

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 3

เรื่อง ระบบรู้จำเสียงพูดภาษาไทย ปีที่ 4 : การพัฒนาการรู้จำเสียงพูดแบบเป็นประโยคเมื่อมีชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ. ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล

1. แนวคิดของโครงการ

ปัจจุบันมนุษย์มีความต้องการปฏิสัมพันธ์กับคอมพิวเตอร์ด้วยความหลากหลายมากขึ้นจากในอดีตที่ข้อมูลหรือคำสั่งต่างๆ จะถูกป้อนผ่านแป้นพิมพ์ ซึ่งยังไม่สามารถอำนวยความสะดวกให้กับมนุษย์ได้มากเพียงพอ การรู้จำเสียงพูดเป็นการใช้การสื่อสารพื้นฐานของมนุษย์เพื่อให้คอมพิวเตอร์สามารถรู้จำว่ามนุษย์ได้พูดอะไร เพื่อที่จะสามารถปฏิสัมพันธ์กับมนุษย์ได้ และการรู้จำเสียงพูดแบบเป็นประโยคก็เป็นแนวทางหนึ่งในการเพิ่มขีดความสามารถให้ตัวรู้จำเสียงพูด โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อคำศัพท์ที่ใช้ประกอบในการรู้จำมีจำนวนมาก โครงการนี้จึงได้ศึกษาแนวทางและขั้นตอนๆ ต่างๆ ในการพัฒนาตัวรู้จำในลักษณะดังกล่าวขึ้น

2. วัตถุประสงค์ของโครงการ

3.1 ศึกษาขั้นตอนการสร้างองค์ประกอบต่างๆ ที่นำมาใช้ประกอบในการรู้จำเสียงพูดแบบเป็นประโยค เมื่อมีชุดของคำศัพท์ที่เตรียมไว้ขนาดใหญ่

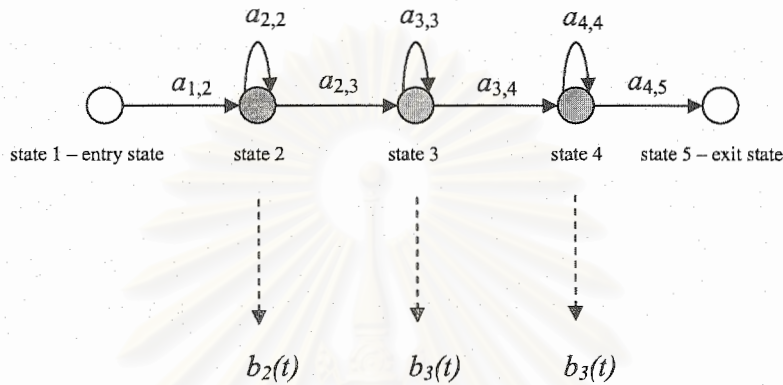
3.2 ศึกษาขั้นตอนการทำงาน และโครงสร้างต่างๆ ของวิธีการรู้จำเสียงพูดแบบเป็นประโยค เมื่อมีชุดของคำศัพท์ที่เตรียมไว้ขนาดใหญ่

4. รายละเอียดและขั้นตอนของตัวรู้จำและทฤษฎีที่ใช้โดยสังเขป

การรู้จำเสียงพูดที่ได้วิจัยในปีที่ผ่านมา มา ได้ศึกษาขั้นตอนการนำแบบจำลองฮิดเดนมาร์คอฟ (Hidden Markov Model - HMM) ของหน่วยย่อยเสียงพูด (phoneme) มาใช้ ซึ่งการนำแบบจำลองลักษณะดังกล่าวมาใช้ร่วมกับการรู้จำเสียงพูดที่ผ่านการประมวลผลเบื้องต้น (preprocessing) มาแล้วให้ผลการรู้จำที่ดี ดังนั้นในการวิจัยการรู้จำเสียงพูดแบบเป็นประโยคเมื่อมีชุดคำศัพท์ขนาดใหญ่จึงใช้แบบจำลองดังกล่าวในขั้นตอนการประมวลผลเพื่อการรู้จำเสียงพูด

แต่ละ HMM จะแสดงด้วย node ของ state และจะมีการเปลี่ยนแปลง node ในทุกๆ เวลาที่มีการประมวลผล โดยจะมีค่าความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนแปลง node จาก node i ไปยัง node j ($a_{i,j}$) ที่ได้จากการฝึกฝนหน่วยย่อยของเสียงพูดด้วยชุดของตัวฝึกฝน (training set) หลากรูปแบบ และที่แต่ละเวลา t เมื่อมีการเปลี่ยน node ก็จะมีค่าความน่าจะเป็นในการเกิดของเสียงขึ้นที่ node j ($b_j(t)$) ความน่าจะเป็นดังกล่าวจะ

ขึ้นอยู่กับลักษณะของโมเดลของความน่าจะเป็น ซึ่งในการวิจัยได้ใช้โมเดลแบบ Gaussian ในการหาความน่าจะเป็นการเกิดของเสียง ซึ่งความน่าจะเป็นในการเกิดหน่วยย่อยของเสียงดังกล่าวขึ้นที่แต่ละช่วงเวลา คือค่าความน่าจะเป็นทั้งหมดเมื่อมีการเปลี่ยน node จาก node เริ่มต้น ไปยัง node สุดท้ายนั่นเอง



รูปที่ 1 ลักษณะของแบบจำลองฮิดเดนมาร์คอฟ

โดยแต่ละคำที่เกิดขึ้นหรือเป็นไปได้ทั้งหมดในการรู้จำจะถูกเตรียมไว้ในพจนานุกรม ซึ่งแสดงโดยการนำหน่วยย่อยของเสียงพูดที่นำมาประกอบเป็นคำดังกล่าวตามโมเดลของแต่ละภาษา ส่วนประโยคที่เกิดขึ้นก็จะเป็นการเชื่อมต่อกันของคำในพจนานุกรมตามรูปแบบไวยากรณ์ที่ผู้ใช้กำหนด ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวต่อไป

4.1 ไวยากรณ์ที่ใช้ในการรู้จำเสียงพูดแบบเป็นประโยค

ไวยากรณ์ของประโยคเป็นลักษณะหรือวิธีการแสดงการต่อกันของคำที่เป็นไปได้ในการรู้จำ ซึ่งก็คือรูปแบบประโยคที่เป็นไปได้ทั้งหมดนั่นเอง โดยลักษณะของไวยากรณ์ที่ได้ศึกษาจะแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบด้วยกัน คือ

1. ไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar (FSG)
2. ไวยากรณ์แบบ N-gram

ซึ่งไวยากรณ์แต่ละแบบจะมีความเหมาะสมกับลักษณะประโยค หรือการพูดที่แตกต่างกัน โดยจะมีรายละเอียดพอสังเขปดังต่อไปนี้

4.1.1 ไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

ไวยากรณ์ลักษณะดังกล่าวเป็นการแสดงลำดับขั้นตอนของการเชื่อมต่อกำในประโยคแบบมีแบบแผน โดยบางกลุ่มคำ (word class) หนึ่งเท่านั้นที่สามารถเชื่อมต่อกับอีกกลุ่มคำหนึ่งได้ ซึ่งรูปแบบประโยคนี้จะเหมาะสมมากกับประโยคการพูดที่เราเชื่อว่าการเชื่อมต่อกของกลุ่มคำเหล่านั้นเป็นอย่างไร ซึ่งการเชื่อมต่อของคำก็คือ การนำคำในแต่ละกลุ่มคำมาเชื่อมต่อกันนั่นเอง โดยการเชื่อมต่อของกลุ่มคำจะถูกแสดงด้วยการเปลี่ยน state ที่จะถูกกำหนดไว้ในไวยากรณ์ ซึ่งรูปแบบการแสดง state นี้จะได้กล่าวถึงต่อไป

ยกตัวอย่างเช่น หากเราต้องการรู้จํารูปแบบของประโยคที่ต้องการถามข้อมูลของจังหวัดต่างๆ ในประเทศไทย ดังนั้นในประโยคจะต้องปรากฏหรือมีกลุ่มคำของจังหวัดในประเทศไทยอยู่แน่นอน โดยนอกเหนือจากนั้นอาจจะมีกลุ่มคำของคำขึ้นต้น และคำลงท้ายเพิ่มเติมขึ้นมาด้วย ยกตัวอย่างเช่น “ต้องการจังหวัดเชียงใหม่ครับ” “กรุงเทพค่ะ” “เอาสมุทรปราการ” “นนทบุรี” “ขอเชียงใหม่ค่ะ” ... ซึ่งรูปแบบประโยคเหล่านี้จะสามารถใช้ไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar ในการแสดงได้

หากกำหนดให้กลุ่มคำทั้งหมดที่เป็นไปได้ในรูปแบบประโยคดังกล่าวมีดังนี้

1) PROVINCE_SET : กรุงเทพ , นนทบุรี , ปทุมธานี , สมุทรปราการ , เชียงใหม่ , ...

เป็นกลุ่มคำของจังหวัดทั้งหมดในประเทศไทย

2) PROVINCE : จังหวัด

3) PRE1 : เอา , ต้องการ , ขอ

4) POLITENESS : ครับ , ค่ะ

ประโยค (Sentence) ที่เกิดจากการเชื่อมต่อกของกลุ่มคำที่เป็นไปได้ทั้งหมด คือ

Sentence -> PROVINCE_SET

Sentence -> PROVINCE_SET POLITENESS

Sentence -> PROVINCE PROVINCE_SET

Sentence -> PROVINCE PROVINCE_SET POLITENESS

Sentence -> PRE1 PROVINCE_SET

Sentence -> PRE1 PROVINCE_SET POLITENESS

Sentence -> PRE1 PROVINCE PROVINCE_SET

Sentence -> PRE1 PROVINCE PROVINCE_SET POLITENESS

ซึ่งจะมีรูปแบบของประโยคที่เป็นไปได้ทั้งหมด 8 แบบด้วยกัน โดยรูปแบบดังกล่าวทั้งหมดจะถูกนำไปตีความเป็น state ต่างๆ ใน Finite State Grammar รูปแบบของการระบุลักษณะประโยคดังที่ได้กล่าวมา อาจจะไม่ลำบากมากนักเมื่อไวยากรณ์ไม่มีความซับซ้อนมาก แต่ถ้าหากต้องการไวยากรณ์ที่มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น การระบุลักษณะประโยคในลักษณะดังกล่าวอาจจะสร้างความลำบากให้กับผู้ใช้ได้ ดังนั้นในการวิจัยจึงได้เพิ่มลักษณะการระบุลักษณะประโยค โดยเพิ่มสัญลักษณ์พิเศษในการระบุลักษณะของประโยคเพิ่มเติม 3 รูปแบบ แล้วยังสามารถตีความเป็น state ใน Finite State Grammar ได้ดังนี้ คือ

1. สัญลักษณ์ [.] หรือสัญลักษณ์ enclose หมายถึง คำ หรือ ประโยคย่อยที่อยู่ระหว่างเครื่องหมายดังกล่าวอาจจะเกิดขึ้นในประโยคหนึ่งครั้งหรือไม่ก็ได้

2. สัญลักษณ์ < . > หมายถึง คำ หรือ ประโยคย่อยที่อยู่ระหว่างเครื่องหมายดังกล่าวอาจจะเกิดขึ้นหนึ่งครั้ง หรือ วนซ้ำตั้งแต่หนึ่งครั้งเป็นต้นไป

3. สัญลักษณ์ { . } หมายถึง คำ หรือ ประโยคย่อยที่อยู่ระหว่างเครื่องหมายดังกล่าวอาจจะไม่เกิดขึ้นหรือ เกิดขึ้นหนึ่งครั้ง หรือ วนซ้ำตั้งแต่หนึ่งครั้งเป็นต้นไป

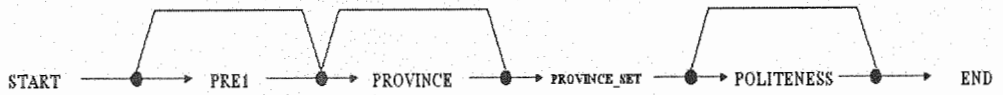
โดยจากลักษณะไวยากรณ์ของประโยคที่ได้ระบุไว้ข้างต้น เมื่อนำสัญลักษณ์ที่ได้เพิ่มเติมเข้าไปจะสามารถระบุได้โดยง่ายดังนี้ คือ

Sentence -> [PRE1] [PROVINCE] PROVINCE_SET [POLITENESS]

ซึ่งจะมีความสะดวกกับผู้ใช้ที่ต้องการระบุลักษณะประโยชนกว่าวิธีข้างต้นด้วย โดยนอกเหนือจากความสะดวกที่เพิ่มขึ้นแล้ว เครื่องหมายดังกล่าวจะมีส่วนช่วยความถูกต้องในการรู้จำได้ ยกตัวอย่างเช่น ตอนขึ้นต้นประโยคกับลงท้ายประโยคที่มีผู้พูดขึ้นมา มักจะเป็นเสียงเงียบ (silence) เสมอ ซึ่งเราไม่มีทางทราบได้เลยว่าผู้พูดจะเงียบนานขนาดไหน นั่นคือจะมีเสียงเงียบปรากฏขึ้นกี่ตัวก็ได้ ซึ่งทำให้วิธีแสดงลักษณะประโยคแบบแรกที่ได้กล่าวไปไม่สามารถแสดงรูปแบบประโยคดังกล่าวได้

การแสดงไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

ไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar จะสามารถแสดงได้ในรูปของ state และการเปลี่ยน state เป็นหลัก โดยที่แต่ละ state จะแสดงถึงกลุ่มคำที่เกิดขึ้น และการเปลี่ยน state จะหมายถึงการเชื่อมต่อของกลุ่มคำดังกล่าวกับกลุ่มคำอื่น ซึ่งจากไวยากรณ์รูปประโยคในการถามข้อมูลของจังหวัดต่างๆ ในประเทศไทยที่ได้กล่าวมาข้างต้น เมื่อนำมาเขียนเป็น lattice หรือการเชื่อมต่อของคำจะเป็นได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 lattice ของไวยากรณ์รูปประโยคในการถามข้อมูลของจังหวัดต่างๆ
ในประเทศไทย

ถ้าหากกำหนดให้แต่ละกลุ่มคำ PROVINCE_SET , PROVINCE , PRE1 , POLITENESS มีดัชนีของกรุปคำ คือ { 0 , 1 , 2 , 3 } ตามลำดับ เราจะได้การแสดงผลไวยากรณ์ Finite State Grammar ในรูปแบบ DFA (Deterministic Finite Automachine) ดังต่อไปนี้

State	Class_id	next
0	3	2
0	0	1
1	1	3
1	2	4
1	-1	-1
2	0	1
3	2	4
3	-1	-1
4	-1	-1

รูปที่ 3 ลักษณะการแสดงผล Finite State Grammar ที่ใช้ในการวิจัย

โดยการแสดงดังกล่าวจะเป็นการแสดงผลการเชื่อมต่อแบบย้อนกลับจากกรุปคำสุดท้าย มาสู่กรุปคำแรก นั่นคือการเชื่อมต่อจาก END ในรูปที่ 2 มายังกรุปคำ POLITENESS และเชื่อมต่อมาเรื่อยๆ จนถึง START ซึ่งการเชื่อมต่อจาก END ไปยังคำต่างๆ ทางซ้ายจะถูกแสดงด้วย state 0 ซึ่งเป็น state เริ่มต้น จากรูปที่ 2 จะเห็นว่า END จะเชื่อมต่อกับ POLITENESS (class_id 3) และ PROVINCE_SET (class_id 0) และ PROVINCE_SET จะเชื่อมต่อไปยัง state ถัดไปคือ state 1 (next) และ POLITENESS จะเชื่อมต่อไปยัง PROVINCE_SET ถึงแม้ว่า PROVINCE_SET จะอยู่โดยจะกำหนดให้เป็น state 2 (next) ซึ่งลักษณะของการแสดงผลการเชื่อมต่อจะเป็นดังที่ได้กล่าวมา และจะทำเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งถึงการเชื่อมต่อไปยัง

START หรือ กลุ่มคำที่เป็นสิ้นสุดของการเชื่อมต่อกวไปซ้าย โดย state 1 ที่เป็นการเชื่อมต่อกวไปซ้ายจาก PROVINCE_SET (class_id 0) จะมีการเชื่อมต่อไปยัง START ซึ่งจะแทนด้วย class_id พิเศษ คือ -1 เพื่อระบุว่า การเชื่อมต่อนั้นมาถึงต้นประโยคแล้ว การเชื่อมตอดังกล่าวจะถูกระบุให้ไม่มี state ถัดไป นั่นก็คือให้ค่า next มีค่าเป็น -1 นั่นเอง ซึ่งก็จะกำหนด state ในลักษณะดังกล่าวให้ครบทุกการเชื่อมต่อ ก็จะได้อัตลักษณ์การแสดง Finite State Grammar ของรูปประโยคที่ต้องการทุกรูปแบบดังรูปที่ 3

ซึ่งลำดับขั้นตอนในการเชื่อมต่อของกลุ่มคำนี้ จะมีส่วนสำคัญอย่างมากในการค้นหาผลการรู้จำแบบย้อนกลับ เพื่อหาผลการรู้จำที่ดีที่สุด N แบบ ซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะได้กล่าวถึงต่อไป

4.1.2 ไวยากรณ์แบบ N-gram

จากลักษณะของไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar ที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ผ่านมา จะเป็นการแสดงถึงการเชื่อมต่อของแต่ละกลุ่มคำที่เกิดขึ้นในประโยคเท่านั้น แต่ไม่ได้ระบุการเชื่อมต่อของแต่ละคำที่แน่นอน ทำให้การนำตัวรู้จำไปใช้ในงานลักษณะที่ผู้พูดสามารถพูดรูปแบบประโยคที่มีอิสระในการพูดมากยิ่งขึ้น ไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar จึงอาจไม่เหมาะสมกับการรู้จำนัก

โดยไวยากรณ์แบบ N-gram จะเป็นการพิจารณาถึงการเชื่อมต่อของคำต่างๆ ในภาษา โดยจะคำนึงถึงโอกาสหรือความน่าจะเป็นในการเชื่อมต่อของคำด้วย โดยโอกาสในการเชื่อมต่อของแต่ละคำที่เกิดขึ้นก็จะมีค่าความน่าจะเป็นที่แตกต่างกัน โดยความน่าจะเป็นดังกล่าวจะได้มาจากการเรียนรู้จากข้อมูลภาษานั้นๆ จำนวนมาก ทำให้ไวยากรณ์แบบนี้จะมีความยืดหยุ่นและเหมาะสมกับการพูดแบบที่มีอิสระในการพูดมากขึ้นเมื่อเทียบกับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

ซึ่งลักษณะของข้อมูลที่จะนำมาพิจารณาในการรู้จำนั้น จะใช้ลักษณะข้อมูลแบบ N-gram arpa format ซึ่งจะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. 1-gram เป็นคำทั้งหมดที่สามารถเกิดขึ้นได้ โดยจะมีค่าความน่าจะเป็นการเกิดของคำ w ใดๆ ($P(w)$) กำกับไว้ด้วย
2. 2-gram เป็นการเชื่อมต่อระหว่างคำจากซ้ายไปขวาของคำทางซ้าย w_l (1-gram) ไปยังคำถัดไปทางขวา (w_r) โดยจะมีความน่าจะเป็นการเกิดที่มี w_l เป็น context ในการกำหนดความน่าจะเป็นกำกับไว้ด้วย ($P(w_r | w_l)$)
3. 2-gram แบบย้อนกลับ เป็นการเชื่อมต่อกวไปซ้ายของคำทางซ้าย w_l และคำทางขวา (w_r) โดยจะมีความน่าจะเป็นการเกิดที่มี w_r เป็น context ในการกำหนดความน่าจะเป็นกำกับไว้ด้วย ($P(w_l | w_r)$)

4. 3-gram แบบย้อนกลับ เป็นการเชื่อมต่อกจากขวาไปซ้ายของคำ 3 คำที่เกิดขึ้นติดกัน คือคำทางซ้าย (w_l) คำตรงกลาง (w_m) และ คำทางขวา (w_r) โดยจะมี 2-gram แบบย้อนกลับ คือ w_m และ w_r เป็น context กำหนดความน่าจะเป็นของ w_l นั่นก็คือ $P(w_l | w_m w_r)$ โดยข้อมูลนี้จะถูกนำไปใช้ในการค้นหาผลการรู้จำแบบย้อนกลับ ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวถึงต่อไป

โดยความน่าจะเป็นดังกล่าวจะถูกนำไปรวมกับค่าคะแนนในการรู้จำของแต่ละเส้นทาง และจะนำไปรวมเมื่อมีการพิจารณาคู่ หรือ การเชื่อมต่อของคำที่ปรากฏใน N-gram arpa format โดยลักษณะหรือรูปแบบของ N-gram arpa format จะเป็นดังตารางที่ 1

probability	word	backoff weight
$P(w_1)$	w_1	$Wght(w_1)$
$P(w_2)$	w_2	$Wght(w_2)$
.	.	.
.	.	.
.	.	.
$P(w_{N_1})$	w_{N_1}	$Wght(w_{N_1})$

ตารางที่ 1.1 ลักษณะของ 1-gram arpa format

probability	left word	right word
$P(w_{r1} w_{l1})$	w_{l1}	w_{r1}
$P(w_{r2} w_{l2})$	w_{l2}	w_{r2}
.	.	.
.	.	.
.	.	.
$P(w_{rN_2} w_{lN_2})$	w_{lN_2}	w_{rN_2}

ตารางที่ 1.2 ลักษณะของ 2-gram arpa format จากซ้ายไปขวา

probability	left word	right word	backoff weight
$P(w_{l1} w_{r1})$	w_{l1}	w_{r1}	$Wght(w_{l1}, w_{r1})$
$P(w_{l2} w_{r2})$	w_{l2}	w_{r2}	$Wght(w_{l2}, w_{r2})$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
$P(w_{lN_2} w_{rN_2})$	w_{lN_2}	w_{rN_2}	$Wght(w_{lN_2}, w_{rN_2})$

ตารางที่ 1.3 ลักษณะของ 2-gram arpa format จากขวาไปซ้าย

probability	left word	middle word	right word
$P(w_{l1} w_{m1} w_{r1})$	w_{l1}	w_{m1}	w_{r1}
$P(w_{l2} w_{m2} w_{r2})$	w_{l2}	w_{m2}	w_{r2}
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
$P(w_{lN_3} w_{mN_3} w_{rN_3})$	w_{lN_3}	w_{mN_3}	w_{rN_3}

ตารางที่ 1.4 ลักษณะของ 3-gram arpa format จากขวาไปซ้าย

จากตารางที่ 1 ที่แสดงถึงข้อมูลของ N-gram arpa format ที่จะนำมาใช้ในการรู้จำ โดยจะเห็นว่าสิ่งที่เพิ่มเติมมาในข้อมูลนอกเหนือจากความน่าจะเป็นแล้ว คือ ค่า backoff weight ซึ่งจะเป็นค่าถ่วงน้ำหนักที่นำมาใช้กับการนำค่าความจะเป็นที่มีจำนวน context อันดับสูง ในกรณีที่คำที่ต้องการหาความน่าจะเป็นไม่เคยปรากฏใน arpa format อันดับนั้นๆ มาก่อน โดยค่าถ่วงน้ำหนักนี้จะป็นค่าของ context อันดับที่ไม่ปรากฏใน N-gram ยกตัวอย่างเช่น ในการใช้ความน่าจะเป็นจากซ้ายไปขวาแบบ 2-gram ในการรู้จำ ถ้าหากพบว่า $P(w_r | w_l)$ มีค่าเป็น 0.00 นั่นคือไม่ปรากฏใน N-gram arpa format ค่าความน่าจะเป็นที่จะถูกนำมาใช้แทน คือ $P(w_r) \cdot Wght(w_l)$ แทน หรือ การใช้ความน่าจะเป็นจากขวาไปซ้ายแบบ 3-gram ในการรู้จำ ถ้าหากพบว่า $P(w_l | w_m w_r)$ มีค่าเป็น 0.00 ค่าความน่าจะเป็นที่จะถูกนำมาใช้แทน คือ $P(w_l | w_m) \cdot Wght(w_m, w_r)$ ถ้าหาก $P(w_l | w_m)$ มีค่าไม่เป็น 0.00 แต่ถ้าหาก $P(w_l | w_m)$ มีค่าเป็น 0.00 อีกก็จะนำ $P(w_l) \cdot Wght(w_m)$ มาใช้แทน

4.2 โครงสร้างข้อมูลแบบ Lexicon tree

โครงสร้างข้อมูลแบบ lexicon tree เป็นลักษณะโครงสร้างข้อมูลของคำที่เตรียมไว้ในพจนานุกรมเพื่อใช้เป็นคำตอบของคำที่รู้จำได้ในประโยค โดยจากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าแต่ละคำในพจนานุกรมจะ

ถูกกระจายออกเป็น HMM ที่แสดงหน่วยย่อยของเสียง ซึ่งผ่านการฝึกฝนมา และลักษณะของเสียงที่มาประกอบเป็นคำนั้น อาจจะมีบางคำที่มีเสียงเริ่มต้นของคำ (prefix phone) ซ้ำกับคำอื่นได้ ดังนั้นเราจึงสามารถนำคำที่มีเสียงเริ่มต้นซ้ำกันมาสร้างรวมกันเป็น lexicon tree ได้ ซึ่งทำให้จำนวน state ของ HMM (จากนี้จะแทน state ของ HMM ว่า node ของ tree) ที่ต้องใช้ในการคำนวณที่แต่ละเวลาลดลง โดยยังมีคำที่มีเสียงเริ่มต้นของคำซ้ำกันมากเท่าไรในพจนานุกรม ก็จะสามารถใช้ประโยชน์ของ lexicon tree ในการลดการคำนวณได้มากเท่านั้น ทำให้การรู้จำเสียงพูดเมื่อมีจำนวนคำในพจนานุกรมมากจึงเหมาะสมที่จะนำโครงสร้างข้อมูลแบบ lexicon tree มาใช้

ซึ่งการประมวลผลเพื่อหาผลการรู้จำนั้นจะใช้ข้อมูลของ HMM ของแต่ละคำภายในแต่ละ tree เพื่อการหาผลการรู้จำหรือเส้นทางของคำที่เหมาะสมที่สุด โดยการนำ lexicon tree มาใช้กับไวยากรณ์ทั้งแบบ Finite State Grammar และ N-gram จะมีข้อแตกต่างกันในวิธีนำมาใช้เล็กน้อย ซึ่งในที่นี้จะขอกกล่าวถึงการนำ lexicon tree มาใช้กับ Finite State Grammar ก่อน

4.2.1 การนำ lexicon tree มาใช้กับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

เนื่องจากไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar เป็นการแสดงถึงการเชื่อมต่อกันของกลุ่มคำเป็นหลัก ดังนั้นการสร้าง lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบนี้ จึงสร้างเฉพาะในแต่ละกลุ่มคำเท่านั้น ยกตัวอย่างเช่น กลุ่มคำของจังหวัดในประเทศไทย จะมีคำเหล่านี้อยู่ คือ

สมุทรสงคราม	s a m u t s o n g k h r a a m
สมุทรปราการ	s a m u t p r a a k a a n
สกลนคร	s a k o n n a k h @ @ n
นครพนม	n a k h @ @ n p h a n o m
นครราชสีมา	n a k h @ @ n r a a t c h a s i i m a a
นครศรีธรรมราช	n a k h @ @ n s i i t h a m r a a t

ถ้าหากไม่มีการนำโครงสร้างข้อมูลแบบ lexicon tree มาใช้ในการรู้จำ กลุ่มคำดังกล่าวจะมีลักษณะโครงสร้างเป็นดังนี้

s → a → m → u → t → s → o → ng → khr → aa → m

s → a → m → u → t → pr → aa → k → aa → n

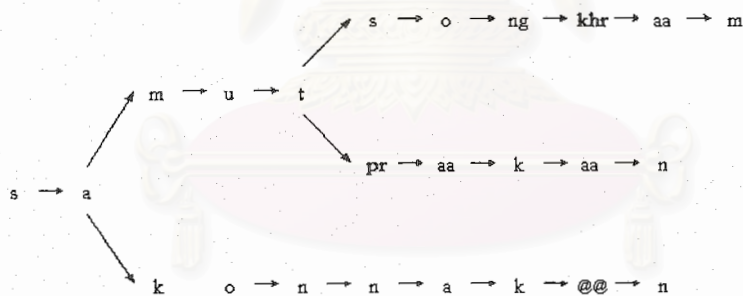
s → a → k → o → n → n → a → k → @@ → n

n → a → k → @@ → n → s → ii → th → a → m → m → a → r → aa → t

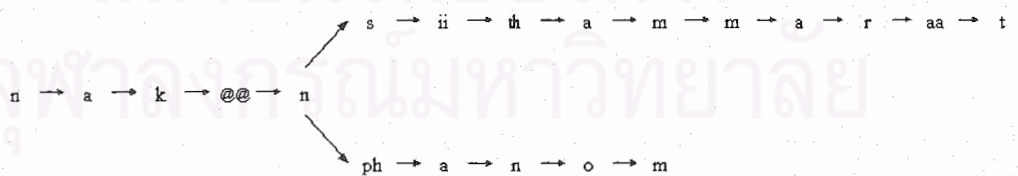
n → a → k → @@ → n → ph → a → n → o → m

รูปที่ 4 โครงสร้างของกลุ่มคำเมื่อไม่ได้นำ lexicon tree มาใช้ในการรู้จำ

จากรูปที่ 4 จะเห็นว่าถ้าหากไม่นำโครงสร้างข้อมูลแบบ lexicon tree มาใช้จะมีจำนวนของหน่วยย่อยเสียงพูด (HMM) ที่ต้องพิจารณามากถึง 56 ตัว โดยถ้าหาก HMM แต่ละตัวมีจำนวน node ที่ต้องพิจารณาโดยเฉลี่ยคือ 3 node (ไม่คิด state ทางเข้า และ state ทางออก) จะมีจำนวน node ที่ต้องพิจารณามากถึง $3 \times 56 = 168$ node แต่ถ้าหากเรานำโครงสร้างข้อมูลแบบ lexicon tree มาใช้กับการรู้จำ ลักษณะโครงสร้างของกลุ่มคำดังกล่าวจะเป็นดังรูปที่ 5



lexicon tree 1



lexicon tree 2

รูปที่ 5 โครงสร้างของกลุ่มคำเมื่อมีการนำ lexicon tree มาใช้ในการรู้จำ

ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 5 การนำ lexicon tree มาใช้ในการรู้จำสำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar สำหรับกลุ่มคำชื่อของจังหวัดบางตัวที่ได้เลือกมา จะได้โครงสร้างต้นไม้แบบ lexicon tree จำนวน 2 ต้น โดยแต่ละต้นชื่อจังหวัดแต่ละตัวจะใช้ HMM ร่วมกัน การเชื่อมต่อกันของกลุ่มคำที่เกิดจากการเปลี่ยน state ของ Finite State Grammar ก็จะเป็นการเชื่อมต่อกันจาก HMM สุดท้ายของแต่ละกิ่งสาขาของแต่ละ lexicon tree ไปยัง lexicon tree แต่ละตัวของกลุ่มคำถัดไป

จำนวนของ HMM ที่ต้องพิจารณาในแต่ละเวลาในการประมวลผลสำหรับ lexicon tree ในรูปที่ 5 จะลดจำนวน HMM จาก 56 ตัว (168 node) เหลือเพียง 44 ตัว (132 node) เท่านั้น โดยถ้าหากในแต่ละกลุ่มคำยังมีคำที่สามารถใช้ HMM ร่วมกันได้มากเท่าไร การนำ lexicon tree มาใช้ในการรู้จำก็จะมีประสิทธิภาพในการลดการคำนวณลงมากเท่านั้น

สำหรับลักษณะของ lexicon tree นั้นจะจำแนกด้วยกันออกเป็น 2 แบบ ตามลักษณะของคำที่รวมอยู่ใน lexicon tree ดังนี้

1. multiple word tree คือ lexicon tree ที่ประกอบไปด้วยคำที่มี prefix phone(HMM) ซ้ำกันมากกว่า 1 คำ

2. single word tree คือ lexicon tree ที่ประกอบไปด้วยคำเพียงคำเดียว โดยอาจจะเป็นคำที่ไม่มี prefix phone(HMM) ซ้ำกันกับคำอื่นๆ เลย หรือ อาจจะมีแต่จะถูกจัดแยกออกมา เพื่อให้ไม่รวมกับคำอื่นๆ ใน tree เดียวกัน

ขั้นตอนการสร้าง lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

1. พิจารณาที่แต่ละกลุ่มคำที่ n ใดๆ (word class n)
2. นำคำศัพท์ในกลุ่มคำดังกล่าวมาเรียงลำดับตามพจนานุกรม (lexical sorting) โดยจะเรียงลำดับตามชื่อของ HMM ที่มาประกอบเป็นคำนั้นๆ โดยจะให้คำที่มีความยาวของ HMM มากกว่า มีดัชนีที่ใช้เรียงลำดับสูงกว่า ในกรณีที่คำที่มีความยาวของ HMM น้อยกว่าเป็น prefix ของคำที่มีความยาวมากกว่าแบบทั้งหมด (full embedded word)
3. หากคำที่มีดัชนีสูงกว่ามี prefix HMM บางส่วนร่วมกับคำที่มีดัชนีต่ำกว่า ให้คำที่มีดัชนีสูงกว่าใช้หน่วยย่อยของเสียงพูดบางส่วนที่ซ้ำกันร่วมกับคำที่มีดัชนีต่ำกว่า

4.2.2 การนำ lexicon tree มาใช้กับไวยากรณ์แบบ N-gram

การนำ lexicon tree มาใช้กับไวยากรณ์แบบ N-gram จะมีความแตกต่างจากการนำ lexicon tree มาใช้กับ Finite State Grammar เล็กน้อย เนื่องจากไวยากรณ์แบบ N-gram จะพิจารณาการเชื่อมต่อของคำโดยตรงเลย โดยการสร้าง lexicon tree จะนำคำใน 1-gram ที่ปรากฏใน N-gram arpa format ทั้งหมดมาใช้ในการสร้างแต่ละ lexicon tree ขึ้น และเนื่องจากการเชื่อมต่อของแต่ละคำจะระบุด้วยความน่าจะเป็นของคู่คำที่ต่อกัน รวมไปถึงแต่ละคำก็มีความน่าจะเป็นในการเกิดที่แตกต่างกัน และการที่นำคำที่มี prefix HMM ซ้ำกันมารวมกันใน lexicon tree จึงอาจจะรวมเอาคำ ทางขวามือ (w_r) ที่คำทางซ้ายมือ (w_l) ไม่เคยเชื่อมต่อกัน นั่นคือ ความน่าจะเป็น $P(w_r | w_l) = 0.00$ นั่นเอง ทำให้การพิจารณาการรู้จำภายใน lexicon tree จะต้องคำนึงถึงโอกาสในการเกิดสถานการณ์ดังกล่าวด้วย โดยเพื่อความแม่นยำและถูกต้องของการหาผลของการรู้จำ จึงจะสามารถเลือกบางคำที่มีโอกาสในการเกิดสูงกว่าคำอื่นๆ ให้ไม่มารวมกับคำอื่นๆ ใน multiple word tree โดยจะแยกให้เป็นเพียง single word tree เพื่อป้องกันโอกาสเกิดสถานการณ์ดังกล่าวให้น้อยที่สุด ส่วนคำอื่นๆ ที่มี HMM ซ้ำกัน ก็จะนำมารวมกันใน multiple word tree เหมือนเช่นการประยุกต์ใช้ lexicon tree กับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

ซึ่งลักษณะของ lexicon tree เมื่อกระจายออกมาเป็นการเชื่อมต่อกันของ node ใน tree ซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการรู้จำสำหรับคำที่มีเสียงประกอบดังต่อไปนี้

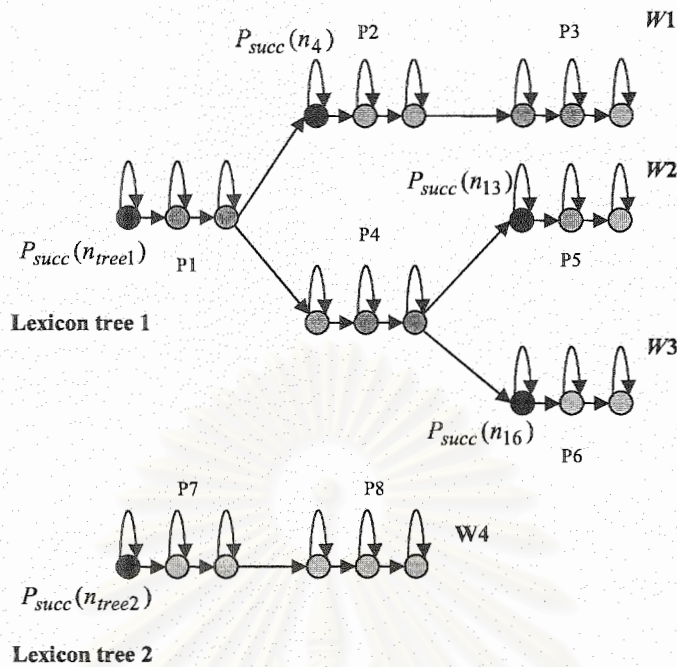
w_1 : p1 p2 p3

w_2 : p1 p4 p5

w_3 : p1 p4 p6

w_4 : p7 p8

ซึ่งลักษณะของ lexicon ของคำดังกล่าวจะเป็นดังรูปที่ 6 โดยในที่นี้การแสดงผล node ของ HMM ใน lexicon tree จะใช้เพียง active node เท่านั้น แต่จะไม่รวม entry node และ exit node โดยความน่าจะเป็นในการเปลี่ยน node ระหว่าง HMM จะใช้ความน่าจะเป็นในการเปลี่ยน node ไปยัง exit node แสดง



รูปที่ 6 ลักษณะ node ของ lexicon tree เมื่อนำมาใช้กับไวยากรณ์แบบ N-gram

จากรูปที่ 6 จะเห็นว่ามีบาง node จะถูกกำหนดค่าความน่าจะเป็นให้ นั่นคือ successive word probability ($P_{succ}(n)$) โดยค่าดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งของ node นั้นๆ ใน tree โดยที่ node แรกของแต่ละ lexicon tree (n_{tree}) จะมีการกำหนดค่า $P_{succ}(n_{tree})$ ซึ่งค่าความน่าจะเป็นนั้นก็คือ ความน่าจะเป็นที่มากที่สุดของคำใน lexicon tree นั้นๆ ดังนั้น จากรูป node n_{tree1} ซึ่งเป็น node แรกของ lexicon tree 1 ที่เป็น multiple word tree ของ w_1, w_2 และ w_3 จึงมีค่า $P_{succ}(n_{tree1}) = \max(P(w_1), P(w_2), P(w_3))$ ส่วน node แรกที่เป็น node ของคำที่ไม่มีการใช้ร่วมกับคำอื่นๆ เช่น n_4 , n_{13} และ n_{16} ก็จะมีค่า $P_{succ}(n)$ เท่ากับความน่าจะเป็นของคำนั้นๆ เลย นั่นคือ $P_{succ}(n_4) = P(w_1)$, $P_{succ}(n_{13}) = P(w_2)$ และ $P_{succ}(n_{16}) = P(w_3)$ นั่นเอง ส่วน lexicon tree 2 นั้นเป็น single word tree จึงกำหนดความน่าจะเป็น $P_{succ}(n_{tree2}) = P(w_4)$ เลย โดยค่าเหล่านี้จะถูกนำไปใช้เพื่อเปรียบเทียบคะแนนของเส้นทางในการรู้จำต่อไป

ขั้นตอนการสร้าง lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ N-gram

1. พิจารณาทุกคำที่ปรากฏใน 1-gram
2. กำหนดจำนวนคำที่ไม่ต้องการให้รวมอยู่ใน multiple word tree (N_{sep})

3. นำคำต่างๆ ใน 1-gram มาเรียงลำดับตามความน่าจะเป็นจากมากไปหาน้อย แล้วนำคำ N_{sep} ตัวแรกออกจากการพิจารณาในการหา prefix HMM ร่วมกับคำอื่นๆ ใน 1-gram โดยแต่ละคำดังกล่าวจะถูกสร้างเป็น single word tree แทน

4. นำคำศัพท์ในกลุ่มคำที่เหลือมาเรียงลำดับตามพจนานุกรม (lexical sorting) โดยจะเรียงลำดับตามชื่อของ HMM ที่มาประกอบเป็นคำนั้นๆ โดยจะให้คำที่มีความยาวของ HMM มากกว่า มีดัชนีที่ใช้เรียงลำดับสูงกว่า ในกรณีที่คำที่มีความยาวของ HMM น้อยกว่าเป็น prefix ของคำที่มีความยาวมากกว่าแบบทั้งหมด (full embedded word)

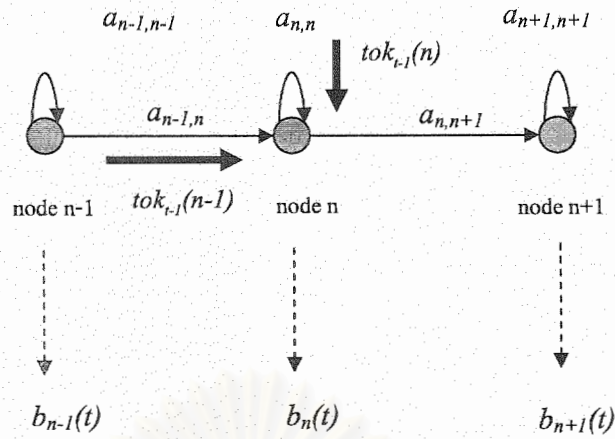
5. หากคำที่มีดัชนีสูงกว่ามี prefix HMM บางส่วนร่วมกับคำที่มีดัชนีต่ำกว่า ให้คำที่มีดัชนีสูงกว่าใช้หน่วยย่อยของเสียงพูดบางส่วนที่ซ้ำกันร่วมกับคำที่มีดัชนีต่ำกว่า

4.3 การประมวลผลเพื่อค้นหาผลการรู้จำเมื่อมีการนำ lexicon tree มาใช้

ขั้นตอนการประมวลผลเพื่อค้นหาผลการรู้จำในกรณีที่มีการนำ lexicon tree มาใช้ จะมีลักษณะที่คล้ายๆ กับขั้นตอนการหาผลการรู้จำที่ได้ศึกษาผ่านมา โดยจะแบ่งลักษณะการประมวลผลออกเป็น 2 ส่วน คือ การค้นหาแบบไปข้างหน้า (forward search) และการค้นหาแบบย้อนกลับ (reverse search) ซึ่งรายละเอียดของส่วนต่างๆ จะได้กล่าวถึงโดยสังเขปดังนี้

4.3.1 การค้นหาผลของการรู้จำแบบไปข้างหน้า

การประมวลผลเพื่อหาผลการรู้จำที่ดีที่สุดแบบไปข้างหน้าเมื่อมีการนำ lexicon tree มาใช้จะยังคงใช้วิธีการเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดที่แต่ละ node ของ HMM ใน lexicon tree โดยจะพิจารณาคะแนนของเสียงพูดที่แต่ละเวลาจากเวลาเริ่มต้น คือ $t = 1$ จนถึงเวลาสุดท้าย คือ $t = T$ โดยใช้อัลกอริทึม Viterbi ในการตัดสินใจ อัลกอริทึมนี้จะทำการเลือกเส้นทางที่ node ใด node หนึ่งของ lexicon tree และจะทำการเปรียบเทียบคะแนน หรือ ความน่าจะเป็นในการเกิดของเสียงพูดที่แต่ละ node ดังรูปที่ 7 โดยจะทำการตัดสินใจเลือกเส้นทางที่มีคะแนนที่ดีที่สุดเป็นเส้นทางที่สามารถเกิดเสียงพูดที่แต่ละ node ได้ เพื่อลดจำนวนหรือปริมาณการคำนวณลง โดยไม่ต้องพิจารณาครบทุกเส้นทางที่เป็นไปได้



รูปที่ 7 การพิจารณาเส้นทางสำหรับอัลกอริทึม Viterbi ที่แต่ละ node n ใดๆ ภายใน lexicon tree และที่เวลา t ใดๆ

โดยการเปรียบเทียบเส้นทางที่ดีที่สุดจะทำการส่งผ่าน token (token passing) ที่มีคะแนนดีที่สุดสุด ต่อๆ กันไปที่แต่ละ node และแต่ละเวลา t โดยการนิยามสมาชิกของ token ที่แต่ละ node n ใดๆ ที่แต่ละเวลา t ($tok_t(n)$) ในที่นี้คือ

1. บันทึกเส้นทางของ node ที่ดีที่สุด (alignment) ที่ถูกส่งผ่านมายัง node นั้นๆ ที่แต่ละเวลา
2. คะแนนของ $tok_t(n)$ ซึ่งก็คือ คะแนนของ alignment ดังกล่าวนั่นเอง
3. เส้นทางของคำ (word path) ที่เกิดขึ้นจาก alignment ดังกล่าว โดยเส้นทางของคำจะบันทึกคำที่เกิดขึ้นล่าสุด (word atom) เชื่อมต่อกับเส้นทางของคำก่อนหน้านั้นที่เกิดขึ้น

การส่งผ่าน token ไปยัง node n ในแต่ละครั้ง token ใหม่ที่ node n จะรับค่าสมาชิกจาก token ที่ถูกส่งผ่านมาทั้งหมด โดยจะเพิ่ม alignment ของ node เข้าไปอีก 1 ตัว และคะแนนของ $tok_t(n)$ ($score_t(n)$) จะมีการเปลี่ยนแปลงดังวิธีต่อไปนี้

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 7 จะเห็นว่า node n ใดๆ ภายใน lexicon tree ที่เราพิจารณา ณ เวลา t ใดๆ จะมีเส้นทางที่ยัง node ดังกล่าวได้ 2 ทาง คือ เส้นทางที่มาจาก node $n-1$ และเส้นทางที่มาจาก node n เอง โดยเส้นทางที่มาจาก node $n-1$ จะส่งผ่าน $tok_{t-1}(n-1)$ ที่มีคะแนน คือ $score_{t-1}(n-1)$ และเส้นทางที่มาจาก node n จะส่งผ่าน $tok_{t-1}(n)$ ที่มีคะแนน คือ $score_{t-1}(n)$ เราจะนำค่าคะแนนของทั้งสอง token ที่จะถูกส่งผ่านมารวมกับความน่าจะเป็นในการเปลี่ยน node ของ lexicon tree จาก node i ไปยัง node j ($a_{i,j}$)

ดังนั้น token ที่ถูกส่งผ่านมาที่ node n ณ เวลา t จะถูกกำหนดค่าให้มีค่าคะแนน ($score_t^T(n)$) ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$1. \quad score_t^T(n) = score_{t-1}(n-1) \cdot a_{n-1,n} \quad \text{สำหรับการส่งผ่าน } tok_{t-1}(n-1)$$

$$2. \quad score_t^T(n) = score_{t-1}(n) \cdot a_{n,n} \quad \text{สำหรับการส่งผ่าน } tok_{t-1}(n)$$

หลังจากที่ได้ token ที่ถูกส่งผ่านมายัง node n ที่เวลา t ใดๆ แล้ว คะแนนของ $tok_t(n)$ สุดท้ายที่ได้ คือ $score_t(n)$ จะได้นำความน่าจะเป็นของการเกิดเสียงที่แต่ละเวลา ($b_n(t)$) ไปรวมกับคะแนนของ token ที่ถูกส่งผ่านมา เพื่อให้สอดคล้องกับการเกิดเสียงที่เวลา t ดังกล่าว ดังนั้นจะได้คะแนนของ $tok_t(n)$ ที่เวลา t ที่พร้อมจะส่งผ่านไปยัง node ถัดไปที่เวลา $t+1$ คือ

$$score_t(n) = score_t^T(n) \cdot b_n(t) \quad (1)$$

ซึ่งการส่งผ่าน token ภายในแต่ละ tree จะพิจารณาทุก node ใน tree จนกระทั่งถึงการส่งผ่าน token จาก node ที่เป็นกิ่งของแต่ละ tree (n_w) ซึ่งเป็น node สุดท้ายของคำ w ใดๆ เมื่อมีการส่งผ่าน token ออกจาก node n_w ดังกล่าว เราจะได้คำใหม่เกิดขึ้นในเส้นทางของการรู้จำดังกล่าว โดย token ที่ถูกส่งผ่านไปจะบันทึกคำ w ที่เกิดขึ้น แล้วจะนำไปเชื่อมต่อกับประโยคที่ได้จากเส้นทางดังกล่าวที่เวลา $t-1$

จากนั้นจึงเป็นการส่งผ่าน token ระหว่าง tree ซึ่งจะมีการพิจารณาที่แตกต่างกันไปสำหรับแต่ละไวยากรณ์ โดยจะนำ token ที่ถูกส่งผ่านระหว่าง tree แล้วส่งไปยัง tree เดียวกัน มาทำการเปรียบเทียบที่ node แรกของ tree ถัดไป โดยใช้อัลกอริทึม Viterbi การส่งผ่านจะทำเช่นนี้ไปเรื่อยๆ นั่นคือการส่งผ่าน token ภายใน tree และระหว่าง tree จนกระทั่งพิจารณาข้อมูลเสียงครบทุกเวลา จากนั้นเราจะนำเส้นทางของ token ที่ถูกส่งผ่านไปยัง node สุดท้ายของคำที่เป็นคำสุดท้ายของแต่ละไวยากรณ์ เป็นเส้นทางเพื่อใช้ในการได้ผลลัพธ์การรู้จำแบบไปข้างหน้าต่อไป

เส้นทางของคำที่ดีที่สุดที่เกิดขึ้นเมื่อผ่านการประมวลผลที่เวลาสุดท้ายของเสียงพูดเสร็จ จะเป็นคำตอบของการรู้จำที่ได้จากการค้นหาแบบไปข้างหน้า นอกจากนี้เส้นทางของคำที่เกิดขึ้นที่แต่ละเวลาก็จะถูกนำมาใช้ประกอบในการตัดสินใจเพื่อค้นหาผลการรู้จำในลำดับรองๆ ลงมาโดยการค้นหาแบบย้อนกลับในกรณีที่ผู้ใช้ต้องการผลการรู้จำมากกว่า 1 แบบต่อไป

โดยขั้นตอนการส่งผ่าน token จากแต่ละ node ไปยัง node ต่อไปใน lexicon tree รวมทั้งระหว่าง lexicon tree จะมีลักษณะหลักๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น หากแต่แต่ละไวยากรณ์ก็จะมีพิจารณารายละเอียดปลีกย่อยที่แตกต่างกัน ซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะได้กล่าวถึงต่อไป

4.3.1.1 การค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้าสำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

ขั้นตอนการพิจารณาเพื่อหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้าสำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar จะมีขั้นตอนหลักๆ ดังที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ 4.3.1 โดยสิ่งที่จะต้องพิจารณาข้อมูลจากไวยากรณ์ดังกล่าวก็คือ การส่งผ่าน token ระหว่าง lexicon tree ซึ่งจะต้องพิจารณาว่าคำ w ที่เกิดขึ้นนั้นอยู่ในกลุ่มคำใด ($class_l$) แล้วเราจึงจะส่งผ่าน token ไปยัง node แรกของ lexicon tree ทั้งหมดของกลุ่มคำที่เชื่อมต่อกับคำดังกล่าวทั้งหมด ($class_r$) โดยการเชื่อมต่อของกลุ่มคำที่พิจารณานั้นจะพิจารณาการเชื่อมต่อของ $class_l$ ไปยัง $class_r$ ที่เป็นไปได้ทั้งหมด โดยจะไม่คำนึงถึงลำดับของการเชื่อมต่อของกลุ่มคำ นั้นหมายความว่า ข้อมูลของ Finite State Grammar ที่จะนำมาใช้ในการค้นหาแบบไปข้างหน้าจะใช้เพียงการพิจารณาว่า $class_l$ มีการเชื่อมต่อกับ $class_r$ หรือไม่ใน Finite State Grammar เท่านั้น โดยที่อัลกอริทึม Viterbi จะยังคงสามารถเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดได้ เพราะเราเลือกเพียงแค่เส้นทางเดียวที่ดีที่สุดนั่นเอง

4.3.1.2 การค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้าสำหรับไวยากรณ์แบบ N-gram

การค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้าเมื่อมีการนำไวยากรณ์แบบ N-gram มาประยุกต์ใช้ จะมีลักษณะต่างๆ ที่แตกต่างจากไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar เนื่องจากไวยากรณ์แบบ N-gram จะมีการนำความน่าจะเป็นของการเชื่อมต่อของคำ รวมทั้งความน่าจะเป็นของแต่ละคำมาใช้ ตามที่ระบุไว้ใน N-gram arpa format ซึ่งการส่งผ่าน token ระหว่าง node จะต้องคำนึงถึงความน่าจะเป็นเหล่านี้ด้วย โดยจะแยกออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน นั่นคือ

1. การส่งผ่าน token ภายใน tree

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าลักษณะของ tree ที่พิจารณาจะมี 2 แบบ คือ single word tree กับ multiple word tree ซึ่งการส่งผ่าน token ภายใน tree กรณี single word tree นั้นจะทำในลักษณะเดียวกันกับการส่ง token ภายใน tree เมื่อนำไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar มาใช้ นั่นคือใช้ อัลกอริทึม Viterbi ในการเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดนั่นเอง แต่สำหรับกรณีที่เป็นการส่ง token ใน multiple word tree นั้นจะต้องคำนึงถึง $P_{succ}(n)$ ด้วย เมื่อจะมีการส่งผ่าน token ไปยัง node ที่เป็น successive node ซึ่งคะแนนของ token ที่ถูกส่งผ่านไปยัง node n ที่เวลา t ใดๆ จึงเป็นดังสมการที่ 2

$$score_t(n) = score_t^T(n) \cdot P_{succ}(n) \cdot b_n(t) \quad (2)$$

แต่ถ้าหากว่าใน tree ดังกล่าวมี successive node มากกว่า 1 node แล้ว token นั้นเคยถูกส่งผ่าน successive node มาแล้ว เราจะต้องตัดความน่าจะเป็นของ successive node ที่ผ่านมา (n_l) ออกก่อน แล้วค่อยรวมความน่าจะเป็นของ successive node ล่าสุดเข้าไปดังสมการที่ 3

$$score_t(n) = \frac{score_t^T(n)}{P_{succ}(n_l)} \cdot P_{succ}(n) \cdot b_n(t) \quad (3)$$

การนำความน่าจะเป็น $P_{succ}(n)$ มาใช้จาก node ของ lexicon tree เป็นการนำความน่าจะเป็นของ 1-gram จาก arpa format มาใช้ในการค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้านั่นเอง

2. การส่งผ่าน token ระหว่าง tree

การส่งผ่าน token ระหว่าง tree เป็นการส่งผ่าน token ระหว่างคำ ความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้องและจะถูกนำมาใช้ก็คือ ค่าความน่าจะเป็นของ 2-gram แบบไปข้างหน้า โดยถ้าหากคู่คำที่พิจารณาไม่เคยเกิดขึ้นจะลดลำดับของ context ลงมาใช้เพียงความน่าจะเป็นของแต่ละคำ แต่จะถูกถ่วงน้ำหนักด้วย backoff weight ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยการที่หลายๆ คำอาจจะถูกรวมกันอยู่ใน lexicon tree เดียวกัน เมื่อมีการใช้ node ร่วมกัน ดังนั้นจึงจะมีการแยกพิจารณาการส่ง token ระหว่าง tree ด้วยกัน 2 แบบ คือ

- การส่ง token จาก tree ใดๆ ไปยัง single word tree

การส่ง token จาก tree ใดๆ ไปยัง single word tree นั้นจะสามารถนำค่าความน่าจะเป็นของ 2-gram ที่เกิดขึ้น คือ $P(w_r | w_l)$ มารวมในค่าคะแนนของ token $tok_r(n)$ คือ $score_t(n_w)$ ที่ส่งผ่านมาจาก node n_w ที่เป็น node ที่เป็นกิ่งของ tree ทางซ้าย เวลาที่ $t-1$ ได้โดยตรง เมื่อ w_l ในที่นี้คือ คำที่เกิดขึ้นจากการส่งผ่าน token นั้นๆ และมี node สุดท้ายคือ n_w และ w_r คือ คำของ single word tree ที่จะรับ token ดังกล่าว โดยมี node แรกของ tree คือ n_{tree} มาใช้ได้โดยตรงในการรวมกับคะแนนของเส้นทางดังกล่าวดังสมการที่ 4

$$score_t(n_{tree}) = score_{t-1}(n_w) \cdot P(right_word | left_word) \quad (4)$$

- การส่ง token จาก tree ใดๆ ไปยัง multiple word tree

ส่วนการส่ง token จาก tree ใดๆ ไปยัง multiple word tree นั้นจะแตกต่างออกไป เนื่องจากใน multiple word tree จะประกอบไปด้วยหลายๆ คำอยู่ใน tree ดังกล่าว ซึ่งค่าล่าสุดที่เกิดขึ้นจาก tree ทางซ้ายอาจจะไม่มีโอกาสไปเชื่อมต่อกับบางคำที่อยู่ใน multiple word tree เมื่อนำข้อมูลของ 2-gram จาก arpa format มาใช้ ดังนั้นเพื่อให้มีโอกาสเกิดข้อผิดพลาดจากกรณีดังกล่าวน้อยที่สุด การส่งผ่าน token ไปยัง multiple word tree จึงจะเลือกส่งผ่านเพียง token เดียว นั่นคือ token ที่มีค่าคะแนนมากที่สุดที่จะถูกส่งผ่านจาก n_w ใดๆ ที่เวลา $t-1$ ($tok_{t-1}^{max}(n_w)$) ซึ่งในกรณีนี้จะได้นำค่า $P_{succ}(n_{mtree})$ เมื่อ n_{mtree} คือ node แรกของ multiple word tree มารวมกับคะแนนของเส้นทางดังกล่าวในลักษณะเดียวกับการส่งผ่าน token ภายใน lexicon tree ดังสมการที่ 5 แทน

$$score_t(n_{mtree}) = score_{t-1}^{max}(n_w) \cdot P_{succ}(n_{mtree}) \cdot b_{n_{mtree}}(t) \quad (5)$$

เมื่อ $b_{n_{mtree}}(t)$ ในที่นี้เป็นความน่าจะเป็นในการเกิดเสียงพูดที่เวลา t ของ node n_{mtree}

4.3.1.3 การตัดบางเส้นทางที่พิจารณาในการค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้า

การตัดเส้นทางบางเส้นทางที่เกิดขึ้น (pruning) ในการค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้า จะเป็นการลดจำนวนการประมวลผลของการรู้จำ ซึ่งจำนวนเส้นทางที่เป็นไปได้มากที่สุดที่จะพิจารณาที่เวลาใดๆ จะมีได้มากที่สุดเท่ากับจำนวน node ของ lexicon tree ที่มีทั้งหมดในการพิจารณา สำหรับกรณีที่ใช้อัลกอริทึม Viterbi ในการตัดสินใจเส้นทางที่ดีที่สุดเพียงเส้นทางเดียวที่แต่ละ node ซึ่งบางเส้นทางที่มีคะแนนต่ำมากก็นั้นอาจจะมีผลน้อยมากในการหาผลการรู้จำ ซึ่งเส้นทางเหล่านี้อาจจะละทิ้งได้ ยิ่งกรณีถ้าหากมีค่าที่จะต้องพิจารณามากเท่าไร จำนวน node หรือเส้นทางที่เป็นไปได้ในการพิจารณาก็จะมีมากขึ้นทำให้ต้องใช้เวลาในการประมวลผลมาก โดยการจำกัดจำนวนของเส้นทางนั้นสามารถทำได้ 2 แนวทางด้วยกัน นั่นคือ

1. การพิจารณาจากคะแนนของ token มากที่สุด วิธีนี้จะยอมให้พิจารณาการส่งผ่าน token ของ node ที่มีคะแนนน้อยกว่าคะแนนของ token ของ node ที่ดีที่สุดลงมาเพียงช่วงหนึ่ง (score beam width - S_{beam}) เท่านั้น ในการส่งผ่าน token ที่เวลาถัดไป
2. การกำหนดจำนวนของเส้นทางที่พิจารณาที่เพียงจำนวนหนึ่ง (token beam width - N_{beam}) เท่านั้น โดยจะมีการเรียงลำดับของเส้นทาง หรือ token ที่มีคะแนนมากที่สุดจากมากไปหาน้อย โดย token ที่มีคะแนนสูงสุด N_{beam} อันดับแรกจะใช้ในการพิจารณาการส่งผ่าน token ที่เวลาถัดไป

โดยทั้งสองวิธีก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน วิธีแรกนั้นมีข้อดีคือ จะให้ความแม่นยำที่ค่อนข้างสูงแต่อาจจะไม่สามารถรับประกันจำนวนการประมวลผลได้ ยิ่งกรณีที่ token ในลำดับรองๆ ลงมามีคะแนนที่ไม่ต่างจากคะแนนของ token ที่ดีที่สุดนัก ทำให้จำนวนของ token ที่ยังมีคะแนนอยู่ในช่วง S_{beam} นั้นอาจจะมีจำนวนที่มากอยู่ โดยสำหรับวิธีที่สองนั้นแม้ว่าจะตัดจำนวนของ token ที่พิจารณามากในกรณีที่มีค่า N_{beam} มีค่าน้อย จึงอาจจะทำให้เกิดโอกาสที่จะสูญเสียความแม่นยำในการประมวลผลได้ แต่วิธีนี้จะสามารถจำกัดจำนวนการประมวลผลได้อย่างแน่นอน เนื่องจากเราจะพิจารณาจำนวน token เพียงจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้น N_{beam} ซึ่งในการวิจัยนี้จะได้เลือกลักษณะการ pruning แบบที่สอง เพื่อลดจำนวนการประมวลผลลง โดยการเลือกให้ $N_{beam} = 400$ ก็ยังคงให้ผลการรู้จำที่น่าพึงพอใจ

4.3.2 การค้นหาผลการรู้จำแบบย้อนกลับ

การค้นหาผลการรู้จำแบบย้อนกลับจะมีลำดับขั้นตอนที่ตรงกันข้ามกับการค้นหาผลการรู้จำแบบไปข้างหน้า โดยจะทำการค้นหาจากเวลาที่ T ย้อนกลับไปยังจนถึงเวลาเริ่มต้น คือ 1 โดยการค้นหาแบบย้อนกลับนี้จะไม่ได้นำ lexicon tree มาใช้โดยตรงแบบการค้นหาแบบไปข้างหน้า แต่จะนำข้อมูลที่ได้จากการค้นหาแบบไปข้างหน้า คือ word path และ word atom ที่เกิดขึ้นทั้งหมดที่แต่ละเวลามาใช้ในการค้นหาเส้นทางของคำแบบย้อนกลับแทน การค้นหาแบบย้อนกลับนี้จะแบ่งขั้นตอนเป็นการค้นหาเส้นทางภายในคำที่ได้

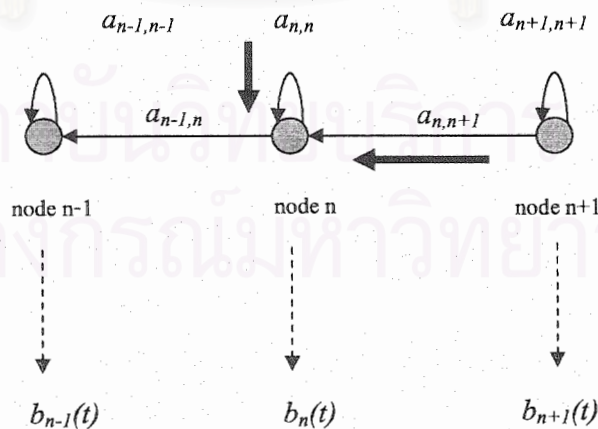
จาก word atom และการค้นหาเส้นทางระหว่างคำในลักษณะเดียวกับการค้นหาแบบไปข้างหน้า โดยผลการรู้จำที่ดีที่สุด N แบบ จะสามารถได้มาจากการค้นหาในลักษณะนี้นั่นเอง

โดยคะแนนที่นำมาใช้ในการเปรียบเทียบผลการรู้จำอันดับรองลงมาในแต่ละลำดับของแต่ละเส้นทางแบบย้อนกลับ (rev_path) จะขึ้นอยู่กับความน่าจะเป็นการเกิดแบบย้อนกลับของเส้นทางจนถึงเวลา t ใดๆ (rev_score) คือ $G_t(rev_path)$ ค่า $G_t(rev_path)$ จะถูกนำไปรวมกับคะแนนก่อนหน้าของเส้นทางที่ได้จากการค้นหาแบบไปข้างหน้าของเส้นทางที่ทำให้เกิด word atom w (word path score) คือ $score_t(n_w)$ และจะรวมความน่าจะเป็นการเกิดที่ node สุดท้ายของแต่ละ word atom ($node_M$) เมื่อ M คือจำนวน node ทั้งหมดภายใน word atom ดังกล่าว ซึ่งความสัมพันธ์ของคะแนนจะเป็นดังสมการที่ 6

$$rev_score = score_t(n_w) \cdot b_{n_M}(t) \cdot G_{t+1}(rev_path) \quad (6)$$

เริ่มต้นจะพิจารณาค่าที่ค่าสุดท้ายของแต่ละไวยากรณ์ โดยจะพิจารณาที่เวลาสุดท้ายของเสียงพูด จากนั้นจะเริ่มทำการคำนวณหาความน่าจะเป็นในการเกิดเสียงพูดที่ node สุดท้ายของคำดังกล่าวแล้วและจะบันทึกเป็นค่า $G_T(rev_path)$ ของเส้นทางที่ทำการค้นหาย้อนกลับ ซึ่งจะเป็นค่าเริ่มต้นในการค้นหาผลการรู้จำแบบย้อนกลับ

เมื่อได้ rev score ที่คิดที่ node สุดท้ายของ word atom ที่พิจารณาแล้ว จะเข้าสู่การพิจารณาเส้นทางการค้นหาย้อนกลับภายในแต่ละ word atom ซึ่งก็จะทำอัลกอริทึม Viterbi เปรียบเทียบ $G_t(rev_path)$ ภายใน word atom ที่ได้จากการเปลี่ยน node แบบย้อนกลับที่พิจารณาในแต่ละ HMM ของ word atom ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 การพิจารณาเส้นทางสำหรับอัลกอริทึม Viterbi ที่แต่ละ node n ใดๆ แบบย้อนกลับภายใน word atom และที่เวลา t ใดๆ

ซึ่งการพิจารณาการค้นหาแบบย้อนกลับภายใน word atom w เพื่อหา $G_t(\text{rev_path})$ นั้น จะทำการค้นหาที่เวลาตั้งแต่เวลาที่ $t = t_e$ จนถึงเวลา $t = t_s$ เมื่อ t_e คือเวลาสุดท้ายของ word atom w และ t_s คือเวลาเริ่มต้นของ word atom w โดยการใช้อัลกอริทึม Viterbi เพื่อหาค่า $G_t(\text{rev_path})$ ที่แต่ละ node ภายใน word atom w ซึ่ง $G_t(\text{rev_path})$ ที่ได้จากการทำอัลกอริทึม Viterbi ที่ node แรกของ word atom ที่เวลา t_s จะถูกส่งผ่านในการหาเส้นทางของผลการรู้จำแบบย้อนกลับเพื่อใช้ในการหาเส้นทาง rev_path ดังสมการที่ 6 เพื่อหาเส้นทางของคำย้อนกลับต่อไปโดยเส้นทางการค้นหาแบบย้อนกลับที่จะถูกนำมาใช้ในการค้นหาที่เวลาถัดไป ก็จะเป็นเส้นทางการค้นหาที่มีคะแนน rev_score สูงสุด โดยขั้นตอนการเลือกคำหรือ word atom ถัดไปในการพิจารณานั้นจะขึ้นอยู่กับชนิดของไวยากรณ์ที่พิจารณา ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวถึงต่อไป

การประมวลผลเพื่อหาเส้นทางการรู้จำแบบย้อนกลับจะทำตามวิธีที่ได้กล่าวมา จนกระทั่งเงื่อนไขคือ เวลาเริ่มต้นของ word atom ล่าสุดที่ได้เป็นเวลาแรกสุดของเสียงพูด ซึ่งก็จะได้ผลการรู้จำที่ดีที่สุดจากการค้นหาแบบย้อนกลับมาก่อน เนื่องจากเราได้ทำการค้นหาจนกระทั่งเริ่มต้นพูดแล้ว โดยคำตอบทั้งหมดก็คือ word atom ที่พบทั้งหมดในเส้นทางการค้นหาแบบย้อนกลับนั่นเอง จากนั้นก็จะนำเส้นทางย้อนกลับที่เกิดขึ้นในอันดับรองๆ ลงมาทำการค้นหาต่อจนกว่าเวลาเริ่มต้นของ word atom ที่ได้จะเป็นเวลาแรกสุดของเสียงพูด แล้วจะทำเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนกว่าจะได้จำนวนผลการรู้จำครบ N แบบตามที่ต้องการ

หมายเหตุ การพิจารณาหาความน่าจะเป็นในการเกิดของเสียงที่เวลาต่างๆ ที่จะถูกนำมารวมในค่า $G_{\text{rev}}(\text{rev_path})$ เพื่อหาค่าคะแนนของการค้นหาแบบย้อนกลับนั้น เราจะไม่ต้องทำการคำนวณใหม่ทั้งหมด โดยเราจะใช้ค่าที่เคยคำนวณที่แต่ละ node ของ word atom ที่แต่ละเวลาจากการค้นหาแบบ ไปข้างหน้า ซึ่งจะถูกนำมาบันทึกไว้ในหน่วยความจำพิเศษเพื่อลดปริมาณการคำนวณลง

4.3.2.1. การเลือกคำที่จะพิจารณาถัดไปเมื่อใช้ไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar

เนื่องจากไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar จะคำนึงถึงการเชื่อมต่อกันระหว่างกลุ่มของคำเป็นหลัก โดยจะขึ้นอยู่กับ state ปัจจุบันที่กำลังพิจารณาในไวยากรณ์ขณะนั้น โดยเริ่มต้นจะพิจารณาที่ state แรกของการพิจารณาแบบย้อนกลับนั่นคือ state ที่ 0 ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นนั่นเอง ดังนั้นที่แต่ละ word atom w_i ใดๆ ที่อยู่ในกลุ่มคำที่ i จะทำการเชื่อมต่อกับทุกๆ คำในกลุ่มคำที่ $j(w_j)$ ใดๆ ตามที่ถูกระบุไว้ใน Finite State Grammar โดยเราจะต้องหา word_path ที่มีคะแนนสูงสุดที่ได้จากการค้นหาแบบไปข้างหน้าที่มี word atom ล่าสุดเป็น w_j ที่เวลา t ใดๆ ที่พิจารณา ซึ่งการพิจารณาก็จะเกิดเส้นทางใหม่ขึ้นมากที่สุดเท่ากับ N_j เสมอในทุกๆ ครั้งที่เชื่อมต่อกับ คำในกลุ่มคำที่ j เมื่อกำหนดให้ N_j คือ จำนวนคำทั้งหมดที่ปรากฏในกลุ่มคำที่ j

4.3.2.2. การเลือกคำที่จะพิจารณาถัดไปเมื่อใช้ไวยากรณ์แบบ N-gram

การค้นหาคำที่จะพิจารณาถัดไปจาก word atom w_m เมื่อใช้ไวยากรณ์แบบ N-gram ในการรู้จำจะนำความน่าจะเป็นของคำที่เกิดขึ้น โดยมี context แบบย้อนกลับมาพิจารณารวมกับคะแนนในการค้นหาแบบย้อนกลับ เพื่อให้ผลการรู้จำที่ได้มีความน่าเชื่อถือตามค่าทางสถิติที่ได้ทำการรวบรวมมา

เริ่มต้นการพิจารณาคำถัดไปในไวยากรณ์แบบนี้ คือ จะทำการค้นหาว่าข้อมูลจาก N-gram arpa format แบบย้อนกลับนั้นมีการเชื่อมต่อบนย้อนกลับจากคำ w_m ล่าสุดที่พิจารณา ไปยังคำ w_l ใดๆ ในเวลา ที่พิจารณาหรือไม่ โดยการค้นหาแบบย้อนกลับนี้จะมีความพิเศษ โดยจะเพิ่ม context ในการพิจารณาได้มากกว่าการค้นหาแบบไปข้างหน้าที่จะใช้เพียงข้อมูลของ 2-gram แบบไปข้างหน้าเท่านั้น ซึ่งการค้นหาแบบย้อนกลับจะใช้ 3-gram แบบย้อนกลับในการพิจารณาโอกาสการเกิดคำโดยเราจะพิจารณา 3-gram ก่อน โดยเริ่มต้นจะพิจารณาว่าโอกาสในการเกิดคำ 3 คำเรียงติดกัน คือ w_l, w_m, w_r หรือไม่ โดยจะต้องตรวจสอบก่อนว่า context ของ w_l คือ w_m และ w_r ปรากฏอยู่ใน 2-gram แบบย้อนกลับหรือไม่ ถ้าเคย ($P(w_m | w_r) \neq 0$) ก็จะพิจารณาว่าทั้ง 3 คำนี้ปรากฏใน 3-gram แบบย้อนกลับหรือไม่ ถ้าเคยก็จะใช้ $P(w_l | w_m, w_r)$ เข้าไปรวมใน *rev_score* ที่ใช้ในการเปรียบเทียบคะแนนต่อไป แต่ถ้าหากทั้ง 3 คำไม่เคยปรากฏใน 3-gram แบบย้อนกลับ ก็จะนำ backoff weight ของ w_m, w_r คือ $Wght(w_m, w_r)$ ไปรวมกับ $P(w_l | w_m)$ แทน นั่นคือ จะนำความน่าจะเป็น $P(w_l | w_m) \cdot Wght(w_m, w_r)$ ไปรวมกับ *rev_score* แทนเพื่อเปรียบเทียบคะแนนต่อไป

แต่ถ้าหาก context ของ w_l คือ w_m และ w_r ไม่ปรากฏอยู่ใน 2-gram แบบย้อนกลับ ก็จะใช้เพียงแค่ความน่าจะเป็นของ 2-gram แบบย้อนกลับเท่านั้นในการหาผลของการรู้จำ โดยถ้า w_l และ w_m ปรากฏอยู่ใน 2-gram แบบย้อนกลับ ก็จะนำ $P(w_l | w_m)$ ไปรวมกับ *rev_score* ในการเปรียบเทียบคะแนนต่อไป แต่ถ้า w_l และ w_m ไม่ปรากฏอยู่ใน 2-gram แบบย้อนกลับ ก็จะนำ $P(w_l)$ ก็จะนำ backoff weight ของ w_m ไปรวมกับความน่าจะเป็นของ w_l คือ $P(w_l) \cdot Wght(w_m)$ เพื่อนำไปรวมกับ *rev_score* แทน

4.3.3. การหาค่าความเชื่อมั่นของแต่ละคำที่ได้จากการรู้จำ

สำหรับผลการรู้จำที่ได้จากการรู้จำทั้งหมด ในกรณีที่ผู้ใช้ได้เลือกให้มีการหาผลการรู้จำออกมา มากกว่า 1 แบบ ถึงแม้ว่าผลการรู้จำในลำดับต้นๆ นั้นจะมีความน่าเชื่อถือของคำตอบมากกว่า เนื่องจากคะแนนของเส้นทางที่ทำการค้นหาจะมากกว่า แต่ในทางปฏิบัติแล้วบางคำในประโยคอาจจะไม่ใช่คำที่ต้องการ หรืออาจจะมีคำที่ไม่ต้องการเข้ามาปนกับคำที่ต้องการได้ ดังนั้นการจะนำผลการรู้จำที่ได้ทั้งหมดมาประกอบในการหาคำตอบของการรู้จำจึงควรมีค่าที่สามารถระบุถึงความน่าเชื่อถือของแต่ละคำที่รู้จำออกมาได้

โดยที่ในการวิจัยนี้ค่าความเชื่อมั่นของแต่ละคำ (word confidence - *conf*) จะสามารถหาได้จากสมการที่ 7

$$conf_{w_o} = \frac{10^{\alpha \cdot diffscore_o}}{\sum_{i=1}^{N_t} 10^{\alpha \cdot diffscore_i}} \quad (7)$$

โดยที่ $diffscore_i = score_t(n_{w_i}) - score(n_{w_{max}})$

เมื่อ α เป็นค่า smoothing factor ซึ่งผู้ใช้เป็นคนกำหนด โดยในการวิจัยใช้ค่า $\alpha = 0.05$

N_t คือ จำนวนของ word path หรือประโยคย่อยที่เกิดขึ้นที่เวลา t

n_{w_i} คือ node บน lexicon tree ที่ทำให้เกิด word token w_i ขึ้นที่เวลา t โดยที่ $i \leq N_t$

w_{max} คือ word token ที่มีคะแนนสูงสุดที่เวลา t

w_o คือ word token ของคำที่เราต้องการหาค่าความเชื่อมั่นที่เวลา t โดยที่ $o \leq N_t$

ค่าของ *conf* จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.00 – 1.00 โดยที่คำใด หรือ word token ตัวใดมีค่าดังกล่าวสูงก็ จะมีความน่าเชื่อถือมาก ซึ่งจากการวิจัยพบว่าผลการรู้จำที่ได้ คำใดที่เกิดขึ้นในผลการรู้จำแล้วเป็นคำที่ไม่ น่าจะเกิดขึ้น ก็จะมีค่าดังกล่าวต่ำกว่าคำอื่นๆ ซึ่งคำนี้ทำให้เราสามารถนำค่าของผลการรู้จำลำดับต่างๆ กันมา ประกอบกันเพื่อให้ได้ผลการรู้จำที่มีความน่าเชื่อถือมากที่สุดได้

4.4 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการประมวลผล

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบประสิทธิภาพของการประมวลผลการรู้จำเสียงพูด แบบเป็นประโยค โดยจะเทียบวิธีที่ได้ศึกษามาในปีนี้ ซึ่งจะนำ lexicon tree มาประยุกต์ใช้ในการรู้จำ กับ โปรแกรม HTK ซึ่งเป็นโปรแกรมการรู้จำเสียงพูดที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยจะเปรียบเทียบเวลาของการ ประยุกต์ใช้ทั้งสองไวยากรณ์กับเสียงพูดประโยคต่างๆ แบบ offline โดยมีจำนวนคำในพจนานุกรม ทั้งหมด 3,200 คำ ซึ่งผลที่ได้จากการรู้จำของทั้งสองวิธีนั้นจะได้ผลที่ถูกต้องในลักษณะเดียวกัน จึงขอไม่ แสดงประโยคที่ได้จากการรู้จำในที่นี้ ซึ่งเวลาการประมวลผลต่างๆ จะเป็นดังตารางต่อไปนี้

Finite State Grammar(full search)			
แฟ้มข้อมูล	ความยาว (วินาที)	เวลาประมวลผล(วินาที)	
		HTK	Lexicon tree
testsentences02_001a_ekr.mfc	19.73	41	95
testsentences02_002a_ekr.mfc	25.29	53	125
testsentences02_003a_ekr.mfc	9.98	22	47
testsentences02_004a_ekr.mfc	25.11	53	124
testsentences02_005a_ekr.mfc	20.98	47	101
testsentences02_006a_ekr.mfc	20.04	43	96
testsentences02_007a_ekr.mfc	21.61	46	105
testsentences02_008a_ekr.mfc	21.61	48	104
testsentences02_009a_ekr.mfc	19.29	41	95
testsentences02_010a_ekr.mfc	19.98	46	96

ตารางที่ 2 ตารางการเปรียบเทียบเวลาการประมวลผลการรู้จำของโปรแกรม HTK และโปรแกรมที่ใช้ lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar แบบ full search

จากตารางที่ 2 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบเวลาการประมวลผลการรู้จำของโปรแกรม HTK และโปรแกรมการรู้จำที่ใช้ Lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar แบบ full search นั้นคือจะทำอัลกอริทึม Viterbi กับทุกเส้นทางที่เป็นไปได้ จะพบว่าระยะเวลาการประมวลผลของการประยุกต์ใช้ Lexicon tree กับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar จะใช้เวลาในการประมวลผลแฟ้มข้อมูลต่างๆ นานกว่าโปรแกรม HTK ซึ่งถึงแม้ว่าจำนวน node(state) ของ HMM ที่ใช้ในการสร้างเป็น word network ของโปรแกรม HTK คือ 28,833 node ซึ่งมากกว่าจำนวน node ที่ใช้เมื่อนำ Lexicon tree มาประยุกต์ใช้ คือ 19,911 node โดยสาเหตุที่ทำให้การประมวลผลเมื่อนำ Lexicon tree มาใช้ ใช้เวลามากกว่าโปรแกรม HTK เนื่องจากจะมีจำนวนครั้งการพิจารณาการส่งผ่าน token ระหว่างคำ (link) มากกว่าโปรแกรม HTK ในกรณีที่ไวยากรณ์มีการวนซ้ำ โดยขณะนี้วิธีที่มีการนำ Lexicon tree มาใช้จะส่งผ่าน token ระหว่างคำ ไปยังทุก lexicon tree ของกลุ่มคำที่เชื่อมต่อกันทั้งหมด ทำให้จำนวนการส่งผ่านจะมากกว่า โปรแกรม HTK ที่จะมีค่าพิเศษมาคั่นระหว่างกลาง เพื่อทำให้จำนวน link ลดลง ซึ่งจะทำให้มีจำนวน link เหลือเพียง 12,804 link เท่านั้น โดยเวลาการประมวลผลของวิธีที่นำ lexicon tree มาใช้จะลดลงเมื่อมีการกำหนด beam เพื่อทำการ pruning ดังตารางที่ 3 ซึ่งกำหนดให้พิจารณา token ที่จะส่งผ่านที่แต่ละเวลาเพียง 250 เส้นทางเท่านั้น ($N_{beam} = 250$) ซึ่งจะเห็นว่าจะใช้เวลาการประมวลผลลดลงมาประมาณ 10 เท่า แต่ในที่นี้จะไม่แสดง

ผลเปรียบเทียบกับ โปรแกรม HTK เนื่องจากใช้วิธีการ pruning ที่แตกต่างกัน นั่นคือ โปรแกรม HTK จะใช้ score beam width - S_{beam}

Finite State Grammar(pruning)		
เพิ่มข้อมูล	ความยาว	เวลาประมวลผล(วินาที)
testsentences02_001a_ekr.mfc	19.73	9
testsentences02_002a_ekr.mfc	25.29	12
testsentences02_003a_ekr.mfc	9.98	4
testsentences02_004a_ekr.mfc	25.11	11
testsentences02_005a_ekr.mfc	20.98	10
testsentences02_006a_ekr.mfc	20.04	9
testsentences02_007a_ekr.mfc	21.61	10
testsentences02_008a_ekr.mfc	21.61	10
testsentences02_009a_ekr.mfc	19.29	9
testsentences02_010a_ekr.mfc	19.98	9

ตารางที่ 3 ตารางแสดงเวลาการประมวลผลการรู้จำของโปรแกรม HTK และโปรแกรมที่ใช้ Lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ Finite State Grammar แบบมีการ pruning โดยใช้ $N_{beam} = 250$

N-gram(full search)			
เพิ่มข้อมูล	ความยาว (วินาที)	เวลาประมวลผล(วินาที)	
		HTK	Lexicon tree
testsentences02_001a_ekr.mfc	19.73	69	57
testsentences02_002a_ekr.mfc	25.29	80	66
testsentences02_003a_ekr.mfc	9.98	35	27
testsentences02_004a_ekr.mfc	25.11	87	76
testsentences02_005a_ekr.mfc	20.98	70	59
testsentences02_006a_ekr.mfc	20.04	64	56
testsentences02_007a_ekr.mfc	21.61	71	61
testsentences02_008a_ekr.mfc	21.61	70	60
testsentences02_009a_ekr.mfc	19.29	67	54
testsentences02_010a_ekr.mfc	19.98	70	57

ตารางที่ 4 ตารางการเปรียบเทียบเวลาการประมวลผลการรู้จำของโปรแกรม HTK และโปรแกรมการรู้จำที่ใช้ Lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ N-gram แบบ full search

จากตารางที่ 4 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบเวลาการประมวลผลการรู้จำของโปรแกรม HTK และโปรแกรมการรู้จำที่ใช้ lexicon tree สำหรับไวยากรณ์แบบ N-gram เมื่อทำการค้นหาทุกเส้นทาง (full search) จะเห็นว่าเวลาการประมวลผลของการนำ lexicon tree มาใช้ จะต่ำกว่าโปรแกรม HTK ในทุกๆ เพิ่มข้อมูล เนื่องจากว่าการพิจารณาไวยากรณ์แบบ N-gram จะพิจารณาคู่ของคำที่เกิดขึ้นในพจนานุกรม ทำให้จำนวน link ระหว่างคำ (tree) ของทั้งสองวิธี นั้นจะมีจำนวนที่ใกล้เคียงกัน โดยวิธีนี้จำนวนของ node ใน lexicon tree ที่น้อยกว่ากว่า จำนวน node ใน word network ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นทำให้วิธีที่นำ lexicon tree มาใช้ จึงมีประสิทธิภาพในการประมวลผลเชิงเวลามากกว่าโปรแกรม HTK

หมายเหตุ ผลการรู้จำทั้งหมดได้ประมวลผลบนเครื่อง PC / Pentium4 - 2.8 GHz, หน่วยความจำ (RAM) 512 Mbyte บนระบบปฏิบัติการ windows XP



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 4
เรื่อง การรู้จำใบหน้า (Image Recognition)

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ.ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล

2. วัตถุประสงค์ของโครงการ รู้จำใบหน้า

เพื่อพัฒนาวิธีการแยกแยะใบหน้าของบุคคลต่างกันอย่างมีประสิทธิภาพได้ และนำวิธีการที่ได้ไปประยุกต์ใช้กับระบบรู้จำใบหน้า

1. ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ ศึกษาวิจัย และประยุกต์ใช้ ระบบการรู้จำใบหน้า

- 1.1. สร้างระบบรู้จำใบหน้าด้วยเทคนิคที่ปรับปรุงขึ้นใหม่
- 1.2. รูปใบหน้าคนที่ใช้เป็นภาพ 2 มิติ ที่มีส่วนของใบหน้าครบ
- 1.3. รูปใบหน้าคนที่ใช้มีการตรวจจับบริเวณ ใบหน้าที่ต้องการตรวจสอบมาแล้ว
- 1.4. รูปใบหน้าคนที่ใช้เป็นภาพหน้าตรงมีการหัน ก้มและเงยหน้าไม่เกิน 20 องศาจากภาพหน้าตรง
- 1.5. รูปใบหน้าคนที่ใช้สามารถแสดงอารมณ์แตกต่างกันได้
- 1.6. รูปใบหน้าคนที่ใช้ต้องมีขนาดมากกว่า 80 x 80 พิกเซล และคมชัดเมื่อมองด้วยตาเปล่า
- 1.7. รูปใบหน้าคนที่ใช้ต้องไม่มีสิ่งของที่บังบริเวณใบหน้าเกิน 10% ของส่วนที่เป็นใบหน้าทั้งหมด ยกเว้นในกรณีที่บุคคลนั้นสวมใส่สิ่งของดังกล่าวเป็นประจำ
- 1.8. รูปใบหน้าคนที่ใช้ทั้งหมดที่ใช้ฝึกฝนและทดสอบของบุคคลแต่ละคนจะต้องเก็บข้อมูลภายในช่วงเวลาเดียวกัน
- 1.9. อัตราความถูกต้องเฉลี่ยของระบบรู้จำไม่ต่ำกว่าร้อยละ 90 บนฐานข้อมูลที่มีบุคคลต่างกันไม่เกิน 40 คน และมีจำนวนภาพที่ใช้ฝึกฝนน้อยกว่าจำนวนภาพที่ใช้ทดสอบไม่เกินร้อยละ 50

2. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

2.1. ศึกษาวิธีการรู้จำใบหน้าแบบต่างๆ และงานที่เกี่ยวข้อง โดยรวมสรุปได้ดังนี้

การรู้จำใบหน้าเป็นส่วนหนึ่งของแนวคิดทาง Biometrics ซึ่งใช้การสังเกตจากการวัดสิ่งต่างๆ ในร่างกาย ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ประเภท ดังนี้

1. Physiological Biometrics จะใช้ลักษณะเด่นที่เป็นอวัยวะต่างๆ ของร่างกาย เช่นที่ใช้กันในปัจจุบัน คือ ลายนิ้วมือ, ใบหน้า, เรขาคณิตของมือ, ม่านตา, เรตินา

2. Psychological Biometrics จะใช้สิ่งที่แสดงออกมา เช่น ที่ใช้ในปัจจุบัน คือ ลายมือ , ลายเซ็น , เสียง เป็นต้น

ซึ่งระบบ Biometrics นั้นจะใช้ระบบรู้จำรูปแบบเป็นหัวใจของระบบ ซึ่งทำให้แยกแยะบุคคลได้จาก 2 ประเภทที่กล่าวมาข้างต้น ในความจริงแล้วนั้น ระบบที่จะแยกแยะบุคคลได้นั้น ถ้าใช้เพียงวิธีเดียวในการทำงานนั้น จะให้ผลที่เชื่อถือได้ไม่มากนัก ซึ่งการรู้จำใบหน้านั้น เป็นธรรมชาติ และไม่มี การรบกวนบุคคล แต่ว่าผลการทำงานได้เป็นที่ไม่น่าพอใจมากนัก แต่ทั้งที่การใช้เรตินาในการแยกแยะนั้น ให้ผลที่เชื่อถือได้มากกว่าวิธีอื่นๆ แต่ว่ามันเป็นวิธีที่เกิดการรบกวนต่อบุคคลขึ้น ซึ่งหลายวิธี เช่น การรู้จำใบหน้าจึงได้ถูกคิดค้นขึ้นเพื่งแก้ปัญหาดังกล่าว

การรู้จำใบหน้าแบ่งเป็น 3 ระดับที่แตกต่างกัน คือ

1. Face Representation ประกอบด้วยรูปแบบของใบหน้าที่จะนำไปเข้ารหัส ซึ่งนั่นคือกฎเกณฑ์สำคัญๆ ในการแทนในฐานข้อมูลใบหน้าที่มี แต่่ววิธีนี้ไม่สามารถทำได้ง่าย และมีแนวคิดที่ซับซ้อนที่จะให้ผลการแทนออกมาที่ดี ซึ่งวิธีนี้นั้นนำไปสู่แนวคิดที่ประสบความสำเร็จ เช่น การตรวจจับ (Detection) และการตรวจรู้ (Identification) สามารถแบ่งออกเป็น 3 ประเภท ดังนี้

1.1. Template-Based ซึ่งมีอยู่ 2 แบบ คือ แทนใบหน้าโดยค่าเฉลี่ยของ Template 2 มิติ กับค่าที่แทนวงรี ซึ่งเป็น โครงหน้า และ อวัยวะทั้งหมดบนใบหน้า

1.2. จะสมบูรณ์กว่าแบบแรกซึ่งจะมีการมองหลายๆ มุม ของใบหน้า และ ใช้ใบหน้าในหลายๆ ความรู้สึก จะดูตามส่วน ของ ตา, จมูก, ปากซึ่งเป็นส่วนที่สนใจ จุดเด่นของวิธีนี้ คือง่าย ส่วนจุดด้อย คือ ใช้หน่วยความจำมาก และให้สมรรถภาพไม่ดีในขั้นตอนการเปรียบเทียบ Feature-Based จะสนใจที่ตั้งและ ขนาดของอวัยวะ ขั้นตอนการเปรียบเทียบนั้นจะใช้เรขาคณิตโดยดูจากแต่ละรูปแบบของใบหน้า (ขนาด และที่ตั้งของอวัยวะต่างๆ) ในแต่ละรูปนั้นทุกระยะจะคำนวณจากอวัยวะในใบหน้า ส่วนผลที่ได้จะเป็นแบบ 1: 1 ในคุณลักษณะของใบหน้าที่ใช้ทดสอบ และส่วน ของใบหน้าที่ใช้ในการฝึกสอน จะใช้การตรวจหา Gradient ทางแนวตั้งในการกาส่วนบนสุดของศีรษะ, ตา, ฐานจมูก ส่วน Gradient ในแนวนอนนั้นใช้ในการตรวจหาด้านข้างของใบหน้า, จมูก ซึ่งในแต่ละใบหน้าจะคำนวณเวกเตอร์ขึ้น แล การรู้จำจะปฏิบัติกับตัวแยกแยะที่อยู่ใกล้เคียง Appearance-Based จะใช้การฉายใบหน้าลงไปใใบหน้าที่ลดมิติลง ซึ่ง Eigenface ก็จัดเป็นประเภทนี้ ซึ่งมันจะสร้างบนแกนฐานหลัก (PCA) ซึ่ง PCA จะเป็นเทคนิคที่นำมาศึกษาสำหรับรายงานนี้

2. Face Detection จะใช้ในส่วนของใบหน้าที่มีมุมต่างกัน ซึ่งซับซ้อน และต้องตรวจจับให้ได้ว่าส่วนไหนคือใบหน้า ซึ่งบางเทคนิคจะใช้รูปร่างในการตรวจ , ค้นหาจากสีผิว , ค้นหาอวัยวะบนใบหน้า หรือ จะเป็นการใช้ Artificial Neural Network

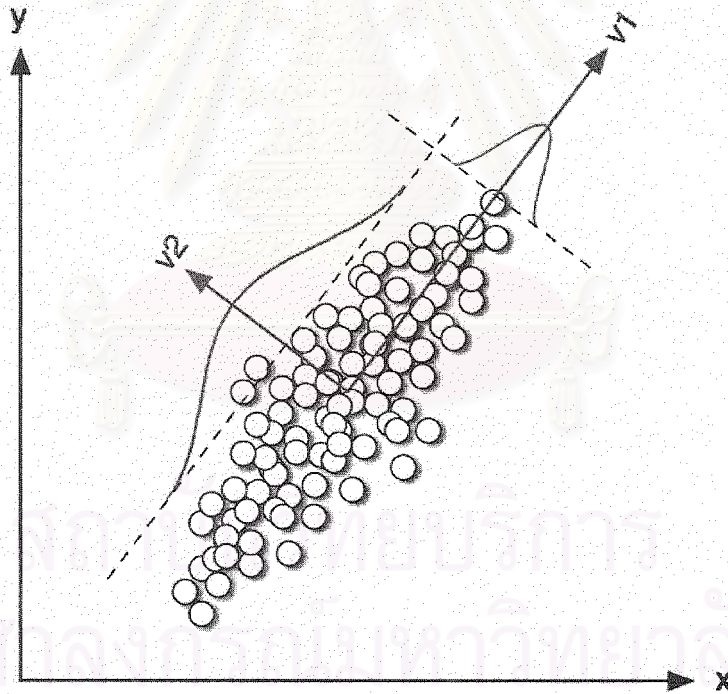
2.1. Automatic Face Recognition จะใช้การแยกแยะจากการเปรียบเทียบใบหน้าแบบ Facial Verification 1:1 หรือแบบ Face Identification 1:many ซึ่งจะเปรียบเทียบใบหน้าที่จะทดสอบกับ

ฐานข้อมูลที่มีอยู่ฐานข้อมูลที่ใช้ในการทดลองนั้น จากที่ศึกษามาพบว่ามีอยู่หลายประเภท เช่น ฐานข้อมูลที่น่าสนใจทางด้านแสง, ด้านความรู้สึกที่แสดงออกมา, ด้านมุมที่ใบหน้าหัน แต่การทดลองในรายงานนี้นั้น จะใช้ฐานข้อมูลที่แสดงความรู้สึกต่างๆ และมีใบหน้าที่หันได้ไม่เกิน ± 20 องศา นั่นคือฐานข้อมูล ORL และ จากที่อาจารย์ได้ให้มานั่นเอง

2.2. ศึกษาการรู้จำใบหน้าด้วยเทคนิคต่างๆ ดังนี้

Principal Component Analysis (PCA)

วิธีการรู้จำใบหน้าที่ใช้ PCA เป็นหลักหรือเรียกว่า Eigenface ซึ่งมีแนวคิดคือ ฉายค่าความเข้มแสงของแต่ละพิกเซล (Pixel) ในภาพใบหน้าของกลุ่มตัวอย่างไปบนปริภูมิใหม่ซึ่งทำให้ความแปรปรวนร่วม (Covariance) มากที่สุด ในขณะที่แกนแต่ละแกนตั้งฉากกันและผ่านจุดศูนย์กลาง (Centroid) ด้วยการแปลงเชิงเส้น (Linear transformation) แกนดังกล่าวเรียกว่าแกน Principal Component (PC) โดยที่แกนแต่ละแกนแทนได้ด้วยเวกเตอร์เจาะจง (Eigen vector) จำนวนหนึ่งของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม (Covariance Matrix) ที่สอดคล้องกับค่าเจาะจง (Eigen value) ที่มากที่สุดจำนวนหนึ่งดังรูปที่ 1 [1]



รูปที่ 1 ตัวอย่างการแปลง PCA แบบ 2 มิติ โดยแปลงจากปริภูมิคาร์ทีเซียน (x,y) ไปบนปริภูมิใหม่ (v1,v2)

การรู้จำใบหน้าภายในปริภูมิใหม่ที่เกิดจากการแปลงเชิงเส้นที่กล่าวมาทำได้โดยการวัดระยะยูคลิด (Euclidean distance) ระหว่างใบหน้าที่ต้องการทดสอบ กับใบหน้าที่ใช้ฝึกฝนทั้งหมด หากระยะทางที่สั้นที่สุดนั้นเกิดกับใบหน้าที่ใช้ฝึกฝนใด เราจะตัดสินใจว่าใบหน้าทดสอบดังกล่าวจะอยู่ในกลุ่ม (Class) เดียวกันกับใบหน้าฝึกฝนนั้น

ระเบียบวิธี PCA มีขั้นตอนดังนี้

กำหนดให้ Γ คือเวกเตอร์ของความเข้มแสงของพิกเซลของภาพที่ทำ Vectorization เชิงหลัก จากรูปที่นำเข้าไปเป็นกลุ่มฝึกฝน (Training set) มีขนาด $m \times n$ ให้เป็นเวกเตอร์ที่มีขนาด $mn \times 1$ และ Ψ คือเวกเตอร์เฉลี่ยของทุกๆ รูปในกลุ่มฝึกสอนดังสมการที่ (1)

$$\Psi = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Gamma_i \quad (1)$$

โดย M คือจำนวนภาพทั้งหมดที่ใช้ในการฝึกฝน จากนั้นนำไปคำนวณหาเวกเตอร์ Φ ซึ่งคือ การทำให้ค่าเฉลี่ยของชุดฝึกฝนเป็นศูนย์ดังสมการที่ (2)

$$\Phi_i = \Gamma_i - \Psi, (i=1, \dots, M) \quad (2)$$

กำหนดให้เมตริกซ์ A คือเมตริกซ์ที่แต่ละหลักคือเวกเตอร์ Φ_i จำนวน M เวกเตอร์ดังสมการที่ (3)

$$A = [\Phi_1 \quad \Phi_2 \quad \dots \quad \Phi_M] \quad (3)$$

จากนั้นคำนวณเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม C ของเมตริกซ์ A ดังสมการที่ (4)

$$C = AA^T \quad (4)$$

โดยเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม C มีมิติขนาด $mn \times mn$ ซึ่งเป็นมิติขนาดใหญ่มาก ซึ่งไม่เหมาะสมที่จะนำไปหาค่าเจาะจง เนื่องจากต้องใช้เวลาและหน่วยความจำจำนวนมากในการคำนวณ แต่เนื่องจากจำนวนค่าเจาะจงที่ไม่เป็นศูนย์มีค่าเท่ากับจำนวนชั้น และจากคุณสมบัติดังสมการที่ (5)

$$\text{rank}(C) = \text{rank}(AA^T) = \text{rank}(A^T A) = \text{rank}(L) \quad (5)$$

โดย

$$L = A^T A \quad (6)$$

ซึ่งเมตริกซ์ L มีมิติขนาดเพียง $M \times M$ ดังนั้นการคำนวณค่าเฉพาะบนเมตริกซ์ L ใช้เวลาและหน่วยความจำน้อยกว่าการคำนวณบนเมตริกซ์ C โดยตรง ดังนั้นจึงนำเมตริกซ์ L ไปคำนวณค่าเฉพาะดังสมการที่ (7)

$$LV = \lambda V \quad (7)$$

โดย λ คือเมตริกซ์เชิงที่มีค่าเฉพาะ λ ของเมตริกซ์ L เป็นแกนทแยงมุมหลัก และ V เป็นเมตริกซ์ขนาด $M \times M$ ที่แต่ละหลักคือเวกเตอร์เฉพาะของเมตริกซ์ L

จากนั้นทำการหาเวกเตอร์เฉพาะของเมตริกซ์ C ดังสมการที่ (8)

$$U = AV \quad (8)$$

โดยเมตริกซ์ U คือเมตริกซ์ที่แต่ละหลักคือเวกเตอร์เฉพาะของเมตริกซ์ C ขนาด $mn \times M$ หรือคือเวกเตอร์เฉพาะของเมตริกซ์ C จำนวน M ตัว

เนื่องจากเวกเตอร์เฉพาะที่สอดคล้องกับค่าเฉพาะที่มากที่สุดจะมีนัยสำคัญทางข้อมูลมากที่สุด ดังนั้นเราสามารถเลือกเวกเตอร์เฉพาะที่มากที่สุดเพียง d ตัว ดังนั้นเราสามารถลดขนาดมิติของเวกเตอร์คุณลักษณะลงได้อีกดังสมการที่ (9)

$$\Omega_i = W^T \Phi_i \quad (9)$$

โดย Ω_i คือเวกเตอร์คุณลักษณะของภาพที่ i ในชุดฝึกฝน มีขนาด $d \times 1$ และเมตริกซ์ W คือเมตริกซ์ที่แต่ละหลักคือเวกเตอร์เฉพาะของเมตริกซ์ C จำนวน d ตัว

กำหนดให้ Y คือเวกเตอร์ของภาพที่ต้องการทดสอบ เราสามารถฉายเวกเตอร์ Y ไปบนปริภูมิคุณลักษณะได้ดังสมการที่

$$\omega = W^T (Y - \Psi) \quad (10)$$

โดย ω คือเวกเตอร์คุณลักษณะของภาพที่ต้องการทดสอบซึ่งอยู่ในปริภูมิเดียวกับกับเวกเตอร์ Ω ดังนั้นเราสามารถทราบได้ว่าเวกเตอร์ ω อยู่ใกล้กับเวกเตอร์ Ω ได้ด้วยการหารระยะยุคลิดที่สั้นที่สุดดังสมการที่ (11)

$$\varepsilon = \min_i (\|\Omega - \Omega_i\|^2) \quad (11)$$

โดย ε คือระยะยุคลิดระหว่างเวกเตอร์ ω และเวกเตอร์ Ω ที่สั้นที่สุด ดังนั้นเราสามารถกล่าวได้ว่าเวกเตอร์คุณลักษณะของภาพทดสอบอยู่ใกล้เวกเตอร์คุณลักษณะของภาพในชุดฝึกฝนในกลุ่มใด ภาพทดสอบดังกล่าวควรเป็นภาพของคนเดียวกันในกลุ่มนั้น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Two-Dimensional Principal Component Analysis (2DPCA)

ในวิธีการ PCA ภาพ 2 มิติจะต้องถูกทำ Vectorization เพื่อให้เป็นเวกเตอร์ 1 มิติ เพื่อใช้คำนวณหาเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม ส่งผลทำให้ขนาดของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมดังกล่าวมีขนาดใหญ่ทำให้การคำนวณหาค่าจะทำได้ยากและต้องใช้เวลาและหน่วยความจำจำนวนมาก และยังทำให้เกิดปัญหา Small Simple Size (SSS) หรือ Singularity ซึ่งจะเกิดขึ้นเป็นจำนวนตัวอย่างที่ใช้ฝึกฝนน้อยกว่าขนาดของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมมาก ๆ เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวเหล่านี้ 2DPCA ถูกเสนอขึ้นโดยนิยามเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมใหม่ เรียกว่า เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพ (Image covariance matrix) ซึ่งคำนวณได้โดยตรงจากภาพแบบ 2 มิติ โดยที่ไม่ต้องทำ Vectorization ในขั้นตอนแรก ด้วยหลักการนี้ เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพจึงมีขนาดเล็กกว่าเดิมมาก คือ มีขนาดเท่ากับความกว้างของรูปเดี่ยวเท่านั้น

ระเบียบวิธี 2DPCA มีขั้นตอนดังนี้

กำหนดให้เมตริกซ์ A แทนภาพขนาด $m \times n$ และ x เป็นเวกเตอร์การฉายขนาด $n \times 1$ เราสามารถทำการฉายเชิงเส้นได้ดังนี้

$$y = Ax \quad (12)$$

โดย y คือ เวกเตอร์คุณสมบัติฉาย (Projected feature vector) ซึ่งมีมิติขนาด $m \times 1$ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Principal Component Vector (PCV) ซึ่งต่างกับในวิธี PCA เพื่อต้องการให้การกระจายของเวกเตอร์คุณสมบัติฉายมีค่ามากที่สุด เราจึงใช้บรรทัดฐานในการทำให้ฟังก์ชันผลบวกบนเส้นทแยงมุมหลัก (Trace) ของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมมากที่สุดเช่นเดียวกันใน PCA ดังนี้

$$J(X) = tr(S_x) \quad (13)$$

โดย S_x คือ เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม

$$S_x = E[(y - E_y)(y - E_y)^T] \quad (14)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (12) และ (14) Trace ของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมคือ

$$\begin{aligned}
tr(S_x) &= tr\{E[(y - Ey)(y - Ey)^T]\} \\
&= tr\{E[(A - EA)xx^T(A - EA)^T]\} \\
&= tr\{E[x^T(A - EA)^T(A - EA)x]\} \\
&= tr\{x^T E[(A - EA)^T(A - EA)]x\} \\
&= tr\{x^T Gx\}
\end{aligned} \tag{15}$$

กำหนดให้

$$G = E[(A - EA)^T(A - EA)] \tag{16}$$

โดย G คือ เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพ (Image covariance (scatter) matrix) ซึ่ง G เป็นเมตริกซ์ Nonnegative definite ขนาด $n \times n$ ซึ่งเท่ากับขนาดความกว้างของภาพเดี่ยวเท่านั้น ดังนั้นเราสามารถคำนวณค่าเจาะจงของ G ได้ง่ายและเร็วกว่า กำหนดให้มีจำนวนตัวอย่างภาพที่ใช้ฝึกฝน M ภาพ ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพได้ดังนี้

$$G = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (A_k - \bar{A})^T (A_k - \bar{A}) \tag{17}$$

ซึ่งเวกเตอร์เจาะจงของ G ก็คือ x เช่นเดียวกับ PCA ค่าเจาะจงที่มากที่สุดค่าเดียวอาจไม่เพียงพอในการรู้จำ ดังนั้นเราจะเลือกค่าเจาะจงที่มากที่สุด d ลำดับ ดังนั้นการสกัดคุณลักษณะ (Feature Extraction) ทำได้ดังนี้

$$Y = AX \tag{18}$$

โดย $Y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_d]$ คือ เมตริกซ์คุณลักษณะมิติขนาด $m \times d$ ของ A และ $X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_d]$ เป็นเมตริกซ์การฉายมิติขนาด $n \times d$

กำหนดให้ A_i เป็นภาพที่ต้องการทดสอบ ดังนั้นเราสามารถหาเมตริกซ์คุณลักษณะได้โดยการฉายดังสมการที่ (19)

$$B = A_i X \tag{19}$$

เราสามารถวัดระยะห่างระหว่างเมตริกซ์ของภาพทดสอบและภาพที่ใช้ฝึกฝนได้โดยใช้สมการที่ (20)

$$d(\mathbf{B}, \mathbf{Y}_i) = \sum_{k=1}^d \|\mathbf{B}^{(k)} - \mathbf{Y}_i^{(k)}\|_2 \quad (20)$$

ดังนั้นหาก

$$i = \operatorname{argmin}(d(\mathbf{B}, \mathbf{Y}_i)) \quad (21)$$

เราจะกล่าวได้ว่า \mathbf{A}_i ควรอยู่ในกลุ่มที่ i



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Bilateral-projection based 2DPCA (B2DPCA)

B2DPCA เป็น 2DPCA ที่ใช้การฉายทั้งสองข้าง คือ ตามแนวแถวและหลัก โดยคำนวณเมตริกซ์การฉายสองเมตริกซ์ดังนี้

$$\mathbf{B} = \mathbf{Z}^T \mathbf{A} \mathbf{X} \quad (22)$$

โดย \mathbf{X} คือเมตริกซ์การฉายเดิมใน 2DPCA ดังสมการที่ (18) และ \mathbf{Z} คือเมตริกซ์การฉายทางซ้ายซึ่งต้องกำหนดเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพขึ้นใหม่ตามแนวหลักดังนี้

$$\mathbf{H} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (\mathbf{A}_k - \bar{\mathbf{A}})(\mathbf{A}_k - \bar{\mathbf{A}})^T \quad (23)$$

และหาด้วยวิธีการเดียวกันกับ \mathbf{X} หลังจากการฉายภาพ \mathbf{A} จะได้เมตริกซ์คุณลักษณะที่มีขนาดเล็กลงจากเดิม $m \times d$ เหลือเพียง $q \times d$ ซึ่ง q คือจำนวนค่าเจาะจงที่เลือกใช้ภายใน \mathbf{Z} ดังนั้น $q \leq m$ จากการทดลองใน [17] และ [18] พบว่าใช้เวลาในการรู้จำลดลงและอัตราการรู้จำสูงขึ้น สำหรับวิธีการวัดระยะห่างนั้นทำได้โดยสมการที่ (24)

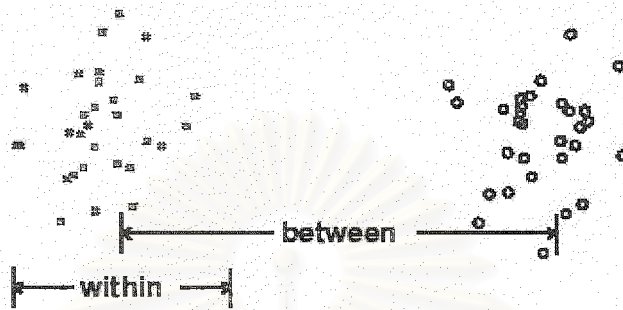
$$d(\mathbf{B}_i, \mathbf{B}_j) = \sqrt{\sum_{m=1}^q \sum_{n=1}^d (\mathbf{b}_{(m,n)_i} - \mathbf{b}_{(m,n)_j})^2} \quad (24)$$

ซึ่งในทำนองเดียวกับการรู้จำใน 2DPCA และ PCA ระยะห่างของตัวอย่างทดสอบใกล้กับตัวอย่างฝึกฝนได้ที่สุดเราจะจัดตัวอย่างทดสอบนั้นอยู่ในกลุ่มเดียวกับตัวอย่างฝึกฝนนั้น

Linear Discriminant Analysis (LDA)

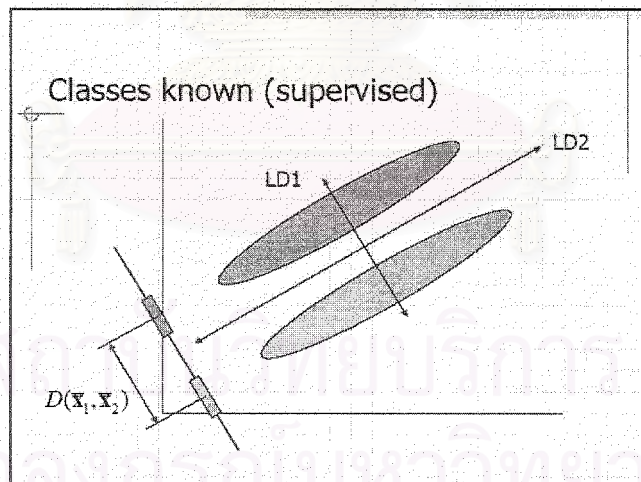
พิจารณาการกระจายตัวของข้อมูลระหว่างข้อมูล 2 กลุ่ม ดังรูปที่ 2 [2]

Good class separation



รูปที่ 2 ความสัมพันธ์ระหว่าง (between) และภายใน (within) กลุ่ม

การกระจายตัวของข้อมูลที่ดี (Good class separation) จะต้องมีความสัมพันธ์ระหว่างกลุ่มมาก ในขณะที่มีความสัมพันธ์ภายในกลุ่มน้อย หลักการของ LDA คือกำหนดบรรทัดฐานโดยให้การกระจายตัวภายในกลุ่มน้อยที่สุด แต่การกระจายตัวระหว่างกลุ่มมากที่สุดในเวลาเดียวกันดังรูปที่ 3 [2]



รูปที่ 3 ตัวอย่างการแปลง LDA แบบ 2 มิติ โดยแปลงจากปริภูมิคาร์ทีเซียน (x,y) ไปบนปริภูมิใหม่ (LD1,LD2)

กำหนดให้ S_w เป็นเมตริกซ์การกระจายภายในกลุ่ม และ S_b เป็นเมตริกซ์การกระจายระหว่างกลุ่ม โดยบรรทัดฐาน LDA ดังนี้

$$J(\mathbf{w}) = \max \left(\frac{S_b}{S_w} \right) \quad (25)$$

โดยเวกเตอร์ \mathbf{w} เป็นเวกเตอร์เจาะจงของเมตริกซ์ $S_w^{-1}S_b$ เนื่องจากเวกเตอร์เจาะจงเพียงเวกเตอร์เดียวไม่เพียงพอในการรู้จำดังนั้นกำหนดให้

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \quad \mathbf{w}_2 \quad \dots \quad \mathbf{w}_q] \quad (26)$$

โดย \mathbf{W} คือเมตริกซ์การฉายที่มีแต่ละหลักเป็นเวกเตอร์การฉาย \mathbf{w} จำนวน q เวกเตอร์ที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงของเมตริกซ์ $S_w^{-1}S_b$ ที่มากที่สุด q ค่า

หลังจากการฝึกฝนแล้วเราจะได้เมตริกซ์การฉาย \mathbf{W} ในลักษณะเดียวกับวิธี PCA การฉายหรือการสกัดคุณลักษณะสามารถทำได้ดังสมการที่ (10) เช่นเดียวกัน และการวัดระยะห่างระหว่างคู่ของเวกเตอร์คุณลักษณะใด ๆ สามารถทำได้เช่นเดียวกับ PCA ดังสมการที่ (11) และใช้หลักเกณฑ์เดียวกันกับในวิธี PCA

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Two-Dimensional Linear Discriminant Analysis (2DLDA)

เราได้เสนอ 2DLDA ขึ้นด้วยหลักการเดียวกับ 2DPCA คือ กำหนดเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมขึ้นใหม่โดยใช้เมตริกซ์ของภาพตัวอย่างแบบ 2 มิติแทนเวกเตอร์แบบ 1 มิติ กำหนดให้ \mathbf{v} เป็นเวกเตอร์คุณลักษณะ \mathbf{A} เป็นเมตริกซ์ของภาพตัวอย่าง และ \mathbf{z} คือเวกเตอร์การฉายเชิงเส้น ดังนั้นเราสามารถเขียนการแปลงเชิงเส้นได้ดังนี้

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}\mathbf{z} \quad (27)$$

โดยเราสามารถหาเวกเตอร์ \mathbf{z} ที่สอดคล้องกับบรรทัดฐานที่ทำให้เมตริกซ์การกระจายตัวระหว่างกลุ่ม (Between-class scatter matrix) \mathbf{S}_b มากที่สุด ในขณะที่เดียวกันก็ต้องทำให้เมตริกซ์การกระจายตัวภายในกลุ่ม (Within-class scatter matrix) \mathbf{S}_w มีค่าน้อยที่สุด เช่นเดียวกับบรรทัดฐานเดิมของ LDA

$$J(\mathbf{z}) = \frac{\text{tr}(\mathbf{S}_b)}{\text{tr}(\mathbf{S}_w)} \quad (28)$$

โดย \mathbf{S}_b และ \mathbf{S}_w สามารถหาได้จากสมการที่ (29) และ (30) ตามลำดับ

$$\mathbf{S}_b = \sum_{i=1}^K \text{Pr}(\omega_i) E[(E[\mathbf{v} | \omega = \omega_i] - E\mathbf{v})(E[\mathbf{v} | \omega = \omega_i] - E\mathbf{v})^T] \quad (29)$$

$$\mathbf{S}_w = \sum_{i=1}^K \text{Pr}(\omega_i) E[(\mathbf{v} - E\mathbf{v})(\mathbf{v} - E\mathbf{v})^T | \omega = \omega_i] \quad (30)$$

โดย $\text{Pr}(\omega_i)$ คือ ความน่าจะเป็นของกลุ่ม ω_i และ K คือ จำนวนกลุ่มทั้งหมดที่ใช้ฝึกฝน จากสมการที่ (28), (29) และ (30) จะได้

$$\begin{aligned}
J(\mathbf{z}) &= \frac{\text{tr} \left(\sum_{i=1}^K \text{Pr}(\omega_i) E \left[(E[\mathbf{A} | \omega = \omega_i] - E\mathbf{A}) \mathbf{z} \mathbf{z}^T (E[\mathbf{A} | \omega = \omega_i] - E\mathbf{A})^T \right) \right]}{\text{tr} \left(\sum_{i=1}^K \text{Pr}(\omega_i) E \left[(\mathbf{A} - E\mathbf{A}) \mathbf{z} \mathbf{z}^T (\mathbf{A} - E\mathbf{A})^T | \omega = \omega_i \right] \right)} \\
&= \frac{\text{tr} \left(\sum_{i=1}^K \text{Pr}(\omega_i) \mathbf{z}^T E \left[(E[\mathbf{A} | \omega = \omega_i] - E\mathbf{A})^T (E[\mathbf{A} | \omega = \omega_i] - E\mathbf{A}) \right] \mathbf{z} \right)}{\text{tr} \left(\sum_{i=1}^K \text{Pr}(\omega_i) \mathbf{z}^T E \left[(\mathbf{A} - E\mathbf{A})^T (\mathbf{A} - E\mathbf{A}) | \omega = \omega_i \right] \mathbf{z} \right)} \\
&= \frac{\text{tr}(\mathbf{z}^T \tilde{\mathbf{S}}_b \mathbf{z})}{\text{tr}(\mathbf{z}^T \tilde{\mathbf{S}}_w \mathbf{z})} \tag{31}
\end{aligned}$$

โดย

$$\tilde{\mathbf{S}}_b = \sum_{i=1}^K \frac{n_i}{K} (\bar{\mathbf{A}}_i - \bar{\mathbf{A}})^T (\bar{\mathbf{A}}_i - \bar{\mathbf{A}}) \tag{32}$$

$$\tilde{\mathbf{S}}_w = \sum_{i=1}^K \frac{n_i}{K} \sum_{\mathbf{A}_k \in \omega_i} (\mathbf{A}_k - \bar{\mathbf{A}}_i)^T (\mathbf{A}_k - \bar{\mathbf{A}}_i) \tag{33}$$

ซึ่ง \mathbf{z} สามารถหาได้จากเวกเตอร์เจาะจงของเมตริกซ์ $\tilde{\mathbf{S}}_w^{-1} \tilde{\mathbf{S}}_b$ ดังสมการที่ (34)

$$\tilde{\mathbf{S}}_b \mathbf{z} = \lambda \tilde{\mathbf{S}}_w \mathbf{z} \tag{34}$$

โดย λ คือค่าเจาะจงของเมตริกซ์ $\tilde{\mathbf{S}}_w^{-1} \tilde{\mathbf{S}}_b$ เช่นเดียวกับวิธี PCA เวกเตอร์เจาะจงเพียงเวกเตอร์เดียวไม่เพียงพอในการรู้จำ จึงต้องใช้เวกเตอร์เจาะจงจำนวนหนึ่งที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงที่มากที่สุด q ค่า โดยกำหนดให้เมตริกซ์ $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_q]$ เป็นเมตริกซ์คุณลักษณะของภาพตัวอย่าง และ $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1 \ \mathbf{z}_2 \ \dots \ \mathbf{z}_q]$ ดังการแปลงเชิงเส้น

$$\mathbf{V} = \mathbf{AZ} \tag{35}$$

ซึ่งการวัดระยะห่างทำได้แบบเดียวกับ 2DPCA

Two-Dimensional Linear Discriminant Analysis of Principal Component Vectors

เนื่องจาก 2DPCA เป็นการฉายภาพตัวอย่างไปบนปริภูมิคุณลักษณะ โดยการทำให้เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมของข้อมูลทั้งหมดมากที่สุดเท่าที่นั่น ซึ่งเป็นวิธีแบบ Unsupervised จึงไม่มีข้อมูลเกี่ยวกับกลุ่มอยู่ อาจไม่เพียงพอในการใช้แยกแยะกลุ่ม ในขณะที่เดียวกัน 2DLDA เป็นวิธีแบบ Supervised ซึ่งสามารถทำให้การกระจายตัวของข้อมูลระหว่างกลุ่มมีค่ามาก แต่ภายในกลุ่มมีค่าน้อย อย่างไรก็ตาม 2DLDA เพียงวิธีเดียวจะใช้ข้อมูลทั้งหมดเพื่อการแยกแยะกลุ่ม ในบางครั้งข้อมูลดังกล่าวไม่เหมาะสมที่จะใช้ในการแยกแยะข้อมูล เช่น บริเวณพื้นหลังของภาพ เป็นต้น แต่ในระบบที่เราเสนอขึ้นนี้ใช้ 2DPCA เพื่อลดมิติของข้อมูลที่ไม่สำคัญลงก่อน จากนั้นนำไปเป็นเมตริกซ์คุณลักษณะป้อนเข้าให้กับ 2DLDA ทำให้ประสิทธิภาพการรู้จำเพิ่มขึ้น จากสมการที่ (32) และ (33) จะเปลี่ยนเป็นสมการที่ (36) และ (37) ตามลำดับ

$$\tilde{S}_b^Y = \sum_{i=1}^K \frac{n_i}{K} (\bar{Y}_i - \bar{Y})^T (\bar{Y}_i - \bar{Y}) \quad (36)$$

$$\tilde{S}_w^Y = \sum_{i=1}^K \frac{n_i}{K} \sum_{Y_k \in \omega_i} (Y_k - \bar{Y}_i)^T (Y_k - \bar{Y}_i) \quad (37)$$

โดย

$$\bar{Y} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M Y_k \quad (38)$$

ดังนั้นการแปลงเชิงเส้นใหม่ได้โดยเมตริกซ์การฉายเชิงเส้น $L = XZ$ โดย X และ Z เป็นเมตริกซ์การฉายจากสมการที่ (18) และ (35)

$$D = AL \quad (39)$$

โดย D คือ เมตริกซ์คุณลักษณะในปริภูมิคุณลักษณะ และสามารถใช้ในการหาระยะห่างเดียวกันกับวิธี 2DPCA

Face-Specific Subspace (FSS)

ใน PCA 2DPCA หรือ BDPCA นั้นเป็นวิธีแบบ Unsupervised คือไม่มีข้อมูลเกี่ยวกับกลุ่ม และใช้ตัวอย่างทั้งหมดในการฝึกฝน เพื่อให้ได้เมตริกซ์การฉาย และปริภูมิคุณลักษณะเพียงหนึ่งเดียว ตัวอย่างทั้งหมดทั้งตัวอย่างฝึกฝน และตัวอย่างทดสอบจะถูกฉายมาบนปริภูมินี้ จากนั้นจะวัดระยะห่างกันของตัวอย่างภายในปริภูมินี้ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในกับ PCA ระบบรู้จักด้วยปริภูมีย่อยหน้าเจาะจง (Face-Specific Subspace, FSS) จึงถูกเสนอขึ้นใน [19] เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของ PCA

ดังนั้นเมื่อปริภูมีย่อยหน้าเจาะจงสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของ PCA ได้ดังนั้นควรเพิ่มประสิทธิภาพให้กับ 2DPCA และ B2DPCA ได้

ในกรณี 2DPCA กำหนดให้ G_k คือเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพของกลุ่มที่ k โดยใช้ตัวอย่างภาพในกลุ่มที่ k มาคำนวณดังนี้

$$G_k = \frac{1}{M} \sum_{A_c \in \omega_k} (A_c - \bar{A}_k)^T (A_c - \bar{A}_k) \quad (40)$$

โดย \bar{A}_k เป็นเมตริกซ์เฉลี่ยของตัวอย่างภาพในกลุ่มฝึกฝนที่ k โดยปริภูมีย่อยหน้าเจาะจงที่ k สามารถแทนได้ 3 ทูเปิลดังนี้

$$\mathfrak{H}_k^{2DPCA} = \{X_k, \bar{A}_k, d_k\} \quad (41)$$

ในทำนองเดียวกัน กรณี B2DPCA เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเชิงภาพตามแนวหลักเพื่อคำนวณเมตริกซ์การฉายของกลุ่มที่ k Z_k ได้ดังนี้

$$H_k = \frac{1}{M} \sum_{A_c \in \omega_k} (A_c - \bar{A}_k)(A_c - \bar{A}_k)^T \quad (42)$$

ดังนั้นจำนวนทูเปิลของ B2DPCA จึงเพิ่มขึ้นเป็น 5 ทูเปิลดังนี้

$$\mathfrak{H}_k^{B2DPCA} = \{Z_k, X_k, \bar{A}_k, d_k, q_k\} \quad (43)$$

กำหนดให้ A_c เป็นตัวอย่างป้อนเข้าเราสามารถหาภาพฉายของ A_c บนปริภูมีย่อยหน้าเจาะจงของกลุ่มต่าง ๆ ทั้ง k ปริภูมิได้ดังนี้

$$U_k = \begin{cases} W_k X_k; 2DPCA \\ Z_k^T W_k X_k; B2DPCA \end{cases} \quad (44)$$

โดย U_k คือภาพฉายของ A_i บนปริภูมิย่อยที่ k และ $W_k = (A_i - \bar{A}_k)$ เนื่องจากการวัดระยะห่างของภาพฉายที่อยู่ต่างปริภูมิกันทำให้เราจึงต้องทำการสร้างคืนภาพกลับมาที่ปริภูมิเดิมดังนี้

$$W_k^r = \begin{cases} U_k X_k^T; 2DPCA \\ Z_k U_k X_k^T; B2DPCA \end{cases} \quad (45)$$

โดย W_k^r คือภาพที่ได้จากการสร้างคืนของ U_k ดังนั้นเราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการสร้างคืนจากปริภูมิย่อยใด ๆ ได้ดังนี้

$$\varepsilon_k(W_k^r, A_i) = \sum_{m=1}^{m_{row}} \sum_{n=1}^{n_{col}} |w_{(m,n)_k}^r - a_{(m,n)_i}^r| \quad (46)$$

โดย ε_k คือ ค่าความผิดพลาดในการสร้างคืนจากปริภูมิย่อย k เราสามารถกล่าวได้ว่าค่าความผิดพลาดจากปริภูมิย่อยใด ให้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด

$$\varepsilon_i = \min_{1 \leq k \leq K} (\varepsilon_k) \quad (47)$$

ตัวอย่างทดสอบ A_i ดังกล่าวจะเป็นกลุ่มที่ i เราจึงสามารถใช้ค่าความผิดพลาดนี้เป็นบรรทัดฐานในการรู้จำได้ อย่างไรก็ตาม ความซับซ้อนในการคำนวณจะมากขึ้น แต่ในขณะเดียวกันเราไม่จำเป็นต้องใช้หน่วยความจำที่ใช้เก็บเมตริกซ์คุณลักษณะของตัวอย่างฝึกฝนอีกต่อไป และจำนวนครั้งในการคำนวณระยะห่างจากเดิมเท่ากับจำนวนตัวอย่างที่ใช้ฝึกฝนทั้งหมด M ครั้งเหลือเพียงเท่ากับจำนวนกลุ่ม K ครั้ง โดยสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบหน่วยความจำที่ใช้ และความซับซ้อนในการคำนวณระหว่างวิธีการ 2DPCA B2DPCA 2DPCA+FSS และ B2DPCA+FSS

วิธีการ	หน่วยความจำที่ใช้		จำนวนการฉาย		จำนวนการคำนวณระยะห่าง
	เมตริกซ์ฉาย	เมตริกซ์คุณลักษณะ	ฝึกฝน	ทดสอบ	
2DPCA	nd	mdM	M	1	M
B2DPCA	$mq+nd$	dqM	$2M$	2	M
2DPCA+FSS	ndK	0	M	$2K$	K
B2DPCA+FSS	$K(nd + mq)$	0	$2M$	$4K$	K

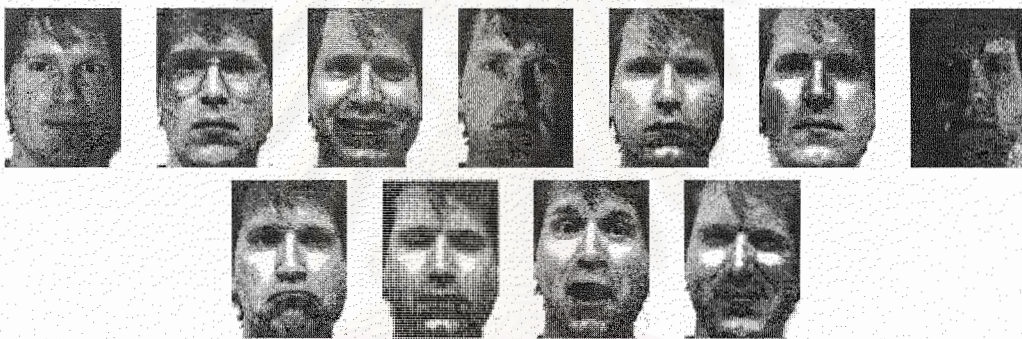
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลการทดลอง

ฐานข้อมูลที่ใช้ในการทดลองประกอบด้วย ฐานข้อมูลรู้ใบหน้าจำนวน 3 ฐานข้อมูล ได้แก่ ฐานข้อมูล Yale AR และ ORL และฐานข้อมูล MSTAR

● ฐานข้อมูล Yale

ฐานข้อมูล Yale [15] ประกอบด้วยภาพสกุล Graphic Interchange Format (GIF) ซึ่งเป็นการบีบอัดภาพแบบไม่มีการสูญเสียข้อมูลแบบ 8 บิต จำนวน 165 ภาพ โดยแบ่งออกเป็น 15 กลุ่ม แต่ละกลุ่มประกอบด้วยภาพจากบุคคลเดียวกัน 11 ภาพ แต่มีการแสดงอารมณ์รวมทั้งทิศทางที่แสดงตกระทบต่าง ๆ กัน ดังนี้ แสดงตกระทบกลางใบหน้า (center-light) สวมแว่นตา (with glasses) อารมณ์สุข (happy) แสดงตกระทบทางซ้ายของภาพใบหน้า (left-light) ไม่สวมแว่น (without glasses) ปกติ (normal) แสดงตกระทบทางขวาของภาพใบหน้า (right-light) อารมณ์เศร้า (sad) หลับตา (sleepy) ตกใจ (surprised) และ ขยิบตา (wink) ดังแสดงในรูปที่ 4 แต่ละภาพถูกตัดบริเวณ ใบหน้าด้วยมือและกำหนดขนาดใหม่เป็น 100 x 80 ตารางพิกเซล



รูปที่ 4 ตัวอย่างภาพใบหน้าจากฐานข้อมูล Yale

● ฐานข้อมูล AR

ฐานข้อมูล AR ถูกสร้างขึ้นโดย Aleix Martinez และ Robert Benavente ภายใน Computer Vision Center (CVC) ที่ U.A.B. ประกอบด้วยภาพสีจำนวนมากว่า 4,000 ภาพจาก 126 คนซึ่งเป็นผู้ชาย 70 คน และผู้หญิง 56 คน ภาพทั้งหมดเป็นภาพใบหน้าตรงที่แสดงอารมณ์ ทิศทางที่แสดงตกระทบ และ วัตถุบังบังใบหน้า (แว่นตากันแดด หรือผ้าผืนคอ) แตกต่างกัน โดยการเก็บข้อมูลของแต่ละบุคคลจะแบ่งเป็น 2 ชุด โดยแต่ละชุดมีระยะเวลาห่างกัน 2 สัปดาห์ ในการทดลองของเราจะพิจารณาเพียงกลุ่มละ 14 ภาพโดยไม่นับรวมภาพที่มีวัตถุบังบังใบหน้า จากนั้นตัด และกำหนดขนาดใหม่เป็น 100 x 80 จากนั้นเปลี่ยนเป็นภาพสีเทา 256 ระดับดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 ตัวอย่างภาพใบหน้าจากฐานข้อมูล AR

● ฐานข้อมูล ORL

ฐานข้อมูล ORL ประกอบด้วยภาพใบหน้าจาก 40 คน โดยแต่ละคนเก็บข้อมูลไว้เป็นจำนวน 10 ภาพในมุมมองที่ต่างกัน 20 องศา รวมถึงการแสดงอารมณ์ การลืมตาและหลับตาที่ต่าง ๆ กัน และบางภาพของบางคนเก็บข้อมูลที่เวลาต่างกัน ภาพทั้งหมดมีขนาด 112 x 92 ดังแสดงในรูปที่ 6

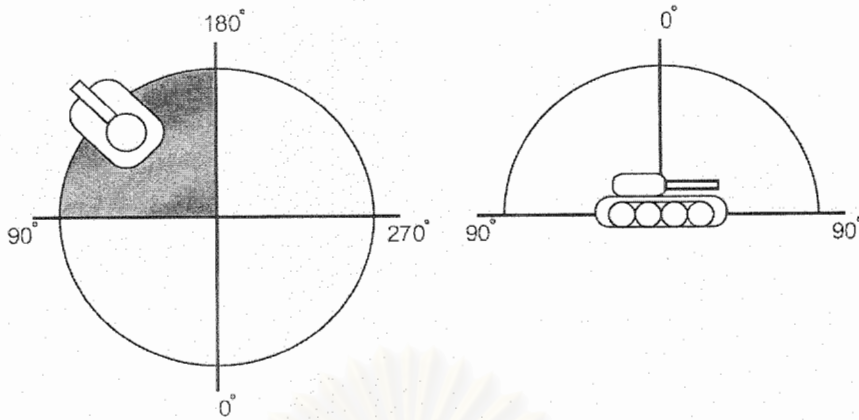


รูปที่ 6 ตัวอย่างภาพใบหน้าจากฐานข้อมูล ORL

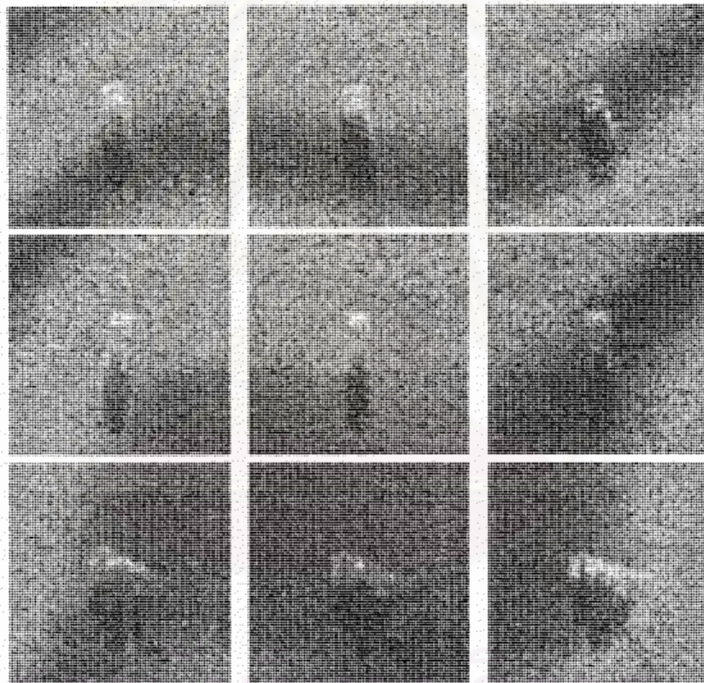
● ฐานข้อมูล MSTAR

ฐานข้อมูล MSTAR ประกอบด้วยชุดข้อมูล Synthetic Aperture Radar (SAR) ความละเอียดสูง รวบรวมโดยห้องวิจัยโปรแกรม DARPA/Wright laboratory Moving and Stationary Target Acquisition and Recognition (MSTAR) ชุดข้อมูลประกอบด้วยภาพ SAR ขนาด 128 x 128 ของรถทางทหาร 3 แบบ ได้แก่ BMP2 armored personal carriers (APCs), BTR70 APCs และ รถถัง T72 ซึ่งรูป SAR ดังกล่าวขึ้นกับการวางตัวของรถเป้าหมายที่ต่างกัน ดังนั้นการตรวจรู้ทิศทางการวางตัวของรถก่อน (มุม Aspect) ดังรูปที่ 7 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการรู้จำได้มากขึ้นซึ่งในการทดลองของเราจะทำได้ด้วยมือ ตัวอย่างรูปภาพจากฐานข้อมูล MSTAR แสดงดังรูปที่ 8 โดยภาพทั้งหมดถูกตัดเอาเฉพาะบริเวณกลางภาพขนาด 80 x 80 ตารางพิกเซล

ตารางที่ 2 แสดงชุดฝึกฝน และตารางที่ 3 แสดงชุดทดสอบ



รูปที่ 7 ภาพซ่ายคือมุม Aspect และภาพขวาคือมุม Depression



รูปที่ 8 ตัวอย่างภาพ SAR จากฐานข้อมูล MSTAR โดยแถวบนเป็นรถ BMP2 armored personal carriers (APCs) แถวกลางเป็นรถ BTR70 APCs และแถวล่างเป็นรถถัง T72

ตารางที่ 2 ชุดฝึกฝนของฐานข้อมูล MSTAR

ชนิดของรถ	หมายเลขรถ	หมายเลขซีเรียล	มุม Depression (องศา)	จำนวนภาพ
BMP2	1	9563	17	233
	2	9566		231
	3	C21		233
BTR70	1	C71	17	233
T72	1	132	17	232
	2	812		231
	3	S7		228
รวม	-	-	17	1,621

ตารางที่ 3 ชุดทดสอบของฐานข้อมูล MSTAR

ชนิดของรถ	หมายเลขรถ	หมายเลขซีเรียล	มุม Depression (องศา)	จำนวนภาพ
BMP2	1	9563	15	195
	2	9566		196
	3	C21		196
BTR70	1	C71	15	196
T72	1	132	15	196
	2	812		195
	3	S7		191
รวม	-	-	15	1,365

การทดลองที่ 1 ประสิทธิภาพของระบบรู้จำใบหน้าด้วยวิธีการ 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA

ตารางที่ 4 และตารางที่ 5 แสดงการเปรียบเทียบวิธีการ 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA ณ จุดที่มีประสิทธิภาพการรู้จำมากที่สุดบนฐานข้อมูล Yale และ ORL โดยพบว่าเมตริกซ์คุณลักษณะของ 2DPCA มีขนาด 100×23 เมตริกซ์คุณลักษณะของ 2DLDA มีขนาด 100×14 และเมตริกซ์คุณลักษณะของ 2DPCA+2DLDA มีขนาด 100×7 ซึ่งวิธี 2DPCA+2DLDA มีมิติของเมตริกซ์คุณลักษณะขนาดเล็กที่สุด และใช้เวลาทั้งฝึกฝนและทดสอบน้อยที่สุดบนฐานข้อมูล Yale และยังให้ความถูกต้องในการรู้จำมากที่สุด ในขณะที่เดียวกัน 2DPCA+2DLDA ที่ทดสอบบนฐานข้อมูล ORL ก็ให้ความถูกต้องในการรู้จำที่สูงสุดเช่นกัน โดยมีมิติของเมตริกซ์คุณลักษณะเท่ากับของ 2DPCA แต่ใช้เวลามากกว่า 2DPCA เพียงไม่มาก อัตราการรู้จำของ 2DLDA บนฐานข้อมูล ORL มีค่าน้อยลงตามสมมติฐานที่ว่า 2DLDA จะนำข้อมูลที่ไม่มีนัยในการแยกแยะกลุ่มมาใช้ในการแยกแยะ แต่เมื่อนำ 2DPCA มาเป็นตัวสกัดคุณลักษณะก่อนป้อนเข้า 2DLDA พบว่าสามารถเพิ่มอัตราการรู้จำได้ดียิ่งขึ้นจริง

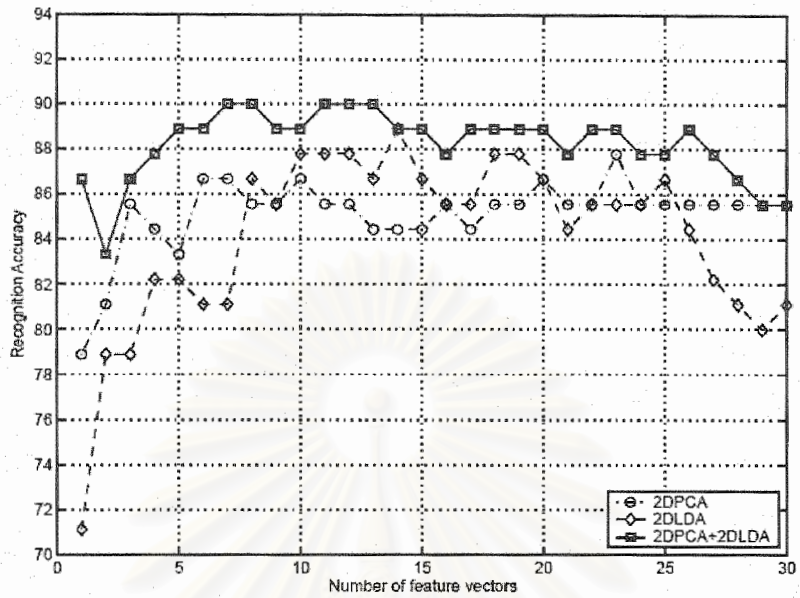
รูปที่ 9 และรูปที่ 10 แสดงความถูกต้องในการรู้จำเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนค่าเจาะจงที่ใช้ในการหาเวกเตอร์เจาะจงหรือ d แต่เนื่องจากอัตราการรู้จำของ 2DPCA+2DLDA ขึ้นกับจำนวนค่าเจาะจงที่ใช้ทั้ง 2DPCA และ 2DLDA ดังนั้นเส้นกราฟที่แสดงของ 2DPCA+2DLDA จึงเป็นเส้นกราฟที่แสดงจุดสูงสุดของกราฟในรูปที่ 11 และรูปที่ 12

ตารางที่ 4 การเปรียบเทียบความถูกต้องในการรู้จำของวิธีการ 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA บนฐานข้อมูล Yale

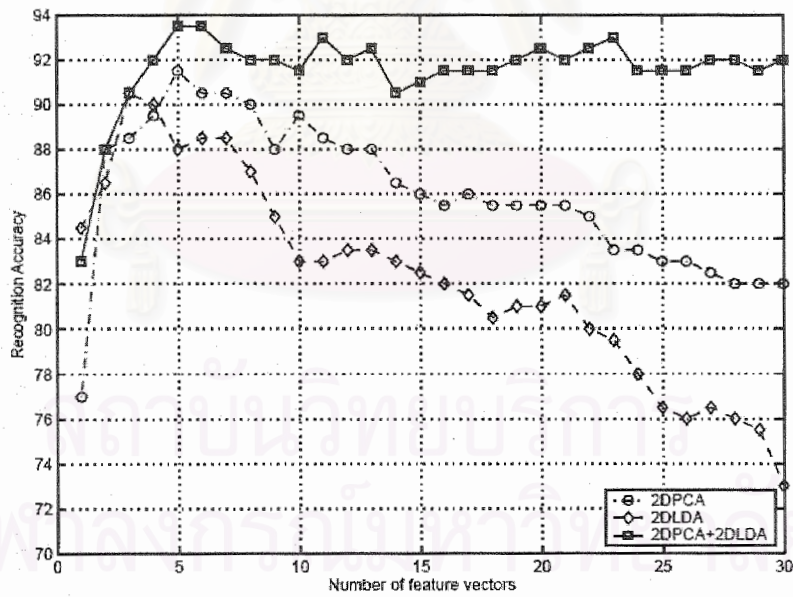
วิธีการ	ความถูกต้อง (%)	d	q	มิติ	เวลา (วินาที)		
					ฝึกฝน	ทดสอบ	ทั้งหมด
2DPCA	87.78	23	-	100×23	0.17 (1)	3.14 (1)	3.31 (1)
2DLDA	88.89	-	14	100×14	0.16 (0.94)	1.94 (0.62)	2.10 (0.63)
2DPCA+2DLDA	90.00	21	7	100×7	0.24 (1.14)	1.01 (0.32)	1.25 (0.38)

ตารางที่ 5 การเปรียบเทียบความถูกต้องในการรู้จำของวิธีการ 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA บนฐานข้อมูล ORL

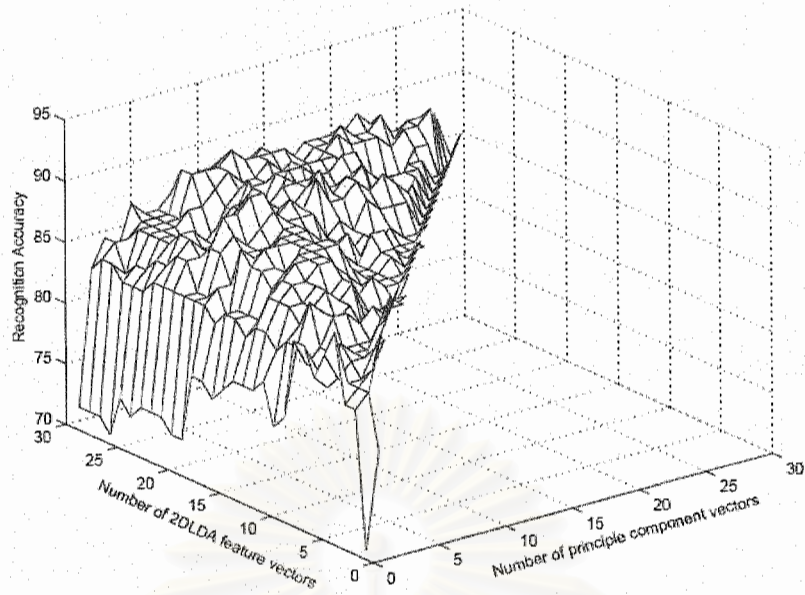
วิธีการ	ความถูกต้อง (%)	d	q	มิติ	เวลา (วินาที)		
					ฝึกฝน	ทดสอบ	ทั้งหมด
2DPCA	91.50	5	-	112×5	0.33 (1)	4.33 (1)	4.69 (1)
2DLDA	90.50	-	3	112×3	0.50 (1.51)	2.75 (0.64)	3.28 (0.7)
2DPCA+2DLDA	93.50	14	5	112×5	0.64 (1.94)	4.33 (1)	5.22 (1.07)



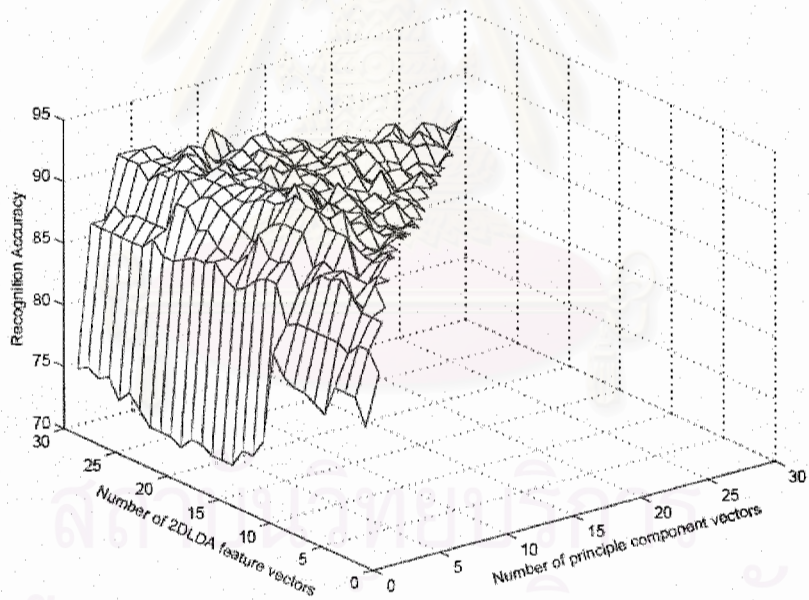
รูปที่ 9 ความถูกต้องในการรู้จำของวิธี 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA บนฐานข้อมูล Yale



รูปที่ 10 ความถูกต้องในการรู้จำของวิธี 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA บนฐานข้อมูล ORL



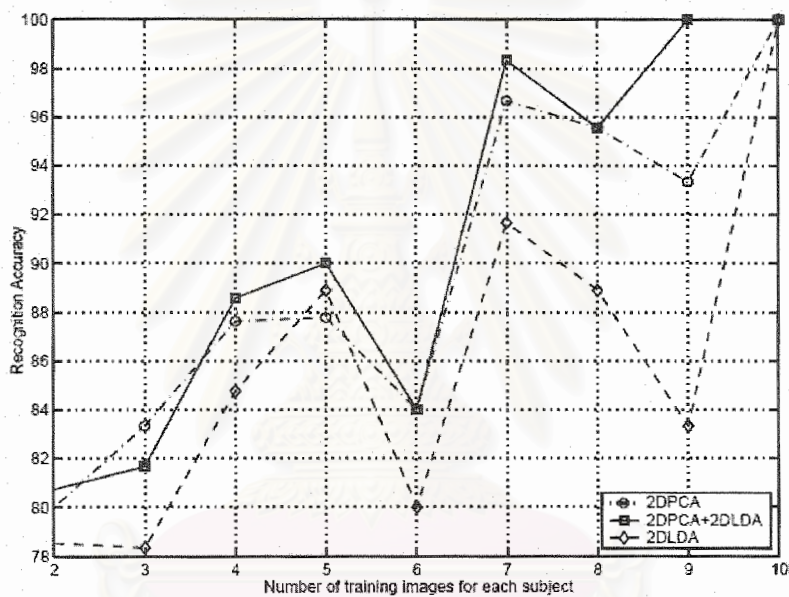
รูปที่ 11 ความถูกต้องในการรู้จำของวิธี 2DPCA+2DLDA เทียบกับจำนวนเวกเตอร์คุณลักษณะของ 2DLDA และ 2DPCA บนฐานข้อมูล Yale



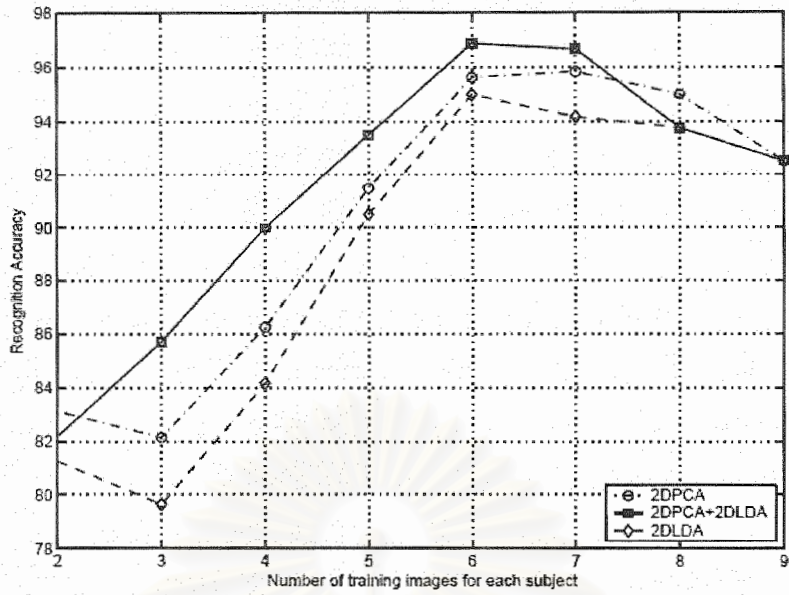
รูปที่ 12 ความถูกต้องในการรู้จำของวิธี 2DPCA+2DLDA เทียบกับจำนวนเวกเตอร์คุณลักษณะของ 2DLDA และ 2DPCA บนฐานข้อมูล ORL

การทดลองที่ 2 ประสิทธิภาพของระบบรู้จำใบหน้าด้วยวิธีการ 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนตัวอย่างในการฝึกฝน

บนฐานข้อมูล Yale ทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนตัวอย่างฝึกฝนตั้งแต่ 2 ถึง 10 โดยภาพทดสอบที่ใช้คือภาพที่ไม่ได้ใช้ในการฝึกฝน ในขณะที่เดียวกันบนฐานข้อมูล ORL ทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนตัวอย่างฝึกฝนตั้งแต่ 2 ถึง 9 โดยภาพทดสอบที่ใช้คือภาพที่ไม่ได้ใช้ในการฝึกฝน ได้ดังรูปที่ 13 และรูปที่ 14 ตามลำดับ



รูปที่ 13 ความถูกต้องในการรู้จำของวิธี 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนใบหน้าที่ใช้ฝึกฝนในแต่ละกลุ่มบนฐานข้อมูล Yale



รูปที่ 14 ความถูกต้องในการรู้จำของวิธี 2DPCA 2DLDA และ 2DPCA+2DLDA เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนใบหน้าที่ใช้ฝึกฝนในแต่ละกลุ่มบนฐานข้อมูล ORL

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

การทดลองที่ 3 ประสิทธิภาพของระบบรู้จำใบหน้าด้วยวิธีการปริภูมิย่อยเจาะจงหน้าเปรียบเทียบกับ 2DPCA B2DPCA 2DPCA+FSS และ B2DPCA+FSS

ประยุกต์ใช้วิธีปริภูมิย่อยเจาะจงหน้ากับ 2DPCA และ B2DPCA บนฐานข้อมูล Yale AR และ MSTAR ได้ผลดังตารางที่ 6 ตารางที่ 7 และตารางที่ 8 โดย d และ q คือจำนวนค่าเจาะจงที่ใช้ในแนวแถว และหลัก ตามลำดับ โดยใช้ฐานข้อมูล MSTAR ใช้ข้อมูลเชิงขนาดมาสร้างเป็นภาพแล้วทำการตรวจรู้ตำแหน่งการวางตัวของรถด้วยมือ โดยแบบเป็นช่วงช่วงละ 5 10 15 20 30 และ 40 องศา

ตารางที่ 6 การเปรียบเทียบความถูกต้องในการรู้จำของวิธีการ 2DPCA B2DPCA 2DPCA+FSS และ B2DPCA+FSS บนฐานข้อมูล Yale

วิธีการ	ความถูกต้อง (%)	d	q	มิติ
2DPCA	87.78	5	-	100 x 5
B2DPCA	92.22	23	22	22 x 23
2DPCA+FSS	92.22	5	-	100 x 5
B2DPCA+FSS	94.44	1	1	1 x 1

ตารางที่ 7 การเปรียบเทียบความถูกต้องในการรู้จำของวิธีการ 2DPCA B2DPCA 2DPCA+FSS และ B2DPCA+FSS บนฐานข้อมูล AR

วิธีการ	ความถูกต้อง (%)	d	q	มิติ
2DPCA	54.49	5	-	100 x 5
B2DPCA	55.45	23	22	22 x 23
2DPCA+FSS	56.41	5	-	100 x 5
B2DPCA+FSS	59.46	1	1	1 x 1

ตารางที่ 8 การเปรียบเทียบความถูกต้องในการรู้จำของวิธีการ 2DPCA B2DPCA 2DPCA+FSS และ B2DPCA+FSS ที่ช่วงมุมต่าง ๆ บนฐานข้อมูล MSTAR

วิธีการ	ช่วงมุม (องศา)	ความถูกต้อง (%)	d	q
2DPCA	5	98.28	5	-
	10	98.35	5	-
	15	98.73	5	-
	20	98.57	5	-
	30	98.66	5	-
	40	98.24	5	-
B2DPCA	5	98.24	5	10
	10	98.14	5	10
	15	98.14	5	10
	20	98.15	5	10
	30	98.35	5	10
	40	97.62	5	10
2DPCA+FSS	5	93.10	5	-
	10	94.57	5	-
	15	94.22	5	-
	20	93.14	5	-
	30	90.22	5	-
	40	86.62	5	-
B2DPCA+FSS	5	94.54	5	10
	10	95.93	5	10
	15	95.60	5	10
	20	93.80	5	10
	30	91.82	5	10
	40	88.16	5	10

สรุปผลการทดลอง

เราได้เสนอวิธีการใหม่ขึ้นมาดังนี้

- Two-Dimensional Linear Discriminant Analysis (2DLDA)
- Two-Dimensional Linear Discriminant Analysis of Principal Component Vectors (2DPCA+2DLDA)
- Face-Specified Subspace based Two-Dimensional Principal Component Analysis (2DPCA+FSS)
- Face-Specified Subspace Bilateral-projection based Two-Dimensional Principal Component Analysis (B2DPCA+FSS)

จากการทดลองพบว่า ระบบรู้จำใบหน้าแบบ 2DPCA+2DLDA มีประสิทธิภาพในการรู้จำเพิ่มขึ้น และใช้เวลาในการรู้จำเพิ่มขึ้นไม่มาก รวมถึงสามารถลดจำนวนขนาดมิติของเมตริกซ์คุณลักษณะลงได้อีก โดยการใช้ 2DLDA ที่เสนอขึ้นใหม่เป็นตัวแยกประเภทหลังจากสกัดคุณลักษณะด้วย 2DPCA มาก่อน

ระบบรู้จำที่ใช้ปริภูมิย่อยเจาะจงเชิงภาพที่ใช้ 2DPCA และ B2DPCA สามารถเพิ่มอัตราการเรียนรู้จากรู้อบบฐานข้อมูล Yale และ AR ได้ แต่กลับทำให้อัตราการเรียนรู้จบบนฐานข้อมูล MSTAR มีค่าน้อยลง ทั้งนี้เนื่องมาจากจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการฝึกฝนในแต่ละกลุ่มมีมากอยู่แล้วทำให้การประมาณค่าของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมของ 2DPCA และ B2DPCA ทำได้ดีกว่า แต่วิธีการที่ใช้ปริภูมิย่อยเจาะจงเชิงภาพเหมาะกับข้อมูลที่มีจำนวนตัวอย่างที่ใช้ฝึกฝนน้อย

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3. ส่วนที่จะดำเนินการต่อไป

3.1. ศึกษาการรู้จำใบหน้าเพิ่มเติม

รายการอ้างอิง

- [1] <http://web.media.mit.edu/~tristan/phd/dissertation/chapter5.html>
- [2] <http://www.dtreg.com/lda.htm>
- [3] L. Sirovich and M. Kirby, Low-dimensional procedure for characterization of human faces," J. Optical Soc. Am., vol.4, pp.519-524, 1987.
- [4] M. Turk and A. Pentland, Eigenfaces for recognition," J. of Cognitive Neuroscience, vol.3, no.1, pp.71-86, 1991.
- [5] P.N. Belhumeur, J.P. Hespanha, and D.J. Kriegman, Eigenfaces vs. Fisherfaces: Recognition using class specific linear projection," IEEE Trans. Pattern Anal. and Mach. Intell., vol.19, pp.711-720, July 1997.
- [6] W. Zhao, R. Chellappa, and A. Krishnaswamy, Discriminant analysis of principle components for face recognition," Japan, IEEE 3rd Inter. Conf. on Automatic Face and Gesture Recognition, 1998.
- [7] W. Zhao, R. Chellappa, and N. Nandhakumar, Empirical performance analysis of linear discriminant classifiers," CVPR, pp.164-171, IEEE Computer Society, 1998.
- [8] K. Fukunaga, Introduction to Statistical Pattern Recognition, second ed., Academic Press, 1990.
- [9] L. Chen, H. Liao, M. Ko, J. Lin, and G. Yu, A new LDA based face recognition system which can solve the small sample size problem," Pattern Recognition, vol.33, no.10, pp.1713-1726, 2000.
- [10] J. Lu, K.N. Plataniotis, and A.N. Venetsanopoulos, Regularized discriminant analysis for the small sample size problem in face recognition," Pattern Recogn. Lett., vol.24, no.16, pp.3079-3087, 2003.
- [11] R. Huang, Q. Liu, H. Lu, and S. Ma, Solving the small sample size problem of LDA," Pattern Recognition, vol.3, pp.29-32, 2002.
- [12] J. Yang, D. Zhang, A.F. Frangi, and J. Yu Yang, Two-dimensional PCA: A new approach to appearance-based face representation and recognition," IEEE Trans. Pattern Anal. and Mach. Intell., vol.26, pp.131-137, Jan. 2004.
- [13] J. Ye, R. Janardan, and Q. Li, Two-dimensional linear discriminant analysis," in Advances in Neural Information Processing Systems 17, ed. L.K. Saul, Y. Weiss, and L. Bottou, pp.1569-1576, MIT Press, Cambridge, MA, 2005.

