของยูนิกซ์ตระกูล BSD (Berkeley Software Distribution) เวอร์ชัน 4.3 จากมหาวิทยาลัย แคลิฟอร์เนียวิทยาเขต Berkeley

4.3 การส่งข้อมูลผ่านซ็อกเก็ต

ซ็อกเก็ตถูกกำหนดหรือ นิยามไว้ว่า เป็นคู่ของการสื่อสาร หรือคู่ของโพรเซส (หรือเซรค) โดยที่การ สื่อสารบนระบบเครือข่ายจะใช้คู่ของซ็อกเก็ตสำหรับแต่ละโพรเซส

สำหรับซ็อกเก็ตประกอบไปด้วย IP Address กับหมายเลข Port (Port Number) โดยทั่วไป ซ็อกเก็ตจะ ใช้สถาปัตยกรรม ไคลเอนท์เซิร์ฟเวอร์จะรอการเข้ามาตามการขอร้องของไคลเอนท์ โดยการฟังที่ port เฉพาะ เมื่อ การขอร้องได้รับ เซิร์ฟเวอร์ ก็จะยอมรับการเชื่อมต่อจากซ็อกเก็ตไคลเอนท์เพื่อให้สมบูรณ์ในการเชื่อมต่อ

เซิร์ฟเวอร์ที่สร้างบริการเฉพาะ เช่น telnet, ftp, mail และ http จะฟัง (listen) ที่พอร์ต มีชื่อ เช่น เซิร์ฟเวอร์ telnet จะฟังที่ port 23, เซิร์ฟเวอร์ ftp จะฟังที่ พอร์ต 21 หรือ เซิร์ฟเวอร์ http จะฟังที่พอร์ต 80 เป็นต้น หมายเลข port ทั้งหมดที่ต่ำกว่า 1024 จะถูกพิจารณาว่าเป็นพอร์ตที่มีชื่อเสียง เราสามารถใช้พอร์ตเหล่านี้เพื่อ สร้าง การบริการตามมาตรฐานได้ ดังตัวอย่างที่แสดงดังนี้



รูปที่ 4 แสดงการเชื่อมต่อ socket ระหว่างเครื่อง server และ client

การเชื่อมต่อทั้งหมดเป็นคุณสมบัติเฉพาะ ดังนั้นถ้าโปรเซสอื่นๆ บนโฮสต์ A ต้องการสร้างการเชื่อมต่ออื่นๆกับเซิร์ฟเวอร์ http เดียวกัน เซิร์ฟเวอร์จะกำหนดหมายเลขพอร์ตที่มากกว่า 1,024 และต้องไม่เท่ากับพอร์ต 2,544 (เนื่องจากการถูกใช้ไปแล้ว) การทำอย่างนี้ เพื่อให้แน่ใจว่าการเชื่อมต่อทั้งหมดประกอบด้วยคู่ที่เป็นยูนิค (Unique) ของซ็อกเก็ตหรือเป็นสิ่งที่ไม่ซ้ำกับการเชื่อมต่ออื่นๆของซ็อกเก็ต

โดยปกติแล้วเซิร์ฟเวอร์จะมีหลายๆการขอร้องที่พร้อมกัน จะต้องใช้ระยะเวลาหนึ่งที่ไคลเอนต์ต้องรอคอยเพื่อที่จะถูกบริการโดยเซิร์ฟเวอร์เซรคเดียว ซึ่งจะไม่สามารถรับได้

เพื่อแก้ไขสถานการณ์นี้เซิร์ฟเวอร์ต้องจัดการขอร้องพร้อมๆกัน โดยการกำหนดเซรคแยกออกมาเพื่อบริการแต่ละการขอร้องที่เข้ามา ตัวอย่างเช่น เซิร์ฟเวอร์ http ที่ไม่ว่างจะกำหนดเซรคแยกออกมาเพื่อบริการแต่ละการขอร้องสำหรับเว็บเพจ

ชนิดของซ็อกเก็ตมีอยู่สามชนิด คือ

- Connection-Oriented Socket
- Connectionless Socket
- Raw Socket

Connection-Oriented Socket เป็นซ็อกเก็ตการเชื่อมต่อแบบต่อเนื่องที่อนุญาตให้โปรเซสเชื่อมต่อกับโปรเซสระยะไกล (Remote) ซึ่งใช้โปรโตคอล TPC (Transmission Control Protocol) ดังนั้นด้วยวิธีการนี้ทำให้ข้อมูลเชื่อถือได้ เมื่อการเชื่อมต่อได้เกิดขึ้น โปรเซสก็จะมีการส่งข้อมูลกลับไปจนกระทั่งฝั่งใดฝั่งหนึ่งหรืออื่นๆมีการปิดการเชื่อมต่อ ชนิดของซ็อกเก็ตนี้ บางครั้งเรียกว่า สตรีมซ็อกเก็ต (Stream Socket) ทั้ง ftp และ http ใช้ซ็อกเก็ตแบบนี้ในการสื่อสาร

Connectionless Socket หรือเรียกอีกอย่างว่า ดาต้าแกรมเป็นซ็อกเก็ตแบบไม่ต่อเนื่อง และนำมาใช้เป็นประโยชน์ในการส่งเมสเสจสั้นๆซึ่งไม่สามารถสนับสนุนส่วนหัว ดังนั้นจึงพิจารณาการเชื่อมต่อประเภทนี้เป็นแบบเชื่อถือไม่ได้ ซึ่งก็คือ การไม่รับประกันข้อมูลที่ส่งไป ไม่เหมือนกับซ็อกเก็ตการเชื่อมต่อแบบต่อเนื่องที่ซ็อกเก็ตปลายทางถูกตรวจสอบเมื่อแพ็กเก็ตถูกส่งออกไป

ซ็อกเก็ตแบบไม่ต่อเนื่อง เปรียบเสมือนกับการบริการของไปรษณีย์ที่ผู้ส่งจดหมายไปตามที่อยู่แล้วใส่กล่องรับจดหมาย ผู้ส่งจะไม่ทราบว่าผู้รับได้รับจดหมายหรือไม่ ซ็อกเก็ตแบบนี้นิยมใช้กันในเซิร์ฟเวอร์ DNS (Domain Name System) ที่ใช้ซ็อกเก็ตดาต้าแกรมในการตอบสนองต่อการขอร้องต่อการขอร้องที่เข้ามาหลายๆ

นอกจากนี้จะใช้ดาต้าแกรมซ็อกเก็ตในการกระจาย (Broadcast) เมสเสจ หรือ Multicast เพื่อไปยังปลายทางหลายๆแห่งพร้อมๆกัน ซึ่งเหมือนกับการกระจายเสียงวิทยุ หรือวีดิทัศน์

Raw Socket เป็นซ็อกเก็ตที่อนุญาตให้เข้าถึงโปรโตคอล Transport Raw Socket ยังสามารถนำมาใช้เพื่อจัดการข้อมูลส่วนหัว IP (IP Header) นอกจากนี้แล้วการใช้ซ็อกเก็ตชนิดนี้ ต้องการความรู้อย่างมากของโครงสร้างโปรโตคอลพื้นฐาน

บทที่ 5

ส่วนการเข้าและถอดรหัสสัญญาณวิดีโอที่ขึ้นตามมาตรฐาน MPEG-4

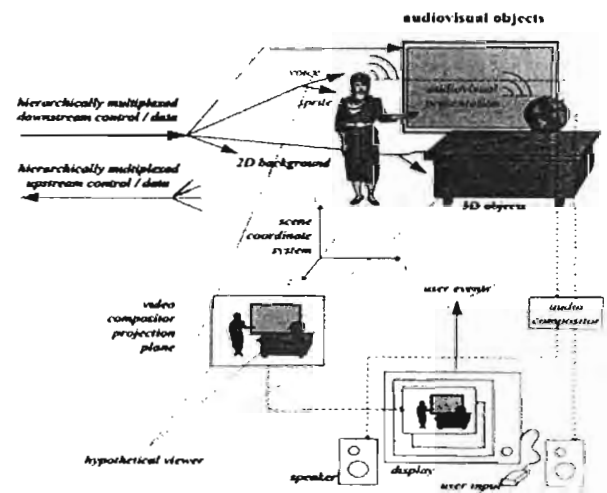
การเข้ารหัสวิดีโอที่มีใช้กันอย่างแพร่หลาย เพื่อการส่งสัญญาณภาพวิดีโอผ่านช่องสัญญาณ ได้แก่ มาตรฐาน H.263 [1] ของ ITU-T (International Telecommunications Union - Telecommunications Sector) และ มาตรฐานแบบ MPEG-4 [2] ของ ISO/IEC (International Organization for Standardization / International Electrotechnical Commission) โดยมาตรฐาน MPEG-4 มีรากฐานมาจาก มาตรฐานตระกูล MPEG

มาตรฐาน MPEG ถูกพัฒนาขึ้นโดย ISO/IEC JTC1 SC29/WG11 โดยมาตรฐาน MPEG-1 พัฒนาขึ้นสำหรับ progressively scanned และเข้ารหัสภาพวิดีโอและเสียง ที่อัตราบิตประมาณ 1.5 Mbps ซึ่งเป็นการเข้ารหัสที่บิตเรทที่ค่อนข้างสูง เหมาะสมสำหรับสัญญาณวิดีโอที่เก็บในซีดีรอมเพื่อความบันเทิง ซึ่งมี format เป็นแบบ SIF หลังจากนั้นได้มีการพัฒนาขึ้นเป็น มาตรฐาน MPEG-2 ซึ่งถูกปรับปรุงต่อจากมาตรฐาน MPEG-1 เพื่อใช้ใน โปรแกรมประยุกต์เกี่ยวกับวิดีโอ รวมถึงการออกอากาศวิดีโอดิจิทัล วิดีทัศน์ความชัดสูง (High Definition TV) และแผ่นดีวีดีรอม

หลังจากนั้นมาตรฐาน MPEG-4 ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อรองรับการเข้ารหัสของสื่อทาง multimedia แบบใหม่ๆ ในขณะที่เดียวกันก็ยังสนับสนุนการทำงานของ โปรแกรมประยุกต์แบบเก่าด้วย นอกจากนี้ ยังทำการเข้ารหัสที่อัตราบิตต่ำ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ประกอบกับทั้งมีการเพิ่ม ฟังก์ชันการทำงาน ขึ้นจาก MPEG-1 และ MPEG-2 อัน ได้แก่ interactivity with individual objects, scalability of contents, high degree of error resilience. และที่สำคัญ MPEG-4 เป็นการเข้ารหัสเชิงวัตถุ ที่สนับสนุน ฟังก์ชันการทำงานในรูปแบบวัตถุ ได้อย่างดี นอกจากนี้ยังมีการนำไปใช้ในการเข้ารหัสเพื่อนำไปส่งบนช่องสัญญาณ

5.1 โครงสร้างของสถาปัตยกรรม MPEG-4

ระบบการเข้ารหัส MPEG-4 จะสามารถทำงานกับข้อมูลวิดีโอ ทั้งในรูปแบบ วัตถุ และ ส่วนประกอบรูปแบบ scene โดย ดังตัวอย่างในรูปที่ โดย scene จะอยู่ในรูปแบบพิกัด 3 มิติซึ่งประกอบไปด้วย ฉากหลัง สองมิติ ภาพของการนำเสนอบนจอภาพในฉาก ผู้นำเสนอ สิ่งขสามมิติ เช่นลูกโลก โต๊ะ ส่วนถูกทำการเข้ารหัสโดยแยกเป็นวัตถุ รวมทั้งเสียงด้วย โดย MPEG-4 จะสามารถทำประมวลผลและจัดการวัตถุต่างๆเหล่านี้ได้โดยอิสระ โดย

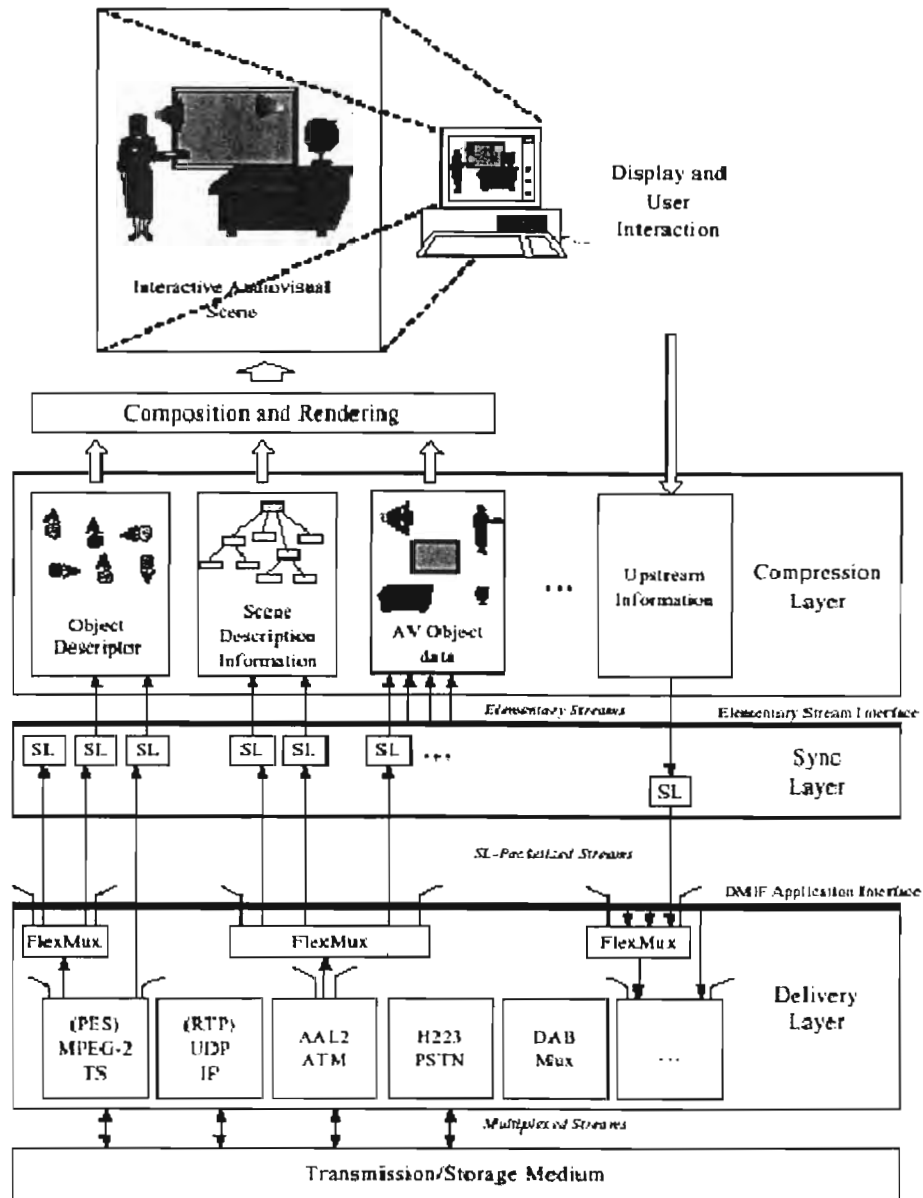


รูปที่ 5 แสดงแผนภาพการทำงานของ MPEG-4 ซึ่งพิจารณาสิ่งต่างๆเป็นวัตถุ

เรียกว่า object-Based content ซึ่งจะทำให้มีความยืดหยุ่น
ในการจัดการเนื้อหาต่างๆของภาพวิดีโอ

การทำงานของ MPEG-4 จะถูกแบ่งออกเป็นชั้นการทำงาน (layer) ตามฟังก์ชันการทำงานได้ดังนี้

- **Media or Compression layer** : ซึ่งส่วนประกอบนี้จะทำหน้าที่เป็นตัวถอดรหัส ของสัญญาณที่มาจากสื่อต่างๆ เช่น เสียง วิดีโอ ภาพกราฟฟิค โดยสื่อเหล่านี้จะถูกสกัดออกจาก sync layer โดยผ่าน elementary stream interface โดย ข้อมูลของ MPEG-4 จะรวมเอา Binary Format for Scene (BIFS) สำหรับ scene ที่ต้องการกำหนด และ ส่วน scene อื่นๆ จะถูกกำหนดเป็น Object Descriptor (OD) โดยที่ OD จะประกอบไปด้วย pointer สำหรับ elementary stream โดย OD จะประกอบไปด้วย parameter ต่างๆ เช่น Quality of Service parameter ฯลฯ



รูปที่ 6 แสดงชั้นการทำงานต่างๆของระบบการเข้ารหัส MPEG-4

- Sync or elementary stream layer ส่วนนี้จะมีหน้าที่การทำงานเกี่ยวข้องกับการ synchronization และ buffering ของแต่ละ media ที่ผ่านการบีบอัดมาแล้ว โดยชั้นนี้จะรับ Sync Layer (SL) packet จาก Delivery layer และแกะข้อมูลจาก elementary stream ตามลำดับเวลาที่ส่งมา (time stamp) และส่งต่อไปยัง Compression layer

- **Transport layer** การทำงานในชั้นนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับชนิดของสื่อ แต่จะขึ้นอยู่กับวิธีการส่งอย่างเดียว โดย MPEG-4 จะไม่ได้กำหนด Transport layer เพราะสามารถใช้ Transport layer ที่มีอยู่แล้ว ในระบบเครือข่ายได้แก่ H.223 หรือ ATM

5.2 การเข้ารหัส ตามมาตรฐาน MPEG-4

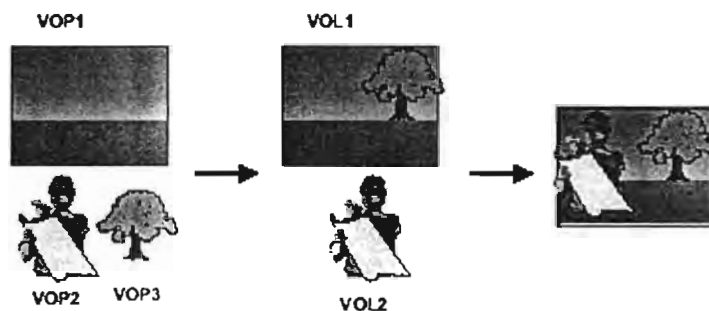
ฟังก์ชันการทำงานของ MPEG-4 หลายๆ ฟังก์ชัน ไม่เพียงแต่ทำงานโดยเข้าถึงทั่วทั้ง sequence เท่านั้น แต่ยังทำงานในรูปแบบวัตถุ ซึ่งเรียกว่า content-base interactivity ซึ่งเข้ารหัสภาพและส่งเป็นวัตถุ และตัว decoder จะแยกวัตถุออกมา ประกอบกันเป็น scene เพื่อนำมาแสดง โดย scene จะประกอบด้วย Video Object (VO) โดย VO จะมี 3 มิติ (ได้แก่ ภาพ 2 มิติ และ เวลา) โดยหลายๆ VO จะรวมกันเป็น Video Object Layer (VOL) โดยแต่ละ VOL จะมี scalable bit stream แยกต่างกันไป โดย VOL ระยะเวลาต่างๆ จะเรียกว่า Video Object Plane (VOP) ตัวเข้ารหัสวิดีโอจะทำการ แปลงการเคลื่อนที่ พื้นผิว หรือรูปทรง ไปเป็น VOP โดยใช้ I,P และ B mode ที่ใช้ใน MPEG-2 โดย

I-pictures (intra pictures) เข้ารหัสโดยไม่ใช้การทำนาย บล็อกของจุดภาพจะถูกแปลงโดยใช้ DCT และควอนไทซ์ จัดเรียงลำดับใหม่แบบซิกแซก แล้วจึงเข้ารหัสด้วยรหัสแบบแปรเปลี่ยนความยาว

P-pictures (predicted pictures) เข้ารหัสโดยใช้การทำนายการเคลื่อนที่จากรูปภาพแบบ I หรือ P ก่อนหน้านี้ จากนั้นค่าความแตกต่างรวมทั้งเวกเตอร์ จะถูกเข้ารหัสแล้วส่งไป

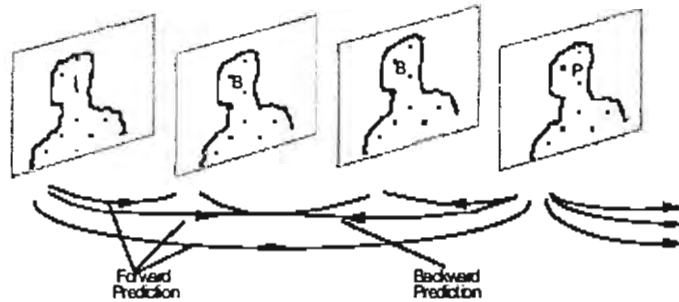
B-pictures (bidirectional-predicted pictures) เข้ารหัสโดยใช้การทำนายแบบสองทิศทาง ระหว่างรูปภาพแบบ I หรือ P ก่อนหน้า และรูปภาพแบบ I หรือ P ที่ตามมาต่อจากนั้น ซึ่งจะสังเกตว่ารูปภาพแบบ B นี้จะไม่ใช้เป็นตัวอย่างสำหรับการทำนายรูปภาพอื่นๆ และสรุปได้ว่า รูปภาพแบบ B ให้ประสิทธิภาพในการบีบอัดมากที่สุด ส่วนแบบ I ให้ประสิทธิภาพต่ำที่สุด

โดย VOP อาจถูกจัดเป็นกลุ่ม เรียกว่า GroupOfVideoObjectPlanes (GVOP)



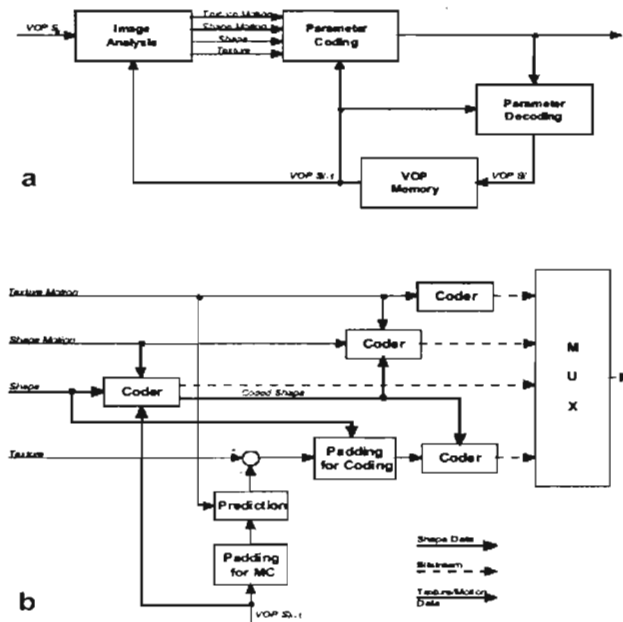
รูปที่ 7 แสดง Object-based coding แสดง องค์ประกอบของ VO ซึ่งประกอบด้วย 2 VOL

โดยตัวอย่างการใช้งาน เห็นได้จากรูปที่ 8 ซึ่งแสดงให้เห็น VOP ที่ประกอบด้วย 2 VOL โดย VOL1 ประกอบด้วย คั่นไม้และพื้นฉากหลัง ส่วน VOL 2 ประกอบด้วย รูปคน นอกจากนั้น VOL1 ยังประกอบด้วย หลายๆ VOP คือ VOP1 และ VOP3 ดังนั้น VOL1 จะสนับสนุน content-based scalability คือ decoder อาจจะไม่ทำการ ถอดรหัส VOP อันใดอันหนึ่ง ของ VOL1 เนื่องจากความจำกัดทางทรัพยากร ส่วน VOL2 ประกอบด้วย 1 VOP จึงทำการถอดรหัสที่ ชั้นพื้นฐานที่สุด



รูปที่ 8 แสดงตัวอย่างของการทำนายโครงสร้างภาพ โดยใช้ I, P B-VOPs

ตัวอย่างการทำงานของ MPEG-4 พิจารณาจากรูปที่ 9 ประกอบด้วย sequence ของ VOP ซึ่งประกอบด้วย (I-) pictures , predictive (P-) pictures และ bidirectionally predictive (B-) picture ตามมาตรฐาน MPEG-1 และ MPEG-2 ในรูปแบบของ I-VOP , P-VOP , B-VPO ซึ่ง B-VOP จะใช้ 2 B-VOP ระหว่างเฟรมอ้างอิงทั้งสองโดยจะอธิบายกระบวนการเข้ารหัสโดยแผนภาพนี้



รูปที่ 9 แสดง block diagram ของ video encoder

บทที่ 6

การพัฒนาโปรแกรมต้นแบบและการใช้งานโปรแกรม

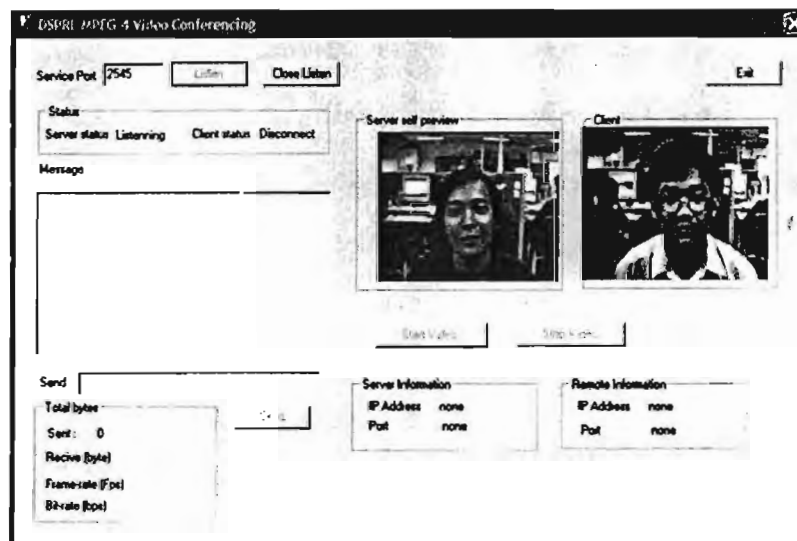
การพัฒนาโปรแกรมต้นแบบของ ระบบประชุมทางไกลผ่านสัญญาณวิดีโอทัศน์ จะพิจารณา การนำ ส่วนประกอบต่างๆ คือ การทำงานจะเริ่มจาก ส่วนการจับภาพและแสดงผล ในบทที่ 3 จากนั้น จึงนำข้อมูลที่ได้มา เข้ารหัสโดยอาศัยความรู้จากบทที่ 5 และเมื่อได้ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสแล้ว จึงทำการส่งผ่านระบบเครือข่าย โดย นำส่วนประกอบในบทที่ 4 มาใช้ ได้ การถอดรหัสและการนำภาพมาแสดงผลของฝั่งรับ ทำได้โดยการนำความรู้ จากบทที่ 5 และ 3 มาใช้ตามลำดับ

6.1 จุดมุ่งหมายของพัฒนาโปรแกรมเบื้องต้น

ดังนั้นสิ่งที่พิจารณาในขณะนี้ คือการออกแบบ user interface ให้ง่ายต่อการใช้งาน และ ทำการเชื่อมต่อ ระบบทั้งสามข้างต้น โดยโปรแกรมที่พิจารณา จะออกแบบให้ มีสมบัติเป็น ฝั่ง server และ ฝั่ง client

โดยโปรแกรมที่ออกแบบ และคาดว่าจะนำมาใช้งานได้ จะมี ลักษณะ Graphic User Interface ดังรูปที่ 10

แสดงรูป
ของ
ทางไกล
วิดีโอทัศน์



รูปที่ 10
โปรแกรมต้นแบบ
ระบบประชุม
ผ่านสัญญาณ
วิดีโอทัศน์

โดย

Graphic User Interface ที่ออกแบบ จะแบ่ง ออกเป็นสองส่วน คือด้านผู้สนทนาและด้านคู่สนทนา โดย ด้านผู้ สนทนาอยู่ด้านฝั่งซ้าย และข้อมูลคู่สนทนาอยู่ด้านฝั่งขวา หน้าจอถูกออกแบบให้มีการควบคุมในส่วนการเชื่อมต่อ โดยสามารถเลือก port ที่ใช้ในการเชื่อมต่อได้ สามารถส่งข้อมูลประเภทข้อความ ถึงกันได้ โดยการเข้ารหัสจะอยู่ นอกเหนือจากการควบคุมของ Graphic User Interface

6.2 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรม

การออกแบบและพัฒนาโปรแกรม จะเน้นให้เป็นการพัฒนา ควบคู่กับการศึกษาส่วนประกอบของระบบ เนื่องจาก โปรแกรมที่พัฒนาขึ้นจะนำมาใช้เป็น โปรแกรมต้นแบบ (prototype) ซึ่ง จะเน้นที่ฟังก์ชันการทำงานส่วนที่สำคัญเป็นหลัก โคนเน้นทำความเข้าใจ กับทุกองค์ประกอบของโปรแกรม เพื่อเป็นรากฐานที่ดี ในการพัฒนาและเพิ่ม การทำงานพิเศษ ในส่วนอื่นๆที่จะตามมา โดยการออกแบบแบ่งออกเป็นช่วยๆดังนี้

6.2.1. ส่วนติดต่อผู้ใช้ (GUI) ในส่วนนี้จะเน้นให้ผู้ใช้สามารถใช้งาน โปรแกรม ได้ตรงตาม การทำงานหลักของได้ ง่ายและไม่มีความซับซ้อนเป็นหลัก

6.2.2 ส่วนการจับภาพและแสดงผล

หลังจากการทำความเข้าใจ หลักการและ ทฤษฎีการ เพื่อมาใช้ในการจับภาพแล้ว เราจึงสามารถ พัฒนา โปรแกรม

ในส่วนของการจับภาพและนำภาพมาแสดงผลได้ โดยเราเลือกที่จะพัฒนาโปรแกรม โดยใช้ Microsoft Visual C++ เนื่องจากเป็นภาษาระดับกลาง ซึ่งสามารถใช้ติดต่อฮาร์ดแวร์ ได้อย่างใกล้ชิด อีกทั้งยังมี สมบัติเป็นการ โปรแกรมแบบ OOP : Object Oriented Programming ทำให้การพัฒนาโปรแกรม ทำได้ง่ายขึ้น เนื่อง จากการมี Microsoft Foundation Class ซึ่งทำให้สามารถเลือกใช้ Class ที่มีอยู่ไปใช้งาน โดยไม่ต้องเขียน โปรแกรมขึ้นใหม่ ทุกครั้งที่มีการใช้งาน ซึ่ง โปรแกรมที่พัฒนา จะเรียกใช้ ฟังก์ชันใน ไลบรารี Video for Windows ซึ่งมีหลักการ ดังนี้

ระหว่างการจับภาพ sequence เราจำเป็นต้องจับ เฟรมเดี่ยวๆ จาก สัญญาณวิดีโอที่ส่งเข้ามา โดย ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมเป็นดังนี้

- 1 โปรแกรมทำการจองหน่วยความจำ สำหรับเป็น data buffer
- 2 โปรแกรมทำการชี้ pointer ไปยัง buffer ว่าง และส่ง video capture driver ไปยังที่นั่น
- 3 เมื่อ video capture driver รับ message มา แล้ว บ่งบอกว่าให้ทำการ จับภาพ video capture driver จะส่ง ข้อมูลภาพที่จับมาได้ไปยัง buffer และ update status ต่างๆ
- 4 เมื่อ video capture driver นำข้อมูลไปเคมใน buffer หลังจากนั้นการทำงานจะกลับมาควบคุมที่ โปรแกรมประยุกต์
- 5 หลังจากโปรแกรม ทำงานกับข้อมูลที่ได้แล้ว โปรแกรมจะ ปลดปล่อยหน่วยความจำให้ ใช้ได้ในรอบต่อไป

การแสดงผลของการจับภาพ

การแสดงผลของการจับภาพมี 2 วิธีคือ preview mode และ overlay mode หน้าต่างหลักของโปรแกรมจะ
ใช้แสดงภาพ real-time ที่จับมาได้ แบบ streaming ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1 Preview mode จะถ่ายเท ข้อมูลดิจิทัลของ frame จาก video capture hardware ไปยังหน่วยความจำของ
ระบบ และ แสดง ข้อมูลดิจิทัลของ frame ออกทาง หน้าต่างหลัก ที่ใช้แสดง live video โดยผ่าน Graphic Device
Interface (GDI) function โดยโปรแกรมประยุกต์ จะลดอัตราการแสดงผลลง เมื่อ โปรแกรมที่แสดงผล ไปถูก
โฟกัส (เปิดหน้าต่างอื่นเป็นหน้าต่างใช้งาน) และจะเพิ่มอัตราการแสดงผล เมื่อหน้าต่างแสดงผลหลักเป็นหน้าต่าง
ใช้งาน การทำงานจะทำโดยอัตโนมัติ เนื่องจากเป็นการทำงานที่ควบคุมโดยโปรเซสเซอร์ ซึ่งจะมีฟังก์ชันหลัก
ได้แก่

CapPreview ใช้สำหรับเปิดใช้งานหรือปิดการใช้งาน preview mode โดยสามารถ กำหนดสถานะเป็น
TRUE หรือ FALSE เพื่อ ปิด เปิด การแสดงผลได้

CapPreviewRate ใช้สำหรับ กำหนดอัตราของเฟรมที่ใช้แสดงผลใน preview mode
ตัวอย่างการใช้งาน

CapPreviewScale ใช้สำหรับ กำหนดเปิดใช้งานหรือปิดการใช้งาน การเปลี่ยนขนาดหน้าต่าง

2 Overlay mode เป็น function ที่ใช้ในการแสดงผลของข้อมูลที่ถูกเก็บอยู่ใน buffer เพื่อการแสดงผลบน
หน้าจอ โดยไม่ใช้การทำงานของ โปรเซสเซอร์ ใช้การดึงข้อมูลที่มีอยู่บน buffer ลงมายัง buffer ของระบบ ซึ่งจะ
อยู่ในรูป pointer ซึ่งง่ายต่อการนำไปประมวลผลและแสดงผลต่อไป

โดยการทำงานที่เกี่ยวข้องกับการจับภาพและติดต่อกับอุปกรณ์จับภาพและแสดงผลทั้งหมดในโครงการนี้
จะถูกนำไปรวมอยู่ใน file **VFWImageProcessor.cpp** และ **VFWImageProcessor.h** โดย เมื่อสร้างโปรเจกต์ขึ้น
ใหม่แล้ว ทำการ add เพิ่ม files ทั้งสองดังกล่าวจาก file view ของ project จากนั้นจึงสามารถเรียกใช้ function
ของ Video for Windows เหล่านี้ ได้โดยการเพิ่ม header **#include "VFWImageProcessor.h"** ในส่วนต้นของ
file โปรแกรมหลัก

6.2.3 ส่วนเชื่อมต่อและส่งข้อมูลผ่านระบบเครือข่าย

โปรแกรมที่ทำการพัฒนา โดยใช้ Winsock บน Microsoft Visual C++ ซึ่งในที่นี้เราจะใช้ Microsoft
Foundation Class ชื่อ **CASyncSocket** และ **CSocket** ในการพัฒนาโดยโปรแกรมที่พัฒนาจะถูกออกแบบให้

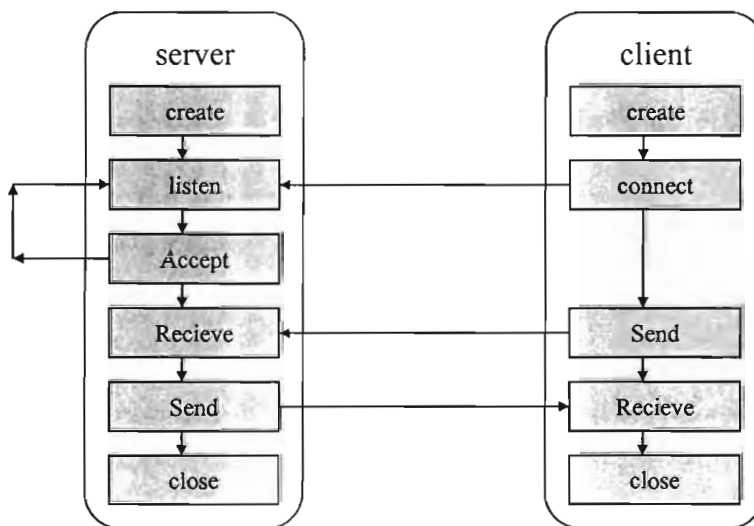
ทำงานในรูปแบบ Client-Server การใช้ Winsock อนุญาตให้แอฟริเคชันของเราทำการติดต่อสื่อสารข้ามเน็ตเวิร์คใดๆ ก็ได้ที่กระทำกับ Winsock API แพลตฟอรม์ Win 32 ซึ่ง Winsock ได้ให้เซรคที่ปลอดภัย (thread safety)

คลาส MFC สนับสนุนการโปรแกรม Winsock API โดยการใช้คลาส CAsyncSocket และ CSocket คลาส CAsyncSocket ห้อมล้อมด้วยวินโดวส์ซ็อกเก็ต API ที่ระดับล่าง ซึ่งมีความรู้เกี่ยวกับการสื่อสารข้อมูลผ่านเน็ตเวิร์ค แต่ถ้าเราต้องการอินเตอร์เฟดที่ง่ายกว่าคลาสนี้แล้วควรใช้คลาส CAsyncSocket

คลาส CSocket สืบทอดจากคลาส CAsyncSocket และรวมทั้งสืบทอดการห้อมล้อมของ Winsock API ออบเจกต์ CSocket แสดงในระดับสูง (High Level) กว่าออบเจกต์ CAsyncSocket ออบเจกต์ CSocket ทำงานร่วมกับคลาส CSocketFile และคลาส CArchive เพื่อจัดการส่งและรับข้อมูล

- หลักการของการเชื่อมต่อเครือข่าย

โปรแกรมประยุกต์ที่ทำหน้าที่เป็น server จะทำหน้าที่ให้บริการ และกำหนดการเชื่อมต่อ โดย โปรแกรมทำงานที่หมายเลข IP เฉพาะที่เครื่องคอมพิวเตอร์ที่โปรแกรมนั้นทำงานอยู่ และเปิด port ที่ให้บริการ รออยู่ซึ่งเรียกว่า การฟัง Listen เมื่อ มี Client ทำการร้องขอการต่อเชื่อมมา โปรแกรม server จะทำการตัดสินใจ กำหนดการต่อเชื่อมหรือปฏิเสธ ถ้าตอบรับ ทั้งสองฝั่งก็จะทำเชื่อมต่อ กัน โดย จะเป็นการเชื่อมต่อแบบ Connection Oriented ซึ่งเมื่อทำการเชื่อมต่อแล้ว port ที่ใช้งานจะไม่ว่างเพื่อใช้ในการเชื่อมต่ออีกต่อไป เครื่องทั้งสองจะทำการส่งและรับข้อมูลระหว่างกันได้ การ สิ้นสุดการเชื่อมต่อ จะกระทำโดยโปรแกรมฝั่ง server ดังแผนภาพดังนี้



รูปที่ 11 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมสื่อสารแบบ server-client

- โปรแกรมประยุกต์ด้าน server

โปรแกรม server จะเริ่มทำงานโดยการ สร้าง socket ขึ้นมาก่อน เพื่อทำการฟัง (listen) การเชื่อมต่อจาก Client โดยใช้ฟังก์ชัน `Create(m_intPorts)` ใน library Class `CAsyncSocket` โดย `m_intPorts` คือ port ที่เปิดให้บริการ

เมื่อทำการเชื่อมต่อได้แล้ว เซอร์ฟเวอร์ และ ไคลเอนท์ จะทำการส่งและรับข้อมูลกันได้ โดยการส่งจะใช้ฟังก์ชัน `Send(LPCTSTR m_strSendMessages,BytesSent);` โดย `m_strSendMessages` คือตัวแปรที่เก็บข้อมูลที่เราต้องการจะส่ง และ `BytesSent` คือ จำนวน byte ที่ทำการส่ง

นอกจากนั้น เมื่อ เครื่องไคลเอนท์ ทำการส่งข้อมูลกลับมา จะต้องมีการรับข้อมูลที่ส่งมาแล้วนำมาแสดง โดยใช้ ฟังก์ชัน `Receive(buffer,4096)` โดย `buffer` คือ ตัวแปรที่ต้องการรับค่าที่ส่งมาและเก็บไว้ ส่วน `4096` คือ ขนาดของตัวแปรที่เราต้องการเก็บไว้

- โปรแกรมประยุกต์ด้าน Client

หลังจากที่โปรแกรมด้าน server ทำการเปิดพอร์ตเพื่อรอคอยการติดต่อจากด้าน client คือ พร้อมที่จะมีการเชื่อมต่อแล้ว โปรแกรมทางด้าน client จะทำการร้องขอการเชื่อมต่อ โดย เริ่มต้นต้อง ทำการ สร้าง socket ขึ้นมาก่อน ด้วย ฟังก์ชัน `Create();` จากนั้นเมื่อสร้าง socket ได้แล้ว จึงทำการร้องขอการเชื่อมต่อไปยัง server โดยอยู่ในรูปแบบฟังก์ชัน `Connect(m_intAddIP,m_intPorts);`

โดย `m_intAddIP` คือ IP Address ของ server ที่ให้บริการและ `m_intPorts` คือ port ของ server ที่ให้บริการ เมื่อมีการเชื่อมต่อได้แล้ว จึงทำการส่งและรับข้อมูลได้ โดย โค้ด ที่ใช้จะเหมือนกับ ของฝั่ง server จึงไม่ขออนุญาตซ้ำ ในที่นี้ หลังจากทำการติดต่อกันเสร็จ โปรแกรมทางด้าน client สามารถ ยกเลิกการเชื่อมต่อจากเครื่อง server ได้ โดยการใช้คำสั่ง `Close();`

6.2.4 ส่วนของการเข้ารหัสและถอดรหัส

การพัฒนาโปรแกรมในส่วนนี้ จะอาศัย source code ที่มีผู้พัฒนามาแล้ว โดย ตัวเข้ารหัสและถอดรหัส MPEG-4 ได้ถูกพัฒนา โดย Microsoft Co-operation USA และ SONY Electronics ซึ่ง พัฒนามาบน Microsoft Visual C++ โดยเราจะเอามาใช้ในโปรแกรมต้นแบบของเราได้

- ส่วนตัวเข้ารหัส

โดยส่วนของตัวเข้ารหัส ของ MPEG-4 มีความซับซ้อนสูงมาก ประกอบด้วยไฟล์ของส่วน เข้าและถอดรหัส จำนวน 66 ไฟล์ และ ไฟล์ที่ ช่วยทำงานร่วมอีกกว่า ร้อยไฟล์ ดังนั้น ส่วนนี้ จึงขอนำส่วน พื้นฐานของตัวเข้ารหัสมาอธิบาย ได้แก่ ส่วนที่เข้ารหัสเฟรมแบบวัตถุ โดย loop ที่เห็นจะเป็นส่วนที่ เข้ารหัสโดยแยก พิจารณาแต่ละ VO โดยจำนวน object ทั้งหมดจะเก็บที่ตัวแปร nVO และในแต่ละวงรอบการพิจารณา จะใช้ตัวแปรของวัตถุ คือ $iObj$ ขึ้นตอน ในการเข้ารหัส เริ่มที่ การพิจารณา scalability เพื่อเข้ารหัสที่ base layer หรือ enhancement layer จากนั้น จึงพิจารณาการ รูปแบบเข้ารหัส I, P, B frame และทำการ แปลง domain โดยการ DCT การเข้ารหัสซึ่งใช้หลักการเดียวกับมาตรฐาน MPEG-1 และ MPEG-2 นอกจากนี้ยังมีการพิจารณา error resilient ด้วย

- ส่วนของตัวถอดรหัส

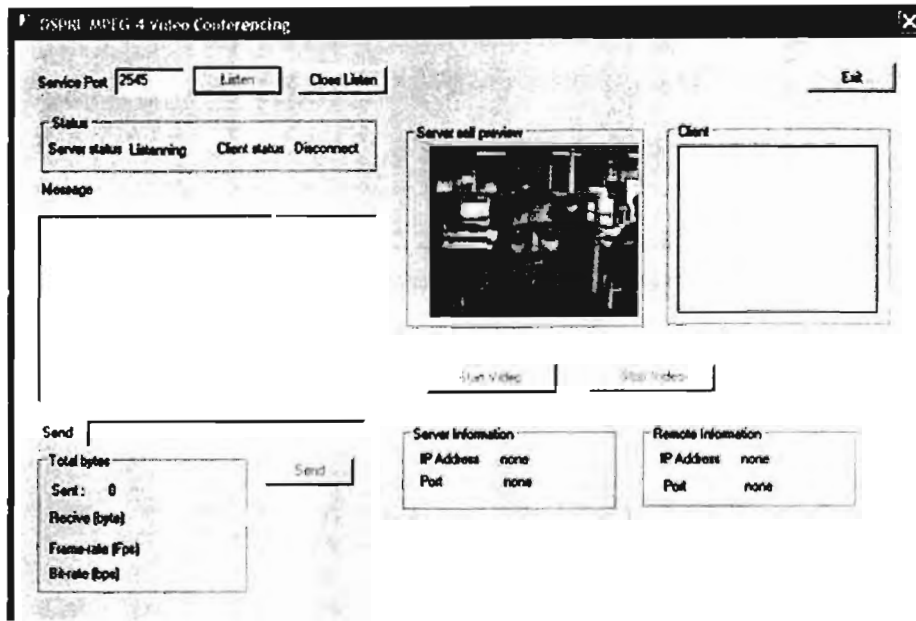
เช่นเดียวกับ ส่วนของตัวเข้ารหัส เราจะนำส่วนของตัวถอดรหัส ซึ่งพัฒนาโดย Microsoft Co-operation มาใช้ในโครงการนี้เลย ซึ่งเป็น โปรแกรมชุดเดียวกันกับตัวเข้ารหัส ซึ่งมีความซับซ้อนมาก จึงนำส่วนสำคัญของการถอดรหัส มา พิจารณา

การพิจารณาเริ่มจากการ พิจารณา การถอดรหัสแบบ WAVELET VTC ตัวแปร $argv[.]$ โดย แต่ละ parameter จะให้ค่า option แตกต่างกันไป จากนั้นจึงมาพิจารณา scalability สำหรับการถอดรหัส โดยพิจารณาจาก clock rate จากนั้น จึงนำรหัสวัตถุที่ได้รับมาทำการ ถอดรหัสแล้วนำเข้ามารวมเป็น frame เดียวกัน

ดังจะเห็นได้ว่าตัวเข้ารหัสและถอดรหัสของ MPEG-4 มีความซับซ้อนมาก ดังนั้น โครงการนี้จึงเน้นที่จะนำตัวเข้ารหัสและถอดรหัสมาใช้ ในระบบ ประชุมทางไกลผ่านสัญญาณ วิทยุทัศน์ โดยเน้นการเชื่อมต่อกับ โปรแกรมที่ได้ออกแบบ ไว้ ซึ่งจะนำมากล่าวในบทต่อไป

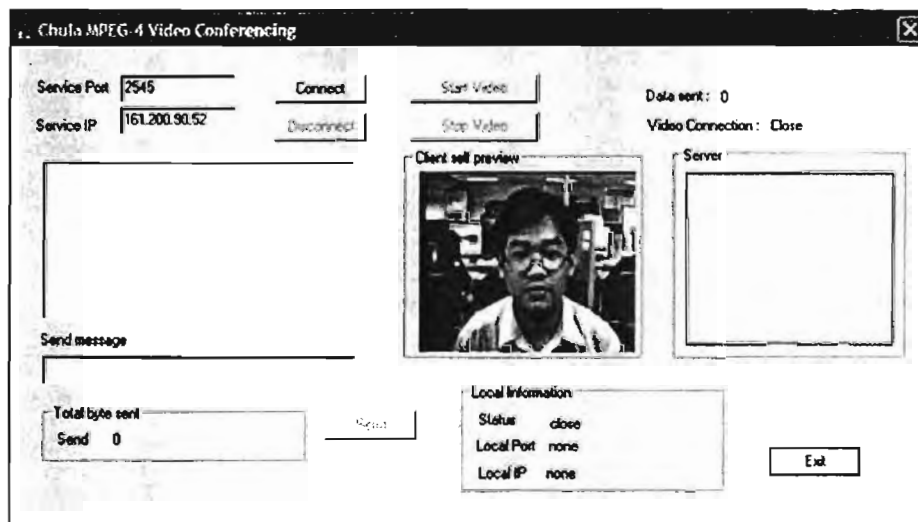
6.3 ขั้นตอนการใช้งานโปรแกรม

การทำงานของโปรแกรมเริ่มที่ เมื่อผู้สนทนา ฟังเซอร์ฟเวอร์ต้องการจะเริ่มการสนทนา จะทำการกดปุ่ม Listen เพื่อทำการเปิด port และรอคอยการเชื่อมต่อจากคู่สนทนาฝั่งไคลเอนท์ ภาพของตัวผู้สนทนาเองจะปรากฏบนจอภาพ โดยโปรแกรมจะจับภาพจากกล้องและนำภาพผู้สนทนา ไปเก็บไว้ในหน่วยความจำ (buffer) และ ส่วนหนึ่งจะดึงไปแสดงบนจอภาพ โดยการทำงาน และ โค้ดของ โปรแกรมในส่วนนี้จะเหมือน การทำงานในบทที่ 3 โดยจะเห็น โปรแกรมในรูปแบบที่ 12



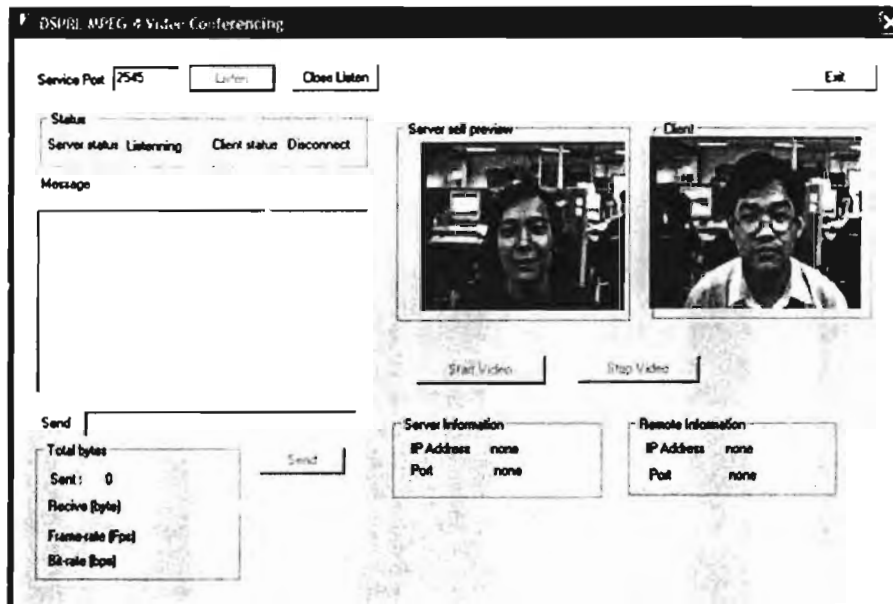
รูปที่ 12 แสดงโปรแกรมเมื่อทำการเริ่มต้น การต่อเชื่อม ของผู้สนทนา ฟังเซอร์ฟเวอร์

โดยฟังผู้สนทนา ฟังไคลเอนท์ ที่ต้องการเชื่อมต่อจะมี โปรแกรมที่เหมือนกัน โดยจะเห็นหน้าตัวเองเหมือน ผู้สนทนา ฟังเซอร์ฟเวอร์



รูปที่ 13 แสดงโปรแกรมเมื่อทำการเริ่มต้น การต่อเชื่อม ของผู้สนทนา ฟังไคลเอนท์

เมื่อผู้สนทนา ฟัง ไคลเอนท์ ต้องการเชื่อมต่อจะกด ปุ่ม connect โดยที่หน้าจอของผู้สนทนา ทั้งสองจะมี รายละเอียดของการเชื่อมต่อ จากทั้งสองฝั่งปรากฏขึ้น โดยจากหน้าจอของผู้สนทนา ฟัง เซอร์เวอร์ จะเห็นเป็น ใน รูปที่ ซึ่ง จะเริ่มทำการสนทนากันได้ ดังรูปที่ 14



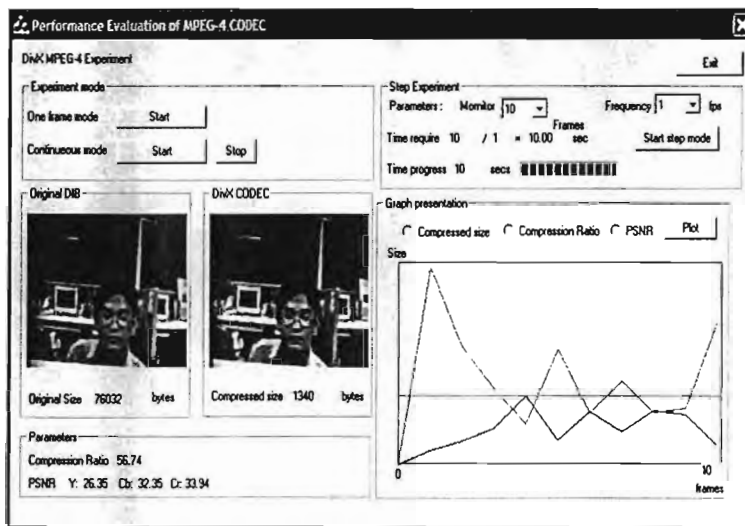
รูปที่ 14 แสดง ภาพของ โปรแกรมต้นแบบหลังจากมีการเชื่อมต่อกันแล้ว

การสนทนาสามารถทำได้ทั้งการถ่ายทอดภาพและ การส่งข้อมูลประเภทข้อความ หลังจากนั้นการเชื่อมต่อสามารถ ยกเลิกได้โดยการกดปุ่ม disconnect

บทที่ 7

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

หลังจากที่เราพัฒนาโปรแกรมต้นแบบแล้ว เราจะวัดสมรรถภาพของระบบ โดยการพัฒนา "โปรแกรมวัดสมรรถภาพของระบบ" ซึ่งแสดงในรูปที่ 15 ซึ่ง ในโปรแกรมประยุกต์นี้ เราจับภาพวิดีโอมาโดยวิธีเดียวกับโปรแกรมประยุกต์ การสัมมนาทางวิดิทัศน์ ซึ่งเราออกแบบส่วนติดต่อผู้ใช้ (GUI) ให้แสดงภาพวิดิทัศน์ ที่จับภาพมาได้ และยังไม่ทำการเข้ารหัสในด้านซ้าย และ ภาพที่ผ่านการเข้ารหัส ด้วยตัวเข้ารหัส MPEG-4 ในด้านขวา เพื่อเปรียบเทียบกันทางสายตา โดยเราจะสามารถ กำหนดพารามิเตอร์ที่สำคัญได้ นับตั้งแต่ จำนวนเฟรม จำนวนเฟรมต่อวินาที(frame rate) รวมทั้งระยะห่าง ของเฟรมที่ใช้อ้างอิง(inter-frame interval)ได้ ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้จาก ส่วนติดต่อผู้ใช้ (GUI) ข้างต้นได้ เพื่อการสังเกต ตัวแปรหลักซึ่งบ่งบอกถึง สมรรถนะของระบบ จากการทำเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ หลากค่าต่าง ๆ กัน เราจะสามารถ ตรวจสอบพารามิเตอร์ของข้อมูลวิดิทัศน์ ที่ได้ผ่านการบีบอัดมาแล้ว และนำมาเปรียบเทียบกับข้อมูลวิดิทัศน์ที่ไม่ได้ผ่านการบีบอัด ในรูปแบบของ อัตราการบีบอัด การวัดคุณภาพโดยค่า PSNR และ อัตราการบิตของการส่งข้อมูล จากนั้นจึงนำข้อมูลที่ได้มา แสดงผลในรูปแบบกราฟ



รูปที่ 15 ภาพของโปรแกรมซึ่งใช้วัดสมรรถนะของระบบ

ซึ่งตัวแปรหลักที่เรา สามารถใช้บ่งบอกถึงประสิทธิภาพของระบบ ได้แก่

- อัตราการบีบอัด (Compression Ratio) คือ อัตราส่วนระหว่าง ขนาดของข้อมูลภาพ ซึ่ง ยังไม่ผ่านการบีบอัด ต่อขนาดของข้อมูลภาพที่ถูกบีบอัดแล้ว

ในกรณี ของ การทดลองนี้ , ภาพวิดีโอที่ส่งจะอยู่ในรูปแบบ QCIF ซึ่งมีขนาดของภาพ 176x144 format ซึ่งเป็น ข้อมูลภาพสีประเภท 24-bit RGB ซึ่งจะถูกละทิ้งไปเป็นภาพในรูปแบบ YCbCr (4:2:0) ซึ่งเป็นข้อมูลมาตรฐาน ก่อนทำการเข้ารหัสด้วย ตัวเข้ารหัส MPEG-4 โดยอัตราการบีบอัด จะเป็นดังนี้

$$\text{CompressionRatio} = \frac{38016}{\text{Size_of_compressed_video_frame}}$$

- ค่าคุณภาพ PSNR (Peak Signal-to-Noise ratio) เป็นตัวแปรที่สำคัญ ซึ่งใช้ในการวัดคุณภาพ ของวิดีโอด้วย วิธีการคำนวณ(objective) โดยการเปรียบเทียบ ข้อมูลวิดีโอที่ผ่านการบีบอัดและเข้ารหัสแล้วกับข้อมูล ที่ยังไม่ผ่านการเข้ารหัส และนำค่าที่ได้ มาคำนวณเป็นข้อมูล ซึ่งใช้เปรียบเทียบคุณภาพได้ โดย PSNR สามารถ คำนวณได้จาก

$$PSNR = 10 \log \frac{255^2}{MSE}$$

$$MSE = \frac{1}{m \times n} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m |P_{ij} - Q_{ij}|^2$$

โดยที่ n คือ จำนวน pixel ของแถวตามแนวนอนในรูปภาพ

m จำนวน pixel ของแถวตามแนวตั้งในรูปภาพ

P_{ij} เป็นค่า ของข้อมูลภาพ ณ แถวที่ n และหลักที่ m ในรูปภาพต้นแบบซึ่งไม่ผ่านการบีบอัด

Q_{ij} เป็นค่า ของข้อมูลภาพ ณ แถวที่ n และหลักที่ m ในรูปภาพที่ผ่านการบีบอัดมาแล้ว

- อัตราการส่งข้อมูลในหนึ่งวินาที (Bit-rate for media transmission) : คือ จำนวนขนาดข้อมูลทั้งหมด ซึ่งถูก ส่งผ่านเครือข่ายภายใน 1 วินาที

ผลการทดลอง

ในการทดลองนี้ ใช้ภาพตัวอย่างในการทดลอง 100 ภาพ ใน อัตราของเฟรม ต่างๆกันไป ซึ่งเป็นที่สังเกตว่า ข้อมูลวิทัศน์ เป็นข้อมูลที่ถูกลบเข้าแบบทันทีทันใดขณะนั้น ดังนั้นเราไม่สามารถควบคุม ในแต่ละตัวอย่างภาพ ให้เป็น อย่างเดียวกันตลอดการทดลองในทุกเงื่อนไขได้ ซึ่งหลักจากการปรับเปลี่ยนตัวแปรต้น อันได้แก่ บิตเรต ในการเข้ารหัส (encoding-bit-rate) ช่วงความห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง (intra-key interval) และ อัตราเฟรม (frame-rate of video) ซึ่งเรา จะสามารถ นำมาเป็นดัชนีชี้ค่าสมรรถนะของระบบ ด้วยค่า 3 ค่าดังนี้

- อัตราการบีบอัด (Compression Ratio) ในกรณีของอัตราการบีบอัด เราจะกำหนดให้ อัตราของเฟรม(frame rate) คงที่ไว้ที่ 5 เฟรมต่อวินาที จากนั้นจึงปรับ บิตเรตในการเข้ารหัส และ ช่วงความห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง ซึ่งได้ผลดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1. อัตราการบีบอัด เมื่อมีการแปรค่า บิตเรตในการเข้ารหัสและ ช่วงความห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง หลายๆ ค่า

Compression bit-rate (bps)	Intra-frame interval (frames)	Average compression ratio
50000	10	652.56
	20	500.00
	50	464.56
	100	411.67
75000	10	564.14
	20	522.16
	50	392.01
	100	341.92
100000	10	43.86
	20	52.75
	50	37.62
	100	35.78

จากตารางที่ 1 เราสังเกตได้ว่า เมื่อค่า บิตเรตในการเข้ารหัส สูง จะให้อัตราการบีบอัดที่ต่ำ ซึ่งเมื่ออัตราการบีบอัด ลดลง ระบบจึงต้องการความจุของช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นเพื่อการส่งข้อมูล และ ค่าอัตราการบีบอัดเฉลี่ย ลดลง เมื่อ มีการเพิ่ม ค่าของช่วงความห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง

- ค่าคุณภาพ PSNR (Peak Signal-to-Noise ratio) : ในการทดลองของเรา เรากำหนดให้อัตราเฟรม คงที่อยู่ที่ 5 เฟรมต่อวินาที หลังจากนั้น เราจะปรับเปลี่ยน อัตราบิตเรตของการเข้ารหัส จากนั้นทำการปรับค่าบิตเรต ในการเข้ารหัสและค่าของช่วงห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง จะได้ผลตามตาราง 2 จากตารางที่ 2 จะพบได้ว่า ค่าคุณภาพ PSNR เฉลี่ย ในทุกกรณี จะมีค่าประมาณ 31 dB ซึ่งเป็นคุณภาพในระดับที่ยอมรับได้

ตารางที่ 2. ค่า PSNR เฉลี่ย เมื่อเราเปลี่ยนแปลงค่า บิตเรตในการเข้ารหัส และ ค่าของช่วงห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง หลากๆค่า

Compression bit-rate (bps)	Intra-frame interval (frames)	Average PSNR
50000	10	28.537
	20	28.163
	50	27.294
	100	26.411
75000	10	31.463
	20	30.742
	50	30.137
	100	28.853
100000	10	34.213
	20	33.548
	50	33.027
	100	30.874

- ค่าอัตราการส่งข้อมูล ในกรณีนี้ ค่า อัตราเฟรม(frame-rate) ของข้อมูลวิดีโอ จะมีผลต่อ ค่าอัตราการส่งข้อมูล ดังนั้นเมื่อเราทำการปรับค่าบิตเฟรมในการเข้ารหัส ค่าบิตเรตในการเข้ารหัสและค่าของช่วงห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง แล้วจะได้ผลตามตาราง 3

ตารางที่ 3. ค่าอัตราการส่งข้อมูล เมื่อเราเปลี่ยนแปรค่า อัตราบิตเรตในการเข้ารหัส และ ค่าของช่วงห่างระหว่างเฟรมอ้างอิง

Frame-rate (FPS)	Compression bit-rate (bps)	Intra-frame interval (frames)	Average Bit-rate (byte/sec)
1	50000	10	190.22
		20	183.22
		50	165.43
		100	160.24
	75000	10	932.54
		20	215.85
		50	209.9
		100	200.5
	100000	10	1223.86
		20	1282.44
		50	1254.23
		100	1248.7
5	50000	10	953.4
		20	915.7
		50	824.15
		100	803.65
	75000	10	4678.4
		20	1077.26
		50	1049.5
		100	1007.4
	100000	10	6201.8
		20	6416.8
		50	6473.16

		100	6543.5
10	50000	10	1904.6
		20	1831.4
		50	1645.4
		100	1612.4
	75000	10	9354.07
		20	2154.3
		50	2103.2
		100	2017.3
	100000	10	12401.5
		20	12835.7
		50	12944.26
		100	13084.3

สรุปผลการทดลอง

ในการทดลองนี้ทำการทดลองเพื่อศึกษาประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบประชุมสัมมนาผ่านทางระบบวิดีโอด้วยตัวเข้ารหัสวิดีโอ MPEG-4 โดยทำการเชื่อมต่อผ่านทางระบบ LAN (Local Area Network) , ข้อมูลวิดีโอ ด้านเข้า ซึ่ง นำมาทำการเข้ารหัสและบีบอัด ก่อนการนำไปส่งบนระบบเครือข่าย ซึ่งสามารถ ส่งได้ที่อัตราบิตเรตที่ต่ำ และมีประสิทธิภาพสูง บนระบบช่องสัญญาณ สื่อสาร Realtime

เราทำการทดสอบสมรรถนะของระบบ โดยการพัฒนาโปรแกรม ซึ่งใช้วิเคราะห์ระบบการประชุมสัมมนาผ่านทางระบบวิดีโอที่ได้สร้างขึ้น โดยใช้ตัวแปรที่ใช้บ่งบอกถึงสมรรถนะ คือ อัตราการบีบอัดข้อมูล ค่าคุณภาพ PSNR และอัตราการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณ ต่อหนึ่งวินาที โดยระบบที่พัฒนาขึ้นมา เป็นระบบที่เสียค่าใช้จ่ายต่ำ ซึ่งสามารถนำมาใช้เป็นโปรแกรมต้นแบบ ในการพัฒนาระบบการเรียนการสอนระยะไกล รวมทั้งระบบสอดคล้องรักษาความปลอดภัย

สิ่งที่จะพัฒนาต่อไป

โปรแกรมต้นแบบที่พัฒนา สามารถนำไปพัฒนาต่อได้ โดยอาจเพิ่ม คู่สนทนาเป็นมากกว่า 2 คู่สนทนา หรือประชุมแบบกลุ่มผู้สนทนา ได้โดยอาจจะปรับปรุง ใน ส่วน Graphic User Interface ให้สามารถ ปรับปรุงคุณสมบัติของภาพได้ นอกจากนี้ยังสามารถปรับปรุงในส่วนการเข้าและถอดรหัส โดยใช้ ตัวเข้าและถอดรหัส รุ่นใหม่ขึ้นที่ มีการพัฒนามา

สรุปผลการศึกษาและพัฒนา

เราสามารถ สร้างโปรแกรมต้นแบบ ของ ระบบการประชุมสัมมนาทางวีดิทัศน์โดยใช้ Microsoft Visual C++ เป็นเครื่องมือในการพัฒนา โดยโปรแกรมประกอบด้วย ส่วนใหญ่ๆ คือส่วนการจับภาพและแสดงผล ส่วนการเข้ารหัสและถอดรหัส และ ส่วนสุดท้ายคือ ส่วนการเชื่อมต่อกับ เครือข่าย โดยโปรแกรมที่ได้ สามารถ สื่อสาร การสนทนา ระหว่าง 2 ผู้สนทนา โดยสามารถ ส่งข้อความประกอบได้ ผ่านทางโพรโทคอล TCP/IP ด้วยการเข้ารหัสและถอดรหัสตามมาตรฐาน MPEG-4

บรรณานุกรม

[1] Iain G. Richardson, and Martin J. Riley., **Digital Video Coding**. School of Electronics and Electrical Engineering, Robert Gordon University : Aberdeen, UK, March 1997.

<http://umi.eng.rgu.ac.uk/umi/digvid/dvhome.html>

[2] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11. Doc.N4668, **MPEG-4 Overview V.21**. Jeju, March 2002.