- [14]J. Yang and J.Y. Yang, From image vector to matrix: A straightforward image projection technique IMPCA vs. PCA," Pattern Recognition, vol.35, no.9, pp.1997-1999, 2002.
- [15]Yale, The Yale face database," 1997. Available from <http://cvc.yale.edu/projects/yalefaces/yalefaces.html>.
- [16]ORL, The ORL face database at the AT&T (Olivetti) research laboratory," 1992. Available from <http://www.cl.cam.ac.uk/Research/DTG/attarchive/facedatabase.html>.
- [17]D. Zhang and Z.H. Zhou, (2D)²PCA: 2-directional 2-dimensional PCA for efficient face representation and recognition," Neurocomputing, 2005.
- [18]H. Kong, X. Li, L. Wang, E.K. Teoh, J.G. Wang, and R. Venkateswarlu, Generalized 2D principal component analysis," IEEE International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN), 2005.
- [19]S. Shan, W. Gao, and D. Zhao, Face recognition based on face-specific subspace," International Journal of Imaging Systems and Technology, vol.13, no.1, pp.23-32, 2003.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 5

เรื่อง ระบบโทรคมนาคมไร้สายยุคต่อไปปีที่ 4 : การสื่อสารไร้สายแบบแถบกว้างมาก (Ultra wideband)

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ.ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล

วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. สรุป และตีพิมพ์งานวิจัยเกี่ยวกับเครื่องรับในระบบ MC-CDMA
2. ศึกษาข้อดีข้อเสีย ข้อได้เปรียบเสียเปรียบของเทคโนโลยี Ultra Wideband
3. ศึกษารูปแบบต่าง ๆ ของเทคโนโลยี Ultra Wideband
4. ศึกษาความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติและในทางธุรกิจของเทคโนโลยี Ultra Wideband
5. พัฒนาซอฟต์แวร์สำหรับจำลองระบบการสื่อสารแบบ Ultra Wideband

แนวเหตุผล

จากการวิจัยในระยะก่อนหน้า กลุ่มวิจัยได้ประสบความสำเร็จในการวิจัยระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MC-CDMA (Multicarrier Code Division Multiple Access) เป็นอย่างดี ดังนั้นตั้งแต่ช่วงปลายของงานวิจัยในระยะก่อนหน้าจนถึงช่วงต้นของงานวิจัยในระยะนี้จึงมุ่งเน้นไปที่การสรุปงานวิจัยที่ได้ทำมาเขียนรายงานวิจัย และตีพิมพ์ผลงานในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ สำหรับงานวิจัยในระยะปัจจุบันกลุ่มวิจัยยังคงมีงานวิจัยต่อเนื่องสำหรับระบบ MC-CDMA ในบางหัวข้อที่ยังทำงานวิจัยไม่เสร็จสิ้น แต่ได้เปลี่ยนเป้าหมายหลักไปมุ่งเน้นระบบการสื่อสารไร้สายประเภทใหม่คือระบบแถบความถี่กว้างมาก (Ultra-Wideband; UWB)

ระบบ UWB ไม่ได้เป็นระบบที่เกิดขึ้นมาใหม่แต่อย่างใด ทว่าตั้งแต่ที่ FCC ของประเทศสหรัฐอเมริกา ได้อนุญาตการใช้งานระบบ UWB ซึ่งใช้แถบความถี่กว้างมากโดยมีกำลังส่งสัญญาณต่ำ (ตามที่ FCC กำหนด) โดยไม่จำเป็นต้องได้รับใบอนุญาต ตั้งแต่ปี ค.ศ. 2002 เป็นต้นมา ระบบ UWB ก็ได้รับความสนใจอย่างมากจากหลาย ๆ ฝ่าย ทั้งงานวิจัยในมหาวิทยาลัย และภาคเอกชน กลุ่มวิจัยของเราจึงตัดสินใจตามคิดระบบ UWB นี้เพื่อให้สามารถตามทันเทคโนโลยีใหม่ที่คาดว่าจะมีผลกระทบอย่างมากต่อธุรกิจในอนาคตอันใกล้

ระบบ UWB คือการระบบรับส่งสัญญาณแบบไร้สายที่ใช้แถบความถี่ต่อเนื่องไม่น้อยกว่า 500 MHz หรือมี Fractional Bandwidth ไม่น้อยกว่า 20% ค่า Fractional Bandwidth คือ อัตราส่วนระหว่าง -10 dB Bandwidth กับค่าความถี่กลาง (Central Frequency) จากคำจำกัดความดังกล่าว ถ้าหากความถี่กลางมีค่ามากกว่า 2.5 GHz แล้ว ค่า Fractional Bandwidth จะมีค่ามากกว่า 500 MHz ระบบส่ง UWB มีพื้นฐานอยู่บนรูปคลื่นที่มีช่วงเวลาสั้นมาก (Ultra Short Waveform) ในระดับของ nanosecond ไม่จำเป็นต้องใช้คลื่นพาห้

รูปไซน์ (Sine-Wave Carriers) ดังนั้นระบบ UWB จึงไม่ต้องการกระบวนการ IF และทำงานที่ Baseband โดยตรง

กลุ่มงานวิจัยย่อย

งานวิจัยนี้ได้แบ่งออกเป็นกลุ่มงานวิจัยย่อย เพื่อศึกษารายละเอียดในแต่ละรายละเอียดย่อย ๆ ที่สำคัญ ได้แก่

1. งานวิจัยด้านแก้ปัญหา Frequency offset ในช่องสัญญาณขากลับของระบบ MC-CDMA (นายสุวิทย์ คุนารัตนพฤกษ์)
2. งานวิจัยด้านการออกแบบเครื่องรับส่งที่เหมาะสมที่สุดสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นใน MC-CDMA หลายผู้ใช้ (นายประจักษ์ แซ่ตั้ง)
3. งานวิจัยศึกษาระบบ Ultra Wideband (นายสุวิทย์ คุนารัตนพฤกษ์ นส.วิไลพร แซ่ลี นายนที เรืองจิระฐพร นายกนกพล ชัยวรวิทย์กุล นาย โชติวิทย์ เตชะบัญญัติ)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

1. งานวิจัยด้านแก้ปัญหา Frequency Offset ในช่องสัญญาณขากลับของระบบ MC-CDMA

1.1 วัตถุประสงค์ของงานวิจัยย่อย

1. ศึกษาปัญหาในทางปฏิบัติ รูปแบบการกำหนดความถี่ย่อย สำหรับแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูลขนาน
2. เปรียบเทียบเครื่องรับที่นำเสนอกับเครื่องรับชนิดอื่นที่มีผู้เสนอมาในอดีต
3. ตีพิมพ์ผลงานในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

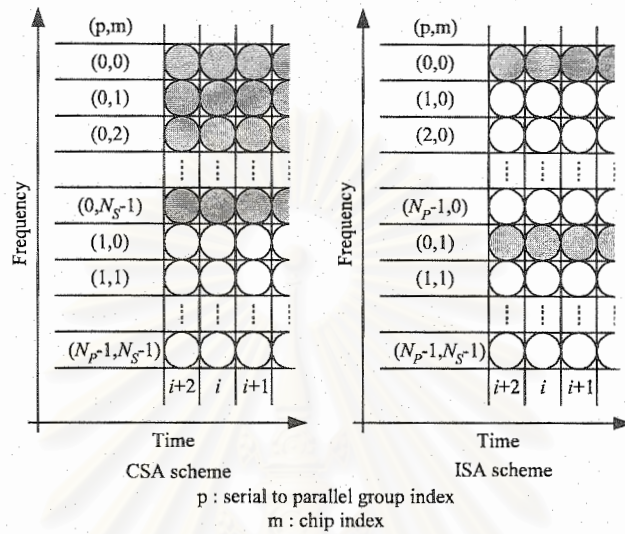
1.2 การศึกษางานวิจัยในอดีต

ในอดีต งานวิจัยเกี่ยวกับช่องสัญญาณขากลับของระบบ MC-CDMA ภายใต้สภาวะที่มี Frequency Offset นั้นมีน้อยมาก งานที่เกี่ยวข้องส่วนมากจะพิจารณาระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นหลัก ทั้งนี้ระบบ MC-CDMA มีความแตกต่างจากระบบ OFDM ในหลายแง่มุม ยกตัวอย่างเช่น ในระบบ OFDM ผู้ใช้แต่ละคนจะใช้คลื่นพาห้ย่อยแตกต่างกัน การแบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนใช้หลักการของการแบ่งแยกทางความถี่เป็นหลัก ในขณะที่ระบบ MC-CDMA นั้นผู้ใช้ทุกคนใช้แถบความถี่ร่วมกัน การแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนทำโดยใช้รหัสแผ่

การแก้ปัญหา Frequency Offset ในฝั่งขาไปมีงานวิจัยมาเป็นเวลาช้านาน และสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยง่ายเพราะสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมีค่า Frequency Offset เท่ากัน ในช่องสัญญาณฝั่งขากลับ สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะมี Frequency Offset ไม่เท่ากัน การแก้ไข Frequency Offset สำหรับผู้ใช้คนหนึ่งในระบบ MC-CDMA อาจจะไปทำให้สัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่ไม่มี Frequency Offset เกิดมี Frequency Offset ขึ้น สำหรับระบบ OFDM นั้น การแก้ปัญหาในฝั่งขากลับสามารถทำได้โดยง่าย เพราะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนแบ่งแยกกันทางความถี่อย่างชัดเจน เมื่อแบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนแล้ว สามารถประยุกต์ใช้เทคนิคที่มีผู้เสนอในอดีตสำหรับฝั่งขาไปได้โดยง่าย

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องจริง ๆ มีเพียงงานของ Takyu ซึ่งได้นำเสนอในงานประชุมเมื่อปี ค.ศ. 2003 (O. Takyu, T. Ohtsuki, and M. Nakagawa, "Frequency offset compensation with MMSE-MUD for multi-carrier CDMA in quasi-synchronous uplink," IEEE ICC 2003, vol. 4, pp.2485-2489, May 2003) และได้ตีพิมพ์ลงในวารสารวิชาการในปี ค.ศ. 2004 (O. Takyu, T. Ohtsuki, and M. Nakagawa, "Frequency offset compensation with MMSE-MUD for multi-carrier CDMA in quasi-synchronous uplink," IEICE Trans. Commun., vol. W87-B, no. 6, pp. 1495-1504, June 2004) งานดังกล่าวพิจารณาเพียงแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบอิสระ (Independent Fading Channel) ซึ่งต่างจากช่องสัญญาณในความเป็นจริง และพิจารณาการจัดสรรช่องความถี่ย่อยแบบต่อเนื่อง (Continuous Subcarrier Assignment; CS) เท่านั้น ในขณะที่ระบบทั่วไปในทางปฏิบัตินั้นใช้การจัดสรรความถี่ย่อยแบบสลับ (Interleaved Subcarrier Scheme; IM) เพื่อให้ได้ความหลากหลาย (Diversity) ทางความถี่สูงที่สุด นอกจากนี้งานดังกล่าวยังพิจารณาเฉพาะเครื่องรับแบบเชิงเส้น และนำเสนอการลดความซับซ้อนของเครื่องรับแบบเชิงเส้น ด้วยการให้เครื่องรับ

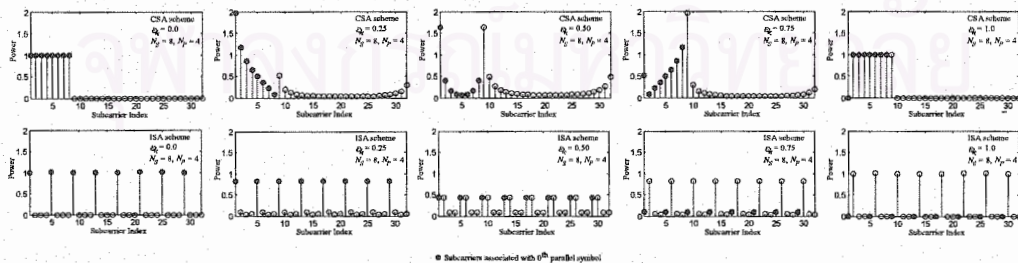
สำหรับสัญลักษณ์ข้อมูลหนึ่ง ๆ สนใจเฉพาะช่องความถี่ที่สัมพันธ์กับสัญลักษณ์ข้อมูลนั้น ๆ เท่านั้น ซึ่งวิธีการดังกล่าวไม่สามารถนำมาประยุกต์กับระบบที่มีการจัดสรรความถี่แบบสลับได้



รูปที่ 1.1 การจัดสรรคลื่นพาห่อยแบบ CSA และ ISA

1.3 ผลกระทบจาก Frequency Offset และการจัดสรรคลื่นพาห่อย

กลุ่มวิจัยได้ทำการวิเคราะห์ระบบที่พิจารณาในทางคณิตศาสตร์ พบว่า Frequency Offset ทำให้เกิดการกระจายของพลังงานในแต่ละคลื่นพาห่อยไปยังคลื่นพาห่อยอื่น ๆ โดยเมื่อแบ่ง Frequency Offset ออกเป็นส่วนจำนวนเต็ม และส่วนย่อย ส่วนที่เป็นจำนวนเต็มจะทำให้เกิดการหมุนของคลื่นพาห่อย แต่ส่วนย่อยจะทำให้เกิดการกระจายไปในทุก ๆ คลื่นพาห่อย เช่น Frequency Offset 1.0 จะทำให้เกิดการหมุนของคลื่นพาห่อยไป 1 หน่วย โดยไม่เกิดการกระจายไปยังคลื่นพาห่อยอื่น ๆ ในขณะที่ Frequency Offset 1.6 จะทำให้เกิดทั้งการหมุนและการกระจายของพลังงานไปยังคลื่นพาห่อยอื่น ๆ



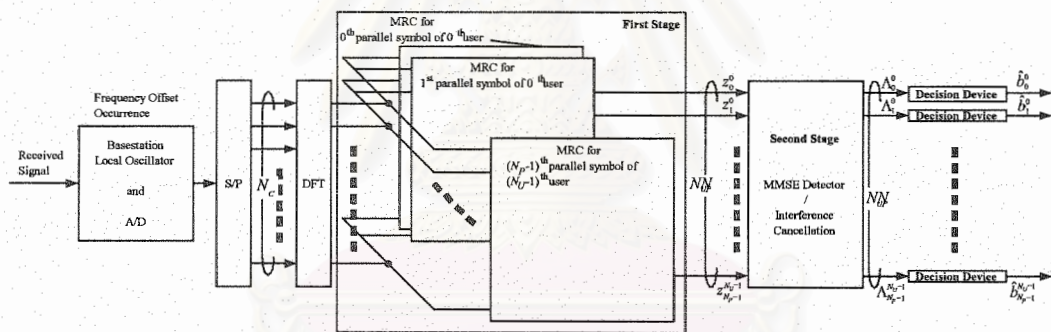
รูปที่ 1.2 การกระจายของพลังงานเนื่องจาก Frequency Offset

จากรูปที่ 1.2 จะสังเกตเห็นได้ว่าการกำหนดคลื่นพาห่อย่อยแบบ CS พลังงานของแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูล จะกระเจิงไปอยู่ในคลื่นพาห่อย่อยของสัญลักษณ์ข้อมูลอื่น น้อยกว่าการกำหนดคลื่นพาห่อย่อยแบบ IM ทั้งนี้ เป็นเพราะว่าคลื่นพาห่อย่อยของแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูลจะอยู่ติดกันในแบบ CS ดังนั้นงานของ Takyu ในอดีต จึงเสนอใช้วิธี CS และกระจายการกระจายของพลังงานไปยังคลื่นพาห่อย่อยอื่น ๆ เพื่อลดความซับซ้อนของ เครื่องรับ

1.4 แนวความคิดใหม่

จากการศึกษาผลกระทบของ Frequency Offset ที่ทำให้เกิดการกระจายของพลังงานไปยังคลื่นพาห่อย่อยอื่น ๆ ทำให้เห็นถึงจุดอ่อนของเครื่องรับที่ถูกนำเสนอมาในอดีตที่กระจายพลังงานที่กระจัดกระจายไป ทำให้สูญเสียอัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio; SNR) เป็นผลให้ สมรรถนะต่ำลง ในงานวิจัยของกลุ่มวิจัยจึงได้มุ่งเน้นพัฒนาเครื่องรับชนิดใหม่ที่มีความซับซ้อนใกล้เคียง หรือน้อยกว่าเครื่องรับในอดีต และสามารถรวบรวมพลังงานที่กระจัดกระจายออกไปได้ดีกว่า

กลุ่มวิจัยจึงได้นำเสนอเครื่องรับชนิดใหม่ ที่มีโครงสร้างแบบ 2 ส่วน ดังรูปที่ 1.3 โดยส่วนแรกทำหน้าที่รวบรวมพลังงานที่กระจัดกระจายไปทั้งหมด และส่วนที่สองทำหน้าที่ลดสัญญาณแทรกสอดแบบหลาย ผู้ใช้ (Multiple Access Interference; MAI)



รูป 1.3 โครงสร้างเครื่องรับที่นำเสนอใหม่

โครงสร้างดังกล่าวนอกจากจะมีสมรรถนะในการรวบรวมพลังงานที่กระจัดกระจายไปได้ดีกว่าแล้ว มันยัง ทำให้สามารถนำเทคนิค Multi User Detection (MUD) ที่มีผู้เสนอในอดีตมาใช้ได้อย่างหลากหลาย ทั้งแบบ ที่เป็นเชิงเส้น และแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น การที่สามารถนำเทคนิคแบบไม่เป็นเชิงเส้นมาใช้ได้ ทำให้สามารถ ลดความซับซ้อนของเครื่องรับไปได้อย่างมากในขณะที่ยังคงสมรรถนะในระดับเดิม

1.5 การลดความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอใหม่

ในกรณีที่ใช้เทคนิคแบบไม่เป็นเชิงเส้น เครื่องรับที่นำเสนอใหม่จะมีความซับซ้อนน้อย แต่กรณีที่ ใช้เครื่องรับแบบเชิงเส้นประเภท MMSE การประมวลผลแบบเต็มรูปแบบจะทำให้เครื่องรับที่นำเสนอใหม่

มีความซับซ้อนสูง ดังนั้นกลุ่มวิจัยจึงได้นำเสนอวิธีการลดความซับซ้อนในลักษณะคล้ายกับเครื่องรับแบบเดิม โดยในส่วนของที่ทำหน้าที่ลดสัญญาณแทรกสอด จะแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ หลาย ๆ ส่วน แต่ละส่วนจะทำหน้าที่รับข้อมูลของ 1 สัญลักษณ์ขนาน (Parallel Symbol) เท่านั้น กลุ่มวิจัยตั้งชื่อโครงสร้างใหม่นี้ว่า Per Parallel Symbol MMSE (PPS-MMSE) นอกจากนี้กลุ่มวิจัยยังเสนอวิธีลดความซับซ้อนเพิ่มเติม โดยการละเลยพจน์ที่มีผลกระทบไม่มากแต่ต้องการการคำนวณสูง กลุ่มวิจัยเรียกโครงสร้างหลังนี้ว่า Simplified PPS-MMSE

เมื่อเปรียบเทียบโครงสร้างลดความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอใหม่กับเครื่องรับแบบเดิมแล้วพบว่า โครงสร้าง Simplified PPS-MMSE จะมีความซับซ้อน น้อยกว่าหรือเท่ากับเครื่องรับแบบเดิม สำหรับโครงสร้างแบบ PPS-MMSE นั้นกรณีที่มีการใช้งานเต็มความจุของเครือข่ายจะมีความซับซ้อนสูงกว่าเครื่องรับแบบเดิมเล็กน้อย แต่ในกรณีที่ใช้งานเพียงบางส่วนจะมีความซับซ้อนน้อยกว่ามาก ทั้งนี้ในสภาวะการทำงานจริง ระบบเครือข่ายโดยปกติจะไม่ถูกใช้เต็มความจุ เนื่องจากข้อจำกัดเกี่ยวกับการประกันคุณภาพการรับส่งสัญญาณ ดังนั้นเครื่องรับที่นำเสนอใหม่จึงมีแนวโน้มสูงที่จะมีความซับซ้อนน้อยกว่าเครื่องรับแบบเดิม

1.6 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอใหม่

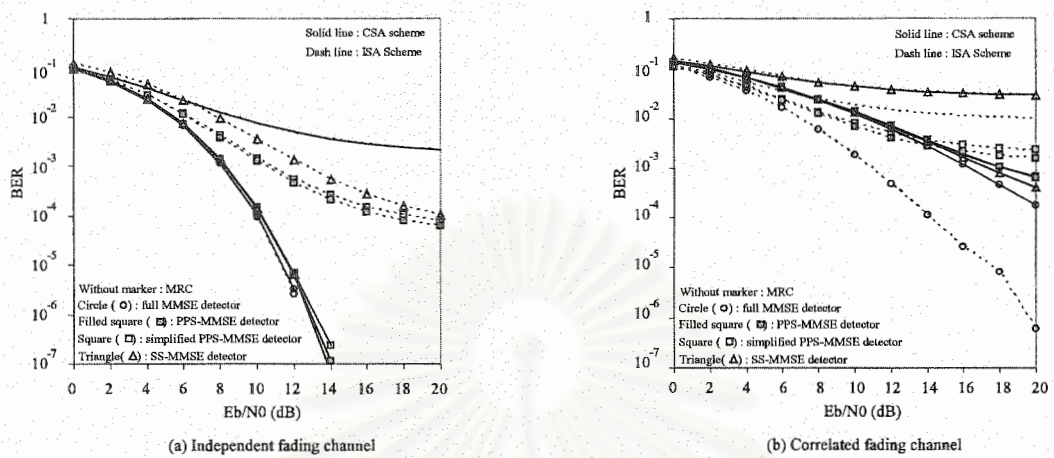
กลุ่มวิจัยได้ศึกษาวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอใหม่ โดยการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ควบคู่ไปกับการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ สำหรับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีพบว่า การประมาณด้วยวิธีเกาส์เซียนจะได้ผลดีกับเครื่องรับที่ไม่มีการลดความซับซ้อน ส่วนเครื่องรับที่มีการลดความซับซ้อนจะมีความถูกต้องพอใช้ได้เฉพาะในย่าน SNR ต่ำเท่านั้น

1.7 ผลการจำลองระบบ

กลุ่มวิจัยได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบสมรรถนะเครื่องรับที่ได้นำเสนอ ในสภาวะการผันแปรต่าง ๆ โดยการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบเดิมที่อยู่บนพื้นฐานของเทคนิคแบบเชิงเส้น กลุ่มวิจัยจึงได้ทดสอบเครื่องรับที่นำเสนอใหม่ที่ใช้เทคนิคแบบเชิงเส้นในการลดสัญญาณแทรกสอดก่อน ผลการจำลองระบบแสดงให้เห็นว่าการใช้เทคนิค MMSE แบบไม่มีการลดความซับซ้อนจะทำให้ได้สมรรถนะที่ดีมาก ทว่าจะต้องแลกกับความซับซ้อนที่สูงมากเช่นกัน ในช่องสัญญาณแบบ Independent Fading Channel การกำหนดคลื่นพาห่อย่อยแบบ CSA และ ISA ให้ผลเหมือนกัน แต่ในช่องสัญญาณแบบ Correlated Fading Channel ซึ่งเป็นช่องสัญญาณจริงที่พบในทางปฏิบัติ การกำหนดคลื่นพาห่อย่อยแบบ ISA จะทำให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่า

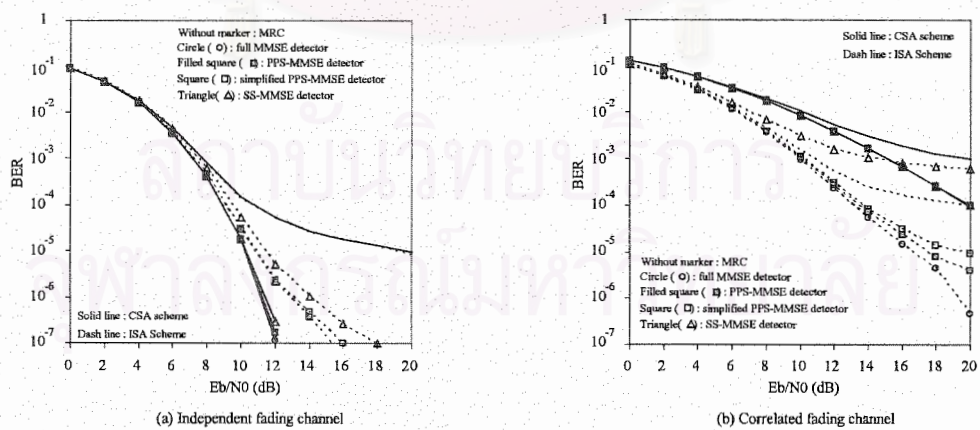
สำหรับเครื่องรับ MMSE แบบที่มีการลดความซับซ้อน ในช่องสัญญาณแบบ Independent Fading Channel การกำหนดคลื่นพาห่อย่อยแบบ CSA จะให้ผลที่ดีกว่าแบบ ISA ทั้งนี้เป็นเพราะการกำหนดคลื่นพาห่อย่อยแบบ CSA ทำให้มีการกระจายพลังงานไปครอบคลุมสัญลักษณ์ขนานอื่น ๆ น้อยกว่าแบบ ISA (พลังงานส่วนมากที่กระจายไปยังคงอยู่ในคลื่นพาห่อย่อยของสัญลักษณ์ขนานเดิม) สำหรับช่องสัญญาณ

แบบ Correlated Fading Channel การกำหนดคลื่นพาย้อยแบบ ISA จะให้ผลดีกว่าในสภาวะที่ระบบถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวน (ค่า SNR ต่ำ) แต่ในสภาวะที่ระบบถูกจำกัดด้วยสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (ค่า SNR สูง) การกำหนดคลื่นพาย้อยแบบ CSA จะให้สมรรถนะที่ดีกว่า



รูป 1.4 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบต่าง ๆ ในช่องสัญญาณแบบอิสระและไม่อิสระ

กลุ่มวิจัยได้ทดสอบระบบที่ใช้เทคนิคแบบไม่เป็นเชิงเส้น คือเทคนิคการหักล้างสัญญาณรบกวน (Interference Cancellation; IC) เพื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคแบบเชิงเส้น นอกจากนี้ยังได้มีการทดสอบระบบที่ใช้เทคนิคแบบ MMSE เพื่อเพิ่มสมรรถนะของเทคนิค IC ด้วย จากผลการจำลองระบบพบว่า เมื่อใช้เทคนิค Interference Cancellation แทนเทคนิค MMSE ทำให้ได้สมรรถนะที่ดีขึ้นในขณะที่มีความซับซ้อนน้อยลง ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นอิสระ การกำหนดคลื่นพาย้อยแบบ ISA จะให้ผลดีกว่าการกำหนดคลื่นพาย้อยแบบ CSA ในแทบทุกช่วงค่า SNR



รูป 1.5 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ใช้เทคนิคแบบไม่เป็นเชิงเส้น

([2] S. Verdu, Multiuser Detection, Cambridge University Press, U.K., 1998.) ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้เป็นเครื่องรับชนิดหนึ่งที่นิยมใช้ในระบบ uplink MC-CDMA

เนื่องจากเครื่องรับแบบ MMSE ดังที่ได้กล่าวมานั้นในงานวิจัยที่ผ่านมาจะเป็นการออกแบบโดยที่ภาคส่งไม่ทราบค่าสถานะของช่องสัญญาณ (CSI : Channel State Information) หรือค่า Channel impulse response การออกแบบเครื่องรับแบบ MMSE จึงเป็นการออกแบบที่ภาครับเพียงอย่างเดียว โดยกำหนดให้พลังงานในทุก subcarrier มีค่าเท่ากันหมด แต่เนื่องจากระบบ MC-CDMA นั้นเป็นระบบที่ผู้ใช้ทุกคนใช้ความถี่ร่วมกัน ดังนั้นการที่กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้พลังงานเท่ากันหมดในทุก subcarrier ในกรณีที่ทางภาคส่งทราบค่าสถานะของช่องสัญญาณนั้นจะทำให้ไม่ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด เนื่องจาก 2 ลักษณะที่สำคัญคือ ผลของช่องสัญญาณที่ทำให้ในแต่ละ subcarrier ถูกผลกระทบที่แตกต่างกัน และผลของผู้ใช้รายอื่นที่ใช้ความถี่ร่วมกันทำให้เกิด MAI ในระบบ Multiuser เนื่องจากรหัสแพร่ที่ใช้สูญเสียความถี่จากกันอันเนื่องมาจากผลกระทบของช่องสัญญาณดังที่กล่าวในระบบ uplink Multiuser MC-CDMA

งานที่เกี่ยวข้องอื่นๆ เช่น ในระบบ CDMA ([3] F. Horlin and L. Vandendorpe, "CA-CDMA : channel-adapted CDMA for MAI/ISI-free burst transmission," IEEE Trans. Commun., Vol. 51, pp. 275-283, Feb.2003.)

ในระบบ OFDM ([4] C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief and R.D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive Subcarrier, Bit and Power allocation," IEEE Journal on selected areas in Com., Vol. 17, No.10, Oct. 1999.)

2.3 แนวความคิดใหม่

การแก้ปัญหาจะนำผลของกระทบของช่องสัญญาณในแต่ละ subcarrier และรหัสแพร่ของผู้ใช้ทุกรายมาพิจารณาเพื่อหาค่าพลังงานที่จะใช้ในแต่ละ subcarrier ของผู้ใช้แต่ละราย เพื่อแก้ปัญหาดังที่กล่าวมาโดยการนำเทคนิค optimization มาใช้เพื่อหาค่าพลังงานที่จะใช้ที่ภาคส่งในแต่ละ subcarrier ของผู้ใช้แต่ละราย โดยมี (Objective) ให้ได้ค่า MMSE ของระบบต่ำที่สุด ซึ่งเป็นการทำให้ได้ค่า SINR มากที่สุด โดยมีเงื่อนไขบังคับ (Constranint) คือ พลังงานรวมของผู้ใช้แต่ละคนในทุก subcarrier ยังคงมีค่าคงที่เท่ากับระบบที่ใช้เครื่องรับแบบ MMSE เดิม

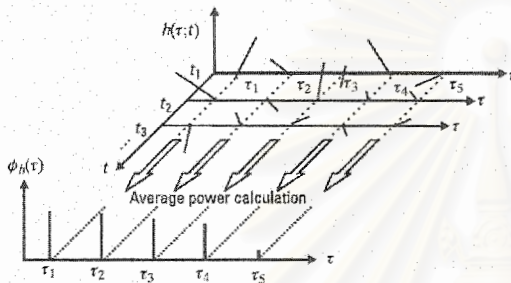
ช่องสัญญาณที่ใช้เป็นแบบ multipath ซึ่งเป็นโมเดลของช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นและนิยมใช้ในการจำลองผลเพื่อดูประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารไร้สาย

ค่า channel impulse response ของโมเดลของช่องสัญญาณแบบ multipath เมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ WSSUS และมีทั้งหมด L path เขียนได้ดังสมการ

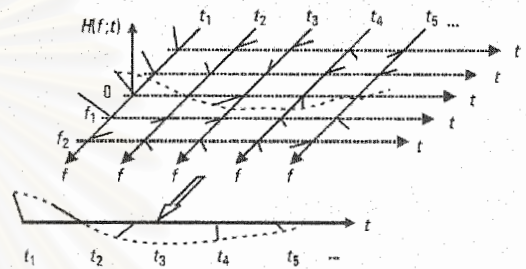
$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l T_s / M)$$

ทำให้สามารถพิจารณาในทางความถี่ได้เช่นเดียวกัน เมื่อมี cyclic prefix เพียงพอและไม่มี ICI โดยทำการแปลงค่า channel impulse response ทางเวลาเป็น channel transfer function ทางความถี่ในแต่ละ subcarrier ได้ดังสมการ

$$H(n) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(nT_s / M - \tau_l T_s / M)$$



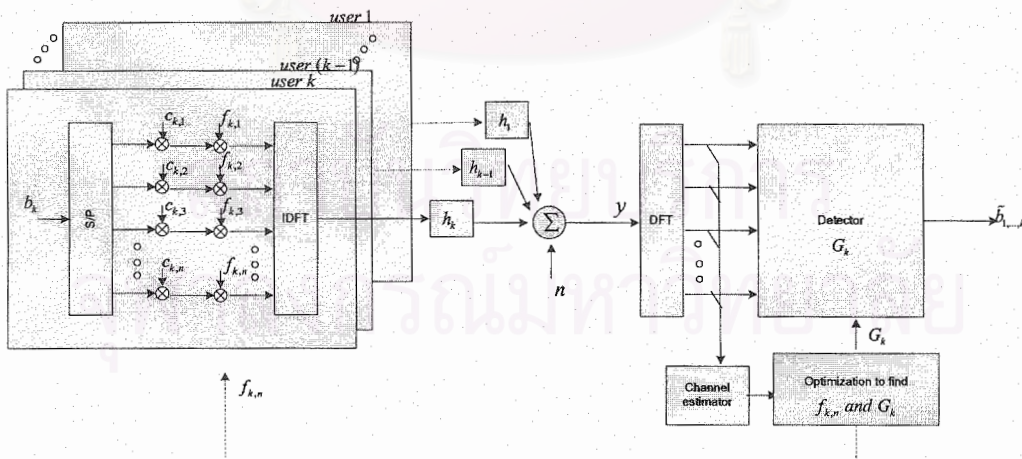
ก. channel impulse response



ข. Channel transfer function

รูป 2.1 ช่องสัญญาณแบบMultipath ที่ใช้ในระบบ

ระบบที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 2 โดยการหาจะทำที่ภาครับ คือที่สถานีฐานเพื่อหาค่าพลังงานที่จะใช้ที่ภาคส่ง กับคิเทกเตอร์ที่ใช้ที่ภาครับซึ่งสัมพันธ์กันเพื่อให้ได้ค่า MSE ของระบบต่ำที่สุด



รูป 2.2 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอ

สมการสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

$$y = \sum_{j=1}^m H_j C_j F_j b_j + n$$

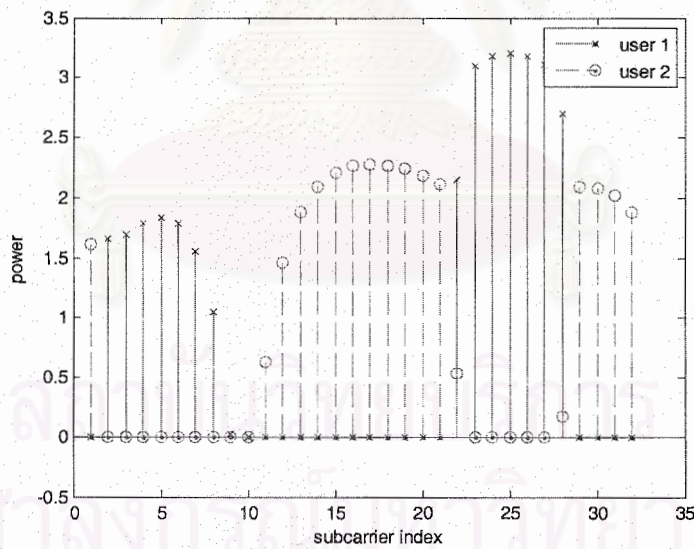
สรุปสมการที่ใช้ในการหาค่าด้วยวิธีการ optimize เพื่อหาค่าพลังงานที่จะใช้ในแต่ละ subcarrier ของผู้ใช้แต่ละคน ดังสมการ

Minimize	$\sum_{i=1}^n \sigma_i^2 w[i]$
Subject to	$\sum_{i=1}^n u_j[i] \leq p_j, \quad j=1,2,\dots,m$ $w[i] \left(H_1[i] \cdot C_1[i] ^2 u_1[i] + \dots + H_m[i] \cdot C_m[i] ^2 u_m[i] + \sigma_i^2 \right) \geq 1$ $u_j[i] \geq 0, \quad i=1,2,\dots,n$ $j=1,2,\dots,m$

จะได้ค่าพลังงานที่จะใช้ที่ภาคส่งและค่าที่จะใช้สำหรับคิเทกสัญญาณที่ภาครับซึ่งสัมพันธ์กัน โดยจะทำให้ได้ค่า MSE ของระบบต่ำที่สุด

2.4 ผลการจำลองระบบ

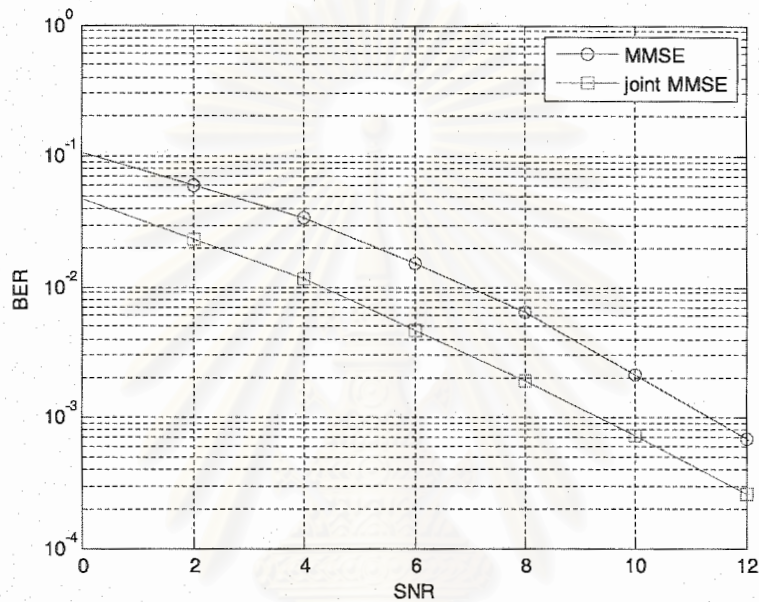
ได้ทำการหาค่าพลังงานที่จะใช้ด้วยการจำลองผลด้วยคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยเทคนิค optimization ดังที่ได้กล่าวมา โดยได้ค่าพลังงานที่จะใช้ของในแต่ละ subcarrier ของผู้ใช้แต่ละคน ดังรูป



รูป 2.3 ค่าพลังงานที่ได้จากวิธีที่นำเสนอเพื่อใช้ที่ภาคส่ง

จากรูปแสดงพลังงานที่หาค่าได้จากเทคนิค optimization ที่จะใช้ในแต่ละ subcarrier ของผู้ใช้แต่ละคน จะเห็นว่ามีการเลือกใช้ subcarrier และให้ค่าพลังงานที่แตกต่างกันทั้งในแต่ละ subcarrier และผู้ใช้แต่ละคน

ได้ทำการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อหาอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการดั้งเดิม



รูป 2.4 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่นำเสนอกับระบบดั้งเดิม

จากรูปจะเห็นว่าวิธีการที่นำเสนอมีอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าประมาณ 3 dB ตลอดช่วง SNR ผลจากการจำลองระบบ สรุปได้ว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

3. งานวิจัยศึกษาระบบ Ultra Wideband

3.1 วัตถุประสงค์ของงานวิจัยย่อย

1. เพื่อศึกษาความรู้ของระบบ Ultra wideband
2. เพื่อพัฒนาโปรแกรมสำหรับจำลองระบบการสื่อสารแบบ Impulse Based Ultra wideband
3. เพื่อศึกษาเปรียบเทียบสมรรถนะของการมอดูเลตสัญญาณหลายรูปแบบ

3.2 การศึกษางานวิจัยในอดีต

Ultra Wideband (UWB) Radio เป็นเทคโนโลยีที่ได้รับความสนใจอย่างรวดเร็วในช่วงตั้งแต่ปี ค.ศ. 2002 เป็นต้นมา สืบเนื่องมาจากการอนุญาตการใช้งานแถบความถี่ขนาดใหญ่ถึง 7.5 GHz ในย่านความถี่ 3.1 - 10.6 GHz ของ Federal Communications Commission (FCC) ของประเทศสหรัฐอเมริกา โดยระบบใหม่ จะมีแถบความถี่กว้างมาก แต่จะมีพลังงานอยู่ในระดับของสัญญาณรบกวน (Noise Floor) คือประมาณ -41.3 dBm ในย่านความถี่เป้าหมาย (3.1 - 10.6 GHz) แถบความถี่ของระบบ UWB จะไปซ้อนทับกับระบบที่มีอยู่เดิม เช่น Wireless Local Area Network (Wireless LAN) เป็นต้น

UWB คือการส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ต่อเนื่องไม่น้อยกว่า 500 MHz หรือมี Fractional Bandwidth ไม่น้อยกว่า 20% ค่า Fractional Bandwidth คือ อัตราส่วนระหว่าง -10 dB Bandwidth กับค่าความถี่กลาง (Central Frequency) จากคำจำกัดความดังกล่าว ถ้าความถี่กลางมีค่ามากกว่า 2.5 GHz แล้ว ค่า Fractional Bandwidth จะมีค่ามากกว่า 500 MHz ระบบส่ง UWB มีพื้นฐานอยู่บนรูปคลื่นที่มีช่วงเวลาสั้นมาก (Ultra Short Waveform) ในระดับของ nanosecond ไม่จำเป็นต้องใช้คลื่นพาหุรูปไซน์ (Sine-Wave Carriers) ดังนั้นระบบ UWB จึงไม่ต้องการกระบวนการ IF และทำงานที่ Baseband โดยตรง

ข้อดีของ UWB

- ระบบ UWB มีช่วงเวลาของรูปคลื่นแบบพัลส์ที่สั้นมาก จนกระทั่งสั้นกว่าระยะห่างระหว่างแต่ละ Multipath Components ส่งผลให้มันมี Fine Time Resolution กล่าวคือไม่เกิดการบิดเบี้ยวของรูปคลื่น เนื่องจากการซ้อนทับกันของแต่ละ Multipath Components จึงสามารถนำ Multipath Propagation มาใช้ประโยชน์ได้อย่างเต็มที่ เนื่องจากสามารถ Resolve Multipath ได้ดี
- ย่านความถี่ต่ำของรูปคลื่น UWB สามารถทะลุผ่านสิ่งกีดขวาง เช่น อิฐ ซีเมนต์ ได้เป็นอย่างดี
- ระบบ UWB มีแถบความถี่กว้างมาก ทำให้สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราที่สูงมากได้ (High Data Rate)
- เครื่องส่ง และเครื่องรับของระบบ UWB ไม่ต้องมีส่วนประกอบขนาดใหญ่ และราคาแพง เช่น Modulator, Demodulator และส่วนประมวลผล IF ทำให้ระบบ UWB มีราคา ขนาด น้ำหนัก และใช้พลังงาน น้อยกว่าระบบสื่อสารแถบความถี่แคบทั่วไป

3.3 การจำลองช่องสัญญาณระบบ Ultra wideband

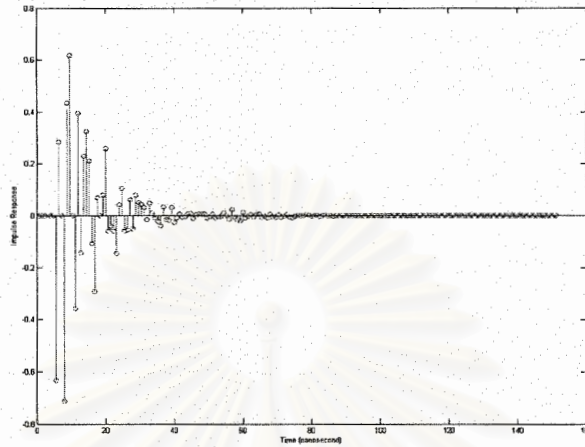
กลุ่มวิจัยได้ทำการศึกษาทฤษฎีการจำลองช่องสัญญาณการสื่อสารระบบ UWB ของแบบจำลอง SV ที่มีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของชนิดช่องสัญญาณที่ต้องการตามมาตรฐานของ IEEE802.15.13a ดังตารางต่อไปนี้

Target Channel Characteristics	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
Mean excess delay (nsec) ($\bar{\tau}$)	5.05	10.38	14.18	
RMS delay Spread (nsec) (σ_{τ})	5.28	8.03	14.28	25
NP _{10dB} (number of paths within 10dB of the strongest path)			35	
NP(85%) (number of paths capture 85% of channel energy)	24	36.1	61.54	
Model Parameters				
Λ (1/nsec) (Cluster arrival rate)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec) (Ray arrival rate)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ (Cluster decay factor)	7.1	5.5	14.00	24.00
γ (Ray decay factor)	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 (dB) (stand. dev. Of Cluster lognormal fading term in dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB) (stand. dev. Of Ray lognormal fading term in dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x (dB) (stand. dev. Of lognormal fading term for total multipath realizations in dB)	3	3	3	3
Model Characteristics				
$\bar{\tau}$	5.0	9.9	15.9	30.1
σ_{τ}	5	8	15	25
NP 10dB	12.5	15.8	24.9	41.2
NP (85%)	20.8	33.9	24.7	123.3
Channel energy mean (dB)	-0.4	-0.5	0.0	0.3
Channel energy std (dB)	2.9	3.1	3.1	2.7

โดยกลุ่มวิจัยได้ทำการสร้างโปรแกรมเพื่อใช้ในการจำลองช่องสัญญาณการสื่อสารระบบ UWB ซึ่งแบ่งผลการจำลองช่องสัญญาณที่ได้ทำการศึกษา ได้เป็น 5 แบบดังต่อไปนี้

1. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM1 ที่มีค่า parameter ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.13a
2. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM2 ที่มีค่า parameter ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.13a
3. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM3 ที่มีค่า parameter ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.13a

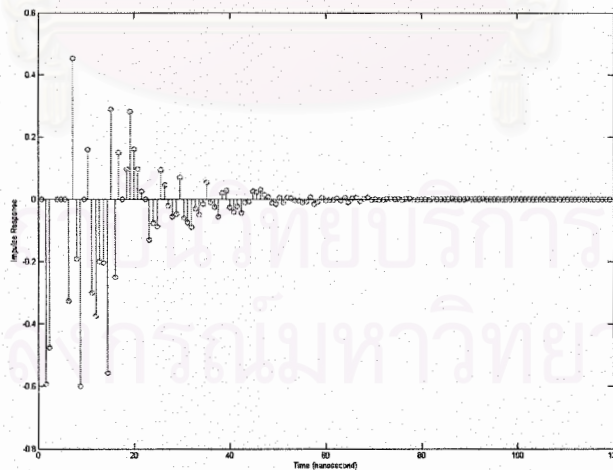
4. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM4 ที่มีค่า parameter ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.13a
 5. ทำการทดลองปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อดูผลกระทบต่อแบบจำลองช่องสัญญาณ
1. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM1 ที่มีค่า parameter ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.13a



รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะของช่องสัญญาณระบบ UWB ชนิด CM1 ที่จำลองได้

จากรูปการจำลองข้างต้น วัดค่า RMS Delay Spread ได้เท่ากับ 5.5093 ns. และ เมื่อทำการหาค่าเฉลี่ยของ RMS Delay Spread จากการจำลองช่องสัญญาณ 1000 ครั้ง พบว่า ค่า RMS Delay Spread มีค่าเท่ากับ 5.2005 ns. ซึ่งใกล้เคียงกับค่ามาตรฐานที่กำหนดไว้

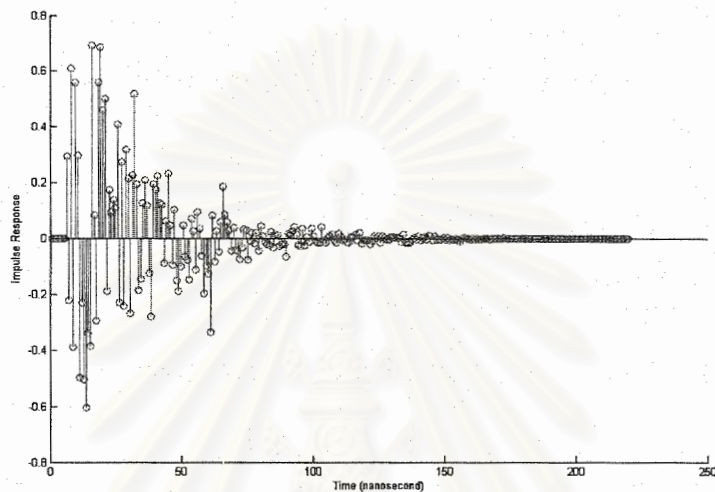
2. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM2 ที่มีค่า parameter ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.13a



รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะของช่องสัญญาณระบบ UWB ชนิด CM2 ที่จำลองได้

จากรูปการจำลองข้างต้น วัดค่า RMS Delay Spread ได้เท่ากับ 8.2826 ns. และ เมื่อทำการหาค่าเฉลี่ยของ RMS Delay Spread จากการจำลองช่องสัญญาณ 1000 ครั้ง พบว่า ค่า RMS Delay Spread มีค่าเท่ากับ 8.4537 ns. ซึ่งใกล้เคียงกับค่ามาตรฐานที่กำหนดไว้

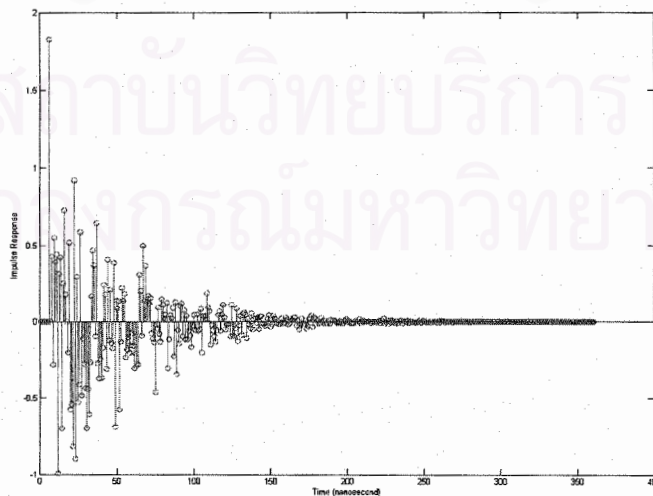
3. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM3



รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของช่องสัญญาณระบบ UWB ชนิด CM3 ที่จำลองได้

จากรูปการจำลองข้างต้น วัดค่า RMS Delay Spread ได้เท่ากับ 14.755 ns. และ เมื่อทำการหาค่าเฉลี่ยของ RMS Delay Spread จากการจำลองช่องสัญญาณ 1000 ครั้ง พบว่า ค่า RMS Delay Spread มีค่าเท่ากับ 14.325 ns. ซึ่งใกล้เคียงกับค่ามาตรฐานที่กำหนดไว้.

4. ผลการจำลองช่องสัญญาณ CM4



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะของช่องสัญญาณระบบ UWB ชนิด CM4 ที่จำลองได้

จากรูปการจำลองข้างต้น วัดค่า RMS Delay Spread ได้เท่ากับ 26.6027 ns. และ เมื่อทำการหาค่าเฉลี่ยของ RMS Delay Spread จากการจำลองช่องสัญญาณ 1000 ครั้ง พบว่า ค่า RMS Delay Spread มีค่าเท่ากับ 25.1299 ns. ซึ่งใกล้เคียงกับค่ามาตรฐานที่กำหนดไว้

5. ทำการทดลองปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อดูผลกระทบต่อแบบจำลองช่องสัญญาณ

5.1. Cluster arrival rate การปรับค่าพารามิเตอร์นี้ มีผลกระทบทำให้ช่องสัญญาณที่จำลองได้มีค่า Delay วิธีแรกของแต่ละ Cluster เปลี่ยนไป โดยหากเพิ่มค่าขึ้น จะทำให้ Delay วิธีแรกของแต่ละ Cluster ลดลง ลักษณะของช่องสัญญาณจะซัดติดกันมากขึ้น ส่วนการลดค่าลงจะให้ผลในทางตรงข้าม

5.2. Ray arrival rate การปรับค่าพารามิเตอร์นี้ มีผลกระทบทำให้ช่องสัญญาณที่จำลองได้มีค่า Delay ของวิธีใน แต่ละ Cluster เปลี่ยนไป โดยหากเพิ่มค่าขึ้น จะทำให้ Delay ของวิธีใน แต่ละ Cluster ลดลง แต่จะไม่เห็นผลที่แตกต่างจากเดิมมากนัก เนื่องจากตำแหน่งของวิธีแรกของแต่ละ Cluster ยังคงที่เดิม และ จำนวนของวิธีใน แต่ละ Cluster มีจำนวนมาก การที่ Delay ของแต่ละวิธีใน Cluster มีการเปลี่ยนแปลงไปจึงไม่ส่งผลกระทบต่อมากนัก

5.3. Cluster exponential decay การปรับค่าพารามิเตอร์นี้ ทำให้แอมพลิจูดของวิธีแรกใน แต่ละ Cluster มีค่าเปลี่ยนแปลงไป การเพิ่มค่าจะทำให้เห็นลักษณะของ Cluster ชัดเจน เนื่องจากวิธีแรกจะสูงขึ้น มากกว่าปกติดังรูปที่ 4.9 นอกจากนี้ ยังทำให้จำนวน Cluster ในช่องสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนในการลดค่า พารามิเตอร์นี้ จะให้ผลตรงกันข้ามกับการเพิ่มค่า คือ จำนวน Cluster จะลดลง และค่าแอมพลิจูดของวิธีแรก ของแต่ละ Cluster จะลดลง

5.4. Ray exponential decay การปรับค่าพารามิเตอร์นี้ ทำให้แอมพลิจูดของแต่ละวิธีใน Cluster มีค่าเปลี่ยนแปลงไป หากเพิ่มค่า ก็จะเห็นลักษณะของ Cluster ไม่ชัดเนื่องจาก วิธีใน Cluster จะมีแอมพลิจูด ใกล้เคียงกับวิธีแรกมากขึ้น แต่หากลดค่าพารามิเตอร์นี้ ก็จะทำให้มีแอมพลิจูดน้อยกว่าวิธีแรกมากขึ้น ทำให้ เป็นลักษณะของ Cluster ชัดเจนขึ้น

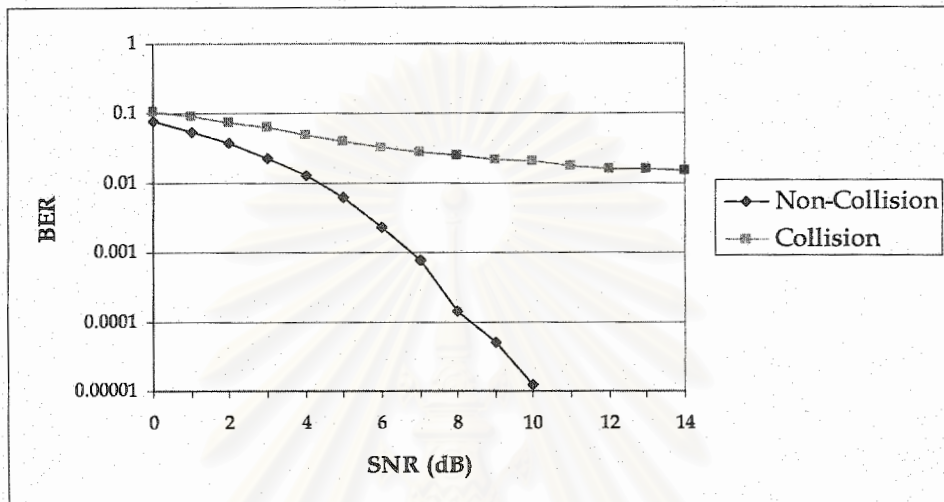
3.4 ศึกษาเปรียบเทียบสมรรถนะของการมอดูเลตสัญญาณหลายรูปแบบ

ในหัวข้อนี้ได้ทำการเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณ 2 แบบ คือ การมอดูเลตแบบ PPM (Pulse Position Modulation) และ การมอดูเลตแบบ PAM (Pulse Amplitude Modulation) โดยระบบที่ทำการศึกษา ได้เลือกการทำ Multiple Access แบบ Time Hopping ที่ TH-Code ทั้งแบบที่มีและไม่มี การชนกันของผู้ใช้ แต่ละคน ส่วนที่ภาครับได้มีการศึกษาผลกระทบในกรณีที่ Template มีการเลื่อนทางเวลาไม่ตรงกับสัญญาณ ที่รับเข้ามาทางด้านรับของระบบ ทั้งนี้ยังได้ศึกษาการส่งข้อมูลทางฝั่งส่งที่มีการส่งข้อมูลซ้ำเพื่อเพิ่ม redundancy พร้อมทั้งพิจารณาสเปกตรัมของรูปพัลส์ในกรณีต่าง ๆ เพื่อวิเคราะห์ปัญหาที่เกิดขึ้นพร้อมศึกษา หาทางแก้ไขต่อไป

3.4.1 การศึกษารูปแบบวิธีการส่งสัญญาณ UWB แบบ Pulse Position Modulation (PPM)

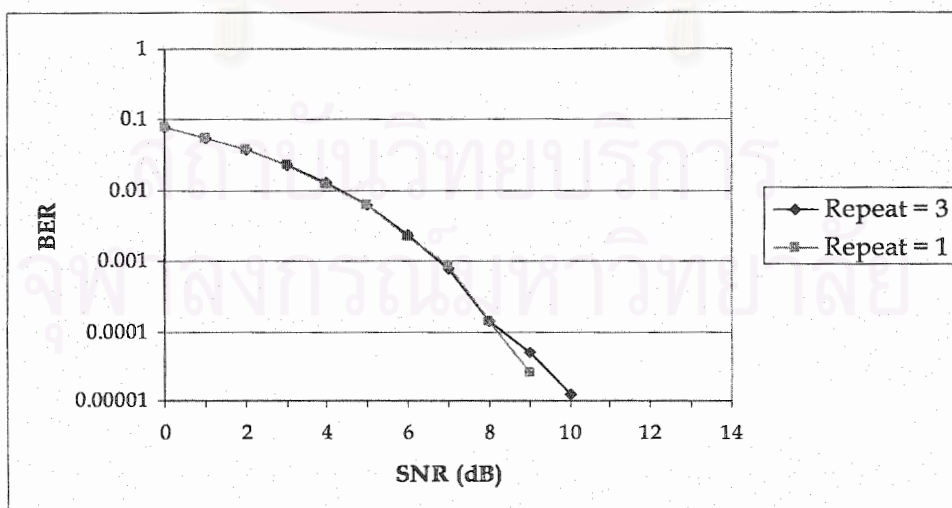
3.4.1.1. กรณีที่ Template ไม่มี การเลื่อนทางเวลา

1. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Monocycle, Additional Shift (γ) = 0.1 * ความกว้างของพัลส์, Offset Time (δ) = ความกว้างของพัลส์, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง (Repeating = 3) โดยจะทำการเปรียบเทียบ PN code แบบ Non-Collision กับแบบ Collision



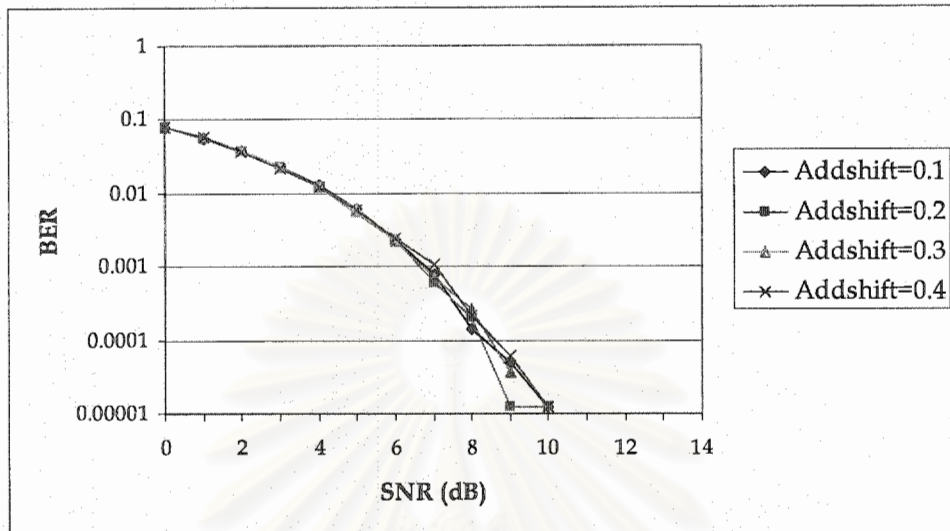
รูปที่ 3.5 ค่า BER ของระบบที่ใช้ชุดของ PN code ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

2. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Monocycle, Additional Shift (γ) = 0.1 * ความกว้างของพัลส์, Offset Time (δ) = ความกว้างของพัลส์, ใช้ PN code แบบ Non-Collision โดยจะทำการเปรียบเทียบกรณี Repeating = 1 และ Repeating = 3



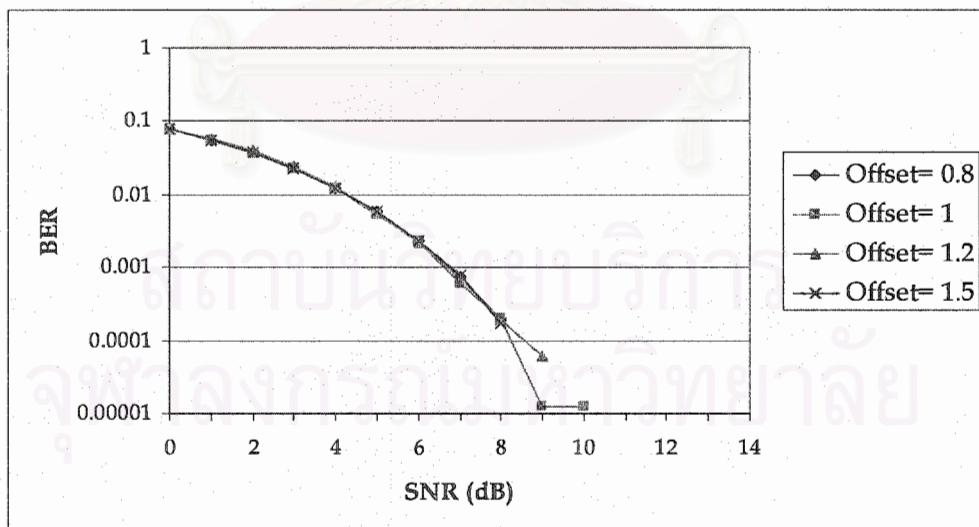
รูปที่ 3.6 ค่า BER ของระบบที่ใช้จำนวนการส่งซ้ำที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

3. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Monocycle, Offset Time (δ) = ความกว้างของพัลส์, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง (Repeating = 3), PN code แบบ Non-Collision โดยจะทำการเปรียบเทียบกรณีใช้ค่า AddShift เป็น 0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4 เท่าของความกว้างของพัลส์



รูปที่ 3.7 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า Addshift ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

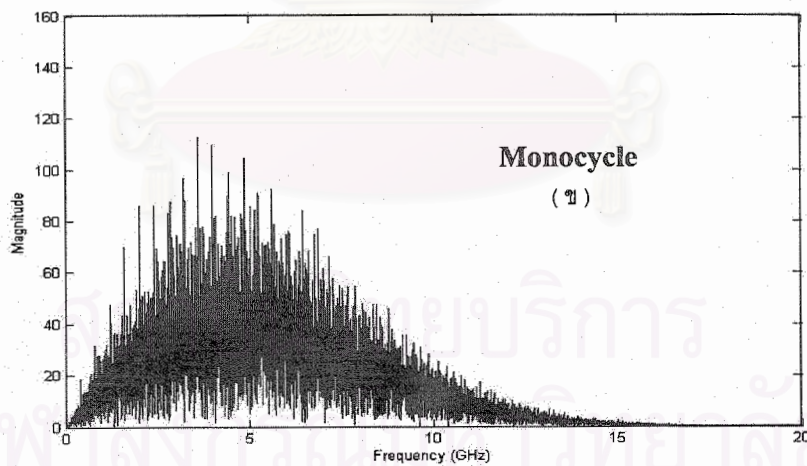
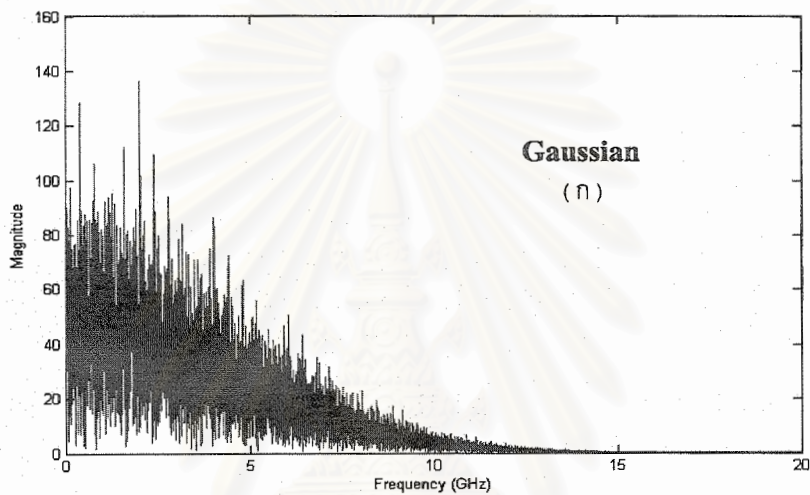
4. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Monocycle, Additional Shift (γ) = 0.2*ความกว้างของพัลส์, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง (Repeating = 3), PN code แบบ Non-Collision โดยจะทำการเปรียบเทียบกรณีใช้ค่า Offset Time (δ) = 0.8, 1, 1.2 และ 1.5 เท่าของความกว้างของพัลส์

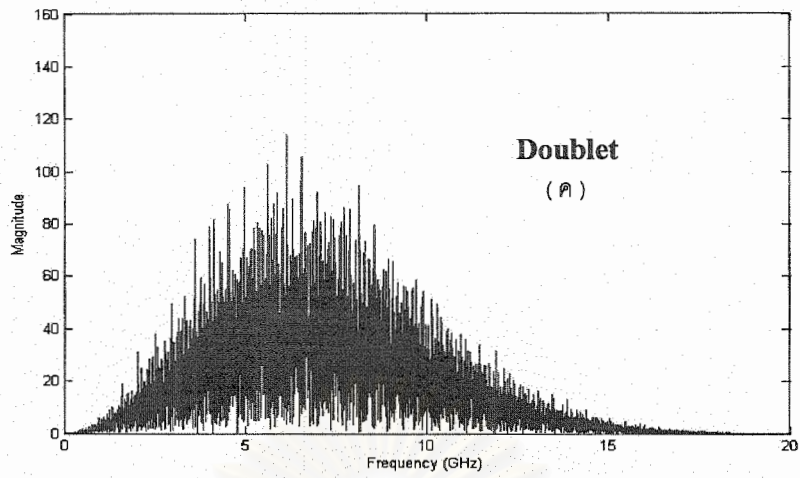


รูปที่ 3.8 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า Offset ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

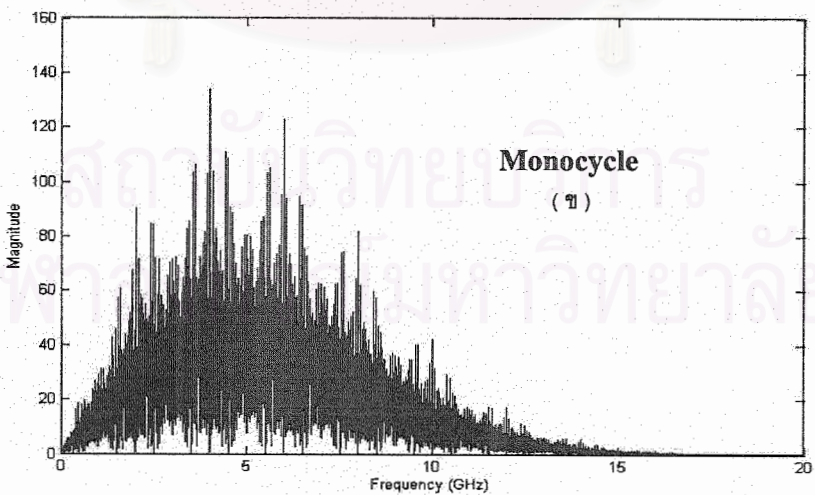
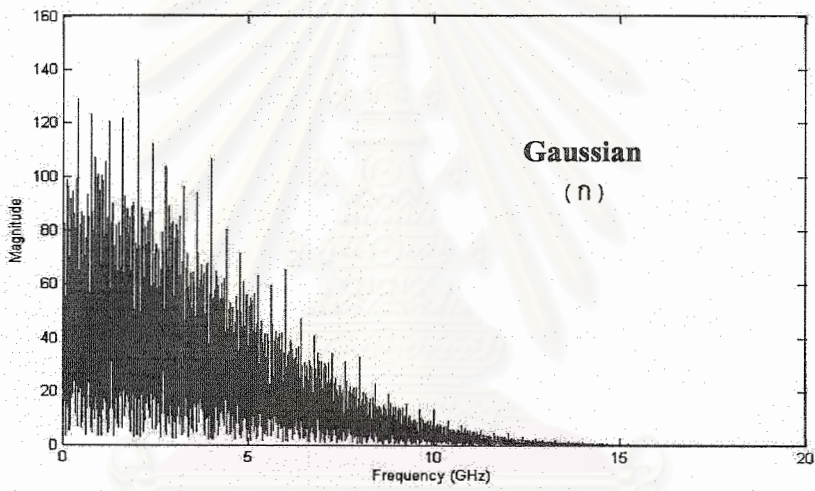
สเปกตรัมของสัญญาณ

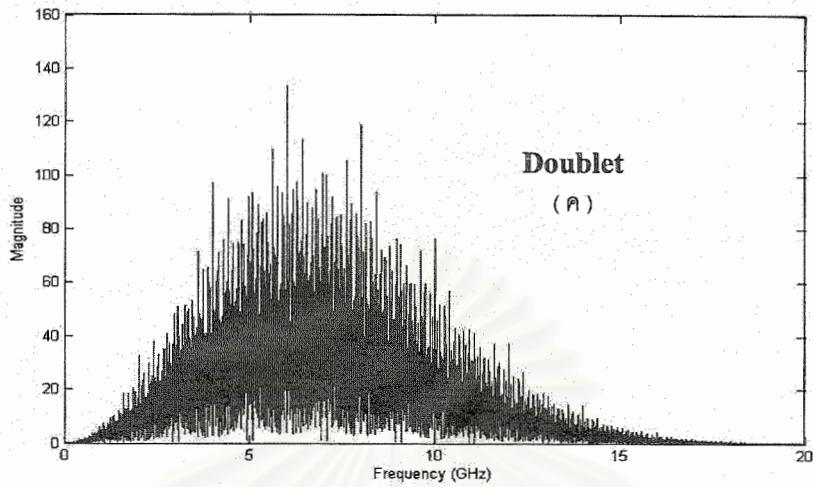
เนื่องจากในระบบการสื่อสารแบบ Impulse Based UWB มีคุณสมบัติที่สำคัญคือ แถบความถี่ที่ใช้ในการสื่อสาร มีขนาดกว้างมากจึงจำเป็นต้องพิจารณารูปแบบของสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้ให้มีลักษณะที่เหมาะสม คือ ไม่เกิดลักษณะของ line peak มากนัก อันจะเป็นผลให้ระบบ UWB ไปรบกวนกับระบบสื่อสารเดิมที่มีอยู่เดิม ในโครงการนี้จึงมีการพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณโดยผ่าน โปรแกรม MATLAB โดยพิจารณากรณีต่าง ๆ ที่แตกต่างกันดังนี้





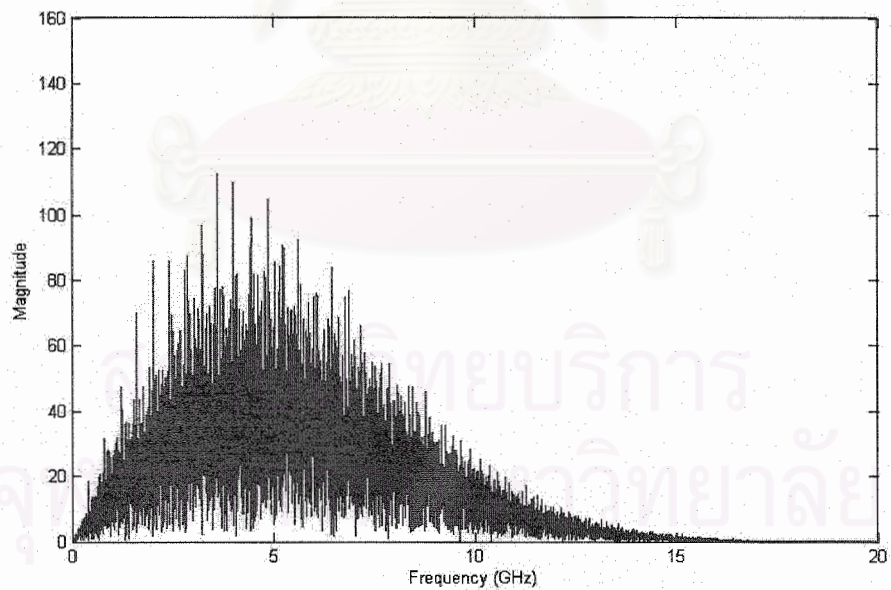
รูปที่ 3.9 สเปกตรัมของพัลส์ชนิดต่างๆ เมื่อมีการใส่ค่า Additional Shift = 0.1



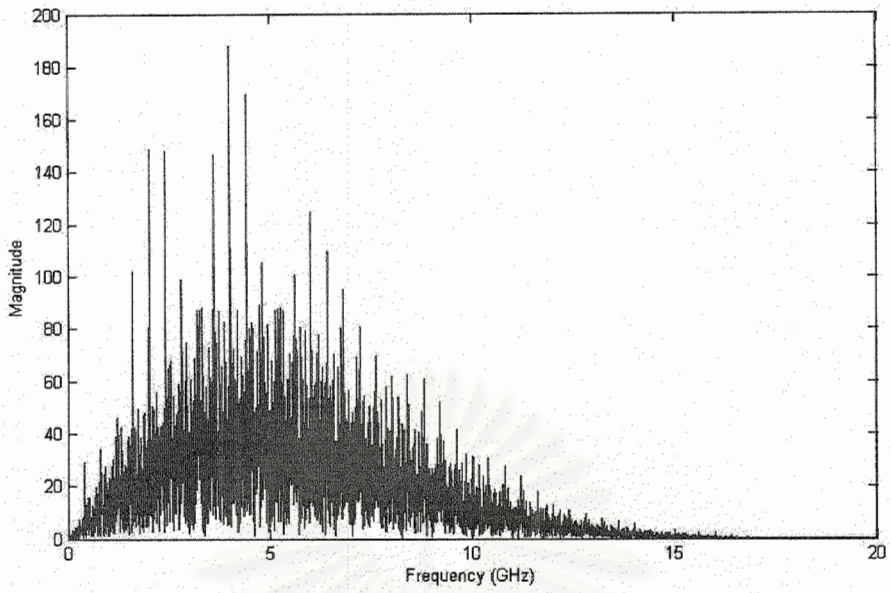


รูปที่ 3.10 สเปกตรัมของพัลส์ชนิดต่างๆ เมื่อไม่มีการใส่ค่า Additional Shift

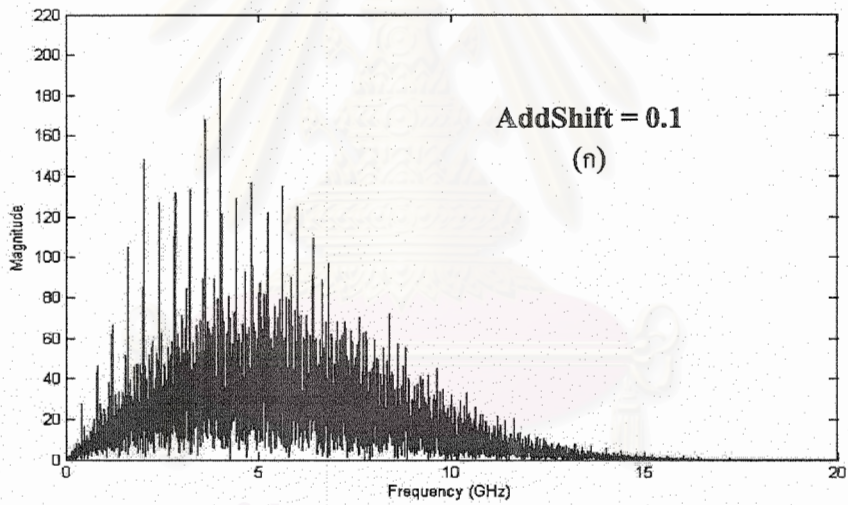
เปรียบเทียบรูปลักษณ์ของสเปกตรัม กรณีมีการส่งซ้ำเท่ากับ 3 (Repeating = 3) กับกรณีไม่มีการส่งซ้ำ (Repeating = 0) ของระบบที่ 4



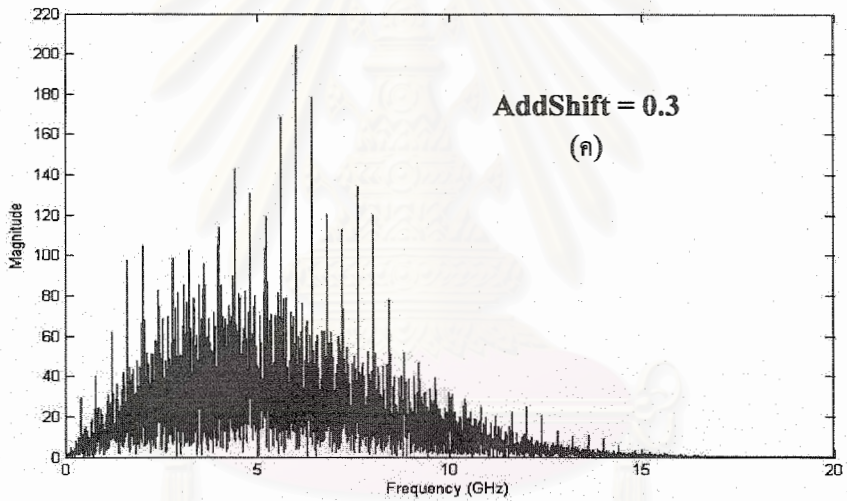
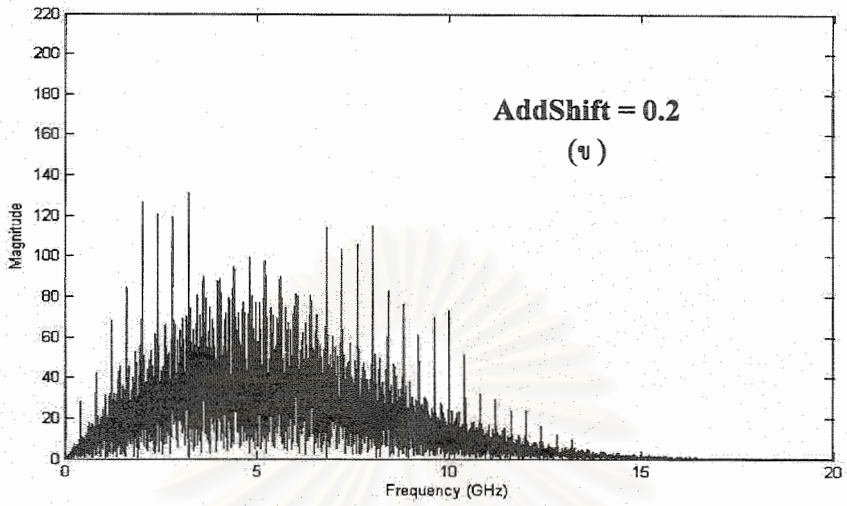
รูปที่ 3.11 สเปกตรัม เมื่อไม่มีการส่งซ้ำ (Repeating = 0)



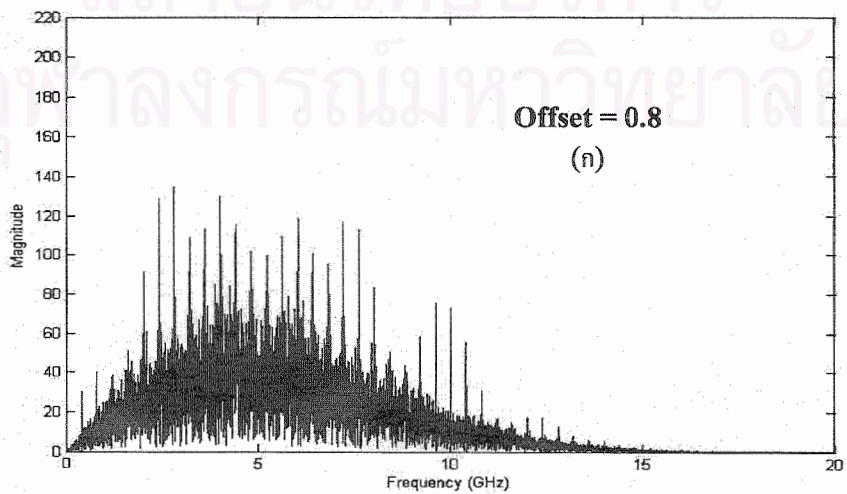
รูปที่ 3.12 สเปกตรัม เมื่อมีการส่งซ้ำ (Repeating = 3)

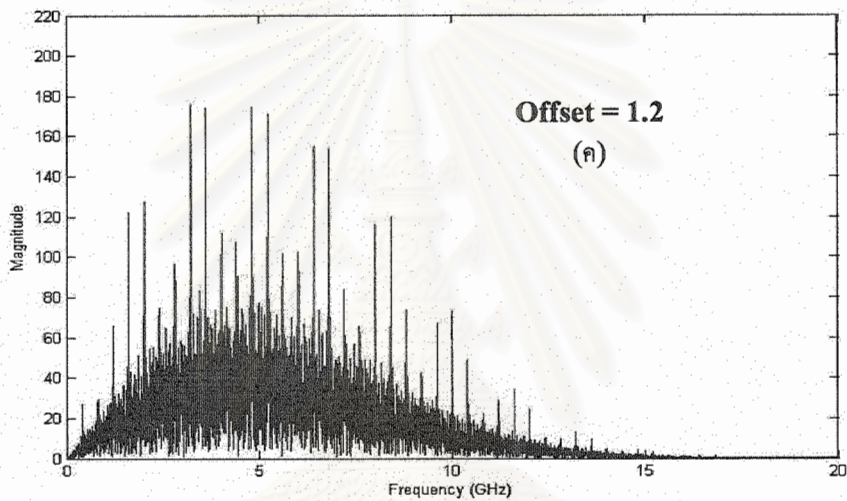
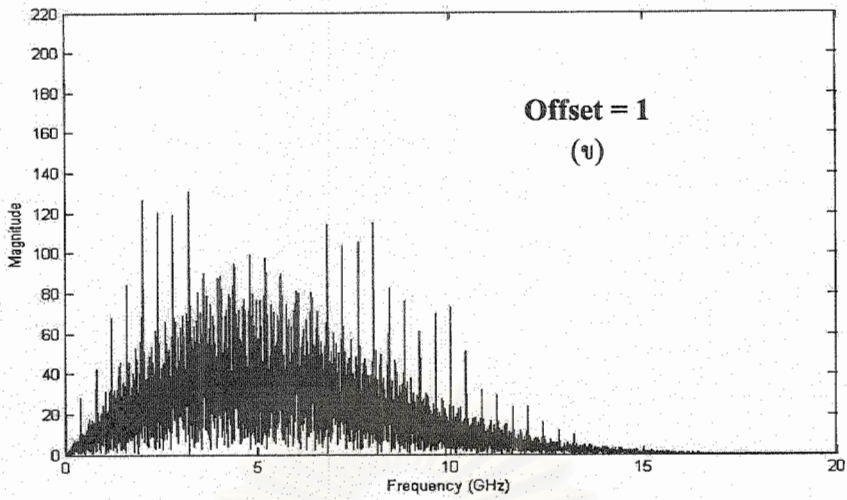


สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.13 สเปกตรัมสัญญาณ เมื่อเปลี่ยนค่า AddShift เป็น 0.1, 0.2 และ 0.3 เท่าของความกว้างของพัลส์





รูปที่ 3.14 สเปกตรัมสัญญาณ เมื่อทำการเปลี่ยนค่า Offset Time (δ) = 0.8, 1 และ 1.2 เท่าของความกว้างของพัลส์

จากการจำลองระบบกรณีทีภาครับและภาคส่ง Synchronous กัน เมื่อพิจารณาในระบบในกรณีที่มีการใช้หรือไม่ใช้ Additional Shift นั้นค่า BER ที่ได้มีค่าเท่ากัน แต่เมื่อพิจารณาที่รูปสเปกตรัมของสัญญาณของระบบที่มีค่า Additional Shift แตกต่างกันพบว่า สเปกตรัมในกรณีที่มีค่า Additional Shift มาก มีค่า line peak ต่ำกว่ากรณีที่มีค่า Additional Shift น้อย ๆ เกิดขึ้นน้อยกว่าและเมื่อพิจารณาสเปกตรัมของพัลส์ชนิดต่าง ๆ พบว่าชนิดพัลส์ที่ต่างกันก็ให้สเปกตรัมที่แตกต่างกันด้วย แสดงในรูปที่ 3.9 และ 3.10 โดย Gaussian pulse จะให้รูปสเปกตรัมที่มีความถี่กลางประมาณ 1 GHz และการเพิ่มลำดับของพัลส์จะให้สเปกตรัมที่มีความถี่กลางสูงขึ้น โดย Monocycle และ Doublet จะให้รูปสเปกตรัมที่มีความถี่กลางประมาณ 4 และ 7 GHz ตามลำดับ ดังนั้นการเลือกใช้จึงขึ้นอยู่กับการออกแบบว่าต้องการระบบการสื่อสารแบบใด

เมื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบเมื่อใช้ PN code เป็นแบบ Non-Collision ซึ่งไม่เกิดการชนของพัลส์ระหว่างผู้ใช้ในระบบเลย กับแบบ Collision ซึ่งอาจเกิดการชนกันของพัลส์ระหว่างผู้ใช้ใน

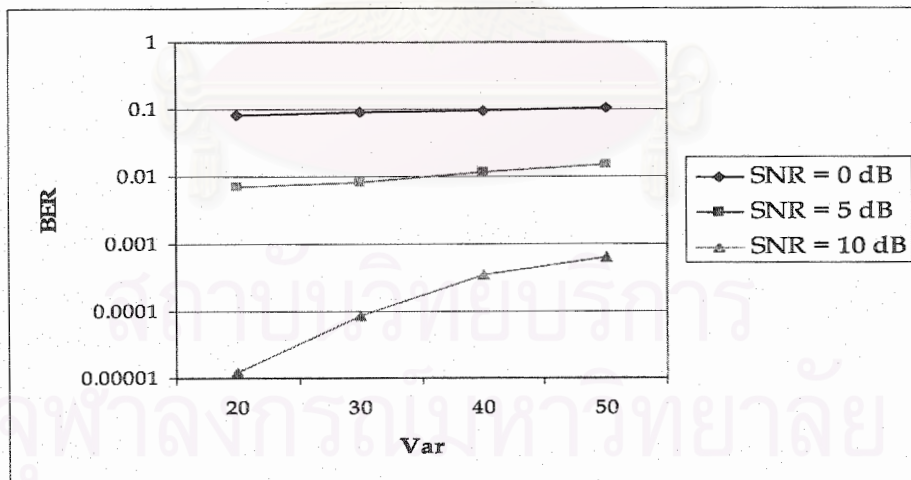
ระบบได้ ซึ่งพบว่า ระบบที่ใช้ code แบบ Non-Collision ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าอย่างชัดเจน ดังแสดงในรูปที่ 3.5 และเมื่อพิจารณาผลของ Repeating พบว่าการเพิ่มจำนวนการส่งซ้ำ (Repeating) เป็น 3 ครั้ง ให้ค่า BER เท่ากับกรณีที่ไม่มีการส่งซ้ำเลย ดังรูป 3.6 และเมื่อพิจารณาลักษณะของสเปกตรัม พบว่า การเพิ่มจำนวน Repeating จะทำให้เกิด line peak มากขึ้นดังปรากฏในรูปที่ 3.11 และ 3.12 ฉะนั้น จึงต้องพิจารณาให้เหมาะสมในการออกแบบ

ในการจำลองระบบเพื่อพิจารณาถึงผลของพารามิเตอร์ Additional Shift และ Offset Time พบว่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 ไม่ได้ส่งผลต่อค่า BER ของระบบเลยแต่ในโดเมนเชิงความถี่พบว่า ที่ค่า AddShift เท่ากับ 0.2 เท่าของความกว้างของพัลส์ ให้ลักษณะสเปกตรัมที่ดีคือ มีลักษณะเรียบกว่าเมื่อเทียบกับกรณีอื่นๆ ในรูปที่ 3.13 และที่ค่า Offset Time เท่ากับ ความกว้างของพัลส์ก็ให้ลักษณะสเปกตรัมที่เหมาะสมเช่นกัน ดังรูป 3.14

3.4.1.2. กรณีที่ Template มีการเลื่อนทางเวลา

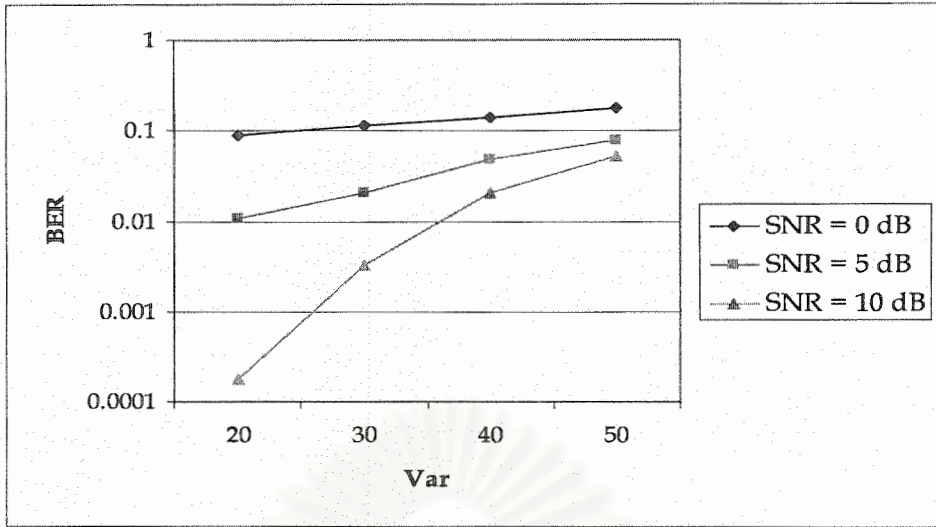
ในส่วนนี้จะใช้ Additional Shift (γ) = 0.2 * ความกว้างของพัลส์, Offset Time (δ) = ความกว้างของพัลส์, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง (Repeating = 3), PN code แบบ Non-Collision และ ค่า Var ที่แสดงถึงความคลาดเคลื่อนของเวลาที่ภาครับกับภาควัดในกราฟ 20 sample เท่ากับ 10 ps ,30 sample เท่ากับ 15 ps ,40 sample เท่ากับ 20 ps และ 50 sample เท่ากับ 25 ps

1. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Gaussian



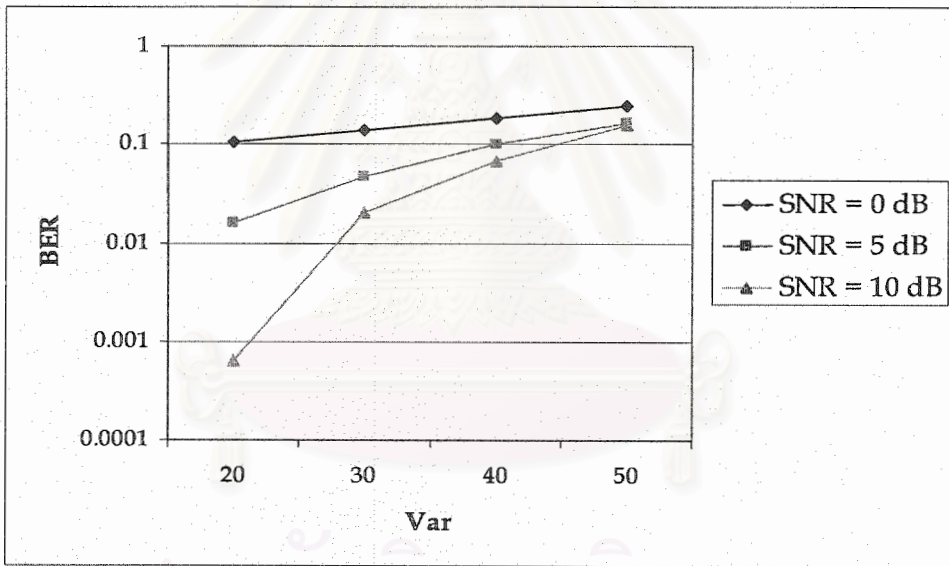
รูปที่ 3.15 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า SNR ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

2. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Monocycle



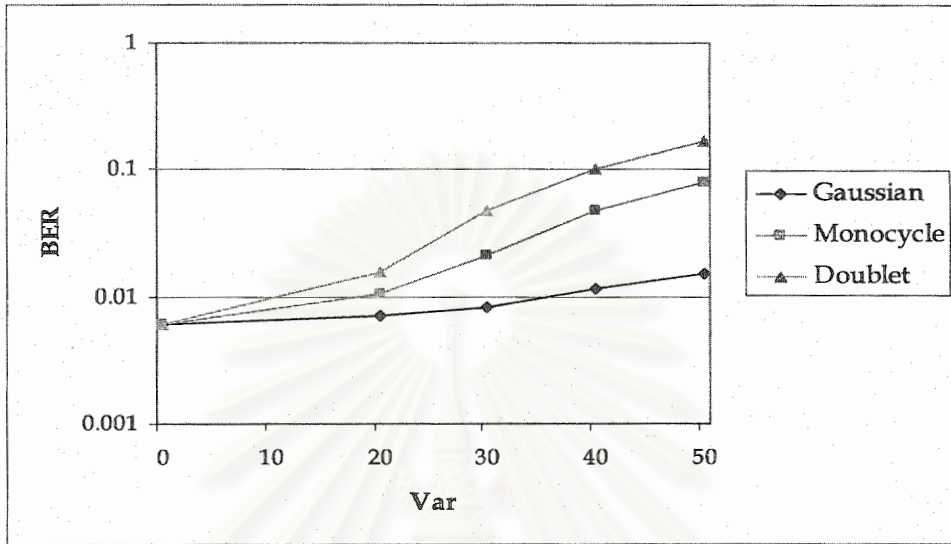
รูปที่ 3.16 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า SNR ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

3. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Doublet



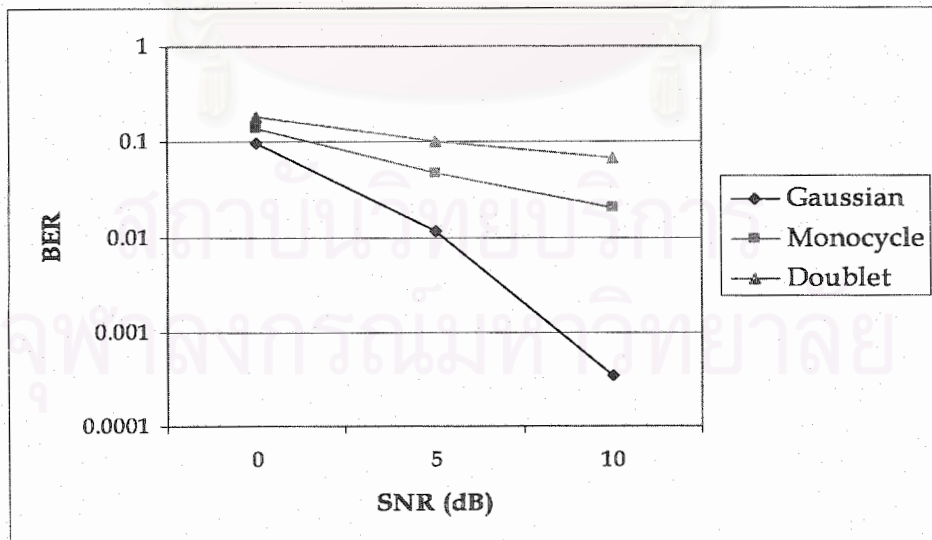
รูปที่ 3.17 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า SNR ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

4. การจำลองระบบกรณี มีค่า SNR = 5 dB พิจารณาผลของรูปพัลส์ที่ต่างกันที่ค่า Var ค่าต่างๆ



รูปที่ 3.18 ค่า BER ของระบบที่ใช้ชนิดพัลส์ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

5. การจำลองระบบกรณี nonsync มีค่า var = 40 sample (20 ps) พิจารณาผลของรูปพัลส์ที่ต่าง ๆ กันที่ค่า SNR ต่างๆ



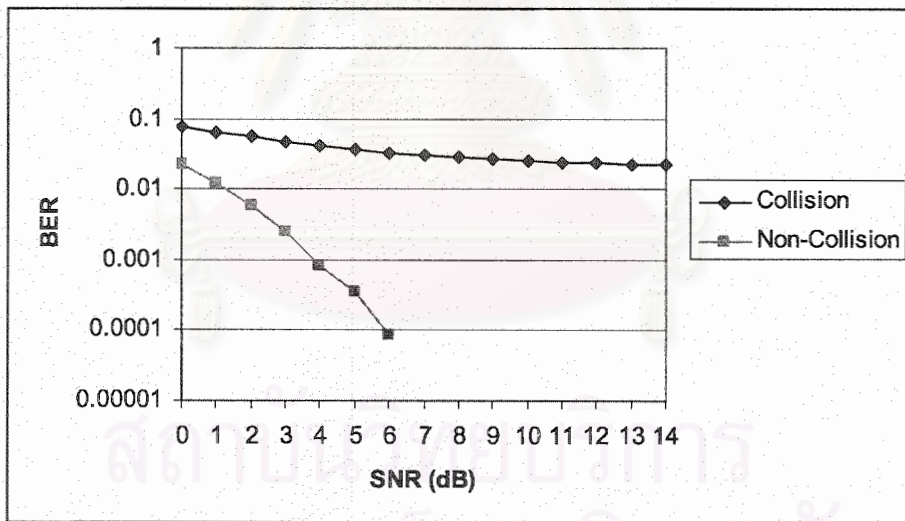
รูปที่ 3.19 ค่า BER ของระบบที่ใช้ชนิดพัลส์ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

จากการจำลองระบบกรณีนีที่มีภาครับและภาคส่งไม่ Synchronous กันพบว่า ที่ค่า SNR ค่าหนึ่ง เมื่อเพิ่มค่าความแปรปรวนของระยะเวลาที่ไม่ตรงกันระหว่างภาครับและภาคส่งมากขึ้น จะทำให้ BER ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อค่า Var มีค่ามากขึ้น ดังแสดงในรูป 3.15, 3.16 และ 3.17 ที่ค่า SNR = 10 dB ในกรณีที่ใช้พัลส์ชนิด Gaussian จะเพิ่มขึ้นประมาณ 50 เท่า , กรณี Monocycle และกรณี Doublet เพิ่มขึ้นเกือบ 300 เท่า เราจึงสามารถใช้คุณสมบัตินี้ในการแก้ไขปัญหาความไม่ตรงกันของภาครับและภาคส่งได้โดยการเลือกใช้ชนิดของพัลส์ เมื่อพิจารณารูป 3.18 ที่ค่า SNR = 5 dB ที่ค่า Var ต่างๆ พบว่ารูปพัลส์ชนิด Gaussian ให้ประสิทธิภาพ BER ที่ดีกว่า พัลส์แบบ Monocycle และ Doublet ตามลำดับ และผลนี้ก็ยังเด่นชัดเมื่อค่าความแปรปรวนของเวลาคลาดเคลื่อนมีค่ามากขึ้น หากพิจารณาที่ค่าความแปรปรวนของเวลาคลาดเคลื่อนเป็น 20 ps Gaussian จะให้ BER ที่ดีขึ้นมากกว่ารูปพัลส์ชนิดอื่นๆ เมื่อเพิ่มค่า SNR จาก 0 dB เป็น 10 dB ดังรูป 3.19

3.4.2 การศึกษารูปแบบวิธีการส่งสัญญาณ UWB แบบ Pulse Position Modulation (PPM)

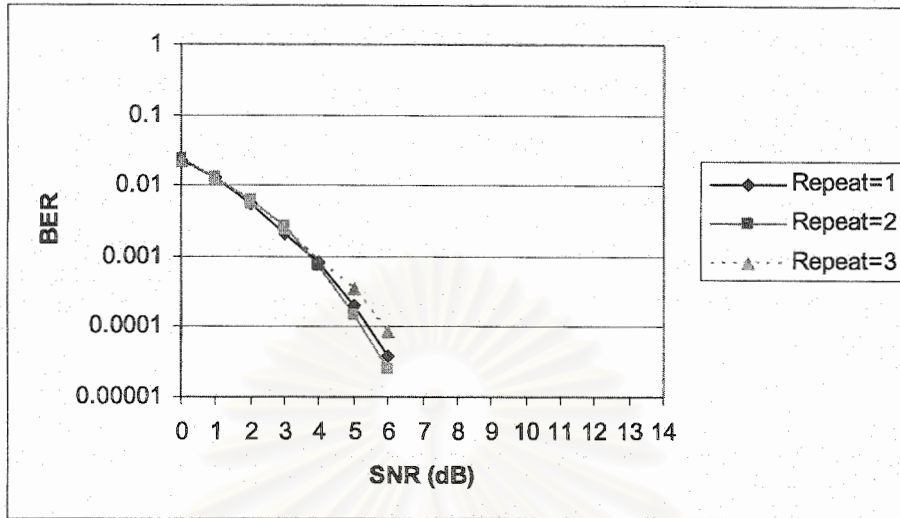
3.4.2.1. กรณีที่ Template ไม่มีการเลื่อนทางเวลา

1. การจำลองระบบกรณีนี มีการใช้พัลส์ชนิด Gaussian Pulse, Additional Shift (γ) = 0.1* ความกว้างของพัลส์, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง (RepeatingPerFrame = 3) โดยจะทำการเปรียบเทียบ PN code แบบ Non-Collision กับแบบ Collision



รูปที่ 3.20 ค่า BER ของระบบที่ใช้ชุดของ PN code ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

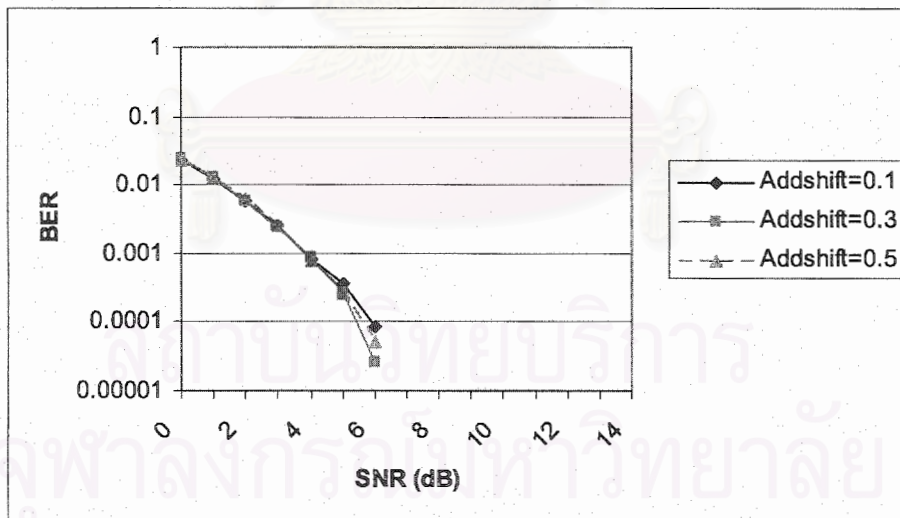
2. การจำลองระบบกรณีนี มีการใช้พัลส์ชนิด Gaussian Pulse, Additional Shift (γ) = 0.1* ความกว้างของพัลส์, ใช้ PN code แบบ Non-Collision โดยจะทำการเปรียบเทียบกรณี RepeatingPerFrame เท่ากับ 1,2 และ 3



รูปที่ 3.21 ค่า BER ของระบบที่ใช้จำนวนการส่งซ้ำที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

3. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Gaussian Pulse, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง

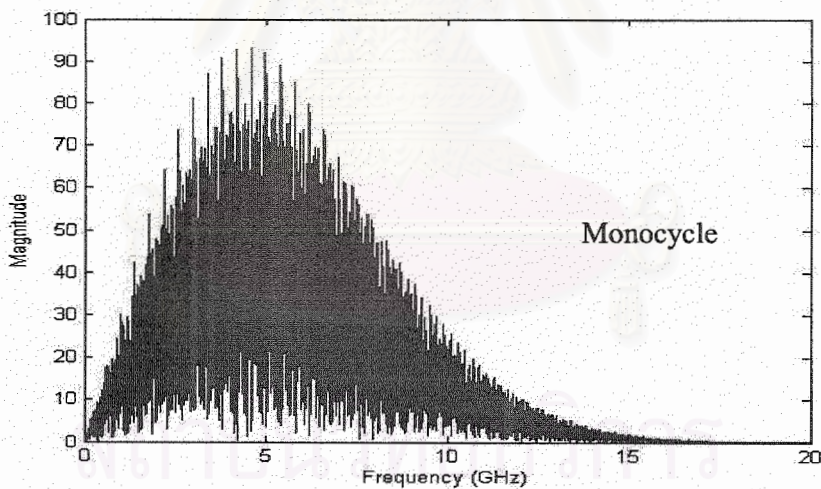
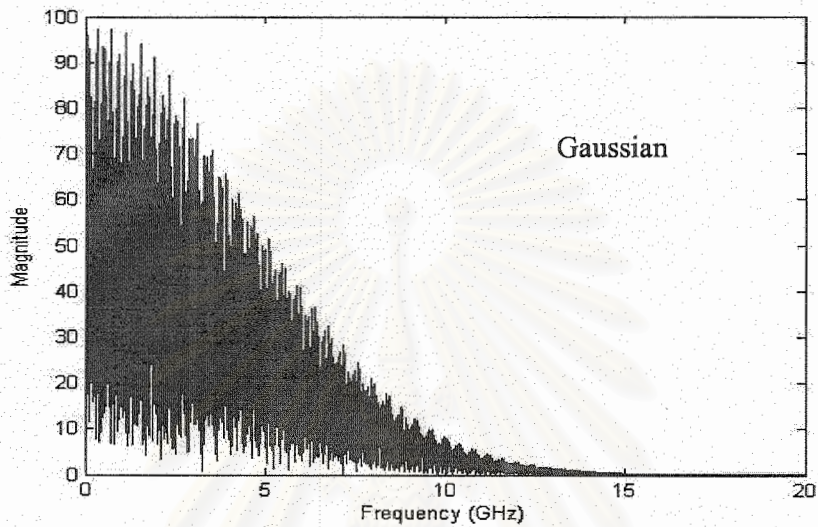
(RepeatingPerFrame = 3), PN code แบบ Non-Collision โดยจะทำการเปรียบเทียบกรณีใช้ค่า AddShift เป็น 0.1, 0.3 และ 0.5 เท่าของความกว้างของพัลส์

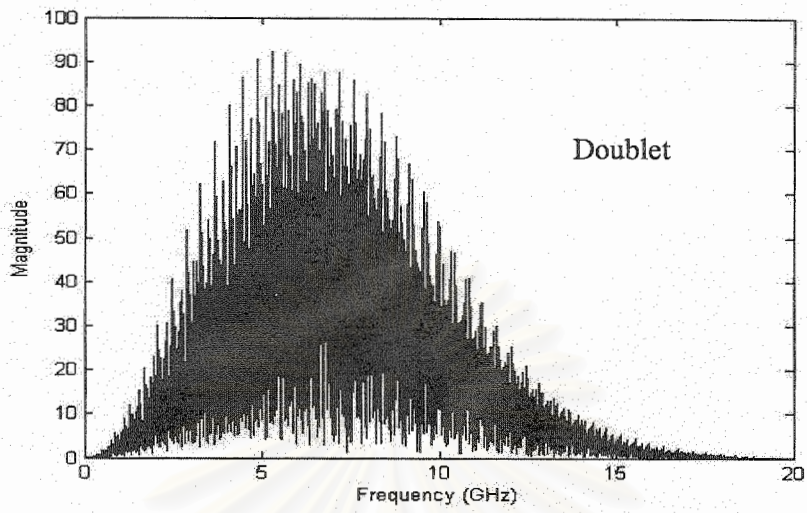


รูปที่ 3.22 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า Addshift ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า SNR

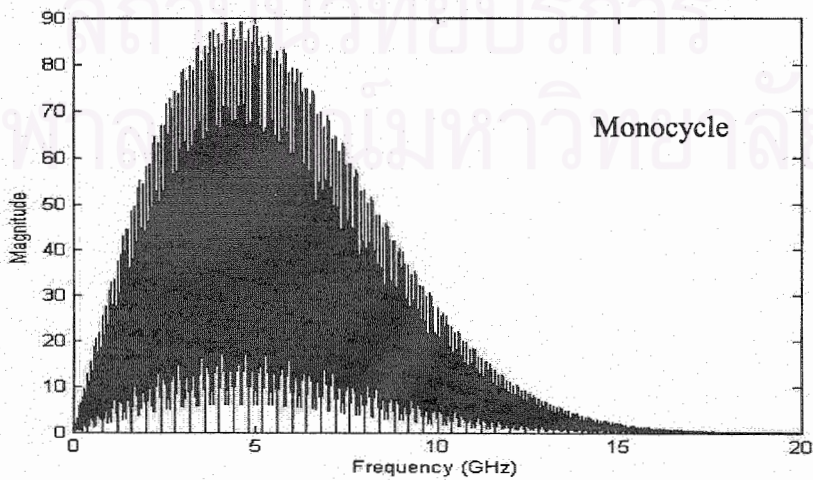
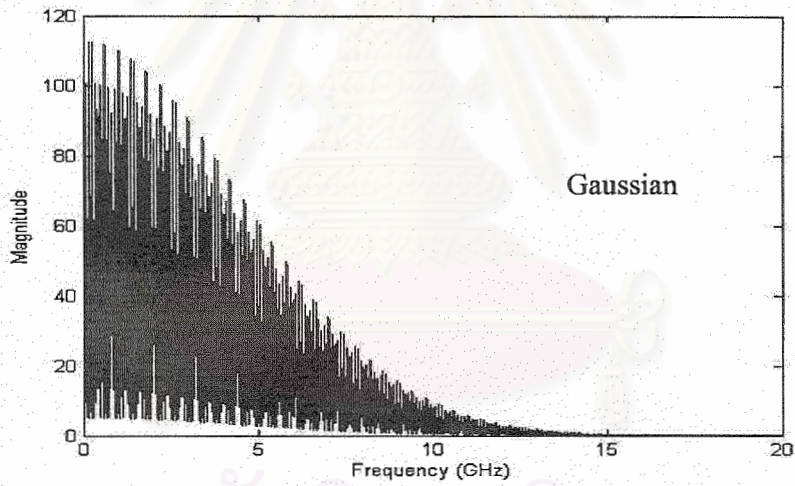
สเปกตรัมของสัญญาณ

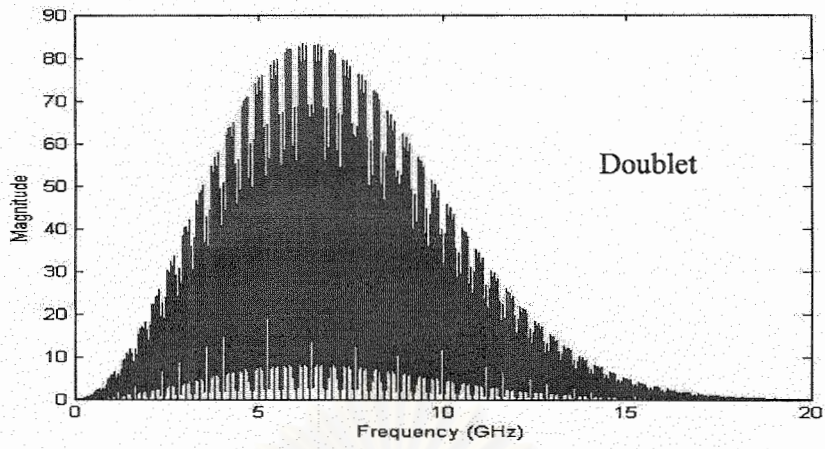
เนื่องจากในระบบการสื่อสารแบบ Impulse Based UWB มีคุณสมบัติที่สำคัญคือ แถบความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารมีขนาดกว้างมากจึงจำเป็นต้องพิจารณารูปแบบของสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้ให้มิลักษณะที่เหมาะสม คือ ไม่เกิดลักษณะของ line peak มากนัก อันจะเป็นผลให้ระบบ UWB ไปรบกวนกับระบบสื่อสารเดิมที่มีอยู่เดิม ในโครงการนี้จึงมีการพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณโดยผ่านโปรแกรม MATLAB



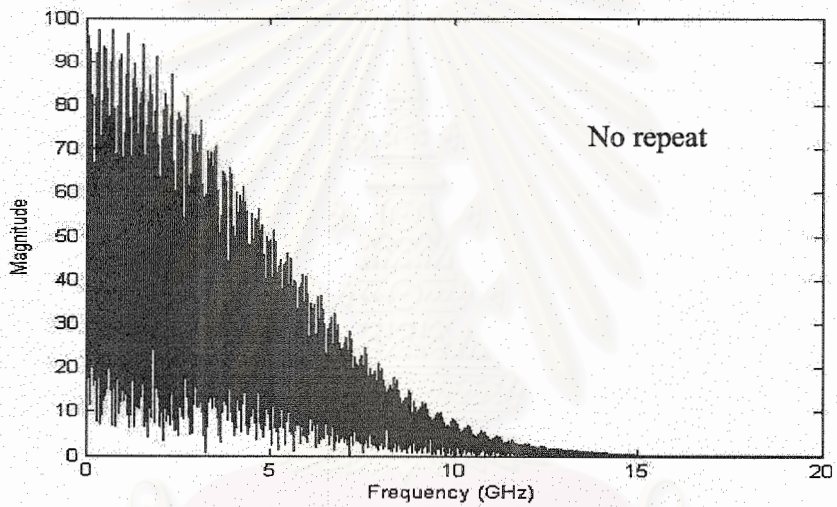


รูปที่ 3.23 สเปกตรัมของพัลส์ชนิดต่างๆ เมื่อมีการใส่ค่า Additional Shift = 0.1



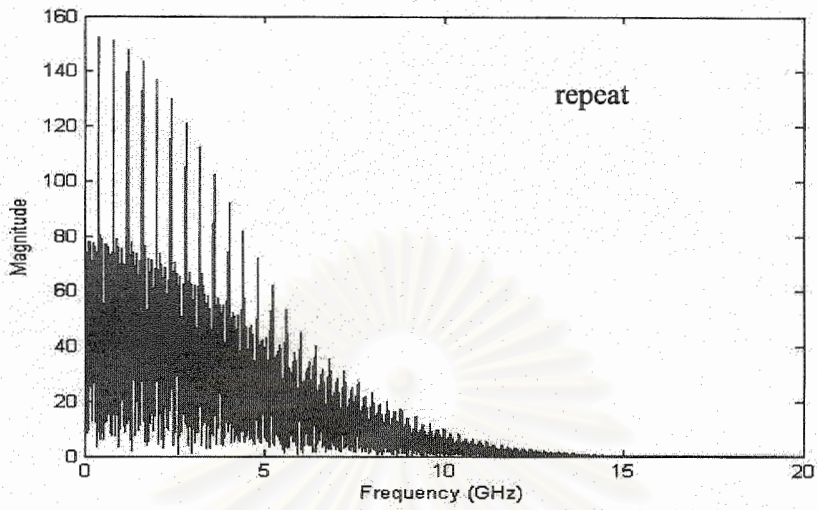


รูปที่ 3.24 สเปกตรัมของพัลส์ชนิดต่างๆ เมื่อไม่มีการใส่ค่า Additional Shift

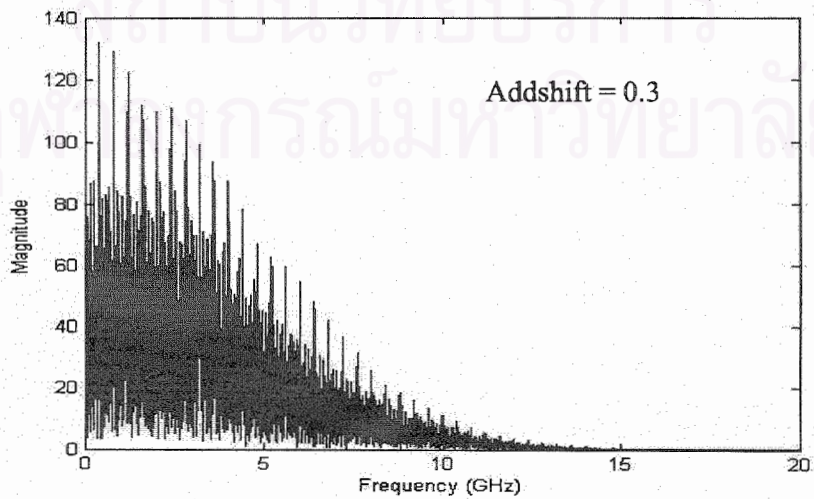
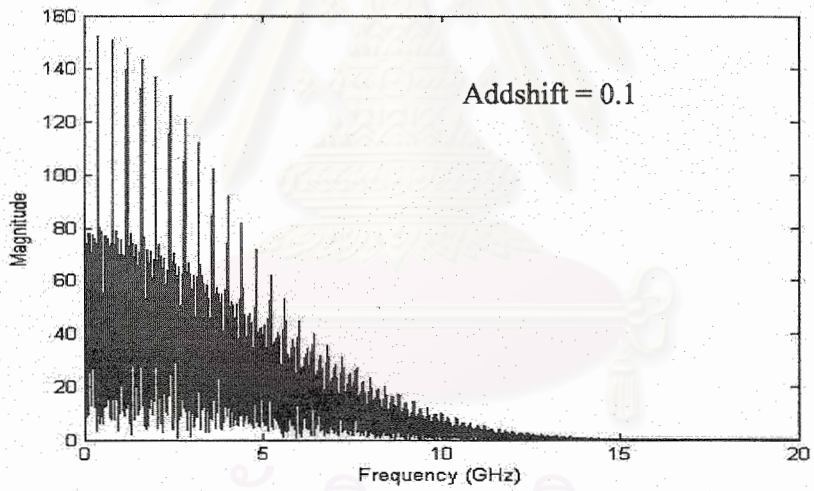


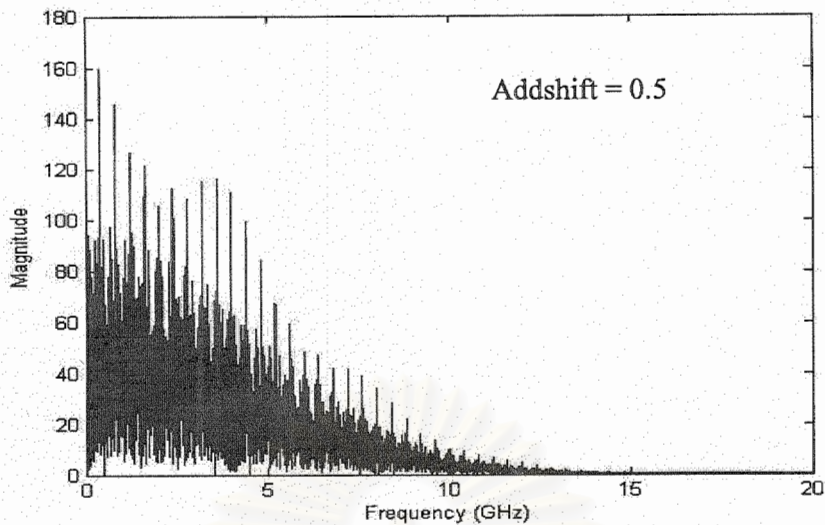
รูปที่ 3.25 สเปกตรัมสัญญาณ เมื่อไม่มีการส่งซ้ำ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.26 สเปกตรัมสัญญาณ เมื่อมีการส่งซ้ำ





รูปที่ 3.27 สเปกตรัมสัญญาณ เมื่อใช้ค่า Addshift เป็น 0.1, 0.3 และ 0.5 เท่าของความกว้างของพัลส์ จากการจำลองระบบกรณีทีภาครับและภาคส่ง Synchronous เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณจะพบว่า ไม่ว่ารูปคลื่นนั้นจะเป็นชนิดใด ก็ให้ค่า Magnitude ที่ใกล้เคียงกัน แต่จะสังเกตเห็นได้ว่าความถี่กลางที่เกิดขึ้นของรูปคลื่นแต่ละชนิดนั้น เกิดขึ้นที่คนละความถี่กัน เช่น Gaussian pulse จะให้สเปกตรัมที่มีความถี่กลางประมาณ 1 GHz และ Monocycle และ Doublet นั้นจะมีความถี่กลางที่ประมาณ 4 และ 7 GHz ตามลำดับ และสำหรับระบบที่มี Addshift นั้นจะเห็นได้ชัดเจนว่าจะมี peak line เกิดขึ้นน้อยกว่า รวมทั้งการเปรียบเทียบรูปคลื่นที่ใช้ในแต่ละชนิดในแต่ละรูปด้วยเช่นกัน

สำหรับในรูปที่ 3.20 นั้นเป็นการเปรียบเทียบสถานการณ์ที่มีการชนกันของสัญญาณที่ส่งออกมาจากผู้ใช้ที่ต่างกัน ซึ่งจากข้อมูลจะเห็นได้อย่างชัดเจนยิ่งว่า การชนกันนั้น มีผลกระทบอย่างมากต่อค่า BER ดังนั้น การชนกันของสัญญาณจึงเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างยิ่งปัจจัยหนึ่งในการรับส่งข้อมูล

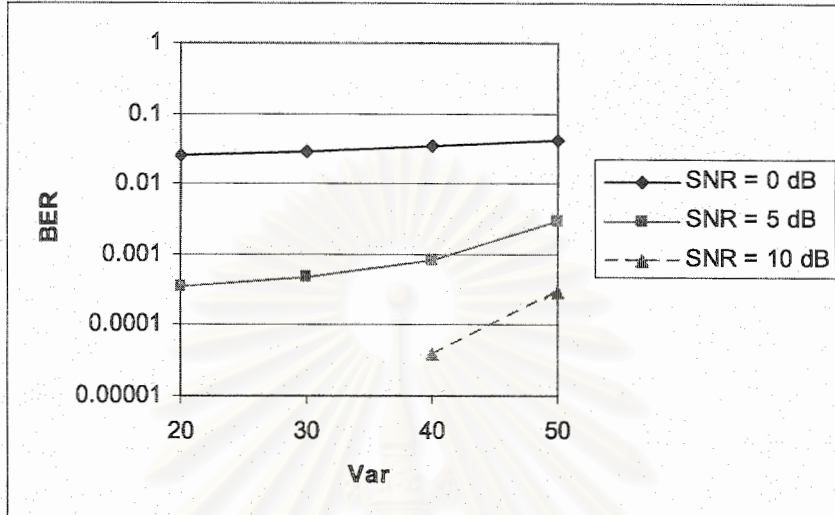
การเพิ่ม Repeating นั้นไม่ให้สเปกตรัมของสัญญาณเกิด line peak มากขึ้นจาก 100 เป็น 160 ดังนั้น การทำ Repeating จะต้องคำนึงถึงเรื่อง line peak ด้วย

สำหรับกรณีที่ใช้ค่า Addshift ต่างๆ กัน ซึ่งเป็นการจำลองระบบในรูปที่ 3.22 นั้น จะเห็นว่าค่า BER ในการเปลี่ยนขนาดของ Addshift นั้นไม่มีความแตกต่างกัน แต่เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณจะเห็นว่า ขนาด Addshift = 0.3 จะทำให้สเปกตรัมมีความราบเรียบที่สุด ดังนั้น ไม่จำเป็นที่ค่า Addshift น้อยๆ จึงจะมีผลดี

3.4.2.2. กรณีที่ Template มีการเลื่อนทางเวลา

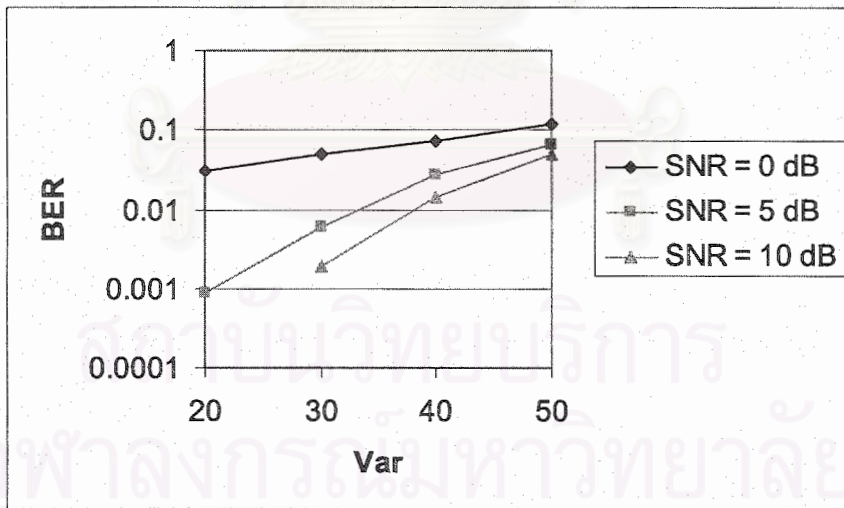
ในส่วนนี้จะใช้ Additional Shift (γ) = 0.2 * ความกว้างของพัลส์, Offset Time (δ) = ความกว้างของพัลส์, มีการส่งซ้ำ 3 ครั้ง (Repeating = 3), PN code แบบ Non-Collision และ ค่า Var ที่แสดงถึงความคลาดเคลื่อนของเวลาที่ภาครับกับภาคส่งในกราฟ 20 sample เท่ากับ 10 ps ,30 sample เท่ากับ 15 ps ,40 sample เท่ากับ 20 ps และ 50 sample เท่ากับ 25 ps

1. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Gaussian



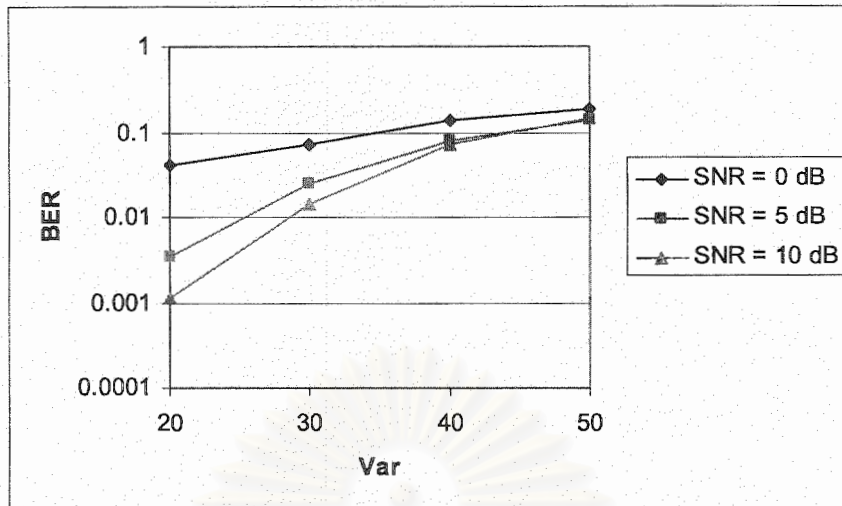
รูปที่ 3.28 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า SNR ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

2. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Monocycle



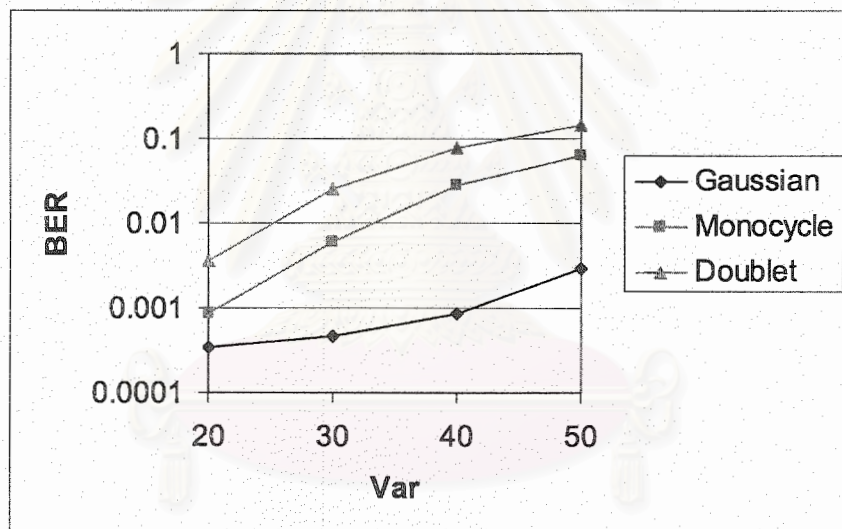
รูปที่ 3.29 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า SNR ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

3. การจำลองระบบกรณี มีการใช้พัลส์ชนิด Doublet



รูปที่ 3.30 ค่า BER ของระบบที่ใช้ค่า SNR ที่แตกต่างกันที่แต่ละค่า Var

4. การจำลองระบบกรณี มีค่า SNR = 5 dB พิจารณาผลของรูปพัลส์ที่ต่างกันที่ค่า Var ค่าต่างๆ



รูปที่ 3.31 ค่า BER ของระบบที่ใช้ชนิดพัลส์ที่ต่างกันที่แต่ละค่า Var

จากการจำลองระบบกรณีที่มีภาครับและภาคส่งไม่ Synchronous พบว่า ที่ค่า SNR ใดๆ เมื่อเกิดการคลาดเคลื่อนของจังหวะการรับส่งกันมากขึ้น (ค่า Var สูงขึ้นนั่นเอง) มีผลทำให้ค่า BER ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะเห็นได้ชัดที่ค่า SNR = 10 dB ในทุกรูปคลื่น จะเห็นว่าค่า Var นั้นเป็นปัจจัยสำคัญปัจจัยหนึ่งซึ่งจะต้องนำมาพิจารณาในการออกแบบระบบ

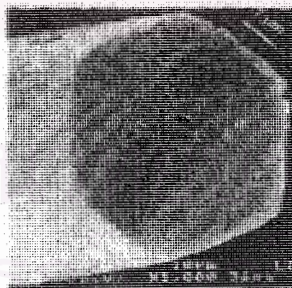
โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 6

เรื่อง ซอฟต์แวร์คำนวณวิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและโฟโตนิกส์ ปีที่ 3 : ซอฟต์แวร์วิเคราะห์ เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัลด้วยระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์-บิมพรอพากชัน

ผู้รับผิดชอบโครงการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทับทิม อ่างแก้ว

1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัล (photonic crystal optical fiber) เป็นเส้นใยนำแสงแบบใหม่ที่กำลังได้รับความสนใจในการนำมาใช้งานทางด้านการสร้างสิ่งประดิษฐ์ในระบบสื่อสารทางแสง เริ่มต้นในปี 1996 Knight, Birks, Russell และ Atkin^[1] ได้ทดลองสร้างเส้นใยนำแสง โฟโตนิกคริสตัลที่มีแกนทำจากแท่งแก้วที่เจาะเป็นรูอากาศรูปวงกลมซึ่งจัดเรียงแบบรวงผึ้งตลอดทางยาวหลายวง โดยมีขนาดของแกนเส้นผ่านศูนย์กลาง 4.6 ไมโครเมตร, ระยะพิตช์ (ระยะห่างระหว่างรูอากาศที่ใกล้กัน) 2.3 ไมโครเมตร, ขนาดของรูอากาศ 0.2 ไมโครเมตรและความยาวของเส้นใยนำแสง 1 เมตร ดังรูปที่ 1.1 เมื่อกลุ่มนักวิจัยกลุ่มนี้ทดลองยิงแสงเลเซอร์ที่ต้นทางเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัลแล้วนำกล้องไมโครสแกนอิเล็กตรอนไว้ที่ปลายทางของเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัล ปรากฏว่ามองเห็นแสงที่มีความเข้มของแสงมาก ๆ อยู่ที่บริเวณแกนกลางและความเข้มของแสงจะค่อยๆลดลงที่บริเวณระหว่างรูอากาศที่ใกล้กัน คุณสมบัติที่พบคือเกิดแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single mode) ในช่วงความยาวคลื่นกว้างตั้งแต่ 337-1550 นาโนเมตร

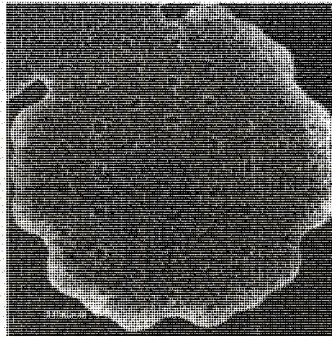


รูปที่ 1.1 เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัลของ Knight, Birks, Russell and Atkin (1996)

หลังจากการทดลองของกลุ่มวิจัยของ Knight ได้ผลเป็นที่น่าสนใจและมีความเป็นไปได้ที่จะนำมาประดิษฐ์เป็นอุปกรณ์นำแสงแบบต่างๆ นอกเหนือจากการใช้เส้นใยนำแสงแบบที่ใช้กันทั่วไป มี

[1] Knight, J.C., Birks, T.A., Russell, P.St.J., and Atkin, D.M. All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding. *Optics Letters* 21, 19 (October 1996) : 1547-1549.

นักวิจัยอีกกลุ่มหนึ่งได้พัฒนาเทคโนโลยีในการผลิตและการเชื่อมต่อเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลกับเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน ในปี ค.ศ. 1999 โดย Bennett, Monro และ Richardson [2] ได้สร้างเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลที่มีความยาว 50 เมตร, เส้นผ่านศูนย์กลางภายนอก 250 ไมโครเมตร, ขนาด 0.34 ไมโครเมตรและระยะพิทซ์ 1.8 ไมโครเมตร ดังรูปที่ 1.2 ได้ทดลองวัดการสูญเสียในเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลได้ 0.24 dB/m หรือ 240 dB/km (เส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน 0.2 dB/km) และวัดดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น 1550 นาโนเมตรได้ $50 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \text{ km}^{-1}$

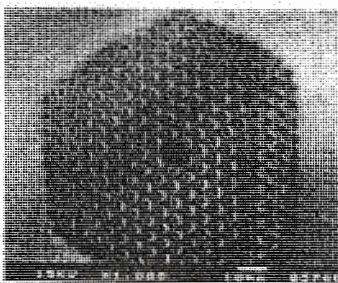


รูปที่ 1.2 เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลของ Bennett, Monro and Richardson (1999)

ในปีเดียวกันนั้นได้มีงานวิจัยของกลุ่มนักวิจัย Birk, Mogilevtsev, Knight และ Russell [3] ได้สร้างเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลที่มีดิสเพอร์ชันต่ำมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกน 0.98 ไมโครเมตร ดังรูปที่ 1.3 ซึ่งแตกต่างจากงานวิจัยของ Knight, Birks, Russell และ Atkin (1996) โดยสร้างเส้นใยนำแสงที่มีดิสเพอร์ชันสูงกว่าเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน เมื่อทำการทดลองวัดดิสเพอร์ชันแล้วได้ $2,000 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \text{ km}^{-1}$ ซึ่งมีค่าต่ำกว่าเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน 100 เท่าซึ่งเป็นข้อดีของเส้นใยนำแสงประเภทนี้ที่สามารถใช้ชดเชยดิสเพอร์ชันได้ถึง $\pm 0.2\%$ และสามารถชดเชยดิสเพอร์ชันได้ถึง 35 เท่าของเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานที่อยู่ในช่วงความยาวของเส้นใยนำแสง 100 นาโนเมตร

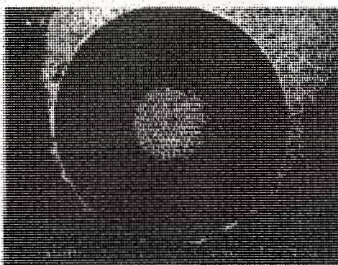
[2] Bennett, P.J., Monro, T.M., and Richardson, D.J. Toward practical holey fiber technology: fabrication, splicing, modeling, and characterization. *Optics Letters* 24, 17 (October 1999) : 1203-1205.

[3] Birks, T.A., Mogilevtsev, D., Knight, J.C., and Russell, P.St.J. Dispersion compensation using single-material fiber. *IEEE Photonic technology letters* 11, 6 (June 1999) : 674-676.