<http://mpeg.telecomitalia.com/standards/mpeg-4/mpeg-4.htm>

[3] Opart Ongwandee and Supavadee Aramvith , **Low Cost Multipoint Surveillance System Using Personal Computer** , Technical Report , University of Washington , Winter 1997

[4] ยุทธนา ลีลาศวัฒนกุล , คู่มือการเขียน โปรแกรมและใช้งาน Visual C++ 6.0 ฉบับ โปรแกรมเมอร์ , Infopress 2544

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 8 เรื่อง
การจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงเมื่อมีสถานการณ์ Double-Talk
ในระบบการสนทนาแบบสเตอริโอ

(Stereophonic Acoustic Echo Cancellation in the Double-Talk Situation)

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ

ดร.นิสาชล ตั้งเสียมวิสัย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย พญาไท กรุงเทพฯ 10330
โทรศัพท์ 02-2186909 โทรสาร 02-2186912
e-mail : Nisachon.T@chula.ac.th

2. วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 2.1 ศึกษา วิเคราะห์ และหาวิธีแก้ไขสถานการณ์ Double Talk สำหรับการกำจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงในระบบการสนทนาแบบสเตอริโออย่างมีประสิทธิภาพ
- 2.2 ศึกษาหาตัวตรวจวัด (detector) เมื่อเกิดสถานการณ์ Double Talk ที่มีประสิทธิภาพ
- 2.3 นำไปใช้สร้างในอุปกรณ์แบบจำลอง

3. ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

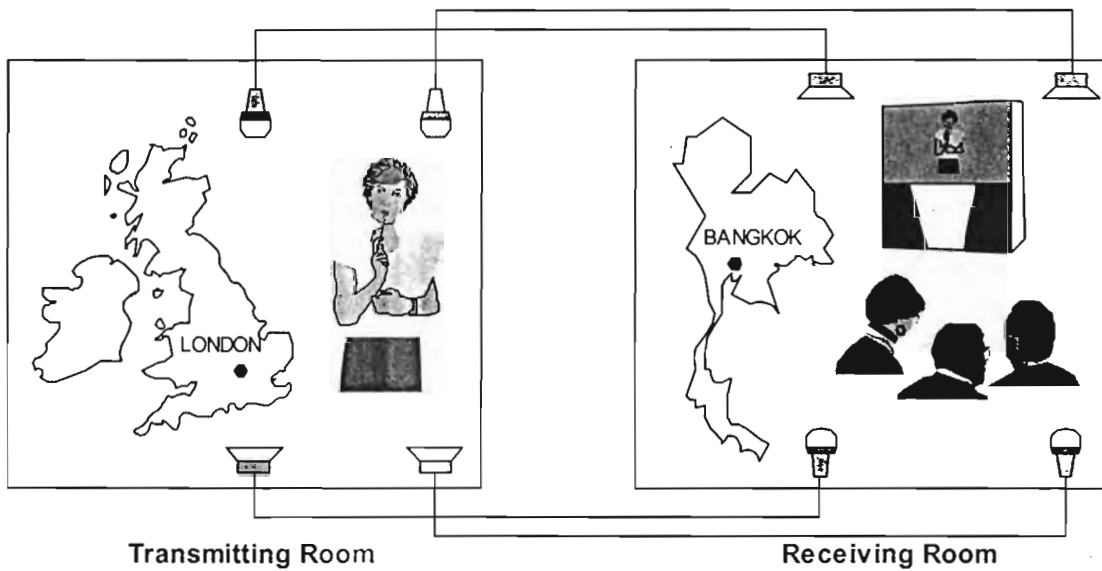
ในโครงการวิจัยนี้ จะเน้นไปที่การวิเคราะห์หากระบวนการวิธีที่ใช้ในการกำจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงของระบบการสนทนาแบบสเตอริโอเมื่ออยู่ในสถานการณ์ Double Talk รวมถึงการหาตัวตรวจวัด (detector) เพื่อบ่งชี้ว่าเกิดสถานการณ์ Double Talk ขึ้น

จากนั้นจะเป็นการนำกระบวนการวิธีที่นำเสนอขึ้นมาไปสร้างลงบนอุปกรณ์แบบจำลองเพื่อทดสอบกับสถานการณ์จริง (real-time) ของการสนทนาแบบสเตอริโอ

4. ความสำคัญปัญหาที่ทำการวิจัย

ปัจจุบันนี้ ระบบดิจิทัลมัลติมีเดียได้เข้ามามีบทบาทสำคัญต่อเทคโนโลยีการสื่อสารสำหรับชีวิตประจำวัน มากขึ้นกว่าในอดีตที่อาศัยจำเพาะระบบแอนะล็อกเท่านั้น ดังนั้น การผสมผสานระหว่างระบบดิจิทัลกับระบบแอนะล็อกดั้งเดิมเข้าด้วยกันจึงเป็นสิ่งสำคัญ และนำท้าทายต่อการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารยุคใหม่ ในการนี้ สาขาวิชาการมวีสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing - DSP) คือหัวใจหลักที่ผลักดันให้ระบบสื่อสารเชิงผสมนี้บังเกิดขึ้นได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของการสื่อสารยุคใหม่ที่กำลังเป็นที่นิยมมากขึ้นในชีวิตประจำวัน อาทิ เช่น การเรียนทางไกล (Distance Learning) โดยใช้การประชุมสัมมนาทางโทรทัศน์ (Video Conferencing) นั้น ข้อมูลเชิงรูปภาพและเชิงเสียงควรมีความถูกต้องและชัดเจนเหมือนจริงมากที่สุด นอกจากนี้ ความสามารถในการแบ่งแยกและบ่งชี้ได้อย่างแม่นยำระหว่างคู่โต้ตอบก็ยังเป็นที่ต้องการอีกด้วย ขั้นแรกในการพัฒนาคุณภาพเสียงให้มีความเหมือนจริงและเป็นธรรมชาติมากกว่าระบบที่ใช้เพียงช่องสัญญาณเดียว คือการใช้ระบบที่มีสองช่องสัญญาณ ซึ่งระบบนี้มีการนำข้อมูลทางตำแหน่งที่เปลี่ยนไปตามเวลา (Spatial Information) เข้ามาช่วยเสริมคุณภาพในการแบ่งแยกระหว่างคู่โต้ตอบ โดยเฉพาะในกรณีที่มีกลุ่มสนทนามากกว่าหนึ่งท่าน ระบบสองช่องสัญญาณนี้เรียกว่า ระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอ (S t e r e o C o n f e r e n c i n g S y s t e m)



รูปที่ 1 แบบจำลองของระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอ

ปัญหาแรกของระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอ คือ ปัญหาการสะท้อนที่เกิดขึ้นจากการเชื่อมต่อทางเสียง (Acoustic Coupling) ระหว่างลำโพงกับไมโครโฟนภายในห้องรับ (Receiving Room) เมื่อสัญญาณสะท้อนเหล่านี้ถูกส่งกลับไปยังห้องส่ง (Transmitting Room) จะรบกวนการสนทนาได้ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นในการจัดสัญญาณสะท้อนทาง

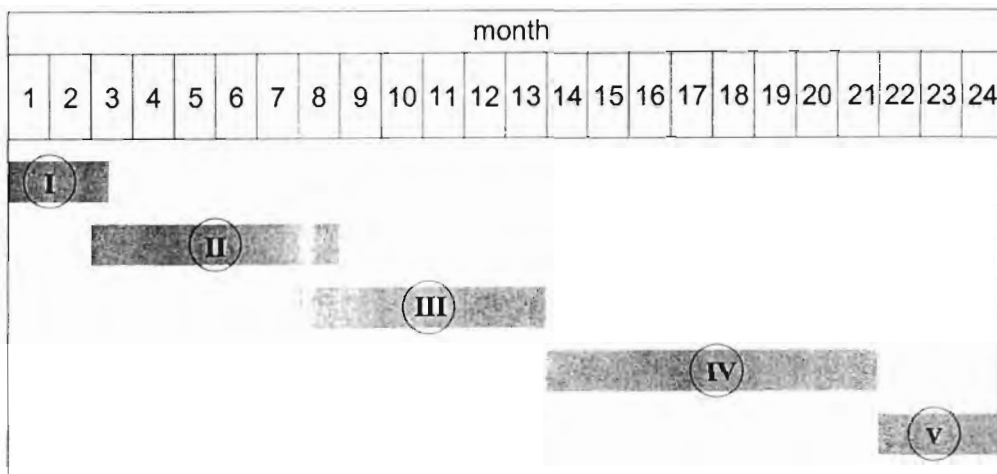
เสียงในระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอ (Stereophonic Acoustic Echo Cancellation - SAEC) โดยนำกระบวนการวิธีที่ใช้วงจรกรองแบบปรับตัว (Adaptive Filtering Algorithms) มาใช้เพื่อหาแบบจำลองของระบบ (ซึ่งในที่นี้ หมายถึงแบบจำลองของการเชื่อมต่อทางเสียง)

ปัญหาอีกปัญหาหนึ่งซึ่งเป็นที่น่าสนใจและยังคงเป็นปัญหาที่ท้าทายต่อการวิจัยในด้านการ-ขจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงของทั้งระบบช่องสัญญาณเดี่ยว และระบบที่มีสองช่องสัญญาณ คือ สถานการณ์ "Double Talk (DT)" ซึ่งหมายความถึงการที่มีผู้สนทนาทั้งในห้องส่งและในห้องรับพูดพร้อมกัน สถานการณ์นี้จะรบกวนการปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับตัวของกระบวนการวิธีต่างๆที่ใช้กับระบบเพื่อลดสัญญาณสะท้อนทางเสียง ซึ่งในโครงการนี้จะเน้นไปที่ระบบที่มีสองช่องสัญญาณหรือระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอ โดยมีผลทำให้เกิดการหลุดออกของระบบจากสถานะอยู่-ตัว (steady state) และนำไปสู่ความไม่มีเสถียรภาพของระบบได้ ถึงแม้ว่าจะมีกระบวนการวิธีต่างๆเสนอการจัดการกับสถานการณ์ DT นี้ โดยกระบวนการวิธีส่วนมากเสนอให้หยุดการทำงานของวงจร-กรองแบบปรับตัวในช่วงเวลาที่มีสถานการณ์ DT เกิดขึ้น แต่จะเห็นว่าถ้ากระบวนการวิธีหนึ่งๆสามารถปล่อยให้วงจรกรองแบบปรับตัวทำงานตลอดช่วงเวลาที่เกิดสถานการณ์ DT นี้ ก็น่าจะทำให้วงจร-กรองแบบปรับตัวสามารถเข้าสู่หาคำตอบของแบบจำลองของระบบได้อยู่ตลอดเวลา ซึ่งจะเป็นที่ต้องการมากกว่าการหยุดการทำงานของวงจรแบบปรับตัว และยังจะเป็นการพัฒนาสมรรถภาพโดยรวมของการขจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงระหว่างการสนทนาได้อีกด้วย นอกจากนั้นควรพัฒนาหาตัวตรวจวัดสถานการณ์ DT (DT detector -- DTD) ที่มีประสิทธิภาพในการบ่งชี้เมื่อเกิดสถานการณ์ DT เพื่อป้องกันความไม่มีเสถียรภาพของระบบ

5. ระเบียบวิธีวิจัย

โครงการนี้มีระยะเวลาดำเนินการ 2 ปี แบ่งเป็น 5 ระยะย่อยๆดังต่อไปนี้

ตารางที่ 1 แผนงานการดำเนินการวิจัยของโครงการภายในระยะเวลา 2 ปี



- Ⓘ phase I : setting the stereo conferencing system
- Ⓜ phase II : studying the DT situation
- Ⓢ phase III : propose the DT detector
- ⓓ phase IV : implementation on DSP boards for testing the proposed method
- Ⓥ phase V : writing up the report

ระยะที่ 1

การสร้างแบบจำลองของสถานการณ์ DT ที่จะนำมาใช้ศึกษาในโครงการวิจัยนี้ จึงต้องมีการสร้างระบบการสัมมนาแบบสตรีมมิงขึ้นมากภายในห้องที่มีสภาพเอื้ออำนวย (คาดว่าจะใช้ห้องเรียนมาทดลองดูก่อน) และจะมีการเก็บข้อมูลสัญญาณเสียงจริงเพื่อนำมาใช้เป็นตัวอย่างเสียงในการทดลอง ระยะนี้คาดว่าจะใช้เวลาประมาณ 1-2 เดือน

ระยะที่ 2 และ 3

การทดลองต่างๆดังต่อไปนี้

- วิเคราะห์และหาวิธีแก้ไขวงจรกรองแบบปรับตัวในระบบ SAEC เมื่อเกิดปัญหา DT
- หาตัวตรวจวัดที่มีประสิทธิภาพเมื่อเกิดสถานการณ์ DT

ระยะที่ 4

นำกระบวนการที่ค้นพบไปสร้างลงบนอุปกรณ์แบบจำลอง หลังจากนั้นจึงนำไปทดลองใช้ในสถานการณ์จริงของการสัมมนาแบบสเตอริโอ เพื่อทดสอบสมรรถภาพของกระบวนการ ระยะนี้คาดว่าจะใช้เวลาประมาณ 6 - 8 เดือน

ระยะที่ 5

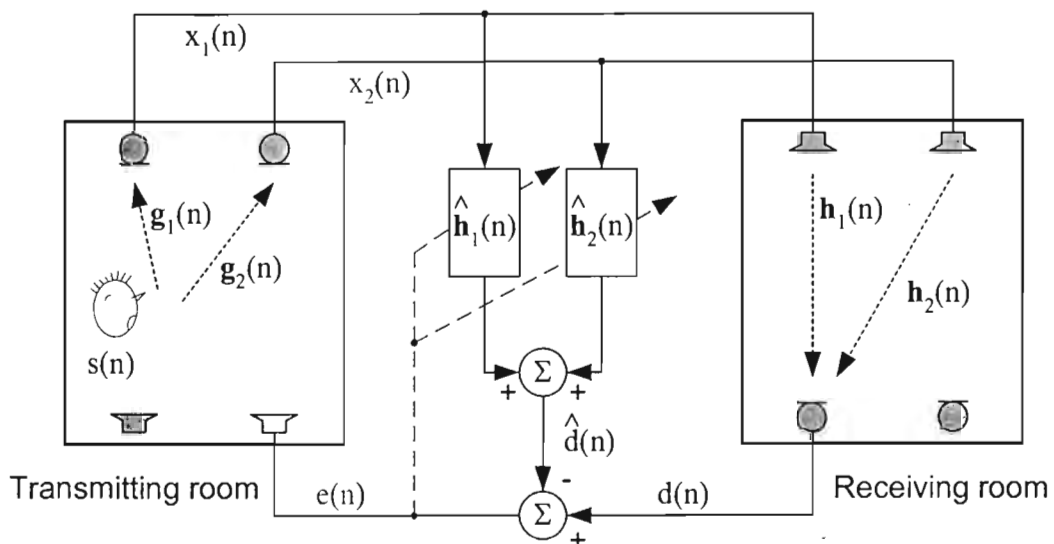
เขียนรายงาน คาดว่าจะใช้เวลาประมาณ 2 เดือน

6. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

- ในช่วง 6 เดือนแรกของโครงการวิจัย ได้ทำการศึกษาดังต่อไปนี้

6.1 ศึกษาและวิเคราะห์ปัญหาการทำงานของวงจรแบบปรับตัวได้ในระบบ SAEC โดยเฉพาะเมื่อเกิดสถานการณ์ DT โดยมีการจำลองระบบขึ้นบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB

ระบบ SAEC สำหรับการสัมมนาแบบสเตอริโอถูกแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 ระบบการจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอ

เมื่อพิจารณาในระบบ AEC ในห้องรับ สัญญาณเสียงจากลำโพง $x_i(n)$ เป็นสัญญาณเสียงของผู้พูดภายในห้องส่งเมื่อ $i = 1, 2$ สำหรับระบบสเตอริโอ สัญญาณเสียงนี้จะถูกส่งผ่านวิถีสะท้อนทางเสียง $h_i(n)$ ไปยังไมโครโฟนในห้องใกล้แล้วเกิดเป็นสัญญาณเสียงสะท้อนกลับไปยังผู้พูดในห้องส่งอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งจะรบกวนการสนทนา ดังนั้น



วงจรกรองแบบปรับตัวจึงถูกนำมาใช้เพื่อจำลองวิธีสะท้อนทางเสียงเพื่อขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่จะถูกส่งกลับไปยังห้องส่ง

เมื่อกำหนดให้ $d(n)$ เป็นสัญญาณเสียงสะท้อนจากวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องรับ ซึ่งหาได้จากสมการ

$$d(n) = \sum_{i=1}^2 \mathbf{h}_i^T(n) \mathbf{x}_i(n) \quad (1.1)$$

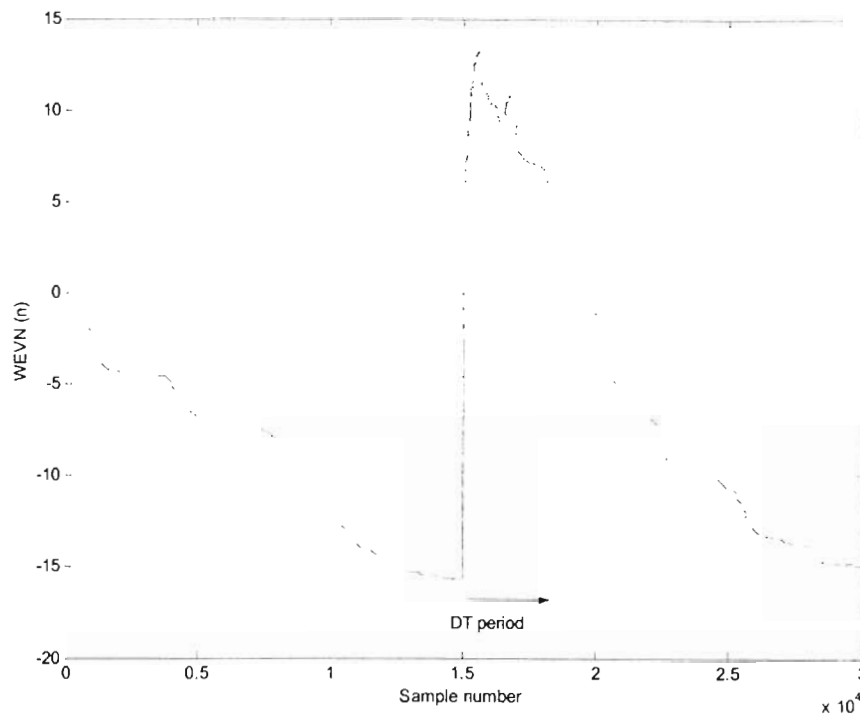
โดยที่ $\mathbf{h}(n) = [h_1(n), h_2(n), \dots, h_L(n)]^T$ เป็นสัมประสิทธิ์ของวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องรับที่มีขนาด L และ $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณเข้าของระบบ AEC ที่มีขนาด L ดังนั้นสัญญาณผิดพลาดจากการประมาณสัญญาณเสียงสะท้อน $e(n)$ สามารถหาได้จาก

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=1}^2 \hat{\mathbf{h}}_i^T(n) \mathbf{x}_i(n) \quad (1.2)$$

จากผลการทดลองของการจำลองระบบพบว่า เมื่อเกิดสถานการณ์ DT วงจรกรองแบบปรับตัวถูกรบกวนการทำงาน กล่าวคือ เกิดการลู่ออกจากสถานะอยู่ตัวไปชั่วขณะหนึ่งที่เกิดสถานการณ์ DT ส่งผลให้ระบบ SAEC ไม่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนได้อย่างมีประสิทธิภาพในช่วงเวลาดังกล่าว การลู่เข้าสู่ค่าตอบหรือสถานะอยู่ตัวของวงจรกรองแบบปรับตัวสามารถสังเกตได้จากค่าของ Weight Error Vector Norm (WEVN) ที่ลดลง ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$\text{WEVN}(n) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\|h_1(n) - \hat{h}_1(n)\|_2^2 + \|h_2(n) - \hat{h}_2(n)\|_2^2}{\|h_1(n)\|_2^2 + \|h_2(n)\|_2^2} \right) \quad (1.3)$$

โดยค่า WEVN เป็นฟังก์ชันของเวลา n ดังนั้นเมื่อระบบเกิดสถานการณ์ DT ระหว่างข้อมูลชักตัวอย่างที่ 15000 ถึง 18000 จะสังเกตได้จากค่า WEVN ที่เพิ่มขึ้นมากจากค่าในสถานะอยู่ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3 ผลของสถานการณ์ DT ต่อค่า WEVN ในการจำลองระบบ

6.2 ศึกษาการใช้โปรแกรมเบื้องต้นสำหรับการควบคุม DSK board ในการจำลองระบบ พบว่าบอร์ดสามารถใช้งานได้แต่วิธีการใช้งานค่อนข้างมีความซับซ้อน คู่มือก็เข้าใจยากและต้องใช้เวลาเป็นอย่างมากในการศึกษาแต่ละโปรแกรมการใช้งาน ผู้วิจัยต้องอาศัยผู้ช่วยวิจัยในด้านการเขียนภาษาซีและแอสเซมบลี

- ในช่วง 6 เดือนต่อมาหลังจากเริ่มดำเนินโครงการฯ ได้ทำการศึกษาดังต่อไปนี้

6.3 ศึกษาและวิเคราะห์ตัวตรวจวัดสถานการณ์ DT (DTD) ที่มีการนำเสนอแล้วสำหรับระบบ AEC (ระบบมีช่องสัญญาณเดียว) และ SAEC (ระบบมีสองช่องสัญญาณ)

บทความ 1 เรื่อง ที่ได้ทำการศึกษาในรายละเอียด คือ Hua Ye and Bo-Xiu Wu, "A new double-talk detection algorithm based on the orthogonality theorem", IEEE Trans. Commun., vol. 39, no. 11, November 1991, pp. 1542 – 1545.

บทความนี้ได้เสนอตัวตรวจวัดสถานการณ์ DT ที่อาศัยทฤษฎีความตั้งฉากที่มีลักษณะพิเศษ คือ สามารถป้องกันการรบกวนการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนอันเนื่องมาจากการเกิด DT และสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของวิถีสะท้อนทางเสียงได้อย่างรวดเร็ว

ในช่วงเวลาที่เกิด DT สัญญาณเสียงจากผู้พูดที่ภาครับจะประพัตตัวเป็นสัญญาณรบกวนที่มีพลังงานมาก ถูกนำมารวมเข้ากับสัญญาณสะท้อนที่ไม่โครโฟนในภาครับ ถ้าวงจรกรองแบบปรับตัวยังคงทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ระบบจะถูกรบกวนการทำงานและเกิดการลู่ออกจากสภาวะอยู่ตัวอย่างรวดเร็ว ตัวตรวจวัดสถานการณ์ DT (DTD) จึงมีความจำเป็นเพื่อหยุดการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวในช่วงเวลานั้น ป้องกันการรบกวนการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวโดยสัญญาณเสียงจากผู้พูดที่ภาครับ คุณสมบัติพื้นฐานของ DTD คือ สามารถตรวจจับสถานการณ์ DT ได้อย่างรวดเร็ว ถูกต้อง และสามารถแยกแยะสถานการณ์ DT ออกจากสถานการณ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงของวิถีสะท้อนทางเสียง (Acoustic Echo Path Change -- APEC) ซึ่งต้องการการปรับตัวอย่างรวดเร็วของวงจรกรองแบบปรับตัว

เมื่อเกิดสถานการณ์ DT และสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของวิถีสะท้อนทางเสียง ระดับสัญญาณความผิดพลาดจากการประมาณ $e(n)$ จะสูงขึ้นทั้งสองกรณี สัญญาณความผิดพลาดจากการประมาณ $e(n)$ จึงไม่สามารถใช้ในการแบ่งแยกสถานการณ์ทั้งสองนี้ออกจากกัน ดังนั้น บทความนี้จึงเสนอ DTD ที่อาศัยทฤษฎีความตั้งฉากคือ

$$E\{e(n)x(n)\} = 0 \quad (1.4)$$

เมื่อพิจารณาสภาวะอยู่ตัว สัญญาณความผิดพลาดจะไม่มีความสัมพันธ์ต่อสัญญาณเสียงเข้าของระบบ ถ้าสัญญาณทั้งสองมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สัญญาณทั้งสองจะถือว่าตั้งฉากกัน ในทางตรงกันข้าม เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของวิถีสะท้อนทางเสียง ทฤษฎีความตั้งฉากจะไม่เป็นจริงหรือสอดคล้องอีกต่อไป โดยพบว่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ และสัญญาณเสียงเข้า $x(n)$ จะไม่มีความไวต่อสถานการณ์ DT กล่าวคือ ทฤษฎีความตั้งฉากยังคงสอดคล้องอยู่ ดังนั้น เมื่อมีการเปรียบเทียบค่าประมาณของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ และสัญญาณเสียงเข้า $x(n)$ กับค่าเริ่มเปลี่ยนค่าหนึ่ง สถานการณ์ DT จะสามารถถูกตรวจจับได้และถูกแยกแยะออกจากกรณี APEC อีกด้วย อย่างไรก็ตาม วิธีนี้มีข้อเสียอยู่ที่ความซับซ้อนในการคำนวณที่มากเมื่อเทียบกับ DTD แบบธรรมดาที่ได้ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้

6.4 พัฒนา DTD ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นในด้านของความสัมฤทธิ์ผลและความซับซ้อนในการคำนวณ โดยตัวตรวจวัดสถานการณ์ DT ในโครงการฯมีโครงสร้างซึ่งจะอธิบายได้ต่อไปนี้

จากงานวิจัยจากบทความ “A Projection-Correlation Algorithm for Acoustic Echo Cancellation in the presence of Double Talk”, T. Creasy and T. Aboulnasr, ICASSP'2000, vol. 1, pp. 436 – 439 ได้มีการนำเสนอ DTD โดยอาศัยค่าโปรเจกชันจากการคำนวณภายในระเบียบวิธี Affine Projection Algorithm (APA) แทนค่าเกรเดียนท์ของ Cost function เมื่อพิจารณาแนวโน้มของสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวได้ในกรณีของสถานการณ์ DT สัมประสิทธิ์จะประพัตตัวอย่างไม่มีทิศทางแน่นอน ซึ่งแตกต่างจากการประพัตตัวของสัมประสิทธิ์ในกรณีของ APEC ที่มีแนวโน้มไปในทิศทางที่ลู่เข้าสู่ค่าตอบ ดังนั้นค่า Correlation Coefficient ของเกรเดียนท์ที่เวลา n และเวลา $n-1$ ได้ถูกนำมาใช้ในการพิจารณาแยกแยะสถานการณ์ DT และ APEC ออกจากกัน

DTD ในโครงการวิจัยนี้จะถูกพัฒนาจาก DTD ดังกล่าวโดยใช้การปรับเปลี่ยนอันดับของระเบียบวิธี APA ไปตามเวลา กล่าวคือ เพิ่มค่าอันดับสำหรับช่วง Transient Period เพื่ออัตราการเข้าสู่ที่เร็วของวงจรแบบปรับตัว และลดค่าอันดับสำหรับช่วง Steady-state Period เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ ถึงแม้ว่าการลดค่าอันดับจะทำให้ระบบมีอัตราการเข้าสู่ที่ลดลง หากแต่ในช่วง Steady-state Period นี้ระบบได้เข้าสู่ค่าตอบแล้ว การลดค่าอันดับจึงไม่มีผลต่อการทำงานของระบบมากนัก นอกจากนี้ DTD จะทำหน้าที่แยกช่วง Steady-state ออกจากสถานการณ์ DT และ AEPC ด้วยโดยใช้ค่าเริ่มเปลี่ยน (threshold)

หากแต่ว่าผลการทดลองศึกษาเปรียบเทียบกับตัวตรวจวัดอื่นที่มีการนำเสนอแล้วยังไม่เสร็จสิ้นสมบูรณ์ ตามแผนการดำเนินการ

6.5 ศึกษาการจำลองระบบ SAEC ลงบน DSK board ปรากฏว่าผู้ช่วยวิจัยได้แจ้งว่าบอร์ดเสีย จึงส่งไปให้บริษัทตัวแทนจำหน่ายติดต่อกับบริษัททางสิงคโปร์เพื่อทำการตรวจสอบ แต่ต้องรอการติดต่อกลับอยู่ 3 เดือน หาใบรับประกัน ไม่เจอจึงไม่สามารถซ่อมฟรีได้ จึงนำบอร์ดกลับมาทดสอบเองว่ายังใช้งานต่อไปได้อีกหรือไม่อย่างไร (จะอยู่ในระยะที่ 4)

6.6 ให้ผู้ช่วยวิจัย (เพิ่งเลิกจ้างไปหลังจากเริ่มโครงการวิจัยมา 8 เดือน เนื่องจากนิสิตกำลังเตรียมตัวจะจบการศึกษาปริญญาโท) บันทึกเสียงภาษาไทยเพื่อใช้เป็นฐานข้อมูลในการทำวิจัยในโครงการฯ

7. ผลผลิตหรือความสัมฤทธิ์ผลที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

ไม่มี

8. ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป

8.1 ทดลองศึกษาเปรียบเทียบกับตัวตรวจที่นำเสนอในโครงการวิจัยนี้และตัวตรวจวัดอื่นที่มีการนำเสนอแล้วให้เสร็จสมบูรณ์

8.2 ทำการจำลองระบบ SAEC เมื่อมีตัวตรวจวัดสถานการณ์ DT ลงบน DSK board เพื่อทดสอบกับสถานการณ์จริง (real-time) ของการสัมมนาแบบสตรีโอ โดยสังเกตผลของการจำลองระบบเมื่อมีและไม่มีสถานการณ์ DT

8.3 เขียนบทความเกี่ยวกับวิธีตรวจวัดสถานการณ์ DT ที่นำเสนอ

8.4 เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 9 เรื่อง

FPGA Implementation of LMS Based Adaptive Filter

ผู้รับผิดชอบโครงการ

ผศ. ดร. เจษฎา ชินรุ่งเรือง

ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

ทำการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาคาบการเกิดเสียงหอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียง ในเครื่องช่วยฟัง โดยใช้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่อาศัยการปรับช่วงก้าวแบบพลวัต มาช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธี สำหรับการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว พร้อมทั้งประเมินผลการทำงานของวงจรกรองปรับตัวที่ทำการสร้างจริงบน FPGA (Field Programmable Gate Array)

รายงานสรุปผลความก้าวหน้าของโครงการที่ได้ดำเนินการ

รายงานความก้าวหน้าเดือน มิถุนายน พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

ค้นคว้าเอกสารทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับปัญหาคาบการเกิดเสียงในเครื่องช่วยฟัง วิธีการแก้ปัญหา ทฤษฎีของวงจรกรองปรับตัว และรูปแบบต่าง ๆ ของวงจรกรองปรับตัวที่นำมาใช้ในการสร้างจริง จากแหล่งข้อมูลต่าง ๆ ดังนี้

1. บทความทางวิชาการจาก IEEE
2. วิทยานิพนธ์ที่มีผู้แนะนำมาได้
3. หนังสือ และ ตำรา ต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับทฤษฎีของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด

รายงานความก้าวหน้าเดือน กรกฎาคม พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

1. ศึกษาแบบจำลองของปัญหาคาบการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังแบบไม่ต่อเนื่อง ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบรายละเอียดในส่วนต่าง ๆ ของวงจรกรองปรับตัว

2. ศึกษาการเขียนโปรแกรม MATLAB
3. ศึกษาวิธีการปรับช่วงก้าวแบบพลวัตแบบต่าง ๆ
4. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังแบบไม่ต่อเนื่องด้วยโปรแกรม MATLAB โดยใช้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว

รายงานความก้าวหน้าเดือน สิงหาคม พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

1. ทำการทดสอบระบบของแบบจำลองของปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังแบบไม่ต่อเนื่องโดยนำเอาหลักการของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign มาประยุกต์ใช้เพื่อลดความซับซ้อนของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด
2. นำเอาวิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Squared Error ที่ได้ศึกษามาประยุกต์ใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign
3. ทดลองปรับค่าคงตัวต่าง ๆ ของวิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Squared Error เพื่อหาค่าคงตัวที่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน

รายงานความก้าวหน้าเดือน กันยายน พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

1. ศึกษาการเขียนโปรแกรมภาษา VHDL
2. ทดลองออกแบบ Register ที่จะนำมาใช้ในการเก็บข้อมูลของวงจรกรองปรับตัว
3. ทบทวนการคำนวณในรูปแบบของ 2's Complement

รายงานความก้าวหน้าเดือน ตุลาคม พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

1. ศึกษารูปแบบทางโครงสร้างของวงจรต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวเช่น วงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder วงจรบวกแบบ Carry Save Adder วงจรคูณแบบ Array และวงจร 2's Complement เป็นต้น

2. ออกแบบรายละเอียดของจำนวนบิตในส่วนต่าง ๆ ของวงจรกรองปรับตัว โดยจะแทนขนาดของสัญญาณต่าง ๆ ด้วยเลขฐานสองในรูปแบบของ Fixed Point โดยที่การประมวลผลในแต่ละขั้นตอนจะทำการคำนวณในรูปแบบ Fixed Point Arithmetic

รายงานความก้าวหน้าเดือน พฤศจิกายน พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

1. นำเอาขนาดของสัญญาณต่างๆ ที่อยู่ในรูปของ Fixed Point มาใช้ในการจำลองผลของแบบจำลองของปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังแบบไม่ต่อเนื่อง โดยใช้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign และวิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Squared Error ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว ทั้งนี้การคำนวณในส่วนต่าง ๆ ของระบบจะทำการคำนวณในรูปแบบ Fixed Point Arithmetic โดยที่แบบจำลองดังกล่าวจะใช้โปรแกรม MATLAB ในการประมวลผล
2. ประเมินผลที่ได้จากการจำลองที่ใช้การคำนวณในรูปแบบของ Floating Point Arithmetic เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองที่ใช้การคำนวณในรูปแบบของ Fixed Point Arithmetic
3. เริ่มทำการออกแบบวงจรด้วยภาษา VHDL
4. ศึกษาการใช้งานบอร์ด FPGA ของบริษัท Xilinx

รายงานความก้าวหน้าเดือน ธันวาคม พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

1. ออกแบบวงจรต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้สำหรับสร้างเป็นวงจรกรองปรับตัวด้วยภาษา VHDL ต่อจากเดือนที่แล้ว ซึ่งรวมถึงวงจรที่ใช้ในการปรับค่าช่วงก้าวและวงจรที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ด้วย
2. ออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator) เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบ
3. ศึกษาการใช้งานโปรแกรม Xilinx ISE

รายงานความก้าวหน้าเดือน มกราคม พ.ศ. 2546

งานที่ทำในเดือนนี้

นำวงจรต่าง ๆ ที่ได้ออกแบบไว้มาประกอบรวมกันเป็นวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาคือการเกิดเสียงฮอนเนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

ทดสอบการทำงานของวงจรที่ปรับตัวที่ออกแบบบน โปรแกรม Modelsim
ตรวจสอบการทำงานในแต่ละขั้นตอนของระบบบน โปรแกรม Modelsim

รายงานความก้าวหน้าเดือน กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2546

งานที่ทำในเดือนนี้

1. นำเอาวงจรที่ผ่านการตรวจสอบการทำงานบนโปรแกรม Modelsim ไปทำการ Synthesize และ Implement ด้วยโปรแกรม Xilinx ISE
2. ทำการจำลองผลการทำงานของวงจรในระดับ Function (Simulate Behavioral VHDL Model) บนโปรแกรม Xilinx ISE
3. ทำการจำลองผลการทำงานของวงจรในระดับ Gate (Simulate Post-Place & Route VHDL Model) บนโปรแกรม Xilinx ISE
4. ประเมินผลที่ได้จากการจำลองผลการทำงาน

รายงานความก้าวหน้าเดือน มีนาคม พ.ศ. 2546

งานที่ทำในเดือนนี้

1. นำเอาวงจรที่ผ่านการจำลองผลในระดับ Gate มาทำการทดสอบ โดยทำการป้อนข้อมูลทางด้าน Input ให้กับวงจรและทำการวัดข้อมูลทางด้าน Output ของวงจรด้วยเครื่อง Logic Analyzer
2. เริ่มเขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

รายงานความก้าวหน้าเดือน เมษายน พ.ศ. 2546

งานที่ทำในเดือนนี้

1. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์ (ต่อ)
2. ตรวจสอบแก้รายงานฉบับสมบูรณ์

เนื้อหา

1. ความเป็นมา

ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Least-Mean-Square algorithm: LMS) [1,2] เป็นวิธีการที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบทรานส์เวอร์ (Transversal Filter) ขั้นตอนวิธีดังกล่าวได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลด้านโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์ เช่น การปรับแต่งช่องสัญญาณสื่อสาร (Channel Equalization) การกำจัดสัญญาณเสียงก้องในช่องสัญญาณสื่อสาร (Echo Cancellation) และการเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูด (Speech Encoding) เป็นต้น

การสร้างจริง (Implementation) ขั้นตอนวิธีวงจรกรองปรับตัวสำหรับใช้ในงานด้านกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลสามารถทำได้ 2 รูปแบบ ในรูปแบบแรก ขั้นตอนวิธีวงจรกรองดังกล่าวจะถูกสร้างจริงอยู่ในรูปแบบของซอฟต์แวร์ (Software) บนเครื่องไมโครโปรเซสเซอร์ทั่วไป (General Microprocessor) หรือบนเครื่องไมโครโปรเซสเซอร์สำหรับงานกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Microprocessor) การสร้างจริงในรูปแบบแรกนี้เหมาะสำหรับงานที่มีอัตราการประมวลผลสัญญาณไม่สูงนัก ซึ่งมีอัตราการสุ่มตัวอย่าง (Sampling Rate) ต่ำกว่าหนึ่งส่วนร้อยของอัตราสัญญาณเวลา (Clock Rate) สำหรับในรูปแบบที่สอง ขั้นตอนวิธีวงจรกรองจะถูกสร้างจริงบนซิลิคอน (Silicon) ซึ่งอยู่ในรูปแบบวงจรรวม VLSI (Very Large Scale Integrated circuit) การสร้างจริงในรูปแบบที่สองนี้จะมีความซับซ้อนกว่ารูปแบบแรกอย่างมาก โดยส่วนมากจะถูกประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการอัตราการประมวลผลสัญญาณสูง เช่น การประยุกต์ในด้านการส่งสัญญาณมัลติมีเดียผ่านสาย UTP ในระบบ VDSL เป็นต้น

ในโครงการวิจัยนี้สนใจที่จะนำเอาขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign มาสร้างจริงโดยนำมาประยุกต์ใช้กับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง เนื่องจากเครื่องช่วยฟังซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการรับรู้การได้ยินมีขนาดเล็ก (เครื่องช่วยฟังจะถูกสร้างให้มีขนาดเล็ก สำหรับใส่เข้าไปในหูหรือติดไว้ข้าง ๆ ใบหูของเรา) ดังนั้นการนำเอาขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (LMS Algorithm) มาใช้กับปัญหาดังกล่าวจึงไม่เหมาะสมในการนำไปสร้างจริงในรูปแบบวงจรรวม VLSI เนื่องจากต้องใช้พื้นที่ในการสร้างสูง นอกจากนี้ยังทำให้สูญเสียพลังงานในการประมวลผลจากความซับซ้อนของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดสูงอีกด้วย โครงการวิจัยนี้จึงนำขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign (Sign-Sign LMS Algorithm) มาใช้เพื่อช่วยลดความซับซ้อนของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด โดยอาศัยการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองมาช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพเพื่อให้เหมาะกับการสร้างจริงบนฮาร์ดแวร์

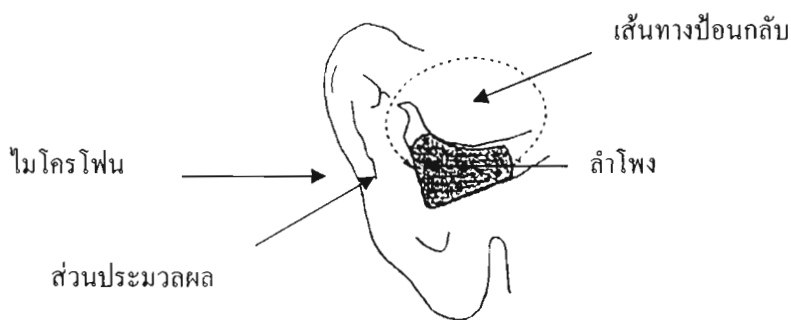
2. หลักการและความรู้พื้นฐาน

2.1 เครื่องช่วยฟังและการแก้ปัญหาการเกิดเสียงหอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง โดยทั่วไปเครื่องช่วยฟังจะประกอบไปด้วย ไมโครโฟน ทำหน้าที่แปลงสัญญาณเสียงหรือคลื่นเสียง (Acoustic Wave) เป็นสัญญาณไฟฟ้า เพื่อส่งต่อไปยังส่วนที่เรียกว่า โครงสร้างหลัก ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ จากนั้นสัญญาณที่ถูกขยายแล้วจะถูกส่งผ่านไปยังลำโพงและจะเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากลับไปเป็นสัญญาณเสียง โดยปกติผู้ใช้เครื่องช่วยฟังต้องปรับอัตราขยายเสียงให้เหมาะกับการสูญเสียการได้ยินด้วยตนเอง

นอกจากปัญหาในการปรับอัตราขยายเสียงให้เหมาะสมแล้ว ผู้ใช้เครื่องช่วยฟังยังต้องพบกับปัญหาอื่น ๆ อีก เช่น ปัญหาสัญญาณรบกวน (ซึ่งสัญญาณรบกวนจะถูกขยายไปพร้อมกับสัญญาณเสียงที่เราสนใจ) และปัญหาการเกิดเสียงหอนเนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง สำหรับในงานวิจัยนี้เลือกศึกษาเฉพาะปัญหาการเกิดเสียงหอนเนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง (Acoustic Feedback in Hearing Aids)

การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง เกิดจากการที่สัญญาณเสียงย้อนกลับจากลำโพงของเครื่องช่วยฟังไปยังไมโครโฟนของเครื่องช่วยฟังอีกครั้ง โดยสัญญาณเสียงที่ย้อนกลับจากลำโพงไปยังไมโครโฟนจะเรียกว่า สัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback) และเส้นทางที่สัญญาณเสียงป้อนกลับเดินทางย้อนกลับจากลำโพงไปยังไมโครโฟนจะเรียกว่า เส้นทางป้อนกลับ (Feedback Path) ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังเกิดจากหลายสาเหตุ เช่น เครื่องช่วยฟังโดยทั่วไปจะมีช่องระบายอากาศ และมีช่องว่างระหว่างเครื่องช่วยฟังกับช่องหู ซึ่งช่องทางทั้งสองนี้เป็นเส้นทางหลักที่ทำให้เสียงสามารถเดินทางย้อนกลับจากลำโพงไปยังไมโครโฟนได้

เนื่องจากเส้นทางป้อนกลับซึ่งทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณแต่เครื่องช่วยฟังทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ดังนั้นถ้าสัญญาณที่วนผ่านเส้นทางป้อนกลับถูกลดทอนน้อยกว่าอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง จะทำให้สัญญาณป้อนกลับถูกขยายทุก ๆ รอบที่มีการป้อนกลับ จนในที่สุดทำให้สัญญาณดังกล่าวดังขึ้นที่เรียกว่า การเกิดเสียงหอน

วิธีการแก้ปัญหาการเกิดเสียงหอนจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังที่นิยมใช้กันในปัจจุบันคือ การแก้ปัญหาด้วยการกำจัดสัญญาณป้อนกลับ โดยใช้วงจรกรองปรับตัวสร้างสัญญาณเลียนแบบสัญญาณป้อนกลับ เพื่อหักล้างสัญญาณป้อนกลับที่เกิดขึ้นจริง (Feedback Cancellation) [3,4,5,6,7,8]

2.2 วงจรกรองปรับตัว (Adaptive filter)

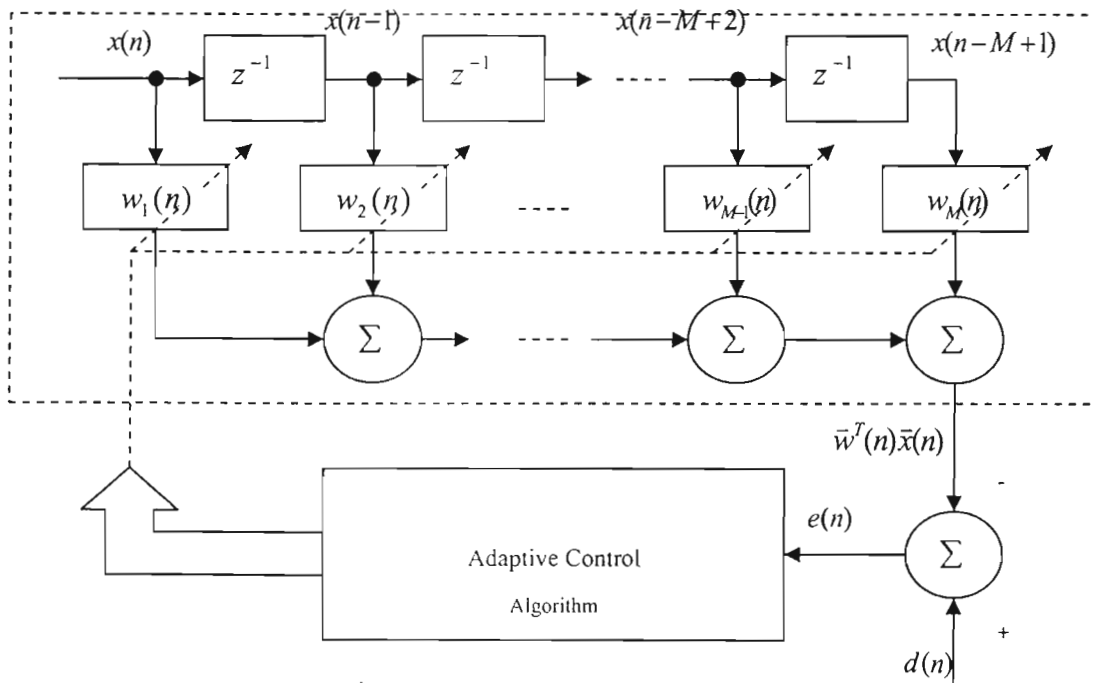
วงจรกรองปรับตัวที่ใช้ในโครงการวิจัยนี้คือ วงจรกรองปรับตัวแบบทรานส์เวอร์ (Adaptive Transversal Filter) ประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก 2 ส่วนคือ วงจรกรองและส่วนปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองดังแสดงในรูปที่ 2

กำหนดให้ $e(n)$ คือ ค่าความผิดพลาด (Error) ที่เวลา n

$\vec{x}(n)$ คือ สัญญาณขาเข้า (Tap Input Vector) ที่เวลา n

$d(n)$ คือ ผลลัพธ์ที่ต้องการ (Desired Response) ที่เวลา n

$\vec{w}(n)$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง (Tap Weight Vector) ที่เวลา n



รูปที่ 2 โครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวแบบทรานส์เวอร์

จากรูปเป็นวงจรกรองปรับตัวแบบทรานส์เวอร์มีอันคืบเท่ากับ M ในส่วนของวงจรกรองจะทำหน้าที่เป็นวงจรกรองทั่ว ๆ ไป โดยจะทำการคูณค่าสัญญาณขาเข้ากับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ในส่วนที่สองเป็นส่วนที่ควบคุมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง โดยใช้ค่าความผิดพลาดระหว่างผลลัพธ์ที่ต้องการและผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรกรองมาควบคุมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว โดยจะนำเอาขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดมาใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป

2.2.1 ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean-Squared Error: MSE)

จากรูปที่ ค่าความผิดพลาดหาได้จาก

$$e(n) = d(n) - \bar{w}^T(n)\bar{x}(n) \quad (1)$$

ถ้าค่าผลลัพธ์ที่ต้องการ $d(n)$ และสัญญาณขาเข้า $\bar{x}(n)$ อยู่ในสถานะ Stationary ร่วมกัน สามารถหาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย $J(n)$ ที่เวลา n โดยการหาค่ากำลังสองเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดในสมการที่ (1) จะได้

$$J(n) = \sigma_d^2 - 2\bar{w}^T(n)\bar{p} + \bar{w}^T(n)R\bar{w}(n) \quad (2)$$

โดยที่ σ_d^2 คือ ความแปรปรวนของผลลัพธ์ที่ต้องการ

\bar{p} คือ เวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณขาเข้าและผลลัพธ์ที่ต้องการ

R คือ เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้า

โดยปกติแล้ว เมื่อทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวไปเรื่อย ๆ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะลดต่ำลงจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวเข้าสู่ค่าออปติ멈 จะได้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum Mean-Squared Error) ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่สถานะออปติ멈หาได้จาก

$$\bar{w}_{opt} = R^{-1}\bar{p} \quad (3)$$

ดังนั้น ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum Mean Squared Error: MMSE)จะมีค่าเท่ากับ

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \bar{p}^T \bar{w}_{opt} \quad (4)$$

จากสมการที่ (3) จะเห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวที่สถานะออปติ멈มีส่วนประกอบของเมตริกซ์ผกผันอยู่ด้วย ซึ่งถ้าเมตริกซ์ดังกล่าวมีขนาดใหญ่จะทำให้ยากลำบากในการคำนวณ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว จึงได้นำหลักการของ Steepest Descent เข้ามาช่วยในการคำนวณ

2.2.2 หลักการของ Steepest descent

สามารถแบ่งได้เป็น 4 ขั้นตอน

1. กำหนดค่าเริ่มต้นของค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในวงจรกรองปรับตัว

2. ใช้ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น (หรือปัจจุบัน) คำนวณหาเกรเดียนต์เวกเตอร์

$$\nabla J(n) = \frac{\partial J(n)}{\partial \bar{w}(n)} = -2\bar{p} + 2R\bar{w}(n) \quad (5)$$

3. คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เวลา $n+1$

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla J(n)] \quad (6)$$

โดยที่ μ คือ ค่าช่วงก้าว (Step Size)

4. กลับไปที่ขั้นตอนที่ 2 แล้วทำซ้ำ

จากหลักการของ Steepest Descent เพื่อให้สะดวกมากยิ่งขึ้นในการใช้งานจริงจึงได้พัฒนาเป็นขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด

2.2.3 ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Least-Mean-Square Algorithm)

ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดนำหลักการของ Steepest Descent มาประยุกต์ให้ง่ายขึ้นคือ ไม่ต้องหาเมตริกซ์ผกผันของ R และไม่ต้องหาค่าเกรเดียนต์จริง (True Gradient) อีกด้วย โดยการประมาณค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้า R และเวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณขาเข้าและผลลัพธ์ที่ต้องการ \bar{p} ด้วยค่าประมาณที่เวลานั้น ๆ

$$\text{โดยที่} \quad R(n) = \bar{x}(n)\bar{x}^T(n) \quad (7)$$

$$\bar{p}(n) = \bar{x}(n)d(n) \quad (8)$$

เมื่อนำสมการที่ (7) และ (8) แทนในสมการที่ (5) จะได้

$$\nabla J(n) = -2\bar{x}(n)d(n) + 2\bar{x}(n)\bar{x}^T(n)\bar{w}(n) \quad (9)$$

นำสมการที่ (9) แทนในสมการที่ (6) จะได้

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) + \mu\bar{x}(n)[d(n) - \bar{x}^T(n)\bar{w}(n)] \quad (10)$$

ซึ่งสามารถเขียนได้ในรูป

$$e(n) = d(n) - \bar{w}^T(n)\bar{x}(n) \quad (11)$$

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) + \mu\bar{x}(n)e(n) \quad (12)$$

ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะอยู่ในรูปแบบของสมการที่ (11) และ (12) ค่าช่วงก้าวในสมการที่ (12) เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งใช้สำหรับกำหนดอัตราเร็วในการปรับตัวของขั้นตอนวิธี ค่าช่วงก้าวของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีขนาดใหญ่อัตราการปรับตัวของขั้นตอนวิธีจะสูงแต่ความถูกต้องที่สภาวะคงตัวจะต่ำ ในทางกลับกันเมื่อค่าช่วงก้าวมีขนาดเล็กอัตราการปรับตัวของขั้นตอนวิธีจะต่ำแต่ความถูกต้องที่สภาวะคงตัวจะสูง จากสมการข้างต้นชี้ให้เห็นว่าในแต่ละรอบ

ของการสุ่มตัวอย่าง การคำนวณของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะประกอบด้วยการคูณ $M + 1$ ครั้ง และการบวก $M + 1$ ครั้ง

2.2.4 ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign (Sign-Sign LMS)

โครงการวิจัยนี้ต้องการลดความซับซ้อนในการคำนวณของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด ที่ต้องใช้พื้นที่ในการสร้างจริงในรูปแบบฮาร์ดแวร์สูง และต้องสูญเสียพลังงานในการประมวลผลสูงอีกด้วย ทำให้ไม่เหมาะสมในการนำเอาขั้นตอนวิธีดังกล่าวมาใช้ในการสร้างจริง โครงการวิจัยนี้จึงนำเสนอขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ซึ่งมีรูปแบบสมการดังต่อไปนี้

$$e(n) = d(n) - \bar{w}^T(n)\bar{x}(n) \quad (13)$$

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) + \mu [\text{sgn}(\bar{x}(n)) \text{sgn}(e(n))] \quad (14)$$

สมการข้างต้นชี้ให้เห็นว่าการประมวลผลของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ประกอบด้วยการบวกเพียง $M + 1$ ครั้งเท่านั้น ความซับซ้อนของการคำนวณสำหรับขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign จึงน้อยกว่าขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดมาก ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จะนำเอาขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ไปใช้ในการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

2.2.5 วิธีการปรับช่วงก้าวแบบพลวัต (Dynamic Adaptation of Step Size)

จากสมการของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่มีความซับซ้อนในการประมวลผลต่ำกว่าขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด ทำให้ประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีดังกล่าวลดลงตามไปด้วย ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จึงนำเอาวิธีการปรับช่วงก้าวแบบพลวัตเข้ามาช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ซึ่งขนาดของช่วงก้าวจะถูกกำหนดให้มีขนาดใหญ่ในขณะที่อยู่ห่างจากสถานะคงตัว เพื่อให้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดเข้าสู่ด้วยความรวดเร็ว เมื่อเข้าสู่สถานะคงตัวแล้ว ขนาดของช่วงก้าวจะถูกลดลงเพื่อเพิ่มความถูกต้องในการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง

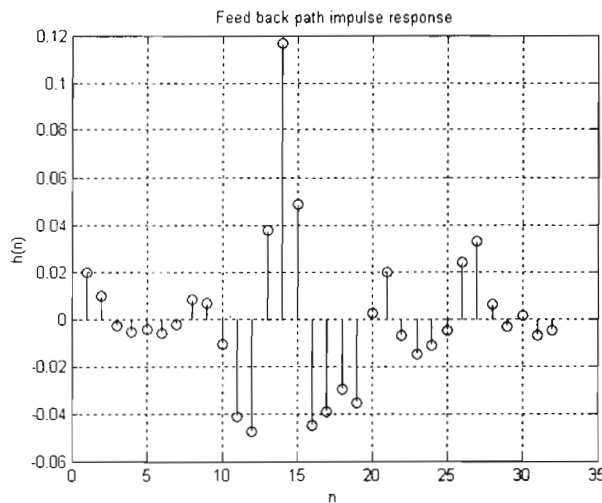
วิธีการปรับช่วงก้าวแบบพลวัตมีหลายวิธี เช่น วิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Squared Error ที่นำเสนอโดย Kwong และ Johnston [9] วิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Normalized step-size ที่นำเสนอโดย Honig และ Messerschmitt [10] วิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Cross Correlation ที่นำเสนอโดย Kami และ Zeng [11] และวิธีการปรับช่วงก้าวแบบ Delta-Bar-Delta ที่นำเสนอโดย Jacobs [12] เป็นต้น ในบรรดาวิธีที่กล่าวถึงนี้ วิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง (Squared Error) เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพดีและมีความซับซ้อนน้อยกว่าแบบอื่น ๆ ทำให้เหมาะสำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง วิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองมีรูปแบบสมการดังนี้

แบบจำลองของปัญหานี้จะใช้ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse Response) ของเส้นทางป้อนกลับ [13] ที่หาได้จากผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) ของเส้นทางป้อนกลับที่วัดจริงจากเครื่องช่วยฟัง [4] โดยทำการสุ่มตัวอย่างจากผลตอบสนองทางความถี่ที่วัดได้ จากนั้นใช้การแปลงกลับคิสครีทไทม์ฟูรีเยร์ (Inverse Discrete-Time Fourier Transform) ซึ่งจะได้ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ดังแสดงในรูปที่ 4

กำหนดให้ที่เวลา n สัญญาณต่าง ๆ มีคุณสมบัติดังนี้

$Np(n)$ คือ สัญญาณสุ่มเพื่อช่วยในการปรับตัวของวงจรกรองปรับตัว กำหนดให้มีคุณสมบัติเป็นสัญญาณสุ่มแบบ White Gaussian มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.1

$s(n)$ คือ สัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง กำหนดให้มีคุณสมบัติเป็นสัญญาณสุ่ม แบบ White Gaussian มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และกำหนดให้สัญญาณ $s(n)$ มีความแปรปรวน 3 ระดับ คือ 10 1 และ 0.1 เท่าของสัญญาณ $Np(n)$ สัญญาณ $s(n)$ แทนระดับความดังของเสียง 3 ระดับคือ แทนเสียงที่มีความดังปกติ เสียงเบา และเสียงเบามาก



รูปที่ 4 ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของเส้นทางป้อนกลับ

$\bar{x}(n)$ คือ เวกเตอร์ของสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองปรับตัว

$$\bar{x}(n) = (x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1))^T \quad (17)$$

โดยที่ M คือ อันดับของวงจรกรองปรับตัว

\bar{h} คือ เวกเตอร์ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของเส้นทางป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

$$\bar{h} = (h(0), h(1), \dots, h(M-1))^T \quad (18)$$

$f(n)$ คือ สัญญาณที่เกิดจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังมีค่าตามสมการ

$$f(n) = \bar{h}^T \bar{x}(n) \quad (19)$$

$\bar{w}(n)$ คือ เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัว

$$\bar{w}(n) = (w_1(n), w_2(n), \dots, w_M(n))^T \quad (20)$$

$y(n)$ คือ สัญญาณขาออกของวงจรรองปรับตัว มีค่ากำหนดตามสมการ

$$y(n) = \bar{w}^T(n) \bar{x}(n) \quad (21)$$

$e(n)$ คือ ความผิดพลาด มีค่ากำหนดตามสมการ

$$e(n) = s(n) + f(n) - y(n) \quad (22)$$

$o(n)$ คือ สัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง

แบบจำลองของปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังในรูปที่ 3 จะถูกนำมาใช้ในการจำลองผลการทำงานเชิงโปรแกรมซึ่งจะใช้การคำนวณในรูปแบบ Floating Point Arithmetic และการจำลองผลการทำงานเชิงฮาร์ดแวร์ซึ่งจะใช้การคำนวณในรูปแบบ Fixed Point Arithmetic เพื่อเปรียบเทียบผลการทำงานของวงจรรองปรับตัวที่ได้จากการจำลองผลการทำงานเชิงโปรแกรมและการทำงานเชิงฮาร์ดแวร์ ก่อนที่จะนำเอาองค์ประกอบต่าง ๆ ที่ได้ ออกแบบไปทำการออกแบบวงจรด้วยภาษา VHDL ต่อไป

3.2 การจำลองผลโดยใช้การคำนวณแบบ Floating Point Arithmetic

จากแบบจำลองของปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังแบบไม่ต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งจะทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์เฉพาะช่วงที่เสียงเบามาก (สัญญาณขาเข้ามีกำลังต่ำ) โดยที่สัญญาณต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์และพิจารณาจะมีข้อกำหนดตามหัวข้อที่ 3.1 คือ สัญญาณสุ่ม $Np(n)$ ที่ช่วยในการปรับตัวของวงจรรองเป็นสัญญาณสุ่มแบบ White Gaussian มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.1 ในส่วนของสัญญาณขาเข้า $s(n)$ ที่นำมาพิจารณาจะทำการพิจารณาในช่วงที่สัญญาณขาเข้ามีกำลังต่ำ ซึ่งสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณแบบ White Gaussian มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.1 เท่าของสัญญาณสุ่ม $Np(n)$ (สัญญาณขาเข้า $s(n)$ มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.01)

คุณสมบัติของสัญญาณสุ่ม $Np(n)$ เป็นสัญญาณแบบ White Gaussian มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีความแปรปรวนเท่ากับ 0.1 ซึ่งหมายความว่า สัญญาณสุ่มเป็นสัญญาณที่มีขนาดเป็นเลขจำนวนจริง มีค่าเป็นไปได้ทั้งจำนวนจริงบวก จำนวนจริงลบและจำนวนเต็มศูนย์ โดยที่มีความแปรปรวน (Variance) เท่ากับ 0.1 และมีส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation) ของสัญญาณสุ่มเท่ากับกึ่งหนึ่งของค่าความแปรปรวน โดยที่ค่าความแปรปรวนจะเป็นตัวกำหนดขนาดของกำลังของสัญญาณที่ใช้ในการพิจารณา

ความแปรปรวนของสัญญาณสุ่ม $Np(n)$ มีค่าดังสมการ

$$\sigma_{N_{p(n)}}^2 = 0.1 \quad (23)$$

จะได้ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณสุ่ม $Np(n)$ ดังนี้

$$\sqrt{\sigma_{N_{p(n)}}^2} = 0.3162278 \quad (24)$$

โดยทั่วไป 3 เท่า ของส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานทั้งทางด้านบวกและลบของค่าเฉลี่ยจะครอบคลุมขนาดของสัญญาณสุ่มได้ทั้งหมดร้อยละ 99.73 เพราะฉะนั้น 3 เท่าของส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานทั้งทางด้านบวกและลบเท่ากับ ± 3 คูณกับส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานจะได้เท่ากับ ± 0.94868 ซึ่งหมายความว่าขนาดของสัญญาณสุ่มสูงสุดและต่ำสุดมีขนาดอยู่ที่ประมาณ 0.94868

คุณสมบัติของสัญญาณขาเข้า $s(n)$ ของเครื่องช่วยฟังมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณสุ่ม $Np(n)$ ซึ่งในแบบจำลองนี้จะทำการพิจารณาเฉพาะช่วงที่เสียงเบามาก (สัญญาณขาเข้ามีกำลังต่ำ) คือ พิจารณาเฉพาะช่วงที่สัญญาณขาเข้า $s(n)$ มีความแปรปรวนเท่ากับ 0.01

ความแปรปรวนของสัญญาณสุ่ม $s(n)$ มีค่าดังสมการ

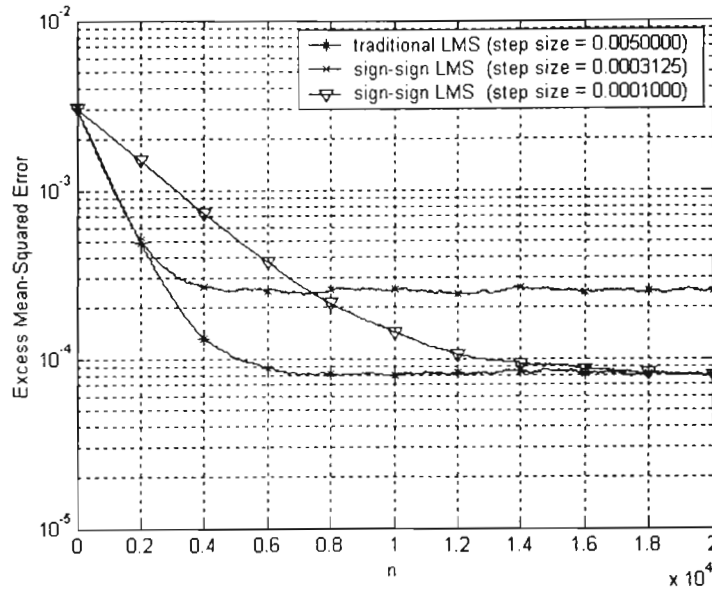
$$\sigma_{S(n)}^2 = 0.01 \quad (25)$$

จะได้ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณขาเข้า $s(n)$ ดังนี้

$$\sqrt{\sigma_{S(n)}^2} = 0.1 \quad (26)$$

เช่นเดียวกัน 3 เท่า ของส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานทั้งทางด้านบวกและลบของค่าเฉลี่ยจะครอบคลุมขนาดของสัญญาณสุ่มได้ทั้งหมดร้อยละ 99.73 เพราะฉะนั้น 3 เท่าของส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานทั้งทางด้านบวกและลบเท่ากับ ± 3 คูณกับส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานจะได้เท่ากับ ± 0.3 ซึ่งหมายความว่าขนาดของสัญญาณสุ่มสูงสุดและต่ำสุดมีขนาดอยู่ที่ประมาณ 0.3

คุณสมบัติของสัญญาณสุ่ม $Np(n)$ และสัญญาณขาเข้า $s(n)$ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นนี้จะถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์และพิจารณาในการจำลองผลการทำงานเชิงโปรแกรมที่ใช้การคำนวณแบบ Floating Point Arithmetic การจำลองผลการทำงานเชิงฮาร์ดแวร์ที่ใช้การคำนวณแบบ Fixed Point Arithmetic และการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังบน FPGA



รูปที่ 5 ผลการจำลองของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดเปรียบเทียบกับขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign สำหรับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

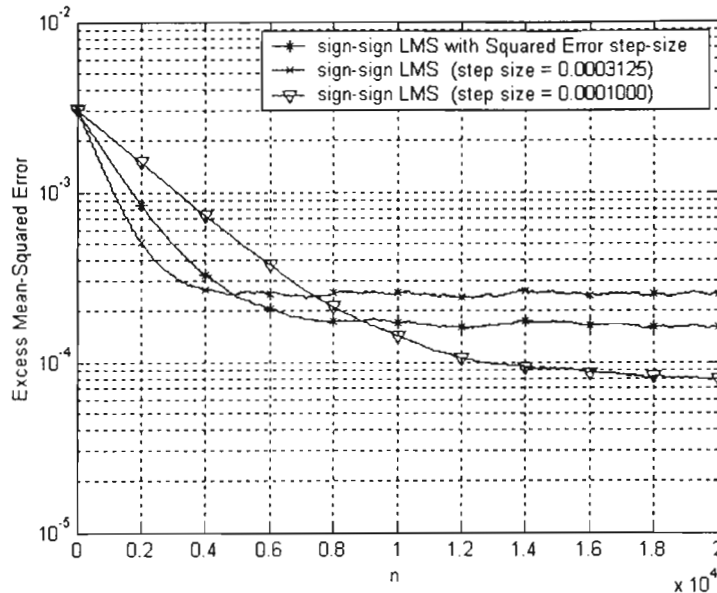
จากผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในรูปที่ 5 ซึ่งเป็นเส้นกราฟแสดงผลที่ได้จากการจำลองทางคอมพิวเตอร์ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด เปรียบเทียบกับขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign สำหรับวงจรกรองปรับตัวแบบทรานส์เวอร์อ์อันดับ 32 สำหรับอันดับของวงจรกรองที่นำมาใช้ กำหนดให้มีขนาดเท่ากับผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของเส้นทางป้อนกลับในรูปที่ 4 โดยที่สัญญาณสุ่ม $Np(n)$ และสัญญาณขาเข้า $s(n)$ มีคุณสมบัติตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น รูปกราฟดังกล่าวแสดงค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินที่ตำแหน่งเวลา n ($MSE = \text{Minimum MSE} + \text{Excess MSE}$) สำหรับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง กราฟแต่ละเส้นเป็นผลเฉลี่ยที่ได้จากการจำลองทั้งหมด 100 การทดลองที่เป็นอิสระจากกัน สำหรับกรณีที่ค่าช่วงก้าวของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign มีค่าเป็น 1 ใน 16 ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด อัตราการลดลงของค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินของทั้งสองขั้นตอนวิธีมีค่าใกล้เคียงกัน อยู่ที่ประมาณ ($n < 2000$) แต่ที่สภาวะคงตัวของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign จะมีค่าสูงกว่าของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด เพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินของขั้นตอนวิธีทั้งสองมีค่าประมาณเท่ากัน ช่วงก้าวของขั้นตอนวิธีประเภท Sign-Sign ต้องลดลงมาเป็น 1 ใน 50 ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด

จากเส้นกราฟในรูปที่ 5 จะเห็นว่าค่าช่วงก้าวที่ใช้ในขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ทั้งสองกรณีมีอัตราการปรับตัวที่แตกต่างกัน ในกรณีแรกที่ค่าช่วงก้าวมีค่าเท่ากับ 1 ใน 16 ของขั้นตอนวิธี

กำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด อัตราการปรับตัวจะสูงแต่ความถูกต้องที่สภาวะคงตัวจะต่ำ ซึ่งมีค่าสูงกว่าประมาณ 3 เท่า ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด สำหรับกรณีที่สองที่ค่าช่วงก้าวมีค่าเท่ากับ 1 ใน 50 ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด อัตราการปรับตัวจะต่ำแต่ความถูกต้องที่สภาวะคงตัวจะสูง เมื่อเปรียบเทียบกับขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด ซึ่งจะให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินใกล้เคียงกันอยู่ที่ประมาณ ($n > 16000$)

จากรูปที่ 5 แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนแล้วว่า ผลของการลดความซับซ้อนในการคำนวณของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดมาเป็นขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ทำให้ประสิทธิภาพในการปรับตัวของขั้นตอนวิธีลดลง ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จึงนำเอาการปรับช่วงก้าวแบบพลวัต ซึ่งจะนำเอาวิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง (Squared Error) มาใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign โดยที่ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่ใช้การปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง เปรียบเทียบกับขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign สำหรับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังแสดงให้เห็นดังรูปที่ 6

จากผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในรูปที่ 6 จะเห็นว่าเส้นกราฟของค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินในช่วงแรกของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่ใช้การปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองมาช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธี จะมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินสูงกว่าขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่ใช้ค่าช่วงก้าวเท่ากับ 1 ใน 16 ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดเล็กน้อยแต่ที่สภาวะคงตัวจะต่ำกว่าประมาณ 1.5 เท่า และเมื่อเปรียบเทียบกับเส้นกราฟของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่มีค่าช่วงก้าวเท่ากับ 1 ใน 50 ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกินของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่ใช้การปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองจะมีค่าสูงกว่าเล็กน้อยแต่จะเข้าสู่สภาวะคงตัวเร็วกว่ามาก (ประมาณ 10000 ครั้งของการสุ่มตัวอย่าง) สำหรับค่าคงตัวของวิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองที่นำมาใช้มีค่าดังนี้คือ α มีค่าเท่ากับ 0.69, γ มีค่าเท่ากับ 0.005, μ_{\min} มีค่าเท่ากับ 0.0001 และ μ_{\max} มีค่าเท่ากับ 0.0005 โดยที่กราฟแต่ละเส้นเป็นผลเฉลี่ยที่ได้จากการจำลองทั้งหมด 100 การทดลองที่เป็นอิสระจากกัน



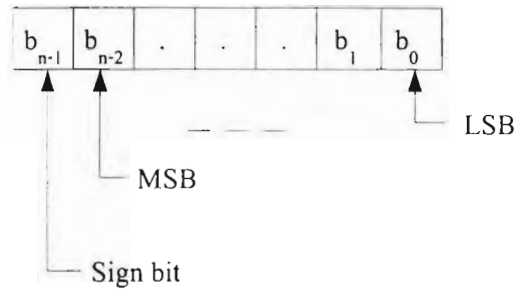
รูปที่ 6 ผลการจำลองของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign เปรียบเทียบกับขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่ใช้การปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองสำหรับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

จากรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่า การนำเอาวิธีการปรับช่วงก้าวแบบพลวัตมาใช้ เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign สามารถช่วยทำให้ประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีดังกล่าวดีขึ้น ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าการนำเอาวิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองมาใช้ เพื่อช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่นำมาใช้แทนขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด เพื่อลดความซับซ้อนของขั้นตอนวิธี ทำให้ได้ผลลัพธ์ที่ดีขึ้นจริง เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign แต่เพียงอย่างเดียว

3.3 รายละเอียดการออกแบบบิตข้อมูล

สำหรับในการกำหนดขนาดของจำนวนบิตข้อมูลที่จะนำมาใช้ในการคำนวณในรูปแบบของ Fixed Point Arithmetic ของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงหอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง จะเริ่มพิจารณาจากค่าช่วงก้าวที่จะนำมาใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว จากการจำลองผลทางคอมพิวเตอร์ค่าช่วงก้าวของวิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง สามารถแทนได้ด้วยเลขฐานสองจำนวน 8 บิต ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้ ที่ตำแหน่งซ้ายสุดแทนตำแหน่งของบิตเครื่องหมาย (Sign bit) ตำแหน่งที่ 2 จากทางซ้ายแทนตำแหน่งของบิตที่มีค่าสูงสุด (Most Significant Bit: MSB) ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งคือ 2^{-11} และบิตที่อยู่ตำแหน่งทางขวาสุดเป็นบิตที่มีค่าต่ำสุด (Least Significant Bit: LSB) ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่ง

คือ 2^{-17} โดยที่ค่าคงตัวต่าง ๆ จะใช้ค่าเดียวกับการคำนวณในรูปแบบ Floating Point Arithmetic ซึ่งมีค่าดังนี้คือ α มีค่าเท่ากับ 0.69, γ มีค่าเท่ากับ 0.005, μ_{\min} มีค่าเท่ากับ 0.0001 และ μ_{\max} มีค่าเท่ากับ 0.0005 ในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าต่ำสุดสามารถแทนค่าด้วยเลขฐานสองได้เท่ากับ 00001101_2 ส่วนในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าสูงสุดสามารถแทนค่าด้วยเลขฐานสองได้เท่ากับ 01000001_2



รูปที่ 7 ลักษณะของบิตข้อมูลของเลขฐานสอง (n แทนจำนวนบิตของข้อมูล)

ซึ่งจากผลของการที่ค่าช่วงก้าวค่าอยู่ในช่วง 2^{-11} ถึง 2^{-17} รวมกับผลของค่าคงตัวของเส้นทางป้อนกลับที่นำมาใช้ในการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวอันดับ 8 ที่มีค่าอยู่ในช่วง -0.0475 ถึง 0.1167 ทำให้จำเป็นต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว (Tap Weight) แทนด้วยเลขฐานสองจำนวน 15 บิต เพื่อให้สามารถครอบคลุมได้ถึงค่าสูงสุดและต่ำสุดของค่าช่วงก้าว ที่ใช้หลักการปรับค่าช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-4} และที่ตำแหน่ง LSB เท่ากับ 2^{-17} จากผลที่ได้ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวสามารถแทนค่าต่ำสุดได้เท่ากับ -0.125 และสูงสุดเท่ากับ 0.12499 ดังนั้นสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองปรับตัว (สัญญาณสุ่ม) ควรจะแทนค่าด้วยจำนวนบิตของข้อมูลที่เท่ากัน เพราะฉะนั้นจึงแทนขนาดของสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองปรับตัวด้วยจำนวนบิตเท่ากับ 15 บิต โดยที่ค่าสูงสุดมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-1} และค่าต่ำสุดที่ตำแหน่ง LSB เท่ากับมีค่าประจำหลักเท่ากับ 2^{-14}

สำหรับผลลัพธ์ของผลคูณของสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองปรับตัว และค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวออกแบบให้มีขนาดเท่ากับ 29 บิต ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-4} และลดลงไปตำแหน่งละ 2^{-1} จนกระทั่งถึง LSB มีค่าประจำตำแหน่งเท่ากับ 2^{-31} โดยกำหนดให้ค่าสูงสุดที่เป็นไปได้มีค่าดังนี้

$$(100000000000000_2) * (100000000000000_2) = 0111111111111111111111111111111_2$$

เนื่องจากการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาคือการเกิดเสียงฮอน สำหรับแก้ปัญหาคือการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง จะทำการสร้างจริงโดยใช้วงจรกรองปรับตัวอันดับ 8 ดังนั้นค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ คือ นำเอากรณีที่ผลคูณเป็นค่าสูงสุด คูณด้วยอันดับของวงจรกรองปรับตัว ในที่นี้ผลคูณค่าสูงสุด คือ

01111111111111111111111111111111₂ (เมื่อทำการแปลงกลับเป็นเลขฐานสิบจะได้ค่าเท่ากับ 0.12499) จากนั้นนำไปคูณกับค่าอันดับของวงจรรองปรับตัวซึ่งเท่ากับ 8 จะได้ค่าเท่ากับ 0.99999 เพราะฉะนั้นเพื่อให้ในส่วนของการบวกของข้อมูลที่ผ่านกระบวนการคูณมาเรียบร้อยแล้ว เป็นค่าผลรวมที่ถูกต้อง จะต้องใช้จำนวนบิตให้สามารถครอบคลุมค่าสูงสุดและต่ำสุดที่สามารถเกิดขึ้นได้ จากความเป็นไปได้ของแต่ละ Tap ของวงจรรองปรับตัวมีผลคูณเป็นค่าสูงสุดที่ทำให้ผลรวมเท่ากับ 0.99999 ดังนั้นในการออกแบบในส่วนนี้ได้ทำการขยายบิตข้อมูลเพิ่มขึ้น 3 บิต หลังจากที่ทำการกระบวนการคูณเสร็จเรียบร้อยแล้ว โดยทำการพิจารณาที่ Sign bit ของผลคูณ หากมีค่าเป็น 1 จะเพิ่มบิตด้านหน้าที่เป็น 1 เข้าไป 3 ตัว ส่วนในกรณีที่ เป็น 0 ก็จะเพิ่มบิตด้านหน้าที่เป็น 0 เข้าไป 3 ตัว เช่นเดียวกัน เมื่อผ่านกระบวนการบวกเรียบร้อยแล้ว ข้อมูลที่ได้จะมีขนาด 32 บิต ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-1} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-31}

เนื่องจากระบบที่ทำการออกแบบ ให้ขนาดของ Desired Response เป็นเลขฐานสองจำนวน 15 บิต ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปจะนำเอาผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรรองปรับตัว ซึ่งมีขนาด 32 บิต โดยนำเอา 15 บิตแรกทางด้าน MSB มาใช้งาน ส่วนที่เหลือ 17 บิตทางด้าน LSB ตัดทิ้ง จากนั้นก็นำเอาข้อมูลทั้ง 15 บิต ไปผ่านกระบวนการ 2's Complement ก่อนที่จะนำไปรวมกับ Desired Response

การออกแบบวงจรรองปรับตัวอันดับ 8 ที่จะทำการสร้างจริงนี้ จะทำการรวมสัญญาณขาเข้า $s(n)$ ซึ่งมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.1 เท่าของสัญญาณสุ่ม $Nx(n)$ กับสัญญาณเสียงที่ผ่านเส้นทางป้อนกลับก่อน เพื่อความสะดวกในการพิจารณาหาค่าความผิดพลาด ซึ่งในที่นี้จะแทนผลรวมของสัญญาณทั้งสองด้วย Desired Response โดยที่ค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ได้ของ Desired Response มีขนาดเท่ากับ 0.68507 ทั้งทางด้านบวกและลบ ดังนั้นในการออกแบบจะใช้เลขฐานสองจำนวน 15 บิตแทนค่าดังกล่าว ซึ่งคิดจากขนาดของสัญญาณสูงสุดที่ผ่านเส้นทางป้อนกลับรวมกับขนาดของสัญญาณขาเข้า $s(n)$ สูงสุดของแบบจำลองที่เป็นไปได้

ซึ่งรายละเอียดของบิตข้อมูลของ Desired Response และผลลัพธ์ของวงจรรองปรับตัวที่ผ่านกระบวนการ 2's Complement มีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-1} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-14} ต่อไปก็ทำการรวมข้อมูลทั้งสองเข้าด้วยกัน ก็จะได้ค่าความผิดพลาดที่มีขนาด 15 บิต สำหรับการออกแบบที่จะใช้ในการสร้างจริงจะใช้จำนวนบิตของค่าความผิดพลาดเท่ากับ 8 บิต โดยจะทำการเลือก 8 บิตทางด้าน MSB มาใช้ในการคำนวณในขั้นตอนของการปรับค่าช่วงก้าวที่จะนำไปใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวต่อไป ซึ่งรายละเอียดของบิตข้อมูลของค่าความผิดพลาดมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-1} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-7} จากผลที่ได้ในแบบจำลองแสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดจะมีค่าสูงสุดที่ 0.99609 และมีค่าต่ำสุดที่ -1 เมื่อแทนด้วยเลขฐานสองจะได้ 01111111₂ และ 10000000₂ ตามลำดับ

สำหรับในส่วนของการปรับค่าช่วงก้าวของวิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง และการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign จะเริ่มต้นด้วยการพิจารณาค่าคงตัวต่าง ๆ ของวิธีการปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

ค่าคงตัว α ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.69 สามารถแทนได้ด้วยเลขฐานสองจำนวน 8 บิต ซึ่งเท่ากับ 01011000_2 ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งเช่นเดียวกับค่าความผิดพลาดคือ มีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-1} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-7} ส่วนค่าช่วงก้าวที่ค่าสูงสุด เมื่อแทนเป็นเลขฐานสองจำนวน 8 บิต จะมีค่าเท่ากับ 01000001_2 ในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าต่ำสุดจะมีค่าเท่ากับ 00001101_2 มีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-11} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-17} ส่วนค่า γ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.005 สามารถแทนได้ด้วยเลขฐานสองจำนวน 8 บิต ซึ่งเท่ากับ 01010010_2 โดยที่มีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-8} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-14}

การปรับค่าช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองในสมการที่ 15 ค่าช่วงก้าวใหม่ที่เวลา $n+1$ จะเท่ากับผลรวมของ ผลคูณของ α กับค่าช่วงก้าวเก่าที่เวลา n และผลคูณของ γ กับค่าความผิดพลาดกำลังสอง

ผลคูณของ α กับค่าช่วงก้าวเก่าที่เวลา n เมื่อแทนด้วยเลขฐานสองจะมีขนาดเท่ากับ 15 บิต ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-11} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-24}

ผลคูณของ γ กับค่าความผิดพลาดกำลังสอง จะต้องทำการคูณค่าความผิดพลาดกำลังสองก่อนแล้วจึงคูณด้วยค่า γ การคูณค่าความผิดพลาดกำลังสองจะได้ผลลัพธ์เป็นเลขฐานสองจำนวน 15 บิต ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-1} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-14} จากนั้นจึงนำค่า γ ซึ่งเป็นค่าคงตัวคูณกับค่าความผิดพลาดกำลังสองจะได้ผลลัพธ์สูงสุดอยู่ในเลขฐานสองจำนวน 22 บิต ซึ่งมีค่าประจำตำแหน่งที่ MSB เท่ากับ 2^{-8} และที่ LSB เท่ากับ 2^{-28}

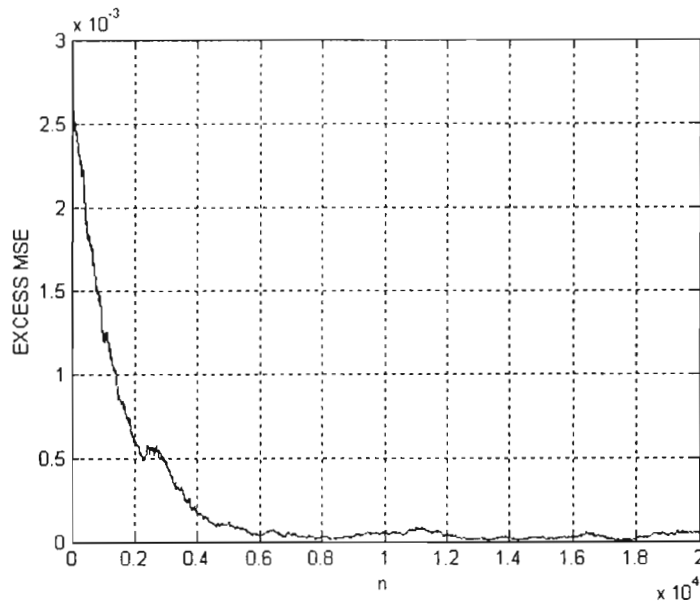
ในขั้นตอนที่จะนำเอาผลคูณทั้งสองมาบวกกัน จะต้องทำการเลือกบิตข้อมูลของผลคูณระหว่าง γ และค่าความผิดพลาดกำลังสอง โดยจะทำการเลือกข้อมูลในตำแหน่งที่มีค่าประจำหลักเท่ากับ 2^{-11} ถึง 2^{-24} มาใช้ โดยที่จะกำหนดให้ Sign bit เป็น 0 เพื่อให้มีขนาดเท่ากับผลคูณของ α กับค่าช่วงก้าวเก่าที่เวลา n จากนั้นทำการบวกกันและทำการเลือกเอาเฉพาะ 8 บิต ทางด้าน MSB มาพิจารณากับค่าช่วงก้าวในสมการที่ 16 จากนั้นก็สามารถนำค่าช่วงก้าวดังกล่าวไปใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวได้

ในส่วนของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เวลา $n+1$ จะนำเอาค่าช่วงก้าวที่คำนวณได้จากวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองมารวมกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เวลา n ตามสมการของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign

ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่ใช้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign จะทำการตรวจสอบ Sign bit ของค่าความผิดพลาดและสัญญาณขาเข้าของวงจรรอง ถ้า Sign bit ของค่าทั้ง 2 มีค่า

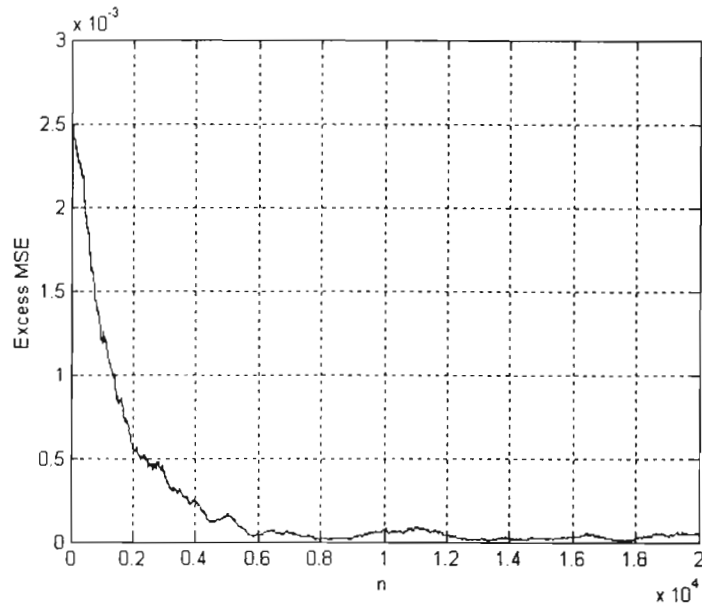
เหมือนกันก็จะทำการขยายค่าช่วงก้ำวให้มีขนาด 15 บิต โดยทำการเพิ่มเลข 0 เข้าไปข้างหน้าค่าช่วงก้ำวอีก 7 ตัว ส่วนในกรณีที่ค่า Sign bit มีค่าแตกต่างกัน ก็จะนำเอาค่าช่วงก้ำวที่หามาได้ไปผ่านกระบวนการ 2's Complement จากนั้นก็จะเพิ่มเลข 1 เข้าไปข้างหน้าอีก 7 ตัว เมื่อทำการปรับขนาดค่าช่วงก้ำวให้มีค่าประจำตำแหน่งให้เหมือนกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวเรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการรวมค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เวลา n กับค่าช่วงก้ำวที่ขยายเป็น 15 บิต ก็จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวที่เวลา $n+1$

3.4 การจำลองผลโดยใช้การคำนวณแบบ Fixed Point Arithmetic



รูปที่ 8 ผลการจำลองของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign และการปรับช่วงก้ำวแบบค่า ผิดพลาดกำลังสอง ที่ใช้การคำนวณแบบ Floating Point Arithmetic

การจำลองผลการทำงานของวงจรรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงหอน เนื่องจากการ ป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังที่ใช้การคำนวณในรูปแบบ Fixed Point Arithmetic จะใช้ขนาดของจำนวนบิต ของสัญญาณต่าง ๆ ในหัวข้อที่ผ่านมา นำมาใช้ในการจำลองผลการทำงานของวงจรรองปรับตัวเพื่อเปรียบเทียบกับ การจำลองผลการทำงานของวงจรรองปรับตัวที่ใช้การคำนวณในรูปแบบ Floating Point Arithmetic



รูปที่ 9 ผลการจำลองของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign และ การปรับช่วงก้าวแบบค่า ผิดพลาดกำลังสอง ที่ใช้การคำนวณแบบ Fixed Point Arithmetic

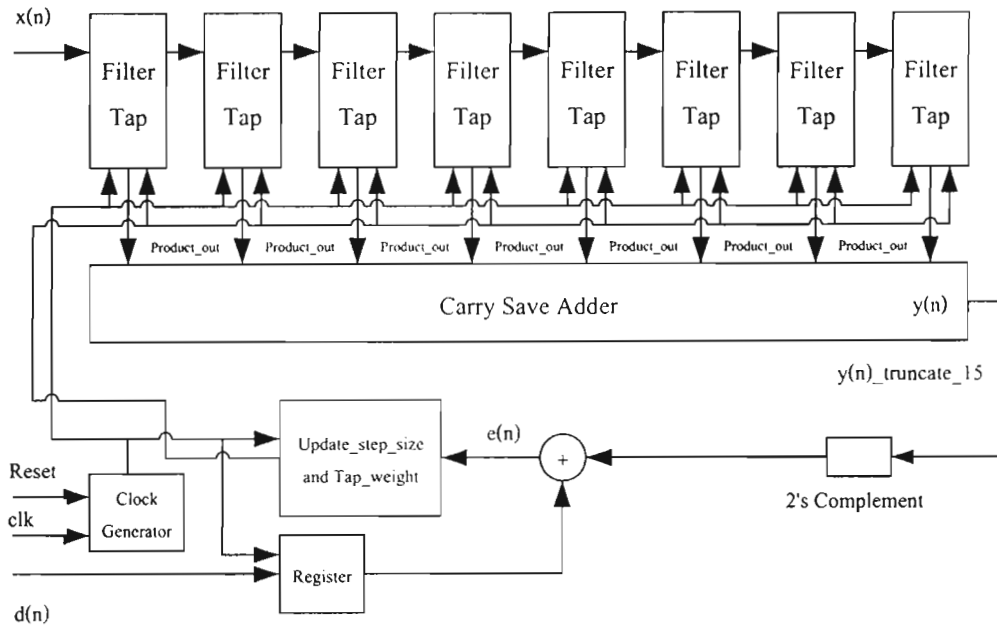
จะเห็นว่าผลที่ได้จากการจำลองที่ใช้การคำนวณในรูปแบบ Fixed Point Arithmetic ใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองที่ใช้การคำนวณในรูปแบบ Floating Point Arithmetic ซึ่งจะเป็นสิ่งที่ยืนยันผลการทำงานของวงจรกรองปรับตัวที่จะทำการสร้างจริงด้วยภาษา VHDL บน FPGA ที่จะมีประสิทธิภาพในการทำงานที่ดี เนื่องจากนำเอารายละเอียดในการออกแบบบิตข้อมูลของสัญญาณต่าง ๆ ไปใช้ในการออกแบบสำหรับการสร้างจริง

4. การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัว

การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาคือการเกิดเสียงรบกวน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง จะใช้ผลที่ได้จากการจำลองเชิงฮาร์ดแวร์ที่ใช้การคำนวณในรูปแบบ Fixed Point Arithmetic เป็นพื้นฐานในการออกแบบส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ในการสร้างจริงบน FPGA ของบริษัท Xilinx รุ่น Spartan2 xc2s200-5pq208

4.1 โครงสร้างทางสถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัว

โครงสร้างทางสถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่จะใช้ในการสร้างจริงมีโครงสร้างดังแสดงดังรูปที่



รูปที่ 10 โครงสร้างทางสถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่ใช้ในการสร้างจริง

จากรูปที่ 10 แสดงโครงสร้างทางสถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่ใช้ในการสร้างจริง สำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ คือ Filter Tap วงจรบวก (Carry Save Adder, Carry Propagate Adder) วงจร 2's Complement วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator) Register วงจรปรับค่าช่วงก้าวและสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง

4.2 ขั้นตอนการทำงานของระบบ

ขั้นตอนการทำงานของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง เริ่มต้นจากการรับข้อมูลเข้ามาในวงจรกรองปรับตัว ทำการประมวลผลในส่วนของวงจรกรองหาค่าความผิดพลาด ทำการปรับค่าช่วงก้าวและทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว ซึ่งการทำงานในขั้นตอนต่าง ๆ จะแสดงให้เห็นต่อไป

เริ่มต้นจากการคำนวณในแต่ละ Tap ของวงจรกรองปรับตัว เพื่อคำนวณหาผลลัพธ์ที่ได้จากกระบวนการกรองที่เวลา n

$$y(n) = w_1(n)x(n-1) + w_2x(n-2) + \dots + w_8x(n-8) \quad (27)$$

โดยที่ $y(n)$ คือ สัญญาณขาออกของวงจรกรองที่เวลา n

$d(n)$ คือ Desired Response ที่เวลา n (เป็นผลรวมจากสัญญาณเสียงขาเข้ากับสัญญาณเสียงที่ผ่านเส้นทางป้อนกลับ)

$e(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดที่เวลา n

$w_i(n)$ คือ สัมประสิทธิ์ของวงจรรอง Tap ที่ i ที่เวลา n ($1 \leq i \leq 8$)

$x(n-i)$ คือ สัญญาณขาเข้าของวงจรรอง Tap ที่ i ที่เวลา n ($1 \leq i \leq 8$)

$\mu(n)$ คือ ค่าช่วงก้าว (Step Size) ที่เวลา n

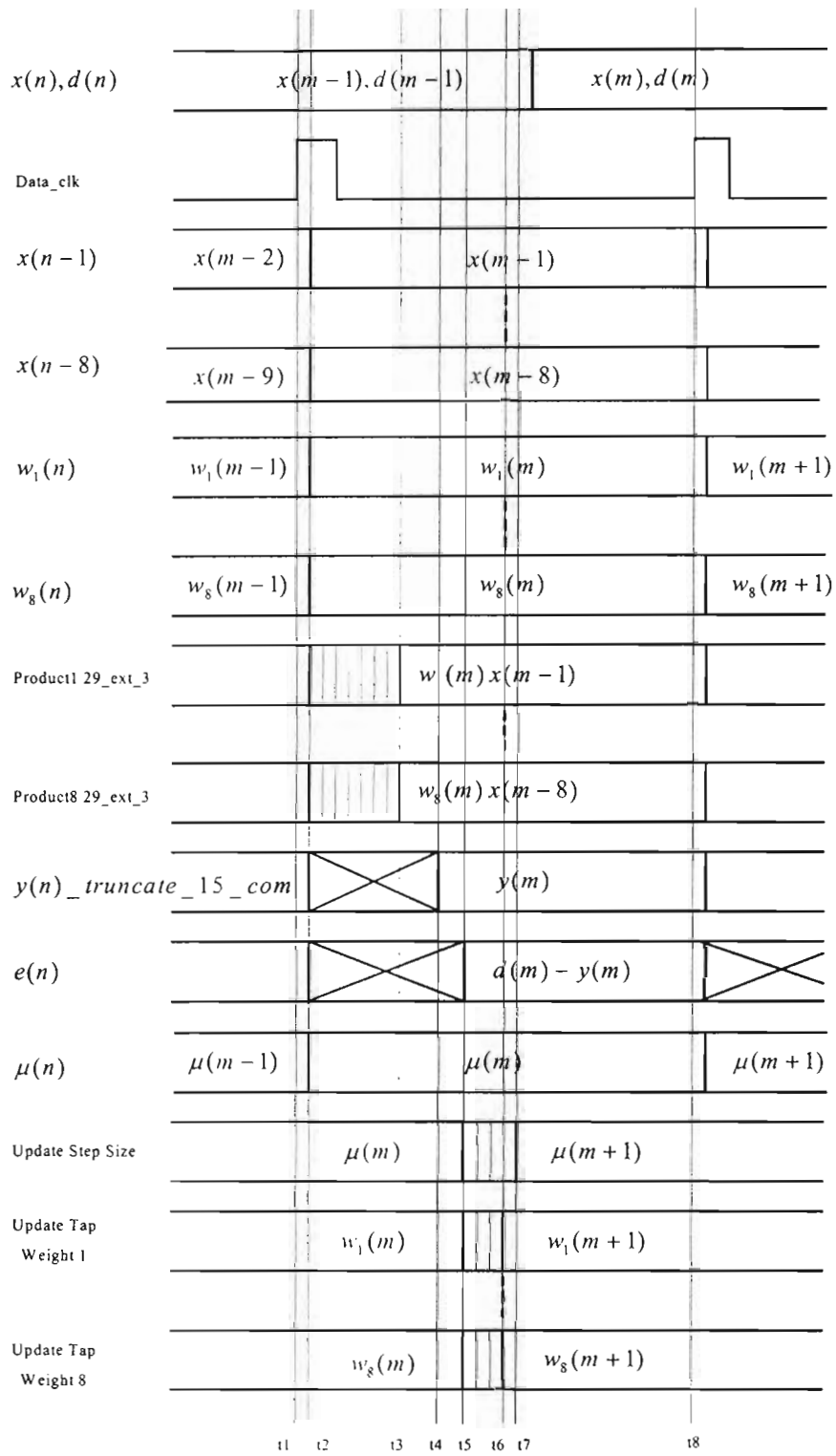
$y(n)_{\text{truncate_15}}$ คือ สัญญาณขาออกของวงจรรองปรับตัว $y(n)$ ที่มีค่าเท่ากับ 15 บิต ทางด้าน MSB ของ $y(n)$

$y(n)_{\text{truncate_15_com}}$ คือ สัญญาณ $y(n)_{\text{truncate_15}}$ ที่ผ่านกระบวนการ 2's Complement จากนั้นนำเอาค่าสัญญาณขาออกของวงจรรอง $y(n)$ ที่มีขนาด 32 บิต ทำการเลือกบิตข้อมูลทางด้าน MSB 15 บิต เก็บไว้ใน $y(n)_{\text{truncate_15}}$ จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ได้ไปทำกระบวนการ 2's Complement และเก็บค่าไว้ใน $y(n)_{\text{truncate_15_com}}$ หลังจากนั้นนำค่าที่ได้ไปรวมกับค่า Desired Response $d(n)$ เพื่อหาค่าความผิดพลาด $e(n)$ ต่อจากนั้นนำค่าความผิดพลาด $e(n)$ และค่าช่วงก้าว $\mu(n)$ เพื่อนำไปคำนวณหาค่าช่วงก้าว $\mu(n+1)$ ที่จะใช้ในการคำนวณที่เวลา $n+1$ โดยใช้สมการที่ 15 และสมการที่ 16 ขั้นตอนสุดท้ายนำค่าช่วงก้าว $\mu(n)$ ค่า Sign bit ของค่าความผิดพลาด $e(n)$ Sign bit ของสัญญาณขาเข้า $x(n-i)$ ของวงจรรอง Tap ที่ i ที่เวลา n และค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w_i(n)$ เพื่อนำไปใช้คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w_i(n+1)$ ที่เวลา $n+1$

จากขั้นตอนการทำงานของวงจรรองปรับตัวที่กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถแสดงขั้นตอนในแต่ละรอบของการทำงานได้ด้วย Timing Diagram ดังรูปที่ 11 โดยจะแสดงขั้นตอนการทำงานของระบบที่เวลา $n = m$

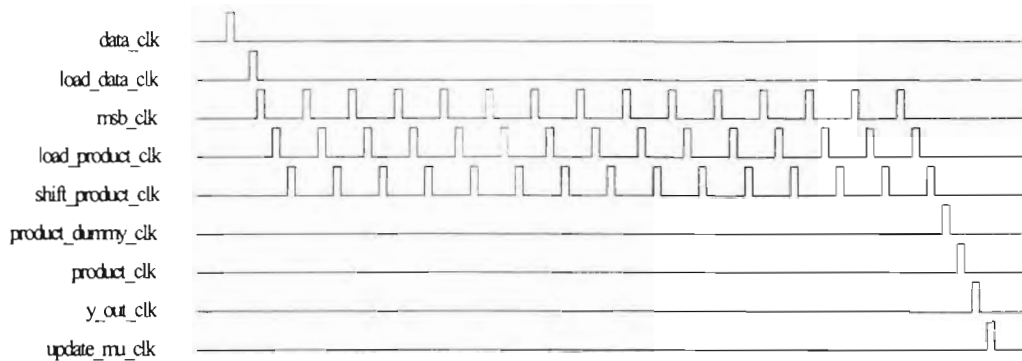
4.3 ส่วนประกอบต่าง ๆ ตามสถาปัตยกรรมของวงจรรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

วงจรรองประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ คือ Filter Tap (ภายในประกอบด้วย Register และวงจรรูณแบบ Booth Encode) วงจรบวก (Carry Save Adder, Carry Propagate Adder) Register และวงจร 2's Complement ส่วนประกอบของวงจรในการปรับค่าช่วงก้าวและปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองประกอบด้วย วงจรรูณแบบ Array วงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder และวงจร 2's Complement นอกจากนี้ยังมี ส่วนประกอบที่สำคัญที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบ คือ วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator)



รูปที่ 11 Timing Diagram การทำงานของวงจรกรองปรับตัว

การทำงานของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงรบกวน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง ที่จะทำให้การสร้างจริงจะต้องมีการทำงานที่เป็นระบบและมีเวลาในการทำงานที่แน่นอนที่ขงตรงในแต่ละขั้นตอน เนื่องจากผลการทำงานในแต่ละขั้นตอนจะต้องสอดคล้องกัน ดังนั้นระบบ Clock ที่จะใช้ควบคุมระบบจึงมีความสำคัญมาก ในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นถึงระบบของสัญญาณ Clock ที่นำมาใช้งานจริงซึ่งถูกสร้างขึ้นจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator) ที่ออกแบบด้วยภาษา VHDL [14]



รูปที่ 12 ระบบของสัญญาณ Clock ที่ใช้ในการสร้างจริงวงจรกรองปรับตัว

สัญญาณ Clock ในรูปที่ 12 แสดงสัญญาณ Clock ต่าง ๆ ที่จะทำให้การสร้างขึ้นเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของวงจรกรองปรับตัว โดยที่สามารถแบ่งสัญญาณ Clock ดังกล่าวได้เป็น 2 กลุ่ม คือ สัญญาณ Clock ที่ใช้งานในระบบของวงจรถูก Booth Encode ซึ่งประกอบสัญญาณ Clock ต่าง ๆ ดังนี้ คือ load_data_clk, msb_clk, load_product_clk, shift_product_clk, product_dummy_clk และ product_clk

ส่วนสัญญาณ Clock ที่เหลือเป็นสัญญาณ Clock ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบวงจรกรองปรับตัว ซึ่งใช้สำหรับควบคุมการรับส่งข้อมูล การปรับค่าช่วงกว้างแบบค่าผิดพลาดกำลังสองและการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณ Clock ต่าง ๆ ดังนี้ data_clk, y_out_clk และ update_mu_clk

การสร้างจริงสัญญาณ Clock ต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรกรองปรับตัว อาศัยสัญญาณ Clock ที่ป้อนเข้าสู่ระบบซึ่งเป็นสัญญาณ Clock ที่มีความถี่เท่ากับ 10 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณ Clock ที่มีคาบเวลาเท่ากับ 100 ns

วงจรกรองปรับตัวที่จะนำมาใช้ในการสร้างจริงออกแบบให้แต่ละรอบของการสุ่มตัวอย่างใช้เวลาเท่ากับ 12000 ns ในช่วงเวลาดังกล่าวจะทำการประมวลผลและส่งข้อมูลออกทางพอร์ตสัญญาณขาออก รวมถึงการปรับค่า

สัมประสิทธิ์ของวงจรรอง และการปรับค่าช่วงก้าวเพื่อที่จะนำไปใช้ในการประมวลผลในรอบต่อไป จะเห็นว่าในแต่ละรอบของการสุ่มตัวอย่างใช้เวลาค่อนข้างมาก ซึ่งความถี่ในการสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $1/12000 \text{ ns} = 83.33 \text{ KHz}$ การสร้างจริงวงจรรองปรับตัวจะนำมาใช้กับสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่อยู่ที่ประมาณ 20 KHz จะเห็นได้ว่าความถี่ของการสุ่มตัวอย่างมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณเสียง ดังนั้นวงจรที่ทำการออกแบบสามารถที่จะนำไปใช้งานกับสัญญาณเสียงได้

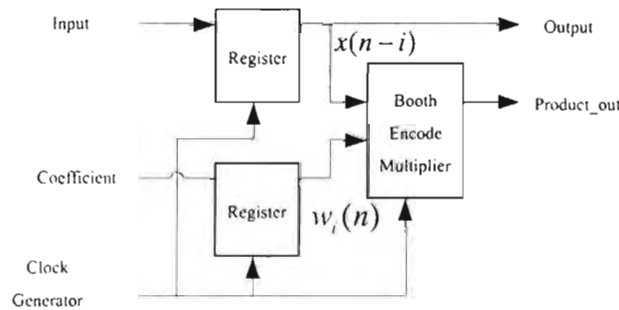
วงจรรองปรับตัวที่จะนำมาใช้ในการสร้างจริงออกแบบให้แต่ละรอบของการสุ่มตัวอย่างใช้เวลาเท่ากับ 12000 ns ในช่วงเวลาดังกล่าวจะทำการประมวลผลและส่งข้อมูลออกทางพอร์ตสัญญาณขาออก รวมถึงการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง และการปรับค่าช่วงก้าวเพื่อที่จะนำไปใช้ในการประมวลผลในรอบต่อไป จะเห็นว่าในแต่ละรอบของการสุ่มตัวอย่างใช้เวลาค่อนข้างมาก ซึ่งความถี่ในการสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $1/12000 \text{ ns} = 83.33 \text{ KHz}$ การสร้างจริงวงจรรองปรับตัวจะนำมาใช้กับสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่อยู่ที่ประมาณ 20 KHz จะเห็นได้ว่าความถี่ของการสุ่มตัวอย่างมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณเสียง ดังนั้นวงจรที่ทำการออกแบบสามารถที่จะนำไปใช้งานกับสัญญาณเสียงได้

สัญญาณ Clock ที่เหลือจะสร้างจากสัญญาณ `data_clk` และ `msb_clk` สัญญาณ Clock ที่สร้างจากสัญญาณ `data_clk` เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นเพียงครั้งเดียวในแต่ละรอบของการประมวลผล ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณดังต่อไปนี้ คือ สัญญาณ `load_data_clk` สัญญาณ `product_dummy_clk` สัญญาณ `product_clk` สัญญาณ `y_out_clk` และสัญญาณ `update_mu_clk`

สัญญาณ Clock ทั้ง 5 สัญญาณ สร้างขึ้นโดยการนำเอาสัญญาณ `data_clk` ต่อเข้ากับ Register 3 ตัว, 94 ตัว, 96 ตัว, 98 ตัว และ 100 ตัว ตามลำดับ เพื่อใช้หน่วงเวลาในการเกิดขึ้นของสัญญาณดังกล่าว ส่วนที่เหลือเป็นสัญญาณ Clock ที่สร้างจากสัญญาณ `msb_clk` เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณ `msb_clk` ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณดังต่อไปนี้ คือ สัญญาณ `load_product_clk` และสัญญาณ `shift_product_clk` การสร้างสัญญาณทั้งสองทำโดยนำเอาสัญญาณ `msb_clk` มาต่อกับ Register 2 ตัว และ 4 ตัว ตามลำดับเพื่อใช้หน่วงเวลาในการเกิดของสัญญาณดังกล่าวเช่นเดียวกัน

สำหรับในส่วนของ Filter Tap สามารถแสดงรายละเอียดทางโครงสร้างได้ดังรูปที่ 13 ซึ่งมีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้ คือ Register ขนาด 15 บิต แบบขนาน 2 ตัว และวงจรรูณ Booth Encode การทำงานของ Filter Tap แต่ละตัว (ในที่นี้จะพิจารณา Tap ที่ i) จะทำการรับค่าสัญญาณขาเข้าและค่าสัมประสิทธิ์ ที่เวลา n ใดๆ เข้ามาเก็บไว้ใน Tap ที่ i (สัญญาณ Input อาจจะเป็นสัญญาณที่เข้ามาสู่ระบบเป็นครั้งแรก หาก Filter Tap ดังกล่าวเป็น Tap ที่ 1 หรือเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจาก Tap ก่อนหน้านี้) เมื่อ Register ได้รับค่าสัญญาณขาเข้าและค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเรียบร้อยแล้ว ข้อมูลทั้งสองจะถูกส่งต่อเข้าไปในวงจรรูณ Booth Encode เพื่อ

จำนวนผลลัพธ์ของ Filter Tap กระบวนการทำงานทั้งหมดจะถูกกำหนดช่วงเวลาในการทำงานด้วยสัญญาณ Clock จากตัวกำเนิดสัญญาณ Clock



รูปที่ 13 รายละเอียดทางโครงสร้างของ Filter Tap

Register เป็นส่วนประกอบของวงจรกรองที่ใช้เก็บข้อมูล เพื่อให้คงค่าของสัญญาณต่าง ๆ ไว้จนกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ Clock เข้ามาเป็นตัวเปิด Gate ของ Register เพื่อรับข้อมูลใหม่ที่เข้ามาทางด้าน Input ของ Register ให้ไปปรากฏทางด้าน Output ของ Register ซึ่งช่วงเวลาในการทำงานดังกล่าวเรียกว่า Clock to Q time ส่วนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ Clock ที่จะนำมาใช้ในการเปิด Gate ของ Register สามารถใช้ได้ทั้งขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณ Clock นอกจากสัญญาณ Clock ที่ใช้ควบคุมการรับข้อมูลของ Register แล้วในการใช้งานจะต้องมีการ Reset ระบบ ซึ่งจะต้องใช้สัญญาณที่ทำหน้าที่ Reset ระบบโดยเฉพาะ ในระบบวงจรกรองปรับตัวที่ทำการออกแบบจะเรียกสัญญาณดังกล่าวว่า ASYNC_RESET

วงจรรูณ Booth Encode เป็นวงจรรูณที่จะนำมาใช้ในการคูณค่าสัญญาณขาเข้าของ Filter Tap กับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว สาเหตุของการเลือกใช้วงจรรูณแบบ Booth Encode เนื่องจากการสร้างจริงวงจรรูณปรับตัวจะทำการสร้างจริงบน FPGA ซึ่งมีข้อจำกัดทางด้านทรัพยากรดังที่ได้กล่าวมาแล้ว แต่สำหรับวงจรรูณแบบ Booth Encode จะใช้จำนวน Gate ในการสร้างจริงที่น้อยกว่าวงจรรูณที่ใช้กันทั่วไป เช่น วงจรรูณแบบ Array เป็นต้น ดังนั้นการสร้างจริงวงจรรูณในส่วนของ Filter Tap ที่จำเป็นต้องใช้วงจรรูณหลายตัว จึงเลือกที่จะใช้วงจรรูณแบบ Booth Encode

ขั้นตอนวิธีการคูณของวงจรรูณ Booth Encode (Booth Algorithm) ที่ใช้ในการคูณเลขฐานสองซึ่งประกอบด้วย ตัวตั้ง (Multiplicand) และตัวคูณ (Multiplier) จำนวน n บิต มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าเริ่มต้นให้ผลคูณ (Product) มีจำนวนบิตเท่ากับ $2n+1$ โดยที่ n บิตแรกทางด้านซ้ายมือกำหนดให้มีค่าเป็น 0 ทุกบิต ต่อจากนั้นกำหนดค่าให้กับ n บิตถัดมาให้มีค่าเท่ากับตัวคูณ (Multiplier) และบิตสุดท้ายทางด้านขวามือสุด (LSB) ให้มีค่าเท่ากับ 0

ขั้นตอนที่ 2 พิจารณา 2 บิต สุดท้ายของผลคูณ ที่ได้กำหนดไว้ในข้อ 1 หากมีค่าเท่ากับ 00 หรือ 11 ไม่มีการคำนวณของขั้นตอนวิธี, หากมีค่าเป็น 01 ให้ทำการบวกค่าตัวตั้งเข้ากับผลคูณที่ตำแหน่ง n บิตแรก และหาก 2 บิต สุดท้ายมีค่าเท่ากับ 10 ให้นำค่าตัวตั้งลบออกจากผลคูณที่ตำแหน่ง n บิตแรก

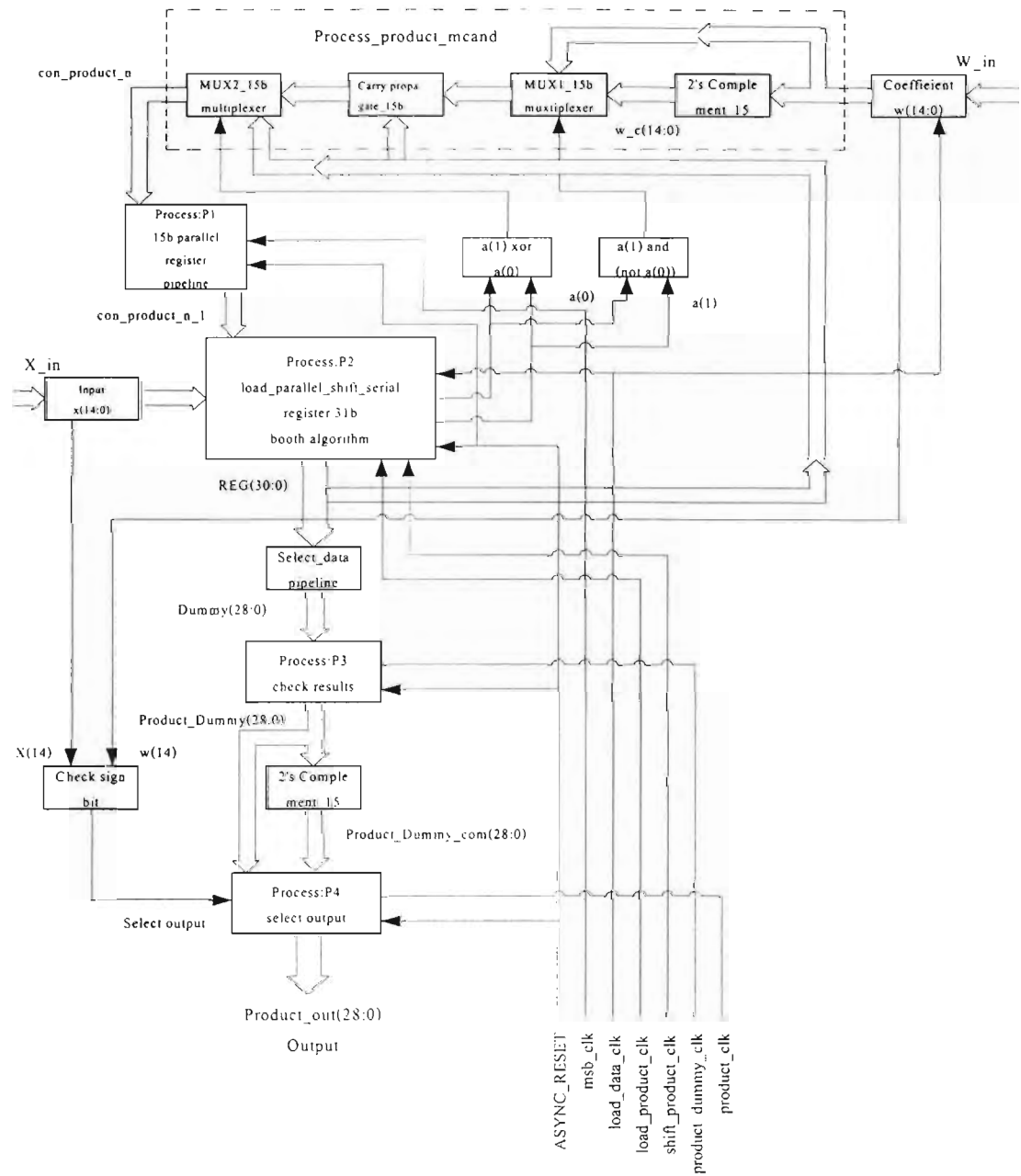
ขั้นตอนที่ 3 ทำการเลื่อนบิตของผลคูณไปทางขวา 1 บิต และแทนที่บิตทางซ้ายสุดของผลคูณด้วยค่าเดิม
 ขั้นตอนที่ 4 กลับไปที่ขั้นตอนที่ 2 ทำซ้ำขั้นตอนต่าง ๆ จนครบ n ครั้ง จากนั้นตัดบิตสุดท้ายของผลคูณที่ได้ทิ้ง จะได้ผลคูณที่ถูกต้อง

ตัวอย่างการใช้ขั้นตอนวิธีการคูณแบบ Booth Encode คุณเลขฐานสองขนาด 4 บิต แสดงดังตารางที่ 1 กำหนดให้ตัวตั้ง (Multiplicand) มีค่าเท่ากับ 0010_2 และตัวคูณ (Multiplier) มีค่าเท่ากับ 0110_2 ซึ่งจะได้ผลคูณ (Product) เท่ากับ 0001100_2

ตารางที่ 1 ตัวอย่างการคำนวณของขั้นตอนวิธีการคูณแบบ Booth

Iteration	Step	Multiplicand	Product
0	Initial Values	0010	0000 0110 0
1	00 => No Operation	0010	0000 0110 0
	Shift Right Product	0010	0000 0011 0
2	10 => Prod = Prod - Mcand	0010	1110 0011 0
	Shift Right Product	0010	1111 0001 1
3	11 => No Operation	0010	1111 0001 1
	Shift Right Product	0010	1111 1000 1
4	01 => Prod = Prod + Mcand	0010	0001 1000 1
	Shift Right Product	0010	0000 1100 0

จากลำดับขั้นตอนการประมวลผลของขั้นตอนวิธีการคูณแบบ Booth Encode สามารถนำเอาหลักการดังกล่าวมาทำการสร้างจริงเป็นวงจรคูณ Booth Encode ได้ การสร้างจริงวงจรคูณ Booth Encode จะทำการสร้างจริงตามโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ในรูปที่ 14



รูปที่ 14 โครงสร้างของวงจร Booth Encode

จากโครงสร้างของวงจรรูท Booth Encode ในรูปที่ 14 สามารถอธิบายหลักการในการทำงานของวงจรมีได้ดังนี้ วงจรรูท Booth Encode พร้อมทั้งจะทำงานเมื่อมีการ Reset ระบบ โดยใช้สัญญาณ ASYNC_RESET ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ Reset ระบบการทำงานของวงจรรองปรับตัว เพื่อให้ระบบต่าง ๆ พร้อมทั้งจะทำงาน หลังจากมีการ Reset ระบบเรียบร้อยแล้ว การทำงานของวงจรรูท Booth Encode จะทำงานในขั้นต่อไปเมื่อมีสัญญาณ load_data_clk สัญญาณดังกล่าวจะ Load ค่าสัญญาณขาเข้าและค่าสัมประสิทธิ์ของ Filter Tap เข้าไปในวงจรรูท Booth Encode ซึ่งการทำงานในขั้นตอนนี้จะอยู่ที่กระบวนการ P2 ในรูปที่ 14 ซึ่งเป็นขั้นตอนที่ 1 ของขั้นตอนวิธีการคูณแบบ Booth Encode เนื่องจากค่าสัญญาณขาเข้าและค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวใช้เลขฐานสองที่มีขนาด 15 บิต ดังนั้นต้องใช้ตัวแปรที่เก็บค่าในการคำนวณเท่ากับ 31 บิต โดยที่ครั้งแรกของการทำงาน 15 บิตแรกทางด้าน MSB จะมีค่าเป็น 0 ทั้ง 15 บิต, 15 บิต ต่อจากนั้นจะมีค่าเท่ากับสัญญาณขาเข้าและบิตสุดท้าย LSB จะมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 นอกจากการ Set ค่าเริ่มต้นดังกล่าวแล้วจะมีการตรวจสอบ Sign bit ของตัวคูณทั้ง 2 จำนวน เพื่อใช้ตรวจเช็คในขั้นตอนนี้สุดท้าย นอกจากนี้ค่าสัมประสิทธิ์ของ Filter Tap จะถูกนำเข้าไปที่กระบวนการ Process_product_mcard เพื่อนำไปผ่านกระบวนการ 2's Complement ต่อจากนั้นจะทำตามขั้นตอนที่ 2 โดยการตรวจเช็ค 2 บิตสุดท้าย ซึ่งการทำงานของวงจรมีจะนำ 2 บิตสุดท้ายมาพิจารณาสำหรับเลือกค่าของสัมประสิทธิ์ระหว่างค่าของสัมประสิทธิ์ที่รับเข้ามาจากภายนอก หรือนำเอาค่าสัมประสิทธิ์ที่ผ่านกระบวนการ 2's Complement ไปใช้ สำหรับการบวกหรือลบ หรือไม่ต้องทั้งสองอย่าง ขึ้นอยู่กับการพิจารณาค่า 2 บิตสุดท้ายของผลลัพธ์ที่ได้ในขั้นตอนที่ 2

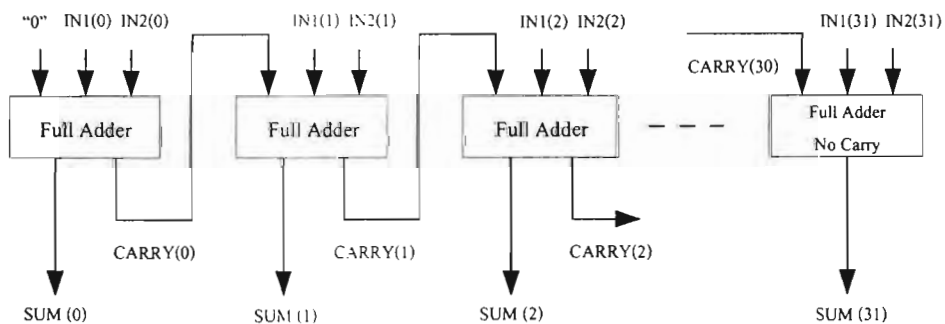
เมื่อทำตามขั้นตอนที่ 2 เสร็จเรียบร้อยแล้ว วงจรมีนำค่าที่คำนวณส่งต่อไปยังกระบวนการ P1 ซึ่งการทำงานมีลักษณะเหมือน Buffer เพื่อรอสัญญาณ msb_clk เมื่อมีสัญญาณ msb_clk เข้ามาก็จะทำการ Load ค่าที่คำนวณได้ไปเก็บไว้ในกระบวนการ P1 จากนั้นรอสัญญาณ load_product_clk เพื่อที่จะนำผลการคำนวณของ 15 บิต ทางด้าน MSB ที่ได้ไปเก็บไว้ที่ตัวแปรเริ่มต้นที่ตำแหน่ง 15 บิตแรกทางด้าน MSB ของตัวแปรที่มีขนาดเท่ากับ 31 บิต หลังจากนั้นรองจนกว่าจะมีสัญญาณ shift_product_clk เพื่อเลื่อนค่าของตัวแปรตั้งต้นไปทางขวา 1 บิต ในการเลื่อนบิตข้อมูลดังกล่าว บิตข้อมูลทางด้านซ้ายสุด MSB จะต้องมามีค่าเท่ากับค่าเดิมก่อนการเลื่อนบิตข้อมูล เมื่อวงจรมีทำงานถึงขั้นตอนนี้จะทำทั้งหมด 15 รอบ (เนื่องจากใช้เลขฐานสองขนาด 15 บิต แทนค่าสัญญาณขาเข้าและสัมประสิทธิ์ของ Filter Tap) จึงจะจบการทำงานของขั้นตอนที่ 3

หลังจากการทำงานของวงจรมีผ่านขั้นตอนที่ 3 จะทำการเลือกบิตที่จะนำมาใช้เป็นผลลัพธ์ของผลคูณที่ได้เก็บไว้ในตัวแปร Dummy ที่มีขนาดเท่ากับ 29 บิต จากนั้นตรวจเช็คความถูกต้องของผลลัพธ์ที่ได้ จากรูปจะอยู่ที่กระบวนการ P3 หลังจากนั้นรอสัญญาณ product_dummy_clk เพื่อที่จะส่งผลที่ได้ตรวจเช็คเรียบร้อยแล้วไปเก็บไว้ในตัวแปร Product_dummy เพื่อที่จะเช็คผลลัพธ์กับค่า Sign bit ของสัญญาณขาเข้าและสัมประสิทธิ์ให้มีความ

ถูกต้อง หากค่า Sign bit ของสัญญาณขาเข้าและสัมประสิทธิ์เหมือนกันจะใช้ค่าในตัวแปร Product_dummy เป็นผลลัพธ์ที่ต้องการ ในทางตรงกันข้ามจะใช้ค่า Product_dummy ที่ผ่านกระบวนการ 2's Complement เป็นผลลัพธ์ที่ต้องการ เมื่อทำการตรวจสอบความถูกต้องทุกอย่างเรียบร้อยแล้ว วงจรจะรอสัญญาณ product_clk เพื่อที่จะส่งผลลัพธ์ที่ต้องการออกสู่ทางด้าน Output ของวงจรคูณ Booth Encode เป็นการเสร็จสิ้นกระบวนการทำงานของวงจรคูณ Booth Encode

สำหรับวงจรวกที่จะนำมาใช้ในการสร้างจริงวงจรรองรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงรบกวนเนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง มี 2 แบบ คือ วงจรวกแบบ Carry Propagate Adder และวงจรวกแบบ Carry Save Adder

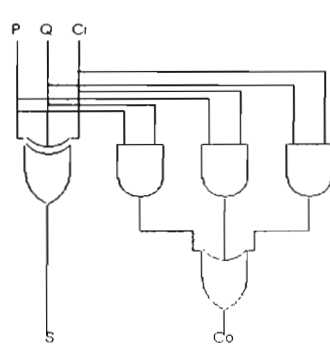
วงจรวกแบบ Carry Propagate Adder เป็นวงจรวกที่ใช้สำหรับรวมสัญญาณ 2 สัญญาณเข้าด้วยกัน ส่วนมากวงจรวกแบบ Carry Propagate Adder ถูกนำมาใช้ในขั้นตอนสุดท้ายของการบวกในแต่ละกระบวนการ เนื่องจากต้องใช้เวลาในการคำนวณค่อนข้างสูง เพราะการบวกแบบ Carry Propagate Adder การบวกจะเริ่มที่บิตที่มีค่าต่ำสุด การบวกแต่ละครั้งจะสร้างตัวทด (Carry) ซึ่งตัวทุดังกล่าวจะถูกนำไปเป็น Input ของการบวกในบิตต่อไปด้วย ดังนั้นการบวกจะต้องใช้เวลาตั้งแต่การบวกบิตแรกที่มีค่าต่ำจนถึงบิตสุดท้ายที่มีค่าสูงสุด สำหรับวงจรวกที่จะทำการสร้างจริงในการบวกค่าผลคูณที่ผ่านการเพิ่มจำนวนบิตเรียบร้อยแล้วจะต้องใช้วงจรวกแบบ Carry Propagate Adder ขนาด 32 บิต ซึ่งหลักการบวกของวงจรวกแบบ Carry Propagate Adder จะเริ่มที่บิตที่มีค่าต่ำสุด โดยนำค่าของสัญญาณทั้งสองสัญญาณที่บิต 0 (IN1(0) และ IN2(0)) ป้อนเข้าวงจรวกแบบ Full Adder ดังแสดงในรูปที่ 15 ที่ตำแหน่งดังกล่าว ตัวทดที่ถูกป้อนเข้าวงจรวกแบบ Full Adder จะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์



รูปที่ 15 วงจรวกแบบ Carry Propagate Adder

รูปที่ 16 แสดงส่วนประกอบของวงจรวกแบบ Carry Propagate Adder ซึ่งประกอบด้วยวงจรวกแบบ

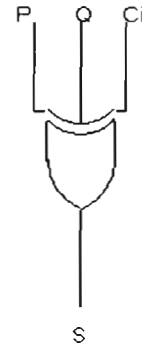
Full Adder และ Full Adder No Carry



$$S = P \text{ XOR } Q \text{ XOR } C_i$$

$$C_o = (P \text{ AND } Q) \text{ OR } (Q \text{ AND } C_i) \text{ OR } (P \text{ AND } C_i)$$

(ก)



$$S = P \text{ XOR } Q \text{ XOR } C_i$$

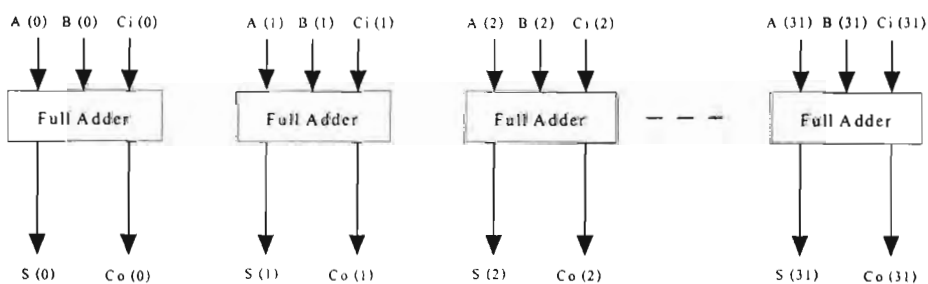
(ข)

รูปที่ 16 วงจรวกแบบ (ก) Full Adder (ข) Full Adder No Carry

วงจรวกแบบ Carry Save Adder เป็นวงจรวกที่นิยมนำมาใช้ในการรวมค่าสัญญาณที่มีจำนวนมาก เพื่อความรวดเร็วในการประมวลผล สำหรับการใช้งานจริงจะนำเอาวงจรวกแบบ Carry Save Adder มาใช้ในการคำนวณจนกระทั่งถึงขั้นตอนในการบวกครั้งสุดท้ายจึงจะใช้การบวกแบบ Carry Propagate Adder

โครงสร้างของวงจรวกแบบ Carry Save Adder ขนาด 32 บิต ที่จะทำการสร้างจริง เพื่อนำไปใช้ในการประมวลผลของวงจรรองปรับตัว จะนำเอาวงจรวกแบบ Full Adder มาใช้ในการประมวลผลดังแสดงในรูปที่

17



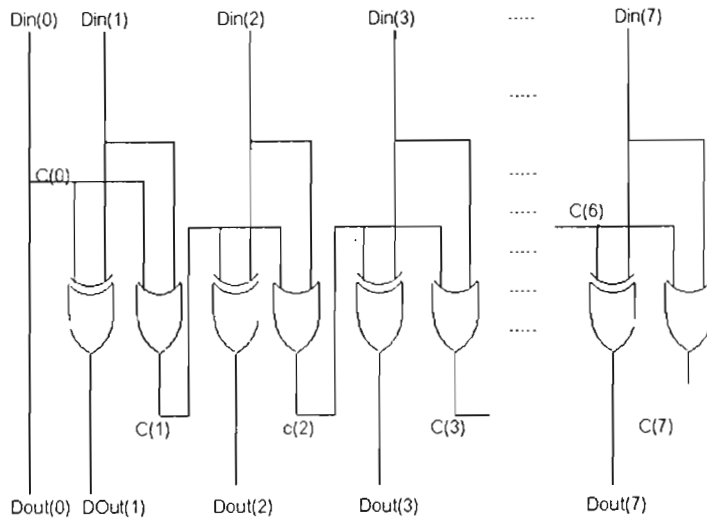
รูปที่ 17 วงจรวกแบบ Carry Save Adder

วงจรวกแบบ Carry Save Adder ที่จะทำการสร้างจริงมีโครงสร้างตามรูปที่ 4.13 การทำงานของวงจรถูกต้องป้อนสัญญาณ Input ให้กับวงจรวกแบบ Carry Save Adder 3 สัญญาณ ส่วนประกอบภายในของวงจรถูกใช้วงจรวกแบบ Full Adder ซึ่งการประมวลผลภายในแต่ละบิตจะเป็นอิสระจากกัน จากรูปที่ 17 สัญญาณ Input ที่ป้อนให้กับวงจรวกแบบ Carry Save Adder คือ สัญญาณ A, B และ C_i ซึ่งมีขนาด 32 บิต โดยที่การคำนวณภายในจะแยกการคำนวณของแต่ละบิตออกจากกัน การประมวลผลในบิตที่ 0 ผลบวก $S(0)$ และตัวทด $Co(0)$ ได้จาก $A(0)$, $B(0)$ และ $C_i(0)$ จนกระทั่งถึงบิตสุดท้าย ผลบวก $S(31)$ และตัวทด $Co(31)$ ได้จากการรวมกันของ $A(31)$, $B(31)$ และ $C_i(31)$ การประมวลผลในแต่ละบิตจะทำงานเหมือนกัน จากผลลัพธ์ที่ได้ของวงจรวกแบบ Carry Save Adder จะได้ผลบวกและตัวทด ค่าของผลบวกสามารถนำไปใช้งานได้ทันที ส่วนค่าของตัวทดจะต้องทำการเลื่อนตำแหน่งไปทางด้าน MSB 1 บิต จากนั้นใส่ 0 เข้าไปในบิตที่มีค่าต่ำสุด LSB จึงจะสามารถนำค่าดังกล่าวไปใช้งานในกระบวนการต่อไปได้

วงจรถูก 2's Complement เป็นวงจรมีความสำคัญในการบวกและลบ ทำให้ผู้ออกแบบวงจรถูกสามารถประยุกต์นำเอากระบวนการบวกมาใช้แทนการลบได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งวงจรถูกดังกล่าวจะเปลี่ยนค่าของสัญญาณขาออกให้มีค่าตรงกันข้ามกับสัญญาณขาเข้า โดยที่ขนาดของสัญญาณยังคงเดิม เช่น สัญญาณขาเข้าของวงจรถูกเท่ากับ 01010100₂ (มีค่าเท่ากับ 84 ในเลขฐานสิบ) จะได้สัญญาณขาออกมีค่าเท่ากับ 10101100₂ (มีค่าเท่ากับ -84 ในเลขฐานสิบ) การออกแบบวงจรถูกจะกำหนดตัวแปรขึ้นมา 3 ตัว คือ สัญญาณขาเข้า (Din) ตัวทด (C) และสัญญาณขาออก (Dout) ซึ่งตัวอย่างของวงจรถูกที่จะนำเสนอนี้เป็นวงจรถูก 2's Complement ขนาด 8 บิต ดังนั้นตัวแปรที่กำหนดขึ้นมาในวงจรถูกทั้ง 3 ตัว จะมีขนาดเท่ากับ 8 บิต

การทำงานของวงจรถูกจะเริ่มต้นที่บิต 0 (LSB) ที่บิตดังกล่าวค่าของสัญญาณขาออกจะมีค่าเท่ากับค่าของสัญญาณขาเข้า ($Dout(0) = Din(0)$) และค่าของตัวทด $C(0)$ จะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $Din(0)$ สำหรับค่าของสัญญาณขาออกในบิตต่อไปสามารถหาได้ดังนี้ นำค่าของสัญญาณในบิตดังกล่าวทำกระบวนการ Exclusive Or กับตัวทดในบิตที่ผ่านมา ตัวอย่างเช่น $Dout(1) = Din(1) \text{ XOR } C(0)$ เป็นต้น สำหรับค่าของตัวทดสามารถหาได้จากการนำค่าของสัญญาณขาเข้าในบิตที่ต้องการหาค่าตัวทด มาทำกระบวนการ Or กับตัวทดในบิตที่ผ่านมา ตัวอย่างเช่น $C(1) = Din(1) \text{ Or } C(0)$ สิ่งที่สำคัญในการทำงานของวงจรถูก คือ ต้องกำหนดค่าเริ่มต้นทั้ง 2 ค่า คือ สัญญาณขาออกที่บิต 0 ($Dout(0)$) และตัวทดที่บิต 0 ($C(0)$) ให้มีค่าถูกต้องตามข้อกำหนด หลังจากนั้นจึงทำการคำนวณค่าสัญญาณขาออกและตัวทดที่เหลือในบิตต่อไป จากหลักการในการทำงานของวงจรถูก 2's Complement ที่ผ่านมาสามารถเขียนเป็นรูปวงจรถูกได้ดังรูปที่ 18

สำหรับวงจรถูกแบบ Array เป็นวงจรถูกอีกแบบหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจรถูกกรองปรับตัว สำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง การสร้างจริงของวงจรถูกกรองปรับตัวดังกล่าว จะใช้วงจรถูกแบบ Array ในส่วนของการปรับค่าช่วงก้ำวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง

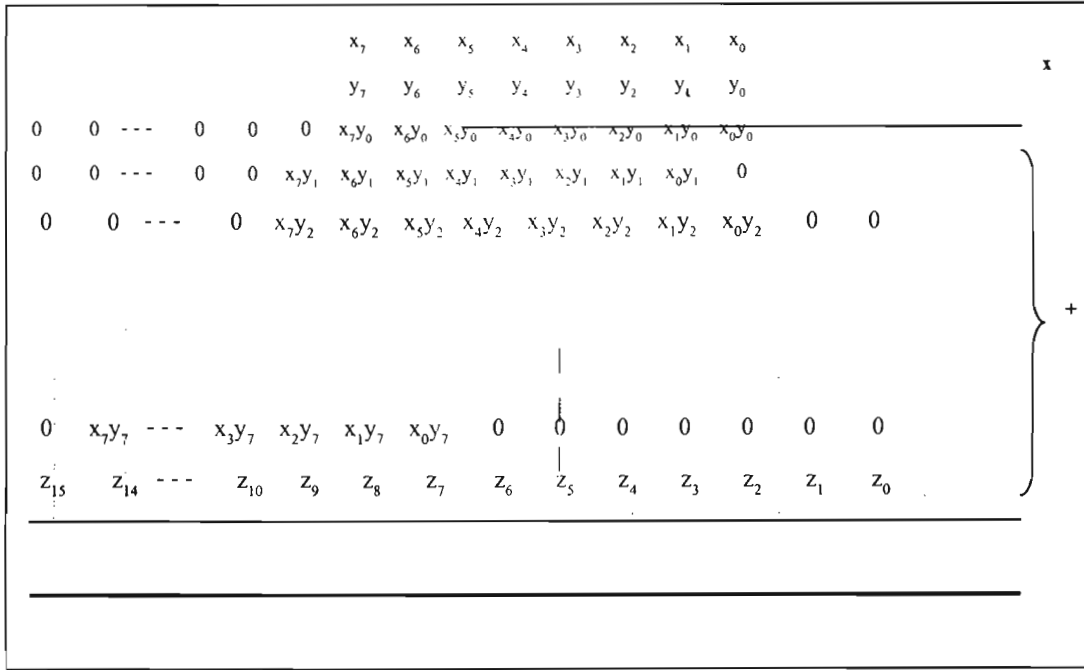


รูปที่ 18 วงจร 2's Complement

การคูณแบบ Array จะมีลักษณะดังรูปที่ 18 ซึ่งแสดงตัวอย่างการคูณเลขฐานสองที่มีขนาด 8 บิต กำหนดให้ตัวตั้งเท่ากับ $X = x_7x_6x_5x_4x_3x_2x_1x_0$ ตัวคูณเท่ากับ $Y = y_7y_6y_5y_4y_3y_2y_1y_0$ และผลลัพธ์เท่ากับ Z ในการคูณจะคูณทีละบิต เริ่มจากบิตที่มีค่าต่ำสุด นำบิตที่มีค่าต่ำสุดของตัวคูณ y_0 คูณเข้ากับตัวตั้ง X ทุกบิต จะได้ผลคูณทั้งหมด 8 บิต ส่วนบิตที่เหลือด้านหน้าจะแทนด้วย 0 ทั้ง 8 บิต (เนื่องจากการคูณเลขฐานสอง 8 บิต 2 ตัวจะได้ผลลัพธ์มีขนาด 16 บิต) ซึ่งจะได้ผลคูณเป็นแถว ที่ 1 ต่อจากนั้นจะใช้ ตัวคูณบิตถัดมา คือ y_1 เป็นตัวคูณ ผลคูณของบิตแรกจะต้องใส่ไว้ในตำแหน่งเดียวกับตัวคูณ y_1 เมื่อทำการคูณครบทั้ง 8 บิตแล้วในบิตที่เหลือจะแทนค่าด้วยเลข 0 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะอยู่ในแถวที่ 2 ทำตามขั้นตอนดังกล่าวจนครบทั้ง 8 บิตของตัวคูณ หลังจากนั้นทำการรวมค่าในแต่ละคอลัมน์ของผลคูณที่ได้แต่ละแถว จะได้ผลลัพธ์ $Z = z_{15}z_{14}z_{13}z_{12}z_{11}z_{10}z_9z_8z_7z_6z_5z_4z_3z_2z_1z_0$ ที่มีขนาดเท่ากับ 16 บิต

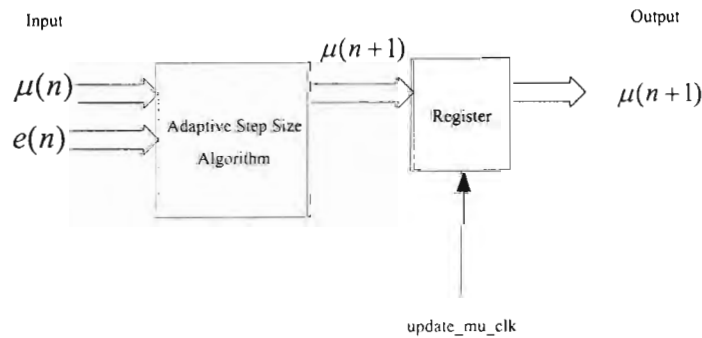
จากรูปแบบการคูณแบบ Array ดังแสดงในรูปที่ 18 ในการออกแบบวงจรคูณดังกล่าวด้วยภาษา VHDL จะอาศัยการเลื่อนบิตในการคูณ หากบิตของตัวคูณที่นำมาพิจารณามีค่าเป็น 1 ให้นำตัวตั้งมาใส่ไว้ที่ผลคูณของบิตดังกล่าว โดยที่บิตที่มีค่าต่ำสุดของตัวตั้งต้องอยู่ที่ตำแหน่งเดียวกับบิตของตัวคูณ ส่วนบิตอื่น ๆ ของตัวตั้งจะถูกใส่ไว้ในตำแหน่งที่มีค่าสูงขึ้น ไปทางด้าน MSB และบิตที่เหลือให้แทนด้วย 0 ทั้งหมด ในกรณีที่บิตของตัวคูณที่นำมาพิจารณามีค่าเป็น 0 ผลคูณในแถวดังกล่าวให้แทนค่าด้วย 0 ทั้งแถว เมื่อทำการคูณโดยวิธีดังกล่าวซึ่งใช้วิธีพิจารณาจำนวนบิตที่เป็นเลข 1 และเลข 0 ครบทุกบิตแล้วต่อจากนั้นก็ใช้วงจรบวกที่ได้กล่าวมาแล้วก่อนหน้านี้นี้คำนวณหาผลลัพธ์ของผลคูณที่ได้ เพื่อความสะดวกในการคูณอาจจะกำหนดให้ตัวตั้งและตัวคูณมีค่าเป็นบวกทั้งสองตัวก็ได้

โดยใช้วงจร 2's Complement เปลี่ยนค่าดังกล่าวให้มีค่าเป็นบวก แต่จะต้องเก็บค่า Sign bit ครั้งแรกของทั้ง 2 ตัวไว้ พิจารณาด้วยคือ หากค่า Sign bit ของทั้ง 2 ตัวเหมือนกัน สามารถที่จะนำผลคูณดังกล่าวเป็นผลลัพธ์ได้ทันที แต่ถ้าค่าของ Sign bit มีค่าต่างกัน ผลคูณที่ได้ต้องนำไปผ่าน



รูปที่ 18 วิธีการคูณแบบ Array

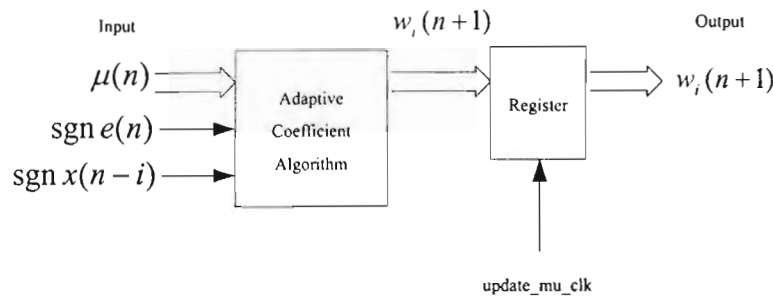
สำหรับในส่วนของวงจรปรับค่าช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองจะทำการสร้างจริงตามโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ในรูปที่ 19



รูปที่ 19 โครงสร้างของวงจรปรับค่าช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง

การคำนวณหาค่าช่วงก้ำวของวงจรที่เวลา $n+1$ ของวิธีการปรับช่วงก้ำวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองจะมีหลักการในการคำนวณตามสมการที่ 15 และ 16 ตามลำดับ หลังจากนั้นจะนำค่าช่วงก้ำวที่คำนวณได้ไปเก็บไว้ใน Register โดยอาศัยการทำงานของขอบขาลงของสัญญาณ update_mu_clk ดังแสดงในรูปที่ 19 หลังจากนั้นค่าช่วงก้ำวที่คำนวณได้จะถูกส่งต่อไปยัง Register ตัวต่อไปเพื่อรอสัญญาณ data_clk เข้ามาจึงจะ Load ค่าช่วงก้ำวที่คำนวณได้ไปใช้ในการประมวลผลในรอบต่อไป

สำหรับในส่วนของวงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวที่ใช้ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign จะทำการสร้างจริงตามโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ในรูปที่ 20



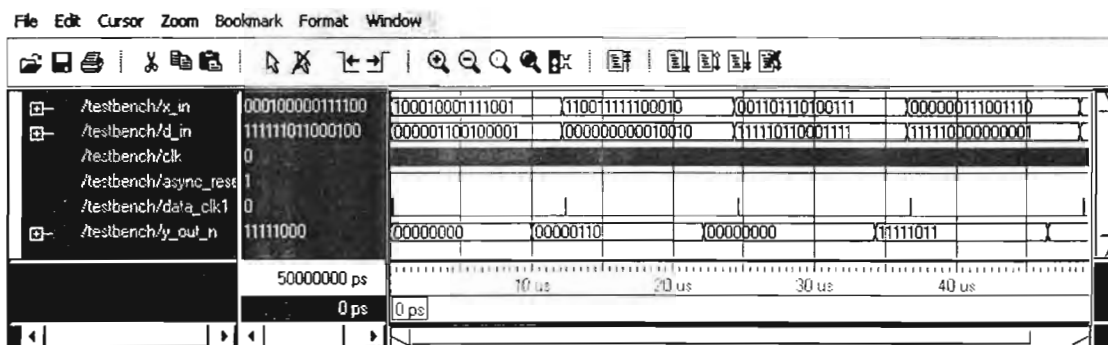
รูปที่ 20 โครงสร้างของวงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวสำหรับ Tap ที่ i

การคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวที่เวลา $n+1$ ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign จะมีหลักการในการคำนวณตามสมการที่ 14 โดยจะพิจารณาค่า Sign bit ของสัญญาณขาเข้าในแต่ละ Tap และค่า Sign bit ของค่าความผิดพลาด เพื่อที่จะทำการบวกหรือลบค่าช่วงก้ำวที่เวลา n เข้ากับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในแต่ละ Tap ที่เวลา n เพื่อคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวที่เวลา $n+1$ ใน Tap ต่าง ๆ ทั้งนี้ถ้าค่า Sign bit ของค่าความผิดพลาดมีค่าเหมือนกัน สามารถรวมค่าช่วงก้ำวที่เวลา n เข้ากับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวทันที แต่ถ้ามีค่าต่างกันก็ต้องนำเอาค่าช่วงก้ำวดังกล่าวไปผ่านกระบวนการ 2's Complement ก่อนที่จะทำการรวมค่าดังกล่าวเข้าด้วยกัน เมื่อทำการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละ Tap เสร็จเรียบร้อยแล้ว จะส่งค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ในแต่ละ Tap ไปเก็บไว้ใน Register ซึ่งจะใช้นสัญญาณ update_mu_clk ที่ขอมาใช้ในการรับค่าดังกล่าวมาเก็บไว้ใน Register และเมื่อมีสัญญาณ data_clk ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวก็จะถูก Load เข้าไปเก็บไว้ใน Register ที่ใช้เก็บค่าใน Filter Tap อีกครั้งหนึ่งเพื่อนำไปใช้ในการประมวลผลในรอบต่อไป

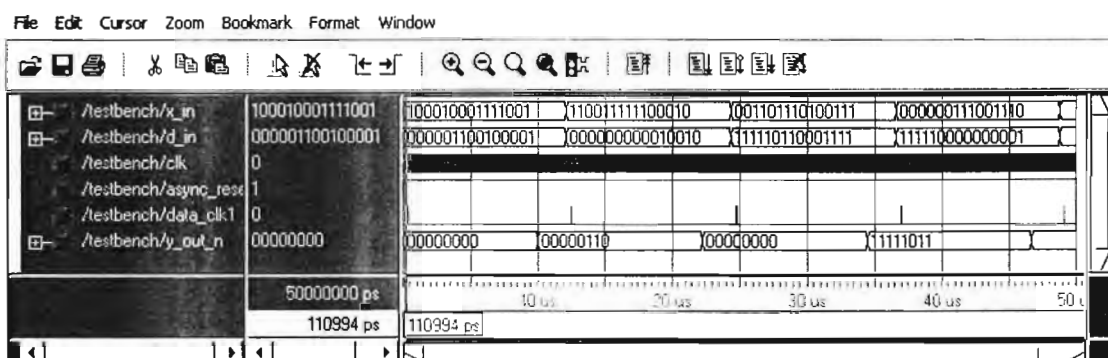
สำหรับส่วนประกอบอื่น ๆ เช่น วงจร 2's Complement ขนาด 15 บิต และวงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder ขนาด 15 บิต เป็นต้น จะใช้หลักการต่าง ๆ ในการออกแบบเหมือนกับวงจร 2's Complement ขนาด 8 บิต และวงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder ขนาด 32 บิต ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

4.4 การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียง ในเครื่องช่วยฟัง

การสร้างจริงวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง จะนำเอาส่วนประกอบของวงจรต่าง ๆ ที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา นำมาประกอบรวมกันเป็นวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาดังกล่าว ตามโครงสร้างของสถาปัตยกรรมในรูปที่ 10 โดยที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะนำมาประกอบรวมกันจะต้องผ่านการจำลองผลการทำงานในระดับ Function (Behavioral) และระดับ Gate (Logic) ก่อนที่จะนำมาประกอบรวมกัน เพื่อสร้างเป็นวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอนเนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 21 ผลการทำงานของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง โดยใช้การจำลองผลการทำงานในระดับ Function (Simulate Behavioral VHDL Model) บนโปรแกรม Xilinx ISE



รูปที่ 22 ผลการทำงานของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง โดยใช้การจำลองผลการทำงานในระดับ Gate (Simulate Post-Place & Route VHDL Model) บนโปรแกรม Xilinx ISE

เมื่อนำเอาส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรกรองปรับความถี่มาประกอบรวมกันแล้ว จะต้องทำการตรวจสอบความถูกต้องในการทำงานของวงจรกรองปรับความถี่ที่สร้างขึ้นบน โปรแกรม Modelsim ต่อจากนั้นจึงนำเอาวงจรที่ออกแบบไปทำการสังเคราะห์ (Synthesize) และการสร้างจริง (Implementation) ของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ด้วยภาษา VHDL ด้วยโปรแกรม Xilinx ISE และทำการจำลองผลการทำงานในระดับ Function (Simulate Behavioral VHDL Model) บนโปรแกรม Xilinx ISE ต่อด้วยการจำลองผลการทำงานในระดับ Gate (Simulate Post-Place & Route VHDL Model) บนโปรแกรม Xilinx ISE

ถ้าการทำงานของวงจรที่ใช้การจำลองผลการทำงานในระดับ Function และระดับ Gate ถูกต้อง สามารถสรุปได้ว่า วงจรกรองปรับความถี่ที่ทำการออกแบบวงจรด้วยภาษา VHDL เพื่อใช้แก้ปัญหาคือการเกิดเสียงรบกวน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง สามารถนำไปสร้างและใช้งานได้จริงบน FPGA รวมถึงสามารถนำไปสร้างในรูปแบบของวงจรรวม VLSI ได้จริง

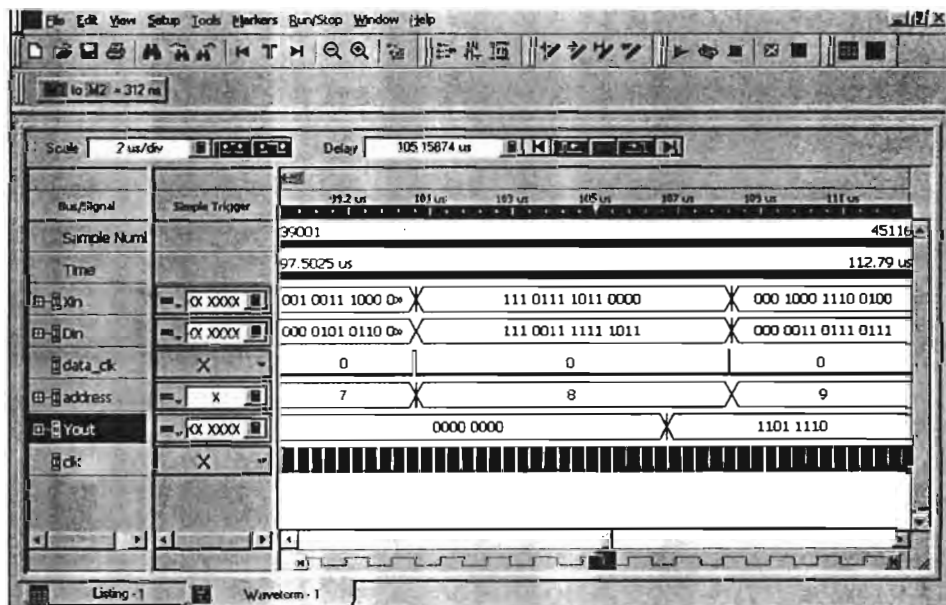
5. การทดสอบวงจรกรองปรับความถี่

การทดสอบการทำงานของวงจรกรองปรับความถี่ เริ่มตั้งแต่กระบวนการตรวจสอบการทำงานของวงจรกรองปรับความถี่ โดยการจำลองผลการทำงานในระดับ Function และระดับ Gate บนโปรแกรม Xilinx ISE จากนั้นทำการกำหนดค่าของ Input และ Output ของวงจรกรองปรับความถี่ลงบน FPGA โดยจะกระทำกระบวนการดังกล่าวบนโปรแกรม Xilinx ISE ซึ่งเรียกขั้นตอนดังกล่าวว่า Back-annotate Pin Locations โดยปกติโปรแกรมจะกำหนดค่าต่าง ๆ มาให้เรียบร้อยแล้ว ทั้งนี้ถ้าผู้ออกแบบต้องการเปลี่ยนตำแหน่งของขาบน FPGA ก็สามารถทำได้ โดยเข้าไปที่กระบวนการ Edit Implementation Constraints (Constraints Editor) เพื่อแก้ตำแหน่งขาที่จะใช้เป็น Input Port และ Output Port ทั้งนี้หากมีการแก้ไขจะต้องทำการ Implement Design ใหม่อีกครั้ง

สำหรับกระบวนการ Download วงจรกรองปรับความถี่ที่ได้ทำการออกแบบไว้ลงบอร์ด FPGA จะต้องเข้าไปที่กระบวนการ Generate Programming File จากนั้นเข้าไปที่ Properties เพื่อกำหนดคุณสมบัติของ Start-Up Clock ให้เป็นแบบ JTAG Clock เนื่องจากการ Download วงจรลงบน FPGA จะใช้สาย JTAG ในการ Download จากนั้นเข้าไปที่กระบวนการ Configure Device (iMPACT) โปรแกรม Xilinx ISE ก็จะเริ่มกระบวนการ Download วงจรลงบน FPGA ถ้าสามารถ Download วงจรลงบน FPGA ได้สำเร็จ โปรแกรมก็จะแสดงผลว่าประสบความสำเร็จในการ Download วงจรลงบน FPGA แต่ถ้าไม่สามารถ Download วงจรลงบน FPGA ได้ก็จะแสดงข้อความดังกล่าวออกมา เมื่อทำการ Download วงจรลงบน FPGA ได้สำเร็จแล้วก็จะดำเนินการในขั้นตอนต่อไป

การป้อนข้อมูลให้กับวงจรกรองสามารถทำได้หลายวิธีเช่น การใช้เครื่อง Pattern Generator เป็นตัวป้อนข้อมูลให้กับ Input Port ของวงจรกรองปรับตัวบน FPGA และการป้อนข้อมูลโดยการเขียนวงจรที่ทำหน้าที่เป็น ROM สำหรับเก็บข้อมูลที่จะป้อนให้กับ Input Port ของวงจรกรองปรับตัวบน FPGA เป็นต้น

สำหรับการตรวจวัดสัญญาณทางด้าน Output Port ของวงจรกรองปรับตัวบน FPGA จะใช้เครื่อง Logic Analyzer ในการตรวจวัดสัญญาณ รูปที่ 23 แสดงรูปสัญญาณต่าง ๆ ของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง โดยใช้เครื่อง Logic Analyzer ในการวัดสัญญาณบนบอร์ด FPGA



รูปที่ 23 ผลการทำงานของวงจรกรองปรับตัวที่ทำการสร้างจริงบน FPGA โดยแสดงรูปสัญญาณที่วัดได้จากเครื่อง Logic Analyzer

6. สรุปผลการวิจัย

จากการตรวจวัดสัญญาณทางด้าน Output Port ของวงจรกรองปรับตัวที่ทำการสร้างจริงบน FPGA สามารถสรุปได้ว่า วงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหการเกิดเสียงฮอน เนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังสามารถทำงานได้จริงและมีประสิทธิภาพ เนื่องจากการสร้างจริงของวงจรกรองปรับตัวได้นำเอาวงจรต่าง ๆ ที่เป็นส่วนประกอบของวงจรกรองปรับตัวที่มีความถูกต้องและมีเสถียรภาพในการทำงานมาประกอบรวมกันเป็นวงจรกรองปรับตัว

การนำเอาขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign มาประยุกต์ใช้ ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัว ที่ใช้สำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอนในเครื่องช่วยฟัง เพื่อลดความซับซ้อนของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด โดยใช้การปรับค่าช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสองมาช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของขั้นตอนวิธี ทำให้สามารถลดความซับซ้อนของฮาร์ดแวร์ ทั้งนี้จะส่งผลให้สามารถประหยัดพื้นที่ในการสร้างจริงซึ่งจะทำให้ขนาดของเครื่องช่วยฟังมีขนาดเล็กกว่าการนำเอาขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดมาทำการสร้างจริง และยังส่งผลต่อการสูญเสียพลังงานที่จะลดลงจากการลดความซับซ้อนของขั้นตอนวิธี ซึ่งจะช่วยให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ในเครื่องช่วยฟังมีอายุการทำงานที่ยาวนานขึ้น

ระบบในการทำงานของวงจรกรองปรับตัวถูกออกแบบมาให้สามารถใช้งานได้จริงและมีเสถียรภาพในการทำงาน เนื่องจากใช้สัญญาณ Clock จากภายนอกมาควบคุมการทำงานเพียงสัญญาณเดียว จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรกรองปรับตัวสำหรับแก้ปัญหาการเกิดเสียงฮอน สามารถสรุปได้ว่า วงจรกรองปรับตัวดังกล่าวที่ทำการสร้างจริงด้วยภาษา VHDL สามารถทำงานได้จริงบน FPGA และสามารถนำไปสร้างจริงในรูปแบบของวงจรรวม VLSI เพื่อนำไปใช้งานในรูปแบบของฮาร์ดแวร์ได้จริง

นอกจากนี้ข้อมูลที่ได้จากการทำวิจัยสามารถนำไปเป็นเนื้อหาในวิทยานิพนธ์เรื่อง การประเมินการสร้างจริงบน FPGA ของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดประเภท Sign-Sign ที่ใช้การปรับช่วงก้าวแบบค่าผิดพลาดกำลังสอง

ได้อีกด้วย

.....
(ผศ. ดร. เจษฎา ชินรุ่งเรือง)

อาจารย์ผู้รับผิดชอบโครงการ/นักวิจัย

...../...../.....