รูปที่ 1.3 เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลของ Birk, Moglievtsev, Knight and Russell (1999)

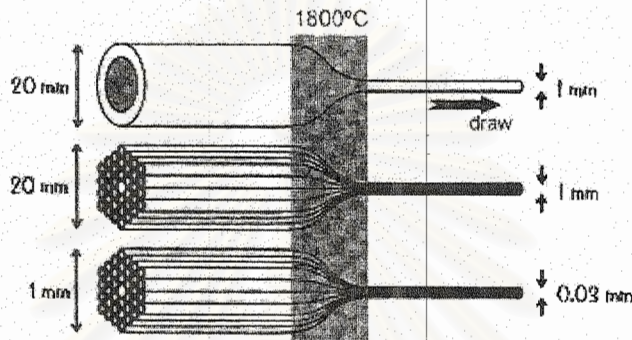
ในปี ค.ศ. 1999 ผลการทดลองเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลพบว่าการสูญเสียมากในเส้นใยนำแสงดังนั้นในปี ค.ศ. 2001 จึงมีกลุ่มนักวิจัย Kubota, Suzuki, Kawanishi, Nakazawa, Tanaka และ Fujita ^[4] สร้างเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลให้มีคุณสมบัติของการสูญเสียในเส้นใยนำแสงให้ลดลง เส้นใยนำแสงที่สร้างขึ้นมีความยาว 2 กิโลเมตร, ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกน 3.1 ไมโครเมตร, ขนาดของรูอากาศ 1.51 ไมโครเมตร และระยะพิตซ์ 2.26 ไมโครเมตรดังรูปที่ 1.4 วัดการสูญเสียในเส้นใยนำแสงได้ 3.2 dB/km ที่ความยาวคลื่น 1,550 นาโนเมตร และมีดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ที่ 810 นาโนเมตรซึ่งการสูญเสียในเส้นใยนำแสงประเภทนี้ลดลงจากงานวิจัยปี ค.ศ. 1999 มากและใกล้เคียงกับเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน



รูปที่ 1.4 เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลของนักวิจัย Kubota, Suzuki, Kawanishi, Nakazawa, Tanaka and Fujita (2001)

[4] Kubota, H., Suzuki, K., Kawanishi, S., Nakazawa, M., Tanaka, M., and Fujita, M. Low-loss 2-km long photonic crystal fiber with zero GVD in the near IR suitable for picosecond pulse propagation at the 800 nm band. *In Proc. Cof. Laser Electrooptics, Baltimore, MD (2001) : Postdeadline paper CPD3-1.*

การผลิตเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลมีกรรมวิธี 2 ขั้นตอนคือการจัดเรียงแท่งแก้ว (stack) ให้อยู่ในลักษณะของรวงผึ้งและการดึงแท่งแก้ว (draw) ขั้นตอนแรกนำแท่งแก้วต้นมาจะเป็นรูอากาศแล้วนำแท่งแก้วต้นที่มีขนาดตามที่ต้องการอยู่ตรงกลางโดยการจัดเรียงให้แท่งแก้วที่เจาะรูอากาศมีลักษณะคล้ายรวงผึ้งขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอก 20 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 1.5 จากนั้นให้นำแท่งแก้วทั้งหมดไปหลอมด้วยอุณหภูมิ 1800°C แล้วใช้เครื่องมือดึงแท่งแก้วในทางยาวเพื่อให้แท่งแก้วยืดและมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกลดลงเหลือเพียง 1 มิลลิเมตร ดังนั้นถ้าต้องการนำให้ขนาดของแกนลดลงอีกจึงนำไปหลอมและดึงอีกให้ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกเหลือเพียง 0.03 มิลลิเมตร



รูปที่ 1.5 การผลิตเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอล

จากงานวิจัยที่ผ่านมาจะสังเกตว่าเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลแต่ละแบบให้ค่าดิสเพอร์ชันและการสูญเสียในเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลมากบ้างน้อยบ้างขึ้นอยู่กับขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางของแกน, ขนาดของรูอากาศและระยะพิชชิ่ง ดังนั้นจึงได้มีงานวิจัยอีกกลุ่มหนึ่งที่พยายามหาวิธีคำนวณวิเคราะห์แสงซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อหาลักษณะการกระจายตัวของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนหน้าตัด, แถบช่องโฟโตนิกคริสตอล (photonic band gap) และแถบความยาวคลื่นที่ใช้งานในสถานะของการนำคลื่น (guide mode) ซึ่งมีวิธีการคำนวณหลายวิธีด้วยกันเช่น plane wave expansion, scalar finite element, full vector finite element, semivectorial finite difference, two dimension cylindrical finite difference และ full vector imaginary distance beam propagation ในแต่ละวิธีมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับว่าจะนำวิธีนั้นมาใช้คำนวณหาคุณสมบัติอะไรของเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอล

วิธีการคำนวณวิเคราะห์เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลวิธีหนึ่งที่มีประสิทธิภาพและสามารถปรับเปลี่ยนโครงสร้างหน้าตัดใดๆ ได้คือวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์ ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีวิเคราะห์แสงที่สามารถนำได้ในเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลในลักษณะของการสร้างแบบจำลองการแพร่กระจายลำแสงจากต้นทางของเส้นใยนำแสงไปตามความยาว เพื่อศึกษาว่าการกระจายพลังงานคลื่นแสงในบริเวณหน้าตัดแต่ละหน้า และแบบแผนคลื่นบนหน้าตัดแต่ละหน้าวิธีคำนวณในลักษณะนี้เรียกว่า วิธีบีเอ็ม

พหุพหุเกชัน เมื่อนำวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์มาใช้ในลักษณะการคำนวณดังที่กล่าวมา จึงเรียกว่า “วิธีไฟไนต์อีลีเมนต์บีมีพหุพหุเกชัน (Finite element – beam propagation method)”

วัตถุประสงค์ของการวิจัยในหัวข้อนี้คือ เพื่อสร้างระเบียบวิธีคำนวณเชิงเลขที่สามารถทำเป็นซอฟต์แวร์ที่มีความสามารถดังนี้

1. คำนวณวิเคราะห์แบบแผนการกระจายบนหน้าตัดของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและโพลาริเซชันของแสงในเส้นใยนำแสงไฟโตนิกคริสตอลที่มีรูอากาศรูปแบบใดๆ
2. วิเคราะห์คุณลักษณะของดิสเพอร์ชันในเส้นใยนำแสงไฟโตนิกคริสตอล



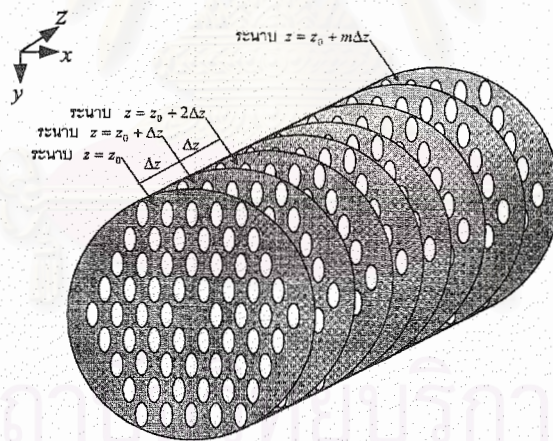
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

2. การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าโดยระเบียบวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์บีมพรอพาเกชัน

2.1 หลักการของวิธีบีมพรอพาเกชัน

กระบวนการจำลองการเดินทางของคลื่นแสงในท่อนำคลื่นแสงด้วยระเบียบวิธีบีมพรอพาเกชัน (BPM) จะเริ่มต้นจากการแบ่งระนาบหน้าตัดของท่อนำคลื่นแสงออกเป็นระนาบส่วนย่อยจำนวน m ระนาบ โดยระนาบแต่ละระนาบจะวางตัวตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นแสงดังรูปที่ 2.1 ระนาบ $z = z_0$ จะอยู่ที่ต้นทางที่แสงถูกส่งเข้าสู่ท่อนำคลื่นแสง ส่วนระนาบ $z = z_0 + m\Delta z$ จะอยู่ที่ปลายทางด้านที่แสงออกจากท่อนำคลื่นแสงและระนาบแต่ละแผ่นจะอยู่ห่างกันเป็นระยะ Δz จากนั้นจึงสร้างสมการคลื่นสำหรับคลื่นแสงที่เดินทางไปในท่อนำคลื่นแสงต่อมาจึงจัดรูปสมการคลื่นเพื่อให้ได้มาซึ่งสมการ (BPM) เพื่อใช้แสดงความสัมพันธ์ของคลื่นแสงบนระนาบแต่ละระนาบแต่ละระนาบที่อยู่ต่อเนื่องกัน

การกำหนดฟังก์ชันของคลื่นแสงเป็นอินพุตที่ระนาบ $z = z_0$ จะทำให้คำนวณหาค่าฟังก์ชันของคลื่นแสงที่ระนาบถัดไป คือ $z = z_0 + \Delta z$ ได้ฟังก์ชันของคลื่นแสงที่คำนวณได้นี้ใช้เป็นคลื่นแสงอินพุตของระนาบถัดไปคือ $z = z_0 + 2\Delta z$ ดำเนินการคำนวณเช่นนี้ต่อไปเรื่อยๆจนกระทั่งสามารถหาค่าฟังก์ชันคลื่นแสงที่ระนาบ $z = z_0 + m\Delta z$ ได้จึงเป็นการสิ้นสุดกระบวนการคำนวณ ทั้งนี้ในการคำนวณหาฟังก์ชันของคลื่นแสงบนระนาบแนวขวางของท่อนำคลื่นแสง จะทำได้โดยอาศัยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบอื่นๆ โดยงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ระเบียบวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์



รูปที่ 2.1 การแบ่งระนาบหน้าตัดของเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอล
รูอากาศรูปวงรีออกเป็นจำนวน m ระนาบ

สมการบีมพรอพาเกชันเป็นสมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสนามในระนาบทั้งสองดังสมการ (2.1) เมื่อบ่อนสนามอินพุตเข้าที่ระนาบแรกจึงคำนวณด้วยสมการบีมพรอพาเกชัน หาเอาท์พุตที่

ระนาบที่สอง ค่าสนามเอทพุตของการคำนวณในระนาบถัดไปดังรูปที่ 2.2 เมื่อคำนวณเป็นระนาบๆ ไปเรื่อยๆ จะสามารถหาสนามได้ตลอดความยาวของท่อนำคลื่นแสง

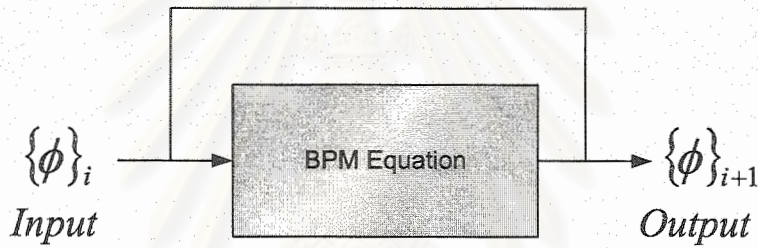
$$[A]\{\phi\}_{i+1} = [B]\{\phi\}_i \quad (2.1)$$

โดยที่

$\{\phi\}_{i+1}$ คือ ขนาดของสนามที่ระนาบ $i+1$

$\{\phi\}_i$ คือ ขนาดของสนามที่ระนาบ i

$[A]$, $[B]$ เป็นเมทริกซ์ที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี BPM



รูปที่ 2.2 การคำนวณด้วยวิธี BPM

2.3 สมการปมพรอพagation

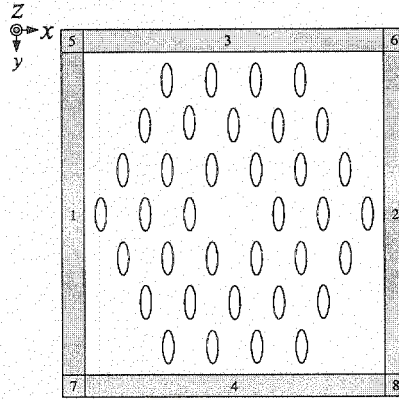
2.3.1 สมการคลื่นในท่อนำคลื่นแสงทั่วไป

เมื่อพิจารณาแสงซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนั้นจึงมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการแมกซ์เวลล์ในรูปโดเมนความถี่ที่ไม่มีแหล่งกำเนิดตัวกลางภายในแบบไอโซทรอปิก เมื่อใช้เงื่อนไขขอบเขตแอนไอโซทรอปิกประเภท PML (Perfect Matched Layer) ดังรูปที่ 2.3

$$\nabla \times \frac{1}{\mu_r} [\mathbf{s}]^{-1} \nabla \times \vec{E} - k_0^2 \epsilon_r [\mathbf{s}] \vec{E} = 0 \quad (2.2)$$

โดยที่ $\mu_r = 1$ และ $\epsilon_r = n^2$

กำหนดให้ n คือ ค่าดัชนีหักเหของตัวกลางถ้าเป็นตัวกลางอากาศมีค่าเท่ากับ 1 ถ้าเป็นตัวกลางแก้วซิลิกา มีค่าเท่ากับ 1.45



รูปที่ 2.3 หน้าตัดที่ใช้ในการคำนวณโดยวิธีไฟไนต์อีลิเมนต์ และกรอบจำลองบริเวณเปิดโล่งด้วยชั้น Phase matched layer (PML)

$$[s] = \begin{bmatrix} s_y s_z / s_x & 0 & 0 \\ 0 & s_z s_x / s_y & 0 \\ 0 & 0 & s_x s_y / s_z \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

โดย s_x, s_y, s_z เป็นพารามิเตอร์ของ PML ในบริเวณต่างๆ ดังตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของ PML

พารามิเตอร์ PML	บริเวณของ PML							
	1	2	3	4	5	6	7	8
s_x	s_1	s_2	1	1	s_1	s_2	s_1	s_2
s_y	1	1	s_3	s_4	s_3	s_3	s_4	s_4

โดยกำหนดให้ $s_z = 1$ ทุกบริเวณของ PML ดังรูปที่ 2.3

เนื่องจากการวิเคราะห์นี้เป็นแบบแผนคลื่นรั่ว (leaky-mode) ดังนั้นพารามิเตอร์ของ PML จึงอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนดังนี้

$$s_j = 1 - j\alpha_j \quad (2.4)$$

โดยค่า $j=1,2,3,4$ และค่าของ α_j ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้เป็นค่าคงที่คือ $\alpha_j = 1$ ทุกบริเวณของ PML มีค่า $s_j = 1 - j1$

จากสมการ (2.2) จะกำหนดให้ $p = \frac{1}{\mu_r}$ และ $q = \epsilon_r$ เพื่อการจัดรูปสมการ (2.2) ใหม่ได้ดังนี้

$$\nabla \times p[s]^{-1} \nabla \times \vec{E} - k_0^2 q[s] \vec{E} = 0 \quad (2.5)$$

โดยแบ่งเวกเตอร์สนามไฟฟ้าออกเป็น 2 องค์ประกอบคือองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าตามขวาง และองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าตามยาวได้ดังนี้

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_t(x, y, z) + E_z(x, y, z) \vec{i}_z \quad (2.6)$$

และตัวดำเนินการเดล (del operator) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla = \nabla_t + \nabla_z \vec{i}_z \quad (2.7)$$

$$\nabla_t = \vec{i}_x \frac{\partial}{\partial x} + \vec{i}_y \frac{\partial}{\partial y} \quad (2.8)$$

$$\nabla_z = \frac{\partial}{\partial z} \quad (2.9)$$

นำสมการ (2.7) แทนลงใน (2.5) จะได้สมการที่มีทั้งสนามไฟฟ้าตามขวางและสนามไฟฟ้าตามแนวแกน ดังสมการ (2.10)

$$\nabla \times p[s]^{-1} \nabla \times (\vec{E}_t + E_z \vec{i}_z) - k_0^2 q[s] (\vec{E}_t + E_z \vec{i}_z) = 0 \quad (2.10)$$

จัดรูปสมการใหม่

$$\nabla \times p[s]^{-1} \nabla \times \vec{E}_t + \nabla \times p[s]^{-1} \nabla \times E_z \vec{i}_z - k_0^2 q[s] \vec{E}_t - k_0^2 q[s] E_z \vec{i}_z = 0 \quad (2.11)$$

นำสมการ (2.7) แทนลงในสมการ (2.11) แล้วจัดรูปจะได้

$$\nabla \times p[s]^{-1} (\nabla_t + \nabla_z \vec{i}_z) \times \vec{E}_t + \nabla \times p[s]^{-1} (\nabla_t + \nabla_z \vec{i}_z) \times E_z \vec{i}_z$$

$$-k_0^2 q[s] \bar{E}_t - k_0^2 q[s] E_z \bar{i}_z = 0 \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \nabla \times p[s]^{-1} \nabla_t \times \bar{E}_t + \nabla \times p[s]^{-1} \nabla_z \bar{i}_z \times \bar{E}_t + \nabla \times p[s]^{-1} \nabla_t \times E_z \bar{i}_z + \nabla \times p[s]^{-1} \nabla_z \bar{i}_z \times E_z \bar{i}_z \\ - k_0^2 q[s] \bar{E}_t - k_0^2 q[s] E_z \bar{i}_z = 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} (\nabla_t + \nabla_z \bar{i}_z) \times p[s]^{-1} \nabla_t \times \bar{E}_t + (\nabla_t + \nabla_z \bar{i}_z) \times p[s]^{-1} \nabla_z \bar{i}_z \times \bar{E}_t + (\nabla_t + \nabla_z \bar{i}_z) \times p[s]^{-1} \nabla_t \times E_z \bar{i}_z \\ - k_0^2 q[s] \bar{E}_t - k_0^2 q[s] E_z \bar{i}_z = 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} \nabla_t \times p[s]^{-1} \nabla_t + \nabla_z \bar{i}_z \times p[s]^{-1} \nabla_t \times \bar{E}_t + \nabla_t \times p[s]^{-1} \nabla_z \bar{i}_z \times \bar{E}_t + \nabla_z \bar{i}_z \times p[s]^{-1} \nabla_z \bar{i}_z \times \bar{E}_t \\ + \nabla_t \times p[s]^{-1} \nabla_t \times E_z \bar{i}_z + \nabla_z \bar{i}_z \times p[s]^{-1} \nabla_t \times E_z \bar{i}_z - k_0^2 q[s] \bar{E}_t - k_0^2 q[s] E_z \bar{i}_z = 0 \end{aligned} \quad (2.15)$$

โดยกำหนดให้

$$[s_t] = \begin{bmatrix} s_y s_z / s_x & 0 \\ 0 & s_z s_x / s_y \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$s_t = s_x s_y / s_z \quad (2.17)$$

จัดรูปเมทริกซ์ $[s]$ ใหม่จะได้

$$[s] = \begin{bmatrix} [s_t] & 0 \\ 0 & s_t \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[s]^{-1} = \begin{bmatrix} [s_t]^{-1} & 0 \\ 0 & s_t^{-1} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

แทนสมการ (2.18) และ (2.19) ลงในสมการ (2.15) แล้วแยกองค์ประกอบตามขวางและองค์ประกอบตามยาวจะได้ 2 สมการคลื่นดังนี้

$$\nabla_t \times (p s_t^{-1} \nabla_t \times \bar{E}_t) + \nabla_z \{p [s_t]^{-1} (\nabla_t E_z - \nabla_z \bar{E}_t)\} = k_0^2 q [s_t] \bar{E}_t \quad (2.20)$$

และ

$$\nabla_t \times \{p [s_t]^{-1} (\nabla_t E_z - \nabla_z \bar{E}_t)\} \times E_z = k_0^2 q s_t E_z \bar{i}_z \quad (2.21)$$

2.3.2 สมการบีบพรอพาเกชัน

เขียนผลเฉลยของเวกเตอร์สนามให้อยู่รูปของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลโดยใช้การประมาณแบบ slowly varying envelope คลื่นแสงจะมีขนาดค้อยๆลดลงตามระยะทางดังนี้

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_i(x, y, z)\exp(-jk_0 n_0 z) + E_z(x, y, z)\exp(-jk_0 n_0 z)\vec{i}_z \quad (2.22)$$

โดย \vec{E}_i คือขนาดสนามของลำคลื่นแนวหน้าตัด และ E_z คือขนาดของสนามตามแนวแกน z และค่า n_0 คือ ดรรชนีหักเหอ้างอิง (reference refractive index) ที่มีค่าอยู่ระหว่างดรรชนีหักเหของแก้ว $n=1.45$ กับดรรชนีหักเหของรูอากาศ $n=1$ ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกค่า $n_0 = 1$ เมื่อแทนสมการ (2.22) ลงในสมการ (2.20) และ (2.21) จะได้

$$\begin{aligned} \nabla_i \times (ps_i^{-1} \nabla_i \times \vec{E}_i \exp(-jk_0 n_0 z)) + \nabla_z \{p[s_i]^{-1} (\nabla_i E_z \exp(-jk_0 n_0 z))\} \\ - \nabla_z \{p[s_i]^{-1} (\nabla_z \vec{E}_i \exp(-jk_0 n_0 z))\} = k_0^2 q[s_i] \vec{E}_i \exp(-jk_0 n_0 z) \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \nabla_i \times [\{p[s_i]^{-1} (\nabla_i E_z \exp(-jk_0 n_0 z) - \nabla_z \vec{E}_i \exp(-jk_0 n_0 z))\} \times E_z \exp(-jk_0 n_0 z)] \\ = k_0^2 qs_i E_z \vec{i}_z \exp(-jk_0 n_0 z) \end{aligned} \quad (2.24)$$

จัดรูปสมการ (2.31) และ (2.32) จะได้สมการ (2.33) และ (2.34)

$$\begin{aligned} \nabla_i \times (ps_i^{-1} \nabla_i \times \vec{E}_i) - (\nabla_z^2 - 2jk_0 n_0 \nabla_z - k_0^2 n_0^2) p[s_i]^{-1} \vec{E}_i \\ - k_0^2 q[s_i] \vec{E}_i + (\nabla_z - jk_0 n_0) p[s_i]^{-1} \nabla_i E_z = 0 \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\nabla_i \times [\{p[s_i]^{-1} \nabla_i E_z\} \times E_z] - \nabla_i \times [\{p[s_i]^{-1} (\nabla_z - jk_0 n_0) \vec{E}_i\} \times E_z] = k_0^2 qs_i E_z \vec{i}_z \quad (2.26)$$

ประมาณให้องค์ประกอบ E_i โดยที่ $i = x, y, z$ อยู่ในรูปของผลคูณของฟังก์ชันฐานแบบขอบและพารามิเตอร์ไม่ทราบค่าดังนี้

$$E = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{E_i\}^e \\ \{V\}^T \{E_i\}^e \\ j\{N\}^T \{E_z\}^e \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$\{U\}, \{V\}$ เป็นฟังก์ชันรูปร่างดังนี้

$$\{U\} = \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} l_1(y_3 - y) \\ l_2(y_1 - y) \\ l_3(y_2 - y) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\{V\} = \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} l_1(x - x_3) \\ l_2(x - x_1) \\ l_3(x - x_2) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

โดยที่ x_i, y_i คือ พิกัด x, y ของโนดที่ $i = 1, 2, 3$ A คือขนาดพื้นที่ของอีลีเมนต์สามเหลี่ยม l_i คือ ความยาวของด้านที่ $i = 1, 2, 3$ และเป็นค่าที่กำหนดทิศทางของเวกเตอร์ให้วิ่งในทิศทางที่เสริมกันโดยมีสูตรการหา ดังนี้

$$l_i = \begin{cases} \sqrt{b_k^2 + c_k^2} & \text{for } b_k < 0 \text{ or } b_k = 0, c_k > 0 \\ -\sqrt{b_k^2 + c_k^2} & \text{for } b_k > 0 \text{ or } b_k = 0, c_k < 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

ในที่นี้ i, j, k หมุนวนแบบ modulo 3 เมื่อแทนฟังก์ชันฐานสมการ (2.27) ลงในสมการ (2.25) และ (2.26) แล้วหาลดคูณภายในตามระเบียบวิธีถ่วงน้ำหนักเศษตักข้างแบบกาลีเลอติงโดยเลือกฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักให้มีรูปแบบเดียวกันกับฟังก์ชันรูปร่าง โดยถ่วงน้ำหนักด้วยฟังก์ชันรูปร่างแบบเวกเตอร์ W_i และฟังก์ชันรูปร่างแบบสเกลาร์ W_z ดังนี้

$$W_i = \{U\} \bar{i}_x + \{V\} \bar{i}_y \quad (2.31)$$

$$W_z = j\{N\} \quad (2.32)$$

จะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned} & \sum_e \iint_e W_i \cdot \nabla_i \times (p s_i^{-1} \nabla_i \times (\{U\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_x + \{V\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_y)) dx dy \\ & - \sum_e \iint_e W_i \cdot (\nabla_z^2 - 2jk_0 n_0 \nabla_z - k_0^2 n_0^2) p [s_i]^{-1} (\{U\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_x + \{V\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_y) dx dy \\ & - \sum_e \iint_e W_i \cdot k_0^2 q [s_i] (\{U\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_x + \{V\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_y) dx dy \\ & + \sum_e \iint_e W_i \cdot (\nabla_z - jk_0 n_0) p [s_i]^{-1} \nabla_i (j\{N\}^T \{E_z\}^e) dx dy = 0 \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\sum_e \iint_e W_z \cdot \nabla_i \times [p [s_i]^{-1} \nabla_i (j\{N\}^T \{E_z\}^e) \times (j\{N\}^T \{E_z\}^e)] dx dy$$

$$\begin{aligned}
& - \sum_e \iint W_z \cdot \nabla_t \times [p[s_i]^{-1} (\nabla_z - jk_0 n_0) (\{U\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_x + \{V\}^T \{E_i\}^e \bar{i}_y)] \times (j\{N\}^T \{E_z\}^e) dx dy \\
& - \sum_e \iint W_z k_0^2 q s_i (j\{N\}^T \{E_z\}^e) \bar{i}_z dx dy = 0
\end{aligned} \tag{2.34}$$

แทนสมการ (2.31) และ (2.32) ลงในสมการ (2.33) และ (2.34) แล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$\begin{aligned}
& \sum_e \iint p \frac{s_z}{s_x s_y} \left(\frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} + \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} - \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} - \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \right) dx dy \{E_i\}^e \\
& + j \frac{\partial}{\partial z} \sum_e \iint \left(p \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right) dx dy \{E_z\}^e \\
& - \frac{\partial^2}{\partial z^2} \sum_e \iint \left(k_0^2 q \frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + k_0^2 q \frac{s_z s_x}{s_y} \{V\} \{V\}^T \right) dx dy \{E_i\}^e \\
& - k_0^2 \sum_e \iint \left(q \frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + q \frac{s_z s_x}{s_y} \{V\} \{V\}^T \right) dx dy \{E_i\}^e = 0
\end{aligned} \tag{2.35}$$

$$\begin{aligned}
& \sum_e \iint \left(p \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right) dx dy \{E_z\}^e \\
& + j \frac{\partial}{\partial z} \sum_e \iint \left(p \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \{U\}^T + p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \{V\}^T \right) dx dy \{E_i\}^e \\
& - k_0^2 q \frac{s_x s_y}{s_z} \sum_e \iint \{N\} \{N\}^T dx dy \{E_z\}^e = 0
\end{aligned} \tag{2.36}$$

เนื่องจากเส้นใยนำแสงมีหน้าตัดขวางที่เหมือนกันตลอดแนวแกน z ดังนั้นจึงสามารถนำการประมาณแบบเฟรสเนลช่วยในการประมาณโดยให้ $\frac{\partial^2}{\partial z^2} \approx 0$ การใช้การประมาณแบบเฟรสเนลช่วยลดเมทริกซ์ที่ใช้ในการคำนวณลงและช่วยลดเวลาในการคำนวณ ดังนั้นจะกำหนดสนามตามยาวดังสมการดังนี้

$$E_z(x, y, z) \exp(-jk_0 n_0 z) = j \frac{\partial}{\partial z} \{E'_z(x, y, z) \exp(-jk_0 n_0 z)\} \tag{2.37}$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$E_z(x, y, z) \exp(-jk_0 n_0 z) = j \{N\}^T \{E_z\}^e \exp(-jk_0 n_0 z) = j \left(j \frac{\partial \{N\}^T}{\partial z} \right) \{E_z\}^e \quad (2.38)$$

จะเห็นได้ว่าการแปลงตัวแปรองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในแนวยาว $\{N\}^T$ สามารถแทนด้วย $j \frac{\partial \{N\}^T}{\partial z}$ ได้
จะสังเกตว่าสมการ (2.35) มีเทอมของ $\frac{\partial^2}{\partial z^2}$ จึงสามารถตัดทิ้งได้แล้วจัดรูปใหม่ให้เหลืออนุพันธ์อันดับหนึ่ง
ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \sum_e \iint_e p \frac{s_z}{s_x s_y} \left(\frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} + \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} - \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} - \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \right) dx dy \{E_i\}^e \\ & + j \frac{\partial}{\partial z} \sum_e \iint_e \left(p \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right) dx dy \{E_z\}^e \\ & - k_0^2 \sum_e \iint_e \left(q \frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + q \frac{s_z s_x}{s_y} \{V\} \{V\}^T \right) dx dy \{E_i\}^e = 0 \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} & \sum_e \iint_e \left(p \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right) dx dy \{E_z\}^e \\ & + j \frac{\partial}{\partial z} \sum_e \iint_e \left(p \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \{U\}^T + p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \{V\}^T \right) dx dy \{E_i\}^e \\ & - k_0^2 q \frac{s_x s_y}{s_z} \sum_e \iint_e \{N\} \{N\}^T dx dy \{E_z\}^e = 0 \end{aligned} \quad (2.40)$$

จากนั้นจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง

$$-2jk_0 n_0 [M] \frac{d\{E\}}{dz} + ([K] - k_0^2 n_0^2 [M]) \{E\} = \{0\} \quad (2.41)$$

โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้

$$\{E\} = \begin{bmatrix} \{E_i\} \\ \{E_z\} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$[K] = \begin{bmatrix} [K_{ii}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} [M_{uu}] & [M_{uz}] \\ [M_{zu}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$[K_u] = \sum_e \iint \left[k_0^2 q \frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + k_0^2 q \frac{s_z s_x}{s_y} \{V\} \{V\}^T - p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} - p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} + p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} + p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \right] dx dy \quad (2.45)$$

$$[M_{uu}] = \sum_e \iint \left[p \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \{U\}^T + p \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \{V\}^T \right] dx dy \quad (2.46)$$

$$[M_{uz}] = [M_{zu}]^T = \sum_e \iint \left[p \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right] dx dy \quad (2.47)$$

$$[M_{zz}] = \sum_e \iint \left[-k_0^2 q \frac{s_x s_y}{s_z} \{N\} \{N\}^T + p \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right] dx dy \quad (2.48)$$

จากสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งสมการ (2.41) แก้ปัญหาโดยใช้อัลกอริทึมแคลงนิโคลสัน (Crank-Nicholson algorithm) ซึ่งเป็นสมการปริมาตรพหุคูณโดยใช้สมการ (2.49) แก้ไขปัญหาในแนวแกน z

$$[A]_i \{E\}_{i+1} = [B]_i \{E\}_i \quad (2.49)$$

โดยให้พารามิเตอร์ $[A]$ และ $[B]$ ดังนี้

$$[A]_i = -2jk_0 n_{0,i} [M]_i + 0.5\Delta z ([K]_i - k_0^2 n_{0,i}^2 [M]_i) \quad (2.50)$$

$$[B]_i = -2jk_0 n_{0,i} [M]_i - 0.5\Delta z ([K]_i - k_0^2 n_{0,i}^2 [M]_i) \quad (2.51)$$

ค่า Δz คือระยะห่างระหว่างหน้าตัดขวางของเส้นใยนำแสงที่ i กับ $i+1$ โดยหลักการคำนวณแล้วเริ่มต้นคำนวณสนามไฟฟ้าที่ระนาบแรกด้วยวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์แล้วจึงใช้สมการปริมพอพาเกชันสมการ (2.49) แก้สมการเพื่อหาสนามในระนาบที่สอง แล้วใช้สนามที่ได้จากระนาบที่สองไปหาสนามในระนาบที่สามทำเช่นนี้เรื่อยไปจะได้สนามไฟฟ้าที่ระยะต่างๆ ตามที่ต้องการ

เมื่อสามารถหาสนามไฟฟ้าได้คุณสมบัติต่อไปคือการหาค่าดรรชนีประสิทธิผล (effective index) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นแสงในเส้นใยนำแสง (β) กับค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นแสงในอากาศ (k_0) ซึ่งเป็นดรรชนีหักเหที่แสงใช้ในการเดินทางในเส้นใยนำแสงตามความยาวคลื่นต่างๆ ดังสมการ (2.61) งานวิจัยนี้ นำวิธีการแพร่กระจายระยะทางจินตภาพ (Imaginary-distance propagation method) ซึ่งเป็นวิธีการที่ใช้กับท่อนำคลื่นที่ให้แบบแผนคลื่นเป็นจำนวนเชิงซ้อนในการปรับเปลี่ยนระยะห่างระหว่างระนาบ (Δz) ให้เป็นระยะทางจินตภาพ แล้วนำ Δz นี้ไปหาดรรชนีประสิทธิผล (n_{eff})

$$n_{eff} = \frac{\beta}{k_0} \quad (2.61)$$

ความสัมพันธ์ในเส้นใยนำแสงโพโตนิคคริสตัลแล้วค่าของ n_{eff} จะมีค่าอยู่ระหว่างดรรชนีหักเหของแก้ว ($n=1.45$) และดรรชนีของรูอากาศ ($n=1$) ทุกค่าของความยาวคลื่น

สมมติให้ดรรชนีประสิทธิผล ($n_{eff,j}$) ของลำดับ j เป็นแบบแผนเจาะจง (eigen mode) และมี $\{f_j\}$ เป็นสนามไฟฟ้าลำดับที่ j ดังนั้นสมการค่าเจาะจงดังสมการ (2.61)

$$[K]\{f_j\} = k_0^2 n_{eff,j}^2 [M]\{f_j\} \quad (2.62)$$

โดยค่า $[K]$ และ $[M]$ จากสมการ 2.43 และ 2.44 ตามลำดับ

จากสมการ (2.49)-(2.51) และ (2.62) จะได้สมการ (3.3)

$$\{f_j\}_{i+1} = \frac{-2jk_0 n_0 - 0.5\Delta z k_0^2 (n_{eff,j}^2 - n_0^2)}{-2jk_0 n_0 + 0.5\Delta z k_0^2 (n_{eff,j}^2 - n_0^2)} \{f_j\}_i \quad (2.63)$$

$$\{\phi\}_i = \sum_{j=1}^m A_{j,i} \{f_j\} \quad (2.64)$$

โดยที่ $A_{j,i}$ คือ แอมพลิจูดเชิงซ้อนของแบบแผนเจาะจง, $\{f_j\}$ คือการกระจายของสนาม

จะได้ค่า Δz ระยะห่างระหว่างระนาบที่เหมาะสมและ n_{eff} ดรรชนีประสิทธิผล ดังสมการ (2.65) และ (2.66) ตามลำดับ

$$\Delta z = j \frac{4n_0}{(n_{eff,j}^2 - n_0^2)k_0} \quad (2.65)$$

$$n_{eff,ji}^2 = \frac{\{\phi\}_i^\dagger [K] \{\phi\}_i}{k_0^2 \{\phi\}_i^\dagger [M] \{\phi\}_i} \quad (2.66)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.67)$$

โดย λ คือความยาวคลื่นที่ใช้ป้อนในเส้นใยนำแสง

กำหนดให้ i คือ ขั้นตอนของการแพร่กระจาย (propagation step) และ เครื่องหมาย สัญลักษณ์ \dagger คือการสังยุคเชิงซ้อน (complex conjugate) และ ทรานสโพส (transpose)

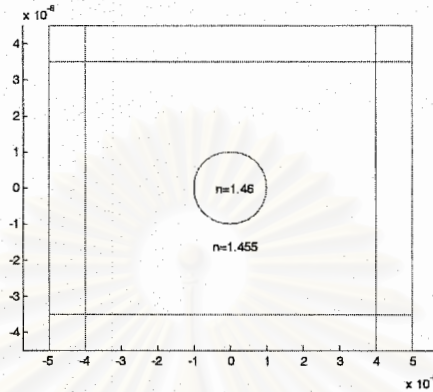
หลักการคำนวณหา Δz และ n_{eff} โดยใช้ Imaginary – distance propagation method เริ่มต้นจากการสมมติค่า n_{eff} โดยเลือกค่าที่มากที่สุดแล้วจึงนำ n_{eff} มาคำนวณหา Δz จากสมการ (2.65) จากนั้นจึงนำค่า Δz ที่ถูกปรับไปคำนวณหา n_{eff} ที่เข้าสู่ค่าตอบจากสมการ (2.66) ค่าของ n_0 ให้เลือกค่าดรรชนีหักเหที่น้อยที่สุด

เมื่อป้อนอินพุตแก๊สเซียนที่มีโพลาไรเซชันทางแกน y แล้วคำนวณค่าดรรชนีประสิทธิผล ที่ความยาวของเส้นใยนำแสงระยะหนึ่งที่มีค่าดรรชนีประสิทธิผลแตกต่างกันไม่เกินระดับ 0.001 จะได้ค่า ดรรชนีประสิทธิผลแนวแกน y (n_{eff}^y) และเช่นเดียวเมื่อป้อนอินพุตแก๊สเซียนที่มีโพลาไรเซชันทางแกน x แล้วคำนวณค่าดรรชนีประสิทธิผลที่ความยาวของเส้นใยนำแสงระยะหนึ่งที่มีค่าดรรชนีประสิทธิผล แตกต่างกันไม่เกินระดับ 0.001 จะได้ค่าดรรชนีประสิทธิผลแนวแกน x (n_{eff}^x) การวัดค่าโพลาไรเซชันว่า เส้นใยนำแสงประเภทใดสามารถรักษาค่าโพลาไรเซชันให้ค่าคงที่ต่อวัดจากไบรีฟรินเจนซ์ (Δn_{eff}) คือ ผลต่างของค่าดรรชนีประสิทธิผลที่มีโพลาไรเซชันทางแกน y กับค่าดรรชนีประสิทธิผลที่มีโพลาไรเซชันทาง แกน x ดังสมการ (2.68)

$$\Delta n_{eff} = |n_{eff}^y - n_{eff}^x| \quad (2.68)$$

2.4 ผลการคำนวณในกรณีตัวอย่าง และการทดสอบความถูกต้องของวิธีการ

กรณีตัวอย่างที่นำมาใช้ในการทดสอบความถูกต้องของระเบียบวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์บีมพรอพาเกชันคือ เส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน เหตุผลที่เลือกคือ เป็นเส้นใยนำแสงที่มีผลเฉลยแม่นยำตรง (exact solution) เพื่อใช้เปรียบเทียบ



รูปที่ 2.4 ภาคตัดขวางในระนาบ xy ของเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน

เส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานมีลักษณะตามรูปที่ (2.4) ซึ่งแกนกลาง (core) เป็นทำจากวัสดุแก้วซิลิกาที่มีดรรชนีหักเหเท่ากับ 1.46 มีขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 1 ไมโครเมตรและถูกล้อมรอบด้วยวัสดุหุ้ม (clad) ที่ทำจากวัสดุแก้วซิลิกาที่มีดรรชนีหักเหเท่ากับ 1.455 ซึ่งมีดรรชนีหักเหแตกต่างกัน 0.005 ซึ่งวัสดุหุ้มจะจำลองว่ามีวัสดุติดกันคลื่นโดยใช้ PML (perfect match layer) เสมือนว่าเมื่อคลื่นแสงแผ่กระจายเข้าไปอย่างสม่ำเสมอที่ขนาด 5×5 ตารางไมโครเมตร ต่อไปจะเป็นการทดสอบสนามไฟฟ้าโดยใช้ระเบียบวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์บีมพรอพาเกชันที่ระยะทางต่างๆ และจากนั้นจะทดสอบเปรียบเทียบค่าดรรชนีประสิทธิผลกับค่า v ของแต่ละวิธีโดยใช้ค่า v ของเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานดังสมการ (2.69) ซึ่งใช้บอกจำนวนแบบแผนคลื่นที่เกิดขึ้นในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน ในการเปรียบเทียบค่าดรรชนีประสิทธิผลจะเลือกเฉพาะแบบแผนคลื่นเดี่ยวเท่านั้นซึ่งมีค่า $v < 2.405$

$$v = \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{n_{co}^2 - n_{cl}^2} \quad (2.69)$$

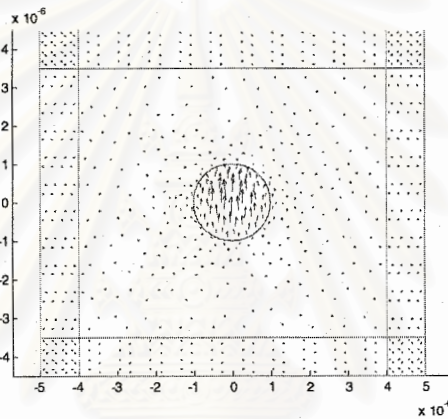
โดยที่ d คือเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยแสง, n_{co} คือดรรชนีหักเหของแกน, n_{cl} คือดรรชนีหักเหของวัสดุหุ้ม

ส่วนค่า v ของวิธี FE-BEM เป็นไปตามความสัมพันธ์ดังสมการ (2.70)

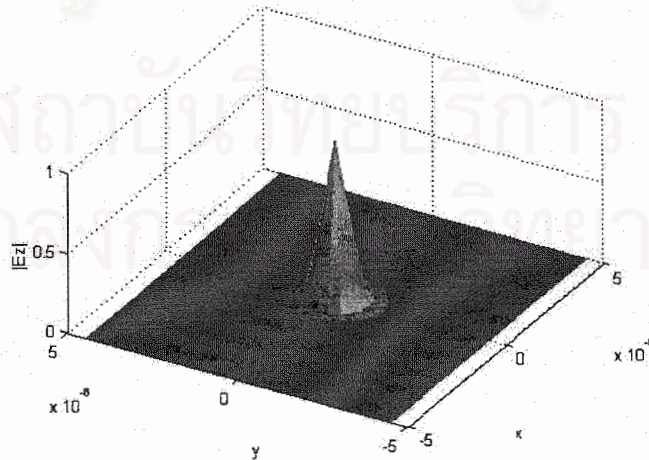
$$v = \frac{\omega \Lambda}{2\pi c} \quad (2.70)$$

โดย ω คือความถี่เชิงมุม, Λ คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานหรือ ระยะห่างระหว่างรูอากาศทั้งสองรูในเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัลและ c คือความเร็วของแสงในอากาศ

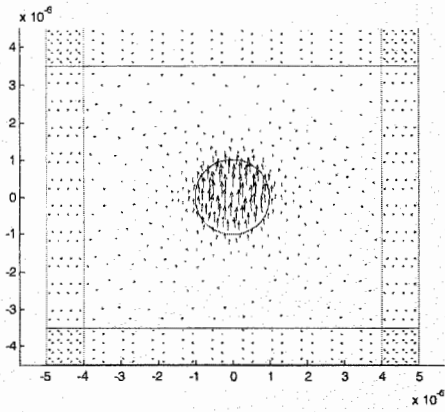
เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าอินพุตดังรูป 2.5 กำหนดให้สนามไฟฟ้า E_y อยู่ในรูปเกาส์เซียนมี ขนาดจุด (spot size) เท่ากับ 0.5 ไมโครเมตร ให้ สนามไฟฟ้า $E_x = 0$ โดยมีระยะชั้นการคำนวณ $\Delta z = 0.1$ ไมโครเมตร ความยาวคลื่นแสง 0.625 ไมโครเมตร ผลการคำนวณสนามที่ระยะทางต่างๆ แสดงดังในรูปที่ 2.7



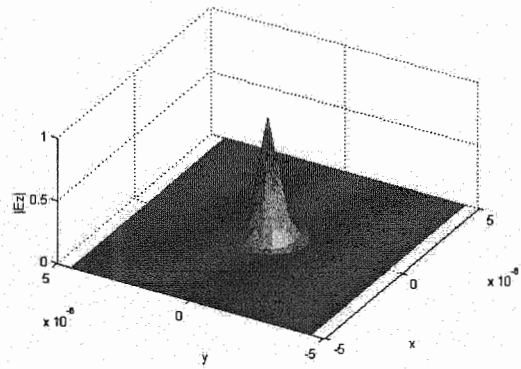
รูปที่ 2.5 สนามไฟฟ้าอินพุตในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน



รูปที่ 2.6 ขนาดของสนามไฟฟ้าอินพุตในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน

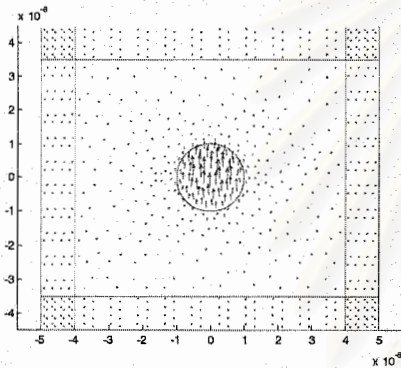


รูปที่ 2.7 (a)

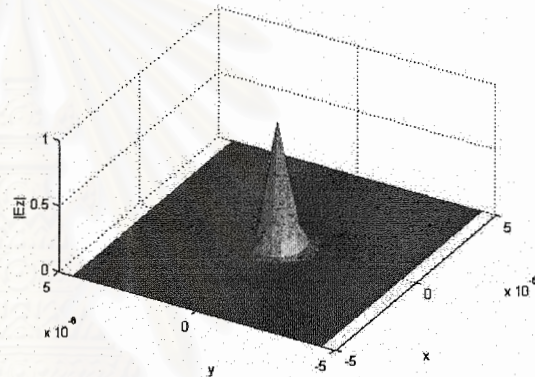


รูปที่ 2.7 (b)

รูปที่ 2.7 (a) สนามไฟฟ้าตามขวางในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน ระยะ 50 ไมโครเมตร
รูปที่ 2.7 (b) ขนาดสนามไฟฟ้าแนวแกน z ในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน ระยะ 50 ไมโครเมตร



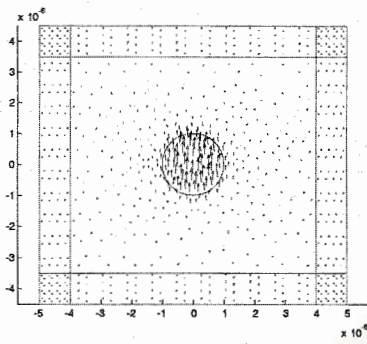
รูปที่ 2.8 (a)



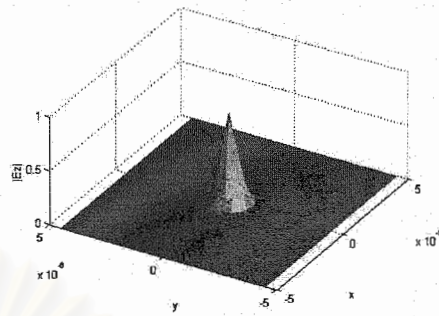
รูปที่ 2.8 (b)

รูปที่ 2.8 (a) สนามไฟฟ้าตามขวางในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานระยะ 500 ไมโครเมตร
รูปที่ 2.8 (b) ขนาดสนามไฟฟ้าแนวแกน z ในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานระยะ 500 ไมโครเมตร

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



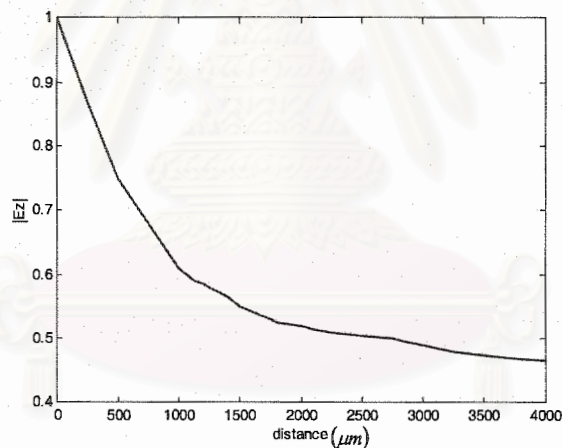
รูปที่ 2.9 (a)



รูปที่ 2.9 (b)

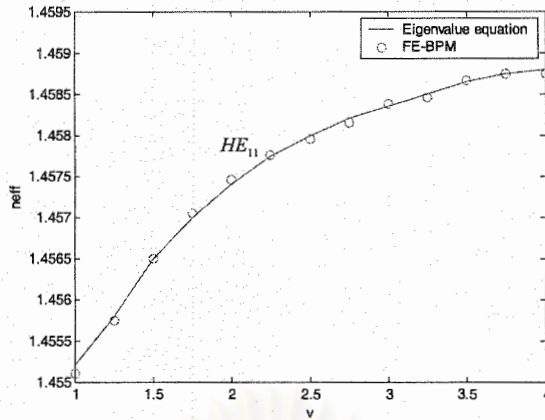
รูปที่ 2.9 (a) สนามไฟฟ้าตามขวางในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานระยะ 1000 ไมโครเมตร
รูปที่ 2.9 (b) ขนาดสนามไฟฟ้าแนวแกน z ในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานระยะ 1000 ไมโครเมตร

ขนาดของความเข้มสนามไฟฟ้าตามขวางในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานที่แปรตามระยะการคำนวณตามแกน z แสดงได้เป็นกราฟดังในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ขนาดสนามไฟฟ้าแนวแกน z ในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ

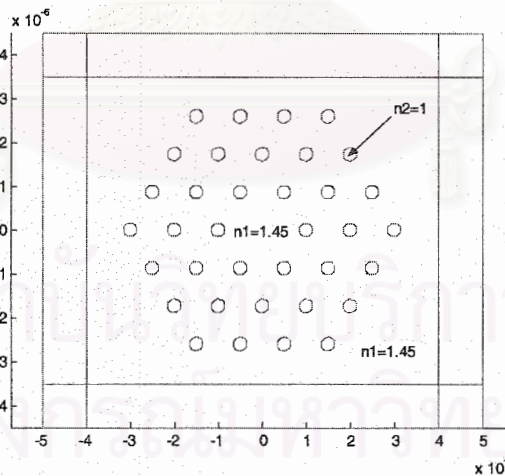
ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z กับระยะทางที่แสงเคลื่อนที่ ระยะทางต่างๆสามารถสรุปได้ว่าเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ก็จะลดลงเร็วช่วงระยะทาง 0-2000 ไมโครเมตร แล้วจะลดลงช้าช่วงระยะทาง 2000-4000 ไมโครเมตร ผลการทดสอบความถูกต้องของวิธี Exact solution กับวิธี FE-BPM (finite element beam propagation method) โดยใช้การเปรียบเทียบการคำนวณค่าดัชนีประสิทธิผล (effective index) ของโหมด HE_{11} ในเส้นใยนำแสงแบบมาตรฐาน ระหว่างผลเฉลยแม่นยำตรงกับผลการคำนวณด้วยระเบียบวิธีไฟไนต์อีลิเมนต์ที่เสนอในโครงการวิจัย ผลการเปรียบเทียบแสดงในรูปที่ 2.11.



รูปที่ 2.11 กราฟเปรียบเทียบค่านีประสิทธิผลระหว่างผลเฉลยแม่นยำตรงกับผลจากวิธี FEM-BPM

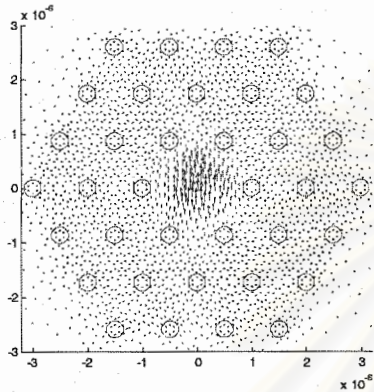
2.5 ตัวอย่างการคำนวณในเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลรูปร่างวงกลม (PCF) 3 วง

ตัวอย่างที่ 2 เป็นเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลรูปร่างวงกลมที่มีรูอากาศจัดเรียงคล้ายรวงผึ้ง 3 วง 36 รูอากาศบริเวณตรงกลางเรียกว่าแกน ซึ่งค่าดัชนีหักเห $n_1 = 1.45$ และรูอากาศรูปวงกลมมีรัศมีเท่ากับ 0.1545 ไมโครเมตรซึ่งมีค่าดัชนีหักเห $n_2 = 1$ นอกบริเวณของแกนทั้งหมดเรียกว่าวัสดุหุ้ม เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลถูกล้อมรอบด้วยวัสดุดูดกลืนคลื่นแบบ PML ขนาด 5×5 ไมโครเมตร ดังรูป 2.12

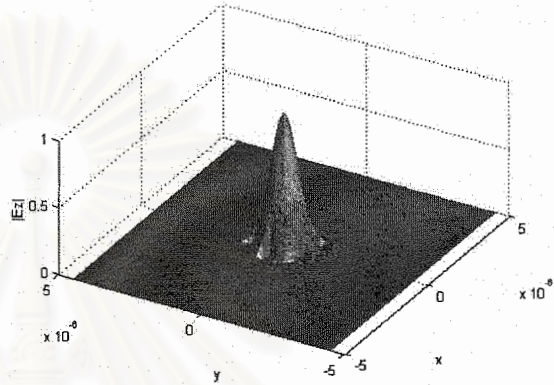


รูปที่ 2.12 ภาคตัดขวางในระนาบ xy ของ PCF 3 วง

เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าอินพุตดังรูป 2.13 และ 2.14 กำหนดให้สนามไฟฟ้า \vec{E}_y อยู่ในรูปเกาส์เซียนมีขนาดจุด (spot size) เท่ากับ 0.6 ไมโครเมตร ให้ สนามไฟฟ้า $\vec{E}_x = 0$ โดยมีระยะชั้นการคำนวณ $\Delta z = 1$ ไมโครเมตร ความยาวคลื่นแสง 0.625 ไมโครเมตร ผลการคำนวณสนามไฟฟ้าตามขวางและขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ที่ระยะทางต่างๆมีดังนี้

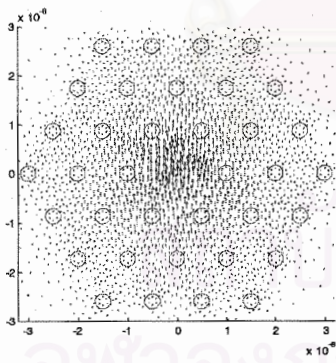


รูปที่ 2.13 สนามไฟฟ้าตามขวางอินพุต

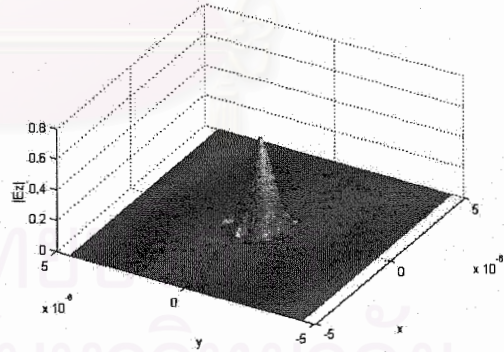


รูปที่ 2.14 ขนาดของสนามไฟฟ้าอินพุตในแกน z

จากนั้นได้คำนวณสนามไฟฟ้าตามขวางและขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ที่ระยะทาง $z = 250 \text{ mm}, 500 \text{ mm}$ ผลแสดงได้ดังรูปที่ 2.15, 2.16, และ 2.17 ดังนี้



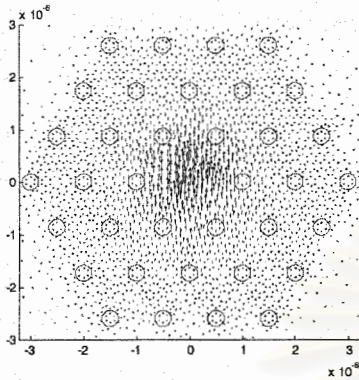
(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง



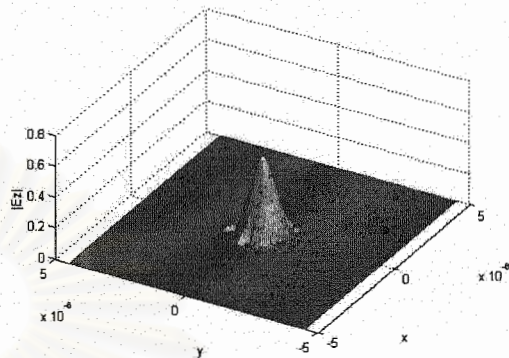
(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.15 (a) สนามไฟฟ้าใน PCF 3 วง ระยะ 250 ไมโครเมตร

สนามไฟฟ้าตามขวางใน PCF ที่ระยะ 250 ไมโครเมตร สนามไฟฟ้าส่วนมากจะอยู่บริเวณแกนกลางของ PCF 3 วง แต่มีสนามไฟฟ้าบริเวณระหว่างรูอากาศทั้งสองที่อยู่ติดกันสามารถหลุดออกจากแกนกลางได้เนื่องจาก PCF มีแบบแผนคลื่นรั่วจึงทำให้คลื่นแสงสามารถรั่วออกไป ทำให้ขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ที่ระยะ 250 ไมโครเมตรลดลงเหลือ 0.85



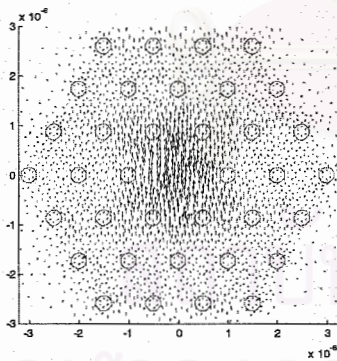
(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง



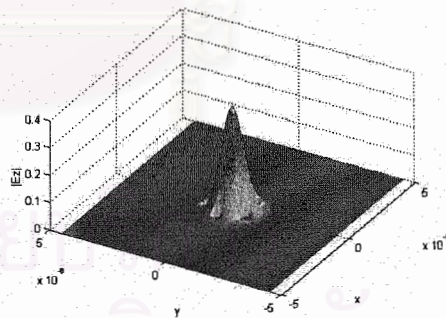
(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.16 การกระจายของสนามไฟฟ้าใน PCF 3 วง ระยะ 500 ไมโครเมตร

สนามไฟฟ้าตามขวางใน PCF ที่ระยะ 500 ไมโครเมตร สนามไฟฟ้าส่วนมากจะอยู่บริเวณแกนกลางของ PCF 3 วง แต่มีแบบแผนคลื่นรั่วจึงทำให้คลื่นแสงสามารถรั่วออกไป ทำให้ขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ที่ระยะ 500 ไมโครเมตรลดลงเหลือ 0.74



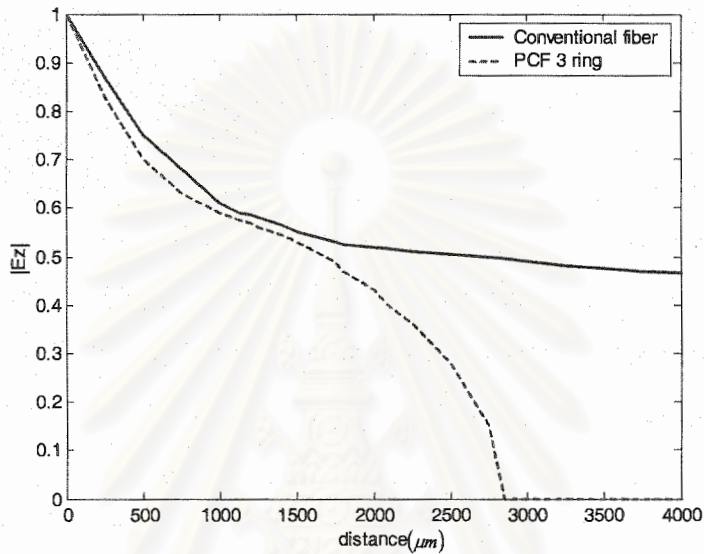
(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง



(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.17 (a) สนามไฟฟ้าใน PCF 3 วง ระยะ 1000 ไมโครเมตร

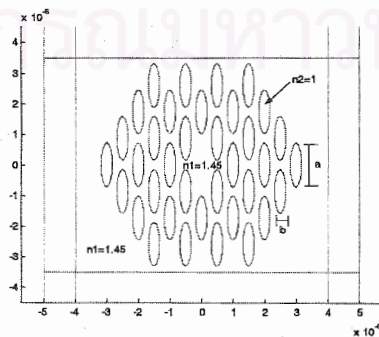
สนามไฟฟ้าตามขวางใน PCF ที่ระยะ 1000 ไมโครเมตร สนามไฟฟ้าส่วนมากจะอยู่บริเวณแกนกลางของ PCF 3 วง เนื่องจากมีคลื่นรั่วจึงทำให้ขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ที่ระยะ 1000 ไมโครเมตรลดลงเหลือ 0.64 เมื่อสรุปความสัมพันธ์ของขนาดสนามไฟฟ้าตามแนวแกน z กับระยะทางที่แสงเคลื่อนที่ได้ ผลแสดงได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ขนาดสนามไฟฟ้าแนวแกน z ใน PCF 3 วงที่ระยะทางต่างๆ

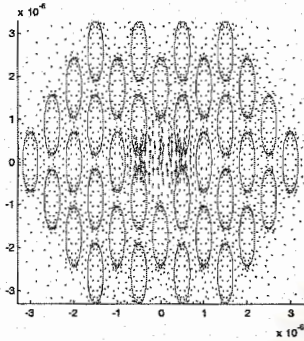
2.6 เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลรูอากาศรูปวงรี (EPCF) 3 วง

ตัวอย่างที่ 3 เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลรูอากาศรูปวงรีที่มีรูอากาศจัดเรียงคล้ายรวงผึ้ง 3 วง บริเวณตรงกลางเรียกว่าแกนซึ่งค่าดัชนีหักเห $n_1 = 1.45$ และรูอากาศรูปวงรีมีความยาวแกนเอก (a) เท่ากับ 0.7136 ไมโครเมตรและมีความยาวแกนโท (b) เท่ากับ 0.1784 ไมโครเมตร ซึ่งรูอากาศรูปวงรีมีค่าดัชนีหักเห $n_2 = 1$ นอกบริเวณของแกนทั้งหมดเรียกว่าวัสดุหุ้ม เส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตอลถูกล้อมรอบด้วยวัสดุเคลือบเคลือบแบบ PML ขนาด 5×5 ไมโครเมตร ดังรูป 2.19

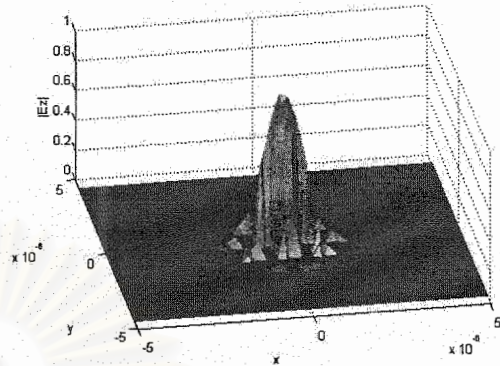


รูปที่ 2.19 ภาคตัดขวางในระนาบ xy ของ EPCF 3 วง

เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าอินพุตดังรูป 2.20 กำหนดให้สนามไฟฟ้า \vec{E}_y อยู่ในรูปเกาส์เซียนมีขนาดจุด (spot size) เท่ากับ 0.8 ไมโครเมตร ให้ สนามไฟฟ้า $\vec{E}_x = 0$ โดยมีระยะชั้นการคำนวณ $\Delta z = 1$ ไมโครเมตร ความยาวคลื่นแสง 0.625 ไมโครเมตร



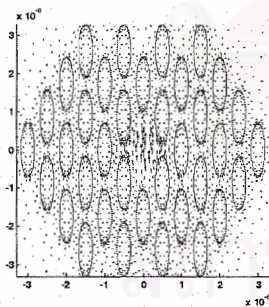
(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง



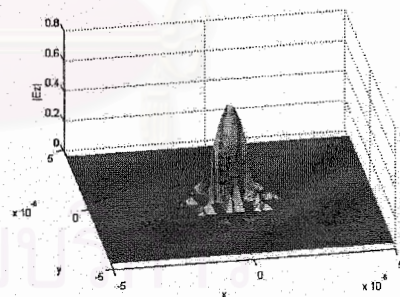
(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.20 สนามไฟฟ้าอินพุตใน EPCF 3 วง

ขนาดของสนามไฟฟ้าอินพุตแนวแกน z ในเส้นใยนำแสง EPCF 3 วง 36 รูอากาศ กำหนดให้มีขนาดของสนามไฟฟ้าเท่ากับ 1 ที่แกนกลางของ EPCF จากนั้นได้คำนวณสนามไฟฟ้าตามขวางและขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ที่ระยะทาง $z = 100 \mu\text{m}$, $250 \mu\text{m}$, และ $500 \mu\text{m}$ ต่างๆ ดังนี้

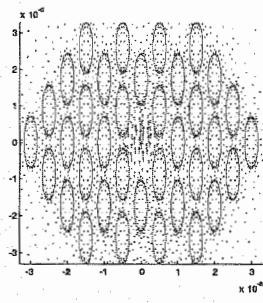


(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง

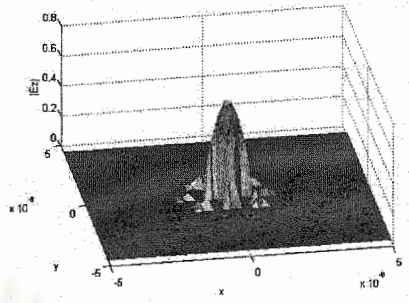


(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.21 สนามไฟฟ้าตามขวางใน EPCF 3 วง ระยะ 100 ไมโครเมตร

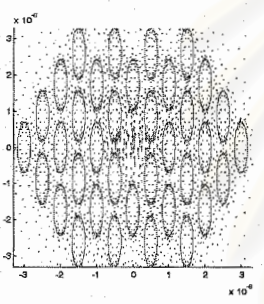


(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง

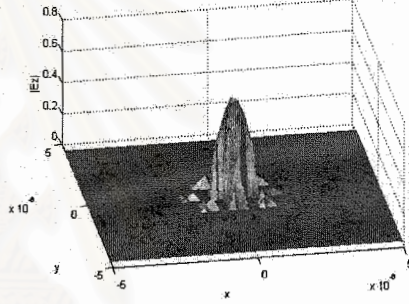


(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.22 สนามไฟฟ้าตามขวางใน EPCF 3 วง ระยะ 250 ไมโครเมตร



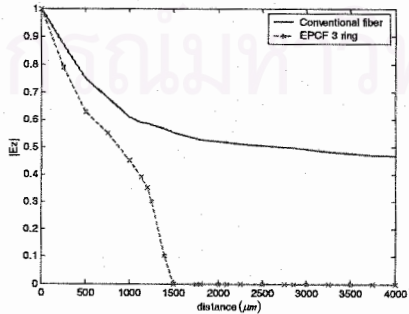
(a) สนามไฟฟ้าตามขวาง



(b) สนามไฟฟ้าตามแกน

รูปที่ 2.23 สนามไฟฟ้าตามขวางใน EPCF 3 วง ระยะ 500 ไมโครเมตร

เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ของขนาดสนามไฟฟ้าตามแนวแกน z กับระยะทางที่แสงเคลื่อนที่ได้ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 ขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ใน EPCF 3 วงที่ระยะทางต่างๆ

จากรูปที่ 2.24 ขนาดของสนามไฟฟ้าแนวแกน z ใน EPCF 3 วง จะลดลงเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าเป็นเท่ากับศูนย์ที่ระยะ 1500 ไมโครเมตร เนื่องจาก EPCF เพียง 3 วง ไม่สามารถกักคลื่นแสงได้ตลอดระยะทางการเคลื่อนที่เพราะคลื่นแสงจะรั่วออกจากบริเวณระหว่างรูอากาศตลอดเวลา

3. สรุปผลและการดำเนินการต่อไป

งานวิจัยได้เสนอวิธีการวิเคราะห์การแพร่กระจายแสงในเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัลด้วยระเบียบวิธีไฟไนต์อีลีเมนต์บีมพอร์พาเกชัน และได้ทดลองสร้างโปรแกรมเพื่อคำนวณวิเคราะห์ในกรณีตัวอย่างเพื่อทดสอบความถูกต้อง ผลการคำนวณพบว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถนำมาใช้วิเคราะห์ได้อย่างมีประสิทธิภาพและใช้เวลาคำนวณที่รวดเร็วกว่าการคำนวณใน 3 มิติ เหมาะสำหรับโครงสร้างที่มีความสม่ำเสมอตามแกนยาว ขั้นตอนที่ดำเนินการต่อไปคือการสร้างซอฟต์แวร์ให้ใช้งานง่ายสำหรับผู้ทั่วไปเพื่อประโยชน์ในการวิเคราะห์หรือออกแบบเส้นใยนำแสงโฟโตนิกคริสตัลต่อไป

4. การเผยแพร่ผลงานวิจัย

งานวิจัยในหัวข้อนี้ได้นำเสนอในงานประชุมวิชาการ The 4th International Conference on Optical Communications and Networks, 14-16 December 2005, Bangkok, Thailand จัดโดย IEEE Laser and Electr Optic System(LEOS), Optical Society of America (OSA), และ The International Society for Optical Engineering (SPIE) นำเสนอใน Proceeding เรื่อง “Finite Element Beam Propagation Method for Analysis of Optical Integrated Circuits and Photonic Crystal Fiber”, Jirawat Tangwanchareon and Tuptim Angkaew หน้า 418 - 421

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 7
เรื่อง การสร้างกลับภาพดิจิทัลความละเอียดสูง
(Super-Resolution Digital Image Reconstruction)

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เจษฎา ชินรุ่งเรือง

2. ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

โครงการวิจัย “การสร้างกลับภาพดิจิทัลความละเอียดสูง” โครงการนี้มีจุดประสงค์หลัก เพื่อศึกษาหลักการสำหรับใช้ในการประมวลผลสัญญาณภาพดิจิทัลความละเอียดต่ำ เพื่อให้ได้ภาพดิจิทัลความละเอียดสูง โดยคำนึงถึงคุณภาพของภาพ และความเร็วในการประมวลผลเข้าไว้ในการออกแบบขั้นตอนวิธีโครงการวิจัยนี้สามารถแบ่งเนื้อหาออกเป็น

จุดประสงค์ของโครงการนี้ก็เพื่อจะเพิ่มคุณภาพให้กับภาพที่ถูกเก็บข้อมูลอยู่ในรูปแบบดิจิทัลให้มีคุณภาพมากยิ่งขึ้น Superresolution นั้นหมายความถึงกระบวนการประมวลผลภาพที่สามารถสร้างภาพความละเอียดสูง (High Resolution Image) จากภาพความละเอียดต่ำ (Low Resolution Image) หลาย ๆ ภาพ โดยภาพความละเอียดต่ำเหล่านั้นจะต้องเป็นภาพที่แสดงถึงวัตถุเดียวกันแต่เป็นภาพที่แตกต่างกัน หรืออีกนัยหนึ่งก็คืออาจจะจะเป็นภาพถ่ายต่อเนื่องก็ได้ โดยที่ภาพความละเอียดต่ำเหล่านี้จะให้ข้อมูลของภาพที่แตกต่างกัน ซึ่งการที่สามารถหาระเบียบวิธีที่สร้างภาพความละเอียดสูงจากภาพความละเอียดต่ำนั้นจะสามารถช่วยในการนำภาพไปทำกระบวนการประมวลผลภาพชนิดอื่นเช่นการรู้จำตัวอักษรหรือวัตถุ การค้นหาสิ่งที่ต้องการในภาพเป็นต้น ซึ่งการทำเทคนิค Superresolution นั้นสามารถช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายในการเปลี่ยนอุปกรณ์รับภาพหรือเซนเซอร์รับภาพเพื่อที่จะเพิ่มความละเอียดของภาพที่ต้องการได้ เพราะไม่มีค่าใช้จ่ายทางด้านอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์

3. จุดประสงค์

ในปัจจุบันการการใช้ระบบคอมพิวเตอร์เพื่อวัตถุประสงค์ในการเก็บข้อมูลในรูปแบบดิจิทัลเป็นสิ่งที่เป็น เพราะนอกจากจะประหยัดพื้นที่ใช้สอยแล้วยังสามารถใช้ประโยชน์จากการที่สามารถคัดแปลงปรับแก้ไขข้อมูลเหล่านั้นเพื่อที่จะเพิ่มคุณภาพหรือคัดส่วนเฉพาะที่ต้องการได้ง่าย การบันทึกภาพถ่ายหรือภาพวิดีโอในระบบดิจิทัลนั้นในปัจจุบันก็พัฒนาไปมากเช่นกัน โดยพบว่าความละเอียดของภาพนั้นเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมากในระยะเวลาอันสั้น ทั้งความละเอียดเชิงพื้นที่ การถ่ายภาพที่ความถี่สูงมาก รวมถึงไดนามิกเรนจ์ของภาพก็สูงมากขึ้นเรื่อย ๆ เช่นกัน

จุดประสงค์ของโครงการนี้ก็เพื่อจะเพิ่มคุณภาพให้กับภาพที่ถูกเก็บข้อมูลอยู่ในรูปแบบดิจิทัลเหล่านั้นให้มีคุณภาพมากยิ่งขึ้น Superresolution นั้นหมายความถึงกระบวนการประมวลผลภาพที่สามารถสร้างภาพความละเอียดสูง (High Resolution Image) จากภาพความละเอียดต่ำ (Low Resolution Image) หลาย ๆ ภาพ โดยภาพความละเอียดต่ำเหล่านั้นจะต้องเป็นภาพที่แสดงถึงวัตถุเดียวกัน หรืออีกนัยหนึ่งก็คืออาจจะจะเป็นภาพถ่ายต่อเนื่อง ซึ่งการที่ได้ภาพความละเอียดสูงจากภาพความละเอียดต่ำนั้นจะ

สามารถช่วยในการนำภาพไปทำกระบวนการประมวลผลภาพชนิดอื่นเช่นการรู้จำตัวอักษรหรือวัตถุ การค้นหาสิ่งที่ต้องการในภาพเป็นต้น ซึ่งการทำเทคนิค Superresolution นั้นสามารถช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายในการเปลี่ยนอุปกรณ์รับภาพหรือเซนเซอร์รับภาพเพื่อที่จะเพิ่มความละเอียดของภาพที่ต้องการได้ เพราะไม่มีค่าใช้จ่ายทางด้านอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์

กระบวนการ Superresolution นั้นจะใช้ประโยชน์จากการที่เรามีข้อมูลภาพความละเอียดต่ำหลาย ๆ ภาพ ซึ่งจะให้ข้อมูลของภาพที่แตกต่างกัน ดังนั้นหากชุดของภาพความละเอียดต่ำที่นำมาใช้นั้นมีข้อมูลที่ซ้ำกันเป็นจำนวนมากก็จะไม่เป็นผลดีต่อระบบ โดยทั่วไปแล้วในการหลอมรวมภาพนั้นจะช่วยในการลดสัญญาณรบกวน เพิ่มมุมมองของภาพถ่าย ลดการสั่นไหวของภาพ การเบลอของภาพ และเพิ่มความละเอียดของภาพได้[1-3] โดยที่จะต้องรู้ว่าภาพความละเอียดต่ำแต่ละภาพนั้นภาพใดมีการเคลื่อนที่ไปทางใด จากนั้นจะต้องนำภาพความละเอียดต่ำเหล่านั้นกลับมานำในตำแหน่งเดียวกันหรือตำแหน่งที่อ้างอิงได้

โดยโครงการนี้จะพยายามหาวิธีเพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพและคุณภาพในกระบวนการทำ Superresolution ให้ดียิ่งขึ้น โดยเน้นที่คุณภาพของภาพความละเอียดสูงที่รับจากกระบวนการ

1.ปัญหา

ปัญหา Superresolution นั้นเกิดมาจากความต้องการสร้างภาพความละเอียดสูงยิ่งกว่าภาพความละเอียดต่ำที่เดิมมีอยู่ โดยที่ภาพความละเอียดสูงคือภาพที่มีความละเอียดเชิงพื้นที่ (Spatial Resolution) มากกว่าภาพความละเอียดต่ำ หรืออาจจะกล่าวได้ว่าภาพความละเอียดสูงนั้นมีข้อมูลเชิงพื้นที่มากกว่าภาพความละเอียดต่ำ โดยการสร้างภาพความละเอียดสูงจากภาพความละเอียดต่ำนั้นจะมีวิธีแตกต่างกันขึ้นอยู่กับเทคนิคและวิธีที่ใช้ วิธีที่ง่ายที่สุดก็คือการประมาณค่าในช่วง (Interpolation) จากข้อมูลภาพความละเอียดต่ำ



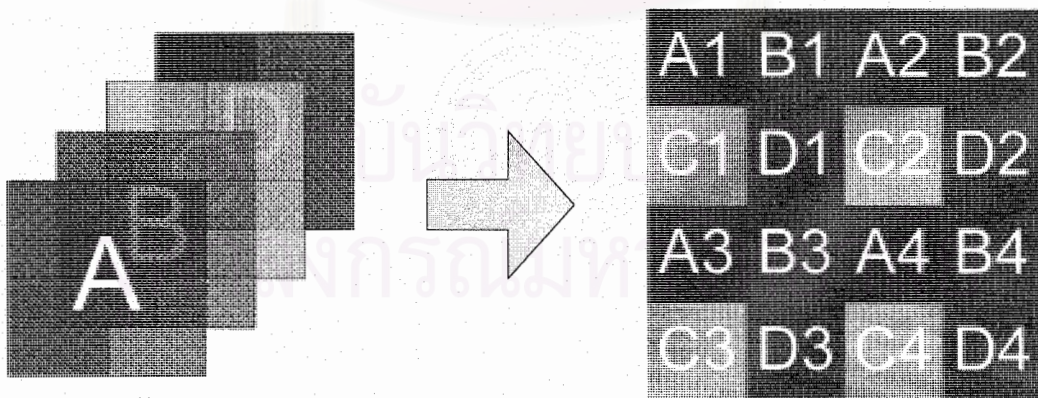


รูปที่ 0.1 ภาพความละเอียดต่ำ (LR)



รูปที่ 0.2 รูปความละเอียดสูงที่เกิดจากการทำ Bicubic Interpolation จากภาพความละเอียดต่ำ ในรูปที่ 0.1

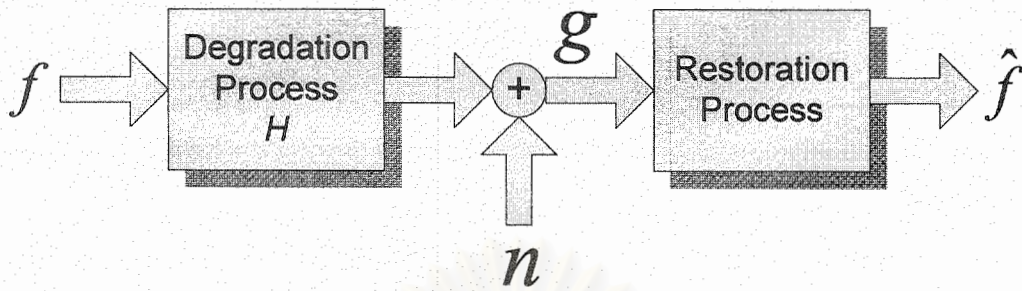
จะเห็นได้ว่าภาพความละเอียดสูงที่เกิดจากการประมาณค่าในช่วงนั้นมีลักษณะไม่ชัดเจนและได้รายละเอียดไม่ชัดเจน แนวคิดในการทำ Superresolution ก็เกิดขึ้นเพื่อจะเพิ่มประสิทธิภาพของการสร้างภาพความละเอียดสูงจากภาพความละเอียดต่ำและแนวคิดที่นิยมกันมากที่สุดที่จะสร้างภาพความละเอียดสูงขึ้นมาจากภาพความละเอียดต่ำคือใช้แนวคิดที่ว่าภาพความละเอียดต่ำภาพหนึ่งจะมีข้อมูลเกี่ยวกับภาพความละเอียดสูงที่แตกต่างกัน การใช้ภาพความละเอียดต่ำหลาย ๆ ภาพก็จะสามารถนำมาใช้สร้างภาพความละเอียดสูงได้ โดยการใช้ข้อมูลจากภาพความละเอียดต่ำภาพอื่น ๆ มาชดเชยหรือประมาณข้อมูลภาพความละเอียดต่ำในภาพหลักหรือภาพอ้างอิง



รูปที่ 0.3 แสดงแนวคิดการนำภาพความละเอียดต่ำ (LR) มาใช้เพื่อประมาณภาพความละเอียดสูง (HR)

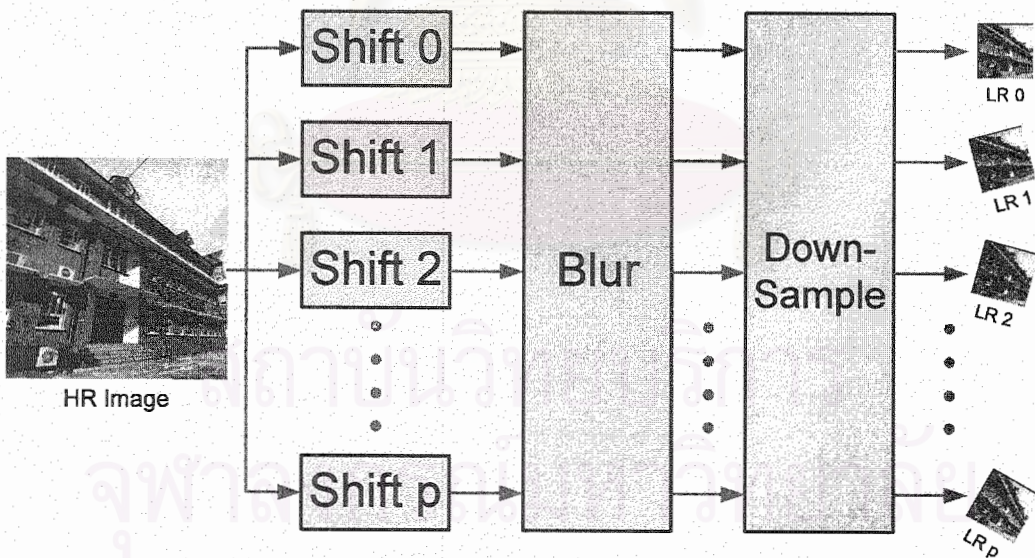
เพื่อที่จะรองรับแนวคิดดังกล่าวไว้ข้างต้นจึงมีการนำแนวคิดเกี่ยวกับการบูรณะภาพ (Image Restoration) เข้ามาใช้ในกระบวนการ กล่าวคือเป็นแนวคิดที่สมมติภาพที่ต้องการ f ผ่านกระบวนการ

ลดทอนคุณภาพ (Degradation) H จนได้ภาพที่ถูกลดทอนคุณภาพ g จากนั้นนำภาพที่ถูกลดทอนคุณภาพผ่านกระบวนการย้อนกลับจนได้ภาพประมาณ \hat{f} ที่ใกล้เคียงกับภาพก่อนการลดทอน f



รูปที่ 0.4 Degradation-Restoration Process

ในที่นี้จะให้ภาพความละเอียดสูงคือภาพที่ต้องการส่วนภาพความละเอียดต่ำคือภาพที่ถูกลดทอนคุณภาพ สิ่งที่ต้องการหาคือกระบวนการบูรณะกลับที่จะสามารถจะทำให้ภาพความละเอียดต่ำที่ถูกลดทอนคุณภาพนั้นกลับเป็นภาพความละเอียดสูงที่ใกล้เคียงกับภาพความละเอียดสูงต้นแบบให้มากที่สุด โดยกระบวนการย้อนกลับนั้นจะต้องอ้างอิงกระบวนการลดทอน



รูปที่ 0.5 แผนภาพแสดงแนวคิดการเกิดภาพความละเอียดต่ำจากภาพความละเอียดสูง

กระบวนการลดทอนตามรูปที่ 0.5 นั้นเป็นกระบวนการหนึ่งที่เราสร้างเลียนแบบกระบวนการเกิดภาพความละเอียดต่ำจากการถ่ายภาพ โดยที่เริ่มจากการที่ภาพความละเอียดสูง(ที่มีความละเอียดเชิงพื้นที่ไม่

จำกัด) ถูกถ่ายภาพด้วยมุมกล้องที่แตกต่างกัน และแสงที่เก็บข้อมูลของภาพนั้นผ่านเลนส์จะเกิดการเบลอทำให้ภาพไม่ชัดเจน(Blur) หรืออาจจะเกิดจากการที่ภาพขยับทำให้เกิดทำให้ภาพไม่ชัดเจน (Motion Blur) และในที่สุดก็จะถูกลดความละเอียดลงด้วยอุปกรณ์รับภาพเช่นฟิล์มหรือ Charge-Coupled Device (CCD) ของกล้อง ทำให้ภาพความละเอียดสูงที่มีความละเอียดเชิงพื้นที่ไม่จำกัดถูกลดทอนความละเอียดลงเหลือภาพที่มีความละเอียดเชิงพื้นที่จำกัด

ในความเป็นจริงแล้วไม่สามารถเก็บภาพที่มีความละเอียดเชิงพื้นที่แบบไม่จำกัดได้ ภาพที่ทำการกลับจึงจะต้องมีความละเอียดเชิงพื้นที่แบบจำกัด และในที่นี้จะให้เป็นภาพความละเอียดสูงที่มีความละเอียดตามที่ต้องการและเหมาะสมกับปริมาณของข้อมูลความละเอียดค่าที่ได้รับมา

2. โมเดลของปัญหา

การทำ Superresolution นั้นใช้โมเดลของการบูรณะภาพ (Restoration) เป็นหลักนั่นคือเป็นการโมเดลภาพที่ถูกทอนประสิทธิภาพจากภาพต้นฉบับหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งในกรณีนี้ว่าเป็นภาพที่มีความละเอียดสูง

$$g(x, y) = h(x, y) * f(x, y) + n(x, y) \quad (0.1)$$

โดยที่ $g(x, y)$ เป็นภาพที่ถูกทอนประสิทธิภาพ มีขนาด $m \times n$ $h(x, y)$ เป็น Spatial representation of the degradation function คูณประสานอยู่กับ $f(x, y)$ ซึ่งเป็นภาพที่มีความละเอียดสูงมีขนาด $M \times N$ จุดภาพและบวกเข้ากับสัญญาณรบกวน $n(x, y)$ โดยสมการข้างต้นนั้นสามารถเปลี่ยนมาให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ได้โดยหากอาศัยค่าจำกัดความของการคูณประสาน

$$f(x, y) * h(x, y) = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f(m, n) h(x-m, y-n) \quad (0.2)$$

จะสามารถเขียนสมการ (0.1) ได้ในรูปแบบเวกเตอร์-เมทริกซ์ได้ [4]

$$\begin{bmatrix} g(x_0, y_0) \\ g(x_1, y_0) \\ g(x_2, y_0) \\ \vdots \\ g(x_n, y_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & 0 & 0 & 0 & \dots & h_{1,0} & 0 & \dots & \dots & \dots \\ h_{0,1} & h_{0,0} & 0 & 0 & \dots & h_{1,1} & h_{1,0} & 0 & \dots & \dots \\ h_{0,2} & h_{0,1} & h_{0,0} & 0 & \dots & h_{1,2} & h_{1,1} & h_{1,0} & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f(x_0, y_0) \\ f(x_1, y_0) \\ f(x_2, y_0) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ f(x_n, y_m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n(x_0, y_0) \\ n(x_1, y_0) \\ n(x_2, y_0) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ n(x_n, y_m) \end{bmatrix} \quad (0.3)$$

$$\vec{g} = H\vec{f} + \vec{\eta} \quad (0.4)$$

โดยที่ \vec{g} เป็นเวกเตอร์แสดงถึงภาพที่ถูกทอนประสิทธิภาพ จะมีขนาด $mn \times 1$ เรียงตามลำดับที่ (lexicographic order), H เป็นเมทริกซ์ปฏิบัติการการทอนภาพ (Operation Matrix of degradation function) จะมีขนาด $mn \times MN$ ในสมการ (0.3) แสดงถึงรูปแบบหนึ่งของ H ที่อาจจะเกิดขึ้นจากระบบ โดยสังเกต

ว่ามีลักษณะ Sparse, \vec{f} เป็นเวกเตอร์ของรูปที่มีความละเอียดสูง จะมีขนาด $MN \times 1$ ซึ่งมีขนาดเท่ากับเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน $\vec{\eta}$

หลักการของ Superresolution คือการใช้ข้อมูลจากภาพความละเอียดต่ำหลาย ๆ ภาพมารวมกันแต่เฟรมที่เพิ่มขึ้นก็จะให้ข้อมูลที่เพิ่มเติมเพื่อที่จะนำไปประมาณจุดภาพย่อยที่อยู่รอบข้าง สามารถเขียนสมการของการเกิดภาพความละเอียดต่ำเฟรมที่ k ได้ดังนี้

$$\vec{g}_k = H_k \vec{f} + \vec{\eta}_k \quad (0.5)$$

สังเกตได้ว่า \vec{f} ไม่มี k ห้อยอยู่ที่ด้านล่าง ส่วน \vec{g}_k, H_k และ $\vec{\eta}_k$ นั้นมี k ห้อยอยู่แสดงถึงค่าของเวกเตอร์และเมทริกซ์ของภาพที่ k และ H_k นั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปของฟังก์ชันสามชนิดดัง

$$H_k = DB_k S_k \quad (0.6)$$

D มีขนาด $mn \times MN$, B_k และ S_k มีขนาด $MN \times MN$ ซึ่งเมทริกซ์เหล่านี้เป็น Shifting, Blur และ Down-sampling ของรูปภาพตามลำดับ บางครั้งเพื่อผลการคำนวณที่เร็วขึ้น อาจจะสลับที่ B_k และ S_k ทำให้ $H_k = DS_k B_k$ [5] โดยสมมติฐานที่ S_k นั้นเป็น spatial linear invariant (ปกติแล้ว D เป็นตัวปฏิบัติการ down-sampling ทำให้นั้นกลายเป็นตัวปฏิบัติการ down-sampling ที่มีการเลื่อนตำแหน่งการ down-sampling)

เมื่อนำสมการที่ (0.5) มาต่อกันตั้งแต่เฟรมที่ 0 ถึงเฟรมที่ $p-1$ (รวมทั้งหมด p เฟรม) จะได้

$$\begin{bmatrix} \vec{g}_0 \\ \vec{g}_1 \\ \vec{g}_2 \\ \vdots \\ \vec{g}_{p-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_{p-1} \end{bmatrix} [\vec{f}] + \begin{bmatrix} \vec{\eta}_0 \\ \vec{\eta}_1 \\ \vec{\eta}_2 \\ \vdots \\ \vec{\eta}_{p-1} \end{bmatrix}$$

$$\vec{\gamma} = H\vec{f} + \vec{\eta} \quad (0.7)$$

ซึ่ง $\vec{\gamma}$ มีขนาด $mnp \times 1$ และ H มีขนาด $mnp \times MN$ และ $\vec{\eta}$ มีขนาด $MNp \times 1$ ซึ่งเป็นสมการพีชคณิตเชิงเส้นที่ H มีสถานะเลว (ill-conditioned) โดยปกติแล้ว หาก $mnp = MN$ ซึ่งจะทำให้ H เป็นเมทริกซ์สี่เหลี่ยมจัตุรัสอาจจะสามารถหา \vec{f} ได้จาก $\vec{f} = H^{-1}(\vec{\gamma} - \vec{\eta})$ แต่เนื่องจาก H มีสถานะที่เลว และมักจะมีขนาดไม่เป็นจัตุรัสจึงทำให้ตรงกับปัญหาเรกูลาไรเซชัน (Regularization) เป็นการปัญหา minimization ที่มีคำตอบเป็น

$$\begin{aligned}\bar{f} &= H^T(HH^T + \lambda I)^{-1}\bar{y} \\ &= H^T\bar{x}\end{aligned}\tag{0.8}$$

โดยที่มองว่า $\bar{x} = (HH^T + \lambda I)^{-1}\bar{y} = A^{-1}\bar{y}$ เป็นคำตอบของปัญหาสมการพีชคณิตเชิงเส้น $\bar{y} = (HH^T + \lambda I)\bar{x} = A\bar{x}$ ซึ่งคำตอบของสมการพีชคณิตเชิงเส้นนี้จะสามารถแก้ปัญหาก็ได้รวดเร็วด้วยวิธี Conjugate gradient (CG) ซึ่งเป็นวิธีการวนรอบประมาณ \bar{x} จาก \bar{y} และ ตัวดำเนินการ (Operator) A อย่างแม่นยำ

3. เรกูลาไรเซชัน

โดยปกติแล้วหากจะแก้หา f จากระบบสมการ $y = Hf + \eta$ นั้น สามารถทำได้โดยการ

$$\min_f \|Hf - y\|_2^2\tag{1.1}$$

แต่เนื่องจากปัญหา Superresolution นั้น H มีสภาพเลข Tikhonov ได้เคยเสนอไว้ว่าควรจะใส่บางพจน์ลงไปเพื่อประกันว่าสมการที่กำลังจะหาอยู่นั้นมีคำตอบ

เนื่องจากการทำ Superresolution นั้นเป็นการที่ใช้ข้อมูลของภาพความละเอียดต่ำมากกว่าหนึ่งภาพเพื่อนำมาเป็นข้อมูลของภาพที่ความละเอียดสูงหนึ่งภาพ ซึ่งจำนวนข้อมูลและจำนวนของภาพความละเอียดต่ำนั้นมีความสำคัญต่อวิธีการที่จะนำไปหาภาพความละเอียดสูง โดยที่อาจจะสามารถแบ่งได้เป็นสามกรณีคือ

กรณีที่ข้อมูลของภาพความละเอียดต่ำทั้งหมดมีจำนวนมากกว่าภาพความละเอียดสูง โดยการคิดถึงจำนวนข้อมูลนั้นทั้งข้อมูลของขนาดภาพและข้อมูลของจำนวนของภาพความละเอียดต่ำจะต้องถูกนำมาคิดว่ามากกว่าจำนวนของข้อมูลของภาพความละเอียดสูงหรือไม่ ยกตัวอย่างเช่น ถ้ามีภาพความละเอียดต่ำขนาด 64×64 จุดภาพ มีทั้งหมด 20 ภาพ ต้องการสร้างภาพความละเอียดสูงหนึ่งภาพขนาด 256×256 จุดภาพนั้น จะสามารถคิดได้ว่า มีมิติของข้อมูลของภาพความละเอียดต่ำทั้งหมด $(64 \times 64) \times 20 = 81,920$ มิติซึ่งมากกว่ามิติของข้อมูลภาพความละเอียดสูง ซึ่งมี $256 \times 256 = 65,536$ มิติ ซึ่งจะเรียกระบบในกรณีนี้ว่า

Overdetermined System

$$\begin{bmatrix} y \\ \vdots \\ y \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} W \\ \vdots \\ W \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ \vdots \\ x \end{bmatrix}$$

รูปที่ 0.1 แสดงลักษณะของ Overdetermined System

กรณีที่ข้อมูลของภาพความละเอียดต่ำทั้งหมดมีจำนวนน้อยกว่าภาพความละเอียดสูง โดยการคิดถึงจำนวนมิติข้อมูลของภาพความละเอียดต่ำนั้นจะต้องถูกนำมาคิดเช่นกันว่ามีจำนวนน้อยกว่ามิติของข้อมูลของภาพความละเอียดสูงหรือไม่ ซึ่งจะเรียกระบบในกรณีนี้ว่า Underdetermined System

$$\begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} & & \\ & W & \\ & & \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \end{bmatrix}$$

รูปที่ 0.2 แสดงลักษณะของ Underdetermined System

3. กรณีที่ข้อมูลของภาพความละเอียดต่ำทั้งหมดนั้นมีจำนวนเท่ากับจำนวนข้อมูลภาพความละเอียดสูงพอดี และจะเรียกระบบในกรณีนี้ว่า Square System ซึ่งจะไม่ค่อยพบและจะให้ความสนใจในกรณีที่ 1 และ 2 มากกว่า

$$\begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} & & \\ & W & \\ & & \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \end{bmatrix}$$

รูปที่ 0.3 แสดงลักษณะของ Square System

โดยที่จะมีวิธีการแก้สมการหาคำตอบที่แตกต่างกันในแต่ละกรณี

3.1 กรณี Overdetermined System

จะสามารถหาคำตอบได้โดยเพิ่มพจน์ จากสมการ (1.1) เป็น

$$\min_f \|Hf - y\|_2^2 + \lambda \|Lf\|_2^2 \quad (1.2)$$

โดยที่เป็นเรกูลาไรเซชัน โอเปอเรเตอร์ (Regularization Operator) และเป็นตัวคูณลากรางจ์ซึ่งเป็นค่าสเกลาร์ เมื่อหาเกรเดียนต์ของสมการ(1.2) เทียบกับ f และให้อีกฝั่งหนึ่งของสมการเท่ากับ 0 จะได้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$\begin{aligned}
0 &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{f}} (\mathbf{H}\mathbf{f} - \boldsymbol{\gamma})^T (\mathbf{H}\mathbf{f} - \boldsymbol{\gamma}) + \lambda (\mathbf{f}^T \mathbf{L}\mathbf{f}) \\
&= \frac{\partial}{\partial \mathbf{f}} (\mathbf{f}^T \mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} - 2\mathbf{f}^T \mathbf{H}^T \boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\gamma}^T \boldsymbol{\gamma}) + \lambda (\mathbf{f}^T \mathbf{L}\mathbf{f}) \\
&= 2\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} - 2\mathbf{H}^T \boldsymbol{\gamma} + 2\lambda (\mathbf{L}\mathbf{f}) \\
\mathbf{H}^T \boldsymbol{\gamma} &= \mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda (\mathbf{L}\mathbf{f}) \\
&= (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \lambda \mathbf{L})\mathbf{f} \\
\mathbf{f} &= (\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{L})^{-1} \mathbf{H}^T \boldsymbol{\gamma} \tag{1-3}
\end{aligned}$$

และหากให้ $\lambda = I$ ซึ่งเป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์จะได้สมการ เป็น

$$\mathbf{f} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^T \boldsymbol{\gamma} \tag{1.4}$$

3.2 กรณี Underdetermined System

ส่วนในกรณีที่ระบบเป็น Underdetermined System ก็จะเพิ่มพจน์ $\|\mathbf{L}\mathbf{f}\|_2^2$ และจะหาคำตอบจากสมการ

$$\min_{\mathbf{f}} \alpha \|\mathbf{H}\mathbf{f} - \boldsymbol{\gamma}\|_2^2 + \|\mathbf{L}\mathbf{f}\|_2^2 \tag{1.5}$$

จะเห็นได้ว่าหาก $\alpha = \frac{1}{\lambda}$ ทั้งสมการ (1.2) และ (1.5) จะเป็นสมการที่สมมูลกัน และได้คำตอบ

$$\mathbf{f} = \mathbf{H}^T (\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{L})^{-1} \boldsymbol{\gamma} \tag{1.6}$$

และหากให้ $\lambda = I$ ซึ่งเป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์จะได้สมการ เป็น

$$\mathbf{f} = \mathbf{H}^T (\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \boldsymbol{\gamma} \tag{1.7}$$

4. คอนจูเกตเกรเดียนท์

จะเห็นได้ว่าการหา $(\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{I})^{-1}$ นั้นทำได้ยากมากเนื่องจากเมทริกซ์มีขนาดใหญ่ เช่นหากใช้รูปขนาด 64x64 จุดภาพจำนวน 25 รูปและขนาดรูปความละเอียดสูงที่ต้องการจะทำกลับนั้นมีขนาด 256x256 จุดภาพ เมทริกซ์ \mathbf{H} จะมีขนาดใหญ่ถึง 102,400 x 65,536 แม้ว่าเมทริกซ์ \mathbf{H} จะมีขนาดใหญ่แต่ก็มีลักษณะที่ว่างมาก (Sparse Matrix) แต่ลักษณะของ $(\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{I})^{-1}$ กลับไม่มีที่ว่างมากนักทำให้การเก็บเมทริกซ์ดังกล่าวไว้ในหน่วยความจำนั้นเป็นไปได้ยาก สาเหตุที่เมทริกซ์ $(\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{I})^{-1}$ ไม่มีที่ว่างมากนักเพราะเมทริกซ์ $\mathbf{H}^T \mathbf{H}\mathbf{f} + \lambda \mathbf{I}$ มีลักษณะใกล้เคียงกับเมทริกซ์เอกลักษณ์ซึ่งให้ผลเฉลยที่มีค่ามาก

ในงานนี้จะแก้ปัญหาที่เกิดจากการเก็บเมทริกซ์ขนาดใหญ่โดยใช้คอนจูเกตเกรเดียนท์ (Conjugate Gradient) เพื่อที่จะหาผลเฉลยของ \mathbf{f} โดยให้ \mathbf{H} นั้นเป็นโอเปอเรเตอร์กับ \mathbf{f} โดยทำตามลำดับดังที่กล่าวไว้ในบทต้น ๆ กล่าวคือ Shifting, Blur และ Down-sampling และ \mathbf{H}^T นั้นจะสมมูลกับ $S_k^T B_k^T D^T$ และ Operator จะเป็นแบบย้อนกลับเช่น D^T คือ โอเปอเรเตอร์สำหรับการ Up-sampling เป็นต้น

เป็นที่รู้กันดีว่าระเบียบวิธีคอนจูเกตเกรเดียนท์เป็นระเบียบวิธีเพื่อที่จะสามารถหาคำตอบของระบบสมการเชิงเส้นด้วยการวนรอบได้วิธีหนึ่งเช่นเดียวกับระเบียบวิธีการเกรเดียนท์ที่ชันที่สุด (Steepest Descent) แต่ได้รับการยอมรับว่ามีความเหนือกว่าด้านจำนวนการวนรอบเพื่อที่จะได้คำตอบที่ต้องการนั้น

น้อยกว่า ดังนั้นระเบียบวิธีการคอนจูเกตเกรเดียนท์จึงเหมาะกับการที่จะแก้ปัญหาเมทริกซ์ที่มีขนาดใหญ่ และมีที่ว่างมากเช่นในกรณีนี้โดยมีข้อกำหนดว่าระบบจะต้องมีลักษณะเป็น Sparse Symmetric Positive Definite linear System

สมมติต้องการจะแก้สมการเพื่อหาคำตอบ x จากระบบสมการเชิงเส้น

$$b = Ax \quad (2.1)$$

ระเบียบวิธีจะเริ่มด้วยการที่ให้เบสิสของ p_1 ซึ่งเป็นคอนจูเกตเวกเตอร์ที่ $x = x_0$ เท่ากับ b

ให้ r_k เป็นสิ่งตกค้าง (Residual) ในรอบที่ k ของการวนรอบโดยที่

$$r_k = Ax - b \quad (2.2)$$

โดยที่สังเกตว่า r_k เป็นทิศทางเกรเดียนท์ที่ชันที่สุด (Gradient descent หรือ Steepest Descent) โดยจะให้ p_k เป็นทิศทางของคอนจูเกต

$$p_{k+1} = r_k - \frac{p_k^T A r_k}{p_k^T A p_k} p_k \quad (2.3)$$

โดยสามารถสรุประเบียบวิธีการคอนจูเกตเกรเดียนท์ได้ดังนี้

```

r_0 = Ax - b
p_0 = r_0
g_0 = (r_0, r_0)
for i = 0: max_iteration
    q_i = A p_i
    a_i = g_i / (q_i, p_i)
    x_{i+1} = x_i + a_i p_i
    r_{i+1} = r_i - a_i q_i
    g_{i+1} = (r_{i+1}, r_{i+1})
    if g_{i+1} < tol * ||b||_2
        break
    end
    b_i = g_{i+1} / g_i
    p_{i+1} = r_{i+1} + b_i p_i
end
end

```

5. ผลการทดลอง

ในการทดลองเกี่ยวกับ Superresolution นั้น เพื่อที่จะทำให้การวัดผลได้ง่าย จึงใช้วิธีสร้างภาพความละเอียดต่ำขึ้นมาจากภาพความละเอียดสูง เพราะมีฉะนั้นแล้วจะเป็นการยากที่จะกำหนดได้ว่าตัวแปรใดมีผลมากกว่ากัน หรือการกระทำบางอย่างอาจจะมีผลต่อการทำ Superresolution ก็ได้ เพื่อจำกัดขอบเขตในการศึกษา จะสร้างภาพความละเอียดต่ำในมุมมองต่าง ๆ จากภาพความละเอียดสูงภาพเดียวกัน ในภาพความละเอียดต่ำแต่ละภาพนั้น จะมีการเลื่อนที่เพียงอย่างเดียว และการเลื่อนที่เหล่านั้นเป็นสิ่งที่ระบบรู้อยู่แล้วว่าเลื่อนที่ไปเท่าใดในแต่ละภาพเพื่อทำให้เกิดการระบุตำแหน่งของจุดภาพแต่ละจุดได้อย่างสมบูรณ์ที่สุด นอกจากนั้นแล้วการทำภาพให้ไม่คมชัด (Blur) นั้นจะทำด้วยแนวคิดที่ว่าภาพถ่ายแต่ละครั้งนั้นถ่ายด้วยเลนส์ตัวเดียวกันที่มี Point Spreading Function (PSF) เหมือนกันและไม่เป็นมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับเวลา (Time-invariant)

5.1 ผลของการเบลอในกระบวนการย้อนกลับ

โดยเริ่มแรกสมมติให้ปัญหาไม่มีผลกระทบของการทำภาพให้ไม่คมชัดก่อน หรือกล่าวอีกกล่าวได้ว่าไม่คิดผลของการภาพเบลอในระบบย้อนกลับ แต่ภาพความละเอียดต่ำที่ถูกสร้างขึ้นมาจากภาพความละเอียดสูงนั้นจะได้รับผลของการเบลอ

การทดลองเริ่มด้วยการสร้างภาพความละเอียดต่ำขนาด 43×43 จุดภาพจากภาพความละเอียดสูง 172×172 จุดภาพ จำนวน 10 ภาพ โดยที่แต่ละภาพนั้นเกิดจากภาพความละเอียดสูงเคลื่อนที่ไปตามแนวภาพด้วยเวกเตอร์เคลื่อนไหว (Motion Vector) ที่แตกต่างกันทั้ง 10 ภาพ ทำให้ได้ภาพความละเอียดต่ำที่มีข้อมูลแตกต่างกัน 10 ภาพ

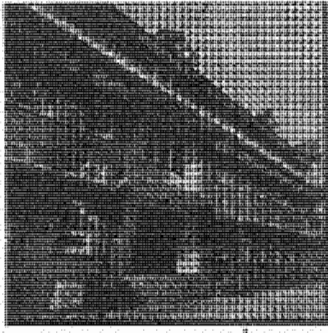
ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 0.1-รูปที่ 0.4 โดยภาพที่เกิดจะกระบวนการ Superresolution ที่ทำขึ้นจะได้ตามรูปที่ 0.3 โดยใช้การใส่ค่าเรสคิวที่ 0.01 และใช้การวนรอบการทำงานที่ 4 ครั้งเท่านั้น จะเห็นว่าภาพที่ได้จากการกระบวนการย้อนกลับโดยไม่มีผลจากการเบลอของภาพตามรูปที่ 0.3 นี้ยังมีปัญหาอยู่เนื่องจากมีจุดภาพบางจุดที่ยังไม่มีข้อมูลซึ่งปรากฏให้เห็นเป็นจุดสีดำ เหตุผลเนื่องจากระบบที่ใช้เป็นระบบ Underdetermined System ทำให้มีข้อมูลของจุดภาพที่รู้น้อยกว่าข้อมูลจุดภาพในภาพความละเอียดสูงที่ต้องการ



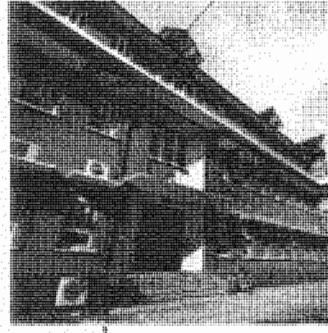
รูปที่ 0.1 ตัวอย่างภาพความละเอียดต่ำภาพหนึ่ง



รูปที่ 0.2 Bicubic Interpolation จากรูปที่ 0.1



รูปที่ 0.3 ภาพความละเอียดสูงที่ทำการกลับโดยไม่มี
ผลของการเบลอในกระบวนการทำการกลับ



รูปที่ 0.4 ภาพคืนแบบ

จะเห็นได้ว่าแม้ภาพที่ได้จากกระบวนการนี้จะดูเข้าสู่ค่าที่ต้องการได้เร็วคือเพียงแค่ 4 ครั้ง แต่ก็เกิดจุดภาพสีดำที่ไม่มีข้อมูล ทำให้ต้องแก้ไขกระบวนการโดยการเพิ่มการเบลอเข้าไปให้กับระบบกระบวนการย้อนกลับกระบวนการนี้จะช่วยทำให้ภาพที่ได้มีความเรียบมากขึ้นแต่ก็จะมีผลด้านเวลาที่ใช้การเข้าสู่ค่าที่ต้องการนั้นจะเพิ่มขึ้น



รูปที่ 0.5 ภาพความละเอียดสูงที่ทำการกลับโดยมีผลของการเบลอในกระบวนการทำการกลับ

รูปที่ 0.5 เกิดขึ้นจากกระบวนการที่ผลของการเบลอเข้าไปร่วมด้วย จะเห็นได้ว่าภาพที่ได้มีความเรียบมากขึ้นเห็นผลของจุดภาพสีดำน้อยลงอย่างเห็นได้ชัดเจน ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนนำความเข้าของจุดภาพจุดด้านข้างเข้าไปผสมรวมด้วย แต่กระบวนการนี้ใช้การวนรอบการเข้าสู่ถึง 20 รอบ เนื่องจากการเบลอ h นั้นจะทำให้ H นั้นเป็น Ill-conditioned Matrix [6]

5.2 ผลของเรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์

จะเห็นจากสมการ ว่าในการทำ Superresolution นั้นถูกตั้งให้เป็นปัญหาย้อนกลับที่มีสภาพอะเลว (ill-posed inverse problem) เพราะว่า H นั้นเป็นเมทริกซ์ที่มีสภาพอะเลว (ill-conditioned matrix) การที่จะแก้ค่าตอบของสมการนั้นเราจำเป็นต้องเรกูลาไรซ์หรือคือการที่เพิ่มสภาพบางอย่างให้กับระบบโดยทำให้ได้คำตอบที่มีสภาพะที่ดีขึ้น (Well-behaved solution) โดยในการทดลองนี้ใช้ Tikhonov regularization ซึ่ง

เริ่มแรกเสนอขึ้นมาเพื่อแก้ไขสภาพอะเลวของระบบกำลังสองน้อยที่สุดสำหรับ Square และ Overdetermined System {N. Nguyen, 2001 #1; Tikhonov, 1963 #6; Saad, 1996 #7; Farsiu, 2003 #8; Hel-Or, 2001 #11; Peleg, 2001 #9; Yang, 2002 #10} โดยการใช้ พจน์เรกูลาไรเซชัน(Regularization Term) จะช่วยในการทำให้คำตอบของสมการนั้นลู่เข้า เนื่องจาก หากไม่มี พจน์เรกูลาไรเซชันคำตอบจะลู่เข้าช้ามาก ซึ่งนอกจากจะเสียเวลาในการประมวลผลแล้วยังได้ผลของคำตอบที่ไม่ดีอีกด้วย โดยการเลือกเรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์นั้นสำคัญมากหากเลือกค่าที่มากเกินไปคำตอบที่ได้แม้จะลู่เข้าเร็ว แต่ค่าที่ได้ก็จะห่างไกลกับคำตอบที่แท้จริงหรือคำตอบที่ต้องการมากยิ่งขึ้น เพราะระบบจะเปลี่ยนไปจากระบบเดิมที่ตั้งไว้มาก หากเรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์มีค่าน้อยจนเกินไป ระบบก็ยังมีสภาพอะเลวอยู่

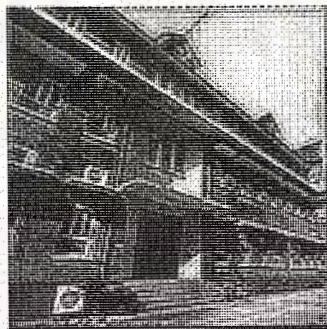
เรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์ ; นั้นมีผลอย่างมากทั้งต่อการลู่เข้าของระบบและคุณภาพของภาพที่ได้รับ โดยที่ ; นั้นเป็นการให้น้ำหนักกับพจน์เรกูลาไรเซชันว่าระบบจะเชื่อถือพจน์ดังกล่าวที่เป็น โครงร่างของคำตอบมากน้อยเพียงใด

การทดลองเริ่มด้วยการสร้างภาพความละเอียดต่ำขนาด 43 x 43 จุดภาพจากภาพความละเอียดสูง 172x172 จุดภาพ จำนวน 10 ภาพ โดยที่แต่ละภาพนั้นมีเวกเตอร์เคลื่อนไหว (Motion Vector) ที่แตกต่างกัน เช่นเดียวกันเมื่อทดลองใส่ค่าพารามิเตอร์แล้วแยกประเภทของภาพได้เป็นสามจำพวกดังรูปที่ 0.6-รูปที่ 0.8

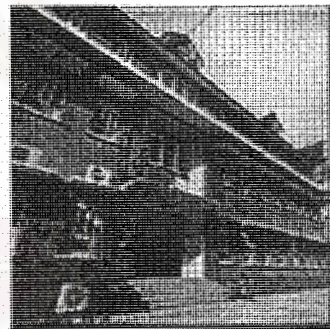


รูปที่ 0.6 Under-Regularized

HR



รูปที่ 0.7 Regularized HR



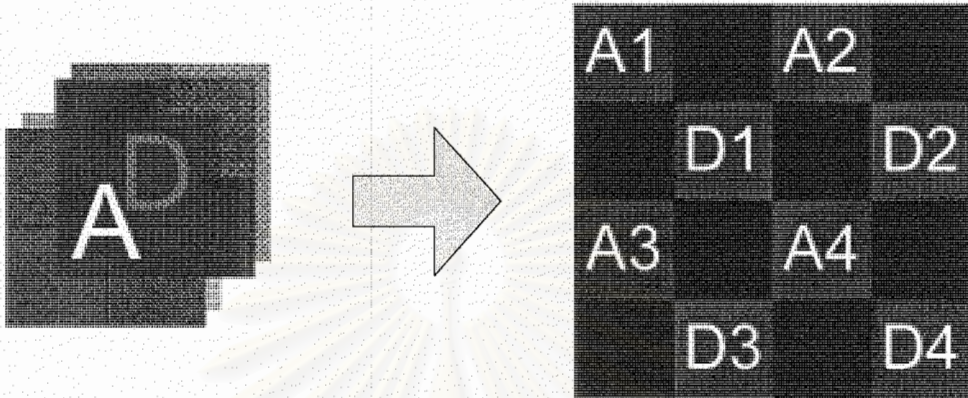
รูปที่ 0.8 Over-Regularized

HR

จะเห็นได้ว่าหากทำให้เรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์ มีค่าน้อยเกินไปจะมีผลให้ ภาพนั้นมีลักษณะคมจนเกินไปและมีสิ่งรบกวนอันเกิดมาจากการรีจิสเตอร์ของภาพและสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในภาพดังรูปที่ 0.6 ในขณะที่หากให้เรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์ มีค่ามากเกินไปแม้ว่าจะได้ภาพที่มีความเรียบมากขึ้นแต่จะได้อภาพที่เบลอและได้ภาพที่มีรายละเอียดน้อยลงดังรูปที่ 0.8 และสังเกตเห็นว่ามีผลของจุดภาพที่เป็นสีดำ

6. ปัญหาที่เกิดขึ้น

ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทำ Superresolution ในบทที่ผลิตพลาด! ไม่พบแหล่งอ้างอิงก็คือการมีจุดภาพสีค่าปรากฏขึ้นในภาพความละเอียดสูงที่ได้พยายามทำกระบวนการย้อนกลับมา สาเหตุที่เกิดเหตุการณ์เช่นนี้เพราะการที่ขาดข้อมูลจุดภาพจุดดังกล่าวในภาพความละเอียดต่ำ



รูปที่ 0.1 การขาดข้อมูลจุดภาพบางจุดในภาพความละเอียดต่ำส่งผลให้ภาพความละเอียดสูงนั้นเกิดเป็นจุดภาพสีค่าหรืออาการขาดข้อมูล

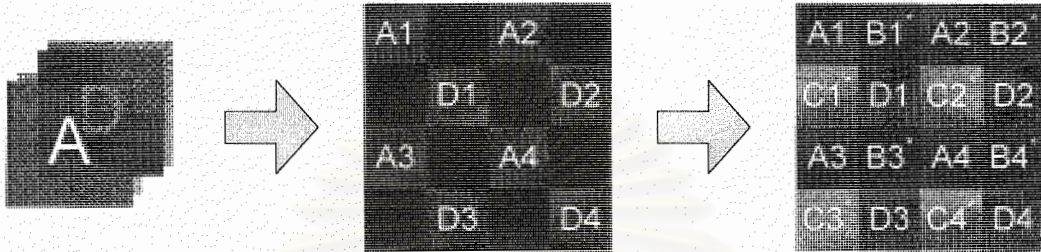
รูปที่ 0.1 ขกตัวอย่างง่าย ๆ ในกรณีที่เกิดการขาดข้อมูลของจุดภาพบางจุดในภาพความละเอียดต่ำ ซึ่งส่งผลถึงประสิทธิภาพในการทำกระบวนการ Superresolution จุดนี้เป็นปัญหาใหญ่ที่เกิดขึ้นในกระบวนการ ซึ่งกรณีส่วนใหญ่ในปัญหา Superresolution นั้นจะต้องพบจุดภาพบางจุดในภาพความละเอียดต่ำที่ไม่มีข้อมูล ซึ่งจะทำให้เกิด Underdetermined System โดยที่แม้จุดนั้นอาจจะมีค่าเป็น 0 แต่ก็ยังให้ผลตอบของระบบที่ไม่ขัดกับสมการที่(1.7) เพราะปัญหาของการแก้ Underdetermined System นั้นมีหลายคำตอบ คำตอบที่ได้จากการเติมพจน์เรกูลาไรเซชันอาจจะไม่ใช่คำตอบที่ดีที่สุดก็ได้

อีกปัญหาหนึ่งก็คือเมทริกซ์ตัวดำเนินการเบลอ B_k นั้นจะมี B_k^T เป็นเมทริกซ์สลับเปลี่ยนซึ่งสร้างเป็นตัวดำเนินการได้ยากเนื่องจาก B_k นั้นมีลักษณะ Spatial Varying จึงทำให้การคำนวณเป็นไปอย่างยากลำบาก

รวมถึงปัญหาของเรกูลาไรซ์พารามิเตอร์ซึ่งมีความสำคัญต่อการรู้เข้าของระบบและกำหนดคุณภาพของภาพความละเอียดสูงที่ได้ด้วย ปัญหาของพารามิเตอร์คือ ในการทดลองที่ทำมานั้นยังไม่สามารถกำหนดได้อย่างอัตโนมัติว่าค่าพารามิเตอร์จะเป็นเท่าไร เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ใหม่ครั้งหนึ่งก็ต้องทำการวนรอบทั้งหมดเพื่อหาพจน์ $(H^T H \mathbf{f} + \lambda I)^{-1}$ ใหม่ครั้งหนึ่ง ทำให้การทำให้ได้ภาพความละเอียดสูงที่มีคุณภาพดีที่สุดนั้นเป็นไปได้ยาก

7. แนวทางในการดำเนินการแก้ไข

แนวทางในการดำเนินการแก้ไขปัญหาจุดภาพสีด้าที่เกิดในภาพความละเอียดสูงที่ทำกลับมาได้นั้นสามารถทำได้หลายวิธี วิธีการหนึ่งที่สามารถทำได้ก็คือการใช้การประมาณค่าในช่วง(Interpolation) มาช่วยในการเพิ่มข้อมูลจุดภาพที่ยังไม่มีข้อมูลจากภาพความละเอียดต่ำ



รูปที่ 0.1 การใช้การประมาณค่าในช่วงเพื่อที่จะสังเคราะห์ข้อมูลที่เกิดการขาดข้อมูลจุดภาพบางจุดในภาพความละเอียดต่ำเพื่อลงผลที่ทำให้ภาพความละเอียดสูงนั้นเกิดเป็นจุดภาพสีด้าหรืออาการขาดข้อมูล

จากรูปที่ 0.1 แสดงแนวคิดอย่างง่ายเพื่อที่จะช่วยในการแก้ปัญหาอาการขาดข้อมูลในภาพความละเอียดสูงโดยการประมาณค่าในช่วงจากภาพความละเอียดต่ำ โดยจุดที่ได้รับการประมาณค่าในช่วงมานั้นเกิดจากข้อมูลจากจุดที่ทราบค่าอยู่แล้วเป็นต้น

ส่วนปัญหาของเรกูลาไรเซชันพารามิเตอร์นั้นอาจจะต้องใช้กระบวนการอัตโนมัติบางอย่างเพื่อที่จะทำให้ได้ค่าออกมาดีที่สุดเช่นกระบวนการ General Cross Validation (GCV) เป็นต้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เอกสารอ้างอิง

1. Capel, D.P., *Image Mosaicing and Super-resolution*, in *Department of Engineering Science*. 2001, University of Oxford.
2. Schultz, R.L. and M.T. Hagan, *Online least-squares training for the underdetermined case*. Digital Object Identifier 10.1109/IJCNN.1999.832665, 1999. 3: p. 1870-1875.
3. Golub, G. and C.V. Loan, *Matrix Computation*. 3 ed. 1996: The Johns Hopkins University Press.
4. Gonzalez, R.C. and R.E. Woods, *Digital Image Processing*. 2002: Prentice-Hall.
5. Andrews, H. and B. Hunt, *Digital Image Restoration*. 1977: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
6. Nguyen, N., *Numerical Algorithms for Image Superresolution*. 2000, Stanford University.
7. Nguyen, N., M. P., and G.H. Golub., *A computationally efficient image superresolution algorithm*. Image Processing, 2001.
8. Tikhonov, A., *Solution of incorrectly formulated problems and the regularization method*. 1963(Soviet Math.): p. 1035-1038.
9. Saad, Y., *Iterative Methods for Sparse Linear Systems*. 1996: PWS Publishing Company.
10. Farsiu, S., et al. *Robust Shift and Add Approach to Super-Resolution*. in *Proc. of the 2003 SPIE Conf. on Applications of Digital Signal and Image Processing*. 2003.
11. Elad, M. and Y. Hel-Or, *A fast super-resolution reconstruction algorithm for pure translational motion and common space invariant blur*. IEEE Transactions on Image Processing, 2001. 10(8): p. 1187-1193.
12. Zomet, A. and S. Peleg, *Super-Resolution from Multiple Images Having Arbitrary Mutual Motion*. 2001.
13. Yang, C., R. Duraiswami, and L. Davis. *Superresolution Using Preconditioned Conjugate Gradient Method*. in *IEEE International Conference on Image and Graphics*. 2002.

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 8

เรื่อง การปรับปรุงคุณภาพการส่งสัญญาณเสียงบนเครือข่าย X (เฟสที่สอง)

Achieving high subjective voice quality in Voice over “X”-networks (Phase II)

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

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของโครงการ

ในระบบการสื่อสารทางเสียงนั้น คุณภาพของการส่งสัญญาณเสียงบนเครือข่ายใด ๆ ถูกกำหนดด้วยความชัดเจนของสัญญาณเสียง และความหน่วงเวลา (Delay) เป็นปัจจัยหลัก โดยความหน่วงเวลาถูกระบุว่าเป็นเวลาที่เกิดขึ้นสำหรับผู้รับก่อนได้ยินเสียงของผู้พูด อย่างไรก็ตามสัญญาณเสียงสะท้อน (Echo) เกิดขึ้น โดยสามารถถูกแบ่งเป็นประเภท Acoustic Echo และประเภท Electrical Echo ขึ้นอยู่กับลักษณะการเกิดเสียงสะท้อนที่แตกต่างกัน ผู้พูดจะได้ยินเสียงสะท้อนของตนเมื่อความหน่วงเวลาหนึ่งรอบ (Round-trip Delay) ที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารทางเสียงมีค่ามากกว่าประมาณ 50 – 150 มิลลิวินาที ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความดังของสัญญาณเสียงที่สะท้อนกลับมายังผู้พูด และค่าความหน่วงเวลาหนึ่งรอบก่อนที่ผู้พูดจะได้ยินเสียงสะท้อนของตนก็มีค่าแตกต่างกันไปตามเพศ วัย และความสามารถในการได้ยินของผู้พูด

ดังนั้น ปัจจัยหนึ่งของการปรับปรุงคุณภาพสัญญาณเสียงที่ส่งออกไป คือการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารทางเสียงนั้นๆ ในโครงการวิจัยนี้ ได้พิจารณาถึงการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนประเภท Acoustic Echo เท่านั้น (Acoustic Echo Cancellation, AEC) [1] ซึ่งได้ศึกษาแล้วในสองเฟสแรกของโครงการวิจัย “การกำจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงเมื่อมีสถานการณ์ Double-Talk ในระบบการสนทนาแบบสเตอริโอ” (1 มิถุนายน 2545 – 30 พฤษภาคม 2547) โดยทำการศึกษาการกำจัดสัญญาณสะท้อนทางเสียงในระบบการสนทนาแบบโมโน (ช่องสัญญาณเดียว) และแบบสเตอริโอ (สองช่องสัญญาณ) [1, 2, 8] ซึ่งพบว่าสามารถนำระบบ AEC ไปประยุกต์ใช้กับการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบการสนทนาทางเสียงแบบสเตอริโอ (Stereophonic Acoustic Echo Cancellation, SAEC) [1, 2] ได้ หากแต่ว่า ปัญหาสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ระหว่างสัญญาณเสียงแบบสเตอริโอในระบบ SAEC

จำเป็นต้องได้รับการแก้ไข สำหรับวิธีลดสหสัมพันธ์ข้าม (Decorrelation Techniques) ระหว่างสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณของสัญญาณเสียงแบบสเตอริโอ ได้แก่ การใช้วงจรมองไม่เชิงเส้น (Nonlinear Transformation) [2, 6] การใช้วงจรรองทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา (Higher-Order Time-Varying Allpass Filters, HO-TV-APF) [3, 4, 7] และ การใช้สัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้ [10] เป็นต้น ดังรายละเอียดในรายงานฉบับสมบูรณ์ในสองเฟสแรกของโครงการวิจัย สำหรับเฟสที่สาม เป็นการศึกษาถึง “การปรับปรุงคุณภาพการส่งสัญญาณเสียงบนเครือข่าย X” (1 มิถุนายน 2547 – 30 พฤษภาคม 2548) เพื่อนำระบบ AEC และ SAEC มาใช้ในการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกจากระบบการสื่อสารบนเครือข่าย “X” อาทิ เช่น VoIP VoFR VoATM เป็นต้น โดยได้ทำการศึกษาถึงการเข้ารหัสสัญญาณเสียงที่ทำการกำจัดเสียงสะท้อนแล้ว ด้วยตัวเข้ารหัสสัญญาณเสียง (Speech Coder) เช่น G.729 Codec เป็นต้น หรือตัวเข้ารหัสอื่นที่มีความเหมาะสมต่อคุณสมบัติของเครือข่าย “X” นั้น ๆ เพื่อรักษาไว้ซึ่งคุณภาพของสัญญาณเสียงในระบบ ภายใต้ความหน่วงเวลาที่ต่ำ สำหรับระบบการสื่อสารทางเสียงที่น่าสนใจระบบหนึ่งในปัจจุบัน คือ การสื่อสารทางเสียงบนเครือข่ายอินเทอร์เน็ต (Voice Over IP, VoIP) ดังนั้น มาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูดที่สนใจเลือกศึกษาในเฟสที่สามของโครงการวิจัย คือ G.723.1 และ G.729 [11, 12]

ปัจจัยสำคัญอีกปัจจัยหนึ่งในการพิจารณาถึงคุณภาพของการส่งสัญญาณเสียง คือ ความชัดเจนของสัญญาณเสียง ดังนั้น ในเฟสที่สี่ของโครงการวิจัยนี้ จะศึกษาถึงเทคนิคต่างๆ ที่ใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวน [xx] และนำเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เหมาะสมมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อน เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนให้เพิ่มขึ้น และทำให้คุณภาพของสัญญาณเสียงที่ส่งออกไปในระบบมีความชัดเจนมากขึ้น ปราศจากเสียงสะท้อนที่หลงเหลืออยู่ หรือสัญญาณเสียงรบกวนใดๆ โดยจะเน้นไปที่ระบบ AEC เพียงอย่างเดียวก่อน สำหรับประสิทธิภาพการทำงานของ การกำจัดเสียงสะท้อนในโครงการนี้ จะอ้างอิงถึงมาตรฐาน ITU Standard G.165

นอกจากนี้ การทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของ การกำจัดเสียงสะท้อนในเวลาจริง (Real-time) จะได้ทดลองสร้างจริง (Implementation) ระบบ AEC ลงบนบอร์ด FPGA (FPGA Board) รุ่น DS-KIT-2VP7FF672-EURO โดยขั้นตอนวิธี (Algorithm) ที่เลือกใช้ควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัว คือ ขั้นตอนวิธี Least Mean Square (LMS) และ / หรือขั้นตอนวิธี Normalised Least Mean Square (NLMS) เนื่องจากความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำ [5] โดยในเฟสที่สี่นี้ จะพัฒนาบอร์ด FPGA ต่อจากเฟสที่สาม และเน้นถึงโครงสร้างที่ให้ความซับซ้อนในการสร้างจริงต่ำ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

- 1.2.1 ศึกษา วิเคราะห์ และพัฒนาระบบ AEC/SAEC เพื่อกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในการสื่อสารทางเสียงบนช่องสัญญาณต่างๆ ให้มีประสิทธิภาพการทำงานใกล้เคียงกับมาตรฐาน ITU Standard G.165

1.2.2 ศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการกำจัดหรือลดผลกระทบของสัญญาณรบกวน เพื่อเพิ่มคุณภาพสัญญาณเสียงที่จะส่งไปบนเครือข่ายหนึ่งๆ โดยเน้นทางด้านความคมชัดของสัญญาณเสียงพูดเป็นพิเศษ

1.2.3 อาศัย FPGA Board ที่ออกแบบไว้ในเฟสก่อนหน้านี เพื่อทำการทดสอบในเวลาจริงได้

1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย

ในโครงการวิจัยนี้ จะเน้นไปที่การศึกษาความเป็นไปได้ในการกำจัดหรือลดผลกระทบของสัญญาณรบกวน เพื่อเพิ่มคุณภาพสัญญาณเสียงที่จะส่งไปบนเครือข่ายใดๆ โดยเน้นทางด้านความคมชัดของสัญญาณเสียงพูดเป็นพิเศษ ทั้งนี้ระบบ AEC ที่พัฒนาขึ้นจะต้องสามารถกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในการสื่อสารทางเสียงบนช่องสัญญาณใดๆ ให้มีประสิทธิภาพการทำงานใกล้เคียงกับมาตรฐาน ITU Standard G.165 โดยพิจารณาประสิทธิภาพการทำงานของระบบที่ศึกษาผ่านการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ (Simulation) นอกจากนี้ จะได้ทำการสร้างจริงระบบ AEC ลงบนบอร์ด FPGA เพื่อศึกษาประสิทธิภาพการทำงานของระบบ AEC ในเวลาจริง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

วิธีการดำเนินการวิจัย

ในเฟสที่สี่นี้ แผนงานวิจัยถูกจัดไว้เป็นระยะเวลา 1 ปี โดยจะถูกดำเนินการดังแสดงในตารางที่ 2-1 และมีการจ้างผู้ช่วยวิจัยจำนวน 3 คน (กำลังศึกษาในระดับปริญญาโท) ตลอดโครงการวิจัย

ตารางที่ 2-1 แผนการดำเนินงานของโครงการนี้ตลอดระยะเวลา 12 เดือน

กิจกรรม	ระยะเวลาปฏิบัติการ					
	เดือน	เดือน	เดือน	เดือน	เดือน	เดือน
	1-2	3-4	5-6	7-8	9-10	11-12
2.1 ศึกษาเทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนแบบต่างๆ เพื่อหาเทคนิคที่เหมาะสมนำมาใช้ร่วมกับระบบ AEC	■	■				
2.2 จำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ เทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนที่คัดเลือกแล้วจากระยะที่ 1		■	■			
2.3 ทำการทดสอบระบบ AEC ที่พัฒนาขึ้นด้วยการสร้างจริงบนบอร์ด FPGA			■	■	■	
2.4 ปรับแต่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ และเขียนรายงานสรุปผล					■	■

2.1 ศึกษาเทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนแบบต่างๆ เพื่อหาเทคนิคที่เหมาะสมนำมาใช้ร่วมกับระบบ AEC

ในช่วง 4 เดือนแรกของโครงการ จะทำการศึกษา วิเคราะห์ ถึงเทคนิคต่างๆ ที่ใช้สำหรับกำจัดสัญญาณรบกวน เพื่อนำมาใช้งานร่วมกับระบบ AEC โดยใช้ฐานข้อมูลที่มีอยู่ทั่วไป เช่น เอกสารทางวิชาการ วารสารทางวิชาการ หรือรายงานจาก ห้องสมุด และอินเทอร์เน็ต เป็นต้น

2.2 จำลองระบบบนคอมพิวเตอร์เทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนที่คัดเลือกแล้วจากระยะที่ 1

พิจารณาคัดเลือกเทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนที่ศึกษาในระยะที่ 1 เพื่อทำการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ ผ่านทางโปรแกรม MATLAB โดยทำการจำลองระบบการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนเพียงลำพัง กับการจำลองระบบการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนร่วมกับระบบ AEC

สำหรับสัญญาณเสียงที่ใช้ในการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ เป็นสัญญาณเสียงพูดจากฐานข้อมูลที่มีอยู่แล้วในเฟสก่อนหน้า ซึ่งได้ทำการบันทึกเสียง ในสภาวะแวดล้อมที่ไม่มีสัญญาณเสียงรบกวน ส่วนการเพิ่มสัญญาณเสียงรบกวนให้กับสัญญาณเสียงเข้าของระบบ AEC เพื่อทำการจำลองสภาวะแวดล้อมต่างๆ ในบริเวณโดยรอบของผู้ใช้ให้สมจริงนั้น ทำโดยการเพิ่มสัญญาณรบกวนขาว (Additive White Gaussian Noise) เข้าไปในการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ อาจมีการบันทึกเสียงเพิ่มเติมสำหรับสัญญาณเสียงพูดในสภาวะแวดล้อมที่จัดให้มีสัญญาณเสียงรบกวนด้วย

2.3 ทำการทดสอบระบบ AEC ที่พัฒนาขึ้นด้วยการสร้างจริงบนบอร์ด FPGA

ทดสอบการใช้งานของระบบ AEC ที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนด้วยบอร์ด FPGA เพื่อประเมินผลประสิทธิภาพการกำจัดเสียงสะท้อนในเวลาจริง

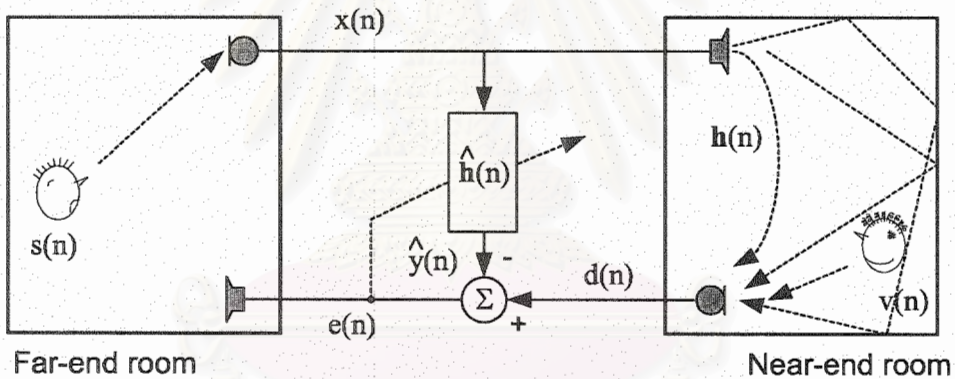
2.4 ปรับแต่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ และเขียนรายงานสรุปผล

สรุปแนวทางในการปรับปรุงระบบที่นำเสนอในโครงการวิจัยนี้ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงาน เช่น ปรับปรุงอัตราการลู่เข้าให้เร็วขึ้น หรือลดความซับซ้อนในการคำนวณ (Computational Complexity) ของระบบโดยรวม และเขียนรายงานฉบับสมบูรณ์ของโครงการวิจัย

ผลการดำเนินการ

การศึกษาประสิทธิภาพการทำงานของระบบกำจัดเสียงสะท้อนแบบ AEC ในโครงงานนี้แบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ (1) ทบทวนถึงระบบ AEC ซึ่งได้ศึกษาแล้วในเฟสก่อนหน้าของโครงงาน (2) ผลการศึกษาระบบ SAEC (3) ศึกษาเทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนแบบต่างๆ เพื่อหาเทคนิคที่เหมาะสมนำมาใช้งานร่วมกับระบบ AEC อันได้แก่ การกำจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัว (Adaptive Noise Cancellation, ANC) และเทคนิคการลบออกของสเปกตรัม (Spectral Subtraction, SS) (4) การใช้งานร่วมกันของระบบ AEC กับเทคนิค ANC (5) การจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ของการทำงานร่วมกันของระบบ AEC กับเทคนิค ANC และ (6) การทดสอบระบบ AEC ที่พัฒนาขึ้นด้วยการสร้างจริงบนบอร์ด FPGA รายละเอียดจะได้กล่าวถึงในหัวข้อย่อยต่อไปนี้

3.1 ผลการศึกษาระบบ AEC



รูปที่ 1 การกำจัดเสียงสะท้อนในระบบการสนทนาแบบโมโน (AEC)

เมื่อพิจารณาทางฝั่งห้องรับ (Receiving Room) หรือเรียกว่าห้องใกล้ (Near-end Room) สัญญาณเสียงสะท้อนแบบ Acoustic Echo เกิดขึ้นจากการเชื่อมต่อทางเสียง (Acoustic Coupling) ระหว่างลำโพงกับไมโครโฟนภายในห้องใกล้ ดังแสดงในรูปที่ 1 ทั้งนี้ การกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่เกิดขึ้นภายในห้องใกล้นี้ (ระบบ AEC) สามารถทำได้โดยใช้วงจรกรองแบบปรับตัว (Adaptive Filter) เพื่อทำการจำลองวิถีสะท้อนทางเสียง (Acoustic Echo Path) และหักออกจากสัญญาณไมโครโฟนก่อนที่จะถูกส่งกลับไปยังคู่สนทนาในห้องส่ง (Transmitting Room) หรือเรียกว่าห้องไกล (Far-end Room) สำหรับการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่เกิดขึ้นภายในห้องไกล ก็สามารถใช้อัตรากรองแบบปรับตัวอีกตัวหนึ่ง เพื่อทำการจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงทางฝั่งห้องไกลได้เช่นกัน

เมื่อสัญญาณขาเข้าของระบบ AEC เป็นสัญญาณเสียงพูดจากห้องไกล $x(n)$ สัญญาณไมโครโฟนที่ห้องใกล้ $d(n)$ ประกอบด้วยเสียงสะท้อนที่เกิดจากวิถีสะท้อนทางเสียงในห้องใกล้ $h(n)$ ซึ่งถูกจำลองขึ้นจากการคอนโวลูชันสัญญาณขาเข้า $x(n)$ กับวิถีสะท้อนทางเสียง $h(n)$ ดังสมการ

$$d(n) = \mathbf{h}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (1)$$

โดยที่ $\mathbf{h}(n) = [h_1(n), h_2(n), \dots, h_L(n)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวิถีสะท้อนทางเสียงในห้องใกล้ที่มีขนาด L และ $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณเสียงขาเข้าที่มีขนาด L เช่นกัน โดยทั่วไปแล้ว จะจำลองให้สัญญาณไมโครโฟน $d(n)$ มีสัญญาณรบกวนเบื้องหลัง (Background Noise) ภายในห้องใกล้รวมอยู่ด้วย เพื่อความสมจริงมากขึ้น สำหรับสัญญาณรบกวนเบื้องหลังนี้ สามารถจำลองได้โดยใช้สัญญาณรบกวนขาว (White Gaussian Noise)

สำหรับสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ จากการประมาณสัญญาณเสียงสะท้อนของระบบ AEC หาได้จากผลต่างของสัญญาณเสียงสะท้อนในห้องใกล้และค่าประมาณของสัญญาณเสียงสะท้อนที่เป็นสัญญาณออกของวงจรกรองแบบปรับตัว $\hat{\mathbf{h}}(n)$ ที่ทำการจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงในห้องใกล้และมีจำนวนสัมประสิทธิ์เท่ากับ L เช่นกัน

$$e(n) = d(n) - \hat{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (2)$$

โดยสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ เป็นสัญญาณขาออกของระบบ AEC และจะถูกส่งต่อไปยังห้องไกล ดังนั้นเมื่อวงจรกรองแบบปรับตัว $\hat{\mathbf{h}}(n)$ สามารถจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงได้อย่างใกล้เคียง เสียงสะท้อนก็สามารถถูกกำจัดไปได้ในที่สุด

การปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวในโครงงานวิจัยนี้จะใช้ระเบียบวิธี Normalised Least Mean Square (NLMS) ดังสมการที่ (3)

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu \frac{\mathbf{x}(n)e(n)}{\varepsilon + \|\mathbf{x}(n)\|^2} \quad (3)$$

เมื่อ \square คือค่าช่วงก้าว (step-size) ของระเบียบวิธี NLMS ที่ใช้ในการปรับการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัว และ ε เป็นค่าคงที่เล็กๆ เพื่อป้องกันการลู่ออกของวงจรกรองแบบปรับตัวเมื่อขนาดของสัญญาณเสียงเข้ามีขนาดเล็กมากในช่วงหนึ่งๆ

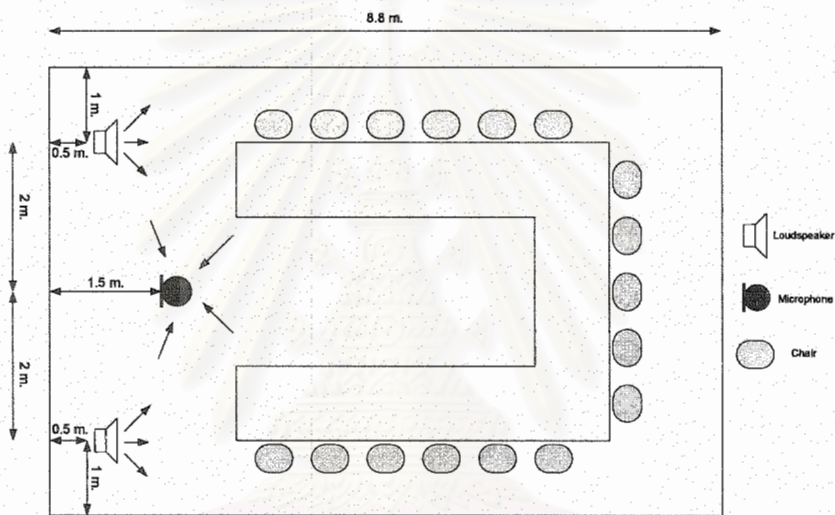
การศึกษามาตรฐาน ITU Standard G.165 สำหรับอ้างอิง และเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของ การกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อน สามารถดูรายละเอียดได้ในภาคผนวก ข

3.2 ผลการศึกษาระบบ SAEC

ในหัวข้อข้อย่อยนี้จะกล่าวถึงการหาวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องสัมมนาทางไกลแบบสเตอริโอ และ โครงสร้าง Hybrid ที่ใช้กับระบบ SAEC

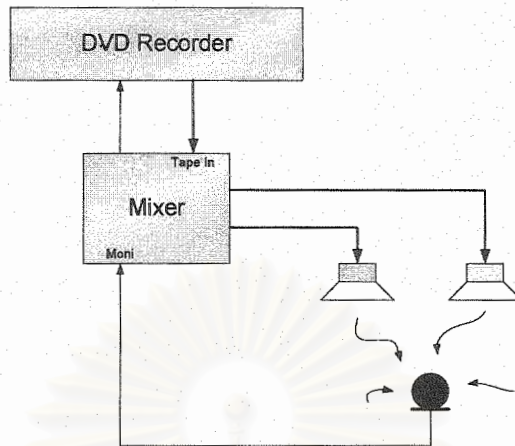
3.2.1 การหาวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องสัมมนาทางไกลแบบสเตอริโอ

ได้ทำการจำลองสถานการณ์ของระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอในห้องรับ (Receiving Room) และ วัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่เข้าสู่ไมโครโฟน เมื่อสิ่งแวดล้อมภายในห้องรับเป็นดังรูปที่ 2



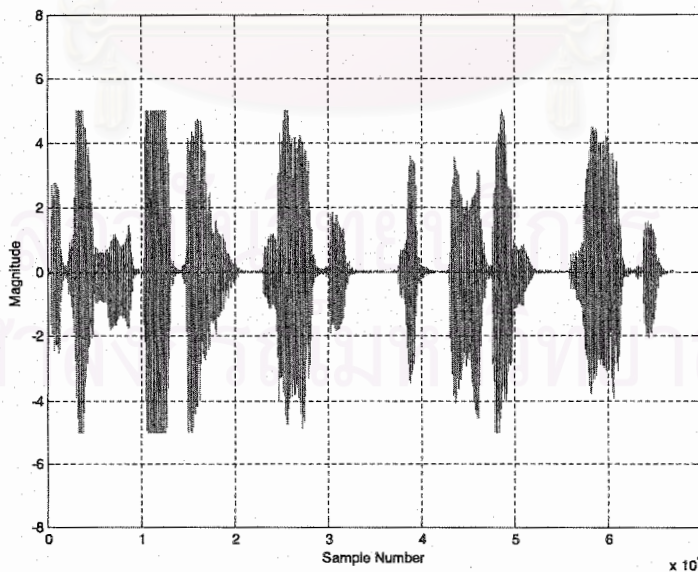
รูปที่ 2 แบบจำลองสถานการณ์ของระบบการสัมมนาแบบสเตอริโอในห้องรับ

รูปที่ 2 แสดงรูปห้องรับขนาด กว้าง x ยาว x สูง = 4 m. x 8.8 m. 2.65 m. กำหนดให้ลำโพงและ ไมโครโฟนอยู่สูงจากพื้นห้อง = 1.5 m.

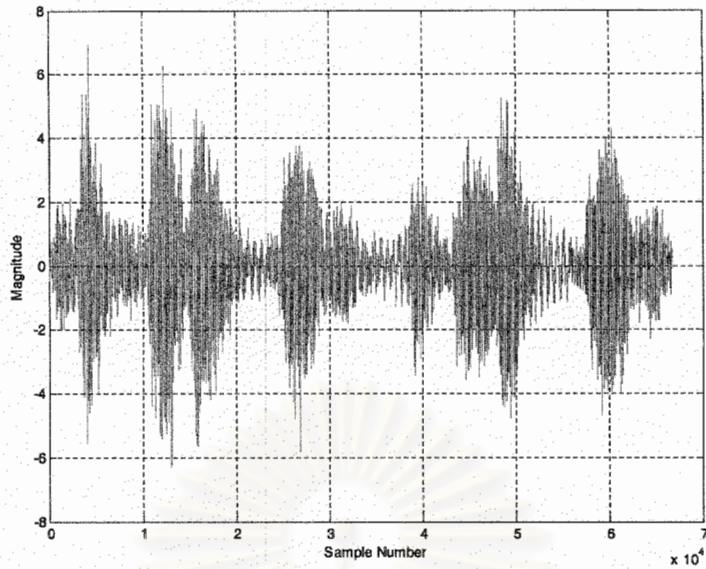


รูปที่ 3 รูปแสดงการจัดชุดทดลองการจำลองวิถีสะท้อนทางเสียง

การทดลองในหัวข้อนี้จะจัดชุดทดลองดังรูปที่ 3 โดยเริ่มด้วยการจำลองการสัญญาณเสียงพูดดังรูปที่ 4 ให้เล่นด้วยเครื่อง DVD Recorder สัญญาณเสียงพูดนี้จะถูกส่งผ่านเข้าเครื่อง Mixer ที่มีอัตราขยาย Tape In = 2 dB เพื่อให้สัญญาณเสียงพูดออกจากลำโพงทั้งสองตัวในห้องรับ และเกิดการสะท้อนกับสิ่งแวดล้อมภายในห้องรับ สัญญาณเสียงพูดที่เกิดการสะท้อนขึ้นนี้จะเป็นสัญญาณเข้าของไมโครโฟน เมื่อกำหนดให้ Moni ของ Mixer ที่ต่อมาจากไมโครโฟนมีอัตราขยาย = 5 dB จากนั้น Mixer จะส่งผ่านสัญญาณนี้ไปยัง DVD recorder เพื่อทำการบันทึกต่อไป โดยการบันทึกสัญญาณเข้าของไมโครโฟนจาก DVD recorder จะได้ผลการบันทึก ดังรูปที่ 5

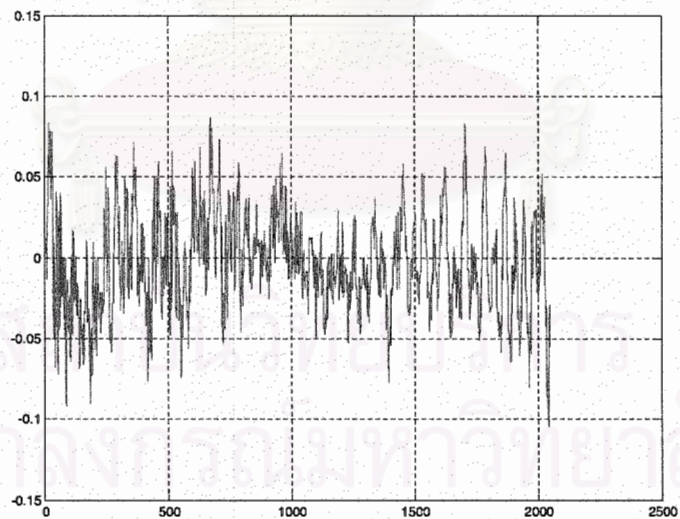


รูปที่ 4 สัญญาณเสียงเข้าของระบบจากลำโพงตัวที่ 1

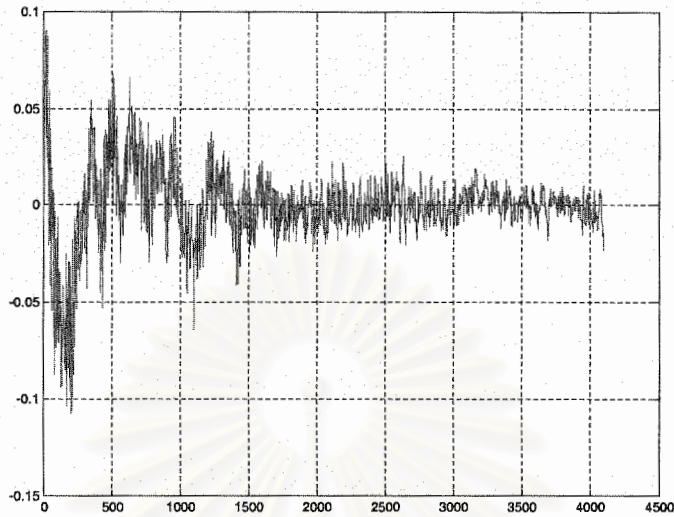


รูปที่ 5 สัญญาณไมโครโฟนในห้องรับ

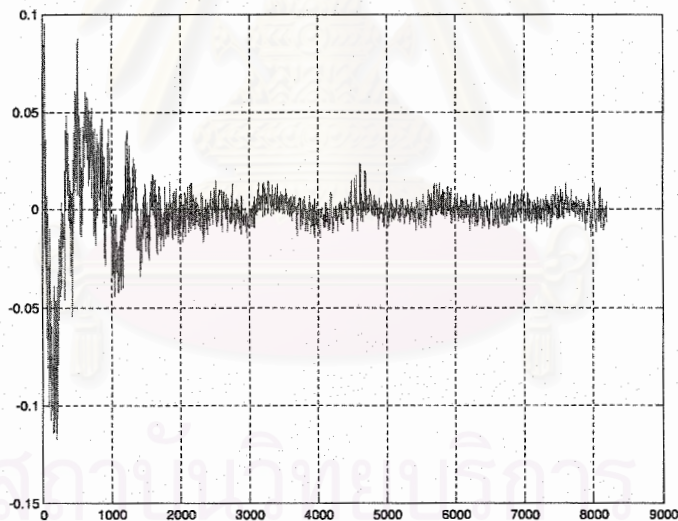
เมื่อได้สัญญาณเข้าของระบบและสัญญาณเข้าของไมโครโฟน จะใช้ขั้นตอนวิธี NLMS ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว เพื่อจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงในห้องรับ โดยผลการจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงเมื่อกำหนดให้จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวเท่ากับ 1024, 2048 และ 4096 ค่า จะได้ผลการจำลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 6 แบบจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงเมื่อใช้วงจรกรองแบบปรับตัวจำนวน 1024 ค่า และ $\mu_{NLMS} = 0.5$



รูปที่ 7 แบบจำลองวิธีสะท้อนทางเสียงเมื่อใช้วงจรกรองแบบปรับตัวจำนวน 2048 ค่า
และ $\mu_{NLMS} = 0.5$



รูปที่ 8 แบบจำลองวิธีสะท้อนทางเสียงเมื่อใช้วงจรกรองแบบปรับตัวจำนวน 4096 ค่า
และ $\mu_{NLMS} = 0.5$

จากการทดลอง พบว่า คุณลักษณะของวิธีสะท้อนทางเสียงจะมีค่ามากในช่วงเริ่มต้น และมีค่าลดลงเรื่อยๆ เมื่อค่าสัมประสิทธิ์มีค่ามากขึ้น นอกจากนี้ การเลือกจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวตั้งแต่ 4096 ค่า ขึ้นไป จะสามารถจำลองวิธีสะท้อนทางเสียงที่ค่าวิธีสะท้อนช่วงท้ายมีลักษณะถูกลงได้ใกล้เคียงมากขึ้น แต่จากการจำลองวิธีสะท้อนด้วยเครื่อง DVD Recorder และ Mixer ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองตัวนี้จะมี Analog/Digital Converter และ Amplifier ภายในตัวอุปกรณ์ ซึ่งทำให้ขนาดของวิธีสะท้อนที่จำลองได้

คลาดเคลื่อน อีกทั้ง อัตราการซัดตัวอย่างของสัญญาณเข้าของระบบจากลำโพงและสัญญาณเข้าของไมโครโฟนมีค่าไม่เท่ากัน ทำให้การประมวลผลด้วยขั้นตอนวิธี NLMS อาจเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นได้

การหาค่าวิธีสะท้อนทางเสียงเมื่อสัญญาณเข้าและสัญญาณอ้างอิงถูกแปลงไปสู่โดเมนความถี่ (FFT)

กำหนดให้สัญญาณเข้าของระบบ SAEC คือ $x(n)$ และสัญญาณเข้าสู่มิโครโฟน คือ $d(n)$ เมื่อวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องรับ คือ $h(n)$ ดังนั้น จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $x(n)$ กับ $d(n)$ ดังนี้

$$d(n) = h(n) * x(n) \quad (4)$$

เมื่อทำการแปลงสมการที่ (4) ไปสู่โดเมนความถี่ด้วยฟังก์ชัน FFT จะได้ว่า

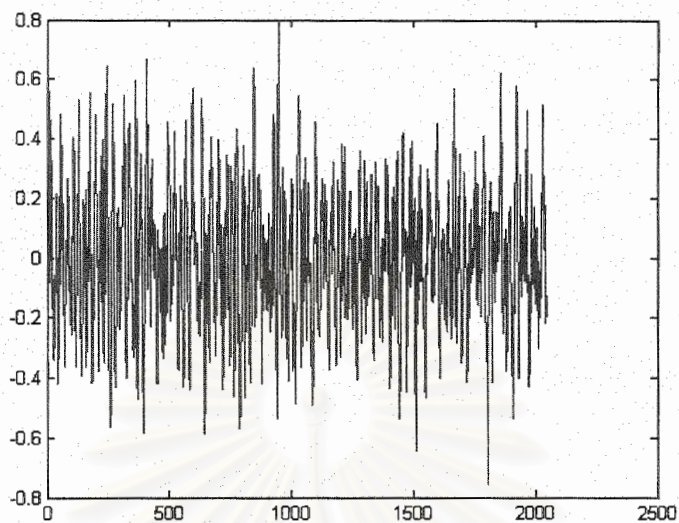
$$D(s) = H(s)X(s) \quad (5)$$

$$H(s) = \frac{D(s)}{X(s)} \quad (6)$$

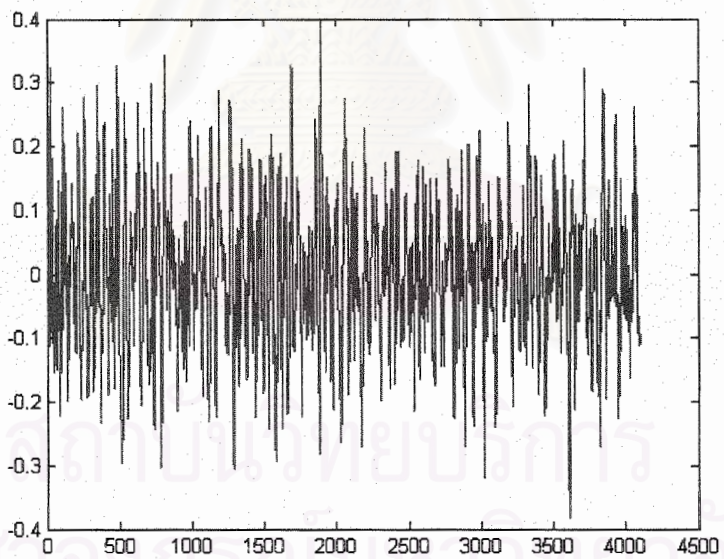
ดังนั้น จึงสามารถหาค่าวิธีสะท้อนทางเสียงได้จากการแปลงผกผันสมการที่ (6) ดังนี้

$$h(n) = \text{IFFT}\{H(s)\} = \text{IFFT}\left\{\frac{D(s)}{X(s)}\right\} \quad (7)$$

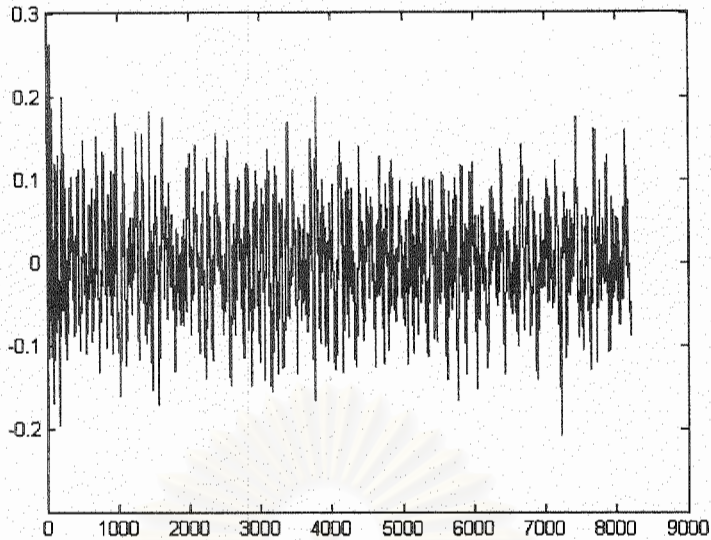
การหาค่าวิธีสะท้อนทางเสียง $h(n)$ เมื่อสัญญาณเข้าของระบบ $x(n)$ เป็นดังรูปที่ 4 และสัญญาณไมโครโฟน $d(n)$ เป็นดังรูปที่ 5 จะได้ค่าลักษณะของวิธีสะท้อนทางเสียงที่มีค่าสัมประสิทธิ์จำนวน 2048, 4096, 8192 ค่า ดังนี้



รูปที่ 9 แบบจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงจำนวน 2048 ค่า ด้วยการแปลง FFT



รูปที่ 10 แบบจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงจำนวน 4096 ค่า ด้วยการแปลง FFT



รูปที่ 11 แบบจำลองวิถีสะท้อนทางเสียงจำนวน 8192 ค่า ด้วยการแปลง FFT

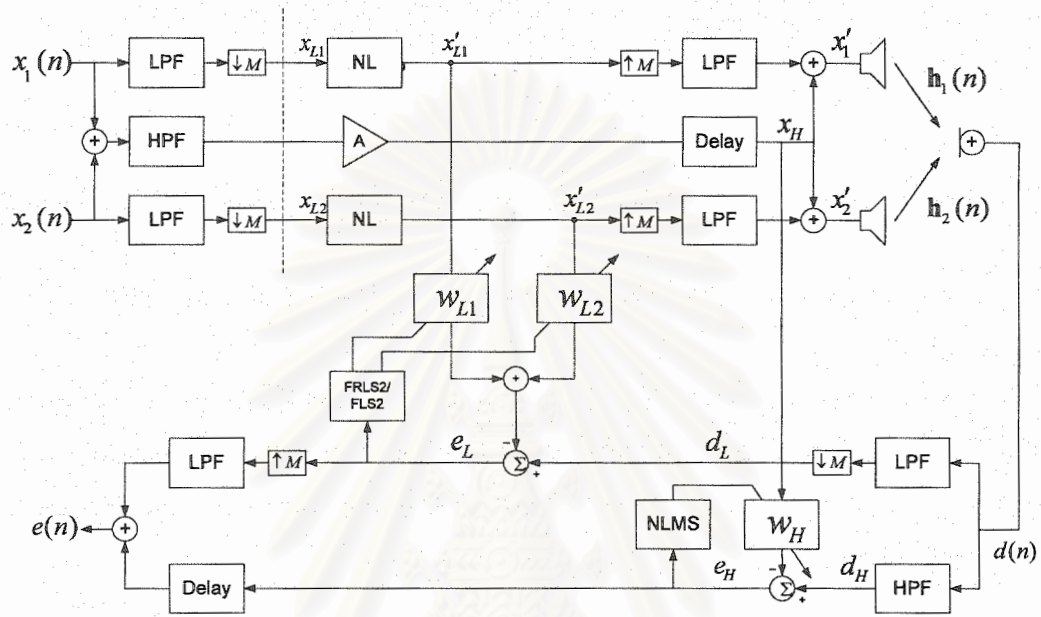
จากผลการทดลอง พบว่า ลักษณะของวิถีสะท้อนทางเสียงไม่ได้มีค่าลู่ลง เนื่องจากการแปลงสัญญาณเข้าและสัญญาณไมโครโฟน ไปสู่โดเมนความถี่ จะไม่สามารถหาค่าวิถีสะท้อน ณ หนึ่งใด หนึ่งหนึ่งได้ ดังนั้น วิถีสะท้อนทางเสียงที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์ผกผันที่ได้ จึงเป็นผลรวมของค่าวิถีสะท้อนทางเสียงทุกช่วงเวลา

3.2.2 โครงสร้าง Hybrid ที่ใช้กับระบบ SAEC

โครงสร้างไฮบริดเป็นการประยุกต์ใช้การกรองแบบย่อย (Subband Filtering) เพื่อแบ่งข้อมูลออกเป็นแถบความถี่ย่อยหลายแถบความถี่ จากนั้นจึงทำการการประมวลผลสัญญาณในแต่ละแถบความถี่ย่อย ด้วยการเลือกขั้นตอนวิธีที่เหมาะสมกับลักษณะของข้อมูลในแถบความถี่ย่อยนั้น

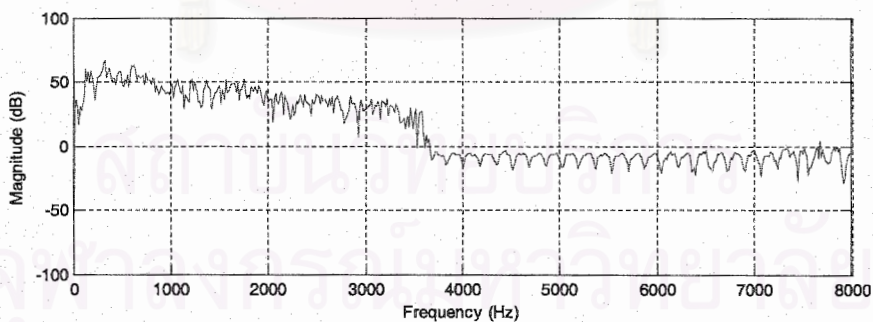
โครงสร้างไฮบริดที่ได้ศึกษาจากบทความ [27] ได้อ้างอิงจากหลักการจิตวิทยาทางเสียง ว่าพลังงานของสัญญาณเสียงเชิงสเตรโอจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 1 kHz ดังนั้น ในบทความนี้จึงเลือกใช้ขั้นตอนวิธีที่ให้อัตราการลู่เข้าสู่ค่าตอบเร็ว (ขั้นตอนวิธี FRLS สองช่องสัญญาณ, FRLS2 [28]) ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวในช่วงความถี่ตั้งแต่ 0-1 kHz สำหรับการประมวลผลสัญญาณในแถบความถี่ที่สูงขึ้นซึ่งมีข้อมูลของสัญญาณเสียงอยู่น้อยกว่า จะทำการรวมสัญญาณสเตอริโอเป็นช่องสัญญาณเดียวใช้ขั้นตอนวิธีที่ให้อัตราการลู่เข้าสู่ค่าตอบที่น้อยกว่า (ขั้นตอนวิธี NLMS) เพื่อลดความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบโดยรวม โดยที่บล็อกโคอะแกรมของโครงสร้างไฮบริดในบทความที่ [27] สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 12

ทั้งนี้ ในบทความที่ [27] ได้ใช้การแปลงไม่เชิงเส้น (Non-linear Transformation, NL) ในการลดสหสัมพันธ์ (Correlation) ของสัญญาณเสียงเชิงสเตรโอในแถบความถี่ต่ำ เพื่อปรับปรุงการลู่เข้าสู่ค่าตอบของวงจรกรองแบบปรับตัวในระบบ SAEC ให้ลู่เข้าสู่ค่าตอบอย่างถูกต้องมากขึ้น



รูปที่ 12 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างไฮบริดในบทความที่ [27]

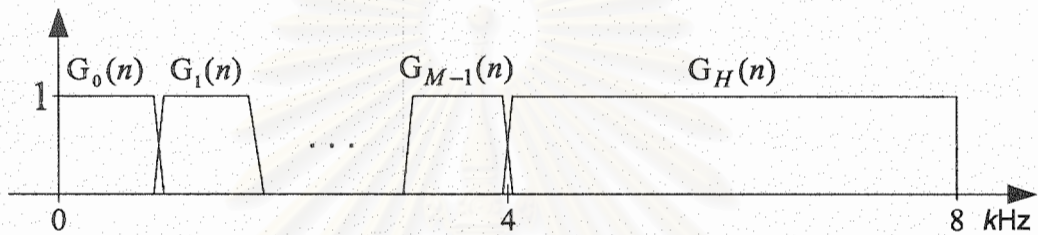
โครงสร้างไฮบริดระหว่าง AP2 และ F-NLMS



รูปที่ 13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเสียงเข้าหนึ่งช่องสัญญาณ เมื่อความถี่การซัดตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz

จากการศึกษาผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเสียงเข้าหนึ่งช่องสัญญาณ เมื่อความถี่การซัดตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz พบว่า ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density, PSD) ของสัญญาณเสียงพูดจะมีค่ามากในช่วง 0-4 kHz โดยมีค่ามากที่สุดในช่วง 0-1 kHz และค่า PSD จะมีขนาด

ลดลงจนมีค่าน้อยมากในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นจนถึง 4 kHz ดังแสดงในรูปที่ 13 ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอโครงสร้างไฮบริดแบบใหม่เพื่อใช้ในระบบ SAEC โดยเลือกใช้ขั้นตอนวิธีที่เหมาะสมกับค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดในแต่ละแถบความถี่ย่อย โดยใช้วงจรกรองวิเคราะห์ในการแบ่งความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเสียงพูดออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน ได้แก่ ส่วนที่หนึ่ง คือ แถบความถี่ตั้งแต่ 0-1 kHz ซึ่งเป็นแถบความถี่ที่มีค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดมากที่สุด ส่วนที่สอง คือ แถบความถี่ตั้งแต่ 1-4 kHz ถึงแม้ว่าค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดในแถบความถี่นี้จะมีค่าน้อยกว่าในส่วนที่หนึ่งแต่ก็ยังมีค่ามากอยู่ และส่วนที่สาม คือ แถบความถี่ตั้งแต่ 4-8 kHz ในแถบความถี่นี้จะมีค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดอยู่น้อยมาก โดยที่ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองวิเคราะห์ที่มีโครงสร้างไฮบริดระหว่าง AP2 และ F-NLMS ได้แสดงดังรูปที่ 14 เมื่อกำหนดให้ $G_i(n)$ เมื่อ $i = 0, \dots, M-1$ และ $G_H(n)$ เป็นวงจรกรองวิเคราะห์ในแต่ละแถบความถี่ย่อย สำหรับรายละเอียดของการออกแบบวงจรกรองวิเคราะห์จะเป็นดังต่อไปนี้



รูปที่ 14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองวิเคราะห์ที่มีโครงสร้างไฮบริดระหว่าง AP2 และ F-NLMS

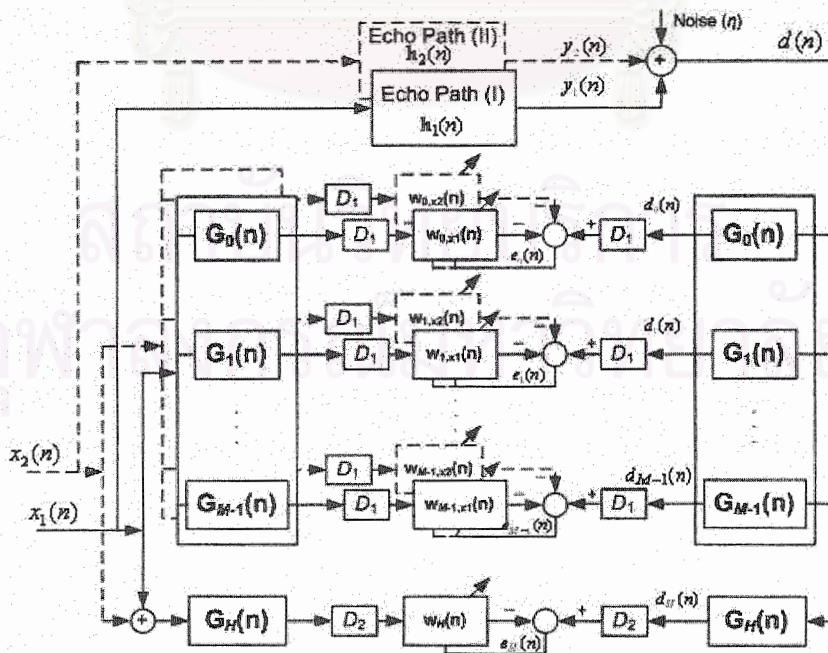
ส่วนที่หนึ่ง คือ แถบความถี่ตั้งแต่ 0-1 kHz ซึ่งเป็นแถบความถี่ที่มีค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดมากที่สุดเมื่อพิจารณาจากค่าผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเสียงเข้าดังรูปที่ 12 ดังนั้น ในแถบความถี่ย่อยนี้จึงจำเป็นต้องใช้ขั้นตอนวิธีที่ให้อัตราการลู่เข้าสู่ค่าตอบที่เร็วที่สุดในการประมวลผลสัญญาณ โดยจะเลือกใช้ขั้นตอนวิธี AP2 [29] เนื่องจากมีอัตราการลู่เข้าสู่ค่าตอบที่เร็ว อีกทั้ง ขั้นตอนวิธี AP2 ยังมีข้อได้เปรียบกว่าขั้นตอนวิธีอื่น คือ สามารถปรับเพิ่มอัตราการลู่เข้าสู่ค่าตอบให้เร็วขึ้น โดยการเมื่ออันดับของการฉาย (Projection Order, p) ให้มากขึ้น และสามารถปรับลดอันดับของการฉาย ในกรณีที่ต้องการลดความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบ SAEC

ส่วนที่สอง คือ แถบความถี่ตั้งแต่ 1-4 kHz ถึงแม้ว่าค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดในแถบความถี่นี้จะมีค่าน้อยกว่าในส่วนที่หนึ่งแต่ก็ยังมีค่ามาก ดังนั้น ในช่วงแถบความถี่ย่อยนี้ยังสามารถปรับปรุงอัตราการลู่เข้าสู่ของวงจรกรองแบบปรับตัวให้เร็วกว่าของโครงสร้างไฮบริดในบทความที่ [1] ที่ประมวลผลในแถบความถี่ย่อยนี้แบบช่องสัญญาณเดียว ในหัวข้อนี้ จึงเลือกใช้ขั้นตอนวิธีแบบสองช่องสัญญาณในการประมวลผลสัญญาณในแถบความถี่ย่อยนี้ เพื่อเพิ่มอัตราการลู่เข้าสู่ของวงจรกรอง

แบบปรับตัวให้เร็วยิ่งขึ้น โดยจะพิจารณาเลือกใช้ขั้นตอนวิธี F-NLMS2 [30] ในการประมวลผลอีกทั้ง ขั้นตอนวิธี F-NLMS2 ซึ่งประมวลผลสัญญาณในโดเมนความถี่จะมีความซับซ้อนทางการคำนวณต่ำกว่าขั้นตอนวิธี NLMS2 ที่ประมวลผลในโดเมนเวลา โดยการแบ่งแถบความถี่ในส่วนที่สองนี้ สามารถแบ่งแถบความถี่ย่อยได้มากกว่าหนึ่งแถบความถี่โดยใช้คั้งวงจรรองวิเคราะห์ $G_i(n)$ เมื่อ $i=1, \dots, M-1$ ดังนั้นค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดในแถบความถี่ตั้งแต่ 1-4 kHz จะสามารถแบ่งได้เท่ากับ $M-1$ แถบความถี่ย่อย เพื่อให้ได้สมรรถนะของการประมวลผลของโครงสร้างไฮบริดระหว่าง AP2 และ F-NLMS ที่ดีที่สุดและมีความซับซ้อนทางการคำนวณที่ต่ำ

ส่วนที่สาม คือ แถบความถี่ตั้งแต่ 4-8 kHz ในแถบความถี่นี้จะมีระหว่าง AP2 และ F-NLMS ของสัญญาณเสียงพูดอยู่น้อยมาก จึงสามารถรวมสเปกตรัมกำลังของทั้งสองช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณเดี่ยวแล้วประมวลผลด้วยขั้นตอนวิธีเพียงหนึ่งช่องสัญญาณเพื่อลดความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบโดยรวม โดยไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดในการประมาณวิถีสะท้อนมากนัก ขั้นตอนวิธีที่เลือกใช้ในแถบความถี่นี้ คือ ขั้นตอนวิธี F-NLMS เนื่องจากมีความซับซ้อนทางการคำนวณที่ต่ำกว่าขั้นตอนวิธี NLMS

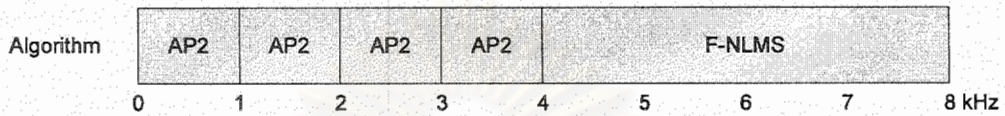
ดังนั้น ด้วยการแบ่งสเปกตรัมของสัญญาณเสียงพูดออกเป็นสามส่วนด้วยคั้งวงจรรองวิเคราะห์และประมวลผลสัญญาณในแต่ละแถบความถี่ย่อยดังกล่าว บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างไฮบริดระหว่าง AP2 และ F-NLMS ที่นำเสนอ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 14 โดยที่ D_1 และ D_2 เป็นตัวประกอบเลขชี้เมชัน ทั้งนี้ โดยทั่วไปแล้ว D_1 จะมีค่าเท่ากับ $2M$ และ D_2 จะมีค่าเท่ากับ 2