7. รายการอ้างอิง

- [1] Widrow, B. and Stearns, S. D. Adaptive Signal Processing. Prentice Hall, 1985.
- [2] Haykin, S. Adaptive Filter Theory. Third edition. Prentice Hall, 1996.
- [3] Bustamante, T. L., Worrall, D. K. and Williamson, M. J. Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids. IEEE ICASSP No. 3 (1989) : 2017-2020.
- [4] Kates, J. M. Feedback cancellation in hearing aids. IEEE Trans. on Signal Processing Vol. 39, No. 3 (March 1991) : 553-562.
- [5] Maxwell, J. A. and Zurek, P. M. Reducing acoustic feedback in hearing aids. IEEE Trans. on Speech and Audio Processing Vol. 3, No. 4 (July 1995) : 304-313.
- [6] Wang, R. and Harjani, R. Acoustic feedback cancellation in hearing aids. IEEE ICASSP Vol. 1 (1993) : 137- 140.
- [7] Engebretson, M. P., O'Connell, A. M. and Gong, F. An adaptive feedback Equalization algorithm for digital hearing aids. Proc. IEEE Ann. Int. Conf. Eng. Med. And Biol. Soc. Vol. 12 (1990) : 2286- 2289.
- [8] Estermann, P. and Kaelin, A. Feedback cancellation in hearing aids. IEEE ISCAS Vol. 2 (1994) : 257-260.
- [9] Hwang, R. H. and Johnston, E. W. A variable step size LMS adaptation. IEEE Trans. on Signal Processing Vol.40, No. 7 (July 1992) :1633-1642.
- [10] Honig, M.L. and Messerschmitt, D.G. Adaptive filters: Structures, Algorithms and Applications (n.p.). Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [11] Karni, S. and Zeng, G. A new convergence factor for adaptive filters. IEEE Trans. on Circuits and Systems Vol. 36, No. 7 (July 1989) : 1011-1012.
- [12] Jacobs, R.A. Increased rates of convergence through learning rate adaptation. Neural networks 1 (1988) : 295-307.
- [13] Thippayathethana, S. and Chinrungrueng, C. Variable step size of the lms algorithm for reducing acoustic feedback in hearing aids. IEEE APCCAS (2000) : 407-410.
- [14] Brown, S., and Vranesic, Z. Fundamentals of Digital Logic with VHDL Design. Mcgraw Hill, 2000.

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2546

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 10 เรื่อง

การพัฒนาระบบและดัชนีชี้วัดความน่าเชื่อถือและความอยู่รอดของระบบโครงข่ายสื่อ (Development of Network Reliability and Survivability modelling and indexes)

ผู้รับผิดชอบโครงการ อ.ดร. ชัยเชษฐ สายวิจิตร

วัตถุประสงค์โครงการ

- ศึกษาถึงความเสียหาย และ ผลกระทบจากความเสียหายในรูปแบบและโครงข่ายต่างๆชนิด
- พัฒนาโครงร่างและแบบจำลองโครงข่าย โดยเฉพาะเพื่อการศึกษาเรื่องความเสียหาย
- เรียนรู้ถึงวิธีวิเคราะห์ผลการศึกษาที่เหมาะสม เพื่อเป็นประโยชน์ในการปรับปรุง พัฒนา และ ออกแบบโครงข่ายในอนาคต

ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการโดยย่อ (เช่นเดียวกับรายงานความก้าวหน้าฉบับที่แล้ว)

การศึกษาจะเน้นไปในทางวิเคราะห์ทางทฤษฎี โดยใช้การจำลองการเชื่อมต่อของโครงข่าย การพิจารณาถึงคุณลักษณะที่สำคัญ เช่น ระยะทาง จำนวนปริมาณช่องสัญญาณ ฯลฯ และ ความเสียหายที่เกิดขึ้นตามอัตราเสี่ยงที่ใกล้เคียงกับความเป็นจริง โดยผลผลิตของโครงการวิจัย จะอยู่ในรูปแบบของการพัฒนาดัชนีชี้วัดที่เหมาะสมสำหรับการทำงานที่ดีของโครงข่าย เพื่อลดความเสี่ยงต่อความเสียหาย ที่จะส่งผลกระทบต่อการสื่อสารที่สำคัญและต้องการความต่อเนื่อง

ส่วนที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

ผู้วิจัยหลักและผู้ช่วยวิจัย ได้เริ่มทำการศึกษาและค้นคว้าในเรื่องของความน่าเชื่อถือของระบบเมื่อเดือนกันยายน 2545 ซึ่งขณะที่เขียนรายงานความก้าวหน้าขณะนี้ (มิถุนายน 2546) ทางคณะผู้วิจัยได้ตรวจสอบเอกสารทางวิชาการที่เกี่ยวข้องในสาขาวิชาที่เกี่ยวข้องกับหัวข้อวิจัย ดังในเอกสารอ้างอิง [NEW87] [SCH88] [SCH89] [T1A93] [LEE95] [KAL92] [WU90] จะเห็นว่างานวิจัยในสาขาของความน่าเชื่อถือและการอยู่รอดของโครงข่ายระบบสื่อสาร จะเน้นถึงการศึกษาถึงการใช้คุณลักษณะ (parameters) ต่างๆ ในการแสดงถึงค่าความสามารถและประสิทธิภาพของโครงข่าย ขอบข่ายงานที่ได้พัฒนามาก่อนนั้น จะพิจารณาถึงความน่าเชื่อถือของโครงข่ายโดยใช้วิธีการทางสถิติและความน่าจะเป็นเป็นเครื่องมือหลักในการพิจารณา ดังเช่น ได้กล่าวไว้

รายงานความก้าวหน้าครั้งที่แล้ว คณะผู้วิจัยได้พัฒนาค่าดัชนีชี้วัดซึ่งใช้ในการพิจารณาถึงลักษณะความเสียหาย และ ผลกระทบของโครงข่ายในกรณีที่ความเสียหายจะเกิดขึ้น คือค่า Degree of Disturbances (DoD) ดัชนีดังกล่าว จะทำให้สามารถบ่งบอกได้ถึงผลกระทบต่อโครงข่ายได้ก่อนที่ความเสียหายจะเกิดขึ้น ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่ง ในการเตรียมรับสถานการณ์ที่สามารถเกิดขึ้นได้

ในรายงานฉบับนี้ จะกล่าวถึงหลักการของ Degree of Disturbances (DoD) ไว้โดยย่อ หลักการทำงานของ DoD จะถูกพัฒนาขึ้นจากหลักการที่ต้องการแสดงถึงปริมาณข้อมูลการสื่อสารที่ถูกกระทบจากความเสียหายที่ อาจเกิดขึ้นได้ในข่ายเชื่อมโยงใดๆ นอกจากนี้ จะมีการพิจารณาพัฒนาค่าเพื่อแสดงถึงผลกระทบต่ออุปกรณ์ใน ส่วนอื่นๆในโครงข่ายด้วย และในบางกรณี ความเสียหายที่เกิดขึ้น อาจส่งผลกระทบต่อโครงข่ายทั้งระบบ

เรากำหนดให้จำนวนคู่โหนดที่ต้องการสื่อสารกันเป็นจำนวน $(|M|*|N-1|)/2$ และแต่ละคู่โหนดมีปริมาณการ สื่อสารกัน เป็นจำนวน ω_π โดยที่ π คือตัวแปรที่แสดงคู่ของการสื่อสารในโครงข่าย ซึ่งค่า ω_π จะเป็นจำนวน เต็มที่บ่งบอกถึงจำนวนช่องสัญญาณที่เตรียมไว้สำหรับคู่สื่อสาร π ที่มีโหนด s และ โหนด t เป็นโหนดปลายทาง เส้นทางที่ใช้ในการสื่อสารระหว่าง s และ t ถูกกำหนดให้เป็นเส้นทางที่สั้นที่สุดระหว่างโหนดทั้งสองและจำนวน ข่ายเชื่อมโยงที่ใช้สำหรับคู่สื่อสาร π คือ h_π ซึ่งบ่งชี้ว่า ในเส้นทางระหว่าง s กับ t จะมีจำนวน โหนดเท่ากับ $h_\pi+1$

ดังนั้น จำนวน commodities ที่ใช้ในการอ้างอิงของโครงข่ายสำหรับทุกๆอุปกรณ์มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{จำนวน commodities รวมในโครงข่าย} \\ &= \sum_{\pi \in \Pi} h_\pi \omega_\pi + \sum_{\pi \in \Pi} (h_\pi + 1) \omega_\pi \\ &= \sum_{\pi \in \Pi} (2h_\pi + 1) \omega_\pi \end{aligned}$$

ในพจน์แรกและพจน์ที่สองเป็นค่าจำนวน commodities ที่ใช้งานในส่วน of ข่ายเชื่อมโยงและ โหนด ตามลำดับ ซึ่งค่า commodities เหล่านี้คือจำนวนช่องสัญญาณของการสื่อสารที่วิ่งบนโครงข่ายในกรณีปกติ การ พิจารณาค่า commodities จะพิจารณาตามอุปกรณ์ (ข่ายเชื่อมโยง และ โหนด) ที่ commodities นั้นๆเดินทางผ่าน กล่าวคือ

$$\text{จำนวน Demand ที่เดินทางผ่านข่ายเชื่อมโยง} = \sum_{\pi \in \Pi} \omega_\pi j_{l,\pi}$$

ซึ่งค่า $j_{l,\pi}$ จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ Demand π ใช้เส้นทางที่ผ่านข่ายเชื่อมโยง l หรือมีค่าเป็น 0 เมื่อไม่ผ่าน l

$$\text{จำนวน Demand ที่เดินทางผ่านโหนด} = \sum_{\pi \in \Pi} \omega_\pi k_{n,\pi}$$

ซึ่งค่า $k_{n,\pi}$ จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ Demand π ใช้เส้นทางที่ผ่าน โหนด n หรือมีค่าเป็น 0 เมื่อไม่ผ่าน n

นอกจากนี้ จำนวน Demand ที่ผ่านใน โหนดต่างๆ จะถูกแบ่งออกได้เป็นสองประเภทคือ

1. Transit Demand คือ Demand ที่เริ่มต้นหรือสิ้นสุดที่โหนดใดๆ

2. Terminating Demand คือ Demand ที่ใช้โนดใดๆ เป็นทางผ่าน เมื่อจำแนก Demand ออกได้เป็นสองประเภทแล้วดังนี้ สามารถอธิบายได้ว่า

$$\sum_{\pi \in \Pi} Tra(n, \pi) = \sum_{\pi \in \Pi} \omega_{\pi} k_{n, \pi} - \sum_{\pi \in \Pi} Ter(n, \pi)$$

ซึ่ง $Tra(n, \pi)$ คือ Demand commodity ที่ใช้โนด n เป็นโนดผ่าน และ $Ter(n, \pi)$ คือ Demand commodity ที่มีจุดเริ่มต้นหรือสิ้นสุดที่โนด n

จากที่ได้กล่าวมาทำให้เราสรุปถึงค่าพารามิเตอร์ตัวใหม่คือ Degree of Disturbances (DoD) ได้ว่า เมื่อข่ายเชื่อมโยงที่ l เกิดความเสียหาย

$$DoD(l) = \frac{\sum_{\pi \in \Pi} \omega_{\pi} j_{l, \pi}}{\sum_{\pi \in \Pi} (2h_{\pi} + 1) \omega_{\pi}}$$

และถ้าโนด n เกิดความเสียหาย จะหมายรวมไปถึงข่ายเชื่อมโยงรอบโนด n จะไม่สามารถใช้งานได้ด้วย ดังนั้น

$$DoD(n) = \frac{\sum_{l \in Lnk(n)} \sum_{\pi \in \Pi} \omega_{\pi} j_{l, \pi} + \sum_{\pi \in \Pi} \omega_{\pi} k_{n, \pi}}{\sum_{\pi \in \Pi} (2h_{\pi} + 1) \omega_{\pi}}$$

เมื่อค่า $Lnk(n)$ เป็นข่ายเชื่อมโยงทั้งหมดที่ต่อกับโนด n ซึ่งค่าดัชนีชี้วัด $DoD(l)$ และ $DoD(n)$ คือค่าดัชนี DoD ในส่วนของข่ายเชื่อมโยง l และ โหนด n ตามลำดับ

ความหมายของค่า $DoD(n)$ และ $DoD(l)$ สามารถบ่งบอกถึงความสำคัญของอุปกรณ์เหล่านั้นต่อโครงข่าย โดยพิจารณาจากความจุของ demand ที่อุปกรณ์เหล่านั้นซึ่งจะส่งผลกระทบต่อโครงข่ายเมื่อเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์เหล่านั้น อย่างไรก็ตาม ผลรวมของ ค่า $DoD(n)$ และ $DoD(l)$ สำหรับทุกโนด และทุกข่ายเชื่อมโยงจะมีค่าไม่เท่ากับ 1 การพิจารณาเพื่อให้ค่ารวมเทียบได้กับ 1 จำเป็นต้องตัดการพิจารณาในส่วนที่ได้อรวมเข้าไว้แล้วในส่วนของ $DoD(n)$ ดังนั้น สมการใหม่ของค่ารวม DoD จะได้ว่า

$$\sum_{l \in L} DoD(l) + \sum_{n \in N} DoD(n) - 2 * \left(\frac{\sum_{l \in L} \sum_{\pi \in \Pi} \omega_{\pi} j_{l, \pi}}{\sum_{\pi \in \Pi} (2h_{\pi} + 1) \omega_{\pi}} \right) = 1$$

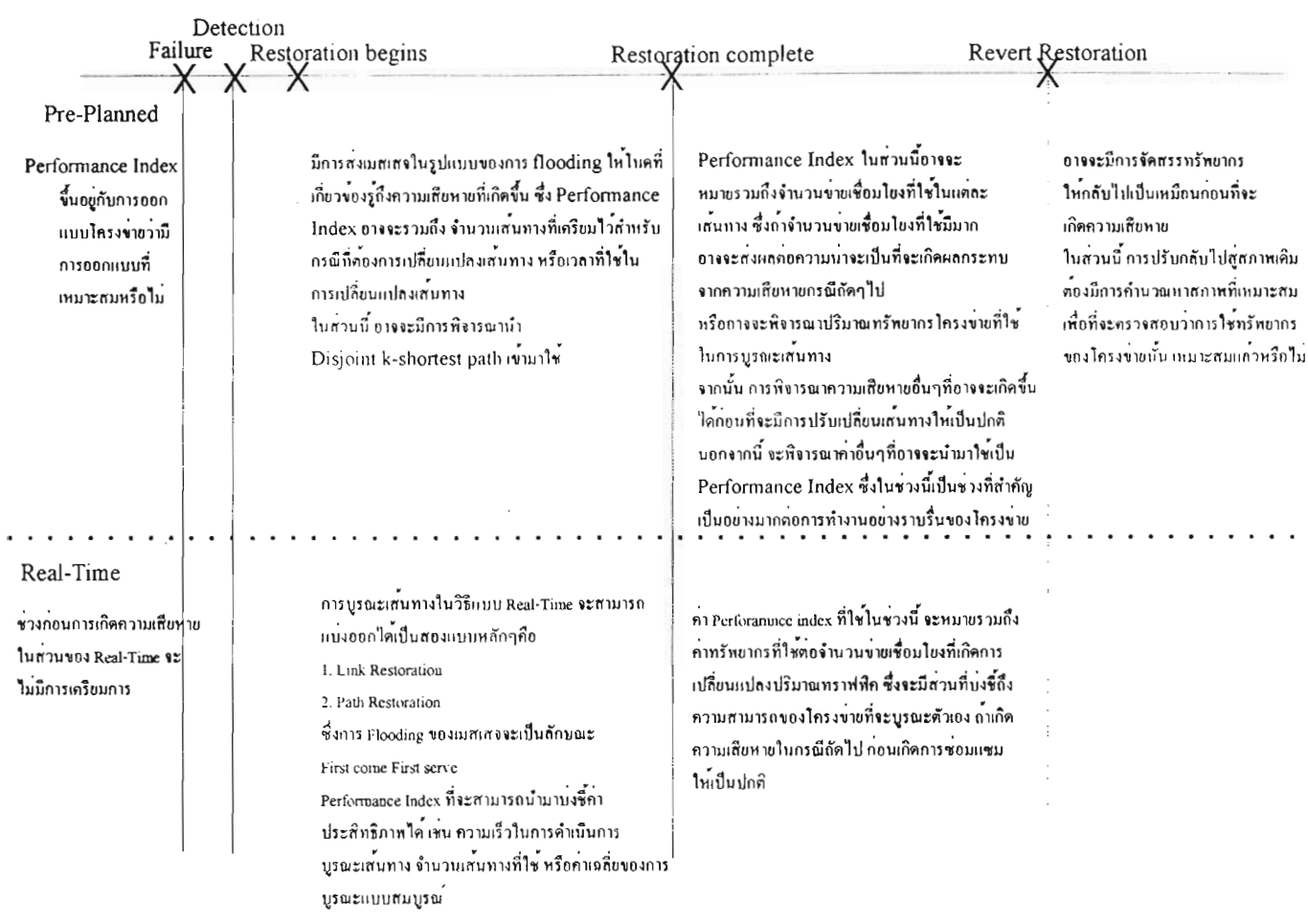
ดังนั้นการเพิ่มเติมจำนวนความจุและการเชื่อมต่อในบริเวณที่ DoD มีค่าสูงเกินกว่าปกติ จะสามารถทำให้
โครงข่ายไม่ได้รับผลกระทบมากนักหากเกิดความเสียหายขึ้นจริง

ส่วนที่จะดำเนินการต่อไป

หลังจากที่ผู้วิจัยและผู้ช่วยวิจัยได้เริ่มสร้างตัวชี้วัดแล้ว คณะผู้วิจัยได้นำค่าที่ได้พัฒนาได้นั้น มาทดสอบ
บนโครงข่ายทดสอบ ซึ่งจากผลการทดสอบอยู่ในส่วนของการทดลองนำค่าดัชนีชี้วัดดังกล่าวมาทดสอบบน
โครงข่ายต่างชนิด ทั้งในเรื่องของปริมาณการเชื่อมต่อ และ ขนาดของโครงข่ายโดยรวม ในปัจจุบัน ผู้วิจัยกำลัง
ศึกษาถึงประสิทธิภาพและความเป็นไปได้ในการใช้งานของดัชนีชี้วัดตัวนี้

นอกเหนือจากงานดังกล่าวแล้ว ผู้วิจัยยังเริ่มศึกษาถึงตัวชี้วัดและการทดสอบประสิทธิภาพของโครงข่าย
ควบคู่กับกรณีที่มีความเสียหายเกิดขึ้น หรือที่รู้จักกันในหัวข้อเรื่อง Performability (Performance + Dependability)
ซึ่งผู้วิจัยคาดว่า การนำเอา DoD และ Performability มาศึกษาร่วมกัน จะนำไปสู่วิธีการสร้างตัวชี้วัดและปรับปรุง
โครงข่ายให้มีความน่าเชื่อถือสูงขึ้น

นอกจากนี้ยังจะมีการพิจารณาระบบการที่จะเกิดขึ้นเมื่อเกิดความเสียหายเกิดขึ้น เช่น การบูรณะ
เส้นทางที่เสียหาย (restoration) หรือ การปรับเส้นทางกลับไปเส้นทางปกติหลังจากที่ได้ซ่อมแซมความเสียหาย
แล้ว (Revert Restoration) การพิจารณาถึงสถานะของโครงข่ายประกอบกับกระบวนการดังกล่าวจะทำให้เราได้รับทราบถึงความสามารถและสมรรถนะของโครงข่ายในเวลาวิกฤติ โดยรายละเอียดจะแสดงในแผนผังในหน้า
ถัดไป



ผลิตภัณฑ์หรือความสัมฤทธิ์ผลของงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

ขณะนี้ ยังไม่ได้มีผลิตภัณฑ์ในรูปแบบของความดีพิมพ์ออกมา แต่คาดว่า เมื่อการทดสอบและปรับปรุงคุณภาพของตัวดัชนีชี้วัด และ ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ เสร็จเรียบร้อยแล้ว จะสามารถตีพิมพ์บทความได้ สองถึงสามบทความ และยังสามารถเป็นหัวข้อวิทยานิพนธ์ได้อย่างน้อยสามหัวข้อวิจัย

รายงานฉบับสมบูรณ์โครงการวิจัยงบประมาณปี 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 11 เรื่อง

A Study of Mathematical Models for Existing Communication Traffic in Thailand's Networks

ผู้รับผิดชอบโครงการ

1. ดร.เชาวนดิศ อัสวกุล (หัวหน้าโครงการ)

สารบัญ

บทนำ.....	1
วิธีการหาการแจกแจงให้กับข้อมูลด้วยวิธี Chi-Square Tests	2
หลักการที่นำมาใช้ในการออกแบบโปรแกรม.....	12
ผลที่ได้จากโปรแกรมและการประยุกต์ใช้งาน.....	13
สรุปผลโครงการ.....	17
เอกสารอ้างอิง.....	18

บทนำ

องค์กรโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ได้พัฒนางานบริการสอบถามเลขหมาย 1133 ให้เป็นระบบสอบถามที่สามารถรองรับการเรียกใช้บริการจากทั่วประเทศ ปัจจุบันมีศูนย์บริการสอบถามจำนวน 3 แห่ง แต่ละแห่งมีผู้บริการรับสาย (Operator) จำนวน 256 คน ซึ่งเป็นลูกจ้างชั่วคราวมีกำหนดระยะเวลา และมีศูนย์ระบบชุมสายหลัก ACD (Main Automatic Call Distribution) ทำหน้าที่ควบคุมกระจายการเรียกใช้บริการไปยังศูนย์บริการทั้ง 3 แห่ง แต่เนื่องจากข้อจำกัดจำนวนจอบริการที่มีอยู่จริง ไม่สอดคล้องกับความต้องการในการเรียกใช้บริการ ทำให้บางช่วงเวลาผู้ใช้บริการต้องรอสายนาน และถ้าเกิดเหตุขัดข้องกับตัวระบบ 1133 แล้วก็จะส่งผลทำให้จอบริการบางศูนย์ไม่สามารถใช้งานได้เป็นจำนวนมาก สำหรับการพัฒนาและปรับปรุงระบบ Call Center นั้น จะต้องมีการทดสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งบางครั้งการทดสอบ กับระบบจริงอาจก่อให้เกิดความเสียหายให้กับระบบได้

โครงการนี้จึงได้ทำการออกแบบโปรแกรมจำลองระบบ Call Center โดยที่ผู้ออกแบบโปรแกรมได้พยายามเก็บรายละเอียดต่างๆ ของระบบ Call Center มาใช้ในการออกแบบโปรแกรมให้มากที่สุด เพื่อให้ผลที่ได้จากโปรแกรมมีความน่าเชื่อถือเหมือนกับผลที่ได้จากการทดสอบกับระบบ Call Center จริง จากนั้นได้นำเอาโปรแกรมที่ออกแบบขึ้น มาใช้สำหรับการหาแนวทางในการพัฒนาและปรับปรุงระบบ

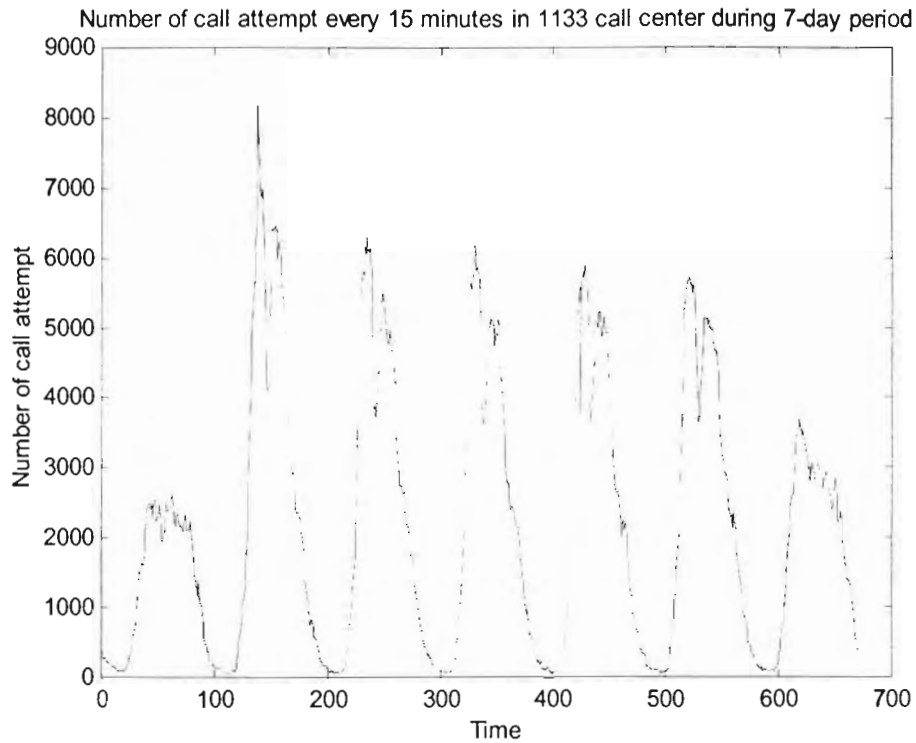
วิธีการหาการแจกแจงให้กับข้อมูลด้วยวิธี Chi-Square Tests

ในหัวข้อนี้แสดงวิธีการหาการแจกแจงให้กับข้อมูลด้วยวิธี Chi-Square Tests ซึ่งเป็นวิธีที่นำมาใช้ในการออกแบบโปรแกรมสำหรับหาการแจกแจงของอัตราการโทรเข้า และเวลาในการใช้สายโดยเฉลี่ยในศูนย์บริการสอบถามหมายเลขโทรศัพท์ เพื่อนำมาใช้เป็นข้อมูลสำหรับการออกแบบโปรแกรมจำลองลักษณะการทำงาน of ศูนย์บริการต่อไป โดยที่ขั้นตอนการหาการแจกแจงของข้อมูลด้วยวิธี Chi-Square Tests มีดังนี้

1. นำข้อมูลมาพล็อต Histogram
2. หาการแจกแจงทางทฤษฎี (Theoretical Distribution) ที่ Density Function มีลักษณะคล้ายกับ Histogram
3. หา Parameter ให้กับ Distribution
4. ตรวจสอบความเหมาะสมของ Distribution โดยใช้วิธี Chi-Square Tests
5. ถ้าไม่สามารถหาการแจกแจงที่เหมาะสมได้ให้หาการแจกแจงทั่วไป (General Distribution) จากข้อมูล

การแจกแจงของอัตราการโทรเข้า

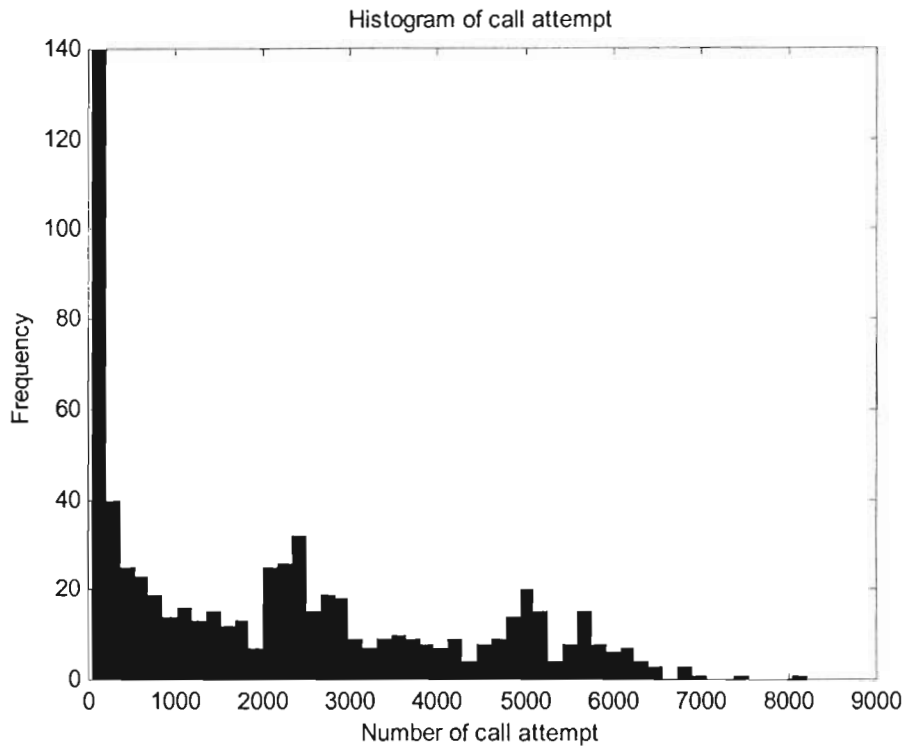
จากข้อมูลอัตราการโทรเข้าที่ได้รับมาจากศูนย์บริการหมายเลขโทรศัพท์ สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังนี้



รูปที่ 1 กราฟแสดงอัตราการโทรเข้าตั้งแต่วันที่ 10 มิ.ย. 2544 ถึงวันที่ 16 มิ.ย. 2544

จากกราฟพบว่าอัตราการโทรเข้าใน 1 สัปดาห์มีลักษณะเป็นคาบ 7 คาบ โดยที่ 1 คาบมีระยะเวลา 1 วัน ในแต่ละวันจะมีอัตราการโทรเข้ามากในช่วงเวลากลางวัน และมีอัตราการโทรเข้าน้อยในช่วงเวลากลางคืน สำหรับอัตราการโทรเข้าในวันอาทิตย์และวันเสาร์ (คาบแรกและคาบสุดท้าย) มีค่าน้อยกว่าอัตราการโทรเข้าในช่วง วันจันทร์ ถึงวันศุกร์

จากข้อมูลอัตราการโทรเข้านามาพล็อต Histogram ได้ดังนี้



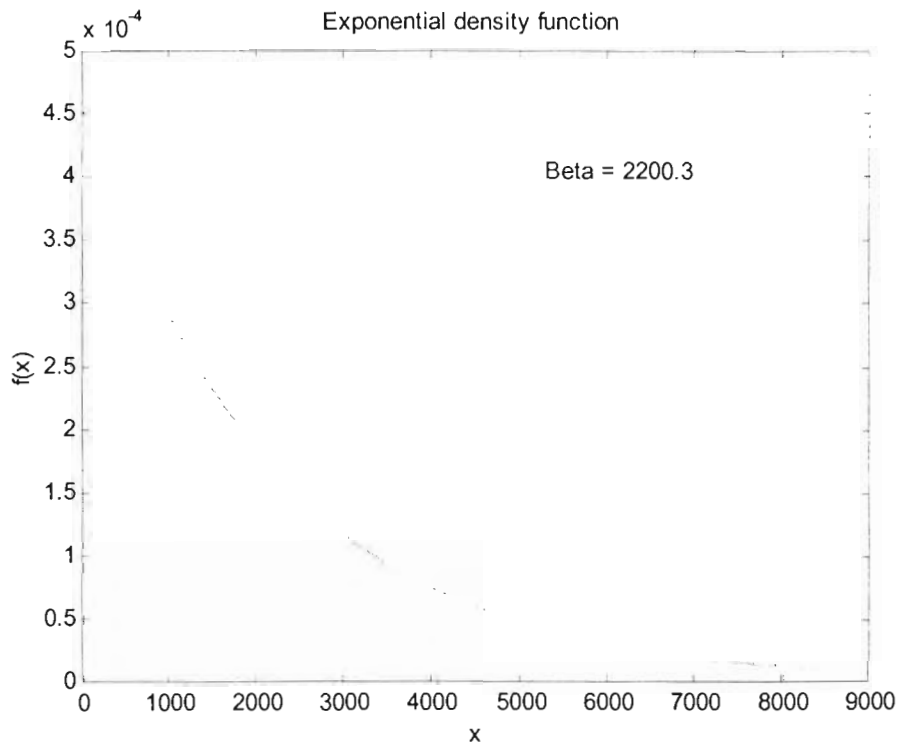
รูปที่ 2 histogram ของอัตราการโทรเข้าตั้งแต่วันที่ 10 มิ.ย. 2544 ถึงวันที่ 16 มิ.ย. 2544

จากรูปที่ 2 พบว่า การแจกแจงที่มีลักษณะคล้ายกับ Histogram ในรูปคือ การแจกแจงแบบ Exponential และการแจกแจงแบบ Gamma

การแจกแจงแบบ Exponential มี Density Function ดังนี้

$$f(x) = \frac{e^{-x/\beta}}{\beta} \text{ เมื่อ } x \geq 0$$

โดยที่ β คือค่าเฉลี่ยของข้อมูล จากข้อมูลอัตราการโทรเข้าคำนวณหาค่าเฉลี่ยได้เท่ากับ 2200.3 ดังนั้น $\beta = 2200.3$



รูปที่ 3 Density Function ของการแจกแจงแบบ Exponential ที่มี $\beta = 2200.3$

ตรวจสอบความเหมาะสมในการนำการแจกแจงมาใช้กับข้อมูลด้วยวิธี Chi-Square Tests ที่มีสมการการคำนวณ ดังนี้

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^k \frac{(N_j - np_j)^2}{np_j}$$

เมื่อ k = จำนวนช่วงของ Histogram

N_j = จำนวนของข้อมูลในช่วงที่ j

n = จำนวนข้อมูลทั้งหมด

p_j = ความน่าจะเป็นของการเกิดเหตุการณ์ในช่วงเวลาที่ j ทางทฤษฎี

จากการคำนวณ ได้ค่า Chi-Square = 144.641 ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าในตารางการแจกแจงแบบ Chi-Square พบว่ามีค่าอยู่ในช่วงปฏิเสธ ดังนั้นการแจกแจงแบบ Exponential จึงไม่เหมาะสมกับข้อมูลอัตรา
โทรเข้า

Chi-
การ

การแจกแจงแบบ Gamma มี Density Function ดังนี้

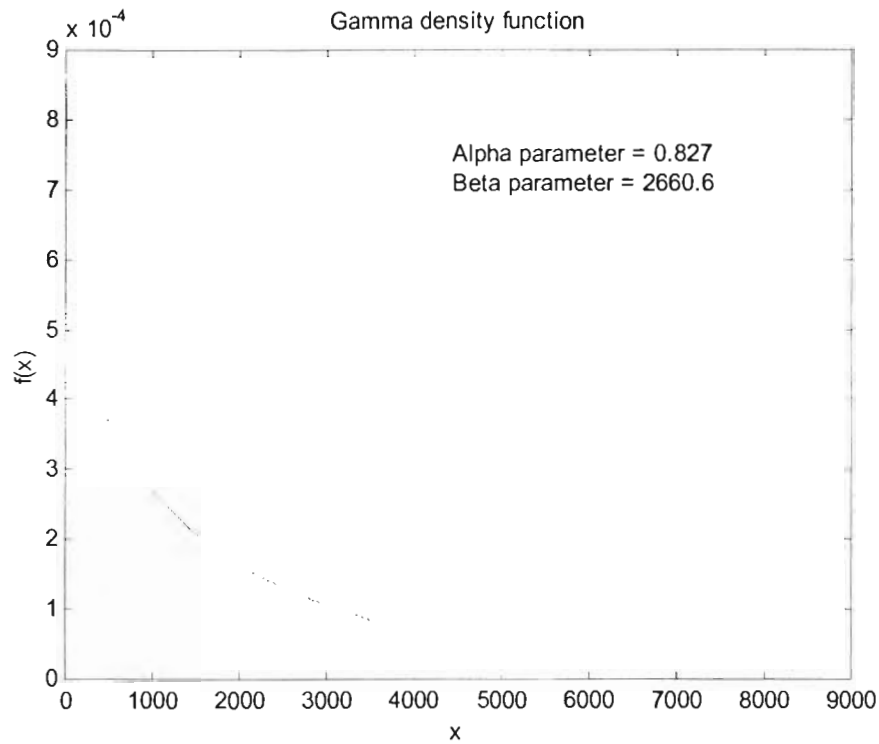
$$f(x) = \frac{\beta^{-\alpha} x^{\alpha-1} e^{-x/\beta}}{\Gamma(\alpha)} \text{ เมื่อ } x > 0$$

สำหรับค่า β และ α สามารถหาจากค่า T ซึ่งมีสมการดังนี้

$$T = [\ln \bar{X}(n) - \sum_{i=1}^n \ln X_i / n]^{-1}$$

จากนั้นเปิดตารางหาค่า α จากค่า T ที่หามาได้แล้วคำนวณหาค่า β จากสมการ $\beta = \bar{X} / \alpha$ จาก
ข้อมูลอัตราการโทรเข้า ได้ค่า $\alpha = 0.827$ และ $\beta = 2660.6$

จาก

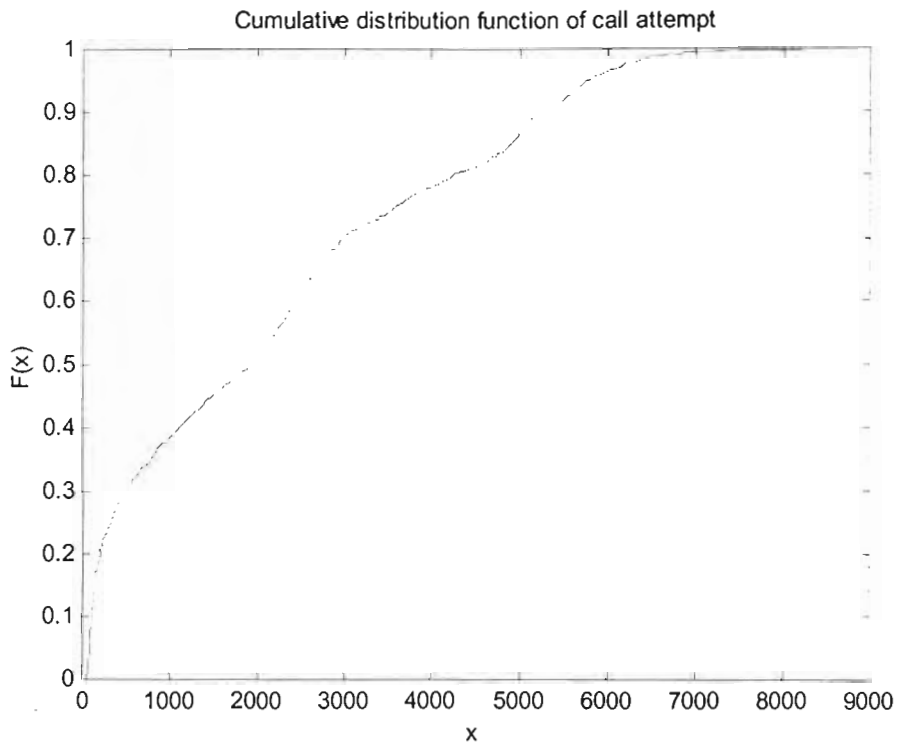


รูปที่ 4 Density Function ของการแจกแจงแบบ Gamma ที่มี $\alpha = 0.827$ และ $\beta = 2200.3$

จากการคำนวณ ได้ค่า Chi-Square = 134.7153 ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าในตารางการแจกแจงแบบ Chi-Square พบว่ามีค่าอยู่ในช่วงปฏิเสธ ดังนั้นการแจกแจงแบบ Gamma จึงไม่เหมาะสมกับข้อมูลอัตราการโทรเข้า

เนื่องจากไม่สามารถหาการแจกแจงทางทฤษฎีที่เหมาะสมกับข้อมูลได้ จึงใช้วิธีการแจกแจงทั่วไปจากข้อมูลโดยตรง ซึ่งทำได้โดยการเรียงลำดับข้อมูลจากน้อยไปมาก แล้วเทียบอัตราส่วนเป็น Cumulative Distribution Function



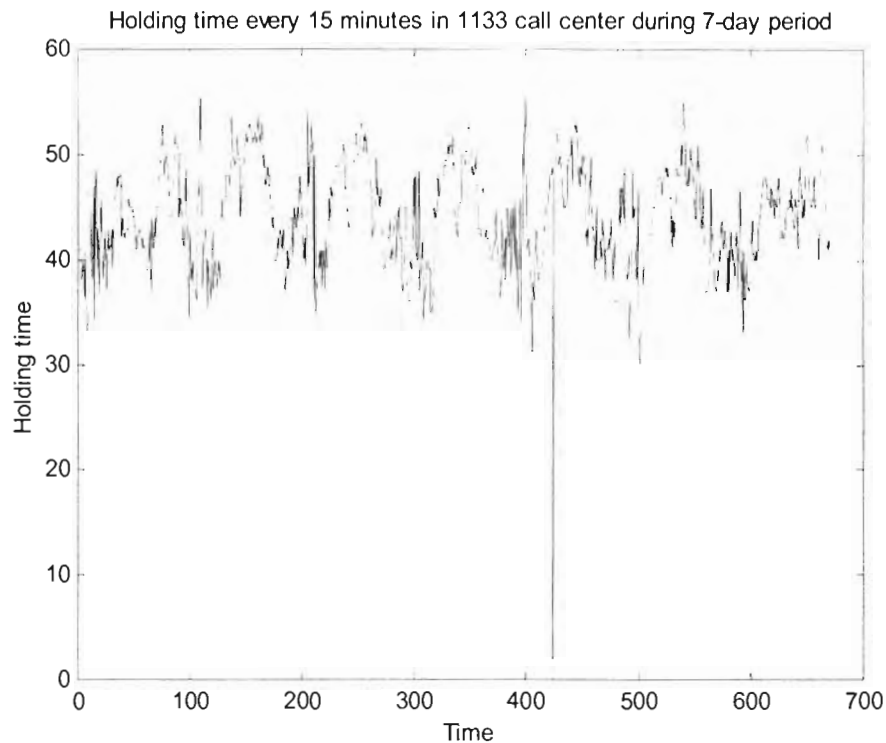


รูปที่ 5 Cumulative Distribution Function ของอัตราการโทรเข้า



การแจกแจงของเวลาในการใช้สาย

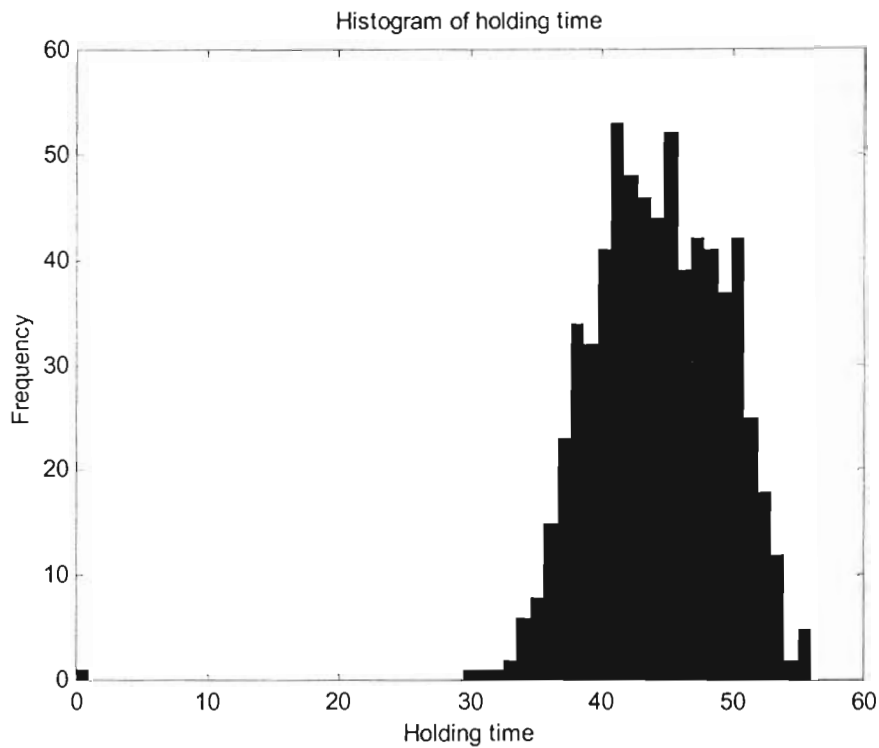
จากข้อมูลเวลาในการใช้สายที่ได้รับมาจากศูนย์บริการหมายเลขโทรศัพท์ สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังนี้



รูปที่ 6 กราฟแสดงเวลาในการใช้สายตั้งแต่วันที่ 10 มิ.ย. 2544 ถึงวันที่ 16 มิ.ย. 2544

จากกราฟพบว่าเวลาในการใช้สายค่อนข้างสม่ำเสมอ ยกเว้นในวันที่ 14 มิ.ย. 2544 ในช่วงเวลา 10.15 น. ถึง 10.30 น. เวลาในการใช้สายเป็นศูนย์ ซึ่งคาดว่าน่าจะเกิดจากความผิดพลาดในการเก็บข้อมูล หรือระบบไม่สามารถใช้งานได้ในช่วงเวลาดังกล่าว

จากข้อมูลเวลาในการใช้สายนำมาพล็อต Histogram ได้ดังนี้

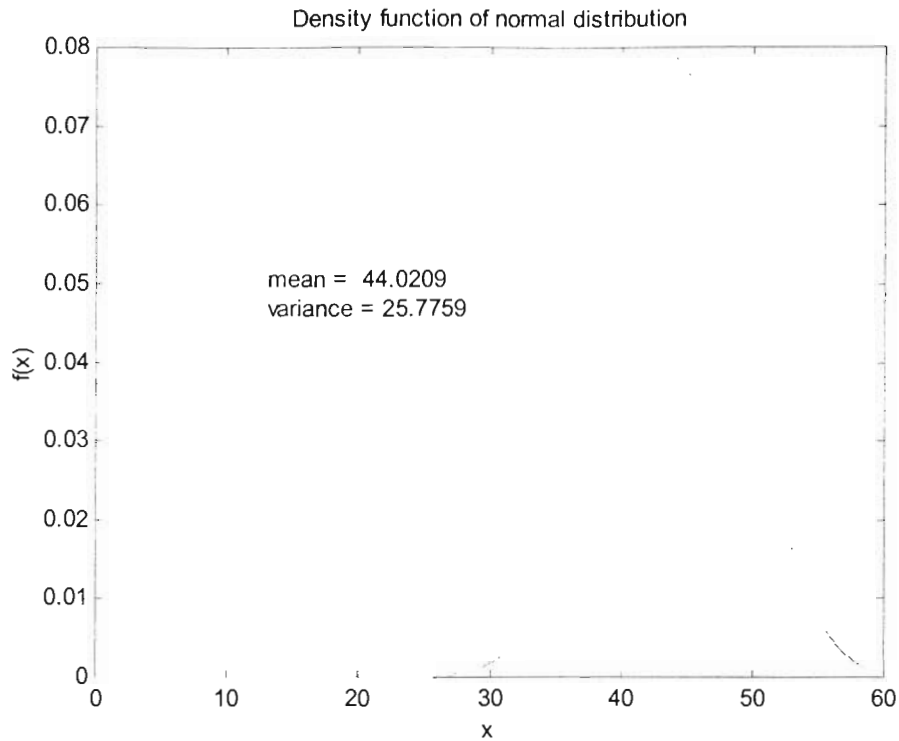


รูปที่ 7 Histogram ของเวลาในการใช้สาย

จากรูปที่ 7 พบว่า Histogram ที่ได้มีลักษณะการแจกแจงคล้ายกับการแจกแจงแบบ Normal ที่มี Density Function คือ

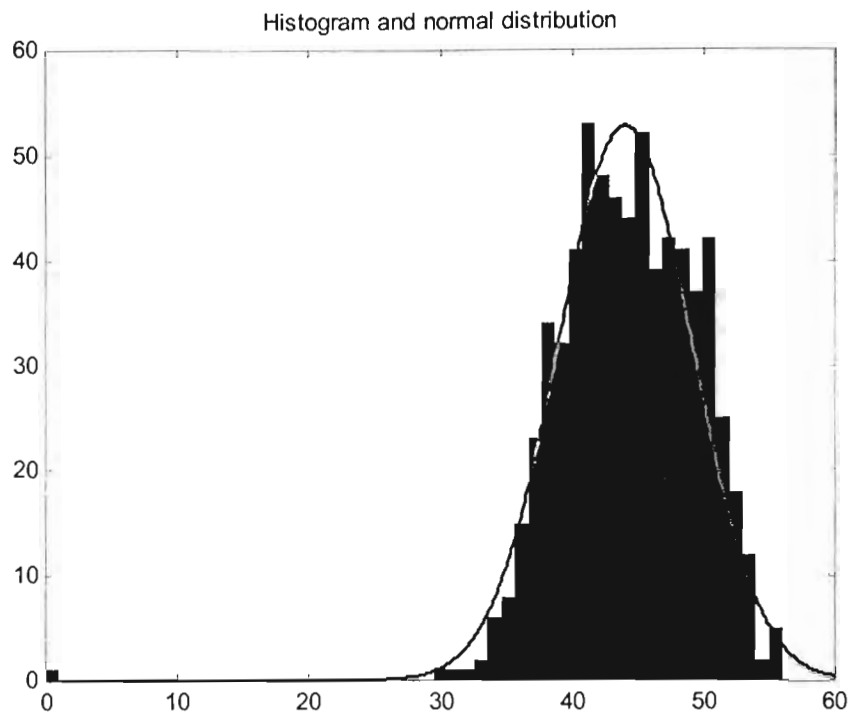
$$f(x) = \frac{e^{-(x-\mu)^2 / (2\sigma^2)}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}$$

โดยที่ μ คือค่าเฉลี่ยของข้อมูล และ σ^2 คือความแปรปรวนของข้อมูลยกกำลังสอง จากข้อมูลเวลาในการใช้สายหาค่าเฉลี่ยได้เท่ากับ 44.0209 และความแปรปรวนได้เท่ากับ 5.0770 ดังนั้น $\mu = 44.0209$ และ $\sigma^2 = 25.7759$



รูปที่ 8 Density Function ของการแจกแจงแบบ Normal ที่มี $\mu = 44.0209$ และ $\sigma^2 = 25.7759$

ตรวจสอบความเหมาะสมในการนำการแจกแจงมาใช้กับข้อมูลด้วยวิธี Chi-Square Tests พบว่ามีค่า Chi-Square = 20.5987 จากตารางการแจกแจงแบบ Chi-Square พบว่าเมื่อ $n = 7$ และ $\alpha = 0.001$ ค่า Chi-Square = 24.322 ดังนั้นสามารถแทนเวลาในการใช้สาย ด้วยการแจกแจงแบบ Normal ที่มี $\mu = 44.0209$ และ $\sigma^2 = 25.7759$



รูปที่ 9 Histogram และ Normal Distribution ของเวลาในการใช้สาย

หลักการที่นำมาใช้ในการออกแบบโปรแกรม

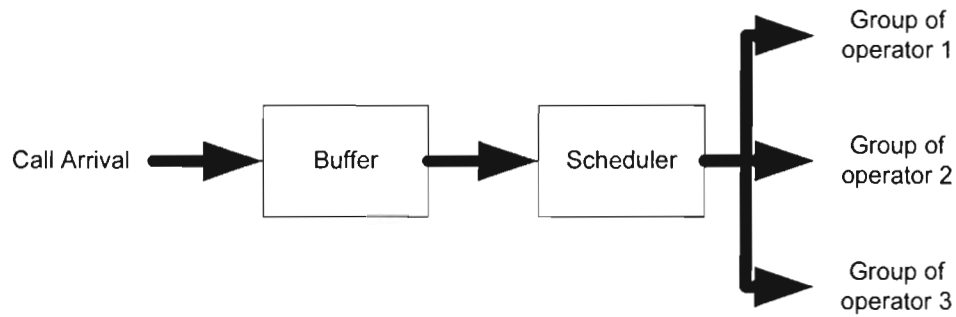
โปรแกรมที่ถูกออกแบบขึ้นมาสำหรับใช้งานในโครงการนี้แบ่งเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบลักษณะของกราฟฟิก และส่วนที่ใช้ในการจำลองลักษณะการทำงานของ Call Center โดยที่ในส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบลักษณะของกราฟฟิก จะทำการรับเอาข้อมูลกราฟฟิกที่ได้จากการเก็บสำรวจจากระบบ Call Center จริง แล้วทำการหาลักษณะการแจกแจง และพารามิเตอร์ต่างๆ ของกราฟฟิกในแต่ละช่วงเวลา เพื่อนำไปใช้เป็น Input ให้กับส่วนที่ทำหน้าที่ในการจำลองลักษณะของ Call Center ต่อไป โปรแกรมนี้ต้องการ Input 5 ค่า สำหรับการประมวลผล คือ อัตราการโทรเข้า (Arrival Rate) เวลาในการใช้สาย (Service Time) วิธีในการส่งการเรียกไปยังแต่ละกลุ่มของ Operator ขนาดของ Buffer และจำนวน Operator

โปรแกรมส่วนที่ใช้สำหรับตรวจสอบลักษณะของกราฟฟิก

โปรแกรมในส่วนนี้จะนำเอาข้อมูลกราฟฟิกอัตราการโทรเข้า และเวลาในการใช้สาย มาใช้ในการหาชนิดของการแจกแจง พร้อมทั้งค่าพารามิเตอร์ของการแจกแจงในแต่ละช่วงเวลา โดยใช้วิธีการทดสอบ Chi-Square Tests โดยที่โปรแกรมนี้สามารถตรวจสอบการแจกแจงได้ 4 ชนิดคือ Poisson , Exponential , Normal และ Uniform

โปรแกรมในส่วนที่ใช้สำหรับจำลองลักษณะการทำงานของ Call Center

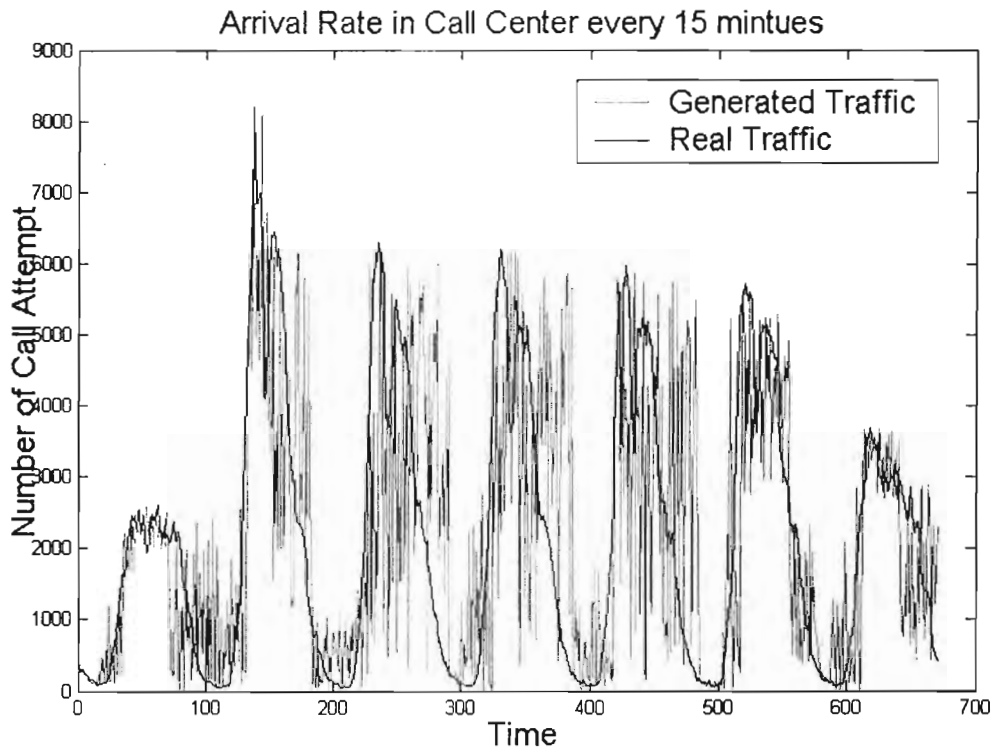
จากการประมวลผลของโปรแกรมในส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบลักษณะของกราฟฟิก จะได้ข้อมูลชนิดการแจกแจง และค่าพารามิเตอร์ของการแจกแจง เพื่อนำมาใช้เป็น Input ให้กับโปรแกรมในส่วนที่ใช้ในการจำลองลักษณะการทำงานของ Call Center โดยระบบ Call Center ที่ทำการจำลองมีลักษณะดังนี้



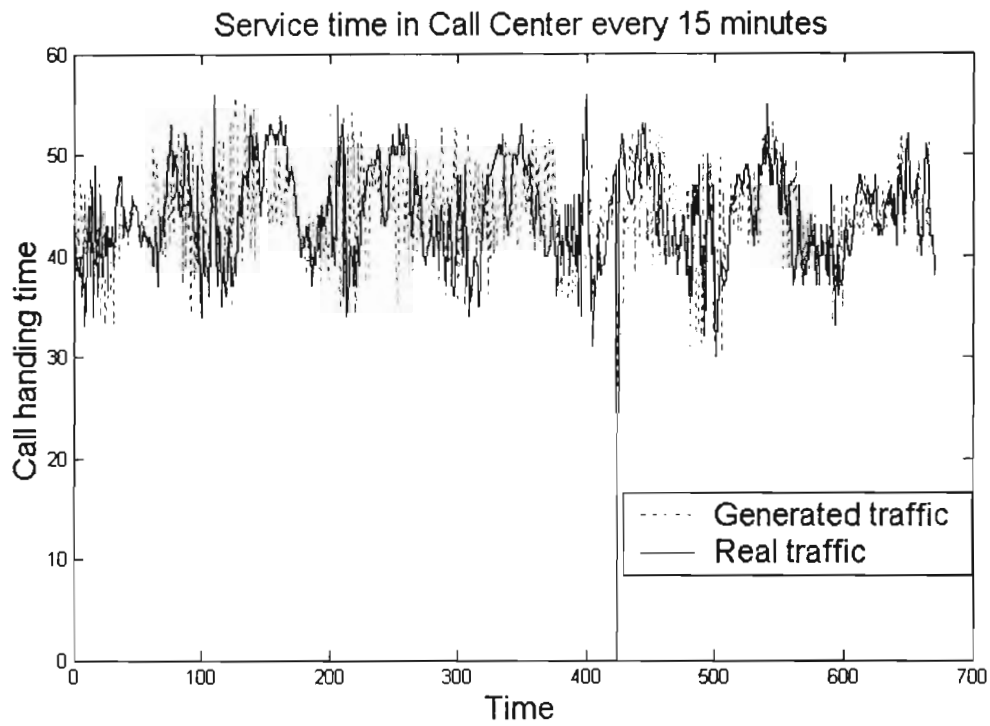
โดยสายที่เข้ามาจะเข้าไปรอในบัฟเฟอร์ โดยบัฟเฟอร์ที่ใช้มีลักษณะเป็นแบบ First-In-First-Out จากนั้นจะเข้าไปยัง Scheduler เพื่อทำการส่งการเรียกไปยังแต่ละกลุ่มของ Operator โดยที่การส่งไปยัง Operator จะเป็นการส่งแบบสุ่ม (Random)

ผลที่ได้จากโปรแกรมและการประยุกต์ใช้งาน

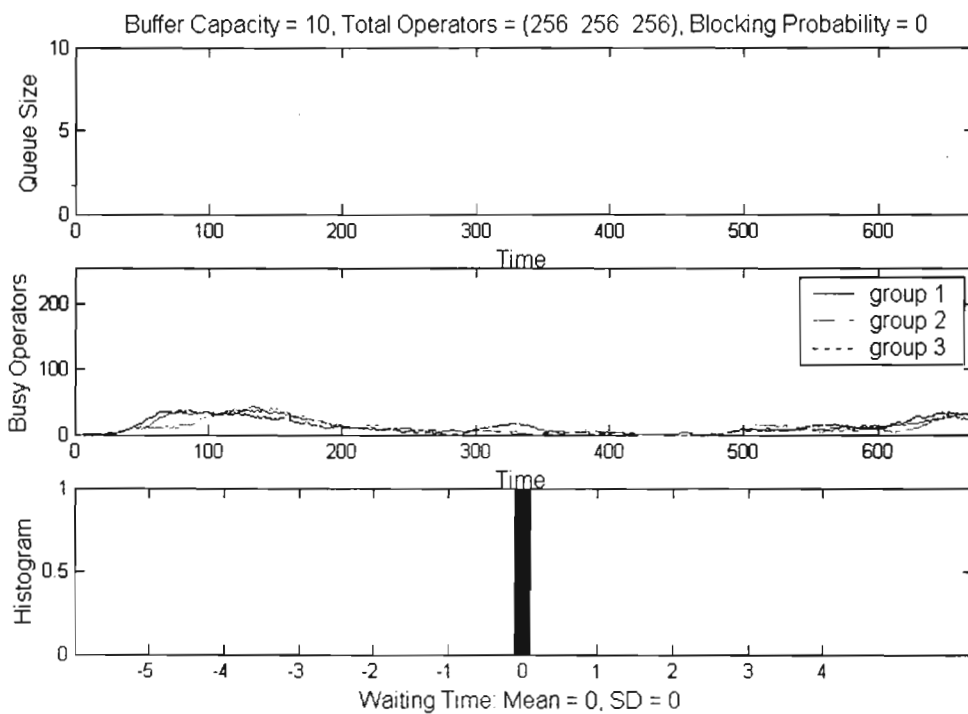
จากข้อมูลที่ Input เข้าไป โปรแกรมสามารถจำลองกราฟฟีกที่เกิดขึ้น พร้อมทั้งหาค่า Average Blocking Probability และกราฟแสดง Queue Size , Busy Operator และ Waiting Time ในแต่ละช่วงเวลา



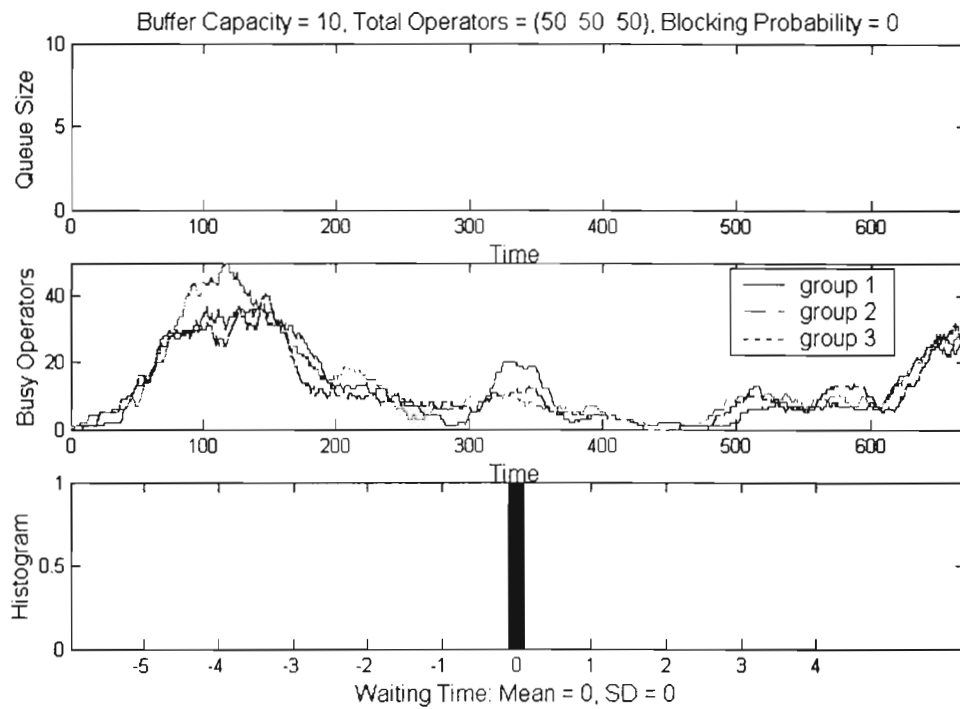
รูปที่ 10 กราฟแสดงอัตราการโทรเข้าของกราฟฟีกจริงเทียบกับกราฟฟีกที่สร้างขึ้น



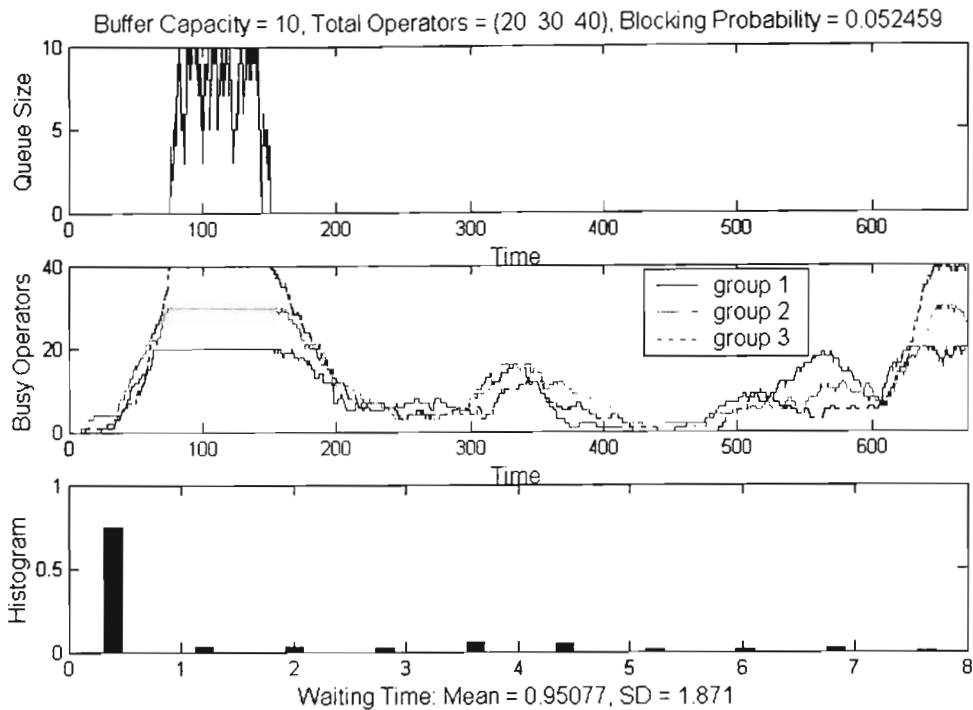
รูปที่ 11 กราฟแสดงเวลาในการใช้สายของโทราฟฟิกจริงเทียบกับโทราฟฟิกที่สร้างขึ้น



รูปที่ 12 กราฟแสดง Average Blocking Probability , Queue Size ในแต่ละช่วงเวลา , Busy Operators ในแต่ละช่วงเวลา และ Histogram ของ Waiting Time เมื่อจำนวน Operator ทั้ง 3 ที่เท่ากับ 256



รูปที่ 13 กราฟแสดง Average Blocking Probability , Queue Size ในแต่ละช่วงเวลา , Busy Operators ในแต่ละช่วงเวลา และ Histogram ของ Waiting Time เมื่อจำนวน Operator ทั้ง 3 ที่เท่ากับ 50



รูปที่ 13 กราฟแสดง Average Blocking Probability , Queue Size ในแต่ละช่วงเวลา , Busy Operators ในแต่ละช่วงเวลา และ Histogram ของ Waiting Time เมื่อจำนวน Operator ทั้ง 3 ที่เท่ากับ 20 , 30 และ 40 จากผลการใช้โปรแกรมเมื่อกำหนดให้ขนาดของ Buffer เป็น 10 ในกรณีที่จำนวนของ Operator ทั้ง 3 แห่งเป็น 256 จะคำนวณได้ค่า Average Blocking Probability เป็น 0 และเมื่อเราลดจำนวนของ Operator ทั้ง 3 แห่งเป็น 50 ค่า Average Blocking Probability ที่คำนวณได้ยังคงเป็น 0 อยู่ แต่เมื่อเราลดจำนวนของ Operator ทั้ง 3 แห่งเป็น 20 30 และ 40 จะคำนวณได้ค่า Average Blocking Probability เป็น 0.052

ดังนั้นเราจึงสรุปผลจากการใช้โปรแกรมว่าเราสามารถลดจำนวน Operator จาก 256 เป็น 50 ได้โดยที่ Performance ของ Call Center (Blocking Probability และ Waiting Time) ยังคงเหมือนเดิมคือเป็น 0 แต่จะทำให้จำนวนของ Busy Operator ในแต่ละช่วงเวลามีค่าสูงขึ้น ซึ่งหมายความว่า Operator จะต้องทำงานหนักมากขึ้นนั่นเอง

สรุปผลโครงการ

โครงการนี้ได้ทำการออกแบบโปรแกรมสำหรับจำลองระบบ Call Center ขึ้นมา โปรแกรมนี้ต้องการ input 5 ค่า สำหรับการประมวลผล คือ อัตราการโทรเข้า (Arrival Rate) เวลาในการใช้สาย (Service Time) วิธีในการส่งการเรียกไปยังแต่ละกลุ่มของ Operator ขนาดของ Buffer และจำนวน Operator และจากข้อมูล Input ที่ได้รับ โปรแกรมสามารถจำลองกราฟฟิคที่เกิดขึ้น พร้อมทั้งหาค่า Average Blocking Probability กราฟแสดง Queue Size , Busy Operator และ Waiting Time ในแต่ละช่วงเวลา

สำหรับโปรแกรมที่ถูกออกแบบขึ้นมาสำหรับใช้งานในโครงการนี้มี 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบลักษณะของกราฟฟิค และส่วนที่ใช้ในการจำลองลักษณะการทำงานของ Call Center โดยในโครงการนี้ได้นำเอาโปรแกรมที่ออกแบบขึ้น มาใช้สำหรับการหาแนวทางในการพัฒนาและปรับปรุงระบบ โดยได้ทำการปรับเปลี่ยนจำนวน Operator และตรวจสอบคุณลักษณะที่เกิดขึ้น พบว่าสามารถลดจำนวน Operator จาก 256 เป็น 50 ได้โดยที่ Performance ของ Call Center (Blocking Probability และ Waiting Time) ยังคงเหมือนเดิม