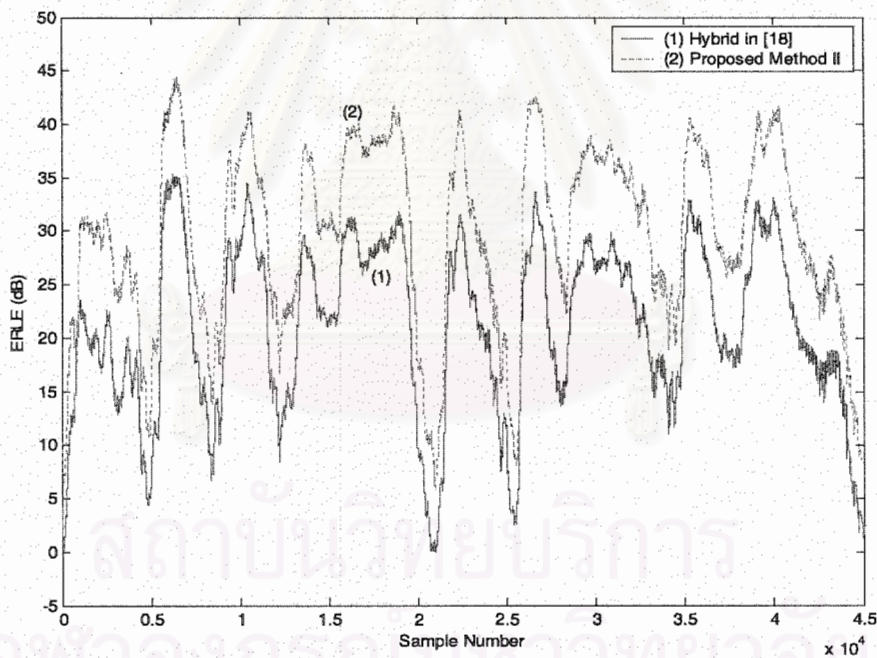
รูปที่ 15 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างไฮบริดระหว่าง AP2 และ F-NLMS

ผลการจำลองแบบระบบที่มีโครงสร้างไฮบริด

ในการจำลองแบบต่อไปนี้จะได้นำเสนอการใช้ขั้นตอนวิธี AP2 ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวในแถบความถี่ย่อยที่ 0, 1, 2 และ 3 ตามลำดับ โดยการแบ่งแถบความถี่ย่อยสำหรับการประมวลผลด้วย โครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 16 ค่า ERLE ที่สังเกตได้แสดงในรูปที่ 17



รูปที่ 16 การแบ่งแถบความถี่ย่อยสำหรับการประมวลผลด้วยโครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอ



รูปที่ 17 ค่า ERLE เปรียบเทียบสมรรถนะระหว่าง (1) โครงสร้างไฮบริดในบทความที่ [27] (2) โครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอระหว่าง AP2 (0-4 kHz): $p=2$, $\mu = 0.3$ และ F-NLMS (4-8 kHz):

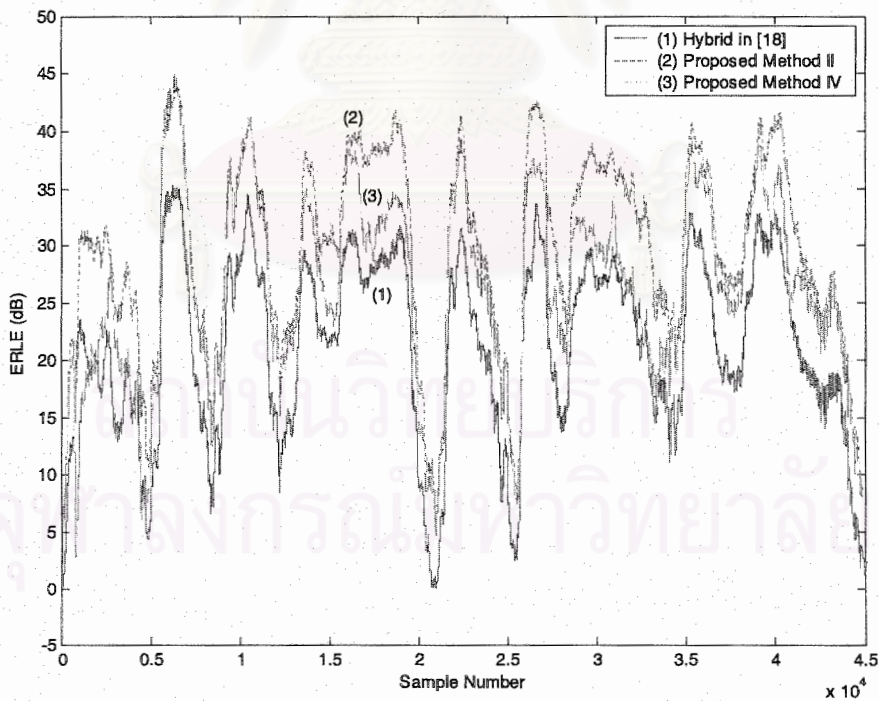
$$\mu = 0.02$$

จากรูปที่ 17 พบว่าโครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอ มีอัตราการเข้าสู่ค่าคอบของวงจรรองแบบปรับตัวเร็วกว่าโครงสร้างในบทความที่ [27] แต่ความซับซ้อนทางการคำนวณจะมีค่าสูงขึ้นมากดังตารางที่ 1 (b) เนื่องจากการเลือกใช้ขั้นตอนวิธี AP2 ในการประมวลผลสัญญาณแถบความถี่ย่อยที่ 0 – 3

ต่อไปจะนำเสนอโครงสร้างไฮบริดที่ลดความซับซ้อนทางการคำนวณให้ต่ำลง โดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 18 เมื่อแถบความถี่ย่อยที่ 1, 2 และ 3 ประมวลผลด้วยขั้นตอนวิธี F-NLMS2 ที่มีความซับซ้อนทางการคำนวณที่ต่ำกว่าขั้นตอนวิธี FAP2 จากรูปที่ 19 โครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอระหว่าง AP2 (0-1 kHz): $p=2$, $\mu=0.3$ และ F-NLMS2 (1-4 kHz): $\mu=0.02$ $\mu=0.3$ และ F-NLMS2 (4-8 kHz): $\mu=0.02$ เป็นโครงสร้างไฮบริดที่ให้อัตราการเข้าสู่ค่าคอบได้เร็วขึ้น อีกทั้ง ความซับซ้อนทางการคำนวณของโครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอนี้ยังต่ำมาก ดังนั้น โครงสร้างไฮบริดแบบที่สี่ที่นำเสนอนี้จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งสำหรับใช้ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่นำเสนอขึ้นในโครงการวิจัยนี้

Algorithm	AP2	F-NLMS2	F-NLMS2	F-NLMS2	F-NLMS				
	0	1	2	3	4	5	6	7	8 kHz

รูปที่ 18 การแบ่งแถบความถี่ย่อยสำหรับการประมวลผลด้วยโครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอ



รูปที่ 19 ค่า ERLE เปรียบเทียบสมรรถนะระหว่าง (1) โครงสร้างไฮบริดในบทความที่ [27]

- (2) โครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอระหว่าง AP2 (0-4 kHz): $p=2$, $\mu=0.3$ และ F-NLMS (4-8 kHz): $\mu=0.02$ กับ (3) โครงสร้างไฮบริดที่นำเสนอระหว่าง AP2 (0-1 kHz): $p=2$, $\mu=0.3$ และ F-NLMS2 (1-4 kHz): $\mu=0.02$ $\mu=0.3$ และ F-NLMS2 (4-8 kHz): $\mu=0.02$

เมื่อกำหนดให้ $Inv(M_{2 \times 2})$ มีความซับซ้อนทางการคำนวณเท่ากับ 22 RMPs และ 1 ADSs, และ $Inv(M_{3 \times 3})$ เท่ากับ 55 RMPs และ 14 ADSs. [5] ค่าความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละขั้นตอนวิธีสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละขั้นตอนวิธีที่ศึกษาในโครงการวิจัยนี้

Adaptive Filter Algorithm :	\times / \div	$+ / -$
a. FLS2 (0 – 1 kHz) + NLMS (1 – 8 kHz)	9275	9221
b. Proposed II: AP2 (p = 2) (0 – 4 kHz) + F-NLMS (4 – 8 kHz)	18054	17658
c. Proposed IV: AP2 (p = 2) (0 – 1 kHz) + F-NLMS2 (1 – 4 kHz) + F-NLMS (4 – 8 kHz)	6518	5454

จากตารางที่ 1 พบว่าโครงสร้างไฮบริดแบบ c จะมีความซับซ้อนทางการคำนวณต่ำที่สุด เมื่อพิจารณาจากค่าการคูณจำนวนจริง (RMPs) และค่าการบวกและลบจำนวนจริง (RASs) และมีค่าต่ำกว่าโครงสร้างไฮบริดในบทความที่ [27]

3.3 ผลการศึกษาเทคนิคการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวน

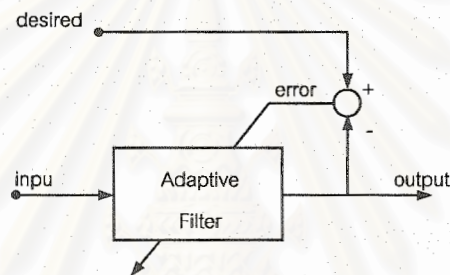
ในหัวข้อย่อนี้ จะกล่าวถึงผลการศึกษาเทคนิคต่างๆ ที่ใช้ในการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวน ได้แก่ การกำจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัว (Adaptive Noise Cancellation, ANC) และเทคนิคการลบออกของสเปกตรัม (Spectral Subtraction, SS)

3.3.1 ระบบ ANC

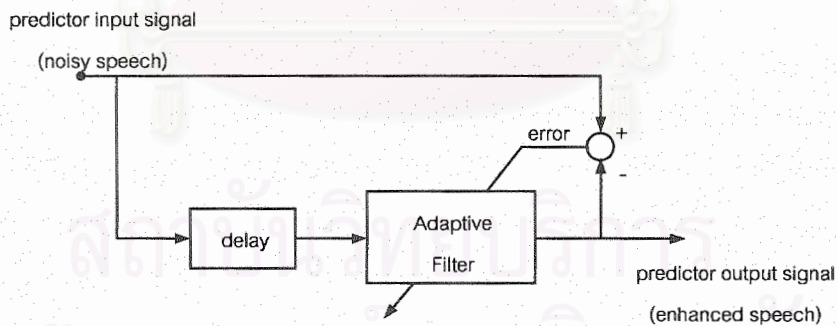
ความสามารถในการเข้าใจในคำพูดของมนุษย์ถูกจำกัดเมื่อมีสัญญาณรบกวนพื้นหลังเข้ามารบกวนสำหรับผู้ที่มีความสามารถในการได้ยินในระดับปกติสามารถเข้าใจในเสียงที่ถูกรบกวนได้ เมื่อระดับกำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าไม่เกินระดับกำลังของสัญญาณเสียงพูด แต่สำหรับผู้ที่มีความสามารถในการได้ยินต่ำกว่าปกติแล้ว สัญญาณรบกวนจะมีผลกระทบต่อความเข้าใจในเสียงพูดเป็นอย่างมาก จุดหมายของระบบ ANC ก็เพื่อดึงเอาสัญญาณเสียงพูดออกมาจากสัญญาณเสียงพูดที่ถูกรบกวน [31] ซึ่งในหัวข้อนี้จะแบ่งระบบ ANC ออกเป็นสองประเภทได้แก่ ระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน และ ระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน

3.3.1.1 ระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน

หลักการทำงานของระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟนคือการอาศัยประโยชน์จากความแตกต่างของสัญญาณเสียงพูดและสัญญาณรบกวนแบบเพิ่มเติม (Additive Noise) สัญญาณเสียงพูดเป็นสัญญาณที่สามารถทำนายได้ในช่วงสั้นๆ ช่วงหนึ่ง แต่สัญญาณรบกวนจะไม่สามารถทำนายได้ (อันที่จริงแล้วสัญญาณรบกวนจะสามารถทำนายได้ยิ่งน้อยหากยังมีช่วงความถี่กว้าง และโดยทั่วไปแล้วสัญญาณรบกวนจะมีช่วงความถี่ซึ่งกว้างมาก ทำให้ไม่สามารถทำนายได้) วงจรกรองแบบปรับตัวถูกใช้เป็นเครื่องมือในการทำนายแบบปรับตัว เพื่อใช้ในการแยกสัญญาณเสียงพูดออกจากสัญญาณรบกวน ตัวทำนายดังกล่าวถูกสร้างเพื่อปรับตัวอย่างรวดเร็วให้ทันกับการเป็นสัญญาณจดนิ่ง (Stationary Signal) ที่เป็นช่วงๆ ของสัญญาณเสียงพูด [31]



รูปที่ 20 วงจรกรองแบบปรับตัวที่ใช้ในระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน

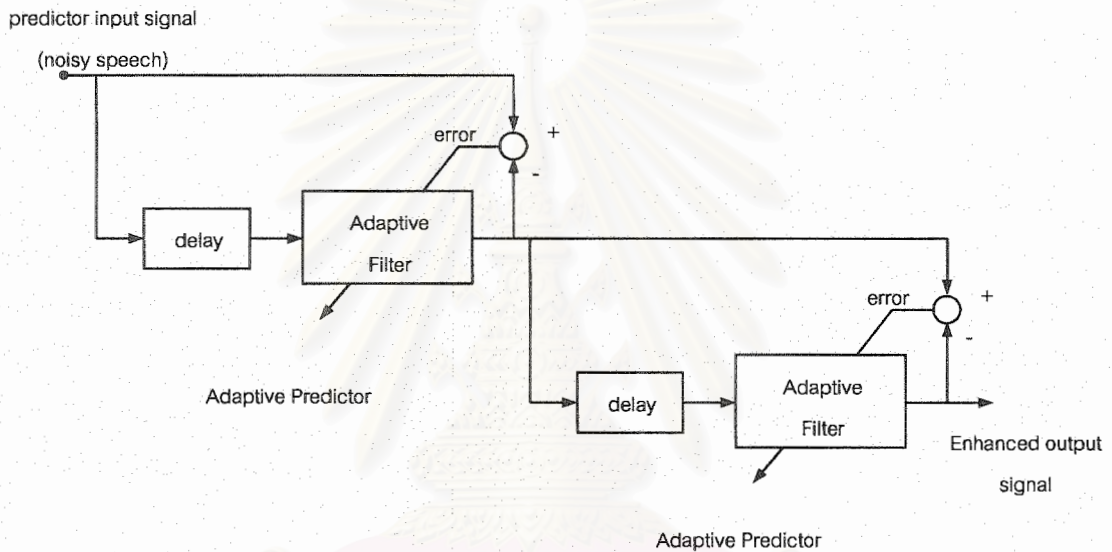


รูปที่ 21 แผนภาพของระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน

ระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟนดังรูปที่ 21 สามารถทำนายสัญญาณรบกวนได้อย่างสมบูรณ์ เนื่องจากสัญญาณรบกวนนั้นมีคุณสมบัติเป็นสัญญาณจดนิ่งตลอดทุกเวลา ในทางตรงกันข้ามสัญญาณเสียงพูด ไม่สามารถถูกทำนายได้อย่างสมบูรณ์ เนื่องจากมีคุณสมบัติการเป็นสัญญาณจดนิ่งเพียงบางช่วงเวลาเท่านั้น ดังนั้นสัญญาณเสียงพูดจะสามารถถูกทำนายได้บนช่วงเวลาสั้นๆ ช่วงหนึ่ง ไม่สมบูรณ์แต่ก็เป็นการประมาณที่ดี กล่าวคือสามารถทำนายได้อย่างถูกต้องไปในอนาคตที่ไม่ไกล ซึ่งผิดกับสัญญาณรบกวนที่สามารถทำนายไปยังอนาคตที่ไกลเท่าใดก็ได้ ในทางตรงกันข้ามกับสัญญาณรบกวนและสัญญาณเสียงพูด

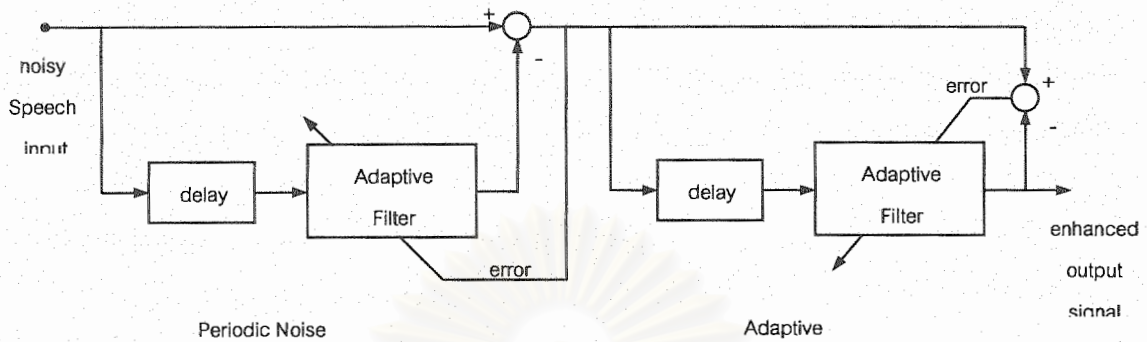
สัญญาณรบกวนที่มีช่วงความถี่กว้างจะไม่สามารถถูกทำนายได้ สามารถกล่าวโดยประมาณได้ว่าจำนวนครั้งที่สามารถทำนายได้ในอนาคตจะเท่ากับส่วนกลับของช่วงกว้างของแถบความถี่ของสัญญาณรบกวน ดังนั้นถ้าจะใช้ตัวทำนายในการแยกแยะสัญญาณเสียงพูดกับสัญญาณรบกวนจะต้องทำการเลือกค่าจำนวนในอนาคตที่ต้องการจะทำนายค่าหนึ่งซึ่งทำให้ตัวทำนายสามารถทำนายสัญญาณเสียงพูดได้แต่ไม่สามารถทำนายสัญญาณรบกวนได้ กล่าวคือเป็นค่าในอนาคตที่ไกลเกินไปสำหรับสัญญาณรบกวนในการทำนายแต่พอที่จะสามารถทำนายสัญญาณเสียงพูดได้ในช่วงสั้นๆ ค่าของจำนวนในอนาคตสามารถเลือกได้จากตัวหน่วงเวลา (delay) ก่อนเข้าวงจรกรองแบบปรับตัวนั่นเอง

นอกจากนี้ยังสามารถทำการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวโดยใช้ไมโครโฟนหนึ่งตัวในรูปที่ 21 ได้โดยการต่อเพิ่มระบบดังกล่าวด้วยระบบเดิมดังรูปที่ 22



รูปที่ 22 แผนภาพของระบบจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวในรูปที่ 21 ต่อเพิ่มเข้าด้วยกัน

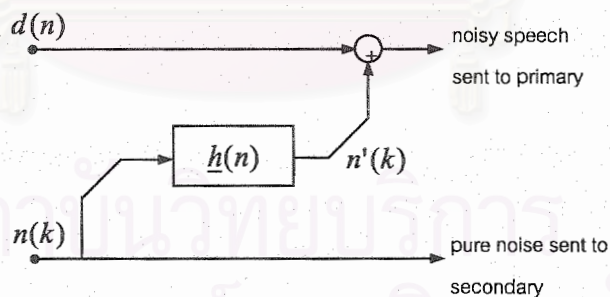
ข้อเสียของระบบที่กล่าวมานี้คือ สัญญาณรบกวนที่มีลักษณะเป็นรายคาบ เช่น เสียงเครื่องปรับอากาศ จะสามารถถูกทำนายและผ่านมายังสัญญาณขาออกได้ ระบบดังรูปที่ 23 เป็นการออกแบบเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนแบบรายคาบ โดยประกอบด้วยตัวจัดสัญญาณรบกวนแบบรายคาบ (Periodic Noise Canceller) ต่อเพิ่มกับตัวทำนายแบบปรับตัวในรูปที่ 21 หลักการทำงานของตัวจัดสัญญาณรบกวนแบบรายคาบเป็นหลักเดียวกับตัวทำนายแบบปรับตัว แต่ใช้ในทางที่ต่างออกไป เพื่อเป็นการป้องกันการรบกวนสัญญาณเสียงพูดทิ้งไปด้วย ค่าหน่วงเวลาที่เลือกใช้ในตัวจัดสัญญาณรบกวนแบบรายคาบจะต้องมากพอเพื่อวงจรกรองแบบปรับตัวจะไม่สามารถทำนายสัญญาณเสียงพูดได้ (มากกว่าช่วงสั้นๆ ที่สัญญาณเสียงพูดยังคงเป็น สัญญาณแบบจุดนิ่ง)



รูปที่ 23 แผนภาพของระบบขจัดสัญญาณรบกวนแบบราคาต่อเพิ่มด้วยระบบในรูปที่ 21

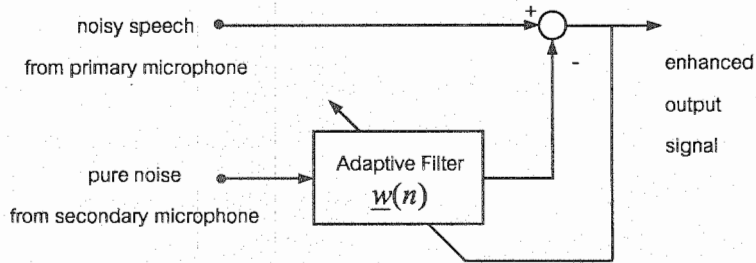
3.3.1.2 ระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน

ระบบ ANC แบบสองไมโครโฟนสองตัวถูกริเริ่มขึ้นในช่วงปี 1960 โดยถูกมองเป็นขั้นตอนวิธีในการปรับปรุงโดยใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีพื้นฐานคือใช้มีสัญญาณขาเข้าหลัก (Primary Input Source) และสัญญาณอ้างอิงรอง (Secondary Reference Source) สัญญาณขาเข้าหลักเป็นสัญญาณที่ประกอบด้วยสัญญาณที่ต้องการ (desired signal) รวมกับสัญญาณรบกวน $n'(k)$ ส่วนสัญญาณอ้างอิงรองถูกสมมติว่ามีเพียงสัญญาณรบกวน $n(k)$ ซึ่งมีสหสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวน $n'(k)$ แต่ไม่มีสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ [32]



รูปที่ 24 แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าหลัก (Primary Input Source) และสัญญาณอ้างอิงรอง (Secondary Reference Source)

แผนภาพแสดงระบบ ANC แบบสองไมโครโฟนขั้นพื้นฐานถูกแสดงไว้ในรูปที่ 25 โดยใช้วงจรกรองแบบปรับตัวซึ่งใช้ขั้นตอนวิธีแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Normalized Least Mean Square Algorithm, NLMS) ในการประมาณสัญญาณรบกวนแบบเพิ่มเติม แล้วจึงนำไปทำการหักล้างออกจากสัญญาณขาเข้าหลัก



รูปที่ 25 แผนภาพของระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน

ถึงแม้ว่าระบบขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวโดยใช้ไมโครโฟนสองตัวจะให้อัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต่ำ คุณภาพของระบบอาจถูกทำให้ลดลงได้โดยหากสัญญาณขาเข้าหลักมีองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนที่ไม่มีสหสัมพันธ์กับสัญญาณอ้างอิงรบกวน ซึ่งสัญญาณรบกวนที่ไม่มีสหสัมพันธ์กับสัญญาณอ้างอิงรบกวนนี้จะไม่สามารถถูกขจัดทิ้งไปได้จึงส่งผ่านไปยังสัญญาณทางขาออก

ปัญหาอีกประการที่เกิดกับระบบขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวโดยใช้ไมโครโฟนสองตัวคือ หากสัญญาณอ้างอิงรบกวนมีสหสัมพันธ์กับสัญญาณเสียงพูดบางส่วนในสัญญาณขาเข้าหลักซึ่งถูกเรียกว่า cross talk ส่งผลให้วงจรกรองแบบปรับตัวขจัดเสียงพูดบางส่วนนั้นไป ทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณขึ้น [33]

3.3.2 ระบบ SS

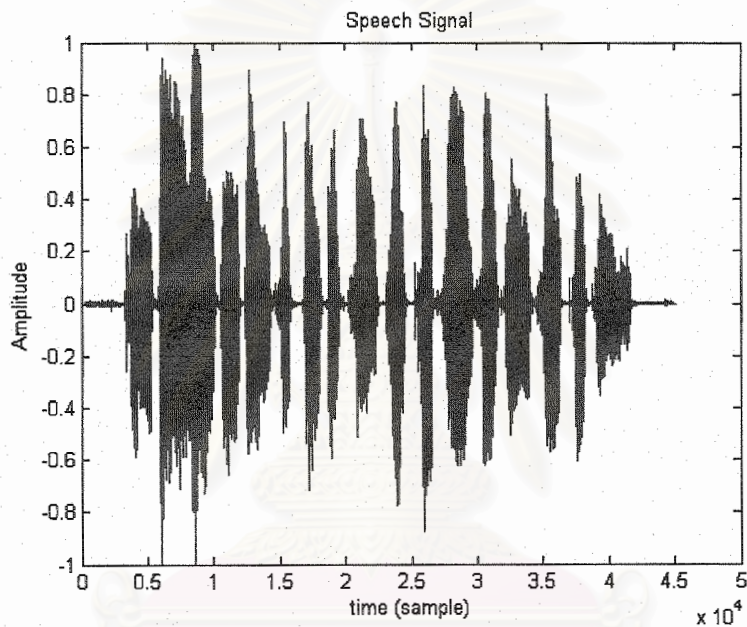
ระบบ SS เป็นระบบขจัดสัญญาณรบกวนแบบหนึ่งไมโครโฟนประเภทหนึ่งซึ่งมีหลักการ คือ เรียนรู้ลักษณะทางความถี่ของสัญญาณรบกวนและใช้ลักษณะทางความถี่ของสัญญาณรบกวนนั้นมาทำการสร้างสัญญาณรบกวนโดยประมาณขึ้นมาเพื่อที่จะนำไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนที่ปะปนมากับสัญญาณที่ต้องการ การเรียนรู้ลักษณะทางความถี่ของสัญญาณรบกวน ทำได้โดยทำการตรวจจับช่วงเงียบจากสัญญาณที่รับมา โดยดูจากค่าพลังงานโดยประมาณในช่วงนั้น หากมีค่าสูงกว่าค่าที่ตั้งไว้จะถือว่าเป็นช่วงที่ไม่เงียบ เมื่อตรวจจับช่วงที่ถือว่าเป็นช่วงเงียบได้แล้ว ก็จะทำการประมาณลักษณะทางความถี่ของสัญญาณรบกวนโดยถือว่าสัญญาณที่รับมาในช่วงเงียบนี้คือสัญญาณรบกวนเท่านั้น

3.4 การใช้งานร่วมกันของระบบ AEC กับเทคนิค ANC

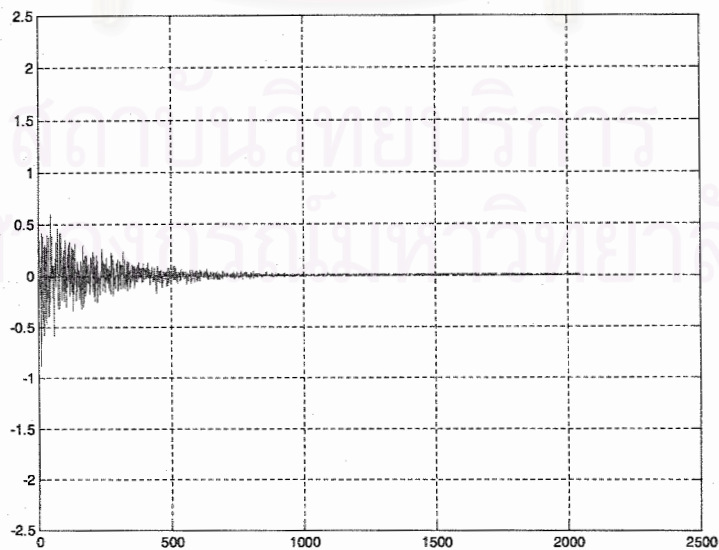
เนื่องจากเหตุผลที่ว่าระบบขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนจะทำงานได้เลวลงเมื่ออยู่ในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน ดังนั้นจึงมีความพยายามที่จะนำระบบขจัดสัญญาณรบกวนมาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน

3.5 ผลการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ของการใช้งานร่วมกันของระบบ AEC กับเทคนิค ANC

ในการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB สัญญาณเสียงขาเข้าของระบบ AEC เป็นสัญญาณเสียงพูด (Speech Signal) มีความถี่ซีกตัวอย่าง (Sampling Frequency, f_s) เป็น 16 kHz ดังแสดงในรูปที่ 26 ในส่วนของแบบจำลองที่ใช้สำหรับวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องใกล้ จะอ้างอิงถึงวิธีสะท้อนทางเสียงที่วิเคราะห์ได้จากการบันทึกสัญญาณเสียงสะท้อนจริง ภายในห้องสัมมนาทางไกลแบบสเตอริโอ แต่จะเลือกมาใช้เพียงวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องใกล้วิธีเดียว จากสองวิธีสะท้อนที่หาได้ จึงทำการจำลองดังแสดงได้ในรูปที่ 27



รูปที่ 26 สัญญาณเสียงพูดเป็นสัญญาณขาเข้าของระบบ AEC (SNR = 4.2 dB)



รูปที่ 27 วิธีสะท้อนทางเสียงในห้องรับ ($L = 2048$)

การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวของระบบ AEC จะแสดงผ่านทางค่า Weight Error Vector Norm (WEVN) ดังสมการ

$$\text{WEVN}(n) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\|\mathbf{h}(n) - \hat{\mathbf{h}}(n)\|^2}{\|\mathbf{h}(n)\|^2} \right) \quad (8)$$

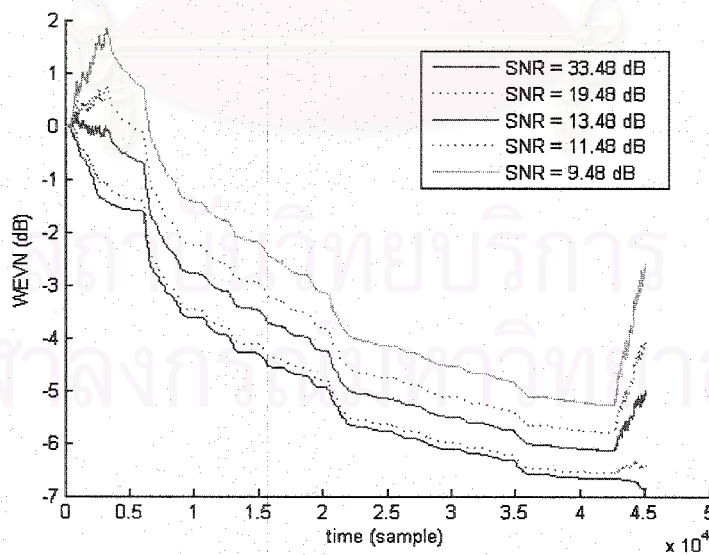
สำหรับการวัดสมรรถนะของวงจรกรองแบบปรับตัวในระบบ AEC ที่ไม่ทราบค่าวิถีสะท้อนทางเสียง สามารถเลือกใช้ค่า Echo Return Loss Enhancement (ERLE) ดังสมการ

$$\text{ERLE}(n) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} d(n-i)^2}{\sum_{i=0}^{N-1} e(n-i)^2} \right) \quad (9)$$

เมื่อ N คือหน้าต่างในการหาค่าเฉลี่ยของข้อมูล

ในหัวข้อข้อย่อยนี้ จะได้แบ่งการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ ออกเป็น 3 กรณีของ (1) การใช้งานระบบ AEC (2) การใช้งานระบบ ANC และ (3) การใช้งานร่วมกันของระบบ AEC กับระบบ ANC ตามลำดับ

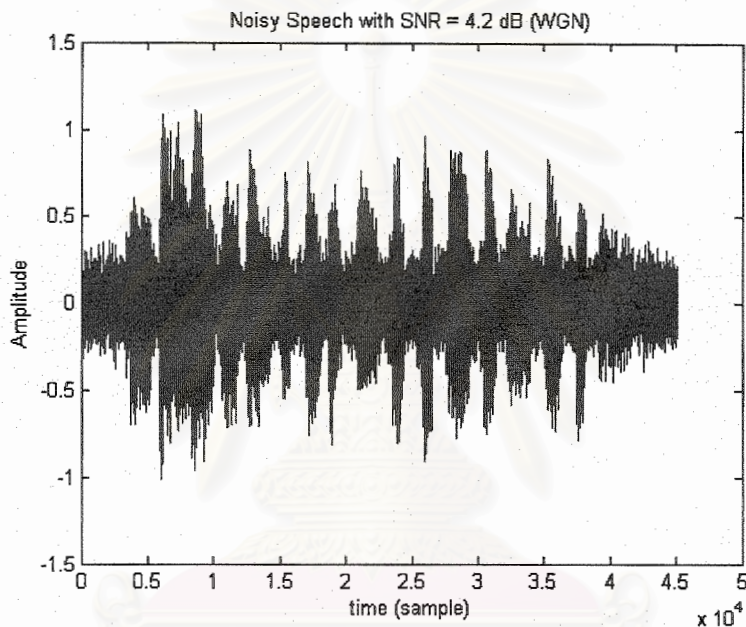
3.5.1 การใช้งานระบบ AEC



รูปที่ 28 ค่า WEVN ของระบบ AEC ในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนในระดับต่างๆ

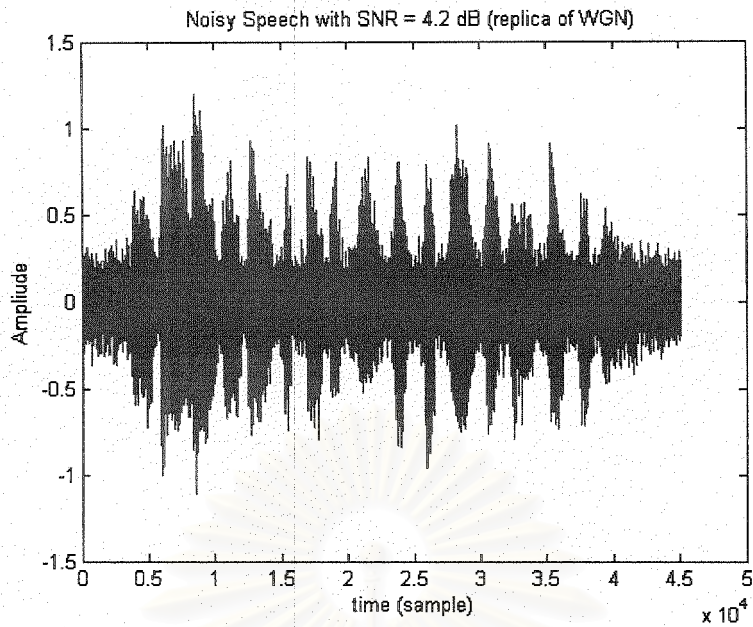
ระบบ AEC ดังที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อ 3.4 จะทำงานได้เลวลงในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณรบกวนทำให้ความเป็นเชิงเส้นของระบบหายไป ยังมีสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้นเท่าใด ระบบ AEC จะยังทำงานได้เลวลงดังรูปที่ 28 โดยในที่นี้ใช้การวัดผลการทำงาน โดยแสดงเป็นค่า WEVN ซึ่งบ่งชี้ถึงความใกล้เคียงของระบบจำลองของระบบ AEC กับวิธีสะท้อนทางเสียงในห้องสัมมนา

3.5.2 การใช้งานระบบ ANC

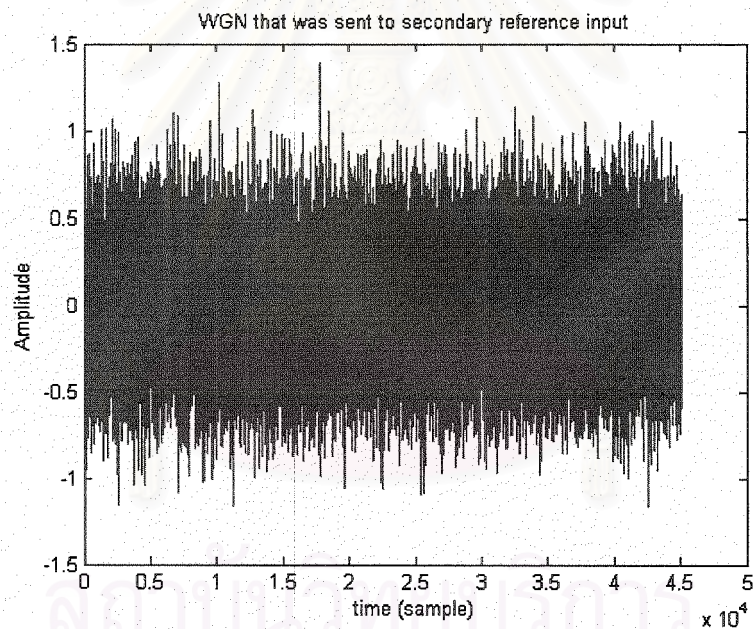


รูปที่ 29 สัญญาณเสียงพูดที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบ White Gaussian Noise ซึ่งใช้เป็นสัญญาณขาเข้าของระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน และ ระบบ SS โดยมีค่า SNR = 4.2 dB

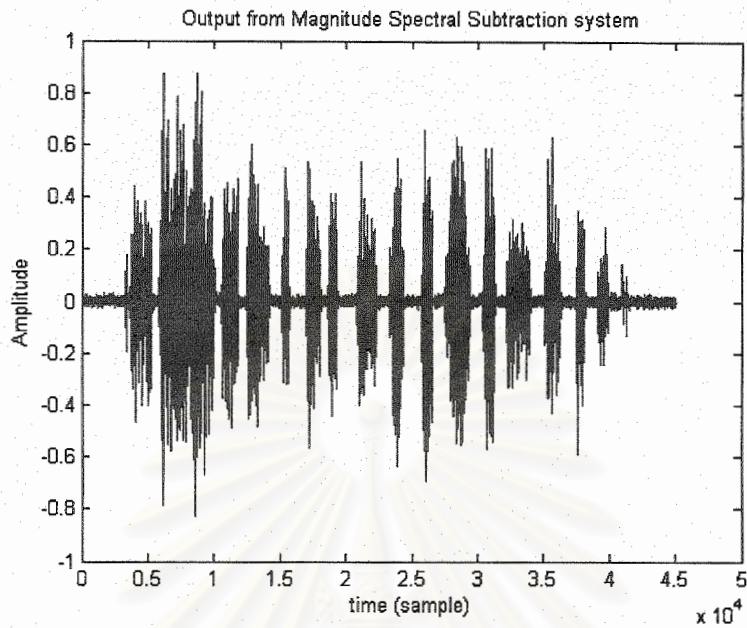
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



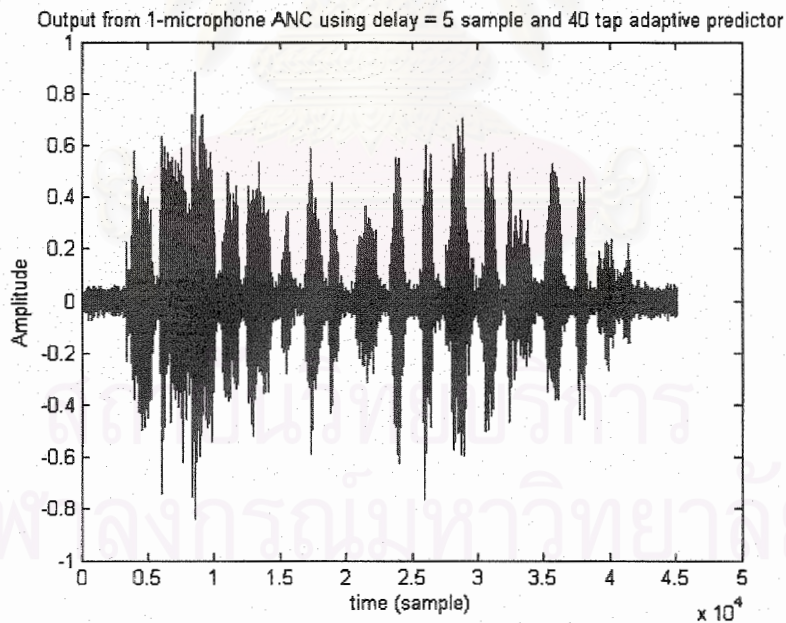
รูปที่ 30 สัญญาณขาเข้าหลักของระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน โดยมีค่า SNR = 4.2 dB



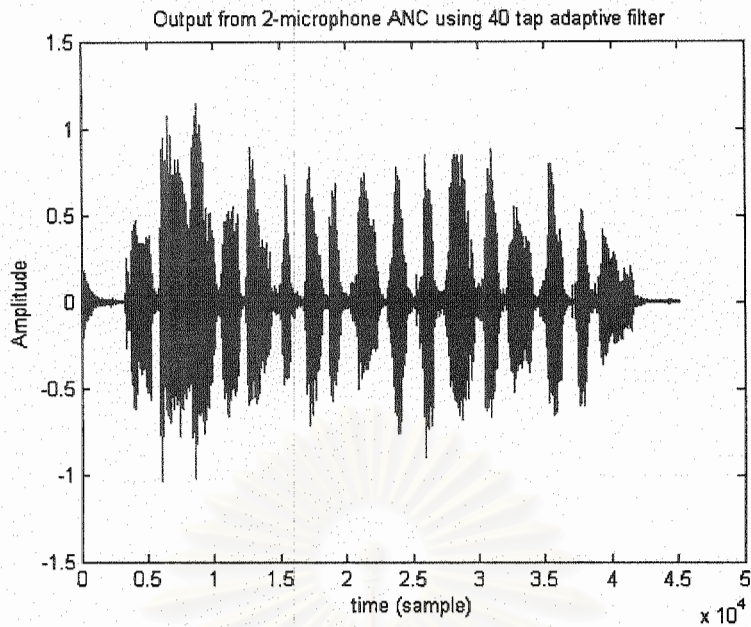
รูปที่ 31 สัญญาณอ้างอิงรองของระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน



รูปที่ 32 สัญญาณขาออกของระบบ SS เมื่อสัญญาณเข้าเป็นดังรูปที่ 10 SNR ของสัญญาณนี้ คือ 23.346 dB



รูปที่ 33 สัญญาณขาออกของระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน ที่ใช้ตัวหน่วงเวลาจำนวน 5 sample และใช้วงจรแบบปรับตัวซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์จำนวน 40 ตัว เมื่อสัญญาณเข้าเป็นดังรูปที่ 10 SNR = 16.424 dB

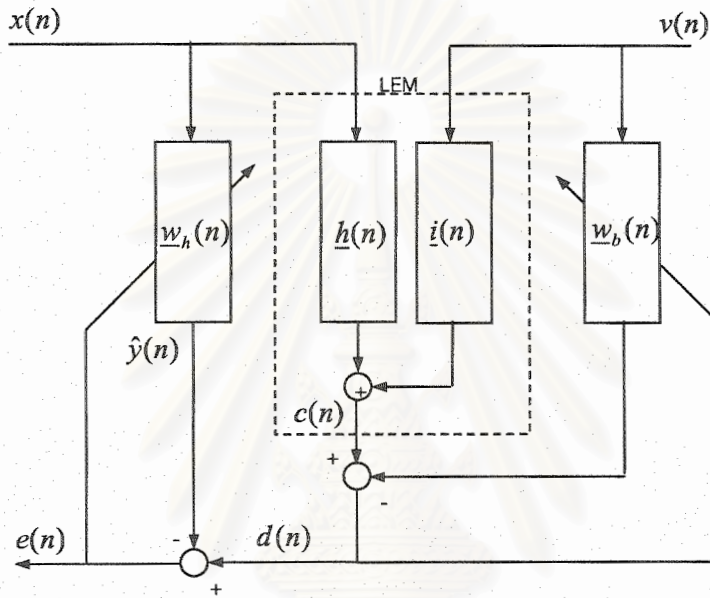


รูปที่ 34 แสดงสัญญาณขาออกของระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน โดยจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรถองแบบปรับตัวคือ 40 ตัว เมื่อสัญญาณเข้าที่เข้าหลักและอ้างอิงเป็นดังรูปที่ 35 และรูปที่ 36 ตามลำดับ SNR = 26.968 dB

จากผลการทดลองพบว่าระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน ให้ผลการขจัดสัญญาณรบกวนที่ดีที่สุด แต่เช่นกันย่อมต้องแลกมาซึ่งความซับซ้อนของระบบที่มากที่สุดตามไปด้วย ในขณะที่ระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน มีความซับซ้อนน้อยกว่าและให้ผลที่ดีเช่นกัน และเมื่อเพิ่มความซับซ้อนของระบบ ANC แบบหนึ่งไมโครโฟน โดยเปลี่ยนไปใช้ตามแบบในรูปที่ 21 หรือ 22 จะให้ผลซึ่งดียิ่งขึ้นไปอีก (แต่ความซับซ้อนของระบบก็จะเพิ่มขึ้นเช่นกัน) ส่วนระบบ SS แม้จะมีความซับซ้อนของระบบน้อยที่สุดในสามระบบ ให้ผลการลดลงของสัญญาณรบกวนซึ่งออกมาในรูปของอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ดีเทียบเท่าได้กับระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน แต่หากทำการวัดผลแบบอิงผู้ฟัง (Subjective Test) แล้ว จะให้ผลที่ค่อนข้างเลว เนื่องจากระบบ SS เป็นเพียงการประมาณสัญญาณรบกวน ดังนั้นจะให้ผลเพียงภาพรวมของสัญญาณรบกวนที่ต่ำลง กล่าวคือทำให้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำลง แต่สิ่งที่ตามมาคือทำให้ค่าแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ทำให้เมื่อทำการฟังสัญญาณจากระบบดังกล่าวจะได้ยินเสียงสัญญาณรบกวนอย่างชัดเจน และนอกจากนี้ระบบ SS จะมีส่วนที่มีพฤติกรรมไม่เชิงเส้นอยู่ในระบบด้วย ทำให้สัญญาณเสียงพูดที่ได้มีการบิดเบี้ยวและทำให้ความสามารถในการฟังรู้เรื่องของสัญญาณเสียงพูดลดลง ผลของความบิดเบี้ยวจากระบบหักล้างทางความถี่เนื่องจากความแปรปรวนที่สูงขึ้นถูกเรียกว่า สัญญาณรบกวนแบบดนตรี (Musical Noise) [33] งานที่เหมาะสมกับระบบหักล้างทางความถี่จึงควรเป็นงานที่ต้องการความซับซ้อนที่ต่ำและไม่ได้อิงเป้าหมายให้มนุษย์เป็นผู้รับสาร ใน [33] ได้นำระบบ SS ในการขจัดสัญญาณรบกวนเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบรู้จำเสียงพูดที่ใช้ในรถยนต์ เนื่องจากระบบดังกล่าวผู้รับสารเป็นคอมพิวเตอร์

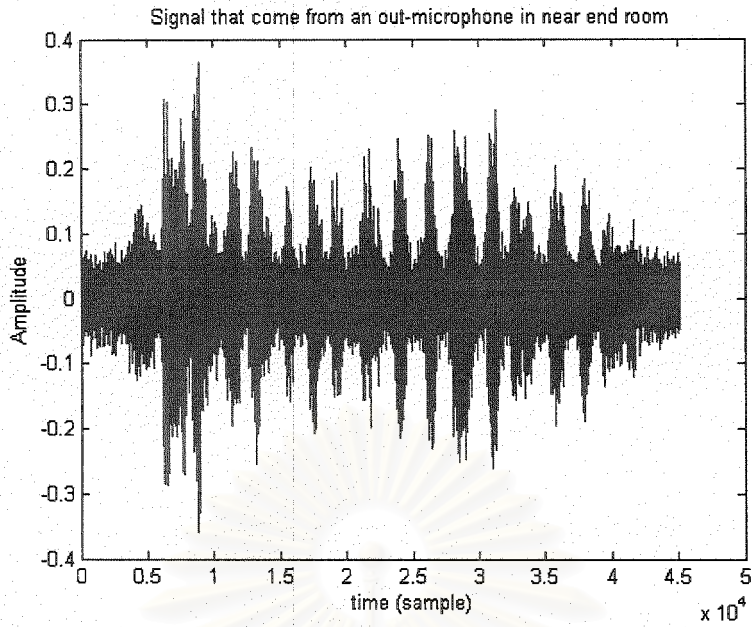
3.5.3 การใช้งานร่วมกันของระบบ AEC กับระบบ ANC

โครงการวิจัยนี้นำเสนอการศึกษาการรวมกันของระบบขจัดเสียงสะท้อนในระบบสัมมนาทางไกลกับระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน เนื่องจากเป็นระบบที่ผู้รับสารเป็นมนุษย์ และต้องการผลการลดสัญญาณรบกวนที่ดีที่สุดเพื่อช่วยประสิทธิภาพในการจำลองระบบของระบบขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนให้ดียิ่งขึ้น ระบบที่นำเสนอเป็นดังรูปที่ 3.4.3.1

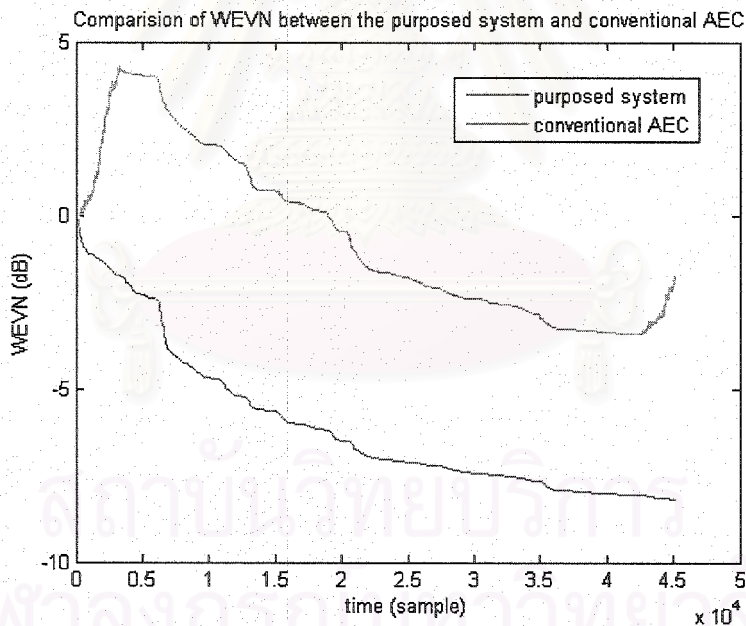


รูปที่ 35 แผนภาพระบบ AEC โดยเพิ่มเติมด้วยระบบ ANC แบบสองไมโครโฟน

แนวคิดของระบบที่นำเสนอเริ่มต้นมาจากความเข้าใจที่ว่า วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถทำงานทางด้าน การแสดงเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification) ได้ดีก็ต่อเมื่อระบบเป็นเชิงเส้น ทั้งนี้เนื่องมาจากระเบียบวิธีต่างๆ ที่ทำการพัฒนาขึ้นมาเป็นระเบียบวิธีซึ่งมีสมมติฐานอยู่บนหัวข้อที่ว่าระบบที่ต้องการแสดงเอกลักษณ์นั้นเป็นระบบเชิงเส้นนั่นเอง เมื่อพิจารณาถึงห้องใกล้ของระบบขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่มีสัญญาณรบกวนร่วมอยู่ด้วย จะเห็นว่าระบบดังกล่าวนี้จะไม่มีความเป็นเชิงเส้น อาจพิจารณาได้ง่ายๆ ได้จากกรณีซึ่งแม้ไม่มีสัญญาณเข้าใดๆ แต่สัญญาณขาออกจะยังคงมีอยู่ (สัญญาณรบกวนเพียงอย่างเดียว) ความไม่เป็นเชิงเส้นนี้เองที่เป็นเหตุให้การปรับตัวเพื่อแสดงเอกลักษณ์ของระบบของวงจรกรองแบบปรับตัวเลวลง และเลวลงไปอีกหากระดับของสัญญาณรบกวนเพิ่มมากยิ่งขึ้น ดังนั้นหากต้องการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นต้องทำให้ระบบดังกล่าวเป็นระบบเชิงเส้น โดยนำสัญญาณรบกวนมาเป็นสัญญาณเข้าอีกตัวหนึ่งของวงจรกรองแบบปรับตัวด้วย



รูปที่ 36 สัญญาณจากไมโครโฟนขาออกของห้องใกล้ ($c(n)$ ในรูปที่ 16) SNR = 5.75 dB เพื่อนำไปทำการทดลองกับระบบที่นำเสนอและระบบขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนทั่วไปต่อไป



รูปที่ 37 แสดงผลการเปรียบเทียบค่า Weight Error Vector Norm (WEVN) ระหว่างระบบที่นำเสนอกับระบบขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนทั่วไป ในสภาพแวดล้อมที่มีระดับสัญญาณรบกวน SNR = 5.75 dB

3.6 ผลการทดสอบระบบ AEC ที่พัฒนาขึ้นด้วยการสร้างจริงบนบอร์ด FPGA

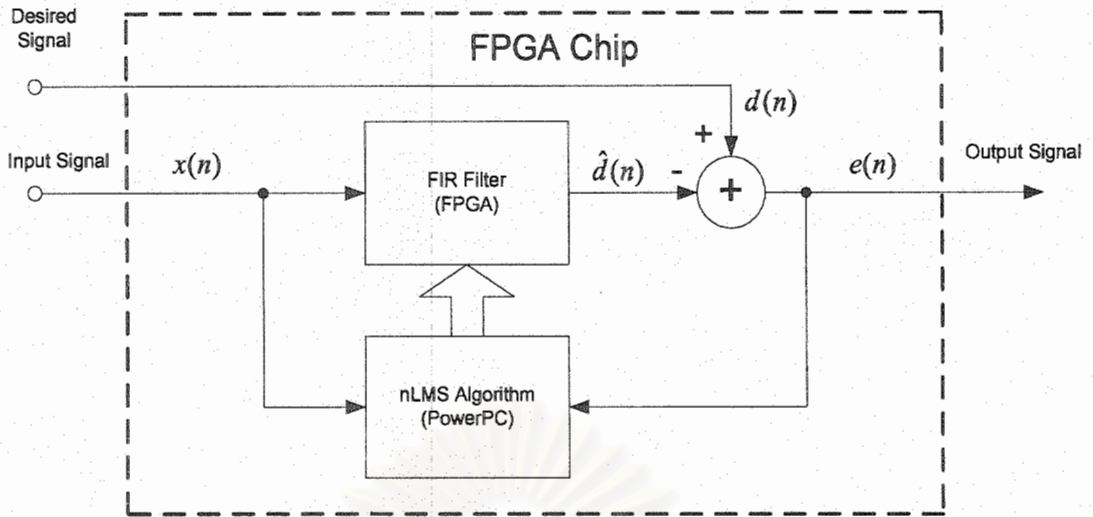
ในเฟสที่สามของโครงการ บอร์ด FPGA รุ่น DS-KIT-2VP7FF672-EURO ถูกเลือกใช้เพื่อนำมาสร้างวงจรกรองแบบปรับตัวของระบบ AEC ในรูปแบบของฮาร์ดแวร์ (Hardware) ที่มีโครงสร้าง

แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response, FIR) จำนวน 128 แท็ป (Tap, จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว) โดยใช้ขั้นตอนวิธี NLMS ควบคุมการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัว

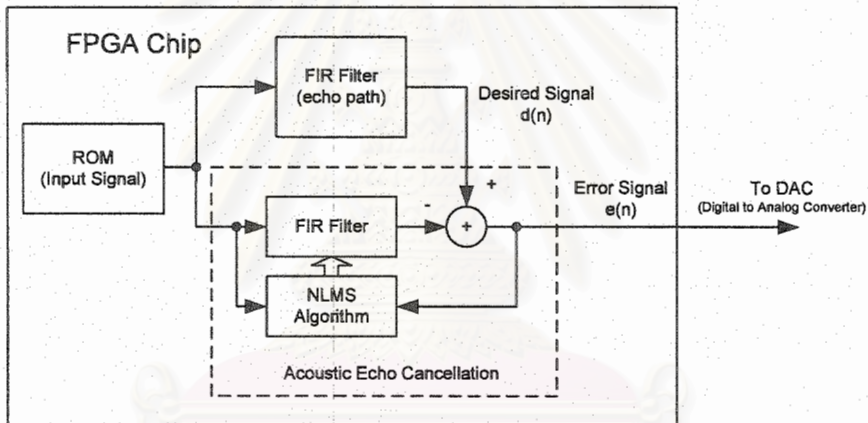
โครงสร้างภายในบอร์ด FPGA นี้ประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลัก คือ

- ชิป FPGA (FPGA Chip) ซึ่งเป็นชิปของบริษัท Xilinx ตระกูล Virtex-II Pro รุ่น XC2VP7 ในการออกแบบจะใช้ชิป FPGA สร้างเป็นฮาร์ดแวร์ของวงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างแบบ FIR โดยโครงสร้างวงจรกรองแบบปรับตัวภายในชิป FPGA ดังแสดงในรูปที่ 10
- โปรแกรม PowerPC® ซึ่งเป็น RISC Processor ของ IBM® โปรแกรม PowerPC® จะใช้ทำการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว และส่งค่าที่ได้ไปทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว ทั้งนี้โปรแกรม PowerPC® จะช่วยลดทรัพยากร (จำนวนเกต - Gate) ที่ใช้ในการสร้างวงจรกรองแบบปรับตัวลงได้ และนอกจากนี้ยังทำให้เกิดความสะดวกในกรณีที่ต้องการเปลี่ยนแปลงโปรแกรมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว

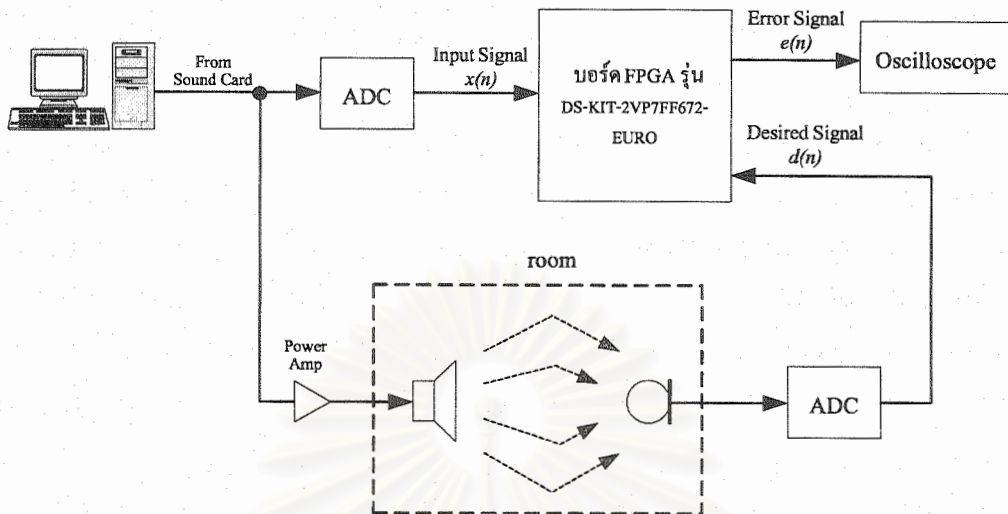
ในระยะแรก การทดสอบวงจรของระบบ AEC ได้ทำการสร้าง ROM มาทำการเก็บข้อมูลสัญญาณเข้า ซึ่งเป็นข้อมูลเสียงพูด เพื่อป้อนให้แก่วงจร ส่วนที่เอาต์พุตของวงจร ได้ทำการต่อวงจร DAC (Digital to Analog Converter) เพื่อวัดสัญญาณความผิดพลาด (Error Signal) ของระบบ AEC โดยบล็อกไดอะแกรมแสดงภาพรวมทั้งหมดของระบบ AEC ถูกแสดงดังในรูปที่ 39 สำหรับโปรแกรมคำสั่งการทำงานของระบบ AEC ถูกเขียนโดยใช้ภาษา VHDL ลงบนชิป FPGA



รูปที่ 38 โครงสร้างวงจรกรองแบบปรับตัวภายในชิป FPGA



รูปที่ 39 บล็อกโคอะแกรมที่ใช้ในระยะแรกสำหรับการทดสอบวงจรของระบบ AEC



รูปที่ 40 บล็อก ไดอะแกรมแสดงภาพรวมทั้งหมดของระบบ AEC

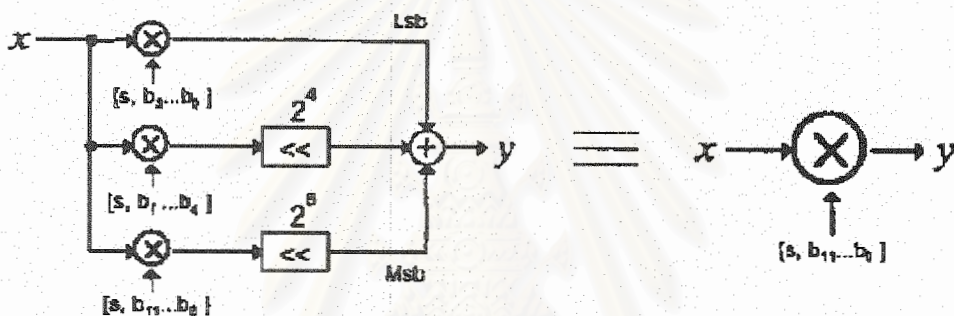
ในระยะต่อมา ผลการทดสอบในเวลาจริง ทำการป้อนข้อมูลสัญญาณเข้าจากภายนอกที่ได้มาจาก Sound Card ของคอมพิวเตอร์ ซึ่งเป็นสัญญาณแอนะล็อก (Analog) นำมาผ่านวงจร ADC (Analog to Digital Converter) เพื่อแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (Digital) ส่งให้บอร์ด FPGA ใช้ทำการทดสอบ (แทนการป้อนข้อมูลโดย ROM ในระยะแรก) สำหรับวิธีสะท้อนทางเสียงระหว่างลำโพงกับไมโครโฟนในห้องโถงนั้น ได้เลือกใช้วงจรกรองขนาด 128 แท็ป ที่สร้างขึ้นมาจากชิป FPGA ดังนั้น บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ทำการทดสอบวงจรของระบบ AEC จึงกลายเป็นดังแสดงในรูปที่ 40

สำหรับการทดสอบการใช้งาน ADC ร่วมกับ DAC นั้น ได้ทดลองนำ DAC มาต่อกับ ADC โดยตรง และทำการป้อนสัญญาณแอนะล็อกเข้าที่อินพุตของ ADC จากนั้นวัดสัญญาณแอนะล็อกที่เอาต์พุตของ DAC ผลปรากฏว่า ข้อมูลสัญญาณออกของวงจรที่ความถี่สูงๆ มีลักษณะสเปกตรัมที่ใกล้เคียงกับสเปกตรัมของสัญญาณที่อินพุต แต่ที่ย่านความถี่ต่ำจะไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณขาออกของวงจรเลย ทั้งนี้เนื่องจาก วงจร ADC มีตัวเก็บประจุ (Capacitor) ซึ่งทำหน้าที่เชื่อมต่อสัญญาณ (Coupling) และตัวต้านทาน (Resistor) ภายในวงจร โดย ADC ทำตัวเสมือนเป็นวงจรกรองผ่านสูง (High-Pass Filter) ที่มีความถี่ตัด (Cutoff Frequency) ประมาณ 3 kHz ต่ออยู่ที่อินพุตของวงจร ADC จึงกรองข้อมูลในย่านความถี่ต่ำ รวมทั้งในย่านความถี่ของสัญญาณเสียงทิ้งไป จึงต้องหาวิธีแก้ไขปัญหาที่ความถี่ต่ำนี้ด้วย

ในการสร้างวงจรดิจิทัล โดยเฉพาะอย่างยิ่ง การสร้างตัวกรองดิจิทัลนั้น ปัญหาที่สำคัญก็คือ การสร้างตัวคูณ (Multiplier) ที่ต้องใช้พื้นที่หรือทรัพยากร (Resource) ในการสร้างค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับวงจรดิจิทัลอื่นๆ จึงได้ศึกษาเปรียบเทียบเทคนิคการสร้างตัวคูณแบบ โครงสร้างตัวประมวลผลเลขคณิตกระจาย (Distributed Arithmetic, DA) กับ เทคนิคการสร้างตัวคูณแบบ โครงสร้างตัวประมวลผลแบบแอด

คิวมูลท (Multiply and Accumulation, MAC) เพื่อหาความเป็นไปได้ในการลดพื้นที่ของโครงสร้างวงจรกรอง FIR จากการศึกษาพบว่า

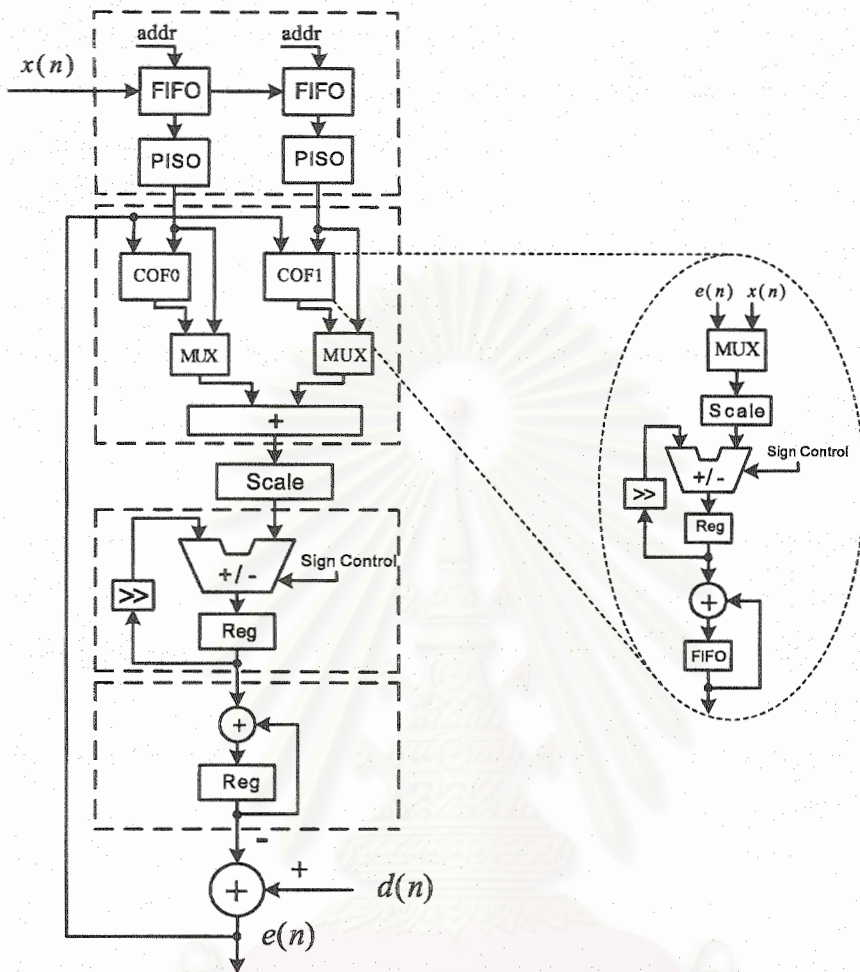
- เทคนิค DA เป็นการแยกการคูณออกเป็นแถวย่อย และทำการคูณในแต่ละแถวด้วยจำนวนบิตที่ต่ำลง ก่อนที่จะนำมารวมกันตามสัดส่วนการคูณที่ควรจะเป็นเพื่อสร้างสัญญาณออกที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 41 จึงมีข้อดี คือ จะทำให้จำนวนเกตที่ต้องใช้ในการสร้างตัวคูณลดลง เนื่องจากเป็นการกระจายข้อมูลที่จะนำมาคูณ ทำให้วงจรกินไฟน้อยลง อีกทั้งยังจะมีความเร็วเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งจะเอื้ออำนวยให้สามารถสร้างวงจรกรองแบบปรับตัวของระบบ AEC ที่มีจำนวนเทปสูงขึ้นถึง 1024 - 2048 เทป ตามที่ต้องการได้ด้วยบอร์ด Xilinx ที่มีอยู่
- เทคนิค MAC ช่วยในการลดจำนวนตัวคูณที่ต้องใช้ในวงจรลงได้ เนื่องจากการประมวลผลในลักษณะการวนรอบคำนวณ ซึ่งจะมีลักษณะเป็นการนำทรัพยากรกลับมาใช้ (Reuse) ในการประมวลผลครั้งใหม่



รูปที่ 41 โครงสร้าง DA

ดังนั้น ในการสร้างวงจรกรองแบบปรับตัวของระบบ AEC เมื่ออาศัยเทคนิคการประมวลผลแบบ MAC ร่วมกับเทคนิคแบบ DA จะสามารถช่วยลดจำนวนทรัพยากรในการสร้างวงจรลงได้มาก โดยโครงสร้างแบบ DA ร่วมกับ MAC แสดงดังในรูปที่ 42

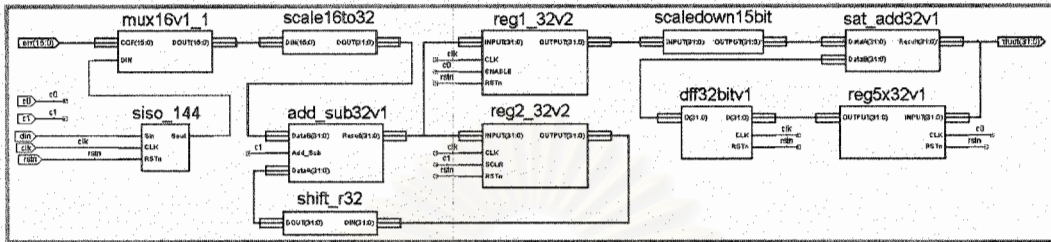
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 42 ตัวกำจัดเสียงสะท้อน โดยใช้โครงสร้างแบบ DA ร่วมกับ MAC

การทำงานเริ่มจาก วงจร FIFO (First-in First-out) ทำหน้าที่เลื่อนข้อมูลหรือเปรียบเสมือนคิเลย์ใน ตัวกรองทั่วๆไป หลังจากข้อมูลในแต่ละชุดถูกเลื่อนแล้ววงจร PISO (Parallel-in Serial-out) จะทำหน้าที่ดึง ข้อมูลในแต่ละตำแหน่งของ FIFO ออกมาและเลื่อนออกมาทีละบิต โดยเลื่อนบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุดออกมา ก่อน จากนั้นส่งข้อมูลที่ละบิตไปยังวงจร COF เพื่อคูณกับข้อมูลสัญญาณค่าผิดพลาด $e(n)$ ได้เป็นค่า สัมประสิทธิ์แต่ละแท็บของวงจรกรองแบบปรับตัว โดยค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้จะถูกเก็บไว้ใน FIFO ที่ อยู่ภายในวงจร COF เพื่อรอนำมาบวกกับค่าสัมประสิทธิ์ที่แท็บเดิมในเวลาถัดไป วงจร PISO นอกจากจะ ส่งข้อมูลอินพุตไปยังวงจร COF แล้วยังส่งข้อมูลไปยังวงจร MUX ซึ่งเปรียบได้กับวงจรแอนด์ เนื่องจาก ข้อมูลเลื่อนเข้ามาทีละบิตเพื่อคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว จึงเสมือนเป็นการแอนด์กัน ระหว่างข้อมูลอินพุตที่เข้ามาทีละบิต (มีค่าเป็น 0 หรือ 1 เท่านั้น) กับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบ ปรับตัว เมื่อแอนด์กันเสร็จแล้วจะนำผลที่ได้มารวมกันและทำการสเกล (Scale) ค่า โดยการสเกลค่าเป็นการ เดิมศูนย์เข้าที่ตำแหน่ง LSB (Least Significant Bit) จึงเสมือนเป็นการเลื่อนข้อมูลทั้งหมดไปอยู่ทางซ้ายมือ สุด

โครงสร้างภายในของวงจร COF ดังแสดงในรูปที่ 43 สร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดยวงจร mux16v1_1 เปรียบได้กับวงจร MUX วงจร scale16to32 เปรียบได้กับ Scale วงจรแอกคูมูเลต (Accumulate) ซึ่งประกอบด้วย reg1_32v2, reg2_32v2, add_sub32v1, shift_r32 และ scaledown15bit เปรียบได้กับวงจรบวก/ลบ, วงจร Reg และวงจรเลื่อนขวา (>>) วงจร sat_add32v1, reg5x32v1 และ dff32bitv1 เปรียบได้กับวงจรบวกและ FIFO ในรูปที่ 42



รูปที่ 43 โครงสร้างภายในของ COF

ในส่วนของวงจรแอกคูมูเลเตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรที่ทำหน้าที่เป็นทั้งวงจรบวกและวงจรถบในตัวเอง โดยมีสัญญาณควบคุมการบวก/ลบ วงจรดังกล่าวนี้จะทำงานเป็นวงจรถบเพียงครั้งเดียวเท่านั้นในแต่ละชุดของข้อมูลอินพุต 1 คำ คือเมื่อข้อมูลอินพุตตำแหน่ง MSB (Most Significant Bit) เข้ามา ทั้งนี้เนื่องจากระบบตัวเลขที่ใช้ในการประมวลผลเป็นแบบคอมพลีเมนต์ที่ 2 (2's Complement) ซึ่งตำแหน่ง MSB จะเป็นบิตแสดงเครื่องหมาย (Sign Bit) ส่วนวงจรรีจิสเตอร์ (REG) จะทำหน้าที่พักข้อมูลและเป็นกันชน (Buffer) เพราะข้อมูลที่เอาต์พุตจะถูกป้อนกลับมายังวงจรบวก/ลบอีกครั้งโดยผ่านทางวงจรเลื่อนขวา แต่เนื่องจากทั้งวงจรเลื่อนขวาและวงจรถบเป็นวงจรแบบคอมบิเนชัน (Combination Circuit) ซึ่งไม่มีหน่วยความจำ (Memory) ในตัว ทำให้ต้องมีการเพิ่มวงจรที่ทำหน้าที่เป็นหน่วยความจำ เพื่อเก็บข้อมูลก่อนทำการประมวลผลของข้อมูลแต่ละชุดในวงจร เมื่อประมวลผลเสร็จแล้วจะส่งผลลัพธ์มายังวงจรในส่วนของการบวกสะสม เพื่อทำการบวกแบบสะสม โดยวงจรในส่วนนี้เทียบได้กับการประมวลผลแบบ MAC โดยจะบวกสะสมเป็นจำนวนรอบเท่ากับจำนวนตำแหน่งของข้อมูลภายในวงจร FIFO จึงจะทำให้ได้ข้อมูลเอาต์พุตเพื่อนำไปลบกับข้อมูลของสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ ต่อไป

ในการสร้างวงจรโดยใช้ภาษา VHDL ได้เริ่มสร้างวงจรขนาด 32 แท้ปีก่อนเพื่อให้ทราบถึงปัญหาต่างๆ ก่อนที่จะสร้างวงจรที่มีจำนวนแท้ปมากขึ้น ซึ่งโครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัวที่ใช้เทคนิค DA ร่วมกับ MAC นี้สามารถเพิ่มจำนวนแท้ปให้มากขึ้นในอนาคต โดยไม่ต้องเริ่มต้นสร้างวงจรใหม่อีกครั้ง การเพิ่มจำนวนแท้ปสามารถทำได้ 2 วิธีคือ การเพิ่มจำนวนรอบในการประมวลผล (ในกรณีที่ต้องการประหยัดทรัพยากรในการสร้างวงจร) หรือ เพิ่มขนาดของวงจรในการประมวลผลแต่ยังคงใช้จำนวนรอบในการประมวลผลเท่าเดิม (ในกรณีที่ต้องการประสิทธิภาพทางด้านความเร็วในการประมวลผล)

บทที่ 4

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

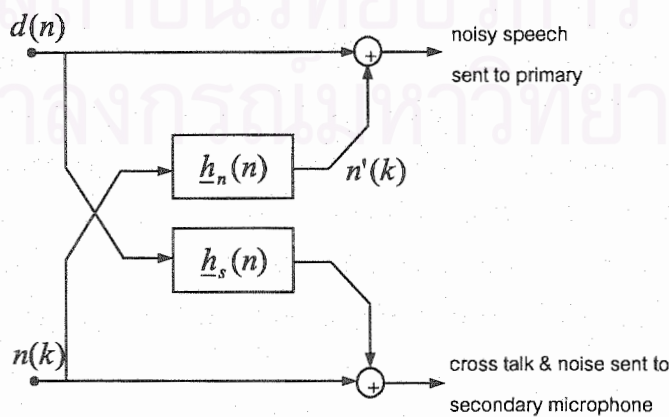
4.1 สรุปผลการทดลอง

การกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบ AEC ในสถานการณ์ ST ที่ศึกษาในโครงการวิจัยนี้ สามารถถูกเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานได้ โดยการประยุกต์ใช้งานระบบ AEC ร่วมกันกับระบบ ANC เพื่อ กำจัดหรือลดผลของสัญญาณรบกวน นอกจากนี้ สัญญาณเสียงสะท้อนที่เหลืออยู่จากการกำจัดในขั้นแรก โดยระบบ AEC สามารถถูกกำจัดทิ้งได้เพิ่มเติมเมื่อระบบ ANC ถูกนำมาใช้งานโดยทำการต่อรวมเข้าไปใน ระบบ AEC ดังรูปที่ 35

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของระบบที่นำเสนอ พบว่าให้ผลใกล้เคียงกับมาตรฐาน ITU Standard G.165 นอกจากนี้ คุณภาพของสัญญาณเสียงที่ส่งออกไปในระบบมีความชัดเจนมากขึ้น ดัง เห็นได้จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 3.5

4.2 ข้อเสนอแนะและส่วนที่จะดำเนินการต่อไป

- สำหรับในเฟสต่อไปของโครงการวิจัยนี้ ต้องการศึกษความเป็นไปได้ในการพัฒนาการกำจัด สัญญาณเสียงสะท้อนของระบบ AEC บนบอร์ด FPGA เพื่อทดสอบในเวลาจริง ที่มีเทคนิคการใช้ งานร่วมกันของระบบ AEC กับระบบ ANC เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวน หรือความเป็นไปได้ในการพัฒนาระบบ AEC บนบอร์ด FPGA ที่มีโครงสร้างแบบความถี่ย่อย (Subband Structure) ที่ได้พัฒนาขึ้นในเฟสที่สาม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบที่มี ความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่าระบบ AEC แบบปกติที่ทำงานในโดเมนเวลา
- พัฒนาระบบ ANC โดยคำนึงถึงความเหมือนจริงของระบบในทางปฏิบัติมากยิ่งขึ้น จากรูปที่ 24 จะ เห็นว่าในทางปฏิบัติจริงสัญญาณรบกวนที่เราจัดหามา จะได้รับผลกระทบจากสัญญาณเสียงพูด ด้วย การรบกวนดังกล่าวถูกเรียกว่า cross talk ดังรูปที่ 44



รูปที่ 44

1. C. Breining, *et. al.*, "Acoustic Echo Control – An Application of Very-High-Order Adaptive Filters", IEEE Signal Processing Magazine, pp. 42 – 69, July 1999.
2. M. M. Sondhi, D. R. Morgan and J. L. Hall, "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation – An Overview of the Fundamental Problem", IEEE Signal Processing Letters, vol. 2, no. 8, pp. 148-151, 1995.
3. J. Benesty, D. R. Morgan and M. M. Sondhi, "A better understanding and an improved solution to the problems of stereophonic acoustic echo cancellation", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'97, Munich, Germany), vol. 1, pp. 303-306, 1997.
4. N. Tangsangiumvisai, J.A. Chambers and A. G. Constantinides, "Higher-order time-varying allpass filters for signal decorrelation in stereophonic acoustic echo cancellation", IEEE Electronics Letters, vol. 35, no. 1, pp. 88-90, 1999.
5. N. Forsyth, N. Tangsangiumvisai, P. A. Naylor and J. A. Chambers, "A subband signal decorrelation scheme for stereophonic acoustic echo cancellation using higher-order time-varying allpass filters", International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control (IWAENC'99, Pennsylvania, USA.), pp. 24-27, 1999.
6. S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 3rd Edition, 1996.
7. J. Benesty, F. Amand, A. Gilloire and Y. Grenier, "Adaptive Filtering Algorithms for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'95, Detroit, USA.), vol. 5, pp. 3099-3102, 1995.
8. N. Tangsangiumvisai and J. A. Chambers, "A fast converging and stable adaptive filtering algorithm for stereophonic acoustic echo cancellation", European Signal Processing Conference (EUSIPCO'2000, Tampere, Finland), vol. 2, 2000.
9. A. Gilloire, E. Moulines, D. Slock and P. Duhamel, "State of the Art in Acoustic Echo Cancellation" in "Digital Signal Processing in Telecommunications", Springer-Verlag, NY, pp. 45-91, 1996.
10. N. Ithisoponkul and N. Tangsangiumvisai, "A Double-Talk Detection Technique using the Correlation Behaviour of the Gradient Vector for Acoustic Echo Cancellation", Proceedings of IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'04, Hiroshima, Japan), July 2004.
11. P. Surin, N. Tangsangiumvisai, and S. Aramvith, "An Adaptive Noise Decorrelation Technique for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", to be published in the Proceedings of annual technical conference of IEEE region 10 (TENCON'04, Chiang Mai, Thailand), November 2004.

12. ITU Recommendation G.723.1
13. ITU Recommendation G.729
14. S. Gudvangen and S. J. Flockton, "Modelling of acoustic transfer functions for echo cancellers", IEE Proceedings of Vision, Image and Signal Processing, vol. 142, no. 1, 1995.
15. A. P. Liavas and P. A. Regalia, "Acoustic echo cancellation : Do IIR models offer better modeling than their FIR counterparts?" IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 46, no. 9, 1998.
16. A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling : Analysis, Experiments and Application to Acoustic Echo Cancellation", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, no. 8, pp. 1862-1875, 1992.
17. J. J. Syhnk, "Frequency-domain and multirate adaptive filtering", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 9, pp. 14-37, 1992.
18. S. Shimauchi and S. Makino, "Stereo projection echo canceller with true echo path estimation", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'95 Detroit, USA.), vol. 5, pp. 3059-3062, 1995.
19. P. A. Naylor, O. Tanrikulu and A. G. Constantinides, "Subband Adaptive Filtering for Acoustic Echo Cancellation Using Allpass Polyphase IIR Filter-banks", IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, vol. 6, no. 2, pp. 143-155, 1998.
20. D. R. Morgan and J. C. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture", IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 43, no. 8, pp. 1819-1830, 1995.
21. N. Tangsangiumvisai and J. A. Chambers, "A fullband-subband automatic switching scheme for stereophonic acoustic echo cancellation", IEE Electronics Letters, vol. 36, no. 25, pp. 2109-2111, 2000.
22. S. Minami and T. Kawasaki, "A Double Talk Detection Method for an Echo Canceller", IEEE International Conference on Communications (ICC), pp. 1492-1497, 1985.
23. H. Ye and B. Wu, "A New Double-Talk Detection Algorithm Based on the Orthogonality Theorem", IEEE Transactions on Communications, vol. 39, no. 11, pp. 1542-1545, 1991.
24. C. Carlemalm, F. Gustaffson and B. Wahlberg, "On the problem of detection and discrimination of double talk and change in the echo path", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'96, Atlanta, USA.), vol. 5, pp. 2742-2745, 1996.
25. C. Carlemalm and A. Logothetis, "On detection of double talk and changes in the echo path using a markov modelulated channel model", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'97, Munich, Germany), vol. 5, pp. 3869-3872, 1997.
26. S. J. Pushparajah and J. A. Chambers, "A smater method for Acoustic Echo Cancellation in the presence of Double Talk", International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control (IWAENC'99, Pennsylvania, USA.), pp. 184-186, 1999.

27. J. Benesty, D. R. Morgan and M. M. Sondhi, "A Hybrid Mono/Stereo Acoustic Echo Canceler", IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, vol. 6, no. 5, pp. 4680-475, September 1998.
28. G. V. Moustakidis and S. Theodoridis, "Fast Newton Transversal Filters – A new class of adaptive estimation algorithms", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 39, pp. 2184-2193, October 1991.
29. S. L. Gay and S. Tavathia, "The Fast Affine Projection Algorithm", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'95), pp. 3023-3026, May 1995.
30. E. R. Ferrara, "Fast Implementation of LMS Adaptive Filters", IEEE Trans. on Acoust. Speech and Signal Processing, vol. 28, no. 4, pp. 474-475, August 1980.
31. Widrow Bernard (US) "Speech Enhancement in the presence of background noise"
32. M. Gabrea "Two Microphones Speech Enhancement System Based On a Double Affine Projection Algorithm" Volume 2, 25-28 May 2003 Page(s):II-544 - II-547 vol.2 Digital Object Identifier 10.1109/ISCAS.2003.1206031
33. Shigeji Ikeda and Akihiko Sugiyama "An Adaptive Noise Canceller with Low Signal Distortion for Speech Codecs" Volume 47, Issue 3, March 1999 Page(s):665 - 674 Digital Object Identifier 10.1109/78.747774

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

รายชื่อผู้ทรงคุณวุฒิพร้อมสถานที่การทำงานที่สามารถประเมินโครงการย่อย

- ดร. พีระพล ขวัญจิตานนท์

ภาควิศวกรรมไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

- ดร. เผ่าศักดิ์ ศิริสุข

ภาควิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร



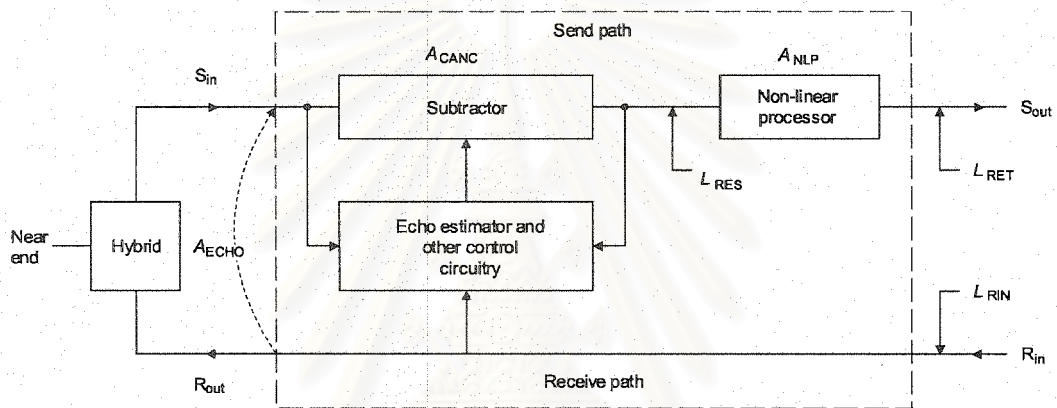
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ITU-T G.165

Recommendation G.165

Recommendation G.165 เป็นเอกสารมาตรฐานสำหรับอ้างอิงในการออกแบบหรือพัฒนา Echo Cancellers โดยในรายงานฉบับนี้จะกล่าวโดยสังเขปเกี่ยวกับตัวชี้วัดมาตรฐานและค่าเกณฑ์ในการจำกัดขีดความสามารถในการทำงานของ Echo Cancellers

1. นิยามตัวชี้วัดที่เกี่ยวข้องกับ Echo Canceller ตามมาตรฐาน Recommendation G.165 มีดังนี้



รูปที่ 1

echo loss (A_{ECHO})

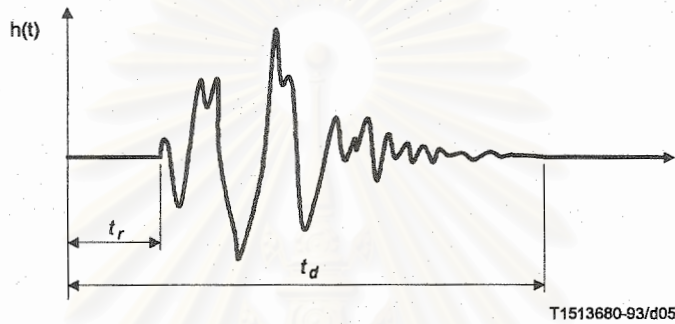
การลดทอนของสัญญาณจาก receive-out port (R_{out}) ถึง send-in port (S_{in}) ของ echo canceller ระหว่างการส่ง

pure delay (t_p)

เวลาประวิงจาก R_{out} port ถึง S_{in} port เป็นเวลาประวิงที่เกิดในวิธีการสะท้อนห้องใกล้ (near end)

(near-end) echo path or end delay (t_d)

เป็นผลสุดท้ายของการรบกวนกันของ pure delay แต่ละ path ซึ่งแสดงให้เห็นเป็นภาพได้ดังรูปที่ 2 คำนิยามนี้แสดงให้เห็นเพียง echo path เดียว ถ้าเป็นหลาย path จะทำให้ t_d ของ path ทั้งหมด กลายเป็น echo path หรือ end delay ที่มีค่ามากที่สุด ใน path ต่างๆ เหล่านั้น



รูปที่ 2

cancellation (A_{CANC})

การลดทอนของสัญญาณเสียงสะท้อนเมื่อผ่านวิธีส่ง echo canceller นิยามนี้รวมถึงกระบวนการไม่เชิงเส้นที่เกิดขึ้นที่หิ้งออกของ canceller

residual echo level (L_{RES})

ระดับของสัญญาณเสียงสะท้อนคงเหลือที่ send-out port ของ echo canceller หลังจากการกำจัดที่ไม่สมบูรณ์ของวงจรการ สัมพันธ์กับค่า receive-in signal L_{Rin} โดย

$$L_{RES} = L_{Rin} - A_{ECHO} - A_{CANC}$$

ไม่รวมกระบวนการไม่เชิงเส้นด้วย

nonlinear processor (NLP)

อุปกรณ์จะมีการนิยามระดับ suppression threshold เมื่อ:

- a) สัญญาณที่ตรวจได้มีระดับต่ำกว่า threshold จะถูกระงับ
 - b) สัญญาณที่ตรวจได้มีระดับสูง threshold จะถูกส่งผ่าน โดยไม่มีการลดทอน
- หมายเหตุ

- 1 ความเที่ยงตรงของกระบวนการไม่เชิงเส้นการตรวจสอบและอัลกอริทึมที่

2 ตัวอย่างของกระบวนการไม่เชิงเส้น คือ analogue centre clipper เมื่อทุกสัญญาณที่ค่าต่ำกว่า threshold จะถูกปรับเป็นค่าเล็กๆ บางค่า

nonlinear processing loss (A_{NLP})

การลดทอนของ residual echo level ลงเนื่องจากการผ่านเข้าไปใน nonlinear processor

หมายเหตุ – ถึงแม้ว่าการลดทอนของสัญญาณเนื่องจาก nonlinear processor ไม่อาจวัดได้ในหน่วย dB แต่การให้ความสำคัญกับการลดทอนนี้ควรถูกคำนึงถึงเสมอ

returned echo level (L_{RET})

ระดับของสัญญาณที่ send-out port ของ echo canceller ซึ่งจะวนกลับมาที่ผู้พูด จะรวมผลของการลดทอนจากกระบวนการไม่เชิงเส้น L_{RET} สัมพันธ์กับ L_{Rin} โดย

$$L_{RET} = L_{Rin} - (A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP})$$

กรณีที่ไม่มีการวนการไม่เชิงเส้น $L_{RES} = L_{RET}$

combined loss (A_{COM})

ผลรวมของ echo loss, cancellation loss และ nonlinear processing loss (ถ้ามี). นิยามกับ L_{Rin} โดยที่

$$L_{RET} = L_{Rin} - A_{COM}, \text{ where } A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$$

convergence time

เวลาที่ระบบจำลองใช้ในการปรับตัว เริ่มนับตั้งแต่ให้สัญญาณเข้าเข้าไปในระบบ จนกระทั่งสัญญาณออกจากระบบจำลองมีค่าเข้าใกล้สัญญาณจากระบบจริงเกินค่าที่กำหนดค่าหนึ่ง

2. คุณลักษณะสมบัติของ Echo Canceller

Recommendation G.165 ใช้สำหรับออกแบบ echo cancellers ที่สมมุติให้การกำจัดเสียงสะท้อนกระทำที่ภาคส่งเท่านั้น แล้วจึงส่งสัญญาณไปภาครับ

เสียงสะท้อนใน 2-wire หรือวงจรโทรศัพท์ที่รวม 2- และ 4-wire เกิดจากการไม่สอดคล้องกันของความต้านทานเชิงซ้อน จึงใช้ echo canceller เพื่อลดเสียงสะท้อนให้อยู่ในเกณฑ์ที่รับได้

เสียงสะท้อนที่เกิดขึ้นใน send-in port ของ echo canceller คือการลดทอนและเวลาประวิงที่ย้อนกลับมาจากห้องไกล เช่น เสียงสะท้อนของเสียงเข้าที่ถูกเปลี่ยนแปลงด้วยวิธีการสะท้อน ส่วนมากวิธีสะท้อนจะวิเคราะห์เป็นผลตอบอิมพัลส์ (ดังรูปที่ 2). ผลตอบของวิธีสะท้อนแสดงในรูป pure delay t_r , เนื่องจากเวลา

ประวิงภายในของการส่งและการขยายตัวของสัญญาณ ผลรวมของเวลาประวิงวิธีสะท้อนคือ t_d ค่าของเวลาประวิงและการขยายตัวจะแปรตามคุณสมบัติของวิธีสะท้อน เช่น อาจแปรตามความแตกต่างขอโครงข่ายของแต่ละประเทศ

จะทำการสมมติว่า echo path จะเป็นการเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นเท่านั้น และ echo path ไม่ได้เป็นระบบที่เปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ประสิทธิภาพของ echo canceller จะขึ้นอยู่กับความเป็นเชิงเส้นของ echo path ระหว่าง R_{out} ไปยัง S_{in}

วิธีสะท้อนอาจเป็น ได้ทั้งสายแอนาล็อกและดิจิทัล ระดับสัญญาณที่ถูกตัดยอดของสายดิจิทัลได้นิยามไว้ใน Recommendation G.711 ที่ระดับยอดคลื่น 3.1 dBm0 sine wave การประยุกต์ใช้ระดับตัดยอดจะกระทำก่อนที่สัญญาณจะส่งเข้า R_{in} เพื่อไม่ให้สมรรถนะของการกำจัดเสียงสะท้อนลดลงมาก สำหรับสัญญาณระดับสูง

การสูญเสียของวิธีสะท้อนในหน่วย dB (หัวข้อ 2.2) คือการสูญเสียที่น้อยที่สุดจาก R_{out} ถึง S_{in} ของ echo canceller จะเท่ากับผลต่างของระดับทั้งสองช่องทางบวก 6 dB การออกแบบ Echo cancellers ใน Recommendation นี้จะให้การลดทอนวิธีสะท้อน (AECHO) เท่ากับ 6 dB หรือมากกว่านั้น สำหรับ (AECHO) ที่น้อยกว่า 6 dB Echo cancellers จะยังทำงานได้แต่ให้ประสิทธิภาพที่ลดลง

Echo canceller ต้องสามารถจำลอง echo path impulse response ได้ โดยที่หลายๆ กรณีใช้ sampling rate = 8000 Hz ตาม Nyquist rate ดังนั้นจำนวน sample ของ echo estimator จะต้องเหมาะสมสำหรับ path ที่ทำการประมาณ เนื่องจากหากใช้ น้อยเกินไปก็จะทำให้ไม่สามารถประมาณ path ได้อย่างถูกต้อง และหากใช้มากเกินไปจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นเนื่องจากส่วนหางของ impulse response จะไม่เป็น 0

เมื่อสัญญาณเสียงวนกลับถูกส่งไปพร้อมกับสัญญาณ double talk ตัว echo canceller อาจแปลความหมายสัญญาณทั้งหมดเป็นเสียงสะท้อน และพยายามกำจัด ซึ่งจะเป็นการลดคุณภาพของสัญญาณ echo cancellation ไม่ได้แค่กำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนเท่านั้น แต่ยังทำการลดทอนสัญญาณเสียง double talk ด้วย ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเสนอ 2 วิธีเพื่อแก้ไขปัญหานี้ วิธีแรกคือการใช้อัลกอริทึม ซึ่งทำให้การปรับปรุงสัมประสิทธิ์ช้าลงในช่วงที่เกิด double talk อีกวิธีคือการใช้ double talk detector ซึ่งคล้ายกับการใช้ echo suppressors

ดังนั้น echo cancellers ต้องมีหลักพื้นฐานดังต่อไปนี้:

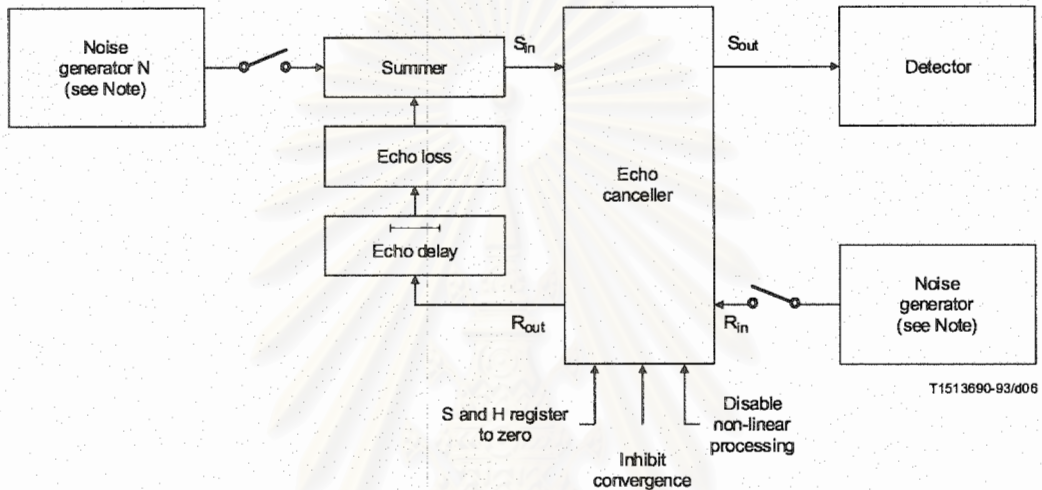
- 1) การลู่เข้าที่รวดเร็ว
- 2) ให้ค่าเสียงสะท้อนป้อนกลับที่น้อยระหว่าง single talk

3) อัตราการลู่ออกซ้ำช่วงที่เกิด double talk

3. Echo canceller performance

ข้อกำหนดทางสมรรถนะของ echo cancellers จะรวมกระบวนการไม่เชิงเส้นด้วย (Annex A สำหรับ echo cancellers ซึ่งไม่รวมกระบวนการไม่เชิงเส้น)

Recommendation G.165 ประกอบด้วย การทดสอบหลายๆ การทดสอบเพื่อกำหนดสมรรถนะของ echo canceller โดยมีแบบจำลองของระบบทดสอบดังรูปที่ 3



NOTE – The requirements in 3.4.2 are based on the use of band-limited white noise (300-3400 Hz) as the test signal. Noise shaped in accordance with Recommendation G.227 may also be used. However, the applicability of the requirements in 3.4.2 requires confirmation and is under study.

The use of alternative test signals more representative of real speech and possible changes in test procedures and requirements are also under study.

รูปที่ 3

วัตถุประสงค์หลักของ echo canceller คือการควบคุมเสียงสะท้อนของสัญญาณเสียงพูด ด้วยการสังเคราะห์ผลตอบมัลติสวิตติการสะท้อน เพื่อนำไปประมาณค่าเสียงสะท้อนแล้วลบออกจากวงจรเสียงสะท้อนจริง การสังเคราะห์ต้องใช้ได้กับสัญญาณเสียงเข้า แต่เนื่องจากการนิยามสัญญาณเสียงที่ใช้ทดลองทำได้ยาก ดังนั้นการทดลองนี้จึงใช้ band-limited noise เป็นสัญญาณทดสอบแทน และควรรออกแบบกระบวนการไม่เชิงเส้นใน echo canceller ให้มีค่าน้อยที่สุด และหลีกเลี่ยงผลของการตัดยอดคลื่นในกรณี double-talk และ background noise contrast (ดัง test 9 described later in this Recommendation)

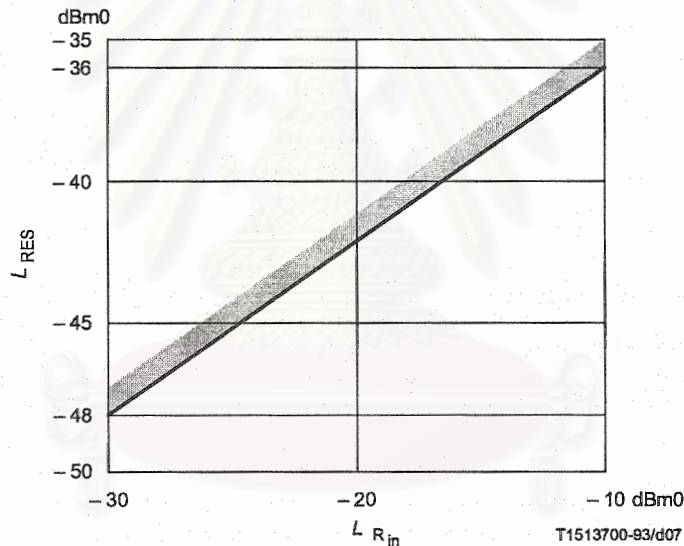
Steady state residual and returned echo level test

การทดสอบนี้เพื่อยืนยันว่าการกำจัดเสียงสะท้อนที่จุด steady state (ACANC) จะคงเหลือค่าเสียงสะท้อนน้อยเพียงพอที่จะใช้กระบวนการไม่เชิงเส้น

กำหนดค่าเริ่มต้นของ H register เป็นศูนย์ และรับสัญญาณเข้านานพอที่เสียงจะสะท้อนคงเหลือจะเข้าสู่ steady state

Requirement (provisional)

ด้วยค่าเริ่มต้นของ H register เป็นศูนย์ การบวกรวมไม่เชิงเส้นจะตัดการทำงานถ้าสัญญาณรับเข้า $L_{Rin} \geq -30$ dBm0 และ ≤ 0 dBm0 และทุกค่า echo loss ≥ 6 dB และเวลาประวิงของวิธีสะท้อน $t_d \leq \Delta$ ms⁴⁾ ระดับเสียงสะท้อนคงเหลือต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับระดับเสียงสะท้อนดังรูปที่ 4

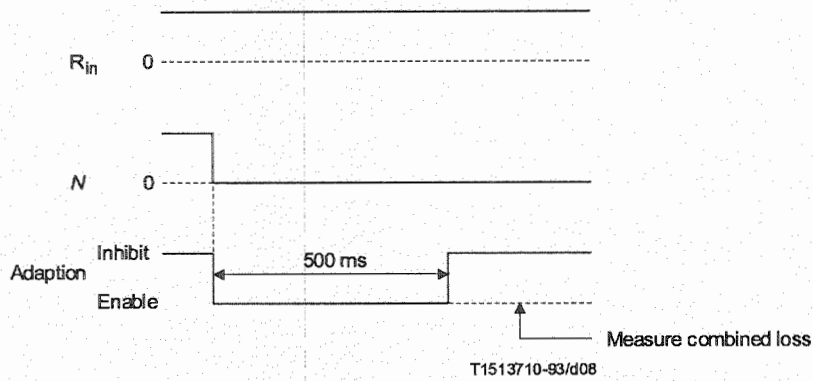


รูปที่ 4

Convergence test

การทดสอบนี้เพื่อยืนยันว่า echo canceller จะเข้าสู่ค่าตอบได้เร็วพอทุกๆระดับสัญญาณเข้าและวิธีสะท้อน และระดับเสียงสะท้อนคงเหลือจะน้อยเพียงพอ กำหนดให้ H register ที่ค่าเริ่มต้นเป็นศูนย์และปรับปรุงตามรอบกาคำนวณ double talk detector ตั้งอยู่ในสถานะทำงาน ให้สัญญาณเข้าทาง S_{in} และ R_{in} สัญญาณที่ S_{in} จะถูกกำจัดและทำการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของ cancellers ทันที ระดับการปรับปรุงวัดด้วยระดับเสียงสะท้อนคงเหลือ จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติการเข้าสู่ของ echo canceller และ double talk detector

4) Different echo cancellers may be designed to work satisfactorily for different echo path delays depending on their application in various networks. Thus Δ , whenever it appears in this Recommendation, represents the echo path delay, t_d , for which the echo canceller is designed.



กระบวนการทดสอบคือ เริ่มต้นให้ H register เป็น 0 และไม่อนุญาตให้ทำการปรับค้ว สัญญาณ N ถูกใส่เข้าไปที่ระดับ -10 dBm0 และสัญญาณใดๆ ถูกใส่เข้าที่ R_{in} จากนั้น N จะถูกตัดทิ้ง ในขณะที่เดียวกับที่ อนุญาตให้ระบบปรับค้วได้ หลังจากนั้น 500 ms จึงทำการห้ามปรับค้วอีกครั้ง

Requirement

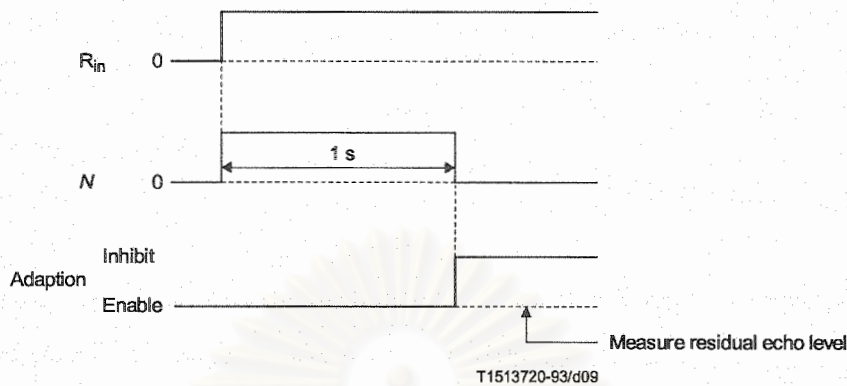
ด้วยค่าเริ่มต้นของ H register เป็นศูนย์ ทุกค่า $L_{Rin} \geq -30 \text{ dBm0}$ และ $\leq 0 \text{ dBm0}$ เมื่อเวลาผ่านไป 500 ms และทุกค่าการสูญเสียเสียงสะท้อน $\geq 6 \text{ dB}$ และเวลาประวิงของวิธีสะท้อน $t_d \leq \Delta \text{ ms}$ ผลรวมของการสูญเสีย ($A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$) ต้อง $\geq 27 \text{ dB}$.

Performance under conditions of double talk

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบสมรรถนะของ canceller ภายใต้สภาวะ double talk ว่าสามารถป้องกันหรือชะลอการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ เพื่อหลีกเลี่ยงการกำจัดสัญญาณที่มากเกินไป

1. การทดสอบนี้เพื่อยืนยันว่า double talk detection จะไม่ตัดสินใจลดค้วที่ระดับสัญญาณเสียงเข้ามีค่าต่ำ และทำให้ double talk detector หยุดการปรับปรุงสัมประสิทธิ์

กำหนดให้ H register มีค่าเริ่มต้นเป็นศูนย์ สำหรับเวลาประวิงของเสียงสะท้อนและการสูญเสียเสียงสะท้อนบางค่า ให้สัญญาณเข้าทาง R_{in} (ดังรูป 9) และสัญญาณรบกวนที่มีระดับต่ำเพียงพอที่จะไม่รบกวนการดูเข้าของ echo canceller เข้าทาง S_{in} สัญญาณนี้จะไม่ทำให้ double talk detector ทำงาน หลังจากเวลาผ่านไป 1 s ให้หยุดการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ และวัดค่าเสียงสะท้อนคงเหลือกระบวนการไม่เชิงเส้นควรจะ disabled

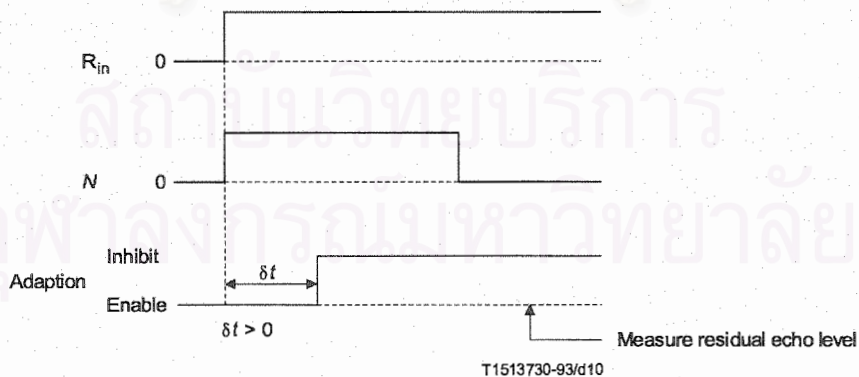


Requirement

ด้วยค่าเริ่มต้นของ H register เป็นศูนย์ สำหรับทุกค่า $L_{Rin} \geq -25$ dBm0 และ ≤ -10 dBm0, $N = L_{Rin} - 15$ dB, $AECHO \geq \Delta 6$ dB และเวลาประวิงของวิธีสะท้อน $t_d \leq \Delta$ ms การถูเข้าควรเกิดขึ้นภายใน 1.0 s และ L_{RES} ต้องน้อยกว่า $\leq N$

- การทดสอบนี้เพื่อให้มั่นใจว่า double talk detector จะทำงานได้เร็วเพียงพอที่จะป้องกันการถูออกกระหว่างที่เกิด double talking

กำหนดให้ตอนแรกระบบถูเข้าสู่คำตอบ ให้สัญญาณเข้าทาง R_{in} ทันที (ดังรูป 10) และสัญญาณ N เข้าทาง S_{in} ซึ่งมีระดับน้อยกว่า R_{in} และทำให้ double talk detector ทำงาน เมื่อเวลา arbitrary time ผ่านไป $\delta t > 0$ หยุดการทำงานของ canceller และวัดค่าเสียงสะท้อนคงเหลือ กระบวนการไม่เชิงเส้นควรจะ disabled



Requirement

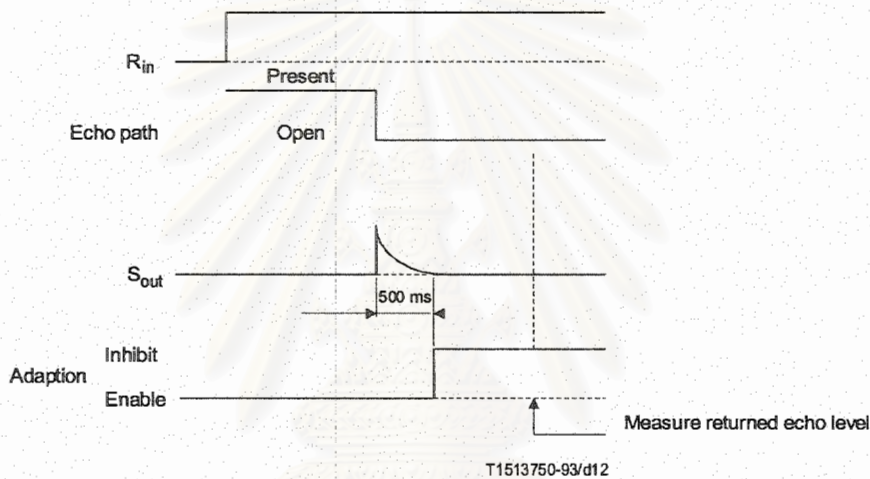
กำหนดให้ตอนแรกระบบถูเข้าสู่คำตอบ สำหรับทุกค่า $L_{Rin} \geq -30$ dBm0 และ ≤ -10 dBm0 และทุกค่า $N \geq L_{Rin}$ การสูญเสียเสียงสะท้อน ≥ 6 dB และเวลาประวิงวิธีสะท้อน $t_d \leq \Delta$ ms ระดับเสียงสะท้อน

คงเหลือเมื่อใส่สัญญาณเข้า L_{Rin} และ N ทุกคาบเวลาไม่ควรเพิ่มขึ้นเกิน 10 dB จากข้อกำหนด steady state test

Infinite return loss convergence test

การทดสอบนี้เพื่อให้มั่นใจว่า echo canceller มีค่าเฉลี่ยบางค่าที่จะป้องกันการเกิดเสียงสะท้อนที่ไม่ต้องการ โดยที่ H register จะเก็บรูปแบบวิธีการสะท้อนจากรอบการคำนวณก่อนหน้า หรือรอบการคำนวณปัจจุบัน และวิธีสะท้อนถูกเปิด (circuit echo vanishes) ในขณะที่สัญญาณเข้าสู่ R_{in} .

กำหนดให้ตอนแรกระบบถูกรับเข้าสู่คำตอบ ค่าวิธีสะท้อนของ echo canceller ถูกปรับจนในขณะที่สัญญาณกำลังเข้า R_{in} หลังจากนั้น 500 ms ค่าสัญญาณการสะท้อนที่ออกทาง S_{out} ควรเป็นตาม (รูปที่ 12). กระบวนการไม่เชิงเส้นควร be disabled



Requirement (provisional)

กำหนดให้ตอนแรกระบบถูกรับเข้าสู่คำตอบ สำหรับทุกค่าการสูญเสียเสียงสะท้อน ≥ 6 dB และทุกค่า $L_{Rin} \geq -30$ dBm0 และ ≤ -10 dBm0 ระดับเสียงสะท้อนคงเหลือที่ S_{out} หลังจากวิธีสะท้อนถูกรับจนเป็นเวลา 500 ms ควรจะ $\leq \Delta -37$ dBm0

สรุป

- Echo canceller ควรลดสัญญาณระหว่าง L_{Rin} กับ L_{RES} ให้ได้ประมาณ 20 dB (steady state condition)
- ช่วงเวลาที่ใช้ในการปรับตัวคือต้องถูกรับเข้าสู่เงื่อนไข steady state condition ภายในเวลาไม่เกิน 500 ms
- ต้องมีอัตราการส่งออกที่ช้าเมื่อมีสัญญาณ double talk และ ณ ช่วงสั้นๆ ค่าหนึ่ง L_{RES} พลังงานขาออกไม่ควรสูงกว่า steady state condition เกิน 10 dB

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 9

เรื่อง การศึกษาและพัฒนากระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน MPEG4 เพื่อส่ง
บนระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สาย ปีที่ 4 : การเข้ารหัสวิดิทัศน์อัตราบิตต่ำเพื่อการส่งไร้สายและงาน
ประยุกต์เชิงวัตถุ
(Low Bit-Rate Video Coding for Wireless Transmission and Object-based Applications)

ผู้รับผิดชอบโครงการย่อย ผศ. ดร. สุภาวดี อร่ามวิทย์

1. ปัญหาที่ทำการวิจัยและความสำคัญของปัญหา

ในระบบการสื่อสารโทรคมนาคมยุคต่อไป มีความต้องการรับและส่งสัญญาณหลากหลายรูปแบบมากขึ้น ในรูปแบบของสื่อประสม ซึ่งรวมถึง ข้อมูลตัวอักษร เสียงพูด ออดิโอ ภาพนิ่ง และ วิดิทัศน์ เพื่อรองรับการใช้งานด้านต่างๆ ที่ขยายตัวอย่าง รวดเร็ว อย่างไรก็ตาม ช่องสัญญาณที่มีกำหนดให้ระบบสื่อสารโทรคมนาคม แต่ละระบบมีขนาดจำกัด ดังนั้น ปริมาณของสัญญาณจำนวนมากที่เกิดขึ้น จะทำให้เกิดความล่าช้าหรือ การประวิงเวลา รวมทั้ง อาจเกิดการสูญหายของข้อมูล ซึ่งอาจก่อให้เกิดความเสียหายในการสื่อสารได้ ในสื่อ ประสมทั้งหมดที่กล่าวมา สัญญาณวิดิทัศน์ จัดเป็นสัญญาณที่มีปริมาณ ข้อมูลสูงที่สุด โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้าต้องการ ได้ภาพที่มีความละเอียดสูง

ดังนั้นงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลงรหัสสัญญาณวิดิทัศน์ จึงได้รับความสนใจทั้งในแวดวงการศึกษา และ วงการอุตสาหกรรม รวมถึงมีการตั้งองค์กรขึ้นเพื่อกำหนดมาตรฐานการลงรหัสสัญญาณวิดิทัศน์เพื่อ ใช้ในการเก็บลงสื่อประเภทต่างๆ และสำหรับการส่งผ่านช่องสัญญาณประเภทต่างๆ แนวทางการวิจัยจะมุ่งเน้น ในส่วนของ การนำเสนอกรรมวิธีการเข้ารหัสให้มีอัตราการบีบอัดข้อมูลที่สูง โดยยังสามารถรักษาระดับคุณภาพของสัญญาณ และการปรับปรุงประสิทธิภาพในการส่งผ่านช่องสัญญาณ ผ่าน โครงข่ายสื่อสารทั้งแบบมีสายและ ไร้สาย

ปัจจุบัน มาตรฐานการลงรหัสสัญญาณวิดิทัศน์อัตราบิตและการประวิงเวลาต่ำที่มีการใช้ในการประยุกต์ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดิทัศน์และการส่งสัญญาณวิดิทัศน์ผ่านเครือข่ายสื่อสาร ได้แก่ มาตรฐาน H.263 [10.1] MPEG-4 [10.2] และ มาตรฐาน H.264/MPEG-4 Part 10 [10.3] เป็นต้น มาตรฐาน MPEG-4 เป็นมาตรฐานการบีบอัดสัญญาณวิดิทัศน์เชิงวัตถุ ซึ่งให้ประสิทธิภาพการบีบอัดที่สูง เมื่อเทียบกับมาตรฐานก่อนหน้า มาตรฐาน MPEG-4 ได้ถูกนำมาประยุกต์เชิงพาณิชย์ ไม่ว่าจะเป็น ตัวบีบอัดสัญญาณวิดิทัศน์ในโทรศัพท์ไร้สายยุคที่ 3 ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดิทัศน์ และ ระบบ Video on demand เป็นต้น สำหรับมาตรฐาน H.264/MPEG-4 Part 10 ซึ่งเป็นมาตรฐานใหม่ ในกรณีของ มาตรฐาน H.264 ซึ่งเป็นมาตรฐานใหม่ของการร่วมมือกันระหว่าง องค์กร ISO/IEC MPEG และ ITU-T VCEG (Video Coding Experts Group) ให้้อัตราการบีบอัดสูง รวมทั้งคุณภาพของภาพที่ดีขึ้น ในอัตราบิตที่ต่ำกว่า ในปัจจุบัน ได้เริ่มมีการประยุกต์ใช้เชิงพาณิชย์ อย่างไรก็ตาม ประเทศไทยยังขาดผู้เชี่ยวชาญในองค์ความรู้พื้นฐานด้านนี้ ทำให้การสร้างและ

ประยุกต์ระบบการสื่อสารสัญญาณวิดีโอผ่านเครือข่ายสื่อสารต้องมีการพึ่งพิงการนำเข้าทรัพยากรจากต่างประเทศเป็นหลัก ทำให้ต้องเสียค่าใช้จ่ายเป็นจำนวนมาก ดังนั้นความสามารถในการใช้และพัฒนาองค์ความรู้ทางด้านการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ และการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายจึงเป็นสิ่งสำคัญในการนำประเทศก้าวไปสู่การพึ่งพาตนเองทางด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี

2. วัตถุประสงค์

- 2.1 เพื่อสร้างองค์ความรู้ทางกระบวนการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโออัตราบิตต่ำ กรรมวิธีการเข้ารหัส สัญญาณวิดีโอแยกส่วน การติดตามวัตถุโดยใช้เทคนิคทางคอมพิวเตอร์วิทัศน์ การจัดสรรบิตให้ กับวัตถุที่สนใจ รวมถึง เทคนิคการเพิ่มความทนทานของสัญญาณวิดีโอเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สาย
- 2.2 เพื่อนำองค์ความรู้ที่ได้มาใช้ในการสร้างงานประยุกต์เชิงวัตถุ เช่น ระบบการประชุมสัมมนาทางวิดีโอ

3. แนวเหตุผล และทฤษฎี

มาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ MPEG-4 [10.2] และ H.264/MPEG-4 Part 10 [10.3] ได้มีการกำหนดโครงสร้างการเข้ารหัสและถอดรหัส สัญญาณวิดีโอ ซึ่งประกอบด้วย ส่วนการแปลงรหัสทรานส์ฟอร์ม (transform coding) การควอนไทซ์ (quantization) การเข้ารหัสเอนโทรปี (entropy coding) และ การประมาณและชดเชยการเคลื่อนที่ (motion estimation and motion compensation) ในปัจจุบัน การเข้ารหัสเชิงวัตถุ และการส่งวิดีโอผ่าน เครือข่ายไร้สาย มีความสำคัญสำหรับงานประยุกต์ทางวิดีโอ เช่น ระบบประชุมสัมมนาทางวิดีโอ ระบบการประชุมเสมือน (virtual meeting) การส่งวิดีโอผ่านมือถือ (Video on Mobile) และ ระบบตรวจการณ์ทางไกล เป็นต้น ในส่วนการเข้ารหัสเชิงวัตถุ กรรมวิธีการแยกส่วนภาพ (image segmentation) เป็นส่วนประกอบสำคัญ แต่อย่างไรก็ดี ไม่ได้มีการกำหนดกรรมวิธีไว้ในมาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ ดังนั้น จึงมีการวิจัยทางนี้อย่างกว้างขวาง องค์ความรู้ที่สำคัญในการแยกส่วนภาพ คือ กรรมวิธีการประมวลผลภาพ ซึ่งประกอบด้วยทฤษฎีทางพื้นฐานทาง การตรวจจับขอบ การตรวจจับการเปลี่ยนแปลงระหว่างภาพ การหาค่าทางสถิติของลักษณะเด่นของภาพ เช่น สี พื้นผิว และรูปร่าง และ กรรมวิธีทาง Morphology เป็นต้น ทั้งนี้ ในโครงการวิจัยที่ผ่านมา ได้นำเสนอกรรมวิธีการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอแยกส่วน โดยใช้การแยกส่วนสัญญาณวิดีโอแบบทนทานโดยใช้วิธีการทางสถิติเชิงพารามตริกแบบปรับตัวได้ โดยปรับปรุงกรรมวิธีการลบฉากหลังให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น [10.4-10.7] และมีการนำเสนอกรรมวิธีการตรวจหาใบหน้าและมือมนุษย์ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับงานประยุกต์การส่งวิดีโอภาษามือ [10.8-10.9] ในโครงการวิจัยปีนี้จะเพิ่มประสิทธิภาพของกรรมวิธีการแยกส่วนภาพที่ได้พัฒนาขึ้น ซึ่งจะต้องมีความซับซ้อนต่ำ เพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ในส่วนตัวเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ เพื่อใช้ในการส่งสัญญาณวิดีโอเวลาจริง รวมถึง พัฒนาเทคนิคการตรวจหาและติดตามใบหน้า โดยใช้กล้องวิดีโอ 2 ตัว ในการส่งสัญญาณวิดีโอเวลาจริงผ่านเครือข่ายไร้สายนั้น

ปัจจัยสำคัญ คือ ความน่าเชื่อถือของระบบการส่งสัญญาณวิทยุคลื่นเวลาจริง ซึ่งส่งผลถึง คุณภาพของ สัญญาณวิทยุทัศน์ที่ปลายทาง ว่ามีความผิดพลาดเป็นที่สังเกตเห็นชัดเจนหรือไม่ ส่วนประกอบสำคัญที่เกี่ยวข้อง คือ กรรมวิธีการจัดสรรบิตของตัวเข้ารหัส และ เทคนิคในการเข้ารหัสเพื่อให้สัญญาณวิทยุทัศน์มีความทนทานต่อความผิดพลาดของ สัญญาณวิทยุทัศน์ในการส่งผ่านโครงข่ายไร้สาย ในโครงการนี้จะได้ ทำการศึกษาในส่วนนี้ เพื่อให้สัญญาณ วิทยุทัศน์มีคุณภาพที่ดี และมีความผิดพลาดน้อยที่สุด ซึ่งถือเป็น ปัจจัยที่สำคัญต่อระบบการสื่อสารสัญญาณวิทยุทัศน์

4. ขั้นตอนการวิจัย

โครงการวิจัยช่วงปีที่ 4 นี้ได้ถูกแบ่งออกเป็นการทำงาน 2 ส่วน โดย จะเป็นการสานต่องานวิจัย ทางด้าน การเข้ารหัสสัญญาณวิทยุทัศน์ที่อัตราบิตต่ำ จาก โครงการงานในปีที่ 1 - 3 มีรายละเอียดของวิธีการ ทำงานในแต่ละส่วน และระยะเวลา ดังต่อไปนี้

ส่วนที่ 1 การสานต่อการพัฒนาเทคนิคการเข้ารหัสสัญญาณวิทยุทัศน์เชิงวัตถุ ที่มีประสิทธิภาพสูง มี ความซับซ้อนน้อย และสามารถลดปริมาณข้อมูล ได้มากขึ้น ในส่วนของการแยกส่วนภาพ และการ ตรวจสอบ และ ติดตาม ใบหน้า

ส่วนที่ 2 การสานต่อส่วนการพัฒนาเทคนิคในการเข้ารหัสเพื่อให้สัญญาณวิทยุทัศน์มีความทนทานต่อ ความ ผิดพลาดของสัญญาณวิทยุทัศน์ ในการส่งผ่านโครงข่ายไร้สาย รวมถึง วิธีแก้ไขและปกปิดความ ผิดพลาด การเข้ารหัสแบบสเกล เพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณวิทยุทัศน์ เพื่อทำการส่งบน โครงข่ายสื่อสาร ไร้สาย

ทั้งนี้ มีแผนการดำเนินงานและระยะเวลาดังต่อไปนี้

การดำเนินงาน	เดือนที่ 1-3	เดือนที่ 4-6	เดือนที่ 7-9	เดือนที่ 10-12
1. ส่วนการพัฒนาเทคนิค การเข้ารหัส สัญญาณวิทยุทัศน์เชิงวัตถุ	←————→			
2. ส่วนการพัฒนาเทคนิคในการเข้ารหัส เพื่อให้สัญญาณวิทยุทัศน์มีความทนทานต่อ ความ ผิดพลาดของสัญญาณวิทยุทัศน์ ใน การส่งผ่าน โครงข่าย ไร้สาย	←————→			
3. ส่วนการทดสอบประสิทธิภาพของ ขั้นตอนวิธีที่นำเสนอ	←————→			
4. ส่วนการจัดทำรายงาน				←————→

5. ขอบเขต และเป้าหมาย

การวิจัยในโครงการจะครอบคลุมถึง

- 5.1 กระบวนการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโออัตราบิตต่ำ กรรมวิธีการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอที่แยกส่วน การติดตามวัตถุโดยใช้เทคนิคทางคอมพิวเตอร์วิทัศน์ การจัดสรรบิตให้กับวัตถุที่สนใจ รวมถึงเทคนิคการเพิ่มความทนทานของสัญญาณวิดีโอเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สาย
- 5.2 การนำขั้นตอนวิธีของการเข้ารหัสที่พัฒนาได้ มาประยุกต์ควบคู่กับ วิธีแก้ไขและปกปิดความผิดพลาด เพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณวิดีโอ เพื่อทำการส่งบน โครงข่ายสื่อสารไร้สาย ทั้งในแบบจำลองและสถานการณ์จริง
- 5.3 การทดสอบและวิเคราะห์ประสิทธิภาพขั้นตอนวิธีที่นำเสนอ

6. ส่วนของงานที่ได้ดำเนินการไปในปี 2548

- 6.1 นำเสนอกรรมวิธีการติดตามใบหน้าและการเคลื่อนที่ของบุคคลโดยใช้กล้องวิดีโอ PTZ 2 ตัว พร้อม โปรแกรมต้นแบบ (รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ก)
- 6.2 ศึกษาและจำลองการส่งสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน H.264/MPEG-4 Part 10 ส่งผ่าน ช่องสัญญาณ ไร้สายจำลอง นำเสนอการวางแผนที่กลุ่มสไลด์และมาโครบล็อก เพื่อกระจายความผิดพลาดที่เกิดขึ้น จากช่องสัญญาณ ไร้สายและได้ข้อสรุปจากการทดลอง (รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ข)
- 6.3 ศึกษาและเสนอโมเดลการควบคุมอัตราใหม่สำหรับมาตรฐาน H.264/MPEG-4 Part 10 และได้ข้อสรุปเบื้องต้นจากการทดลอง (รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ค)

7. ส่วนของงานที่จะดำเนินการต่อไป

- 7.1 พัฒนาโปรแกรมการวางแผนที่กลุ่มสไลด์และมาโครบล็อกตามสภาพของช่องสัญญาณ และใช้ร่วมกับ เพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณ ไร้สายจำลอง
- 7.2 ปรับปรุงประสิทธิภาพของวิธีการตรวจหา ติดตามและรู้จำใบหน้า โดยใช้กล้องวิดีโอแบบสาย กัมเมจ และ ชุม 2 ตัวร่วมกันที่นำเสนอ เพื่อให้สามารถประยุกต์ใช้ได้ ในสถานการณ์จริง
- 7.3 พัฒนาโมเดลการควบคุมอัตราใหม่สำหรับมาตรฐาน H.264/MPEG-4 Part 10 เพื่อการส่งผ่าน ช่องสัญญาณ ไร้สายที่มีเวลาประวิงต่ำ

8. ประโยชน์ของงานวิจัย

- 8.1 พัฒนาองค์ความรู้ด้านการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอเชิงวัตถุและการส่งผ่าน โครงข่ายไร้สาย
- 8.2 พัฒนาระบบจัดระดับปริญญาโทและเอกที่มีทักษะ ความรู้ความสามารถ และมีความรับผิดชอบในหน้าที่
- 8.3 พัฒนาศักยภาพของภาควิชาให้ไปสู่การเป็นผู้นำทางศาสตร์การสื่อสารมัลติมีเดีย

10. เอกสารอ้างอิง

- 10.1 ITU-T Draft recommendation H.263, "Video Coding for low bit-rate communication," May 1997.
- 10.2 ISO/IEC 14496, "Information Technology – Coding of audio-visual objects".
- 10.3 T. Wiegand, G. Sullivan and A. Luthra, "Draft ITU-T Recommendation and Final Draft International Standard of Joint Video Specification (ITU-T Rec. H.264 | ISO/IEC 14496-10 AVC)", Joint Video Team, Doc. JVT-G050, Pattaya (Thailand), March 2003.
- 10.4 T. Thongkamwitoon, S. Aramvith, and T. H. Chalidabhongse, "An Adaptive Real-Time Background Subtraction and Moving Shadows Detection," *Proceeding of IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME 2004)*, Taipei, Taiwan, June 2004.
- 10.5 ทวีร์พิรุฬห์ ทองคำวิฑูรย์ สุภาวดี อร่ามวิทย์ และ ธนารัตน์ ชลิดาพงศ์ "ระเบียบวิธีการลบฉากหลังเวลาจริงแบบปรับตัวได้สำหรับการแยกส่วนภาพวีดิทัศน์" การประชุมทาง วิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 27 ขอนแก่น พฤศจิกายน 2547
- 10.6 T. Thongkamwitoon, S. Aramvith, and T. H. Chalidabhongse, "Adaptive Background Subtraction Algorithm with Auto Brightness Control for Consumer-type Cameras," *Proceeding of International Workshop on Advanced Image Technology (IWAIT) 2005*, Jeju, Korea, January 2005.
- 10.7 T. Thongkamwitoon, S. Aramvith, and T. H. Chalidabhongse, "Non-Linear Learning Control Factor for Statistical Adaptive Background Subtraction Algorithm," *Proceeding of International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) 2005*, Kobe, Japan, May 2005.
- 10.8 N. Soontranon, S. Aramvith, and T. H. Chalidabhongse, "Face and Hands Localization and Tracking for Sign Language Recognition," *Proceeding of International Symposium on Communication and Information Technologies (ISCIT 2004)*, Sapporo, Japan, October 2004.
- 10.9 N. Soontranon, S. Aramvith, and T. H. Chalidabhongse, "Improved Face and Hand Tracking for Sign Language Recognition," To appear, *Proceeding of IEEE International Conference on Information Technology (ITCC 2005)*, Las Vegas, April 2005.

11. รายชื่อผู้ทรงคุณวุฒิ พร้อมสถานที่การทำงาน

- 11.1 รศ. ดร. มนต์ สัจวงศศิลป์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- 11.2 ผศ. ดร. วุฒิพงษ์ อารีกุล มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

1. จุดประสงค์ของงานวิจัย

- 1.1 พัฒนาระบบและโปรแกรมประยุกต์การติดตามใบหน้าด้วยกล้องวีดิทัศน์ PTZ 2 ตัว ให้ทำงานร่วมกัน เพื่อประยุกต์ใช้ในงานด้านการสอดส่องรักษาความปลอดภัย
- 1.2 พัฒนาระบบให้สามารถประมวลผลตรวจหา ติดตาม และรู้จำใบหน้า ให้ทำงานร่วมกันได้ ในเวลาจริง โดยการเปลี่ยนมุมมองกล้องวีดิทัศน์เพื่อติดตามใบหน้าต้องเป็นไปอย่างอิสระ
- 1.3 สามารถนำประโยชน์ที่ได้จากการใช้กล้องวีดิทัศน์ 2 ตัว ให้ทำงานร่วมกัน มาเพิ่มประสิทธิภาพในกระบวนการ รู้จำใบหน้าและระบุบุคคลระหว่างกล้อง
- 1.4 เพื่อเป็นแนวทางในการนำระบบไปประยุกต์ใช้กับลักษณะงานเป้าหมายในสถานการณ์จริงได้

2. งานวิจัยที่ได้ทำไปแล้ว

2.1 ออกแบบกระบวนการตรวจหาใบหน้าโดยใช้ลักษณะสีผิวและลักษณะการเคลื่อนที่ของบุคคลที่สนใจ มาเป็นลักษณะในการตรวจหา ซึ่งทำให้การตรวจหาใบหน้าบุคคลไม่ขึ้นกับพื้นฉากหลัง ส่งผลให้ระบบยังสามารถประมวลผลตรวจหาได้ แม้ว่ากล้องวีดิทัศน์ PTZ จะส่าย ก้มเงย และซูมติดตามบุคคล

- การตรวจหาด้วยสีผิว เลือกใช้การตรวจหาสีผิวด้วยแบบจำลองวงรี ในปริภูมิสี YCbCr โดยทำการสร้างแบบจำลองวงรีที่ใช้ในระบบจากภาพตัวอย่างใบหน้าของกลุ่มบุคคลที่สนใจจำนวน 20 คน

- การตรวจหาการเคลื่อนที่ ใช้กระบวนการเบื้องต้นของวิธีการตรวจหา คือ การหาผลต่างระหว่างเฟรม (frame differencing) ที่ต่อเนื่องกัน เพื่อตรวจหาจุดภาพที่มีการเปลี่ยนแปลงความเข้มสีอันเนื่องจากการเคลื่อนที่ของวัตถุมากกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยนที่กำหนด

- ออกแบบขั้นตอนการเติมจุดภาพระหว่างจุดภาพการเคลื่อนที่เพื่อให้ได้เป็น โครงร่างของบุคคลที่สนใจเพื่อให้เหมาะสมต่อการนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับการตรวจหาสีผิว

- ออกแบบวิธีการตัดส่วนภาพใบหน้าจากภาพรับเข้าให้มีประสิทธิภาพต่อกระบวนการจับคู่ใบหน้ามากที่สุด โดยพิจารณาจากลักษณะรูปลักษณะตามธรรมชาติของรูปทรงใบหน้า จึงเลือกใช้การตัดส่วนภาพใบหน้าในลักษณะวงรี

- ออกแบบขั้นตอนการจำแนกมุมมองของใบหน้าของภาพใบหน้าที่ตรวจหาได้ โดยจำแนกออกเป็น 3 ประเภท คือ ภาพใบหน้าตรง ภาพใบหน้าเอียงด้านซ้าย และ ภาพใบหน้าเอียงด้านขวา เพื่อประโยชน์สำหรับกระบวนการจับคู่ใบหน้า

2.2 ออกแบบกระบวนการรู้จำใบหน้า ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ลักษณะของรูปแบบงานวิจัยที่ต้องการ ขั้นตอนวิธีการรู้จำโดยทั่วไปไม่เหมาะต่อการนำมาประยุกต์ใช้กับระบบในเวลาจริง จึงเลือกใช้การจับคู่ใบหน้าระหว่างภาพใบหน้าที่รับเข้ากับภาพใบหน้าในฐานข้อมูลทั้งหมด ว่าภาพใบหน้าในฐานข้อมูลใดที่มีความใกล้เคียงกับภาพใบหน้าที่รับเข้า ก็ระบุว่าเป็นบุคคลนั้น ในการจับคู่ใบหน้าจะใช้วิธีการวัดความคล้าย

(similarity measure) ระหว่างภาพใบหน้า 2 ภาพโดยใช้ลักษณะสี เป็นลักษณะในการวัดความคล้าย ซึ่งใช้ระยะ Bhattacharyya ในการวัดความคล้ายระหว่างภาพ

2.3 ออกแบบลักษณะการทำงานร่วมกันระหว่างกล้องวิดีโอ 2 ตัว โดยแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะการทำงาน

1. การทำงานร่วมกันในการรู้จำใบหน้า โดยใช้วิธีการจับคู่ใบหน้า นำผลการจับคู่ใบหน้าที่ได้จากกล้องวิดีโอทั้งสองตัว มาสรุปผลการจับคู่โดยรวมเพื่อเป็นผลการระบุบุคคลของระบบ โดยในการสรุปผลการจับคู่ใบหน้าที่จะดูจากลักษณะมุมมองใบหน้าที่ใช้ในการจับคู่ของกล้องแต่ละตัว ซึ่งจะให้น้ำหนักกับผลการจับคู่ใบหน้าที่ได้จากกล้องวิดีโอตัวที่สามารถรับภาพมุมมองใบหน้าในมุมมองด้านตรงที่มากกว่า
2. การทำงานร่วมกันในการตรวจหาติดตามใบหน้าต่อเนื่องระหว่างกล้องวิดีโอทั้งสอง กล่าวคือ ระบบจะให้ความสนใจติดตามบุคคลที่สนใจอย่างต่อเนื่อง เพื่อประโยชน์ในการจัดเก็บข้อมูลบุคคลที่สนใจได้อย่างมีประสิทธิภาพในระบบ โดยใช้ลักษณะของสีเสื้อของบุคคลที่สนใจ และลักษณะทิศทางเคลื่อนที่ของบุคคลที่สนใจ มาเป็นลักษณะสำหรับระบุบุคคลระหว่างกล้องตัวแรกที่ตรวจพบบุคคล ส่งมายังกล้องตัวที่สองในระบบ

3. รายละเอียดของงานวิจัย

งานวิจัยนี้นำเสนอระบบกล้องหลายตัวที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับระบบสอดส่องรักษาความปลอดภัยภายในอาคาร โดยระบบจะประกอบด้วยกล้องวิดีโอ PTZ 2 ตัวซึ่งจะมีการประมวลผลร่วมกันเพื่อประโยชน์ในส่วนการตรวจหาติดตาม และส่วนของการระบุบุคคล โดยใช้วิธีการจับคู่ใบหน้า งานวิจัยนี้จะใช้ประโยชน์ของระบบกล้องหลายตัวและความสามารถของกล้องวิดีโอ PTZ กล่าวคือ ความสามารถในการส่ายและก้มเงยเปลี่ยนมุมมองการรับภาพและการซูมของกล้องวิดีโอ PTZ เพื่อให้ได้ตำแหน่งใบหน้าที่ดีที่สุด ประโยชน์ของระบบกล้องหลายตัว ที่จะมีมุมมองการรับภาพที่กว้างกว่า ทำให้เพิ่มโอกาสในการประมวลผลกับภาพที่มีความเหมาะสมมากที่สุด ประโยชน์ของการส่งต่อพารามิเตอร์ระหว่างกล้องเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการประมวลผล

งานวิจัยนี้จึงจะเสนอขั้นตอนวิธีในการทำงานร่วมกันระหว่างกล้องวิดีโอ PTZ ทั้งสอง โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

1. การประมวลผลร่วมกันสำหรับการระบุบุคคล โดยใช้วิธีการจับคู่ภาพใบหน้า การทำงานของทั้งสองกล้องจะทำงานในลักษณะขนาน(parallel) โดยจะประกอบด้วยกระบวนการตรวจหาติดตาม และการจับคู่ใบหน้า ซึ่งจะแบ่งการจับคู่ใบหน้าเป็น 3กลุ่ม ตามการเรียงตัวของมุมมองใบหน้า (หน้าตรง หน้าเอียงด้านซ้าย หน้าเอียงด้านขวา (โดยระบบจะคัดเลือกภาพใบหน้าที่อยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมกว่า ได้แก่ ใบหน้าตรงหรือค่อนข้างตรง ต่อการนำไปจับคู่ใบหน้าที่ได้จากกล้องวิดีโอ 2 ตัว ซึ่งใน

งานวิจัยนี้เลือกใช้การจับคู่ใบหน้าด้วยลักษณะสีสำหรับจำแนกบุคคล ซึ่งต้องมีข้อมูลภาพใบหน้าอยู่ภายในฐานข้อมูล

2 การทำงานร่วมกันสำหรับการตรวจหาติดตามใบหน้าอย่างต่อเนื่องระหว่างกล้องวิดีโอ 2 ตัว โดยใช้ลักษณะสี แบ่งเป็นส่วนสีเสื้อ ส่วนสีผิว และส่วนสีผม และลักษณะทิศทาง การเคลื่อนที่ สำหรับระบุบุคคลระหว่างกล้องวิดีโอ 2 ตัว ในกรณีที่บุคคลเป้าหมายเคลื่อนที่พ้นขอบเขตมุมมองของกล้องวิดีโอ 2 ตัวแรก กล้องตัวที่สอง จะทำการตรวจหาบุคคลและต้องระบุได้ว่าเป็นบุคคลเป้าหมายเดิม จึงจะทำการส่ง กัมเมซ ติดตามและค้นหาเป้าหมาย

สำหรับขั้นตอนวิธีสำหรับตรวจหาใบหน้าที่ต้องประยุกต์ใช้กับกล้องวิดีโอ PTZ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ต้องมีการพิจารณาในกรณีที่ทำงานกับกล้องวิดีโอ PTZ งานวิจัยนี้ได้เสนอกระบวนการตรวจหา โดยเลือกใช้ลักษณะสีผิวและลักษณะการเคลื่อนที่ ลักษณะสีผิวเป็นลักษณะหลักในการตรวจหา บริเวณที่มีความน่าจะเป็นส่วนสีผิว และใช้ลักษณะทางการเคลื่อนที่เป็นลักษณะเสริมที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจหา รวมทั้งลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากบริเวณที่มีสีคล้ายส่วนสีผิว นอกจากนี้ยังได้ใช้กระบวนการประมวลผลภาพเชิงสัญญาณเกี่ยวกับการทำโคเลชันและอีโรชัน กับภาพฐานสองที่ได้จากการตรวจหา เพื่อประโยชน์ในการวิเคราะห์ตำแหน่งบริเวณใบหน้าที่ต้องการ ซึ่งทำให้ระบบที่นำเสนอสามารถควบคุมการส่ง และกัมเมซของกล้องวิดีโอ PTZ ได้อย่างเป็นอิสระ และลดความซับซ้อนในการประมวลผล

รูปแบบการทำงานของระบบที่นำเสนอ

รูปแบบการทำงานของระบบที่นำเสนอจะแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ

รูปแบบที่ 1 จะนำเสนอวิธีการประมวลผลจับคู่ใบหน้าเพื่อระบุบุคคลร่วมกันของกล้องวิดีโอ 2 ตัว เวลาจริง แนวความคิดหลักของรูปแบบการทำงานนี้ คือ ในการประมวลผลสำหรับตรวจหา ติดตาม และจับคู่ใบหน้า บุคคลเคลื่อนที่ ในเวลาจริง ตำแหน่งของภาพ ใบหน้าที่กล้องรับภาพได้จะมีหลายรูปแบบ บางครั้งอาจรับภาพได้ในแบบหน้าตรง หรือบางครั้งอาจรับภาพได้แบบหน้าเอียง ซึ่งผลกระทบตรงนี้อาจส่งผลไม่มากต่อกระบวนการตรวจหาและติดตาม แต่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการจับคู่ใบหน้าอย่างมาก เพราะเมื่อพิจารณาจากงานวิจัยที่ผ่านมา [3, 4, 19] ในด้านการรู้จำใบหน้า ระบบจะรู้จำภาพใบหน้าตรงหรือค่อนข้างตรงได้ดีกว่า ด้วยข้อจำกัดดังกล่าว ในการออกแบบระบบจึงแก้ปัญหา โดยตั้งกล้องวิดีโอ 2 ตัว ในตำแหน่งที่ต่างกัน แต่ต้องมีมุมมองการรับภาพที่เหลื่อมกันอยู่ ทำให้มีความน่าจะเป็นที่กล้องตัวใดตัวหนึ่งในสองตัวจะจับภาพใบหน้าได้ในลักษณะหน้าตรงหรือค่อนข้างตรง ณ เวลาเดียวกัน ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบกว่าระบบที่มีกล้องวิดีโอตัวเดียว เพราะการที่มีกล้องวิดีโอเพียงตัวเดียว อาจมีความเป็นไปได้สูงที่จะจับภาพใบหน้าได้เฉพาะด้านข้าง

รูปแบบที่ 2 นำเสนอลักษณะการทำงานร่วมกันในกระบวนการตรวจหาบุคคลระหว่างกล้องวิดีโอ 2 ตัว รูปแบบการทำงานจะเป็นการตรวจหาและเคลื่อนที่ติดตามบุคคลเป้าหมาย

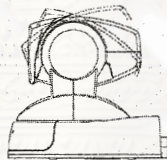
คนเดียวอย่างต่อเนื่องจากกล้องวิดีโอตัวหนึ่งไปยังกล้องวิดีโอตัวที่สอง จะทำให้ระบบสอดคล้องและรักษาความปลอดภัยสามารถติดตามการเคลื่อนที่ของบุคคลเป้าหมายที่สนใจได้อย่างต่อเนื่องและมีประสิทธิภาพ กล่าวคือ เมื่อบุคคลเป้าหมายเดินเข้ามาในระบบภายในอาณาบริเวณการรับภาพของกล้องวิดีโอตัวหนึ่ง จะทำการเก็บข้อมูลของบุคคลนั้นในรูปแบบของข้อมูลลักษณะสี จากนั้นเมื่อบุคคลเป้าหมายเคลื่อนที่พ้นจากขอบเขตของกล้องวิดีโอตัวที่หนึ่ง จะส่งข้อมูลนี้ไปยังกล้องวิดีโออีกตัว ทำให้กล้องวิดีโอตัวที่สองนี้จะเปลี่ยนสถานะจากตรวจหาอย่างเดียวเป็นตรวจหาและทำการเปรียบเทียบเพื่อระบุว่าเป็นบุคคลเป้าหมายคนเดิม แนวความคิดหลัก คือ การส่งต่อพารามิเตอร์ระหว่างกล้องวิดีโอ PTZ ทั้งสอง ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบกว่ากล้องวิดีโอที่ทำงานเพียงตัวเดียว รวมถึงระบบกล้องหลายตัวที่ไม่มีการใช้ข้อมูลร่วมกันระหว่างกล้อง

กล้องวิดีโอ PTZ

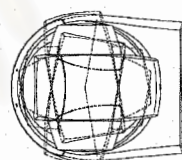
กล้องวิดีโอ PTZ ที่ใช้ในระบบของงานวิจัยนี้ คือ กล้องวิดีโอ SONY รุ่น EVID-100P ดังรูปที่ 1 มีคุณสมบัติที่สำคัญเกี่ยวกับการถ่าย การก้มเงยและการซูม ดังนี้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 1 กล้องวิดีโอในการทดลอง(ก)กล้องวิดีโอ EVID-100 (ข)ลักษณะการก้มเงย (ค)ลักษณะการถ่าย

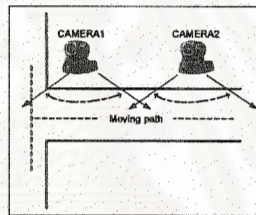
- ในการควบคุมการเคลื่อนที่ของกล้อง ต้องส่งคำสั่ง (command) ควบคุมผ่านทางสายสัญญาณ RS-232
- สามารถซูมเชิงแสง (Optical zoom) ได้สูงสุด 10เท่า
- แนวการถ่ายสูงสุด ± 100 องศา
- แนวการก้มเงยสูงสุด ± 25 องศา
- ความเร็วสูงสุดในการเคลื่อนที่แบบถ่าย 300องศา/วินาที
- ความเร็วสูงสุดในการเคลื่อนที่แบบก้มเงย 125องศา/วินาที
- รองรับการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างกล้องกับส่วนประมวลผลได้ 2รูปแบบ คือ แบบสายสัญญาณภาพรวม (composite video cable) และสายสัญญาณวิดีโอแบบเอสวีดีโอ (S-video cable)

ลักษณะโครงการจัดวางตำแหน่งกล้องวิดีโอ PTZ ทั้ง 2 ตัว

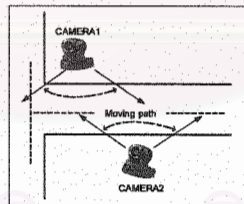
ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงโครงการจัดวางกล้องในแต่ละรูปแบบการทำงาน ดังนี้

รูปแบบที่ 1 (วิธีการประมวลผลสำหรับจับคู่ใบหน้าร่วมกัน) เพื่อให้รองรับแนวความคิดดังที่กล่าวไว้ในตอนต้น การจัดวางกล้องแบบนี้ ต้องเน้นที่มุมมองการรับภาพของทั้งสองกล้องวิดีโอที่ต้องเหลื่อมกันในมุมที่เหมาะสมและเกิดประโยชน์ต่อการรับภาพใบหน้ามาประมวลผลมากที่สุด การจัดวางกล้องวิดีโอสามารถทำได้ 2 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 2 และ 3 แต่ในงานวิจัยนี้จะเลือกรูปแบบตามรูปที่ 2 เนื่องจากเป็นรูปแบบที่กล้องทั้งสองสามารถรับภาพได้ในตำแหน่งที่เหมาะสมต่อการนำไปประมวลผลจับคู่ สมมติฐานของสถานการณ์ในการจัดวางแบบนี้ ได้แก่ บริเวณจุดแสดงผลงานหรือสินค้าที่ต้องการความปลอดภัย บริเวณจุดติดต่อประชาสัมพันธ์ เป็นต้น ส่วนการจัดวางดังรูป 3 มีข้อบกพร่องเกี่ยวกับมุมมอง เช่น ในกรณีบุคคลหันไปทางกล้องวิดีโอตัวเดียว ทำให้กล้องวิดีโออีกตัวอาจจับภาพได้เป็นส่วนศีรษะด้านหลัง และในกรณีถ้าบุคคลเดินโดยไม่ได้หันเข้ากล้องวิดีโอตัวหนึ่ง ทำให้กล้องวิดีโอทั้งสองรับภาพใบหน้าได้เฉพาะด้านข้าง จึงไม่ได้ภาพใบหน้าตรงเลย

ตำแหน่งการวางกล้องวิดีโอในรูปแบบที่ 1 คือ สูงจากพื้น 1.4 เมตร เท่ากันทั้งสองตัว และ กล้องวิดีโอทั้งสองอยู่ห่างกัน 1.5 เมตร



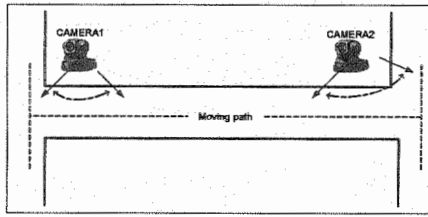
รูปที่ 2 การจัดวางกล้องเพื่อการประมวลผลจับคู่ใบหน้าร่วมกันแบบที่หนึ่ง



รูปที่ 3 การจัดวางกล้องเพื่อการประมวลผลจับคู่ใบหน้าร่วมกันแบบที่สอง

รูปแบบที่ 2 (วิธีการประมวลผลตรวจหาาร่วมกัน) การจัดวางกล้องวิดีโอจะเป็นดังรูปที่ 4 จะเน้นที่กล้องวิดีโอ PTZ ทั้งสองควรจะอยู่ห่างกัน และไม่มีเหลื่อมกันในการรับภาพ ดังนั้นการจัดวางกล้องจึงไม่ต้องมีการกำหนดในตำแหน่งมาก (แต่เนื่องจากข้อจำกัดในการทดลอง จึงจำเป็นต้องจัดวางในลักษณะดังรูป) อาจจะวางในมุมตรงข้าม หรืออาจจะอยู่ต่างบริเวณกันก็ได้

ตำแหน่งการวางกล้องวิดีโอในรูปแบบที่ 2 คือ สูงจากพื้น 1.4 เมตร เท่ากันทั้งสองตัว และ กล้องวิดีโอทั้งสองอยู่ห่างกัน 4.9 เมตร



รูปที่ 4 การจัดวางกล้องวิดีโอเพื่อการประมวลผลตรวจหาาร่วมกัน

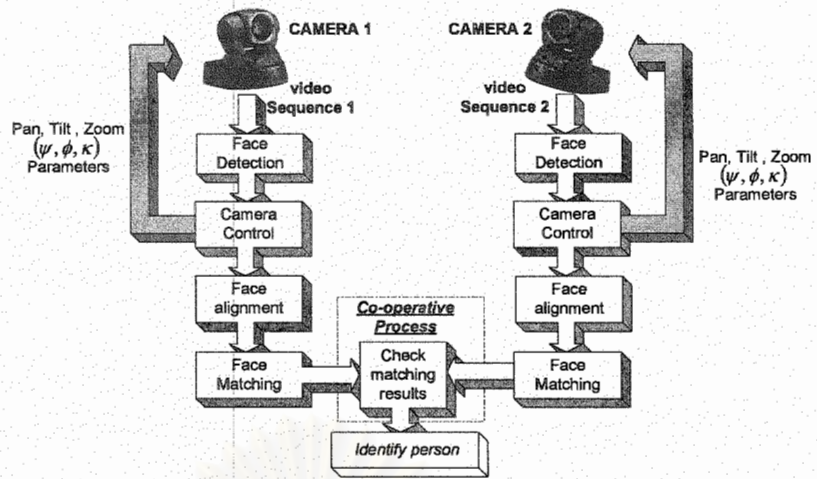
ไคอะแกรมการทำงานโดยรวม

ไคอะแกรมการทำงานของรูปแบบที่ 1 (วิธีการประมวลผลจับคู่ใบหน้าร่วมกัน)

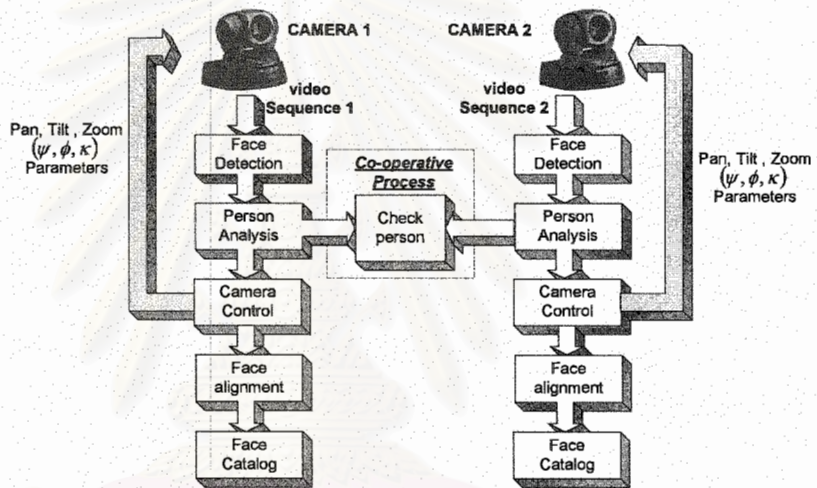
กล้องวิดีโอ PTZ ทั้งสองตัวจะทำงานประมวลผลแบบขนาน (parallel processing) ดังรูปที่ 5 กล่าวคือ กล้องวิดีโอทั้งสองจะประมวลผลในขั้นตอนวิธีที่เหมือนกันและพร้อมกันตลอดเวลา แต่จะมีส่วนการประมวลผลร่วมกันในการวิเคราะห์ผลการจับคู่ใบหน้าที่ได้จากกล้องวิดีโอแต่ละตัวเพื่อสรุปเป็นผลการจับคู่ใบหน้าโดยรวมของระบบ การประมวลผลของกล้องวิดีโอแต่ละตัวจะเริ่มจากการตรวจหาและติดตามใบหน้า ซึ่งจะได้ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของใบหน้าบุคคลที่สนใจ จากนั้นนำตำแหน่งนี้ไปคำนวณหาค่ามุมในการส่ายและก้มเงยของกล้องวิดีโอ ส่วนภาพบริเวณใบหน้าที่ตรวจหาได้ จะนำไปผ่านกระบวนการหามุมองใบหน้า (face alignment) เพื่อพิจารณาว่าใบหน้าที่รับได้ ณ ขณะนั้นเป็นใบหน้าที่ด้านตรงหรือเอียง สุดท้ายเป็นกระบวนการจับคู่ใบหน้า

ไคอะแกรมการทำงานของรูปแบบที่ 2 (วิธีการประมวลผลตรวจหาาร่วมกัน)

การประมวลผลของกล้องวิดีโอ PTZ จะคล้ายกับกับวิธีการที่กล่าวในส่วนไคอะแกรมการทำงานในรูปแบบวิธีการประมวลผลจับคู่ใบหน้าร่วมกัน ดังรูปที่ 6 แต่จะมีส่วนของการตรวจสอบบุคคลเพิ่มเข้ามาก่อนที่จะมีการส่ายและก้มเงยกล้องวิดีโอติดตามบุคคลเป้าหมาย กล่าวคือ ในกรณีที่กล้องวิดีโอทั้งสองยังตรวจหาไม่พบบุคคล ก็จะทำงานในลักษณะปกติ แต่เมื่อกำลังวิดีโอตัวหนึ่งตรวจหาพบบุคคลแล้ว กล้องวิดีโออีกตัวจะต้องเปลี่ยนสถานภาพการประมวลผล โดยต้องตรวจสอบและระบุว่าบุคคลคนเดิมเท่านั้น จึงจะสั่งให้กล้องทำการส่ายและก้มเงยติดตาม ขั้นตอนสุดท้ายของการประมวลผล ก็จะทำการเก็บภาพใบหน้าไว้เป็นฐานข้อมูลสำหรับการใช้งานต่อไป



รูปที่ 5 โค้ดแกรมโดยรวมสำหรับวิธีการประมวลผลจับคู่ใบหน้าร่วมกัน



รูปที่ 6 โค้ดแกรมโดยรวมสำหรับวิธีการประมวลผลตรวจหาร่วมกัน

ขั้นตอนวิธีในการตรวจหาและติดตามใบหน้า

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดขั้นตอนวิธีในการตรวจหาและติดตามใบหน้าด้วยกล้องวิดีโอ PTZ แนวความคิดหลักของการตรวจหาที่นำเสนอ คือ ต้องสามารถประมวลผลตรวจหาได้ในกรณีที่กล้องวิดีโอ PTZ มีการถ่ายและก้มเงยเปลี่ยนมุมมองการรับภาพ รวมทั้งแนวการถ่ายและก้มเงยของกล้องวิดีโอ PTZ ต้องเป็นไปอย่างอิสระทั้งในสองแนว เมื่อพิจารณาที่ขั้นตอนวิธีที่ผ่านมา [9, 10, 11, 12] ส่วนมากจะต้องมีการเก็บจากหลังในแต่ละตำแหน่งการถ่ายและก้มเงยของกล้อง ทำให้เกิดปัญหาและข้อจำกัด ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานร่วมกันระหว่างการตรวจหาด้วยสีผิวและการตรวจหาด้วยการเคลื่อนไหวที่

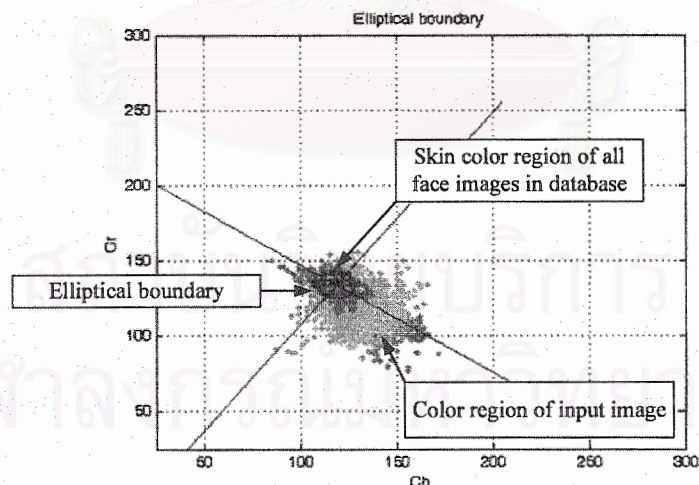
การตรวจหาด้วยสีผิวและการตรวจหาด้วยการเคลื่อนที่สามารถประมวลตรวจหาได้โดยไม่ขึ้นกับฉากหลัง ดังนั้นจึงสามารถประยุกต์ใช้กับกล้องวิดีโอ PTZ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่จำกัดตำแหน่งในการสายและกัมเมซของกล้องวิดีโอ และสามารถตรวจหาวัตถุที่มีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างได้เหมาะกับการตรวจหาใบหน้าบุคคล

กระบวนการตรวจหาจะเริ่มขึ้นด้วยการตรวจหาตำแหน่งการเคลื่อนที่ของบุคคล สิ่งที่ได้คือ เค้าโครงโดยรวมของบุคคลที่สนใจ จากนั้นใช้กระบวนการตรวจหาสีผิวเพื่อระบุตำแหน่งของใบหน้าที่อยู่ภายในเค้าโครงบุคคล เหตุผลที่นำการตรวจหาการเคลื่อนที่มาประยุกต์ ใช้ร่วมก็เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวัตถุที่มีสีคล้ายสีผิวในกระบวนการตรวจหาสีผิว รวมทั้งลดบริเวณในการตรวจหาสีผิวให้เหลือแค่บริเวณเค้าโครงบุคคลที่ตรวจหาได้

รายละเอียดในหัวข้อย่อยที่จะกล่าวถึงในหัวข้อนี้ คือ ขั้นตอนวิธีการตรวจหาสีผิวที่ประยุกต์มาจากงานวิจัย [15] กระบวนการตรวจหาการเคลื่อนที่ที่ปรับปรุงจากขั้นตอนวิธีทั่วไปให้เหมาะกับรูปแบบงานที่นำเสนอ วิธีการกำหนดและหาขอบเขตของใบหน้าเพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการจับคู่ใบหน้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ และวิธีการจำแนกประเภทของมุมมองใบหน้าของภาพที่รับได้

กระบวนการตรวจหาด้วยสีผิว

กระบวนการตรวจหาสีผิวที่เลือกใช้จะอ้างอิงขั้นตอนวิธีจาก [15, 16] ซึ่งจะได้ขอบเขตวงรีที่นำมาใช้ในระบบบดังรูปที่ 7



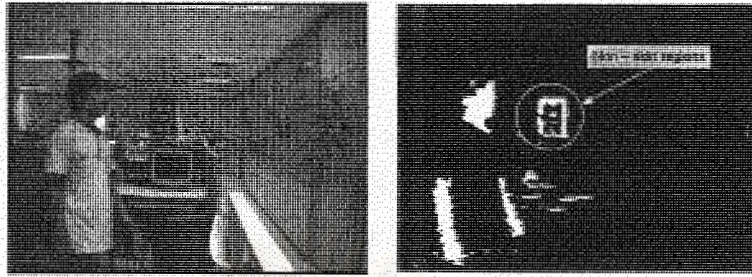
รูปที่ 7 รูปแบบจำลองวงรีที่กำหนดขึ้นจากการฝึกสอน

ปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อใช้แบบจำลองวงรี ในการตรวจหาส่วนสีผิว คือ ปัญหาเกี่ยวกับสิ่งแวดล้อมฉากหลังที่มีสีที่คล้ายกับส่วนสีผิวดังรูปที่ 8 (ส่วนมากวัตถุที่มีผลกระทบจะมีองค์ประกอบสีหลักเป็นสีแดง) ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการวิเคราะห์บริเวณ ทำให้จำเป็นต้องมีขั้นตอนการเลือกขนาด

ของแบบจำลองวงรีที่เหมาะสมต่อการตรวจหามากที่สุด

รวมทั้งในงานวิจัยนี้จะมีการประยุกต์ใช้การ

ตรวจหาด้วยลักษณะการเคลื่อนที่ร่วมด้วย ซึ่งจะสามารถลดผลกระทบของปัญหาดังได้กล่าวมาได้อย่างมาก



รูปที่ 8 ปัญหาของการตรวจหาสีผิว

กระบวนการตรวจหาการเคลื่อนที่ที่น่าสนใจ

กระบวนการเบื้องต้นของการตรวจหาการเคลื่อนที่โดยทั่วไป คือ การหาความแตกต่างระหว่างเฟรม (frame differencing) ซึ่งจะได้ผลการตรวจหาดังรูปที่ 10 จะเห็นว่าผลที่ได้จะเป็นบริเวณขอบของการเคลื่อนที่และบริเวณบางส่วนภายในขอบเขตการเคลื่อนที่ที่มีค่าความต่างของความเข้มสีอย่างชัดเจน ซึ่งผลที่ได้จะไม่ได้เป็นโครงร่างโดยรวมของบุคคล ทำให้มีความยุ่งยากในขั้นตอนการวิเคราะห์ผลการตรวจหา จึงได้เสนอวิธีการเติมจุดภาพลงไปบนเส้นภาพตามแนวนอน ซึ่งต่างจากวิธีเติมเต็มลงในบริเวณที่ถูกล้อมรอบ เนื่องจากในขั้นตอนการตรวจหาการเคลื่อนที่ที่ไม่สามารถรับประกันได้ว่า ผลการตรวจหาการเคลื่อนที่ที่เป็นขอบจะมีการเชื่อมต่อกันตลอดโครงร่างบุคคล ดังรูปที่ 10(ค) ผลการตรวจหาการเคลื่อนที่ในรูปแบบไบนารีแสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$x(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{motion pixel} \\ 0, & \text{non motion pixel} \end{cases} \quad (1)$$

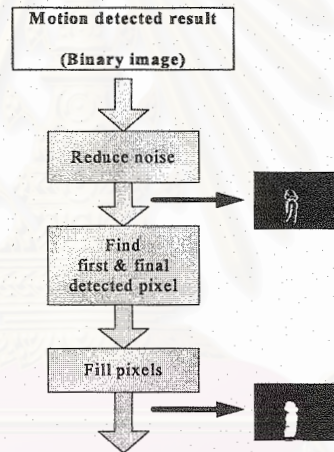
เมื่อ $x(i, j)$ คือ ผลการตรวจหาในรูปแบบไบนารี $i = 0, \dots, \text{Height} - 1$ คือ ตำแหน่งแถวในภาพ $j = 0, \dots, \text{Width} - 1$ คือ ตำแหน่งหลักในภาพ

ไดอะแกรมการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 9 และรูปที่ 10(ง) แสดงตัวอย่างผลการเติมจุดภาพรายละเอียดของการทำงานจะอธิบายได้ดังนี้

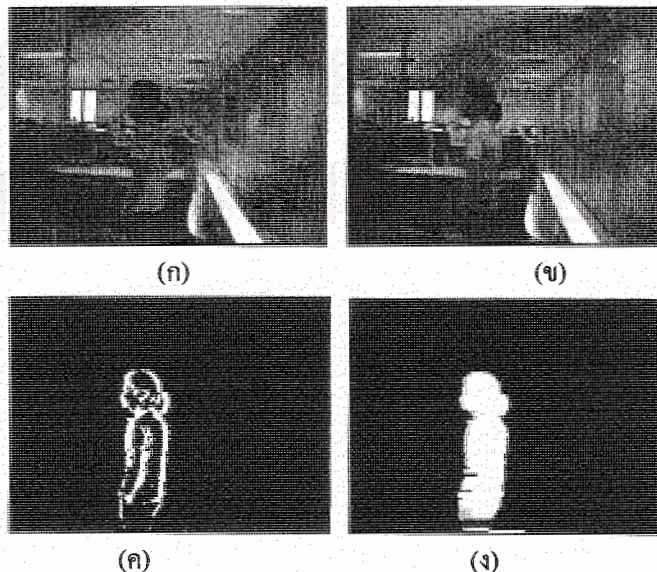
- ภาพไบนารีที่ได้จากการตรวจหาการเคลื่อนที่โดยวิธีทั่วไป จะถูกผ่านขั้นตอนการลดสัญญาณรบกวน
- หาค่าตำแหน่งจุดภาพเริ่มต้นและจุดภาพสุดท้ายในแต่ละแถวของภาพเพื่อใช้เป็นขอบเขตในการเติมจุดภาพ

- ในการหาคำแหน่งจุดภาพเริ่มต้นจะเริ่มพิจารณาตรวจหาจากจุดภาพทางซ้ายสุดของแต่ละแถว จนเมื่อพบจุดภาพตำแหน่งแรกที่ถูกกำหนดว่าเป็นจุดภาพเคลื่อนที่ (motion pixel) จะกำหนดตำแหน่งจุดภาพนี้เป็น ตำแหน่งเริ่มต้น ในการเติมจุดภาพ
- ในการหาคำแหน่งจุดภาพสุดท้าย จะเริ่มพิจารณาตรวจหาจากตำแหน่งจุดภาพทางขวาสุดของแต่ละแถว จนเมื่อพบจุดภาพตำแหน่งแรกที่ถูกกำหนดว่าเป็นจุดภาพเคลื่อนที่ (motion pixel) จะกำหนดตำแหน่งจุดภาพนี้เป็น ตำแหน่งสุดท้าย ในการเติมจุดภาพ
- ขั้นตอนการเติมจุดภาพจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าของภาพในบิตของจุดภาพที่อยู่ระหว่างตำแหน่งจุดภาพเริ่มต้นและจุดภาพสุดท้ายจากค่า 0 เป็น 1 หรือ จาก 1 เป็น 1 ดังสมการที่ (2) เมื่อพิจารณาที่แถวภาพที่ i

$$x_i(j) = 1 \quad ; \text{start point} < j < \text{stop point} \quad (2)$$

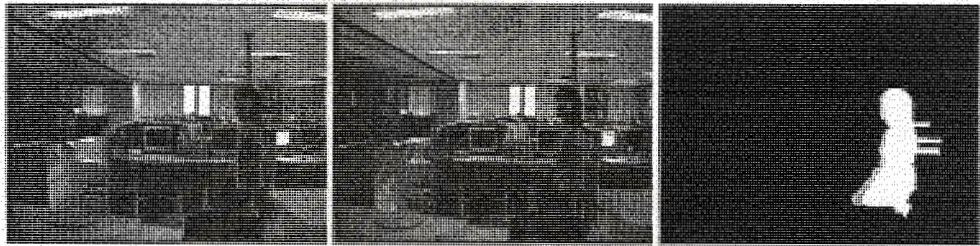


รูปที่ 9 ไคอะแกรมการทำงานในส่วนการต่อเชื่อมจุดภาพ



รูปที่ 10 ผลการตรวจหาการเคลื่อนที่ (ก) เฟรมภาพรับเข้าที่เวลา t-1 (ข) เฟรมภาพรับเข้าที่เวลา t (ค) ผลการตรวจหาเบื้องต้นในรูปแบบภาพฐานสอง (ง) ผลการตรวจหาเมื่อผ่านกระบวนการเติมจุดภาพ

ปัญหาของการเติมจุดภาพดังที่กล่าวมา คือ ในกรณีที่ภาพฐานสองของผลการตรวจหาเบื้องต้นไม่เป็นไปตามผลในอุดมคติที่ต้องการ เพราะยังเหลือมีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสิ่งแวดล้อม เช่น ผลกระทบของหน้าจอคอมพิวเตอร์ (ดังรูปที่ 11) เป็นต้น แม้จะผ่านกระบวนการลดสัญญาณรบกวนแล้วก็ตาม จึงต้องมีกระบวนการตรวจเช็คคว่าหลังจากผ่านกระบวนการเติมจุดภาพ สามารถนำภาพฐานสองนี้ไปวิเคราะห์ต่อไปได้หรือไม่



(ก)

(ข)

(ค)

รูปที่ 11 ผลการเติมจุดภาพที่มีปัญหา (ก) เฟรมภาพรับเข้าที่เวลา t-1 (ข) เฟรมภาพรับเข้าที่เวลา t (ค) ผลการตรวจหาเบื้องต้นในรูปแบบภาพฐานสอง (ง) ผลการเติมจุดภาพที่ผิดพลาด

ช่วงห่างระหว่างเฟรมที่จะนำมาตรวจหาการเคลื่อนที่ด้วยกระบวนการลบหาความแตกต่าง ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เฟรมที่ติดกันเพื่อนำมาใช้ประมวลผล (อัตราเฟรมของสัญญาณวิดีโอที่ส่งในการประมวลผล คือ 15 เฟรมต่อวินาที) เพราะจะทำให้ได้ขอบเขตของโครงร่างบุคคลที่ใกล้เคียงกับขอบเขตจริง ซึ่งถ้าเลือกช่วงห่างมากเกินไปจะได้ผลการตรวจหาที่มีลักษณะคล้ายการซ้อนเหลื่อมของบุคคล ทำให้ไม่เหมาะสมในการประยุกต์ใช้กับขั้นตอนวิธีการเติมจุดภาพที่ได้กล่าวไว้

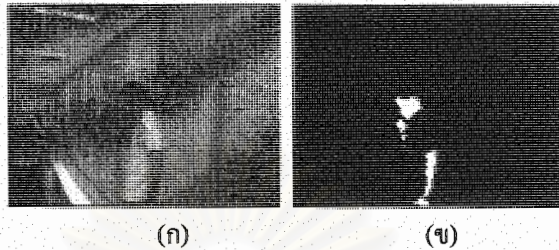
กระบวนการตรวจหาโดยใช้การเคลื่อนที่และสีผิว

กระบวนการตรวจหาโดยรวมของระบบ จะนำการตรวจหาทั้งการตรวจหาด้วยสีผิว และการตรวจหาด้วยการเคลื่อนที่มาทำงานร่วมกัน โดยผลการตรวจหาจะได้ดังสมการที่ (3)

$$x(i, j) = \begin{cases} 1 & ; (\text{motion pixel}) \text{ and } (\text{skin pixel}) \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

ลำดับการประมวลผล คือ เริ่มต้นใช้กระบวนการตรวจหาการเคลื่อนที่ เพื่อหาโครงร่างของบุคคลที่เกิดจากการเคลื่อนที่ จากนั้นตรวจหาสีผิวในบริเวณ โครงร่างดังกล่าว ซึ่งจะช่วยให้ลดจำนวนในการประมวลผลต่อจุดภาพและเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจหา โดยจะลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวัตถุที่มีสีคล้ายสีผิวมนุษย์ ดังตัวอย่างสัญญาณรบกวนรูปที่ 8 และประเด็นสำคัญคือ สามารถนำไปประยุกต์

ตรวจหากับสัญญาณวิดีโอที่รับจากกล้องวิดีโอ PTZ ได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงผลกระทบของการเปลี่ยนฉากหลัง รูปที่ 12 แสดงผลลัพธ์ในการตรวจหาเมื่อรวมทั้งสองวิธี



รูปที่ 12 ตัวอย่างผลการตรวจหาด้วยการตรวจหาการเคลื่อนที่และตรวจหาสีผิว (ก)ภาพรับเข้า(ข)ผลการตรวจหา

การจำแนกเฟรมภาพในการประมวลผล

ในการประมวลผลภาพเพื่อตรวจหาการเคลื่อนที่จากสัญญาณวิดีโอที่รับภาพจากกล้องวิดีโอ PTZ สิ่งหนึ่งที่ต้องพิจารณา คือ ลักษณะของเฟรมที่ขึ้นอยู่กับ การเคลื่อนที่ของกล้อง ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น

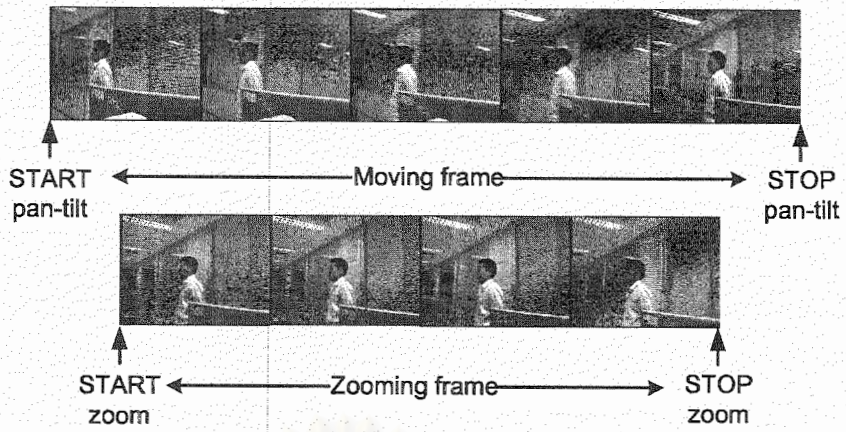
-เฟรมภาพปกติ (normal frame) เป็นเฟรมภาพทั่วไป ที่กล้องวิดีโอไม่มีการส่าย ก้มเงย และการซูม เพราะฉะนั้นสามารถประมวลผลตรวจหาใบหน้าได้ตามปกติ

-เฟรมภาพขณะกล้องวิดีโอ PTZ กำลังเปลี่ยนมุมมองการรับภาพ (เฟรมภาพเคลื่อนที่ (moving frame) (เป็นเฟรมภาพที่ไม่สามารถนำมาวิเคราะห์การตรวจหาได้ เนื่องจากผลกระทบของการส่าย ก้มเงย(แสดงตัวอย่างผลกระทบดังรูปที่ 14)และ การซูม (แสดงตัวอย่างผลกระทบดังรูปที่ 15) ดังนั้นจะไม่มี การตรวจหาใบหน้าถ้าเป็นเฟรมภาพแบบนี้ รูปที่ 13 จะแสดงให้เห็นถึงขั้นตอนการเปลี่ยนแปลงในลำดับภาพวิดีโอตั้งแต่เฟรมปกติ กล้องวิดีโอเริ่มเปลี่ยนมุมมอง จนเฟรมภาพกลับมาอยู่ในสถานะปกติ

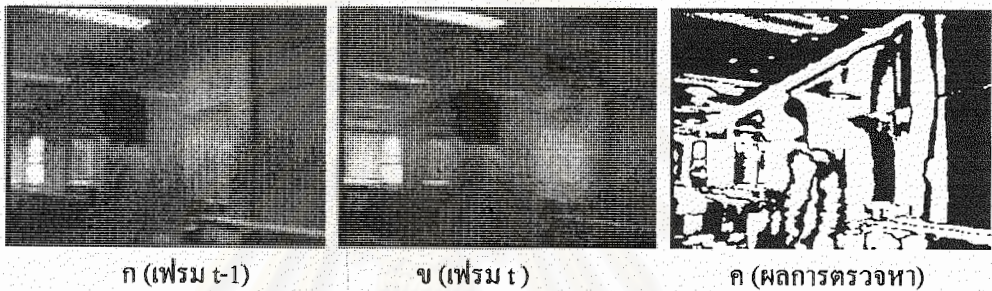
ในการจำแนกเฟรมภาพจะตรวจจากจำนวนจุดภาพเคลื่อนที่ทั้งหมด ดังสมการที่ (4)

$$if \ N_{motion} \begin{cases} \geq \tau_f & ;= \text{normal frame} \\ < \tau_f & ;= \text{moving frame} \end{cases} \quad (4)$$

เมื่อ N_{motion} คือ จำนวนจุดภาพทั้งหมดในเฟรมภาพที่ถูกพิจารณาว่าเป็นจุดภาพเคลื่อนที่ และ τ_f คือ ค่าขีดเริ่มเปลี่ยนในการแบ่งเฟรมภาพปกติกับเฟรมภาพเคลื่อนที่



รูปที่ 13 ลำดับวิดีโอที่ขึ้นจากการถ่าย ก้มเงย และซูมของกล้องวิดีโอ จากหยุดนิ่ง เคลื่อนที่ และหยุดนิ่ง



รูปที่ 14 ผลการตรวจหาการเคลื่อนที่ ณ เฟรมภาพที่กล้องกำลังเปลี่ยนมุมมองภาพในลักษณะถ่ายและก้มเงย



รูปที่ 15 ผลการตรวจหาการเคลื่อนที่ ณ เฟรมภาพที่กล้องกำลังเปลี่ยนมุมมองในลักษณะซูม

กระบวนการลดสัญญาณรบกวน

หลังจากผ่านกระบวนการตรวจหา ทั้งการตรวจหาด้วยสีผิวและการตรวจหาการเคลื่อนที่ แม้สัญญาณรบกวนที่เกิดจากฉากหลังที่มีสีคล้ายกับสีผิว จะถูกตัดทิ้งไป เหลือเพียงแค่บริเวณสีผิวแท้จริง แต่ก็ยังไม่เหมาะสมต่อการนำมาวิเคราะห์ผล เนื่องจากเหตุผล คือ ยังมีสัญญาณรบกวนในระดับจุดภาพเล็กน้อย ซึ่งมีผลต่อการวิเคราะห์บริเวณที่เชื่อมต่อกัน ดังนั้นจึงเลือกใช้ตัวดำเนินการแบบเปิด ในรูปแบบการประมวลผลเชิงสัญญาณ ซึ่งทำกระบวนการอีโรชันแล้วตามด้วยการทำไคเลชันอย่างละหนึ่งรอบ กล่าวคือ หลังจากผ่านกระบวนการ กลุ่มของจุดภาพที่ได้จากการตรวจหาจะมีการเชื่อมต่อกันมากขึ้นและสามารถตัดสัญญาณรบกวน นอกจากนั้นยังช่วยให้การวิเคราะห์บริเวณที่เชื่อมต่อกันมีประสิทธิภาพมากขึ้น ด้วย โดยโครงสร้างส่วนย่อยที่เลือกใช้สำหรับกระบวนการไคเลชันและอีโรชัน จะเป็นดังรูปที่ 16

0	1	0
1	1	1
0	1	0

รูปที่ 16 โครงสร้างส่วนย่อยในการทำอีโรชันและไคเลชัน

การจำแนกส่วนบริเวณใบหน้า

ในการจำแนกบริเวณใบหน้าจากผลการตรวจหา จะพิจารณาที่ผลการตรวจหาด้วยสีผิว ที่ผ่านการลดสัญญาณรบกวนด้วยการตรวจหาด้วยการเคลื่อนที่แล้ว ซึ่งในโครงร่างบุคคล จะประกอบด้วยบริเวณสีผิวที่สามารถตรวจหาได้ 3 ส่วนหลัก คือ ใบหน้า และมือ(รวมแขน)ทั้งสองด้าน ลักษณะที่ใช้แยกส่วนบริเวณใบหน้าที่ใช้เลือกใช้ในงานวิจัยนี้ คือ ลักษณะทางขนาด ตำแหน่ง และรูปร่าง

- ลักษณะขนาด ใช้กรอบบริเวณที่มีขนาดเล็กมากจนไม่มีความน่าจะเป็นที่จะเป็นบริเวณใบหน้า และบริเวณที่มีขนาดใหญ่จนเกินไป

- ลักษณะตำแหน่ง สมมติบุคคลมีรูปแบบการเคลื่อนที่และการแสดงท่าทางที่เป็นปกติ คือ เดินในท่าทางปกติ จึงสมมติให้ตำแหน่งความน่าจะเป็นของบริเวณใบหน้ามีตำแหน่งสูงสุดในตัวเลือกกลุ่มบริเวณทั้งหมด

- ลักษณะรูปร่าง รูปร่างโดยทั่วไปของใบหน้าบุคคล จะค่อนข้างกลม จึงเป็นลักษณะหลักที่นำมาใช้ในการจำแนก

ในกรณีพิจารณาการใส่เสื้อของบุคคลเป้าหมายในการตรวจหา

- สวมเสื้อแขนยาว ลักษณะที่จำเป็นในการแยก คือ ขนาดและตำแหน่ง

- สวมเสื้อแขนสั้น ลักษณะทางรูปร่างจะมีความจำเป็นมาก เนื่องจากเมื่อพิจารณาที่รูปร่างท่อนแขน จะมีลักษณะคล้ายทรงกระบอก ซึ่งจะต่างกับใบหน้าที่เป็นทรงกลมอย่างชัดเจน

การกำหนดขอบเขตให้กับบริเวณใบหน้า

เป้าหมายหลักของการนำไปประยุกต์ใช้ของระบบในงานวิจัยนี้ คือ การตรวจหาและติดตามใบหน้าเพื่อนำภาพใบหน้าที่ได้ไปใช้สำหรับการจับคู่ใบหน้า ในสิ่งแวดล้อมจริง ซึ่งมีปัจจัยที่สำคัญที่ควรนำมาพิจารณา 2 ประการ คือ ผลกระทบของฉากหลังในบริเวณใกล้เคียงกับใบหน้าที่จะติดอยู่ในภาพใบหน้า และตำแหน่งมุมมองของใบหน้า

โดยทั่วไปงานทางด้านความรู้จำภาพใบหน้า [3, 4, 19] จะใช้การตัดส่วนภาพ (cropping) ใบหน้าเป็นลักษณะภาพสี่เหลี่ยมจากภาพรับเข้า และนำภาพใบหน้าที่ได้นี้ไปใช้สำหรับกระบวนการรู้จำเลย และส่วนใหญ่จะกำหนดลักษณะพื้นฉากหลังเป็นพื้นฉากหลังสีเรียบ ดังนั้นผลกระทบของฉากหลังจึงไม่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการรู้จำใบหน้ามากนัก แต่ในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดลองในห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลที่ไม่ได้กำหนดลักษณะฉากหลัง รวมทั้งกล้องวีดิทัศน์มีการเปลี่ยนมุมมองการรับภาพเพื่อติดตามบุคคลทำให้ฉากหลังเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นในกรณีระบบที่น่าเสนอ ถ้าใช้การตัดส่วนภาพใบหน้าในลักษณะสี่เหลี่ยมเพื่อนำมาใช้ในการจับคู่ใบหน้า จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการจับคู่ใบหน้า เพราะฉากหลังของภาพใบหน้าที่เก็บไว้ในฐานข้อมูลจะต่างจากฉากหลังที่รับภาพได้ในขณะนั้น จึงต้องมีการตัดส่วนภาพใบหน้าในลักษณะทางเรขาคณิตรูปแบบอื่นเพื่อลดผลกระทบของฉากหลังให้น้อยที่สุด เมื่อพิจารณาที่โครงสร้างของใบหน้าบุคคลโดยทั่วไป จะเห็นว่ารูปทรงจะคล้ายรูปวงรีหรือวงกลม จึงมีความเหมาะสมที่จะประยุกต์ใช้การตัดส่วนภาพใบหน้าในลักษณะภาพวงรีหรือวงกลมมากที่สุด

ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้เลือกลักษณะการตัดส่วนภาพใบหน้าในลักษณะวงรีหรือวงกลม ขั้นตอนการตัดส่วนภาพจะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน คือ ขั้นที่ 1 การกำหนดขอบเขตอย่างคร่าวๆของบริเวณใบหน้าในลักษณะสี่เหลี่ยม และขั้นที่ 2 การตัดส่วนภาพในลักษณะวงรีหรือวงกลม พิจารณาจากภาพผลการตรวจหาในอุดมคติในรูปที่ 17 เมื่อผลกระบวนการทำป้าย (labeling) จะได้บริเวณสี่เหลี่ยมทั้งหมด 3 กลุ่ม ขั้นตอนแรกในการกำหนดขอบเขตแบบสี่เหลี่ยม จะกำหนดได้ดังนี้

ขอบบน เลือกจากตำแหน่งสูงสุดของผลการตรวจหา

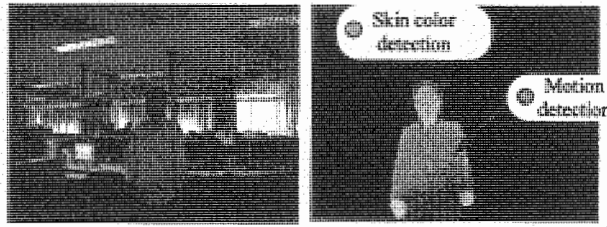
ขอบล่าง เลือกจากตำแหน่งจุดภาพต่ำสุดของบริเวณกลุ่มใบหน้าจากผลการตรวจหาสี่เหลี่ยม

ขอบซ้าย เลือกจากตำแหน่งจุดภาพที่อยู่ตำแหน่งซ้ายสุด โดยเลือกเฉพาะแถวภาพระหว่าง

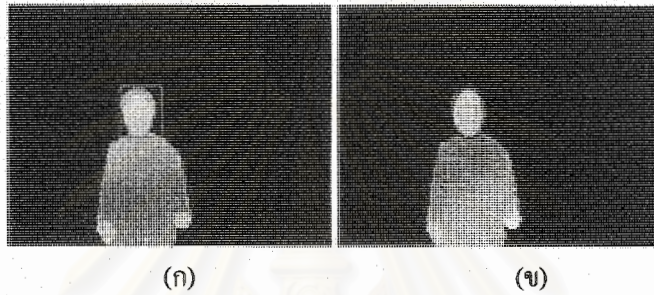
ขอบบนกับขอบล่าง เท่านั้น

ขอบขวา เลือกจากตำแหน่งจุดภาพที่อยู่ตำแหน่งขวาสุด โดยเลือกเฉพาะแถวภาพระหว่าง

ขอบบนกับขอบล่าง เท่านั้น



รูปที่ 17 ผลการตรวจหาในอุดมคติ



รูปที่ 18 ขั้นตอนการกำหนดขอบเขตใบหน้า (ก) กำหนดขอบเขตในลักษณะสี่เหลี่ยม(ข) กำหนดขอบเขตในลักษณะวงรี

จะเห็นว่าการกำหนดขอบเขตสี่เหลี่ยมเป็นการกำหนดบริเวณอย่างคร่าว ๆ ดังตัวอย่างรูปที่ 18(ก) เพื่อใช้เป็นบริเวณสำหรับการหาขอบเขตของวงรี ดังตัวอย่างรูปที่ 18(ข)และตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุด (position optimization) การหาขนาดของวงรีจะหาได้ดังนี้

ขนาดแกนเอก(แกนตั้ง)หาจากขนาดความสูงของขอบเขตสี่เหลี่ยม

ขนาดแกนโท(แกนนอน)หาจากขอบเขตที่อยู่ทางซ้ายสุดและทางขวาสุดของกลุ่มบริเวณที่ตรวจหาได้ แต่ต้องอยู่ในขอบเขตสี่เหลี่ยมที่ได้จากขั้นตอนแรก โดยจะตัดแถวที่มีความยาวมากกว่าและน้อยกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยนในการตัดสินใจที่กำหนดไว้เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดความยาวโดยเฉลี่ย

การจำแนกประเภทใบหน้าตามลักษณะมุมมอง (Face alignment)

เมื่อกำหนดขอบเขตสำหรับการตัดส่วนภาพใบหน้าแล้ว สิ่งที่ต้องวิเคราะห์ คือ เป็นภาพใบหน้าในมุมมองใด ซึ่งไม่จำกัดเฉพาะใบหน้าตรงเท่านั้น เหตุผลที่ต้องมีการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้ เนื่องจากเป็นระบบสำหรับนำภาพใบหน้าไปใช้จับคู่ใบหน้า มุมมองของใบหน้ามีส่วนสำคัญอย่างมากในประสิทธิภาพของการจับคู่

โดยงานวิจัยนี้ได้จำแนกประเภทมุมมองของใบหน้าเป็น 3 ประเภท คือ .1.ใบหน้าตรง .2. ใบหน้าด้านข้างซ้าย .3. ใบหน้าด้านข้างขวา ดังรูปที่ 19วิธีการจำแนกจะวิเคราะห์จากผลการตรวจหาสีผิวเทียบกับผลการตรวจหาการเคลื่อนไหวที่ ดังนี้

กำหนดให้กลุ่มสีผิวที่ตรวจหาได้ บริเวณสีแดงในรูปที่ 19 มีตำแหน่งจุดศูนย์กลางถ่วง (center of gravity) ที่แถว i_s และคอลัมน์ที่ j_s และให้บริเวณที่ตรวจหาได้จากการตรวจหาสีผิวและการเคลื่อนที่ บริเวณสีแดงรวมกับสีเขียว เฉพาะขอบเขตวงรีบริเวณใบหน้า มีตำแหน่งจุดศูนย์กลางถ่วงที่แถว i_h และคอลัมน์ที่ j_h จะสามารถจำแนกประเภทใบหน้าตามลักษณะมุมมอง ได้เป็น

-กลุ่มใบหน้าตรง เมื่อ $|j_s - j_h| < \tau_{front}$

-กลุ่มใบหน้าเอียงด้านซ้ายซ้าย เมื่อ $j_s - j_h < \tau_{left}$

-กลุ่มใบหน้าเอียงด้านซ้ายขวา เมื่อ $j_s - j_h < \tau_{right}$

เมื่อ τ_{front} คือ ค่าขีดเริ่มเปลี่ยนของการตัดสินใจเป็นลักษณะใบหน้าตรง τ_{left} คือ ค่าขีดเริ่มเปลี่ยนของการตัดสินใจเป็นลักษณะใบหน้าเอียงด้านซ้ายมีค่าติดลบ τ_{right} คือ ค่าขีดเริ่มเปลี่ยนของการตัดสินใจเป็นลักษณะใบหน้าเอียงด้านขวามีค่าเป็นบวก



รูปที่ 19 ลักษณะการจำแนกใบหน้าเป็น 3 ประเภท

การควบคุมการส่าย ก้มเงย และซูมของกล้องวิดีโอ PTZ เพื่อติดตามใบหน้าบุคคลเป้าหมาย

เป็นกระบวนการสำหรับคำนวณหามุมและอัตราการซูมในการเปลี่ยนมุมมองของกล้องวิดีโอ โดยเป้าหมาย คือ พยายามเปลี่ยนมุมมองการรับภาพของกล้องให้ใบหน้าบุคคลเป้าหมายมาอยู่บริเวณกึ่งกลางภาพ ขั้นตอนการคำนวณพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะเลือกใช้เฉพาะข้อมูลตำแหน่งจุดภาพในพิกัด 2 มิติเท่านั้น โดยสมมติว่ามุมในการเปลี่ยนมุมมองแต่ละขั้น (step) ไม่มาก ซึ่งประมาณได้ว่าการคำนวณหามุมด้วยพิกัดตำแหน่งใน 2 มิติ จะมีค่าความผิดพลาดไม่มากเมื่อเปรียบเทียบกับคำนวณด้วยพิกัดตำแหน่ง 3 มิติ

การคำนวณมุมในการเปลี่ยนมุมมองและอัตราการซูม

กำหนดให้ ψ คือ มุมส่าย ϕ คือ มุมก้มเงย และ κ คือ ตัวประกอบการซูม ดังนั้นสามารถหาค่าพารามิเตอร์ทั้งสามได้ ดังนี้

- มุมส่าย (Pan angle)

$$\psi = \frac{Diff_x}{\beta_x} = \frac{x_f - x_{center}}{\beta_x} \quad (3.5)$$

- มุมก้มเงย (Tilt angle)

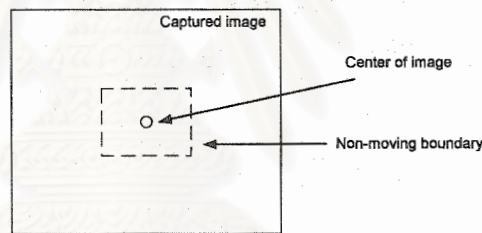
$$\phi = \frac{Diff_y}{\beta_y} = \frac{y_f - y_{center}}{\beta_y} \quad (3.6)$$

-ตัวประกอบการซูม (Zoom factor)

$$\kappa = \frac{Q_{target}}{Q_{detected}} \quad (3.7)$$

เมื่อ $Diff_x$ และ $Diff_y$ คือ ระยะห่างในแนวนอนและแนวตั้งระหว่างตำแหน่งจุดศูนย์กลางของใบหน้า (x_f, y_f) กับตำแหน่งจุดศูนย์กลางภาพ (x_{center}, y_{center}) β_x และ β_y คือ อัตราส่วนของจำนวนจุดภาพต่อการเคลื่อนที่ของกล้องไป 1 องศา Q_{target} คือ ขนาดของบริเวณใบหน้าเป้าหมาย และ $Q_{detected}$ คือ ขนาดของบริเวณใบหน้าที่ตรวจหาได้ในหน่วยจุดภาพ

ในกรณีที่ใบหน้าเป้าหมายอยู่บริเวณใกล้กับกึ่งกลางภาพอยู่แล้ว ไม่จำเป็นต้องสั่งให้กล้องวิดิทัศน์เปลี่ยนมุมมอง ดังนั้นจึงได้กำหนดช่วงขอบเขตในภาพเพื่อใช้เป็นขอบเขตในการเคลื่อนที่ดังรูปที่ 20 ถ้าตรวจหาได้ว่าใบหน้ายังอยู่ในช่วงที่กำหนดที่ไม่ต้องมีการเปลี่ยนมุมมอง (Non-moving boundary) ก็จะไม่สั่งกล้องให้เคลื่อนที่ จนกว่าใบหน้าเป้าหมายจะอยู่นอกขอบเขต ก็จะสั่งกล้องให้เคลื่อนที่



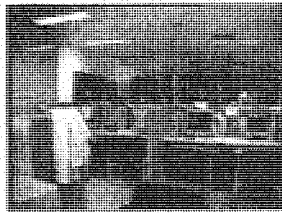
รูปที่ 20 ขอบเขตการสั่งให้กล้องเคลื่อนที่

การชดเชยผลกระทบเนื่องจากการการซูม

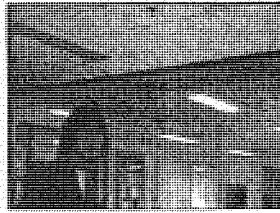
ในกระบวนการคำนวณพารามิเตอร์การส่ายและก้มเงย เมื่อมุมมองการรับภาพถูกซูมขยายแล้ว จะเกิดปัญหาขึ้น ดังตัวอย่างปัญหาในรูปที่ 21 เนื่องจากเมื่อกำลังมีการซูมตำแหน่งของจุดภาพจะถูกสเกลด้วยอัตราส่วนการซูมดังสมการที่ (8) ดังนั้นตำแหน่ง (x_f, y_f) ที่ใช้คำนวณในสมการที่ (5) และ (6) จะต้องถูกสเกลกลับมายังพิกัดปกติก่อน โดยคำนวณย้อนกลับจากสมการที่ (8)

$$X_z = \frac{f'}{f} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

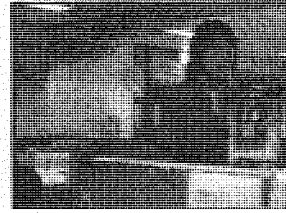
เมื่อ X_z คือ ตำแหน่งจุดภาพที่ถูกสเกลด้วยตัวประกอบ f'/f (x_n, y_n) คือ ตำแหน่งจุดภาพ ณ มุมมองปกติ f' คือ ความยาวโฟกัสหลังการซูม และ f คือ ความยาวโฟกัสก่อนการซูม



Normal view



Before camera move



After camera move

รูปที่ 21 ปัญหาของการเปลี่ยนมุมมองกล้องวิดีโอเมื่อมีการขุม

ขั้นตอนวิธีการเปรียบเทียบใบหน้าที่ปรับให้เข้ากันได้บนพื้นฐานข้อมูล

กระบวนการวัดความคล้าย

ในกระบวนการวัดความคล้ายจะประยุกต์ใช้การวัดความคล้ายด้วยระยะ Bhattacharyya มาใช้สำหรับเป็นค่าตัดสินในการเปรียบเทียบภาพใบหน้าที่รับภาพและตัดส่วนภาพได้กับภาพใบหน้าที่ถูกเก็บไว้ในฐานข้อมูล เนื่องจากในระบบที่นำเสนอ กล้องวิดีโอ PTZ จะเปลี่ยนมุมมองการรับภาพตลอดเวลา ทำให้ภาพใบหน้าที่รับได้มีหลายมุมมอง รวมทั้งมีการสเกลที่เกิดจากการขุมทำให้ขนาดภาพใบหน้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ซึ่งเป็นข้อดีของการเปรียบเทียบโดยใช้ระยะ Bhattacharyya เพราะสามารถเปรียบเทียบระหว่างชุดข้อมูลที่มีขนาดไม่เท่ากัน รวมทั้งมีงานวิจัยต่าง ๆ [17, 18, 24] ที่นำระยะนี้ไปประยุกต์ใช้ ในลักษณะการประยุกต์ที่ใกล้เคียงกับระบบที่นำเสนอ

โดยในการเปรียบเทียบภาพใบหน้า จะใช้ข้อมูลค่าความเข้มสีของภาพใบหน้าเฉพาะตำแหน่งจุดภาพที่อยู่ในบริเวณขอบเขตวงรี หรือวงกลม เท่านั้น เนื่องจากต้องการลดผลกระทบของฉากหลัง ที่จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการจับคู่ใบหน้าถูกต้อง

การเปรียบเทียบฮิสโทแกรมด้วยระยะ Bhattacharyya [17, 23]

ระยะ Bhattacharyya เป็นรูปแบบการเปรียบเทียบลักษณะหนึ่งในกระบวนการวัดความคล้าย ระหว่างชุดการกระจายตัวของข้อมูล 2 ชุด ซึ่งได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในกระบวนการทางการประมวลผลภาพสำหรับการเปรียบเทียบฮิสโทแกรมของสองกลุ่มข้อมูลที่ไม่จำเป็นต้องเป็นค่าฮิสโทแกรมของทั้งภาพ อาจเป็นแค่บริเวณใดบริเวณหนึ่งที่สนใจเท่านั้น โดยไม่จำเป็นว่า ทั้งสองบริเวณจะต้องมีขนาดเท่ากัน (ในหน่วยจุดภาพ) จึงเป็นข้อดีที่สามารถรองรับ การเปรียบเทียบวัตถุที่มีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างได้ ทั้งในลักษณะการเคลื่อนที่เปลี่ยนมุมมองและการเปลี่ยนแปลงขนาด

สมมติให้ \hat{p} เป็นฮิสโทแกรมสีของแบบจำลองเป้าหมายและ \hat{q} เป็นฮิสโทแกรมสีของแบบจำลองรับเข้าที่ต้องการนำมาเปรียบเทียบ โดย $\hat{p} = \{\hat{p}_u\}_{u=1, \dots, m}$ (เมื่อ $\sum_{u=1}^m \hat{p}_u = 1$ (และ $\hat{q} = \{\hat{q}_u\}_{u=1, \dots, m}$ (เมื่อ $\sum_{u=1}^m \hat{q}_u = 1$ (เมื่อ m เป็นจำนวนถึงสีของฮิสโทแกรม) bin histogram) เปรียบเทียบ

เช่น ถ้าในกรณีเลือกใช้ขนาดขององค์ประกอบสี่แต่ละองค์ประกอบมีขนาด 8 บิต ฉะนั้นจะได้ขนาดถึงสี่เท่ากับ 256 ถึง ฉะนั้นสามารถคำนวณหาสัมประสิทธิ์ Bhattacharyya ได้ดังสมการที่ 9)

$$\hat{\rho} = \sum_{u=1}^m \sqrt{\hat{p}_u \times \hat{q}_u} \quad (9)$$

อธิบายความหมายทางเรขาคณิตตามสมการที่ (9) จะแสดงถึงค่าโคไซน์ (cosine) ของมุมระหว่างค่าถึงสี่ทั้ง m มิติในรูปเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $(\sqrt{\hat{p}_1}, \dots, \sqrt{\hat{p}_m})^T$ และ $(\sqrt{\hat{q}_1}, \dots, \sqrt{\hat{q}_m})^T$

จากสมการที่ (9) จะสามารถหาค่าระยะ Bhattacharyya ที่เป็นระยะระหว่างสองกลุ่มของการกระจายตัวของข้อมูล (d_{Bh}) ดังสมการที่ (10)

$$d_{Bh} = \sqrt{1 - \rho[\hat{p}, \hat{q}]} \quad (10)$$

การทำงานร่วมกันระหว่างกล้อง

เป็นส่วนการประมวลผลที่เพิ่มขึ้นจากระบบกล้องวิดิทัศน์ตัวเดียว ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบของระบบกล้องหลายตัว โดยในงานวิจัยนี้ได้เสนอรูปแบบการทำงานร่วมกันระหว่างกล้องวิดิทัศน์ PTZ 2 ตัว ใน 2 รูปแบบ ดังนี้

การประมวลผลร่วมกันสำหรับระบุบุคคลโดยการจับคู่ใบหน้า

เป็นการทำงานร่วมกันในลักษณะประมวลผลร่วมกัน เพื่อสรุปผลการจับคู่ใบหน้า โดยใช้ผลการจับคู่ที่ได้จากภาพใบหน้าจากทั้งสองกล้องที่ต้องรับภาพใบหน้าในคนละมุมมอง ซึ่งสมมติฐานเบื้องต้นของมุมมองการรับภาพทั้งสองกล้อง คือ ควรจะมีกล้องวิดิทัศน์ตัวใดตัวหนึ่งที่สามารถจับภาพใบหน้าได้ในตำแหน่งหน้าตรงหรือ ก่อนข้างตรง และเมื่อพิจารณาที่งานวิจัยที่ผ่านมาทางด้านความรู้จำ [19] ตำแหน่งใบหน้าที่มีประสิทธิภาพในการจับคู่ใบหน้านั้นมากกว่า จะเป็นมุมมองใบหน้าแนวตรง มากกว่าในมุมมองอื่น ฉะนั้นจึงจะให้น้ำหนักในการสรุปผลจากกล้องวิดิทัศน์ PTZ ตัวที่สามารถรับภาพใบหน้าด้านตรงมากกว่ากล้องวิดิทัศน์อีกตัวหนึ่ง

กำหนดให้คะแนนการจับคู่ใบหน้าที่ระหว่างภาพใบหน้าที่รับเข้ากับภาพใบหน้าในฐานะข้อมูลทั้งหมด N ภาพใบหน้าจากบุคคลต้นแบบ M คน ของกล้องแต่ละตัวมีค่าเป็น γ_i เมื่อ $i=1, \dots, N$ เป็นค่าอันดับความคล้ายของภาพใบหน้าเรียงลำดับจากค่าที่มีความคล้ายมากที่สุดไล่ลง โดยค่า γ_i หาได้จากสมการที่ (9) ในการพิจารณาผลของการจับคู่ใบหน้านั้นจะไม่พิจารณาเฉพาะค่าคะแนนการจับคู่ที่สูงสุดเท่านั้น แต่จะพิจารณาจากอันดับความคล้าย P ลำดับสูงสุด ซึ่งใน P ลำดับนี้จะสามารถคำนวณค่าคะแนนการจับคู่ใบหน้าของแต่ละบุคคลต้นแบบ ได้ดังสมการที่ (11)

$$\mu^i = \frac{1}{n^i} \sum_{j=1}^P \gamma_j^i ; i=1, \dots, M \quad (11)$$

เมื่อ μ^i คือ ค่าเฉลี่ยของคะแนนการจับคู่ใบหน้าทีละรูปเป็นบุคคลต้นแบบ i ในฐานข้อมูล n^i คือ จำนวนความถี่ใน P ครั้งที่ระบบระบุว่าบุคคลต้นแบบ i ฉะนั้นจะได้คะแนนการจับคู่ใบหน้าในการระบุบุคคลแต่ละบุคคลในฐานข้อมูลต้นแบบ ID^i ดังสมการที่ 12

$$ID^i = \frac{n^i}{P} \mu^i \quad (12)$$

การที่ไม่ใช้ค่า μ^i ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยของคะแนนโดยตรง ก็เนื่องจากการพิจารณาความได้เปรียบในเรื่องความถี่ในการระบุบุคคล เช่น ในกรณีมีบุคคลต้นแบบในฐานข้อมูล 5 คน คือ บุคคล ก บุคคล ข บุคคล ค บุคคล ง บุคคล จ พิจารณาใน 20 อันดับสูงสุด ระบุเป็นบุคคล ก 10 ครั้ง บุคคล ข 3 ครั้ง บุคคล ค 1 ครั้ง บุคคล ง 4 ครั้ง และบุคคล จ 2 ครั้ง ดังนั้นจะต้องให้ค่าความได้เปรียบกับบุคคล ก มากที่สุด

โดยทั้งสองกล้องวิดิทัศน์จะประมวลผลในรูปแบบเดียวกันดังที่กล่าวมา ดังนั้นสามารถสรุปผลของการจับคู่ใบหน้าเพื่อระบุบุคคลโดยรวมจากทั้งสองกล้องได้ดังสมการที่ 13

$$ID_{final}^i = \eta \cdot (ID_1^i) + (1 - \eta) \cdot (ID_2^i) \quad (13)$$

เมื่อ ID_{final}^i คือ คะแนนการจับคู่ใบหน้าทีละรูปเป็นบุคคลต้นแบบที่ i โดยสรุปผลมาจากกล้องทั้งสองตัว ID_1^i และ ID_2^i คือ คะแนนการจับคู่ใบหน้าทีละรูปเป็นบุคคลต้นแบบที่ i จากกล้องตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ตามลำดับ ส่วนค่า η เป็นค่าถ่วงน้ำหนักระหว่างกล้องทั้งสองตัว โดย

$\eta = 0.75$ เมื่อกล้องตัวใดตัวหนึ่งสามารถรับภาพใบหน้าได้ในมุมมองหน้าตรง และอีกกล้องหนึ่งเป็นภาพใบหน้ามุมมองด้านข้างให้น้ำหนักกับภาพใบหน้าตรงมากกว่า

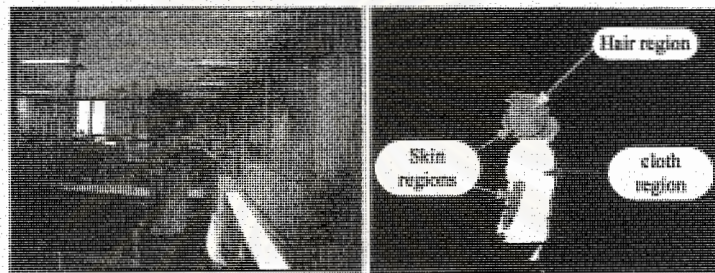
$\eta = 0.50$ เมื่อกล้องทั้งสองตัวรับภาพใบหน้าได้ในมุมมองเดียวกัน อาจจะเป็นหน้าตรงหรือหน้ามุมมองด้านข้างทั้งสองให้น้ำหนักเท่ากัน

การทำงานร่วมกันสำหรับตรวจหาติดตามใบหน้าอย่างต่อเนื่อง

เป็นการทำงานร่วมกัน ในลักษณะการตรวจสอบผลการตรวจหาระหว่างกล้องวิดิทัศน์เพื่อระบุความเป็นบุคคลเดียวกัน ซึ่งมีเป้าหมาย คือ การตรวจหาและติดตามอย่างต่อเนื่องระหว่างกล้องวิดิทัศน์ PTZ 2 ตัว เช่น ในสถานการณ์เมื่อกล้องวิดิทัศน์ตัวแรกสามารถตรวจหาพบบุคคล ก็จะเก็บข้อมูลลักษณะ (feature data) ของบุคคลนี้ไว้ ซึ่งข้อมูลชุดนี้จะถูกส่งไปให้กับกล้องวิดิทัศน์ตัวที่สอง กล้องวิดิทัศน์ตัวที่สองนี้จะนำข้อมูลนี้เพื่อใช้เปรียบเทียบบุคคลที่เข้ามาในมุมมองกล้องว่าเป็นบุคคลเดียวกันหรือไม่ ถ้าใช่ก็จะทำการตรวจหาและทำการส่าย ก้มเงย และซูม กล้องวิดิทัศน์เพื่อติดตามบุคคลต่อเนื่อง เพื่อสามารถจับเก็บภาพบุคคลที่สนใจได้อย่างต่อเนื่องจากกล้องวิดิทัศน์ตัวหนึ่งไปยังอีกตัวหนึ่ง โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้ลักษณะสีและลักษณะทิศทางเคลื่อนที่ของบุคคลเป็นลักษณะในการใช้เปรียบเทียบบุคคล สำหรับลักษณะสีจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลักจากผลการตรวจหาได้ดังนี้

การแบ่งบริเวณบุคคลในส่วนบริเวณที่ตรวจหา

ข้อมูลลักษณะสีที่เลือกใช้ คือ ฮิสโทแกรมของสีในปริภูมิ RGB แล้วใช้การเปรียบเทียบด้วยระยะ Bhattacharyya ดังรายละเอียดที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยจากผลการตรวจหาที่ได้เป็นโครงร่างบุคคลนั้น ถ้าเลือกใช้เฉพาะข้อมูลสีบริเวณใบหน้า จะทำให้ ดังนั้นจะเห็นว่าถ้านำข้อมูลสีบริเวณเสื้อผ้าของบุคคลมาใช้ในการเปรียบเทียบด้วย ก็น่าจะเพิ่มค่าความมั่นใจในการเปรียบเทียบ และสมมติฐานเบื้องต้นของบุคคลในงานวิจัยนี้ คือ มีความแตกต่างของสีเสื้อผ้าระหว่างบุคคล



รูปที่ 22 การแบ่งบริเวณ โครงร่างบุคคลที่ได้จากการตรวจหา

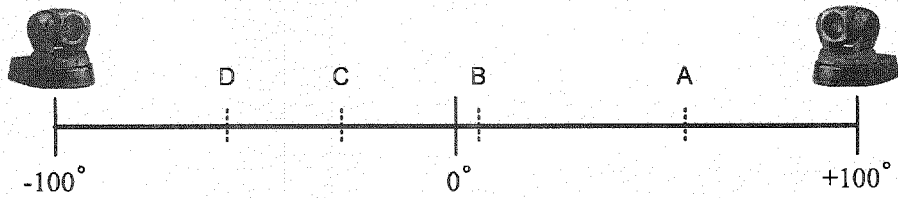
โดยได้แยกบริเวณของโครงร่างบุคคลที่ตรวจหาได้ออกเป็น 3 บริเวณ คือ บริเวณสีเสื้อผ้า บริเวณสีผิว และบริเวณสีผม ดังรูปที่ 22 จะได้ฮิสโทแกรมของทั้งสามส่วนเป็น H_{cloths} H_{skin} และ H_{hair} ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบด้วยระยะ Bhattacharyya จะได้คะแนนของการเปรียบเทียบซึ่งจะมีการกำหนดค่าขีดเริ่มเปลี่ยนเพื่อใช้ตัดสินบุคคลว่าเป็นบุคคลคนเดิมหรือไม่ ดังสมการที่ 14

$$Bh_{score} < \tau_c \quad (14)$$

โดยที่ Bh_{score} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ Bhattacharyya ที่ได้จากการเปรียบเทียบฮิสโทแกรมของแต่ละส่วนบริเวณระหว่างฮิสโทแกรมสีที่ถูกส่งมาจากกล้องวิดีโอตัวที่ 1 กับฮิสโทแกรมสี ณ ขณะนั้นที่รับได้จากกล้องวิดีโอตัวที่ 2 และ τ_c คือ ค่าขีดเริ่มเปลี่ยนในการตัดสินใจสำหรับระบุบุคคล

การพิจารณาทิศทางการเคลื่อนที่ของบุคคลที่สนใจ

อีกลักษณะหนึ่งที่จะถูกนำมาพิจารณาระบุบุคคลในงานวิจัยนี้ คือ ลักษณะทิศทางการเคลื่อนที่ของบุคคลเป้าหมายที่สนใจ เมื่อสมมติฐานการเคลื่อนที่ของบุคคล น่าจะมีเป้าหมายที่แน่นอน เช่น บุคคล ก ต้องการเดินไปยังห้องเรียนตามทางเดินระเบียง แล้วกล้องวิดีโอที่รับภาพทั้งสองก็วางอยู่ในตำแหน่งต้นและปลายของทางเดิน ดังนั้นสมมติว่ากล้องวิดีโอตัวที่ 1 ระบุได้ว่า บุคคลมีทิศทางการเคลื่อนที่ไปทางซ้าย ระบบก็จะส่งข้อมูลทิศทางนี้ไปยังกล้องวิดีโอตัวที่ 2 เพื่อใช้ในการพิจารณาระบุบุคคลเป้าหมาย โดยแบ่งรูปแบบการพิจารณาการเคลื่อนที่ได้ออกเป็น 2 ลักษณะ คือ



รูปที่ 23 การพิจารณาทิศทางการเคลื่อนที่ของบุคคลจากตำแหน่งการเปลี่ยนมุมมองของกล้อง

1. สำหรับกล้องวิดิทัศน์ตัวแรกที่ตรวจพบบุคคลเป้าหมายก่อน บุคคลแรกที่เดินเข้ามาในระบบตรวจหา ไม่ว่าจะเดินเข้ามายังมุมมองกล้องวิดิทัศน์ตัวที่ 1 หรือ ตัวที่ 2 จะถูกกำหนดให้เป็นบุคคลเป้าหมาย และกล้องจะทำการสายและก้มเงยติดตามบุคคลนี้ไปจนสุดขอบเขตที่กล้องวิดิทัศน์จะสามารถเปลี่ยนมุมมองได้ การพิจารณาทิศทางการเคลื่อนที่จะพิจารณาจากแนวทางตำแหน่งการเปลี่ยนมุมมองการรับภาพของกล้องวิดิทัศน์ โดยคำนวณจากการเปลี่ยนตำแหน่งจากตำแหน่งเริ่มต้นของการตรวจหาไปจนถึงตำแหน่งสุดท้าย จากรูปที่ 23 กล้องวิดิทัศน์สามารถเปลี่ยนมุมมองในแนวแกนสายได้ระหว่างมุม -100 องศา ถึง $+100$ องศา สมมติถ้าตำแหน่งเริ่มต้นของการเปลี่ยนมุมมองกล้องวิดิทัศน์อยู่ที่ตำแหน่ง A และตำแหน่งการเปลี่ยนมุมมองสุดท้ายของกล้องวิดิทัศน์อยู่ที่ D จะพิจารณาว่ามีทิศทางการเคลื่อนที่ไปทางซ้าย (left direction) ของกล้องวิดิทัศน์ ถ้าตำแหน่งเริ่มต้นของการเปลี่ยนมุมมองกล้องวิดิทัศน์อยู่ที่ตำแหน่ง C และตำแหน่งการเปลี่ยน มุมมองสุดท้ายของกล้องวิดิทัศน์อยู่ที่ B จะพิจารณาว่ามีทิศทางการเคลื่อนที่ไปทางขวา (right direction) ของกล้องวิดิทัศน์

2. สำหรับกล้องวิดิทัศน์ตัวที่สองที่ต้องทำการตรวจสอบระบุบุคคล ในกรณีนี้กล้องวิดิทัศน์จะยังไม่เคลื่อนที่จนกว่าจะระบุได้ว่าเป็นบุคคลเป้าหมายที่เคลื่อนที่ผ่านกล้องวิดิทัศน์ตัวแรกมา ดังนั้นจึงใช้วิธีการคำนวณการติดตามเบื้องต้นได้ คือ พิจารณาจากตำแหน่งวัตถุก่อนหน้ากับตำแหน่งวัตถุปัจจุบันดังนี้

$$\text{if } \begin{cases} X_t^j - X_{t-1}^j > 0 & ; \text{ right direction} \\ X_t^j - X_{t-1}^j < 0 & ; \text{ left direction} \\ X_t^j - X_{t-1}^j = 0 & ; \text{ no move} \end{cases} \quad (15)$$

โดยที่ X_t^{column} คือตำแหน่งใบหน้าของบุคคลเป้าหมาย ณ ปัจจุบัน X_{t-1}^{column} คือตำแหน่งใบหน้าของบุคคลเป้าหมายที่ตรวจหาได้ก่อนหน้า (จะพิจารณาเฉพาะตำแหน่งสดมภ์(column) ของภาพเท่านั้น โดยสดมภ์ที่ 0 จะอยู่ทางซ้ายสุดของภาพ

4. ผลสัมฤทธิ์ของโครงการวิจัย

-พัฒนาและออกแบบระบบการตรวจหาติดตามใบหน้าบุคคลที่สนใจ โดยใช้กล้องวีดิทัศน์ PTZ 2 ตัว ทำงานร่วมกัน ซึ่งระบบสามารถประมวลผลได้ในเวลาจริง ที่อัตราเฟรม 15เฟรมต่อวินาที โดยสามารถตรวจหาและควบคุมให้กล้องวีดิทัศน์ PTZ เปลี่ยนมุมมองเพื่อติดตามบุคคลที่มุ่งเน้นไปที่ใบหน้าบุคคล

-ระบบสามารถระบุบุคคลได้ ในแนวทางขั้นตอนวิธีเบื้องต้นของการสร้างระบบที่สามารถตรวจหา ติดตามและรู้จำบุคคลได้พร้อมกันในเวลาจริง

5. งานที่จะทำต่อไป

-ศึกษาแนวทางใหม่และพัฒนาขั้นตอนวิธีการการระบุบุคคลให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น และยังสามารถประยุกต์ใช้กับระบบที่ทำงานในเวลาจริง

-พัฒนาขั้นตอนวิธีการตรวจหาใบหน้าให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น จากปัญหาที่เกิดขึ้น ในกรณีที่บุคคลมีการเคลื่อนที่เร็วเกินไป จนส่งผลกระทบต่อผลการตรวจหาการเคลื่อนที่ที่ตรวจหาได้ และพัฒนาให้มีความยืดหยุ่นต่อสิ่งแวดล้อมมากยิ่งขึ้น ในกรณีที่เปลี่ยนสถานที่การประมวลผล

-พัฒนาในส่วนการเขียนโปรแกรม เพื่อลดเวลาในการประมวลผลเมื่อต้องมีการประมวลผลกับสัญญาณวีดิทัศน์จากทั้งสองตัวพร้อมกัน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

1 จุดประสงค์ของงานวิจัย

- 1.1 พัฒนาวิธีแก้ไขและปกปิดความผิดพลาดเพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณวีดิทัศน์ ที่ลดทอนลงจากความผิดพลาดในช่องสัญญาณ เมื่อทำการส่งบน โครงข่ายสื่อสาร ไร้สาย ทั้งในแบบจำลองและสถานการณ์จริง
- 1.2 สร้างระบบการประสมสัมมนาทางวีดิทัศน์ ในรูปแบบของซอฟต์แวร์เพื่อใช้ในการรับ-ส่งสัญญาณวีดิทัศน์บนช่องสัญญาณ ไร้สาย

2 งานวิจัยที่ได้ทำไปแล้ว

- 2.1 ระบบซอฟต์แวร์จำลองการรับ-ส่ง H.264/MPEG-4 part 10 ร่วมกับตัวเข้ารหัส-ถอดรหัสวีดิทัศน์ มาตรฐาน H.264 AVC/MPEG-4 Part 10 ผ่านช่องสื่อสาร ไร้สายจำลองที่มีความผิดพลาด เพื่อจำลองการเสียหายของข้อมูลในแมโครบล็อก (Macroblock) และศึกษาผลกระทบของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับคุณภาพของวีดิทัศน์ มีรายละเอียดดังนี้
 - 2.1.1 ใช้การปกปิดความผิดพลาด/การสูญหายของข้อมูลแมโครบล็อก ด้วยข้อมูลจากเฟรมก่อนหน้า
 - 2.1.2 ใช้การทำงานในส่วนการควบคุมอัตรา (Rate-control) ของตัวเข้ารหัส
 - 2.1.3 จำลองผลที่เกิดขึ้นจากการแพร่ (propagate) ของความผิดพลาดภายใน slice
 - 2.1.4 ปรับปรุงการใช้งาน FMO บนช่องสัญญาณ ไร้สายจำลองเพื่อลดผลจากความผิดพลาดในช่องสัญญาณ
 - 2.1.5 ใช้การเข้ารหัส FEC เพื่อลดเพื่อลดผลจากความผิดพลาดในช่องสัญญาณ
- 2.2 ทำการทดลอง โดยเปลี่ยนค่าการจัดแผนที่ยกุ่มสไลซ์ด้วยความสามารถการจัดเรียงแมโครบล็อกแบบยืดหยุ่นได้ (FMO) และวัดประสิทธิภาพเชิงปริมาณด้วยอัตราส่วน PSNR
- 2.3 นำเสนอเทคนิคการจัดกลุ่มสไลซ์ด้วยข่าวสารบิตนับ
- 2.4 วัดผลคุณภาพวีดิทัศน์จากการจำลองเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ระบบ

3 รายละเอียดโดยย่อของงานวิจัย

งานวิจัยให้ความสำคัญ ในการแก้ปัญหาหลักของการรับ-ส่งวีดิทัศน์ดิจิทัลบนช่องสัญญาณ ไร้สายอัน ได้แก่ ความไม่คงที่ของแบนด์วิดท์, การสูญหายของกลุ่มข้อมูล และความผิดพลาดของกลุ่มข้อมูล เพื่อสร้างระบบการเข้ารหัสวีดิทัศน์ที่มีการปรับตัวได้ตามสถานะของช่องสัญญาณ และสามารถแก้ไขผลของการสูญหายและความผิดพลาดของกลุ่มข้อมูล ซึ่งจากการศึกษาพบว่า การเข้ารหัสวีดิทัศน์ด้วยมาตรฐาน AVC/MPEG-4 Part 10 สามารถกำหนดโครงสร้างของการจัดเรียงแมโครบล็อกภายในสไลซ์ได้หลายรูปแบบสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ นอกจากนี้การรับ-ส่งวีดิทัศน์ในบางงานถูกข้อจำกัดเรื่อง

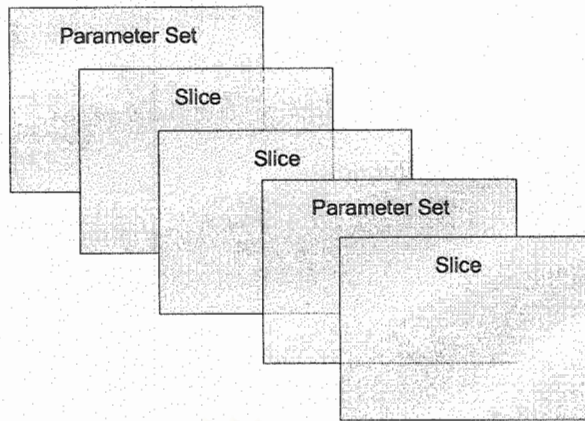
เวลาเข้ามาเกี่ยวข้องกับ การรับ-ส่งวิดีโอต้องเป็นแบบเวลาจริง จำนวนรอบของการรับ-ส่งวิดีโอที่จำกัด ทำให้การสูญหายของวิดีโอถูกจำกัดให้ทำได้น้อยครั้งมากการใช้งานตัวเข้ารหัส-ถอดรหัส MPEG-4 Part 10 (H.264 AVC)

3.1.1 พื้นฐานตัวเข้ารหัส-ถอดรหัส

มาตรฐาน H.264 (หรืออีกชื่อหนึ่งคือ MPEG-4 part 10) ซึ่งมีประสิทธิภาพการเข้ารหัสสูงกว่ามาตรฐานการบีบอัดวิดีโออื่นก่อนหน้านั้น นั่นคือวิดีโอที่มีอัตราส่วน อัตราบิดต่ออัตราการบิดเบือน (Bit-rate/Distortion ratio) เนื่องจากการเข้ารหัสที่ดีกว่า โครงสร้างข้อมูลของมาตรฐาน H.264 แบ่งเป็นลำดับชั้นต่าง ๆ ได้แก่

- ซับบล็อก คือส่วนพื้นฐานของกระแสข้อมูลวิดีโอ
- แมโครบล็อก (Macroblock) แต่ละแมโครบล็อกประกอบด้วย 1 ซับบล็อกความสว่างขนาด 4x4 จุดภาพ และ 1 ซับบล็อกสีขนาด 2x2 จุดภาพ
- สไลซ์ (Slice) ประกอบด้วย 1 ส่วนหัวสไลซ์ (Slice header) และ 1 ลำดับของแมโครบล็อกที่เรียงต่อกัน และ เฟรม ประกอบจากสไลซ์จำนวนหนึ่งซึ่งรวมกันจนได้ขนาดภาพเต็มภาพ

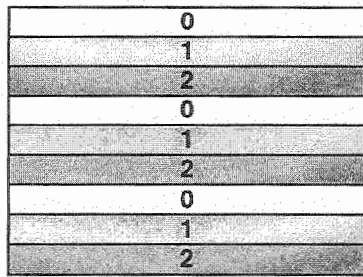
ในส่วนของการเข้ารหัสยังมีการส่งข้อมูล ชุดพารามิเตอร์ (Parameter Set) ประกอบด้วยข้อมูลสำหรับการถอดรหัสซึ่งสามารถใช้สำหรับการถอดรหัส 1 สไลซ์หรือมากกว่า ตัวอย่างของข้อมูลที่เก็บไว้ในชุดพารามิเตอร์เช่น ตัวบ่งชี้วิธีเข้ารหัสเอนโทรปี (Entropy-coding-mode flag) ซึ่งใช้บอกวิธีการที่ใช้เข้ารหัสเอนโทรปีสำหรับซับบล็อกว่าเป็นแบบ CABAC หรือ CAVLC นอกจากนี้ในมาตรฐาน ยังได้กำหนดชั้นของการส่งข้อมูลบนโครงข่าย เรียกว่า หน่วย Network Abstraction Layer (NAL) ประกอบด้วย 1 ส่วนหัว และส่วนที่เหลือซึ่งอาจเป็นได้ทั้ง 1 สไลซ์ หรือ 1 ชุดพารามิเตอร์ NAL ออกแบบมาเพื่อให้เหมาะสมกับทั้งการสื่อสารและการจัดเก็บ ตัวอย่างเช่นไฟล์ H.264 ประกอบด้วย NAL ที่เรียงต่อกัน หากต้องการรับ-ส่งไฟล์ สามารถใช้แต่ละ NAL ในการรับ-ส่งบนโครงข่ายได้ทันที สำหรับการรับ-ส่งบนโครงข่ายที่รับ-ส่งข้อมูลเป็นกลุ่ม (Packet-based network) หรือสามารถแบ่งแต่ละ NAL เป็นส่วนข้อมูล (Payload) ไปใช้ในโครงข่ายที่รับส่งข้อมูลเป็นเฟรม (Frame-based network) ก็ได้



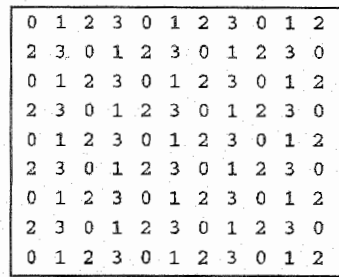
รูปที่ 1 ตัวอย่างของหน่วย NAL

3.1.2 ความสามารถ การจัดแผนที่ยกกลุ่มสไลซ์แบบยืดหยุ่นได้ (Flexible Macroblock Ordering, FMO)

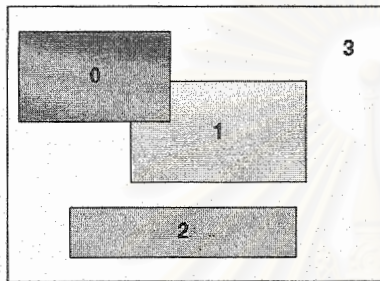
กลุ่มสไลซ์ (Slice group) ประกอบด้วย 1 เซตย่อยของแมโครบล็อกใน 1 เฟรมที่เข้ารหัส และอาจประกอบด้วย 1 สไลซ์หรือมากกว่า สำหรับแต่ละสไลซ์ ที่อยู่ใน 1 กลุ่มสไลซ์ แมโครบล็อกจะถูกเข้ารหัสในลำดับการกวาดแบบแรสเตอร์ (Raster) ถ้าใช้เพียงกลุ่มสไลซ์เดียวสำหรับการเข้ารหัสแต่ละเฟรม จะทำให้แมโครบล็อกทั้งหมดในเฟรมมีการจัดเรียงตามลำดับการกวาดแบบแรสเตอร์ การใช้จำนวนกลุ่มสไลซ์มากกว่า 1 เรียกว่าการจัดเรียงแมโครบล็อกแบบยืดหยุ่น (Flexible Macroblock Ordering) หรือ FMO ช่วยให้สามารถจัดลำดับของการเข้ารหัสแมโครบล็อกสำหรับการถอดรหัสเฟรมได้หลายรูปแบบ ตำแหน่งของแมโครบล็อกหาได้จากแผนที่กลุ่มสไลซ์ (Slice group map) ซึ่งบอกว่าแต่ละแมโครบล็อกอยู่ในกลุ่มสไลซ์ใด แผนที่กลุ่มสไลซ์แต่ละแบบมีลักษณะการจัดกลุ่มแมโครบล็อกและชื่อเรียกตามรูปที่ 6 ตัวอย่างจากรูปที่ 2 แมโครบล็อกจะถูกจัดกลุ่มให้อยู่ในสไลซ์ตามหมายเลขที่อยู่บนแผนที่ตัวอย่างเช่นรูปที่ 2 (ก) ในเฟรมมีจำนวนสไลซ์ทั้งหมด 3 สไลซ์ได้แก่สไลซ์หมายเลข 0, 1 และ 2 แต่ละสไลซ์มีแมโครบล็อกจำนวน 33 แมโครบล็อก ส่วนรูปที่ 2 (ข) เฟรมมีจำนวนสไลซ์ทั้งหมด 4 สไลซ์ นอกจากแผนที่กลุ่มสไลซ์ทั้ง 6 แบบที่กำหนดไว้ก่อนแล้วยังมีอีกแบบเรียกว่า “Explicit” คือจัดให้แต่ละแมโครบล็อกอยู่ในกลุ่มสไลซ์ใดก็ได้ด้วยการกำหนดเองจากผู้ใช้ที่ตัวเข้ารหัส



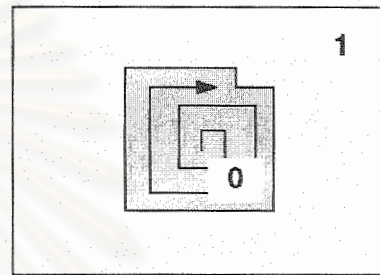
Interleave



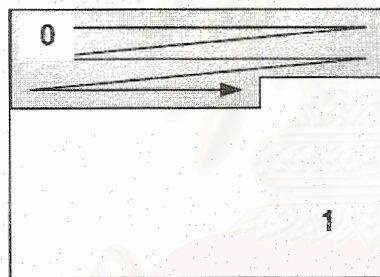
Dispersed



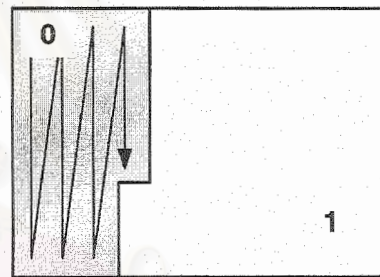
Foreground and background



Box-out



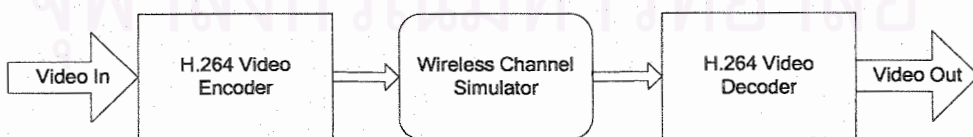
Raster



Wipe

รูปที่ 2 การจัดแผนที่กลุ่มสไลซ์แบบต่าง ๆ

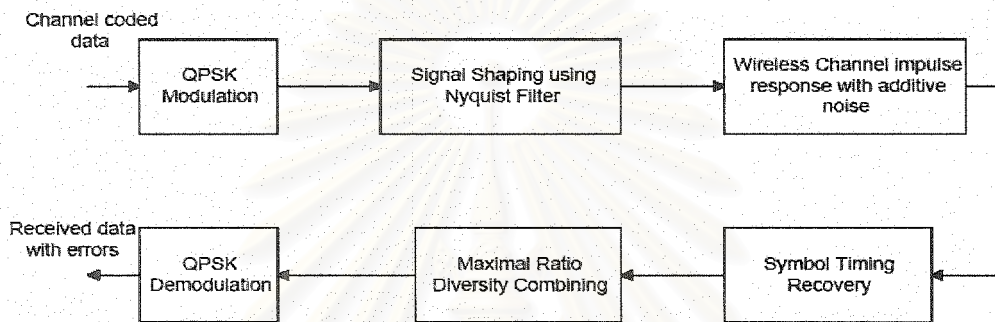
3.1.3 โครงข่ายสื่อสารไร้สายและความผิดพลาด
การจำลองการสื่อสารวิทยุบนช่องสัญญาณไร้สายเขียนได้เป็นแผนภาพบล็อกดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 แผนภาพบล็อกของการจำลองการสื่อสาร

ในที่นี้เลือกใช้การจำลองช่องสัญญาณไร้สายชนิด PACS (Personal Access Communication Services) [13] ที่สามารถให้วิสัยสามารถ (Throughput) ได้ประมาณ 32 กิโลบิตต่อวินาที ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานสื่อสารวิทยุ ทำการจำลองด้วยค่าพารามิเตอร์ทั่วไป ระบบ PACS

เป็นมาตรฐานของ North American และเป็นช่องสัญญาณไร้สายชนิดหนึ่งจากหลายชนิดที่มีใช้งานได้ในอัตราบิตระดับนี้ เช่น DECT (Digital European Cordless Telephone) และ PHS (Personal Handy phone System) ความยาวของเฟรมพาหะ PACS (Frame carries) เท่ากับ 120 บิต ประกอบด้วย 80 บิตข้อมูลสำหรับผู้ใช้ และ 40 บิตสำหรับส่วนหัว (และบิต CRC) . ค่าประวิงเวลา “Round trip” ของระบบ PACS มีค่าน้อย อยู่ในระดับ 10 มิลลิวินาที ซึ่งเหมาะสมกับงานสื่อสารวีดิทัศน์สองทางที่ต้องการการประวิงเวลาดำ ตัวจำลองช่องสัญญาณที่ใช้เป็นการจำลองช่องสัญญาณที่เรียกว่า “Rayleigh fading channel” มีขั้นตอนการทำงานของตัวจำลองช่องสัญญาณแสดงได้เป็นแผนภาพดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 แผนภาพการจำลองช่องสัญญาณ

3.1.4 การเข้ารหัส Forward Error Correction (FEC)

ความผิดพลาดที่เกิดจากการสื่อสารสามารถตรวจสอบและแก้ไขได้ด้วยการเข้ารหัส FEC ซึ่งใช้การเพิ่มข้อมูลซ้ำซ้อนให้ได้คำรหัส (Code word) ที่ความน่าจะเป็นของการถอดรหัสได้เป็นคำรหัสอื่นลดลง การเข้ารหัส FEC แบ่งได้เป็น 2 ชนิดมีชื่อเรียกต่างกัน ได้แก่ “Linear block code” และ “Convolution code” ที่มีข้อแตกต่างกันในรายละเอียด แต่ตั้งอยู่บนพื้นฐานเดียวกัน ในการเข้ารหัส Linear block code ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกแบ่งส่วนย่อยเป็นบล็อกของ k บิต สำหรับการเข้ารหัส (n, k) บิตส่วนซ้ำซ้อนจำนวน $r = n - k$ จะถูกเพิ่มเข้าไปกับ k ทำให้ได้จำนวนบิตทั้งหมด n บิต แต่ละบล็อกจะมีการคำนวณความซ้ำซ้อน หรือที่เรียกว่า “Parity symbol” และได้อัตราส่วนการเข้ารหัส $cr = k/n$ ความสามารถในการแก้ความผิดพลาดของการเข้ารหัส (n, k) ขึ้นกับค่าระยะแฮมมิงน้อยสุด (Minimum hamming distance, d_{min}) ซึ่งควรมีค่ามากที่สุด ระยะแฮมมิงของคำรหัสไบนารี (Binary codeword) คือจำนวนของบิตที่ต่างกันระหว่างคำรหัส สำหรับรหัสที่มีระยะแฮมมิง d_{min} จำนวนบิตผิดพลาดที่สามารถแก้ไขได้จะเท่ากับอย่างน้อย น้อย $t = \lfloor (d_{min} - 1) / 2 \rfloor$ บิต เมื่อสัญลักษณ์ $\lfloor x \rfloor$ หมายถึงหมายถึงจำนวนเต็มมากที่สุดที่ไม่เกิน x

3.2 ตัวอย่างผลการจำลอง

3.2.1 ผลการจำลองเพื่อศึกษาผลกระทบของความผิดพลาดในช่องสื่อสารที่มีต่อวิดิทัศน์ การจำลองกลุ่มนี้ให้ความสนใจเฉพาะผลจากความผิดพลาดเพียงอย่างเดียว การเข้ารหัสไม่มีการใช้งาน FMO และ FEC ร่วมด้วย และใช้การควบคุมอัตราที่ 32 กิโลบิตต่อวินาทีซึ่งเท่ากับพิกัดแบนด์วิดท์ที่กำหนดไว้ของช่องสื่อสาร

กรณีเฟดดิ้งช้า 1Hz				
ชื่อลำดับภาพ	จำนวนแมโครบล็อกที่ถอดรหัสไม่ได้	ค่าเฉลี่ย PSNR (dB)		
		ไม่มีความผิดพลาด	มีความผิดพลาด	ผลต่าง
akiyo	1547	42.28	30.71	11.57
carphone	1380	33.57	23.04	10.53
claire	1346	42.78	30.82	11.97
foreman	1499	32.50	17.11	15.39

กรณีเฟดดิ้งเร็ว 40Hz				
ชื่อลำดับภาพ	จำนวนแมโครบล็อกที่ถอดรหัสไม่ได้	ค่าเฉลี่ย PSNR (dB)		
		ไม่มีความผิดพลาด	มีความผิดพลาด	ผลต่าง
akiyo	5367	42.28	27.63	14.65
carphone	5634	33.57	19.01	14.56
claire	5269	42.78	24.31	18.47
foreman	5740	32.50	15.12	17.39

3.2.2 ผลการจำลองเพื่อศึกษาผลกระทบการใช้งาน FMO ที่มีผลต่อส่วนการทำนายการเคลื่อนที่ภายในตัวเข้ารหัส โดยไม่มีความผิดพลาดในช่องสื่อสารและมีการควบคุมอัตราที่ 32 กิโลบิตต่อวินาทีซึ่งเท่ากับพิกัดแบนด์วิดท์ที่กำหนดไว้ของช่องสื่อสาร กลุ่มของการจำลองแบ่งตามรูปแบบของแผนที่กลุ่มสไลซ์ที่ใช้ ทำการจำลองที่จำนวนกลุ่มสไลซ์ต่อภาพต่างกัน

3.2.2.1 การเข้ารหัสด้วยแผนที่กลุ่มสไลซ์แบบคงที่ใช้รูปแบบแผนที่กลุ่มสไลซ์แบบเดียวกันสำหรับการเข้ารหัสทุกเฟรม

ชื่อแผนทีกลุ่มสไลซ์ / จำนวนกลุ่มสไลซ์ต่อภาพ

0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			

FMO

0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 1 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 2 2 2 2
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	3 3 3 3 3 3 3 3 3 3
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	3 3 3 3 3 3 3 3 3 3

	Interleaved/2	Interleaved/3	Interleaved/4
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 1 1	0 0 0 0 0 0 1 1 1 1	0 0 0 1 1 1 1 1 1 1	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 2 2 2 2	1 1 2 2 2 2 2 2 2 2
1 1 1 1 1 1 2 2 2 2	1 2 2 2 2 2 2 2 2 2	2 2 2 2 2 2 2 2 3 3	2 2 2 3 3 3 3 3 3 3
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	3 3 3 3 3 3 3 3 3 3	3 3 3 4 4 4 4 4 4 4
2 2 2 2 3 3 3 3 3 3	3 3 3 3 3 3 3 3 3 3	4 4 4 4 4 4 4 4 4 4	4 4 4 4 4 5 5 5 5 5
3 3 3 3 3 3 3 3 3 3	3 3 4 4 4 4 4 4 4 4	4 4 4 4 5 5 5 5 5 5	5 5 5 5 5 5 6 6 6 6
3 3 4 4 4 4 4 4 4 4	4 4 4 4 4 4 4 4 5 5	5 5 5 5 5 5 5 6 6 6	6 6 6 6 6 6 6 7 7 7
4 4 4 4 4 4 4 4 4 4	5 5 5 5 5 5 5 5 5 5	6 6 6 6 6 6 6 6 6 6	7 7 7 7 7 7 7 7 7 7

Interleaved/5	Interleaved/6	Interleaved/7	Interleaved/8
0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 2 0 1 2 0 1 2 0 1	0 1 2 3 0 1 2 3 0
1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	2 0 1 2 0 1 2 0 1 2 0	3 0 1 2 3 0 1 2 3
0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	1 2 0 1 2 0 1 2 0 1 2	2 0 1 2 3 0 1 2 3
1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	0 1 2 0 1 2 0 1 2 0 1	1 2 3 0 1 2 3 0 1
0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	2 0 1 2 0 1 2 0 1 2 0	0 1 2 3 0 1 2 3 0
1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	1 2 0 1 2 0 1 2 0 1 2	3 0 1 2 3 0 1 2 3
0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 2 0 1 2 0 1 2 0 1	2 3 0 1 2 3 0 1 2
1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	2 0 1 2 0 1 2 0 1 2 0	1 2 3 0 1 2 3 0 1
0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1	1 2 0 1 2 0 1 2 0 1 2	0 1 2 3 0 1 2 3 0

	Dispersed /2	Dispersed /3	Dispersed /4
--	--------------	--------------	--------------

1 2 3 4 0 1 2 3 4 0
2 3 4 0 1 2 3 4 0 1
3 4 0 1 2 3 4 0 1 2
4 0 1 2 3 4 0 1 2 3
0 1 2 3 4 0 1 2 3 4
1 2 3 4 0 1 2 3 4 0
2 3 4 0 1 2 3 4 0 1
3 4 0 1 2 3 4 0 1 2
4 0 1 2 3 4 0 1 2 3

dispersed /5

0 1 2 3 4 5 0 1 2 3 4
5 0 1 2 3 4 5 0 1 2 3
4 5 0 1 2 3 4 5 0 1 2
3 4 5 0 1 2 3 4 5 0 1
2 3 4 5 0 1 2 3 4 5 0
1 2 3 4 5 0 1 2 3 4 5
0 1 2 3 4 5 0 1 2 3 4
5 0 1 2 3 4 5 0 1 2 3
4 5 0 1 2 3 4 5 0 1 2

Dispersed /6

0 1 2 3 4 5 6 0 1 2 3
4 5 6 0 1 2 3 4 5 6 0
1 2 3 4 5 6 0 1 2 3 4
5 6 0 1 2 3 4 5 6 0 1
2 3 4 5 6 0 1 2 3 4 5
6 0 1 2 3 4 5 6 0 1 2
3 4 5 6 0 1 2 3 4 5 6
0 1 2 3 4 5 6 0 1 2 3
4 5 6 0 1 2 3 4 5 6 0

Dispersed /7

0 1 2 3 4 5 6 7 0
4 5 6 7 0 1 2 3
6 7 0 1 2 3 4 5 6
1 2 3 4 5 6 7 0 1
4 5 6 7 0 1 2 3 4
7 0 1 2 3 4 5 6 7
2 3 4 5 6 7 0 1 2
5 6 7 0 1 2 3 4 5
0 1 2 3 4 5 6 7 0

Dispersed /8

0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1

0 0 0 1 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 2

0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2
0 0 0 0 1 1 1 2 2 2

0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 2 2 2 2
0 0 0 1 1 2 2 2 3
0 0 0 1 1 1 2 2 3
0 0 0 1 1 1 2 2 3
0 0 0 1 1 1 2 2 3
0 0 0 1 1 1 2 2 3
0 0 0 1 1 1 2 2 3
0 0 1 1 1 1 2 2 3
0 0 1 1 1 1 2 2 3

Wipe/2

Wipe/3

Wipe/4

0 0 1 1 2 2 3 3 4 4
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4
0 1 1 1 2 2 3 3 4 4
0 1 1 1 2 2 3 3 4 4
0 1 1 2 2 2 3 3 4 4
0 1 1 2 2 2 3 3 4 4
0 1 1 2 2 3 3 3 4 4
0 1 1 2 2 3 3 3 4 4
0 1 1 2 2 3 3 3 4 4
0 1 1 2 2 3 3 3 4 4

0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5
0 0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5

0 1 1 2 2 3 3 5 5 6 6
0 1 1 2 2 3 3 5 5 6 6
0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 1 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 0 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 0 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 0 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 0 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6
0 0 1 2 2 3 3 4 4 5 6 6

0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 1 1 2 3 4 4 5 6
0 0 2 2 3 3 5 5 6
0 0 2 2 3 3 5 5 6
0 0 2 2 3 3 5 5 6

Wipe/5

Wipe/6

Wipe/7

Wipe/8

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

กรณีเฟดคิงช้า 1Hz									
ชื่อลำดับภาพ	ชื่อแผนที่ยกุ่มสไลซ์	ค่าเฉลี่ย PSNR							
		จำนวนยกุ่มสไลซ์ต่อภาพ							
		1	2	3	4	5	6	7	8
akiyo	Interleaved	42.28	42.14	41.98	41.88	41.71	41.59	41.46	41.38
	Dispersed	42.28	41.99	41.87	41.76	41.63	41.54	41.48	41.33
	Wipe	42.28	42.08	41.94	41.95	41.69	41.48	41.54	41.17
carphone	Interleaved	33.57	33.39	33.23	33.04	32.87	32.61	32.44	32.24
	Dispersed	33.57	33.01	32.89	32.64	32.49	32.34	32.19	32.04
	Wipe	33.57	33.45	33.30	33.14	33.02	32.80	32.67	32.59
clair	Interleaved	42.78	42.62	42.44	42.30	42.13	42.03	41.80	41.59
	Dispersed	42.78	42.33	42.17	42.03	41.93	41.80	41.66	41.53
	Wipe	42.78	42.66	42.48	42.25	42.17	42.11	41.98	41.89
foreman	Interleaved	32.50	32.25	32.06	31.84	31.56	31.35	31.14	30.93
	Dispersed	32.50	31.62	31.37	30.99	30.79	30.75	30.59	30.40
	Wipe	32.50	32.35	31.73	31.83	31.62	31.44	31.32	31.19

3.2.3 การจำลองเพื่อศึกษาผลจากการใช้งาน FMO เพื่อลดผลของความผิดพลาดในช่องสื่อสารที่มีต่อวีดิทัศน์ โดยการจำลองยกุ่มนี้ให้ความสนใจเฉพาะผลจากความผิดพลาดและมีการใช้งาน FMO ร่วมด้วยใช้การควบคุมอัตราที่ 32 กิโลบิตต่อวินาทีซึ่งเท่ากับพิกัดแบนด์วิดท์ที่กำหนดไว้ของช่องสื่อสาร ผลการจำลองแบ่งเป็น 2 กรณีได้แก่ กรณีเฟดคิงช้า และกรณีเฟดคิงเร็ว การจำลองนี้สนใจให้ความสำคัญกับรูปแบบและจำนวนยกุ่มสไลซ์ต่อภาพว่ามีความสัมพันธ์อย่างไรกับคุณภาพของวีดิทัศน์

กรณีเฟดคิงช้า 1Hz										
ชื่อลำดับ ภาพ	ชื่อแผนที่ กลุ่มสไลซ์	ค่าเฉลี่ย PSNR								
		ไม่มี ความ ผิดพลาด	จำนวนกลุ่มสไลซ์ต่อภาพ							
			1	2	3	4	5	6	7	8
akiyo	Interleaved	42.28	30.71	30.67	30.54	31.99	31.23	31.50	30.67	30.40
	Dispersed		30.71	28.90	31.51	32.05	33.34	32.99	33.09	32.18
	Wipe		30.71	31.35	30.66	31.61	31.46	33.70	33.61	30.65
carphone	Interleaved	33.57	23.04	22.61	23.71	22.86	23.49	24.02	23.19	23.91
	Dispersed		23.04	22.82	23.26	23.47	23.97	23.70	23.82	23.81
	Wipe		23.04	22.45	22.61	23.59	23.68	22.73	23.23	23.08
claire	Interleaved	42.78	30.82	29.26	29.14	28.03	29.25	30.37	31.60	31.49
	Dispersed		30.82	29.70	30.72	31.47	30.51	29.81	30.61	31.49
	Wipe		30.82	30.15	30.37	29.63	30.16	30.55	29.19	29.01
foreman	Interleaved	32.50	17.11	17.97	18.23	17.73	18.28	18.77	19.11	19.06
	Dispersed		17.11	17.81	18.08	18.14	18.07	18.24	18.96	18.25
	Wipe		17.11	18.45	17.76	18.33	18.20	18.35	17.97	18.30

กรณีเฟดคิงช้า 1Hz										
ชื่อลำดับ ภาพ	ชื่อแผนที่กลุ่ม สไลซ์	จำนวนแมโครบล็อกที่ถอดรหัสไม่ได้								
		ไม่มี ความ ผิดพลาด	จำนวนกลุ่มสไลซ์ต่อภาพ							
			1	2	3	4	5	6	7	8
akiyo	Interleaved	9900	1547	1256	908	916	829	692	708	812
	Dispersed		1547	1171	1136	967	941	915	792	836
	Wipe		1547	1253	794	655	601	600	524	474

carphone	Interleaved	9900	1380	1286	1109	1143	1012	923	794	888
	Dispersed		1380	1199	1012	955	909	903	779	790
	Wipe		1380	1159	1137	945	879	834	775	744
claire	Interleaved	9900	1346	1275	1042	929	797	723	769	773
	Dispersed		1346	1151	1143	942	903	864	795	724
	Wipe		1346	1149	729	745	558	530	579	471
foreman	Interleaved	9900	1499	1287	1082	914	984	878	844	836
	Dispersed		1499	1066	1074	905	935	790	783	730
	Wipe		1499	1190	1049	930	964	927	825	837

3.2.4 ผลการจำลองนำเสนอเทคนิคการจัดกลุ่มสไลซ์ด้วยข่าวสารบิตนับ

จากการทดลองใช้งาน FMO ได้จำนวนแมโครบล็อกที่ไม่สามารถถอดรหัสได้ลดลง ทั้งในกรณีที่ใช้แผนที่ยกกลุ่มสไลซ์มาตรฐานและเมื่อใช้กับวิธีการจัดแผนที่กลุ่มสไลซ์ด้วยข้อมูลจำนวนบิต (explicit) และค่าคุณภาพ PSNR จากบทความ (2.4.1)

TABLE I. AMOUNT OF UNDECODABLE MACROBLOCK IN FRAME FOR EACH MAP TYPE USED (8 SLICES GROUP) SLOW FADING.

Sequence	Map			
	One slice	Interleave	Dispersed	Proposed
akiyo	1547	812	836	720
bridge_clo se	1028	458	462	387
carphone	1380	888	790	615
foreman	1235	858	719	668

TABLE II. AMOUNT OF UNDECODABLE MACROBLOCK IN FRAME FOR EACH MAP TYPE USED (8 SLICES GROUP) FAST FADING.

Sequence	Map			
	One slice	Interleave	Dispersed	Proposed
akiyo	5367	1535	1355	1205
bridge_clos e	4398	972	789	710
carphone	5634	1390	1233	1113
foreman	5903	1337	1232	1193

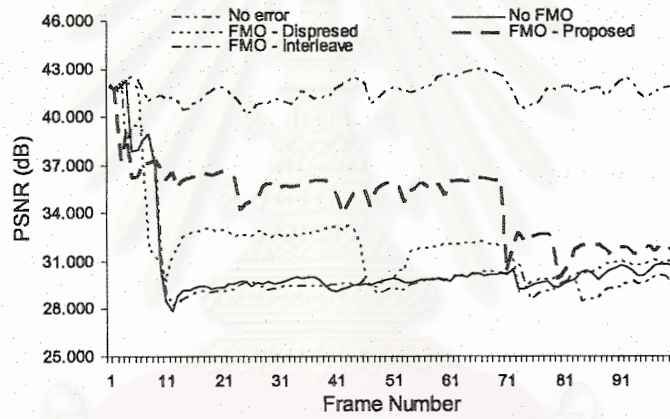


Figure 4. PSNR comparison of Akiyo sequence for slow-fading channel.

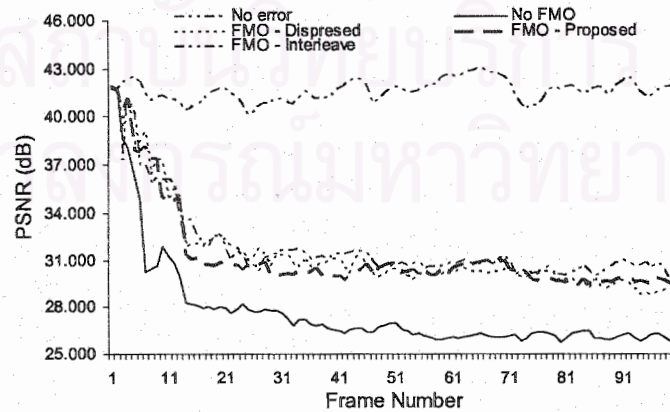


Figure 5. PSNR comparison of Akiyo sequence for fast-fading channel.

4 งานที่จะทำต่อไป

- 4.1 ใช้การปรับค่า FMO และ FEC ด้วยการเพิ่มแบบจำลองช่องสัญญาณไร้สายในตัวเข้ารหัส
- 4.2 ใช้การปรับค่าและร่วมกับการใช้งานความสามารถอื่นของตัวเข้ารหัส/ถอดรหัสเพิ่มคุณภาพของวิดีโอ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

1. จุดประสงค์ของงานวิจัย

1.1 ศึกษาคุณลักษณะเฉพาะของความสัมพันธ์ระหว่าง อัตราบิต (Bit rate) กับ ค่าความเพี้ยน (Distortion) ของการเข้ารหัส โดยอาศัยความรู้พื้นฐานจากคุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณวิดีโอต้นฉบับ (Video source) เพื่อใช้หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ระหว่างอัตราบิตและค่าความเพี้ยน -Rate)

(D Model-R :Distortion model ที่มีความเหมาะสมมากที่สุด เพื่อให้การเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอต้นฉบับตามมาตรฐาน AVC/264.H มีประสิทธิภาพสูงสุด

1.2 ศึกษาและพัฒนาทฤษฎีสำหรับกรณีการควบคุมอัตรา โดยอาศัยพื้นฐานของแบบจำลอง D-R ที่ได้ศึกษาตามข้อ 1.1 ในการประมาณค่าหาอัตราบิตและความเพี้ยนของการเข้ารหัส สำหรับการเข้ารหัสในระดับหน่วยพื้นฐาน (Basic Unit) ในมาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอต้นฉบับ AVC/264.H

1.3 ศึกษาและพัฒนาทฤษฎีสำหรับกรณีการควบคุมอัตรา โดยนำเอาสถานะของช่องสัญญาณไร้สายมาพิจารณาร่วมกับแบบจำลอง D-R และค่าความเพี้ยนที่เกิดขึ้นในระหว่างการส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สาย

2. งานวิจัยที่ได้ทำไปแล้ว

2.1 ศึกษาคุณลักษณะเฉพาะของความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิต (Bit rate) กับค่าระดับการควอนไทซ์ (Quantization step size) ในการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอต้นฉบับตามมาตรฐาน AVC/264.H โดยพิจารณาจากลักษณะการแจกแจงความน่าจะเป็น (Probability distribution) ของสัมประสิทธิ์ DCT ในแต่ละลำดับภาพวิดีโอ ดังนี้

-ศึกษาลักษณะการแจกแจงความน่าจะเป็นของการแปลงสัมประสิทธิ์ DCT บล็อก 8x8 เฉพาะค่าสัมประสิทธิ์ AC เปรียบเทียบระหว่างลักษณะการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบโคชี (Cauchy Distribution) กับแบบลาปลาเซียน (Laplacian Distribution) แล้วพบว่าสัมประสิทธิ์ AC มีลักษณะการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบโคชี มากกว่าแบบลาปลาเซียน

-เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิต กับค่าระดับการควอนไทซ์ หลังการเข้ารหัสจริงตามมาตรฐาน 264.H ของภาพชนิด Intra และ Inter frame เปรียบเทียบกับแบบจำลองของอัตราบิตในรูปแบบฟังก์ชันของระดับการควอนไทซ์ ในรูปแบบของการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบโคชี แล้วพบว่ามีความใกล้เคียงกันมาก

2.2 ทำการปรับปรุงการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอต้นฉบับในส่วนของการควบคุมอัตรา ในมาตรฐาน AVC/264.H โดยใช้ Model-Cauchy Rate โดยพิจารณาว่าการแจกแจงความน่าจะเป็นของการแปลงสัมประสิทธิ์ DCT มีลักษณะเป็นการแจกแจงแบบ Cauchy มาใช้ในการคำนวณหาค่า Quantization step size แทนการใช้ Quadratic Model ในมาตรฐาน AVC/264.H ซึ่งเป็น โมเดลที่ได้จากการตั้งสมมุติฐานว่าการแจกแจงความน่าจะเป็นของการแปลงสัมประสิทธิ์ DCT มีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบ Laplacian ซึ่ง

จากผลการทดลองพบว่าการใช้ Cauchy Rate- Model สามารถปรับปรุงค่า PSNRของสัญญาณวิดีโอได้เพิ่มขึ้น

2.3 วิเคราะห์หาสมการทางคณิตศาสตร์ จาก Lagrange Optimization Technique โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่าง Model-Cauchy Rate และ Model-Cauchy Distortion ในการหาสมการที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการคำนวณหาค่า Quantization step size เพื่อให้ได้จำนวนบิตตามอัตราบิตเป้าหมายที่กำหนด โดยที่มีความเพี้ยนเกิดขึ้นน้อยที่สุด

2.4 นำ Distortion Model-Rate ที่ทำได้จากข้อ 2.2 มาประยุกต์ใช้ในกรรมวิธีควบคุมอัตราตามมาตรฐาน AVC/264.H ในระดับหน่วยพื้นฐานย่อย (Basic unit) ซึ่งจากผลการทดลองพบว่าการใช้ Cauchy Rate- Distortion Model สามารถปรับปรุงค่า PSNR ของสัญญาณวิดีโอได้เพิ่มขึ้น โดยที่ความแปรปรวนของค่า PSNR น้อยลง

3. รายละเอียดของงานวิจัย

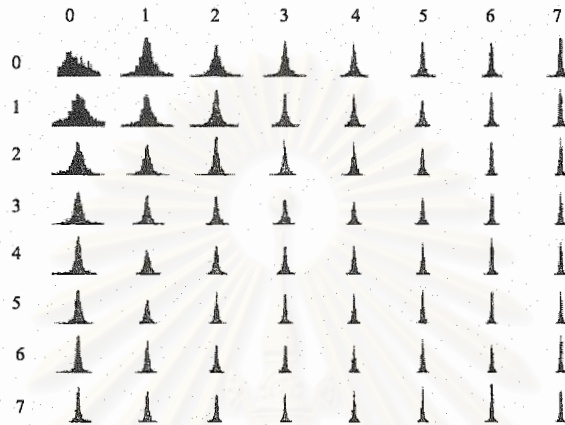
งานวิจัยให้ความสำคัญในการแก้ปัญหาหลักของการรับ-ส่งวิดีโอที่ลดขนาดสัญญาณไร้สายอันได้แก่ ความไม่คงที่ของแบนด์วิดท์, การสูญหายของกลุ่มข้อมูล และความเพี้ยนของข้อมูลในระหว่างการส่ง เพื่อสร้างระบบการเข้ารหัสวิดีโอที่มีการปรับตัวได้ตามสภาวะของช่องสัญญาณ โดยมุ่งเน้นการพัฒนาไปที่กรรมวิธีการควบคุมอัตราสำหรับการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน AVC/264.H ซึ่งจะทำการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เหมาะสม โดยใช้ Lagrange Optimization Technique เพื่อใช้แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิต และค่าความเพี้ยนที่เกิดจากการเข้ารหัส แล้วทำการปรับปรุงกลไกในส่วนของกรรมวิธีควบคุมอัตราใหม่ให้มีความสอดคล้องกับ , Distortion Model-Rate การพิจารณาในส่วนของ Low โดยนำเอาข้อมูลจากสถานะบัฟเฟอร์ของตัวเข้ารหัสมาใช้ในการพิจารณาคัดเลือก จำนวนบิตเป้าหมายในกรรมวิธีการควบคุมอัตรา ซึ่งรายละเอียดของงานวิจัยสามารถสรุปได้ดังนี้

การวิเคราะห์ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF :Probability density function) ของภาพ

ศึกษาคุณลักษณะเฉพาะของความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิต (Bit rate) กับค่าระดับการควอนไทซ์ (Quantization step size) ในการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน AVC/264.H โดยพิจารณาจากลักษณะการแจกแจงความน่าจะเป็น (Probability distribution) ของสัมประสิทธิ์ DCT ในแต่ละลำดับภาพวิดีโอ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1. วิเคราะห์ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF :Probability density function) ของภาพ วิเคราะห์ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) ของ สัมประสิทธิ์ชนิด -AC) AC (Coefficients ของภาพหลังการแปลงสัมประสิทธิ์ DCT โดยใช้ลำดับภาพต่างๆ กันดังนี้ Akiyo sequence (pixels 176x 144 :QCIF) Carphone sequence (pixels 176x 144 :QCIF) และ :CIF) Tempete sequence (pixels 352x 288) ทำการทดลองโดยแบ่งออกเป็น 2 ประเภท ตามชนิดของเฟรม คือ Intra frame และ Nonintra frame

1. ทำการแปลงสัมประสิทธิ์ DCT โดยแบ่งภาพออกเป็นบล็อกขนาด pixels 8x 8 แล้วใช้โปรแกรม Matlab เก็บค่าทางสถิติของสัมประสิทธิ์ DCT ของ 100 เฟรมแรกของแต่ละลำดับภาพ แล้วทำการพล็อตกราฟเพื่อดู PDF ของสัมประสิทธิ์ DCT ที่ตำแหน่งบล็อกเดียวกัน ดังตัวอย่างในรูปที่ 1



รูปที่ 1 แสดง PDF ของแต่ละสัมประสิทธิ์ DCT ของ block ขนาด 8x8

2. จากกราฟแสดงลักษณะการกระจายความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ สัมประสิทธิ์ DCT เฉพาะ -AC

Coefficients ทำการ fitting curve โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีคือ

- พิจารณาจาก Laplacian Distribution จากสมการ

$$P(X) = \frac{1}{2b} \exp\left(-\frac{|x-\mu|}{b}\right)$$

μ = ค่า mean ของข้อมูล

- พิจารณาจาก Cauchy Distribution จากสมการ

$$P(X) = \frac{1}{\pi} \frac{\lambda}{\lambda^2 + (x - x_0)^2}$$

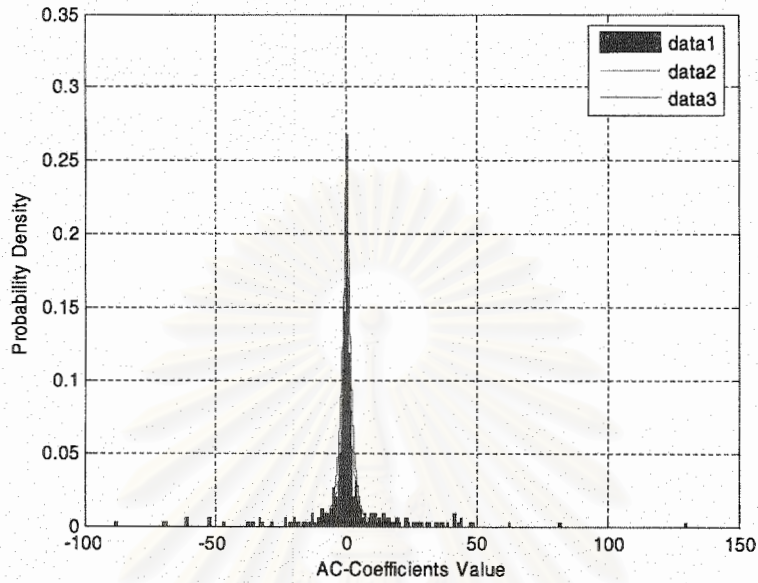
โดยทำการปรับค่าพารามิเตอร์ b สำหรับ Laplacian Distribution และ พารามิเตอร์ λ สำหรับ

Cauchy

Distribution

กรณี Intra frame สามารถแสดงลักษณะการกระจายความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัมประสิทธิ์ DCT เฉพาะ Coefficients-AC และการ fitting curve ด้วย Laplacian Distribution และ Cauchy Distribution ได้ดังนี้

○ : Akiyo sequence



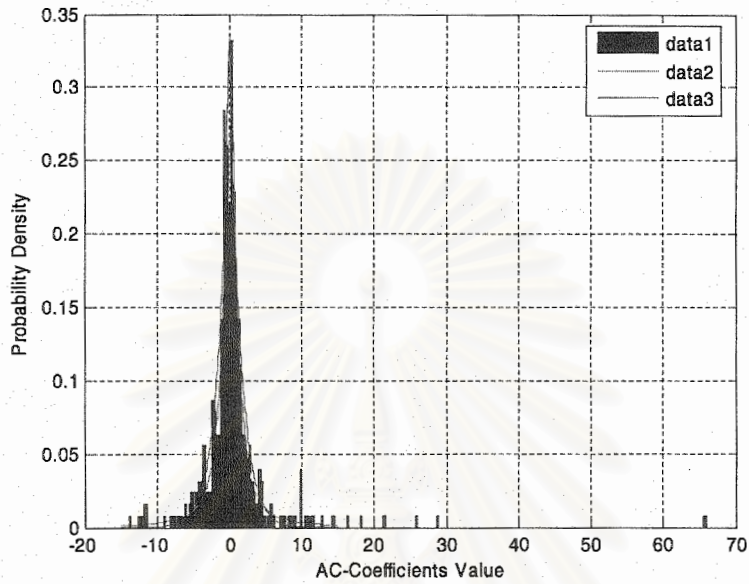
รูปที่ 2 แสดง PDF ของ Coefficients -AC ของ Akiyo sequence ที่ตำแหน่ง (1,4)

— คือ : Cauchy Distribution $\lambda=1.2$ =
 — คือ $1.9 = b$: Laplacian Distribution

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	DC	8	4	2.5	1.8	1.5	1	0.6
1	6	3.2	2	1.5	1.2	1.2	0.65	0.45
2	2.8	1.9	1.4	1.4	1	0.9	0.6	0.5
3	2.3	1.4	1.1	1.2	0.9	0.75	0.6	0.5
4	1.6	1	0.9	0.9	0.7	0.6	0.65	0.45
5	1	0.9	0.9	0.9	0.7	0.7	0.75	0.35
6	0.8	0.8	0.6	0.6	0.5	0.45	0.4	0.35
7	0.55	0.45	0.45	0.45	0.45	0.3	0.25	0.25

รูปที่ 3 แสดง (Cauchy Parameter λ) ของ coefficients-AC ที่ตำแหน่งต่างๆ

○ : Carphone sequence



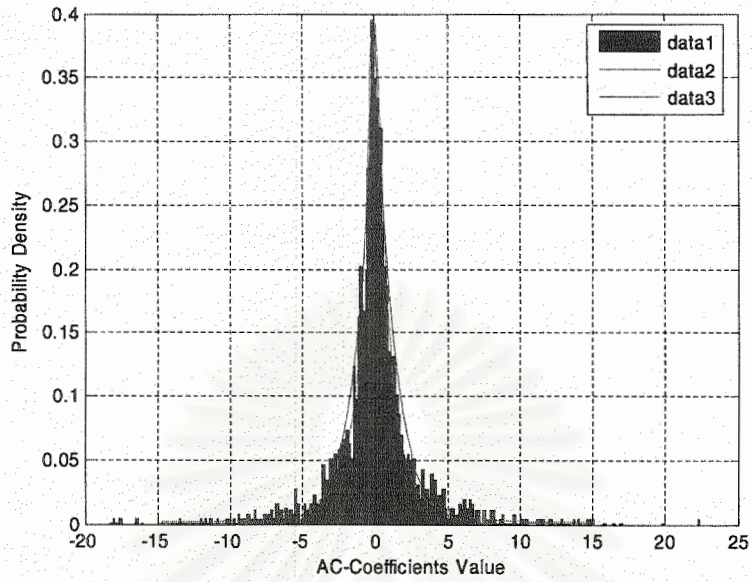
รูปที่ 4 แสดง PDF ของ Coefficients-AC ของ Carphone sequence ที่ตำแหน่ง (4,6)

- คือ : Cauchy Distribution $\lambda_1 =$
- คือ $1.5 = b$: Laplacian Distribution

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	DC	14	3.5	2.8	2.2	1.9	1.35	1.1
1	15.5	5.2	2.6	2.2	1.7	1.5	1.2	0.85
2	4.5	4.2	2.4	1.5	1.7	1.5	1.1	0.8
3	3.6	2.6	1.9	1.3	1.2	1.2	0.9	0.7
4	2.3	2.2	1.5	1.4	1.1	1.2	1	0.8
5	1.8	1.7	1.5	1.5	1.1	1.1	0.7	0.8
6	1.3	1.3	1.3	1	1	0.9	0.65	0.45
7	1.2	1.2	1.1	0.75	0.9	0.65	0.75	0.6

รูปที่ 5 แสดง (Cauchy Parameter λ) ของ coefficients-AC ที่ตำแหน่งต่างๆ

○ : Tempete Sequence



รูปที่ 6 แสดง PDF ของ Coefficients-AC ของ Tempete sequence ที่ตำแหน่ง (7,5)

— คือ : Cauchy Distribution $\lambda = 0.8$ =
 - - - คือ $1.25 = b$: Laplacian Distribution

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	DC	17	10	10	6	6	4.5	3.5
1	17	11	8	5.5	5	4	3.5	3
2	13	8.5	6.5	5	4.5	3.5	3	2.5
3	9	6.5	4.5	4.5	3.2	3.2	2.5	2.2
4	6	4.5	4	3	2.5	2.5	1.8	1.5
5	4.3	3.5	2.5	2	1.8	1.7	1.2	1.1
6	2.6	2.2	1.8	1.5	1.2	1	0.9	0.7
7	1.7	1.5	1.3	1	0.9	0.8	0.65	0.55

รูปที่ 7 แสดง (Cauchy Parameter λ) ของ coefficients-AC ที่ตำแหน่งต่างๆ

2. พิจารณา Entropy function ซึ่งเกิดจากการ Quantized ค่าสัมประสิทธิ์ DCT ด้วย Uniform Quantier ดังสมการ

$$H(Q) = - \sum_{i=-\infty}^{\infty} P(iQ) \log_2 [P(iQ)]$$

โดยที่ความน่าจะเป็นของสัมประสิทธิ์ DCT ซึ่งจะถูก Quantized ด้วยค่า Q คือ

$$P(iQ) = \int_{(i-\frac{1}{2})Q}^{(i+\frac{1}{2})Q} f_X(x) dx$$

จากการทดลองในข้อ 1 จะเห็นได้ว่า PDF ของ coefficients-AC มีลักษณะใกล้เคียงกับ Cauchy Distribution มากกว่าแบบ Laplacian Distribution เนื่องจากเมื่อพิจารณาส่วนหางของ PDF จะพบว่า Cauchy Distribution สามารถครอบคลุมได้มากกว่าแบบ Laplacian Distribution

ดังนั้นค่า entropy function ของ Cauchy Distribution จึงสามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$H(Q) = - \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Q}{2\mu} \right) \log_2 \left[\frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Q}{2\mu} \right) \right] - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \tan^{-1} \left(\frac{\mu Q}{\mu^2 + (i^2 - 1/4)Q^2} \right) \times \log_2 \left[\tan^{-1} \left(\frac{\mu Q}{\mu^2 + (i^2 - 1/4)Q^2} \right) \right]$$

(1) equation -----

3. เข้ารหัสสัญญาณวิดีโอด้วย Codec 264.H จำนวน 120 เฟรม เป็น (GOP) Group of picture [...IPPP] ขนาด 12 เฟรม สำหรับแต่ละ News, Foreman sequence, Carphone sequence, Akiyo) Sequence และ (Tempete sequence โดยปรับค่า Quantization parameter ตั้งแต่ [51-0] เพื่อดูค่า Actual rate (frame/bits) ของแต่ละ sequence แล้วทำการพล็อตกราฟเพื่อดูอัตราบิต โดยแบ่งเป็น Intra frame และ Nonintra frame

.4 ศึกษาการทำงานของ การเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอตามมาตรฐาน AVC/264.H ในส่วนของการ Transform และ Quantization

QP	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
QStep	0.625	0.6875	0.8125	0.875	1	1.125	1.25	1.375	1.625	1.75	2	2.25	2.5
QP	...	18	...	24	...	30	...	36	...	42	...	48	...	51
QStep		5		10		20		40		80		160		224

ตารางที่ .1 ค่า Quantization step sizes ใน Codec 264.H

จากตารางแสดงให้เห็นว่า ค่า Quantization parameter ที่มีค่าอยู่ในช่วง [51-0] เป็นเพียงตัวเลขดัชนี (Index) ที่ใช้บอกค่า Quantization step sizes เท่านั้น ซึ่ง Quantization step sizes จะมีค่าเพิ่มขึ้น 2 เท่า ที่

Quantization parameter มีการเพิ่มขึ้นทุกๆ 6 ระดับ นั่นคือ Quantization step sizes จะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ % 12.5 สำหรับการเพิ่มขึ้นของ 1r Quantization parameter ระดับ

ดังนั้นการคำนวณหาค่า (pixel/bits) Entropy จากสมการ Entropy Cauchy function โดยใช้ค่า Quantization parameter จึงไม่ถูกต้อง เพราะการเข้ารหัสจริงใน Codec 264.H นั้นค่า Transform coefficients จะถูก Quantized ด้วยค่า Quantization step sizes ด้วยสมการ

$$Z_{ij} = \text{round} \left[\frac{Y_{ij}}{Q_{step}} \right]$$

โดยที่ Z_{ij} คือ Coefficients Quantization

Y_{ij} คือ Transform coefficients

Q_{step} คือ Quantization step size

ดังนั้นค่า Q ในสมการที่ (1) จึงหมายถึงค่า Quantization step size แทนที่จะเป็นค่า Quantization parameter

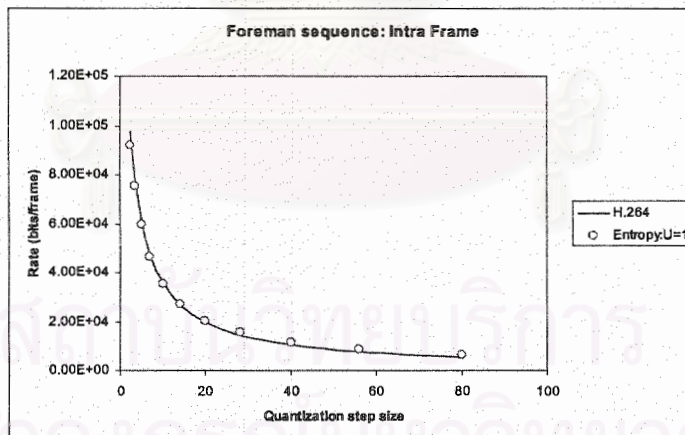
.5 คำนวณหาค่า (pixel/bits) Entropy จากสมการ Entropy Cauchy function สมการที่ ((1) ใหม่ที่ค่า λ) ในรูปใช้ค่า Q แทน (โดยใช้ค่า Quantization step sizes ต่างๆ ดังในตารางที่ .1 แล้วทำการพล็อตกราฟอัตราบิต (frame/bits) เปรียบเทียบระหว่าง Actual rate กับ ค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ .1

= (frame/bits) Rate $H(Q) \times (144 \times 176 \times 1.5)$ สำหรับกรณีที่กำลังภาพเป็นชนิด QCIF

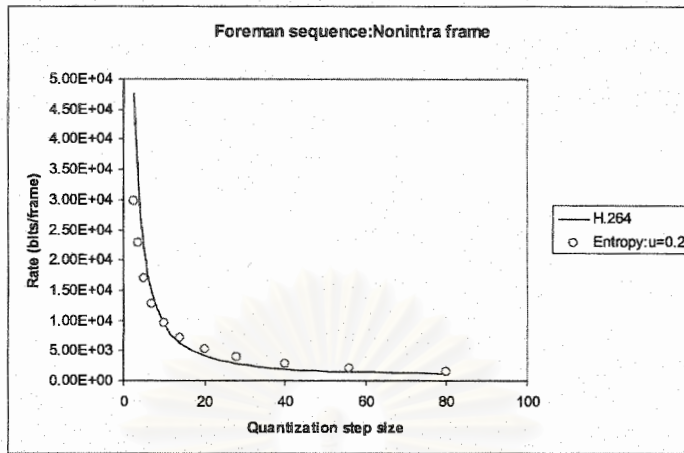
= (frame/bits) Rate $H(Q) \times (288 \times 352 \times 1.5)$ สำหรับกรณีที่กำลังภาพเป็นชนิด CIF

ซึ่งสามารถแสดงผลได้ดังนี้

- ลำดับภาพ foreman



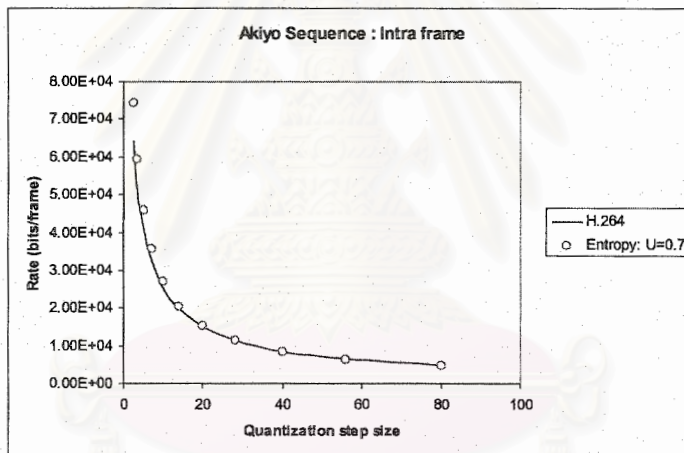
(a)



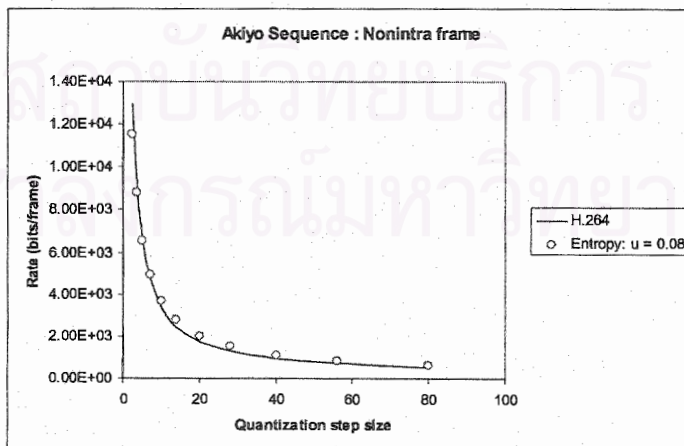
(b)

รูปที่ 8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตกับค่าควอนไทซ์ต่างๆ ของลำดับภาพ Foreman

- ลำดับภาพ Akiyo



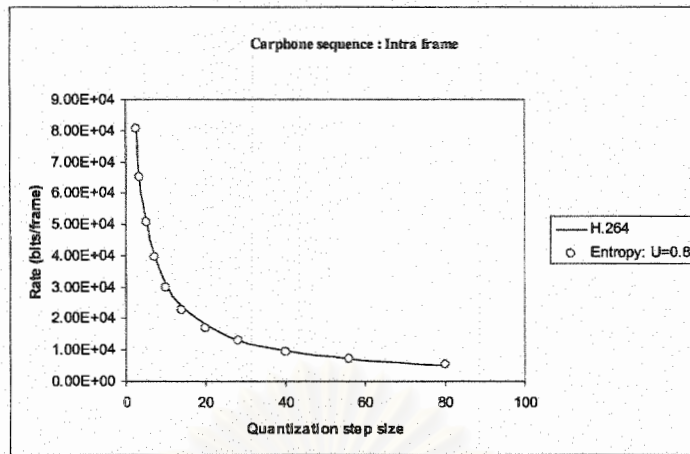
(a)



(b)

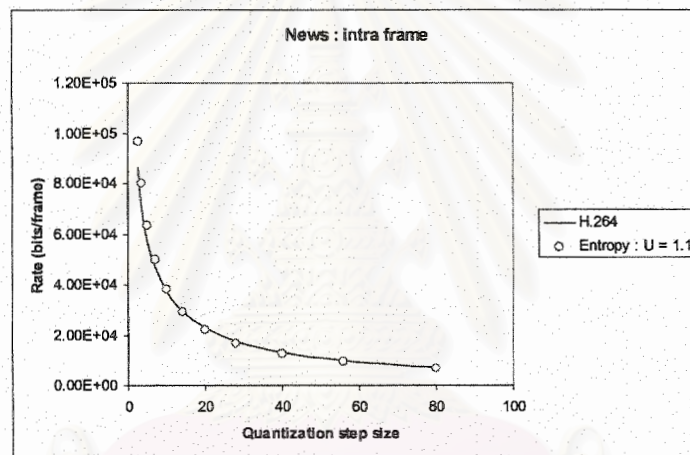
รูปที่ 9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตกับค่าควอนไทซ์ต่างๆ ของลำดับภาพ Akiyo

- ลำดับภาพ Carphone



รูปที่ 10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตกับค่าควอนไทซ์ต่างๆ ของลำดับภาพ Carphone

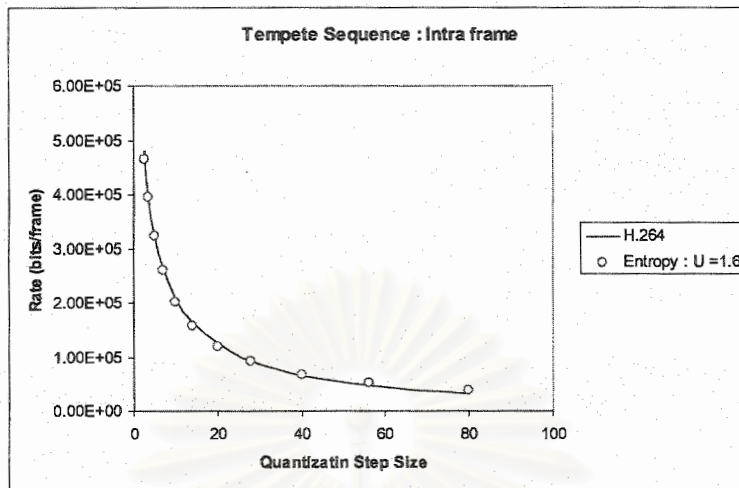
- ลำดับภาพ News



รูปที่ 11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตกับค่าควอนไทซ์ต่างๆ ของลำดับภาพ ewsN

- ลำดับภาพ Tempete

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตกับค่าควอนไทซ์ต่างๆ ของลำดับภาพ Tempeete

จากกราฟ แสดงให้เห็นได้ว่าอัตราบิต (frame/bits) ที่คำนวณได้จากสมการ Cauchy Entropy function กับอัตราบิตที่ได้จากการเข้ารหัสจริง (Actual rate) ด้วย H.264 นั้นมีความสอดคล้องกัน ดังนั้นสมการ Cauchy Entropy function จึงสามารถนำมาใช้ในการคำนวณ Rate model สำหรับการเข้ารหัสได้

ปรับปรุงการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอที่ต้นในส่วนของควบคุมอัตรา ในมาตรฐาน AVC/264.H โดยใช่

Distortion Model-Cauchy Rate

1. วิเคราะห์สมการทางคณิตศาสตร์เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแบบจำลองอัตราบิต และอัตราความเพี้ยนที่เหมาะสม โดยใช้ Lagrange Multiplier Technique

จากบทความเรื่อง “Density-AVC video coder via Cauchy/264.Frame bit allocation for the H-Based rate and Distortion models” สามารถคำนวณหา Model-Rate และ Distortion Model ได้จากสมการ (2) และ (3) ตามลำดับ

$$R = H(Q) = aQ^{-\alpha} \quad (2)$$

$$D(Q) = bQ^\beta \quad (3)$$

โดยที่ a, α, b, β คือค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง

กำหนดให้ C = จำนวนพิกเซลใน basic unit

(pixel/itsb) Average rate = H สำหรับการเข้ารหัสเวกเตอร์การเคลื่อนที่ และ coder's

.header bits

ดังนั้นจาก ; (2)

$$R_i = Ca_i Q_i^{-\alpha_i} + H_i \quad (4)$$

โดยที่ โดยที่ $i = 1, 2, \dots, N$ และ $N =$ จำนวน basic unit ภายในเฟรม จาก (3) หา Distortion ของ ic unit bas ที่ i จาก

$$D = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i Q_i^{\beta_i} \quad (5)$$

ทำการหา Optimization ของค่า Quantization สำหรับ : Cauchy rate model

$$Q_1^*, Q_2^*, \dots, Q_N^*, \lambda^* = \arg \min_{Q_1, \dots, Q_N} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i Q_i^{\beta_i}$$

จาก Lagrange Multiplier Technique

$$J(Q_1^*, Q_2^*, \dots, Q_N^*, \lambda^*) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i Q_i^{\beta_i} + \lambda \sum_{i=1}^N (Ca_i Q_i^{-\alpha_i} + H_i) - \lambda R_{MAX}$$

$$\therefore J(Q_1^*, Q_2^*, \dots, Q_N^*, \lambda^*) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i Q_i^{\beta_i} + \lambda \sum_{i=1}^N (Ca_i Q_i^{-\alpha_i}) + \lambda \sum_{i=1}^N H_i - \lambda R_{MAX} \quad (6)$$

โดยที่ Constraints bit rate = R

หาค่า Q_N^* และ λ^* จากการหา Partial Derivative สมการ (6)

: 1Case หา $\frac{\partial J}{\partial Q_i^*}$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial Q_1^*} &= \frac{\beta_1}{N} b_1 (Q_1^*)^{(\beta_1-1)} - (\lambda C a_1 \alpha_1) (Q_1^*)^{-(\alpha_1+1)} \\ \frac{\partial J}{\partial Q_2^*} &= \frac{\beta_2}{N} b_2 (Q_2^*)^{(\beta_2-1)} - (\lambda C a_2 \alpha_2) (Q_2^*)^{-(\alpha_2+1)} \\ \frac{\partial J}{\partial Q_N^*} &= \frac{\beta_N}{N} b_N (Q_N^*)^{(\beta_N-1)} - (\lambda C a_N \alpha_N) (Q_N^*)^{-(\alpha_N+1)} \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{\partial J}{\partial Q_i^*} = \left(\frac{\beta_i b_i}{N} \right) (Q_i^*)^{(\beta_i-1)} - (\lambda C a_i \alpha_i) (Q_i^*)^{-(\alpha_i+1)} \quad (7)$$

: 2Case หา $\frac{\partial J}{\partial \lambda^*}$

$$\therefore \frac{\partial J}{\partial \lambda^*} = C \sum_{i=1}^N a_i (Q_i^*)^{-\alpha_i} + (N H_i - R_{MAX}) \quad (8)$$

จาก (7) กำหนดให้ $\frac{\partial J}{\partial Q_i^*} = 0$

ดังนั้น
$$\left(\frac{\beta_i b_i}{N}\right) (Q_i^*)^{(\beta_i-1)} = (\lambda C a_i \alpha_i) (Q_i^*)^{-(\alpha_i+1)}$$

$$\therefore (Q_i^*)^{(\beta_i+\alpha_i)} = \left(\frac{\lambda N C a_i \alpha_i}{\beta_i b_i}\right) \tag{9}$$

จาก ; (8) กำหนดให้ $\frac{\partial J}{\partial \lambda^*} = 0$

$$\therefore \sum_{i=1}^N a_i (Q_i^*)^{-\alpha_i} = \frac{(R_{MAX} - NH_1)}{C} \tag{10}$$

พิจารณา Take ln , (9) ทั้งสองข้างของสมการ

$$\ln(Q_i^*)^{(\beta_i+\alpha_i)} = \ln\left(\frac{\lambda N C a_i \alpha_i}{\beta_i b_i}\right)$$

$$\ln(Q_i^*) = \frac{1}{(\beta_i + \alpha_i)} \ln\left(\frac{\lambda N C a_i \alpha_i}{\beta_i b_i}\right)$$

$$\therefore Q_i^* = \left(\frac{\lambda N C a_i \alpha_i}{\beta_i b_i}\right)^{\frac{1}{(\beta_i+\alpha_i)}} \tag{11}$$

นำ (11) แทนใน ; (10)

$$\sum_{i=1}^N a_i \left(\frac{\lambda N C a_i \alpha_i}{\beta_i b_i}\right)^{\frac{-\alpha_i}{(\beta_i+\alpha_i)}} = \frac{(R_{MAX} - NH_1)}{C}$$

$$\therefore \lambda = \left(\frac{R_{MAX} - NH_1}{N C^2}\right) \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^N a_i \left(\frac{a_i \alpha_i}{\beta_i b_i}\right)^{\frac{-\alpha_i}{(\beta_i+\alpha_i)}}}\right) \tag{12}$$

นำ (12) แทนใน ; (11)

$$\therefore Q_i^* = \left\{ \left(\frac{R_{MAX} - NH_i}{C} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^N a_i \left(\frac{a_i \alpha_i}{\beta_i b_i} \right)^{\frac{-a_i}{(\beta_i + a_i)}}} \right) \cdot \left(\frac{a_i \alpha_i}{\beta_i b_i} \right) \right\}^{\frac{1}{(\beta_i + a_i)}} \quad (13)$$

2. ทำการ Implement ในส่วนของ Rate control ลงในมาตรฐานการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอ H.264 โดย ใช้ Distortion model-Cauchy Rate แทนการใช้ Quadratic rate model ซึ่งเป็นแบบจำลองอัตราบิตที่ได้จากการวิเคราะห์ PDF ของ Coefficients-AC ของลำดับภาพเป็นแบบ Laplacian distribution โดยแบ่งขั้นตอนการทำงานออกเป็น GOP-Layer-Frame, Layer และ Basic Unit-Layer ดังนี้

- การควบคุมอัตราในระดับ : Layer GOP คำนวณหาจำนวนบิตรวมของเฟรมที่เหลืออยู่ใน) GOP $B_i(j)$ (เมื่อเฟรมที่ j ของ GOP ที่ i ถูกเข้ารหัส

$$T_r(n_{i,j}) = \begin{cases} \frac{u(n_{i,1})}{F_r} \times N_{gop} - B_c(n_{i-1, N_{gop}}) & 1 = j ; \\ T_r(n_{i,j-1}) - b(n_{i,j-1}) & j = 2, 3, \dots, N \end{cases} \quad (14)$$

- ควบคุมอัตราในระดับ : Frame Layer คำนวณหาจำนวนบิตเป้าหมายของแต่ละเฟรม คำนวณหาค่าควอนไทซ์เริ่มต้นสำหรับ I เฟรม และ P เฟรมแรก Q_I^0, Q_P^0 (โดยพิจารณาจาก Channel bandwidth และ ขนาดของ) GOP ตามมาตรฐาน (H.264 และ คำนวณหาอัตราบิตเป้าหมายของแต่ละ P เฟรมดังนี้

(1) คำนวณหาระดับบัพเฟอร์เป้าหมาย $Tbl(n_{i,j+1})$ ของแต่ละ P เฟรมจากสมการ

$$Tbl(n_{i,j+1}) = Tbl(n_{i,j}) - \frac{Tbl(n_{i,2})}{N_p - 1} \quad (15)$$

(2) คำนวณหาจำนวนบิตเป้าหมายของแต่ละ P เฟรม โดยพิจารณาจาก 2 กรณีคือ

- พิจารณาจากระดับบัพเฟอร์เป้าหมาย ซึ่งจำนวนบิตเป้าหมายสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\tilde{f}(n_{i,j}) = \frac{u(n_{i,j})}{F_r} + \gamma (Tbl(n_{i,j}) - B_c(n_{i,j})) \quad (16)$$

- พิจารณาจากจำนวนบิตที่เหลืออยู่ของแต่ละเฟรม

$$\hat{f}(n_{i,j}) = \frac{T_r(n_{i,j})}{N_p - j} \quad (17)$$

ซึ่งในการหาจำนวนบิตเป้าหมายของแต่ละ P เฟรมนั้นจะพิจารณาจาก ทั้ง 2 กรณี คือ

$$f(n_{i,j}) = \beta \hat{f}(n_{i,j}) + (1 - \beta) \tilde{f}(n_{i,j}) \quad (18)$$

โดยที่ β เป็นค่าถ่วงน้ำหนัก โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5

- ความคุมอัตราในระดับ : Basicunit Layerแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ

1) : encoding stage-Preคำนวณหาค่าระดับขั้นของการควอนไทซ์สำหรับแต่ละหน่วยย่อยพื้นฐาน

กรณี 1 สำหรับหน่วยย่อยพื้นฐานแรกของแต่ละ Pเฟรม ค่าควอนไทซ์เซชันพารามิเตอร์จะพิจารณาจากค่าควอนไทซ์เซชันพารามิเตอร์ของทุกๆหน่วยย่อยพื้นฐานใน Pเฟรมก่อนหน้า

$$QP_{1,i}(j) = AvgQP_i(j-1) \quad (19)$$

กรณี 2 เมื่อจำนวนบิตที่เหลืออยู่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ค่าควอนไทซ์เซชันพารามิเตอร์จำนวนจาก

$$QP_{1,i}(j) = QP_{1,i}(j) + DQUANT \quad (20)$$

โดยที่ $DQUANT = \begin{cases} 1, QP_{1,i}(j) > 25 \\ 2, QP_{1,i}(j) \neq 25 \end{cases}$

กรณี 3 คำนวณหาค่าระดับขั้นของการควอนไทซ์จาก Cauchy Rate-Distortion Model

$$Q_i(n_{i,j}) = \left\{ \left(\frac{f(n_{i,j}) - Nm_{hdr,i}}{C} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sum_{l=1}^N a_{j,l} \left(\frac{a_{j,l} \alpha_{j,l}}{\beta_{j,l} b_{j,l}} \right)^{\beta_{j,l} + \alpha_{j,l}}} \right) \cdot \left(\frac{a_{j,l} \alpha_{j,l}}{\beta_{j,l} b_{j,l}} \right) \right\}^{\frac{1}{(\beta_{j,l} + \alpha_{j,l})}} \quad (21)$$

Post Encoding Stage (2)

Update - ค่าพารามิเตอร์โมเดล a และ α โดยพิจารณาจาก

$$\ln(R_i(n_{i,j})) = \ln(a_{j,l}) - \alpha_{j,l} \ln(Q_i(n_{i,j})) \quad (22)$$

จากการใช้ โดยใช้ Linear regression analysisจะสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์โมเดลได้จากสมการ

$$\ln(a_{j,l}) = \frac{\left(\sum_k^{l-1} \ln(R_k) \right) \left(\sum_k^{l-1} (\ln(Q_k))^2 \right) - \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \ln(R_k) \right)}{(l-k) \left(\sum_k^{l-1} (\ln(Q_k))^2 \right) \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \right)^2} \quad (23)$$

$$\alpha_{j,l} = \frac{\left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \right) \left(\sum_k^{l-1} \ln(R_k) \right) - (l-k) \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \ln(R_k) \right)}{(l-k) \left(\sum_k^{l-1} (\ln(Q_k))^2 \right) \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \right)^2} \quad (24)$$

Update-ค่าพารามิเตอร์โมเดล b และ β โดยพิจารณาจาก

$$\ln(MSE_l(n_{i,j})) = \ln(b_{j,l}) + \beta_{j,l} \ln(Q_l(n_{i,j})) \quad (25)$$

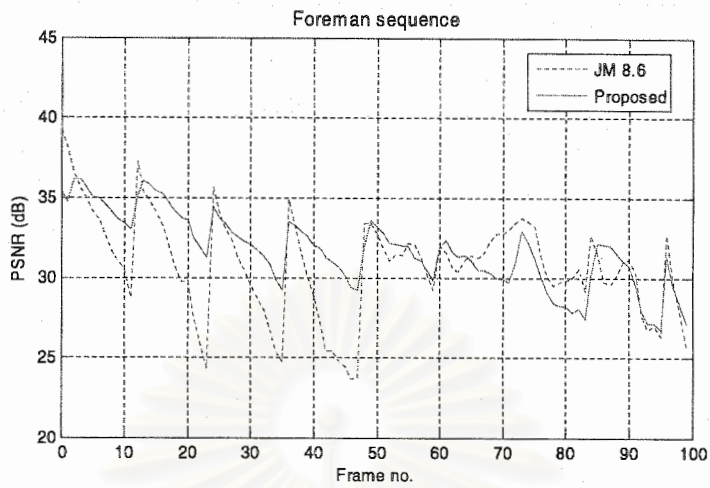
จากการใช้ โดยใช้ Linear regression analysis จะสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์โมเดลได้จากสมการ

$$\ln(b_{j,l}) = \frac{\left(\sum_k^{l-1} \ln(MSE_k) \right) \left(\sum_k^{l-1} (\ln(Q_k))^2 \right) - \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \ln(MSE_k) \right)}{(l-k) \left(\sum_k^{l-1} (\ln(Q_k))^2 \right) \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \right)^2} \quad (26)$$

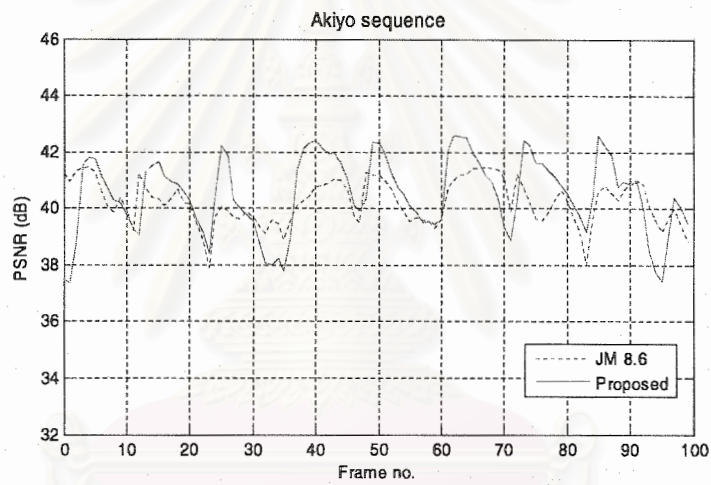
$$\beta_{j,l} = \frac{(l-k) \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \ln(MSE_k) \right) - \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \right) \left(\sum_k^{l-1} \ln(MSE_k) \right)}{(l-k) \left(\sum_k^{l-1} (\ln(Q_k))^2 \right) \left(\sum_k^{l-1} \ln(Q_k) \right)^2} \quad (27)$$

3. สรุปผลการทดลอง

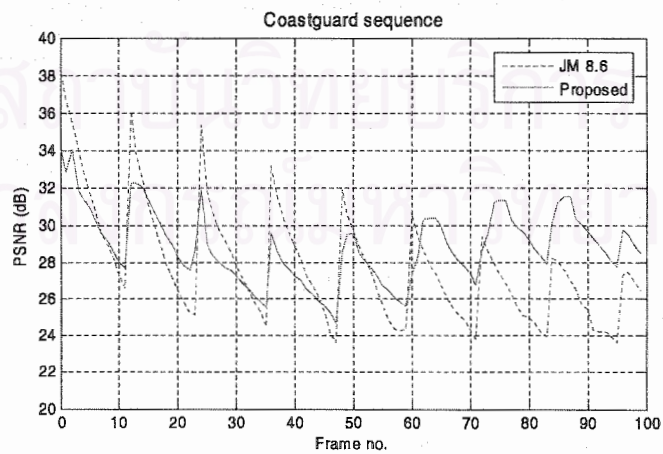
ทำการทดลองใช้ Cauchy Rate Distortion Model ที่วิเคราะห์ได้ ตามรายละเอียดที่ผ่านมาตรฐาน (8.6JM) AVC /264.H โดยทำการเข้ารหัสแบบ PL..GOP IP โดย GOP 1 ประกอบด้วย -I 1 เฟรม และ -P 11 เฟรม เข้ารหัสที่อัตราบิตต่างๆ คือ kbps 128 ,kbps 64 ,kbps 32 ,kbps 16 และ kbps 256 ใช้ว่า ดับภาพทดสอบจำนวน 5 ลำดับภาพ (Foreman, News, Akiyo, Carphone และ Coastguard (ซึ่งจากผลการทดลองพบว่า Cauchy Rate Distortion Model ที่นำเสนอ นั้นสามารถปรับปรุงค่า PSNR ได้สูงขึ้นเมื่อเทียบกับการเข้ารหัสตามมาตรฐาน 264.H โดยสามารถปรับปรุงค่า PSNR ได้สูงขึ้น ,dB 0.65 0.68 dB 0.73 , dB 0.74 ,dB และ dB 1.18 ที่อัตราบิต kbps 128 ,kbps 64 ,kbps 32 ,kbps 16 และ kbps 256 ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดของผลการทดลองได้ในตารางที่ 2 ส่วนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า PSNR ของแต่ละเฟรม นั้นสามารถแสดงได้ในรูปที่ 13 และ 14



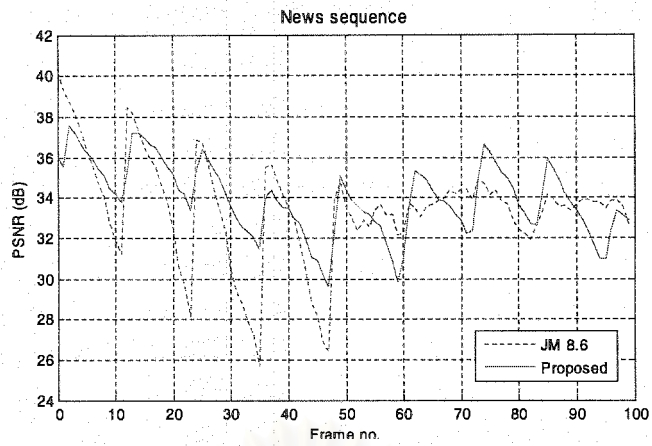
(a)



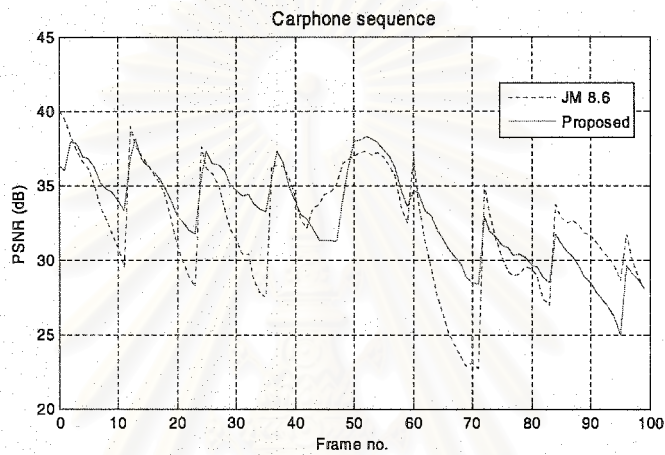
(b)



(c)



(d)

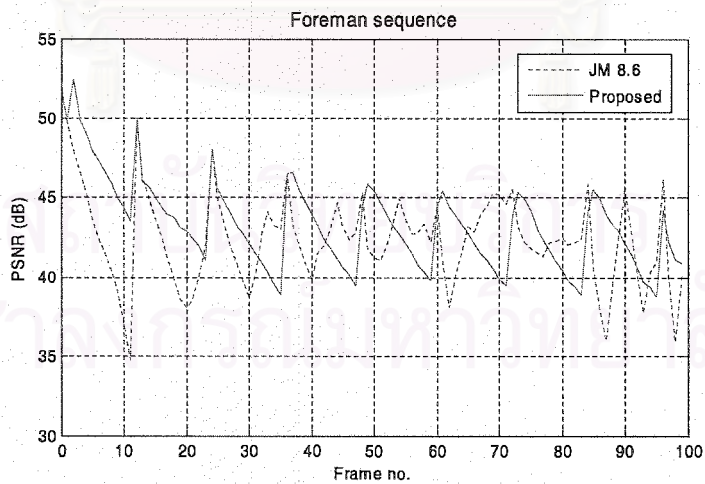


(e)

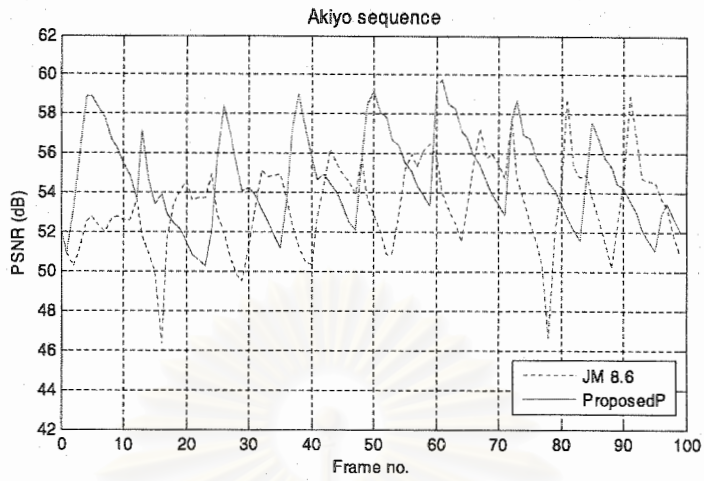
รูปที่ 13 แสดงค่า PSNR ของแต่ละเฟรม สำหรับแต่ละลำดับภาพทดสอบที่อัตราบิต kbps 32

(a) foreman sequence (b) Akiyo sequence (c) Coastguard sequence

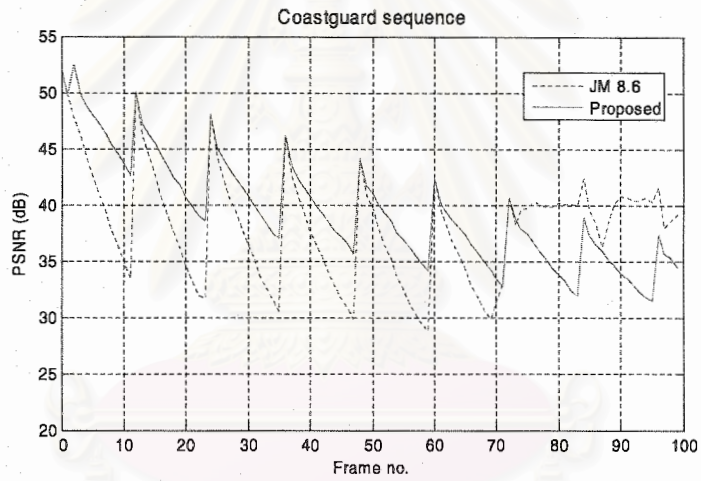
(d) News sequence and (e) Carphone sequence



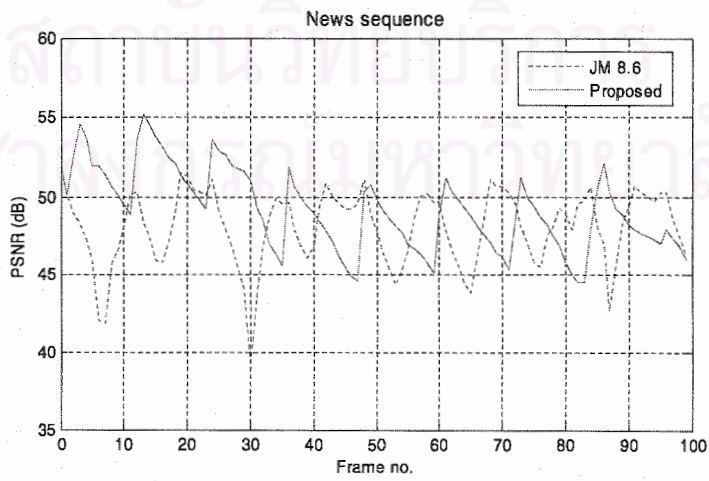
(a)



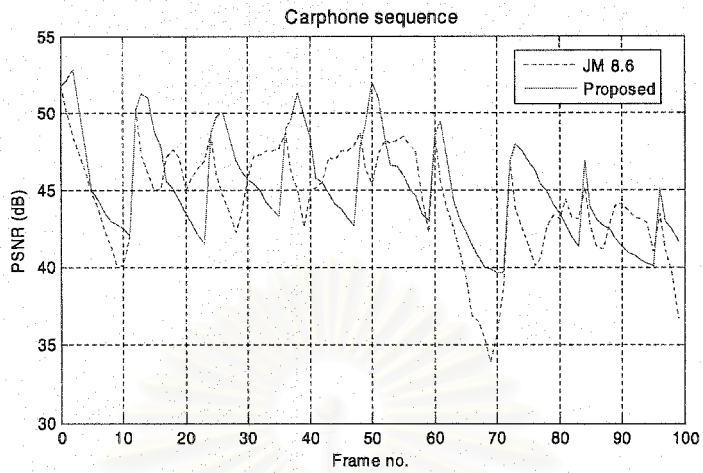
(b)



(c)



(d)



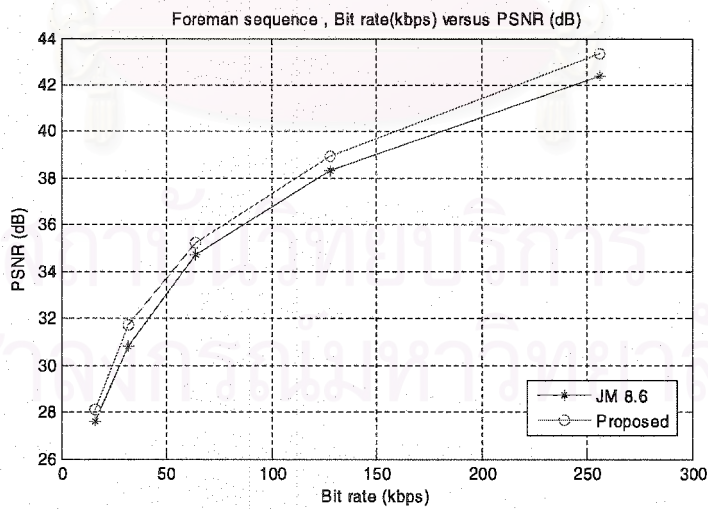
(e)

รูปที่ 14 แสดงค่า PSNR ของแต่ละเฟรม สำหรับแต่ละลำดับภาพทดสอบที่อัตราบิต kbps 256

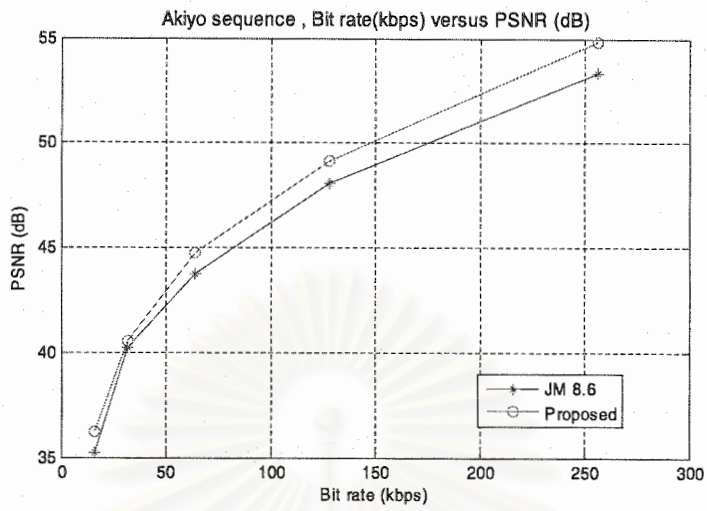
(a) foreman sequence (b) Akiyo sequence (c) Coastguard sequence

(d) News sequence and (e) Carphone sequence

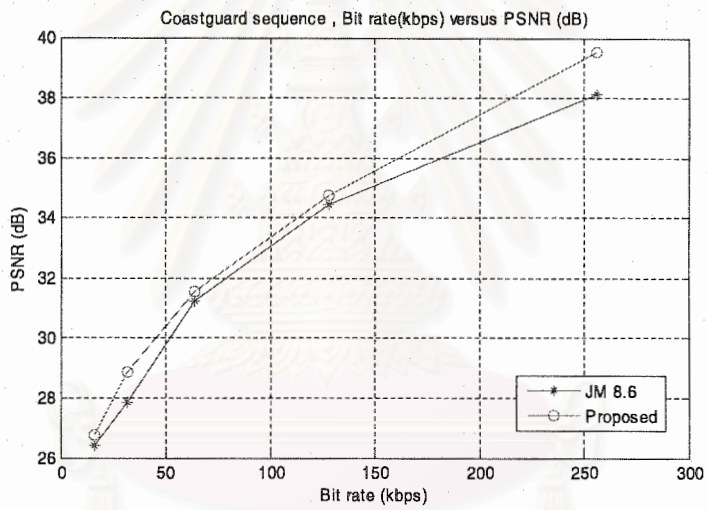
รูปที่ 15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า PSNR ของทุกๆลำดับภาพทดสอบ กับอัตราบิตต่างๆ ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่างานวิจัยสามารถปรับปรุงค่า PSNR ได้สูงขึ้นที่ทุกๆ อัตราบิตเมื่อเทียบกับมาตรฐาน AVC/264.H.264



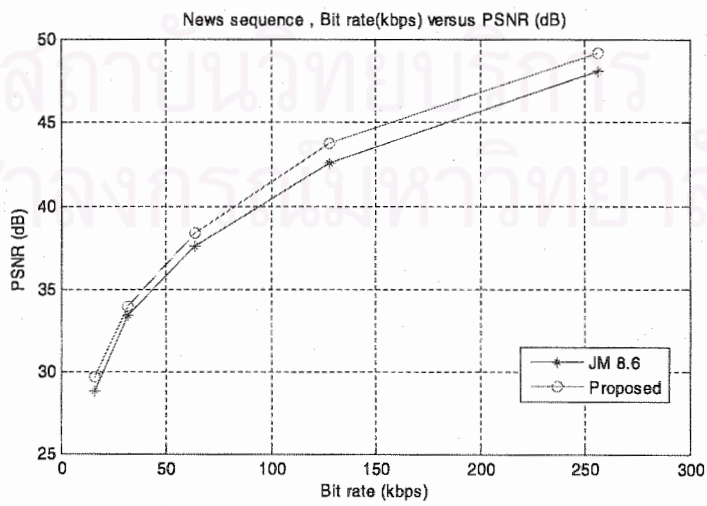
(a)



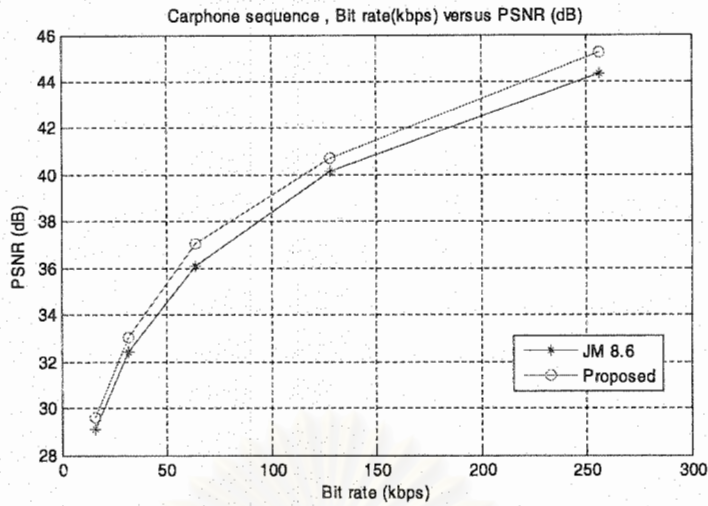
(b)



(c)



(d)



(c)

รูปที่ 15 แสดงค่า PSNR แต่ละลำดับภาพทดสอบที่อัตราบิตต่างๆ

(a) foreman sequence (b) Akiyo sequence (c) Coastguard sequence

(d) News sequence and (e) Carphone sequence

ตารางที่ 2 สรุปผลการทดลองการเข้ารหัสสัญญาณวิดีโอที่อัตราบิตต่างๆ

Bit rate	quenceSe	(dB)Average PSNR		. PSNR Std		(kbps)Bit Rate	
		8.6JM	Proposed	8.6JM	Proposed	8.6JM	Proposed
kbps 16	Foreman	27.58	0.53+) 28.11 (dB	1.81	1.70	16.50	16.25
	Coastguard	26.43	0.35+) 26.78 (dB	1.30	1.21	16.12	16.56
	Carphone	29.10	0.53+) 29.63 (dB	70.2	2.70	16.26	16.20
	Akiyo	35.20	(dB 1.0+) 36.20	1.54	1.42	16.22	16.35
	News	28.83	0.86+) 29.69 (dB	1.42	1.13	16.17	16.15
kbps 32	Foreman	30.81	0.90+) 31.71 (dB	3.16	2.27	32.34	32.39
	Coastguard	27.88	0.99+) 28.87 (dB	3.17	1.94	32.34	32.52

	Carphone	32.42	0.64+) 33.06 (dB	3.93	3.23	32.88	32.74
	Akiyo	40.24	0.28+) 40.52 (dB	0.79	1.34	33.16	33.02
	News	33.42	0.58+) 34.00 (dB	2.66	1.78	32.94	33.04
kbps 64	Foreman	34.73	0.52+) 35.25 (dB	1.72	1.72	64.80	65.01
	Coastguard	31.23	0.34+) 31.57 (dB	2.20	07.2	65.97	65.48
	Carphone	36.11	0.96+) 37.07 (dB	3.45	3.11	64.73	64.56
	Akiyo	43.72	1.06+) 44.78 (dB	1.90	2.01	65.42	65.49
	News	37.67	0.79+) 38.46 (dB	1.76	1.71	64.76	65.02
kbps 128	Foreman	38.31	0.65+) 38.96 (dB	2.04	2.35	127.67	127.78
	Coastguard	46.34	0.28+) 34.74 (dB	2.70	2.85	127.77	128.01
	Carphone	40.14	0.61+) 40.75 (dB	3.56	3.49	129.32	128.95
	Akiyo	48.10	1.06+) 49.16 (dB	1.90	1.81	129.21	129.56
	News	42.63	1.11+) 43.74 (dB	1.97	1.95	129.02	128.45
kbps 256	Foreman	42.40	dB 0.97+) 43.37 (01.3	2.91	255.92	256.31
	Coastguard	38.12	(dB 1.4+) 39.52	4.90	4.90	257.59	257.58
	Carphone	44.36	0.86+) 45.22 (dB	3.54	3.31	256.01	256.12
	Akiyo	53.31	54.84+) 1.53	2.22	2.35	256.98	256.14

			(dB				
	News	48.06	1.13+) 49.19 (dB	2.42	2.50	257.54	257.17

4. งานที่จะทำต่อไป

4.1 ศึกษาคุณลักษณะของการส่งสัญญาณวีดิทัศน์ผ่านช่องสัญญาณไร้สาย กรรมวิธีแก้ไขความผิดพลาดแบบต่างๆ (ARQ , FEC)

4.2 หาแบบจำลองความเพี้ยนเนื่องมาจากการส่งสัญญาณวีดิทัศน์ผ่านช่องสัญญาณไร้สาย และความเพี้ยนเนื่องมาจากการเข้ารหัสสัญญาณ

4.3 นำเอาแบบจำลอง R-D มาใช้ร่วมกับการควบคุมอัตรา โดยพิจารณาพร้อมกับสถานะของช่องสัญญาณไร้สาย และแบบจำลองความเพี้ยน เพื่อใช้ในการหาค่าควอนไทซ์เซชันที่เหมาะสม เพื่อให้การเข้ารหัส และการส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สายมีประสิทธิภาพสูงสุด

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 10

เรื่อง การประเมินของสัญญาณที่มีแหล่งจ่ายรวมในช่องการสื่อสารที่เกิดการเฟดดิ้ง ปีที่ 4

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ.ดร. ประสิทธิ์ ทิมพุดิ

2. วัตถุประสงค์

- เพื่อออกแบบวิจัยและพัฒนาเครื่องรับชนิดเทอร์โบชนิดใหม่ซึ่งสามารถกำจัดผลการรบกวนของ MAI และสามารถถอดรหัสของผู้ใช้แต่ละรายได้ในตัวเดียวกันเพื่อใช้ในระบบ CDMA
- เพื่อวิจัยค้นหาแนวทางใหม่ๆ ในการกำจัดผลการรบกวนของผู้ใช้รายอื่นที่รบกวนต่อผู้ใช้ที่สนใจ (multiple access elimination) และทำการออกแบบเครื่องรับชนิดใหม่ที่สามารถทำงานร่วมกับรหัสเทอร์โบ
- เพื่อศึกษาและวิจัยระหว่างความซับซ้อนและประสิทธิภาพของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่ถูกนำเสนอโดยนักวิจัยต่างประเทศมาก่อนหน้านี้ เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ที่จะนำมาใช้จริง
- พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมในการเข้ารหัสและถอดรหัสสำหรับในเครื่องรับและส่ง
- เผยแพร่ผลงานการวิจัยในรูปแบบของสิ่งพิมพ์และระบบอินเทอร์เน็ต แก่ผู้สนใจทั้งในประเทศและต่างประเทศ

3. ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

- ทำการวิจัยและศึกษาบทความทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับอัลกอริทึมในระบบ CDMA
- พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมที่ใช้กับระบบ Multiuser Detection ในระบบ CDMA โทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3 และ 4 ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น
- ศึกษาและทำการทดลอง โดยใช้การเข้ารหัสแหล่งกำเนิดที่มีคุณสมบัติการแพร่กระจายของข้อผิดพลาด
- ค้นหาแนวทางใหม่ๆ ในการกำจัดผลการรบกวนของผู้ใช้รายอื่นที่รบกวนต่อผู้ใช้ที่สนใจ
- จัดทำบทความทางวิชาการ เพื่อเผยแพร่ความรู้และผลงานที่ได้จากการทำวิจัยทั้งในระดับชาติ และ ระดับนานาชาติ

4. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

- พัฒนาและปรับปรุง โครงสร้างของเครื่องรับที่สถานีฐานแบบคิเทกต์ผู้ใช้หลายคนในระบบ DS-SS-CDMA
- พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมโดยใช้รหัส Turbo code ในระบบที่มีการประมาณ หาค่าช่อง สัญญาณ
- พัฒนาการ Turbo Multiuser detection ในระบบ CDMA เพื่อนำมาใช้ใน โทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3 และ 4
- ทำการพัฒนาและศึกษา EM-algorithm (Expectation Maximization Algorithm) เพื่อนำมาใช้ในการประมาณหาค่าช่องสัญญาณของระบบ CDMA
- ทดลองเพิ่มตำแหน่งที่เป็นไปได้ของสัญลักษณ์ต้องห้ามเพื่อวัดประสิทธิภาพในการทำงานของตัวเข้ารหัสและถอดรหัสและศึกษาหาผลกระทบที่เกิดจากวิธีการเข้ารหัสช่องสัญญาณรวมกับการเข้ารหัสแหล่งกำเนิด

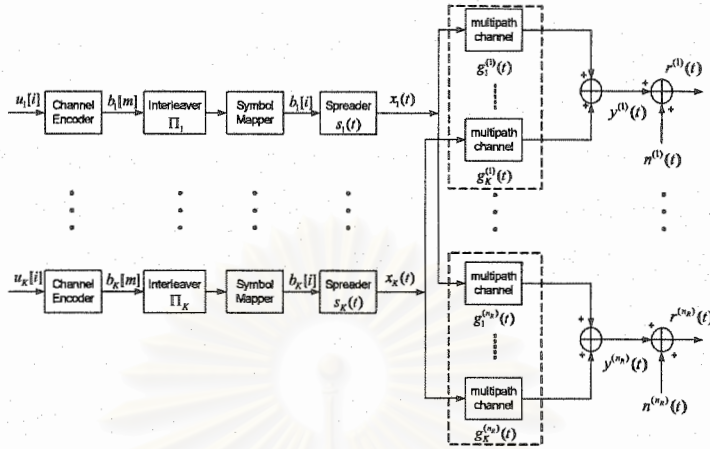
- ปรับปรุงโปรแกรมให้สามารถรองรับความสามารถในการเพิ่มตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้าม
- ทำการทดลองเพื่อตรวจสอบว่าถ้าผ่านช่องสื่อสารที่มีสัญญาณรบกวนที่ก่อให้เกิดความผิดพลาดในปริมาณไม่มากนักจะสามารถทำการแก้ไขข้อผิดพลาดนั้นโดยใช้วิธีการเปลี่ยนสัญลักษณ์เป็นบางส่วนๆได้หรือไม่
- ทำการทดลองวัดความถูกต้องในการเปลี่ยนสัญลักษณ์เป็นบางส่วนๆ ว่ามีความถูกต้องเป็นปริมาณเท่าไรเมื่อเปรียบเทียบกับปริมาณของข้อผิดพลาดทั้งหมดที่เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ
- ปรับปรุงและแก้ไขโปรแกรมเพื่อทำการทดสอบความถูกต้องในการเปลี่ยนสัญลักษณ์เป็นบางส่วนๆ
- วัดประสิทธิภาพวัดประสิทธิภาพในการเข้ารหัสลับของตัวเข้ารหัสและตัวถอดรหัสและศึกษาหาผลกระทบที่เกิดจากวิธีการทดลองเพิ่มตำแหน่งที่เป็นไปได้ของสัญลักษณ์ต้องห้าม

5. ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป

- พัฒนาโครงสร้างของเครื่องรับที่สถานีฐานในระบบ Ds-CDMA ให้สามารถดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนพร้อมๆกันได้ในช่องสัญญาณข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น
- พัฒนาซอฟต์แวร์ที่จำลองการทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำโดยอาศัยตัวประมาณช่องสัญญาณ
- ทำการศึกษา EM algorithm เพื่อนำมาใช้ในระบบ ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนพร้อมๆกันและพัฒนาต่อไปในระบบที่สัญญาณ fading เป็นแบบ frequency selective และ time varying fading
- ทดลองสร้างรหัสที่สามารถตรวจจับความผิดพลาดได้ถูกต้องมากเท่าที่ต้องการได้โดยการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดซ้ำ
- พัฒนาซอฟต์แวร์ที่ทำการเข้ารหัสและถอดรหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดที่ผ่านการเข้ารหัสซ้ำได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก



รูป 1. แสดงระบบ MIMO ของระบบ CDMA ขาขึ้น

พิจารณาระบบขาขึ้นของ asynchronous CDMA โดยกำหนดให้มีผู้ใช้ K รายและมีจำนวนเสารับจำนวน n_R เสารับโคจรสมมุติให้ที่สถานีฐานทราบเพียง spreading sequence ของแต่ผู้ใช้แต่ละรายภายในเซลล์ K_{in} ($K_{in} \leq K$) โดยที่ spreading sequence ของผู้ใช้ภายนอกเซลล์รัยที่ $(K - K_{in})$ ไม่ทราบจากสถานีฐานจากรูปที่ 1 จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งแต่ละราย (mobile to base station) มีลักษณะเป็น $x_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{M-1} b_k[i] s_k(t - iT - d_k)$ โดยที่ค่า d_k ($0 \leq t < T$) เป็นค่าหน่วงเวลาจากผู้ใช้แต่ละรายและค่าของสัญญาณ $s_k(t)$ สามารถเขียนได้เป็น $s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k[j] \psi(t - jT_c)$ ในช่วงเวลา $0 \leq t \leq T$ และ $T_c = T/N$. โดยที่ค่าสัญญาณของสัญญาณ $\psi(t)$ ถูกนอร์มอลไลซ์โดย $\int_0^{T_c} \psi(t)^2 dt = 1$ ในช่วงของ $\{c_k[j]\}_{j=0}^{N-1}$ เมื่อกำหนดให้สัญญาณ multi-path fading ในผู้ใช้แต่ละรายที่เสารับลำดับที่ $b = 1, 2, \dots, n_R$ มีค่าเป็น $g_k^{(b)}(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_{ki}^{(b)} \delta(t - \tau_{ki}^{(b)})$ โดยที่ค่า $\alpha_{ki}^{(b)}$ และ $\tau_{ki}^{(b)}$ อัตรายบายของช่องสัญญาณและค่าประวิงเวลาซึ่งคู่กับอัตรายบาย โดยที่ $\tau_{k1}^{(b)} < \tau_{k2}^{(b)} < \dots < \tau_{kL}^{(b)}$ ในเสารับสัญญาณที่ b

$$\begin{aligned}
 r^{(b)}(t) &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{M-1} b_k[i] h_k^{(b)}(t - iT) + n^{(b)}(t) \\
 &= \underbrace{\sum_{i=0}^{M-1} b_k[i] h_k^{(b)}(t - iT)}_{y_k^{(b)}(t)} + \underbrace{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^{K_{in}-1} \sum_{i=0}^{M-1} b_{k'}[i] h_{k'}^{(b)}(t - iT)}_{\text{intracell Interference}} \\
 &\quad + \underbrace{\sum_{k'=K_{in}+1}^K \sum_{i=0}^{M-1} b_{k'}[i] h_{k'}^{(b)}(t - iT)}_{\text{intercell Interference}} + n^{(b)}(t)
 \end{aligned}$$

$$r^{(b)}(t) = y_k^{(b)}(t) + \underbrace{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^{K_m-1} y_{k'}^{(b)}(t) + \sum_{k'=K_m+1}^K y_{k'}^{(b)}(t) + n^{(b)}(t)}_{y^{(b)}(t)} \quad (1)$$

เมื่อกำหนดให้ $l_k^{(b)} = (d_k + d_{L_c}^{(b)} + T_c) / T$ เป็นค่าประวิงเวลาสูงสุดในแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูลที่ส่ง ดังนั้นเมื่อทำการสุ่มเก็บข้อมูลทุกๆเวลา $t = iT + nT_c$ ในแต่ละเสารับสัญญาณดังนั้นสัญญาณที่ได้รับจะสามารถจัดรูปได้เป็น

$$y_k^{(b)}[i, n] = y_k^{(b)}(iT + nT_c) = \sum_{j=0}^{M-1} b_k[i] \underbrace{h_k^{(b)}(iT + nT_c - jT)}_{h_k^{(b)}[i-j, n]}$$

$$y_k^{(b)}[i, n] = \sum_{j=i-l_k^{(b)}}^i b_k[i] h_k^{(b)}[i-j, n] = \sum_{j=0}^{l_k^{(b)}} h_k^{(b)}[j, n] b_k[i-j] \quad (2)$$

ทำการแทนสมการที่ 2 ลงในสมการที่ 1

$$r^{(b)}[i, n] = h_k^{(b)}[0, n] b_k[i] + \underbrace{\sum_{j=1}^{l_k^{(b)}} h_k^{(b)}[j, n] b_k[i-j]}_{ISI}$$

$$+ \sum_{k' \neq k} y_{k'}^{(b)}[i, n] + n^{(b)}[i, n] \quad (3)$$

กำหนดให้ค่าประวิงเวลาสูงสุดของผู้ใช้ K ใน ทุกเสารับของสถานีฐานเป็น $l^{(b)} = \max_{1 \leq k \leq K} \{l_k^{(b)}\}$ และ

$l = \max_{1 \leq l \leq nR} \{l^{(b)}\}$ ดังนั้นเราจะพบว่า

$$\underbrace{\underline{r}^{(b)}[i]}_{N \times 1} = \left[r^{(b)}[i, 0] \quad \dots \quad r^{(b)}[i, N-1] \right]^T \quad \underbrace{\underline{b}_{in}[i]}_{K_m \times 1} = \left[b[i] \quad \dots \quad b_{K_m}[i] \right]^T$$

$$\underbrace{\underline{n}^{(b)}[i]}_{N \times 1} = \left[n^{(b)}[i, 0] \quad \dots \quad n^{(b)}[i, N-1] \right]^T \quad \underbrace{\underline{b}_{out}[i]}_{(K-K_m) \times 1} = \left[b_{K_m+1}[i] \quad \dots \quad b_K[i] \right]^T$$

$$\underline{H}_{in}^{(b)}[j] = \begin{bmatrix} h_1^{(b)}[j, 0] & \dots & h_{K_m}^{(b)}[j, 0] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_1^{(b)}[j, N-1] & \dots & h_{K_m}^{(b)}[j, N-1] \end{bmatrix}$$

$$\underline{H}_{out}^{(b)}[j] = \begin{bmatrix} h_{K_m+1}^{(b)}[j, 0] & \dots & h_K^{(b)}[j, 0] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{K_m+1}^{(b)}[j, N-1] & \dots & h_K^{(b)}[j, N-1] \end{bmatrix}$$

For $j = 0, 1, \dots, l$.