เอกสารอ้างอิง

A.M. Law and W.D. Kelton, Simulation Modeling and Analysis, 3 rd Ed., Singapore : McGraw-Hill, 2000

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 12 เรื่อง

โปรแกรมจำลองระบบโครงข่ายแฉกคว

ผู้รับผิดชอบ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ

วัตถุประสงค์

เพื่อพัฒนาโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่สามารถจำลองการทำงานของระบบโครงข่ายแฉกควและเก็บค่าสถิติที่น่าสนใจเพื่อนำไปใช้ในการศึกษาและวิเคราะห์โครงข่ายแฉกควได้

หลักการและเหตุผล

ในการศึกษาเกี่ยวกับระบบสื่อสารนั้นมักจะต้องการทดสอบสมรรถนะ หรือ ชีตความสามารถของระบบสื่อสารที่เรากำลังศึกษา ซึ่งในปัจจุบันนักวิจัยนิยมใช้โปรแกรมจำลองในการทดสอบสมรรถนะหรือชิตความสามารถของระบบที่สนใจ โดยปกติในกรณีที่เราต้องการทดสอบประสิทธิภาพของโครงข่าย โปรแกรมจำลองที่ใช้นั้นจะเป็น โปรแกรมจำลองที่นักวิจัยเขียนขึ้นมา (ด้วยโปรแกรมที่ใช้สำหรับเขียนโปรแกรมต่างๆ เช่น C, C++, MATLAB เป็นต้น) เพื่อใช้ทดสอบโครงข่ายที่มีการเชื่อมต่อในรูปแบบเฉพาะแบบใดแบบหนึ่งเท่านั้น หากต้องการจะทดสอบโครงข่ายที่มีการเชื่อมต่อรูปแบบอื่นก็ต้องเขียนโปรแกรมใหม่อีกโปรแกรมหนึ่ง หรือ ต้องเข้าไปแก้ไขโปรแกรมเดิมเพื่อให้สามารถทดสอบโครงข่ายที่มีรูปแบบการเชื่อมต่อที่แตกต่างไปได้

เนื่องจากระบบสื่อสารในปัจจุบันมีขนาดเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วทำให้นักวิจัยจำเป็นต้องออกแบบโครงข่ายให้รวดเร็วและมีประสิทธิภาพมากขึ้นเพื่อตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้ ในขั้นตอนการออกแบบนั้นนักวิจัยจำเป็นต้องทดสอบประสิทธิภาพของโครงข่ายที่มีการเชื่อมต่อแตกต่างกันหลากหลายรูปแบบเพื่อเฟ้นหารูปแบบการเชื่อมต่อที่ดีที่สุดที่จะนำไปใช้ การเขียนโปรแกรมจำลองให้รวดเร็วและน่าเชื่อถือจึงมีความสำคัญเป็นอย่างมากทั้งในแง่ของการศึกษา การทำงานวิจัย และการทำธุรกิจ โดยในปัจจุบันมีโปรแกรมจำลองระบบสื่อสารในรูปแบบของโปรแกรมประยุกต์ (Application) ให้เลือกนำมาใช้มากมายโดยโปรแกรมเหล่านั้นนักวิจัยจะไม่จำเป็นต้องไปเขียนโปรแกรมเอง แต่จะต้องไปเรียนรู้วิธีการใช้งานเหล่านั้นแทน ซึ่งการใช้งาโปรแกรมเหล่านั้นมักจะง่ายและรวดเร็วกว่าการเขียนโปรแกรมจำลองขึ้นมาเอง อีกทั้งยังสะดวกในการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการเชื่อมต่อของโครงข่ายได้อีกด้วย อย่างไรก็ตาม โปรแกรมส่วนใหญ่ที่มีใช้อยู่ในขณะนี้ต้อง

นำเข้าจากต่างประเทศซึ่งจะมีราคาแพงมาก อีกทั้งการใช้งานโปรแกรมเหล่านี้ นักวิจัยจะ ไม่รู้ถึงหลักการที่ใช้ในการเขียนโปรแกรมเลย (บริษัทผู้ผลิตไม่เปิดเผยโค้ดโปรแกรม) ทำให้เมื่อต้องการให้โปรแกรมมีการทำงานที่ต่างไปจากที่โปรแกรมสามารถทำได้ หรือมีความผิดพลาดใด ๆ ก็ตามเกิดขึ้น นักวิจัยก็จะไม่สามารถแก้ไขปัญหานั้นได้ ดังนั้นโครงการวิจัยย่อยนี้จึงเกิดขึ้นด้วยความมุ่งหวังที่ต้องการให้นักวิจัยในประเทศสามารถพัฒนาโปรแกรมจำลองขึ้นมาใช้เองได้โดยไม่ต้องพึ่งพาโปรแกรมสำเร็จรูปที่มีอยู่ในท้องตลาด โครงการวิจัยย่อยนี้จะเป็นการพัฒนาชุดโปรแกรมจำลองโครงข่ายแฉกคิวที่สามารถกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อของแต่ละโหนดและข่ายเชื่อมโยงของในโครงข่ายได้ตามที่ผู้ใช้ต้องการ โดยผู้ใช้ต้องมีความรู้เกี่ยวกับการเขียนชุดคำสั่งสำหรับเป็นอินพุตเท่านั้น อีกทั้งยังเปิดโอกาสให้ผู้ใช้สามารถแก้ไขหรือเพิ่มเติมการทำงานของโหนดและข่ายเชื่อมโยงต่าง ๆ ได้โดยการแก้ไขหรือเพิ่มเติมโปรแกรม (โค้ดภาษา C++) ซึ่งทำให้โปรแกรมจำลองโครงข่ายแฉกคิวนี้สามารถเป็นจุดเริ่มต้นของการพัฒนาโปรแกรมจำลองที่มีความสามารถในการทดสอบระบบที่มีขนาดและความซับซ้อนเพิ่มขึ้นต่อไป

บทนำ

เบื้องต้นกับวิธีการเขียนโปรแกรมจำลอง

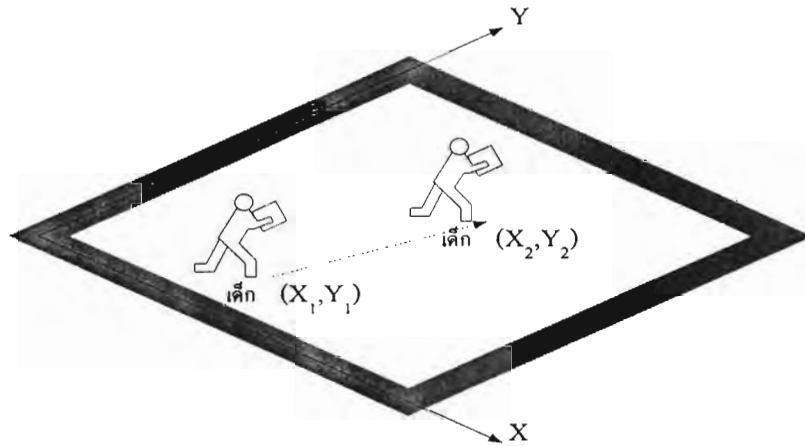
การเขียนโปรแกรมจำลองนั้นผู้เขียนโปรแกรมจำเป็นต้องเข้าใจระบบที่กำลังจะจำลองก่อน ดังนั้นในขั้นต้นนี้จำเป็นต้องนิยาม “ระบบ” เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ตรงกันก่อน ในที่นี้ “ระบบ” หมายถึง สิ่งที่กำลังจะศึกษา ซึ่งสามารถแสดงแทนได้ด้วยตัวแปรสถานะที่ครอบคลุมสิ่งที่เราสนใจในระบบนั้น ๆ เช่น ระบบการใช้งานเครื่องคอมพิวเตอร์ของคุณยี่ห้อเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม จะมีตัวแปรสถานะที่สนใจคือ จำนวนนักวิจัยที่อยู่ในศูนย์ฯ (สามารถแบ่งได้เป็นอีกสองตัวแปรย่อยคือ จำนวนนักวิจัยที่ใช้งานเครื่องคอมพิวเตอร์อยู่ จำนวนนักวิจัยที่รอใช้งานเครื่องคอมพิวเตอร์) จำนวนเครื่องคอมพิวเตอร์ที่อยู่ในศูนย์ฯ (สามารถแบ่งได้คล้ายกับจำนวนนักวิจัยคือ จำนวนเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ถูกใช้งานอยู่ และจำนวนคอมพิวเตอร์ที่ว่างอยู่) เป็นต้น หากทำการจำแนกประเภทของระบบตามลักษณะของตัวแปรสถานะจะสามารถจำแนกได้ 2 ชนิดคือ

1) ระบบต่อเนื่อง เช่น เด็กวิ่งเล่นในสนาม ตัวแปรสถานะคือ ตำแหน่งของเด็ก ซึ่งมักจะเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา จึงเรียกว่ามีลักษณะต่อเนื่อง

2) ระบบไม่ต่อเนื่อง เช่น ระบบการเข้าแถวซื้อของ ตัวแปรสถานะคือ จำนวนคนที่อยู่ในแถว ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงเมื่อมีคนมาต่อแถวเพิ่ม หรือคนที่ซื้อของอยู่ซื้อของเสร็จแล้ว จึงเรียกว่ามีลักษณะไม่ต่อเนื่อง

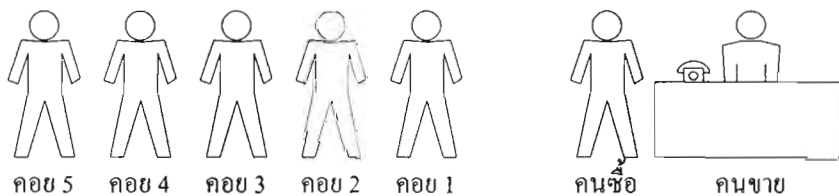
ในการจำลองระบบทั้งสองแบบนี้ก็มักจะใช้เทคนิคที่แตกต่างกันคือใช้ การปรับเพิ่มเวลาด้วยค่าคงที่ และการปรับเพิ่มเวลาด้วยเวลาของเหตุการณ์ สำหรับจำลองระบบที่ต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่องตามลำดับ (แต่ในบาง

กรณีที่มีการใช้งานสลับกันตามความเหมาะสม) การจำลองทั้งสองแบบนี้จะมีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบต่างกันตามแต่ระบบที่ต้องการทำการจำลอง เนื่องจากระบบโครงข่ายแถวคิวนั้นเป็นระบบไม่ต่อเนื่องจึงนิยมใช้เทคนิคการจำลองแบบปรับเพิ่มเวลาด้วยเวลาของเหตุการณ์ (เหตุการณ์ หมายถึง การเปลี่ยนแปลงตัวแปรสถานะของระบบเช่น ระบบเข้าแถวซื้อของ การมีคนเข้ามาต่อแถวก็คือการเกิดเหตุการณ์นั่นเอง โดยเหตุการณ์นี้จะเปลี่ยนตัวแปรสถานะของระบบคือ จำนวนคนที่อยู่ในแถวให้เพิ่มขึ้นมาหนึ่งคน เป็นต้น) หลายครั้งการจำลองด้วยเทคนิคนี้จะถูกเรียกว่า การจำลองแบบเหตุการณ์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete event simulation) เนื่องจากมักจะถูกนำไปใช้จำลองระบบไม่ต่อเนื่องซึ่งจะมีเหตุการณ์ (การเปลี่ยนแปลงตัวแปรสถานะ) เกิดขึ้นแบบไม่ต่อเนื่อง



ตัวแปรสถานะ : ตำแหน่งของเด็ก (X,Y)

รูปที่ 1 ตัวอย่างของระบบต่อเนื่อง : เด็กวิ่งเล่นในสนาม



ตัวแปรสถานะ : จำนวนคนในแถว

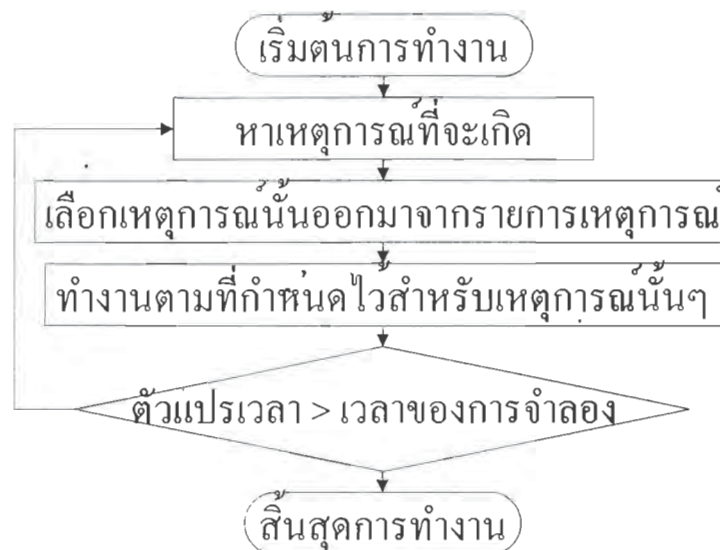
รูปที่ 2 ตัวอย่างของระบบไม่ต่อเนื่อง : การเข้าแถวซื้อของ

การจำลองแบบเหตุการณ์ไม่ต่อเนื่อง

การเขียนโปรแกรมจำลองด้วยเทคนิคการจำลองแบบเหตุการณ์ไม่ต่อเนื่องนั้นสามารถแบ่งการทำงานได้เป็น 3 ส่วนดังนี้

- 1) เพิ่มค่าตัวแปรเวลาให้มีค่าเท่ากับเวลาของเหตุการณ์ที่จะเกิดขึ้นเป็นเหตุการณ์ถัดไป (ในการกำหนดค่าตั้งต้นตัวแปรเวลาจะมีค่าเท่ากับ 0)
- 2) หาเหตุการณ์ที่มีเวลาเกิดเท่ากับตัวแปรเวลาจากรายการเหตุการณ์เพื่อนำไปทำงาน
- 3) เปลี่ยนแปลงตัวแปรสถานะและทำงานต่าง ๆ ตามแต่เหตุการณ์ที่เกิดขึ้น

โดยจะทำงานของโปรแกรมจะเริ่มจากขั้นตอนที่ 1) ไปจนถึงขั้นตอนที่ 3) และจะทำไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งตัวแปรเวลามีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะเรียกว่าเวลาของการจำลอง (ค่า "เวลาของการจำลอง" ไม่ใช่เวลาในโลกของความเป็นจริงแต่เป็นค่าที่กำหนดไว้ในโปรแกรมเพื่อให้โปรแกรมหยุดทำงานเมื่อตัวแปรเวลามีค่ามากกว่า "ค่าเวลาของการจำลอง" ที่กำหนดไว้) การจำลองแบบนี้เหตุการณ์ที่เกิดขึ้นจะเป็นตัวขับเคลื่อนการทำงานทั้งหมดของโปรแกรม สังเกตได้จากในขั้นตอนการทำงานทั้ง 3 ขั้นจะมีเหตุการณ์มาเกี่ยวข้องด้วยทั้งหมด

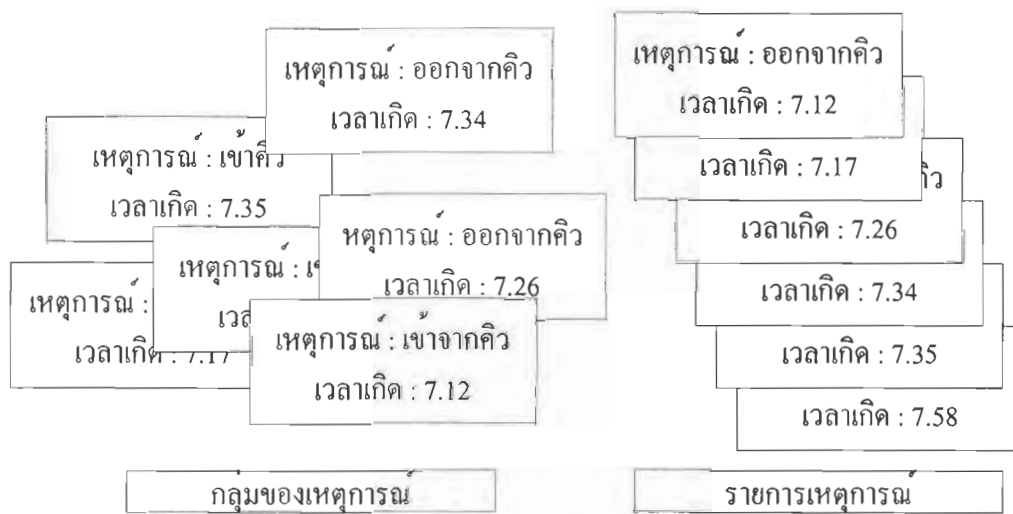


รูปที่ 3 ผังการทำงานของโปรแกรมจำลองแบบเหตุการณ์ไม่ต่อเนื่อง

การจัดการรายการเหตุการณ์

เหตุการณ์ที่ถูกเลือกไปทำงานในโปรแกรมจำลองนั้นจะเป็นเหตุการณ์ที่มีเวลาในการเกิดน้อยที่สุดโดยจะเลือกออกมาจากกลุ่มของเหตุการณ์ที่ถูกวางกำหนดการไว้ล่วงหน้า (เวลาของการเกิดเหตุการณ์มีค่ามากกว่าค่าตัวแปรเวลา) ในตอนแรกกลุ่มเหตุการณ์นี้อาจจะถูกกำหนดให้มีเหตุการณ์อยู่จำนวนหนึ่งแต่เมื่อโปรแกรมทำงานแล้วเหตุการณ์บางเหตุการณ์ที่ถูกเรียกไปทำงานจะทำให้มีการเพิ่มเหตุการณ์เข้ามาในกลุ่มเหตุการณ์นี้ กลุ่มเหตุการณ์ดังกล่าวนี้เมื่อนำมาจัดเรียงให้เป็นระเบียบแล้วจะเรียกว่ารายการเหตุการณ์ และสมาชิก (เหตุการณ์) ของ

รายการเหตุการณ์ก็จะถูกเรียกว่าใบแจ้งเหตุการณ์ ดังได้กล่าวมาแล้วว่าการจำลองแบบนี้ใช้เหตุการณ์เป็นตัวขับเคลื่อนการทำงานของโปรแกรมทั้งหมดดังนั้นการจัดการกับรายการเหตุการณ์จะมีผลกระทบต่อการทำงานของทั้งหมดของโปรแกรมเป็นอย่างมากเพราะเป็นงานที่ต้องทำเป็นประจำในโปรแกรมจำลอง (เช่น การเพิ่มเหตุการณ์เข้าไปในรายการ การเลือกเหตุการณ์ที่มีเวลาการเกิดน้อยที่สุดมาทำงาน ซึ่งจะต้องทำทุกรอบการทำงานของโปรแกรม) ในโปรแกรมจำลองนี้ได้เลือกใช้วิธีที่ง่ายและสะดวกที่สุดในการนำมาใช้จัดการรายการเหตุการณ์ คือวิธีการจัดการรายการเหตุการณ์แบบรายการเชิงเส้น ซึ่งจะใช้โครงสร้างข้อมูลแบบรายการเชื่อมโยง (Linked list) สำหรับจัดการกับรายการเหตุการณ์โดยจะเรียงลำดับใบแจ้งเหตุการณ์จากใบที่มีเวลาในการเกิดจากน้อยไปมาก



รูปที่ 4 กลุ่มของเหตุการณ์และรายการเหตุการณ์

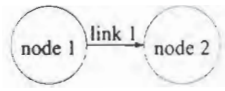
2 โปรแกรมจำลองโครงข่ายแถวคิว

เบื้องต้นเกี่ยวกับโปรแกรม

โปรแกรมจำลองโครงข่ายแถวคิวที่สร้างขึ้นในโครงการวิจัยย่อยนี้เป็นโปรแกรมที่สามารถจำลองโครงข่ายแถวที่มีการเชื่อมต่อในรูปแบบต่าง ๆ ได้ตามต้องการ โดยผู้ใช้ต้องเขียนคำสั่งเพื่อกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อ ด้วยการกำหนดคุณสมบัติของข่ายเชื่อมโยง และคุณสมบัติของโหนดต่าง ๆ ตัวอย่างข้างล่างเป็นการกำหนดข่ายเชื่อมโยง 1 ซึ่งทำการเชื่อมต่อโหนด 1 กับโหนด 2 และ กำหนดโหนดที่เป็นโหนดเครื่องให้บริการ (server node) มีอัตราการให้บริการ 56 bit/sec มีที่พักข้อมูล (buffer) ขนาด 144 bit เป็นโหนดเบอร์ 2 มีข่าย

เชื่อมต่อขาเข้า 1 ข่ายเชื่อมต่อ คือ ข่ายเชื่อมต่อเบอร์ 1 และขาเชื่อมต่อขาออก 2 ข่ายเชื่อมต่อ คือ ข่ายเชื่อมต่อเบอร์ 2 และ 3 เป็นต้น

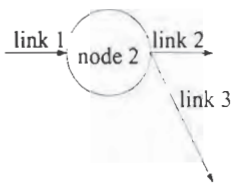
คำสั่งที่ใช้ในการกำหนดข่ายเชื่อมต่อ 1



[link 1]

1 2 0

คำสั่งที่ใช้ในการกำหนดตัวแปรที่ใช้ในการกำหนดโหนด 2



[node 2]

1 1 1 2 2 3 56 144

ด้วยการกำหนดการเชื่อมต่อดังกล่าวข้างต้นเมื่อกำหนดโหนดและข่ายเชื่อมต่อต่าง ๆ ครบตามที่เรต้องการแล้วเราก็สามารถสั่งโปรแกรมให้ทำงานได้เลย ซึ่งเราสามารถดูผลของค่าสถิติที่จำลองได้จากหน้าต่างของโปรแกรมหรือสามารถอ่านได้จากไฟล์ output.txt

ความสามารถของโปรแกรม

โปรแกรมที่ถูกพัฒนาขึ้นมาในโครงการวิจัยย่อยนี้มีลักษณะคล้ายกับโปรแกรมต้นแบบของโปรแกรมจำลองโครงข่ายแควคิวซึ่งสามารถนำไปเพิ่มเติมการทำงานเพื่อให้มีความสามารถในการทำงานตามที่ใช้ต้องการได้โดยง่าย ในการกำหนดการเชื่อมต่อของโครงข่ายแควคิวที่ต้องการจำลองด้วยโปรแกรมนี้สามารถกำหนดได้โดยการเขียนคำสั่ง (Script) ผ่านทางไฟล์ข้อความ (Text file) ดังจะได้แสดงไว้ในส่วนของการใช้งานต่อไป แม้

โปรแกรมต้นแบบนี้จะสามารถกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อของโครงข่ายแฉวคิวได้ตามที่ผู้ใช้ต้องการ แต่ก็ยังมีพารามิเตอร์บางอย่างของโครงข่ายซึ่งไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ ดังนี้

1. เป็นโครงข่ายแฉวคิวสำหรับส่งแพ็กเก็ตขนาดคงที่ (48 bit หรือ 6 byte)
2. แพ็กเก็ตจะเก็บข้อมูลไว้ 3 ชนิดคือ เลขประจำของจุดต่อต้นทาง (source ID), เลขประจำของจุดต่อปลายทาง (sink ID), ข้อมูลที่ส่ง (data) ข้อมูลที่ส่งจะกำหนดให้มีค่าเป็น 1 ทั้งหมด ดังแสดงในรูปที่ 1

Source ID	Sink ID	11111111	11111111	11111111	11111111
-----------	---------	----------	----------	----------	----------

รูปที่ 5 โครงสร้างข้อมูลของแพ็กเก็ตแต่ละบล็อกแสดงข้อมูล 1 ไบต์

3. โหนดต้นทางจะสร้างแพ็กเก็ตแต่ละแพ็กเก็ตขึ้น โดยเวลาระหว่างแต่ละแพ็กเก็ตที่ถูกสร้างขึ้นมานั้นมีการกระจายแบบเอกซ์โพเนนเชียล
4. โหนดต้นทางจะสร้างแพ็กเก็ตไปยังโหนดปลายทางที่กำหนดไว้ด้วยอัตราส่วนเท่าๆกัน เช่น กำหนดให้สร้างแพ็กเก็ตเพื่อส่งไปยังโหนด 3 และ โหนด 4 หมายความว่า ถ้ามีแพ็กเก็ตถูกสร้างขึ้นมาทั้งหมด 10 แพ็กเก็ต แพ็กเก็ตที่ถูกส่งไปยังโหนด 3 และ 4 จะมีปริมาณใกล้เคียงกันคือประมาณ 5 แพ็กเก็ต
5. เครื่องให้บริการ (server) ให้บริการด้วยอัตราคงที่
6. เครื่องให้บริการ (server) มีที่พักข้อมูลขนาดคงที่
7. ต้องกำหนดเส้นทางที่แน่นอนให้กับแพ็กเก็ต (fix routing) ในรูปแบบของตารางดังจะแสดงในส่วนของการใช้งานโปรแกรม

วัตถุต่าง ๆ ในโปรแกรม

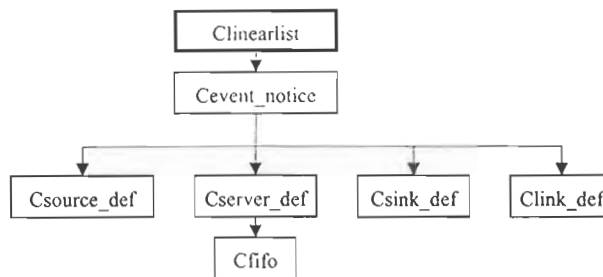
โปรแกรมจำลองที่ถูกสร้างขึ้นมานี้เป็นการเขียนโปรแกรมเชิงวัตถุ การทำงานหลักนั้นจะเป็นการสร้างวัตถุต่าง ๆ ขึ้นมาแล้วกำหนดคุณสมบัติของวัตถุนั้น ๆ เพื่อให้ทำงานตามที่เราต้องการ โดยวัตถุต่าง ๆ ที่เราจำเป็นต้องสนใจเพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของโปรแกรมจำลองมีดังนี้

¹ ในความเป็นจริงแล้วสามารถเปลี่ยนแปลงได้แต่ในที่นี้บอกว่าการเปลี่ยนแปลงไม่ได้ถ้าไม่ไปเพิ่มเคมหรือแก้ไขโปรแกรมการทำงานของวัตถุ (object) ต่าง ๆ ของโปรแกรม ซึ่งความตั้งใจจริงของโครงการวิจัยย่อยนี้ คือ สร้างโปรแกรมจำลองที่มีความสามารถในการกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อได้เองและสามารถนำไปพัฒนาส่วนการทำงานของวัตถุต่าง ๆ ที่มีเคมเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานกับสภาพหลายของผู้ใช้แต่ละคนเองได้

- โหนดต้นทาง (source node) เป็นวัตถุที่เป็นตัวแทนของโหนดต้นทาง ซึ่งจะมีการทำงานหลัก ๆ คือ สร้างและส่งแพ็กเก็ตไปยังข่ายเชื่อมโยงขาออกที่อยู่ติดกับตัวเอง โดยข่ายเชื่อมโยงขาออกของโหนดนี้จะมีได้เพียงข่ายเชื่อมโยงเดียว
- โหนดเครื่องให้บริการ (server node) เป็นวัตถุที่เป็นตัวแทนของโหนดเครื่องให้บริการ การทำงานหลักจะประกอบด้วยกัน 3 ส่วนคือ 1) รับแพ็กเก็ตมาจากข่ายเชื่อมโยงขาเข้า 2) จัดการกับแพ็กเก็ตที่เข้ามารับบริการ โดยอาจจะให้บริการหรือส่งแพ็กเก็ตไปยังที่พักข้อมูลขึ้นอยู่กับสถานะของเครื่องให้บริการ(ว่างอยู่หรือไม่?) 3) ส่งแพ็กเก็ตไปยังข่ายเชื่อมโยงขาออกโดยจะเลือกข่ายเชื่อมโยงขาออกที่เหมาะสมจากตารางเส้นทาง (routing table) ที่กำหนดไว้ให้ จะสังเกตว่าโหนดชนิดนี้จะมีข่ายเชื่อมโยงขาเข้าและขาออกได้หลายข่ายเชื่อมโยง และจะเป็นโหนดหลักที่ใช้ในการสร้างโครงข่าย
- โหนดปลายทาง (sink node) เป็นวัตถุที่เป็นตัวแทนของโหนดปลายทาง โหนดนี้มีหน้าที่ในการเก็บข้อมูลทางสถิติและทำลายแพ็กเก็ตที่มาถึงเท่านั้น (เพื่อประหยัดหน่วยความจำที่ใช้ในการเก็บแพ็กเก็ต) เห็นได้ว่าโหนดนี้จะเป็นโหนดที่เป็นปลายทางของแพ็กเก็ตทั้งหลายที่สร้างขึ้นตามชื่อโหนดว่า โหนดปลายทาง
- ข่ายเชื่อมโยง (link) เป็นวัตถุที่เป็นตัวแทนของข่ายเชื่อมโยง มีหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างโหนดแต่ละโหนด แพ็กเก็ตที่ส่งผ่านข่ายเชื่อมโยงจะถูกประวิงเวลาตามคุณสมบัติของข่ายเชื่อมโยงแต่ละข่ายเชื่อมโยง
- ที่พักข้อมูล (buffer) เป็นวัตถุที่เป็นตัวแทนของที่พักข้อมูล วัตถุนี้จะถูกใช้เป็นส่วนหนึ่งของโหนดเครื่องให้บริการ หน้าที่ของวัตถุนี้คือมีไว้พักข้อมูลก่อนที่จะถูกนำไปให้บริการ และจะทำการบล็อกแพ็กเก็ตที่ถูกนำมาพักหากว่าขนาดของที่พักข้อมูลเต็มแล้ว
- ตัวจัดการรายการเหตุการณ์แบบรายการเชิงเส้น (linear list) เป็นวัตถุที่เป็นตัวแทนของตัวจัดการรายการเหตุการณ์ ในที่นี้เลือกใช้ รายการเชิงเส้นในการจัดการรายการเหตุการณ์ วัตถุนี้จะถูกเรียกใช้เพื่อเพิ่มหรือลบใบแจ้งเหตุการณ์ในรายการเหตุการณ์ (enqueue/dequeue) สำหรับวางกำหนดการให้กับเหตุการณ์ที่จะเกิดขึ้นในอนาคตหรือเลือกเหตุการณ์ที่กำลังจะเกิดขึ้นออกมาทำงาน
- ใบแจ้งเหตุการณ์ (event notice) เป็นวัตถุที่สร้างขึ้นมาเพื่อเก็บรายละเอียดของเหตุการณ์ที่จะเกิดขึ้นในอนาคตเช่น เวลาที่จะเกิด ชนิดของเหตุการณ์ที่จะเกิด และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง สำหรับเรียกวัตถุที่เกี่ยวข้องกับเหตุการณ์นั้น ๆ มาทำงานได้ เช่น เรียกให้โหนดต้นทางส่งแพ็กเก็ตเป็นต้น

วัตถุต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมาแล้วมีความสัมพันธ์กันในแง่ของการเรียกใช้งานหรือเป็นสมาชิกของวัตถุอื่น ดังแสดงในรูปที่ 6 วัตถุ “ตัวจัดการรายการเหตุการณ์แบบรายการเชิงเส้น” ไม่ได้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับ วัตถุ “โหนด” หรือ “ข่ายเชื่อมโยง” แต่จะมีความสัมพันธ์กับวัตถุ “ใบแจ้งเหตุการณ์” โดยจะเป็นวัตถุที่ใช้กับและ

จัดการกับวัตถุ “ใบแจ้งเหตุการณ์” ในแต่ละใบแจ้งเหตุการณ์ก็จะมีความสัมพันธ์กับ “โหนดต้นทาง” “โหนดเครื่องให้บริการ” “โหนดปลายทาง” หรือ “โหนดข่ายเชื่อมโยง” วัตถุใดวัตถุหนึ่งที่กล่าวมาจะถูกเรียกขึ้นมาทำงานเพื่อตอบสนองกับชนิดของเหตุการณ์ที่เกิดขึ้น สำหรับโหนดเครื่องให้บริการจะมีวัตถุ “ที่ปักข้อมูล” เป็นสมาชิกซึ่งใช้ในการปักข้อมูลในกรณีที่เครื่องให้บริการกำลังทำงานอยู่รายละเอียดของโปรแกรมสามารถดูได้จากข้อมูลอิเล็กทรอนิกส์ที่แนบมากับเอกสารฉบับนี้



รูปที่ 6 ความสัมพันธ์ระหว่างวัตถุต่าง ๆ ใน โปรแกรม

ข้อมูลทางสถิติ

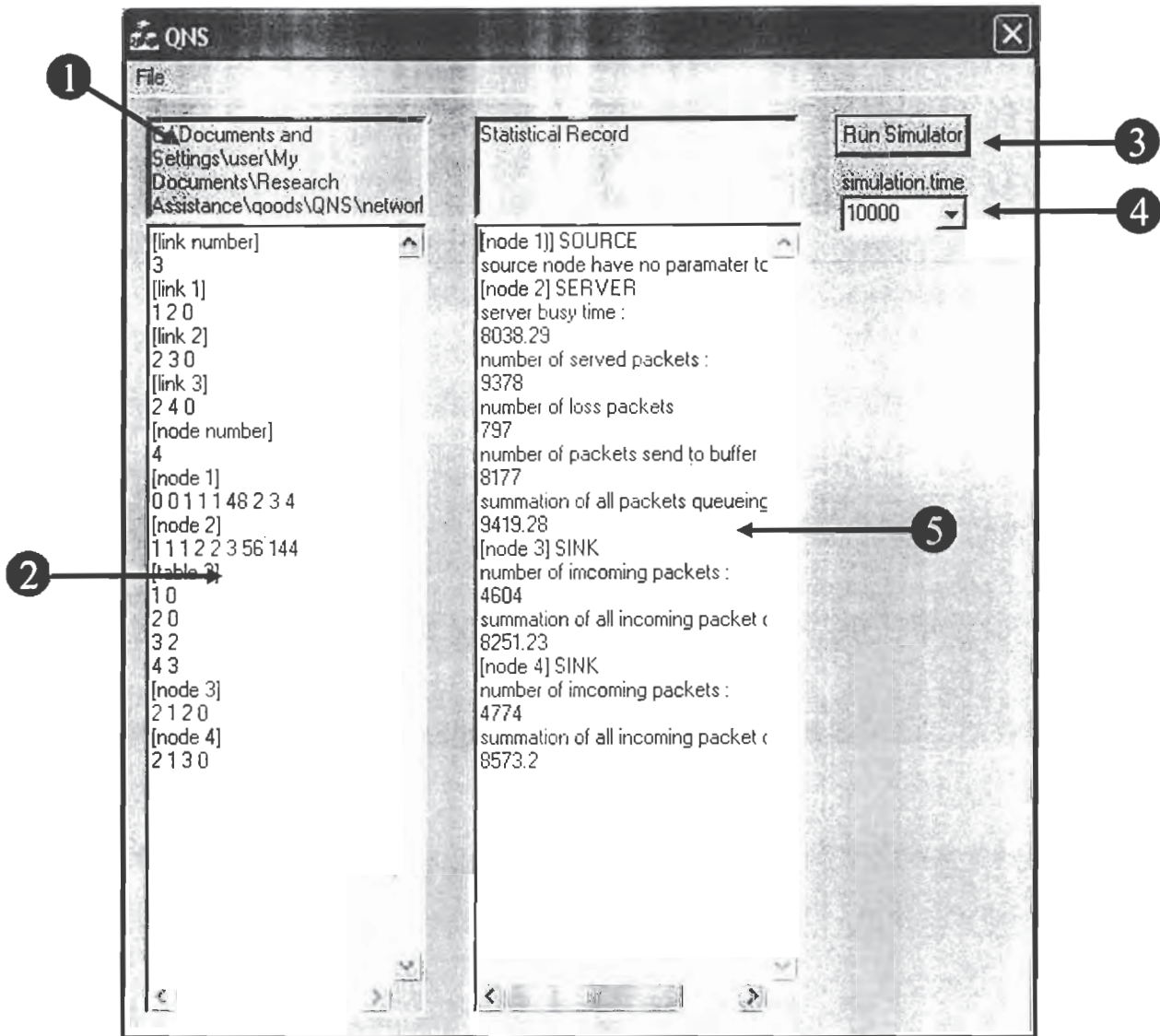
ข้อมูลทางสถิติเป็นส่วนสำคัญที่สุดสำหรับการจำลอง เนื่องจากการที่เราเขียน โปรแกรมจำลองขึ้นมา นั้น วัตถุประสงค์หลักก็เพื่อที่จะเก็บผลข้อมูลทางสถิตินั่นเอง ใน โครงงานวิจัยย่อยนี้จะนำเสนอจะแบ่งข้อมูลทางสถิติ ที่สามารถนำมาแสดงผลได้เป็นสองส่วนคือ ข้อมูลทางสถิติที่แสดงผลได้จากตัวแปรสถิติใน โปรแกรม กับส่วนที่ ต้องนำผลจากตัวแปรสถิติใน โปรแกรมมาคำนวณเพิ่มเติม ในการสร้างตัวแปลสถิติใน โปรแกรมนั้นก็จะเป็น ตัวแปลสมาชิกของวัตถุต่าง ๆ ใน โปรแกรม ในส่วนต่อไปนี้จะแสดงตัวแปรสถิติที่สามารถเก็บค่าได้จากตัวแปร สถิติใน โปรแกรมโดยแบ่งแสดงตามวัตถุที่มีตัวแปรสถิติเหล่านั้นเป็นสมาชิกอยู่ดังนี้

1. โหนดเครื่องให้บริการ
 - จำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับการให้บริการ
 - เวลาที่เครื่องให้บริการทำงาน
2. ที่ปักข้อมูล
 - จำนวนแพ็กเก็ตที่สูญเสียเนื่องจากถูกบล็อก
 - จำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่ผ่านเข้ามาในที่ปักข้อมูล(รวมถึงแพ็กเก็ตที่สูญเสียด้วย)
 - เวลารวมที่แพ็กเก็ตต้องคอยในที่ปักข้อมูล(เวลาที่แพ็กเก็ต1 ต้องคอย+เวลาที่แพ็กเก็ต 2 ต้องคอย+...)
3. โหนดปลายทาง

- จำนวนแพ็กเก็ตที่มาถึง
- เวลารวมที่แพ็กเก็ตอยู่ในระบบ(เวลาที่แพ็กเก็ต 1 อยู่ในระบบ+เวลาที่แพ็กเก็ต 2 อยู่ในระบบ+...)
จะสังเกตเห็นว่าตัวแปรสถิติที่ได้แสดงให้ดูข้างต้นนั้นบางค่าอาจจะไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้
ดังนั้นเราจะต้องนำมาคำนวณเพื่อให้ได้ค่าสถิติที่เราต้องการ โดยเราสามารถคำนวณค่าสถิติที่น่าสนใจต่าง ๆ เพิ่ม
ได้ดังตัวอย่างต่อไปนี้
- เวลาเฉลี่ยที่แพ็กเก็ตต้องคอยในที่พักข้อมูล (คิดเฉพาะที่พักข้อมูลแต่ละอัน) หาได้จาก $\frac{\text{เวลารวมที่แพ็กเก็ตต้องคอยในที่พักข้อมูล}}{(\text{จำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่ผ่านเข้ามาในที่พักข้อมูล} - \text{จำนวนแพ็กเก็ตที่สูญเสียเนื่องจากถูกบดอัด})}$
- เวลาเฉลี่ยที่แพ็กเก็ตอยู่ในระบบ หาได้จาก (ผลรวมของ เวลารวมที่แพ็กเก็ตอยู่ในระบบ (จากแต่ละโหนดปลายทาง)) / (ผลรวมของ จำนวนแพ็กเก็ตที่มาถึง (จากแต่ละโหนดปลายทาง))
- อัตราการให้บริการ (คิดเฉพาะที่โหนดเครื่องให้บริการแต่ละโหนด) หาได้จาก (เวลาที่เครื่องให้บริการทำงาน) / (เวลาที่ทำการจำลอง)

การใช้งานโปรแกรม

หน้าต่างหลักของโปรแกรมแบ่งเป็นส่วน ๆ ได้ดังรูปที่ 6 การใช้งาน โปรแกรมนี้จะมีลักษณะพื้นฐานเหมือนกับโปรแกรมแก้ไขไฟล์ข้อความทั่ว ๆ ไป ต่างที่ไฟล์ข้อความที่เราสนใจต้องมีรูปแบบการเขียนตามที่กำหนดไว้ หลังจากเราเขียนไฟล์ข้อความที่อธิบายโครงข่ายที่เราต้องการจะจำลองเสร็จเรียบร้อยแล้ว (หรืออาจจะเปิดไฟล์ที่เขียนเอาไว้ก่อนหน้าแล้วขึ้นมาก็ได้) โดยข้อมูลของไฟล์ข้อความดังกล่าวจะอยู่ใน ช่องแก้ไขไฟล์ อินพุต(2) เพียงเท่านี้ก็สามารถสั่งให้โปรแกรมทำการจำลองได้เลย ผลที่ได้จะแสดงออกมาที่ช่องข้อความอีกช่องหนึ่ง โดยผลที่ได้คือข้อมูลทางสถิติที่ได้รับจากโหนดต่าง ๆ ในโปรแกรมดังแสดงไว้ในรูปที่ 6



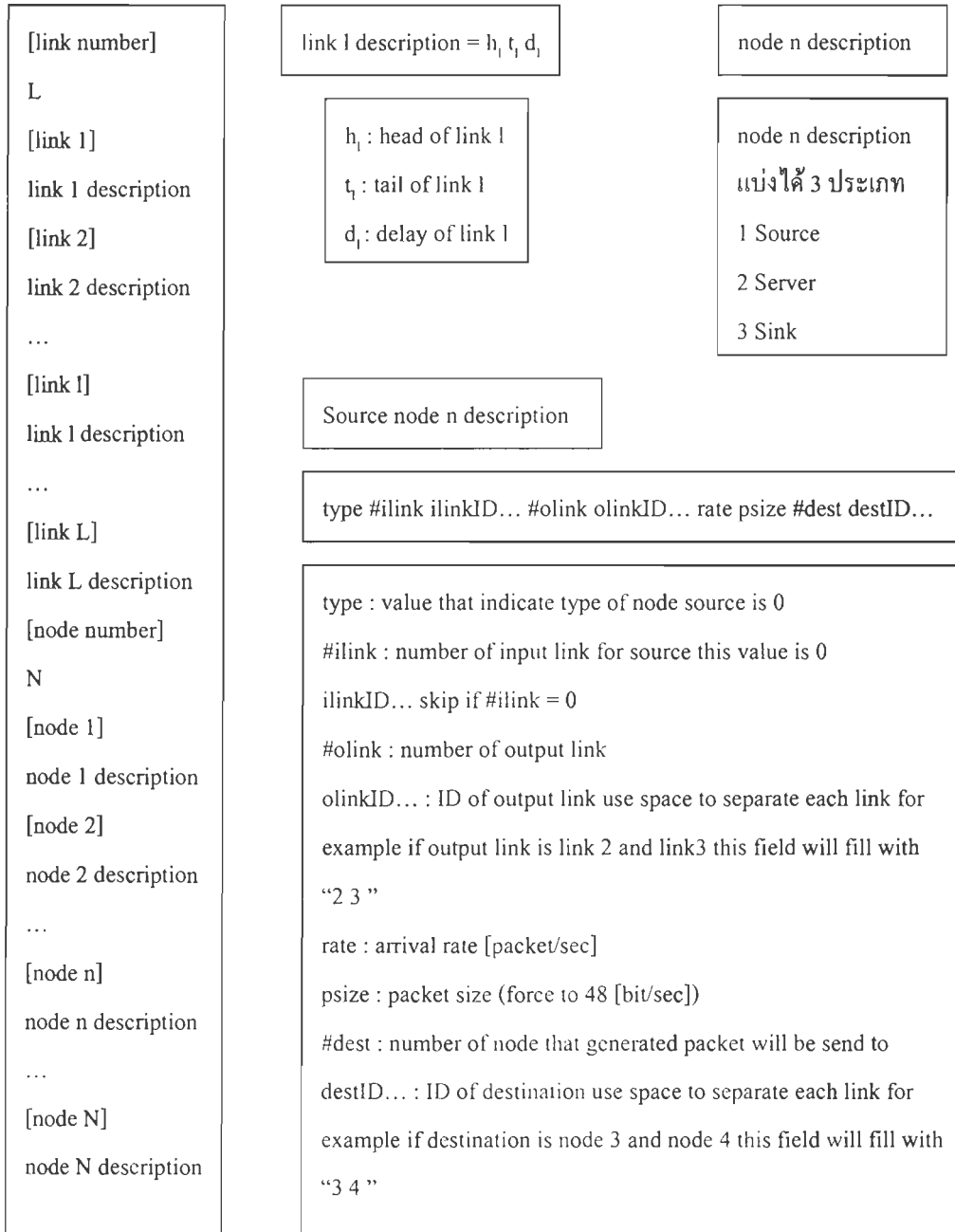
รูปที่ 6 หน้าต่างโปรแกรมจำลองโครงข่ายแถวคิว

ส่วนต่าง ๆ ของโปรแกรมที่แสดงไว้ในรูปที่ 6 มีหน้าที่ดังนี้

1. ชื่อไฟล์อินพุต เป็นข้อความแสดงชื่อไฟล์อินพุตที่กำลังทำการแก้ไขอยู่
2. ช่องแก้ไขไฟล์อินพุต เป็นหน้าต่างย่อยในโปรแกรมใช้สำหรับแก้ไขไฟล์อินพุต

3. ปุ่มคำสั่งให้โปรแกรมทำงาน ปุ่มกดสำหรับสั่งให้โปรแกรมทำการจำลองการทำงานของโครงข่ายที่อ่านมาจากไฟล์อินพุท
4. ช่องกำหนดค่าเวลาของการจำลอง ใช้กำหนดค่าเวลาของการจำลอง
5. ช่องแสดงค่าสถิติ หน้าต่างย่อยแสดงค่าสถิติที่ได้จากการจำลอง

โครงสร้างของไฟล์อินพุท



Server node n description

type #ilink ilinkID... #olink olinkID... rate bsize

[table n]

1 linkID

2 linkID

...

N linkID

type : value that indicate type of node source is 0

#ilink : number of input link

ilinkID... : ID of input link use space to separate each link for example if input link is link 1 and link 2 this field will fill with "1 2 "

#olink : number of output link

olinkID... : ID of output link use space to separate each link for example of output link is link 2 and link3 this field will fill with "2 3 "

rate : service rate [bit/sec]

bsize : buffer size [bit]

linkID : link ID associate to destination (routing table of node n) which is start from 1 to N for every table set as 0 for Source and Server node

Sink node n description

type #ilink ilinkID... #olink olinkID...

type : value that indicate type of node sink is 2

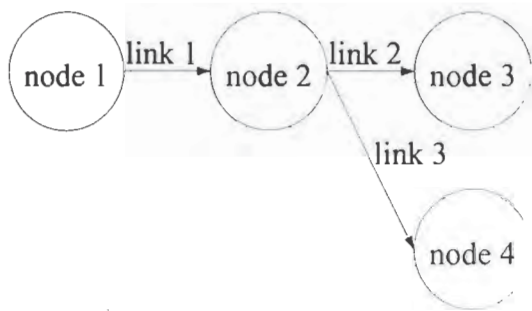
#ilink : number of input link

ilinkID... : ID of input link use space to separate each link for example if input link is link 1 and link 2 this field will fill with "1 2 "

#olink : number of output link usually 0 for sink node

olinkID... : skip if #olink = 0

ตัวอย่างการใช้โปรแกรม



รูปที่ 7 โครงข่ายตัวอย่าง 1

ในการจำลองโครงข่ายแฉกดังรูปที่ 7 ต้องสร้างไฟล์อินพุตดังนี้

```

[link number]
3
[link 1]
1 2 0
[link 2]
2 3 0
[link 3]
2 4 0
[node number]
4
[node 1]
0 0 1 1 1 48 2 3 4
[node 2]
1 1 1 2 2 3 56 144
[table 2]
1 0
2 0
3 2
4 3
[node 3]
2 1 2 0
[node 4]
2 1 3 0
  
```

สรุป

โครงการวิจัยย่อยนี้ได้สร้างโปรแกรมจำลองโครงข่ายแฉกที่มีความสามารถในการกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อโครงข่ายตามที่ใช้ต้องการได้ โดยผู้ใช้ต้องเขียนคำสั่งในการกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อโครงข่ายเพื่อเป็นอินพุตให้กับโปรแกรม โปรแกรมจะทำการจำลองโครงข่ายดังกล่าวและให้ผลออกมาเป็น ข้อมูลทางสถิติที่เก็บได้จากเหตุการณ์ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในโปรแกรมจำลอง อีกทั้งตัวชุดคำสั่ง (Source code) ของโปรแกรมยังมีความยืดหยุ่นมากพอที่จะให้ผู้ใช้ที่สนใจ เพิ่มเติมหรือแก้ไขการทำงานของวัตถุต่าง ๆ ในโปรแกรมได้ เพื่อเพิ่มความสามารถและขอบเขตการใช้งานของโปรแกรมให้ขยายเพิ่มขึ้นตามความต้องการของผู้ใช้แต่ละคน

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ประจำปีงบประมาณ 2546
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 13 เรื่อง
การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ด้วยนิวโรลเน็ตเวิร์ก

ผู้รับผิดชอบโครงการ

รศ.ดร.วาทีต เบญจพลกุล

ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

ออกแบบวิธีการประมาณค่าพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยนำนิวโรลเน็ตเวิร์กมาประยุกต์ใช้ โดยอาศัยข้อมูลค่าความแรงของสัญญาณ และ เวลาประวิงในการเดินทางของสัญญาณ

รายงานสรุปผลความก้าวหน้าของโครงการที่ได้ดำเนินการ

รายงานความก้าวหน้าเดือน	มิถุนายน	พ.ศ.	2	5	4	5
งานที่ทำในเดือนนี้						

ค้นคว้าเอกสารทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับเทคนิคการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่มีผู้เสนอไว้แล้ว เพื่อที่จะได้ทราบปัญหา และ อุปสรรคของวิธีการต่าง ๆ ที่มีอยู่เดิม จากแหล่งต่าง ๆ ดังนี้

4. บทความทางวิชาการจาก IEEE
5. วิทยานิพนธ์ที่มีผู้นำเสนอไว้
6. หนังสือ และ ตำรา ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับเรื่องเทคนิคการประมาณค่าตำแหน่ง

รายงานความก้าวหน้าเดือน	กรกฎาคม	พ.ศ.	2	5	4	5
งานที่ทำในเดือนนี้						

5. ค้นคว้าเอกสารทางวิชาการเพิ่มเติม : ข้อดี-ข้อเสีย, ข้อจำกัด ของระบบการประมาณค่าตำแหน่งจากบทความวิชาการ IEEE

6. สรุปประเด็นปัญหา และ อุปสรรคของวิธีการต่าง ๆ ที่มีอยู่เดิม อันได้แก่
 - วิธีการใช้ค่าความแรงของสัญญาณ (SS method)
 - วิธีการใช้ค่ามุมการมาถึงของสัญญาณ (AOA method)

- วิธีการใช้ค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณ (TOA/TDOA method)
- 7. เริ่มต้นศึกษานิวรอลเน็ตเวิร์ก : ศึกษาโครงสร้างของ Neural Network
: ศึกษา Multilayer-Perceptron
- 8. ศึกษาวิธีการเขียนโปรแกรมจำลองระบบจากโปรแกรม MATLAB

รายงานความก้าวหน้าเดือน สิงหาคม พ.ศ. 2 5 4 5
งานที่ทำในเดือนนี้

4. เขียนโปรแกรมจำลองระบบในส่วนของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ได้แก่
 - เขียนโปรแกรมจำลองข้อมูลเพื่อทำการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์ก
: จำลองข้อมูลความแรงของสัญญาณตามแบบจำลองที่ออกแบบไว้
: จำลองข้อมูลเวลาการมาถึงของสัญญาณตามแบบจำลองที่ออกแบบไว้
5. ออกแบบระบบจำลอง และ โครงสร้างของนิวรอลเน็ตเวิร์ก
6. เขียนโปรแกรมจำลองนิวรอลเน็ตเวิร์กด้วยโปรแกรม MATLAB Toolbox ตามแบบจำลองที่ออกแบบไว้
7. ศึกษาฟังก์ชันการทำงาน, การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กเพิ่มเติม
8. ทำการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กด้วยข้อมูลที่จำลองขึ้นมา
9. ทำการเขียน โปรแกรมจำลองข้อมูลอีกชุดเพื่อทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบขึ้น
10. ทำการทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์ก เพื่อให้ได้ค่าความถูกต้องที่น่าพอใจ

รายงานความก้าวหน้าเดือน กันยายน พ.ศ. 2545

งานที่ทำในเดือนนี้

4. เขียนโปรแกรมจำลองระบบในส่วนของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ และ ส่วนของนิวรอลเน็ตเวิร์ก ต่อจากเดือนที่แล้ว ได้แก่
 - การขยายพื้นที่ของการบริการในระบบออกไป เพื่อรองรับพื้นที่ครอบคลุมต่อ 1 สถานีฐานมากขึ้น
 - ทำการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กด้วยวิธีการฝึกแบบต่าง ๆ และ เปรียบเทียบผลของแต่ละวิธี
 - ทำการปรับปรุงนิวรอลเน็ตเวิร์กให้มีความถูกต้องในการประมาณค่าสูงขึ้น
5. ศึกษาวิธีการจำลองข้อมูลในส่วนของโทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มเติมให้มีความเหมือนจริงมากขึ้น
 - การจำลองค่าความแรงของสัญญาณ
 - การจำลองค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณ

รายงานความก้าวหน้าเดือน ตุลาคม พ.ศ. 2 5 4 5
งานที่ทำในเดือนนี้

3. เขียนโปรแกรมจำลองระบบเพิ่มเติม โดยพิจารณาการขยายพื้นที่ครอบคลุม 7 เซลล์ รวมทั้งพิจารณาและวิเคราะห์ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีต่อการทำงานของอัลกอริทึมที่เสนอ
4. ขยายการจำลองระบบโดยให้มีพื้นที่ครอบคลุมเป็น 1.2 km. สำหรับแต่ละสถานีฐาน เพื่อเหมาะสมต่อการเปรียบเทียบผลกับระบบที่มีการพิจารณา และ เสนอการใช้อัลกอริทึมอื่นในการคำนวณ
5. ศึกษาข้อมูลเพิ่มเติมได้แก่
 - Bell Labs Technical Journal Vol.1, No.2 Autumn 1996 เรื่อง Wireless Enhanced 9-1-1 Service-Making It a Reality
 - Mobile Communication Systems : Mobile Station Positioning.

รายงานความก้าวหน้าเดือน พฤศจิกายน พ.ศ. 2 5 4 5
งานที่ทำในเดือนนี้

5. เขียนโปรแกรมจำลองระบบ (ต่อ) และเก็บผลที่ได้จากการทดสอบเพื่อทำการวิเคราะห์
 - ส่วนของการออกแบบจำลองนิวโรลเน็ตเวิร์ก : จำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นที่เหมาะสม
 - พารามิเตอร์/ปัจจัย ต่าง ๆ ที่มีผลต่อการกำหนดจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้น
6. ศึกษาระบบ E-911 ทั้งในระยะที่ 1 และ ระยะที่ 2 เพื่อนำมาเป็นข้อมูลในการเขียนรายงานฉบับสมบูรณ์
7. เริ่มทำการเขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

รายงานความก้าวหน้าเดือน ธันวาคม พ.ศ. 2 5 4 5
งานที่ทำในเดือนนี้

4. เขียนโปรแกรมจำลองระบบต่อจากเดือนที่แล้ว
 - ทำการฝึกนิวโรลเน็ตเวิร์กสำหรับระบบหลายสถานีฐาน และระยะการครอบคลุมที่กว้างขึ้น
 - วิเคราะห์ผลของจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นที่มีต่อการลู่เข้าของการประมาณค่า
5. ทำการเขียนรายงานฉบับสมบูรณ์ (ต่อ) ในส่วนของ
 - บทนำและเนื้อหาทั่วไป
 - สถานภาพ และ ความเป็นมาของระบบ E-911 ที่ให้บริการอยู่

- ข้อกำหนดของ FCC ที่มีต่อการบริการ E-911 ทั้งในระยะที่ 1 และ ระยะที่ 2

รายงานความก้าวหน้าเดือน มกราคม พ.ศ. 2 5 4 6
งานที่ทำในเดือนนี้

1. เขียนโปรแกรมจำลองระบบ (ต่อ)

- ทำการฝึก และ วิเคราะห์ผลของนิวโรลเนตเวิร์ก ในระบบที่ออกแบบ 7 สถานีฐานครอบคลุมพื้นที่ต่อ 1 สถานีเป็นระยะ 1 km.
- วิเคราะห์ผลของการเพิ่มพื้นที่การให้บริการกับจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้น

2. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์ (ต่อ) ในส่วนของ

- ระบบ E-911 (ต่อ)
- วิธีการวัดค่าคุณลักษณะของสัญญาณ ได้แก่
 - : TOA/TDOA method
 - : AOA method
 - : SS method

รายงานความก้าวหน้าเดือน กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2 5 4 6
งานที่ทำในเดือนนี้

5. เก็บผลการทดลองที่เหลือ ได้แก่

- ผลของระบบที่ออกแบบหลายสถานีฐาน ซึ่งครอบคลุมพื้นที่ 1.2 km.
 - : ทำการฝึกนิวโรลเนตเวิร์กให้มีความถูกต้องในการประมาณค่าดีกว่าที่ FCC กำหนดไว้
 - : เขียนกราฟที่ได้จากผลการทดลอง

6. วิเคราะห์ผลที่ได้มาจาก

- ระบบที่ประกอบไปด้วย 3 สถานีฐาน ซึ่งแต่ละสถานีห่างกัน 250 m., 500m., 1.2 km.
- ระบบที่ประกอบไปด้วย 7 สถานีฐาน ซึ่งแต่ละสถานีห่างกัน 500m., 1.2 km.

7. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์ (ต่อ)

รายงานความก้าวหน้าเดือน
งานที่ทำในเดือนนี้

มีนาคม

พ.ศ.

2

5

4

6

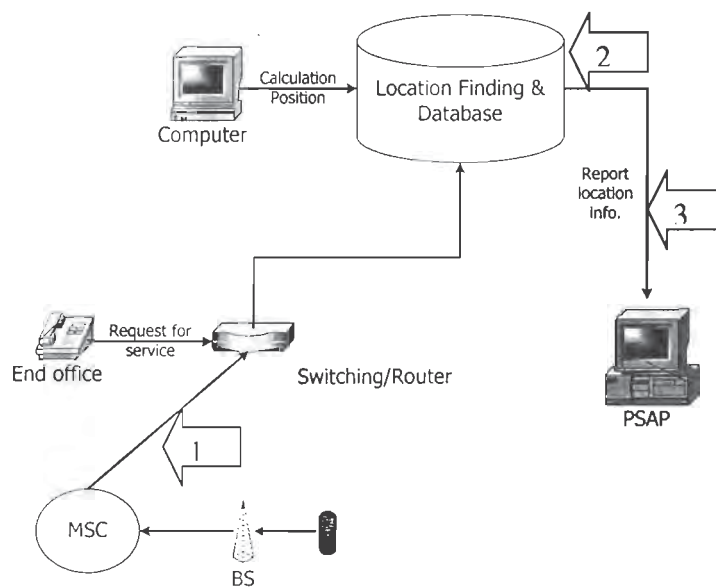
- วิเคราะห์ผลการทดสอบที่เหลือ (ต่อ)
- เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์ (ต่อ)
- ตรวจแก้รายงานฉบับสมบูรณ์
- ทำการสอบวิทยานิพนธ์เรื่อง การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์ก ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์หรือความสัมฤทธิ์ผลของโครงการที่ดำเนินงานมา

เนื้อหา

ความเป็นมา

ลักษณะของบริการ E-911

บริการ E-911 ซึ่งอาศัยหลักการประมาณค่าตำแหน่งนั้นมีลักษณะดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของบริการระบบ E-911

จากรูปที่ 1 บริการของระบบ E-911 จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนให้บริการรองรับกับระบบข่ายสาย (Wireline) และ ส่วนสำหรับรองรับระบบสื่อสารเคลื่อนที่ (Wireless) โดยในส่วนของระบบข่ายสายนั้นเมื่อ

ผู้ใช้บริการร้องขอการใช้บริการนี้ (โดยมากจะเป็นกรณีฉุกเฉิน) การเรียกจะถูกส่งผ่านไปยังระบบฐานข้อมูลโดยผ่าน Switching หรือ Router จากนั้นระบบฐานข้อมูลจะทำการหาข้อมูลซึ่งจะเป็นหมายเลขโทรศัพท์, ชื่อผู้ใช้ และที่อยู่ ส่งผ่านไปยัง PSAP (Public Safety Answering Point) ซึ่งอาจเป็นศูนย์บรรเทาสาธารณภัยประจำท้องถิ่นหรือ สถานีตำรวจ จากนั้น PSAP จะทำการให้ความช่วยเหลือต่อไป ส่วนในระบบสื่อสารเคลื่อนที่นั้นเมื่อสถานีเคลื่อนที่ทำการร้องขอการใช้บริการ การเรียกจะถูกต่อจากสถานีฐานที่สถานีเคลื่อนที่นั้นลงทะเบียนอยู่ไปยัง MSC (Mobile Switching Center) เพื่อทำการเชื่อมต่อแบบไร้ตะเข็บ (Seamless connection) กับระบบข่ายสาย จากนั้นระบบฐานข้อมูลจะทำการคำนวณ และ ประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ รวมทั้งการค้นหาข้อมูลที่เป็นจำเป็น เช่น PIN (Personal Identification Number) ของสถานีเคลื่อนที่แต่ละตัวพร้อมหมายเลขติดต่อกลับ และส่งข้อมูลเหล่านี้ไปยัง PSAP เพื่อให้ความช่วยเหลือต่อไป

งานวิจัยสำหรับระบบนี้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันได้แก่

1. ส่วนการเชื่อมต่อระหว่าง MSC กับ Wireline Network (ลูกศรหมายเลข 1)
2. ส่วนการคำนวณเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของเป้าหมาย (ลูกศรหมายเลข 2)
3. ส่วนการส่งข้อมูลไปยัง PSAP (ลูกศรหมายเลข 3)

ในโครงการวิจัยนี้เป็นงานในส่วนการคำนวณเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่จากข้อมูลที่ได้มา (ส่วนที่ 2)

ข้อกำหนดของหน่วยงาน FCC

- ระบบสื่อสารไร้สายจะต้องมีการทำงานที่สามารถทำการประสานงานกับระบบข่ายสายได้อย่างไม่มีปัญหา ในเรื่องของการจัดเส้นทางในการส่งข้อมูลจากสถานีฐานไปยัง PSAP ได้อย่างลงตัว และ ต้องสามารถในการส่งข้อมูลที่เพียงพอที่ PSAP ทำการติดต่อกลับไปยังผู้เรียกใช้บริการนี้ได้ ซึ่ง FCC ได้กำหนดระยะเวลาจากวันที่เริ่มใช้ข้อกำหนดนี้ไปเป็นเวลา 1 8 เดือน และ เรียกเป็นข้อกำหนดระยะที่ 1
- ความถูกต้องของการประมาณค่าพิกัดตำแหน่งของผู้เรียกใช้บริการต้องมีค่าอยู่ในระยะ 125 เมตร ใน 67 % ของจำนวนครั้งของการประมาณค่าในระยะเวลา 5 ปีแรกของการเริ่มใช้ข้อกำหนด และค่าความถูกต้องนี้จะต้องมีรายละเอียดเพียงพอที่จะทำให้ PSAPs สามารถระบุพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ อย่างเจาะจงมากกว่าการระบุเป็นตำแหน่งของถนน หรือ สถานีที่กว้าง ๆ
- บริการ E-911 สำหรับระบบสื่อสารไร้สายจะต้องครอบคลุมถึงสถานีเคลื่อนที่ที่ได้ถูกยกเลิกการใช้บริการไปแล้ว เช่น กรณีของการแจ้งการสูญหาย หรือ ถูกจารกรรม เป็นต้น

- บริการ E-911 สำหรับระบบสื่อสารไร้สายจะต้องรองรับระบบการทำงานที่หลากหลาย เช่น ระบบเซลลูลาร์, broadband PCS, GSM, CDMA เป็นต้น แต่จะไม่รวมถึงระบบ mobile satellite เช่น Iridium
- ข้อกำหนดของ FCC ทั้งในระยะที่ 1 และ ระยะที่ 2 จะเริ่มใช้งานในวันที่ 1 ตุลาคม ค.ศ. 1996
- FCC ได้ออกข้อกำหนดในระยะยาวโดยได้คาดหมายจากความสำเร็จของระยะที่ 1 และ ระยะที่ 2 ไว้ดังนี้
 - กำหนดขอบเขตของค่าความถูกต้องให้อยู่ในระยะ 40 ฟุต ใน 90 % ของจำนวนครั้งของการประมาณค่า
 - สามารถรายงานผลของค่าพารามิเตอร์ความสูง (a l t i t u d e) เพิ่มเติมได้

การวัดสัญญาณในระบบการประมาณค่าตำแหน่ง

การวัดสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ทำได้ 2 วิธี ได้แก่ การวัดที่กระทำโดยโครงข่าย และ การวัดกระทำที่สถานีเคลื่อนที่

1. การวัดสัญญาณกระทำโดยสถานีเคลื่อนที่ (Terminal-Centric Approach)

ระบบที่ใช้การวัดโดยกระทำที่สถานีเคลื่อนที่ที่แพร่หลายที่สุดได้แก่ ระบบ GPS (Global Positioning System) ซึ่งมีใช้งานอยู่ที่ประเทศสหรัฐอเมริกา ระบบนี้อาศัยดาวเทียม 24 ดวง (24 GPS Satellites) มีความสามารถในการรายงานตำแหน่งพิกัดและความเร็วของวัตถุในลักษณะของ 3 มิติ และสามารถรายงานข้อมูลได้อย่างต่อเนื่องและครอบคลุมทั่วโลก การทำงานของระบบ GPS ใช้ความถี่ 2 ช่วงความถี่ ได้แก่ 1.2 และ 1.5 GHz ประสานกับระบบ CDMA โดยข้อมูลของสัญญาณ (ranging code) จะบอกถึงเวลาในการเดินทางของคลื่นจากสถานีเคลื่อนที่ถึงดาวเทียม ค่าตำแหน่ง 3 มิติ (x,y,z : latitude, longitude, and altitude) จะถูกคำนวณและรายงานผลได้อย่างถูกต้องโดยใช้ดาวเทียม 4 ดวงในการทำงานโดยมีการรับประกันค่าความถูกต้องอยู่ในระยะ 100 เมตร (โดยทั่วไปค่าความถูกต้องจะอยู่ที่ 20-30 เมตร) ในช่วง 10 ปีที่ผ่านมาทางรัฐบาลของสหรัฐอเมริกาได้มีการปรับปรุงระบบ G P S นี้ให้สามารถรับประกันค่าความถูกต้องนี้ให้มีค่าลดลงได้ถึง 7.5 เมตร

ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ที่จะเชื่อมต่อกับระบบ E-911 เข้ากับระบบ GPS นี้จะต้องถูกดัดแปลงให้มี เครื่องรับ GPS (GPS receiver) อยู่ในสถานีเคลื่อนที่ และด้วยเหตุนี้จึงทำให้มีข้อเสียเกิดขึ้นดังนี้

- ระบบไม่สามารถให้บริการกับสถานีเคลื่อนที่ที่ไม่ได้รับการปรับปรุงเปลี่ยนแปลง
- ระบบไม่สามารถให้บริการได้เมื่อสถานีเคลื่อนที่อยู่ในอาคารสิ่งก่อสร้าง หรือ บริเวณที่มีการถูบัง

2. การวัดสัญญาณกระทำโดยโครงข่าย (Network-Centric Approach)

การใช้โครงข่ายทำการวัดสัญญาณ และ คำนวณพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่มีข้อได้เปรียบคือ ไม่ต้องการการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงที่สถานีเคลื่อนที่ ดังนั้นระบบจึงสามารถให้บริการกับสถานีเคลื่อนที่ทุกระบบที่ต้องการใช้บริการ E-911 ได้

การวัดค่าคุณลักษณะของสัญญาณ (Signal Characteristic Measurement)

การใช้โครงข่ายทำการวัดสัญญาณและคำนวณพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่มีข้อได้เปรียบคือ ไม่ต้องการการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงที่สถานีเคลื่อนที่ ดังนั้นระบบจึงสามารถให้บริการกับสถานีเคลื่อนที่ทุกระบบที่ต้องการใช้บริการ E-911 ได้ การวัดสัญญาณที่กระทำโดยโครงข่ายแบ่งได้เป็น 4 วิธี ดังนี้

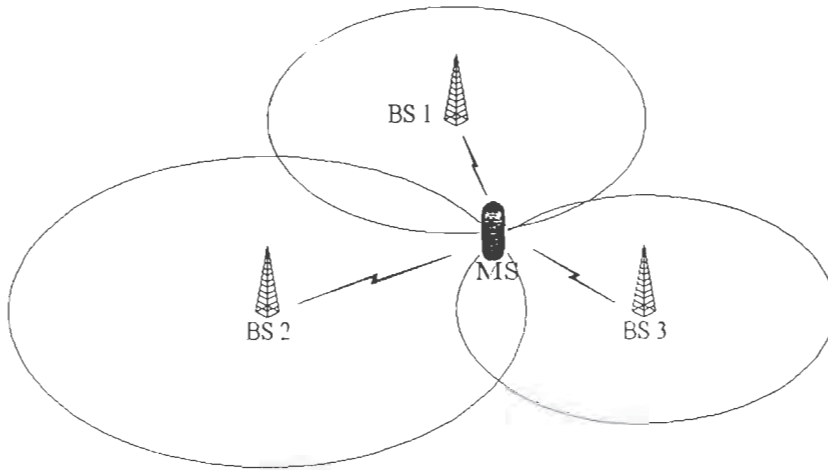
1. การวัดค่าความแรงของสัญญาณ (Measuring Signal Strength : SS)

เมื่อสถานีฐานวัดกำลังของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ได้แล้วจะทำการคำนวณระยะทางจากสถานีฐานถึงสถานีเคลื่อนที่ได้จาก propagation model การใช้ค่าความแรงของสัญญาณมาคำนวณหาตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่นี้ต้องการอย่างน้อย 2 สถานีฐานในการทำการวัดสัญญาณ และมีข้อเสียในการคำนวณทางคณิตศาสตร์เนื่องจาก propagation model เองไม่สามารถจำลองลักษณะสัญญาณในพื้นที่นั้น ๆ ได้อย่างถูกต้องเหมาะสมจริง จึงอาจทำให้ค่าพิกัดตำแหน่งที่คำนวณออกมาอาจผิดพลาดได้ง่าย อีกทั้งค่ากำลังของสัญญาณจะถูกลดทอนลงจากการที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่านกำแพง, ต้นไม้, แก้ว (กระจก) หรือแม้กระทั่งโลหะ อีกทั้งเครื่องรับไม่สามารถแยกแยะได้ว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้มาจากสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนมาหรือไม่อีกด้วย

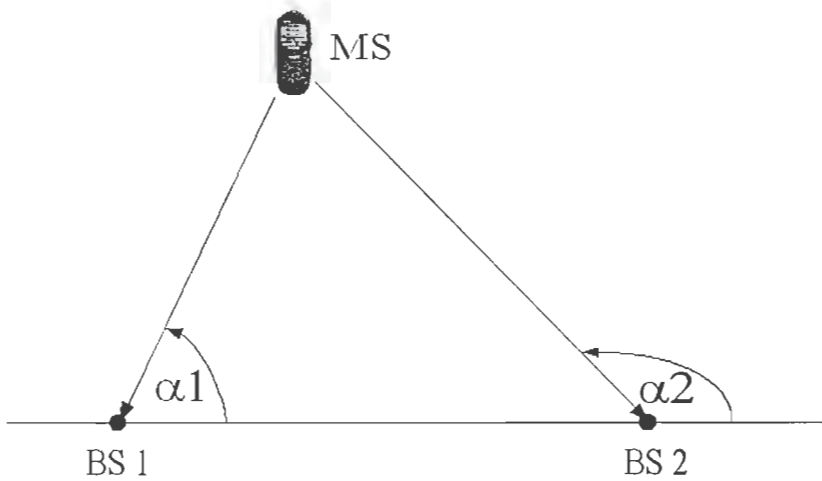
2. การวัดค่ามุมการมาถึงของสัญญาณ (Direction of Arrival (DOA) / Angle of Arrival (AOA))

วิธีนี้จะใช้สายอากาศแถวลำดับ (array antenna) ซึ่งประกอบด้วย 4-12 สายอากาศย่อยจัดเรียงกันในแนวนอน (horizontal line) ทำการวัดค่ามุมของการมาถึงของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่เทียบกับสถานีฐานนั้น ๆ และต้องการข้อมูลอย่างน้อยจาก 2 สถานีฐาน (เซลล์) ในการวัดและคำนวณค่าพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ออกมา ตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่สามารถคำนวณได้จากจุดตัดของเส้นตรงที่ลากจากสถานีฐานแต่ละสถานีไปถึงสถานีเคลื่อนที่ที่ต้องการ

ความถูกต้องของการวัดค่ามุมการมาถึงของสัญญาณจะได้รับผลกระทบจากการเดินทางพหุวิถี (Multipath propagation) และ สภาพแวดล้อมในพื้นที่นั้น ๆ อีกทั้งวิธีการนี้ยังมีข้อเสียในเรื่องของการลงทุนอย่างมากในการติดตั้งสายอากาศแถวลำดับเข้ากับสถานีฐานทุกสถานีด้วย