จากสมการที่ 3 เราจะได้ว่า

$$\underline{r}^{(b)}[i] = \underline{H}_{in}^{(b)}[j] * \underline{b}_{in}[i] + \underline{H}_{out}^{(b)}[j] * \underline{b}_{out}[i] + \underline{n}^{(b)}[i]. \quad (4)$$

ทำการรวมสัญญาณในแต่ละเสารับและเสาส่งจะได้ว่า

หรือเราสามารถเขียน 4 ในรูปของ

$$r[i] = \sum_{k=1}^{K_{in}} \underbrace{(b_k[i]C_k^{(0)} + b_k[i-1]C_k^{(1)} + \dots + b_k[i-l]C_k^{(l)})}_{s_k[i]} g_k[i] + v_{OMAI}[i] + n[i] \quad (5)$$

$$= \sum_{k=1}^{K_{in}} s_k[i] g_k[i] + v_{OMAI}[i] + n[i]$$

$$r_k[i] = s_k[i] g_k[i] + n[i] \text{ for } k=1, \dots, K_{in} \text{ and } r_{K_{in}+1}[i] = v_{OMAI}[i] + n[i]$$

โดยการประมาณให้การเกิด fading มีลักษณะเป็น Markov process เราจะได้

$$g_k[i] = \psi_k[i] g_k[i-1] + w_k[i] \quad k=1, \dots, K_{in}$$

$$v_{OMAI}[i] = \psi_{K_{in}+1}[i] v_{OMAI}[i-1] + w_{K_{in}+1}[i]$$

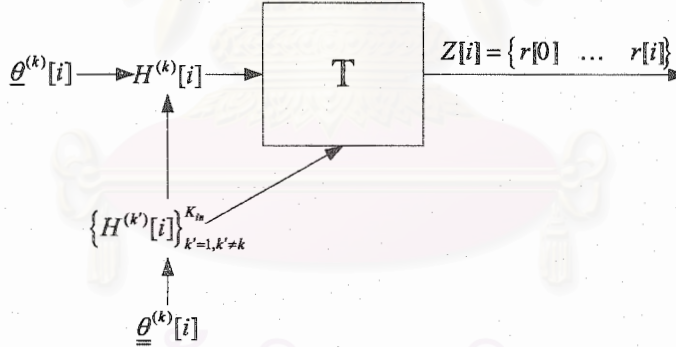
ดังนั้น

$$r_k[i] = A_k[i] x_k[i] + n[i]$$

$$x_k[i] = \psi_k[i] x_k[i-1] + w_k[i]$$

$$r_k[i] = r[i] - \sum_{k'=1, k' \neq k}^{K_{in}} A_{k'}[i] x_{k'}[i]$$

$$Z[i] = \{r[0] \dots r[i]\}$$



โดยการอาศัย Em algorithm เราจะได้

$$\text{For } k=1, \dots, K_{in}$$

E-Step

$$Q^{(k)}(\underline{\theta}^{(k)}[i] | \tilde{\theta}^{(k)}[i]) = E \left\{ \log f \left(H^{(k)}[i] | \underline{\theta}^{(k)}[i], Z[i], \tilde{\theta}^{(k)}[i] \right) \right\}$$

$$Q^{(k)}(\underline{\theta}^{(k)}[i] | \tilde{\theta}^{(k)}[i]) = C - \log \|R_k[i]\| - \frac{1}{2} \text{tr} \left[R_k^{-1}[i] (x_k[i|i] - \psi_k[i] x_k[i-1|i]) (x_k[i|i] - \psi_k[i] x_k[i-1|i])^H \right]$$

$$- \log \|\Sigma_k[i]\| - \frac{1}{2} \text{tr} \left[\Sigma_k^{-1}[i] (r_k[i] - A_k[i] x_k[i|i]) (r_k[i] - A_k[i] x_k[i|i])^H \right]$$

Where

$$x_k[i|i] = \langle x_k[i] \rangle = E \{ x_k[i] | Z[i], \tilde{\theta}^{(k)}[i] \}$$

$$x_k[i-1|i] = \langle x_k[i-1] \rangle = E \{ x_k[i-1] | Z[i], \tilde{\theta}^{(k)}[i] \}$$

CM-step

Matrix lemma $\frac{\partial}{\partial X^*} \text{tr}(AX^H) = \frac{\partial}{\partial X^*} \text{tr}(X^H A) = A \quad \frac{\partial}{\partial X} \log \|X\| = (X^{-1})^T = (X^T)^{-1}$

$$\frac{\partial}{\partial X} \text{tr}(X^{-1}A) = -(X^{-1}AX^{-1})^T$$

CM1-Step

Replacing $\psi_k[i] = \tilde{\psi}_k[i-1] \quad R_k[i] = \tilde{R}_k[i-1] \quad \Sigma_k[i] = \tilde{\Sigma}_{k-1}[i]$

$$\tilde{\psi}_k[i] = \langle x_k[i]x_k[i-1]^H \rangle \langle x_k[i-1]x_k[i-1]^H \rangle^{-1} = M_{12}M_2^{-1}$$

$$\tilde{\psi}_k[i] = (x_k[i|i]x_k[i-1|i]^H + P_k[i,i-1|i]) (x_k[i-1|i]x_k[i-1|i]^H + P_k[i-1|i])^{-1}$$

CM2-Step

Replacing $\psi_k[i] = \tilde{\psi}_k[i] \quad R_k[i] = \tilde{R}_k[i-1] \quad \Sigma_k[i] = \tilde{\Sigma}_{k-1}[i]$

$$R_k[i] = \frac{1}{2} \langle (x_k[i] - \psi_k[i]x_k[i-1]) \rangle \langle (x_k[i] - \psi_k[i]x_k[i-1])^H \rangle$$

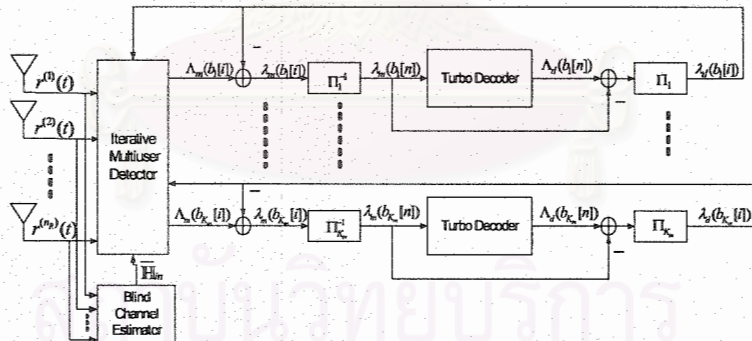
$$= \frac{1}{2} (M_1 - \tilde{\psi}_k[i]M_{12}^H)$$

CM3-Step

Replacing $\psi_k[i] = \tilde{\psi}_k[i] \quad R_k[i] = \tilde{R}_k[i] \quad \Sigma_k[i] = \tilde{\Sigma}_{k-1}[i]$

$$\Sigma_k[i] = \frac{1}{2} \langle (r_k[i] - A_k[i]x_k[i]) \rangle \langle (r_k[i] - A_k[i]x_k[i])^H \rangle$$

ในส่วนนี้จะแสดงผลการทดลองและเครื่องรับที่นำเสนอโดยอาศัยตัวประมาณช่องสัญญาณ โดยใช้วิธี EM มาใช้ในภาครับ



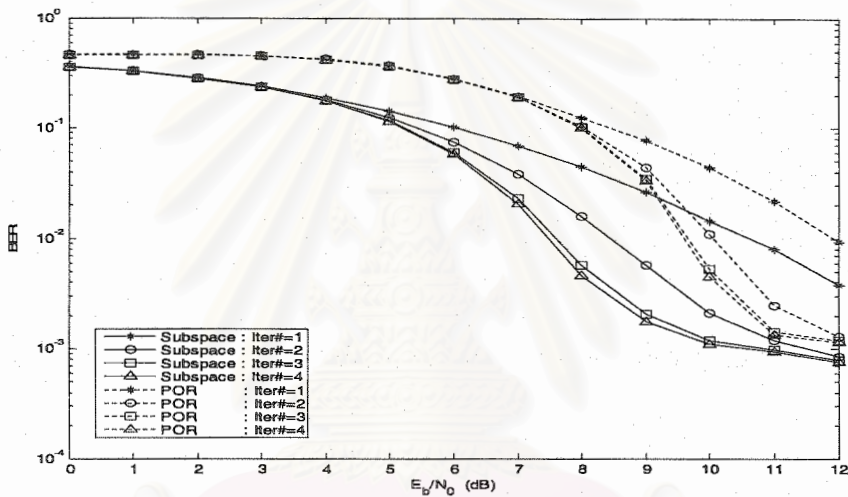
รูป 3. รูปแบบของเครื่องรับในระบบ CDMA ที่นำเสนอ

จากรูป 3 “Iterative multiuser detector” จะทำการสร้างสัญญาณ $\Lambda_m(b_k[i]) = \lambda_m(b_k[i]) + \lambda_d(b_k[i])$ a posterior likelihood ratio แลกเปลี่ยนกับตัวถอดรหัสของสัญญาณ Turbo decoder ในลักษณะที่เป็นรอบๆ (iteration) โดยถ้ากำหนดว่าสัญญาณที่ออกจาก “Iterative multiuser detector” ผ่านตัวกรอง filter มา มีลักษณะสัญญาณเป็น

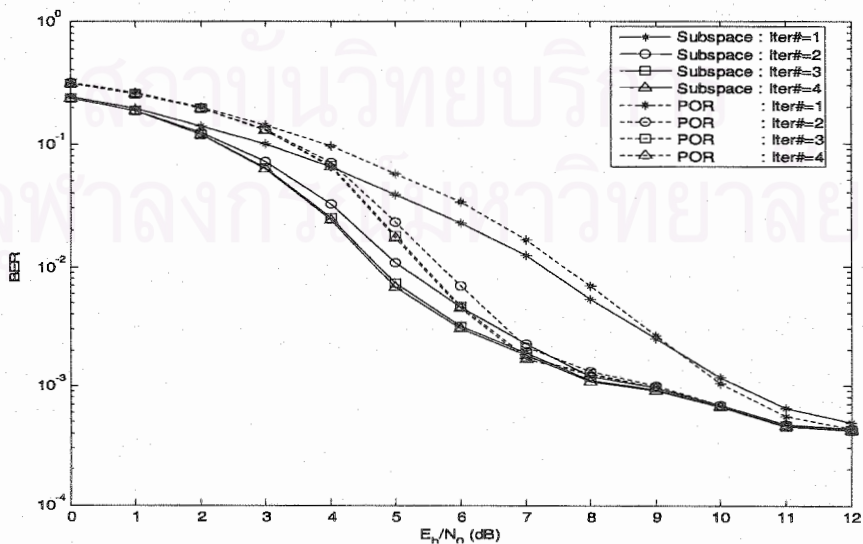
$$z_k[i] = \tilde{b}_k[i] + w_k^H \left[r[i] - \bar{H}_{in}^{(k)} \mathbf{A}^{(k)} \tilde{\mathbf{b}}_{in}^{(k)}[i] \right] = \mu_k b_k[i] + v_k[i] \quad (12)$$

โดยที่อัตราส่วน likelihood ratio มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} \lambda_m(b_k[i]) &= \log \frac{P(z_k[i] | b_k[i] = +1)}{P(z_k[i] | b_k[i] = -1)} \\ &= \frac{-|z_k[i] - \mu_k|^2}{2\sigma^2} + \frac{|z_k[i] + \mu_k|^2}{2\sigma^2} \\ &= \Re \left(\frac{2\mu_k z_k[i]}{\sigma^2} \right) \end{aligned} \quad (13)$$



รูป 4. สมรรถนะของ maximum BER user ในเครื่องรับในระบบ CDMA ที่นำเสนอ



รูป 5. สมรรถนะของ minimum BER user ในเครื่องรับในระบบ CDMA ที่นำเสนอ

- [1] X. Wang and A. Host-Madsen, "Group-blind multiuser detection for uplink CDMA," *IEEE J.Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 1971 – 1984, Nov. 1999
- [2] H. Liu and G. Xu, "A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1346–54, Oct. 1996.
- [3] Z. Xu, "Asymptotic performance of subspace methods for synchronous multirate CDMA systems," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 50, no. 8, pp. 2015-2026, August 2002.
- [4] Z. Xu, "On the second-order statistics of the weighted sample covariance matrix," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 51, no. 2, pp. 527-534, February 2003.

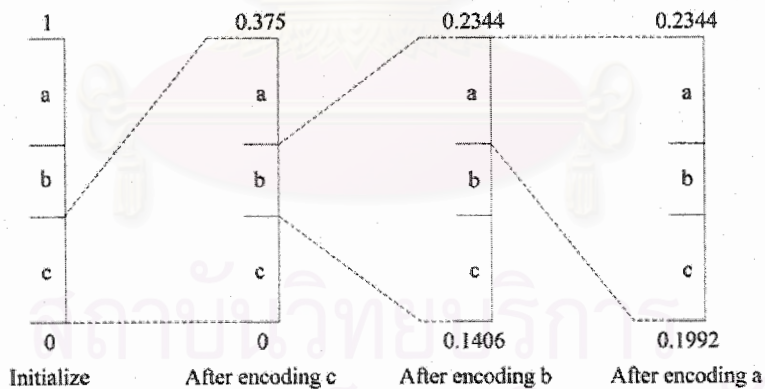


สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ข

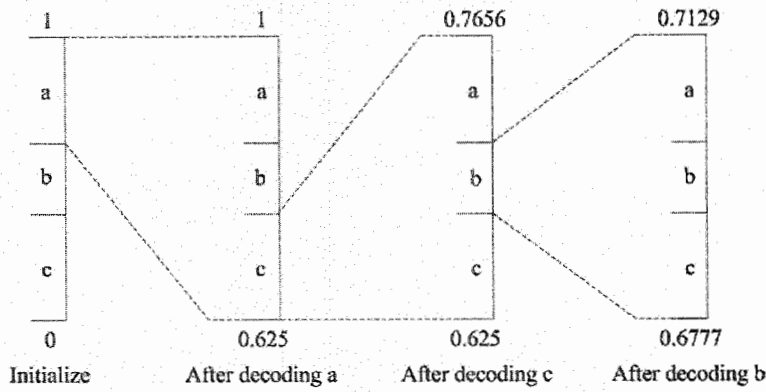
การเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดนั้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มสัญลักษณ์ต้องห้ามลงไปในการเข้ารหัสเชิงเลขคณิต โดยจะต้องมีการกำหนดตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้ามไว้ล่วงหน้าเนื่องจากการเข้ารหัสและถอดรหัสจำเป็นต้องสามารถสร้างตารางความน่าจะเป็นที่ใช้ในการเข้ารหัสและถอดรหัสที่ตรงกันทั้งด้านตัวเข้ารหัสและตัวถอดรหัส เนื่องจากหากไม่สามารถที่จะสร้างตารางความน่าจะเป็นที่ตรงกันได้ข้อมูลที่ถูกถอดรหัสออกมาจากรหัสที่รับมานั้นจะเป็นข้อมูลที่ไม่ถูกต้อง โดยข้อมูลที่ถอดออกมาจะเกิดความผิดพลาดแบบต่อเนื่องเนื่องจากการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตมีคุณสมบัติการแพร่กระจายของความผิดพลาด (Error Propagation) คือ หากเกิดความผิดพลาดขึ้นครั้งหนึ่งจากการถอดรหัสเนื่องรหัสที่ได้รับ ไม่ถูกต้องหรือตารางที่ใช้ในการถอดรหัสไม่ตรงกันจะทำให้การถอดรหัสข้อมูลหลังจากจุดที่เกิดความผิดพลาดขึ้นจะเกิดความผิดพลาดตามไปด้วย

คุณสมบัติการแพร่กระจายของความผิดพลาดของการเข้ารหัสเชิงเลขคณิต สามารถอธิบายได้ด้วยตัวอย่างง่ายๆ ดังนี้ สมมติให้มีการเข้ารหัสข้อมูล cba โดยสัญลักษณ์ c มีค่าอยู่ในช่วง $[0, 0.375)$ สัญลักษณ์ b มีค่าอยู่ในช่วง $[0.375, 0.625)$ และสัญลักษณ์ a มีค่าอยู่ในช่วง $[0.625, 1)$ โดยหลังจากการเข้ารหัสดังในรูปที่ 1 แล้วเราจะได้ว่า รหัส cba สามารถแทนได้โดยใช้ค่าในช่วง $[0.1992, 0.2344)$ ในที่นี้ใช้ 001101 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.203125



รูปที่ 1 การเข้ารหัสเชิงเลขคณิตของ cba

หลังจากที่ทำการส่งข้อมูลผ่านการเข้ารหัสเรียบร้อยแล้วหากรหัสที่ตัวถอดรหัสได้รับไม่ถูกต้อง เช่นแทนที่จะได้รับรหัส 001101 กลับได้รับรหัส 101101 แทนทำให้การถอดรหัสแทนที่จะได้ข้อมูลที่ถูกต้องคือ cba กลับได้ข้อมูล acb แทน โดยการถอดรหัสของรหัส 101101 จะเป็นไปดังรูปที่ 2

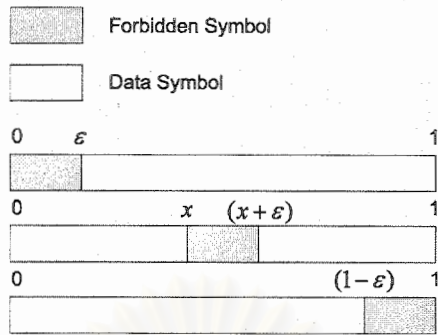


รูปที่ 2 การถอดรหัสของรหัส 101101

การที่บิตข้อมูลแรกที่ได้รับเปลี่ยนจาก 0 เป็น 1 ส่งผลให้ข้อมูลที่ถอดรหัสจากรหัสชุดนี้ผิดพลาดทั้งหมดถึงแม้ว่าข้อมูลที่เหลือจะถูกดึงทั้งหมดก็ไม่สามารถที่จะทำการถอดรหัสข้อมูลที่ถูกต้องได้ เช่นเดียวกันหากมีตารางความน่าจะเป็นที่ใช้ในการถอดรหัสครั้งใดไม่ตรงกับตารางความน่าจะเป็นที่ใช้ในการเข้ารหัสเพียงครั้งเดียวก็จะส่งผลให้การถอดรหัสที่เหลือทั้งหมดไม่ถูกต้องไปด้วย

จากคุณสมบัติการแพร่กระจายของความคิดพลาดของการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่ได้กล่าวมาแล้วนี้เองที่ทำให้สามารถที่จะใช้คุณสมบัติดังกล่าวในการตรวจจับความคิดพลาดที่เกิดขึ้นในข้อมูลที่ได้รับได้ โดยการใส่สัญลักษณ์ต้องห้ามลงไปหรือที่เรียกว่า การตรวจจับความคิดพลาดแบบต่อเนื่อง (Continuous Error Detection: CED) [1], [2] โดยมีข้อกำหนดว่าในข้อมูลที่จะทำการเข้ารหัสนั้นจะไม่มีสัญลักษณ์ต้องห้ามอยู่ ทำให้สามารถบอกได้อย่างแน่นอนว่าหากมีการถอดรหัสได้สัญลักษณ์ต้องห้ามที่ฝั่งตัวถอดรหัสหมายความว่ามีการรับข้อมูลที่ผิดพลาดเกิดขึ้นแล้ว

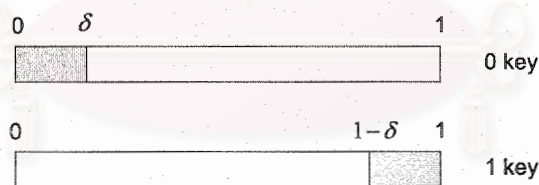
ตำแหน่งที่ใช้ในการวางสัญลักษณ์ต้องห้ามก็มีส่วนในการเข้ารหัสและถอดรหัส ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าหากไม่สามารถที่จะสร้างตารางความน่าจะเป็นที่ใช้ในการเข้ารหัสและถอดรหัสที่ตรงกันได้ก็จะไม่สามารถถอดรหัสข้อมูลที่ถูกต้องได้ ดังนั้นในระบบที่มีการใช้การเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความคิดพลาดจำเป็นที่จะต้องมีการตกลงตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้ามไว้ก่อนล่วงหน้า โดยตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้ามอาจเป็นไปตามรูปแบบใดรูปแบบหนึ่งในรูปที่ 3



รูปที่ 3 ตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้าม

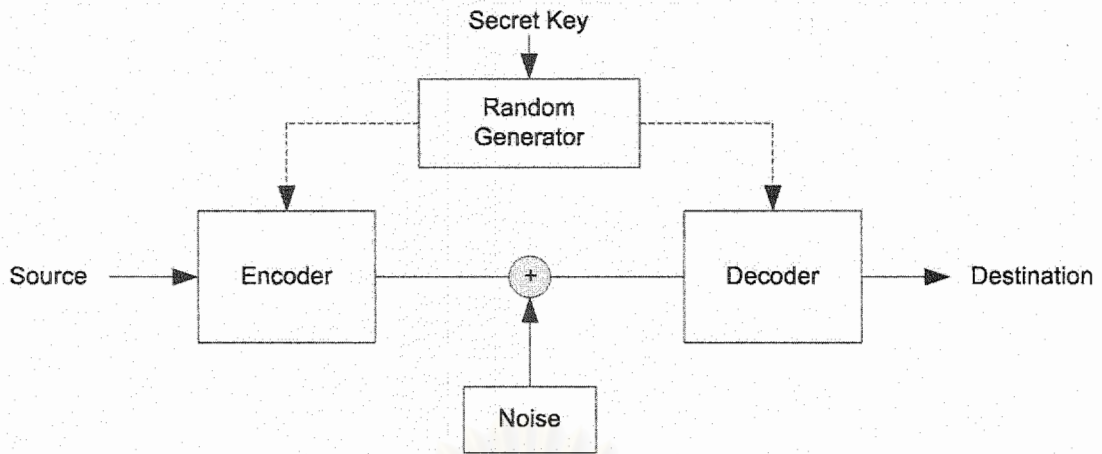
จะเห็นได้ว่าการวางสัญลักษณ์ต้องห้ามไว้ตรงกลางของตารางความน่าจะเป็นจะทำให้มีการคำนวณมากกว่าการวางสัญลักษณ์ต้องห้ามไว้ที่ปลายของตารางเนื่องจากมีการคำนวณเพียงฝั่งเดียว หากวางสัญลักษณ์ต้องห้ามไว้ตรงกลางของตารางความน่าจะเป็นจะต้องมีการคำนวณ 2 ฝั่งในกรณีที่เป็น การเข้ารหัสที่มีการใช้แบบจำลองแบบปรับได้ดังนั้นจึงควรเลือกใช้ตำแหน่งที่อยู่ที่ส่วนปลายของตาราง

ในระบบที่มีการใช้การเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดนั้นสามารถที่จะเพิ่มความสามารถในการเข้ารหัสลับได้โดยวิธีการดังต่อไปนี้ กำหนดให้ตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้ามมีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งทุกครั้งที่มีการเข้ารหัสสัญลักษณ์แต่ละสัญลักษณ์ โดยอาจกำหนดให้มีตำแหน่งของสัญลักษณ์สำหรับกุญแจแต่ละแบบดังรูปที่ 4



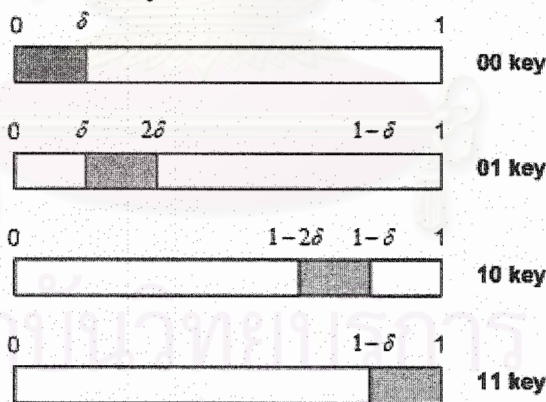
รูปที่ 4 ตำแหน่งของสัญลักษณ์ต้องห้ามและกุญแจ

การทำกรเข้ารหัสลับในรูปแบบนี้จำเป็นที่จะต้องมีการมีกุญแจที่มีจำนวนเท่ากับจำนวนของสัญลักษณ์ที่จะทำการเข้ารหัส โดยอาจสามารถสร้างได้โดยใช้ตัวกำเนิดสัญญาณไบนารีแบบสุ่ม โดยใช้กุญแจลับ (Secret key) เป็นเมล็ด (Seed) ของกุญแจไบนารีที่มีความยาวเท่ากับสัญลักษณ์ที่จะทำการเข้ารหัส ทำให้สามารถเขียนระบบทั้งหมดที่ใช้ในการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดและเข้ารหัสลับได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 ระบบเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดและเข้ารหัสลับ

การเข้ารหัสในลักษณะดังกล่าวนี้สามารถทำการขยายรูปแบบการใส่กุญแจได้โดยการเพิ่มตำแหน่งของกุญแจที่จะทำการใส่เพิ่มลงในข้อมูล โดยการเพิ่มจำนวนของตำแหน่งที่เป็นที่อยู่ของกุญแจนั้นจะไม่ส่งผลกับขนาดของข้อมูลที่ผ่านมาการเข้ารหัสแล้วเมื่อเทียบกับการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดและเข้ารหัสลับแบบที่มีตำแหน่งที่เป็นไปได้ของกุญแจน้อยกว่า จะเห็นได้ว่าสิ่งที่ต้องการมากขึ้นในการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดและเข้ารหัสลับที่มีตำแหน่งของกุญแจที่เป็นไปได้มากขึ้น นั้นจะมีความต้องการทรัพยากรมากขึ้นเพียงแต่ความสามารถในการคำนวณเท่านั้นจะไม่ส่งผลกระทบกับขนาดของข้อมูลที่ผ่านมาการเข้ารหัสแล้ว ตัวอย่างของตำแหน่งที่เป็นไปได้ของกุญแจที่มากขึ้นนั้นแสดงไว้ในรูปที่ 6



รูปที่ 6 ตัวอย่างตำแหน่งที่เป็นไปได้ของกุญแจ 4 ตำแหน่ง

การทดลองความสามารถในการบีบอัดข้อมูล

ทำโดยการเข้ารหัสข้อมูล book1 และ paper1 จาก ชุดทดสอบ Calgary Corpus โดยได้ผลการบีบอัดข้อมูลในรูปแบบของบิตต่อไบต์ ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 1 ผลการบีบอัดข้อมูล

แฟ้ม	SEEDAC 2	SEEDAC 4	SEEDAC 8
book1	4.612005	4.611996	4.61147
paper1	5.014654	5.014665	5.04671

จากตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่าการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดและเข้ารหัสลับที่มีจำนวนตำแหน่งของกุญแจที่เป็นไปได้ต่างๆ กันนั้นให้ผลการบีบอัดข้อมูลที่ไม่แตกต่างกัน

การเพิ่มจำนวนของตำแหน่งที่เป็นไปได้ของกุญแจนั้นจะส่งผลให้การเข้ารหัสลับของแต่ละสัญลักษณ์ที่ทำการเข้ารหัสนั้นจำเป็นต้องใช้เวลาในการค้นหาตำแหน่งที่ถูกต้องนานยิ่งขึ้นทำให้ข้อมูลที่เป็นความลับที่ถูกกลีบออกมาออกไปนั้นต้องใช้เวลาในการถอดรหัสลับให้ได้ข้อความที่ถูกต้องนั้นนานยิ่งขึ้นเนื่องจากต้องทำการตรวจสอบหาตำแหน่งให้ครบทุกตำแหน่งในขณะที่ผู้รู้ตำแหน่งของกุญแจนั้นจะไม่ได้ใช้เวลามากขึ้นในการถอดรหัสลับของข้อมูล อีกทั้งความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดของการเข้ารหัสเชิงเลขคณิตที่มีความสามารถในการตรวจจับความผิดพลาดและเข้ารหัสลับก็ได้สูญเสียไป การเพิ่มตำแหน่งของกุญแจในลักษณะนี้สามารถทำได้มากเท่ากับ 2^h ตำแหน่ง เมื่อ h เป็นจำนวนบิตที่ใช้ในการจัดเก็บค่าของขอบบนและขอบล่างในการเข้ารหัสเชิงเลขคณิต

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Boyd, J.G. Cleary, S.A. Irvine, I. Rinsma-Melchert and I.H. Witten, "Integrating Error Detection into Arithmetic Coding", IEEE Trans. On Comm., vol.45, no.1, pp.1-3, Jan 1997.
- [2] R. Anand, K. Ramchandran and I. V. Kozintsev. Continuous error detection (CED) for reliable communication. IEEE Trans. Commun., 49(9):1540–1549, September 2001.

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 11

เรื่อง การประเมินประสิทธิภาพสำหรับโครงข่าย TCP/IP ผ่านดาวเทียม ปีที่ 4

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ.ดร. ประสิทธิ์ ทิมพุดิ

2. วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาประสิทธิภาพในระบบสื่อสารดาวเทียม เพื่อประเมินและวิเคราะห์หาวิธีปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีขึ้น
2. เพื่อพัฒนาและปรับปรุงวิธีการจัดหาเส้นทางในการส่งข้อมูลของการสื่อสารดาวเทียม ซึ่งจะทำให้ได้เส้นทางในการส่งข้อมูลที่มีการประวิงเวลาที่ต่ำ และหลีกเลี่ยงการใช้การเชื่อมโยงที่เกิดความคับคั่งบนโครงข่าย ส่งผลให้โครงข่ายมีประสิทธิภาพที่ดี
3. เพื่อศึกษาประสิทธิภาพในระบบสื่อสารดาวเทียมที่ทำการส่งผ่านข้อมูลโดยโปรโตคอล TCP/IP
4. เพื่อพัฒนาและปรับปรุงวิธีการส่งผ่านข้อมูลสำหรับโครงข่าย TCP/IP ผ่านดาวเทียมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

3. ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

1. ทำการศึกษาและวิเคราะห์รูปแบบปัจจุบันของการสื่อสารผ่านดาวเทียมที่มีการนำเสนอ
2. ศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นและหาแนวทางการแก้ไขเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารดาวเทียม
3. ปรับปรุงวิธีการจัดหาเส้นทางในการส่งข้อมูลของการสื่อสารดาวเทียม โดยนำการค้นหาเส้นทางแบบบริเลียมาประยุกต์ใช้กับวิธีการหลีกเลี่ยงการใช้เส้นทางที่คับคั่ง ให้ได้เส้นทางในการส่งข้อมูลที่มีการประวิงเวลาที่ต่ำ
4. ทำการศึกษาระบบการทำงานของ การส่งข้อมูลโดยการใช้โปรโตคอล TCP/IP บนดาวเทียม ซึ่งปัจจุบันจะพัฒนาให้เป็น back bone สำหรับเชื่อมโยงระบบอินเทอร์เน็ตที่มีประสิทธิภาพ
5. ศึกษาปัจจัยที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการส่งผ่านข้อมูล TCP/IP ผ่านดาวเทียม โดยพิจารณาปัจจัยต่างๆ เช่น เทคนิคการมอดูเลต, การควบคุม error correction etc... และหาแนวทางแก้ไข
6. เขียนโปรแกรมเพื่อจำลองการทำงานของระบบ วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการจำลองผล

4. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

1. ศึกษาการจัดเรียงตัวของดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ

1.1 การจัดเรียงตัวแบบ ๗

1.2 การจัดเรียงตัวแบบ 2๗

2. ศึกษาและวิเคราะห์การประวิงเวลาของดาวเทียม

ในการวิเคราะห์การประวิงเวลานี้ได้วิเคราะห์การประวิงเวลาแบบจุดถึงจุด (End-to-End delay) โดยได้แบ่งวิเคราะห์เป็น 2 กรณีคือ การประวิงเวลาของดาวเทียม GEO และ การประวิงเวลาของดาวเทียม LEO

3. ศึกษาและใช้งานโปรแกรม Network Simulator (NS) บนระบบปฏิบัติการ Windows

ในการจำลองผลของโปรโตคอลการจัดเส้นทางที่ได้มีการปรับปรุงใหม่นั้นจะต้องทดสอบบน simulator ก่อนที่จะนำไปทดสอบบนอุปกรณ์การใช้งานจริงได้ ซึ่ง simulator ที่ใช้ในการจำลองโปรโตคอลการจัดเส้นทางบนโครงข่ายแอคซอกคือ NS-2 ซึ่ง NS เป็น discrete event simulator ซึ่งจะรองรับการจำลองของ TCP การจัดเส้นทาง และ multicast protocol บนโครงข่ายทั้งแบบมีสายและไร้สาย NS เป็น OTCL script driven simulator มีส่วนประกอบของโครงข่ายที่เป็น C++ เช่น โปรโตคอลของโครงข่าย ตัววัดเวลา และโครงสร้างโครงข่าย เป็นต้น เพื่อที่จะให้ผู้ใช้งานสร้างสถานการณ์จำลองโครงข่ายได้ง่าย

4. เขียนโปรแกรมการจำลอง และวิเคราะห์ผล โดยให้ดาวเทียมมีการส่งข้อมูลข้ามวงโคจรระหว่างดาวเทียม GEO และ LEO โดยตรง และได้มีการจำลองผลโดยกำหนดให้มีปริมาณทราฟฟิกแบ่งเป็น 3 ระดับต่างๆ กัน คือ ให้มีปริมาณทราฟฟิกน้อย ปานกลาง และมาก จากนั้นนำผลที่ได้จากการจำลองปริมาณทราฟฟิกที่ต่างกันนี้มาเปรียบเทียบกัน

5. ศึกษาฟังก์ชันและพารามิเตอร์ของโนด ตำแหน่ง การเชื่อมโยง การทำแฮนด์โอเวอร์ และการจัดเส้นทางของดาวเทียมในการเขียนโปรแกรม Network Simulator เพื่อใช้ในการปรับปรุงการจำลองระบบ

6. เขียนฟังก์ชันเพิ่มเติมเพื่อตรวจสอบว่า ระยะห่างของดาวเทียมมากเกินที่จะมีการเชื่อมโยงได้หรือไม่

7. แก้ไขฟังก์ชันการทำ hand off เพื่อตรวจสอบว่า การเชื่อมโยงนั้นๆ ต้องการการ hand off หรือไม่ ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของการเชื่อมโยงใดๆ จะต้องทำ rerouting

8. แก้ไขฟังก์ชันในการเชื่อมโยงโดยมีการหาประเภทของดาวเทียมและเก็บไว้ในแพ็คเกจและปรับตารางเวลาใหม่สำหรับการเริ่มสล็อตต่อไป

9. เขียนโปรแกรมฟังก์ชันการจัดเส้นทางการส่งต่อข้อมูลในระบบการสื่อสารดาวเทียม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดียิ่งขึ้น

10. เก็บผลการทดลองทั้งหมด วิเคราะห์ผลการทดลอง ข้อดีข้อเสียของงาน เขียนรูปเล่มรายงาน

11. ศึกษารูปแบบการส่งข้อมูลบนโปรโตคอล TCP/IP ผ่านดาวเทียมระหว่างสถานีภาคพื้นดิน
ต้นทางไปยังสถานีปลายทาง ปัจจัยหลักที่เป็นผลกระทบต่อประสิทธิภาพการส่งผ่านของ TCP/IP บน
ช่องสัญญาณดาวเทียม และการหลีกเลี่ยงความแออัดของช่องสัญญาณ จากบทความ “ TCP OVER
SATELLITE ... The Final Frontier ” และ “ TCP/IP Enhancement for Satellite Networks ”

โดยปัจจัยที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพโครงข่ายหลักได้แก่ 3 ปัจจัยคือ

- Long Feedback Delay
- Large Bandwidth Delay Product
- Transmission Errors

12. ศึกษาประสิทธิภาพของโปรโตคอล TCP/IP และกระบวนการควบคุมบิตผิดพลาดและ
การตอบรับ ของสัญญาณข้อมูลบนช่องสัญญาณดาวเทียมจากบทความ “ TCP/IP Enhancement for Satellite
Networks ” และ “ TCP/IP Performance over Satellite Links ”

มีหัวข้อหลัก 4 เรื่อง

- Issues and Challenges (Channel Error Rates, Propagations Delays, Channel
Asymmetry)
- Link Layer Enhancements (Forward Error Correction Schemes, Automatic Repeat
Request Protocols)
- Improved TCP Versions (Basic TCP Enhancements)
- Intelligent Interworking (Multiple TCP Sessions, Link Layer Interworking, ACK Control
Schemes, Improved Satellite Features)

13. ศึกษาการประยุกต์ TCP/IP เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณข้อมูลผ่าน
ช่องสัญญาณดาวเทียมในรูปแบบ Intelligent Interworking

14. ศึกษาระบบ Broadband IP Network via Satellites

15. ศึกษาบทความที่ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพอัลกอริทึมของการส่ง TCP รูปแบบใหม่ที่
คาดว่าจะ เป็น อัลกอริทึมที่จะเข้ามาแทนที่ในกลไกการควบคุม current congestion บน standard TCP ใน
อินเทอร์เน็ตยุคถัดไป

5. ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป

1. ศึกษาบทความวิจัยที่คาดว่าจะ เป็น แนวทางและกรณีศึกษาที่ดีในการพัฒนาระบบการ
ส่งข้อมูลโดยการใช้โปรโตคอล TCP/IP บน ดาวเทียม
2. เรียนรู้อัลกอริทึมรูปแบบใหม่ๆ ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับการส่งผ่าน โปรโตคอล
TCP/IP
3. ศึกษาการปรับปรุงประสิทธิภาพเครือข่ายดาวเทียมให้ดีขึ้น
4. ศึกษาและพัฒนาวิธีการค้นหาเส้นทางในการส่งต่อข้อมูลในงานวิจัยต่อไป

5. พัฒนาซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ
6. กำหนดแบบจำลองและข้อกำหนดต่างๆ ขึ้นมา และเขียน โปรแกรมประมวลผลที่ได้ศึกษาและวิเคราะห์ผลที่ได้เพิ่มเติมเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนางานวิจัยต่อไป



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

การประวิงเวลาของดาวเทียม GEO

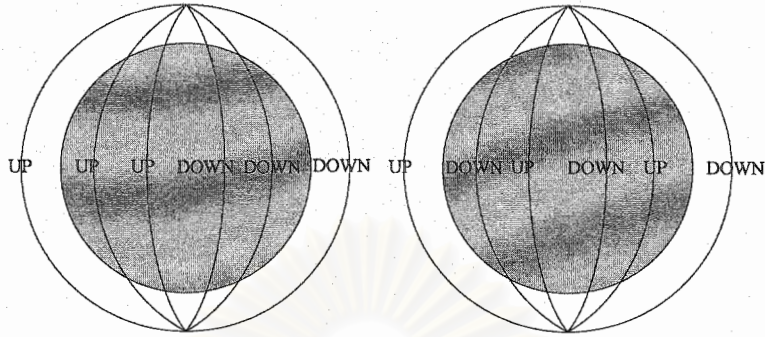
$$\begin{aligned}
 D_{End-to-End} = & \left(A_1 + \frac{L}{B_1} + P \right) \\
 & + 2 * (N - 1) * \left(\frac{A_1}{2} + D + \frac{L}{B_2} + I \right) \\
 & + \left(A_3 + D + \frac{L}{B_1} + P \right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

โดยที่ $D_{End-to-End}$ คือการประวิงเวลารวม (end-to-end delay) N คือจำนวนฮอป A_1 คือการประวิงเวลาจากสถานีพื้นฐานไปยังการเข้าถึงดาวเทียม ($A_1 = 50$ มิลลิวินาที) A_2 คือการประวิงเวลาจากดาวเทียมไปยังการเข้าถึงดาวเทียม A_3 คือการประวิงเวลาจากดาวเทียมไปยังการเข้าถึงสถานีพื้นฐาน ($A_3 = 1$ มิลลิวินาที) B_1 คืออัตราบิตสำหรับพื้นดินไปยังการเชื่อมโยงดาวเทียม ($B_1 = 1.5$ Mbps) B_2 คืออัตราบิตสำหรับ ISL H คือความสูง ($H = 35,000$ กิโลเมตร) P คือการประวิงเวลาการแพร่ของ GSL ($I = 128.6$ มิลลิวินาที) I คือการประวิงเวลาการแพร่ของการเชื่อมโยงระหว่างดาวเทียมและพื้นดิน D คือการประวิงเวลาแบบประมวลผล (processing delay) ของโนดหรือดาวเทียม และ L คือความยาวของข้อมูล ($L = 512$ ไบต์)

จากสมการสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วน ส่วนแรก แสดงเวลาที่ใช้ในการเข้าถึงดาวเทียม การส่งข้อมูลและการแพร่ไปยังดาวเทียม ส่วนที่สอง แสดงเวลาของฮอปจากดาวเทียมดวงหนึ่งไปยังอีกดวงหนึ่ง ซึ่งประกอบด้วย การประวิงเวลาแบบประมวลผล, การประวิงเวลาในการเข้าถึงฮอปถัดไป (next hop access delay), การประวิงเวลาในการส่งข้อมูล (transmission delay) และการประวิงเวลาการแพร่ ส่วนสุดท้าย แสดงการประวิงเวลาแบบประมวลผล, การประวิงเวลาการเข้าถึงสถานีภาคพื้นดิน (ground station access delay), การประวิงเวลาในการส่งข้อมูลและการประวิงเวลาการแพร่

การจัดเรียงตัวของดาวเทียม LEO

การจัดเรียงตัวของดาวเทียม LEO สามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบคือ การจัดเรียงตัวแบบ π ครั้งหนึ่งของโลกดาวเทียมจะเคลื่อนที่ไปทางทิศใต้ และอีกครั้งหนึ่งดาวเทียมจะเคลื่อนที่ไปทางทิศเหนือ อีกแบบหนึ่งคือ การจัดเรียงตัวแบบ 2π ดาวเทียมที่อยู่ระนาบคิดกันจะเคลื่อนที่ไปในทิศตรงข้ามกัน ดังแสดงในรูปที่ 1 cross-seam [1] เป็นจุดที่ดาวเทียมที่ระนาบคิดกันเคลื่อนที่ไปทิศทางตรงข้ามกัน ซึ่งการจัดเรียงแบบแรกจะมี cross-seam อยู่ 2 ที่



รูปที่ 1 การจัดเรียงตัวแบบ π และการจัดเรียงตัวแบบ 2π ตามลำดับ

ข้อเสียของความเทียม LEO คือ มีความเร็วในการเคลื่อนที่สูงและมีรูปแบบโครงข่ายแบบโคจรขั้วโลก ทำให้มีการจัดเส้นทางได้ลำบากเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบโครงข่ายบ่อย นอกจากนี้การสื่อสารข้าม cross-seam ทำได้ยาก [1] เนื่องจากการเคลื่อนที่ผ่านกันเร็วมาก

การประวิงเวลาของความเทียม LEO

$$\begin{aligned}
 D_{End-to-End} = & \left(A_1 + \frac{L}{B_1} + P \right) \\
 & + (N-1) * \left(A_2 + D + \frac{L}{B_2} + I \right) \\
 & + \left(A_3 + D + \frac{L}{B_1} + P \right)
 \end{aligned} \tag{2}$$

โดยที่ $A_1 = 50$ มิลลิวินาที, $A_2 = 5$ มิลลิวินาที, $A_3 = 1$ มิลลิวินาที, $B_1 = 1.5$ Mbps, $B_2 = 155$ Mbps, $H = 1,350$ กิโลเมตร, $I = 7.5$ มิลลิวินาที, $P = 4.5$ มิลลิวินาที และ $L = 512$ ไบต์

สมการที่สองนี้มีส่วนแตกต่างจากสมการแรกคือ เทอมที่สอง นั่นคือ ความเทียมแบบ LEO มีการเชื่อมโยงระหว่างความเทียม โดยไม่จำเป็นต้องใช้สถานีภาคพื้นดิน และมีการเข้าถึงระหว่างความเทียม แทนการเชื่อมโยงระหว่างภาคพื้นดินกับความเทียม

การจัดสรรเส้นทางของความเทียม

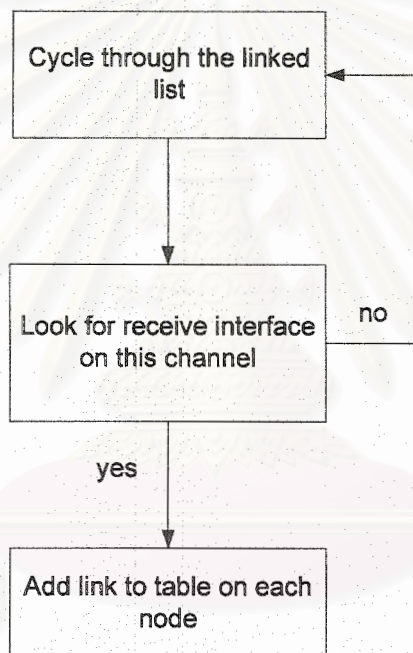
การจัดสรรเส้นทางใน NS ใช้การจัดสรรเส้นทางแบบศูนย์กลาง (centralized routing) ซึ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบโครงสร้างของโครงข่าย (topology) จะหารูปแบบโครงสร้างของโครงข่ายใหม่ แล้ว

คำนวณเส้นทางใหม่สำหรับทุกโหนด และสร้างตารางส่งต่อข้อมูลบนแต่ละโหนด ตารางส่งต่อข้อมูลนี้ประกอบด้วยตัวชี้ซึ่งจะชี้ไปยังการเชื่อมโยงขาออกใดๆ ที่จะนำไปสู่โหนดปลายทาง

1. การคำนวณรูปแบบโครงสร้างของโครงข่าย

ในการคำนวณรูปแบบโครงสร้างของโครงข่าย จะต้องหาข้อมูลความอยู่ใกล้ชิดกันของการเชื่อมโยง (link adjacency) จากโหนดต่างๆ และให้ข้อมูลปัจจุบันของรูปแบบโครงสร้างของโครงข่ายไปยังโหนดต่างๆ นั้นด้วย

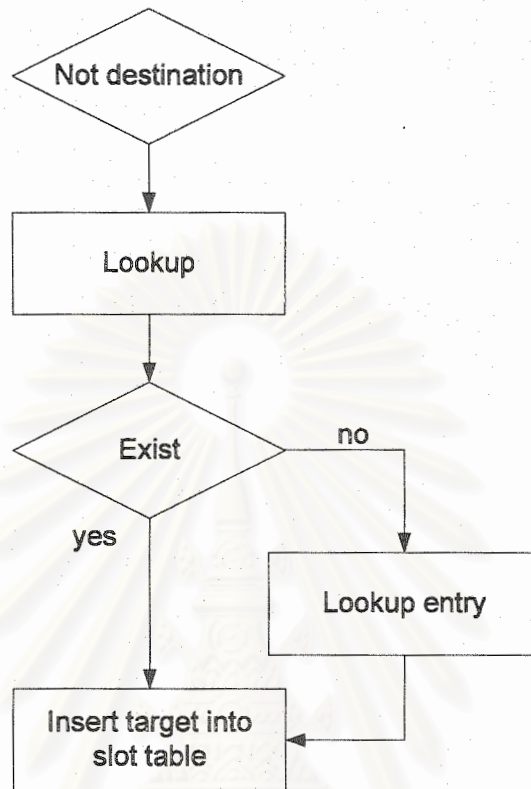
การหาความอยู่ใกล้ชิดกัน (adjacency) นั้นทำได้โดยพิจารณา linked list ของโหนดต่างๆ โดยตลอด จากนั้น จึงหาอินเตอร์เฟซภาครับ (receive interface) บนช่องสัญญาณ เมื่อพบความสัมพันธ์ของความอยู่ใกล้ชิดกัน (adjacency) แล้ว ให้เพิ่มการเชื่อมโยงนี้ไปยังตารางข้อมูลของแต่ละโหนด การทำงานของการคำนวณรูปแบบโครงสร้างของโครงข่ายแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 การคำนวณรูปแบบ โครงสร้างของโครงข่ายของการจัดเส้นทางแบบศูนย์กลาง

2. การกระจายตารางการจัดเส้นทาง

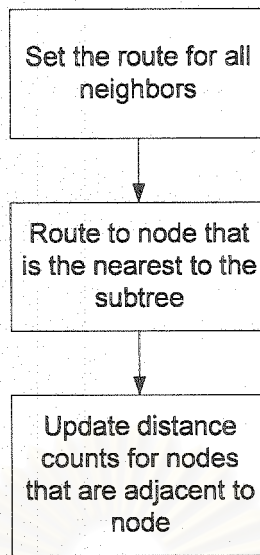
ในการกระจายตารางการจัดเส้นทาง เริ่มจากการทำสล็อตของตารางการจัดเส้นทางปัจจุบันให้ว่าง แล้วนำจุดหมายปลายทางมาพิจารณาเส้นทาง และเพิ่มจุดหมายลงในตาราง โดยอะแกรมการกระจายตารางการจัดเส้นทางแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3 การกระจายตารางการจัดเส้นทาง

3. การคำนวณการจัดเส้นทาง

ในการคำนวณเส้นทางสำหรับโหนดต่างๆ สามารถทำได้โดย จัดเส้นทางไปยังโหนดข้างเคียงทั้งหมดก่อน จากนั้นจึงจัดเส้นทางไปยังโหนดที่มีระยะทางใกล้กับ subtree ที่สุด และอัปเดตระยะทาง (distance counts) สำหรับโหนดที่อยู่ใกล้ชิดกับโหนด วิธีการคำนวณเส้นทางของโหนดแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 การคำนวณเส้นทางของโหนด

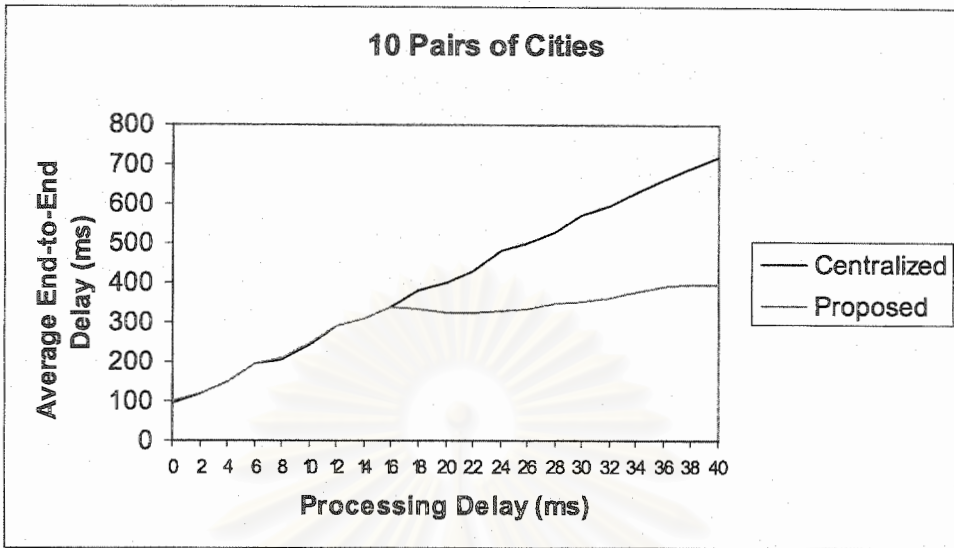
4. ข้อดีและข้อเสียของการจัดเส้นทางแบบศูนย์กลาง

ข้อดีของการจัดเส้นทางแบบศูนย์กลาง คือ ถ้าข้อมูล เช่น คุณสมบัติของพารามิเตอร์ ที่เปลี่ยนแปลงไม่บ่อย ข้อมูลต่างๆ นี้จะอยู่ในฐานข้อมูลส่วนกลาง และไม่จำเป็นต้องมีการประกาศ (advertise) ส่วนข้อเสียของการจัดเส้นทางแบบนี้คือ ถ้าต้องการซ่อมแซมเส้นทางอย่างรวดเร็ว จะไม่สามารถเชื่อถือระบบนี้ให้คำนวณเส้นทางที่ล้มเหลวได้ตามต้องการ และสำหรับรูปแบบโครงสร้างของโครงข่ายที่ใหญ่มากจะเสียเวลาในการคำนวณเส้นทางมาก

ผลการจำลอง

ในการจำลองผลได้จำลองให้มีการส่งข้อมูล โดยให้จุดรับส่งอยู่ตามที่ตั้งต่างๆ ทั่วโลก นอกจากนี้ ในการจำลองการรับส่งนั้น ได้แบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ ให้มีทราฟฟิกต่างกันเป็น น้อย ปานกลาง และมาก โดยในงานวิจัยนี้ได้มีการวิเคราะห์การประวิงเวลารวมโดยเฉลี่ยและค่าวิสัยสามารถ

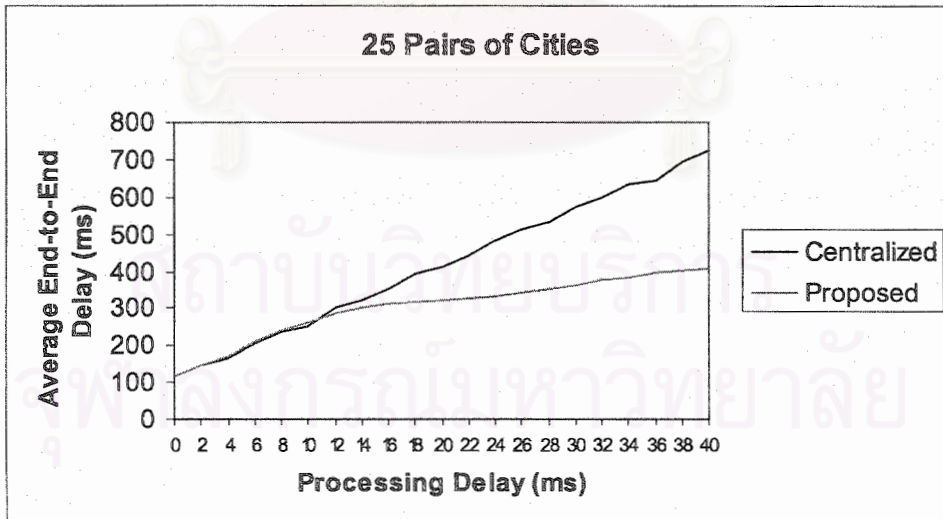
การจำลองผลได้แบ่งเป็น 3 กรณี คือ ให้มีคู่โหนดเป็น 10, 25 และ 50 คู่ โหนดต่างๆ นี้จะอยู่ตามเมืองต่างๆ กันทั่วโลก เพื่อเป็นการจำลองเสมือนกับการใช้โครงข่ายดาวเทียมในชีวิตจริง ผลการจำลองเมื่อมีคู่โหนดเป็น 10 คู่แสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 ผลการจำลองเมื่อมีคู่โหนดเป็น 10 คู่

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่า ระบบที่ใช้การจัดเส้นทางที่นำเสนอมีค่าดีกว่าการจัดเส้นทางแบบ ศูนย์กลาง ค่าความต่างของการประวิงเวลาแสดงในตารางที่ 1

ผลการจำลองในกรณีที่ 2 เมื่อมีคู่โหนดเป็น 25 คู่แสดงในรูปที่ 6

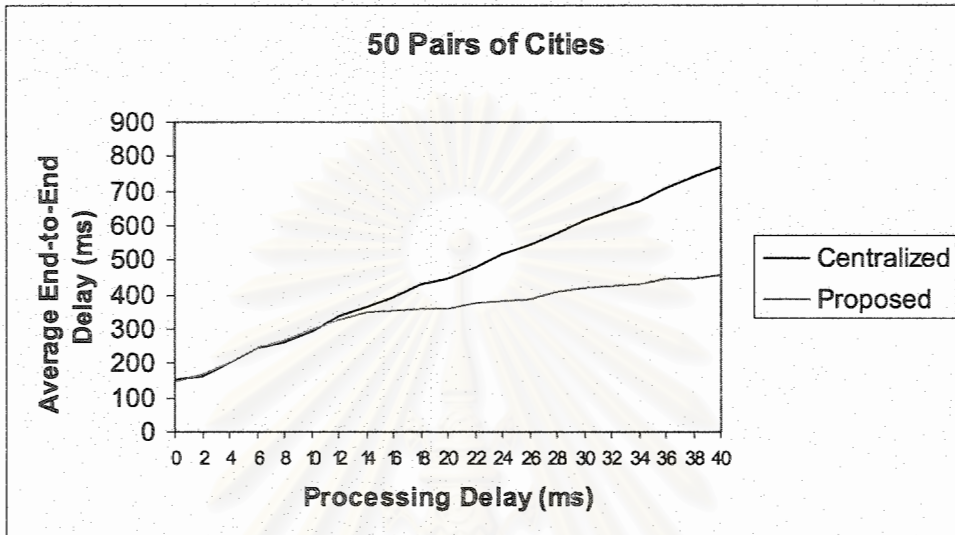


รูปที่ 6 ผลการจำลองเมื่อมีคู่โหนดเป็น 25 คู่

การจำลองในส่วนนี้ได้เพิ่มคู่โหนดจาก 10 เป็น 25 มีการประวิงเวลารวมเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย (20 มิลลิวินาที) ทั้งนี้เนื่องจาก โหนดจะกระจายไปตามเมืองต่างๆ ทั่วโลก แต่ถึงอย่างไรก็ตาม การจัดเส้นทางที่ได้

นำเสนอที่ยังคงมีแนวโน้มการประวิงเวลาที่ดีกว่า และจะเห็นได้ว่ามีประสิทธิภาพดีขึ้นเร็วกว่าเดิม นั่นคือเริ่มมีความแตกต่างที่การประวิงเวลาแบบประมวลผลที่ 12 มิลลิวินาที ค่าความต่างของการประวิงเวลาและเปอร์เซ็นต์การลดลงแสดงในตารางที่ 1

ผลการจำลองในกรณีที่ 3 เมื่อมีคู่โหนดเป็น 50 คู่แสดงในรูปที่ 7



รูปที่ 7 ผลการจำลองเมื่อมีคู่โหนดเป็น 50 คู่

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่า จำนวนโหนดที่เพิ่มขึ้นไม่ได้มีผลกระทบทำให้การประวิงเวลาเพิ่มขึ้นมากนัก ทั้งนี้เนื่องจากโหนดอยู่กระจายกันไป ทำให้ผลของการเข้าถึงแบบหลากหลาย ที่มีต่อการประวิงเวลาลดลง และเช่นเดียวกับในกรณีที่ 2 คือ การจัดเส้นทางที่ได้นำเสนอ ยังคงมีแนวโน้มการประวิงเวลาที่ดีกว่า และมีประสิทธิภาพดีขึ้นเร็วกว่าเดิม นั่นคือเริ่มมีความแตกต่างที่การประวิงเวลาแบบประมวลผลที่ 12 มิลลิวินาที ค่าความต่างของการประวิงเวลาและเปอร์เซ็นต์การลดลงของเวลาแสดงในตารางที่ 1

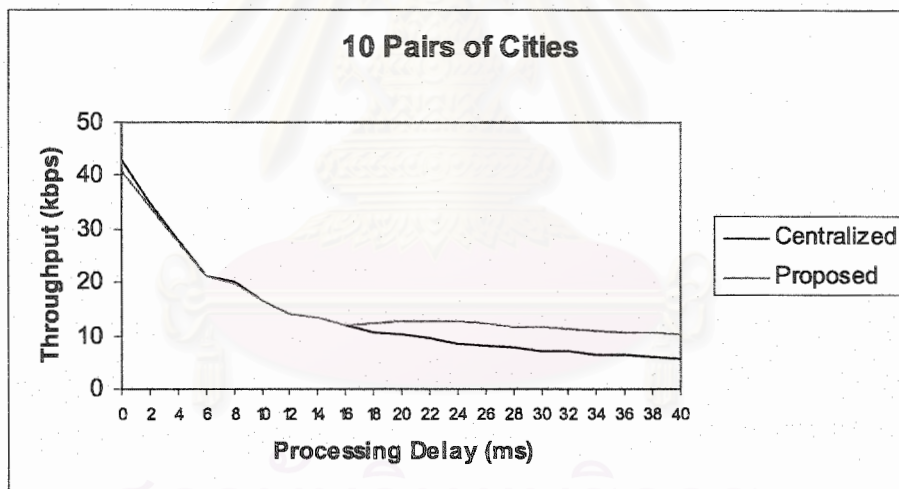
ตารางที่ 1 ความแตกต่างของเวลาและเปอร์เซ็นต์การลดลงของเวลาระหว่างการจัดสรรเส้นทางแบบศูนย์กลาง และการจัดสรรเส้นทางแบบแอดฮอก ในการส่งข้อมูลโดยให้โหนดอยู่ตามเมืองต่างๆ ทั่วโลก

	กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3
12 มิลลิวินาที	-	16 มิลลิวินาที (5%)	11 มิลลิวินาที (3%)
14 มิลลิวินาที	-	24 มิลลิวินาที (7%)	16 มิลลิวินาที (4%)

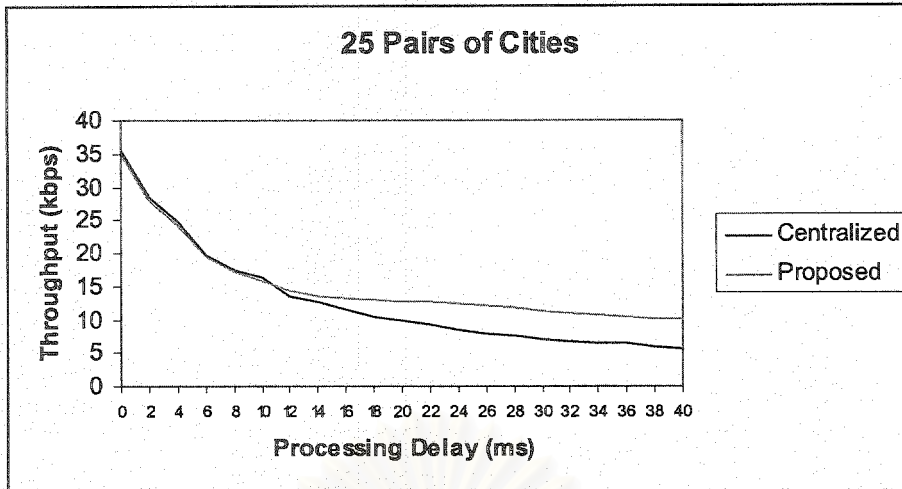
16 มิลลิวินาที	-	43 มิลลิวินาที (12%)	41 มิลลิวินาที (10%)
18 มิลลิวินาที	50 มิลลิวินาที (13%)	76 มิลลิวินาที (19%)	72 มิลลิวินาที (17%)
26 มิลลิวินาที	168 มิลลิวินาที (34%)	172 มิลลิวินาที (34%)	158 มิลลิวินาที (29%)
34 มิลลิวินาที	252 มิลลิวินาที (40%)	255 มิลลิวินาที (40%)	242 มิลลิวินาที (36%)
40 มิลลิวินาที	326 มิลลิวินาที (45%)	317 มิลลิวินาที (44%)	310 มิลลิวินาที (40%)

ผลของค่าวิสัยสามารถจากการส่งโดยให้โน้ตรับส่งอยู่ตามทีต่างๆ ทั่วโลก

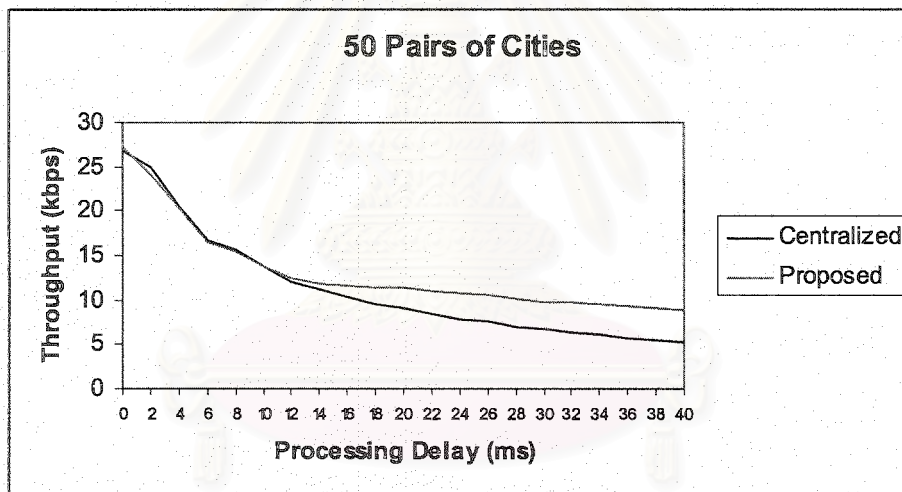
ต่อเนื่องจากส่วนก่อนหน้านี้ได้มีการวิเคราะห์ค่าการประวิงเวลา เมื่อหาค่าวิสัยสามารถของการส่งโดยให้จูดรับส่งอยู่ตามเมืองต่างๆ ทั่วโลก โดยมีคูนอกเป็น 10, 25 และ 50 โนค จะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้การจัดสรรเส้นทางแบบทีได้นำเสนอจะมีค่าวิสัยสามารถทีดีกว่ ดังผลการจำลองทีแสดงในรูปที 8 - 10



รูปที 8 ค่าวิสัยสามารถเทียบกับการประวิงเวลาแบบประมวลผล เมื่อมีโน้ตรับส่งอยู่ทีต่างๆ ทั่วโลก และมีคูนอกเป็น 10 คู่

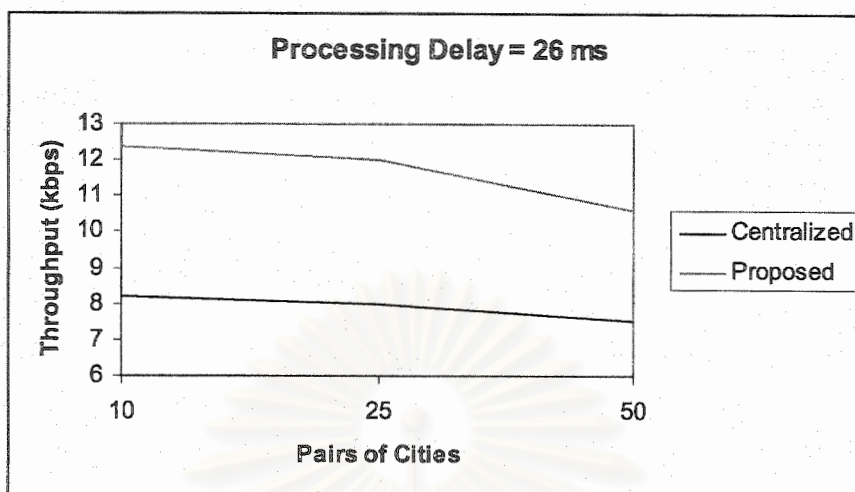


รูปที่ 9 ค่าวิสัยสามารถเทียบกับการประวิงเวลาแบบประมวลผล เมื่อมีโนครับส่งอยู่ที่ต่างๆ ทั่วโลก และมีคู่ โนคเป็น 25 คู่

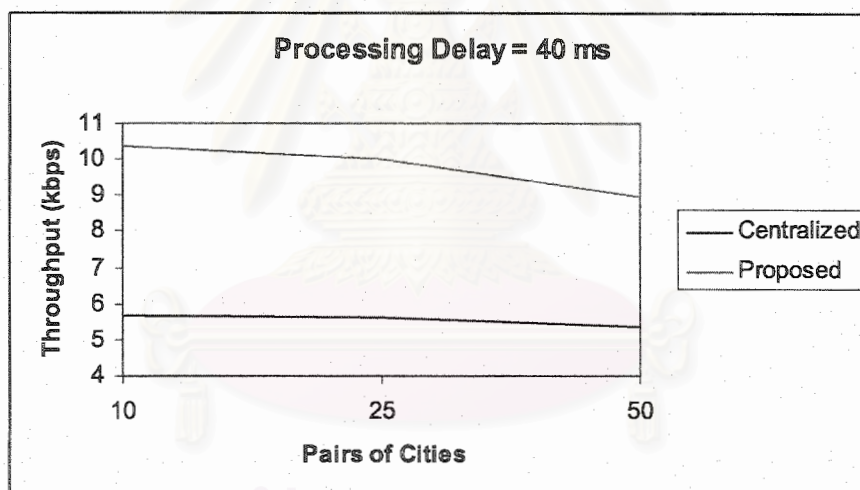


รูปที่ 10 ค่าวิสัยสามารถเทียบกับการประวิงเวลาแบบประมวลผล เมื่อมีโนครับส่งอยู่ที่ต่างๆ ทั่วโลก และมี คู่ โนคเป็น 50 คู่

เมื่อพิจารณาค่าวิสัยสามารถเทียบกับจำนวนคู่โนค พบว่า เมื่อให้จำนวนคู่โนคเพิ่มขึ้นค่าวิสัยสามารถจะลดลง ทั้งนี้เนื่องมาจากผลกระทบจากการเข้าถึงแบบหลากหลาย ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในส่วนก่อนหน้านี แต่อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้การจัดการที่นำเสนอจะมีค่าวิสัยสามารถมากกว่า ดังแสดงในรูปที่ 11 - 12



รูปที่ 11 ค่าวิสัยสามารถเทียบกับจำนวนคู่โหนด ที่การประวิงเวลาแบบประมวลผลเป็น 26 มิลลิวินาที



รูปที่ 12 ค่าวิสัยสามารถเทียบกับจำนวนคู่โหนด ที่การประวิงเวลาแบบประมวลผลเป็น 40 มิลลิวินาที

ในการศึกษาการใช้งานของโปรแกรม NS-2 (Network Simulator) เพื่อนำไปใช้ในการจำลองระบบเครือข่ายในงานวิจัย โดยโปรแกรมจำลองระบบ NS-2 มีลักษณะดังนี้

Network Simulator (NS)

ในการวิจัยทางด้านเครือข่าย จะมีโปรแกรมไว้จำลองระบบเครือข่ายเพื่อทำการศึกษาโปรโตคอลต่างๆ ซึ่งมีอยู่หลายตัวด้วยกัน เช่น

- NS-2 (Network Simulation)
- OpNet
- SSF (Scalable Simulation Framework)
- PARSEC (Parallel Simulation Environment for Complex Systems)

โดยในการวิจัยโครงการนี้ ได้เลือกใช้ NS-2 (Network Simulation) เนื่องจาก NS-2 เป็น Open Source นั่นก็คือ สามารถนำมาใช้ได้อย่างถูกลิขสิทธิ์

NS Simulator เป็นเครื่องมือที่ใช้จำลองระบบเครือข่ายแบบ discrete event simulator โดยมีการเขียนโปรแกรมบน 2 ภาษา คือ การเขียนโปรแกรมเป็นเชิงวัตถุ แบบ C++ และมีการใช้ภาษา OTcl (Object oriented of Tcl) โดยมีรายละเอียดดังนี้

- TCL (Tool Command Language) Script เป็นการเขียนในลักษณะ front end โดยสามารถสร้าง node และกำหนดคุณสมบัติต่างๆของมัน ซึ่งเหมือนกับการใช้ library ที่มีการสร้างไว้อยู่แล้ว
- C++ Script เป็นการเขียนในลักษณะ low level ที่สามารถสร้างโปรโตคอล และอัลกอริทึมต่างๆได้เอง เพื่อทำการศึกษาวิจัยในเรื่องต่างๆ

โดยในตัวโปรแกรม NS-2 ได้มีการแบ่งไฟล์ออกเป็น 2 ลักษณะเพื่อการใช้งาน คือ

- trace file (*.tr) จะมีลักษณะเป็น ascii file
- NAM file (*.nam) จะมีลักษณะเป็น Network Animator เพื่อทำการตรวจสอบ network ที่ออกแบบไว้

การทำงานของ NS-2 จะมีแพ็คเกจมากมายเพื่อนำไปใช้งาน โดยจะมีการปล่อย (release) ออกมาเป็นเวอร์ชันต่างๆ ซึ่งเป็น component ตามที่จำเป็นต้องใช้งาน สิ่งหนึ่งที่ทำให้ NS-2 เป็นที่นิยมก็คือ สามารถจำลองการทำงานของ TCP, UDP, Routing รวมถึงการทำ Multicast ทั้งบนเครือข่ายไร้สาย และเครือข่ายแบบปกติ

OTcl

Tcl เป็นภาษาคอมพิวเตอร์ที่มีคนนิยมใช้มากภาษาหนึ่ง เนื่องจากมี syntax ที่ไม่ยากมาก และสามารถนำไปรวมกับภาษาอื่นๆ ได้ นอกจากนี้โปรแกรมภาษานี้ยังเป็นโปรแกรมที่ไม่มีค่าใช้จ่ายอีกด้วย (ไม่เก็บค่าลิขสิทธิ์) ต่อมาได้พัฒนาส่วนของ Tcl ให้มีลักษณะการเขียนเชิงวัตถุ เพื่อให้เข้ากับภาษา C++ จึงกลายเป็น OTcl (Object oriented of Tcl)

CygWin

เนื่องจาก NS-2 ทำงานบนระบบปฏิบัติการ Linux แต่เมื่อต้องการให้ทำงานบนระบบปฏิบัติการ Windows จึงต้องทำการจำลองการทำงานของระบบ Linux บน Windows ซึ่งมีโปรแกรมชุดหนึ่งที่จะต้องนำมาช่วยคือ CygWin

Cygwin เป็นชุดโปรแกรมที่สร้างขึ้นเพื่อให้ใช้งานบนระบบปฏิบัติการ Windows เพื่อทำการจำลองระบบ Linux แต่ไม่ได้ทำทุกอย่างเหมือนระบบปฏิบัติการเดิม เพียงแค่ทำการจำลองเพื่อให้สะดวกในการพัฒนาโปรแกรมเท่านั้นเอง

ความแตกต่างระหว่างการใช้งาน NS-2 บนระบบปฏิบัติการ Windows และ Linux จะให้ผลที่แตกต่างกันบ้างในบางประเด็น คือ

- การสร้าง (build) จะทำในรูปแบบ allinone ไม่ได้ทำจาก components ย่อยต่างๆ
- การสร้าง (build) จะไม่ต้องการ Visual Studio สำหรับการ compile
- การใช้งาน NAM ไม่สามารถใช้งานใน stand alone Windows application แต่สามารถทำได้ใน Cygwin X server

ภาคผนวก ก

ในการศึกษาบทความที่ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพอัลกอริทึมของการส่ง TCP รูปแบบใหม่ที่คาดว่าจะป็น อัลกอริทึมที่จะเข้ามาแทนที่ในกลไกการควบคุม current congestion บน standard TCP ในอินเทอร์เน็ตยุคถัดไป ซึ่งในบทความได้ทำการประเมินประสิทธิภาพด้วยการ simulate บน ns2 ใช้สภาวะเช่นเดียวกันกับ mobile satellite ผลของทั้ง 2 โปรโตคอล โดยเฉพาะ S-TCP แสดงให้เห็นความเป็นไปได้ของทางเลือกเพื่อปรับปรุง standard TCP ซึ่งหนึ่งในปัจจัยในการกำหนดประสิทธิภาพหลักของอินเทอร์เน็ตปัจจุบัน คือ ความสามารถของ standard Transport Control Protocol(TCP) ความสามารถของแบนด์วิธบน high speed backbone โดยที่จริงกลไก การควบคุม congestion ตั้งอยู่บน Additive Increase Multiplicative Decrease (AIMD) algorithm และตามมาด้วยการวิเคราะห์โครงข่ายที่ประพุดติตัวเป็น large Bandwidth Delay Product (BDP) ในการปรับปรุงรูปแบบ TCP ต่างๆ ในไม่กี่ปีมานี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมา ในบทความได้มุ่งเน้นความสนใจบน 2 ตัวหลักสำหรับทรานสปอร์ตโปรโตคอลของอินเทอร์เน็ตยุคถัดไป Scalable TCP(S-TCP)และ HighSpeed TCP (HSTCP) ทั้งคู่ถูกประยุกต์สำหรับ algorithm การ

ควบคุม congestion ของ TCP และจัดอยู่ในอันดับที่ดีกว่าของความสามารถในด้านแบนด์วิธ ดังเช่น high speed backbone ที่มีค่า BDP มาก มันเป็นเหตุผลในการคาดหวังในสภาวะการสื่อสารดาวเทียม สำหรับ ทั้ง S-TCP และ HSTCP ที่ถูกออกแบบขึ้น อันดับแรกค่าของ BDP ในกรณีของดาวเทียม GEO ปกติจะน้อยกว่า (มากกว่า 2เท่า) ใน backbone link บนการผิดพลาดในการส่งผ่านที่เกิดขึ้นจาก noise โดยทั่วไปแล้วจะละทิ้งในโครงข่ายดาวเทียมทั่วไปจะแสดงแพ็ค เกจโดยพิจารณาที่มีอัตราการผิดพลาดสูง

ในบทความแสดงการประเมินประสิทธิภาพเชิงลึกของ S-TCP และ HSTCP ในสภาวะที่ใช้กับดาวเทียม GEO การประเมินชี้ให้เห็นโดยการ simulate บน ns2 โดยการกำหนดการเชื่อมต่อ TCP และ ประเมินอัตราการส่งผ่านโดย multiple connection sharing ในกรณี static user จะทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนของผู้ใช้ เช่นเดียวกับค่าเฉลี่ย Frame Error Rate (FER) ใน transport level ในส่วนของผู้ใช้ที่มีการเคลื่อนที่ ให้ใช้ classical two-state GOOD/BAD Markovian channel model[4] ในการลำดับการนับสำหรับการ shadowing ในกรณีนี้จะเปลี่ยน ค่า FER และ ความเร็วการเคลื่อนที่ ในการใช้ พารามิเตอร์จากการวัดการปรับปรุงกลไกการควบคุม congestion โดย standard TCP ขึ้นอยู่กับ การ sliding window ซึ่งเป็นตัวกำหนดจำนวนแพ็คเกจที่ป้อนเข้าไปยังโครงข่าย ค่า congestion window จะถูก update หลังจากการรับแพ็คเกจตอบกลับ acknowledgment packet (ACK) และ ขึ้นกับ การตรวจจับแพ็คเกจที่สูญหาย การรับของ ACK ที่แสดงใน TCP คือสัญญาณของแบนด์วิธที่เหมาะสม ดังนั้น ค่า congestion window ,W อาจจะถูกเพิ่ม การเพิ่มอย่างรวดเร็วที่การเริ่มต้นของการเชื่อมต่อครั้งใหม่ (ดังที่เรียกว่า slow start phase) ขณะที่ผู้ส่ง TCP ขยาย W ด้วย 1 segment สำหรับแต่ละผู้รับ ACK ในวิธีนี้ congestion window ขยายตัวขึ้นแบบ exponentially บน Round Trip Time (RTT) เมื่อจุด threshold ถูกตัด การเชื่อมต่อจะเข้าสู่ช่วง congestion avoidance ขณะที่ผู้ส่งเพิ่มอัตราการส่งผ่านในรูปแบบเชิงเส้นบน RTT (congestion windows จะถูกเพิ่มขึ้นโดย $\frac{1}{W}$ ขึ้นกับการรับ ACK) การลดลงของ phase จะเริ่มขึ้น โดยการตรวจจับแพ็คเกจที่สูญหายไป แพ็คเกจที่สูญหายสามารถตรวจจับได้แต่ละส่วนเมื่อสิ้นสุดเวลาการส่งออก (ในกรณีที่ W กลับไปที่ 1) หรือ โดยการรับ ซ้ำกัน 3 ครั้งของ ACKs (ตอบสนอง congestion window ครั้งต่อครั้ง) เมื่อระยะเวลา timeout แต่ละส่วนรวมค่ามากพอ กรณีแรกคือการลดอัตราการส่งผ่านให้น้อยลง ในกรณีอื่น เมื่อบางแพ็คเกจรับได้โดยถูกต้องหลังจากเกิด loss แล้ว congestion จะถูกสมมติให้เป็น สภาวะ transient

ถ้าจุดที่ให้ความสนใจในสภาวะ steady-state เช่นกลไกการควบคุม congestion และ สมมติว่า loss ทั้งหมดถูกตรวจจับโดยการรับ ACKs ซ้ำ 3 ครั้ง (dupACKs) กลไกการควบคุมของ TCP อาจเขียนเป็นรูป classical AIMD

$$W \leftarrow W + \frac{1}{w} \quad \text{ขึ้นกับ ACK arrival}$$

$$W \leftarrow \frac{w}{2} \quad \text{ขึ้นกับ การรับ 3 dupACKs}$$

สำหรับ S-TCP ที่สร้างขึ้นด้วยหลักการ กลไกล sliding window สำหรับการควบคุมอัตราการส่งข้อมูลและอยู่บนพื้นฐานของ Multiplicative Increase Multiplicative Decrease (MIMD) ซึ่งปรับเปลี่ยน congestion window เป็น

$$W \leftarrow W + \alpha \quad \text{ขึ้นกับ ACK arrival}$$

$$W \leftarrow [1 - \beta] \cdot W \quad \text{ขึ้นกับ การรับ 3 dupACKs}$$

ใน[1] $\alpha = 0.1$ และ $\beta = 0.125$

สำหรับHSTCP ใช้หลักการ adaptive window algorithm ที่เสนอโดย S.Floyd สำหรับโครงข่ายที่มี BDP ใหญ่มากๆ การเพิ่มจำนวนและลดจำนวนของ congestion window ซึ่งเป็นผลตอบสนองการรับ ACK แสดงได้เป็น

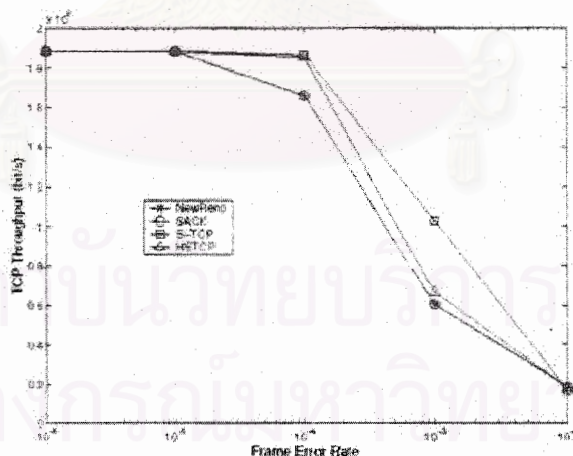
$$W \leftarrow W + \frac{a(W)}{w} \alpha \beta \quad \text{ขึ้นกับ ACK arrival}$$

10^{-2} ขึ้นกับ การรับ 3 dupACKs

โดยที่ $a(W)$ และ $b(W)$ อธิบายอยู่ใน [2]

ทั้ง S-TCP และ HSTCP ใช้ กลไกการควบคุม congestion ใน slow start phase ซึ่งตั้งให้ทั้ง 2 เป็น W^* มีค่าไปถึง 16 และ 32 แพ็กเกจ

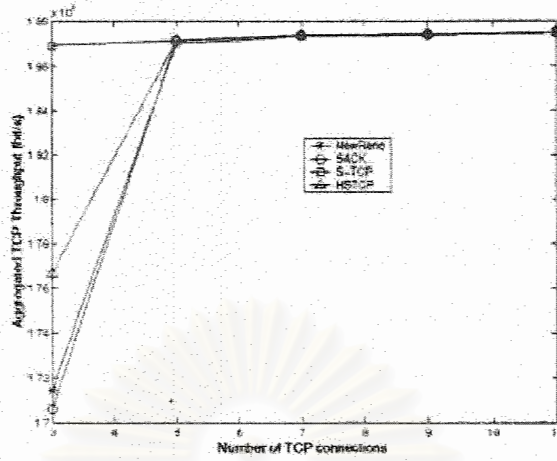
ได้ทำการเปรียบเทียบ S-TCP และ HSTCP ด้วย TCP โปรโตคอลหลัก 2 ตัว คือ NewReno และ New Reno ด้วย SACK โดยเริ่มจากการพิจารณา การเชื่อมต่อ TCP แบบเดี่ยว ในสถานะคงที่และศึกษาผลกระทบของ FER บนประสิทธิภาพระบบ ผลลัพธ์แสดงไว้ในรูป



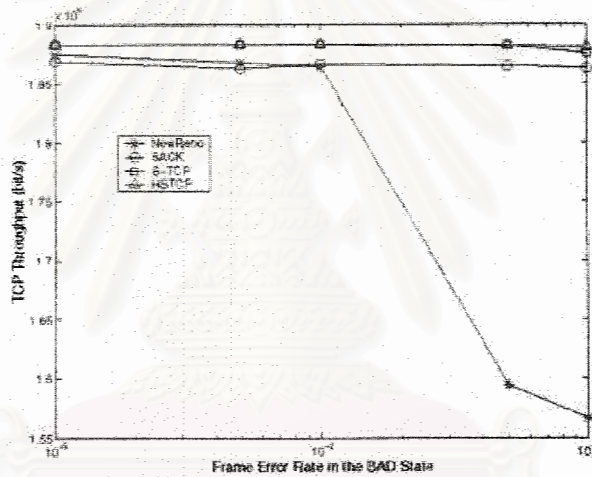
รูปแสดง TCP throughput vs. frame error rate สำหรับการเชื่อมต่อแบบเดี่ยว ($n = 1$) ในสถานะ fixed user (memoryless channel)

ในกรณีนี้จะสังเกตเห็นว่า TCP NewReno และ SACK พฤติกรรมคล้ายกัน โดยสามารถอธิบายด้วยความน่าจะเป็นของ multiple losses ด้วย window เดียวกับข้อมูลใน memoryless channel ส่วน HSTCP มีความสามารถเหนือกว่าเล็กน้อย ส่วน S-TCP เห็นได้อย่างชัดเจน ในช่วง FER ($10^{-3}, 10^{-2}$) แสดงให้เห็นว่า

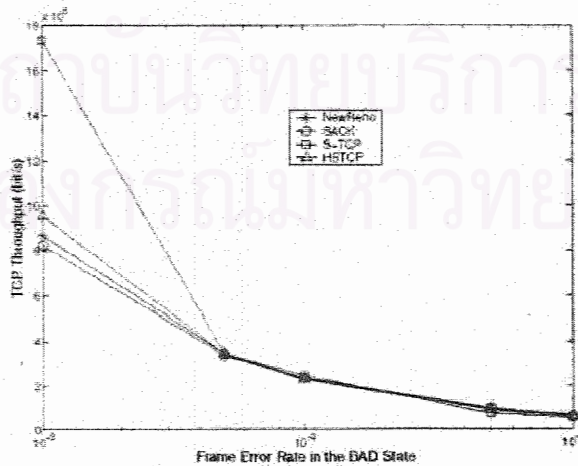
MIMD algorithm สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่ค่า α และ β ที่นำมาใช้ สำหรับค่า small congestion window ที่ขึ้นกับค่าอัตรา high error



รูปแสดง การรวม TCP throughput vs.number of concurrent persistent ที่ $FER = 10^{-3}$



รูปแสดง TCP throughput ในสภาวะ mobile vs. frame error สภาวะ BAD state ความเร็วอุปกรณ์ mobile ที่ 60 km/h



รูปแสดง TCP throughput ในสภาวะ mobile vs. frame error สภาวะ BAD state ความเร็วอุปกรณ์ mobile ที่ 40 Km/h

จากผลทั้งหมดรวบรวมได้ว่า S-TCP และ HSTCP สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของ TCP ในโครงข่ายดาวเทียมขึ้นมาเล็กน้อย สังเกตได้ว่าหนึ่งในเหตุผลที่ทำให้ประสิทธิภาพถูกจำกัด ของทั้ง S-TCP และ HSTCP บน standard TCP คือ ค่าของ BDP ที่ถูกจำกัด ขณะที่ค่า 2 Mb/s สำหรับความจุแทนด้วยค่าที่เทคโนโลยีสามารถทำได้ ถ้าในอนาคตเทคโนโลยีก้าวหน้าไป ทั้ง S-TCP และ HSTCP จะให้ประโยชน์มาก เมื่อค่า BDP มีขนาดใหญ่ และอัตราส่วนระหว่าง การส่งผ่านและ link capacity พบว่า S-TCP มีประสิทธิภาพสูงกว่าตัวอื่น S-TCP จึงเป็นทางเลือกที่น่าสนใจสำหรับนำมาใช้งานบน link ของ geostationary satellite



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

- [1] C. E. Perkins and P. Bhagwat, "Highly Dynamic Destination-Sequenced Distance-Vector Routing (DSDV) for Mobile Computers." *Proceedings of ACM SIGCOMM*, (1994) : 234-244.
- [2] Hong-Seong Chang, Byoung-Wan Kim, Chang Gun Lee, Yanghee Choi, Sang Lyul Min, Hyun Suk Yang, and Chong Sang Kim, "Topological Design and Routing for Low Earth Orbit Satellite Networks," *Proceedings of IEEE GLOBECOM*, (November 1995) : 529-535.
- [3] C-C. Shen, G. Borkar, S. Rajagopalan, and C. Jaikaco, "Interrogation-Based Relay Routing for Ad Hoc Satellite Networks," *IEEE, Global Telecommunications Conference* ,vol.3, November 2002, pp. 2920-2924.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 12

เรื่อง การประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ด้วยนิวรอลเน็ตเวิร์ก ปีที่ 4

1. ผู้รับผิดชอบโครงการ รศ. ดร. วาทีต เบญจพลกุล
2. วัตถุประสงค์ของโครงการ
 - 2.1 เพื่อสร้างองค์ความรู้ทางการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่
 - 2.2 เพื่อพัฒนาระบบต้นแบบการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่
3. ขอบเขตหรือเป้าหมายของโครงการ

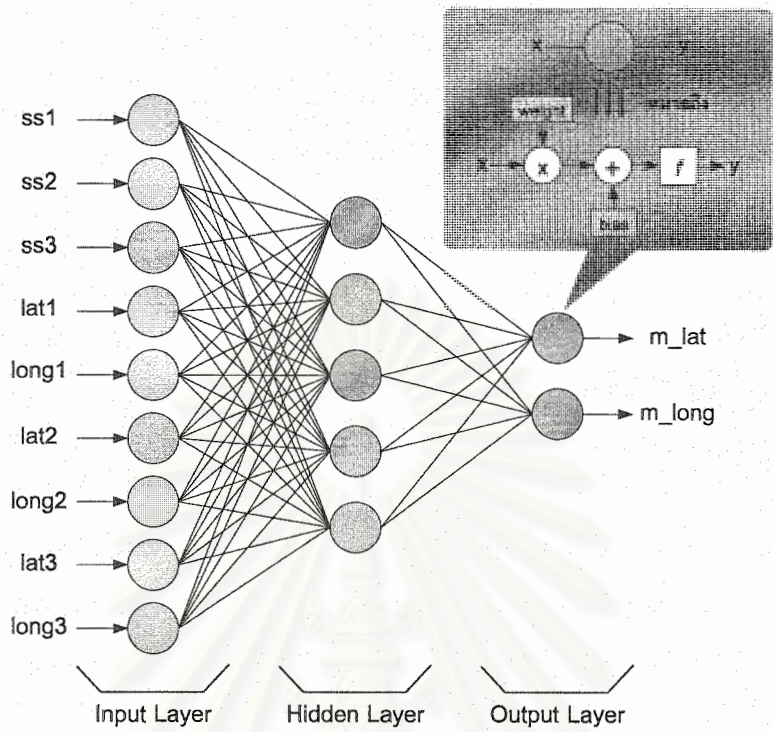
ออกแบบวิธีการประมาณค่าพิกัดตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยนำนิวรอลเน็ตเวิร์กมาประยุกต์ใช้ โดยอาศัยข้อมูลค่าความแรงสัญญาณ ในการเดินทางของสัญญาณ และนำมาพัฒนาเป็นระบบต้นแบบการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่
4. ส่วนงานที่ได้ดำเนินการไปแล้ว
 - 4.1 ขอข้อมูลภาคสนามของระบบ GSM และ CDMA จากบริษัทต่าง ๆ เพื่อนำไปใช้ฝึกและทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์ก
 - 4.2 จัดรูปแบบข้อมูลภาคสนามของระบบ GSM และ CDMA ที่ได้จากข้อที่ 4.1 ให้ตรงกับข้อมูลเข้าที่จะนำไปในฝึกและทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์ก
 - 4.3 ทดสอบเพื่อหาจำนวนนิวรอนในชั้นซ่อนเร้น อัตราการเรียนรู้ และวิธีการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กที่เหมาะสมสำหรับการนำนิวรอลเน็ตเวิร์กไปใช้กับข้อมูลภาคสนาม
 - 4.4 ออกแบบนิวรอลเน็ตเวิร์กเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่โดยใช้ภาษา VHDL
 - 4.5 ฝึกและทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบโดยใช้ข้อมูลภาคสนาม
 - 4.6 วิเคราะห์ผลการทำงานของนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบ
 - 4.7 คาวน์โหนดนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบโดยใช้ภาษา VHDL บางส่วนลงบนบอร์ด FPGA รุ่น Discovery XC3S200 ของบริษัท Apex Instrument จำกัด เพื่อพัฒนาเป็นอุปกรณ์ต้นแบบสำหรับประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่
 - 4.8 ทดสอบประสิทธิภาพในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ต้นแบบ
5. ส่วนงานที่จะดำเนินการต่อไป
 - 5.1 ปรับปรุงนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบโดยใช้ภาษา VHDL ให้วงจรมีขนาดเล็กกว่าเดิม

- 5.2 วิเคราะห์ผลการทำงานของนิรอลเน็ตเวิร์กที่ปรับปรุงแล้วว่าสามารถประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ถูกต้องหรือไม่คำนวณโหนดนิรอลเน็ตเวิร์กทั้งหมดลงบนชิพหรือบอร์ด FPGA ที่เหมาะสมเพื่อพัฒนาเป็นอุปกรณ์ต้นแบบสำหรับประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่สมบูรณ์ต่อไป
- 5.3 ทดสอบประสิทธิภาพในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ต้นแบบ ว่ามีความผิดพลาดในการประมาณค่าอยู่ในเกณฑ์ที่ FCC กำหนดไว้หรือไม่

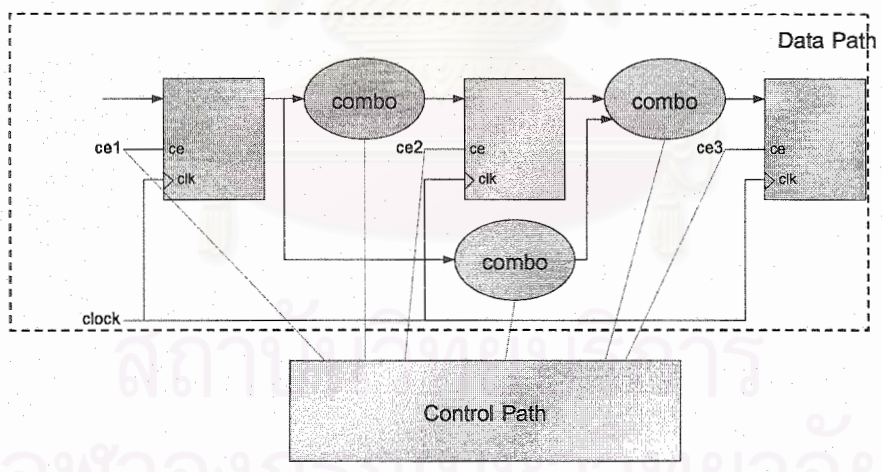
สรุปรายละเอียดการออกแบบและวิเคราะห์ผลการทำงานของนิรอลเน็ตเวิร์กส่วนที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

งานวิจัยนี้ได้ออกแบบนิรอลเน็ตเวิร์กเพื่อนำมาประยุกต์ใช้ในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ โดยนิรอลเน็ตเวิร์กมีสถาปัตยกรรมเป็นแบบ โครงข่ายป้อน ไปข้างหน้าและมีการฝึกแบบแพร่กระจายย้อนกลับ (Feedforward Network - Backpropagation Training Architecture) ซึ่งมีชั้นข้อมูลเข้า (Input Layer) จำนวน 1 ชั้น จำนวนนิรอล (Neuron) ในชั้นนี้เท่ากับจำนวนข้อมูลเข้า (Input) ได้แก่ ค่าข้อมูลความแรงของสัญญาณที่สถานีฐาน 3 สถานีรับได้จากสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา (ss1, ss2, ss3) และค่าตำแหน่งละติจูด-ลองจิจูดของสถานีฐานทั้ง 3 สถานี (lat1, long1, lat2, long2, lat3, long3) ฟังก์ชันถ่ายโอนในชั้นนี้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงเส้น (Linear Transfer Function) มีชั้นซ่อนเร้น (Hidden Layer) จำนวน 1 ชั้น โดยมีการทดสอบหาจำนวนนิรอลในชั้นซ่อนเร้นที่เหมาะสม ฟังก์ชันถ่ายโอนในชั้นนี้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนลอการิทึมซิกมอยด์ (Logarithm Sigmoid Transfer Function) และชั้นข้อมูลออก (Output Layer) จำนวน 1 ชั้น จะให้ค่าผลลัพธ์ออกมาเป็นค่าตำแหน่งละติจูด-ลองจิจูด (m_lat, m_long) ของสถานีเคลื่อนที่ ฟังก์ชันถ่ายโอนในชั้นนี้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 1

โดยการออกแบบนิรอลเน็ตเวิร์กเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีลักษณะการออกแบบวงจร โดยแบ่งนิรอลเน็ตเวิร์กเป็นวงจรย่อย ๆ หลายวงจร โดยที่แต่ละวงจรรย่อยจะถูกออกแบบให้เป็นวงจรแบบซิงโครนัส และประกอบไปด้วยวิถีข้อมูล (Data Path) และวิถีควบคุม (Control Path) โดยที่วิถีข้อมูลเป็นการทำงานร่วมกันของวงจรชุดผสม (Combination Circuit) และรีจิสเตอร์ (Register) ซึ่งวงจรชุดผสมจะมีหน้าที่ประมวลผลสัญญาณให้ได้ผลลัพธ์ตามที่ต้องการ ส่วนรีจิสเตอร์จะทำหน้าที่รับผลลัพธ์ ณ เวลาต่าง ๆ และเก็บไว้ในระยะเวลาที่ต้องการ ในขณะที่วิถีควบคุมจะสร้างสัญญาณที่จะเข้ามาควบคุมการทำงานของวงจรชุดผสมและรีจิสเตอร์ทั้งหมด ดังแสดงในรูปที่ 2

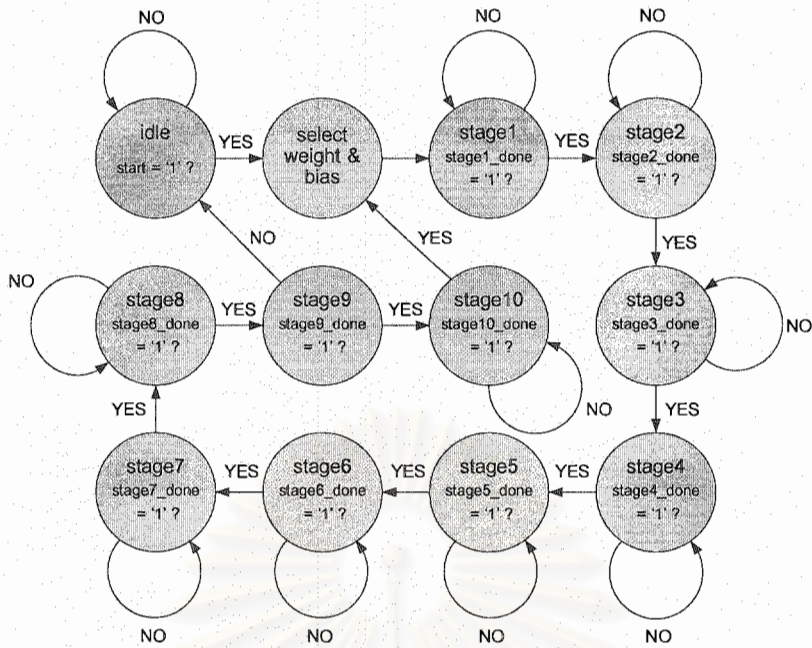


รูปที่ 1 รูปแบบของนิเวรอลเน็ตเวิร์กที่ใช้ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 2 ลักษณะการออกแบบวงจร โดยแบ่งเป็นวิถีข้อมูลและวิถีควบคุม

งานวิจัยนี้ออกแบบนิเวรอลเน็ตเวิร์กในรูปที่ 1 เป็นวงจรย่อย 11 วงจร ได้แก่ วงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอส (Select weight and bias) วงจรชั้นที่ 1 (Stage1) วงจรชั้นที่ 2 (Stage2) วงจรชั้นที่ 3 (Stage3) วงจรชั้นที่ 4 (Stage4) วงจรชั้นที่ 5 (Stage5) วงจรชั้นที่ 6 (Stage6) วงจรชั้นที่ 7 (Stage7) วงจรชั้นที่ 8 (Stage8) วงจรชั้นที่ 9 (Stage9) และวงจรชั้นที่ 10 (Stage10) โดยมีขั้นตอนการทำงานร่วมกันดังแสดงในรูปที่ 3

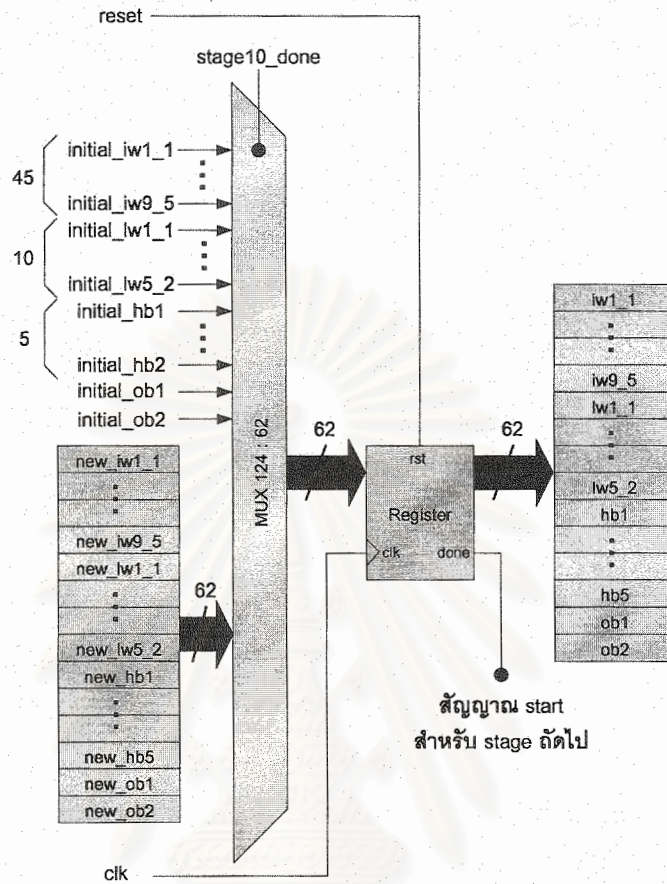


รูปที่ 3 ขั้นตอนการทำงานร่วมกันของวงจรย่อยต่าง ๆ

เริ่มต้น นิวรอลเน็ตเวิร์กจะอยู่ในสถานะว่าง (Idle) ไม่มีการทำงานใด ๆ เกิดขึ้น จนกระทั่งผู้ใช้กดปุ่มเริ่มต้นการทำงาน (สัญญาณ start = '1') วงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสจะเริ่มทำงาน และส่งค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสไปยังวงจรขั้นที่ 1 เมื่อวงจรขั้นที่ 1 ทำงานเสร็จสิ้น (สัญญาณ stage1_done = '1') วงจรขั้นที่ 2 จึงเริ่มทำงาน นั่นคือ สัญญาณ stage1_done จะกลายเป็นสัญญาณ start ของวงจรขั้นที่ 2 นั่นเอง ลักษณะการทำงานจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนถึงการทำงานของวงจรขั้นที่ 4 ซึ่งให้ผลลัพธ์เป็นค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา หลังจากนั้นนิวรอลเน็ตเวิร์กจะเข้าสู่กระบวนการคำนวณเพื่อหาค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสใหม่ เพื่อเป็นค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณรอบต่อไป วงจรขั้นที่ 5 ถึงวงจรขั้นที่ 9 จะทำงานต่อ ๆ กันตามลำดับ ในวงจรขั้นที่ 9 ซึ่งให้ผลลัพธ์เป็นส่วนต่างระหว่างค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสรอบใหม่กับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสรอบก่อนหน้า หากค่าส่วนต่างดังกล่าวเท่ากับศูนย์ถือว่าการทำงานทั้งหมดเสร็จสิ้น (สัญญาณ stage9_done = '0') นิวรอลเน็ตเวิร์กจะกลับสู่สถานะว่างอีกครั้ง แต่หากไม่เท่ากับศูนย์ (สัญญาณ stage9_done = '1') วงจรขั้นที่ 10 จะเริ่มต้นทำงาน นิวรอลเน็ตเวิร์กจะได้ค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสใหม่ และส่งค่าไปยังวงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสเพื่อเริ่มต้นการทำงานทั้งหมดใหม่อีกครั้ง รายละเอียดของวงจรย่อยต่าง ๆ แสดงได้ดังต่อไปนี้

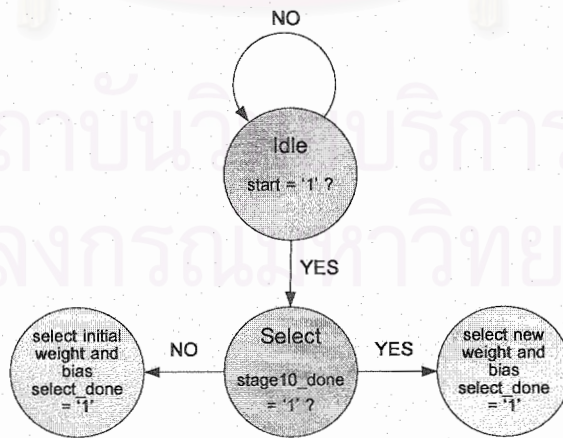
วงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอส (Select weight and bias)

ตามปกติ ในการฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์ก ต้องมีการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสเพื่อใช้เป็นพารามิเตอร์เริ่มต้นในการคำนวณของนิวรอลเน็ตเวิร์ก แต่เมื่อการทำงานของวงจรย่อยทั้งหมดเสร็จสิ้น จะได้ค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสใหม่เพื่อใช้ในการคำนวณรอบต่อไป วงจรนี้ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าจะเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสที่เป็นค่าเริ่มต้น หรือค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสใหม่ วิธีข้อมูลของวงจรนี้แสดงได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 วิธีข้อมูลของวงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอส

วิธีควบคุมของวงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสออกแบบโดยใช้ Finite-State Machine แสดงได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 วิธีควบคุมของวงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอส

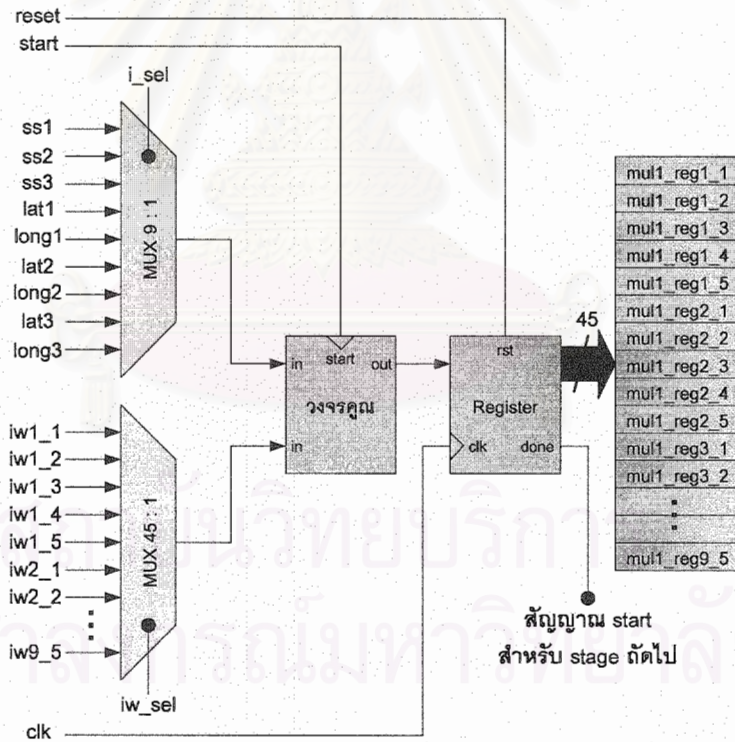
หลักการการทำงานของวงจรนี้คือ เริ่มต้นวงจรจะอยู่ในสถานะว่าง (Idle) เมื่อสัญญาณ start = '1' วงจรจะเข้าสู่สถานะเลือก (Select) เพื่อพิจารณาว่าหากสัญญาณ stage10_done ที่ได้รับจากวงจรขั้นที่ 10 เป็น

ลอจิก '0' วงจรจะเลือกค่าเริ่มต้นของค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอส (initial_iw1_1,..., initial_ob2) แต่หากมีค่าเป็นลอจิก '1' วงจรจะเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสใหม่ (new_iw1_1,..., new_ob2) เพื่อใช้เป็นค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสในการคำนวณ (iw1_1,...,ob2) และสัญญาณ select_done จะมีลอจิกเป็น '1' เพื่อส่งค่าไปยังวงจรขั้นที่ 1 ต่อไป

วงจรขั้นที่ 1 (Stage 1)

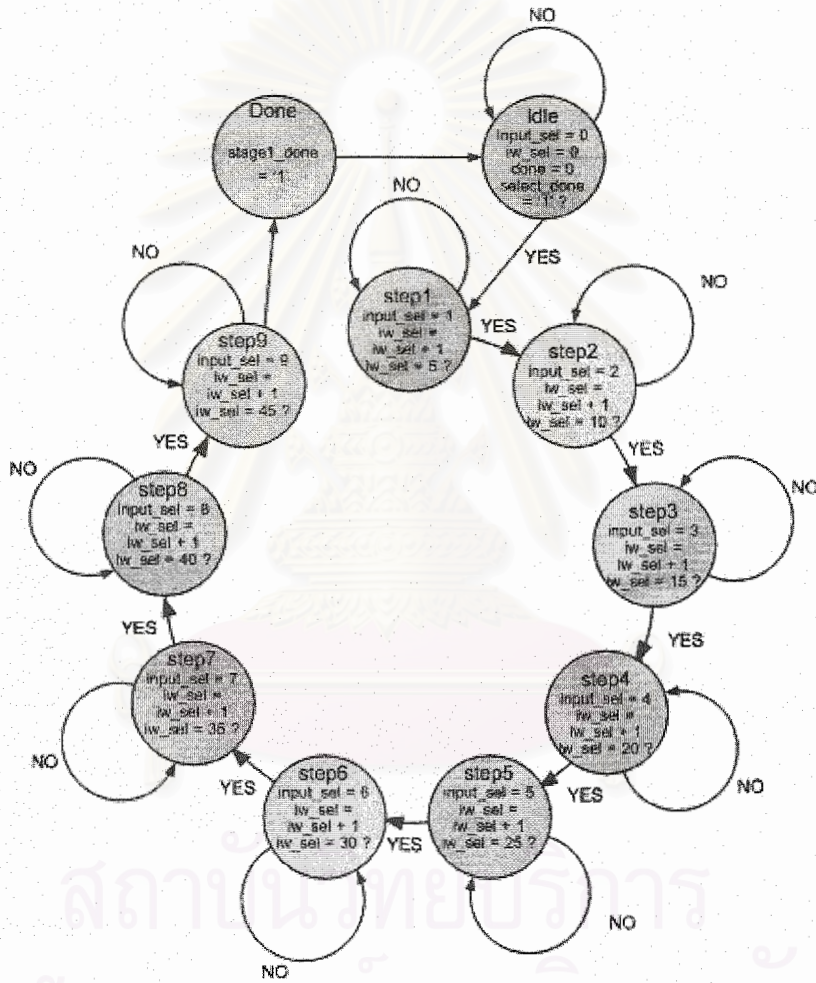
วงจรขั้นที่ 1 มีหน้าที่นำสัญญาณอินพุตทั้งหมดของนิวรอนเคอร์เวกร์มาคูณกับค่าถ่วงน้ำหนักบางส่วนตามสมการที่ (1) โดยวงจรขั้นที่ 1 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 6

$$\begin{matrix}
 ss1 \times \begin{bmatrix} iw1_1 \\ iw1_2 \\ iw1_3 \\ iw1_4 \\ iw1_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mul1_reg1_1 \\ mul1_reg1_2 \\ mul1_reg1_3 \\ mul1_reg1_4 \\ mul1_reg1_5 \end{bmatrix}, &
 ss2 \times \begin{bmatrix} iw2_1 \\ iw2_2 \\ iw2_3 \\ iw2_4 \\ iw2_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mul1_reg2_1 \\ mul1_reg2_2 \\ mul1_reg2_3 \\ mul1_reg2_4 \\ mul1_reg2_5 \end{bmatrix}, \\
 \\
 ss3 \times \begin{bmatrix} iw3_1 \\ iw3_2 \\ iw3_3 \\ iw3_4 \\ iw3_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mul1_reg3_1 \\ mul1_reg3_2 \\ mul1_reg3_3 \\ mul1_reg3_4 \\ mul1_reg3_5 \end{bmatrix}, \dots, &
 long3 \times \begin{bmatrix} iw9_1 \\ iw9_2 \\ iw9_3 \\ iw9_4 \\ iw9_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mul1_reg9_1 \\ mul1_reg9_2 \\ mul1_reg9_3 \\ mul1_reg9_4 \\ mul1_reg9_5 \end{bmatrix}
 \end{matrix} \quad (1)$$



รูปที่ 6 วิธีข้อมูลของวงจรขั้นที่ 1

หลักการการทำงานของวงจรขั้นที่ 1 เป็นไปตามวิธีควบคุมดังแสดงในรูปที่ 7 กล่าวคือ เริ่มต้นวงจรจะอยู่ในสถานะว่าง จนกระทั่งสัญญาณ select_done ที่ถูกส่งค่ามาจากวงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสเป็นลอจิก '1' วงจรจะเริ่มค้นค่าอินพุตเข้ากับค่าถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ 1 (step1 ถึง step10) โดยมีสัญญาณ input_sel เป็นสัญญาณสำหรับเลือกค่าอินพุต และสัญญาณ iw_sel เป็นสัญญาณสำหรับเลือกค่าถ่วงน้ำหนัก เมื่อการคูณทั้งหมดเสร็จสิ้น สัญญาณ stage1_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าไปยังวงจรขั้นที่ 2



รูปที่ 7 วิธีควบคุมของวงจรขั้นที่ 1

วงจรขั้นที่ 2 (Stage2)

วงจรขั้นที่ 2 มีหน้าที่นำสัญญาณค่าต่าง ๆ และค่าไบแอสบางส่วนมาคำนวณตามสมการที่ (2) (3)

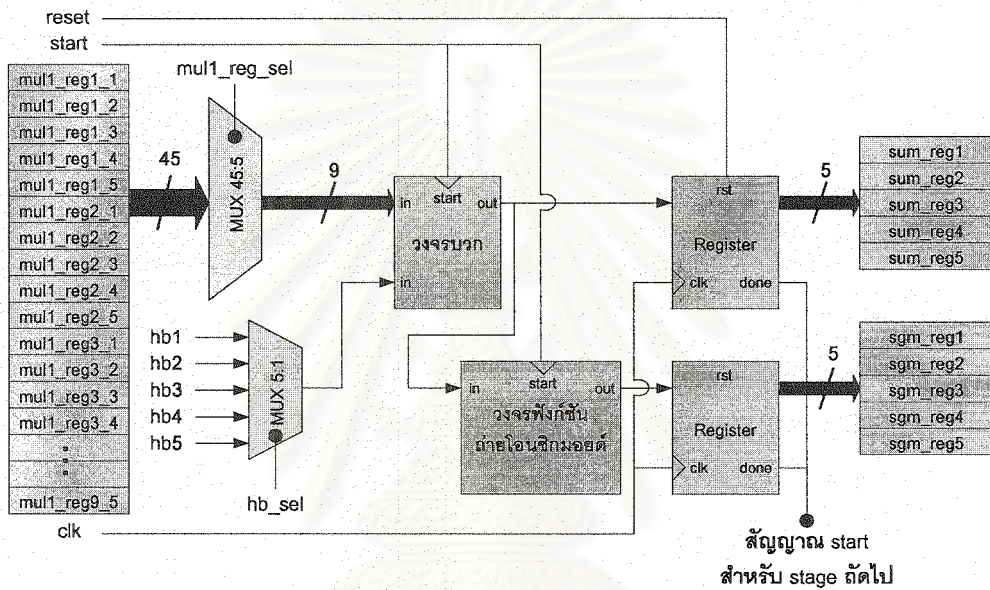
และ (4)

$$\begin{bmatrix}
 mul1_reg1_1 + mul1_reg2_1 + mul1_reg3_1 + mul1_reg4_1 + mul1_reg5_1 + hb1 \\
 mul1_reg1_2 + mul1_reg2_2 + mul1_reg3_2 + mul1_reg4_2 + mul1_reg5_2 + hb2 \\
 mul1_reg1_3 + mul1_reg2_3 + mul1_reg3_3 + mul1_reg4_3 + mul1_reg5_3 + hb3 \\
 mul1_reg1_4 + mul1_reg2_4 + mul1_reg3_4 + mul1_reg4_4 + mul1_reg5_4 + hb4 \\
 mul1_reg1_5 + mul1_reg2_5 + mul1_reg3_5 + mul1_reg4_5 + mul1_reg5_5 + hb5
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 sum_reg1 \\
 sum_reg2 \\
 sum_reg3 \\
 sum_reg4 \\
 sum_reg5
 \end{bmatrix}
 \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} f(\text{sum_reg1}) \\ f(\text{sum_reg2}) \\ f(\text{sum_reg3}) \\ f(\text{sum_reg4}) \\ f(\text{sum_reg5}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sgm_reg1} \\ \text{sgm_reg2} \\ \text{sgm_reg3} \\ \text{sgm_reg4} \\ \text{sgm_reg5} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$f(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{x}{1+|x|} + 1 \right) \quad (4)$$

วงจรชั้นที่ 2 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 8 ส่วนวิธีควบคุมของวงจรชั้นที่ 2 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้นสัญญาณ `stage2_done` จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 3 ต่อไป



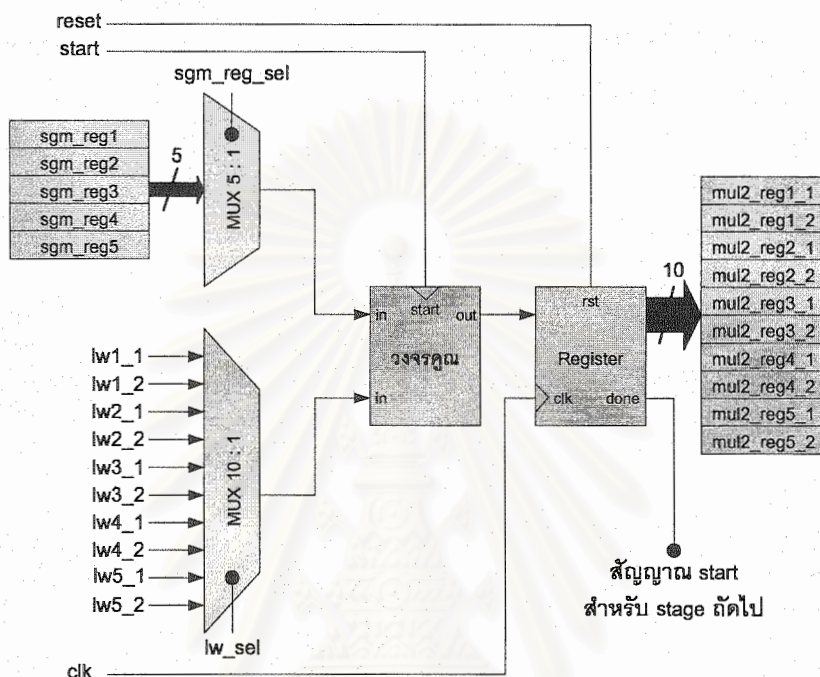
รูปที่ 8 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 2

วงจรชั้นที่ 3 (Stage3)

วงจรชั้นที่ 3 มีหน้าที่นำสัญญาณค่าต่าง ๆ มาคูณกับค่าถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (5)

$$\begin{aligned} \text{sgm_reg1} \times \begin{bmatrix} lw1_1 \\ lw1_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{mul2_reg1_1} \\ \text{mul2_reg1_2} \end{bmatrix}, \\ \text{sgm_reg2} \times \begin{bmatrix} lw2_1 \\ lw2_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{mul2_reg2_1} \\ \text{mul2_reg2_2} \end{bmatrix}, \\ \text{sgm_reg3} \times \begin{bmatrix} lw3_1 \\ lw3_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{mul2_reg3_1} \\ \text{mul2_reg3_2} \end{bmatrix}, \\ \text{sgm_reg4} \times \begin{bmatrix} lw4_1 \\ lw4_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{mul2_reg4_1} \\ \text{mul2_reg4_2} \end{bmatrix}, \\ \text{sgm_reg4} \times \begin{bmatrix} lw5_1 \\ lw5_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{mul2_reg5_1} \\ \text{mul2_reg5_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

วงจรชั้นที่ 3 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 9 ส่วนวิถึควบคุมของวงจรชั้นที่ 3 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อคำนวณเสร็จสิ้นสัญญาณ stage3_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 4 ต่อไป



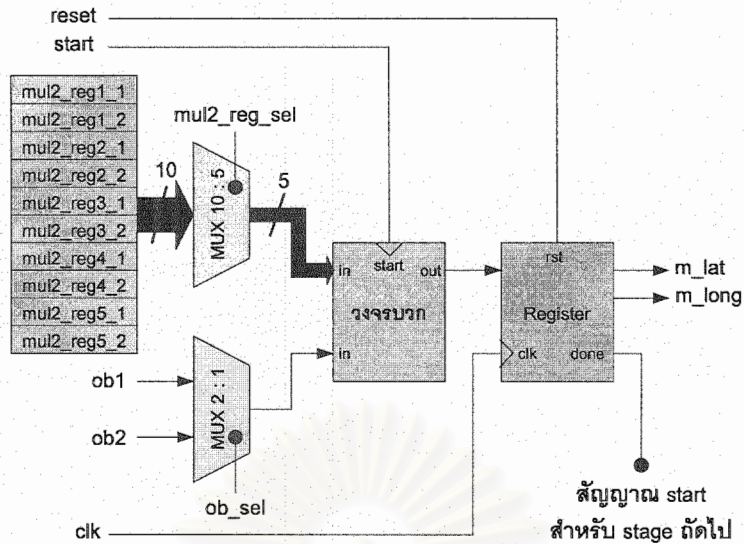
รูปที่ 9 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 3

วงจรชั้นที่ 4 (Stage4)

วงจรชั้นที่ 4 มีหน้าที่นำสัญญาณค่าต่าง ๆ ที่ได้จากวงจรชั้นที่ 3 และค่าไปแอสที่เหลือ มาคำนวณตามสมการที่ (6) ผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรมีคือ ค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา (m_{lat} , m_{long})

$$\begin{bmatrix} mul2_reg1_1 + mul2_reg2_1 + mul2_reg3_1 + \\ mul2_reg4_1 + mul2_reg5_1 + ob1 \\ mul2_reg1_2 + mul2_reg2_2 + mul2_reg3_2 + \\ mul2_reg5_2 + mul2_reg4_2 + ob2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{lat} \\ m_{long} \end{bmatrix} \quad (6)$$

วงจรชั้นที่ 4 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 10 ส่วนวิถึควบคุมของวงจรชั้นที่ 4 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage4_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 5 ต่อไป



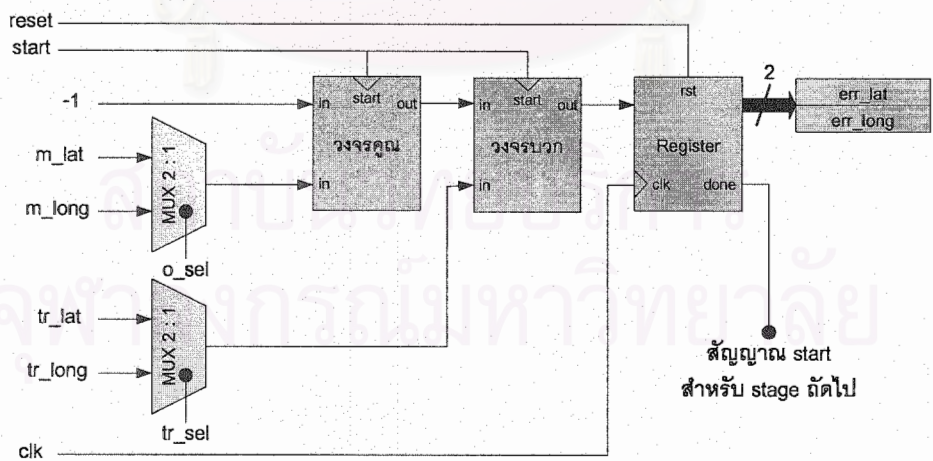
รูปที่ 10 วิธีข้อมูลของวงจรขั้นที่ 4

วงจรขั้นที่ 5

วงจรขั้นที่ 5 มีหน้าที่นำค่าตำแหน่งของสถานะเคลื่อนที่ที่ถูกส่งค่ามาจากวงจรขั้นที่ 4 มาเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมายของนิรอลเนตเวิร์ก (tr_lat, tr_long) ตามสมการที่ (7) ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นค่าความผิดพลาดของละติจูดและลองจิจูด (err_lat, err_long)

$$\begin{bmatrix} err_lat \\ err_long \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} tr_lat \\ tr_long \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_lat \\ m_long \end{bmatrix} \quad (7)$$

วงจรขั้นที่ 5 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 11 ส่วนวิถีควบคุมของวงจรขั้นที่ 5 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรขั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage5_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรขั้นที่ 6 ต่อไป



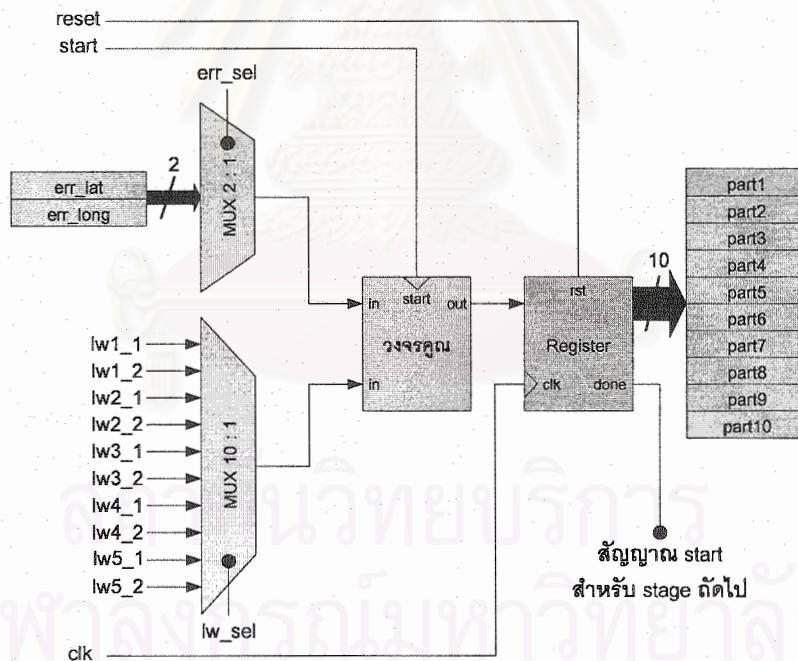
รูปที่ 11 วิธีข้อมูลของวงจรขั้นที่ 5

วงจรชั้นที่ 6 (Stage6)

วงจรชั้นที่ 6 เป็นส่วนหนึ่งของวงจรที่ทำหน้าที่คำนวณเพื่อหาค่าวงน้ําหนักและค่าไบแอสใหม่ที่ใช้ในการคำนวณของนิวรอนแต่ละตัวในรอบต่อไป เพื่อให้หาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ลดน้อยลง วงจรชั้นที่ 6 จะรับค่าความผิดพลาดจากวงจรชั้นที่ 5 มาคูณกับค่าวงน้ําหนักบางส่วนตามสมการที่ (8)

$$err_lat \times \begin{bmatrix} lw1_1 \\ lw2_1 \\ lw3_1 \\ lw4_1 \\ lw5_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} part1 \\ part3 \\ part5 \\ part7 \\ part9 \end{bmatrix}, \quad err_long \times \begin{bmatrix} lw1_2 \\ lw2_2 \\ lw3_2 \\ lw4_2 \\ lw5_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} part2 \\ part4 \\ part6 \\ part8 \\ part10 \end{bmatrix} \quad (8)$$

วงจรชั้นที่ 6 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 12 ส่วนวิธีควบคุมของวงจรชั้นที่ 6 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage6_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 7 ต่อไป



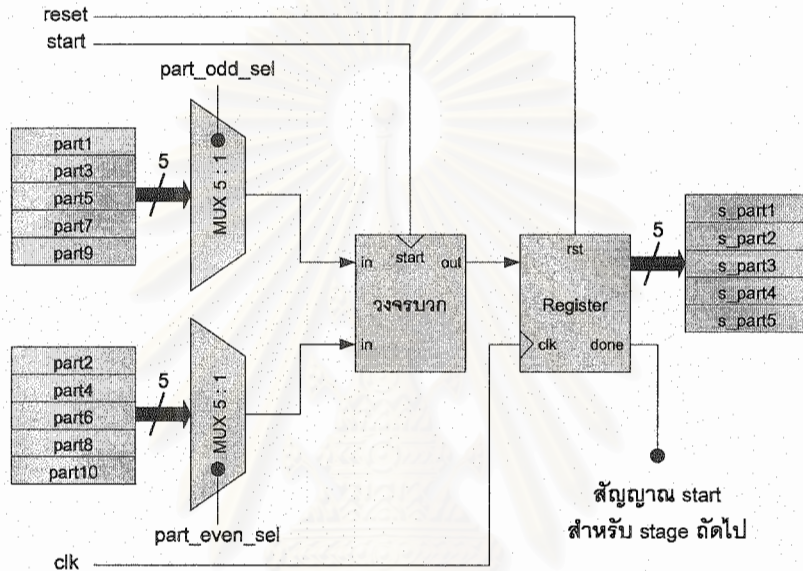
รูปที่ 12 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 6

วงจรชั้นที่ 7 (Stage7)

วงจรชั้นที่ 7 มีหน้าที่นำสัญญาณค่าต่าง ๆ ที่ได้จากวงจรชั้นที่ 6 มาคำนวณตามสมการที่ (9)

$$\begin{bmatrix} part1 + part2 \\ part3 + part4 \\ part5 + part6 \\ part7 + part8 \\ part9 + part10 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_part1 \\ s_part2 \\ s_part3 \\ s_part4 \\ s_part5 \end{bmatrix} \quad (9)$$

วงจรชั้นที่ 7 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 13 ส่วนวิธควบคุมของวงจรชั้นที่ 7 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage7_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 8 ต่อไป



รูปที่ 13 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 7

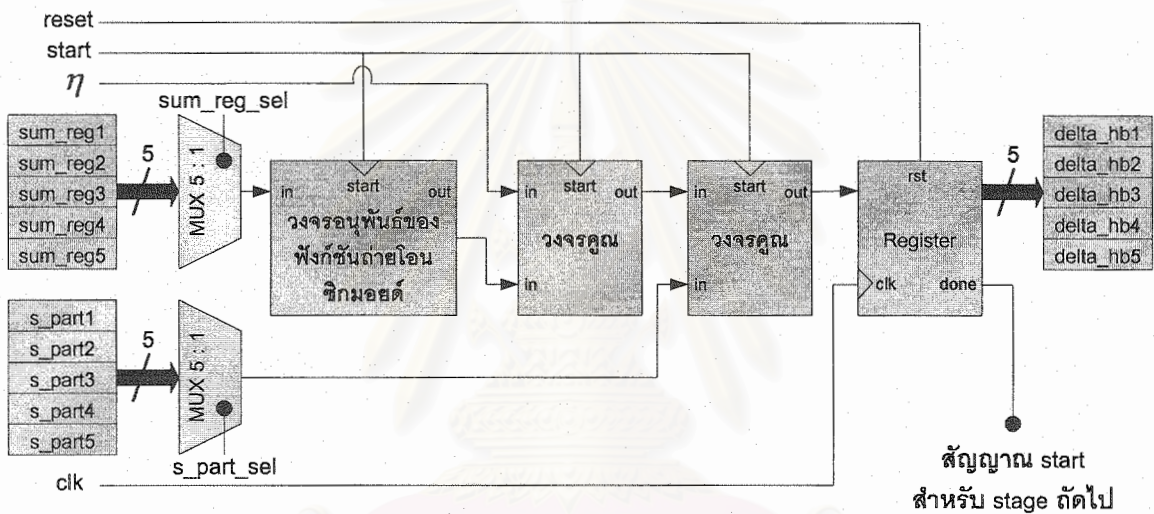
วงจรชั้นที่ 8 (Stage8)

วงจรชั้นที่ 8 มีหน้าที่นำสัญญาณค่าต่าง ๆ จากวงจรชั้นที่ 2 และวงจรชั้นที่ 7 มาคำนวณตามสมการที่ (10) และ (11)

$$\eta \times f' \begin{bmatrix} sum_reg1 \\ sum_reg2 \\ sum_reg3 \\ sum_reg4 \\ sum_reg5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \\ e \end{bmatrix}, \quad f'(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[\frac{1}{(1+x)^2} \right], & x > 0 \\ \frac{1}{2} \left[\frac{1}{(1-x)^2} \right], & x < 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} s_part1 \times a \\ s_part2 \times b \\ s_part3 \times c \\ s_part4 \times d \\ s_part5 \times e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} delta_hb1 \\ delta_hb2 \\ delta_hb3 \\ delta_hb4 \\ delta_hb5 \end{bmatrix} \quad (11)$$

วงจรชั้นที่ 8 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 14 ส่วนวิธควบคุมของวงจรชั้นที่ 8 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage8_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 9 ต่อไป



รูปที่ 14 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 8

วงจรชั้นที่ 9 (Stage9)

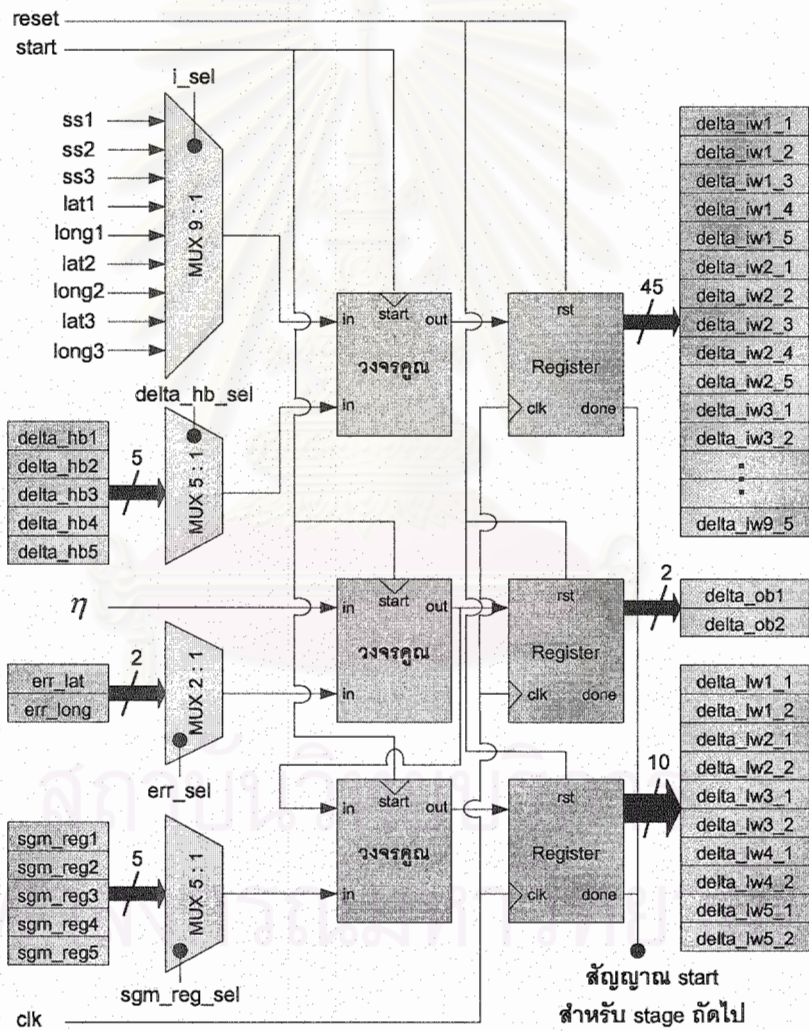
วงจรชั้นที่ 9 มีหน้าที่นำสัญญาณอินพุตทั้งหมด มาคูณกับสัญญาณค่าต่าง ๆ ที่ได้จากวงจรชั้นที่ 8 และนำสัญญาณบางส่วนที่ได้จากวงจรชั้นที่ 2 มาคูณกับค่าความผิดพลาดที่ได้จากวงจรชั้นที่ 5 ตามสมการที่ (12) (13) และ (14)

$$\begin{bmatrix} ss1 \\ ss2 \\ ss3 \\ lat1 \\ long1 \\ lat2 \\ long2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} delta_hb1 \\ delta_hb2 \\ delta_hb3 \\ delta_hb4 \\ delta_hb5 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} delta_iw1_1 & delta_iw1_2 & delta_iw1_3 & delta_iw1_4 & delta_iw1_5 \\ delta_iw2_1 & delta_iw2_2 & delta_iw2_3 & delta_iw2_4 & delta_iw2_5 \\ delta_iw3_1 & delta_iw3_2 & delta_iw3_3 & delta_iw3_4 & delta_iw3_5 \\ delta_iw4_1 & delta_iw4_2 & delta_iw4_3 & delta_iw4_4 & delta_iw4_5 \\ delta_iw5_1 & delta_iw5_2 & delta_iw5_3 & delta_iw5_4 & delta_iw5_5 \\ delta_iw6_1 & delta_iw6_2 & delta_iw6_3 & delta_iw6_4 & delta_iw6_5 \\ delta_iw7_1 & delta_iw7_2 & delta_iw7_3 & delta_iw7_4 & delta_iw7_5 \\ delta_iw8_1 & delta_iw8_2 & delta_iw8_3 & delta_iw8_4 & delta_iw8_5 \\ delta_iw9_1 & delta_iw9_2 & delta_iw9_3 & delta_iw9_4 & delta_iw9_5 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\eta \times [err_lat \quad err_long] = [delta_ob1 \quad delta_ob2] \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} sgm_reg1 \\ sgm_reg2 \\ sgm_reg3 \\ sgm_reg4 \\ sgm_reg5 \end{bmatrix} \times [\delta_{ob1} \ \delta_{ob2}] = \begin{bmatrix} \delta_{lw1_1} & \delta_{lw1_2} \\ \delta_{lw2_1} & \delta_{lw2_2} \\ \delta_{lw3_1} & \delta_{lw3_2} \\ \delta_{lw4_1} & \delta_{lw4_2} \\ \delta_{lw5_1} & \delta_{lw5_2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