รูปที่ 2 การวัดค่าความแรงของสัญญาณ



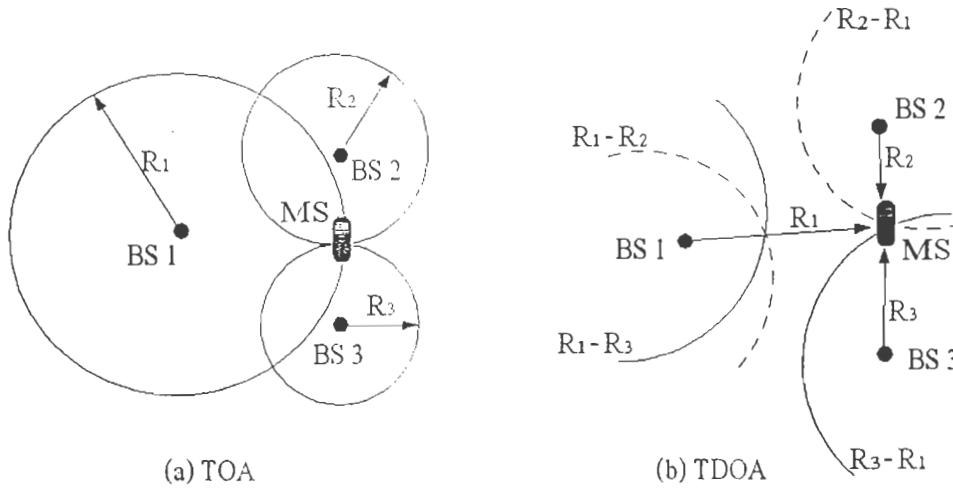
รูปที่ 3 การวัดมุมการมาถึงของสัญญาณ

3. การวัดค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณ (Time of Arrival (TOA) / Time Different of Arrival (TDOA))

วิธีการนี้จะใช้สถานีฐานอย่างน้อย 3 สถานีในการวัดค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ที่ต้องการ โดยมีข้อกำหนดว่าเครื่องรับที่สถานีฐานแต่ละสถานีจะต้องมีการวัดค่าเวลาที่แน่นอน และจะต้องมีการซิงโครไนซ์ทางเวลากัน (เพื่อที่จะทำงานให้ได้อย่างถูกต้องแต่ละสถานีฐานต้องมีการซิงโครไนซ์ทางเวลากันให้มีค่าดีกว่า 100 ns) สัญญาณที่ส่งมาจากสถานีเคลื่อนที่จะเดินทางด้วยความเร็วประมาณ 300 m/ μ s เมื่อสถานีฐานได้รับสัญญาณที่มีการลงเวลา (Time Stamped) แล้ว จะทำการคำนวณค่าผลต่างของ time stamps นี้ (ในกรณีของ

TDOA) ตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่สามารถคำนวณได้จากการหาจุดตัดกันของเส้นไฮเพอร์โบลิกของระยะทางที่สร้างจากผลต่างของค่าเวลาจากแต่ละสถานีฐานดังแสดงในรูปที่ 4

ค่าความถูกต้องของการวัดค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณจะได้รับผลกระทบจาก multipath propagation เช่นเดียวกับกับวิธี DOA แต่จะมีผลกระทบที่รุนแรงกว่าในภูมิประเทศที่เป็นเมืองหนาแน่น วิธีการ TOA นี้มีข้อดีกว่าวิธี DOA ตรงที่ไม่ต้องการการลงทุนในการติดตั้งอุปกรณ์เพิ่มเติมเข้าไปในโครงข่าย



รูปที่ 4 การวัดเวลาการมาถึงของสัญญาณ

วิธีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่

1. วิธีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่จากค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณ (TOA/TDOA method)

วิธีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่จากค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็น

2 วิธีการหลัก ๆ ได้แก่

- การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยวิธีการหาจุดตัดกันของวงกลม หรือ ไฮเพอร์โบลาร์ (Calculate the intersection of circles or hyperbolas)

การวัดเวลาการมาถึงของสัญญาณจะใช้สถานีฐานมากกว่า 3 สถานีขึ้นไปในการวัดเวลาที่สัญญาณถูกส่งมาจากสถานีเคลื่อนที่ (ต้นทาง) มาถึง สถานีฐาน (ปลายทาง) จากนั้นนำค่าเวลาดังกล่าวมาคำนวณระยะทางจากสถานีฐานถึงสถานีเคลื่อนที่ตามสมการที่ (1)

$$S_i = c \cdot t_i \quad (1)$$

เมื่อ S_i คือ ระยะทางจากสถานีเคลื่อนที่ (MS) ถึงสถานีฐานที่ i (BS _{i})

c คือ ความเร็วของคลื่นซึ่งมีค่าเท่ากับค่าความเร็วของแสง (3×10^8 m / s)

t_i คือการประวิงเวลา (time delay) ในการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ถึงสถานีฐานที่ i สมการที่ (1) แสดงถึงระยะทางที่เป็นรัศมีของวงกลม หรือ ส่วนโค้งของไฮเพอร์โบลาร์ (กรณีของ TDOA) ที่สถานีเคลื่อนที่อยู่ห่างจากสถานีฐานที่อยู่รอบ ๆ สถานีเคลื่อนที่นั้น พิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่จะคำนวณจากจุดตัดของวงกลม หรือ ไฮเพอร์โบลาร์เหล่านั้น ทั้งนี้ข้อจำกัดของการวัดเวลาในระบบนั้นก็จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ทางเวลา (synchronization) ระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่ อีกทั้งวิธีการวัดค่าเวลากำรมาถึงของสัญญาณยังได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งพหุวิถี (multipath fading) และ ปัญหาจากการอยู่นอกแนวสายตา (Non Line Of Sight: NLOS) ซึ่งจะมีผลกระทบทำให้เวลาที่วัดได้เพิ่มขึ้น

• การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยวิธีกำลังสองค่าที่สุกแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Least-Squares: NL-LS)

วิธีการนี้พยายามแก้ปัญหาของการไม่ตัดกันที่จุดเดียวของวงกลมโดยอาศัยกระบวนการทางคณิตศาสตร์มาช่วยในการคำนวณ

กำหนดให้ สถานีเคลื่อนที่อยู่ที่พิกัด (x_0, y_0) ส่งสัญญาณที่เวลา τ_0 และ สถานีฐาน N แห่งอยู่ที่พิกัด $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_N, y_N)$ ได้รับสัญญาณที่เวลา $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$ และกำหนดฟังก์ชันที่ใช้วัดสมรรถนะเป็นดังสมการที่

$$f_i(\bar{x}) = c \cdot (\tau_i - \tau) - \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (2)$$

เมื่อ c คือ ความเร็วแสง (3×10^8 m/s)

$$\bar{x} = (x, y, \tau)^T$$

$i =$ ลำดับที่ของสถานีฐาน $i = 1, \dots, N$

เนื่องจากสมการที่ (2) แสดงถึงความแตกต่างของระยะทางที่ระบบทำการประมาณค่า กับระยะทางจริง ดังนั้น เพื่อให้การประมาณค่าพิกัดตำแหน่งมีความถูกต้อง ค่าของ $f_i(\bar{x})$ (ซึ่งแสดงถึงค่าผิดพลาดในการประมาณค่าตำแหน่ง) ในสมการจึงควรมีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงกับศูนย์ให้มากที่สุด ซึ่งระยะทางที่ได้จากพารามิเตอร์เวลานี้ จะได้รับผลของเฟดดิ้งพหุวิถี (multipath fading) และการอยู่นอกแนวสายตา (Non-Line Of Sight: NLOS) จึงทำให้ผลของการคำนวณมีค่าคลาดเคลื่อน โดยค่าเวลาที่ผิดพลาดเพียง $1 \mu s$ จะส่งผลให้ค่าตำแหน่งที่ได้จากการประมาณมีความคลาดเคลื่อนถึง 300 เมตร

ทั้งนี้ระเบียบวิธีการที่ทำให้สมการที่ (2) มีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงศูนย์นั้นแบ่งได้ 2 วิธีดังนี้
- วิธี NL-LS แบบไม่มีเงื่อนไขบังคับ (Unconstrained NL-LS Approach)

เป็นวิธีการประมาณค่าตำแหน่งจากค่าของเวลาการมาถึง (TOA) ที่ทำการวัดได้ ส่วนฟังก์ชันสำหรับการคำนวณค่ากำลังสองต่ำที่สุด $F(x)$ เป็นไปตามสมการที่ (3)

$$F(x) = \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 f_i^2(x) \quad (3)$$

เมื่อ α_i เป็นค่าถ่วงน้ำหนักซึ่งแสดงถึงความเชื่อถือได้ของข้อมูลที่ได้รับโดยสถานีฐานที่ i การประมาณค่าตำแหน่งที่ถูกต้องทำได้โดยการทำให้ค่า $F(x)$ ในสมการที่ (3) มีค่าต่ำที่สุด ซึ่งเป็นการทำให้ค่าเกิลหาลมามีค่าต่ำที่สุดนั่นเอง สมการที่ (3) นี้มีความยุ่งยากในการแก้สมการเนื่องจากเป็นสมการแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ปัจจุบันจึงได้มีการเสนอวิธีการหลายวิธีในการแก้สมการที่ (3) อย่างมีประสิทธิภาพและมีความคลาดเคลื่อนระหว่างผลที่ได้กับค่าจริงค่า เช่น ใช้ระเบียบวิธีเชิงเลข (numerical method) ทำการประมาณค่าของพจน์ที่มีกำลัง 2 ในการแก้สมการที่ (3) เป็นต้น อย่างไรก็ตามวิธีการที่นำเสนอขึ้นมาหลายวิธีมีความยุ่งยากมากขึ้นเพื่อทำให้ผลลัพธ์ที่ได้จากการประมาณค่ามีความถูกต้องสูงขึ้น แต่ก็ใช้เวลาในการคำนวณมากขึ้นด้วยเช่นกัน

- วิธี NL - LS แบบมีเงื่อนไขบังคับ (Constrained NL - LS Approach)

เป็นวิธีการประมาณค่าตำแหน่งที่พยายามกำจัดผลกระทบของการอยู่นอกแนวสายตา(NLOS) ออกไป โดยอาศัยหลักการที่ว่าระยะทางที่ทำการประมาณค่าได้ หรือค่าความคลาดเคลื่อนจากการประมาณค่าต้องมีค่ามากกว่าศูนย์เสมอ ดังนั้นค่าเวลาที่ทำการวัดได้จะต้องมีค่ามากกว่าค่าเวลาที่หาได้จากระยะจริงเสมอ ดังนั้นตำแหน่งเป้าหมายที่ถูกต้องจึงต้องอยู่ภายในวงกลมรัศมี $r_i = c \cdot (\tau_i - \tau)$, $i = 1, \dots, N$ ดังแสดงในรูปที่ 5 และสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (4)

$$r_i = c \cdot (\tau_i - \tau) \geq \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (4)$$

จากข้อกำหนดตามสมการที่ (4) จะได้ว่า

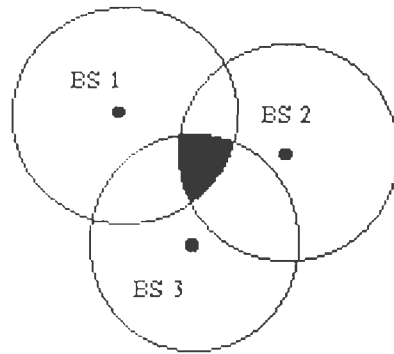
$$\sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - c \cdot (\tau_i - \tau) \leq 0 \quad (5)$$

กำหนดให้พจน์ทางซ้ายของสมการที่ (5) มีค่าเป็น $g_i(x) = -f_i(x)$ โดยจะนำไปใช้ในการสร้างฟังก์ชันลงโทษ (penalty function) เพื่อนำไปปรับค่า $F(x)$ ตามสมการที่ (6) ให้มีค่าลู่เข้าและมีค่าต่ำที่สุดโดยใช้วิธีการวนซ้ำ (iteration) ทั้งนี้จะต้องใช้ระเบียบวิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (optimization) มาช่วยในการคำนวณเพื่อแก้สมการที่ (6) ด้วย

$$F(x) = \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 f_i^2(x) - P \sum_{i=1}^N [g_i(x)]^{-1} \quad (6)$$

เมื่อ P เป็นค่าสเกลาร์และมีค่าเป็นบวกเพื่อใช้ในการปรับหาค่าต่ำที่สุดของ $F(x)$

การคำนวณค่า $F(x)$ ตามสมการที่ (6) จะมีข้อดีกว่าการคำนวณตามสมการที่ (3) ตรงที่สมการที่ (6) มีความยืดหยุ่นในการคำนวณเพื่อให้ค่าตอบลู่เข้า (converge) และสามารถที่จะทำการคำนวณแบบเชิงเลข (numerical) ได้อีกด้วย



รูปที่ 5 วิธีการ NL-LS แบบมีเงื่อนไขบังคับ

อย่างไรก็ตามวิธีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่จากค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณในปัจจุบันมีค่าความผิดพลาดอยู่ที่ 80 เมตรขึ้นไป และ เนื่องจากการคำนวณยังใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์ในการคำนวณ จึงมีปัญหาในเรื่องของระยะเวลาในการคำนวณเมื่อรองรับผู้ใช้บริการหลายคน

2. วิธีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยใช้ฟังก์ชันความน่าจะเป็นจริง (Maximum Likelihood Method)

วิธีนี้เป็นแนวคิดใหม่ที่มีการนำเสนอขึ้นในช่วง 2-3 ปีที่ผ่านมา และเป็นวิธีการที่ยืดหยุ่น สามารถใช้กับข้อมูลของการวัดสัญญาณได้ทุกชนิดรวมกัน ได้แก่ ข้อมูลเวลาการมาถึงของสัญญาณ, ค่าความแรงของสัญญาณ, ค่ามุมการมาถึงของสัญญาณ โดยวิธีการนี้จะเกี่ยวกับวิธีการทางสถิติ และการหาค่าสูงที่สุดจากฟังก์ชันความน่าจะเป็นจริง (likelihood function) ดังต่อไปนี้

กำหนดให้พิกัดของสถานีเคลื่อนที่อยู่ที่ $X_{MS} = (x_{MS}, y_{MS})$, การวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสัญญาณที่สถานีฐานที่ i เป็น Γ_i ซึ่งมีชุดเวกเตอร์ข้อมูลเป็น $\Gamma = (\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_N)$ และ สถานีฐานตั้งอยู่ที่ตำแหน่ง $X_{BS} = \{(x_{BS1}, y_{BS1}), (x_{BS2}, y_{BS2}), \dots, (x_{BSN}, y_{BSN})\}$ จากนั้นทำการหาค่าความหมายของการวัด Γ ตามสมการที่ (7)

$$\Gamma = \Phi(\rho, X_{MS}, X_{BS}) = (\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_N) \quad (7)$$

เมื่อ $\Phi(\rho, X_{MS}, X_{BS})$ เป็นฟังก์ชันใดๆ แสดงค่าคาดหวังของการวัด Γ ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ $\rho = (\alpha, \beta, \gamma, \dots)$ เป็นค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณ ซึ่งค่า Γ นี้จะเป็นค่ามัธยฐานในการหาค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการวัดสัญญาณ

โดยกำหนดให้

$p(\Gamma) = p(\Gamma, \Sigma | X_{MS})$ เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการวัดสัญญาณ

Σ เป็น Covariance matrix ของ Γ เป็นพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่จะทำการประมาณค่า

เมื่อกำหนดให้แต่ละสมาชิกของค่า Γ เป็นอิสระต่อกันเชิงสถิติ (Statistically independent) จะสามารถเขียนฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการวัดสัญญาณได้ดังสมการที่ (8)

$$p(\Gamma, \Sigma | X_{MS}) = \prod_{i=1}^N p_i(\Gamma_i, \sigma_i | X_{MS}) \quad (8)$$

เมื่อ σ_i^2 เป็นค่าความแปรปรวนของ Γ ซึ่งสถานีฐานที่ i ทำการวัดได้จากนั้นทำการหาฟังก์ชันความน่าจะเป็นจริง (likelihood function) ตามสมการที่ (9)

$$\ell(\Gamma | X_{MS}) = \prod_{i=1}^N \int_{\Gamma=\Gamma_i}^{\Gamma_i+\Delta} p_i(\Gamma, \sigma_i) d\Gamma \quad (9)$$

โดยมีเงื่อนไขบังคับดังสมการที่ (1 0) และ (1 1) คือ

$$0 \leq \int_{\Gamma=\Gamma_i}^{\Gamma_i+\Delta} p_i(\Gamma, \sigma_i) d\Gamma \leq 1 \quad (1 0)$$

และ $0 \leq \ell(\Gamma, X_{MS}) \leq 1 \quad (1 1)$

การคำนวณโดยตรงตามสมการที่ (9) นั้นอาจพบการไม่เป็นเชิงเส้นของพจน์บางพจน์ ทั้งนี้เพื่อให้สมการที่ (9) เป็นเชิงเส้นจึงนิยามค่า log-likelihood function เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณมากขึ้น โดยค่า log-likelihood function จะเป็นไปตามสมการที่ (12)

$$J(\Gamma | X_{MS}) = \ln(\ell(\Gamma | X_{MS})) \quad (1 2)$$

จากนั้นจึงทำการประมาณค่าพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยการหาค่าสูงสุดของสมการที่ (12) ซึ่งเป็นการหาค่าความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (maximum likelihood function) ตามสมการที่ (13)

$$\tilde{X}_{MS} = \arg \{ \max_{X_{MS}} [J(\Gamma | X_{MS})] \} \quad (13)$$

ถึงแม้ว่าวิธีการประมาณค่าตำแหน่งวิธีนี้มีข้อดีตรงที่สามารถใช้ข้อมูลหลายชนิดร่วมกันในการป้อนเข้าสู่ระบบเพื่อเพิ่มความสามารถในการคำนวณหาค่าพิกัดตำแหน่งให้ไม่มีความกำกวมของข้อมูลเดียว และ ให้มีความถูกต้องสูงกว่าวิธีอื่น ๆ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น แต่ก็มีข้อเสียตรงที่มีความซับซ้อนในการคำนวณค่อนข้างมากและ

ยากต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งใช้เวลาในการคำนวณค่อนข้างมาก จึงไม่เหมาะกับการใช้งานเมื่อมีผู้ใช้บริการหลายคนในเวลาเดียวกัน และ ในเวลาใกล้เคียงกัน

บรรทัดฐานของการออกแบบวิธีการคำนวณในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ (Criteria to Evaluate MS Location Methods)

ในการออกแบบระบบการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่มีปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงดังต่อไปนี้

1. ความถูกต้อง (Accuracy)

ในแต่ละชนิดของการให้บริการของระบบการประมาณค่าตำแหน่งจะต้องการค่าความถูกต้องที่แตกต่างกันออกไป เช่น ในการใช้งานของระบบ fleet management จะต้องการความถูกต้องอย่างต่ำที่สุดในระยะ 500 เมตร การวัดค่าความถูกต้องของการประมาณค่าตำแหน่งโดยวิธีทางสถิตินั้นมีหลายวิธีแต่โดยทั่วไปแล้วจะใช้วิธีการค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำที่สุด (root-mean -square error) และ วิธีการหาค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาด (average error)

โดยทั่วไปค่าความถูกต้องโดยรวมของระบบการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่สำหรับระบบสื่อสารไร้สายทั่วไป เช่น ระบบ เซลลูลาร์ จะยากที่จะกำหนดค่าความถูกต้องให้แน่นอนและตายตัวได้ ทั้งนี้ค่าความถูกต้องของการประมาณค่าตำแหน่งจะขึ้นกับสถานะแวดล้อมขณะนั้น ๆ ที่พื้นที่นั้น ๆ (Environment) เป็นหลัก

2. ความครอบคลุมของการให้บริการ (Positioning Coverage)

ในทางอุดมคติการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่จะต้องสามารถให้บริการได้ครอบคลุมทุกตำแหน่งของการบริการสื่อสารไร้สาย แต่ในความเป็นจริงแล้วผลกระทบของระยะใกล้ไกลจากสถานีฐาน (near-far effects) จะส่งผลกระทบต่อทำให้การบริการไม่ครอบคลุมได้ทั่วถึงทุกพื้นที่ เช่น เมื่อสถานีเคลื่อนที่อยู่บริเวณริมขอบของพื้นที่บริการของแต่ละเซลล์

3. การลดความสามารถของบริการอื่น ๆ (Capacity reduction of other services)

ในระบบเซลลูลาร์เมื่อมีการให้บริการประมาณค่าตำแหน่งเกิดขึ้นก็จะมีการใช้ช่องสัญญาณส่วนหนึ่งในการส่ง และ รับเพื่อการวัดค่าคุณลักษณะของสัญญาณเป็นระยะเวลาหนึ่ง ซึ่งจะส่งผลให้จำนวนช่องสัญญาณสำหรับการให้บริการชนิดอื่นเหี่ยวงน้อยลง และ จะเป็นการลดความสามารถในการบริการอื่นมากขึ้นเมื่อมีการร้องขอการระบุตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่พร้อมกันเป็นจำนวนมาก

4. เวลาตอบสนอง (Response time)

ในการประยุกต์ใช้งานบางชนิดของระบบการประมาณค่าตำแหน่งต้องการเวลาในการคำนวณและรายงานตำแหน่งอย่างรวดเร็ว เช่น กรณีของการเรียกฉุกเฉิน เป็นต้น ดังนั้นวิธีการคำนวณประมาณค่าตำแหน่งบางวิธีจึงไม่เหมาะสมในการใช้งานกับบริการบางชนิด

5. ความสามารถในการให้บริการพร้อมกัน (Capacity of the location service)

ปัจจัยที่จะต้องคำนึงถึงอีกปัจจัยหนึ่งคือ การให้บริการประมาณค่าตำแหน่งจากสถานีเคลื่อนที่หลายๆ เครื่องพร้อมกันในเวลาเดียวกัน และเป็นปัจจัยที่ทำให้วิธีการคำนวณบางวิธีไม่สามารถรองรับการบริการที่พร้อมกัน (multi-user) ในเวลาเดียวกันได้

6. การลงทุน (Cost)

ปัจจัยทางการเงิน ได้แก่ การลงทุนสำหรับผู้ควบคุมระบบ (operators), การผลิตอุปกรณ์ (manufacturers) และ การลงทุนในตัวสถานีเคลื่อนที่ (กรณีที่ต้องมีการแก้ไขในตัวสถานีเคลื่อนที่เอง เช่น GPS chip หรือ antenna) ล้วนเป็นปัจจัยที่สำคัญในทางปฏิบัติจริง

7. การสิ้นเปลืองกำลัง (Power consumption)

เนื่องจากตัวสถานีเคลื่อนที่เองมีกำลังจำกัดในการส่งสัญญาณ และมีแบตเตอรี่ที่จ่ายกำลังจำกัด เมื่อใช้งานในระบบการประมาณค่าตำแหน่งนี้จะต้องมีการเพิ่มกำลังส่งเป็นพิเศษ รวมถึงต้องการใช้กำลังไฟมากขึ้นให้กับอุปกรณ์เพิ่มเติม (กรณีของการแก้ไขที่ตัวสถานีเคลื่อนที่) ดังนั้นในการออกแบบระบบจะต้องคำนึงถึงปัจจัยนี้ในทางปฏิบัติด้วย

8. ความเป็นส่วนตัวของผู้ร้องขอบริการ (User privacy)

เมื่อผู้ขอใช้บริการไม่ต้องการให้มีการรายงานค่าพิกัดตำแหน่งของตัวเองในขณะนั้นระบบจะต้องป้องกันไม่ให้มีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่นั้นจนกว่าผู้ใช้ยินยอมอีกครั้งได้

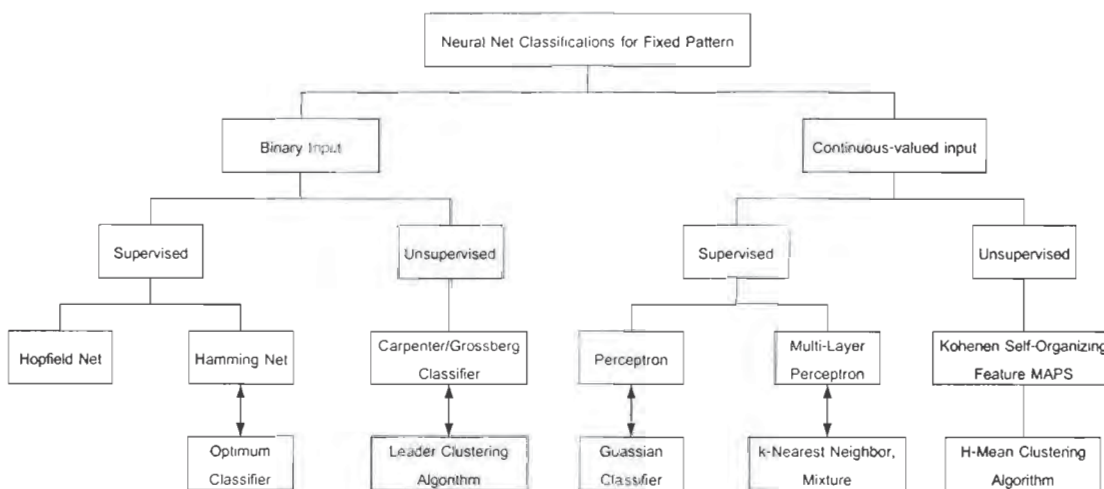
ทฤษฎีนิรवलเน็ตเวิร์ก

นิรवलเน็ตเวิร์ก หรือ โครงข่ายประสาทเทียม เป็นวิธีการจำลองระบบเสมือนเซลล์ประสาทของมนุษย์มาใช้ในการคำนวณทางคอมพิวเตอร์โดยมีจุดมุ่งหมายที่จะสร้างวิธีการคำนวณให้ระบบคอมพิวเตอร์รู้จักทำการประมาณค่า หรือ จดจำคุณลักษณะของสิ่งใดสิ่งหนึ่ง เนื่องจากไม่สามารถนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ใดๆ มาใช้อธิบาย หรือ แก้ไขปัญหาได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังช่วยลดความยุ่งยากซับซ้อนในการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์มาทำการคำนวณได้อีกด้วย

นิวรอลเน็ตเวิร์กเป็นอัลกอริทึมชนิดหนึ่งที่มีความสามารถและเป็นที่ยอมรับในการแก้ปัญหาของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยทั่วไปแล้วนิวรอลเน็ตเวิร์กจะถูกนำมาประยุกต์ใช้งาน (application) ในการแก้ปัญหาหลายชนิด ได้แก่ การแยกแยะ (Classification), การประมาณ (Approximation) รวมถึงการรู้จำ (Recognition)

ชนิดของการออกแบบนิวรอลเน็ตเวิร์ก

การออกแบบนิวรอลเน็ตเวิร์กให้เหมาะสมกับปัญหาแต่ละชนิดจะทำให้ได้นิวรอลเน็ตเวิร์กที่มีลักษณะโครงสร้างและการคำนวณที่แตกต่างกันไป ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับลักษณะของข้อมูลในแต่ละปัญหา ซึ่งการออกแบบนิวรอลเน็ตเวิร์กให้เหมาะสมตามลักษณะของข้อมูลจะเป็นไปตามรูปที่ 6



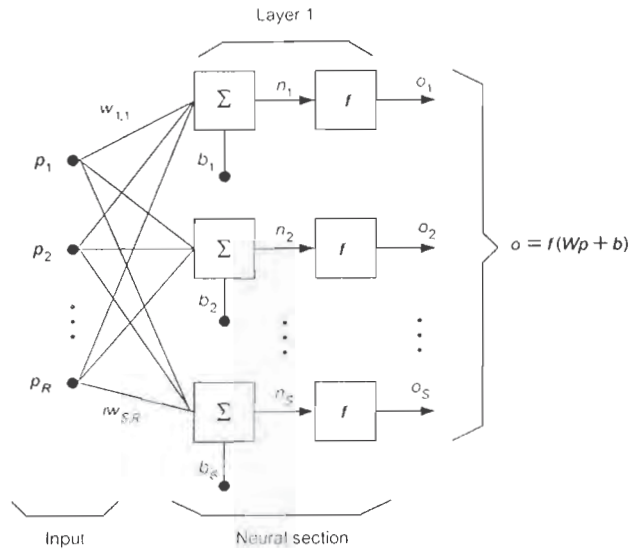
รูปที่ 6 รูปแบบต่างๆ ของนิวรอลเน็ตเวิร์ก

เนื่องจากข้อมูลที่ใช้ในการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กสำหรับโครงการวิจัยนี้มีลักษณะเป็นค่าต่อเนื่อง (continuous-value input) และเป็นการฝึกแบบชี้เป้าคือมีการป้อนข้อมูลเข้า (input) และกลุ่มเป้าหมาย (target) ให้กับนิวรอลเน็ตเวิร์กอย่างชัดเจน ดังนั้นการออกแบบนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นลักษณะของ perceptron ตามรูปที่ 6

ส่วนประกอบของแบบจำลองนิวรอลเน็ตเวิร์ก (Component of Neural Network Model)

แบบจำลองนิวรอลเน็ตเวิร์กประกอบด้วยส่วนประกอบต่างๆ

ดังแสดงในรูปที่



รูปที่ 7 โครงสร้างของนิวรอลเน็ตเวิร์กโดยทั่วไป 1 ชั้น (simple neural network – 1 layer)

- 1.) ส่วนป้อนข้อมูล (Input: \bar{p}) : เป็นค่าข้อมูลที่ป้อนเข้าสู่ระบบซึ่งในระบบที่ใช้งานกับการรู้จำ ชนิด, คุณภาพ และ ความเชื่อถือได้ของข้อมูล จะส่งผลถึงการทำงานของนิวรอลเน็ตเวิร์กด้วย
- 2.) น้ำหนัก (Weight: \bar{w}) : เป็นค่าถ่วงน้ำหนักที่จะทำการคูณเข้ากับค่าข้อมูลที่ป้อนเข้าเพื่อเป็นการกำหนดค่าความสำคัญให้กับข้อมูลแต่ละตัว จากนั้นจะทำการส่งผ่านเข้าสู่ส่วนนิวรอนต่อไป ในรูปที่ 3.2 นิยามให้ $w_{s,r}$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักตัวคูณในส่วนป้อนเข้า (input-layer weight) จากข้อมูลเข้าตำแหน่งที่ r ไปยังการคำนวณ (operation) ตำแหน่งที่ s และเรียกเมทริกซ์ของค่าถ่วงน้ำหนักในส่วนป้อนเข้าว่า input-layer weight matrix
- 3.) ส่วนของนิวรอน (Neuron) : เป็นหน่วยที่เปรียบเสมือนเซลล์ประสาทแต่ละเซลล์ของมนุษย์ที่ใช้ในการคำนวณเพื่อทำการประมาณค่า, แยกแยะ หรือ รู้จำ โดยในนิวรอนแต่ละนิวรอนประกอบไปด้วยส่วนประกอบย่อยได้แก่

- ค่าไบแอส (Bias: b) : เป็นค่าคงที่ที่บวกเพิ่มเข้าไปในนิวรอนแต่ละตัวเพื่อเป็นค่า offset ในการคำนวณ
- ฟังก์ชันการรวม (Summation) : เป็นการรวมค่าข้อมูลเข้าที่ถูกคูณเข้ากับค่าถ่วงน้ำหนักกับค่าไบแอสเข้าด้วยกัน ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ออกมาเป็นค่าข้อมูลเข้ารวม
- ข้อมูลเข้ารวม (Net Input: n) : เป็นข้อมูลที่ได้จากฟังก์ชันการรวมก่อนที่จะผ่านค่าฟังก์ชันถ่ายโอนซึ่ง

จากรูปที่ 7 จะได้ค่าข้อมูลเข้ารวมเป็นไปตามสมการที่ $n = wp + b$

- ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function: f) : เป็นฟังก์ชันการคำนวณที่นิวรอนใช้แบ่งข้อมูลเข้าออกเป็นกลุ่มๆ เพื่อทำการส่งค่า (mapping) ข้อมูลเข้าไปสู่ค่าเป้าหมายที่ป้อนให้ (ในกรณีที่เป็นการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กแบบชี้หน้า) โดยฟังก์ชันถ่ายโอนที่นิยมใช้กันมากได้แก่ ฟังก์ชันขั้นบันได (Step function), ฟังก์ชันเชิงเส้น (Linear function), ฟังก์ชันซิกมอยด์ (Sigmoid function) ฯลฯ

- ข้อมูลขาออก (Output: \bar{o}) : เป็นข้อมูลขาออกที่ได้จากการประมวลผ่านแบบจำลอง 1 ชั้นซึ่งมีลักษณะดังสมการที่

$$\bar{o} = f(\bar{w}\bar{p} + \bar{b}) \quad (1.5)$$

สำหรับนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ทำการประมวลค่าได้อย่างถูกต้อง ค่าของข้อมูลขาออกจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าของค่าเป้าหมาย

- ค่าเป้าหมาย (Target: \bar{t}) : เป็นค่าเป้าหมายที่ต้องการให้นิวรอลเน็ตเวิร์กทำการประมวลค่าให้ใกล้เคียงกับค่านี้มากที่สุด ยกตัวอย่างเช่น ในการใช้งานในการรู้จำตัวอักษร ค่าของเป้าหมายจะเป็น ตัวอักษรที่ต้องการให้คอมพิวเตอร์ทำการรู้จำ

ในรูปที่ 7 แสดงถึงชุดข้อมูลป้อนเข้า R จุดถูกป้อนเข้าสู่นิวรอน S ตัว โดยผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก W ซึ่งจะเป็นการคูณแบบสเกลาร์ระหว่างข้อมูลเข้ากับค่าถ่วงน้ำหนัก จากนั้นข้อมูลที่ได้จะถูกนำไปรวมกับค่าไบแอสของนิวรอนแต่ละตัว และผ่านฟังก์ชันถ่ายโอนออกมาเป็นค่าข้อมูลขาออก เป็นลักษณะของแบบจำลองนิวรอลเน็ตเวิร์ก

การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์ก (Training Neural Network)

การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กมีจุดมุ่งหมายเพื่อที่จะทำให้นิวรอลเน็ตเวิร์กทำการรู้จำ หรือ แยกแยะข้อมูลเข้า และให้ผลลัพธ์จากการคำนวณที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าเป้าหมายที่ป้อนให้ การรู้จำของนิวรอลเน็ตเวิร์กจะเกิดจากการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก และ ไบแอสในแต่ละกิ่งที่ส่งเข้าสู่นิวรอนแต่ละนิวรอน

การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทตามลักษณะของการปรับค่าถ่วงน้ำหนักและไบแอส ดังนี้

1. การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กแบบปรับตัวตลอดเวลา (Adaptive Training)
เป็นการทำการปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสให้กับนิวรอลเน็ตเวิร์กทุกๆ ครั้งที่มีการป้อนข้อมูลเข้าแต่ละตัวเข้าสู่ระบบ การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กแบบนี้จะมีข้อเสียคืออาจเกิดการไม่ลู่เข้าของผลลัพธ์ นั่นคือผลลัพธ์ที่นิวรอลเน็ตเวิร์กทำนายมีค่าไม่ตรงกับค่าเป้าหมายเมื่อทำการฝึกไปแล้ว
2. การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กแบบปรับค่าครั้งเดียว (Batch Training)

การฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กแบบปรับค่าครั้งเดียวจะปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสให้กับนิรอลเน็ตเวิร์กแต่ละครั้งหลังจากการป้อนชุดข้อมูลเข้าให้กับนิรอลเน็ตเวิร์กทั้งหมดทุกชุดแล้ว โดยการฝึกแบบนี้มีข้อดีตรงที่จะทำให้เกิดการลู่เข้าที่ค่อนข้างแน่นอนแต่จะทำให้การลู่เข้าของผลลัพธ์ช้ากว่าวิธีการแบบปรับตัวตลอดเวลา

การฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กสามารถแบ่งได้ตามลักษณะของข้อมูลเข้าได้ 2 ประเภทเช่นกันคือ

1. การฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กแบบชี้แนะ (Supervised Learning)

เป็นการฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กในกรณีที่มีชุดข้อมูลขาเข้าและค่าเป้าหมายป้อนเข้าสู่นิรอลเน็ตเวิร์กซึ่งการฝึกฝนนิรอลเน็ตเวิร์กแบบนี้จะเป็นการใช้งานในลักษณะของการรู้จำ (Recognition) หรือ การประมาณ (Approximation) เป็นหลัก

2. การฝึกฝนนิรอลเน็ตเวิร์กแบบไม่มีการชี้แนะ (Unsupervised Learning)

เป็นการฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กในกรณีที่มีชุดข้อมูลขาเข้าแต่ไม่ทราบค่าเป้าหมาย หรือ ไม่มีค่าเป้าหมายป้อนให้กับนิรอลเน็ตเวิร์ก ในกรณีนี้นิรอลเน็ตเวิร์กจะพยายามจัดกลุ่มของชุดข้อมูลที่ป้อนเข้าไปแทน ซึ่งวิธีนี้ใช้กับงานประเภท การจัดกลุ่มข้อมูล (Classification) เป็นหลัก

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าการฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กมีจุดมุ่งหมายเพื่อปรับค่าถ่วงน้ำหนัก (W) และ ค่าไบแอส (b) ให้มีค่าที่เหมาะสมสำหรับการคำนวณปัญหาแต่ละชนิด เมื่อนำข้อมูลเข้ามาผ่านการคูณกับค่าถ่วงน้ำหนัก และรวมกับค่าไบแอสที่ได้รับการปรับจากการฝึกแล้วจะทำให้ระบบให้ผลลัพธ์ในการคำนวณออกมาได้ใกล้เคียงกับค่าเป้าหมายมากยิ่งขึ้น

พิจารณารูปที่ 7 การปรับค่าถ่วงน้ำหนัก และไบแอส จะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. กำหนดค่าคู่ชุดข้อมูลขาเข้า (\bar{p}) และค่าเป้าหมาย (\bar{t}) จำนวน R ชุด ดังในสมการที่ (16) เพื่อใช้เป็นชุดข้อมูลสำหรับฝึกนิรอลเน็ตเวิร์ก (Training Set)

$$\bar{p}^T = p_1^T, p_2^T, \dots, p_R^T \quad (16)$$

2. เมื่อผ่านชุดข้อมูลสำหรับฝึกนี้เข้าสู่นิรอลเน็ตเวิร์กและนิรอลเน็ตเวิร์กให้ค่าผลลัพธ์ออกมาเป็น \bar{o} การปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสจะได้จากการนำผลลัพธ์ที่ได้เปรียบเทียบกับค่าเป้าหมาย จะได้เป็นค่าความผิดพลาด (Error: \bar{e}) ซึ่งจะถูกลำไปใช้ปรับค่าถ่วงน้ำหนักและไบแอสตามสมการที่ (17) และ (18) ตามลำดับดังนี้

$$\Delta W = (\bar{t} - \bar{o})(\bar{p})^T = \bar{e}(\bar{p})^T \quad (17)$$

$$\Delta b = (\bar{t} - \bar{o}) = \bar{e} \quad (18)$$

เมื่อได้ส่วนปรับของค่าถ่วงน้ำหนัก (ΔW) และไบแอส (Δb) แล้วจะทำการปรับค่าถ่วงน้ำหนักและไบแอสดังสมการที่ (19) และ (20) ตามลำดับดังนี้

$$W^{new} = W^{old} + \Delta W \quad (19)$$

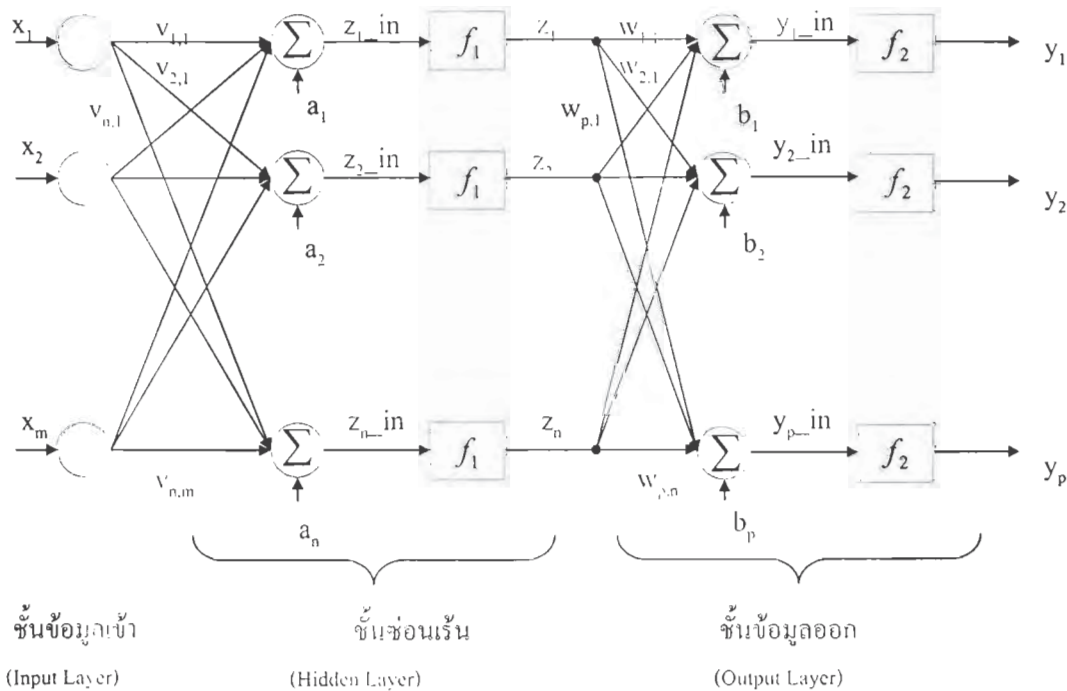
$$\bar{b}^{new} = \bar{b}^{old} + \Delta \bar{b} \quad (2 \quad 0 \quad)$$

ค่าของ W^{new} และ \bar{b}^{new} ตามสมการที่ (19) และ (20) นี้จะเป็นค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบ-แอสที่ถูกปรับค่าแล้วใน 1 รอบของการป้อนเข้าของชุดข้อมูลเข้า (1 epoch) ซึ่งการฝึกนิเวรอลเน็ตเวิร์กนี้จะเป็นกระบวนการวนซ้ำตามขั้นตอนข้างต้นจนกว่าจะได้ค่าถ่วงน้ำหนักและไบแอสที่เหมาะสมจนได้ค่าผลลัพธ์ของนิเวรอลเน็ตเวิร์กที่มีค่าใกล้เคียงค่าเป้าหมายที่สุด

การฝึกนิเวรอลเน็ตเวิร์กโดยวิธีการ Levenberg Marquardt

เนื่องจากโครงการวิจัยนี้ใช้การฝึกนิเวรอลเน็ตเวิร์กแบบ Supervised Learning และ ใช้กฎการฝึกนิเวรอลเน็ตเวิร์กของ Levenberg Marquardt ซึ่งเป็นกฎการเรียนรู้ที่สามารถปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสได้เร็วที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมอื่นๆ เช่น Steepest Descent Algorithm, การปรับค่าการเรียนรู้ (Variable Learning Rate), Conjugate Gradient เป็นต้น ต่อไปนี้จะกล่าวถึง อัลกอริทึมของ Levenberg Marquardt (Levenberg Marquardt Algorithm)

พิจารณานิเวรอลเน็ตเวิร์กชนิดป้อนไปข้างหน้าซึ่งประกอบไปด้วยชั้นข้อมูลขาเข้า, ชั้นข้อมูลขาออก และ ชั้นซ่อนเร้นจำนวน 1 ชั้น (3-Layers Perceptron / 3-Layers Feedforward Network) ดังแสดงในรูปที่ 8



รูปที่ 8 นิเวรอลเน็ตเวิร์กแบบ 3-layer Perceptron

- โดยที่ f_1 คือ Transfer Function ของชั้นซ่อนเร้น
 f_2 คือ Transfer Function ของชั้นข้อมูลออก
 $v_{j,k}$ คือค่าถ่วงน้ำหนักที่ต่อนิวรอนที่ k ในชั้นข้อมูลเข้ากับนิวรอนที่ j ในชั้นซ่อนเร้น
 w_{ij} คือค่าถ่วงน้ำหนักที่ต่อนิวรอนที่ j ในชั้นซ่อนเร้นกับนิวรอนที่ i ในชั้นข้อมูลออก
 a_j คือค่าไบแอสของนิวรอนที่ j ในชั้นซ่อนเร้น
 b_i คือค่าไบแอสของนิวรอนที่ i ในชั้นข้อมูลออก
 x_k คือข้อมูลเข้าที่ป้อนให้นิวรอนที่ k ในชั้นข้อมูลเข้า
 $z_{i,in}$ คือ net input ของนิวรอนที่ i ในชั้นซ่อนเร้น
 $y_{i,out}$ คือ net input ของนิวรอนที่ i ในชั้นข้อมูลออก
 m คือจำนวนนิวรอนในชั้นข้อมูลเข้า
 n คือจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้น
 p คือจำนวนนิวรอนในชั้นข้อมูลออก

Levenberg Marquardt Algorithm จะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ป้อนชุดฝึกทั้งหมดให้นิวรอลเน็ตเวิร์กคำนวณข้อมูลออก โดยนิวรอนในชั้นข้อมูลขาเข้าจะคำนวณข้อมูลออกของตัวเอง และแพร่ข้อมูลออกที่ได้นี้ต่อไปเป็นข้อมูลเข้าสำหรับนิวรอนอื่นในชั้นถัดไป และเป็นเช่นนี้ต่อไปเรื่อยๆ จนกระทั่งข้อมูลแพร่มาถึงนิวรอนในชั้นข้อมูลออก นิวรอนในชั้นนี้จะคำนวณหาข้อมูลออกของตัวเองตามสมการที่ (21) เป็นผลลัพธ์จากนิวรอลเน็ตเวิร์ก

$$y_i = f_2 \left(\sum_{j=1}^n w_{i,j} \left(f_1 \left(\sum_{k=1}^m v_{j,k} x_k + a_j \right) + b_i \right) \right) \quad (21)$$

จากนั้นป้อนข้อมูลชุดฝึกอื่นๆ ต่อไปจนครบทุกชุด แล้วคำนวณผลรวมของค่าผิดพลาดยกกำลังสอง (Sum Square Error: SSE) ตามสมการที่ (22) เพื่อใช้พิจารณาว่านิวรอลเน็ตเวิร์กยังต้องการปรับค่าถ่วงน้ำหนักและไบแอส เพื่อให้ผลลัพธ์ของนิวรอลเน็ตเวิร์กมีค่าใกล้เคียงกับค่าเป้าหมายอีกหรือไม่

$$SSE = E \left(\sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^p (t_{i,j} - y_{i,j})^2 \right) \quad (22)$$

- โดยที่ SSE คือ ผลรวมของค่าผิดพลาดยกกำลังสอง (Sum Square Error)
 $t_{i,j}$ คือ ค่าเป้าหมาย (Target) ของนิวรอนขาออกที่ i เมื่อป้อนชุดฝึกชุดที่ j
 $y_{i,j}$ คือ ข้อมูลออกของนิวรอนขาออกที่ i เมื่อป้อนชุดฝึกชุดที่ j
 p คือจำนวนนิวรอนในชั้นข้อมูลออก

Q คือจำนวนชุดฝึกทั้งหมด

2. คำนวณแฮมตริกซ์แบบจาโคบี (Jacobi) ดังแสดงตามสมการที่ (23) เพื่อใช้คำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสที่ต้องปรับเพิ่มตามสมการที่ (29)

$$J(w_{1,1}, \dots, w_{n,m}, a_1, \dots, a_n, w_{1,1}, \dots, w_{p,n}, b_1, \dots, b_p) = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_{1,1}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial w_{n,m}} & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial a_1} & \dots & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial a_n} & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial w_{p,n}} & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial b_1} & \dots & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial b_p} \\ \frac{\partial e_{2,1}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial w_{n,m}} & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial a_1} & \dots & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial a_n} & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial w_{p,n}} & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial b_1} & \dots & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial b_p} \\ \vdots & & \vdots & & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial e_{p,1}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial w_{n,m}} & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial a_1} & \dots & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial a_n} & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial w_{p,n}} & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial b_1} & \dots & \frac{\partial e_{p,1}}{\partial b_p} \\ \frac{\partial e_{1,2}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial w_{n,m}} & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial a_1} & \dots & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial a_n} & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial w_{p,n}} & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial b_1} & \dots & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial b_p} \\ \vdots & & \vdots & & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial w_{n,m}} & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial a_1} & \dots & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial a_n} & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial w_{1,1}} & \dots & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial w_{p,n}} & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial b_1} & \dots & \frac{\partial e_{p,Q}}{\partial b_p} \end{bmatrix} \quad (23)$$

โดยที่ J คือ เมตริกซ์แบบจาโคบี

$e_{i,j}$ คือ ค่าผิดพลาดของข้อมูลออกของนิวรอนขาออกที่ i ชุดที่ j กับค่าเป้าหมาย (Target) ที่นิวรอนขาออกที่ i ชุดที่ j

ค่าผิดพลาดของข้อมูลออกจากนิวรอนขาออกที่ i ชุดที่ j กับค่าเป้าหมาย (Target) ที่นิวรอนขาออกที่ i ชุดที่ j

คำนวณได้จากสมการที่ (24)

$$e_{i,j} = (t_{i,j} - y_{i,j}) \quad (24)$$

คำนวณหาสมาชิกแต่ละตัวภายในเมตริกซ์แบบจาโคบีตามสมการที่ (25), (26), (27) และ (28) ตามลำดับ

$$\frac{\partial e_{i,j}}{\partial w_{i,k}} = -f_2'(y_{i,j} - in)(z_{k,j}) \quad (25)$$

$$\frac{\partial e_{i,j}}{\partial b_i} = -f_2'(y_{i,j} - in) \quad (26)$$

$$\frac{\partial e_{i,j}}{\partial w_{k,l}} = -f_2'(y_{i,j} - in)f_1'(z_{k,j} - in)(w_{i,k})(x_{lj}) \quad (27)$$

$$\frac{\partial e_{i,j}}{\partial a_k} = -f_2'(y_{i,j} - in)f_1'(z_{k,j} - in)(w_{i,k}) \quad (28)$$

3. คำนวณค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสที่ต้องการปรับเพิ่มตามสมการที่ (29)

$$\Delta c_k = -[J^T(c_k)J(c_k) + \mu_k I]^{-1} J(c_k) \delta(c_k) \quad (29)$$

โดยที่

Δc_k คือ เวกเตอร์ของค่าถ่วงน้ำหนัก และ ค่าไบแอสที่ต้องปรับเพิ่มทั้งหมดภายในนิเวศน์เวิร์ก ในรอบการปรับค่ารอบที่ k

I คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์

μ_k คือ พารามิเตอร์ในการปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอส

$\delta(c_k)$ คือ เวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของค่าเป้าหมายกับข้อมูลออกของนิเวศน์เวิร์ก

เวกเตอร์ Δc_k แสดงได้ตามสมการที่ (30)

$$\Delta c_k^T = [\Delta v_{1,1} \ \Delta v_{1,2} \ \dots \ \Delta v_{n,m} \ \Delta a_1 \ \dots \ \Delta a_n \ \Delta w_{1,1} \ \dots \ \Delta v_{p,n} \ \Delta b_1 \ \dots \ \Delta b_p] \quad (30)$$

เวกเตอร์ $\delta(c_k)$ แสดงได้ตามสมการที่ (31)

$$\delta(c_k) = [e_{1,1} \ e_{2,1} \ \dots \ e_{p,1} \ e_{1,2} \ \dots \ e_{p,2}] \quad (31)$$

4. ปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสตามสมการที่ (32)

$$c_{k+1} = c_k + \Delta c_k \quad (32)$$

โดยที่ c_k คือ ค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสในรอบการปรับค่ารอบที่ k

c_{k+1} คือ ค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสในรอบการปรับค่ารอบที่ k+1

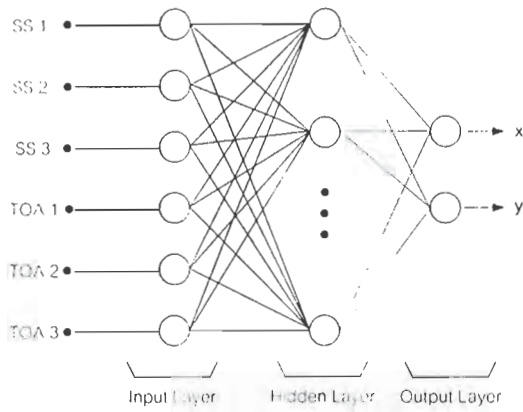
คำนวณผลรวมของค่าผิดพลาดยกกำลังสอง (SSE) ของนิเวศน์เวิร์ก ถ้าค่า SSE ที่ได้มีค่ามากกว่าค่า SSE ก่อนปรับค่าถ่วงน้ำหนักแล้วให้คูณ μ_k ด้วยค่าคงที่ที่กำหนด (เช่น 10 เป็นต้น) แล้วปรับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสตามสมการที่ (29) แล้วกลับไปทำงานตามข้อ 3 แต่ถ้าค่า SSE ที่ได้มีค่าน้อยกว่าค่า SSE ก่อนปรับค่าถ่วงน้ำหนักแล้วให้หาร μ_k ด้วยค่าคงที่ที่กำหนดไว้แล้วกลับไปทำงานตามข้อที่ 1 ทำงานตามขั้นตอนเหล่านี้ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งได้ค่า SSE ต่ำกว่าค่าที่ต้องการหรือครบตามจำนวนครั้งที่ต้องการปรับค่าถ่วงน้ำหนักแล้วแต่จะถึงจุดไหนก่อน จึงยุติการฝึก

การใช้วีรอลเน็ตเวิร์กในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่

ในโครงการวิจัยนี้จะนำวีรอลเน็ตเวิร์กมาประยุกต์ใช้กับการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ โดยวีรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบจะเป็นชนิดของมัลติเลเยอร์เพอร์เซปตรอนที่มีชั้นข้อมูลเข้าประกอบด้วย ค่าข้อมูลของค่าความแรงของสัญญาณที่สถานีฐาน 3 สถานี รับได้จากสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา และ ค่าเวลาการมาถึงของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ที่สถานีฐานทั้ง 3 สถานีคำนวณได้ เป็นข้อมูลเข้าที่จะทำการฝึกวีรอลเน็ตเวิร์ก ชั้นซ่อนเร้นจำนวน 1 ชั้น ซึ่งในโครงการวิจัยนี้จะทำการออกแบบเพื่อหาจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นที่เหมาะสม และ ชั้นข้อมูลออก โดยวีรอลเน็ตเวิร์กจะให้ค่าผลลัพธ์ออกมาเป็นค่าตำแหน่ง (x,y) ของสถานีเคลื่อนที่เทียบกับตำแหน่งของสถานีฐานหนึ่งที่ถูกกำหนดเป็นจุดอ้างอิง

สมมุติฐานที่ใช้ในแบบจำลองของโครงการวิจัยนี้

1. ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสื่อสารเคลื่อนที่ C D M A หรือ G S M
2. สถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ในบริเวณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นจากสถานีฐานทั้ง 3 สถานี
3. สถานีเคลื่อนที่ที่ต้องอยู่ในตำแหน่งที่นิ่ง หรือเคลื่อนไหวน้อยมากในขณะที่ทำการพิจารณาและไม่มีการแฮนด์ออฟ (Hand - Off) ในขณะนั้น
4. ไม่มีการควบคุมกำลัง (Power control) ในขณะที่ใช้งานระบบการประมาณค่าตำแหน่ง
5. ทำการจำลองระบบ และลองจำลองชุดข้อมูลของค่าข้อมูลที่จะนำมาทำการฝึกวีรอลเน็ตเวิร์ก และทำการทดสอบวีรอลเน็ตเวิร์ก โดยจำลองค่าข้อมูลของ ความแรงสัญญาณ, เวลาการมาถึงของสัญญาณ และตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ ซึ่งการจำลองข้อมูลความแรงของสัญญาณจะใช้แบบจำลองของ Hata และข้อมูลของเวลาจะเริ่มจากการจำลองอย่างง่ายโดยไม่คำนึงถึงผลของเฟดดิ้งฟูวิ่ง และการอยู่นอกแนวสายตา
6. ทำการออกแบบวีรอลเน็ตเวิร์ก โดยในโครงการวิจัยนี้จะออกแบบให้วีรอลเน็ตเวิร์กเป็นแบบป้อนไปข้างหน้าและมีการแพร่กระจายย้อนกลับ ซึ่งมีชั้นข้อมูลเข้า 1 ชั้น (1 layer input) มีจำนวนนิวรอนในชั้นข้อมูลเข้าตามจำนวนลักษณะของข้อมูลจากสถานีฐานทั้ง 3 สถานีที่ออกแบบ กล่าวคือใช้ข้อมูลเข้าเป็นค่าความแรงของสัญญาณที่สถานีเคลื่อนที่นั้นรับได้จากสถานีฐานที่ 1, 2, และ 3 ตามลำดับ (SS1, SS2 และ SS3) และเวลาการมาถึงของสัญญาณที่มาจากสถานีฐานที่ 1, 2, และ 3 ตามลำดับ (TOA1, TOA2 และ TOA3) และชั้นข้อมูลออก 1 ชั้น (1 layer output) มีจำนวนนิวรอนในชั้นนี้ 2 นิวรอนเพื่อให้ค่าผลลัพธ์เป็นค่าตำแหน่ง (x,y) และมีชั้นซ่อนเร้น (Hidden layer) 1 ชั้น จำนวนนิวรอนในชั้นนี้ปรับจำนวนได้ ซึ่งในการวิจัยนี้คาดว่า การใช้จำนวนชั้นซ่อนเร้นเพียง 1 ชั้นมีความเพียงพอกับปัญหาที่จะทำการแก้ไข และในการวิจัยนี้จะทดสอบหาจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นที่ให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุด ซึ่งมีลักษณะเป็นดังรูปที่ 9

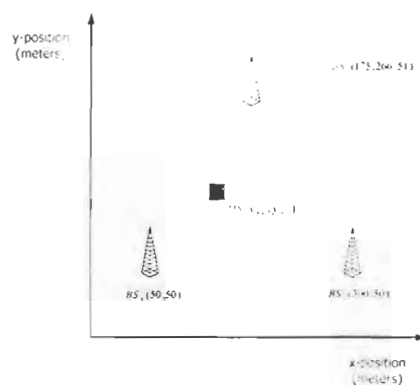


รูปที่ 9 นิเวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบใช้งานในโครงการวิจัย

7. ทำการป้อนข้อมูลเพื่อฝึกนิเวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบขึ้น โดยการทดลองปรับจำนวนนิเวรอนในชั้นซ่อนเร้นให้ได้ผลลัพธ์ที่เหมาะสมที่สุด เพื่อให้มีค่าความถูกต้องของการประมาณค่าโดยนิเวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบมากขึ้นเมื่อเทียบกับวิธีต่างๆ ที่มีผู้นำเสนอไว้ และตามที่ E - 9 1 1 ได้กำหนดไว้
- 8 . ทำการทดสอบ (T e s t) โดยใช้ชุดข้อมูลสำหรับการทดสอบที่สร้างขึ้นอีกชุดหนึ่ง
- 9 . ทำการขยายขอบเขตของระบบออกไป โดยการพิจารณาให้ครอบคลุมสถานีฐานจำนวนมากขึ้น
10. วิเคราะห์ผลลัพธ์โดยเขียนเป็นกราฟ หรือตารางของค่าความผิดพลาดของผลลัพธ์ที่นิเวรอลเน็ตเวิร์กประมาณค่ากับค่าเป้าหมายที่ป้อนเข้าสู่ระบบและเปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ ในการประมาณค่าตำแหน่ง

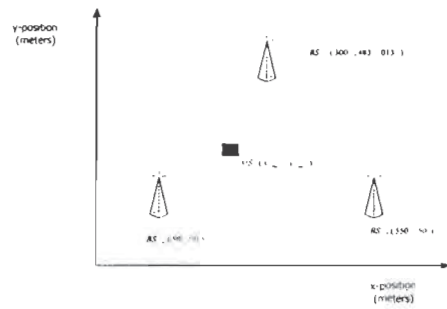
ระบบแบบจำลองสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ที่ใช้ในการทดสอบ

1. กรณีต้นแบบใช้ในการทดสอบสมมุติฐาน (กรณีที่ 1)



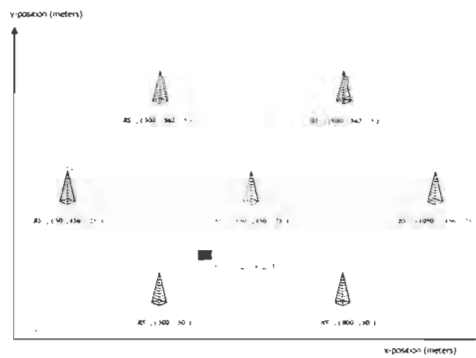
รูปที่ 10 ระบบสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ในกรณีที่ 1

2. กรณีครอบคลุมพื้นที่แคบ 3 สถานีฐาน (กรณีที่ 2)



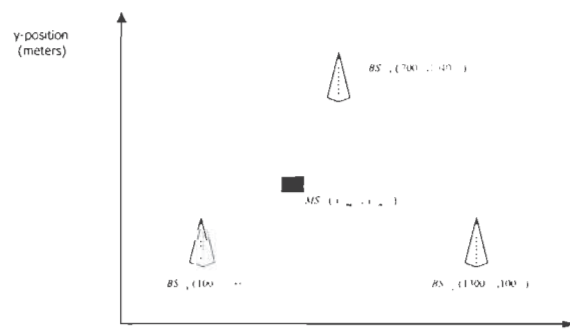
รูปที่ 11 ระบบสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ในกรณีที่ 2

3. กรณีครอบคลุมพื้นที่แคบ 7 สถานีฐาน (กรณีที่ 3)



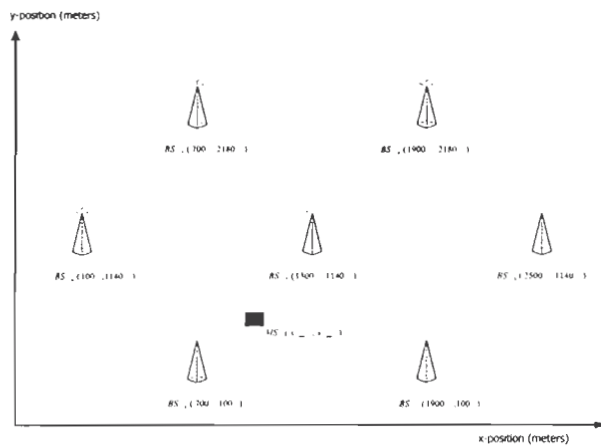
รูปที่ 12 ระบบสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ในกรณีที่ 3

4. กรณีครอบคลุมพื้นที่กว้าง 3 สถานีฐาน (กรณีที่ 4)



รูปที่ 13 ระบบสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ในกรณีที่ 4

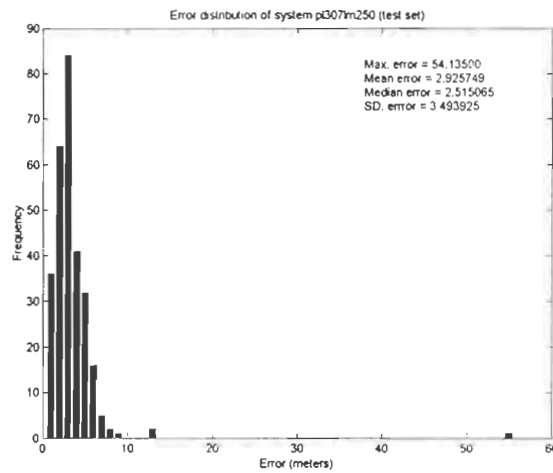
5. กรณีครอบคลุมพื้นที่กว้าง 7 สถานีฐาน (กรณีที่ 5)



รูปที่ 14 ระบบสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ในกรณีที่ 5

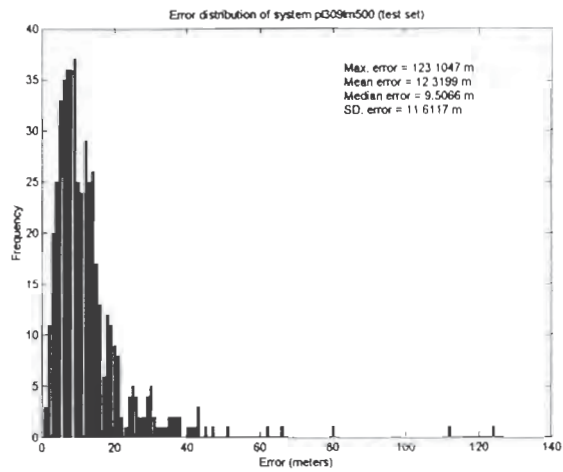
ผลการจำลองระบบ

1. ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 1



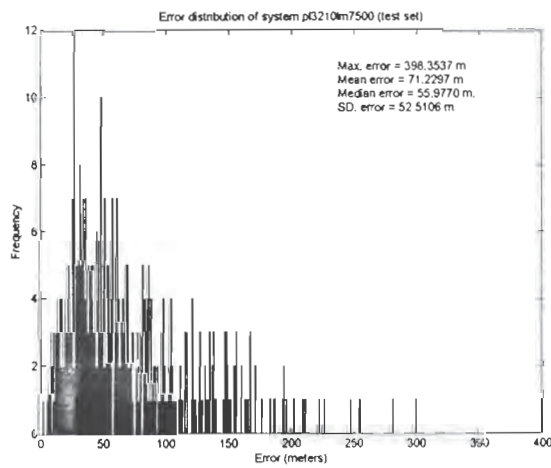
รูปที่ 15 ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 1

2. ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 2



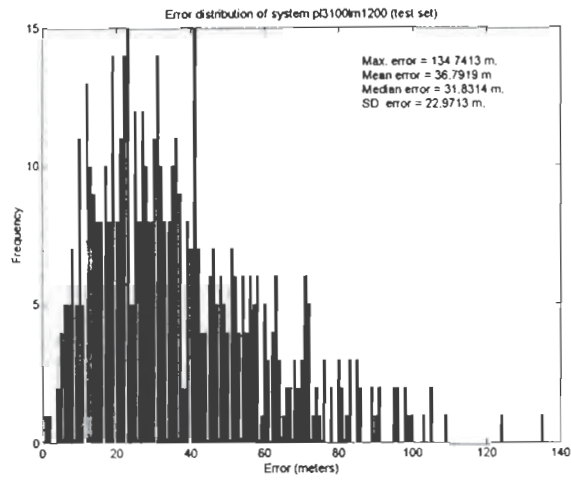
รูปที่ 16 ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 2

3. ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 3



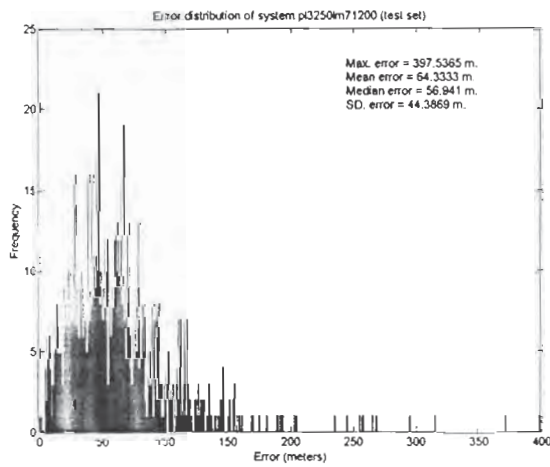
รูปที่ 17 ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 3

4. ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 4



รูปที่ 18 ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 4

5. ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 5



รูปที่ 19 ผลการจำลองระบบในกรณีที่ 5

สรุปผลการวิจัย

จากการทดสอบทุกกรณีที่ได้มาสามารถหาข้อสรุป (ดูตารางที่ 1 ประกอบ) ได้ดังนี้

- 1) นิเวศวิทยานิวรอลเน็ตเวิร์กสามารถนำมาใช้ในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้โดยมีประสิทธิภาพ และให้ผลดีกว่าวิธีการคำนวณทางคณิตศาสตร์โดยตรงแบบเดิมที่เสนอไว้
- 2) การออกแบบจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นจะมากหรือน้อยขึ้นกับ
 - พื้นที่ในการทำการประมาณค่า : พื้นที่ที่มากขึ้นจะต้องการจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นที่มากขึ้น
 - รูปแบบการวางตัวของสถานีฐาน : ในระบบ 7 สถานีฐานจะพบการวางตัวของสถานีฐานใน 2 ลักษณะ คือ สามเหลี่ยมและ สามเหลี่ยมกลับหัว ซึ่งการวางตัวที่ไม่เหมือนกันนี้ทำให้ต้องใช้จำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นมากขึ้นด้วยเช่นกัน
 - ความสัมพันธ์กันของชุดข้อมูล (Correlation of information) : ในระบบ 7 สถานีฐานจะพบว่าจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้นจะมีค่าค่อนข้างมาก เนื่องจากข้อมูลที่ป้อนให้นิวรอลเน็ตเวิร์กในแต่ละพื้นที่สามเหลี่ยมของสถานีฐานจะมีค่าใกล้เคียงกัน และมีความคล้ายกันกับข้อมูลข้างเคียงที่อยู่บริเวณเดียวกัน
- 3) การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กในลักษณะของ Multiple Codebook จะมีข้อดีในการใช้จำนวนนิวรอนที่น้อย และ ใช้เวลาในการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กที่น้อย อีกทั้งยังง่ายต่อการแก้ไข ปรับปรุงระบบเมื่อมีข้อผิดพลาดเกิดขึ้นอีกด้วย ในขณะที่การฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กในลักษณะของ Single Codebook จะใช้เวลาในการฝึกนานกว่าการฝึกในลักษณะของ Multiple Codebook เนื่องจากจำนวนข้อมูล และ พื้นที่ที่พิจารณาเพิ่มขึ้นมาอีกมากกว่าเดิม และค่าความถูกต้องเมื่อทำการฝึกในระบบที่ครอบคลุมพื้นที่มากขึ้นจะลดลงเมื่อพิจารณาที่จำนวนนิวรอนที่เท่ากัน ขณะเดียวกันก็จะมีค่าใช้จ่ายในการปรับปรุงแก้ไขระบบอีกด้วย

กล่าวโดยสรุปแล้วโครงการวิจัยนี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ด้วยนิวรอลเน็ตเวิร์ก โดยยังคงให้ความสามารถในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่ตรงตามที่หน่วยงาน FCC ได้ออกเป็นมาตรฐานไว้ และ นิวรอลเน็ตเวิร์กยังให้ค่าความถูกต้องของการประมาณค่าที่สูงกว่าอัลกอริทึมการคำนวณโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีผู้นำเสนอไว้แล้ว อีกทั้งไม่สิ้นเปลืองเวลาในการคำนวณขณะใช้งานจริงอีกด้วย

ผลการจำลองระบบทั้งในกรณีของแบบจำลองสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ และ แบบจำลองของนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบขึ้น ให้ผลการทดสอบที่ยืนยันแนวความคิดที่ว่า การใช้นิวรอลเน็ตเวิร์กมาทำการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่สามารถลดความถูกต้อง และ เมื่อนิวรอลเน็ตเวิร์กได้รับการฝึกแล้วก็ไม่จำเป็นต้องใช้เวลาในการคำนวณเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่อีกทุกครั้งเหมือนกับวิธีการคำนวณโดยใช้แบบจำลอง

ทางคณิตศาสตร์อื่น ๆ ที่มีผู้นำเสนอ "ก่อนหน้านี้" อีกทั้งนิรอลเน็ตเวิร์กสามารถทำงานได้ดีทั้งในพื้นที่ครอบคลุมต่าง ๆ กัน ทั้งพื้นที่ที่เป็นอาคารเขตเล็ก ๆ ไปจนถึง พื้นที่กว้าง ๆ ได้

ผลการจำลองระบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะกับอัลกอริทึมอื่น ๆ ที่มีผู้นำเสนอก่อนหน้านี้พบว่า การใช้นิรอลเน็ตเวิร์กสามารถให้ค่าความถูกต้องที่สูงกว่าจริง และ สามารถรองรับมาตรฐานความถูกต้องระยะยาวที่หน่วยงาน FCC "ได้กำหนดเอาไว้"

ภาพที่ 1 สรุปผลการทดสอบกรณีต่าง ๆ

กรณีทดสอบ	จำนวนโนด ในชั้นซ่อน เริ่ม	จำนวนเซลล์ (เซลล์)	จำนวนจุดทดสอบ (ค่า)	จำนวนชุดทดสอบ (ค่า)	ค่าความถูกต้อง (ในระยะ 125 เมตร)
1. กรณีต้นแบบใช้ใบ การทดสอบสมมุติฐาน	7	250	129	284	100 %
	10	25	129	284	100 %
2. กรณีครอบคลุม พื้นที่แคบ 3 สถานี ฐาน	9	50	283	497	100 %
	15	500	283	497	100 %
3. กรณีครอบคลุม พื้นที่แคบ 7 สถานีฐาน	170	500	357	438	91.3 %
	210	50	357	438	87 %
4. กรณีครอบคลุม พื้นที่กว้าง 3 สถานี ฐาน	50	1200	259	522	96 %
	60	1200	259	522	98 %
	100	1200	259	522	99 %
5. กรณีครอบคลุม พื้นที่กว้าง 7 สถานี ฐาน	250	1200	364	841	93 %
	300	1200	364	841	88 %
*หมายเหตุ : ระดับค่าความถูกต้องเป้าหมายคือ 90% ขึ้นไป นำไปใช้งาน					

ผลิตภัณฑ์หรือความสัมฤทธิ์ผลของงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

วิทยานิพนธ์เรื่อง “การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์ก”

โดยนาย ปิติ เล็กอุทัย หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ISBN 974-17-1941-8

รายการอ้างอิง

1. Caffery, J. J., Stuber, Jr. L. and Stuber, G. L. Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems. IEEE Communications Magazine, Vol. 36 (Apr. 1998) : 38-45.
2. Wang, S. S., Green, M. and Malkawi, M. E-911 Location Standards and Location Commercial Services. Emerging Technologies Symposium: Broadband, Wireless Internet Access, 2000 IEEE (2000) : 1-5.
3. Rappaport, T. S., Reed, J. H. and Woerner, B. D. Position Location Using Wireless Communications on Highways of the Future. IEEE Communication Magazine Vol. 34 (Oct. 1996) : 33-41.
4. Krizman, K. J., Biedka, T. E. and Rappaport, T. S. Wireless Position Location: Fundamentals, Implementation Strategies, and Sources of Error. Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 45th Vol. 2 (May 1997) : 919-923.
5. Meyer, M. J., Jacobson, T., Palamara, M. E., Kidwell, E. A., Richton, R. E. and Vannucci, G. Wireless Enhanced 9-1-1 Service-Making It a Reality. BELL Labs Technical Journal Vol. 1 No. 2 (Autumn 1996): 188-202.
6. Yamamoto, R., Matsutani, H., Matsuki, H., Oono, T. and Ohtsuka, H. Position Location Technologies Using Signal Strength in Cellular Systems. Vehicular Technology Conference, 2001 IEEE Vol. 5 (2001): 25701-2574.
7. Caffery, J. J. and Stuber, G. L. Subscriber Location in CDMA Cellular Networks. IEEE Transaction Vehicular Technology Vol. 47, No. 2 (May 1998) : 406-416.
8. Masato, A., Manabu, K. and Takeshi, H. A New Location Estimation Method Based on Maximum Likelihood Function in Cellular Systems. Vehicular Technology Conference, 2001 : 106-110.
9. Prasad, R., Mohr, W. and Korhauser, W. Third Generation Mobile Communication Systems. London. : Artech House, 2000.
10. Lau, C. Neural Networks Theoretical Foundations and Analysis. New York. : IEEE PRESS, 1992.