วงจรชั้นที่ 9 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 15 ส่วนวิธีควบคุมของวงจรชั้นที่ 9 มีลักษณะการออกแบบคล้ายกับวงจรชั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage9_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรชั้นที่ 10 ต่อไป แต่หากค่าผลลัพธ์ของวงจรมีเท่ากับศูนย์ทั้งหมด ซึ่งหมายความว่าค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสรอบปัจจุบันมีค่าเท่ากับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสรอบก่อนหน้า สัญญาณ stage9_done จะมีลอจิกเป็น '0' ถือว่าสิ้นสุดการทำงานทั้งหมดของนิวรอนเน็ตเวิร์ก จะไม่มีการส่งค่าใด ๆ ไปยังวงจรชั้นที่ 10



รูปที่ 15 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 9

วงจรขั้นที่ 10 (Stage10)

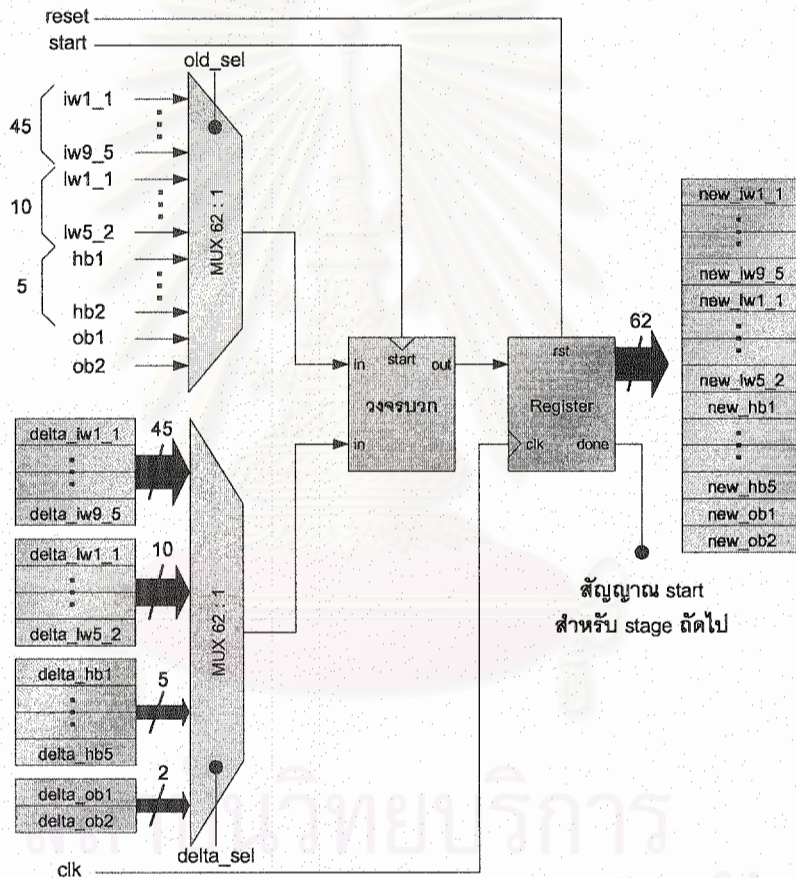
วงจรขั้นที่ 10 มีหน้าที่นำสัญญาณค่าต่าง ๆ จากวงจรขั้นที่ 8 และวงจรขั้นที่ 9 มาบวกกับค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสทั้งหมด เพื่อคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสใหม่ที่นิเวศน์เน็ตเวิร์กจะใช้ในการคำนวณรอบต่อไปตามสมการที่ (15) (16) และ (17)

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} iw1_1 & iw1_2 & iw1_3 & iw1_4 & iw1_5 \\ iw2_1 & iw2_2 & iw2_3 & iw2_4 & iw2_5 \\ iw3_1 & iw3_2 & iw3_3 & iw3_4 & iw3_5 \\ iw4_1 & iw4_2 & iw4_3 & iw4_4 & iw4_5 \\ iw5_1 & iw5_2 & iw5_3 & iw5_4 & iw5_5 \\ iw6_1 & iw6_2 & iw6_3 & iw6_4 & iw6_5 \\ iw7_1 & iw7_2 & iw7_3 & iw7_4 & iw7_5 \\ iw8_1 & iw8_2 & iw8_3 & iw8_4 & iw8_5 \\ iw9_1 & iw9_2 & iw9_3 & iw9_4 & iw9_5 \end{bmatrix} + \\
 & \begin{bmatrix} delta_iw1_1 & delta_iw1_2 & delta_iw1_3 & delta_iw1_4 & delta_iw1_5 \\ delta_iw2_1 & delta_iw2_2 & delta_iw2_3 & delta_iw2_4 & delta_iw2_5 \\ delta_iw3_1 & delta_iw3_2 & delta_iw3_3 & delta_iw3_4 & delta_iw3_5 \\ delta_iw4_1 & delta_iw4_2 & delta_iw4_3 & delta_iw4_4 & delta_iw4_5 \\ delta_iw5_1 & delta_iw5_2 & delta_iw5_3 & delta_iw5_4 & delta_iw5_5 \\ delta_iw6_1 & delta_iw6_2 & delta_iw6_3 & delta_iw6_4 & delta_iw6_5 \\ delta_iw7_1 & delta_iw7_2 & delta_iw7_3 & delta_iw7_4 & delta_iw7_5 \\ delta_iw8_1 & delta_iw8_2 & delta_iw8_3 & delta_iw8_4 & delta_iw8_5 \\ delta_iw9_1 & delta_iw9_2 & delta_iw9_3 & delta_iw9_4 & delta_iw9_5 \end{bmatrix} \\
 & = \begin{bmatrix} new_iw1_1 & new_iw1_2 & new_iw1_3 & new_iw1_4 & new_iw1_5 \\ new_iw2_1 & new_iw2_2 & new_iw2_3 & new_iw2_4 & new_iw2_5 \\ new_iw3_1 & new_iw3_2 & new_iw3_3 & new_iw3_4 & new_iw3_5 \\ new_iw4_1 & new_iw4_2 & new_iw4_3 & new_iw4_4 & new_iw4_5 \\ new_iw5_1 & new_iw5_2 & new_iw5_3 & new_iw5_4 & new_iw5_5 \\ new_iw6_1 & new_iw6_2 & new_iw6_3 & new_iw6_4 & new_iw6_5 \\ new_iw7_1 & new_iw7_2 & new_iw7_3 & new_iw7_4 & new_iw7_5 \\ new_iw8_1 & new_iw8_2 & new_iw8_3 & new_iw8_4 & new_iw8_5 \\ new_iw9_1 & new_iw9_2 & new_iw9_3 & new_iw9_4 & new_iw9_5 \end{bmatrix} \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} lw1_1 & lw1_2 \\ lw2_1 & lw2_2 \\ lw3_1 & lw3_2 \\ lw4_1 & lw4_2 \\ lw5_1 & lw5_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} delta_lw1_1 & delta_lw1_2 \\ delta_lw2_1 & delta_lw2_2 \\ delta_lw3_1 & delta_lw3_2 \\ delta_lw4_1 & delta_lw4_2 \\ delta_lw5_1 & delta_lw5_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} new_lw1_1 & new_lw1_2 \\ new_lw2_1 & new_lw2_2 \\ new_lw3_1 & new_lw3_2 \\ new_lw4_1 & new_lw4_2 \\ new_lw5_1 & new_lw5_2 \end{bmatrix} \quad (16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} hb1 \\ hb2 \\ hb3 \\ hb4 \\ hb5 \\ ob1 \\ ob2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} delta_hb1 \\ delta_hb2 \\ delta_hb3 \\ delta_hb4 \\ delta_hb5 \\ delta_ob1 \\ delta_ob2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} new_hb1 \\ new_hb2 \\ new_hb3 \\ new_hb4 \\ new_hb5 \\ new_ob1 \\ new_ob2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

วงจรชั้นที่ 10 มีวิธีข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 16 ส่วนวิถีควบคุมของวงจรชั้นที่ 10 มีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรชั้นที่ 1 เช่นกัน นั่นคือ มีสัญญาณสำหรับเลือกค่าต่าง ๆ เพื่อนำมาคำนวณ เมื่อการคำนวณเสร็จสิ้น สัญญาณ stage10_done จะมีลอจิกเป็น '1' และถูกส่งค่าสู่วงจรเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและค่าไบแอสต่อไป



รูปที่ 16 วิธีข้อมูลของวงจรชั้นที่ 10

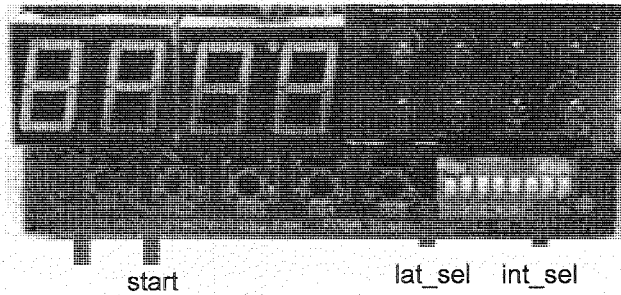
เมื่อออกแบบนิเวศเนตเวิร์กด้วยภาษาเวียเฮดดีแอลเรียบร้อยแล้ว งานวิจัยนี้ได้ทดลองสร้างอุปกรณ์ต้นแบบสำหรับประมาณค่าตำแหน่งสถานีเคลื่อนที่โดยการคำนวณโพลดวงจรมติเวตที่ออกแบบด้วยภาษาเวียเฮดดีแอลลงบนบอร์ดเอฟพีจีเอรุ่น Discovery-III XC3S200 ของบริษัท เอเพค อินสตรูเมนต์ จำกัด ซึ่งคุณสมบัติทั่วไปของบอร์ดมีดังต่อไปนี้

- ชิพเอฟพีจีเอตระกูล Spartan-3 ของบริษัท Xilinx เบอร์ XC3S200 ขนาด 200,000 เกต แพ้กเกจแบบ TQ144 Speed Grade: 4
- Platform Flash PROM เบอร์ XCF01S สามารถโปรแกรมข้อมูลลงจรวดได้ 20,000 ครั้ง
- ตัวแสดงผลเจ็ดส่วน (7-Segment) จำนวน 4 หลัก (ถอดออกได้)
- LED จำนวน 8 ดวง (สามารถแยกออกจาก I/O ได้ โดยการถอดหรือหักเอา RNET3 และ RNET4 ออก) และออกความถี่เสียง (Buzzer) จำนวน 1 ตัว
- สวิตช์กดคิด (Push Button Switch) จำนวน 5 ตัว สวิตช์เลื่อน (DIP Switch) 8 บิต 1 ตัว
- พอร์ตใช้เชื่อมสัญญาณไปยังบอร์ดหรืออุปกรณ์ภายนอก (Expansion Port) ที่มี I/O เป็น 3.3 โวลต์ จำนวน 4 พอร์ต 80 บิต
- พอร์ต RS-232C จำนวน 1 พอร์ต และ 12C Socket สำหรับ EEPROM
- ออสซิลเลเตอร์ 25 MHz (เปลี่ยนเป็นความถี่อื่น ๆ ได้โดยใช้ Digital Frequency Synthesizer ที่มีอยู่ในเอฟพีจีเอ)
- ความจุวงจรรวม 200,000 เกต
- 18 Kb block RAMs จำนวน 12 ชุด (รวม 216 Kb)
- 18x18 ฮาร์ดแวร์มัลติพลายเออร์ (Hardware Multiplier) จำนวน 12 ชุด
- Digital Clock Manager (DCM) 12 ชุด และ Digitally Controlled Impedance (DCI)

งานวิจัยนี้ได้ทดลองความน่าเชื่อถือของวงจรมินิโรลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล ลงบนบอร์ดเอฟพีจีเอรุ่น Discovery-III XC3S200 ของบริษัท เอเพก อินสตรูเมนต์ จำกัด อย่างไรก็ตาม วงจรมินิโรลเน็ตเวิร์กที่ถูกความน่าเชื่อถือนั้นเป็นเพียงส่วนหนึ่งของวงจรทั้งหมด ซึ่งได้แก่ วงจรขั้นที่ 1 วงจรขั้นที่ 2 วงจรขั้นที่ 3 และวงจรขั้นที่ 4 เนื่องจากวงจรทั้งหมดมีขนาดใหญ่มาก จำเป็นต้องใช้ความจุของบอร์ดมาก ซึ่งในปัจจุบันในประเทศไทยไม่มีบอร์ดสำเร็จรูปที่สามารถรองรับวงจรมินิโรลเน็ตเวิร์กขนาดใหญ่เช่นนี้ได้ ส่วนวงจรมินิโรลเน็ตเวิร์กทั้งหมดจะได้มีการพัฒนาเพื่อออกแบบวงจรมินิโรลเน็ตเวิร์กให้มีขนาดเล็กลง และเลือกใช้บอร์ดที่มีความจุและราคาที่เหมาะสมต่อไปในอนาคต

อุปกรณ์ต้นแบบที่ทดลองสร้างขึ้นมีส่วนแสดงผลเป็นตัวแสดงผลเจ็ดส่วน (7-Segment) 4 หลัก และมีสวิตช์สำหรับควบคุมการทำงาน 4 สวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 18

- สวิตช์กดคิด rst มีหน้าที่สำหรับสั่งให้อุปกรณ์ต้นแบบปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ใหม่
- สวิตช์กดคิด start มีหน้าที่สำหรับสั่งให้อุปกรณ์ต้นแบบเริ่มดำเนินการทำงาน
- สวิตช์เลื่อน lat_sel มีหน้าที่สำหรับสั่งให้อุปกรณ์ต้นแบบแสดงค่าตำแหน่งละติจูดเมื่อสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่ง ON และแสดงค่าตำแหน่งลองจิจูดเมื่อสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่ง OFF
- สวิตช์เลื่อน int_sel มีหน้าที่สำหรับสั่งให้อุปกรณ์ต้นแบบแสดงค่าจำนวนเต็มเมื่อสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่ง ON และแสดงค่าจำนวนทศนิยมเมื่อสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่ง OFF



รูปที่ 18 ส่วนควบคุมและส่วนแสดงผลของอุปกรณ์ต้นแบบ

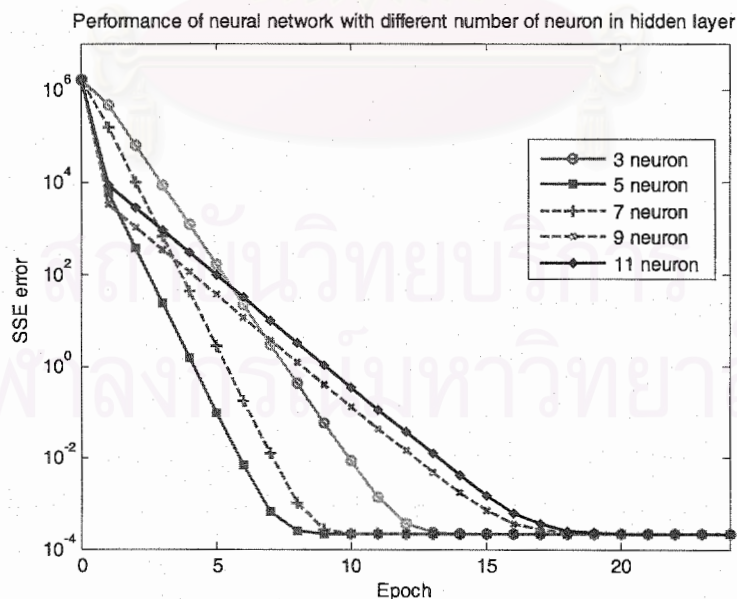
ผลการทดสอบ

กำหนดสัญลักษณ์ที่ใช้ในรูปและตารางต่าง ๆ ดังนี้

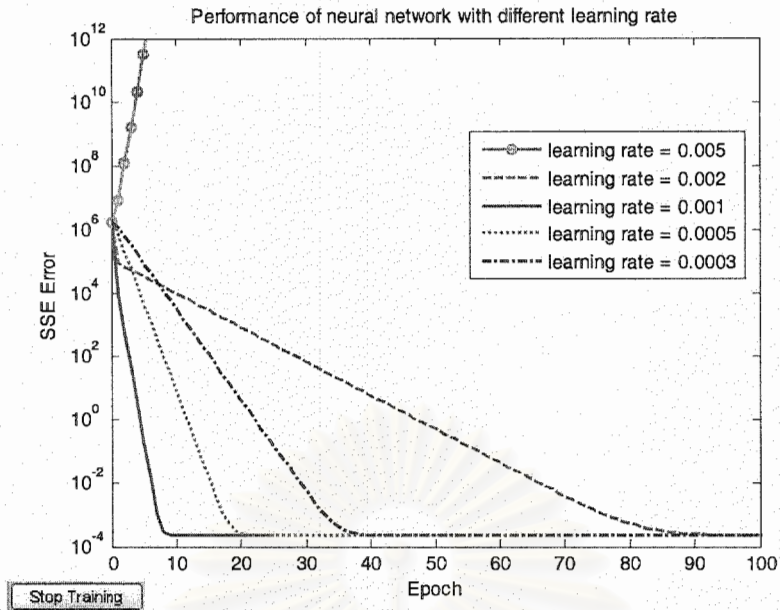
ss1	แทนค่าความแรงของสัญญาณที่สถานีฐานสถานีที่ 1 รับ ได้จากสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB)
ss2	แทนค่าความแรงของสัญญาณที่สถานีฐานสถานีที่ 2 รับ ได้จากสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB)
ss3	แทนค่าความแรงของสัญญาณที่สถานีฐานสถานีที่ 3 รับ ได้จากสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB)
lat1	แทนตำแหน่งละติจูดของสถานีฐานสถานีที่ 1 มีหน่วยเป็นองศาเหนือ
long1	แทนตำแหน่งลองจิจูดของสถานีฐานสถานีที่ 1 มีหน่วยเป็นองศาตะวันออก
lat2	แทนตำแหน่งละติจูดของสถานีฐานสถานีที่ 2 มีหน่วยเป็นองศาเหนือ
long2	แทนตำแหน่งลองจิจูดของสถานีฐานสถานีที่ 2 มีหน่วยเป็นองศาตะวันออก
lat3	แทนตำแหน่งละติจูดของสถานีฐานสถานีที่ 3 มีหน่วยเป็นองศาเหนือ
long3	แทนตำแหน่งลองจิจูดของสถานีฐานสถานีที่ 3 มีหน่วยเป็นองศาตะวันออก
tr_lat	แทนค่าเป้าหมายของตำแหน่งละติจูดของสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา มีหน่วยเป็นองศาเหนือ
tr_long	แทนค่าเป้าหมายของตำแหน่งลองจิจูดของสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณา มีหน่วยเป็นองศาตะวันออก
m_lat	แทนตำแหน่งละติจูดของสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณาที่ได้จากการประมาณค่าของนิรอลเนตเวิร์กที่ออกแบบ มีหน่วยเป็นองศาเหนือ
m_long	แทนตำแหน่งละติจูดของสถานีเคลื่อนที่ที่พิจารณาที่ได้จากการประมาณค่าของนิรอลเนตเวิร์กที่ออกแบบ มีหน่วยเป็นองศาตะวันออก
sign_tr_lat	แทนเครื่องหมายของค่าเป้าหมายของตำแหน่งละติจูดของสถานีเคลื่อนที่
int_tr_lat	แทนจำนวนเต็มของค่าเป้าหมายของตำแหน่งละติจูดของสถานีเคลื่อนที่
frac_tr_lat	แทนจำนวนทศนิยมของค่าเป้าหมายของตำแหน่งละติจูดของสถานีเคลื่อนที่
sign_tr_long	แทนเครื่องหมายของค่าเป้าหมายของตำแหน่งลองจิจูดของสถานีเคลื่อนที่

int_tr_long	แทนจำนวนเต็มของค่าเป้าหมายของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่
frac_tr_long	แทนจำนวนทศนิยมของค่าเป้าหมายของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่
sign_m_lat	แทนเครื่องหมายของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่ที่ได้จากการประมาณค่าของนิวโรลเนตเวิร์กที่ออกแบบ
int_m_lat	แทนจำนวนเต็มของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่ที่ได้จากการประมาณค่าของนิวโรลเนตเวิร์กที่ออกแบบ
frac_m_lat	แทนจำนวนทศนิยมของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่ที่ได้จากการประมาณค่าของนิวโรลเนตเวิร์กที่ออกแบบ
sign_m_long	แทนเครื่องหมายของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่ที่ได้จากการประมาณค่าของนิวโรลเนตเวิร์กที่ออกแบบ
int_m_long	แทนจำนวนเต็มของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่ที่ได้จากการประมาณค่าของนิวโรลเนตเวิร์กที่ออกแบบ
frac_m_long	แทนจำนวนทศนิยมของตำแหน่งลจจคของสถานีเคลื่อนที่ที่ได้จากการประมาณค่าของนิวโรลเนตเวิร์กที่ออกแบบ

พารามิเตอร์สำคัญที่มีส่วนเกี่ยวข้องกับการลู่เข้าในการฝึกนิวโรลเนตเวิร์ก ได้แก่ จำนวนนิวโรนในชั้นซ่อนเร้นของนิวโรลเนตเวิร์ก และค่าอัตราการเรียนรู้ของนิวโรลเนตเวิร์ก โดยการทดสอบเพื่อหาจำนวนที่เหมาะสมที่สุดจะใช้ชุดข้อมูลภาคสนามจำนวน 100 ชุด เป็นชุดข้อมูลสำหรับทดสอบ ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 19 และรูปที่ 20



รูปที่ 19 ผลการทดสอบการลู่เข้าของนิวโรลเนตเวิร์กที่มีจำนวนนิวโรนในชั้นซ่อนเร้นไม่เท่ากัน



รูปที่ 20 ผลการทดสอบการรู้เข้าของนิวโรลเน็ตเวิร์กที่มีค่าอัตราการเรียนรู้ไม่เท่ากัน

จากรูปที่ 19 และ 20 แสดงให้เห็นว่าสำหรับการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ในกรณีที่ใช้ข้อมูลภาคสนามนี้ จำนวนนิวโรนในชั้นซ่อนเร้นและค่าอัตราการเรียนรู้ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 5 และ 0.001 ตามลำดับ ดังนั้นในงานนี้ จึงออกแบบให้นิวโรลเน็ตเวิร์กมีจำนวนนิวโรนในชั้นซ่อนเร้นเท่ากับ 5 และค่าอัตราการเรียนรู้เท่ากับ 0.001

การทดสอบกรณีที่ 1 ใช้ข้อมูลภาคสนามสำหรับฝึกนิวโรลเน็ตเวิร์กจำนวน 50 ชุด และชุดข้อมูลภาคสนามสำหรับทดสอบนิวโรลเน็ตเวิร์กจำนวน 40 ชุด

สำหรับการทดสอบกรณีที่ 1 ตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่นิวโรลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบประมาณค่าได้ และค่าเป้าหมายของตำแหน่ง ถูกแสดงผลผ่านโปรแกรม ModelSim XE ได้ดังรูปที่ 21 22 23 และ 24 และสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ตามสมการที่ (18) และ (19) มาแสดงได้ดังรูปที่ 25

$$x = \frac{|tr_lat - m_lat| \times 10^6}{8.99322}, \quad y = \frac{|tr_long - m_long| \times 10^6}{9.013244} \quad (18)$$

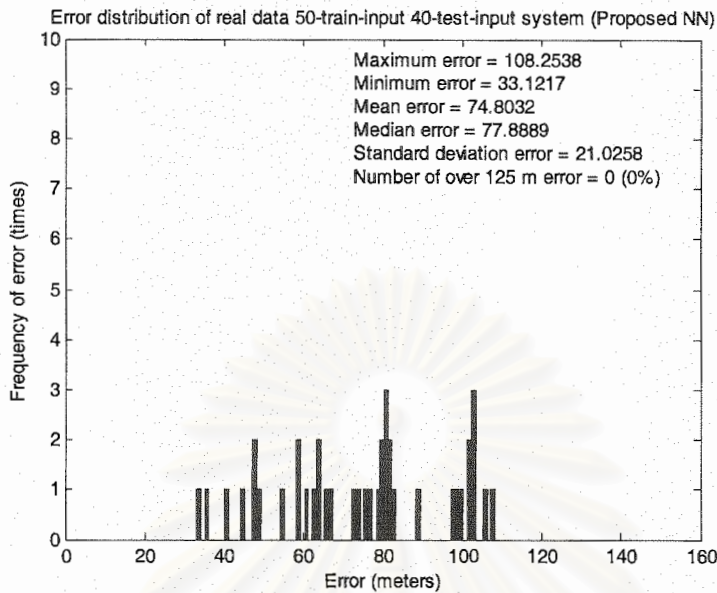
$$error = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \text{หน่วย: เมตร} \quad (19)$$

1	1,000,000	1,000,000	1,000,000	1,000,000
2	2,000,000	2,000,000	2,000,000	2,000,000
3	3,000,000	3,000,000	3,000,000	3,000,000
4	4,000,000	4,000,000	4,000,000	4,000,000
5	5,000,000	5,000,000	5,000,000	5,000,000
6	6,000,000	6,000,000	6,000,000	6,000,000
7	7,000,000	7,000,000	7,000,000	7,000,000
8	8,000,000	8,000,000	8,000,000	8,000,000
9	9,000,000	9,000,000	9,000,000	9,000,000
10	10,000,000	10,000,000	10,000,000	10,000,000
11	11,000,000	11,000,000	11,000,000	11,000,000
12	12,000,000	12,000,000	12,000,000	12,000,000
13	13,000,000	13,000,000	13,000,000	13,000,000
14	14,000,000	14,000,000	14,000,000	14,000,000
15	15,000,000	15,000,000	15,000,000	15,000,000
16	16,000,000	16,000,000	16,000,000	16,000,000
17	17,000,000	17,000,000	17,000,000	17,000,000
18	18,000,000	18,000,000	18,000,000	18,000,000
19	19,000,000	19,000,000	19,000,000	19,000,000
20	20,000,000	20,000,000	20,000,000	20,000,000
21	21,000,000	21,000,000	21,000,000	21,000,000
22	22,000,000	22,000,000	22,000,000	22,000,000
23	23,000,000	23,000,000	23,000,000	23,000,000
24	24,000,000	24,000,000	24,000,000	24,000,000
25	25,000,000	25,000,000	25,000,000	25,000,000
26	26,000,000	26,000,000	26,000,000	26,000,000
27	27,000,000	27,000,000	27,000,000	27,000,000
28	28,000,000	28,000,000	28,000,000	28,000,000
29	29,000,000	29,000,000	29,000,000	29,000,000
30	30,000,000	30,000,000	30,000,000	30,000,000

รูปที่ 23 ผลการทดสอบบริษัท 1 (ชุดข้อมูลทดสอบที่ 21 ถึง 30)

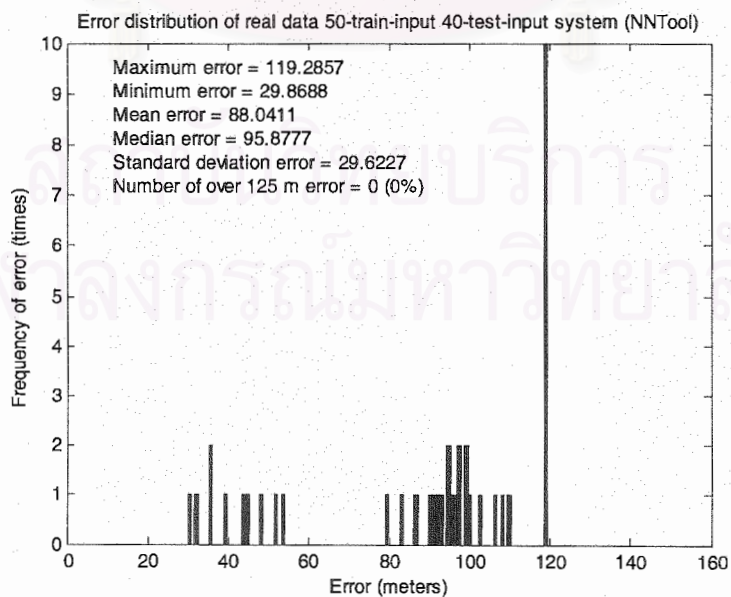
1	1,000,000	1,000,000	1,000,000	1,000,000
2	2,000,000	2,000,000	2,000,000	2,000,000
3	3,000,000	3,000,000	3,000,000	3,000,000
4	4,000,000	4,000,000	4,000,000	4,000,000
5	5,000,000	5,000,000	5,000,000	5,000,000
6	6,000,000	6,000,000	6,000,000	6,000,000
7	7,000,000	7,000,000	7,000,000	7,000,000
8	8,000,000	8,000,000	8,000,000	8,000,000
9	9,000,000	9,000,000	9,000,000	9,000,000
10	10,000,000	10,000,000	10,000,000	10,000,000
11	11,000,000	11,000,000	11,000,000	11,000,000
12	12,000,000	12,000,000	12,000,000	12,000,000
13	13,000,000	13,000,000	13,000,000	13,000,000
14	14,000,000	14,000,000	14,000,000	14,000,000
15	15,000,000	15,000,000	15,000,000	15,000,000
16	16,000,000	16,000,000	16,000,000	16,000,000
17	17,000,000	17,000,000	17,000,000	17,000,000
18	18,000,000	18,000,000	18,000,000	18,000,000
19	19,000,000	19,000,000	19,000,000	19,000,000
20	20,000,000	20,000,000	20,000,000	20,000,000
21	21,000,000	21,000,000	21,000,000	21,000,000
22	22,000,000	22,000,000	22,000,000	22,000,000
23	23,000,000	23,000,000	23,000,000	23,000,000
24	24,000,000	24,000,000	24,000,000	24,000,000
25	25,000,000	25,000,000	25,000,000	25,000,000
26	26,000,000	26,000,000	26,000,000	26,000,000
27	27,000,000	27,000,000	27,000,000	27,000,000
28	28,000,000	28,000,000	28,000,000	28,000,000
29	29,000,000	29,000,000	29,000,000	29,000,000
30	30,000,000	30,000,000	30,000,000	30,000,000

รูปที่ 24 ผลการทดสอบบริษัท 1 (ชุดข้อมูลทดสอบที่ 31 ถึง 40)



รูปที่ 25 ค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าในกรณีที่ 1 โดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบ

จากรูปที่ 25 จะเห็นว่านิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบสามารถประมาณค่าตำแหน่งของสถานีโดยมีค่าความผิดพลาดเฉลี่ยในการประมาณค่าเท่ากับ 74.8032 เมตร และไม่มีการประมาณค่าครั้งใดมีค่าความผิดพลาดเกิน 125 เมตร ซึ่งถือว่าถูกต้องตามที่ FCC กำหนดไว้ กล่าวคือ ระบบการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ซึ่งต้องมีความสามารถในการรายงานค่าพิกัดตำแหน่งให้มีความถูกต้องคิดเป็น 67% ของจำนวนครั้งของการประมาณค่าในระยะความผิดพลาด 125 เมตร และเมื่อนำชุดข้อมูลสำหรับฝึกและทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์กชุดเดียวกันมาทดสอบโดยใช้ NNTool ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าของ NNTool แสดงดังรูปที่ 26

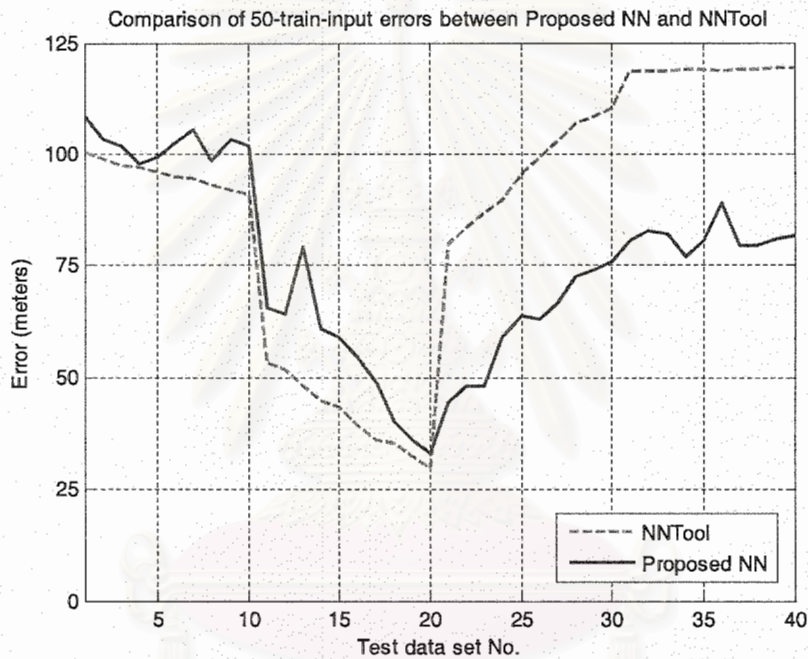


รูปที่ 26 ค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าในกรณีที่ 1 โดยใช้ NNTool

จากรูปที่ 26 จะเห็นว่า NNTool สามารถประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ถูกต้องตามข้อกำหนดของ FCC เช่นกัน โดยให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยในการประมาณค่าเท่ากับ 88.0411 เมตร และไม่มี การประมาณค่าครั้งใดให้ค่าความผิดพลาดสูงเกิน 125 เมตร

จากรูปที่ 25 และ 26 เมื่อเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าของทั้ง 2 วิธี จะเห็นว่าการประมาณค่าโดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบและ NNTool มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกัน (แตกต่างกันประมาณ 13 เมตร ซึ่งถือว่าไม่ส่งผลอย่างมีนัยสำคัญในทางปฏิบัติ) และเพื่อให้การพิจารณา มีความชัดเจนมากยิ่งขึ้น จึงได้แสดงค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นของชุดข้อมูลทดสอบแต่ละชุดจากการประมาณค่าทั้ง 2 วิธี ดังรูปที่ 27

จากรูปที่ 27 จะเห็นว่ารูปแบบของค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการประมาณค่าทั้ง 2 วิธี มีแนวโน้มการเกิดค่าความผิดพลาดในลักษณะเดียวกัน

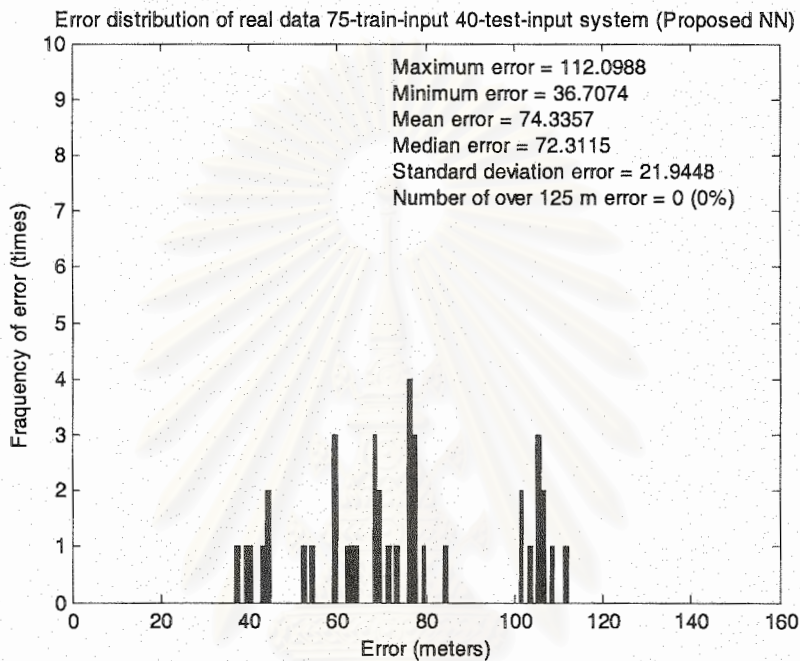


รูปที่ 27 ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นของชุดข้อมูลทดสอบแต่ละชุดจากการประมาณค่ากรณีที่ 1 ของนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบเปรียบเทียบกับ การประมาณค่าโดยใช้ NNTool

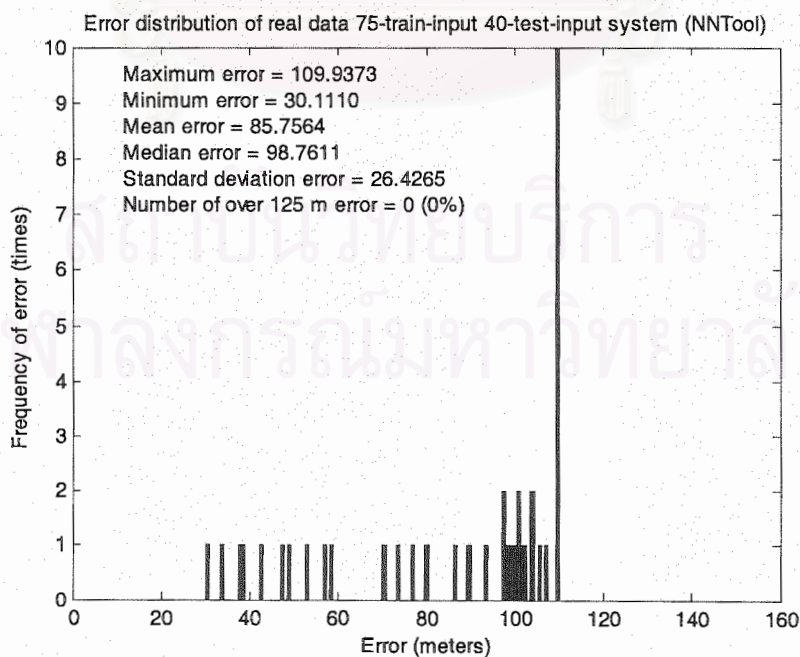
การทดสอบกรณีที่ 2 ใช้ข้อมูลภาคสนามสำหรับฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กจำนวน 75 ชุด และชุดข้อมูลภาคสนามสำหรับทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์กจำนวน 40 ชุด

สำหรับการทดสอบกรณีที่ 2 ตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่นิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบประมาณค่าได้ และค่าเป้าหมายของตำแหน่ง ถูกแสดงผลผ่านโปรแกรม ModelSim XE ได้ดังรูปที่ 28 29 30 และ 31

จากรูปที่ 28 29 30 และ 31 สามารถนำค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่มาแสดงได้ดังรูปที่ 32 โดยนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 74.3357 เมตร ส่วนค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าโดยใช้ NNTool แสดงได้ดังรูปที่ 33 โดย NNTool ให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 85.7564 เมตร

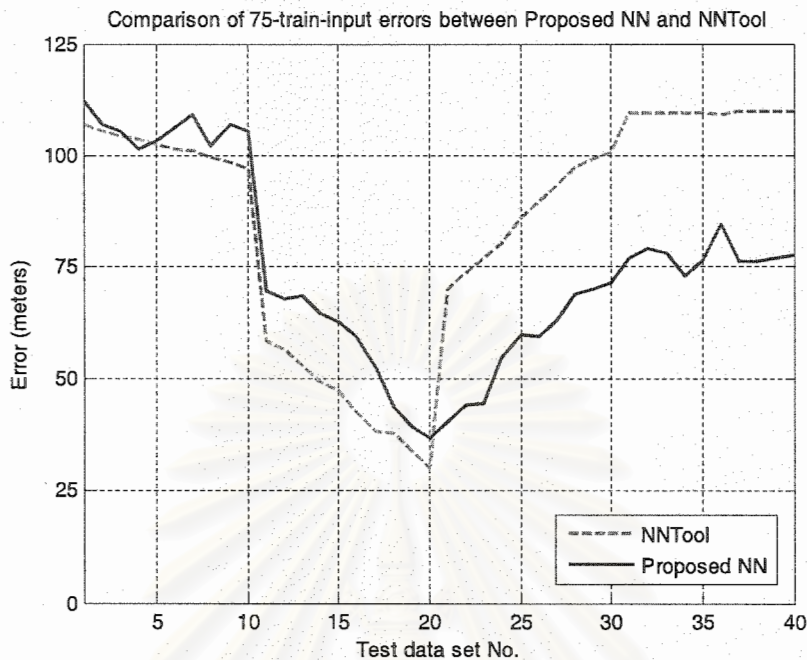


รูปที่ 32 ค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าในกรณีที่ 2 โดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบ



รูปที่ 33 ค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าในกรณีที่ 2 โดยใช้ NNTool

ส่วนค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นของชุดข้อมูลทดสอบแต่ละชุดจากการประมาณค่าทั้ง 2 วิธีในกรณีนี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 34



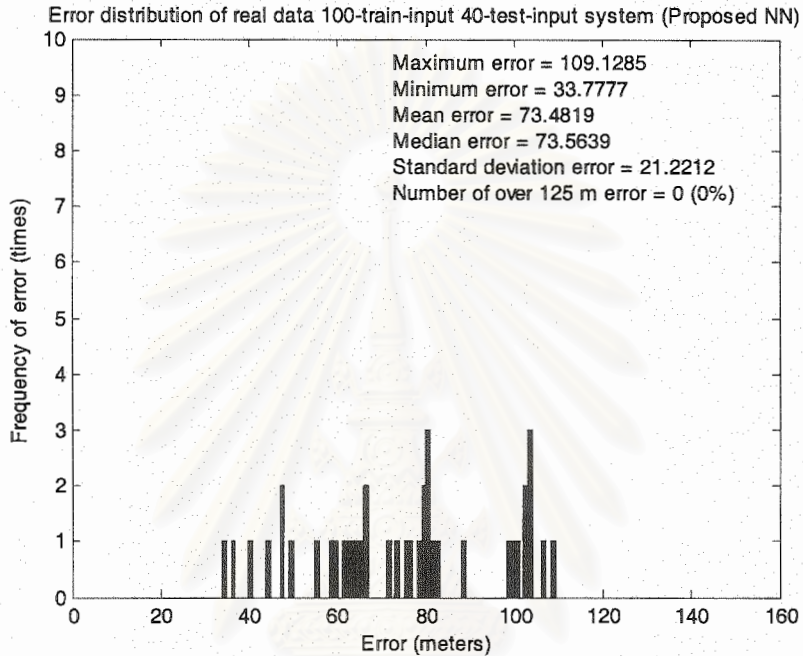
รูปที่ 34 ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นของชุดข้อมูลทดสอบแต่ละชุดจากการประมาณค่ากรณีที่ 2 ของนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบเปรียบเทียบกับค่าการประมาณค่าโดยใช้ NNTool

จากรูปที่ 32 33 และ 34 จะเห็นได้ว่าการประมาณค่าของทั้ง 2 วิธี สามารถประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ใกล้เคียงกันเช่นเดียวกับการทดสอบในกรณีที่ 1 แต่ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นลดลงเนื่องมาจากการเพิ่มจำนวนชุดข้อมูลสำหรับฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์ก

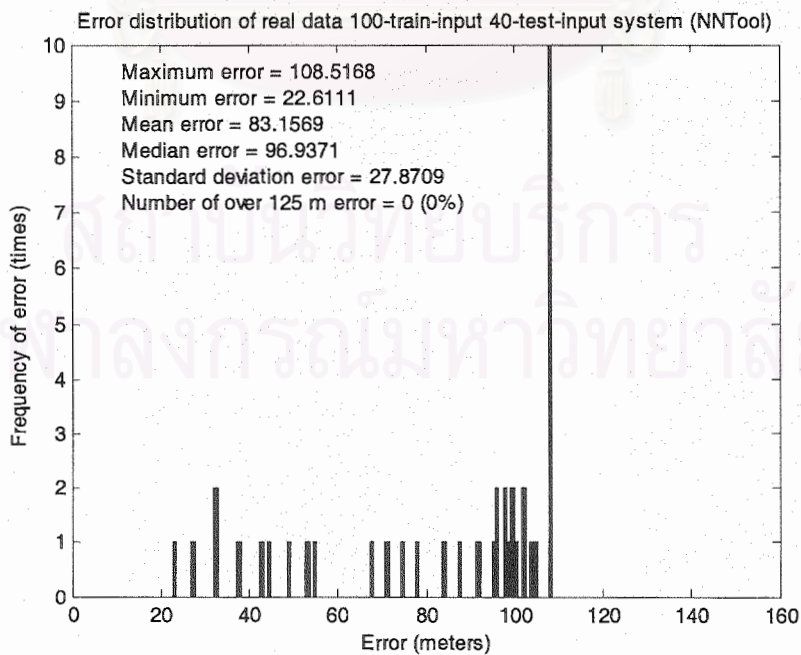
การทดสอบกรณีที่ 3 ใช้ข้อมูลภาคสนามสำหรับฝึกนิวรอลเน็ตเวิร์กจำนวน 100 ชุด และชุดข้อมูลภาคสนามสำหรับทดสอบนิวรอลเน็ตเวิร์กจำนวน 40 ชุด

สำหรับการทดสอบกรณีที่ 3 ตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ที่นิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบประมาณค่าได้ และค่าเป้าหมายของตำแหน่ง ถูกแสดงผลผ่านโปรแกรม ModelSim XE ได้ดังรูปที่ 35 36 37 และ 38

จากรูปที่ 35 36 37 และ 38 สามารถนำค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่มาแสดงได้ดังรูปที่ 39 โดยนิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 73.4819 เมตร ส่วนค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าโดยใช้ NNTool แสดงได้ดังรูปที่ 40 โดย NNTool ให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 83.1569 เมตร

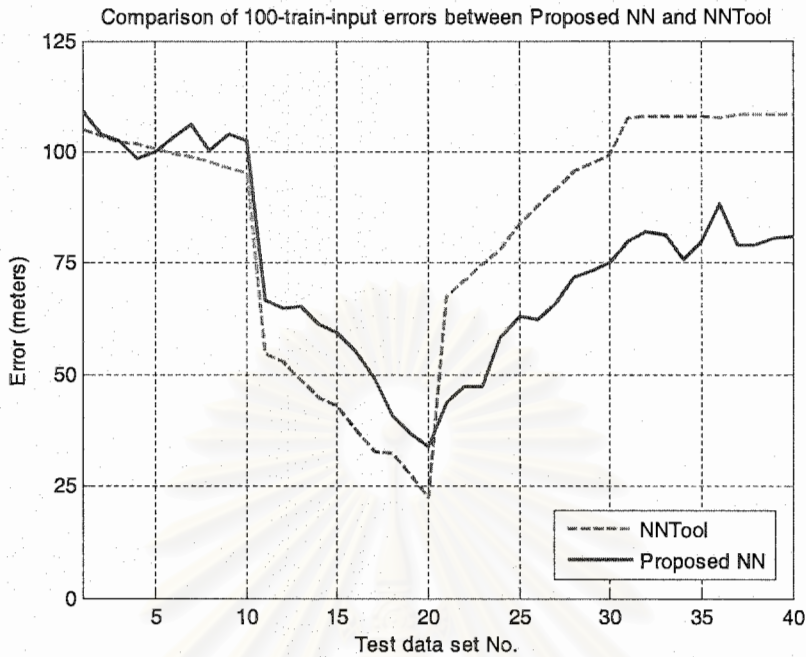


รูปที่ 39 ค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าในกรณีที่ 3 โดยใช้นิวรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบ



รูปที่ 40 ค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าในกรณีที่ 3 โดยใช้ NNTool

ส่วนค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นของชุดข้อมูลทดสอบแต่ละชุดจากการประมาณค่าทั้ง 2 วิธีในกรณีนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 41



รูปที่ 41 ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นของชุดข้อมูลทดสอบแต่ละชุดจากการประมาณค่ากรณีที่ 3 ของนิรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบเปรียบเทียบกับค่าการประมาณค่าโดยใช้ NNTool

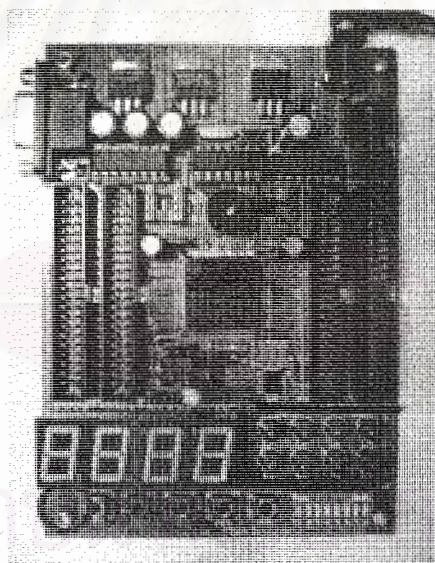
จากรูปที่ 39 40 และ 41 จะเห็นได้ว่าการประมาณค่าทั้ง 2 วิธี สามารถประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ใกล้เคียงกันเช่นกัน และมีค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าน้อยกว่า 2 กรณีก่อนหน้านี้เนื่องจากจำนวนชุดข้อมูลสำหรับฝึกนิรอลเน็ตเวิร์กที่มีมากกว่านั่นเอง

จากผลการทดสอบทั้ง 3 กรณี จะเห็นได้ว่านิรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบสามารถนำมาใช้ประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้ โดยมีความถูกต้องตรงตามข้อกำหนดของ FCC และเมื่อเปรียบเทียบกับค่าการประมาณค่าโดยใช้ NNTool ซึ่งเป็นเครื่องมือที่เป็นที่ยอมรับและมีความน่าเชื่อถือ นิรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบสามารถประมาณค่าได้อย่างใกล้เคียง

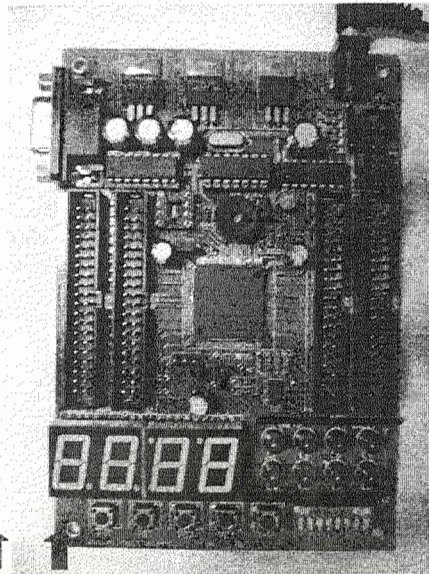
ผลการทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่

การทดสอบหัวข้อนี้ เป็นการทดสอบความสามารถในการประมาณค่าของอุปกรณ์ต้นแบบเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ โดยใช้ชุดข้อมูลภาคสนามในการทดสอบ ซึ่งอุปกรณ์ต้นแบบถูกสร้างขึ้นมาจากนิรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบด้วยภาษาวีเอชดีแอลมาดาวน์โหลดลงบอร์ดเอฟพีจีเอรุ่น Discovery XC3S200 ของบริษัท เอเพก อินสตรูเมนต์ จำกัด ทั้งนี้เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านฮาร์ดแวร์ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.3.2 จึงไม่สามารถดาวน์โหลดลงบอร์ดได้

ก่อนเริ่มต้นการประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ควรกดปุ่ม rst ทุกครั้ง และเมื่อกดปุ่ม rst อุปกรณ์ต้นแบบจะแสดงค่า "0000" ดังแสดงในรูปที่ 42 ในช่วงเริ่มต้น สวิตช์ lat_sel และ int_sel ทั้งสอง สวิตช์ จะถูกตั้งไว้ที่ตำแหน่ง ON ดังนั้นเมื่อกดปุ่ม start เพื่อเริ่มต้นการประมาณค่า อุปกรณ์ต้นแบบจะ แสดงค่าจำนวนเต็มของตำแหน่งละติจูด ได้แก่ "0018" ดังแสดงในรูปที่ 43 และเมื่อต้องการตรวจสอบค่า ทศนิยมของตำแหน่งละติจูด สามารถทำได้โดยเลื่อนสวิตช์ int_sel ไปที่ตำแหน่ง OFF อุปกรณ์ต้นแบบจะ แสดงค่าทศนิยมของตำแหน่งละติจูด ได้แก่ "7870" ดังแสดงในรูปที่ 44 เมื่อต้องการตรวจสอบค่าจำนวน เต็มของตำแหน่งลองจิจูด สามารถทำได้โดยเลื่อนสวิตช์ int_sel กลับไปที่ตำแหน่ง ON และเลื่อนสวิตช์ lat_sel ไปที่ตำแหน่ง OFF อุปกรณ์ต้นแบบจะแสดงค่าจำนวนเต็มของตำแหน่งลองจิจูด ได้แก่ "0098" ดัง แสดงในรูปที่ 45 และเมื่อต้องการตรวจสอบค่าทศนิยมของตำแหน่งลองจิจูด สามารถทำได้โดยเลื่อนสวิตช์ int_sel ไปที่ตำแหน่ง OFF อีกครั้ง อุปกรณ์ต้นแบบจะแสดงค่าทศนิยมของตำแหน่งลองจิจูด ได้แก่ "9869" ดังแสดงในรูปที่ 46 นั่นคืออุปกรณ์ต้นแบบได้ประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่อยู่ที่ตำแหน่งละติจูด 18.787 องศาเหนือ และลองจิจูด 98.9869 องศาตะวันออก โดยที่ค่าเป้าหมายในการทดสอบครั้งนี้อยู่ที่ ละติจูด 18.787 องศาเหนือ และลองจิจูด 98.987 องศาตะวันออก

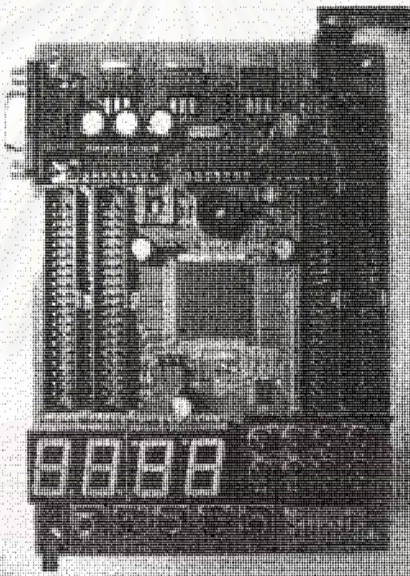


รูปที่ 42 การแสดงผลเมื่อกดปุ่ม rst



↑ ON ON

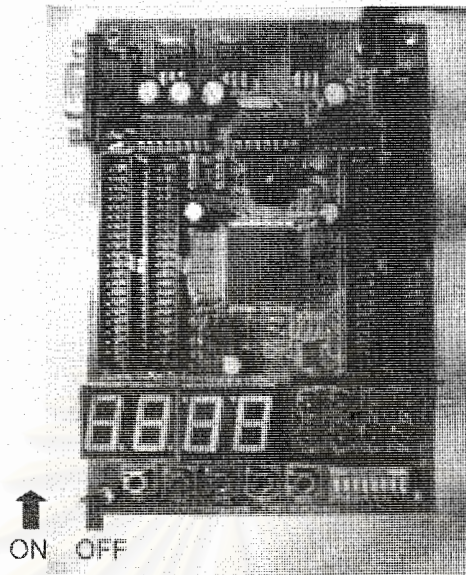
รูปที่ 43 การแสดงผลค่าจำนวนเต็มของตำแหน่งละติจูด



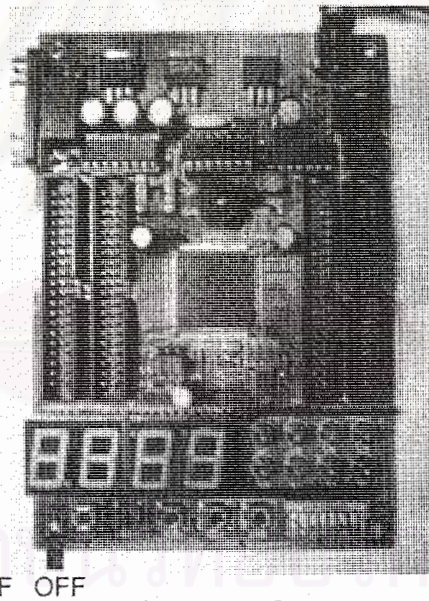
↑ OFF ON

รูปที่ 45 การแสดงผลค่าจำนวนเต็มของตำแหน่งลองจิจูด

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 44 การแสดงผลค่าจำนวนทศนิยมของตำแหน่งละติจูด



รูปที่ 46 การแสดงผลค่าจำนวนทศนิยมของตำแหน่งลองจิจูด

จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่า นิรอรอลเน็ตเวิร์กที่ออกแบบโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอลสามารถนำมาพัฒนาเป็นอุปกรณ์ต้นแบบเพื่อประมาณค่าตำแหน่งของสถานีเคลื่อนที่ได้จริง และสามารถประมาณค่าได้ถูกต้องตรงตามข้อกำหนดของ FCC อย่างไรก็ดี เนื่องจากอุปกรณ์ต้นแบบที่ได้ทดลองสร้างขึ้นนั้น เป็นเพียงส่วนหนึ่งของนิรอรอลเน็ตเวิร์กทั้งหมดที่ออกแบบ จึงยังไม่สามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ จึงต้องอาศัยเวลาในการพัฒนาประสิทธิภาพต่อไปในอนาคต

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 13

เรื่อง การศึกษาโดยวิกฤตเกี่ยวกับความน่าเชื่อถือและประสิทธิภาพของระบบโครงข่ายสื่อสาร ปีที่ 3 : การเฝ้าระวังและจัดการโครงข่ายเพื่อลดผลกระทบจากความเสียหายในอนาคต

ผู้รับผิดชอบโครงการ อ.ดร.ชัยเชษฐ์ สายวิจิตร

โครงการงานวิจัยที่นำเสนอ

โดยโครงการจะแบ่งเป็น 2 ส่วน ซึ่งในสองส่วนแรกจะกล่าวถึงโครงข่ายที่มีขายเชื่อมโยง และส่วนสุดท้ายนี้จะทำการศึกษาโครงข่ายไร้สาย ซึ่งจะนำโครงข่าย Ad Hoc มาทำการศึกษาด้านการใช้พลังงานของโครงข่ายซึ่ง มีหัวข้อดังนี้

1. การเฝ้าระวังและจัดการโครงข่ายเพื่อลดผลกระทบจากความเสียหายในอนาคต ในส่วนแรกเป็นการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ด้วยกัน 4 วิธีคือ การเสนอการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ การปรับค่าถ่วงน้ำหนักให้เปลี่ยนตามเวลา การใช้ข้อมูลมากกว่าหนึ่งชนิดข้อมูลร่วมกันในการตรวจจับความผิดปกติ และการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาร่วมกับการใช้ข้อมูลมากกว่าหนึ่งชนิดข้อมูลในการตรวจจับความผิดปกติ อีกทั้งยังวิเคราะห์ถึงผลของขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่มีผลต่อความแน่นอนในการตรวจจับความผิดปกติที่อาจจะเกิดขึ้นในอนาคต โดยการใช้โปรแกรม NS (Network Simulator) ในการก่อเกิดกราฟฟิกและทดลองในการตรวจจับความผิดปกติในส่วนที่สองทำการวิเคราะห์ผลของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใด โดยใช้กราฟฟิกที่ได้จากโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่รุตเตอร์ 7513 และนำเสนอการเลือกใช้เกณฑ์ในการบอกว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่ด้วยกัน 2 วิธี คือ การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด ในส่วนที่สามใช้วิธีการตรวจจับความผิดปกติของการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ร่วมกันโดยใช้กรรมวิธีการของพีชชี ในการตัดสินใจว่าในขณะนั้นเกิดความผิดปกติหรือไม่โดยใช้กราฟฟิกที่ได้จากโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่รุตเตอร์ 7513

ซึ่งจะเห็นได้ว่าวิธีการที่นำเสนอการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายนั้นจะให้ผลดีกว่าวิธีการเดิมในบางขนาดหน้าต่างในส่วนนี้จะทำการออกแบบวิธีในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายก่อนที่ระบบโครงข่ายจะเกิดความเสียหายในกรณี หนึ่ง โหนด และเสนอวิธีในการลดความผิดพลาดของสัญญาณเตือน เนื่องจากผลกระทบของสัญญาณเตือนของ โหนดข้างเคียง ในกรณีระบบโครงข่ายมีตัวตรวจจับหลายๆ โหนด

2. การพัฒนาอัลกอริธึมการจัดการจัดสรรเส้นทางในโครงข่ายแอคฮอกบนพื้นฐานประสิทธิภาพของพลังงาน : งานวิจัยนี้นำเสนอโพรโทคอลการจัดการจัดสรรเส้นทางบนพื้นฐานประสิทธิภาพของพลังงานสำหรับโครงข่ายแอคฮอก เพื่อให้โครงข่ายใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีอายุการใช้งานนานที่สุด ใน

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางขึ้นมา 3 โพรโทคอล โพรโทคอลแรกที่น่าสนใจคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด โดยมีเป้าหมายทำให้โครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ เพื่อให้โครงข่ายมีอายุการใช้งานที่เพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นวิธีที่นำเอาพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่ง การรับ และการได้ยินจากแบบจำลองการใช้พลังงานของโหนด รวมทั้งผลกระทบของการใช้พลังงานเนื่องจากคุณภาพของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาใช้ในการกำหนดค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทาง แบบที่สองเป็น โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด ซึ่งมีเป้าหมายเพื่อรักษาสมดุลในการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ของโหนดในโครงข่าย โดยการพยายามเลือกเส้นทางที่ประกอบด้วยโหนดที่มีอายุการใช้งานที่อยู่ในระดับสูง ซึ่งวิธีการที่น่าสนใจนี้ได้กำหนดวิธีการคำนวณอายุการใช้งานของโหนดขึ้นมาใหม่เพื่อให้มีความแม่นยำในการประมาณแทนที่จะใช้เฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่ แต่จะพิจารณาถึงพลังงานที่โหนดจะต้องใช้ในการส่งแพ็กเก็ตที่อยู่ในบัฟเฟอร์ นอกจากนี้ยังรวมถึงพลังงานที่โหนดจะต้องใช้เพื่อรองรับการสื่อสารที่โหนดค้นหาทางร้องขอมา ซึ่งโพรโทคอลที่น่าสนใจนี้จะช่วยยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายได้อย่าง ชัดเจนและโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบสุดท้ายที่น่าสนใจในงานวิจัยนี้คือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม โดยการนำเอาข้อดีของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด และโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุดที่น่าสนใจมาพิจารณาเข้าด้วยกัน เพื่อให้โครงข่ายมีอายุการใช้งานได้นานที่สุด โดยโพรโทคอลนี้เลือกเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด และขณะเดียวกันก็เป็นเส้นทางที่ประกอบด้วยโหนดในโครงข่ายที่มีอายุการใช้งานในระดับที่สูง ซึ่งจากผลการทดสอบพบว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมจะให้ประสิทธิภาพทั้งในด้านพลังงานและคุณภาพการให้บริการดีที่สุด

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

การเฝ้าระวังและจัดการโครงข่ายเพื่อลดผลกระทบจากความเสียหายในอนาคต

1. วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

เพื่อศึกษาและพัฒนาวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย (Network Anomaly) ก่อนที่ระบบโครงข่ายจะเกิดความเสียหาย และนำเสนอวิธีลดจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาด (False Alarm) ใน โหนด วิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่นำเสนอนี้ จะใช้ข้อมูลร่วมจากหลายๆส่วนมาใช้พิจารณาาร่วมกันเพื่อใช้ลดความผิดพลาดของสัญญาณเตือน และสามารถรู้ได้ว่าความผิดปกติของระบบโครงข่ายเกิดมาจากตำแหน่งใด โดยจะส่งผลให้ผู้ดูแลระบบโครงข่าย (Network Administrator) รีบตรวจสอบและแก้ไขปัญหาของระบบโครงข่ายที่เกิดขึ้นก่อนที่ความเสียหายจะเกิดขึ้น

2. การปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค

ในหัวข้อที่ 2 นั้นเราได้มีการนำเสนอเนื้อหาทางทฤษฎีของการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค ซึ่งจะเห็นได้ว่าวิธีการนี้นั้นค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าคงที่ตลอดเวลาและใช้ข้อมูลเพียง 1 ชนิด ในการตรวจจับความผิดปกติ ถ้าเราทำการเปลี่ยนให้วิธีการตรวจจับความผิดปกตินี้มีการเปลี่ยนแปลงค่าถ่วงน้ำหนักตามเวลา และใช้ชนิดข้อมูลมากขึ้นในการตรวจจับความผิดปกติ น่าจะให้ผลที่ดีกว่าวิธีการดั้งเดิม ดังนั้นเราจึงเสนอการปรับปรุงการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่โดยใช้ผลรวมของค่าสมบรูณ์ของความแตกต่างของข้อมูล 2 วัน และนำวิธีการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่มาปรับปรุงใช้กับวิธีการที่เรานำเสนอ 3 วิธีคือ

1. การปรับค่าถ่วงน้ำหนักให้เปลี่ยนตามเวลา
2. การใช้ข้อมูลมากกว่าหนึ่งชนิดข้อมูลร่วมกันในการตรวจจับความผิดปกติ
3. การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาร่วมกับการใช้ข้อมูลมากกว่าหนึ่งชนิด

ข้อมูลในการตรวจจับความผิดปกติ

อีกทั้งยังวิเคราะห์ถึงผลกระทบของขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติซึ่งมีผลต่อความแน่นอนในการตรวจจับความผิดปกติที่อาจจะเกิดขึ้นในอนาคต

เนื้อหาในหัวข้อที่ 3 นี้จะแบ่งเป็น 3 ส่วน ในส่วนที่ 1 เกี่ยวข้องกับวิธีการที่เราเสนอในการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค ส่วนที่ 2 แสดงถึงดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ส่วนที่ 3 จะแสดงถึงผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

2.1 วิธีการที่เราเสนอในการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค

จากวิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค ที่กล่าวมานั้นเราจึงได้มีการเสนอการปรับปรุงการตรวจจับความผิดปกติของวิธีการนี้ดังนี้

2.1.1 การปรับเปลี่ยนการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่

วิธีการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่นั้นจะใช้สมมุติฐานที่ว่าถ้าผลรวมของผลต่างของค่าเฉลี่ยกราฟฟิกรของวันที่ I และ กราฟฟิกรวันที่ j ภายในช่วงเวลาหนึ่งมีค่าน้อยแสดงว่าลักษณะของกราฟฟิกรระหว่างสองวันนี้มีลักษณะคล้ายกันมาก ดังนั้นค่าถ่วงน้ำหนักระหว่างวันทั้งสองนี้จะมีค่ามาก ซึ่งการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่แสดงดังสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$c_{m,n} = \sum_{t=1}^T |\alpha_m(t) - \alpha_n(t)| \quad (2.1)$$

$$c_{m,n}' = \frac{1/c_{m,n}}{\sum_{i \neq m} 1/c_{m,i}} \quad (2.2)$$

โดยที่ $c_{m,n}'$ คือ ค่าถ่วงน้ำหนักของวันที่ m กับวันที่ n

$\alpha_m(t)$ คือ ค่าเฉลี่ยของกราฟฟิกรของวันที่ m ที่เวลาที่ t

$\alpha_n(t)$ คือ ค่าเฉลี่ยของกราฟฟิกรของวันที่ n ที่เวลาที่ t

T คือ เวลาทั้งหมดของข้อมูลในแต่ละวัน

N คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมดใน 1 หน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ

D คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมดใน 1 วัน

ซึ่งค่า T นั้นสามารถหาค่าได้จากสมการที่ (2.3)

$$T = \frac{D}{N} \quad (2.3)$$

ซึ่งค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ที่น่าเสนอน่าจะทำให้ผลของประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติดีกว่าค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิม เนื่องจากค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมมีความคลาดเคลื่อนที่มากถ้ากราฟฟิกรของวันที่ต้องการทำนายมีค่ามากกว่าวันที่ต้องการใช้เทียบ แต่วิธีการของการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่สามารถแก้ปัญหาในกรณีนี้ได้

2.1.2 การปรับเปลี่ยนค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและแบบใหม่ให้เปลี่ยนแปลงตามเวลา

เนื่องจากค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและแบบใหม่ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของ

ระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกรมีค่าคงที่ ดังนั้นเราจึงมีแนวคิดที่ว่าถ้าเราทำให้ค่าถ่วงน้ำหนักทั้งแบบเดิมและแบบใหม่สามารถเปลี่ยนแปลงตามเวลาของหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติที่เปลี่ยนไป น่าจะทำให้ผลของประสิทธิภาพการตรวจจับความผิดปกติที่ดีกว่า ดังนั้นการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนตามเวลาแสดงดังสมการ (2.4) และ (2.5)

$$c_{m,n}(t) = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_{m,i}(t)}{\alpha_{n,i}(t)} \quad (2.4)$$

$$c_{m,n}'(t) = \frac{c_{m,n}(t)}{\sum_{i \neq m} c_{m,i}(t)} \quad (2.5)$$

ส่วนการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาแสดงดังสมการที่ (2.6) และ (2.7)

$$c_{m,n}(t) = \sum_{i=1}^N |\alpha_{m,i}(t) - \alpha_{n,i}(t)| \quad (2.6)$$

$$c_{m,n}'(t) = \frac{1/c_{m,n}(t)}{\sum_{i \neq m} 1/c_{m,i}(t)} \quad (2.7)$$

โดยที่ $c_{m,n}'(t)$ คือ ค่าถ่วงน้ำหนักของวันที่ m กับวันที่ n ที่เวลา t

$\alpha_{m,i}'(t)$ คือ ค่าเฉลี่ยของกราฟฟีกของวันที่ m ของชุดข้อมูลตำแหน่งที่ i ที่เวลาที่ t

$\alpha_{n,i}'(t)$ คือ ค่าเฉลี่ยของกราฟฟีกของวันที่ n ของชุดข้อมูลตำแหน่งที่ i ที่เวลาที่ t

2.1.3 การใช้ข้อมูล 3 ระดับในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

การใช้ข้อมูลเพียง 1 ชนิดในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายนั้นอาจให้ผลที่ไม่ดีนัก ถ้าความผิดปกติในระบบโครงข่ายเกิดขึ้นที่ตำแหน่งที่ข้อมูลที่เราใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายไม่สามารถตรวจจับได้ ดังนั้นจึงมีแนวคิดที่ว่าถ้าใช้ข้อมูลหลากหลายชนิดมากขึ้นพร้อมกันในการตรวจจับความผิดปกติที่น่าจะทำให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายดีขึ้น ในที่นี้จึงนำเสนอการใช้ข้อมูล 3 ระดับประกอบไปด้วย *ipIDE*, *ipOR* และ *ipIR* ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ซึ่ง *ipIR* คือ จำนวนไบต์ของกราฟฟีกทั้งหมดที่เข้าสู่รouters ในช่วงเวลาหนึ่ง

ipOR คือ จำนวนไบต์ของกราฟฟีกที่ผ่านจากอุปกรณ์ที่ต่อกับรouters เข้าสู่รouters เพื่อส่งออกในช่วงเวลาหนึ่ง

ipIDE คือ จำนวนไบต์ของกราฟฟีกที่ผ่านจากรouters เพื่อเข้าสู่อุปกรณ์ที่ต่อกับรouters ในช่วงเวลาหนึ่ง

โดยเงื่อนไขที่ระบบโครงข่ายจะไม่ผิดปกติเป็นดังสมการที่ (2.8)

$$\sum_{i=1}^3 (\bar{I}_i - 2\bar{\sigma}_i) \leq \sum_{i=1}^3 I_i \leq \sum_{i=1}^3 (\bar{I}_i + 2\bar{\sigma}_i) \quad (2.8)$$

i คือ จำนวนชนิดข้อมูลที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่าย

\bar{I} คือ ค่าเฉลี่ยของกราฟฟีกที่ถูกทำนายโดยข้อมูลในอดีตที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

$\bar{\sigma}$ คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของกราฟฟีกที่ถูกทำนายโดยข้อมูลในอดีตที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

I คือ ค่าเฉลี่ยของกราฟฟีกจริงที่วัดได้ที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

2.1.4 การใช้การปรับเปลี่ยนค่าถ่วงน้ำหนักให้เปลี่ยนแปลงตามเวลาร่วมกับการใช้ข้อมูล 3 ระดับในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ในส่วนนี้จะเป็นการนำวิธีการเปลี่ยนค่าถ่วงน้ำหนักตามเวลามาใช้ร่วมกับการใช้ข้อมูล 3 ระดับ ซึ่งประกอบไปด้วย $ipOR$ $ipIR$ และ $ipIDE$ ในการตรวจจับความผิดปกติ โดยมีแนวคิดที่ว่าถ้าเราใช้วิธีการทั้งสองพร้อมกันน่าจะทำให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายดีขึ้น

2.2 ดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ดัชนีที่ใช้วัดประสิทธิภาพในวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟีกประกอบด้วย 4 ดัชนีชี้วัด ดังต่อไปนี้

ความน่าจะเป็นที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาด (P_f) โดย

$$P_f = \frac{\text{Total number of false alarms}}{\text{Total number of data samples}} \quad (2.9)$$

ความน่าจะเป็นที่สามารถตรวจจับความผิดปกติได้ถูกต้อง (P_d) โดย

$$P_d = \frac{\text{Total number of true alarms}}{\text{Total number of know faults}} \quad (2.10)$$

นอกจากนี้ยังมีการตรวจจับที่ผิดพลาด 2 รูปแบบคือ

- *False positive rate* คือ อัตราที่ระบบตรวจจับความผิดปกติจะตรวจจับกราฟฟีกที่ปกติว่าผิดปกติ โดยที่

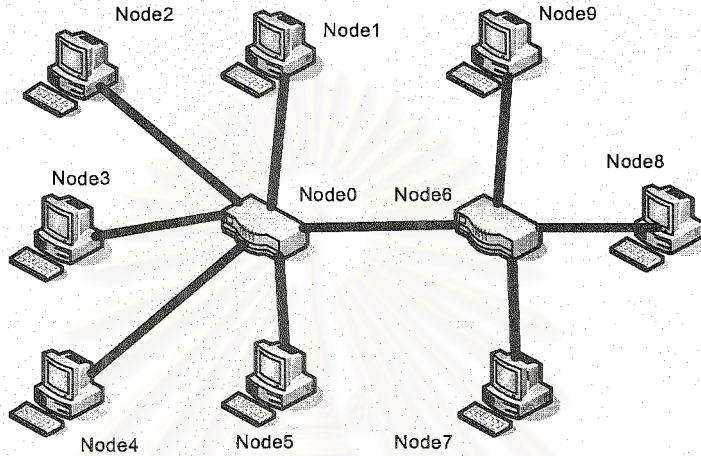
$$\text{False positive rate} = \frac{\text{Total number of false alarms}}{\text{Total number of alarms}} \quad (2.11)$$

- *False negative rate* คือ อัตราที่ระบบตรวจจับความผิดปกติจะตรวจจับกราฟฟีกที่ผิดปกติว่าปกติ โดยที่

$$\text{False negative rate} = \frac{\text{Number of undetected alarms}}{\text{Number of errors}} \quad (2.12)$$

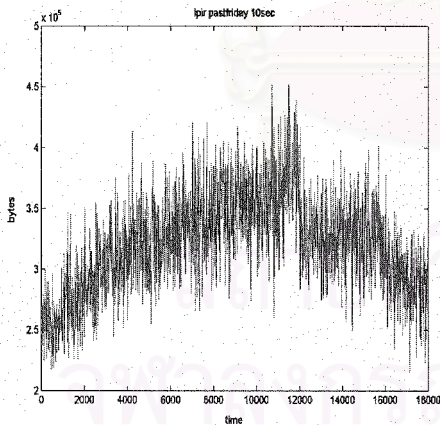
2.3 ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

ในการทดลองนี้เราจะใช้ระบบโครงข่ายที่ประกอบไปด้วย 10 โหนด 9 ข่ายเชื่อมโยง เป็นโครงข่ายที่ใช้ในการทดลองดังรูปที่ 2.1

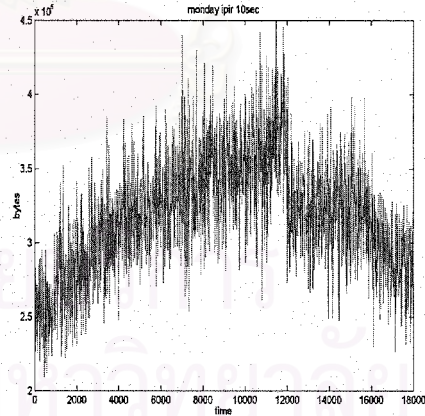


รูปที่ 2.1 ระบบโครงข่ายที่ใช้ในการทดลอง

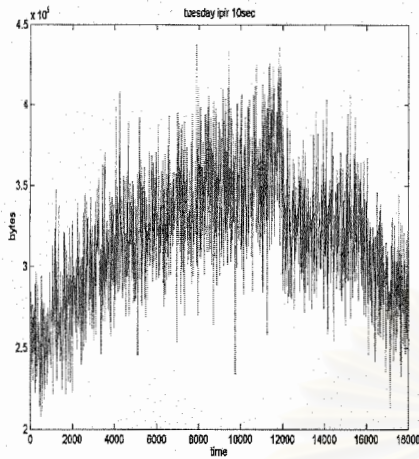
ในการทดลองนี้เราจะทำการกำเนิดกราฟฟิกในระบบโครงข่ายนี้โดยใช้โปรแกรม NS(Network Simulator) โดยใช้ในการส่งข้อมูลแบบ UDP (User Datagram Protocol) ด้วยแบบจำลอง On-Off โดยที่การกระจายของการส่งข้อมูลเป็นแบบ Exponential จำนวนทั้งสิ้น 6 วัน จากช่วงเวลาที่ 0 วินาทีถึงช่วงเวลาที่ 18,000 วินาที ดังรูปที่ 2.2-2.19 ตามลำดับ



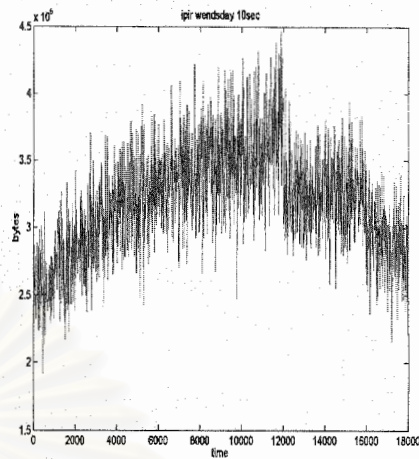
รูปที่ 2.2 ipIR PastFriday



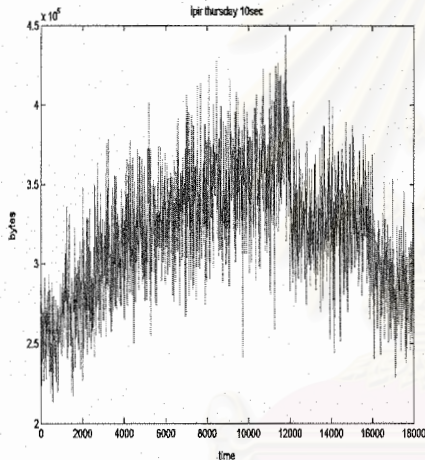
รูปที่ 2.3 ipIR Monday



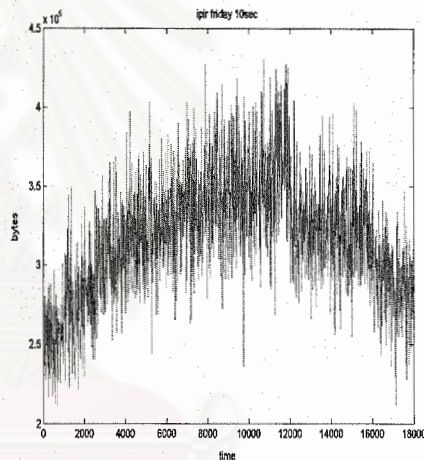
รูปที่ 2.4 ipIR Tuesday



รูปที่ 2.5 ipIR Wednesday



รูปที่ 2.6 ipIR Thursday



รูปที่ 2.7 ipIR Friday

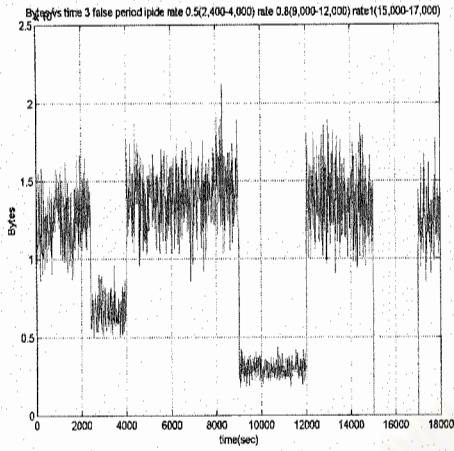
วิธีการตรวจจับทั้งหมดที่ได้นำเสนอมานั้นได้นำมาทดสอบใน 3 สถานการณ์ดังนี้

สถานการณ์ที่ 1. ไม่มีความผิดปกติเกิดขึ้นในระบบโครงข่าย

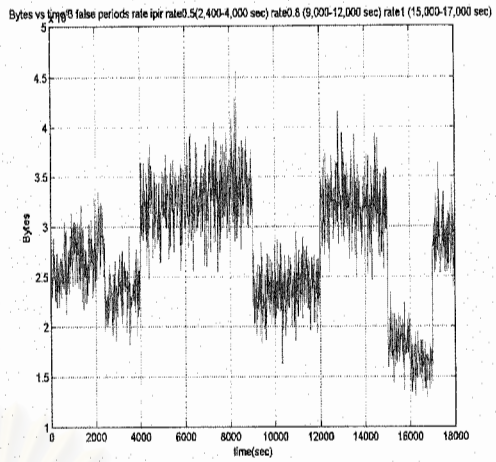
สถานการณ์ที่ 2. มีความผิดปกติเกิดขึ้นที่ข่ายเชื่อมโยงระหว่าง โหนด 0 และ โหนด 6 ซึ่งแพ็กเก็ตที่ผ่านข่ายเชื่อมโยงคู่นี้จะสูญหาย 50 เปอร์เซ็นต์ ในช่วงเวลา (2,400-4,000) 80 เปอร์เซ็นต์ในช่วงเวลา (9,000-12,000) และ 100 เปอร์เซ็นต์ในช่วงเวลา (15,000-17,000)

สถานการณ์ที่ 3. มีความผิดปกติเกิดขึ้นที่โหนด 0 และ โหนด 1 ที่เวลา (3,000-3,100) โดยที่โหนด 1 ส่งข้อมูลไปยัง โหนด 0 มากผิดปกติในช่วงเวลานี้ และความผิดปกติที่เกิดขึ้นที่ทุกโหนดในกรณีที่ อัตราส่วนระหว่างช่วงเวลากการส่งและหยุดส่งคงที่ แต่ค่าของสองค่านี้เปลี่ยนไปในช่วงเวลา (7,000-8,000)

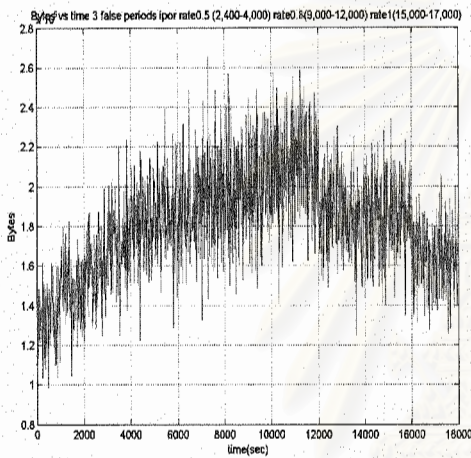
โดยที่ลักษณะของกราฟที่ผิดปกติของการทดลองในสถานการณ์ที่ 2 และสถานการณ์ที่ 3 แสดงดังรูปที่ 2.8-2.9 ตามลำดับ



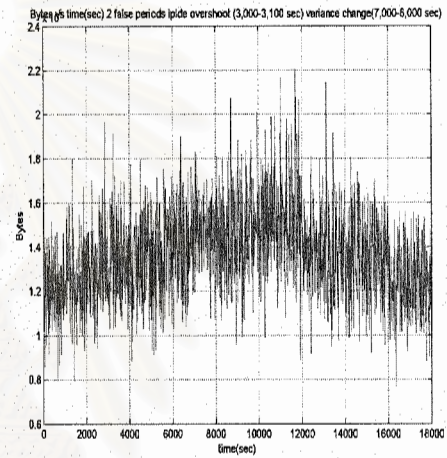
รูปที่ 2.8 ทราฟฟิก ipIDE ในสถานการณ์ที่ 2



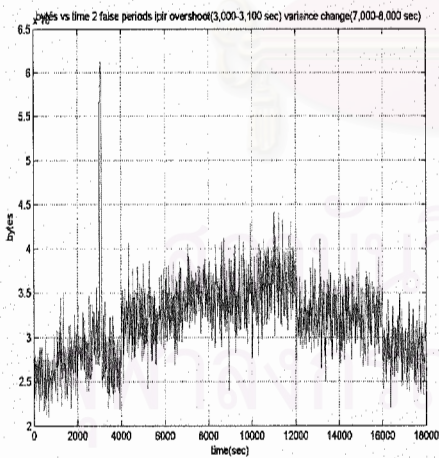
รูปที่ 2.9 ทราฟฟิก ipIR ในสถานการณ์ที่ 2



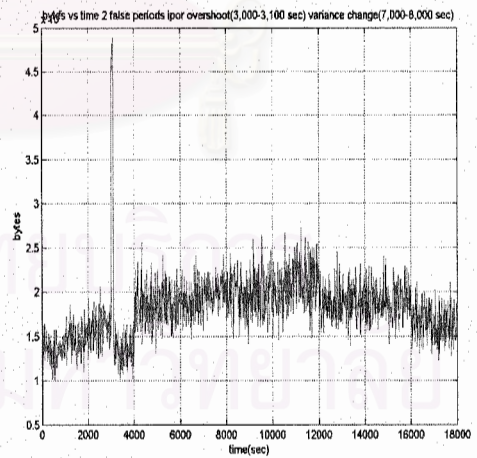
รูปที่ 2.10 ทราฟฟิก ipOR ในสถานการณ์ที่ 2



รูปที่ 2.11 ทราฟฟิก ipIDE ในสถานการณ์ที่ 3



รูปที่ 2.12 ทราฟฟิก ipIR ในสถานการณ์ที่ 3



รูปที่ 2.13 ทราฟฟิก ipOR ในสถานการณ์ที่ 3

ในการทดลองนั้นเราได้มีการกำหนดตัวแปรในการแสดงผลของแต่ละวิธีในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายดังนี้

method1ide หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIDE*

method1ir หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIR*

method1or หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipOR*

method2ide หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIDE*

method2ir หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIR*

method2or หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipOR*

method3 หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE*

method4 หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE*

method1idenewidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIDE*

method1irnewidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIR*

method1ornewidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipOR*

method2idenewidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIDE*

method2irnewidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIR*

method2ornewidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipOR*

method3newidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE*

method4newidea หมายถึง การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE*

2.3.1 การทดลองการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายในสถานการณ์ที่ 1

ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกรที่นำเสนอทั้งสิ้น 16 วิธี ในสถานการณ์ที่ 1 นั้นได้ผลการทดลองดังตารางที่ 2.1

<i>m1ide</i>	<i>m1idenew</i>	<i>m1ir</i>	<i>m1irnew</i>	<i>m1or</i>	<i>m1ornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
0.0032	0.003	5.36E-04	4.98E-04	0.0026	0.0025	0.0031	0.0044
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
5.75E-04	9.58E-04	0.0026	0.003	0.0015	0.0014	0.0015	0.0509

ตารางที่ 2.1 ค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาด เมื่อไม่เกิดความผิดปกติในระบบโครงข่าย

จากผลการทดลอง จะเห็นว่า การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่นั้น ขนาดหน้าต่างที่สั้นลงจะมีผลให้ความน่าจะเป็นที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดสูงขึ้น เช่นขนาดหน้าต่างที่เท่ากับ 2 และ 3 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากจำนวนจุดข้อมูลที่ใช้ในการทำนายค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนมีน้อยเกินไปทำให้เกิดความผิดพลาด และแต่ละชนิดข้อมูลที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติให้ผลของประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติไม่เท่ากัน ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากบางชนิดข้อมูลการกระจายของกราฟฟิกรูปไม่สอดคล้องกับการทำนายกราฟฟิก ในกรณีนี้วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIR* ให้ผลที่ดีที่สุด

2.3.2 การทดลองการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายในสถานการณ์ที่ 2

ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกที่นำเสนอทั้งสิ้น 16 วิธี ในสถานการณ์ที่ 2 นั้นได้ผลการทดลองดังตารางที่ 2.2-2.5

<i>m1ide</i>	<i>m1idenew</i>	<i>m1ir</i>	<i>m1irnew</i>	<i>m1or</i>	<i>m1ornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
0.004	0.004	4.00E-03	5.10E-03	0.0039	0.0041	0.0037	0.0054
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
4.00E-03	6.60E-03	0.0038	0.005	0.0028	0.003	0.053	0.0526

ตารางที่ 2.2 ค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาด เมื่อเกิดความผิดปกติในระบบโครงข่ายในสถานการณ์ที่ 2

จากผลการทดลองขนาดหน้าต่างที่สั้นลงของการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ จะเห็นว่า การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่นั้น ขนาดหน้าต่างที่สั้นลงจะมีผลให้ความน่าจะเป็นที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดสูงขึ้น เช่นขนาดหน้าต่างที่เท่ากับ 2 และ 3 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากจำนวนจุดข้อมูลที่ใช้ในการทำนายค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนมีน้อยเกินไปทำให้เกิดความผิดพลาด และแต่ละชนิดข้อมูลที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติให้ผลของประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติไม่เท่ากัน ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากบางชนิดข้อมูลการกระจายของกราฟฟิกไม่สอดคล้อง

กับการทำนายกราฟฟิก ในกรณีนี้วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE* ให้ผลดีที่สุด

<i>mlide</i>	<i>mlidenew</i>	<i>mlir</i>	<i>mlirnew</i>	<i>mlor</i>	<i>mlornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
0.9671	0.9663	9.34E-01	9.31E-01	0.006	0.0071	0.9663	0.9671
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
9.34E-01	9.31E-01	0.0063	0.0094	0.8852	0.8828	0.8848	0.8831

ตารางที่ 2.3 ค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นที่สามารถตรวจจับความผิดปกติได้ เมื่อเกิดความผิดปกติในระบบโครงข่ายในสถานการณ์ที่ 2

จากผลการทดลองจะเห็นว่า การหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและแบบใหม่นั้น ความน่าจะเป็นที่จะตรวจจับความผิดปกติได้ ดังตารางที่ 2.3 ข้อมูลชนิด *ipOR* นั้นจะให้ความน่าจะเป็นที่จะตรวจจับความผิดปกติได้มีค่าต่ำมากเนื่องจากว่าความผิดปกติของระบบโครงข่ายเกิดขึ้นที่ข่ายเชื่อมโยงระหว่าง โหนด 0 และ โหนด 6 ซึ่งข้อมูลของ *ipOR* นั้นจะเก็บค่ากราฟฟิกที่ไหลจาก โหนด 1, 2, 3, 4, 5 ไปยัง โหนด 0 ในกรณีนี้วิธีวิธีการตรวจจับความผิดปกติซึ่งใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIDE* ให้ผลดีที่สุด

<i>mlide</i>	<i>mlidenew</i>	<i>mlir</i>	<i>mlirnew</i>	<i>mlor</i>	<i>mlornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
3.2861	3.3663	6.61E+00	6.87E+00	99.395	99.2864	3.3663	3.2861
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
6.62E+00	6.91E+00	99.3742	99.0568	11.48	11.7158	11.522	11.6876

ตารางที่ 2.4 ค่าเฉลี่ยของปริมาณของ *false negative rate* เมื่อเกิดความผิดปกติในระบบโครงข่ายในสถานการณ์ที่ 2

ในส่วนของปริมาณของ *false negative rate* ของการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและแบบใหม่ ในตารางที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าข้อมูลชนิด *ipOR* นั้นจะให้ความผิดพลาดที่สูงมากเนื่องจากว่าความผิดปกติของระบบโครงข่ายเกิดขึ้นที่ข่ายเชื่อมโยงระหว่าง โหนด 0 และ โหนด 6 ซึ่งข้อมูลของ *ipOR* นั้นจะเก็บค่ากราฟฟิกที่ไหลจาก โหนด 1, 2, 3, 4, 5 ไปยัง โหนด 0 ซึ่งไม่มีความเกี่ยวข้องกัน ซึ่งถ้านำข้อมูลชนิดนี้มาตรวจจับจะเกิดความผิดพลาดอย่างมาก ในกรณีนี้วิธีวิธีการตรวจจับความผิดปกติซึ่งใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipIDE* ให้ผลดีที่สุด

<i>mlide</i>	<i>mlidenew</i>	<i>mlir</i>	<i>mlirnew</i>	<i>mlor</i>	<i>mlornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
0.9501	0.9359	9.84E-01	1.22E+00	48.072	39.9912	0.8788	1.2034
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
9.86E-01	1.53E+00	46.8428	36.0723	0.6902	0.7529	13.37	13.2639

ตารางที่ 2.5 ค่าเฉลี่ยของปริมาณของ *false positive rate* เมื่อเกิดความผิดพลาดในระบบ โครงข่ายใน สถานการณ์ที่ 2

จากผลการทดลอง ขนาดหน้าต่างที่สั้นลงของการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ จะมีผลให้ปริมาณของ *false positive rate* สูงขึ้น เช่นขนาดหน้าต่างที่เท่ากับ 2 และ 3 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากจำนวนจุดข้อมูลที่ใช้ในการทำนายค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนมีน้อยเกินไปส่งผลให้เกิดความผิดพลาด ในกรณีนี้เน้นการตรวจจับความผิดพลาดซึ่งใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE* ให้ผลดีที่สุด

2.3.3 การทดลองการตรวจจับความผิดพลาดของระบบโครงข่ายในสถานการณ์ที่ 3

ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดพลาดแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคที่นำเสนอทั้งสิ้น 16 วิธี ในสถานการณ์ที่ 3 นั้นได้ผลการทดลองดังตารางที่ 2.6-2.9

<i>mlide</i>	<i>mlidenew</i>	<i>mlir</i>	<i>mlirnew</i>	<i>mlor</i>	<i>mlornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
0.0053	0.0053	1.02E-02	1.02E-02	0.0429	0.0433	0.0052	0.007
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
1.03E-02	1.51E-02	0.0427	0.0446	0.0052	0.0052	0.005	0.0552

ตารางที่ 2.6 ค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาด เมื่อเกิดความผิดพลาดในระบบ โครงข่ายในสถานการณ์ที่ 3

จากผลของการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมและแบบใหม่ ซึ่งขนาดหน้าต่างที่สั้นลงจะมีผลให้ความน่าจะเป็นของสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดสูงขึ้น เช่นขนาดหน้าต่างที่เท่ากับ 2 และ 3 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากจำนวนจุดข้อมูลที่ใช้ในการทำนายค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนมีน้อยเกินไปทำให้เกิดความผิดพลาด ในกรณีนี้เน้น การตรวจจับความผิดพลาดซึ่งใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE* ให้ผลดีที่สุด

<i>m1ide</i>	<i>m1idenew</i>	<i>m1ir</i>	<i>m1irnew</i>	<i>m1or</i>	<i>m1ornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
0.0028	0.0028	1.44E-01	1.45E-01	0.1497	0.1497	0.1497	0.0056
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
1.44E-01	1.44E-01	0.1503	0.1544	0.1401	0.1407	0.1401	0.1407

ตารางที่ 2.7 ค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นที่สามารถตรวจจับความผิดปกติได้ เมื่อเกิดความผิดปกติในระบบ
โครงข่ายในสถานการณ์ที่ 3

ในส่วนของความน่าจะเป็นที่จะตรวจจับความผิดปกติได้ นั้นมีค่าต่ำมากเนื่องจากวิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ไม่สามารถที่จะตรวจจับความผิดปกติเนื่องจากค่าความแปรปรวนที่เปลี่ยนไปได้ ในกรณีนี้ การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipOR* ให้ผลดีที่สุด

<i>m1ide</i>	<i>m1idenew</i>	<i>m1ir</i>	<i>m1irnew</i>	<i>m1or</i>	<i>m1ornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
99.7212	99.7212	8.56E+01	8.55E+01	85.029	85.0286	99.659	99.4423
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
8.56E+01	8.56E+01	84.9659	84.5616	85.989	85.9267	85.989	85.9267

ตารางที่ 2.8 ค่าเฉลี่ยของปริมาณของ *false negative rate* เมื่อเกิดความผิดปกติในระบบ โครงข่ายใน
สถานการณ์ที่ 3

ในส่วนของปริมาณของ *false negative rate* มีค่าของความผิดพลาดในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่สูงมาก เนื่องจากวิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ไม่สามารถที่จะตรวจจับความผิดปกติเนื่องจากค่าความแปรปรวนที่เปลี่ยนไปได้ ในกรณีนี้ การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูลชนิด *ipOR* ให้ผลดีที่สุด

<i>m1ide</i>	<i>m1idenew</i>	<i>m1ir</i>	<i>m1irnew</i>	<i>m1or</i>	<i>m1ornew</i>	<i>m2ide</i>	<i>m2idenew</i>
98.1555	98.1555	3.35E+01	3.54E+01	78.028	78.028	97.874	96.9362
<i>m2ir</i>	<i>m2irnew</i>	<i>m2or</i>	<i>m2ornew</i>	<i>m3</i>	<i>m3new</i>	<i>m4</i>	<i>m4new</i>
3.35E+01	3.83E+01	77.9412	78.0467	17.729	17.5103	16.76	82.6364

ตารางที่ 2.9 ค่าเฉลี่ยของปริมาณของ *false positive rate* เมื่อเกิดความผิดปกติในระบบ โครงข่ายใน
สถานการณ์ที่ 3

ในส่วนของปริมาณของ *false positive rate* มีค่าของความผิดพลาดในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่สูงมาก เนื่องจากวิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ไม่สามารถที่จะตรวจจับความผิดปกติเนื่องจากค่าความแปรปรวนที่เปลี่ยนไปได้ ในกรณีนี้ วิธีการตรวจจับความผิดปกติโดยใช้ค่าถ่วง

น้ำหนักแบบเดิมเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกันคือ *ipIR ipOR* และ *ipIDE* ให้ผลดีที่สุด

2.3.4 สรุปผลการทดลอง

การใช้ขนาดหน้าต่างที่สั้นเกินไปในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย จะมีผลให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติลดลง ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากจำนวนจุดข้อมูลที่ใช้ในการทำงาน ค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนมีน้อยเกินไปส่งผลให้เกิดความผิดพลาด และชนิดของข้อมูลที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่แตกต่างกันให้ผลของประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติที่แตกต่างกันที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากแต่ละชนิดข้อมูลมีความคล้ายคลึงกันระหว่างข้อมูลในอดีตและปัจจุบันที่แตกต่างกัน วิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคนั้นเหมาะสำหรับตรวจจับความผิดปกติที่เป็นแบบค่าเฉลี่ยของกราฟฟิกรูปแบบการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเกิดในกรณีของ ข่ายเชื่อมโยงเกิดความเสียหาย แต่ไม่เหมาะสำหรับความผิดปกติที่กราฟฟิกมีลักษณะค่าเบี่ยงเบนกราฟฟิกเฉลี่ยเปลี่ยนแปลง เนื่องจากวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกใช้ข้อมูลค่าเฉลี่ยของกราฟฟิกในการตรวจจับ และวิธีการที่นำเสนอในการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติที่ดีขึ้นกว่าวิธีการเดิม

3. การปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด (*Abrupt Change*)

ในหัวข้อที่ผ่านมา เราได้มีการนำเสนอเนื้อหาทางทฤษฎีของการตรวจจับความผิดปกติแบบการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด (*Abrupt Change*) ซึ่งจะเห็นได้ว่าวิธีการนี้นั้นจะใช้ข้อมูล 3 ชนิดพร้อมกัน ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูลจาก *ipIR, ipOR* และ *ipIDE* ซึ่งค่าที่ใช้ในการตัดสินใจว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่นั้นหาได้จากค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาดของข้อมูล [*ipIR ipOR ipIDE*] ที่มีทิศทางใกล้เคียงกับเวกเตอร์ความผิดปกติ [1 1 1] มากที่สุด ซึ่งหมายความว่า เวกเตอร์นั้นให้ผลที่ค่าความผิดพลาดของ 3 ชนิดข้อมูลมีการแปรผันตรงกันมากที่สุด โดยวิธีการนี้จะเลือกค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาดที่มีทิศทางใกล้เคียงกับเวกเตอร์ [1 1 1] มา 2 ค่า แล้วเลือกค่าที่ต่ำที่สุดเป็นค่าที่ใช้เป็นเกณฑ์สำหรับการบ่งชี้ว่าขณะนี้ระบบโครงข่ายของเราเกิดความผิดปกติหรือไม่ ดังนั้นเราจึงเสนอวิธีการเลือกค่าที่ใช้เป็นเกณฑ์ในการบ่งชี้ถึงความผิดปกติในโครงข่ายของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใด ด้วยกัน 2 วิธีคือ 1) การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และ 2) การเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด นอกจากนี้ในบทนี้จะวิเคราะห์ถึงผลของขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่มีผลต่อความแน่นอนในการตรวจจับความผิดปกติที่อาจจะเกิดขึ้นในอนาคต ผลของจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าเมตริกซ์ที่แสดงถึงความสัมพันธ์กันของความผิดปกติของข้อมูลหลายระดับต่อผลของการตรวจจับความ

ผิดปกติของระบบโครงข่าย และผลของค่า *Threshold* ของแต่ละวิธีที่มีความสัมพันธ์ถึงขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

เนื้อหาในหัวข้อที่ 3 นี้จะแบ่งเป็น 3 ส่วน ซึ่งส่วนที่ 1 จะเกี่ยวข้องกับวิธีการที่เรานำเสนอในการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ส่วนที่ 2 แสดงถึงดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย และส่วนที่ 3 จะกล่าวถึงผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

3.1 วิธีการที่นำเสนอในการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด

ในที่นี้เราจะอธิบายถึงวิธีที่ใช้การหาค่าเกณฑ์ในการตัดสินใจว่าเกิดความผิดปกติในระบบโครงข่ายหรือไม่ด้วยกัน 3 วิธี คือ 1) การใช้ค่าน้อยสุดของความผิดพลาด 2 ตัว ที่ใกล้กับเวกเตอร์ความผิดปกติ $[1 \ 1 \ 1]$ มากที่สุด 2) การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และ 3) การเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด

3.1.1 การใช้ค่าน้อยสุดของความผิดพลาด 2 ตัว ที่ใกล้กับเวกเตอร์ความผิดปกติ $[1 \ 1 \ 1]$ มากที่สุด

ในวิธีการของการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดนั้น ในกรณีที่เรานำเสนอข้อมูลในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายเป็น 3 ชนิด จะได้ค่า *Eigenvalue* และ *Eigenvector* อย่างละ 3 ค่า ซึ่งจะนำค่า *Eigenvector* แต่ละค่านี้มาตรวจสอบว่า *Eigenvector* 2 ค่าไหนที่มีทิศทางไปทางเดียวกับเวกเตอร์ความผิดปกติ $[1 \ 1 \ 1]$ มากที่สุด แล้วนำค่า *Eigenvalue* ของ *Eigenvector* 2 ค่านั้นมาพิจารณาหาค่าที่ใช้ในการบอกว่าระบบโครงข่ายของเราตอนนี้เกิดความผิดปกติหรือไม่ ดังสมการที่ (3.1)

$$Th = \min_{i=1}^2 (\lambda_i (\max(\frac{[111] * \vec{\phi}}{|\vec{\phi}|}))$$
 (3.1)

ซึ่ง $1 < N < M$ โดยที่ M เป็นจำนวนชนิดข้อมูลที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ซึ่งถ้าค่าความผิดปกติของระบบโครงข่ายเกินค่าเกณฑ์ จะถือว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติขึ้น

3.1.2 การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด

ในวิธีการของการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดนั้น ในกรณีที่เรานำเสนอข้อมูลในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย 3 ชนิด จะได้ *Eigenvalue* และ *Eigenvector* อย่างละ 3 ค่า ซึ่งค่าที่ใช้เป็นเกณฑ์ในการบอกว่าระบบเกิดความผิดปกติหรือไม่ เราจะเลือกใช้ค่าความผิดพลาดค่ากลาง ซึ่ง $\lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_3$ ดังสมการที่ (3.2)

$$Th = \lambda_2$$
 (3.2)

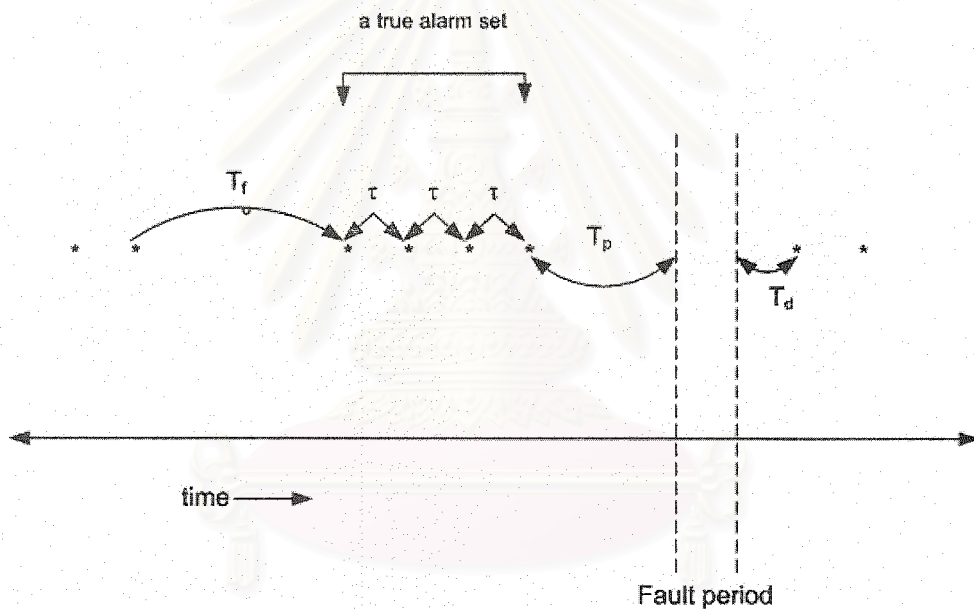
3.1.3 การเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด

ในวิธีการของการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดนั้น ในกรณีที่เรารู้ชนิดข้อมูลในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายเป็น 3 ชนิด จะได้ค่า *Eigenvalue* และ *Eigenvector* อย่างละ 3 ค่า ซึ่งค่าที่ใช้เป็นเกณฑ์ในการบอกวาระบบเกิดความผิดปกติหรือไม่เราจะเลือกใช้เฉลี่ยเลขคณิตของค่าความผิดพลาดของ $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ ซึ่ง $\lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_3$ ดังสมการที่ (3.3)

$$Th = \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}{3} \quad (3.3)$$

3.2 ดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ในการประเมินว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดมีประสิทธิภาพหรือไม่นั้น เราจะใช้ดัชนีชี้วัดที่ประกอบไปด้วย T_f, T_p, T_d, τ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ซึ่ง N_f คือ จำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูล

T_f คือ ช่วงเวลาที่เกิดความผิดพลาดในการทำนายความผิดปกติของระบบโครงข่าย

T_p คือ ช่วงเวลาที่สามารถทำนายความผิดปกติได้ก่อนเกิดความผิดปกติในระบบโครงข่าย

T_d คือ เวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติได้หลังจากเกิดความผิดปกติในระบบโครงข่ายไปแล้ว

τ คือ ช่วงเวลาที่สัญญาณเตือนความผิดปกติยังคงเป็นสัญญาณเตือนที่ถูกต้องในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่าย

โดยที่มีเงื่อนไขที่ว่า $\tau < 15 \text{ min}$ (3.4)

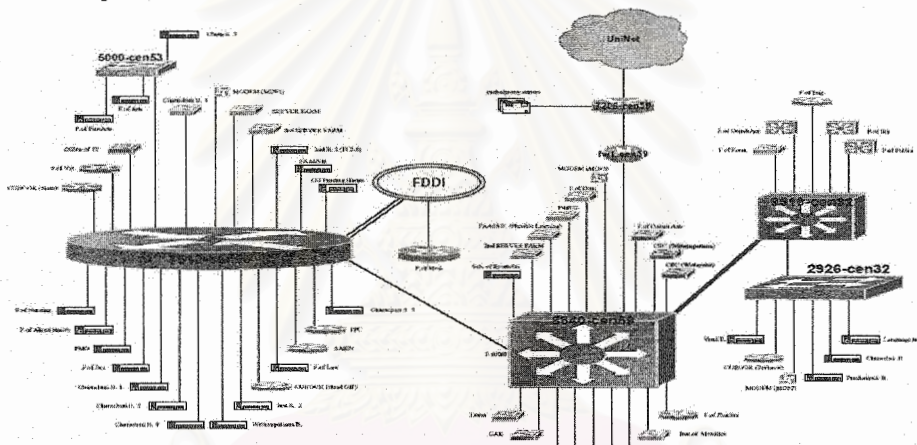
ในที่นี้เราได้นิยามตัวแปร S ซึ่งใช้เป็นตัวบอกว่าระบบโครงข่ายของเราควรเลือกใช้ค่าขนาดหน้าต่างเท่าใดในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย โดยที่ค่าตัวแปร S มีค่าดังสมการที่ (3.5)

$$S = T_f * N_f \quad (3.5)$$

ซึ่งถ้าค่า S ยังมีค่ามากแสดงว่าขนาดหน้าตานั้นให้ผลการตรวจจับความผิดปกติโครงข่ายที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

3.3 ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใดที่นำเสนอ นั้น จะใช้ข้อมูลกราฟฟิคที่ได้จากโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยที่รูทเทอร์ 7513 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ระบบโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่รูทเทอร์ หมายเลข 7513 และ รูทเทอร์ หมายเลข 7206

ข้อมูลของการส่งข้อมูลที่ได้จากรูทเทอร์ 7513 นั้นถูกเก็บโดยใช้โปรแกรม NETFLOW ซึ่งการเก็บข้อมูลของโปรแกรม NETFLOW นี้แสดงดังรูปที่ 3.3

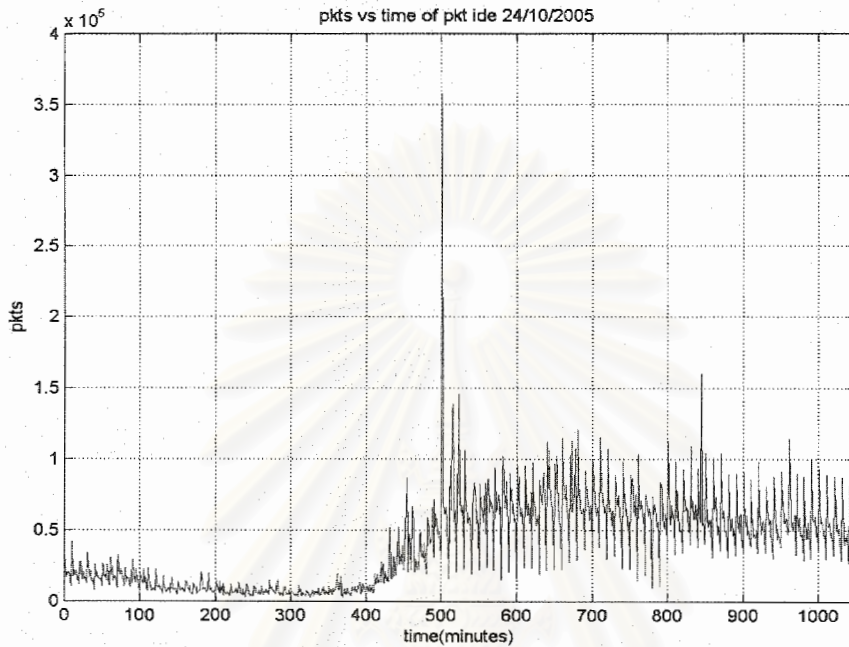
```

161.200.255.3.2005.02.11. Notepad
File Edit Format View Help
srcaddr|dstaddr|srcport|dstport|prot|tos|pkts|octets|flows|starttime|endtime|activetime
2.66|24.94.238.58|30955|6346|17|0|5|205|1|1108054764|1108054788|24144|161.200.192.4|158.
171|0|3|230|1|1108055322|1108055325|2800|61.200.192.4|64.73.138.72|150562|53|17|0|2|146|1
1.205|129.102|1203.121.145.116|3330|80|6|0|5|940|1|1108055063|1108055063|2062161.200.129
|2|1108055063|1108055217|94796|161.200.129.102|203.121.145.116|3339|80|6|0|6|538|1|11080
1.1108055124|1108055125|768203.121.145.116|161.200.129.102|80|3345|6|0|6|1685|1|110805
2|1108055127|1108055211|18804161.200.192.6|129.49.1.4|25|56926|6|0|6|5006|1|1108054814|
161.200.129.102|80|3366|6|0|8|3576|1|1108053336|1108053339|3260161.200.192.66|82.228.1
2|203.121.145.116|3371|80|6|0|7|1000|1|1108053343|110805345|1898203.121.145.116|161.20
291461.200.192.4|193|50562|17|0|1|1285|1|1108054815|1108054815|0|61.200.329.102|203.121.1
|205|1|1108055182|1108055206|24176161.200.192.4|202.59.252.13|50562|53|17|0|2|146|2|110
5.111|161.200.192.10|25|3582|6|0|4|280|1|1108055036|1108055037|784194.67.18.130|161.200
1108055051|1108055091|40612161.200.192.17|209.134.28.4|2297|25|6|0|2|96|1|1108055040|11
1|1108055163|1242463.150.131.26|161.200.129.204|80|49496|6|0|6|437|1|1108055161|11080531
28053168|197263.150.131.26|161.200.129.204|80|49504|6|0|5|403|1|1108055167|1108053169|2
161.200.129.106|80|3644|6|0|6|288|1|1108055228|1108055250|22352203.121.145.37|161.200.1
52|17|0|6|1131|3|1108054971|1108055084|11780203.121.145.37|161.200.129.106|80|3669|6|0|
1.200.192.4|200.160.0.10|50562|53|17|0|1|56|1|1108055003|1108055003|0200.160.0.10|161.2
0|1|1108055042|1108055043|764203.121.145.182|161.200.129.106|80|3565|6|0|4|1133|1|11080
.200.192.66|82.42.159.51|50955|6346|17|0|10|526|1|1108055294|1108055319|24840202.44.52.
.129.100|80|1085|6|0|25|24436|2|1108054951|1108055011|41760161.200.129.100|202.44.52.4
|1093|80|6|0|21|2051|2|1108054957|1108055030|5744068.142.79.21|161.200.129.141|80|1251|
|0|20|10376|2|1108055051|1108055149|27192161.200.129.100|202.44.52.4|1119|80|6|0|22|404
588|2|1108055051|1108055219|106644202.44.52.4|161.200.129.100|80|1125|6|0|22|11683|2|11
5166|1516161.200.192.10|128.227.64.7|2984|25|6|0|1152|1|1108054985|1108054985|0128.227.
33|1232161.200.192.11|202.176.83.147|80|26294|6|0|17|196533|1|1108054831|1108054831|22121
|1|52|1|1108054987|1108054987|0161.200.129.100|202.44.52.4|1161|80|6|0|9|2228|1|1108055
59.224|161.200.129.172|80|1514|6|0|17|9256|9|1108054766|1108055278|4161.200.129.100|202

```

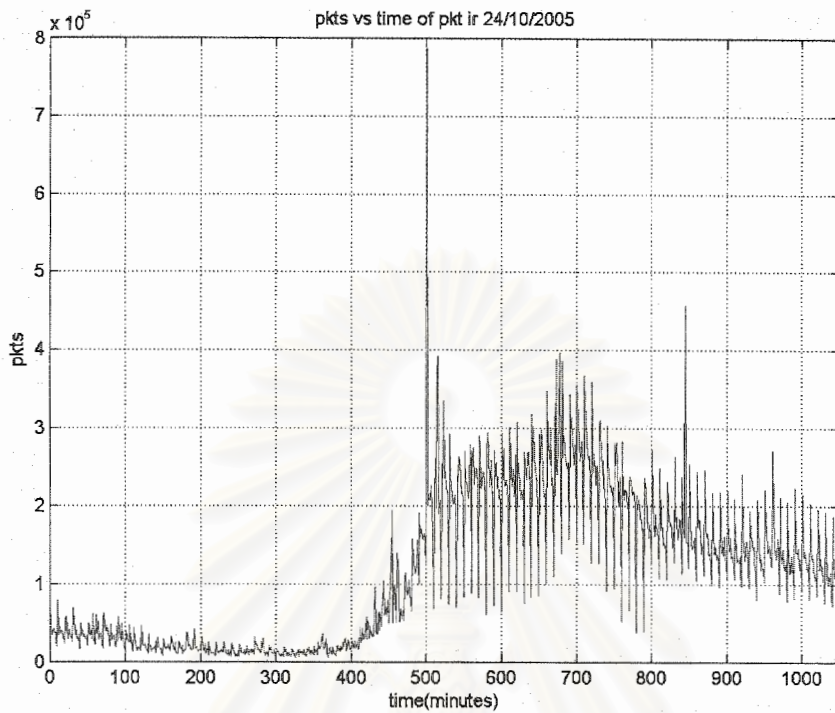
รูปที่ 3.3 ลักษณะของกราฟฟิคที่โปรแกรม NETFLOW บันทึกในรูทเทอร์ 7513

จากผลของข้อมูลที่ได้จากโปรแกรม *NETFLOW* นี้เราจึงต้องนำข้อมูลนี้มาทำการแบ่งแยกเป็นชนิดของข้อมูล *ipIR*, *ipIDE* และ *ipOR* โดยใช้โปรแกรม *PERL* ในการแบ่งแยกชนิดข้อมูล ซึ่งในการทดลองนี้เราจะใช้ข้อมูลของวันที่ 24 ตุลาคม 2548 ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย แสดงดังรูปที่ 3.4-3.6

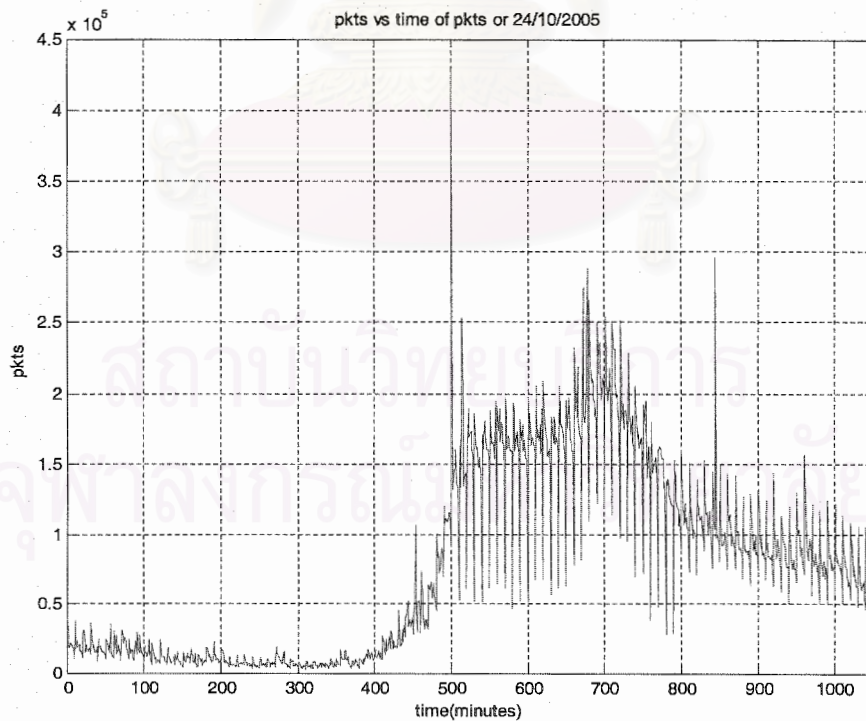


รูปที่ 3.4 ข้อมูล *ipIDE* ของรouters 7513 ในวันที่ 24/10/2005

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.5 ข้อมูล *ipIR* ของรูกเทอร์ 7513 ในวันที่ 24/10/2005



รูปที่ 3.6 ข้อมูล *ipOR* ของรูกเทอร์ 7513 ในวันที่ 24/10/2005

เราได้แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนแรก เราได้ศึกษาถึงผลของการเปลี่ยนขนาดหน้าต่าง และจำนวนรอบในการคำนวณเมตริกซ์ A ที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายต่อค่า $Threshold$ ส่วนที่สอง เรากำหนดให้จำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าเมตริกซ์ A มีค่าคงที่เท่ากับ 14 รอบ แต่ปรับเปลี่ยนค่าความกว้างของหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

เนื่องจากข้อมูลกราฟฟิคที่บันทึกได้จากโปรแกรม *NETFLOW* ที่ได้จากโครงข่ายจุพาลงกรณ์มหาวิทยาลัยนั้น ไม่ได้มีการบันทึกว่าในช่วงเวลาที่ผ่านมามีความผิดปกติขึ้นเมื่อใด ด้วยสาเหตุใด เป็นเวลานานเท่าใด ดังนั้นจากรูปที่ 3.4-3.6 ของกราฟฟิควันที่ 24 ตุลาคม 2548 เราจึงได้กำหนดให้มีความผิดปกติเกิดขึ้นที่ระบบโครงข่ายที่เวลา 500 นาที ด้วยเหตุผลที่ว่าที่เวลานี้จำนวนแพ็กเก็ตมีความเปลี่ยนแปลงอย่างมากเมื่อเทียบกับช่วงเวลาที่ติดกัน

ในการทดลองนั้นเราได้มีการกำหนดตัวแปรในการแสดงผลของแต่ละวิธีในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายดังนี้

useabruptchange หมายถึง การใช้ค่าน้อยสุดของความผิดพลาด 2 ตัว ที่ใกล้กับเวกเตอร์ความผิดปกติ $[1 \ 1 \ 1]$ มากที่สุด เป็นค่า $Threshold$

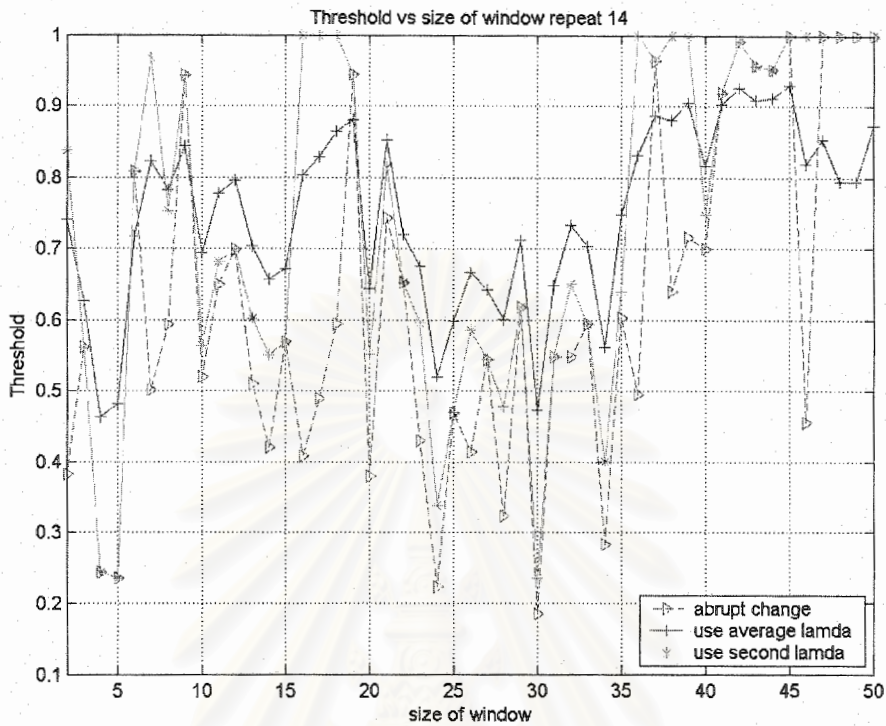
useaveragelamda หมายถึง การเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด เป็นค่า $Threshold$

usesecondlamda หมายถึง การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด เป็นค่า $Threshold$

3.3.1 ผลของการแปรเปลี่ยนขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายต่อค่า $Threshold$

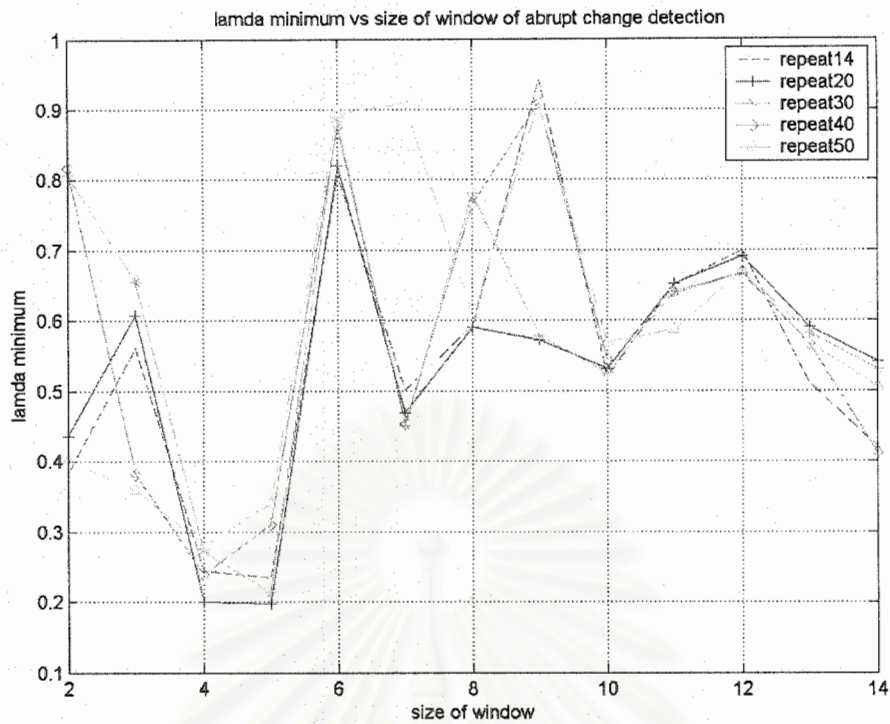
ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใดที่นำเสนอทั้งสิ้น 3 วิธี ในส่วนแรกนั้นได้ผลการทดลองดังรูปที่ 3.7-3.10

สถาบันวิทยบริการ
จุพาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

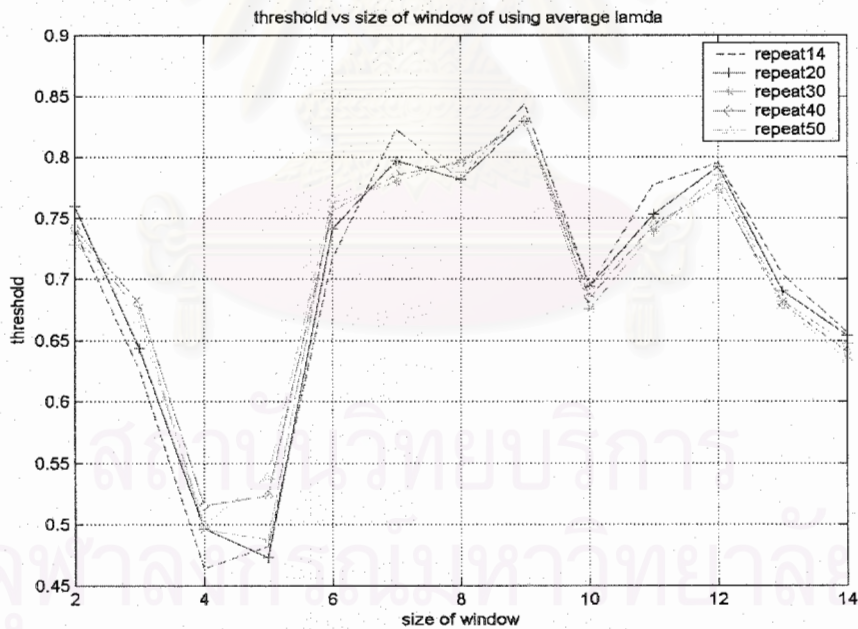


รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า *Threshold* และขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

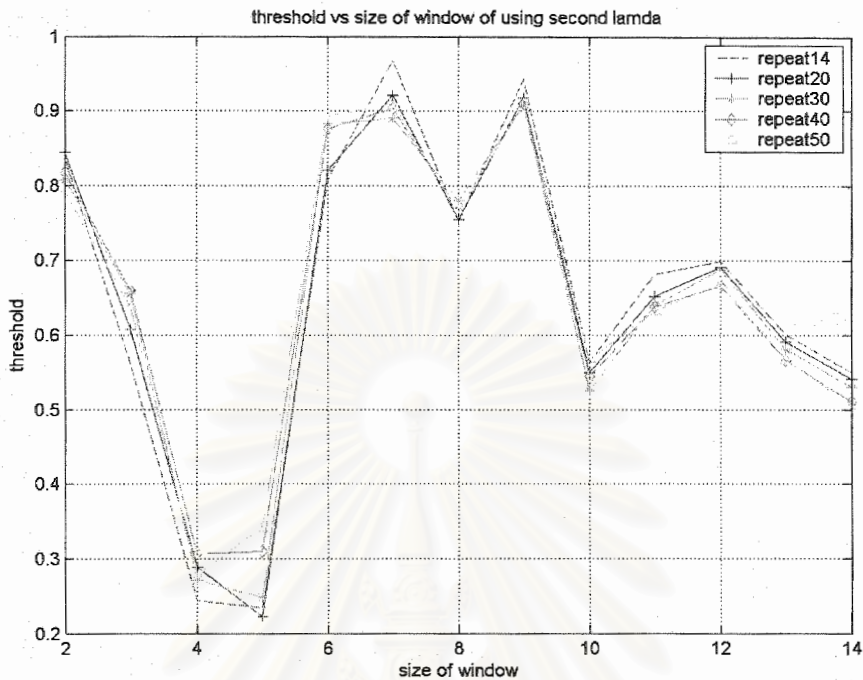
จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าค่าเกณฑ์ในการตัดสินใจว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใด วิธีการที่เรานำเสนอโดยการเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด เมื่อมีการเปลี่ยนขนาดหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายไปเรื่อยๆ มีค่าเปลี่ยนไปตามขนาดหน้าต่างที่เปลี่ยนไป และไม่มีแนวโน้ม ดังนั้นการตรวจจับความผิดปกติของโครงข่ายโดยใช้วิธีการทั้ง 3 วิธีนี้ จะต้องมีการทดสอบและเลือกค่าขนาดหน้าต่างที่เหมาะสมเพื่อที่จะทำให้ระบบการตรวจจับความผิดปกติมีประสิทธิภาพที่ดี ซึ่งขนาดหน้าต่างในทางปฏิบัติที่ควรใช้ควรอยู่ในช่วง 5 ถึง 20 นาที เนื่องจากถ้าใช้ขนาดหน้าต่างที่ยาวเกินไป จะทำให้ระบบการตรวจจับความผิดปกติไม่สามารถตรวจจับความผิดปกติได้ทันทั่วทั้ง



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า *Threshold* และขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายโดยการเลือกค่า *Threshold* จากวิธีการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า *Threshold* และขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายโดยการเลือกค่า *Threshold* จากค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด

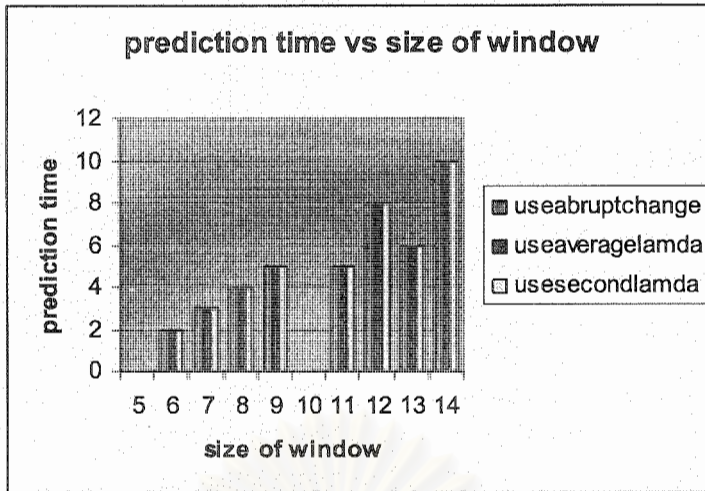


รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า *Threshold* และขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย โดยการเลือกค่า *Threshold* จากค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าค่าเกณฑ์ในการตัดสินใจว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใด วิธีการที่เราแนะนำโดยการเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด จะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามจำนวนรอบที่ใช้ในการคำนวณหาค่าเมตริกซ์ A ซึ่งค่าเกณฑ์ในการตัดสินใจว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใดในแต่ละรอบของการคำนวณหาค่าเมตริกซ์ A นั้นมีค่าที่ต่างกันอย่างมาก เพราะฉะนั้นจำนวนรอบที่ใช้ในการคำนวณหาค่าเมตริกซ์ A มีผลอย่างมาก ในกรณีที่จำนวนรอบในการคำนวณหาค่าเมตริกซ์ A ถูกเลือกไม่เหมาะสม จะส่งผลให้ระบบโครงข่ายของเราเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดบ่อยครั้ง ในส่วนของการเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด การเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด จำนวนรอบในการคำนวณหาค่าเมตริกซ์ A ไม่ค่อยมีผลมากนักต่อค่าเกณฑ์ในการตัดสินใจว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติ

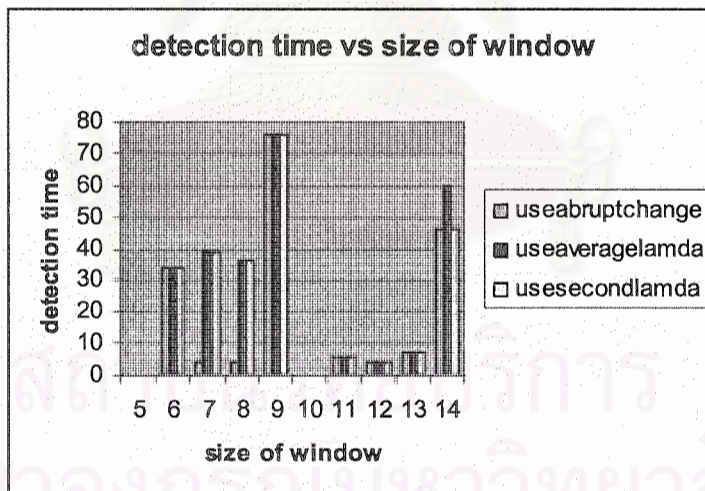
3.3.2 จำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าเมตริกซ์ A มีค่าคงที่เท่ากับ 14 รอบ แต่ปรับเปลี่ยนค่าความกว้างของหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใดที่นำเสนอทั้งสิ้น 3 วิธี ในส่วนแรกนั้นได้ผลการทดลองดังรูปที่ 3.11-3.15



รูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ

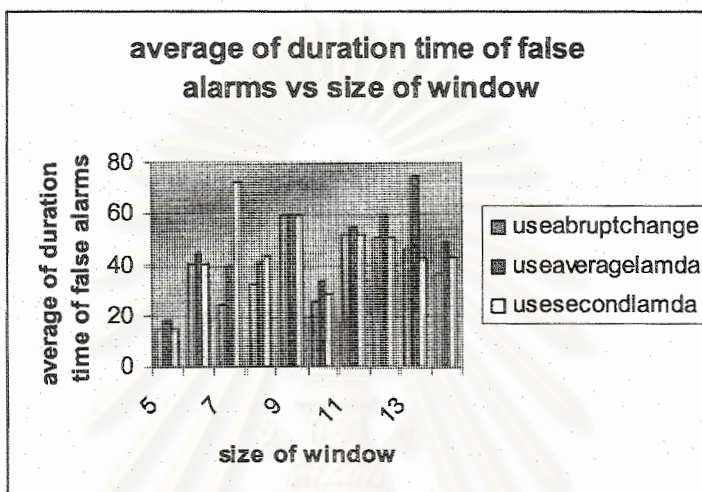
จากผลการทดลองดังรูปที่ 3.11 ขนาดของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายที่ต่างกัน โดยที่ทั้ง 3 วิธีที่ทดสอบนั้นให้ผลของเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายเท่ากัน ทุกขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากกราฟฟิกที่ใกล้กับช่วงเวลา 500 มีการเกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นอย่างมากเป็นผลให้ค่าความผิดปกติในช่วงนี้มีค่าที่สูงมาก ดังนั้นค่าเกณฑ์ของทั้ง 3 วิธีซึ่งให้ค่าเกณฑ์ที่แตกต่างกัน ไม่มีผลเพราะ ค่าความผิดปกติของโนดเกินค่าเกณฑ์ของทั้ง 3 วิธี



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยของเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติหลังเกิดความเสียหายและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ

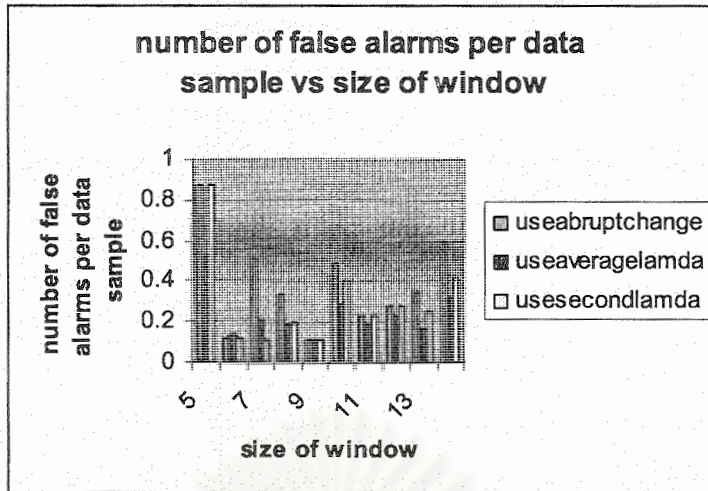
จากผลการทดลองดังรูปที่ 3.12 จะเห็นได้ว่าขนาดของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่แตกต่างกันและการเลือกใช้วิธีที่หาค่าเกณฑ์แตกต่างกัน จะให้ผลของเวลาที่สามารถ

ตรวจจับความผิดปกติหลังเกิดความเสียหายที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นผลมาจากค่าเกณฑ์ที่เลือกใช้เพื่อระบุว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่มีค่าที่ต่างกัน และที่ขนาดหน้าต่างต่างเท่ากันนั้น บางขนาดหน้าต่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติหลังเกิดความเสียหายมีค่าต่างกัน ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากค่าความผิดปกติของโหนดอาจไม่มากเกินไปค่าเกณฑ์ของบางวิธีทำให้เวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติหลังเกิดความเสียหายที่แตกต่างกัน



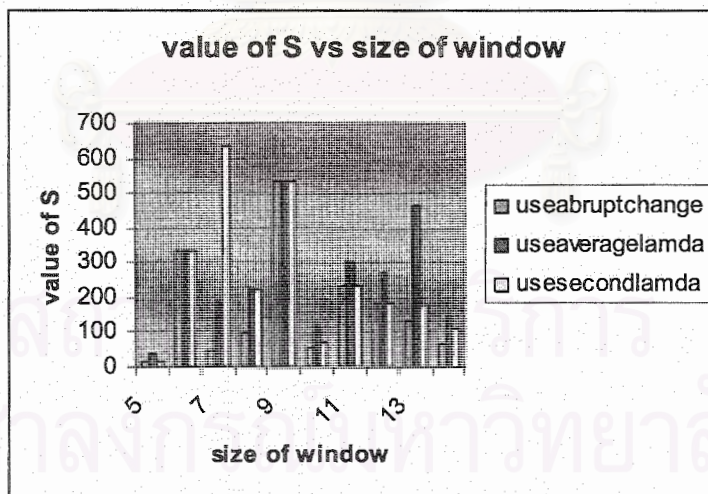
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่เกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ

จากผลการทดลองดังรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่า ขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของค่าเฉลี่ยของช่วงสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นผลมาจากค่าเกณฑ์ที่เลือกใช้เพื่อระบุว่าระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่มีค่าที่ต่างกัน และวิธีที่นำเสนอทั้ง 2 วิธีคือ การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด ให้ผลของค่าเฉลี่ยของช่วงสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่สูงกว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใด ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากค่าเกณฑ์ของทั้ง 2 วิธีมีค่าที่สูงกว่า



รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ

จากผลการทดลองดังรูปที่ 3.14 จะเห็นได้ว่าขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบ โครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นผลมาจากค่าเกณฑ์ที่เลือกใช้เพื่อระบุว่าระบบ โครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่ค่าที่ต่างกัน และวิธีที่นำเสนอทั้ง 2 วิธีคือ การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด ให้ผลของจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลที่ต่ำกว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบ โครงข่ายแบบทันทีทันใดที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากค่าเกณฑ์ของทั้ง 2 วิธีมีค่าที่สูงกว่า



รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง value of S และขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

จากผลการทดลองในกรณีนี้ จะเห็นได้ว่า ขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่เปลี่ยนไป จะให้ผลของค่า S ที่แตกต่างกัน และวิธีที่นำเสนอทั้ง 2 วิธีคือ การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความ

ผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด ให้ผลของค่า S ที่สูงกว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใด ในทุกขนาดหน้าต่าง ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากค่าเกณฑ์ของทั้ง 2 วิธีมีค่าที่สูงกว่า

3.3.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าจำนวนหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย จำนวนรอบที่ใช้ในการคำนวณเมตริกซ์ A และวิธีการที่เราเลือกใช้ในการหาค่าเกณฑ์ในการระบุว่าจะเกิดความผิดปกติในโครงข่ายหรือไม่ มีผลต่อประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ดังนั้นเราควรที่จะทดสอบเพื่อหาขนาดความกว้างหน้าต่างที่เหมาะสมที่สุดและจำนวนรอบที่ใช้ในการคำนวณเมตริกซ์ A ที่เหมาะสมที่สุดเช่นเดียวกัน เพื่อที่จะได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

4.วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ร่วมกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดโดยใช้กรรมวิธีของฟัซซีในการตัดสินใจ

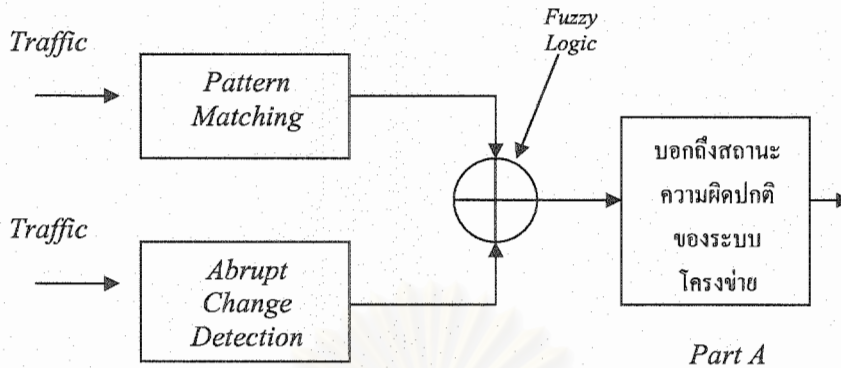
ในหัวข้อที่ผ่านมาเราได้มีการนำเสนอเนื้อหาทางทฤษฎีของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก (*Pattern Matching*) และการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด (*Abrupt Change*) ซึ่งได้เห็นถึงข้อดีข้อเสียของวิธีการทั้งสองในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ดังนั้นในบทนี้เราจะนำเสนอวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย โดยใช้วิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ร่วมกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดโดยใช้กรรมวิธีของฟัซซี (*Fuzzy*) ในการตัดสินใจ โดยที่ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายของวิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของค่าที่ผิดปกติและไม่ผิดปกติจะเป็นแบบรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมคางหมู อีกทั้งยังวิเคราะห์ถึงผลของขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่มีผลต่อความแน่นอนในการตรวจจับความผิดปกติที่อาจจะเกิดขึ้นในอนาคต

เนื้อหาในหัวข้อนี้ จะแบ่งเป็น 3 ส่วน โดยส่วนที่ 1 จะเกี่ยวข้องกับวิธีการที่เราแนะนำเสนอในการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ร่วมกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ส่วนที่ 2 แสดงถึงดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ส่วนที่ 3 จะแสดงถึงผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

4.1 วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ร่วมกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดโดยใช้กรรมวิธีของฟัซซีในการตัดสินใจ

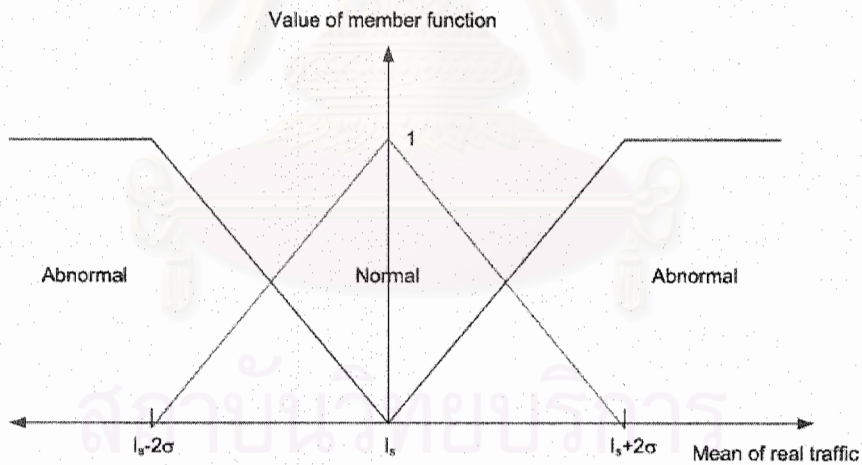
โดยการตรวจจับความผิดปกติของกราฟฟิกนี้ เราจะใช้ 2 วิธี ร่วมกันในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายเบื้องต้น ในการบอกว่าข้อมูลในช่วงนั้นมีความผิดปกติมากน้อยเพียงใด เราจะนำวิธีการของการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และ แบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด

ร่วมกันในการตรวจจับความผิดปกติ โดยที่ใช้กรรมของฟัซซี่ มาใช้เป็นหลักในการตัดสินใจว่าในคใน ระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่ แสดงดังรูปที่ 4.1

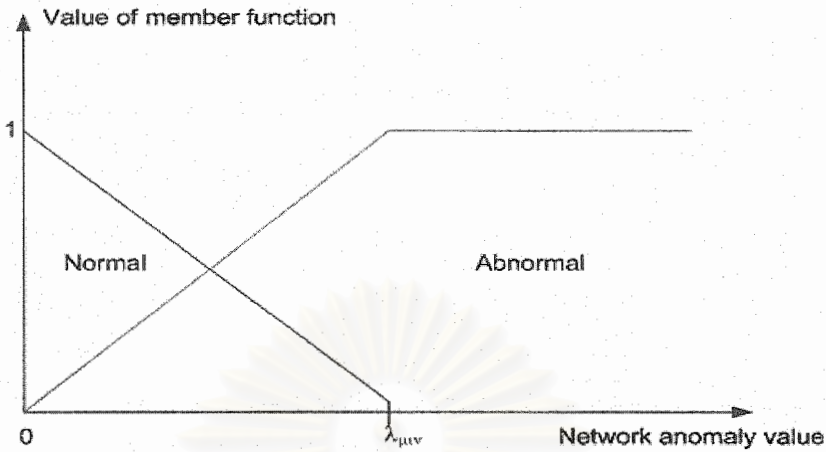


รูปที่ 4.1 การตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายโดยใช้วิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกพร้อมกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดโดยใช้กรรมวิธีฟัซซี่ในการตัดสินใจ

ในการใช้วิธีฟัซซี่ต้องมีการกำหนดฟังก์ชันการเป็นสมาชิกขึ้นมา ซึ่งในที่นี้เรามีการกำหนดให้ ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด เป็นแบบรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมคางหมู ประกอบไปด้วย แบบ A และแบบ B แสดงดังรูปที่ 4.2-4.9

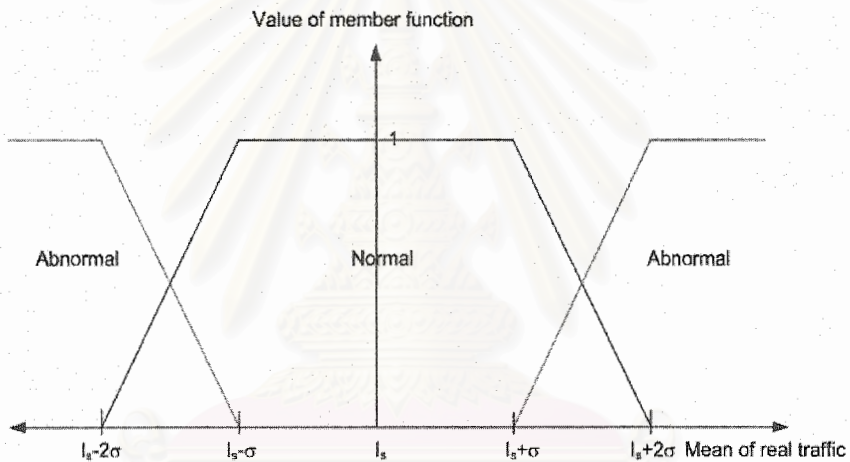


รูปที่ 4.2 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของ วิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกแบบสามเหลี่ยม แบบ A



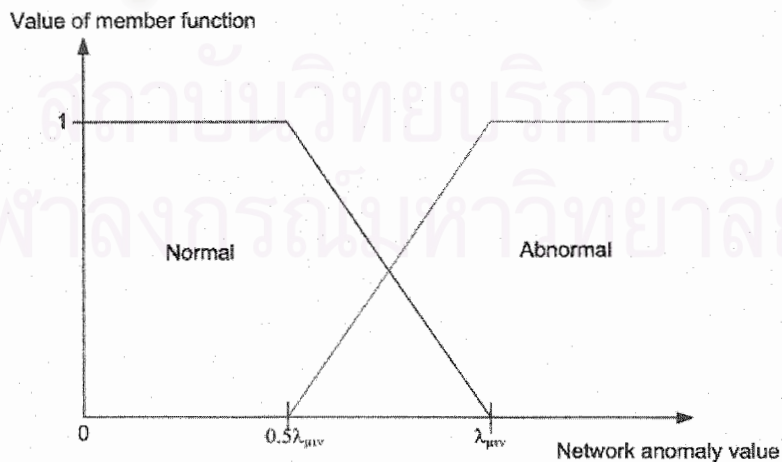
รูปที่ 4.3 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลง

ทันทีทันใดแบบสามเหลี่ยม แบบ A



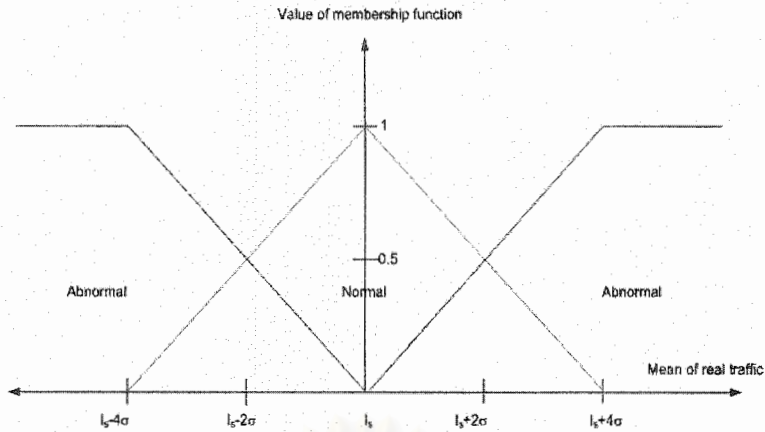
รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบ

รูปแบบกราฟฟิค แบบสี่เหลี่ยมคางหมู แบบ A

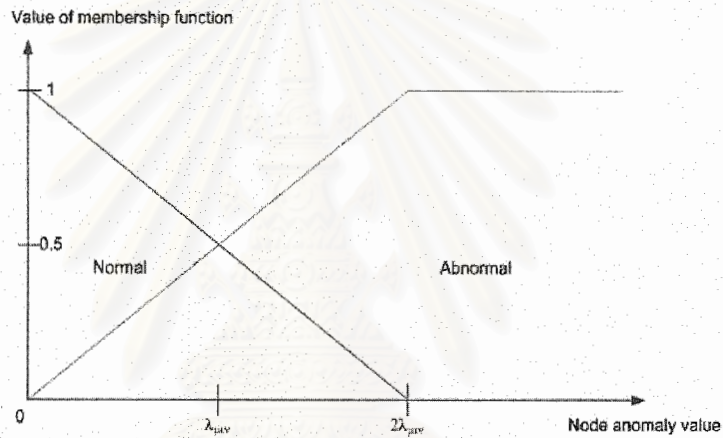


รูปที่ 4.5 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลง

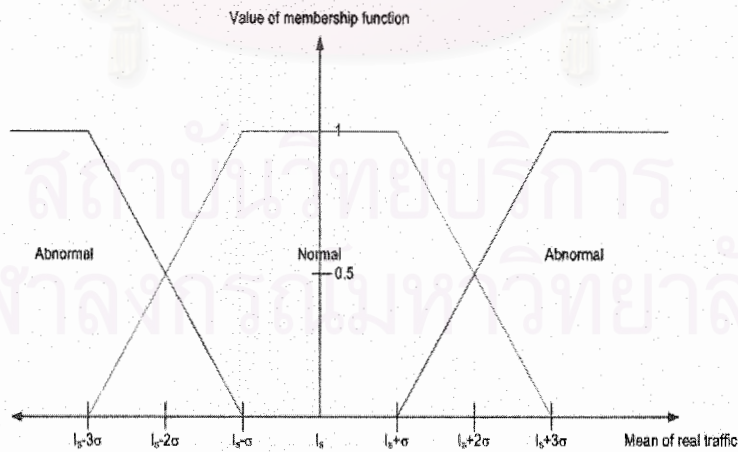
ทันทีทันใด แบบสี่เหลี่ยมคางหมู แบบ A



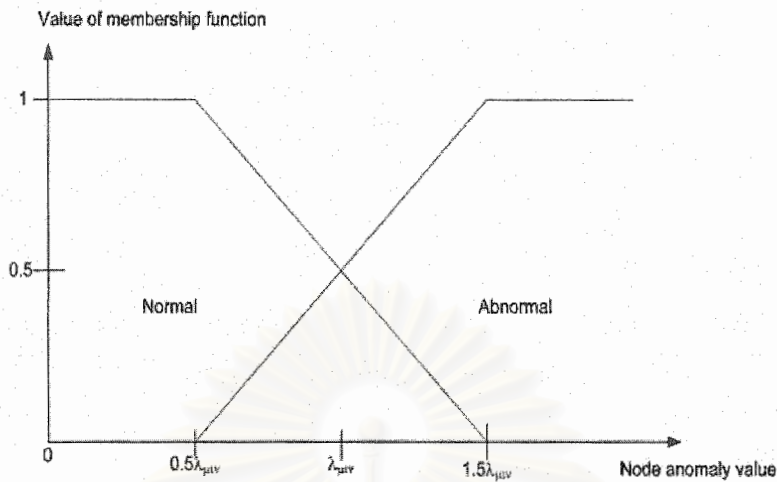
รูปที่ 4.6 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของ วิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคแบบสามเหลี่ยม แบบ B