11. Robert J. Schalkoff Pattern Recognition: Statistical, Structural and Neural Approaches. USA. : John Wiley & Sons, 1992.
12. Demuth, H. and Beale, M. Neural Network Toolbox For Use with MATLAB. The MATH Works, 1998.
13. Fu, L. Neural Networks In Computer Intelligence. USA. : McGraw-Hill, 1994.
14. พงศ์ภพ ฤดีชื่น. การทำนายสัญญาณกำลังในช่องสัญญาณเดคคิงแบบเรย์ลีโดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์ก. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.
15. Sandrine, M., Mickael, B. and Jean. N. P. Data Fusion Based on Neural Network for the Mobile Subscriber Location. Vehicular Technology Conference, 2000 : 536-541.
16. Parsons, J. D. The Mobile Radio Propagation Channel. London: Pentech Press, 1992.

.....

(รศ.ดร.วาทิต เบนญพหลกุล)

อาจารย์ผู้รับผิดชอบโครงการ/นักวิจัย

...../...../.....

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 14 เรื่อง
การประเมินประสิทธิภาพสำหรับโครงข่าย TCP/IP ผ่านดาวเทียม
(Performance Evaluation via satellite TCP/IP Networks)

คณะผู้วิจัย

รศ. ดร. ประสิทธิ์ ทัพพะผณี

นักวิจัย

ขอบเขตหรือเป้าหมายของงานวิจัยเรื่องนี้

ทำการศึกษาและวิเคราะห์หาแนวทางการประเมินประสิทธิภาพของระบบสื่อสารดาวเทียม รวมถึงการเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารดาวเทียม

การดำเนินงานวิจัย

มิถุนายน พ.ศ. 2545

ค้นคว้าเอกสารทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับปัญหาในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม วิธีการแก้ปัญหา ทฤษฎีของการสื่อสารผ่านดาวเทียม จากแหล่งข้อมูลต่าง ๆ ดังนี้

7. บทความทางวิชาการจาก IEEE
8. วิทยานิพนธ์ที่มีผู้เสนอไว้
9. หนังสือ และ ตำรา ต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับทฤษฎีของการสื่อสารดาวเทียม

กรกฎาคม พ.ศ. 2545

9. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
10. ศึกษาการเขียนโปรแกรม
11. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียม

สิงหาคม พ.ศ. 2545

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียม ช่วง Sudden Start

กันยายน พ.ศ. 2545

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้

2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียม ช่วง Sudden Start

ตุลาคม พ.ศ. 2545

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมช่วง Sudden Start

พฤศจิกายน พ.ศ. 2545

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียม ช่วง Congestion Avoidance

ธันวาคม พ.ศ. 2545

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมช่วง Congestion Avoidance

มกราคม พ.ศ. 2546

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมช่วง Fast Retransmit & Rapid Recovery

กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2546

1. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
2. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมในส่วนของ Goodput เทียบกับ PLoss

มีนาคม พ.ศ. 2546

7. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมที่มีผู้เสนอไว้
8. ทำการเขียนโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาในระบบสื่อสารดาวเทียมในส่วนระบบโดยรวม

เมษายน พ.ศ. 2546

1. ปรับปรุงโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาและแนวทางการประเมินเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสารดาวเทียม

พฤษภาคม พ.ศ. 2546

1. ปรับปรุงโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาและแนวทางการประเมินเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสารดาวเทียม

พฤษภาคม พ.ศ. 2546

1. ปรับปรุงโปรแกรมจำลองระบบของปัญหาและแนวทางการประเมินเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสารดาวเทียม

เนื้อหา

1. ความเป็นมา

ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารทางด้านดาวเทียมมีประโยชน์และมีความสำคัญต่อการสื่อสารยุคปัจจุบัน มีข้อได้เปรียบหลายประการ เช่น

1. ในพื้นที่ที่ไม่สามารถวางระบบของการสื่อสารแบบบนพื้นโลกได้ เช่น ในมหาสมุทรหรือในพื้นที่ที่มีภูเขาล้อมรอบ หรือพื้นที่ที่สามารถวางระบบบนพื้นโลกได้แต่จะไม่คุ้มกับต้นทุนทางด้านเศรษฐศาสตร์
2. ในวงขาคืนและช่วงขาลงสามารถส่งข้อมูลไปยังกลุ่มของผู้ใช้ขนาดใหญ่ได้
3. มีแบนด์วิดท์ขนาดกว้าง (Bandwidth on demand) สามารถส่งข้อมูลขนาดใหญ่ได้ทีละมากๆ ซึ่งในปัจจุบันการสื่อสารดาวเทียมมีช่วงความถี่ต่างๆ เช่น ในช่วง C-Band จะใช้ความถี่ในช่วงขาขึ้น 4 GHz ในช่วงขาลง 6 GHz, Ku-Band จะใช้ความถี่ในช่วงขาขึ้น 10 GHz ในช่วงขาลง 12 GHz และ Ka-Band จะใช้ความถี่ในช่วงขาขึ้น 20 GHz ในช่วงขาลง 30 GHz โดยจะมีแบนด์วิดท์ประมาณ 500 MHz

ข้อดีมีแต่ข้อเสียแต่ก็มีข้อจำกัดตรงที่มีอัตราความผิดพลาดในการเชื่อมต่อสูงและมีการหน่วงเวลาของการแพร่กระจายมากและการเกิดความคับคั่ง (congestion) มีผลทำให้วิสัยสมรรถ (Throughput) มีค่าลดลง ซึ่งเป็นลักษณะทางธรรมชาติของการสื่อสารผ่านดาวเทียม ดังนั้นจึงมีงานวิจัยที่มุ่งเน้นเพื่อลดการเกิดความคับคั่งในช่องสัญญาณสื่อสารดาวเทียมและลดความผิดพลาดของการเชื่อมโยงในระบบ

2. วัตถุประสงค์และความรู้พื้นฐาน

วัตถุประสงค์

ความรู้พื้นฐานระบบการสื่อสารดาวเทียม

โครงสร้างระบบการสื่อสารดาวเทียม ประกอบด้วย

1. ผู้ใช้ดาวเทียม : อายุการใช้งานประมาณ 7 – 15 ปี ขึ้นอยู่กับพลังงานสำรอง ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้ :-

ระบบควบคุมตำแหน่งและวงโคจร

ในส่วนนี้จะประกอบด้วย มอเตอร์จรวดที่คอยทำการปรับเปลี่ยนวงโคจรของดาวเทียมให้อยู่ในวงโคจรที่ถูกต้อง เมื่อเกิดการคลาดเคลื่อนของวงโคจรเนื่องจากมีแรงภายนอกมากระทำ

ระบบตรวจจับและสั่งการดาวเทียม (Telemetry, Tracking และ Command หรือ TT&C)

ระบบนี้จะมีทั้งในตัวดาวเทียมและอยู่ที่สถานีภาคพื้นดิน โดยระบบ Telemetry จะส่งข้อมูลที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณควบคุมต่างๆ บนตัวดาวเทียม แล้วส่งมายังสถานีควบคุมภาคพื้นดิน ส่วนระบบ Tracking เป็นระบบที่อยู่บนภาคพื้นดินซึ่งคอยจัดการเกี่ยวกับข้อมูลทางตำแหน่งของตัวดาวเทียม เช่น ระยะห่างจากโลก, มุม Azimuth, และมุม Elevation จากการตรวจจับตัวแปรทั้งสามซ้ำกันหลายๆ ครั้ง ก็จะทำให้สถานีควบคุมภาคพื้นดินสามารถกำหนดตำแหน่งที่ถูกต้องของตัวดาวเทียม ณ ขณะนั้นๆ ได้

การรับสัญญาณระบบ Telemetry จากดาวเทียม และข้อมูลเกี่ยวกับตำแหน่งและวงโคจรจากระบบ Tracking ก็จะทำให้สถานีควบคุมภาคพื้นดินสามารถส่งสัญญาณควบคุม Command ไปยังตัวดาวเทียมเพื่อใช้ในการปรับเปลี่ยนตำแหน่งและวงโคจรของดาวเทียมให้ถูกต้อง

ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้า

ดาวเทียมสื่อสารทุกชนิดจะได้รับพลังงานไฟฟ้าจากการแปรผันมาจากพลังงานแสงอาทิตย์ โดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า Solar Cells โดยพลังงานที่ได้นี้จะใช้ในระบบสื่อสารของดาวเทียม โดยเฉพาะในภาคส่ง และพลังงานไฟฟ้าที่เหลือก็จะใช้ในส่วนอื่นๆ ของตัวดาวเทียม โดยเรียกว่า Housekeeping เนื่องจากเป็นระบบที่คอยสนับสนุนส่วนของระบบสื่อสารให้ทำงานได้อย่างถูกต้องและมีประสิทธิภาพ

1.4 ระบบนี้เป็นส่วนประกอบหลักของดาวเทียมสื่อสาร โดยที่ระบบอื่นๆ เป็นเพียงส่วนที่คอยสนับสนุนการทำงานของระบบนี้เท่านั้น ระบบนี้ประกอบด้วยระบบจานสายอากาศซึ่งคอยรับและส่งสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์กว้างในย่านความถี่ไมโครเวฟ นอกจากนี้ยังมีส่วนของภาครับ-ภาคส่ง และภาคขยายกำลังของสัญญาณสำหรับหน่วยหนึ่งๆ ที่เป็นทั้งตัวรับและตัวส่งสัญญาณเรียกว่า ทรานส์พอนเดอร์ (Transponder)

2. สถานีควบคุมดาวเทียมให้อยู่ในวงโคจรที่ถูกต้อง (Station Keeping, Master Control Station)
3. ชั้นบรรยากาศ (Free Space)
4. สถานีภาคพื้นดินชนิดต่างๆ (Earth Stations)
5. การเชื่อมโยง (Links) ต่างๆ ระหว่างสถานีภาคพื้นดินกับผู้ใช้บริการ (Users) เช่น ชุมสายโทรศัพท์, สถานีโทรทัศน์ เป็นต้น
6. การเชื่อมต่อกับเครือข่ายการสื่อสารภาคพื้นดิน (Terrestrial Network)

ระบบสื่อสารดาวเทียม (Satellite Systems)

ระบบสื่อสารดาวเทียมประกอบด้วย ดาวเทียมที่ลอยอยู่ในอวกาศ ซึ่งดาวเทียมนี้จะทำการเชื่อมโยงการสื่อสารกับภาคพื้นดิน โดยผู้ใช้ทำการส่งสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband) สัญญาณนี้จะถูกส่งไปยังสถานีภาคพื้นดินโดยผ่านเครือข่ายการสื่อสารภาคพื้นดิน (Terrestrial Network) ซึ่งอาจเป็นสายโทรศัพท์ เมื่อมาถึงสถานีภาคพื้นดิน สัญญาณจะถูกมอดูเลต (Modulate) และขยายจากนั้นจะถูกส่งออกขึ้นไปยังตัวดาวเทียม เมื่อดาวเทียมได้รับสัญญาณจะทำการกรองเฉพาะสัญญาณ ในช่วงความถี่ที่ต้องการแล้วจะทำการขยายสัญญาณและส่งกลับมายังพื้นโลก เมื่อสถานีภาคพื้นดินรับสัญญาณจากตัวดาวเทียมแล้วจะทำการในกระบวนการย้อนกลับ คือทำการขยายสัญญาณแล้วทำการดีมอดูเลต (Demodulate) กลับไปเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband) และส่งต่อไปยังผู้ใช้โดยผ่านทางเครือข่ายการสื่อสารภาคพื้นดิน (Terrestrial Network)

ชนิดของดาวเทียม

แบ่งตามลักษณะการโคจรจากพื้นโลกเป็น Low Earth Orbit (LEO), Medium Earth Orbit (MEO) และดาวเทียมค้างฟ้า (Geostationary Earth Orbit (GEO)) ซึ่งแต่ละชนิดจะโคจรห่างจากพื้นโลกและมีความเวลาไปกลับ (Round Trip time) (RTT) โดยมีรายละเอียดดังนี้ :-

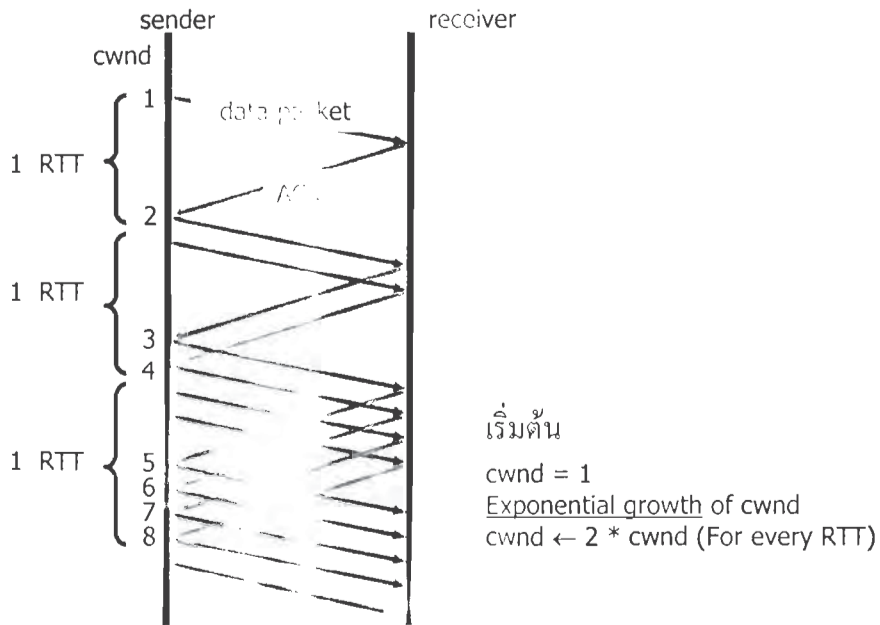
1. Low-Earth Orbit (LEO) มีเวลาไปกลับ (RTT) ประมาณ 0.05 วินาที
2. Medium-Earth Orbit (MEO) มีเวลาไปกลับ (RTT) ประมาณ 0.25 วินาที
3. Geostationary-Earth Orbit (GEO) โคจรห่างจากโลกประมาณ 36,000 กิโลเมตรและมีเวลาไปกลับ (RTT) ประมาณ 0.5 วินาที

ปัญหาในปัจจุบันของการระบบ TCP/IP บนระบบดาวเทียม

ในปัจจุบันปัญหาการสื่อสารผ่านดาวเทียมมีดังนี้

1. Slow Start อักกอริทึม

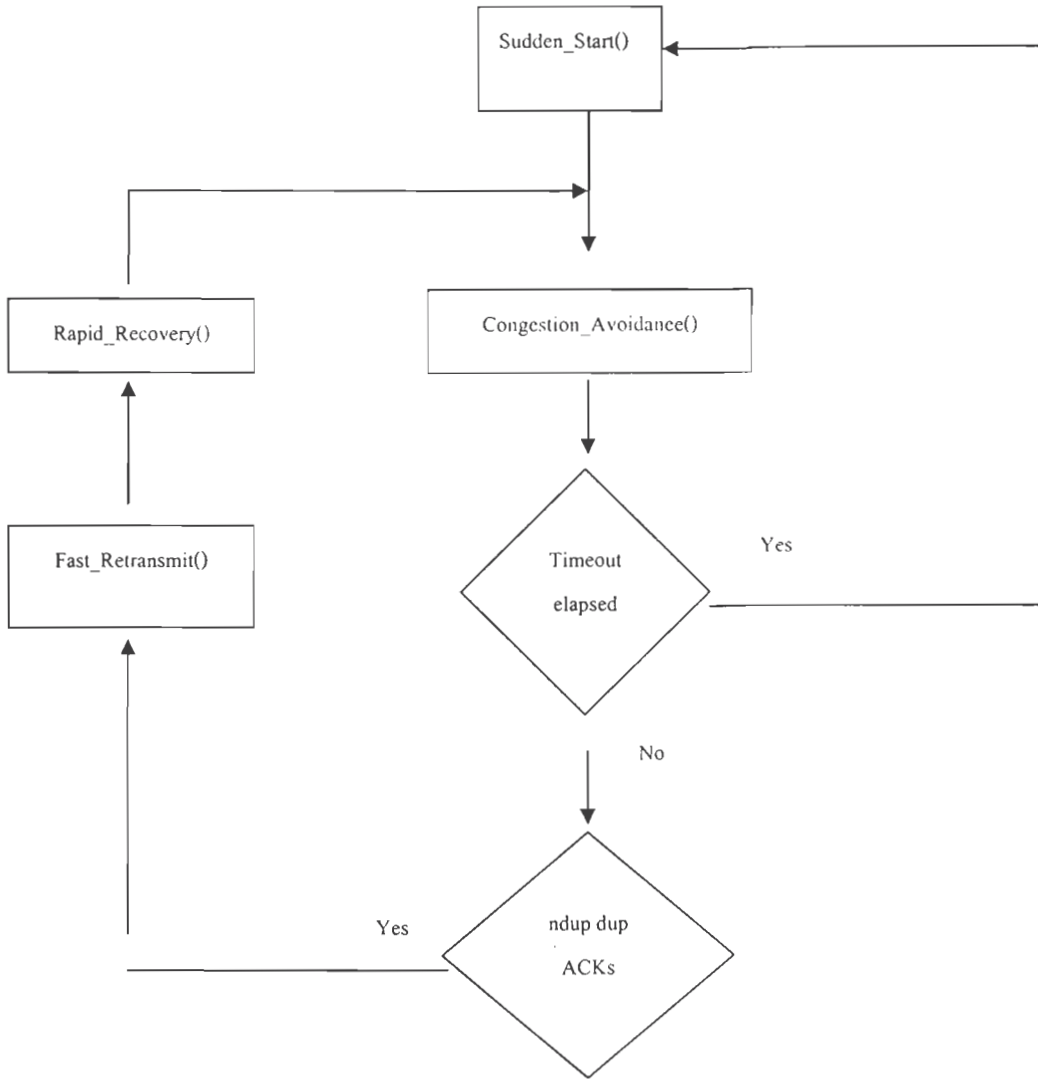
Slow Start อักกอริทึม ใช้ในการเริ่มของการเชื่อมต่อระบบ โดยเริ่มต้นจะให้ congestion window ($cwnd$) มีค่าเท่ากับ 1 หลังจากได้รับ acknowledgement หนึ่งส่งจะเพิ่ม congestion window ในทุกๆ 2 เท่าของช่วงเวลาไปกลับ ดังแสดงในรูปด้านล่าง



2. ข้อมูลสูญหายในระบบมีความคับคั่ง
 อัลกอริทึมที่ช่วยแก้ปัญหาดังกล่าวมีดังนี้

- Sudden Start
- Congestion Avoidance
- Fast Retransmit
- Rapid Recovery

โดยอัลกอริทึมต่างๆ มีขั้นตอนการทำงานดังนี้



รูปที่ 1 โค้ดโปรแกรมของ TCP-Peach= อัลกอริทึม

รายละเอียดของอัลกอริทึมต่างๆ มีดังนี้

1. Slow Start อัลกอริทึม

การเริ่มต้นของการเชื่อมต่อ เครื่องส่งจะส่ง Slow Start อัลกอริทึม เพื่อที่จะทราบว่ามีแบนด์วิดท์เพียงพอหรือไม่ เวลาที่ใช้ดังนี้

$$t_{SlowStart} = RTT * (1 + \log_2 B * RTT/l) \tag{1}$$

เมื่อ RTT คือเวลาไปกลับในการส่งข้อมูล (Round Trip time)(วินาที), B คืออัตราข้อมูล (บิตต่อวินาที) และ l คือความยาวเฉลี่ยของแพ็กเก็ตในหน่วยบิต ปกติจะเท่ากับ 1 กิโลไบต์ มีค่าเท่ากับ 8 กิโลบิต [1]

ตารางที่ 1 ระยะเวลาช่วง Slow Start สำหรับดาวเทียมชนิด LEO, MEO และ GEO

ชนิดของดาวเทียม	RTT (Round-Trip time)	$t_{SlowStart}$ (B = 1 Mb/sec)	$t_{SlowStart}$ (B = 10 Mb/sec)	$t_{SlowStart}$ (B = 155 Mb/sec)
LEO (Low-Earth Orbit)	0.05 วินาที	0.18 วินาที	0.35 วินาที	0.55 วินาที
MEO (Medium-Earth Orbit)	0.25 วินาที	1.49 วินาที	2.32 วินาที	3.31 วินาที
GEO (Geostationary-Earth Orbit)	0.55 วินาที	3.91 วินาที	5.73 วินาที	7.91 วินาที

1.1 Dummy segments

Dummy segments คือข้อมูลส่วนความสำคัญต่ำสร้างโดยเครื่องส่งโดยการทำสำเนาข้อมูลที่ส่งสุดท้ายด้วยเหตุนี้จึงไม่ได้นำข้อมูลใหม่ไปยังผู้รับ

เครื่องส่งใช้ dummy segments ในการทดสอบว่าระบบยังมีเส้นทางในการส่งหรือไม่ถ้าเส้นทางนั้นคับคั่ง จะทำการทิ้งส่วนที่เป็น dummy segments และการส่ง dummy segments ไม่ได้มีผลกระทบในการลดวิสัยสามารถ (Throughput) ของระบบ และถ้าหากเส้นทางไม่คับคั่ง dummy segments จะถูกส่งไปถึงยังเครื่องรับ เครื่องส่งจะใช้นี้บิตหรือมากกว่า ในส่วนที่ไม่ใช่จาก 6 บิต TCP header เพื่อที่จะแยกแยะระหว่าง dummy segments กับ data segments

1.2 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารดาวเทียม TCP

TCP ในเบื้องต้นถูกพัฒนาเพื่อให้ใช้กับระบบที่มีสายซึ่งอัตราความผิดพลาดของการเชื่อมโยงมีค่าต่ำ Transmission Control Protocol (TCP) จะมีตัวแปรคือ congestion window ($cwnd$) แทนปริมาณของข้อมูลในขณะใดขณะหนึ่ง ซึ่งใช้กำหนดอัตราการส่ง ใน TCP-Reno ช่วง Slow Start ค่าของ congestion window ($cwnd$) จะเพิ่มเป็นสองเท่าในทุกๆ เวลาไปกลับ (RTT) จนกระทั่งเกิดการสูญหายของข้อมูล เมื่อการตรวจพบว่าระบบคับคั่งและมีข้อมูลสูญหายและข้อมูลจะถูกส่งใหม่ congestion window จะลดลงครึ่งหนึ่ง และจะเข้าสู่ช่วง congestion avoidance ระหว่างช่วงนี้ congestion window จะเพิ่มครั้งละ 1 segment เป็นอย่างมากต่อช่วงเวลาไปกลับ และจะลดลงครึ่งหนึ่งเมื่อตรวจสอบพบว่าระบบคับคั่ง ท้ายที่สุดหากการส่งใหม่ยังมีการสูญหายของข้อมูลอีก เครื่องส่ง TCP จะเริ่มนับเวลา timeout และในช่วงเวลานี้จะลดค่า congestion window ให้มีค่าเป็น 1 segment ซึ่งในระบบดาวเทียม ช่วงเวลา timeout และเริ่ม slow start นี้จะใช้เวลาประมาณหลายวินาทีช่วงเวลานี้วิสัยสามารถจะมีค่าต่ำ [7]

1.3 Explicit Congestion Notification (ECN)

ในปัจจุบันการควบคุมความคับคั่งในระบบสื่อสารดาวเทียม ซึ่ง The Internet Engineering Task Force (IETF) ได้กำหนดมาตรฐาน RFC 2481 ได้กำหนด Explicit Congestion Notification (ECN) โดยให้ใช้ 2 บิตใน IP header กำหนดให้มีชื่อ บิต CE และ บิต ECT ตามลำดับโดยที่บิต CE ใช้บอกความคับคั่งที่เส้นทาง การทำสัญลักษณ์โดยใช้ RED (Random Early Detection) อัลกอริทึม ขึ้นอยู่กับขนาดของคิวเฉลี่ย ในส่วนของเครื่องรับจะส่ง ECN กลับไปยังเครื่องส่ง โดยผ่านทาง TCP ACKs เครื่องส่งจะตอบสนองต่อ ECN หนึ่งครั้งต่อเวลาไปกลับ (Round Trip Time) (RTT)

ข้อได้เปรียบของ ECN คือ ในกรณีของเกิดความคับคั่งมีขนาดไม่มากนักจะไม่มีแพ็กเก็ตสูญหาย และทำให้สามารถบอกข้อมูลความคับคั่งของระบบได้มากขึ้นทำให้สามารถปรับเปลี่ยนอัตราการส่งระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับทำให้ลดการเชื่อมต่อระบบใหม่ในกรณีที่แพ็กเก็ตสูญหาย ซึ่งมีความจำเป็นอย่างมากในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมเนื่องจากในระบบสื่อสารผ่านดาวเทียมนั้นมี long propagation delay มาก

ในปัจจุบัน ECN ใช้ 2 บิตใน IP header (บิตที่ 6 และ บิตที่ 7 ใน TOS (Type of Service)) ซึ่งแต่เดิม ECN ได้กำหนดการควบคุมไว้เป็นสองระดับดังตารางที่ 2[4]

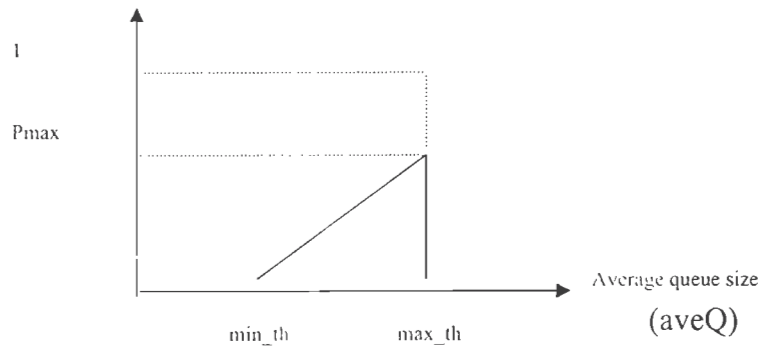
ตารางที่ 2 เส้นทางตอบสนองความคับคั่งโดยทำสัญลักษณ์ที่บิต CE และ ECT

บิต CE (บิตที่ 6 ใน TOS)	บิต ECT (บิตที่ 7 ใน TOS)	ระดับของความคับคั่ง
0	0	ไม่มีความคับคั่ง
0	1	ระบบคับคั่ง

1.4 Random Early Detection (RED) อัลกอริทึม

Random Early Detection อัลกอริทึมจะกำหนดขนาดคิวเฉลี่ยเมื่อขนาดของคิวเฉลี่ยมีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดไว้ จะทำการทิ้งแพ็กเก็ตซึ่งมีความน่าจะเป็นจะเป็นฟังก์ชันของขนาดคิวเฉลี่ย [4]

Marking Probability



รูปที่ 2 Random Early Detection อัลกอริทึม

$$\text{max_th} = 2 * \text{min_th}$$

P_{max} มีค่าประมาณ 0.1

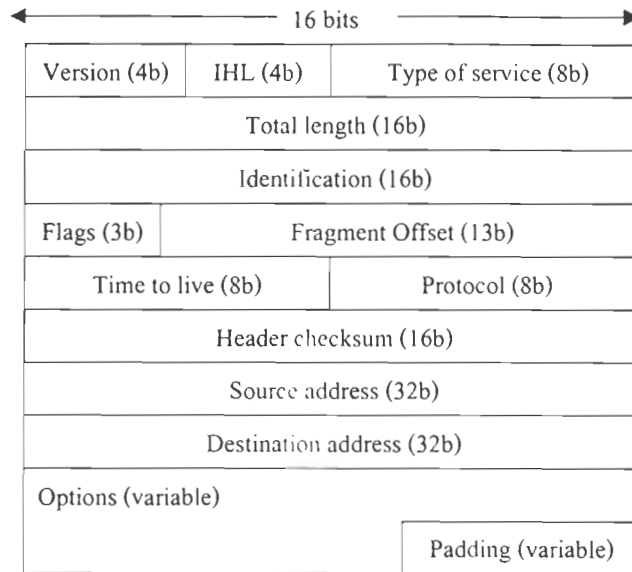
$$\text{ave}Q = (1 - wq) * \text{ave}Q + wq * \text{int an}Q$$

เมื่อ wq คือ weighting factor

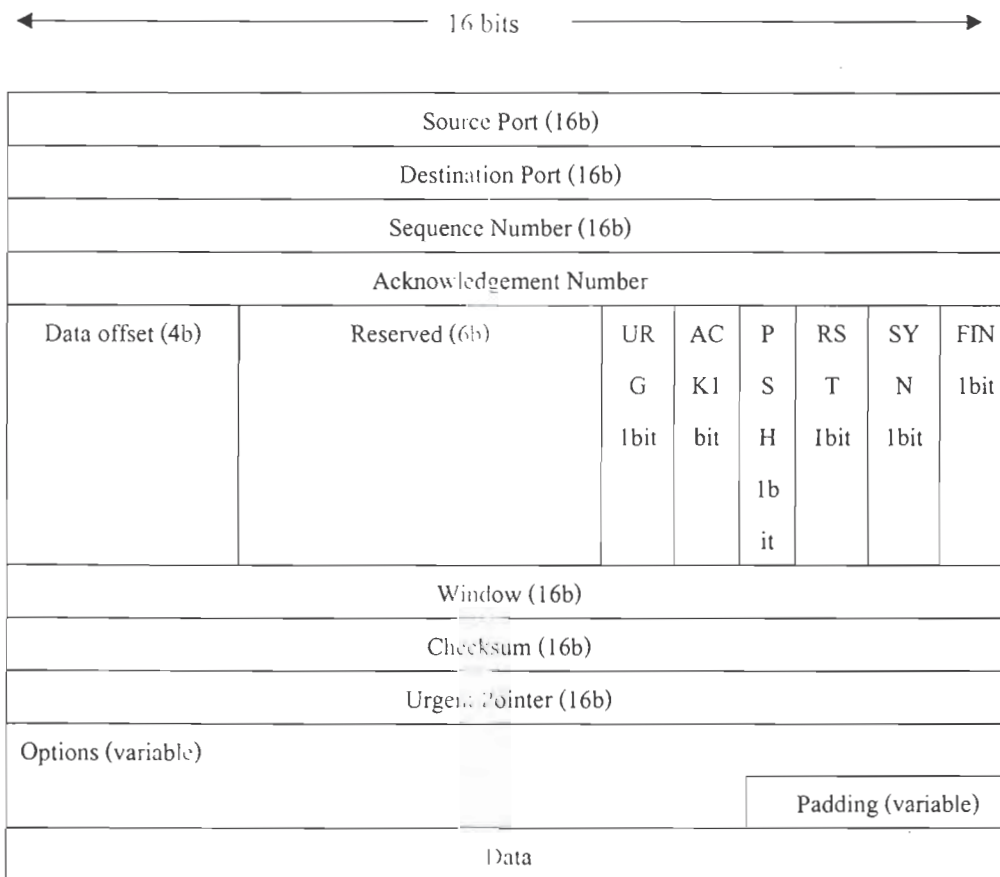
$$0.002 \leq wq \leq 0.0042$$

1.5 Fast Retransmit อัลกอริทึม

การตรวจสอบข้อมูลสูญหายจะสมมติให้ข้อมูลสูญหายเนื่องจากความคับคั่ง และจะตรวจสอบโดยเครื่องส่ง
 แจ้งว่าได้รับ acknowledged 3 ครั้งที่มีเหมือนกันจะเริ่มสิ้นของ Fast Retransmit อัลกอริทึม และจะเริ่มให้ $cwnd$ มี
 ค่าเท่ากับ 1



รูปที่ 3 รูปแบบของอิมแพทอร์เน็ตโปรโตคอล(Ipv4)



รูปที่ 4 รูปแบบที่แตกตัวของ TCP

1.6 รูปแบบของอินเทอร์เน็ตโปรโตคอล

รูปแบบของอินเทอร์เน็ตโปรโตคอลดังแสดงในรูปที่ 3 [5]

1.7 รูปแบบแพ็กเก็ตของ TCP

รูปแบบของแพ็กเก็ตดังแสดงในรูปที่ 4 [5]

สมมติว่าการสูญหายของข้อมูลเป็นตัวบ่งบอกความคับคั่ง การสูญหายของข้อมูลตรวจสอบจากการได้รับ acknowledgement ซ้ำกัน 3 ครั้ง

Packets



Acknowledgements



รูปที่ 6

จากรูปที่ 6 จะสมมติว่าแพ็กเก็ตที่ 4 ข้อมูลสูญหาย จะพบว่าจะได้รับ acknowledgement ของแพ็กเก็ตที่ 3 ซ้ำกัน 3 ครั้ง

3. วิธีการดำเนินการวิจัย

1. แบบจำลองระบบ (System Model)

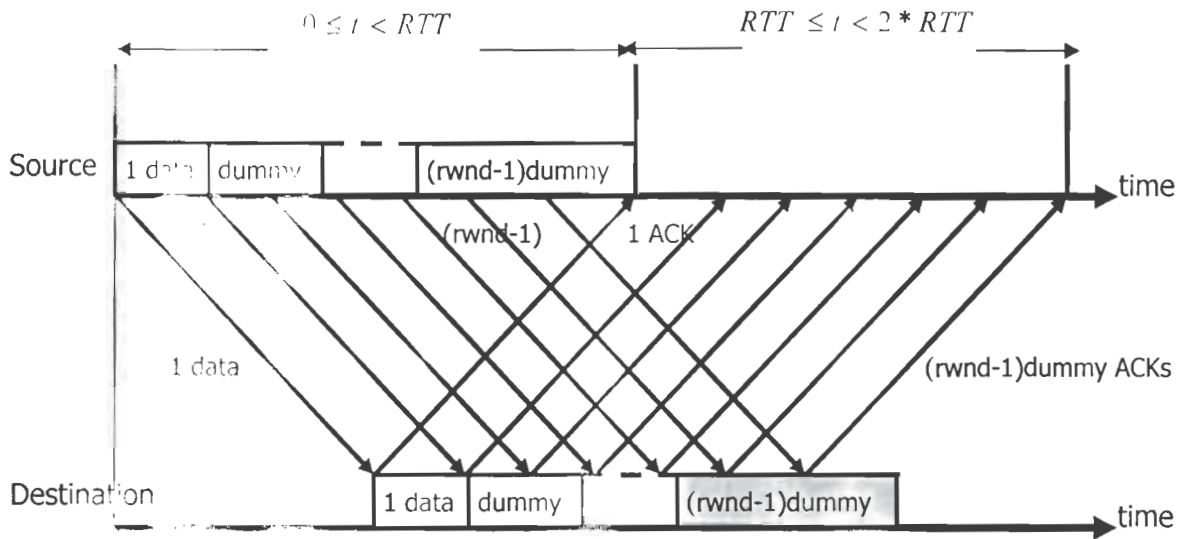
เนื่องจากปัญหาของ Slow Start อัลกอริทึม และปัญหาข้อมูลสูญหายเนื่องจากความคับคั่งทำให้วิสัยสามารถ (Throughput) และอัตราการส่งข้อมูลลดน้อยลง ดังนั้นจะทำการวิเคราะห์ระบบ แบ่งเป็น 3 ส่วน

1.1 ปัญหาเบื้องต้น: Slow Start Algorithm จะแก้ปัญหาโดยใช้ Sudden Start อัลกอริทึมซึ่งเพิ่ม congestion window อย่างรวดเร็วในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อระบบเนื่องจากการใช้ dummy segment [4] เราจะให้ตัวแปร *rwnd* แทน congestion window ที่มีค่าที่มากที่สุด โดยที่แนวความคิดว่าในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อเครื่องส่ง

จะให้ congestion window มีค่าเป็น 1 และหลังจากส่ง data segment แล้วจะส่ง $(rwnd - 1)$ dummy segments ใน
 ทุก ๆ

$$\tau = RTT / rwnd \quad (2)$$

ด้วยเหตุนี้ หลังจากหนึ่งช่วงของเวลาไปกลับ congestion window ($cwnd$) จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังนั้น
 เครื่องส่งสามารถประมาณค่าเวลาไปกลับได้



รูปที่ 7 แสดงการส่งแพ็กเก็ตในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อระบบ

จากรูปสามารถอธิบายได้ดังนี้ :-

สมมติการเชื่อมต่อเป็นเวลา $t = 0$

- $0 \leq t < RTT$

เครื่องส่งส่ง data segments และ $(rwnd - 1)$ dummy segments ในขณะนี้ทั้ง data segment และ dummy segments ไปพร้อมกันในช่วงเวลาไปกลับ

- $RTT \leq t < 2 * RTT$

เมื่อ acknowledge เนื่องจากส่วน data segment และ $(rwnd - 1)$ dummy segments ที่ส่งไปเมื่อช่วงเวลาที่ $0 \leq t < RTT$ กลับมายังเครื่องส่ง สำหรับในแต่ละ acknowledge เครื่องส่งจะเพิ่ม congestion window เป็น 1 และเริ่มส่งข้อมูลใหม่

- $t \approx 2 * RTT$

ที่นี้เมื่อ acknowledge สูญหายซึ่งเกิดจากการส่ง dummy segments มาถึงเครื่องส่ง และเครื่องส่งจะเข้าสู่ช่วง congestion avoidance

1.2 ปัญหาข้อมูลสูญหายเนื่องจากเส้นทางคับคั่ง

เนื่องจากการควบคุมความคับคั่งแบบ ECN สามารถบอกระดับของความคับคั่งได้เพียง 2 ระดับ จึงมีแนวความคิดที่จะนำการควบคุมความคับคั่ง 4 ระดับ (4ECN) มาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารดาวเทียมโดยทำการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ต่างๆ ของการควบคุมความคับคั่งหลายระดับ เช่น $P1_{max}$, $P2_{max}$, α_x , min_th , mid_th , max_th

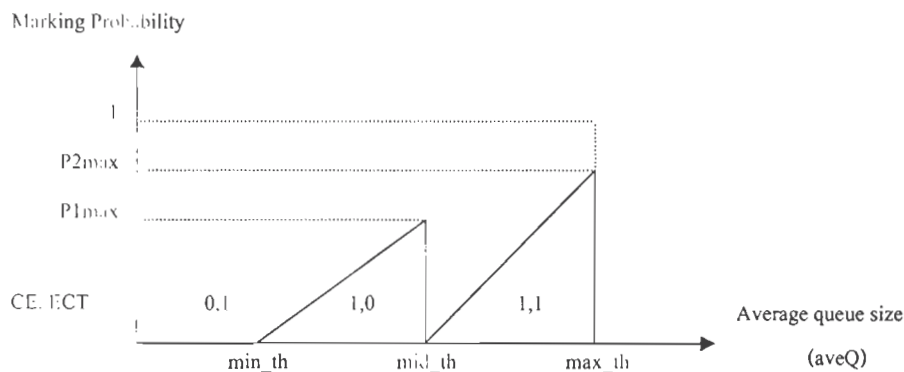
1.2.1 Four levels Explicit Congestion Notification (4ECN)

ใช้การบอกความคับคั่งหลายระดับทำให้สามารถบอกความคับคั่งได้ 4 ระดับ

1.2.1.1 การทำสัญลักษณ์

ตารางที่ 3 การให้สัญลักษณ์ของบิต CE และบิต ECT เพื่อบอกระดับของความคับคั่ง

บิต CE	บิต ECT	ขั้นของความคับคั่ง
0	1	ไม่มีความคับคั่ง
1	0	เริ่มคับคั่ง
1	1	คับคั่งปานกลาง
แพ็กเก็ตสูญหาย		ระบบคับคั่ง



รูปที่ 8 การทำสัญลักษณ์ที่เส้นทาง

$P1_{max}$, $P2_{max}$ มีค่าประมาณ 0.1

min_th มีค่าประมาณ 5 แพ็กเก็ต

$$mid_th = 2 * min_th$$

$$\text{max_th} = 2 * \text{mid_th}$$

1.2.1.2 การป้อนกลับจากเครื่องรับไปยังเครื่องส่ง

จะใช้ 2 บิตที่ 8 และบิตที่ 9 ใน Reserved field ของ TCP header ดังรูปที่ 3

ตารางที่ 4 การทำสัญลักษณ์ที่เครื่องรับที่บิต CWR และบิต ECE

บิต CWR	บิต ECE	ขั้นของความคับคั่ง
0	0	ไม่มีความคับคั่ง
0	1	เริ่มคับคั่ง
1	1	คับคั่งปานกลาง
แฟกต์เกิดสัญญาณ		ระบบคับคั่ง

1.2.1.3 การตอบสนองของเครื่องส่ง

ตารางที่ 5 การตอบสนองโดยเครื่องส่ง

ขั้นของความคับคั่ง	cwnd เปลี่ยนแปลง	cwnd เปลี่ยนแปลง
ไม่มีความคับคั่ง	เพิ่ม "cwnd" ตามปกติ	เพิ่ม "cwnd" ตามปกติ
เริ่มคับคั่ง	คูณด้วยตัวคูณลด $\alpha_1 = 20\%$	คูณด้วยตัวคูณลด $\alpha_1 = 20\%$
คับคั่งปานกลาง	คูณด้วยตัวคูณลด $\alpha_2 = 40\%$	คูณด้วยตัวคูณลด $\alpha_2 = 35\%$
ระบบคับคั่ง	คูณด้วยตัวคูณลด $\alpha_3 = 10\%$	คูณด้วยตัวคูณลด $\alpha_3 = 50\%$

การใช้ Fast Retransmit อัลกอริทึมเมื่อเกิดขั้วคูณสัญญาณ

ในช่วงที่เกิดสัญญาณระบบจะทำการลด congestion window ลงครึ่งหนึ่ง เมื่อช่วง Fast Retransmit และ Rapid Recovery เกิดขึ้นเสร็จแล้วจะวนกลับเข้าช่วง Congestion Avoidance อีกครั้งหนึ่ง ดังไดอะแกรมที่ 1

โดยทำการปรับ slow start เมื่อได้รับ acknowledge ครั้ง และเริ่ม Slow Start อัลกอริทึมให้ $cwnd = 1$

Rapid Recovery เป็น Fast Recovery อัลกอริทึม ซึ่งมีจุดประสงค์เพื่อแก้ปัญหาการลดลงของวิสัยสามารถเนื่องจากการเชื่อมโยงแบบบิดพลาด

1.5 รูปแบบการควบคุมการไหล

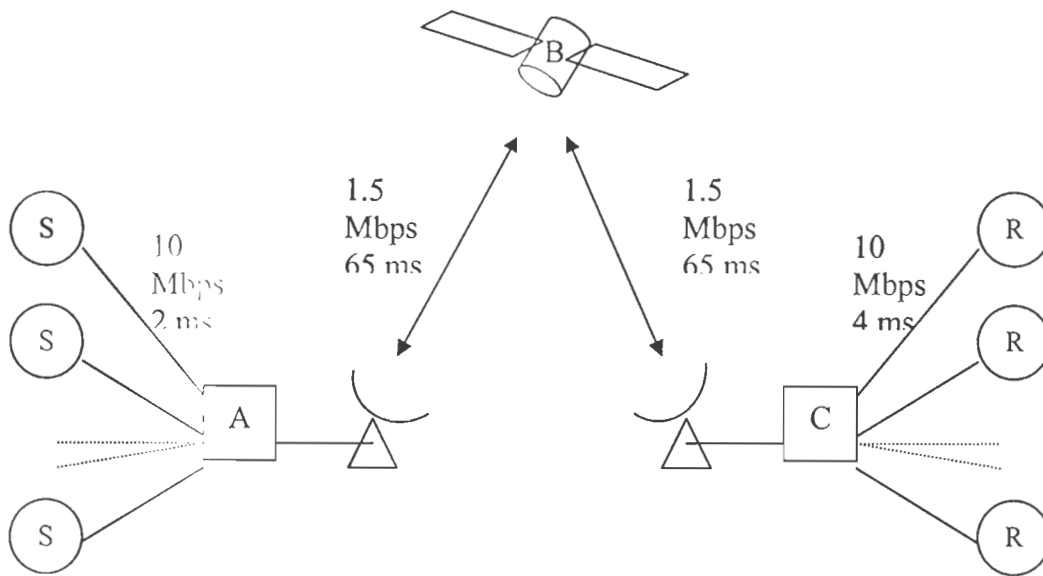
ทำการจำลองการควบคุมความคับคั่งโดยใช้อัลกอริทึมกับระบบสื่อสารดาวเทียมและเปรียบเทียบผลที่ได้ โดยประกอบด้วยอัลกอริทึมต่างๆ ดังนี้

1.5.1 Sudden Start

วิเคราะห์ขนาดของ congestion window และ acknowledge segments ในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อของระบบโดยเทียบกับเวลา

1.5.2 Congestion Avoidance โดยใช้การบอกความคับคั่ง 4 ระดับ (4ECN) เพื่อทำการวิเคราะห์การปรับค่า congestion window ตัวแปรต่างๆ ที่มีผลกระทบและอัตราการส่งข้อมูลเพื่อให้สามารถลดการเกิดความคับคั่ง ซึ่งอาจทำให้เกิดความผิดพลาดในการเชื่อมโยงระบบ

1.5.3 Fast Retransmit & Rapid Recovery โดยการสมมติให้เกิดการสูญหายของแพ็กเก็ต



รูปที่ 9 การจำลองการทดลอง

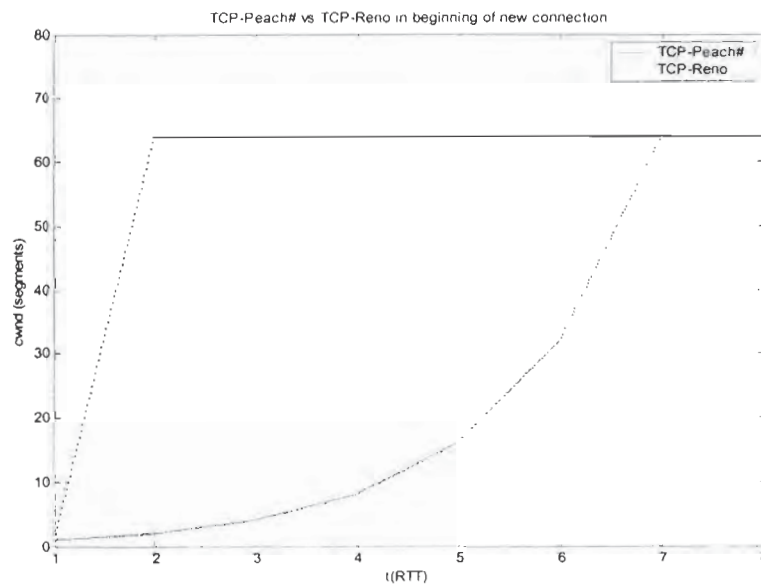
โดยทำการวิเคราะห์เกี่ยวกับขนาด congestion window ($cwnd$) กับช่วงเวลาไปกลับ ในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อ, การใช้ Random Early Detection (RED) อัลกอริทึมในช่วง congestion avoidance, วิสัยสามารถของระบบและผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ในการควบคุมความคับคั่งหลายระดับ

เครื่องส่ง S1...S10 เชื่อมต่อที่เส้นทาง A มีอัตราเชื่อมต่อ 10 Mbps มีเวลาหน่วง 2 ms เส้นทาง A เชื่อมต่อกับเส้นทาง B โดยมีอัตราในการเชื่อมต่อ 1.5 Mbps มีเวลาหน่วง 65 ms เส้นทาง B เชื่อมต่อกับเส้นทาง C โดยมีอัตราในการเชื่อมต่อ 1.5 Mbps มีเวลาหน่วง 65 ms และเส้นทาง C เชื่อมต่อกับผู้รับ R1...R10 โดยมีอัตราการเชื่อมต่อ 10 Mbps และมีเวลาหน่วง 4 ms

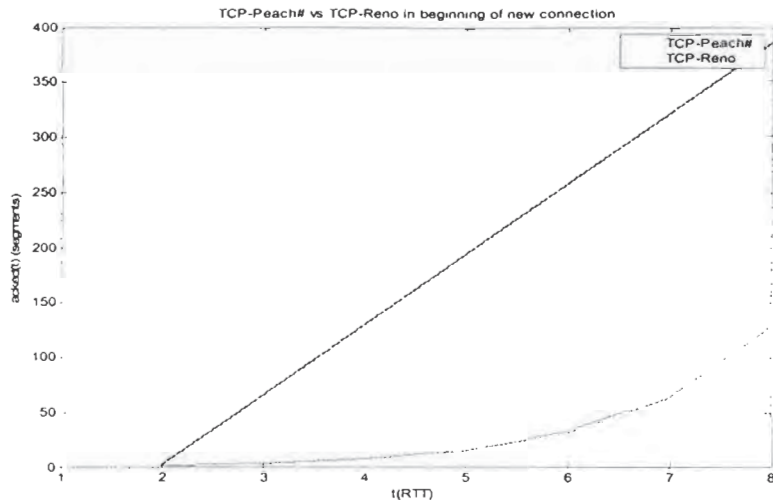
กำหนดให้เครื่องส่งซึ่งมีเวลาไปกลับต่างกัน โดยเริ่มจาก 272 ms และเพิ่ม 10 ms ในทุกๆ เครื่องส่ง ดังนั้น เวลาไปกลับจะมีค่าดังนี้ 272, 282,...362 ms

4. ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

จากการทดลองโดยการเขียนโปรแกรม MatLab เพื่อจำลองผลการทดลองโดยเริ่มจาก Sudden Start อัลกอริทึม เพื่อเปรียบเทียบ congestion window ($cwnd$) ในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อ $cwnd$ มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งผลที่ได้ดังรูป จะพบว่าในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อ ในรูปแบบเดิมคือ TCP-Reno, congestion window จะเพิ่มขึ้นทุกๆ สองเท่าของเวลาไปกลับ (RTT) แต่รูปแบบ TCP-Peach# ที่นำเสนอ congestion window จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและจะเพิ่มขึ้นเท่ากับ maximum congestion window ($rwnd$) ภายในเวลา 2 เท่าของเวลาไปกลับ เนื่องจากในช่วงเวลาระหว่าง RTT ถึง $2*RTT$ ทุกๆ congestion window จะเพิ่มทุกๆ ที่ได้รับ acknowledge segment ดังแสดงในเส้นสีฟ้า



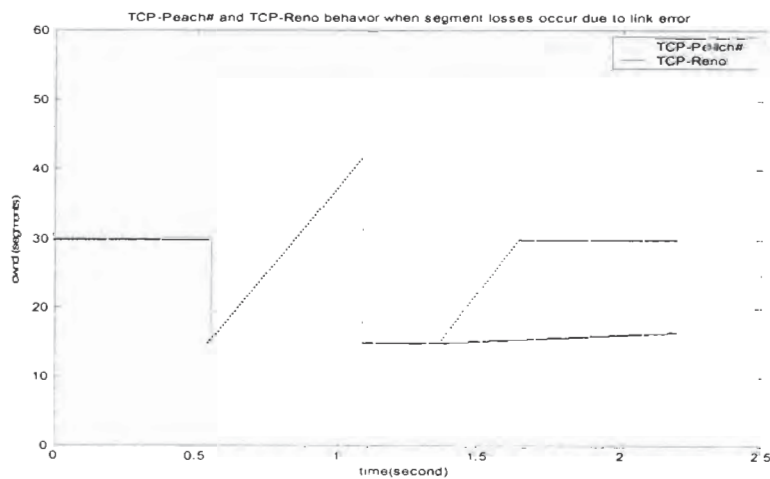
รูปที่ 10 TCP-Peach# กับ TCP-Reno ในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อระหว่าง congestion window vs RTT



รูปที่ 11 Acknowledge data ของ TCP-Peach# กับ TCP-Reno ในช่วงเริ่มต้นของการเชื่อมต่อ

จากรูปจะทำการวิเคราะห์ acknowledge segments จะพบว่า TCP-Peach# เครื่องส่งจะได้รับ acknowledge segments มากกว่า TCP-Reno เมื่อเทียบในช่วงเวลาเดียวกัน ซึ่งเกิดจากการเพิ่ม congestion window อย่างรวดเร็ว ในช่วง 2 เท่าของเวลาไปกลับ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วของ congestion window

การปรับเปลี่ยนค่า wq (weighting factor) มีผลกระทบกับค่า min_th , mid_th และค่า max_th ด้วย ซึ่งถ้าหากใช้ค่า wq ที่มีค่ามากจะทำให้ $aveQ$ (Average queue size) ใน Random Early Detection (RED) อัลกอริทึม เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 12 TCP-Peach# กับ TCP-Reno เมื่อข้อมูลสูญหายเนื่องจากการเชื่อมโยงผิดพลาด ระหว่าง congestion window กับ RTT

จากรูปสมมติให้ RTT มีค่าเท่ากับ 0.55 วินาที และให้ข้อมูลสูญหายที่เวลา t_0 และตรวจสอบได้ว่าข้อมูลสูญหายที่เวลา $t = (t_0 + RTT) = 0.55$ วินาที ดังนั้นที่เวลา 0.55 วินาที ขนาดของ congestion window จะลดลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้น $cwnd = 15$ ดังนั้น TCP-Peach# จะใช้ Rapid Recovery อัลกอริทึมในขณะที่เดียวกัน TCP-Reno จะใช้ Fast Recovery อัลกอริทึม ในเวลานี้ขนาดของ $cwnd$ จะเพิ่มครั้งละ 1 segment ต่อการได้รับ Acknowledge ในช่วงนี้เครื่องส่งได้รับ 27 segments จนเท่ากับ 42 segments ที่เวลา $t \approx (t_0 + 2 * RTT) = 1.1$ วินาที เครื่องส่งได้รับ acknowledge สำหรับข้อมูลส่วนที่สูญหาย ดังนั้นทั้ง TCP-Peach# และ TCP-Reno ลดขนาดของ $cwnd$ ลงเท่ากับ 15 segments และเข้าสู่ช่วง congestion avoidance ในช่วงนี้ TCP-Peach# ได้รับ acknowledge สำหรับ dummy segments ที่ส่งก่อนในช่วง Rapid Recovery ดังนั้น $t \approx (t_0 + 2.5 * RTT) = 1.375$ วินาที จนถึง $t \approx (t_0 + 3 * RTT) = 1.65$ วินาที ขนาดของ $cwnd$ สำหรับ TCP-Peach# เพิ่มขึ้นจาก 15 เป็น 30 segments สำหรับ TCP-Reno $cwnd$ จะเพิ่ม 1 segment ต่อ RTT

5. สรุปผลการวิจัย

จากผลการจำลองผลที่ได้สามารถสรุปได้ว่าการใช้อัลกอริทึม และการใช้ตัวแปรที่เหมาะสมจะสามารถเพิ่มวิสัยความสามารถ (Throughput) ของระบบได้ซึ่งตัวแปรต่างๆ มีผลกระทบกับตัวแปรตัวอื่นๆ แต่เนื่องจากยังมีอัลกอริทึมอื่นๆ ที่สามารถใช้ในการแก้ปัญหาของระบบซึ่งอัลกอริทึมหนึ่งอาจจะเหมาะสมกับระบบหนึ่ง แต่อาจไม่เหมาะสมกับระบบอื่นๆ ซึ่งในปัจจุบันได้มีนักวิจัยได้เสนออัลกอริทึมต่างๆ เพื่อใช้ในการแก้ปัญหา ดังนั้นงานวิจัยชิ้นนี้จึงเป็นส่วนและแนวทางหนึ่งในการศึกษาและพัฒนาวิธีการในการควบคุมความคับคั่งในระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม โดยการประยุกต์ใช้ Random Early Detection (RED) อัลกอริทึม และการเพิ่ม congestion window ร่วมกันในความเห็นของผู้ช่วยวิจัยยังไม่สามารถ Simulate ผลได้ดีเท่าที่ควร และคิดว่าควรมีการปรับปรุงต่อไป

6. รายการอ้างอิง

- [1] Ian F. Akyildiz, Giacomo Morabito, Sergio Palazzo, "TCP-Peach: A New Congestion Control Scheme for Satellite IP Networks," *IEEE/ACM Transactions On Networking*, vol. 9, No. 3, June 2001.
- [2] Craig Partridge and Timothy J. Shepard, "TCP/IP Performance over Satellite Links," *IEEE Network*, September/October 1997.
- [3] Ian F. Akyildiz, Giacomo Morabito, Sergio Palazzo, "Research Issues for Transport Protocols in Satellite IP Networks," *IEEE Personal Communications*, June 2001.

- [4] Arjan Durrezi, Mukundan Sridharan, Chunlei Liu, Mukul Goyal, Raj Jain, "Congestion Control using Multilevel Explicit Congestion Notification in Satellite Networks," *Computer Communications and Networks 2001, Proceedings Tenth International Conference*, Page(s):403-408, 2001.
- [5] Tarek N. Saadawi, Mostafa H. Ammar with Ahmed El Hakeem, "Fundamental of Telecommunication Networks," *John Wiley & Sons, Inc.*, Page(s) : 337-338 and 349-350, 1994.
- [6] David D. Clark and Wenjia Fang, "Explicit Allocation of Best-Effort Packet Delivery Service," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 6, No. 4, August 1998.
- [7] Thomas R. Henderson and Randy H. Katz, "Transport Protocols for Internet-Compatible Satellite Networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, No. 2, February 1999.
- [8] Sally Floyd, "TCP and Explicit Congestion Notification," *Computer Communication Review*, vol. 24, No. 5, October 1994, pp. 10-23.
- [9] Sally Floyd and Van Jacobson, "Random Early Detection gateways for Congestion Avoidance," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 1, No. 4, August 1993, pp. 397-413.
- [10] K. Ramakrishnan and S. Floyd, "A Proposal to add Explicit Congestion Notification (ECN) to IP," *RFC2481*, January 1999.
- [11] ดร. ประสิทธิ์ ทิมพูนี, "การสื่อสารดาวเทียม," วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2545

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 15 เรื่อง

วงจรวัดค่าพลังงานไฟฟ้า

(Electrical Energy Metering Circuit)

ผู้รับผิดชอบ

- | | |
|------------------------------|--------------------|
| 1. รศ. ดร. เอกชัย ลีสารศรี | (หัวหน้าโครงการ) |
| 2. ดร. วันเฉลิม โปรา | (ผู้ร่วมวิจัย) |
| 3. ผศ. ดร. นัยวุฒิ วงษ์โคเมท | (ผู้ร่วมวิจัย) |

ผู้ร่วมโครงการจากภาคเอกชน

- | | |
|------------------------------|----------------|
| 1. คุณสุรศักดิ์ ลักษณะานันท์ | (บ. มหาจักร) |
| 2. คุณพรพิบูลย์ | (บ. มหาจักร) |

ผู้ร่วมโครงการจากการไฟฟ้านครหลวง

- | | |
|---------------------------|-------------------|
| 1. คุณสุกิจ เกียรติบุญศรี | (กฟน. คลองเตย) |
| 2. คุณสุรชัย อัสวปรีชา | (กฟน. คลองเตย) |
| 3. คุณวีรวัฒน์ บัวทอง | (กฟน. วัดเลียบ) |
| 4. คุณถนอม ปัญญาทรานนท์ | (กฟน. วัดเลียบ) |

สถานที่วิจัย : ห้องปฏิบัติการวิจัยการออกแบบและประยุกต์วงจรรวม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ (Introduction)

พลังงานไฟฟ้าจัดเป็นหนึ่งในพลังงานที่สำคัญที่สุดของประเทศ มีผู้ใช้ไฟฟ้าอยู่ทุกประเภทตั้งแต่บ้านเรือน, อาคารสูง และโรงงานอุตสาหกรรม และมีการใช้ไฟฟ้าอยู่ตลอดเวลา โดยจำนวนผู้ใช้และอัตราการใช้ในแต่ละเวลาจะไม่เท่ากัน เช่น ปริมาณการใช้ไฟฟ้าช่วงหัวค่ำจะมากกว่าช่วงดึก สำหรับผู้ผลิตและจำหน่ายพลังงาน ไฟฟ้านั้นจะต้องเตรียมกำลังผลิตให้มากพอแก่ความต้องการสูงสุดเสมอ มิฉะนั้นอาจทำให้ผู้ใช้ไฟเกิดปัญหาและความเสียหายได้ แต่การสร้างโรงจักรใหม่หรือเดินเครื่องจักรเพิ่มเพื่อผลิตไฟฟ้าแต่ละครั้งจะมีผลต่อต้นทุนการผลิตไฟฟ้ามาก ดังนั้นการปรับพฤติกรรมการใช้ไฟฟ้าให้กระจายไปตามช่วงเวลาต่าง ๆ เพื่อลดค่าสูงสุดของความต้องการหรือเพื่อให้ค่าความต้องการสูงสุดนี้ไม่เพิ่มอย่างรวดเร็วในแต่ละปี จึงมีประโยชน์ต่อการลดต้นทุนการผลิตไฟฟ้ามาก วิธีหนึ่งที่น่านำมาใช้ปรับเปลี่ยนพฤติกรรมการใช้ไฟฟ้าและเพิ่มความเป็นธรรมแก่ผู้ใช้ไฟได้แก่ การคิดค่าใช้ไฟฟ้าตามช่วงเวลา (Time of Use)

อัตราไฟฟ้าตามช่วงเวลาเริ่มนำมาใช้ตั้งแต่วันที่ 1 มกราคม 2540 โดยปัจจุบันกำหนดช่วง On-Peak ตั้งแต่ วันจันทร์ – ศุกร์ เวลา 09.00 – 22.00 น. และช่วง Off-Peak ตั้งแต่วันจันทร์ – ศุกร์ เวลา 22.00 – 09.00 น. กับวันเสาร์ - อาทิตย์ และวันหยุดราชการ (ยกเว้นวันหยุดชดเชย) ทั้งวัน

ผู้ใช้ไฟฟ้ารายเดิมสามารถเลือกใช้อัตราแบบนี้ได้โดยต้องเปลี่ยน Meter ใหม่ ส่วนผู้ใช้ไฟฟ้าของกิจการเฉพาะอย่างเช่นกิจการ โรงแรมและผู้ใช้รายใหม่ที่ใช้พลังงานตั้งแต่ 250,000 หน่วย/เดือนขึ้นไป หรือใช้พลังงานไฟฟ้าเกิน 1000 Kwatt จะต้องใช้อัตราใหม่นี้เท่านั้น ผู้ใช้ไฟฟ้า TOU เหล่านี้ส่วนใหญ่มีความพอใจเพราะทำให้ค่าใช้ไฟฟ้าลดลงเมื่อเทียบกับอัตราค่าไฟฟ้าเดิม

บทที่ 3

วัตถุประสงค์และเป้าหมาย (Project Objectives and Goals)

3.1 วัตถุประสงค์

1. พัฒนาค้นแบบเครื่องวัดพลังงานไฟฟ้าตามช่วงเวลา สำหรับให้เอกชนไทยนำไปผลิต เพื่อประหยัดเงินตราจากการนำเข้าเครื่องวัดพลังงานไฟฟ้า
2. สนับสนุนการเก็บค่าไฟฟ้าตามช่วงเวลา เพื่อส่งเสริมให้มีการใช้ไฟฟ้าน้อยลงในช่วงเวลาที่มีการใช้ไฟฟ้ากันมาก ซึ่งมีผลให้การใช้เชื้อเพลิง และการปล่อยของเสียลดลง เพิ่มความมั่นคงด้านพลังงานของชาติ ฯลฯ
3. สร้างความรู้และความเชี่ยวชาญด้านการวัดพลังงานไฟฟ้าขึ้นในประเทศ
4. ส่งเสริมและสนับสนุนให้มีการพัฒนาเทคโนโลยีด้านวิศวกรรมไฟฟ้าของประเทศ พร้อมกับการพัฒนาบุคลากรด้านการศึกษาของรัฐ

3.2 เป้าหมาย

1. เครื่องวัดพลังงานไฟฟ้าขนาดพิกัดกระแส 15/45 Ampere (RMS) สำหรับระบบไฟสลับ 220 V 1 เฟส 2 สาย
2. มีความแม่นยำ (accuracy) เทียบเท่าหรือดีกว่า class 2 ตามมาตรฐาน ANSI C12
3. มีหน่วยความจำที่ใช้บันทึกค่าการใช้พลังงานตามช่วงเวลา ที่มีอัตราการเก็บค่าไฟฟ้าต่างกัน ได้ 2 แบบ
4. สามารถรับส่งข้อมูลโดยใช้แสงระยะไกล (Optical Port) ตามมาตรฐาน ANSI
5. สามารถติดตั้งและใช้งานนอกอาคารได้ (Outdoor Type)
6. สามารถนำไปผลิตในเชิงอุตสาหกรรมได้จริง

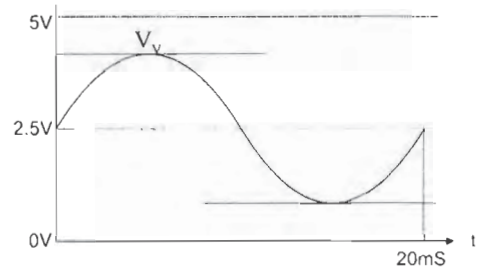
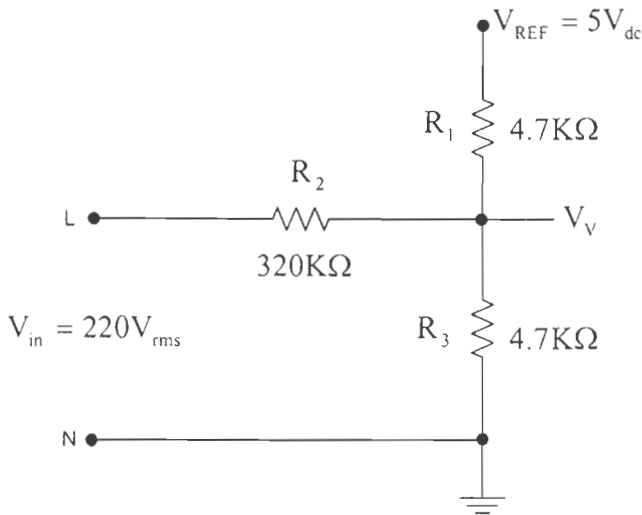
บทที่ 4

แผนการดำเนินงานและบุคลากร

4.1 แผนการดำเนินงาน

โครงการวิจัยนี้มีแผนการดำเนินการในปีแรกดังนี้

	ปีที่ 1												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1) ออกแบบสร้างวงจร Voltage & Current Interface	↔											↔	
2) ออกแบบ Central Controller			↔										
3) พัฒนา Algorithm คำนวณค่าพลังงานไฟฟ้า	↔												
4) พัฒนาซอฟต์แวร์ของ Central Controller			↔										
5) ประกอบต้นแบบ TOU Meter						↔							
6) ศึกษามาตรฐานการรับส่งข้อมูลโดยใช้แสงและออกแบบสร้าง Optical Port						↔							
7) ทดสอบความแม่นยำ										↔			
8) เขียนรายงาน											↔		



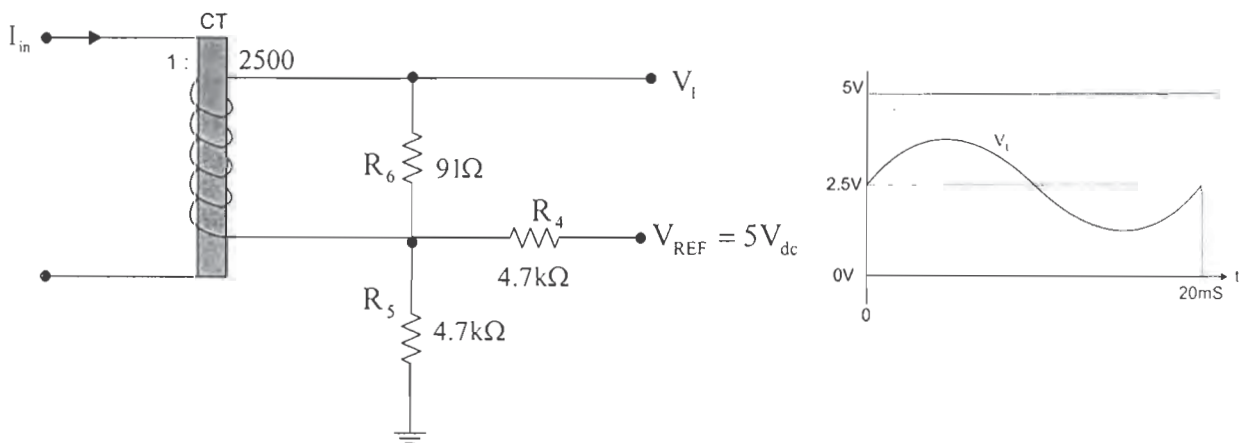
รูปที่ 5.5 วงจรภายในของ Voltage Interface และรูปสัญญาณ V_v

ส่วน Voltage Interface มีวงจรภายในดังแสดงในรูปที่ 5.5 โดยทำหน้าที่สร้างสัญญาณ V_V จาก V_{in} และ V_{REF} ตามสมการ (1)

$$V_V = \frac{R_3 // R_1}{R_2 + R_3 // R_1} V_{in} + \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} V_{REF} = 0.007V_{in} + 0.5V_{REF} \quad (1)$$

โดย V_{in} เป็นแรงดันไฟสลับขนาด $220V_{rms}$ และ V_{REF} เป็นแรงดันไฟตรงขนาด $5V_{dc}$ ดังนั้น V_V จึงมีรูปร่างเหมือน V_{in} แต่มีขนาดจากยอดบนถึงยอดล่างลดลงเป็น $0.007 \times 220 \sqrt{2} \times 2 = 4.36 \text{ Volt}$ (peak to peak) และมีค่าเฉลี่ยไฟตรง = $0.5 \times 5 = 2.5 \text{ Volt}$ ดังนั้น V_V จึงมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับกราวด์ของวงจรตลอดเวลา ดังแสดงในรูปที่ 5 ทำให้สามารถส่งไปให้ส่วน A/D Converter ได้ค่า V_{REF} และค่าความต้านทานทั้งสามตัวที่ใช้ในวงจรนี้จะต้องมีความแม่นยำสูงและเปลี่ยนค่าตามอุณหภูมิมีน้อยเพราะจะมีผลต่อ ความผิดพลาดของค่าพลังงานที่คำนวณได้

5.5 วงจรภายใน Current Interface



รูปที่ 5.6 วงจรภายในของ Current Interface

Current Interface ดังแสดงในรูปที่ 5.6 ใช้หม้อแปลงกระแส (current transformer) ลดขนาดกระแสขาเข้า I_{in} ลงเป็น $1/2500$ เท่า แล้วใช้ R_6 เปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดันกระแสสลับขนาดยอดบนถึงยอดล่างไม่เกิน 5

Volt (peak to peak) ส่วน V_{REF} , R_4 และ R_5 ทำหน้าที่ยกระดับไฟตรงของแรงดันกระแสสลับนั้นขึ้นไปอีก 2.5 Volt เพื่อให้ V_1 มีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับกราวด์ตลอดเวลาตามสมการที่ (2)

$$V_1 = \frac{R_6}{2500} I_{in} + \frac{R_5}{R_4 + R_5} V_{REF} = 0.0364 I_{in} + 0.5V_{REF} \quad (2)$$

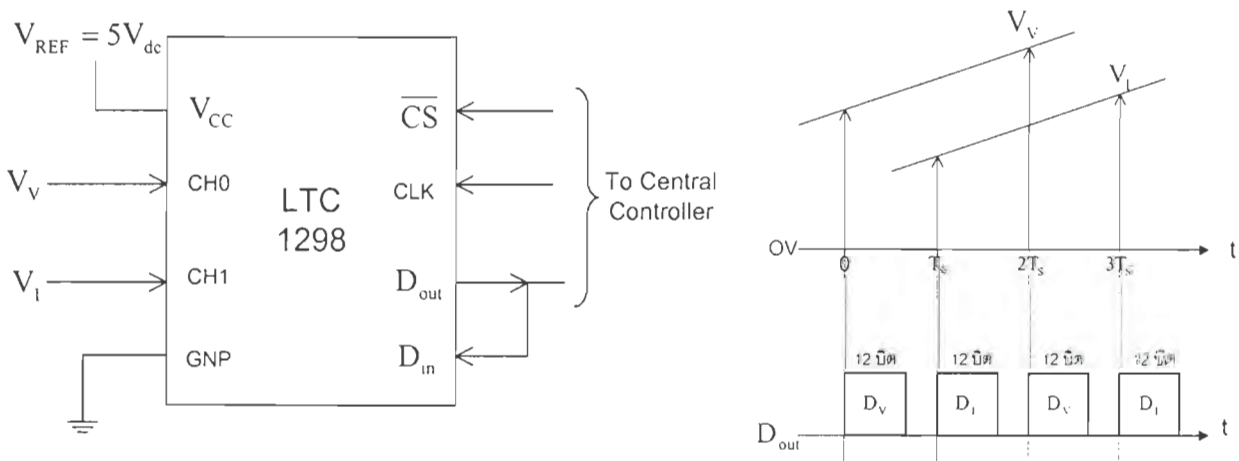
จากสมการจะพิสูจน์ได้ว่า V_1 ที่มีขนาด = 5 Volt (peak to peak) จะตรงกับ

$$I_1 = 5/0.0364 = 137.4 \text{ Amp (peak to peak)} = 137.4/2\sqrt{2} = 48.6 \text{ Amp (rms)}$$

ดังนั้น TOU Meter จึงมีพิสัยการวัดกระแสได้มากถึง 48.6 Amp (rms)

ตัวความต้านทานทั้งสามและหม้อแปลงกระแสที่ใช้ในวงจรจะต้องมีความแม่นยำสูงและเปลี่ยนค่าอุณหภูมิน้อย เพื่อให้ค่าพลังงานที่คำนวณได้มีความผิดพลาดต่ำ

5.6 วงจรภายใน A/D Converter



รูปที่ 5.7 A/D Converter และตารางเวลาสุ่ม

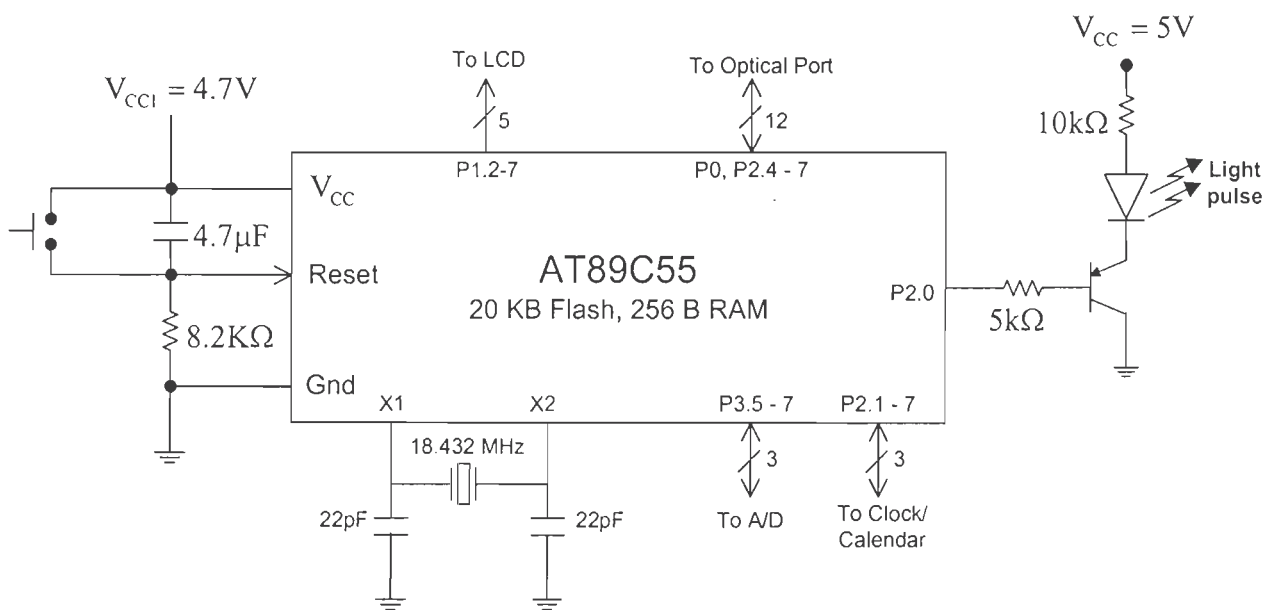
A/D Converter ใช้ชิพ LTC1298 ดังรูปที่ 5.7 เพื่อสุ่ม (sample) และแปลง (convert) สัญญาณ V_V กับ V_I ให้เป็นตัวเลข (digital) D_V , D_I ตัวละ 12 บิต โดยใช้ V_{REF} เป็นค่าเต็มขั้น (full scale) ดังนั้นจึงมีความละเอียดขั้นละ $V_{STEP} = 5/(2^{12} - 1) = 1.22\text{mV}$ อัตราสุ่มและแปลงจะถูกกำหนดให้อยู่ที่ 2048 หรือ 2^{11} ครั้ง/วินาที หรือช่วงเวลาสุ่ม $T_s = 0.488 \text{ mS}$ แต่ภายในชิพนี้มีวงจร ADC เพียงวงจรเดียว ดังนั้น Central Controller

จะส่งคำสั่งให้ชิพนี้แปลงค่า V_V และ V_I สลับกันไป ค่าตัวเลข D_V และ D_I ที่แปลงได้แต่ละครั้งจะถูกส่งออกทาง D_{out} แบบอนุกรมทีละบิต โดย

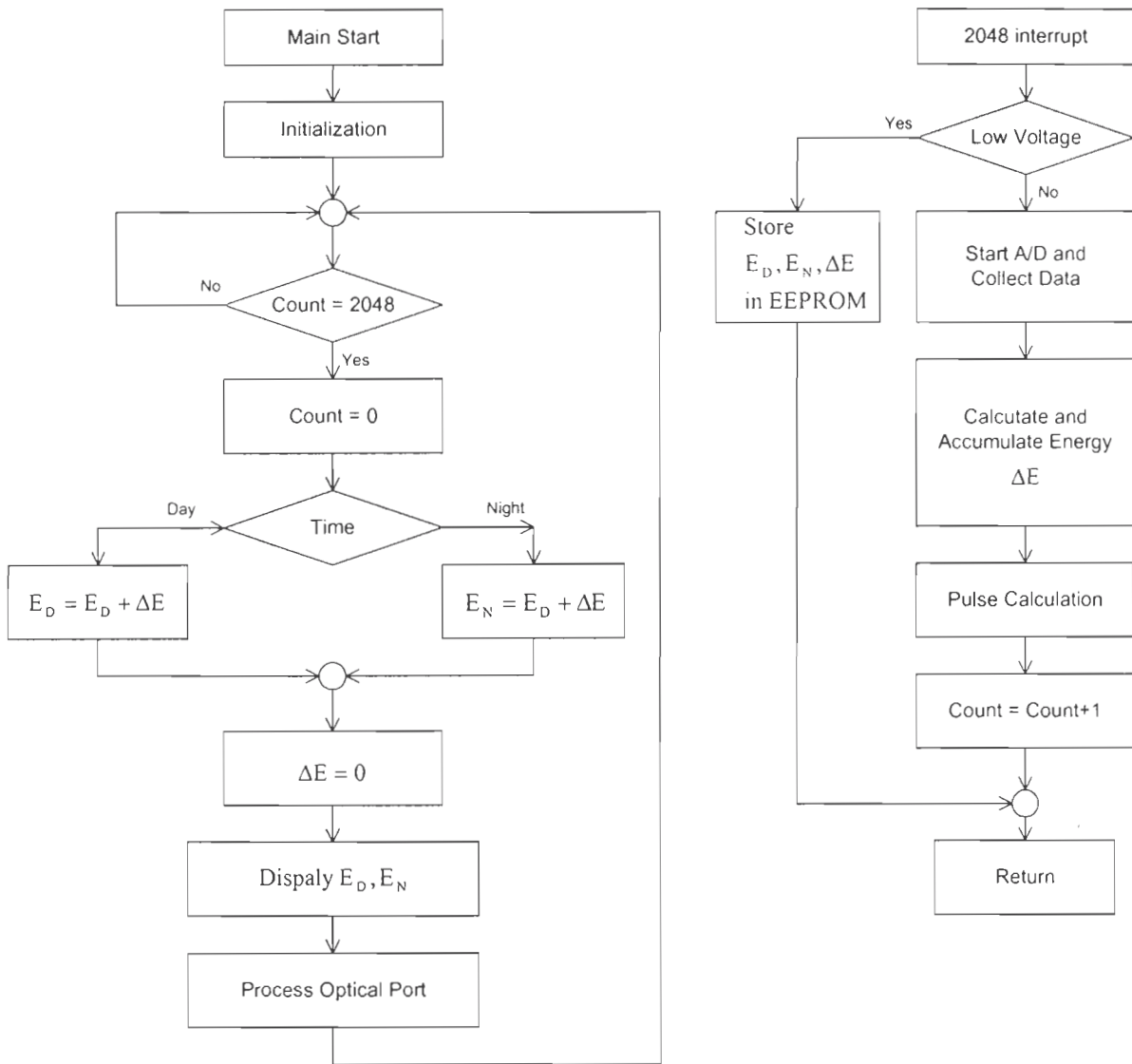
$$D_V = V_V / V_{STEP} \text{ และ } D_I = V_I / V_{STEP}$$

5.7 Central Controller

รูปที่ 5.8 แสดงการต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ ภายใน Central Controller ที่ใช้ชิ้นส่วนสำคัญ ได้แก่ ชิพ AT89C55 ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ 8 บิต ในตระกูล MCS51 ชิพนี้ทำงานที่ความถี่ของผลึก (Crystal) คือ 18.432 MHz โดยมีแผนภูมิ (Flow Chart) การทำงานต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.9 ไมโครคอนโทรลเลอร์นี้มีพอร์ตต่าง ๆ ที่ใช้ติดต่อกับอุปกรณ์อื่น ๆ ได้แก่ LCD Module, Optical Port, A/D Converter และ Clock/Calendar นอกจากนี้ยังมีวงจรขับไดโอดเปล่งแสง (LED) ให้กระพริบ 1 ครั้ง ทุก ๆ 1 Wh ด้วย

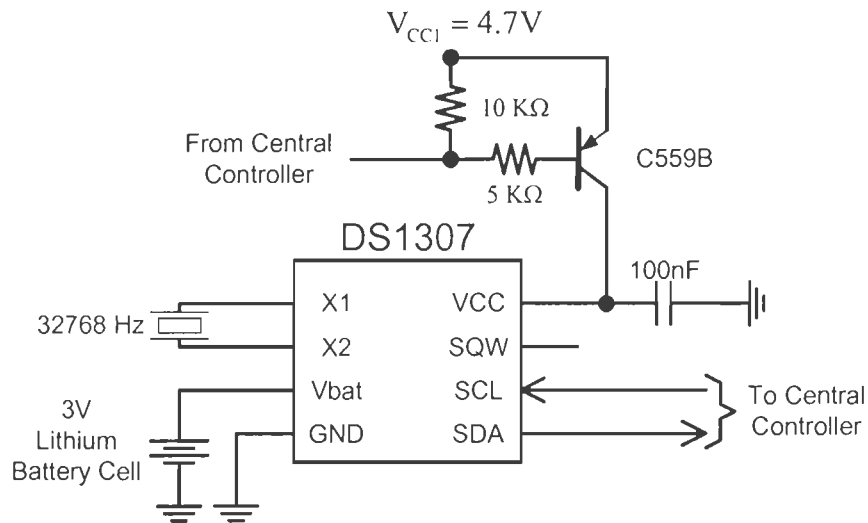


รูปที่ 5.8 วงจรภายในของ Central Controller



รูปที่ 5.9 แผนภูมิการทำงานทางซอฟต์แวร์ของ Central Controller

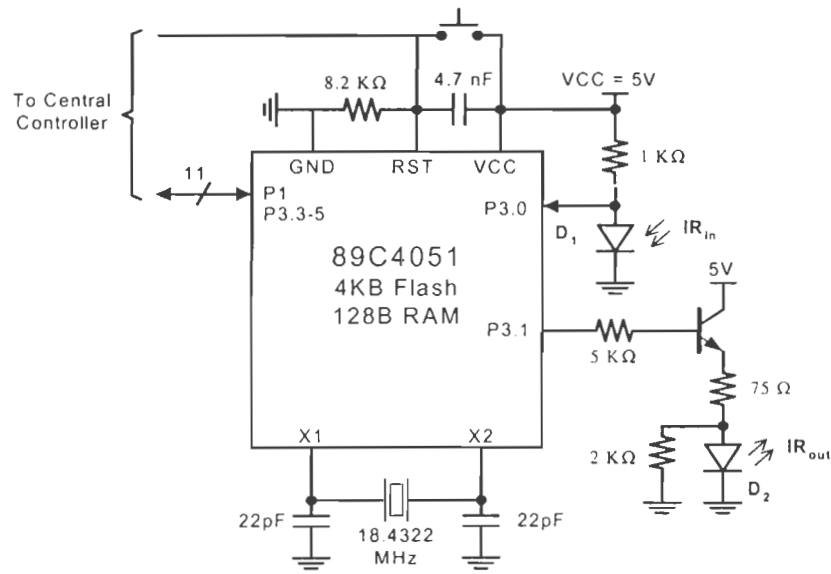
5.8 วงจรภายใน Clock Calendar



รูปที่ 5.10 วงจรภายในของ Clock Calendar

วงจรส่วนนี้ใช้ชิพ DS1307 ให้กำเนิดสัญญาณฐานเวลาจากผลึกความถี่ 32768 Hz ชิพนี้สามารถนับและเก็บเวลาในหน่วย ชั่วโมง นาที และวินาที พร้อมค่า วัน เดือน ปี ได้อย่างถูกต้องโดย Central Controller จะติดต่อกับชิพนี้เพื่ออ่านค่าเวลาไปใช้ชิพนี้ยังมีหน่วยความจำ SRAM ภายในขนาด 2Kbyte เพื่อใช้เก็บข้อมูลสำคัญได้ด้วย นอกจากนี้ยังมีถ่านลิเทียม (Lithium Battery) ขนาด 3V สำหรับให้พลังงานสำรองในกรณีที่แหล่งจ่ายไฟหลัก V_{CC1} เกิดหายไปเพื่อรักษาเวลา และข้อมูลใน SRAM ให้ทำงานได้อย่างต่อเนื่องในกรณีไฟฟ้าดับ โดย Central Controller จะรู้ว่าไฟดับหากข้อมูล D_V ที่ได้รับมีค่าใกล้เคียง 2.5 Volt อยู่เป็นเวลานานพอสมควร หลังจากนั้น Central Controller จะส่งข้อมูลพลังงาน E_D, E_N มาเก็บใน DS1307 พร้อมกับตัดการจ่ายไฟจาก V_{CC1} ออกเพื่อให้แบตเตอรี่สำรองจ่ายไฟแทน

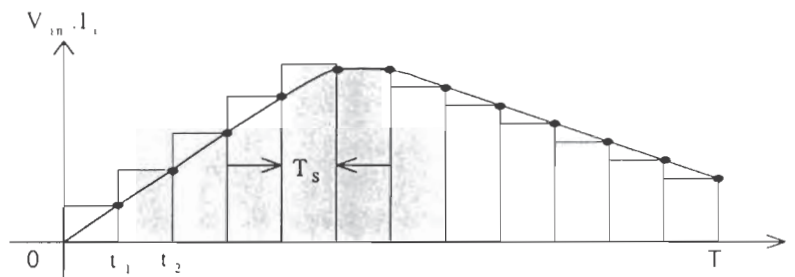
5.9 วงจรภายใน Optical Port



รูปที่ 5.11 วงจรภายในของ Optical Port

Optical Port ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต เบอร์ 89C4051 ซึ่งอยู่ในตระกูล MCS51 เช่นเดียวกับที่ใช้ใน Central Controller แต่มีทรัพยากรภายในน้อยกว่า เพราะทำหน้าที่สื่อสารทางแสงอินฟราเรดตามมาตรฐาน ANSI C12.18 เท่านั้น โดยใช้ Infrared Detector D_1 รับแสงแล้วแปลงเป็นสัญญาณแรงดันเข้าทางพอร์ต P3.0 และใช้พอร์ต P3.1 ขับ Infrared Emitter D_2 ให้ส่งแสงออกไป ข้อมูลทางแสงที่รับเข้ามาจะถูกตรวจสอบความถูกต้องและความปลอดภัยก่อน ส่วนข้อมูลทางแสงที่จะส่งออกไปนั้นจะได้รับมาจาก Central Controller

5.10 ขั้นตอนและวิธีคำนวณพลังงาน



รูปที่ 5.13 การสุ่มค่าเพื่อคำนวณพลังงานตามทฤษฎี

ตามทฤษฎีพลังงานไฟฟ้า \hat{E} ที่ใช้ไปในช่วงเวลา T จะเป็นไปตามสมการ

$$\hat{E} = \int_0^T V_{in}(t) I_i(t) dt$$

ในทางปฏิบัติวิธีเชิงตัวเลข (Digital Method) ที่ใช้คำนวณ \hat{E} ประกอบด้วยการสุ่มค่า V_{in} และ I_i ที่เวลาต่าง ๆ ซึ่งห่างเท่ากับ T_s ได้แก่

$$t_k = k T_s ; \quad k = 1, 2, \dots, N = T/T_s ;$$

และคำนวณค่าพลังงานตามสมการ

$$E = \sum_{k=1}^N V_{in}(t_k) \cdot I_i(t_k) \cdot T_s \quad (3)$$

$$\text{โดย } \lim_{T_s \rightarrow 0} E = \hat{E}$$

แต่ TOU Meter รุ่น CUI นี้ใช้ชิพ ADC ที่สามารถสุ่มได้เพียงครั้งละ 1 ค่าเท่านั้น จึงต้องใช้วิธีสุ่ม V_{in} และ I_i สลับกันทำให้ได้ข้อมูลแรงดันและกระแสที่เวลาต่างกัน คือ $V_{in}(t_1), I_i(t_2), V_{in}(t_3), I_i(t_4), \dots$

หรือเขียนย่อได้ว่า $V_{in}(t_{2k-1})$ กับ $I_i(t_{2k})$; $k = 1, 2, \dots, N/2$

ดังนั้นจึงใช้การประมาณค่าที่เวลาตรงกัน ดังนี้

$$V_{in}(t_{2k}) \approx \frac{1}{2} [V_{in}(t_{2k-1}) + V_{in}(t_{2k+1})] \quad (4)$$

สำหรับกรณี $V_{in}(t) = V \sin(\omega t + \Phi)$ เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$\frac{1}{2} [V_{in}(t_{2k-1}) + V_{in}(t_{2k+1})] = \cos(\omega T_s) \cdot V_{in}(t_{2k})$$

ถ้ากำหนดให้ช่วงเวลามสุ่มเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าในสมการ (3) จะได้ว่า

$$E = \sum_{k=1}^{N/2} V_{in}(t_{2k}) I_i(t_{2k}) 2T_s$$

เมื่อแทนค่า $V_{in}(t_{2k})$ จาก (4) ลงไป

$$E = \frac{1}{\cos(\omega T_s)} \sum_{k=1}^{N/2} [V_{in}(t_{2k-1}) + V_{in}(t_{2k+1})] \cdot I_i(t_{2k}) \cdot T_s \quad (5)$$

ใน TOU Meter ทั้ง V_{in} และ I_i จะผ่าน Voltage และ Current Interface ตามสมการ (1) และ (2) หรือ

$$V_v = aV_{in} + \hat{V}_v \text{ โดย } a = 0.007, \hat{V}_v = 2.5 \text{ Volt}$$

$$\text{และ } V_i = rI_i + \hat{V}_i \text{ โดย } r = 0.0364, \hat{V}_i = 2.5 \text{ Volt}$$

แทนค่าในสมการ (5) จะได้

$$E = \frac{1}{\cos(\omega T_s)} \sum_{k=1}^{N/2} \left[\frac{T_s}{ar} \right] [V_v(t_{2k-1}) + V_v(t_{2k+1}) - 2\hat{V}_v] \cdot [V_i(t_{2k}) - \hat{V}_i] \quad (6)$$

เมื่อ V_v และ V_i ผ่าน A/D Converter แล้วจะได้ข้อมูลตัวเลข D_v และ D_i ตามสมการ

$$D_v = V_v / V_{STEP} \text{ และ } D_i = V_i / V_{STEP} \text{ โดย } V_{STEP} = 1.22\text{mV}$$

แทนค่าในสมการ (6) จะได้

$$E = \frac{T_s \cdot V_{STEP}^2}{\text{ar.} \cos(\omega T_s)} \sum_{k=1}^{N/2} [D_v(t_{2k-1}) + D_v(t_{2k+1}) - 2\hat{D}_v] \cdot [D_i(t_{2k}) - \hat{D}_i] \quad \text{หน่วยเป็น Wh}$$

$$= \frac{T_s \cdot V_{STEP}^2}{3.6 \times 10^6 \text{ ar.} \cos(\omega T_s)} \sum_{k=1}^{N/2} [D_v(t_{2k-1}) + D_v(t_{2k+1}) - 2\hat{D}_v] \cdot [D_i(t_{2k}) - \hat{D}_i] \quad \text{หน่วยเป็น KWh (7)}$$

โดย $\hat{D}_v = \hat{V}_v / V_{STEP}$ และ $\hat{D}_i = \hat{V}_i / V_{STEP}$

สมการ (7) เป็นสูตรที่ Central Controller ใช้สำหรับคำนวณค่าพลังงานใน TOU Meter รุ่น CUI นี้

5.11 งานที่จะทำต่อไปในระยะที่ 2 (ปีที่ 2)

- 1) พัฒนา Optical Coupler ทำหน้าที่เชื่อมต่อไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับ Optical Port ของมิเตอร์
- 2) พัฒนาซอฟต์แวร์บน Personal Computer ให้สามารถอ่านค่าพลังงานจาก TOU Meter ผ่านทาง Optical Port และจัดเก็บข้อมูลให้ง่ายต่อการประมวลผล
- 3) ทดสอบ TOU Meter รุ่น CUI ในสภาวะการใช้งานต่าง ๆ
- 4) นำผลการทดสอบมาแก้ไข TOU Meter ให้ดียิ่งขึ้น

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ ประจำปีงบประมาณ 2546
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 16 เรื่อง
การวิเคราะห์ข้อต่อท่อนำคลื่นรูปร่างใดๆ แบบระนาบ E และระนาบ H
ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับเทคนิคบาวนด์คาร์มาร์ชชิง
(Analysis of an arbitrary E-plane,H-plane waveguide junction
by the finite element method and the boundary marching Technique)

ผู้รับผิดชอบ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทับทิม อ่างแก้ว.

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในข้อต่อท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมแบบระนาบ E และระนาบ H เพื่อหาพารามิเตอร์การกระเจิงคลื่นของข้อต่อ โดยใช้เทคนิคบาวนด์คาร์มาร์ชชิงร่วมกับวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ การใช้เทคนิคบาวนด์คาร์มาร์ชชิงจะช่วยลดจำนวนตัวแปรในท่อนำคลื่นที่ต่อออกไปเป็นอนันต์เพื่อจำลองท่อนำคลื่นที่ได้รับการแมตซ์ ในงานวิจัยนี้ได้วิเคราะห์กับกรณีตัวอย่างข้อต่ออง 90° ที่มีการตัดมุมรูปร่างและความลึกการบากมุมต่างๆ ข้อต่อรูปตัว T ที่มีความลึกการตัดขอบต่างๆ และท่อนำคลื่นที่มีแผ่นกั้นภายใน เป็นต้นจากผลการวิจัยพบว่าการใช้เทคนิคบาวนด์คาร์มาร์ชชิงยังผลให้สามารถคำนวณได้เร็วกว่าวิธีมาตรฐานซึ่งใช้วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดแมตชิง

คำสำคัญ: ข้อต่อท่อนำคลื่นแบบระนาบ E และระนาบ H, วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวนด์คาร์มาร์ชชิง, พารามิเตอร์การกระเจิง

I. คำนำ

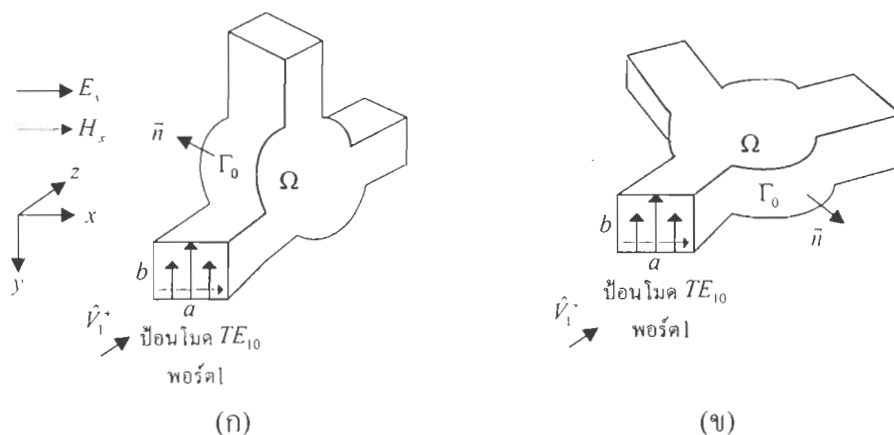
การวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าข้อต่อท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมรูปร่างใดๆ เป็นเรื่องที่ได้รับ ความสนใจเป็นเวลานานการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะช่วยในการหาพารามิเตอร์การกระเจิงคลื่นของข้อต่อ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบวงจรไมโครเวฟ จากงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมาวิธีโมดแมตชิงเป็นวิธีที่นิยมนำมาใช้ร่วมกับวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ [1]-[3] วิธีโมดแมตชิงเป็นการเชื่อมผลเฉลยของไฟไนต์อีลีเมนต์เข้ากับผลเฉลยที่เขียนในรูปของผลบวกของโมดเฉพาะของท่อนำคลื่นโดยใช้เงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ณ ระนาบพอร์ต ความแม่นยำของผลการวิเคราะห์จะขึ้นกับจำนวนโมดเฉพาะที่ใช้ ยิ่งใช้จำนวนของโมดเฉพาะมากเท่าใด ก็ยิ่งทำให้

ได้ผลการคำนวณที่ถูกต้องมากขึ้น การหาจำนวน โมดเฉพาะที่เหมาะสมเป็นปัญหาหนึ่งของผู้ใช้วิธี โมดแมตซิง เนื่องจากถ้าใช้จำนวน โมดมากเกินไปก็จะทำให้ใช้เวลาคำนวณนาน จึงได้มีการนำเสนอ วิธีการแก้ปัญหาไว้ 2 แนวทางด้วยกันคือ การจำลองให้ปลายพอร์ตของท่อนำคลื่นที่ถูกแมตซ์เป็น ชั้นดูดซับคลื่นสมบูรณ์ (perfect matched layer) [4] แนวทางที่ 2 คือการขยายพอร์ตที่ถูกแมตซ์ให้เป็นท่อนำคลื่นสม่ำเสมอขยายออกไปให้ไกลจากบริเวณเชื่อมต่อและแมตซ์ด้วย โมดที่ถูกนำ (guide mode) ซึ่งเป็นโมดที่ทราบแน่ชัด อย่างไรก็ตามการขยายท่อนำคลื่นออกไปทำให้จำนวนตัวแปรไม่ทราบค่าเพิ่มมากขึ้น ดังนั้น Foo และคณะ [5] ได้เสนอแนวทางการลดตัวแปรไม่ทราบค่าในบริเวณ ท่อนำคลื่นที่ขยายออกไปด้วยการใช้วิธีย่อยบริเวณย่อย (substructure) ภายในบริเวณท่อนำคลื่น โดย บริเวณย่อยที่ถูกยุบอัดไปจะมีขนาดใหญ่เป็นสองเท่าของบริเวณก่อนหน้า และใช้การวนรอบซ้ำในการกำจัดตัวแปรที่อยู่ระหว่างบริเวณย่อยจนเหลือตัวแปรไม่ทราบค่าเฉพาะที่พอร์ตและระบายไกล จากเชื่อมต่อ อย่างไรก็ตามในงานที่นำเสนอไว้ใน [5] ได้จำกัดอยู่เฉพาะกรณีของท่อนำคลื่นที่มีเพียง 2 พอร์ตเท่านั้น ในงานวิจัยจึงได้นำความคิดของการแบ่งบริเวณย่อย [5] มาขยายออกไปสู่การ วิเคราะห์เชื่อมต่อที่มีจำนวนพอร์ตมากกว่า 2 พอร์ต และได้มุ่งเน้นไปที่การวิเคราะห์เชื่อมต่อท่อนำคลื่น สี่เหลี่ยมแบบระนาบ E และระนาบ H เป็นเบื้องต้นเพื่อทดสอบประสิทธิภาพการคำนวณเทียบกับ วิธีโมดแมตซิง บทความวิจัยนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบระนาบ E และแบบระนาบ H โดยใช้วิธีไฟไนต์อีลิเมนต์ในหัวข้อที่ 2 และนำเสนอเทคนิคบาวนด์รีมาร์ชซิงในหัวข้อที่ 3 ผลการ คำนวณทั้งหมดจะถูกนำเสนอในหัวข้อที่ 4

2

วิธีไฟไนต์อีลิเมนต์และวิธีโมดแมตซิง

การวิเคราะห์เชื่อมต่อท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมสามารถแบ่งตามรูปร่างลักษณะเชื่อมต่อออกเป็น 2 ประเภทคือ ข้อต่อแบบระนาบ E และข้อต่อแบบระนาบ H ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างข้อต่อระนาบ E และระนาบ H
(ก) ข้อต่อระนาบ E (จ) ข้อต่อระนาบ H

จุดประสงค์ของการแบ่งประเภทของข้อต่อที่นำคลื่นสี่เหลี่ยมออกเป็นข้อต่อแบบระนาบ E และข้อต่อแบบระนาบ H ก็เพื่อลดมิติของปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการวิเคราะห์โดยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ให้ลดลงเหลือเพียง 2 มิติ เนื่องจากโครงสร้างที่ประกอบด้วยแผ่นตัวนำขนานในแนวสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของโหมดพื้นฐาน TE_{10} สนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากกับผนังตัวนำสามารถแสดงในรูปฟังก์ชันของคลื่นนิ่ง ดังนั้นสนามไฟฟ้าที่ต้องการทราบจึงแปรตามตำแหน่งเพียง 2 มิติเท่านั้น (ระนาบ yz สำหรับข้อต่อระนาบ E และ ระนาบ xz สำหรับข้อต่อระนาบ H) จากบทความของ Kanelloupolos [6] เราสามารถวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในข้อต่อแบบระนาบ E และข้อต่อแบบระนาบ H โดยใช้สมการต่อไปนี้

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial u^2} + \frac{\partial^2}{\partial v^2} \right) \phi + k_t^2 \phi = 0 \quad (1)$$

โดยที่ $k_t^2 = \begin{cases} k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 & \text{for } E\text{-plane} \\ k_0^2 \mu_r \epsilon_r & \text{for } H\text{-plane} \end{cases}$

k_0 คือเลขคลื่นในอวกาศว่างซึ่งมีค่าเท่ากับ $\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$

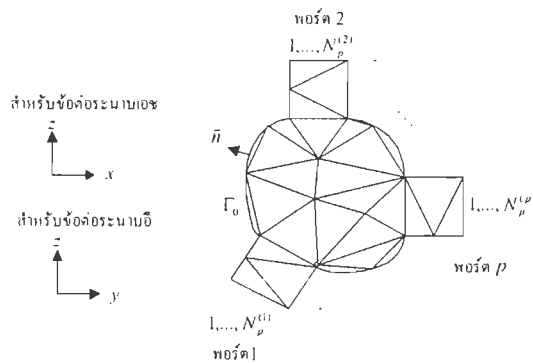
$$u, v = \begin{cases} y, z & \text{for } E\text{-plane} \\ x, z & \text{for } H\text{-plane} \end{cases}$$

$$\phi = \begin{cases} H_x(y, z) & \text{for } E\text{-plane} \\ E_y(x, z) & \text{for } H\text{-plane} \end{cases}$$

ตามวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ เราจะแบ่งบริเวณโดเมนปัญหาของข้อต่อ Ω ออกเป็นอีลีเมนต์รูปสามเหลี่ยม ดังรูปที่ 2 และประมาณฟังก์ชัน ϕ ภายในอีลีเมนต์ด้วยฟังก์ชันรูปร่างเชิงเส้น (linear shape function) ดังนี้

$$\phi^e \approx \sum_{i=1}^3 N_i^e \phi_i^e \quad i = 1, 2, 3 \quad (2)$$

โดยที่ $N_i^e = L_i$



รูปที่ 2 การแบ่งอีลีเมนต์ในการวิเคราะห์ข้อต่อรูปร่างใด ๆ

ในที่นี้ L_e คือพิกัดพื้นที่ของอีลีเมนต์สามเหลี่ยม (triangular element area coordinates) เมื่อแทนฟังก์ชัน ϕ ของอีลีเมนต์แต่ละตัวลงในอินทิกรัลที่ได้จากการถ่วงน้ำหนักเศษตกค้าง (weighted residual integral) ตามระเบียบวิธีกาลูคกิน ผลลัพธ์ที่ได้สามารถแสดงเป็นระบบสมการเชิงเส้นดังนี้

$$[A]\{\phi\} = \{B\} \quad (3)$$

โดยที่ $\{\phi\}$ คือเวกเตอร์ที่มีสมาชิกเป็นตัวแปรไม่ทราบค่าของ ϕ ณ จุดยอดของอีลีเมนต์สามเหลี่ยม

$[A]$ คือเมทริกซ์จัตุรัสที่มีขนาดเท่ากับจำนวนตัวแปรไม่ทราบค่า มีค่าดังนี้

$$[A] = \sum_{e=1}^N \int \left(\frac{\partial \{N^e\}}{\partial y} \frac{\partial \{N^e\}^T}{\partial y} + \frac{\partial \{N^e\}}{\partial z} \frac{\partial \{N^e\}^T}{\partial z} - k_r^2 \{N^e\} \{N^e\}^T \right) d\Omega^e$$

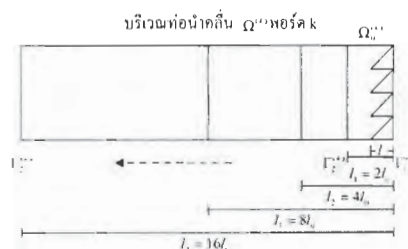
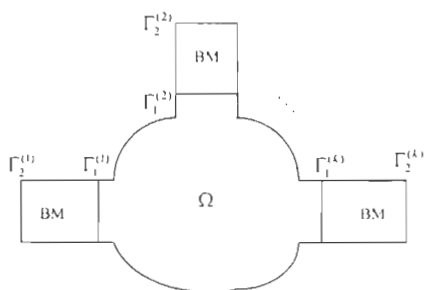
$\{B\}$ คือเวกเตอร์แนวตั้งที่มีขนาดเท่ากับจำนวนตัวแปรไม่ทราบค่า มีค่าดังนี้

$$\{B\} = \sum_{e=1}^N \int_{\Gamma^{(e)}} \{N^e\} \frac{\partial H_1}{\partial n} d\Gamma^{(e)}$$

สมาชิก $\{B\}$ ประกอบด้วยพจน์ที่เป็นอินทิกรัลของสนามที่พอร์ตต่างๆ ซึ่งคำนวณได้โดยการแทนผลเฉลยของสนามด้วยผลบวกของโมดเจาะจง ตามระเบียบวิธีโมดแมตซิง

3. เทคนิคบาวนด์คาร์มีร์ซิง

เทคนิคบาวนด์คาร์มีร์ซิงเริ่มจากการขยายบริเวณข้อต่อออกไปยังบริเวณท่อนำคลื่นดังรูปที่ 3 (ก) และใช้วิธีแบ่งบริเวณย่อยถัดไปให้มีขนาดใหญ่เป็นสองเท่าของบริเวณก่อนหน้า จากนั้นใช้การวนซ้ำในการกำจัดตัวแปรระหว่างบริเวณย่อยจนเหลือตัวแปรเฉพาะที่พอร์ตและระนาบสนามไกล ดังรูปที่ 3 (ข) แล้วจัดพจน์ให้ฟังก์ชันของสนามที่ระนาบไกลข้อต่อ $\Gamma_1^{(k)}$ อยู่ในรูปของสนามที่ระนาบไกล $\Gamma_2^{(k)}$ โดยฟังก์ชันสนามที่ระนาบสนามไกลจะถูกแมตซ์ด้วยสนามของโมดที่ถูกนำของท่อนำคลื่นโดยมีขั้นตอนในการสร้างสมการบริเวณท่อนำคลื่นดังนี้



(ก) การเริ่มขยายบริเวณไปยังท่อนำคลื่น

(ข) วิธีแบ่งบริเวณย่อยและการกำจัดตัวแปร

รูปที่ 3 วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวนด์คาร์มีร์ซิง

ขั้นที่ 1 ในบริเวณพอร์ต k ของท่อนำคลื่น เริ่มต้นกำหนดให้สนามที่ระนาบใกล้ข้อต่อ $\Gamma_1^{(k)}$ และสนามที่ระนาบใกล้ข้อต่อ $\Gamma_2^{(k)}$ อยู่ที่ตำแหน่งเดียวกัน เมื่อเลื่อนระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ ให้ห่างออกจาก ระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ เป็นระยะทาง l_1 จะเกิดบริเวณ $\Omega_0^{(k)}$ ที่มี $\Gamma_1^{(k)}, \Gamma_2^{(k)}$ และผนังตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์แบบ $\Gamma_0^{(k)}$ ปิดล้อมอยู่ ตามวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ เมื่อประมาณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายใน $\Omega_0^{(k)}$ ด้วยฟังก์ชัน รูปร่างสามเหลี่ยมแบบใช้โนดจะได้ชุดสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} [A]_{11} & [A]_{1i} & [A]_{12} \\ [A]_{i1} & [A]_{ii} & [A]_{i2} \\ [A]_{21} & [A]_{2i} & [A]_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi\}_1^{(k)} \\ \{\phi\}_i^{(k)} \\ \{\phi\}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_1^{(k)} \\ \{0\} \\ \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_2^{(k)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

โดยที่ $\{\phi\}_1^{(k)}, \{\phi\}_i^{(k)}, \{\phi\}_2^{(k)}$ คือค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่โนดของอีลีเมนต์สามเหลี่ยมบนระนาบ $\Gamma_1^{(k)}, \Gamma_2^{(k)}$ และที่อยู่ระหว่างระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับ $\Gamma_2^{(k)}$ ตามลำดับ

$\{\phi\} = \{H_x\}$ สำหรับข้อต่อระนาบ E และ $\{\phi\} = \{E_x\}$ สำหรับข้อต่อระนาบ H

$[A]_{pq}$ คือเมทริกซ์ย่อยของเมทริกซ์ $[A]$ ในบริเวณท่อนำคลื่น ตามสมการ (3)

เมื่อกำจัดค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่โนดระหว่างระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับ $\Gamma_2^{(k)}$ จะได้เมทริกซ์ใหม่ที่หนาแน่นขึ้น (condensed element) ตามสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} [M_0]_{11} & [M_0]_{12} \\ [M_0]_{21} & [M_0]_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi\}_1^{(k)} \\ \{\phi\}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_1^{(k)} \\ \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_2^{(k)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

โดยที่ $[M_0]_{11} = [A]_{11} - [A]_{1i} [A]_{ii}^{-1} [A]_{i1}$
 $[M_0]_{12} = [A]_{12} - [A]_{1i} [A]_{ii}^{-1} [A]_{i2}$
 $[M_0]_{21} = [A]_{21} - [A]_{2i} [A]_{ii}^{-1} [A]_{i1}$
 $[M_0]_{22} = [A]_{22} - [A]_{2i} [A]_{ii}^{-1} [A]_{i2}$

สมการ (5) ที่ได้นี้แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างสนามที่ระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับสนามที่ ระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ ซึ่งมีระยะห่างกัน l_1

ขั้นที่ 2 เมื่อเลื่อนระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ ให้ห่างออกไปอีกเป็นระยะ l_1 ซึ่งทำให้ระยะห่าง ระหว่างระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับ $\Gamma_2^{(k)}$ เท่ากับ $2l_1$ จะเกิดบริเวณเพิ่มขึ้นอีก $\Omega_0^{(k)}$ สนามที่เกิดขึ้นภายใน บริเวณที่เพิ่มขึ้นเมื่อใช้วิธีไฟไนต์ อีลีเมนต์จะได้เมทริกซ์ $[M_0]$ เช่นเดียวกับสมการ (5) เมื่อรวม บริเวณที่เพิ่มขึ้นกับบริเวณเดิม และใช้เงื่อนไขความต่อเนื่องของสนามที่รอยต่อระหว่างบริเวณทั้งสอง จะได้ชุดสมการใหม่ดังนี้

$$\begin{bmatrix} [M_0]_{11} & [M_0]_{12} & [0] \\ [M_0]_{21} & [M_0]_{11} + [M_0]_{22} & [M_0]_{12} \\ [0] & [M_0]_{21} & [M_0]_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi\}_1^{(k)} \\ \{\phi\}_i^{(k)} \\ \{\phi\}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_1^{(k)} \\ \{0\} \\ \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_2^{(k)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

เมื่อกำจัดค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่โน้ดระหว่างระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ จะได้เมทริกซ์ใหม่ที่หนาแน่นขึ้นตามสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} [M_1]_{11} & [M_1]_{12} \\ [M_1]_{21} & [M_1]_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi\}_1^{(k)} \\ \{\phi\}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_1^{(k)} \\ \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_2^{(k)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

สมการ (7) ที่ได้นี้แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างสนามที่ระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับสนามที่ระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ ที่มีระยะห่างกัน $2l_1$

ขั้นที่ 3 เมื่อวนรอบซ้ำตามขั้นที่ 2 จำนวน n ครั้ง จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสนามที่ระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับสนามที่ระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ ที่มีระยะห่างกัน $2^n l_1$ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} [M_n]_{11} & [M_n]_{12} \\ [M_n]_{21} & [M_n]_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi\}_1^{(k)} \\ \{\phi\}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_1^{(k)} \\ \sum_{e=1}^{N_p} \int \{N^e\} \frac{\partial \phi^e}{\partial n} d\Gamma_2^{(k)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

โดยที่ เมทริกซ์ $[M_n]$ หาได้ในรูปของการวนซ้ำดังนี้

$$\begin{aligned} [M_{r+1}]_{11} &= [M_r]_{11} - [M_r]_{12} [M_r]_{22}^{-1} [M_r]_{21} \\ [M_{r+1}]_{12} &= -[M_r]_{12} [M_r]_{22}^{-1} [M_r]_{22} \\ [M_{r+1}]_{21} &= -[M_r]_{21} [M_r]_{22}^{-1} [M_r]_{22} \\ [M_{r+1}]_{22} &= [M_r]_{22} - [M_r]_{21} [M_r]_{11}^{-1} [M_r]_{12} \\ [M_r]_n &= [M_r]_{11} + [M_r]_{22} \\ r &= 1, 2, \dots, n-1 \end{aligned}$$

จากกระบวนการบวกรีดาร์ริมาร์ชซึ่งข้างต้น จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสนามที่ระนาบ $\Gamma_1^{(k)}$ กับสนามที่ระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ ที่มีระยะห่างกัน $2^n l_1$ ซึ่งมากพอที่จะแมตช์ด้วยสนามของโมดพื้นฐานของท่ออากาศสั้น เนื่องจากสนามกระเจิงในโมดอันดับสูงจะมีการลดทอนเมื่อห่างออกจากบริเวณข้อต่อจนเหลือแอมพลิจูดน้อยยิ่งที่ระนาบ $\Gamma_2^{(k)}$ เมื่อเทียบกับโมดพื้นฐาน เมื่อแทนสมการ (8) ในพจน์ที่มีการอินทิเกรต $\{B\}$ ของสมการที่ (3) แล้วจัดรูปจะได้ระบบสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} [A_{1,1}] + [\tilde{P}^{(1)}] & \dots & [A_{1,p}] & [A_{1,m}] \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ [A_{p,1}] & \dots & [A_{p,p}] + [\tilde{P}^{(p)}] & [A_{p,m}] \\ [A_{m,1}] & \dots & [A_{m,p}] & [A_{m,m}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi_1\} \\ \vdots \\ \{\phi_p\} \\ \{\phi_m\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\{\tilde{Q}^{(1)}\} \\ \{0\} \\ \{0\} \\ \{0\} \end{bmatrix} \quad (9)$$

โดยที่ $[A_{i,j}]$ คือ เมทริกซ์ย่อยของเมทริกซ์ $[A]$

$$[\tilde{P}^{(k)}] = [M_n]_{11} - [M_n]_{12} ([M_n]_{22} + [P_1^{(k)}])^{-1} [M_n]_{21}$$

p คือ จำนวนพอร์ตทั้งหมด $k = 1, 2, \dots, p$

$$\{\tilde{Q}^{(1)}\} = [M_n]_{12} ([M_n]_{22} + [P_1^{(1)}])^{-1} \{Q_1^{(1)}\}$$

$$[M_n]_{ij} \quad \text{ตามบทความของ} \quad F \quad o \quad o \quad (5)$$

$$[P^{(k)}] = \sum_{e=1}^{N^{(k)}} \frac{j\beta^{(k)}}{b} \left[\int \{N^e\} \{N^e\}^T d\Gamma^{(k)} \right] \{f^{(k)}\} \{f^{(k)}\}^T \left[\int \{N^e\} \{N^e\}^T d\Gamma^{(k)} \right]$$

$$\{Q^{(1)}\} = \sum_{e=1}^{N^{(1)}} 2j\beta_1^{(1)} L \left[\int \{N^e\} \{N^e\}^T d\Gamma^{(1)} \right] \{f^e\}$$

$\{f^e\}$ คือ เวกเตอร์ขนาด 1×2 ที่มีค่าดังนี้

$$f_i^e = \begin{cases} 1 & \text{for } E - \text{plane} \\ \sin\left(\frac{\pi x_i^e}{a}\right) & \text{for } H - \text{plane} \end{cases}$$

$$L = \begin{cases} \sqrt{\frac{2k_0 z_0}{ab\beta^{(k)}k_i^2}} & \text{for } E - \text{plane} \\ \frac{2}{\sqrt{ab}} \sqrt{\frac{k_0 z_0}{\beta^{(k)}}} & \text{for } H - \text{plane} \end{cases}$$

$\beta^{(k)}$ คือ ค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่น โมด TE_{10} ของท่อนำคลื่นที่พอร์ตที่ k

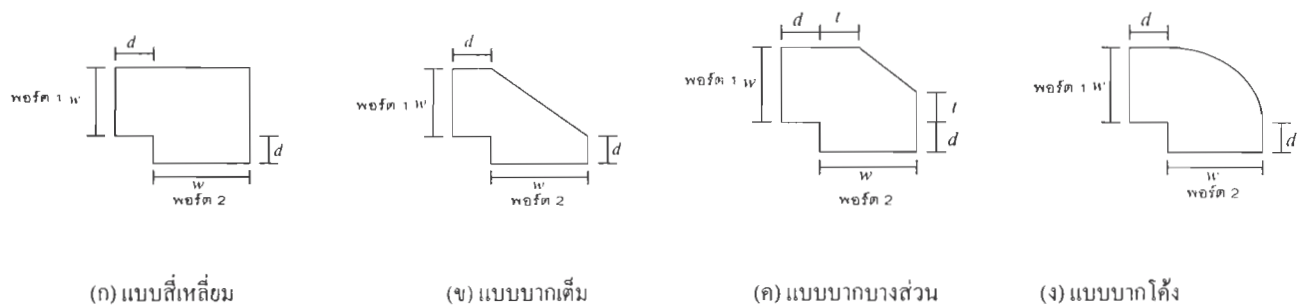
4. ผลการคำนวณ

4.1 ข้อต่อ 90° ที่มีรูปร่างการบากมุมแบบต่าง ๆ

ตัวอย่างแรกเป็นการคำนวณในกรณีของข้อต่อ 90° ที่มีรูปร่างการบากมุมแบบต่างๆ ทั้งแบบระนาบ E และแบบระนาบ H โดยข้อต่อจะเชื่อมต่อกับท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม WR75 ซึ่งมีความกว้าง $a = 18.35 \text{ mm}$ และความสูง $b = 9.175 \text{ mm}$ การคำนวณจะนำเสนอกรณีที่มีการบากมุมรูปร่างแบบต่างๆ คือ แบบสี่เหลี่ยม (square bend) แบบบากเต็ม (fully mitered bend) แบบบากบางส่วน (partially mitered bend) และแบบบากโค้ง (circular bend) และกำหนดให้ $d = 2 \text{ mm}$ และ $t = 3 \text{ mm}$ สำหรับข้อต่อ 90° ที่มีการบากมุมแบบบางส่วน ดังรูปที่ 4 และป้อนคลื่น โมดพื้นฐาน TE_{10} ที่พอร์ตที่หนึ่งของข้อต่อ 90°

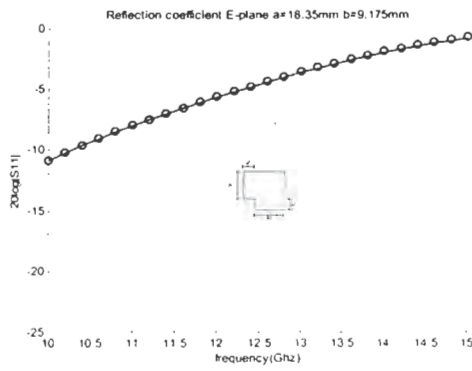
ผลการวิเคราะห์ข้อต่อด้วยวิธีไฟไนต์อีลิเมนต์ร่วมกับวิธีโมดเมตซิงที่ใช้จำนวน โมดเจาะจงเท่ากับ 5 โมด เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5 สำหรับข้อต่อระนาบ E และรูปที่ 6 สำหรับ

ข้อต่อระนาบ H ในที่นี้ผลการคำนวณของวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมเมนต์ซึ่งแสดงโดยใช้เส้นทึบ และผลการคำนวณโดยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับเทคนิคบาวนด์รีมาร์ชซึ่งแสดงโดยใช้สัญลักษณ์ \circ การคำนวณในส่วนของเทคนิคบาวนด์รีมาร์ชซึ่งได้ใช้การวนรอบซ้ำของการสร้างระบบ สมการในท่อนำคลื่นจำนวน 5 รอบ และมีระยะการเลื่อนพอร์ตครั้งแรกเท่ากับ $l_0 = 1\text{ mm}$ จากผลในรูปที่ 5 และ 6 พบว่าทั้งสองวิธีให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 สอดคล้องกัน ผลการเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการคำนวณระหว่าง 2 วิธีได้แสดงไว้ในตารางที่ 1 ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการใช้เทคนิคบาวนด์รีมาร์ชซึ่งทำให้สามารถคำนวณได้เร็วกว่า

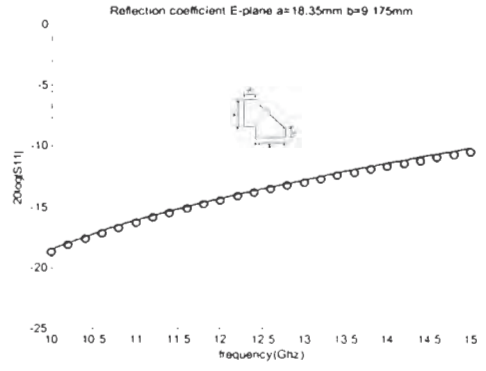


รูปที่ 4 ข้อต่อ 90° ที่มีกรบากมุมรูปร่างต่าง ๆ

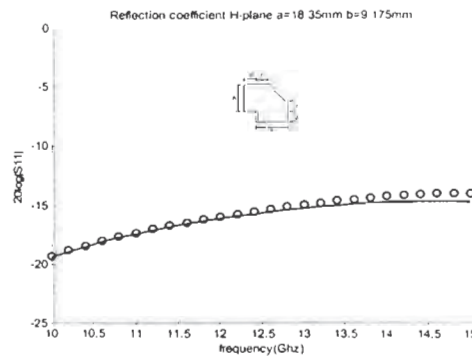
โดยที่ $w = b$ สำหรับข้อต่อแบบระนาบ E และ $w = a$ สำหรับข้อต่อแบบระนาบ H



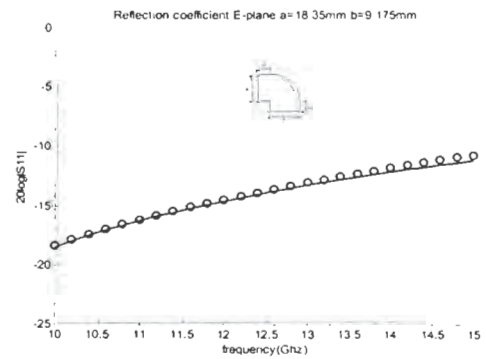
(ก) แบบสี่เหลี่ยม



(ข) แบบปากเต็ม

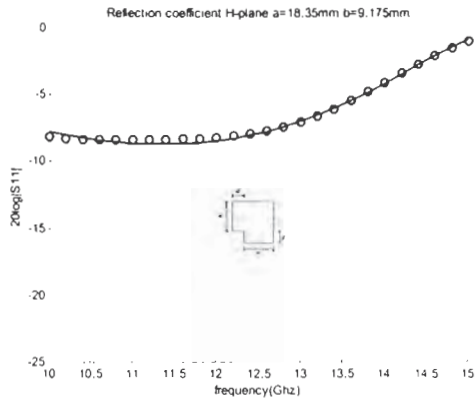


(ค) แบบปากบางส่วน

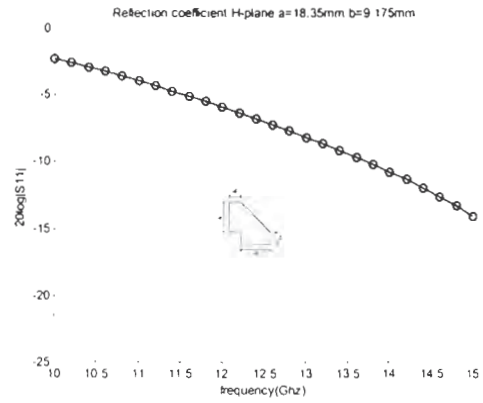


(ง) แบบปากโค้ง

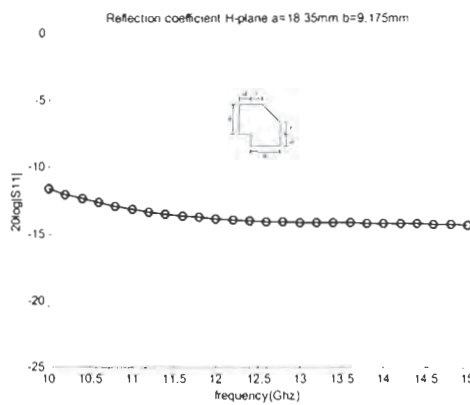
รูปที่ 5 ตั้มประสิทธิภาพสะท้อนของข้อต่อ 90° ระนาบ E ที่มีการบากมุมแบบต่าง ๆ
 (- วิธีไฟไนต์อีเมนต์ร่วมกับวิธี โมคแมตซิง ◦ วิธีไฟไนต์อีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวนด์ารีมาร์ชซิง)



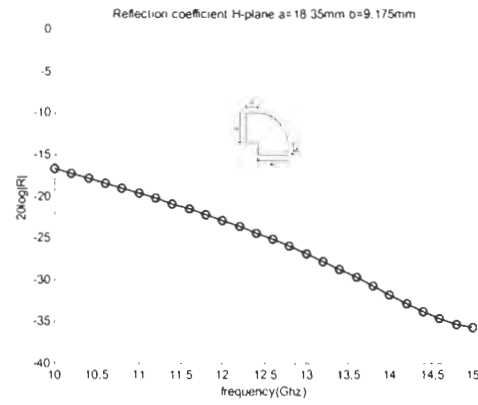
(ก) แบบสี่เหลี่ยม



(ข) แบบบากเต็ม



(ค) แบบบากบางส่วน



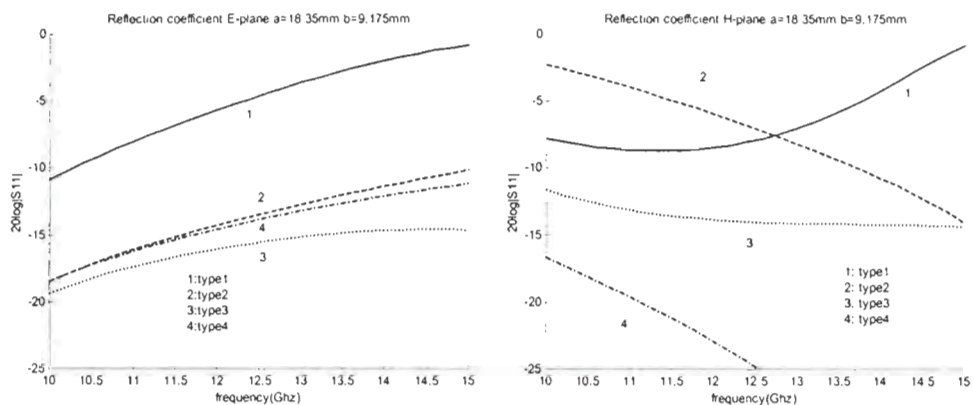
(ง) แบบบากโค้ง

รูปที่ 6 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของข้อต่อ 90° ระนาบ H ที่มีการบากมุมแบบต่าง ๆ
 (- วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดแมตริง ๐ วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวน์คาร์มาร์ชชิง)

ตารางที่ 1 เวลาที่ใช้ในการคำนวณของข้อต่อ 90° ที่มีการบากมุมรูปร่างต่าง ๆ

ข้อต่อ	รูปร่างการบากมุม	จำนวนอีลีเมนต์	เวลา(วินาที)	
			FE+MM	FE+BM
แบบระนาบ E	แบบสี่เหลี่ยม	218	17.0240	11.7370
	แบบบากเต็ม	157	6.8800	4.6970
	แบบบากบางส่วน	214	14.8210	9.3830
	แบบบากโค้ง	191	10.2450	6.8800
แบบระนาบ H	แบบสี่เหลี่ยม	210	14.0810	4.3960
	แบบบากเต็ม	149	5.7990	2.8840
	แบบบากบางส่วน	183	8.9430	3.4750
	แบบบากโค้ง	181	8.4920	3.4250

ผลการคำนวณเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของข้อต่ออง 90° แบบระนาบ E และแบบระนาบ H ที่มีการบากมุมแบบต่าง ๆ เราจะพบว่าข้อต่ออง 90° แบบระนาบ E ที่มีรูปร่างการบากมุมแบบสี่เหลี่ยมให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากที่สุดและรูปร่างการบากมุมแบบบางส่วนให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนน้อยที่สุด สำหรับข้อต่ออง 90° แบบระนาบ H ในช่วงความถี่ 10-12.5 GHz รูปร่างการบากมุมแบบบากเต็มให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากที่สุด และในช่วงความถี่ 12.5-15 GHz รูปร่างการบากมุมแบบสี่เหลี่ยมให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากที่สุด และรูปร่างการบากมุมแบบโค้งให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนน้อยที่สุด ดังรูปที่ 7



(ก) ข้อต่อระนาบ E

(ข) ข้อต่อระนาบ H

รูปที่ 7 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของข้อต่ออง 90° ระนาบ H และข้อต่อระนาบ E

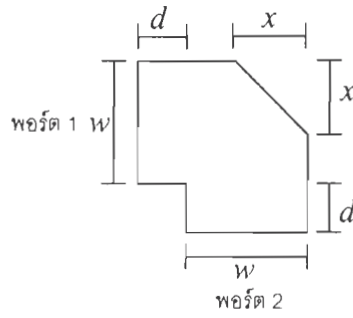
ที่มีการบากมุมแบบต่างๆ ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธี โมดเมตซิง

(type1 คือแบบสี่เหลี่ยม type2 คือแบบบากเต็ม

type3 คือแบบบากบางส่วน type4 คือแบบบากโค้ง)

4.2 ข้อต่ออง 90° ที่มีความลึกการบากมุมต่าง ๆ

ตัวอย่างที่ 2 เป็นการคำนวณในกรณีของข้อต่ออง 90° ที่มีความลึกการบากมุมต่างๆ ทั้งแบบระนาบ E และแบบระนาบ H โดยข้อต่อจะเชื่อมต่อกับท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม WR90 ซึ่งมีความกว้าง $a = 22.86\text{ mm}$ และความสูง $b = 10.16\text{ mm}$ การคำนวณจะนำเสนอกรณีที่มีความลึกการบากมุมสำหรับข้อต่ออง 90° แบบระนาบ H เป็น $x = 0\text{ mm}$, $x = 6.858\text{ mm}$ และ 18.275 mm และที่ความลึกการบากมุมสำหรับข้อต่ออง 90° แบบระนาบ E เป็น $x = 0\text{ mm}$, $x = 3.429\text{ mm}$ และ $x = 9.1375\text{ mm}$ กำหนดให้ $d = 2\text{ mm}$ และป้อนคลื่น โมดพื้นฐาน TE_{10} ที่พอร์ตที่หนึ่งของข้อต่ออง 90° ดังรูปที่ 8

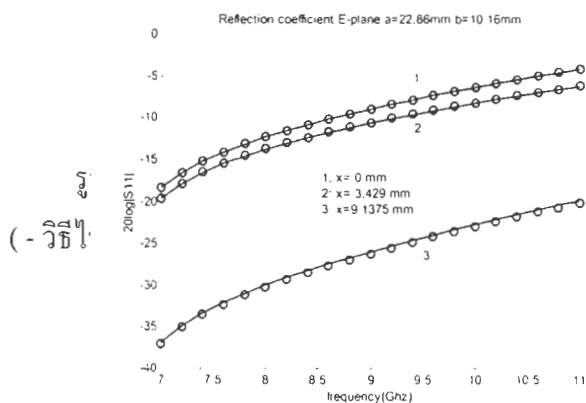


รูปที่ 8 ข้อต่ออง 90° ที่มีการบากมุมที่มีความลึก x

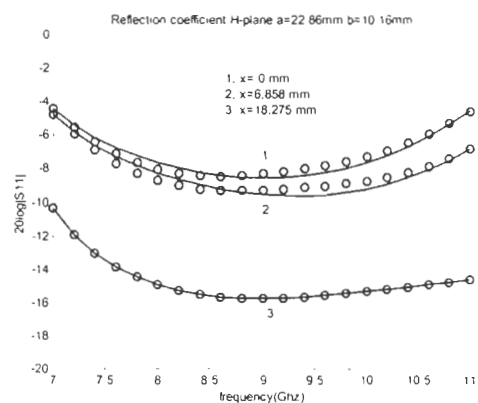
โดยที่ $w = b$ สำหรับข้อต่อแบบระนาบ E และ $w = a$ สำหรับข้อต่อแบบระนาบ H

ผลการวิเคราะห์ข้อต่อด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดแมตซิงที่ใช้จำนวนโมดเจาะจงเท่ากับ 5 โมด เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 9 ในที่นี้ผลการคำนวณของวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดแมตซิงแสดงโดยใช้เส้นทึบ และผลการคำนวณโดยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับเทคนิคบาวนด์คาร์รีมาร์ชซิงแสดงโดยใช้สัญลักษณ์ \circ การคำนวณในส่วนของเทคนิคบาวนด์คาร์รีมาร์ชซิงได้ใช้การวนรอบซ้ำของการสร้างระบบ สมการในท่อนำคลื่นจำนวน 5 รอบ และมีระยะการเลื่อนพอร์ตครั้งแรกเท่ากับ $l_0 = 1 \text{ mm}$ จากผลในรูปที่ 9 พบว่าทั้งสองวิธีให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 สอดคล้องกัน และเมื่อความลึกของการบากมุมเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนน้อยลง

ผลการเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการคำนวณระหว่าง 2 วิธีได้แสดงไว้ในตารางที่ 2 ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการใช้เทคนิคบาวนด์คาร์รีมาร์ชซิงทำให้สามารถคำนวณได้เร็วกว่า



(ก) ข้อต่อระนาบ E



(ข) ข้อต่อระนาบ H

รูปที่ 9 สัมประสิทธิ์การสะท้อน ของข้อต่ออง 90° ที่มีความลึกการบากมุมต่าง ๆ

(- วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธี โมดแมตซิง \circ วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวนด์คาร์รีมาร์ชซิง)

ตารางที่ 2 เวลาที่ใช้ในการคำนวณของข้อต่ออง 90° ที่มีความลึกของการบากมุมต่าง ๆ

ข้อต่อ	ความลึก x (mm)	จำนวนอีลีเมนต์	เวลา(วินาที)	
			FE+MM	FE+BM
แบบระนาบ E	$x = 0$	306	43.4720	22.6830
	$x = 3.429$	299	37.2130	21.4310
	$x = 9.1375$	186	8.1120	5.2970
แบบระนาบ H	$x = 0$	296	36.0720	5.5180
	$x = 6.888$	283	29.0120	5.0570
	$x = 18.275$	154	6.2480	2.5730

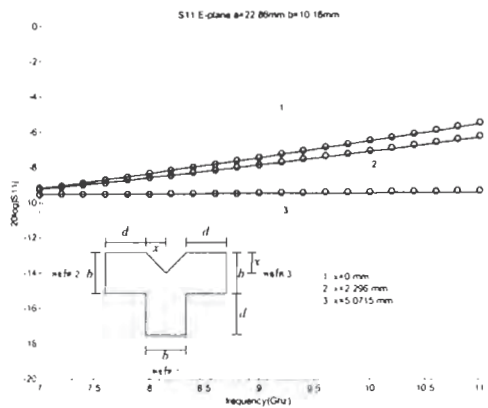
ผลการคำนวณเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของข้อต่ออง 90° ระนาบ E และระนาบ H ที่มีความลึกของการบากมุมต่าง ๆ เราจะพบว่าข้อต่ออง 90° ที่มีความลึกของการบากมุมมากขึ้นจะให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนน้อยลงตามลำดับ

4.3 ข้อต่อตัว T ที่มีความลึกการบากมุมต่าง ๆ

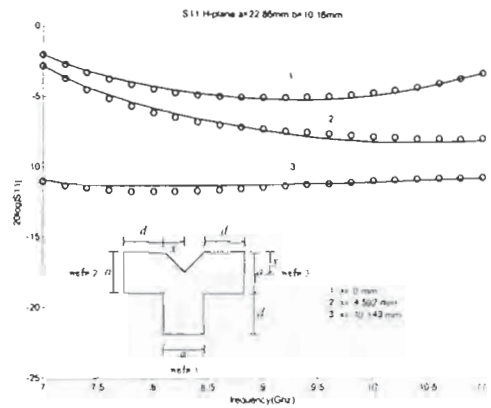
ตัวอย่างที่ 3 เป็นการคำนวณ ในกรณีของข้อต่อตัว T ที่มีการบากมุม ทั้งแบบระนาบ E และแบบระนาบ H โดยพอร์ตทั้ง 3 ของข้อต่อเชื่อมต่อกับท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม WR90 ซึ่งมีความกว้าง $a = 22.86 \text{ mm}$ และความสูง $b = 10.16 \text{ mm}$ การคำนวณจะนำเสนอกรณีที่มีความลึกของการบากมุมสำหรับข้อต่อตัว T แบบระนาบ H เป็น $x = 0 \text{ mm}$, $x = 4.592 \text{ mm}$, และ $x = 10.143 \text{ mm}$ ตามลำดับ และที่ความลึกของการบากมุมสำหรับข้อต่อตัว T แบบระนาบ E เป็น $x = 0 \text{ mm}$, $x = 2.296 \text{ mm}$, และ $x = 5.0715 \text{ mm}$ ตามลำดับ กำหนดให้ $d = 2 \text{ mm}$ และป้อนคลื่นโหมด พื้นฐาน TE_{10} ที่พอร์ตที่หนึ่งของข้อต่อตัว T

ผลการวิเคราะห์ข้อต่อด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดเมตซิงที่ใช้จำนวน โหมดเจาะจงเท่ากับ 5 โหมด เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 10 ในที่นี้ผลการคำนวณของวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดเมตซิงแสดงโดยใช้เส้นทึบ และผลการคำนวณโดยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับเทคนิคบาวนด์คาร์มีร์ซซิงแสดงโดยใช้สัญลักษณ์ \circ การคำนวณในส่วนของเทคนิคบาวนด์คาร์มีร์ซซิงได้ใช้การวนรอบซ้ำของการสร้างระบบ สมการในท่อนำคลื่นจำนวน 5 รอบ และมีระยะการเลื่อนพอร์ตครั้งแรกเท่ากับ $l_0 = 1 \text{ mm}$ จากผลในรูปที่ 10 พบว่าทั้งสองวิธีให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 สอดคล้องกัน และเมื่อความลึกของการบากมุมเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนน้อยลง

ผลการเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการคำนวณระหว่าง 2 วิธีได้แสดงไว้ในตารางที่ 3 ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการใช้เทคนิคบาวนด์คาร์มีร์ซซิงทำให้สามารถคำนวณได้เร็วกว่า



(ก) ข้อต่อตัว T แบบระนาบ E



(ข) ข้อต่อตัว T แบบระนาบ H

รูปที่ 10 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของข้อต่อตัว T ที่มีความลึกการบากมุมต่างๆ

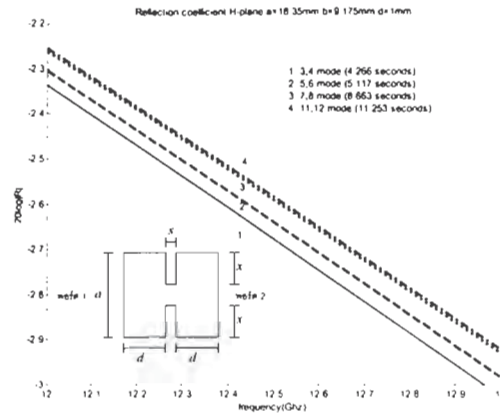
ตารางที่ 3 เวลาที่ใช้ในการคำนวณของข้อต่อตัว T

ข้อต่อ	ความลึก x (mm)	จำนวนอีลีเมนต์	เวลา(วินาที)	
			FE+MM	FE+BM
ระนาบ E	0	340	104.040	42.210
	2.296	383	142.535	57.042
	5.0715	299	66.786	33.598
ระนาบ H	0	316	74.898	8.112
	4.592	347	110.208	9.153
	10.143	351	115.075	9.184

4.4 ท่อนำคลื่นที่มีแผ่นตัวนำกั้นภายใน

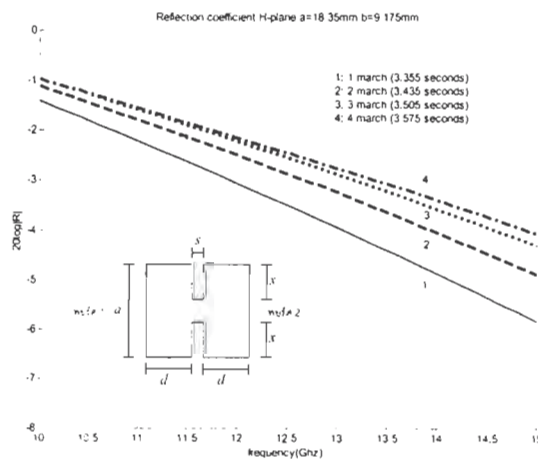
ตัวอย่างที่ 4 เป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม WR75 ซึ่งมีความกว้าง $a = 18.35\text{mm}$ และความสูง $b = 9.175\text{mm}$ และมีแผ่นกั้นภายในแบบระนาบ H กว้าง $x = 4.587\text{mm}$ และความหนา $s = 0.5\text{mm}$ โดยมีการป้อนคลื่นในโหมดพื้นฐาน TE_{10} ที่พอร์ตที่หนึ่งของท่อนำคลื่น

ผลการวิเคราะห์สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดแมตจิง แสดงในรูปที่ 11 โดยใช้จำนวน โหมดเจาะจงเป็นจำนวน $M=3-12$ โหมด และมีการแบ่ง อีลีเมนต์ ภายในท่อนำคลื่นจำนวน 164 อีลีเมนต์ เราจะพบว่าแอมพลิจูดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะ ลู่เข้าเมื่อเพิ่มจำนวน โหมดในการคำนวณ เมื่อพิจารณาเวลาที่ใช้ในการคำนวณจะเพิ่มขึ้นด้วยเมื่อ เพิ่มจำนวน โหมดเจาะจง



รูปที่ 11 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของท่อนำคลื่นที่มีแผ่นกั้นภายใน เมื่อเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำ ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวนด์คาร์มีราซ์ซิง

เมื่อวิเคราะห์ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับเทคนิคบาวนด์คาร์มีราซ์ซิง โดยมีจำนวนรอบซ้ำของการสร้างระบบสมการในบริเวณท่อนำคลื่นจำนวน $M=1,2,3,4$ รอบ ระยะการเลื่อนพอร์ตครั้งแรกเป็นระยะทาง $l_0 = 1\text{mm}$ และมีการแบ่งอีลีเมนต์ภายในท่อนำคลื่นจำนวน 164 อีลีเมนต์ เราจะพบว่าแอมพลิจูดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะลู่เข้า เมื่อเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำและเวลาที่ใช้ในการคำนวณจะเพิ่มขึ้น เมื่อเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำดังรูปที่ 12 ผลการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของทั้ง 2 วิธีให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน เมื่อเปรียบเทียบเวลาที่ใช้คำนวณตามที่แสดงไว้ในวงเล็บของกราฟ พบว่าวิธีที่นำเสนอยังคงใช้เวลาในการคำนวณน้อยกว่าวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมด แมตริง



รูปที่ 12 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของท่อนำคลื่นที่มีแผ่นกั้นภายใน เมื่อเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำ ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์

5. สรุป

การวิเคราะห์ข้อต่อท่อนำคลื่นแบบระนาบ E และระนาบ H ด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีบาวนด์รี-มาร์ชชิง สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการคำนวณ ทำให้คำนวณได้เร็วกว่าวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ร่วมกับวิธีโมดแมตซิงซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันทั่วไป นอกจากนี้การใช้เทคนิคบาวนด์รีมาร์ชชิงยังช่วยให้ผู้ใช้ไม่จำเป็นต้องหาจำนวนโมดเจาะจงที่เหมาะสมในวิธีโมดแมตซิง

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] V.N. Kanellopoulos, and J.P. Webb, "A complete E-plane analysis of waveguide junctions using the finite element method," *IEEE Trans. MTT.*, vol 38, no.3 ,pp. 290-295.
- [2] M. Koshiba, and M. Suzuki, "Finite-element analysis of H-plane waveguide junction with arbitrarily shaped ferrite post," *IEEE Trans.MTT.*, vol 34, no.1 ,pp. 103-109.
- [3] J. Park, and S. Nam, "Analysis of arbitrary shaped crosssectional discontinuity in rectangular waveguide using FEM-BIM with triangular prism elements," *IEEE Trans.MTT.*,pp. 672-675.
- [4] Y. Tsuji, and M. Koshiba, "Finite element method using port truncation by perfectly matched layer boundary conditions for optical waveguide discontinuity problems, " *Journal of Lightwave Tech.*,vol 20, no.3 , pp. 463-468.
- [5] S.L.Foo, and P.P. Selvester, "Boundary-marching method for discontinuity analysis in waveguide of arbitrary cross section, " *IEEE Trans. MTT.*,vol 40, no.10 , pp.1889-1893.
- [6] V.N. Kanellopoulos, and J.P. Webb, "A complete E-plane analysis of waveguide junctions using the finite element method," *IEEE Trans. MTT.*, vol 38, no.3 ,pp.290-295.