รูปที่ 4.7 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดแบบสามเหลี่ยม แบบ B



รูปที่ 4.8 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค แบบสี่เหลี่ยมคางหมู แบบ B



รูปที่ 4.9 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบ โครงข่ายแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด แบบสี่เหลี่ยมคางหมู แบบ B

โดยที่ แบบ A นั้นเป็นการกำหนดฟังก์ชันการเป็นสมาชิกแบบโอเนอเชิงไปทางทางด้านความผิดปกติ แต่แบบ B นั้นเป็นการกำหนดฟังก์ชันการเป็นสมาชิกแบบมีความยุติธรรม เนื่องจากวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและแบบทันทีทันใดมีค่าเกณฑ์ของความผิดปกติอยู่ที่ $\pm 2\sigma$ และ λ_{min} ตามลำดับ ดังนั้นค่านี้จึงกำหนดให้ค่าฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของสถานะปกติและสถานะผิดปกติของแต่ละวิธี มีค่าฟังก์ชันการเป็นสมาชิกเป็น 0.5

ในที่นี้กำหนดให้ทั้งวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและแบบทันทีทันใด มีสถานะของโหนดทั้งสิ้น 2 สถานะ คือ 0 แทนสถานะที่ไม่เกิดความผิดปกติ และ 1 แทนสถานะที่เกิดความผิดปกติ หลังจากนั้นต้องมีการกำหนดสถานะของ โหนดเมื่อสถานะของแต่ละวิธีในการตรวจจับความผิดปกติแสดงขึ้น แสดงดังตารางที่ 4.1-4.4

		Pattern Matching		
		Normal(0)	Alarm(1)	
Normal(0)		0	0	Abrupt
Alarm(1)		1	1	Change Detection

ตารางที่ 4.1 การเปลี่ยนสถานะของโหนดเมื่อมีการใช้ข้อมูลแสดงสถานะความผิดปกติของวิธี ตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และ เปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ในกรณีที่เชื่อในวิธีของการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด

Pattern Matching

	Normal(0)	Alarm(1)	
Normal(0)	0	1	Abrupt Change Detection
Alarm(1)	0	1	

ตารางที่ 4.2 การเปลี่ยนสถานะของ โหนดเมื่อมีการใช้ข้อมูลแสดงสถานะความผิดปกติของวิธี ตรวจสอบจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และ เปลี่ยนแปลงทันทีทันใดในกรณีที่เชื่อในวิธีของการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก

Pattern Matching

	Normal(0)	Alarm(1)	
Normal(0)	0	1	Abrupt Change Detection
Alarm(1)	1	1	

ตารางที่ 4.3 การเปลี่ยนสถานะของ โหนดเมื่อมีการใช้ข้อมูลแสดงสถานะความผิดปกติของวิธี ตรวจสอบจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และ เปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ในกรณีที่เชื่อในวิธีของการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและ เปลี่ยนแปลงทันทีทันใด

Pattern Matching

	Normal(0)	Alarm(1)	
Normal(0)	0	0	Abrupt Change Detection
Alarm(1)	0	1	

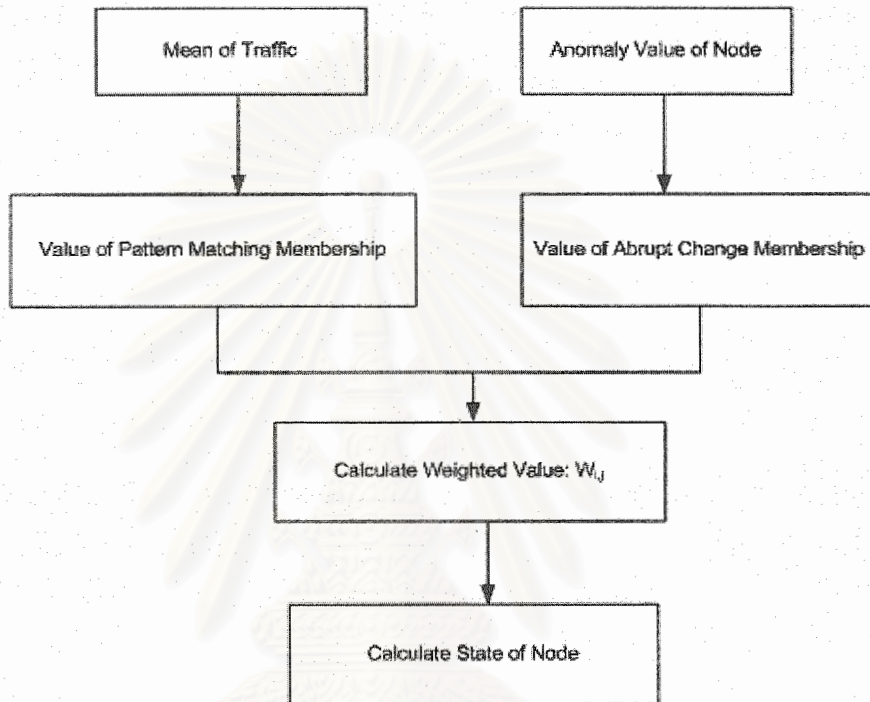
ตารางที่ 4.4 การเปลี่ยนสถานะของ โหนดเมื่อมีการใช้ข้อมูลแสดงสถานะความผิดปกติของวิธี ตรวจสอบจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และ เปลี่ยนแปลงทันทีทันใดในกรณีที่เชื่อว่าจะเกิดความผิดปกติขึ้นถ้าสถานะความผิดปกติของวิธีของการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดมีสถานะผิดปกติ

โดยที่ $w_{i,j}$ คือ ค่าถ่วงน้ำหนักของ สถานะที่ i ของวิธีตรวจสอบจับความผิดปกติแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดและ สถานะที่ j ของวิธีเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก และผลของสถานะของ โหนดในระบบโครงข่ายหาได้จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) ตามลำดับ

$$w_{i,j} = \min\{F_{state}(Abruptchange), F_{state}(Patternmatch)\} \quad (4.1)$$

$$State_of_node = \frac{\sum w_{i,j} * state}{\sum w_{i,j}} \quad (4.2)$$

หลักการในการดำเนินงานของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ร่วมกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดโดยกรรมวิธีการของฟัชซีในการตัดสินใจแสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 การดำเนินงานของการตรวจจับความผิดปกติโดยใช้ฟัชซี

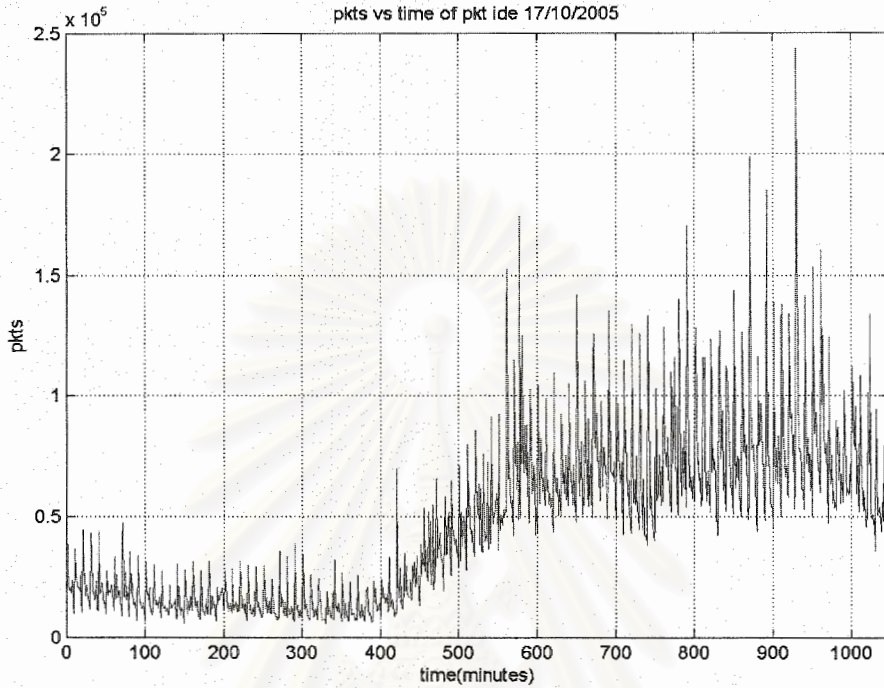
จากรูป 4.10 จะเห็นว่าขั้นตอนการดำเนินงานของวิธีฟัชซีเริ่มจาก วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบ เปรียบเทียบ รูปแบบกราฟฟิกคำนวณค่าเฉลี่ยของกราฟฟิก เช่นเดียวกับวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใดคำนวณค่าความผิดปกติของโหนด หลังจากนั้นนำค่าทั้งสองไปหาฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของแต่ละวิธีจากรูปที่ 4.2-4.9 เมื่อคำนวณค่าฟังก์ชันการเป็นสมาชิกแล้ว ทำการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักของสถานะที่ i ของวิธีตรวจจับความผิดปกติแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดและ สถานะที่ j ของวิธีเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ตามสมการที่ (4.1) หลังจากนั้นจะทำการคำนวณสถานะของโหนดโดยสมการที่ (4.2) โดยถ่วงน้ำหนักของโหนดมีค่าใกล้เคียง 0 (สถานะปกติ) มากกว่า 1 (สถานะผิดปกติ) แสดงว่าในขณะนั้น โหนดที่ถูกตรวจจับความผิดปกติอยู่ในสถานะปกติ ในทางตรงกันข้าม โหนดจะอยู่ในสถานะผิดปกติ

4.2 ดัชนีชี้วัดที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ดัชนีชี้วัดในการประเมินประสิทธิภาพของวิธีตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายในบทนี้จะใช้ดัชนีชี้วัดเหมือนกับดัชนีชี้วัดในหัวข้อที่ 3

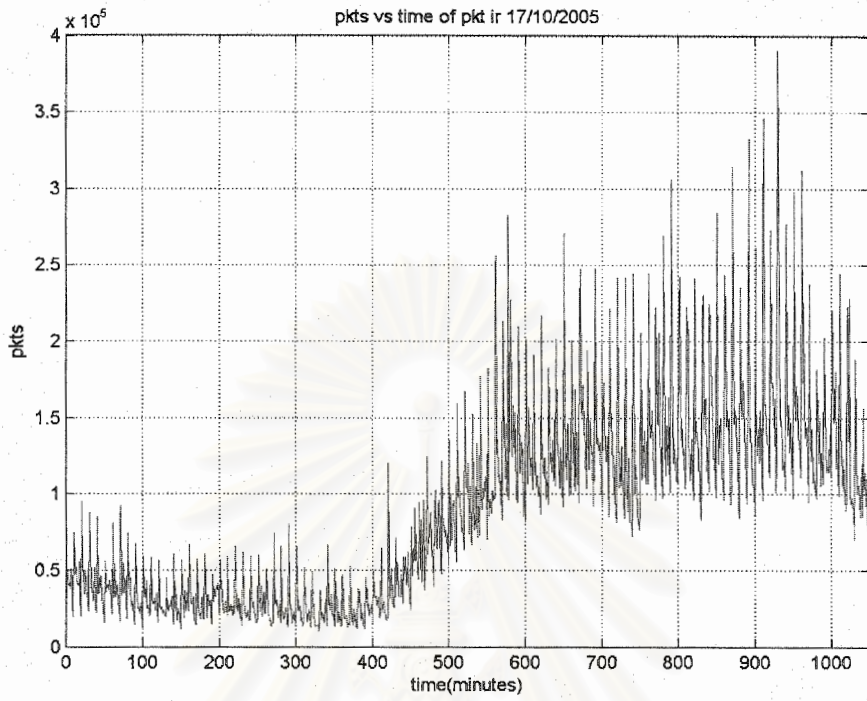
4.3 ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

โดยการทดลองนี้เราจะใช้ข้อมูลกราฟฟิกจากโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยจำนวนทั้งสิ้น 6 วัน ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ซึ่งประกอบไปด้วย วันที่ 17, 18, 19, 20, 21 และ 24 ของเดือนตุลาคม พ.ศ.2548 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.11-4.28

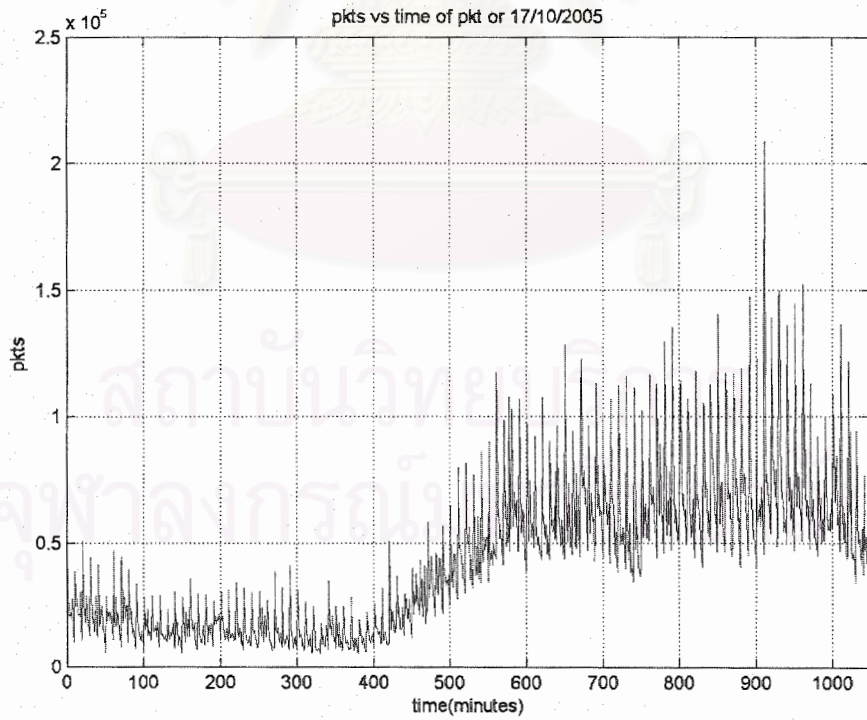


รูปที่ 4.11 ข้อมูล *ipIDE* ของรูกเตอร์ 7513 ในวันที่ 17/10/2005

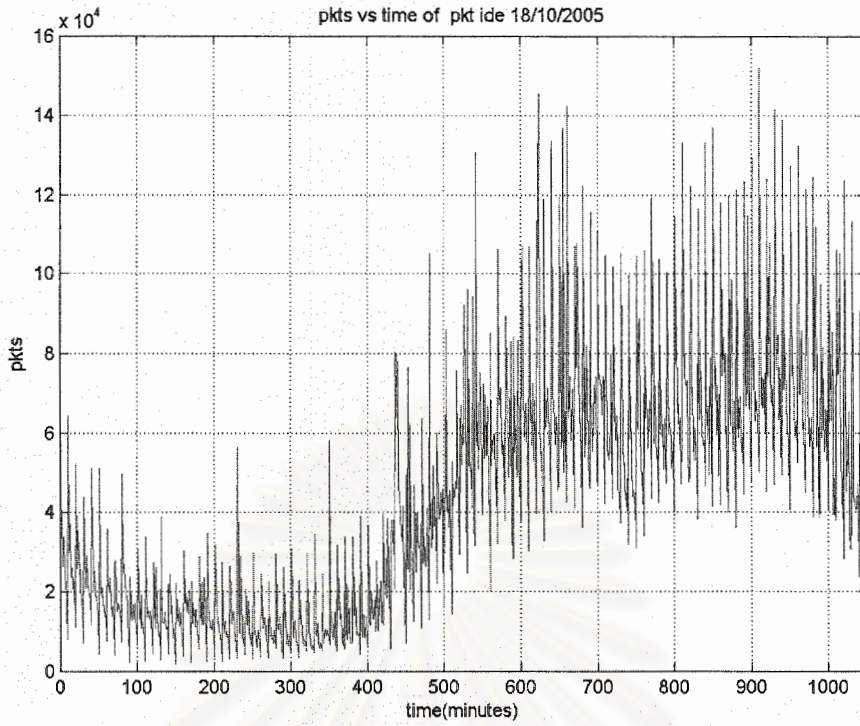
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



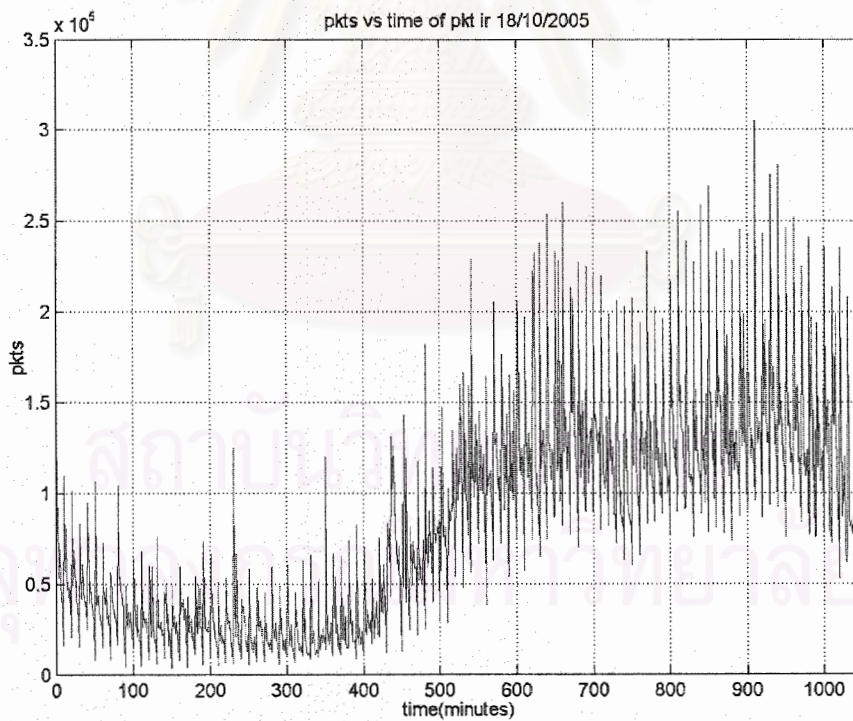
รูปที่ 4.12 ข้อมูล *ipIR* ของรุตเทอร์ 7513 ในวันที่ 17/10/2005



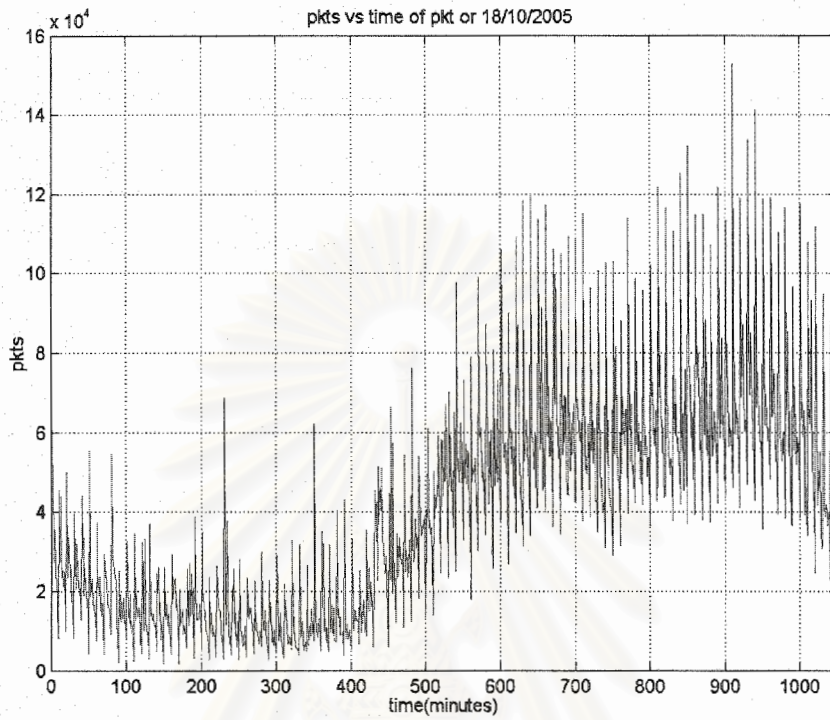
รูปที่ 4.13 ข้อมูล *ipOR* ของรุตเทอร์ 7513 ในวันที่ 17/10/2005



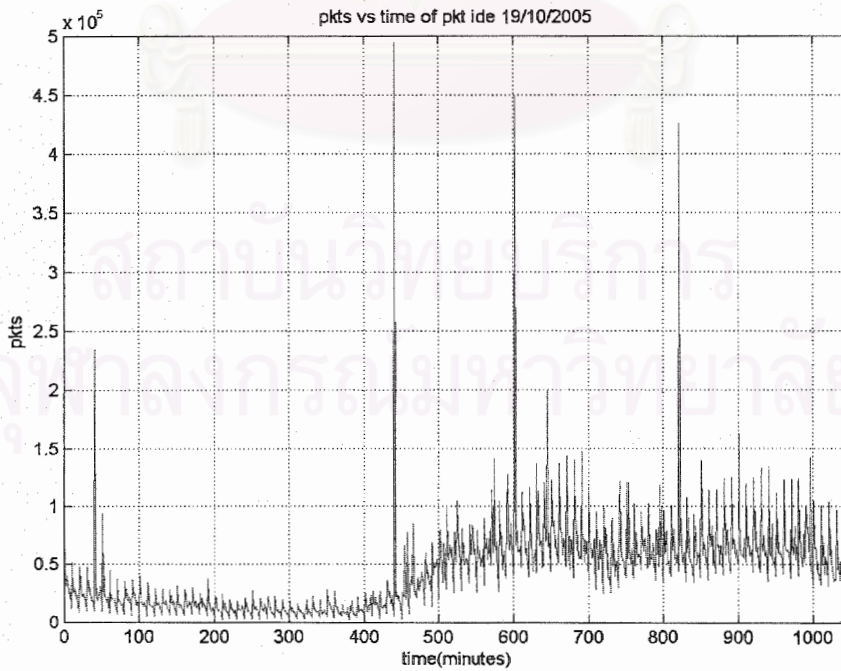
รูปที่ 4.14 ข้อมูล *ipIDE* ของรุตเตอร์ 7513 ในวันที่ 18/10/2005



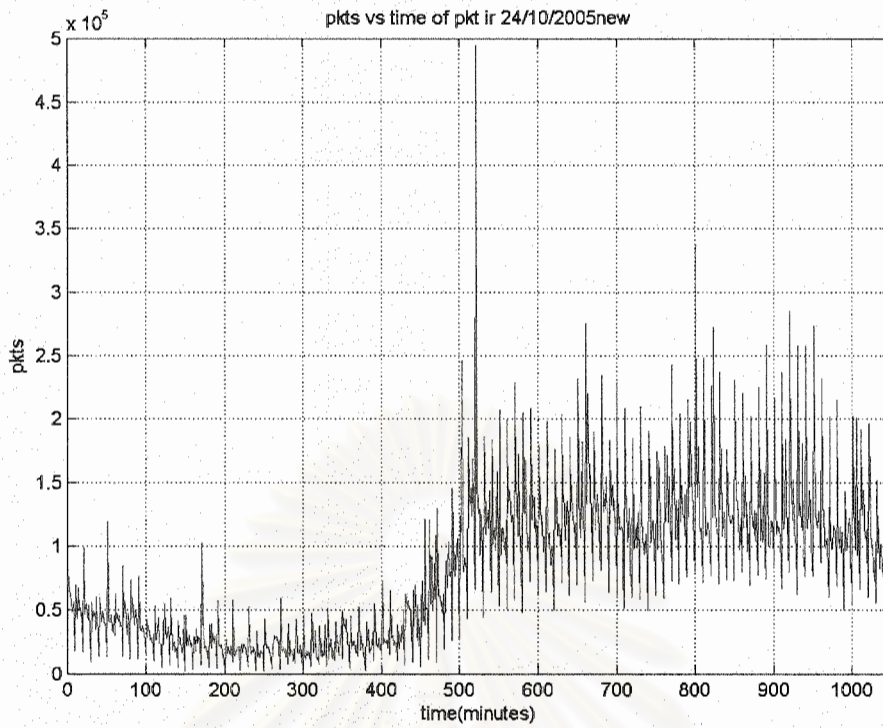
รูปที่ 4.15 ข้อมูล *ipIR* ของรุตเตอร์ 7513 ในวันที่ 18/10/2005



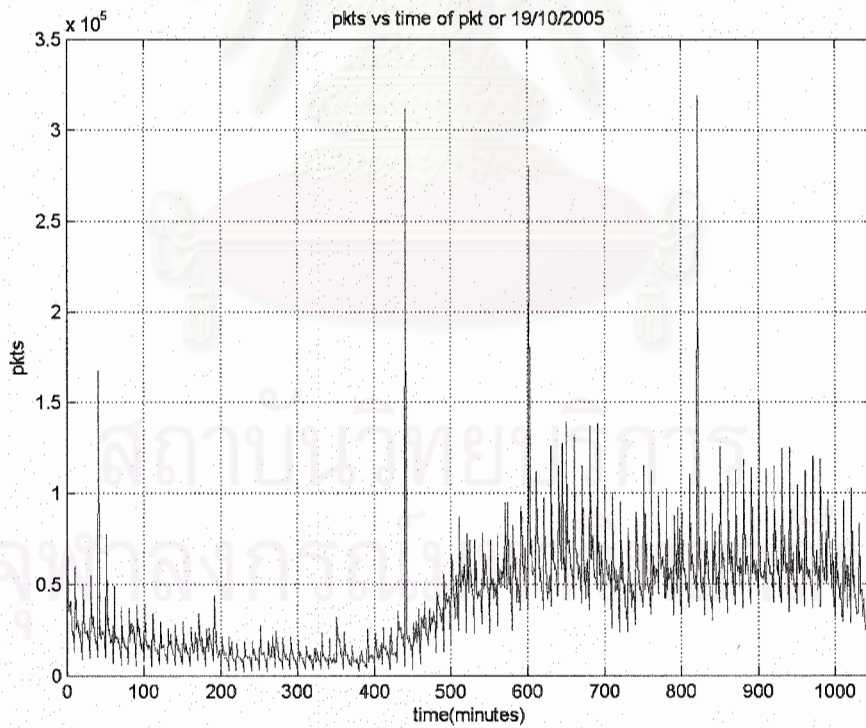
รูปที่ 4.16 ข้อมูล *ipOR* ของรุตเตอร์ 7513 ในวันที่ 18/10/2005



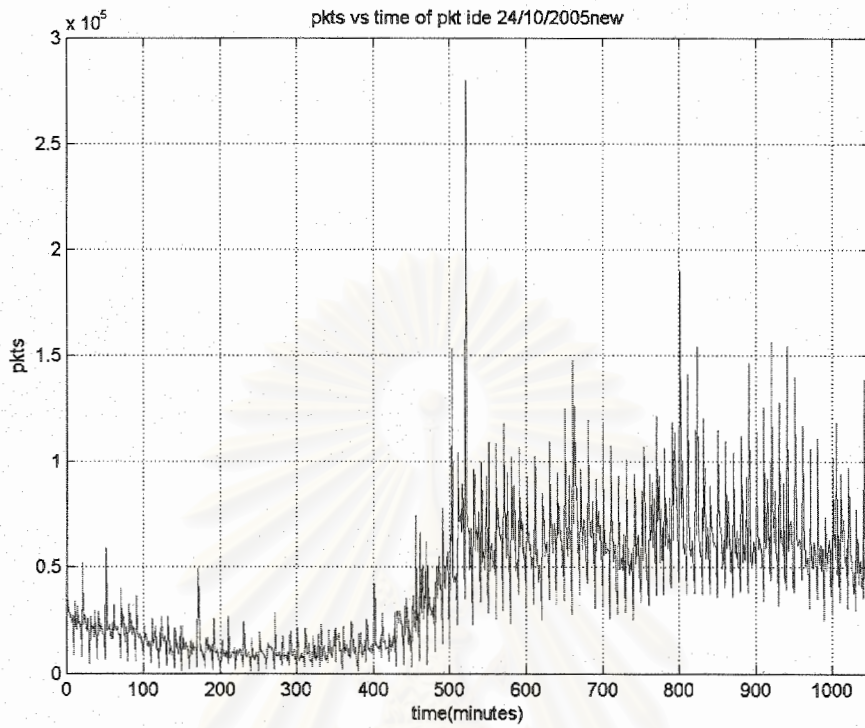
รูปที่ 4.17 ข้อมูล *ipIDE* ของรุตเตอร์ 7513 ในวันที่ 19/10/2005



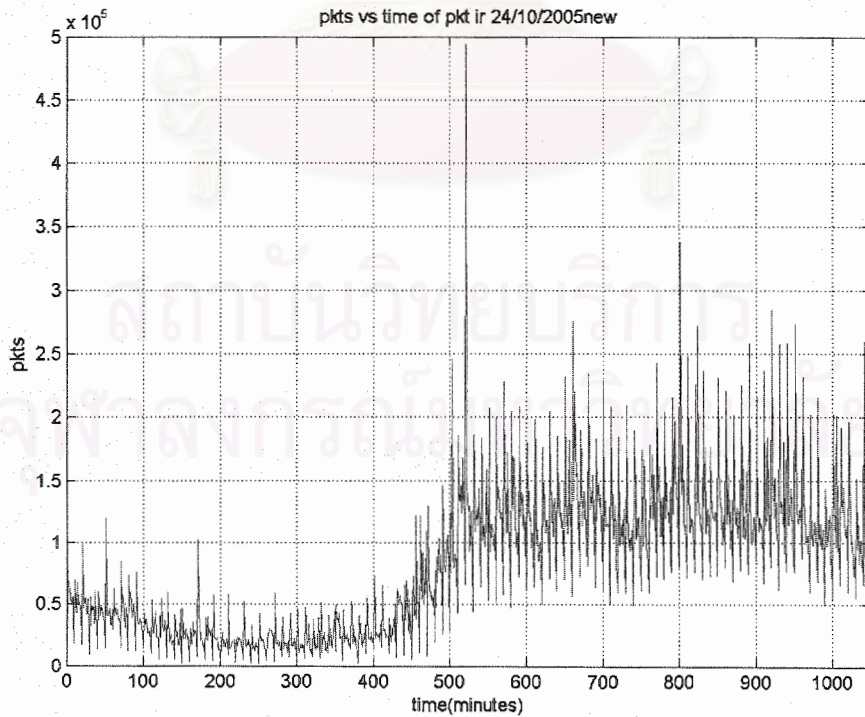
รูปที่ 4.18 ข้อมูล *ipIR* ของรุตเตอร์ 7513 ในวันที่ 19/10/2005



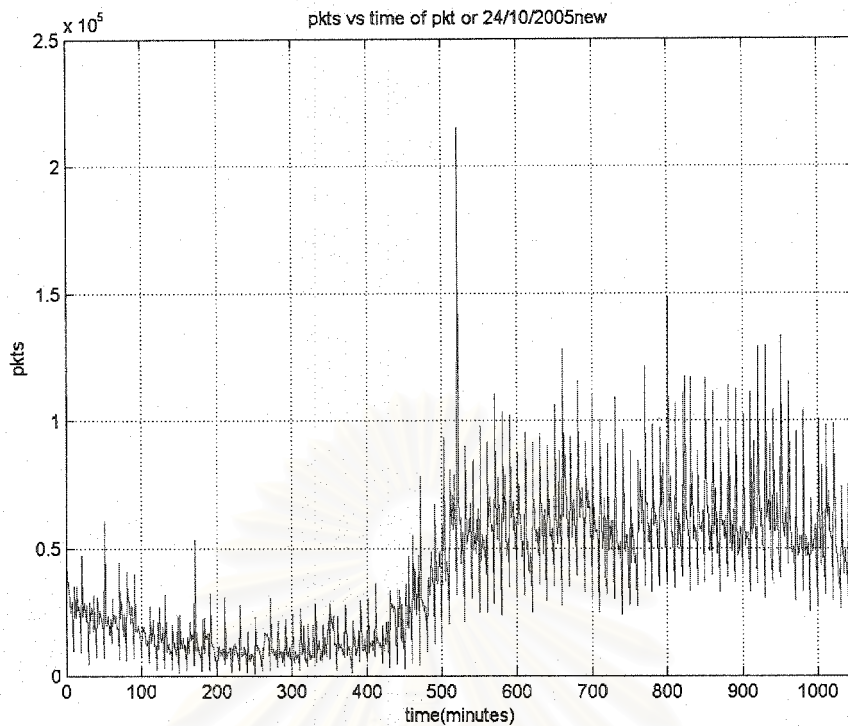
รูปที่ 4.19 ข้อมูล *ipOR* ของรุตเตอร์ 7513 ในวันที่ 19/10/2005



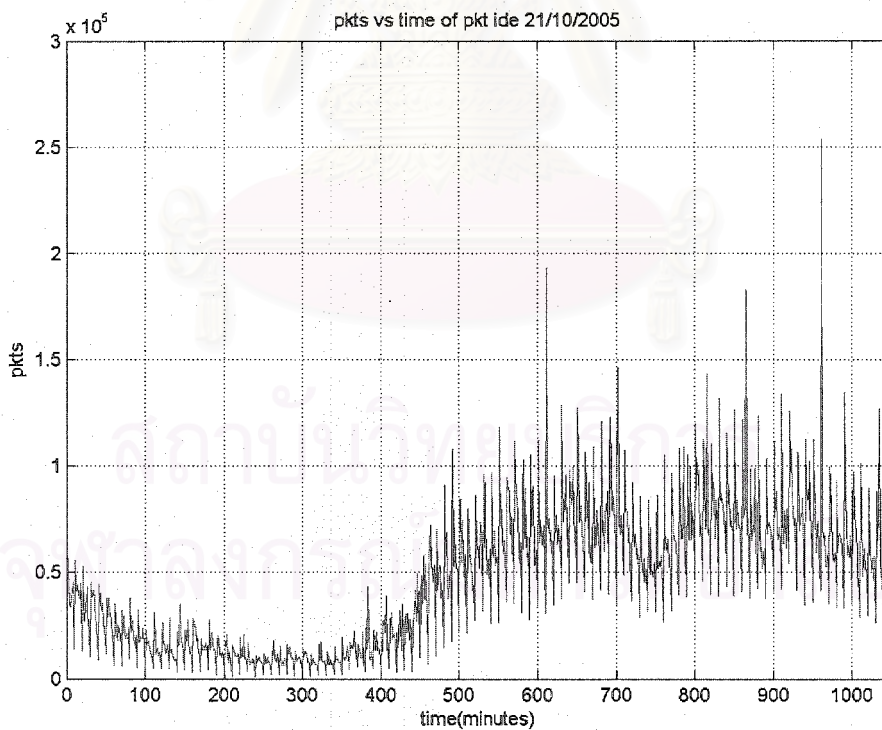
รูปที่ 4.20 ข้อมูล *ipIDE* ของรูกเตอร์ 7513 ในวันที่ 20/10/2005



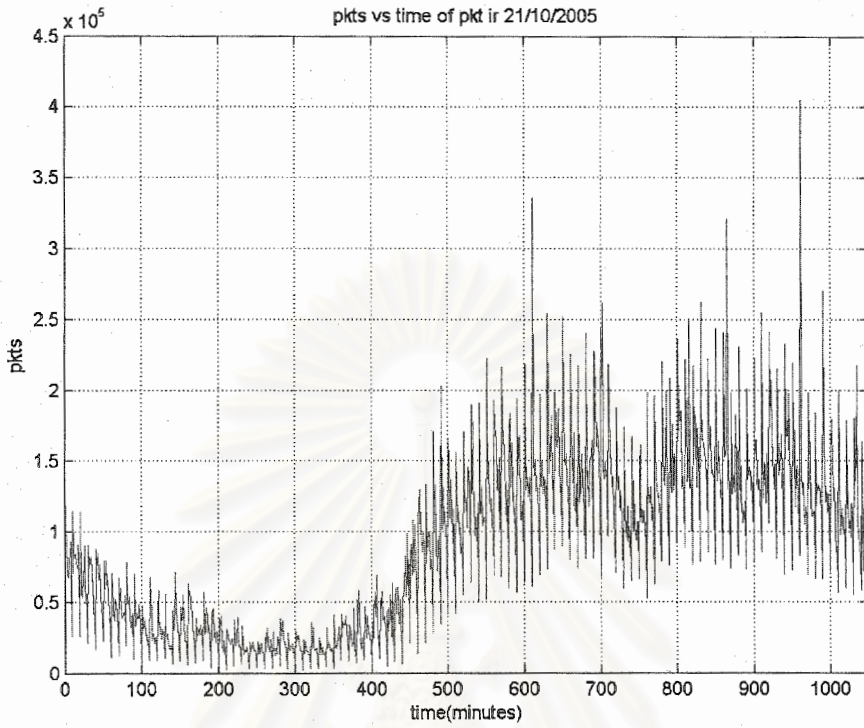
รูปที่ 4.21 ข้อมูล *ipIR* ของรูกเตอร์ 7513 ในวันที่ 20/10/2005



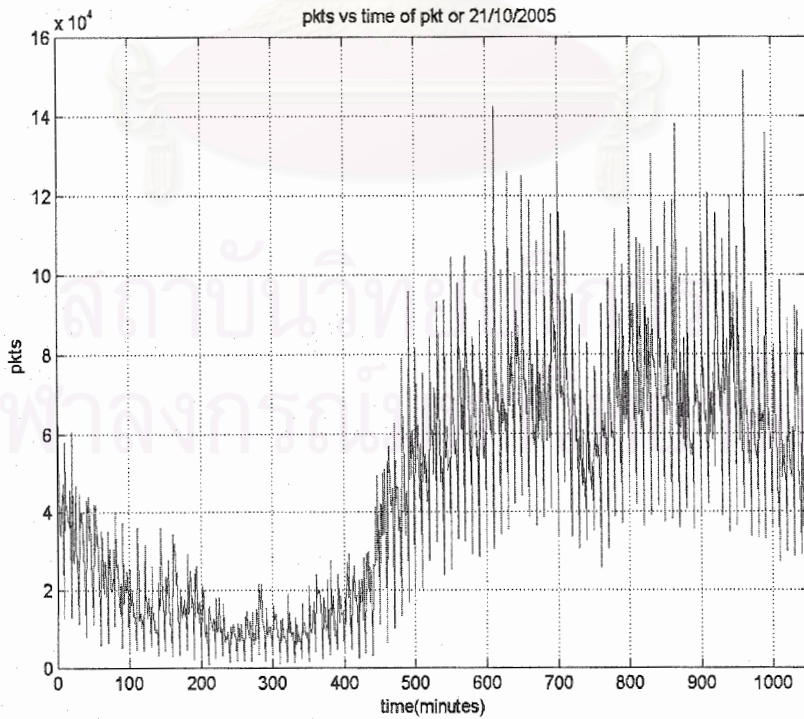
รูปที่ 4.22 ข้อมูล *ipOR* ของรุตเทอร์ 7513 ในวันที่ 20/10/2005



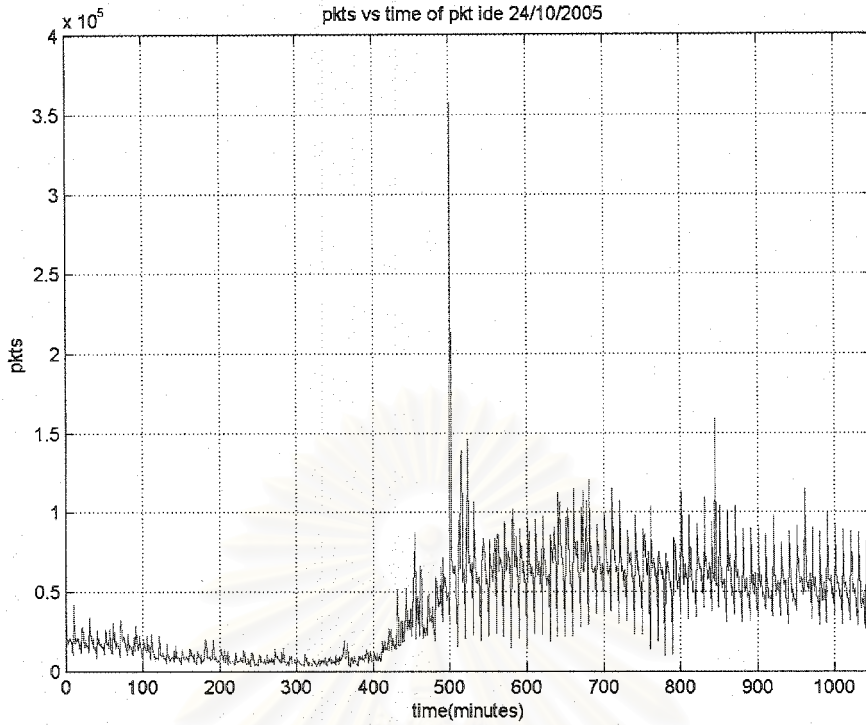
รูปที่ 4.23 ข้อมูล *ipIDE* ของรุตเทอร์ 7513 ในวันที่ 21/10/2005



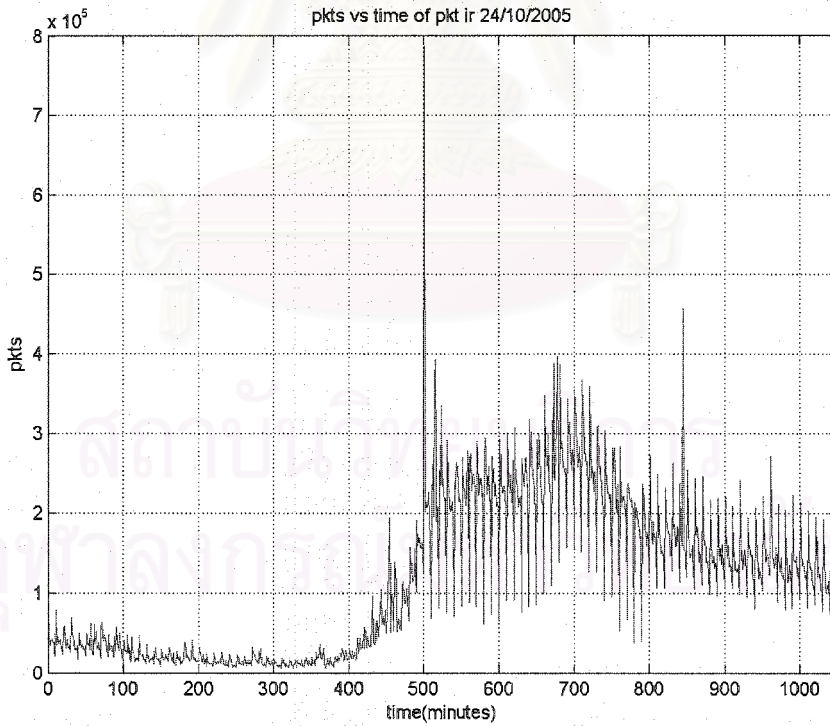
รูปที่ 4.24 ข้อมูล *ipIR* ของรุตเทอร์ 7513 ในวันที่ 21/10/2005



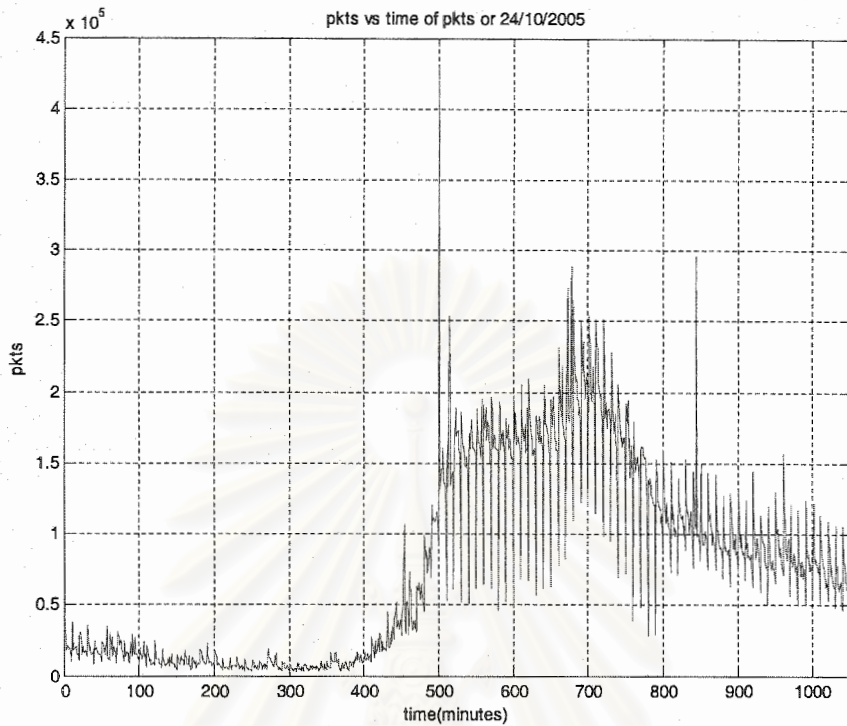
รูปที่ 4.25 ข้อมูล *ipOR* ของรุตเทอร์ 7513 ในวันที่ 21/10/2005



รูปที่ 4.26 ข้อมูล *ipIDE* ของรูกทเทอร์ 7513 ในวันที่ 24/10/2005



รูปที่ 4.27 ข้อมูล *ipIR* ของรูกทเทอร์ 7513 ในวันที่ 24/10/2005



รูปที่ 4.28 ข้อมูล ipOR ของรูดเตอร์ 7513 ในวันที่ 24/10/2005

ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของวิธีการพีชชี เราจะทำการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในวันที่ 24 ตุลาคม 2548 และใช้ข้อมูลของวันที่ 17-24 ตุลาคม 2548 สำหรับเป็นฐานข้อมูลในอดีตในการใช้วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก เราได้แบ่งการทดลองออกเป็น 1 ส่วน คือ กำหนดให้จำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าเมตริกซ์ A มีค่าคงที่เท่ากับ 14 รอบ แต่ปรับเปลี่ยนค่าความกว้างของหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

เนื่องจากข้อมูลกราฟฟิกที่บันทึกได้จากโปรแกรม NETFLOW ที่ได้จากโครงข่ายจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยนั้น ไม่ได้มีการบันทึกว่าในช่วงเวลาที่ผ่านมามีความผิดปกติขึ้นเมื่อใด ด้วยสาเหตุใด เป็นเวลานานเท่าใด ดังนั้นจากรูปที่ 4.22-4.24 ของกราฟฟิกวันที่ 24 ตุลาคม 2548 เราจึงได้กำหนดให้มีความผิดปกติเกิดขึ้นที่ระบบโครงข่ายที่เวลา 500 นาที ด้วยเหตุผลที่ว่าที่เวลานี้จำนวนแพ็กเก็ตมีความเปลี่ยนแปลงอย่างมากเมื่อเทียบกับช่วงเวลาที่ติดกัน

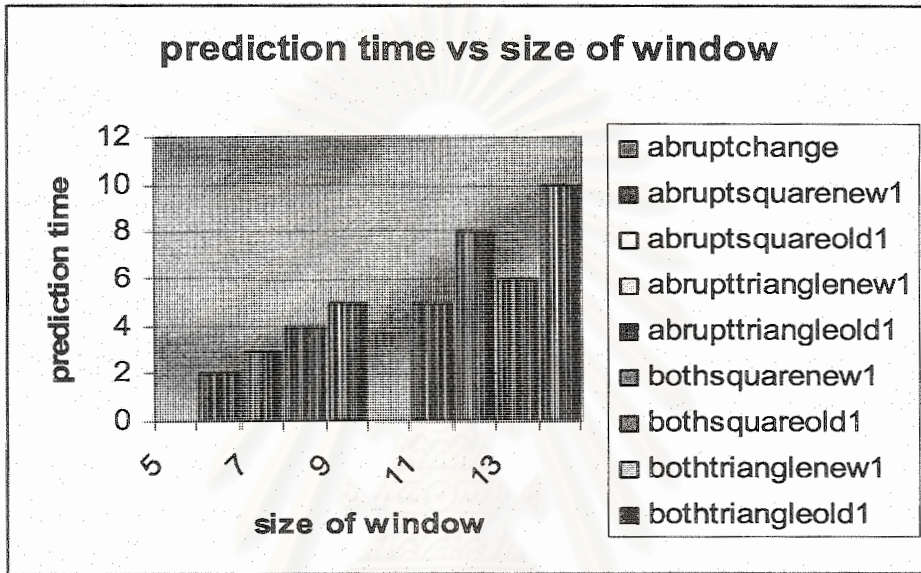
ในการทดลองนั้นเราได้มีการกำหนดตัวแปรในการแสดงผลของแต่ละวิธีในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายดังนี้

patternmatching หมายถึง การตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก

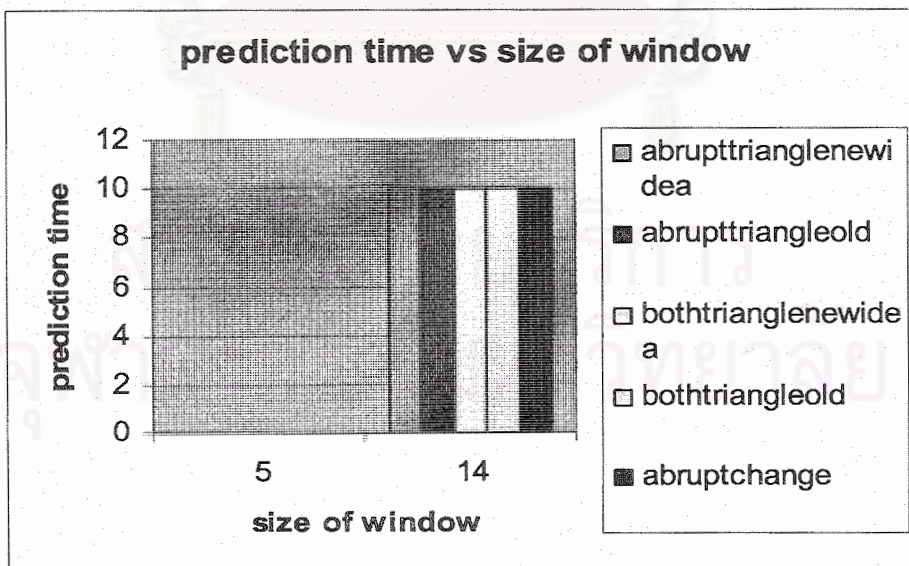
abruptchange หมายถึง การตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใด

4.3.1 จำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าเมตริกซ์ A มีค่าคงที่ 14 รอบ แต่ปรับเปลี่ยนค่าความกว้างของหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

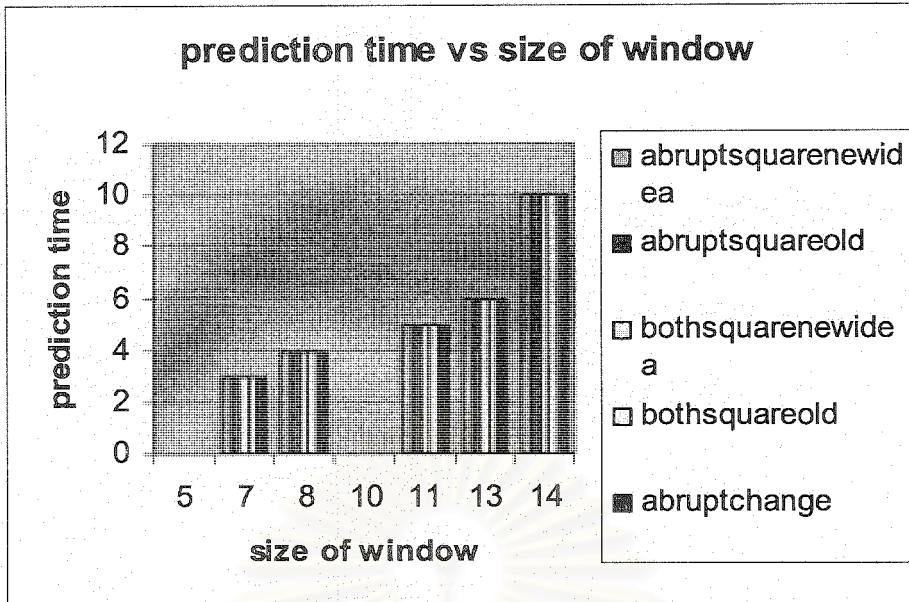
ในการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวิธีการตรวจจับความผิดปกติโดยใช้พีชชีได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.29-4.31



รูปที่ 4.29 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายก่อนเกิดความเสียหายและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายแบบ A



รูปที่ 4.30 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายก่อนเกิดความเสียหายและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายของฟังก์ชันการเป็นสมาชิกแบบ B



รูปที่ 4.31 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่ายก่อนเกิดความเสียหายและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่าย ของฟังก์ชันการเป็นสมาชิกแบบ B

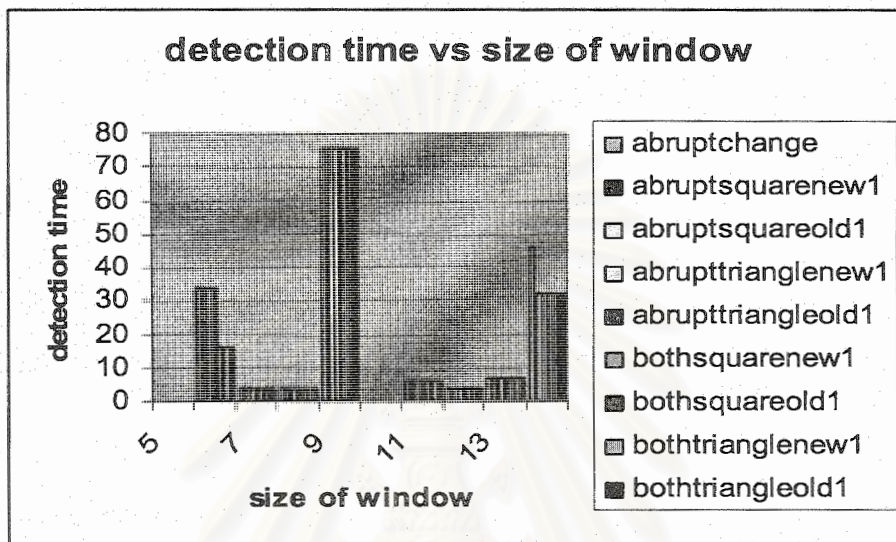
จากผลการทดลองดังรูปที่ 4.29-4.31 จะเห็นได้ว่าขนาดหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบ โครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่ายก่อนเกิดความเสียหายที่แตกต่างกัน จะเห็นได้ว่าเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติของระบบ โครงข่ายก่อนเกิดความเสียหายมีค่าเท่ากันทุกวิธีเนื่องจาก ลักษณะกราฟฟิคที่เวลาใกล้ช่วงเวลาที่เกิดความผิดปกติให้ค่าความผิดปกติของ โหนด ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ที่มีค่าสูงมาก เกินค่าเกณฑ์ และค่าเฉลี่ยกราฟฟิคจริงที่วัดได้เกินค่าที่ทำนายได้ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคดังนั้นทำให้เกินสัญญาณเตือนเกิดขึ้น

win	$T_p(ipIDE)$
5	230
6	336
7	199

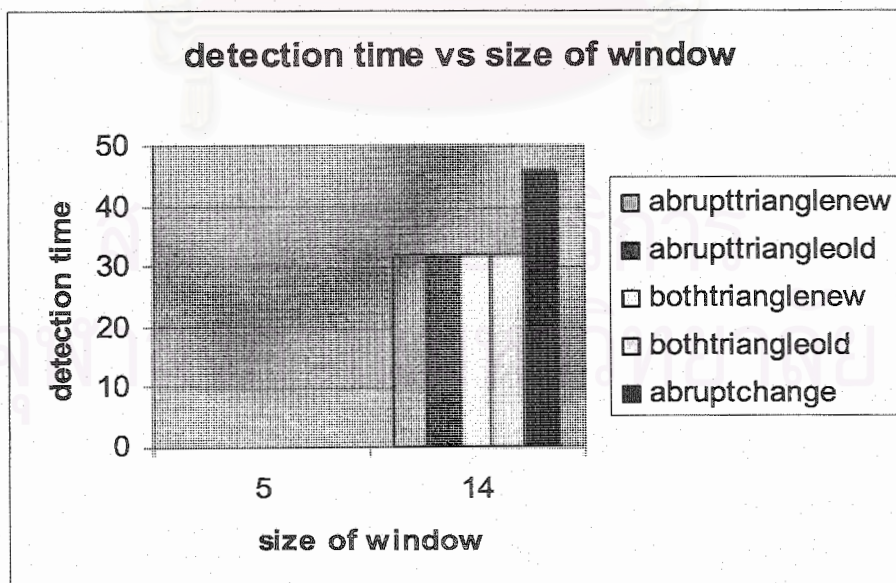
ตารางที่ 4.5 เวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนระบบ โครงข่ายเกิดความเสียหาย ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค

จากผลการทดลองดังตารางที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคไม่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายได้ในบางขนาดหน้าต่าง และที่

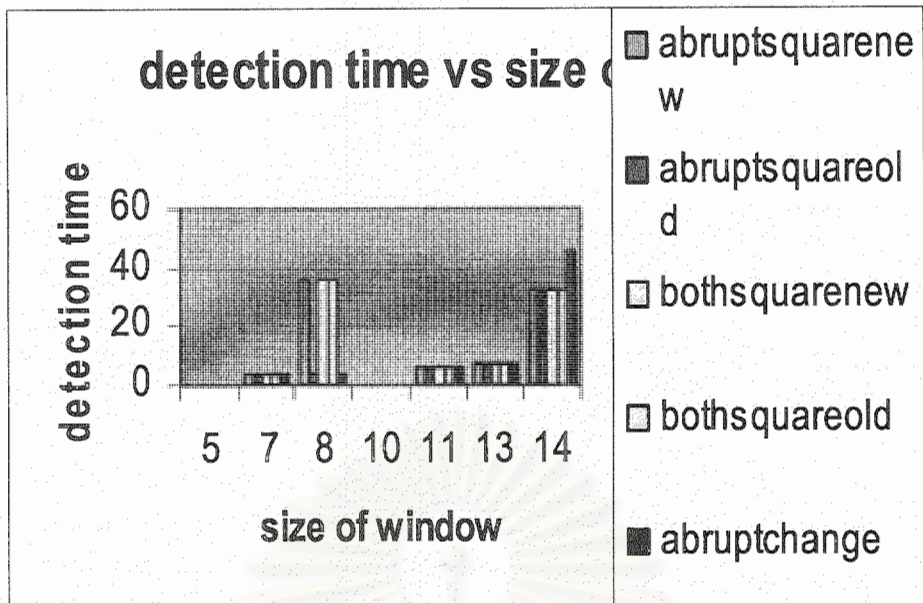
ขนาดหน้าต่างที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายได้นั้น ค่าเวลาที่สารตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายมีค่าสูงมาก เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใด และวิธีพีชชี ดังนั้นวิธีการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกจึงให้ประสิทธิภาพที่แย่กว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใด และวิธีพีชชี



รูปที่ 4.32 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่ายหลังเกิดความเสียหายและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่าย แบบ A



รูปที่ 4.33 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่ายหลังเกิดความเสียหายและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่าย แบบ B



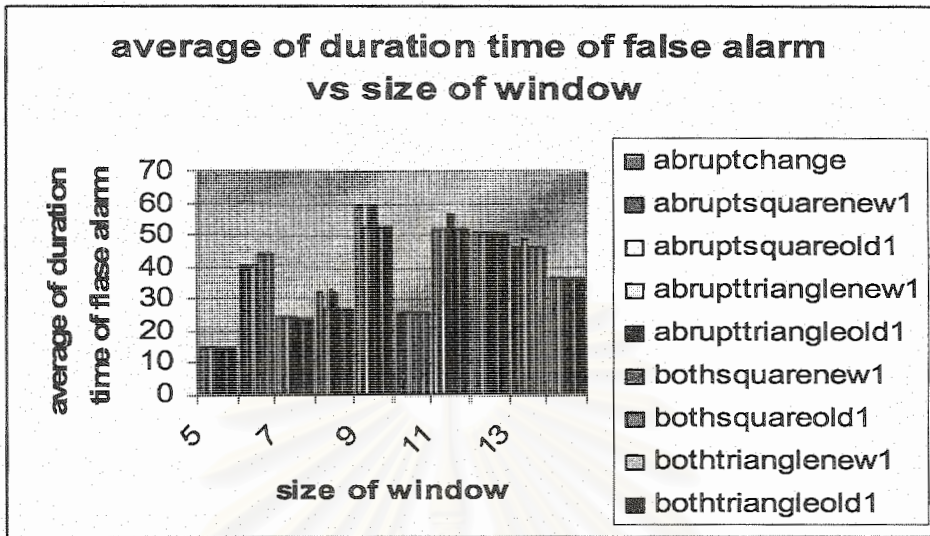
รูปที่ 4.34 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายหลังเกิดความเสียหายและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายแบบ B

จากผลการทดลองดังรูปที่ 4.32-4.34 จะเห็นได้ว่าขนาดของหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติหลังเกิดความเสียหายที่แตกต่างกัน จะเห็นได้ว่าเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายหลังเกิดความเสียหายมีค่าเท่ากันเกือบทุกขนาดหน้าต่างเนื่องจาก ลักษณะกราฟฟิคที่เวลาใกล้ช่วงเวลาที่เกิดความผิดปกติให้ค่าความผิดปกติของ โหนด ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ที่มีค่าสูงมาก เกินค่าเกณฑ์และค่าเฉลี่ยกราฟฟิคจริงที่วัดได้เกินค่าที่ทำนายได้ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคดังนั้นทำให้เกินสัญญาณเตือนเกิดขึ้น

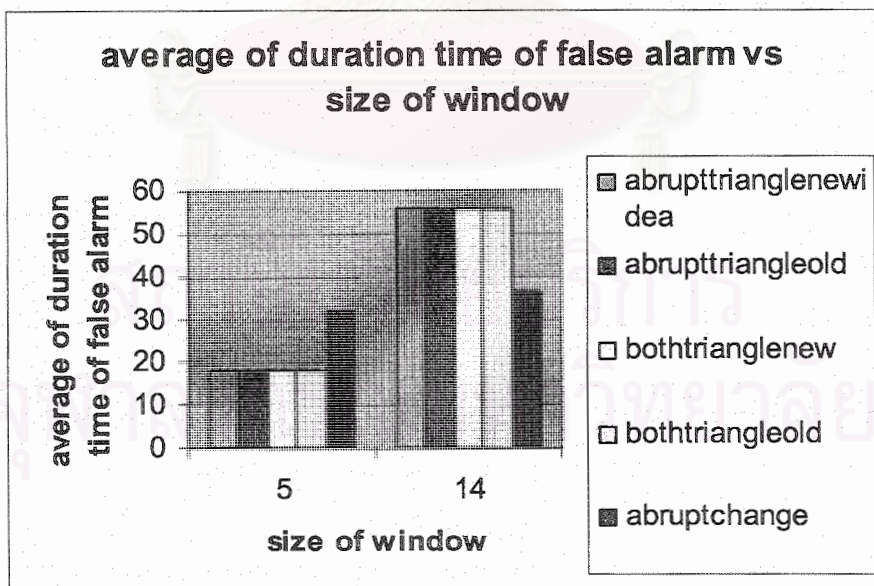
win	$T_d(ipIDE)$
5	5
6	16
7	18

ตารางที่ 4.6 เวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติหลังระบบโครงข่ายเกิดความเสียหาย ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค

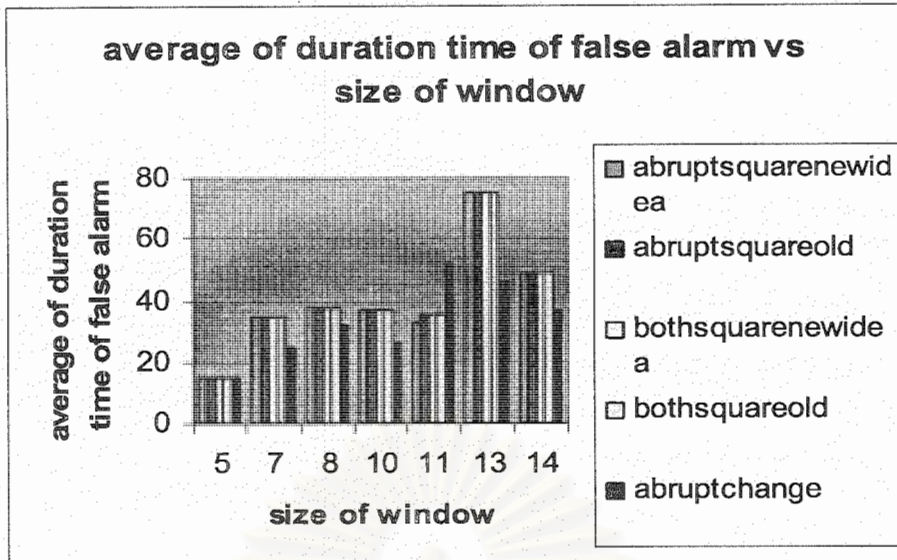
จากผลการทดลองดังตารางที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคไม่สามารถตรวจจับความผิดปกติหลังเกิดความเสียหายได้ในบางขนาดหน้าต่าง



รูปที่ 4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่将会เกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่าย แบบ A



รูปที่ 4.36 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่将会เกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่าย แบบ B



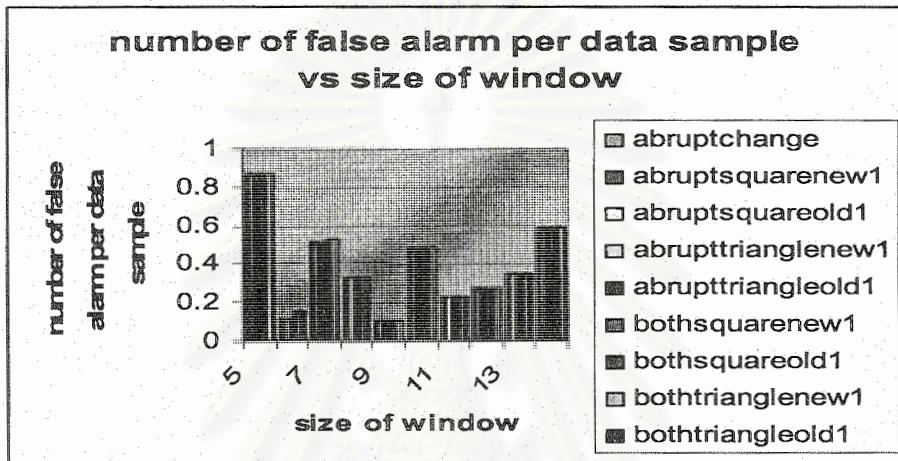
รูปที่ 4.37 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดและขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบ โครงข่าย แบบ B

จากผลการทดลองดังรูปที่ 4.35-4.37 จะเห็นได้ว่าการใช้ขนาดหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของค่าเฉลี่ยของช่วงสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่ต่างกัน และการใช้ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของ แบบ A และ แบบ B ให้ผลของค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่ต่างกัน โดยที่แบบ B นั้นให้ผลของค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่สูงกว่าแบบ A เนื่องจากแบบ A มีฟังก์ชันการเป็นสมาชิกโน้มเอียงไปทางด้านความผิดปกติมากกว่าแบบ B ค่าค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดของแบบ B มีค่าที่สูงกว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใดอย่างมาก ซึ่งแสดงถึงประสิทธิภาพที่ดีขึ้น แต่ข้อเสียคือในบางขนาดหน้าต่างนั้น แบบ B ไม่สามารถตรวจจับความผิดปกติได้เลย

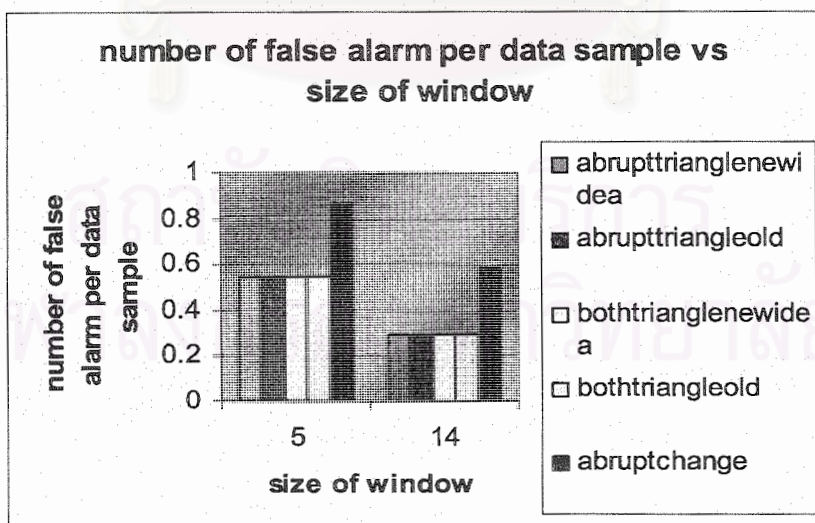
win	$T_f(ipIDE)$
5	-
6	120
7	140

ตารางที่ 4.7 ค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาด ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก

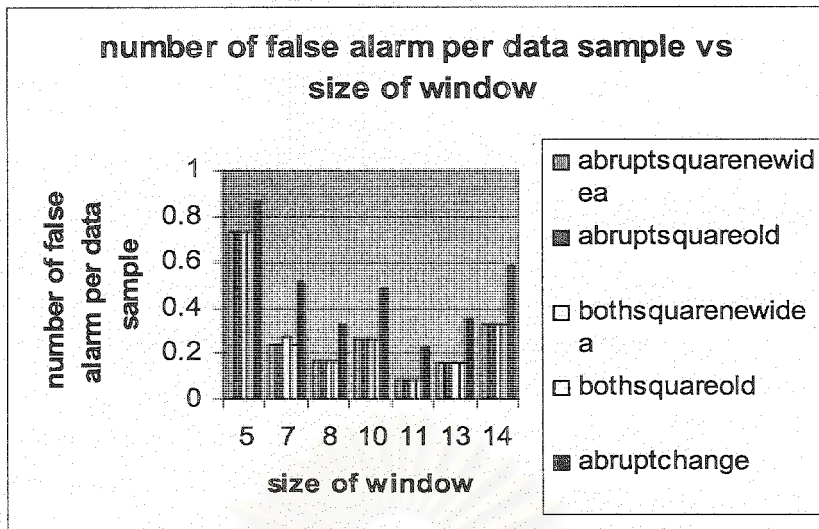
จากผลการทดลองดังตารางที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่เกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่สูงกว่าวิธีการของพีชชี ในบางขนาดหน้าต่าง แต่เมื่อย้อนกลับไปดูถึงเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายนั้น วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ผลที่แม่นยำมากดังนั้นผลของค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่เกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่สูงไม่สามารถแสดงถึงประสิทธิภาพที่ดีได้



รูปที่ 4.38 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ แบบ A



รูปที่ 4.39 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ แบบ B



รูปที่ 4.40 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลและขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ แบบ B

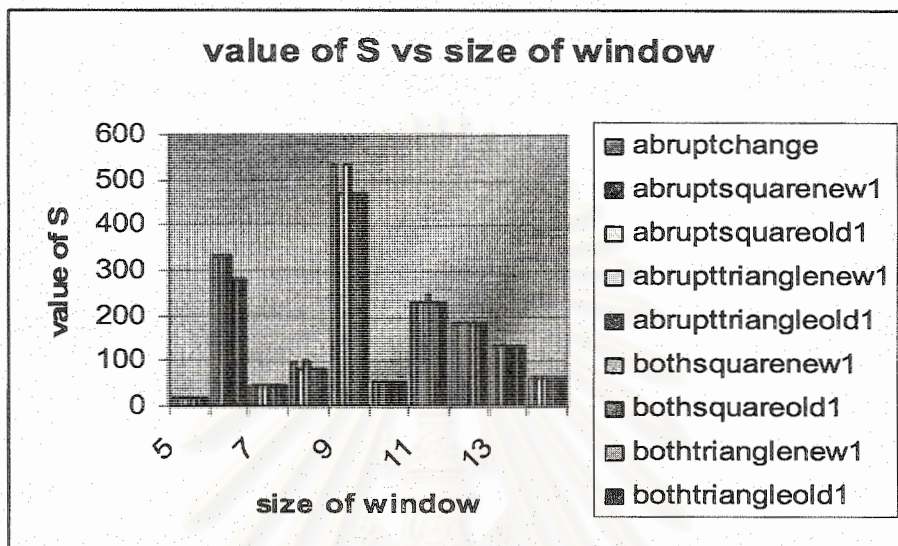
จากผลการทดลองดังรูปที่ 4.38-4.40 จะเห็นได้ว่าการใช้ขนาดหน้าต่างในการตรวจจับความผิดปกติของระบบ โครงข่ายที่แตกต่างกันจะให้ผลของจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลที่แตกต่างกัน และการใช้ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกแบบ B ให้ผลของการปรับปรุงจำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูล จากการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก ดีกว่าแบบ A ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากแบบ A มีฟังก์ชันการเป็นสมาชิกโน้มเอียงไปทางความผิดปกติมากกว่าแบบ B เป็นผลให้จำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดมีค่าสูงกว่า แบบ B

win	$N_{(ipIDE)}$
5	0
6	0.0243
7	0.0142

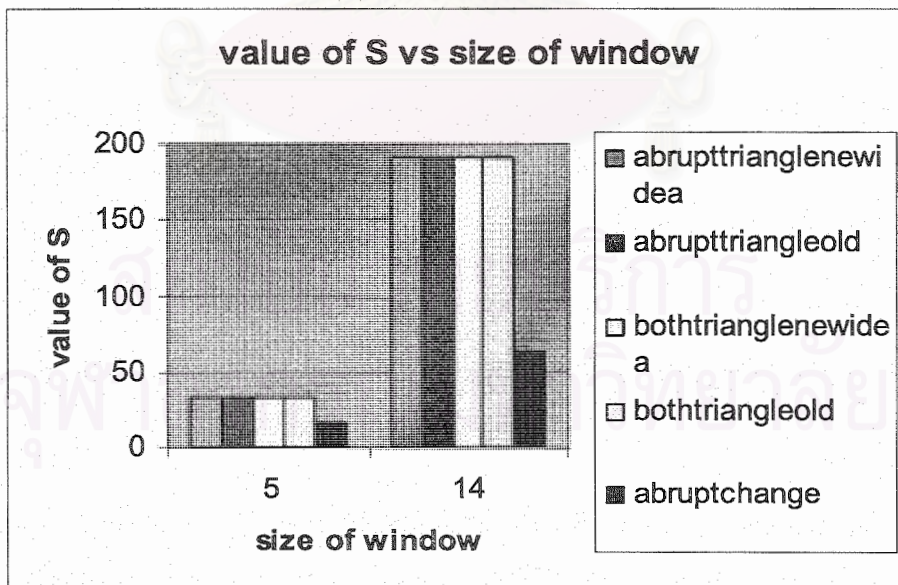
ตารางที่ 4.8 จำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูล ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก

จากผลการทดลองดังตารางที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้จำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดต่อจำนวนหน้าต่างข้อมูลที่ต่ำกว่าวิธีการของพีชชี ในบางขนาดหน้าต่าง แต่เมื่อย้อนกลับไปที่จุดซึ่งเวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนเกิดความเสียหายนั้น

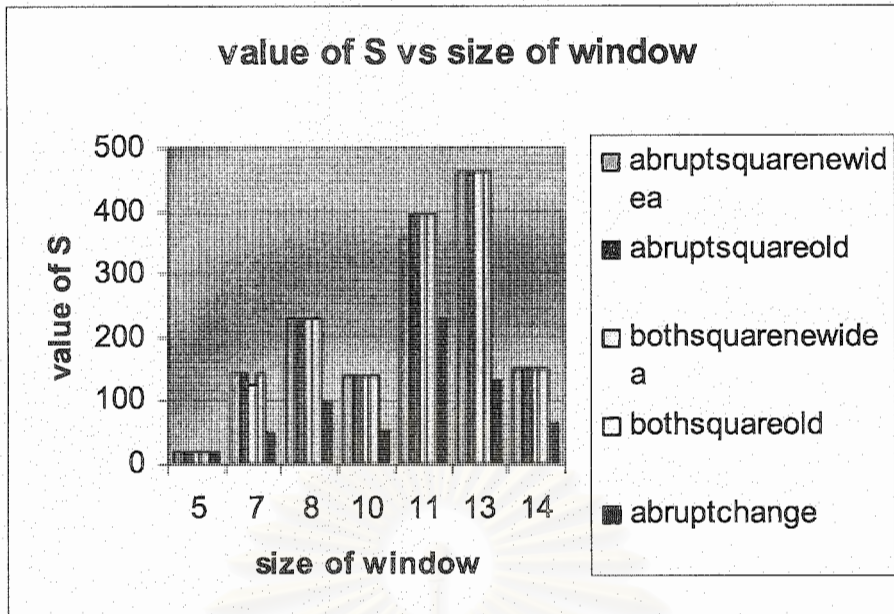
วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ผลที่แม่นยำคั้งนั้นผลของค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่จะเกิดสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดที่สูงไม่สามารถแสดงถึงประสิทธิภาพที่ดีได้



รูปที่ 4.41 ความสัมพันธ์ระหว่าง *value of S* และขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ แบบ A



รูปที่ 4.42 ความสัมพันธ์ระหว่าง *value of S* และขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ แบบ B



รูปที่ 4.43 ความสัมพันธ์ระหว่าง *value of S* และขนาดความกว้างของหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ แบบ B

จากผลการทดลองดังรูปที่ 4.41-4.43 จะเห็นได้ว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบใช้พีชชี แบบ B ให้ผลที่ดีกว่าแบบ A อย่างมาก และปรับปรุงประสิทธิภาพการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใดทุกขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติ

win	<i>S(ipIDE)</i>
5	-
6	4938.27
7	9859.15

ตารางที่ 4.9 ค่า *S* ของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิก

จากผลการทดลองดังตารางที่ 5.9 จะเห็นได้ว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ผลของค่า *S* ที่สูงมาก เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีพีชชี แต่่าในการที่เราจะบอกว่าวิธีการตรวจจับความผิดปกติมีประสิทธิภาพดีหรือไม่ต้องคำนึงถึง เวลาที่สามารถตรวจจับความผิดปกติก่อนระบบโครงข่ายเกิดความเสียหาย ซึ่งวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ผลที่แน่

มาก ดังนั้น ประสิทธิภาพโดยรวมของวิธีการนี้จึงแย่กว่า วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบทันทีทันใด และวิธีการตรวจจับความผิดปกติโดยใช้พีซี

4.3.2 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ผลแย่ที่สุด และการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายโดยใช้พีซีแบบ *B* ปรับปรุงประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกและแบบทันทีทันใด ดีกว่าแบบ *A* เนื่องจากแบบ *A* นั้นฟังก์ชันการเป็นสมาชิกมีความโน้มเอียงไปทางความผิดปกติมาก ทำให้จำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดมีจำนวนมากกว่าแบบ *B*

5. บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย 3 ส่วน ในส่วนแรกเป็นการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติของการเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกด้วยกัน 4 วิธีคือ การเสนอการหาค่าถ่วงน้ำหนักแบบใหม่ การปรับค่าถ่วงน้ำหนักให้เปลี่ยนตามเวลา การใช้ข้อมูลมากกว่าหนึ่งชนิดข้อมูลร่วมกันในการตรวจจับความผิดปกติ และการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาร่วมกับการใช้ข้อมูลมากกว่าหนึ่งชนิดข้อมูลในการตรวจจับความผิดปกติ อีกทั้งยังวิเคราะห์ถึงผลของขนาดหน้าต่างที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่มีผลต่อความแน่นอนในการตรวจจับความผิดปกติที่อาจจะเกิดขึ้นในอนาคต โดยการใช้โปรแกรม *NS (Network Simulator)* ในการก่อเกิดกราฟฟิกและทดลองในการตรวจจับความผิดปกติ จะเห็นได้ว่าการใช้ขนาดหน้าต่างที่สั้นเกินไปในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย จะมีผลให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติลดลง ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากจำนวนจุดข้อมูลที่ใช้ในการทำนายค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนมีน้อยเกินไปส่งผลให้เกิดความผิดพลาดและชนิดของข้อมูลที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติที่แตกต่างกันให้ผลของประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติที่แตกต่างกันที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากแต่ละชนิดข้อมูลมีความคล้ายคลึงกันระหว่างข้อมูลในอดีตและปัจจุบันที่แตกต่างกัน วิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกนั้นเหมาะสำหรับตรวจจับความผิดปกติที่เป็นแบบค่าเฉลี่ยของกราฟฟิกเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเกิดในกรณีของ ข่ายเชื่อม โยงเกิดความเสียหาย แต่ไม่เหมาะสำหรับความผิดปกติที่กราฟฟิกมีลักษณะค่าเบี่ยงเบนกราฟฟิกเฉลี่ยเปลี่ยนแปลง เนื่องจากวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกใช้ข้อมูลค่าเฉลี่ยของกราฟฟิกในการตรวจจับ และวิธีการที่นำเสนอในการปรับปรุงวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิกให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติที่ดีขึ้นกว่าวิธีการเดิม

ในส่วนที่สองทำการวิเคราะห์ผลของวิธีการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายแบบทันทีทันใดโดยใช้กราฟฟิคที่ได้จากโครงข่ายจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่รูทเทอร์ 7513 และนำเสนอการเลือกใช้เกณฑ์ในการบอกวาระบบโครงข่ายเกิดความผิดปกติหรือไม่ด้วยกัน 2 วิธี คือ การเลือกใช้ค่ากลางของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด และการเลือกใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ความผิดพลาด จะเห็นได้ว่าจำนวนหน้าตาที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายจำนวนรอบที่ใช้ในการคำนวณเมตริกซ์ A และวิธีการที่เราเลือกใช้ในการหาค่าเกณฑ์ในการระบุว่าเกิดความผิดปกติในโครงข่ายหรือไม่ มีผลต่อประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย ดังนั้นเราควรที่จะทดสอบเพื่อหาขนาดความกว้างหน้าตาที่เหมาะสมที่สุดและจำนวนรอบที่ใช้ในการคำนวณเมตริกซ์ A ที่เหมาะสมที่สุดเช่นเดียวกัน เพื่อที่จะได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่าย

ในส่วนที่สามการใช้วิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิค และเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ร่วมกันโดยใช้กรรมวิธีการของพีชชีในการตัดสินใจว่าในขณะนั้นเกิดความผิดปกติหรือไม่โดยใช้กราฟฟิคที่ได้จากโครงข่ายจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่รูทเทอร์ 7513 จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคให้ผลดีที่สุด และการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายโดยใช้พีชชี แบบ B ปรับปรุงประสิทธิภาพในการตรวจจับความผิดปกติของวิธีการตรวจจับความผิดปกติแบบเปรียบเทียบรูปแบบกราฟฟิคและแบบทันทีทันใด ดีกว่าแบบ A เนื่องจากแบบ A นั้นฟังก์ชันการเป็นสมาชิกมีความโน้มเอียงไปทางความผิดปกติมาก ทำให้จำนวนสัญญาณเตือนที่ผิดพลาดมีจำนวนมากกว่าแบบ B

6. ข้อเสนอแนะ

1. การใช้ระบบการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายในวิทยานิพนธ์ที่เสนอนี้ เมื่อนำไปใช้ในโครงข่ายต่าง ๆ นั้นควรที่จะเลือกขนาดหน้าตาที่ใช้ในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่ายให้เหมาะสมเพื่อประสิทธิภาพที่ดีในการตรวจจับความผิดปกติในระบบโครงข่าย

2. เนื่องจากมีข้อจำกัดทางด้านกราฟฟิคในระบบโครงข่ายของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย คือ ไม่มีการบันทึกข้อมูลการเกิดความเสียหายในระบบโครงข่าย และหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ที่บรรจุข้อมูลกราฟฟิคผ่านโปรแกรม *NETFLOW* มีขนาดไม่ใหญ่นัก เป็นผลให้กราฟฟิคที่นำมาใช้ในการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายมีจำนวนน้อย ดังนั้นถ้าสามารถหา กราฟฟิคของระบบโครงข่ายอื่นที่มีการบันทึกข้อมูลการเกิดความเสียหายในระบบโครงข่าย และหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ที่บรรจุข้อมูลกราฟฟิคผ่านโปรแกรม *NETFLOW* มีขนาดใหญ่พอ เราสามารถที่จะตรวจสอบประสิทธิภาพของระบบการตรวจจับความผิดปกติของระบบโครงข่ายได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

รายการอ้างอิง.

1. W.E. Leland, M.S. Taqqu, W. Willinger, and D. V. Wilson. On the Self-Similar Nature of Ethernet Traffic (extended version). IEEE/ACM Trans Networking, (1994) : 1-15.
2. J. L. Vehe, E. Lutton, and C. Tricot. Fractals in Engineering: From Theory to Industrial Applications. New York: Springer-Verlag. (1997) : 185-202.
3. Marina Thottan and Chuanyi Ji. Anomaly Detection in IP Network. IEEE Transactions on Signal Processing. (August 2003) : 2191-2204.
4. L.Lewis. A Case Based Reasoning Approach to the Management of Faults in Communication Networks. in Proc. IEEE INFOCOM. (March 1993) : 1422-1429.
5. A.Lazar, W. Wang, and R. Deng. Models and Algorithms for Network Fault Detection and Identification. in Proc. IEEE Int. Contr. Conf. (November 1992) : 999-1003.
6. C. Hood and C. Ji. Proactive Network Fault Detection. in Proc. IEEE INFOCOM. (April 1997) : 1147-1155
7. S. Papavassiliou, M.Pace, A. Zawadzki, and L.Ho. Implementing Enhanced Network Maintenance for Transaction Access Services: Tools and Applications. Proc. IEEE Int. Contr. Conf. (2000) : 211-215
8. Peter V. de Souza. Statistical Tests and Distance Measures for LPC Coefficients. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. (December 1997) : 554-559.
9. Yan Qiao and Xie Weixin. A Network IDS with Low False Positive Rate. IEEE Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation. (May 2002) : 1121-1126.
10. Hassan Hajji. Baseline Network Traffic and Online Faults Detection. IEEE International Conference on Communications. (May 2003) : 301-308.
11. Xiaolin Li, Marc Parizeau and Rejean Plamondon. Training Hidden Markov Models with Multiple Observations-A Combinatorial Method. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. (April 2000) : 371-377
12. Sung-Bae Cho. Incorporating Soft Computing Techniques Into a Probabilistic Intrusion Detection System. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part C: Applications and Reviews. (May 2002) :154-160

1. วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

เพื่อศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมการจัดสรรเส้นทางสำหรับโครงข่ายไร้สายแอดฮอค เพื่อให้โครงข่ายใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีอายุการใช้งานนานที่สุด โดยอายุการใช้งานของโครงข่ายได้นิยามว่าเป็นระยะเวลาตั้งแต่ทุก ๆ โหนดในโครงข่ายเริ่มทำงานจนกระทั่งมีโหนดใดโหนดหนึ่งในโครงข่ายไม่สามารถทำงานได้อีกเนื่องจากแบตเตอรี่หมด

2. ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 คุณลักษณะของโครงข่ายแบบแอดฮอค (Characteristic of Ad Hoc Networks)

โครงข่ายแอดฮอคเป็นโครงข่ายที่ก่อรูปขึ้นโดยไม่มีการอำนวยความสะดวกจากส่วนกลาง (Infrastructureless) และเป็นการทำงานแบบกระจายศูนย์ (Distributed) โดยโครงข่ายจะประกอบด้วย โหนดเคลื่อนที่ (Mobile nodes) ที่มีการติดต่อกันแบบไร้สาย อีกทั้งโหนดสามารถเคลื่อนที่ได้โดยอิสระทำให้ทอพอโลยีของโครงข่ายมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาและไม่สามารถทำนายได้ล่วงหน้า และเมื่อโหนดต้นทางต้องการสื่อสารกับโหนดปลายทางที่ไม่อยู่ในระยะการส่งของโหนดต้นทาง โหนดต้นทางจำเป็นต้องส่งแพ็กเก็ตผ่านโหนดระหว่างทาง (Intermediate nodes) แล้วให้โหนดระหว่างทางทำหน้าที่ส่งแพ็กเก็ตนั้นต่อไปยังโหนดปลายทาง ดังนั้นจึงทำให้ทุกโหนดในโครงข่ายต้องมีความสามารถในการจัดสรรเส้นทางเพื่อใช้ในการติดต่อสื่อสารกันภายในโครงข่าย (ซึ่งโหนดต้องทำหน้าที่เสมือนเราเตอร์ (Router)) [1]

โหนดในโครงข่ายแอดฮอคจะต้องทำงานร่วมกันเพื่อให้โครงข่ายสามารถปฏิบัติงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยไม่จำเป็นต้องพึ่งพื้นฐาน จึงทำให้จำนวนโหนดในโครงข่ายมีผลต่อระบบ นอกจากนี้โหนดจะสามารถปฏิบัติงานได้โดยระดับพลังงานจากแบตเตอรี่มีเพียงพอและจะไม่สามารถปฏิบัติงานตามหน้าที่ได้ถ้าระดับพลังงานที่เหลืออยู่ต่ำกว่าระดับที่กำหนดไว้ อีกทั้งการออกแบบอุปกรณ์การสื่อสารในปัจจุบันเช่นโทรศัพท์ พีดีเอ (PDA) และ Mobile IP ยังมีขนาดเล็กลงไปเรื่อย ๆ ฉะนั้นพลังงานที่ใช้ในการสื่อสารก็กลายเป็นส่วนที่สำคัญเมื่อเทียบกับพลังงานทั้งหมดที่ใช้ในการปฏิบัติงาน ถึงแม้ว่าโหนดจะสามารถเพิ่มพลังงานเข้าไปใหม่ได้แต่ในหลาย ๆ สถานการณ์ อย่างเช่น ในสนามรบ ในสถานการณ์การช่วยเหลือฉุกเฉิน ผู้ใช้ไม่สามารถทำการเพิ่มพลังงานใหม่ได้ซึ่งจะส่งผลให้โครงข่ายไม่สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ จากข้อจำกัดนี้ทำให้การออกแบบเพื่อให้โหนดหรือโครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพหรืออนุรักษ์พลังงานให้มากที่สุดเป็นประเด็นที่สำคัญสำหรับโครงข่ายแอดฮอค [2] ในงานวิจัยนี้จึงได้เล็งเห็นถึงความสำคัญ ณ จุดนี้โดยทำการออกแบบโพรโทคอลเพื่อให้โครงข่ายสามารถใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพและสามารถยืดอายุการใช้งานของโครงข่าย

โดยเลือกแนวทางในหมวดวิธีการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงกำลัง (Power-Aware routing) เพื่อให้โครงข่ายบรรลุตามวัตถุประสงค์ เนื่องจากเป็นแนวทางที่ไม่มีความซับซ้อนในการแก้ปัญหาและเป็นแนวทางที่ช่วยให้สามารถทำให้โครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพและยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายอยู่ในระดับที่สูง

2.2 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางสำหรับโครงข่ายแบบแอดฮอค (Routing Protocol for Mobile Ad Hoc Network)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบแอดฮอคถูกแบ่งตามคุณสมบัติกว้าง ๆ ออกเป็น 2 ประเภทคือแบบการเตรียมเส้นทางไว้ล่วงหน้า (Proactive) และแบบการจัดเส้นทางเมื่อต้องการส่งข้อมูล (Reactive or On-demand) เนื่องจากในงานวิจัยนี้สนใจเรื่องการอนุรักษ์พลังงาน โดยออกแบบโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางเพื่อให้โครงข่ายมีอายุการใช้งานที่นานขึ้น เพราะฉะนั้นในงานวิจัยจึงเลือกรูปแบบการทำงานของโพรโทคอลแบบ On-demand เพื่อเป็นต้นแบบในการพัฒนาให้บรรลุตามเป้าหมาย เหตุผลที่เลือกโพรโทคอลแบบ On-demand เพราะว่าเป็นเทคนิคที่มีประสิทธิภาพทั้งในด้านพลังงานและสมรรถนะด้านอื่น (Throughput, Data Delivery Ratio, etc.) ในบทความ [3] ได้ทดสอบการทำงานของโพรโทคอลแบบ On-demand กับ Proactive จากการพิจารณาได้ชี้ให้เห็นว่าโพรโทคอลแบบ On-demand ให้ประสิทธิภาพได้ดีไม่เพียงแต่ในเทอมของปริมาณงาน (Throughput) โอเวอร์เฮดของการจัดสรรเส้นทาง (Overhead Routing) และแพ็กเก็ตที่สูญหาย (Packet loss) แต่ยังมีประสิทธิภาพในด้านการอนุรักษ์พลังงานด้วย โดยโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ On-demand ที่ได้รับความนิยมและมีประสิทธิภาพในด้านการใช้พลังงานมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ AODV [4] และ DSR [5] ในงานวิจัยนี้ได้เลือกโพรโทคอลแบบ AODV มาเป็นต้นแบบเพื่อใช้ในการพัฒนาให้สามารถรองรับในเรื่องการอนุรักษ์พลังงาน เพราะว่าโพรโทคอลแบบ AODV มีฟังก์ชันการทำงานที่รองรับกับวิธีการที่นำเสนอ และ AODV ยังใช้พลังงานน้อยกว่าโพรโทคอลแบบ DSR ในหลาย ๆ สถานะการณ์ [6]

2.2.1 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Ad hoc On-demand Distance Vector (AODV)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Ad hoc on-demand distance vector (AODV) ใช้เทคนิคตามความต้องการสำหรับการจัดสรรเส้นทางหรือกล่าวได้ว่าเส้นทางระหว่างโหนดสื่อสารจะถูกสร้างขึ้นก็ต่อเมื่อโหนดต้นทางมีความต้องการจะติดต่อสื่อสารกับโหนดปลายทาง โดยใช้หมายเลขแสดงลำดับของปลายทาง (destination sequence number) สำหรับระบุว่าเส้นทางใดเป็นเส้นทางที่ใหม่ที่สุด โดยโหนดต้นทางและโหนดระหว่างทาง (Intermediate node) จะทำการเก็บข้อมูลเส้นทางเฉพาะโหนดถัดไปหรือกล่าวได้ว่าทุกโหนดไม่จำเป็นจะต้องเก็บข้อมูลเส้นทางทั้งหมดระหว่างโหนดต้นทางและโหนดปลายทาง และโพรโทคอลได้ใช้ destination sequence number ในการตัดสินใจว่าเส้นทางใดเป็นเส้นทางที่ใหม่ล่าสุดระหว่างโหนดหนึ่ง ๆ และ

เลือกเส้นทางที่เป็นเส้นทางที่สั้นที่สุด (Shortest-Path) ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่เหมาะสมกับโครงข่ายที่พลังงานของโหนดมีความสำคัญ

2.3 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่คำนึงถึงกำลัง (Power-Aware Routing Protocols)

วิธีการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงกำลัง (Power-Aware Routing) เน้นการออกแบบโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางในชั้นเครือข่ายเพื่อจุดประสงค์สองประการคือ “ทำอย่างไรให้โครงข่ายใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด” หรือ “ทำให้นโหนดหรือโครงข่ายมีอายุการใช้งานนานที่สุด” ซึ่งยังสามารถแบ่งวิธีการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงกำลังออกได้เป็น 3 ประเภทดังนี้ ประเภทแรกคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงพลังงานหรือกำลัง (Energy or Transmission Power-Aware Routing Protocols) ประเภทที่สองคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนด (Battery-Aware Routing Protocols) สุดท้ายเป็นโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม (Hybrid-Aware Routing Protocols) โดยจัดแบ่งตามทรัพยากรที่นำมาใช้เป็นปัจจัยหลักในการพิจารณาเส้นทางที่เหมาะสมที่สุด (Optimal route) อย่างเช่น ระดับความจุของแบตเตอรี่ กำลังที่ใช้ในการส่งสัญญาณ พลังงานที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล เป็นต้น

2.3.1 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงพลังงานหรือกำลังส่ง (Energy or Transmission Power-Aware Routing Protocols)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงพลังงานหรือกำลังมีเป้าหมายหลักในการออกแบบเพื่อ “ลดการใช้พลังงานรวมให้มากที่สุด (Minimizing the total energy consumption)” โดยนำปัจจัยและเทคนิคต่าง ๆ ที่สะท้อนถึงการใช้พลังงานของโหนดหรือข่ายเชื่อมโยงมากำหนดเป็นค่าต้นทุน โดยจะเลือกเส้นทางที่เหมาะสมที่สุดจากเส้นทางที่ใช้ค่าต้นทุนต่ำที่สุด ต่อไปจะกล่าวถึงโพรโทคอลที่ถูกรับรองและได้รับความไว้วางใจก่อนหน้านี้

2.3.1.1 Minimum Total Transmission Power Routing (MTPR) [7]

ในบทความอ้างอิงนี้ได้นำเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Minimum Transmission Power Routing (MTPR) โดยมีเป้าหมายเพื่อลดการใช้พลังงานของโหนดในโครงข่าย ซึ่งโพรโทคอล MTPR ได้กำหนดค่าต้นทุนข่ายเชื่อมโยงระหว่างโหนด i กับโหนด j เป็นกำลังที่โหนด i ใช้ในการส่งข้อมูลไปยังโหนด j ได้อย่างสำเร็จ ซึ่งแสดงแทนด้วย $P(n_i, n_j)$ เพราะฉะนั้นค่าต้นทุนรวมสำหรับเส้นทาง l แสดงแทนด้วย (C_l) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.1)

$$C_l = \sum_{i=1}^{D-1} P(n_i, n_{i+1}) \quad (2.1)$$

เมื่อ n_s และ n_d เป็นโหนดต้นทางและโหนดปลายทางตามลำดับ ดังนั้นโพรโทคอลการหาเส้นทางแบบ MTPR จะเลือกเส้นทางที่ใช้กำลังส่งรวมตลอดทั้งเส้นทางต่ำที่สุดเพื่อช่วยทำให้โหนดในโครงข่ายใช้พลังงานลดต่ำลง ในขั้นตอนการเลือกเส้นทางที่ใช้กำลังต่ำที่สุดนั้นจะทำการเลือกจากเซตของเส้นทางที่เป็นได้ทั้งหมด (A) ตามสมการที่ (2.2) ซึ่งโหนดปลายทางจะเป็นผู้ทำการตัดสินใจ

$$P_r = \min_{I \in A} P_I \quad (2.2)$$

เมื่อ P_r แสดงเส้นทางที่ใช้กำลังส่งรวมต่ำที่สุด แต่ด้วยความสามารถของอุปกรณ์ไร้สายที่แตกต่างกันคือใช้กำลังส่งคงที่และกำลังส่งปรับเปลี่ยนได้อย่างพลวัต ซึ่งทั้งสองแบบจะให้ผลลัพธ์ที่แตกต่างกันดังนี้

- ในกรณีที่กำหนดให้กำลังส่งของทุก ๆ โหนดในโครงข่ายมีค่าคงที่ (Constant-Power) จากข้อกำหนดนี้ทำให้เส้นทางที่มีจำนวนช่วงเชื่อมต่อต่ำที่สุดหรือเส้นทางที่สั้นที่สุดเป็นเส้นทางที่มีกำลังส่งรวมที่ต่ำที่สุด ในกรณีนี้จะให้ผลลัพธ์เหมือนกับการเลือกเส้นทางที่สั้นที่สุด (Shortest-Path) ของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางทั่ว ๆ ไป

- อีกกรณีหนึ่งคือ โหนดมีความสามารถในการปรับเปลี่ยนกำลังส่งได้อย่างพลวัต (Variable - Power) โดยกำลังที่ใช้ส่งจะถูกเลือกตามระยะห่างระหว่างโหนดตัวส่งและโหนดตัวรับ ดังนั้นการเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดจะเป็นเส้นทางที่มีจำนวนช่วงเชื่อมต่อมาก ๆ ซึ่งในแต่ละช่วงเชื่อมต้อมีระยะทางที่สั้น

2.3.1.2 Power-Aware Routing in Mobile Ad Hoc Networks [8]

ในบทความอ้างอิง [8] เสนอตัววัด 5 ตัวซึ่งในส่วนนี้จะพิจารณาตัววัด 2 ตัวคือ “Minimize energy consumed per packet และ Minimize cost per packet (โดยค่า Cost อาจจะเป็นพลังงานที่ใช้ในการส่งหรือรับ)” เพื่อนำมาใช้แทนการจัดสรรเส้นทางแบบเดิม โดยมองว่าถ้าเลือกใช้เส้นทางที่ใช้พลังงานต่อหนึ่งแพ็กเก็ตที่มีค่าต่ำที่สุดก็จะทำให้พลังงานทั้งหมดที่ใช้ในโครงข่ายมีค่าที่ต่ำด้วย

อย่างไรก็ตามเนื่องจากพลังงานที่ใช้ในการรับและส่งแพ็กเก็ตในหนึ่งช่วงเชื่อมต้อมีค่าคง (ในกรณีกำลังส่งคงที่) ผลลัพธ์ที่ได้จากการเลือกเส้นทางที่ใช้พลังงานต่ำที่สุดก็จะเหมือนกับกรณีการเลือกเส้นทางที่สั้นที่สุด (กรณีที่โครงข่ายมีโหนดต่ำ ๆ) แต่ถ้าคำนึงถึงพลังงานที่ต้องใช้ในการแย่งชิงช่องสัญญาณของข้อมูลที่จะส่ง ผลที่ได้จะแตกต่างออกไปจากข้างต้นในกรณีที่ปริมาณโหนดสูง ๆ โดยเส้นทางที่ได้จะพยายามหลีกเลี่ยงเส้นทางที่มีความคับคั่ง (Congestion) สูง ๆ

การใช้ตัววัดนี้ถึงแม้ว่าจะสามารถลดการใช้พลังงานโดยรวมได้แต่ไม่ได้ช่วยรักษาสมดุลของการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ในแต่ละโหนดเนื่องจากบางโหนดที่อยู่ในเส้นทางจะต้องรับภาระในการส่งแพ็กเก็ตเป็นจำนวนมากและทำให้โหนดดังกล่าวหมดอายุการใช้งานลดลงอย่างรวดเร็วหรือกล่าวได้ว่าถ้าต้องการออกแบบ โพรโทคอลเพื่อช่วยยืดอายุการใช้งานของโครงข่าย การใช้ตัววัดนี้อาจจะไม่เหมาะสมที่จะนำไปพิจารณา

2.3.1.3 Reliable Energy-Aware Routing Protocol (RA) [9]

ในบทความอ้างอิง [9] กล่าวว่า “การใช้พลังงานในการส่งแพ็กเก็ตเพียงอย่างเดียวเป็นตัวชี้วัดนั้น อาจจะไม่ได้เส้นทางที่ใช้พลังงานต่ำที่สุดสำหรับในกรณีที่จะต้องรับรองความถูกต้องของการส่งแพ็กเก็ต จากต้นทางไปยังปลายทาง” เพราะการส่งแพ็กเก็ตผ่านเชื่อมโยงไร้สายมีโอกาสที่แพ็กเก็ตจะเกิดข้อผิดพลาดขึ้นระหว่างการส่ง ในบทความนี้ได้นำเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Reliable Energy-Aware Routing (RA) ซึ่งกำหนดให้ค่าต้นทุนข่ายเชื่อมโยงไม่เพียงแต่เป็นพลังงานที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตผ่านข่ายเชื่อมโยง แต่รวมถึงพลังงานที่สะท้อนให้เห็นถึงผลกระทบของความผิดพลาดของข่ายเชื่อมโยง (Link error rate) ซึ่งพลังงานที่ใช้ในส่วนหลังนี้ก็คือ พลังงานที่ต้องใช้ในการส่งแพ็กเก็ตซ้ำ (Retransmission)

สมมุติว่าทุกโหนดมีกำลังส่งคงที่และอัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตบนข่ายเชื่อมโยงระหว่างโหนด i และ j เป็นอิสระไม่ขึ้นอยู่กัข่ายเชื่อมโยงอื่น ๆ ดังนั้นเราสามารถนิยามความน่าจะเป็นในการส่งแพ็กเก็ตข้ามข่ายเชื่อมโยงหรืออัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตบนข่ายเชื่อมโยงดังกล่าวได้เป็น $p_{i,j}$ แต่เนื่องจากมาตรฐาน IEEE802.11 ได้กำหนดให้มีการแก้ไขความผิดพลาดแบบ ARQ ที่สามารถแบ่งย่อยได้เป็น 2 ประเภทคือ Hop-by-Hop Retransmission และ End-to-End Retransmission ดังที่ได้กล่าวข้างต้น ในแต่ละวิธีจะให้ค่าต้นทุนข่ายเชื่อมโยงที่แตกต่างกันดังนี้ โดยในงานวิจัยนี้สนใจเฉพาะวิธีการแบบ HHR เพราะเป็นวิธีที่ให้ประสิทธิภาพด้านพลังงานสูงกว่า

- การส่งซ้ำระหว่างช่วงเชื่อมต่อ (Hop-by-Hop Retransmission or HHR)

วิธีการนี้สามารถคำนวณค่าต้นทุนข่ายเชื่อมโยงระหว่างโหนด i และ j ซึ่งแสดงด้วย $C_{i,j}$ ได้ดังนี้

$$C_{i,j} = \frac{E_{i,j}}{1 - p_{i,j}} \quad (2.3)$$

เมื่อ $E_{i,j}$ เป็นพลังงานที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตจากโหนด i ไปยังโหนด j (ในกรณีกำลังส่งคงที่) ค่า $E_{i,j}$ มีค่าคงที่สำหรับทุก ๆ ข่ายเชื่อมโยงและ $p_{i,j}$ ขึ้นอยู่กับระยะทางแต่ในกรณีที่กำลังส่งสามารถปรับเปลี่ยนได้อย่างพลวัติ ค่า $E_{i,j}$ มีค่าขึ้นอยู่กับระยะทางระหว่างโหนด i และ j ส่วนค่า $p_{i,j}$ จะมีค่าคงที่) เพื่อให้สอดคล้องกับงานวิจัยฉบับนี้ เราจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ทุกโหนดมีกำลังส่งคงที่และเท่ากันทั้งหมด เพราะฉะนั้นค่าต้นทุนพลังงานรวมตลอดทั้งเส้นทาง (Energy route cost) จากโหนดต้นทาง (1) ถึง โหนดปลายทาง (D) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.4)

$$E_p = \sum_{i=1}^{D-1} \frac{E_{i,i+1}}{1 - p_{i,i+1}} \quad (2.4)$$

ในบทความอ้างอิง [9] ได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ RA กับ โพรโทคอลแบบต่าง ๆ (Minimum Energy, Shortest Path) ภายใต้สถานการณ์ที่โหนดไม่มีการเคลื่อนที่ และทำการสุ่มค่าอัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตให้กับแต่ละสายเชื่อมโยง จากผลการทดลองสรุปได้ว่า ทั้งกรณี HHR และ EER สามารถช่วยประหยัดพลังงานได้มากเมื่อเทียบกับการเลือกเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำสุด

2.3.2 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนด (Battery-Aware Routing Protocols)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบรู้ระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนดโดยมีเป้าหมายหลักในการออกแบบเพื่อ “ยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายให้นานที่สุด (Maximizing the network lifetime)” โดยพยายามรักษาสมดุลการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ของโหนดให้มากแทนที่จะลดการใช้พลังงานเหมือนกับในกรณีของ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงพลังงานหรือกำลัง เพราะการใช้เทคนิคแบบรู้พลังงาน ไม่สามารถยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายได้มากนัก โดยวิธีนี้นำปัจจัยและเทคโนโลยีต่าง ๆ ที่สะท้อนถึงอายุการใช้งานของโหนดหรือสายเชื่อมโยงมากำหนดค่าต้นทุนหลักในการพิจารณาเส้นทางที่เหมาะสมที่สุด ตัวอย่างปัจจัยที่นำมากำหนดเป็นค่าต้นทุนอย่างเช่น ระดับความจุของแบตเตอรี่ (Battery Capacity) อัตราการลดลงของระดับความจุของแบตเตอรี่ (Battery Drain Rate) อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ (Battery Life) เป็นต้น โพรโทคอลที่ถูกนำเสนอและได้รับความสนใจมีดังนี้

2.3.2.1 Power-Aware Routing in Mobile Ad Hoc Networks [8]

Singh et al [8] นอกจากได้เสนอตัวชี้วัดตั้งที่กล่าวมาแล้วข้างต้นยังได้เสนอตัวชี้วัดอีกหนึ่งตัวคือ “Minimize maximize node cost” ในกรณีของ Minimize cost per packet ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นต่อมา ได้รับการพัฒนามาเป็นโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Minimize Battery Cost Routing (MBCR) ส่วนกรณีของ Minimize maximize node cost ได้รับการพัฒนาไปเป็นโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Minimize Maximize Battery Cost Routing (MMBCR) ซึ่งทั้งสองมีหลักการทำงานที่แตกต่างกันดังนี้

● Minimize Battery Cost Routing (MBCR)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ MBCR มีจุดประสงค์ในการออกแบบเพื่อยืดอายุการใช้งานของโหนดในโครงข่าย โดยมีหลักการว่าไม่ควรให้โหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนดที่ต่ำอยู่ร่วมในเส้นทางหรือ กล่าวได้ว่าพยายามหลีกเลี่ยงการใช้งานโหนดที่มีความจุแบตเตอรี่ที่ต่ำนั่นเอง

โดยกำหนดให้ C_i เป็นระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่ของโหนด n_i ณ เวลา t ซึ่งมีค่าที่ทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 (0 หมายถึงความจุของแบตเตอรี่เป็นศูนย์และ 1 หมายถึง ระดับความจุของแบตเตอรี่มีอยู่เต็ม) ถ้ามองในแง่ของความพึงพอใจในการส่งต่อ (Forward) แพ็ก

เกิดแล้ว โหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ต่ำจะไม่ค่อยมีความสนใจมากนัก จากจุดนี้ทำให้ผู้เสนอได้กำหนดฟังก์ชันต้นทุนของแบตเตอรี่ ($f_i(c'_i)$) สำหรับแต่ละโหนด n_i ตามสมการที่ (2.5) ซึ่งขึ้นอยู่กับระดับความจุที่เหลืออยู่ของโหนด ณ ปัจจุบัน

$$f_i(c'_i) = 1/c'_i \quad (2.5)$$

จากสมการหมายความว่าถ้าระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่ของโหนดลดลงค่าฟังก์ชันต้นทุนของโหนด n_i จะเพิ่มขึ้น และกำหนดให้ค่าต้นทุนแบตเตอรี่ (Battery Cost) ของแต่ละเส้นทางซึ่งสามารถแสดงด้วยสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$R_p = \sum_{i=0}^{D-1} f_i(c'_i) \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) เป็นตัวอย่างการคำนวณค่าต้นทุนแบตเตอรี่ของเส้นทาง P ซึ่งประกอบไปด้วยโหนด 0 ซึ่งเป็นโหนดต้นทางไปยังโหนด D ซึ่งเป็นโหนดปลายทาง ดังนั้นเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่สูงก็จะถูกเลือกให้เป็นเส้นทางที่เหมาะสมที่สุดในกรณีนี้คือ เส้นทางที่ให้ค่าต้นทุนแบตเตอรี่ของเส้นทางต่ำที่สุด สมมติว่าเส้นทาง P^* เป็นเส้นทางที่เหมาะสมที่สุดซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (2.7)

$$R_{p^*} = \min \{R_p | P \in A\} \quad (2.7)$$

เมื่อ A เป็นเซตของเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดระหว่างโหนดต้นทางกับโหนดปลายทาง เพราะฉะนั้น MBCR สามารถป้องกันไม่ให้โหนดมีการใช้พลังงานมากเกินไป ซึ่งก็สามารถทำให้โครงข่ายยืดอายุการใช้งานไปได้ อย่างไรก็ตามผลเสียของการใช้ค่าที่เกิดจากการบวกของแต่ละ $f_i(c'_i)$ มาเป็นค่าต้นทุนแบตเตอรี่ของเส้นทางคือ ในเส้นทางที่ได้รับการพิจารณาว่าเป็นเส้นทางที่มีระดับความจุของแบตเตอรี่สูงที่สุดนั้น อาจจะประกอบไปด้วยโหนดที่มีระดับพลังงานที่ต่ำรวมอยู่ก็ได้ ต่อมาทางผู้เสนอจึงได้พัฒนาวิธีใหม่ขึ้นมาเพื่อให้แน่ใจว่าจะไม่มีกรณีเช่นนี้เกิดขึ้นซึ่งนั่นก็คือ วิธีการจัดสรรเส้นทางแบบ Minimize Maximize Battery Cost Routing (MMBCR) ที่กำลังจะกล่าวต่อไป

• Minimize Maximize Battery Cost Routing (MMBCR)

ในโครงข่ายการจราจรเส้นทางแบบ MMBCR ได้ทำการดัดแปลงค่าต้นทุนแบตเตอรี่ของเส้นทาง P จากค่าต้นทุนแบตเตอรี่ของเส้นทางตามสมการที่ (2.6) ข้างต้นที่ได้นำเสนอไว้ในโครงข่ายการจราจรเส้นทางแบบ MBCR ซึ่งสามารถแสดงได้จากสมการที่ (2.8)

$$R_p = \max_{i \in \text{route } P} f_i(c'_i) \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) สามารถตีความหมายได้ว่า ในเส้นทาง P โหนดใดที่มีค่าระดับความจุของแบตเตอรี่ต่ำที่เหลือน้อยที่สุดหรือมีค่า $f_i(c'_i)$ สูงที่สุดก็จะถูกกำหนดให้ค่าดังกล่าวของโหนดนั้นเป็นค่าต้นทุนแบตเตอรี่ของเส้น อย่างไรก็ตามการพิจารณาว่าเส้นทางใดเป็นเส้นทางที่เหมาะสมที่สุดสำหรับโพรโทคอลแบบ MMBCR ยังคงใช้สมการเดิมคือ สมการที่ (2.7) ซึ่งทำให้เราสามารถมองภาพรวมของโพรโทคอลนี้ได้ว่า เส้นทางที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ที่เหลือน้อยสูงจากโหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ที่เหลือน้อยที่ต่ำที่สุดของแต่ละเส้นทาง จากเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดเพราะฉะนั้น วิธีการจัดสรรเส้นทางแบบ MMBCR จะรักษาสมดุลของการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ได้ดีกว่าวิธีการจัดสรรเส้นทางแบบ MBCR

2.3.2.2 A Fully Distributed Routing Algorithm for Maximizing Lifetime of a Wireless Ad Hoc Network [10]

ในบทความอ้างอิง [10] ได้ออกแบบโพรโทคอลที่มีลักษณะการทำงานแบบ Fully Distributed โดยได้อ้างว่า ในการแก้ปัญหาเพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุดจากสมการที่ (2.7) สำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางทั้งแบบ MBCR และ MMBCR โหนดที่เป็นตัวตัดสินใจเลือกเส้นทางจะต้องมีข้อมูลทั้งหมดหรือมากที่สุดจึงจะทำให้ได้เส้นทางที่ดีที่สุด ซึ่งการที่จะได้ข้อมูลทั้งหมดนั้นจะต้องมีการทำงานแบบรวมศูนย์ ซึ่งก็ไม่ใช่ไปตามข้อกำหนดของการทำงานภายในโครงข่ายแอ็ดฮอก นอกจากนั้น ในขั้นตอนของการป้องกันไม่เกิดลูบของเส้นทางที่กำหนดให้โนดระหว่างทำการลบแพ็กเก็ตการร้องขอเส้นทางที่ซ้ำถึง อาจจะทำให้โหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ที่สูงถูกบล็อกไม่ให้อยู่ในเส้นทางก็เป็นไปได้

ในบทความนี้จึงเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Time Delay On-demand Routing (TDOR) ซึ่งมีหลักการคือ แทนที่โนดระหว่างทางจะแพร่กระจายแพ็กเก็ตการร้องขอเส้นทาง (RREQ) ทันทีหลังจากได้รับแพ็กเก็ต โนดระหว่างทางจะต้องทำการหยุดแพ็กเก็ตการร้องขอเส้นทางดังกล่าวไว้เป็นช่วงระยะเวลาหนึ่ง ซึ่งระยะเวลาที่หยุดนั้นจะเป็นอัตราส่วนผกผันกับระดับความจุแบตเตอรี่ที่เหลือน้อย ณ ปัจจุบันของโหนด โดยกำหนดให้ td'_i เป็นฟังก์ชันการประวิงเวลา (Delay time) ของโหนด i ณ เวลา t ดังนั้นเราสามารถหาเวลาที่โหนดทำการหยุดแพ็กเก็ตการร้องขอได้จากสมการที่ (2.8)

$$td'_i = 1/c'_i \tag{2.8}$$

โดยค่า c'_i เป็นระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลือน้อยของโหนด n_i ณ เวลา t จะมีค่าที่ให้เป็นการบรรทัดฐาน (Normalize) แล้วอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 จากจุดนี้จะเห็นได้ว่าถ้าโหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ต่ำ ๆ จะมีการประวิงเวลาไว้สูงกว่ากรณีที่มีระดับความจุแบตเตอรี่สูง ๆ ฉะนั้นโอกาสที่แพ็กเก็ตที่ออกจากโหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ที่ต่ำจะถูกบล็อกทั้งก็มีสูง ซึ่งทำให้เส้นทางที่ได้เป็นเส้นทางที่ผ่านโหนดที่มีระดับความจุแบตเตอรี่ที่สูงจริง ๆ โดยขั้นตอนของการตัดสินใจเลือกเส้นทางของโหนดปลายทางนั้นก็จะทำการตอบรับเส้นทางทันทีเมื่อได้รับ แพ็กเก็ตการร้องขอแรก โดยการส่งแพ็กเก็ตตอบรับเส้นทาง (RREP) กลับไป

ยังโน้ดต้นทางโดยใช้เส้นทางย้อนกลับเหมือนกรณีของกระบวนการทำงานของโพรโทคอลค้นหาเส้นทางแบบแบบ AODV

ในบทความนี้ได้ศึกษาประสิทธิภาพของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางโดยทำการทดลองในกรณีที่โน้ดไม่มีการเคลื่อนที่ (Static Network) ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ TDOR มีอายุการใช้งานของโครงข่าย (Network Lifetime) ดีกว่ากรณีของ Shortest-Path, MBCR, และ MMBCR นอกจากนี้ก็ยังให้ผลในการรักษาสมดุลของการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ได้ดีกว่า

2.3.2.3 DSR-based Energy-aware Routing Protocols in Ad Hoc Networks [11]

ในบทความอ้างอิง [11] ได้เสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Request-Delay Routing Protocol (RDRP) โดยในระหว่างทางจะต้องทำการหยุดแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางดังกล่าวไว้เป็นระยะเวลาหนึ่งก่อนที่จะแพร่กระจายแพ็กเก็ตดังกล่าวต่อไป โดยระยะเวลาในการหน่วงแพ็กเก็ตจะถูกกำหนดโดยฟังก์ชันการประวิงเวลาที่ขึ้นอยู่กับระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่ของโน้ด ณ ปัจจุบัน ซึ่งในบทความนี้ได้ได้ใช้ฟังก์ชันที่แสดงในสมการที่ (2.9)

$$d_i = \frac{D \times E}{e + E} \quad (2.9)$$

ในบทความนี้ได้ทำการทดสอบในกรณีที่โน้ดไม่สามารถเคลื่อนที่ได้ ซึ่งผลการทดลองแสดงว่าโพรโทคอลแบบ RDRP ให้ประสิทธิภาพทั้งในด้านการใช้พลังงานและปริมาณข้อมูลทั้งหมดที่ส่งได้ดีกว่ากรณีการเลือกเส้นทางแบบ Shortest-Path (ในบทความนี้ได้ใช้โพรโทคอลการทำงานแบบ DSR เป็นโพรโทคอลพื้นฐานและทำการดัดแปลงเพื่อให้ได้มาซึ่งโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ RDRP)

2.3.2.4 Routing Mechanisms for Mobile Ad Hoc Networks Based on the Energy Drain Rate (MDR)

ในบทความอ้างอิง [12] กล่าวว่าทางเลือกเส้นทางจากการพิจารณาเฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่ของโน้ดจะให้ผลในทางที่ไม่ดี เพราะถ้าโน้ดเต็มใจที่จะรับทุก ๆ การร้องขอเพียงเพราะว่ามีระดับความจุของแบตเตอรี่ที่สูง ก็จะทำให้ปริมาณไหลลดจำนวนมากจะไหลเข้ามาที่โน้ดนี้ทำให้โน้ดใช้พลังงานหมดเร็วกว่าที่กำหนดไว้ ในบทความนี้จึงนำเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Minimum Drain Rate (MDR) โดยเสนอตัววัดใหม่ que แสดงอัตราการใช้พลังงาน (Drain Rate) ซึ่งเป็นค่าที่พิจารณาถึงคุณลักษณะของกราฟฟิคไหลลด ณ ขณะเวลานั้นของโน้ด ซึ่งสามารถคำนวณค่าอัตราการใช้พลังงาน (DR_i) ของโน้ด i ได้จากสมการที่ (2.10)

$$DR_i = \frac{RE_i - RE_{i+1}}{T} \quad (2.10)$$

เมื่อ RE_i เป็นระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่ของโหนด i ณ เวลาสุ่ม t และ T เป็นระยะห่างของเวลาที่ใช้ในการสุ่มในครั้งที่ $t+1$ และ t โดยในบทความนี้กำหนดให้ทุก ๆ โหนดจะต้องทำการปรับปรุงค่าอัตราการใช้พลังงานทุก ๆ 6 วินาที ($T_{t+1} - T_t = 6$ วินาที) ซึ่งค่าที่ได้มาใหม่นี้ (DR_{sample}) จะต้องนำไปถ่วงน้ำหนักกับค่าเดิมที่คำนวณได้ก่อนหน้านี้โดยใช้สมการที่ (2.11)

$$DR_t = \alpha \times DR_{old} + (1 - \alpha) \times DR_{sample}, \alpha = 0.3 \quad (2.11)$$

ในการคำนวณค่าต้นทุนพลังงานของโหนดซึ่งแสดงด้วยค่าอายุการใช้ของโหนดจะสามารถหาได้สมการที่ (2.12) จากสมการ (C_i) แสดงค่าต้นทุนพลังงานของโหนด i ณ เวลาใด ซึ่งสามารถอธิบายความหมายในทางกายภาพได้ว่าเป็นเวลานานเท่าไรที่โหนด i จะสามารถทำงานในเส้นทางนี้ได้ภายใต้คุณลักษณะของกราฟฟิกและระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนด ณ ขณะเวลานั้น หรือกล่าวอีกอย่างได้ว่าเป็นอายุการใช้งานที่เหลือของโหนด i

$$C_i = \frac{RE_i}{DR_i} \quad (2.12)$$

ขั้นตอนการตัดสินใจเส้นทางที่ดีที่สุดนั้นได้ใช้หลักการของ min-max เหมือนกับกรณีของ MMBCR นั่นคือจะเลือกเส้นทางที่ให้ค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทางมากที่สุด โดยค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทาง p ใด ๆ สามารถกำหนดได้จาก $L_p = \min_{V \in r_p} C_i$ ฉะนั้นแล้วเส้นทางที่เหมาะสมที่สุดก็จะกำหนดได้จาก $r_M = \max_{V \in r^*} L_i$ เมื่อ r^* เป็นเซตของเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดระหว่างโหนดต้นทางและโหนดปลายทาง ซึ่งมีความหมายว่า เส้นทางที่ดีที่สุดจะเป็นเส้นทางที่ให้ค่าอายุการใช้งานมากที่สุดจากอายุการใช้งานที่ต่ำที่สุดของแต่ละเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมด

2.3.3 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม (Hybrid-Aware Routing Protocols)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมเป็นการนำเอาข้อดีของการจัดสรรเส้นทางทั้งแบบ Energy-Aware routing protocols และ Battery-Aware Routing protocols มาพิจารณาพร้อมกันเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของโครงข่ายทั้งในด้านการใช้พลังงานและอายุการใช้งานให้ดีขึ้น โดยมองว่าการยืดอายุของโครงข่ายให้ได้สูงสุดนั้นการพิจารณาเฉพาะอย่างใดอย่างหนึ่ง ระหว่างการใช้พลังงานต่ำที่สุด (ในกรณี Energy-Aware Routing protocols) หรือการยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายให้มากที่สุด (ในกรณี Battery-Aware Routing protocols) ไม่เพียงพอที่จะยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายให้มากขึ้นจึงจำเป็นต้องใช้ปัจจัยทั้งสองตัวเข้ามาพิจารณาพร้อมกันจึงจะสามารถยืดอายุการใช้งานให้มากขึ้นได้ ซึ่งปัจจัยที่นำมากำหนดเป็นค่าต้นทุนก็จะพิจารณาจากทั้งสองแบบดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

2.3.3.1 Conditional Max-Min Battery Capacity Routing (CMMBCR) [13]

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ CMMBCR ได้รับการเสนอในบทความอ้างอิง [13] โดยมีเป้าหมายเพื่อต้องการบรรลุเป้าหมายทั้ง การใช้พลังงานต่ำที่สุดและการรักษาสมดุลของการใช้พลังงานของแบตเตอรี่ของโครงข่าย เพื่อให้โครงข่ายมีอายุการใช้งานนานที่สุดพร้อมกัน ซึ่งเป็นความพยายามที่จะรวมวิธีการทั้งแบบ Energy-Aware และ Battery-Aware เข้าด้วยกัน การจะทำให้การทำงานทั้งสองแบบสามารถใช้งานพร้อมกันได้นั้นผู้เสนอได้กำหนดค่าขีดเริ่มเปลี่ยนขึ้นมาเป็นเงื่อนไขในการตัดสินใจว่า ณ เวลาใดควรจะใช้วิธีการจัดสรรเส้นทางแบบใด ซึ่งผู้เสนอได้ให้ความเห็นว่า ในกรณีที่โหนดในโครงข่ายมีค่าระดับความจุของแบตเตอรี่ที่สูงนั้นโครงข่ายควรที่จะใช้พลังงานอย่างประหยัดมากกว่าการรักษาสมดุลของการใช้พลังงาน ในทางกลับกัน กรณีที่ค่าระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนดในโครงข่ายส่วนมากมีระดับที่ต่ำโครงข่ายควรจะใช้พลังงานอย่างสมดุลมากกว่าการประหยัดพลังงาน โดยจากข้อสมมุติดังกล่าวสามารถอธิบายกระบวนการทำงานและการพิจารณาเส้นทางได้ดังนี้

ในโพรโทคอลได้กำหนดให้เส้นทางทุก ๆ เส้นทางที่ได้จากกระบวนการค้นหาเส้นทางจะต้องคำนวณค่าฟังก์ชันต้นทุน (Cost function) ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าระดับความจุของแบตเตอรี่ แต่จะใช้ค่าที่ได้จากโหนดที่ให้ค่าระดับความจุของแบตเตอรี่ที่ต่ำที่สุดในเส้นทางซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.13)

$$R'_j = \min_{i \in \text{route } j} c'_i \quad (2.13)$$

จากนั้นเมื่อโหนดปลายทางได้รับแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางแพ็กเก็ตแรกแล้วโหนดปลายทางจะต้องรอแพ็กเก็ตการร้องขอจากเส้นทางอื่น ๆ ที่ไม่มีเส้นทางร่วมกันเป็นระยะเวลาหนึ่ง เมื่อหมดระยะเวลาที่กำหนดไว้โหนดจะทำการตรวจสอบจากเซตของเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมด (Q) มีเซตของเส้นทางใดบ้างที่ตรงกับเงื่อนไขในสมการที่ (2.14) ซึ่งแสดงด้วยเซต A

$$R'_j \geq \gamma, \forall j \in A \quad (2.14)$$

โดย γ เป็นค่าขีดเริ่มเปลี่ยนที่มีค่าระหว่าง 0 ถึง 100 (หรืออาจจะกำหนดค่าให้เป็นร้อยละเท่าใดของระดับความจุแบตเตอรี่เริ่มต้นของโหนดในโครงข่าย โดยค่าระดับความจุแบตเตอรี่เริ่มต้นเท่ากับ 100) จากขั้นตอนข้างต้นเปรียบเสมือนกับการพิจารณาว่าขณะนี้ระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนดในโครงข่ายส่วนมากเป็นอย่างไร ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการตัดสินใจว่าจะใช้วิธีการแบบใดในการเลือกเส้นทาง โดยดูจากจากสภาพของโครงข่าย ณ ขณะนี้ โดยการเลือกนี้จะพิจารณาได้ดังนี้

- กรณีที่ $A \cap Q \neq \emptyset$ แสดงว่ามีบางเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโหนดที่มีค่าระดับความจุแบตเตอรี่ต่ำที่สุดในเส้นทางมากกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยนที่กำหนดไว้ ซึ่งสะท้อนให้เห็นว่าโหนดในโครงข่ายยังมีระดับความจุแบตเตอรี่ที่สูงอยู่ เพราะฉะนั้นควรที่จะเลือกเส้นทางที่ใช้พลังงาน

ต่ำที่สุด ซึ่งใน CMMBCR ได้ใช้วิธี MTPR ในการเลือกเส้นทางจากเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากเซต A

- กรณีที่ $A \cap Q = \emptyset$ แสดงว่าไม่มีเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโนดที่มีค่าระดับความจุแบตเตอรี่ต่ำที่สุดในเส้นทางมากกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยนที่กำหนดไว้ ซึ่งได้สะท้อนให้เห็นว่าโนดในโครงข่ายมีระดับความจุแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่ในเกณฑ์ที่ต่ำ เพราะฉะนั้นควรที่จะเลือกเส้นทางที่รักษาสมดุลของการใช้พลังงานเพื่อยืดอายุการใช้งานของโนด ซึ่งใน CMMBCR ได้ใช้วิธี MMBCR ในการเลือกเส้นทางที่ดีจากเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากเซต Q

สังเกตได้ว่าถ้าเรากำหนดค่า $\gamma=0$ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ CMMBCR ก็จะกลายเป็นโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ MTPR และถ้ากำหนดให้ $\gamma=100$ ก็จะทำให้ผลลัพธ์เหมือนกับกรณีของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ MMBCR ดังนั้นสมรรถนะของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ CMMBCR จะขึ้นอยู่กับกำหนัดค่าขีดเริ่มเปลี่ยนเป็นหลัก

2.3.3.2 Conditional Minimum Drain Rate (CMDR)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ CMDR ถูกเสนอขึ้นในบทความ [12] เช่นเดียวกับ โพรโทคอล MDR ที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.6.2.5 เนื่องจากโพรโทคอลแบบ MDR ไม่ได้ยืนยันว่าเส้นทางที่ใช้นั้นเป็นเส้นทางที่ใช้พลังงานต่ำสุดเหมือนกับกรณีของ MMBCR โดยผู้เสนอได้เลียนแบบการทำงานของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทาง CMMBCR แต่ข้อแตกต่างระหว่างทั้งสองคือ ในโพรโทคอล CMDR ได้ใช้ค่าอายุการใช้งานของโนด (C_i ในสมการที่ (2.12)) เป็นตัวกำหนดว่าจะเลือกใช้โพรโทคอลแบบใดในการทำงานแทนการใช้ระดับความจุแบตเตอรี่ของโนด (R_i ในสมการที่ (2.13))

ถ้ามีค่าอายุการใช้งานของโนดที่ต่ำที่สุดในเส้นทางมากกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยน (δ) จากเซตของเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมด ซึ่งสามารถแสดงได้จาก $C_i = \frac{RBP_i}{DR_i} > \delta$ โพรโทคอลนี้จะเลือกเส้นทางที่เหมาะสมจาก โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ MTPR แต่ถ้าไม่เส้นทางใดที่ตรงตามเงื่อนไขจากเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดก็จะใช้โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ MDR อย่างไรก็ตามสมรรถนะของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ CMDR ก็ยังขึ้นอยู่กับกำหนัดค่า ขีดเริ่มเปลี่ยนที่นำมาพิจารณาเหมือนกับ CMMBCR

3. งานวิจัยที่น่าเสนอ

งานวิจัยนี้ได้เสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่คำนึงถึงกำลัง 3 โพรโทคอลโดยแบ่งตามทรัพยากรหลักที่นำมาใช้ในการพิจารณาเส้นทางได้แก่

- โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Minimum Energy Consumption Routing Protocols) แสดงแทนด้วย *Proposed-Energy*

- โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบเพิ่มอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Maximum Battery Lifetime Routing Protocols) แสดงแทนด้วย *Proposed-Battery*
- โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุดและยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Minimum Energy Consumption and Maximum Battery Lifetime Routing Protocols) แสดงแทนด้วย *Proposed-Hybrid*

3.1 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Minimum Energy Consumption Routing Protocols)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอในหัวข้อนี้จัดได้ว่าอยู่ในกลุ่มของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบรู้พลังงานหรือกำลังส่งที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยเป้าหมายของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอนี้คือ “ลดการใช้พลังงานของโครงข่ายให้มากที่สุด” โดยนำเสนอวิธีการกำหนดค่าต้นทุนพลังงานข่ายเชื่อมโยง หรือ Energy Link Cost ขึ้นมาใหม่เพื่อนำไปใช้ร่วมกับกระบวนการค้นหาเส้นทาง (Route Discovery Process) ซึ่งเส้นทางที่ดีที่สุดจากกระบวนการค้นหาเส้นทางที่นำเสนอจะเป็นเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด

3.1.1 การคำนวณค่าต้นทุนพลังงานข่ายเชื่อมโยง (Energy Link Cost Computation)

ในส่วนนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดของวิธีการคำนวณค่าต้นทุนพลังงานในการสื่อสาร โดยขั้นตอนหลัก ๆ คือ คำนวณค่าต้นทุนพลังงานข่ายเชื่อมโยง (Energy Link Cost) โดยการคำนวณค่าต้นทุนพลังงานข่ายเชื่อมโยงใด ๆ ($E_{i,j}$) จากโนด i ไปยังโนด j นิยามออกเป็น 2 ส่วนคือ พลังงานที่ต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตควบคุม ($E_{control}$) โดยในงานวิจัยนี้จะพิจารณาเฉพาะแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทาง หรือ Route Request packet (RREQ) เท่านั้นและ พลังงานที่ต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (E_{data}) โดยแบบจำลองการใช้พลังงานที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้ได้พิจารณาถึงลักษณะทราฟฟิกที่กำลังใช้งานอยู่ ซึ่งลักษณะทราฟฟิกของแพ็กเก็ต RREQ คือ แบบแพร่กระจาย (Broadcast) นั้นหมายถึง โหนดที่ทำการส่งแพ็กเก็ต RREQ จะต้องเสียพลังงานเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ต RREQ ซึ่งแสดงแทนด้วย E_{send}^c และ โหนดข้างเคียงที่อยู่ในระยะการส่งของโนดที่ส่งแพ็กเก็ตทุกโนดจะต้องเสียพลังงานเนื่องจากการรับแพ็กเก็ต RREQ แทนด้วย E_{recv}^c เพราะฉะนั้นพลังงานทั้งหมดที่จะต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตควบคุม RREQ สามารถแสดงได้ในสมการที่ (3.1)

$$E_{control} = E_{send}^c + N_{area(s)} \times E_{recv}^c \quad (3.1)$$

โดยที่พลังงานที่ต้องสูญเสียในการส่งและรับแพ็กเก็ตควบคุม RREQ สามารถคำนวณได้จากกำลังที่ใช้ในการส่งคูณด้วยเวลาที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ต และกำลังที่ใช้ในการรับคูณกับเวลาที่ใช้ในการรับ

ตามลำดับ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.2) และ (3.3) โดยความหมายของตัวแปรต่าง ๆ แสดงในตารางที่ 3.1

$$E_{send}^c = P_{send}^c \times \frac{L_{rreq}}{f} = P_{send}^c \times T_{send}^c \quad (3.2)$$

$$E_{recv}^c = P_{recv}^c \times \frac{L_{rreq}}{f} = P_{recv}^c \times T_{recv}^c \quad (3.3)$$

เพราะฉะนั้นพลังงานทั้งหมดที่สูญเสียไปเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตควบคุม RREQ สามารถแสดงได้อีกรูปแบบหนึ่งในสมการที่ (3.4)

$$E_{control} = E_{send}^c + N_{area(s)} \times E_{recv}^c = \frac{(P_{send}^c + N_{area(s)} \times P_{recv}^c) \times L_{rreq}}{f} \quad (3.4)$$

ในส่วนพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลนั้น เนื่องจากการแพ็กเก็ตข้อมูลมีลักษณะทราฟฟิกแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point หรือ Unicast) คือ โหนดที่ส่งแพ็กเก็ตข้อมูลจะต้องสูญเสียพลังงานจากการส่ง และโหนดที่เป็นโหนดปลายทางของแพ็กเก็ตข้อมูลจะต้องสูญเสียพลังงานจากการรับ นอกจากนี้ โหนดข้างเคียงที่อยู่ในระยะการส่งของโหนดที่ส่งแพ็กเก็ต และตัวรับจะต้องเสียพลังงานจากการได้ยินแพ็กเก็ตที่สื่อสารกันระหว่างโหนดตัวส่งและโหนดตัวรับ

จากข้างต้นทำให้พลังงานที่ต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งข้อมูลจากโหนดหนึ่งไปยังอีกโหนดหนึ่งโดยผ่านสายเคเบิลแบบไร้สายประกอบไปด้วย 3 ส่วน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.5) จากสมการพลังงานที่สูญเสียจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลของโหนดที่ส่งแพ็กเก็ตแทนด้วย E_{send}^d พลังงานที่สูญเสียจากการรับข้อมูลของโหนดปลายทางของแพ็กเก็ตแทนด้วย E_{recv}^d และพลังงานที่สูญเสียจากการลบแพ็กเก็ตทิ้งเนื่องจากการได้ยินแทนด้วย $E_{overhear}^d$ โดยรายละเอียดของการคำนวณพลังงานที่ต้องสูญเสียในแต่ละส่วนแสดงในสมการที่ (3.6) ถึงสมการที่ (3.9) ซึ่งสมการทั้งหมดคำนวณอยู่ภายใต้ข้อสมมติที่ว่าโหนดต้นทางทราบจำนวนข้อมูลที่ต้องการจะสื่อสารกับโหนดปลายทางทั้งหมด และแจ้งข้อมูลดังกล่าวให้โหนดในโครงข่ายทราบโดยผ่านแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางที่แทนด้วย L_{data} (หน่วยเป็นบิต)

$$E_{data} = E_{send}^d + E_{recv}^d + E_{overhear}^d \quad (3.5)$$

$$E_{send}^d = P_{send}^d \times \frac{N_{total} \times L_{data}}{f} \quad (3.6)$$

$$E_{recv}^d = P_{recv}^d \times \frac{N_{total} \times L_{data}}{f} \quad (3.7)$$

$$E_{overhear}^d = P_{overhear}^d \times \frac{N_{total} \times L_{data} \times (N_{area(s)} - 1)}{f} \quad (3.8)$$

$$E_{data} = (P_{send}^d + P_{recv}^d + (N_{area(s)} - 1) \times P_{overhear}^d) \times \frac{N_{total} \times L_{data}}{f} \quad (3.9)$$

ความหมายของตัวแปรต่าง ๆ ในสมการแสดงในตารางที่ 3.1 จากการคำนวณทั้งพลังงานที่ต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตควบคุม และพลังงานที่ต้องสูญเสียไปเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลที่แสดงข้างต้นเป็นการคำนวณโดยไม่พิจารณาผลกระทบจากคุณภาพของช่องสัญญาณที่ไม่มีความแน่นอน

ในการส่งข้อมูล (โดยคุณภาพของช่องสัญญาณแสดงแทนด้วยค่าอัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตหรือ Packet Error Rate โดยการคำนวณค่านี้ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.4) อย่างไรก็ตามจากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่สองว่าคุณภาพของช่องสัญญาณหรือสายเชื่อมโยงในความเป็นจริงย่อมที่จะเกิดข้อผิดพลาดขึ้นได้เสมอและจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ซึ่งก็จะมีผลกระทบต่อพลังงานที่โหนดจะต้องสูญเสียในแต่ละโมดการทำงานด้วยเช่นกัน นอกจากนี้การทดลองในบทที่ 2 ยังชี้ให้เห็นว่าจะต้องนำพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากผลกระทบนี้มาใช้ในการคำนวณค่าพลังงานที่โครงข่ายจะต้องสูญเสียจึงจะทำให้โพรโทคอลที่ออกแบบมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น [9] เพราะฉะนั้นพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตจริง ๆ แล้วไม่เพียงแต่เป็นพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลโดยปราศจากความผิดพลาดที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น (สมการที่ (3.9)) แต่จะรวมถึงพลังงานที่จะต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตที่เกิดความผิดพลาดซ้ำบนช่องสัญญาณ ณ เวลาใด ๆ ซึ่งเราเรียกพลังงานทั้งสองส่วนรวมกันว่า พลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลอย่างน่าเชื่อถือ (Reliable Energy Consumption, REC) โดยงานวิจัยนี้จะพิจารณาแบบจำลองการส่งซ้ำแบบ การส่งซ้ำระหว่างช่วงเชื่อมต่อ (Hop-by-Hop Retransmission หรือ HHR) เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณพลังงานที่จะต้องใช้ในแต่ละส่วน

ตารางที่ 3.1 ความหมายของตัวแปรในสมการที่ (3.1) ถึงสมการที่ (3.9)

P_{send}^d	กำลังที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (Watts)
P_{recv}^d	กำลังที่ใช้ในการรับแพ็กเก็ตข้อมูล (Watts)
$P_{overhear}^d$	กำลังที่ใช้ในการลบทิ้งแพ็กเก็ตข้อมูล (Watts)
P_{send}^c	กำลังที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตควบคุม RREQ (Watts)
P_{recv}^c	กำลังที่ใช้ในการรับแพ็กเก็ตควบคุม RREQ (Watts)
L_{data}	ขนาดของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ต้องการส่ง (Bits)
L_{rreq}	ขนาดของแพ็กเก็ตควบคุม (Bits)
N_{total}	จำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่โหนดต้นทางต้องการจะส่ง)Packets(
f	อัตราในการส่งแพ็กเก็ต (Mbps)
$N_{area(s)}$	จำนวนโหนดที่อยู่ในระยะการส่งของโหนดตัวส่ง) s(

กรณีของการส่งซ้ำระหว่างช่วงเชื่อมต่อ แพ็กเก็ตที่ผิดพลาดจากการส่งบนข่ายเชื่อมโยงใด ๆ จำเป็นจะต้องส่งข้อมูลที่ผิดพลาดซ้ำบนข่ายเชื่อมโยงนั้นเท่านั้น วิธีการนี้เหมาะสมสำหรับสภาพแวดล้อมที่มีการทำงานโครงข่ายแบบหลายช่วงเชื่อมต่อ ซึ่งทั่วไปจะใช้ใน Link-Layer Retransmission จากลักษณะการทำงานที่วันทำให้พลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตผ่านข่ายเชื่อมโยงที่กำลังพิจารณาจะไม่ขึ้นอยู่กับอัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตของข่ายเชื่อมโยงตัวอื่น ๆ ที่อยู่ในเส้นทาง สำหรับการวิเคราะห์ในงานวิจัยนี้เราจะไม่จำกัดจำนวนครั้งสูงสุดที่อนุญาตให้มีการส่งซ้ำได้ (ในทางปฏิบัติ ระบบอาจจะกำหนดค่าสูงสุดในการส่งซ้ำไว้ที่ค่าหนึ่งเพื่อจำกัดการล่าช้าในการส่งแพ็กเก็ต)

เนื่องจากจำนวนของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ต้องการส่งบนข่ายเชื่อมโยงที่กำลังพิจารณาอยู่จะเป็นอิสระกับข่ายเชื่อมโยงอื่น ๆ และมีการกระจายแบบ Geometric เพราะฉะนั้นเราสามารถคำนวณหาค่าพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลอย่างน่าเชื่อถือบนข่ายเชื่อมโยงใด ๆ จากโหนด i ไปยังโหนด j แทนด้วย $REC_{i,j}$ ได้จากการนำพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลในสมการที่ (3.9) มาพิจารณาถึงผลกระทบจากคุณภาพของช่องสัญญาณบนข่ายเชื่อมโยงระหว่างโหนด i ไปยังโหนด j ณ ขณะเวลาที่พิจารณา ซึ่งจะได้ผลออกมาดังสมการที่ (3.10)

$$REC_{i,j} = \frac{(P_{send}^d + P_{recv}^d + P_{overhear}^d \times (N_{area(S)} - 1)) \times N_{total} \times L_{data}}{(1 - p^j) \times f} \quad (3.10)$$

เพราะฉะนั้นค่าต้นทุนพลังงานของข่ายเชื่อมโยงใด ๆ จากโหนด i ไปยังโหนด j แทนด้วย $E_{i,j}$ สามารถแสดงได้ในสมการที่ (3.11) โดยนำสมการที่ (3.4) รวมกับสมการที่ (3.10) จะได้ดังนี้

$$E_{i,j} = E_{control} + REC_{i,j} \\ = \frac{(P_{send}^d + P_{recv}^d + P_{dis}^d \times (N_{area(s)} - 1)) \times N_{total} \times L_{data}}{(1 - p^j) \times f} + \frac{(P_{send}^c + P_{recv}^c \times N_{area(S)}) \times L_{rreq}}{f} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จะเห็นได้ว่าในกรณีของการส่งแพ็กเก็ตควบคุมไม่ได้พิจารณาถึงผลกระทบจากคุณภาพของช่องสัญญาณ เนื่องจากแพ็กเก็ตควบคุม RREQ เป็นแพ็กเก็ตแบบแพร่กระจายซึ่งโหนดไม่จำเป็นจะต้องส่งยืนยันการส่งแพ็กเก็ตไปยังโหนดข้างเคียงอย่างถูกต้อง (ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 กำหนดให้การส่งแพ็กเก็ตแบบ Unicast เท่านั้นที่โหนดส่งจะต้องส่งแพ็กเก็ตไปยังโหนดปลายทางของแพ็กเก็ตอย่างถูกต้อง โดยโหนดปลายทางจะส่งแพ็กเก็ต Acknowledgment กลับไปยังโหนดที่ส่งแพ็กเก็ตมาให้เพื่อบอกว่าได้รับแพ็กเก็ตนั้นอย่างถูกต้อง)

3.1.2 กระบวนการค้นหาเส้นทาง (Route Discovery Process)

กระบวนการค้นหาเส้นทางของโพรโทคอลที่นำเสนอส่วนใหญ่จะคล้ายกับกระบวนการค้นหาเส้นทางของโพรโทคอล AODV นั่นคือ เมื่อโหนดต้องการจะส่งข้อมูลไปยังปลายทาง โหนดจะต้องแพร่กระจายแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทาง (Route Request Packet หรือ RREQ) ไปทั่วทั้งโครงข่าย แต่ก่อนที่โหนดต้นทางจะแพร่กระจายแพ็กเก็ตออกไป โหนดจะต้องบันทึกค่าต่าง ๆ ที่จำเป็นลงในแพ็กเก็ต RREQ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยแพ็กเก็ตการร้องขอเส้นทางที่นำมาใช้กับโพรโทคอลที่นำเสนอได้เพิ่มพื้นที่จากเดิมขึ้น 3 ส่วนดังนี้

- จำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่โหนดต้นทางจะใช้สื่อสาร (Number of Data packet) แทนด้วย N_{total} ซึ่งค่าในส่วนนี้จะแสดงจำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่โหนดต้นทางต้องการจะใช้สื่อสารกับโหนดปลายทาง สาเหตุที่จะต้องกำหนดไว้เพื่อให้โหนดที่ได้รับแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางใช้ประมาณค่าพลังงานที่จะต้องสูญเสียเพื่อรองรับการสื่อสารนี้
- พลังงานที่โหนดจะต้องสูญเสีย (Energy consumption of node) เป็นพลังงานที่โหนดจะต้องสูญเสียโดยไม่พิจารณาพลังงานที่จะต้องเสียเนื่องจากผลกระทบจากคุณภาพของ

ของสัญญาณ ซึ่งสามารถแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ พลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตควบคุม (Energy consumption for transmission control packet) คำนวณได้จากสมการที่ (3.4) และพลังงานที่ต้องสูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (Energy consumption for transmission data packets) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.9)

- ค่าต้นทุนพลังงานรวมที่ต้องสูญเสีย (Total Energy cost) ซึ่งแสดงแทนด้วย E_p^{Total} หมายความว่า เป็นพลังงานทั้งหมดที่โครงข่ายจะต้องสูญเสียสำหรับเส้นทาง p

Source address	Source Sequence number	• • •	Hop Count	Num. of Data packet	$\langle E_{control}^i, E_{data}^i \rangle$	Total Energy Cost $\langle E_p^{Total} \rangle$
----------------	------------------------	-------	-----------	---------------------	---	---

รูปที่ 3.1 โครงสร้างของแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางในโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy

โดยในต้นทางจะต้องทำการคำนวณค่า $E_{control}$ และ E_{data} จากสมการที่ (3.4) และ (3.9) ตามลำดับแล้วบรรจุค่าที่ได้ลงในฟิลด์ $\langle E_{control}, E_{data} \rangle$ ของแพ็กเก็ต RREQ และกำหนดค่าเริ่มต้นของ E_p^{Total} ให้เท่ากับศูนย์ จากนั้นก็ทำการแพร่กระจายแพ็กเก็ตไปยังโนดข้างเคียง ต่อมาเมื่อโนดข้างเคียงได้รับแพ็กเก็ต RREQ จะต้องทำการคำนวณ 2 ค่าคือ พลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลอย่างน่าเชื่อถือของข่ายเชื่อมโยงระหว่างตัวเอง (สมมติว่าเป็นโนด j) กับโนดที่ส่งแพ็กเก็ต RREQ มาให้ (สมมติว่าเป็นโนด i) และอีกค่าหนึ่งเป็น พลังงานที่สูญเสียเนื่องจากตัวเองจะต้องส่งแพ็กเก็ตควบคุมและแพ็กเก็ตข้อมูลไปยังโนดข้างเคียง (ตามสมการที่ (3.4) และ (3.9) ตามลำดับ) โดยการคำนวณค่าพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลอย่างน่าเชื่อถือจะเริ่มจากโนดนำค่า E_{data} ซึ่งอยู่ในแพ็กเก็ต RREQ ที่ได้รับมาทำการคำนวณค่า $REC_{i,j}$ โดยใช้สมการที่ (3.10) จากนั้นโนด j จะต้องคำนวณค่าต้นทุนพลังงานของข่ายเชื่อมโยงใด ๆ จากโนด i ไปยังโนด j ($E_{i,j}$) ได้จากสมการที่ (3.11) ซึ่งเป็นค่าต้นทุนพลังงานของข่ายเชื่อมโยงระหว่างโนดที่พิจารณาอยู่ปัจจุบันกับโนดที่ส่งแพ็กเก็ต RREQ มายังโนดที่พิจารณา ส่วนอีกหนึ่งค่าที่โนดจะต้องทำการคำนวณคือ พลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่งแพ็กเก็ตควบคุมและแพ็กเก็ตข้อมูลไปยังโนดข้างเคียงตามสมการที่ (3.4) และ (3.9) ตามลำดับ ซึ่งเป็นพลังงานที่ใช้บนข่ายเชื่อมโยงถัดไปโดยไม่คำนึงถึงความผิดพลาดในการส่งข้อมูลบนข่ายเชื่อมโยง เมื่อโนดคำนวณค่าทั้งสองเรียบร้อยแล้วโนดจะนำ $E_{i,j}$ ที่คำนวณได้ไปบวกกับค่าต้นทุนพลังงานรวมข่ายเชื่อมโยงที่คำนวณได้ก่อนหน้านี้ (อยู่ในฟิลด์ Total Energy Cost) แล้วบรรจุค่าใหม่ที่ได้ลงในฟิลด์ของค่าต้นทุนพลังงานรวมของเส้นทางที่คำนวณได้ดังนี้

$$E_p^{Total} = E_p^{Total} + E_{i,j} = \sum_{k=1}^{i-1} E_{k,k+1} + E_{i,j} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) ถ้าสมมติให้โนดในเส้นทาง p ประกอบไปด้วย ($S=1,2,\dots,N=D$) สามารถคำนวณหาต้นทุนรวมพลังงานของเส้นทาง p ได้เป็น $E_p^{Total} = \sum_{i=1}^{N-1} E_{i,i+1}$ ภายหลังจากบรรจุค่าทั้ง

สองลงในฟิลด์ของแพ็กเก็ต RREQ เรียบร้อยแล้ว โหนดก็จะแพร่กระจายแพ็กเก็ตไปยังโหนดข้างเคียงของตัวเองต่อไป ขั้นตอนที่กล่าวมาข้างต้นจะดำเนินไปจนกระทั่งแพ็กเก็ต RREQ ไปถึงยังโหนดปลายทาง

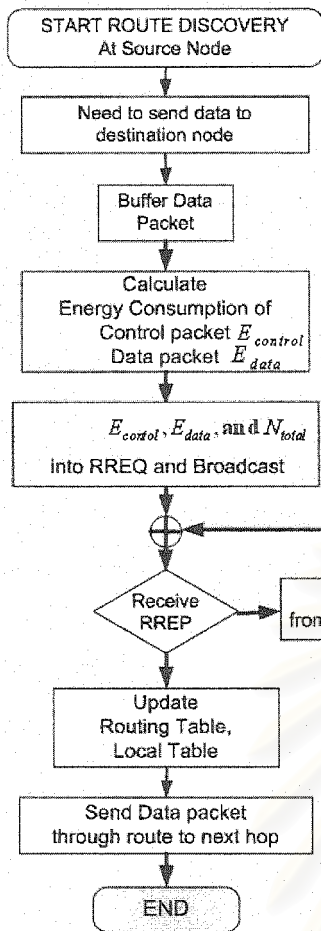
โดยขั้นตอนสุดท้ายหลังจากที่โหนดปลายทางได้รับแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางเป็นจำนวนหนึ่งคือพิจารณาว่าเส้นทางใดเป็นเส้นทางที่เหมาะสมในจำนวนเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดระหว่างโหนดต้นทางกับโหนดปลายทาง โดยพิจารณาได้จากสมการที่ (3.13) นั่นคือ เป็นเส้นทางที่ใช้พลังงานรวมตลอดทั้งเส้นทางต่ำที่สุดหรือกล่าวได้ว่าเป็นพลังงานที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด ซึ่งแตกต่างจากโพรโทคอลที่นำเสนอก่อนหน้านี้ที่พิจารณาจากเส้นทางที่สูญเสียพลังงานเฉพาะโหนดในเส้นทางต่ำที่สุดเท่านั้น [7, 9]

$$P^* = \min_{V_p \in A} (E_p^{Total}) \quad (3.13)$$

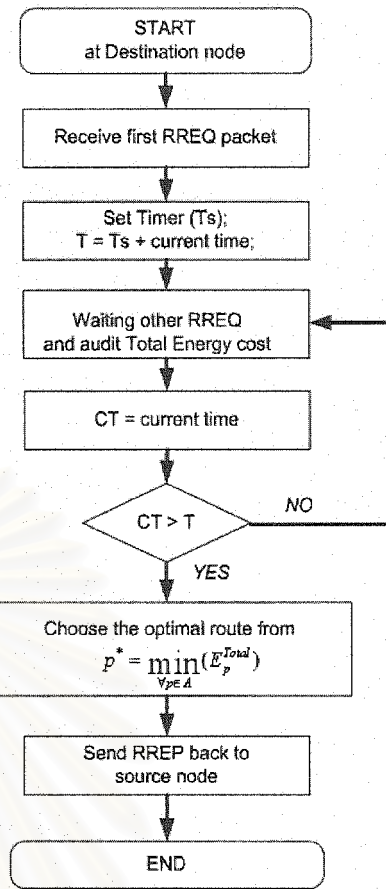
เมื่อ A เป็นเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่โหนดปลายทางได้รับ ภายหลังจากที่โหนดเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดจากสมการที่ (3.13) ได้แล้ว โหนดปลายทางจะสร้างแพ็กเก็ตการตอบรับเส้นทาง (Route Reply Packet, RREP) เพื่อตอบกลับไปบอกโหนดต้นทางให้ทราบ โดยเส้นทางที่โหนดปลายทางใช้ส่งจะเป็นเส้นทางเดียวกันกับเส้นทางที่ดีที่สุด โดยที่ทุกโหนดที่อยู่ในเส้นทางเมื่อได้รับแพ็กเก็ตตอบรับเส้นทางแล้วจะต้องทำการปรับปรุงตารางการจัดเส้นทางและส่งแพ็กเก็ตดัง กล่าวต่อไปเรื่อย ๆ จนถึงโหนดต้นทาง ภายหลังจากโหนดต้นทางได้รับแพ็กเก็ตการตอบรับเส้นทางแล้ว โหนดก็จะทำการปรับปรุงเส้นทางที่ได้ในตารางการจัดเส้นทางของตัวเองแล้วก็เริ่มทำการส่ง แพ็กเก็ตข้อมูลไปตามเส้นทางที่ได้มากที่สุดเป็นอันเสร็จกระบวนการค้นหาเส้นทาง

โดยขั้นตอนของกระบวนการค้นหาเส้นทางทั้งหมดที่กล่าวข้างต้นสามารถสรุปได้ในผังงานในรูปที่ 3.2 ถึงรูปที่ 3.4 โดยแยกตามกระบวนการที่โหนดแต่ละโหนดจะต้องกระทำซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วน โดยในผังงานในรูปที่ 3.2 แสดงขั้นตอนที่เกิดขึ้นกับโหนดต้นทาง ส่วนผังงานในรูปที่ 3.3 เป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นกับโหนดปลายทางและสุดท้ายเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นกับโหนดระหว่างทางแสดงด้วยผังงานในรูปที่ 3.4

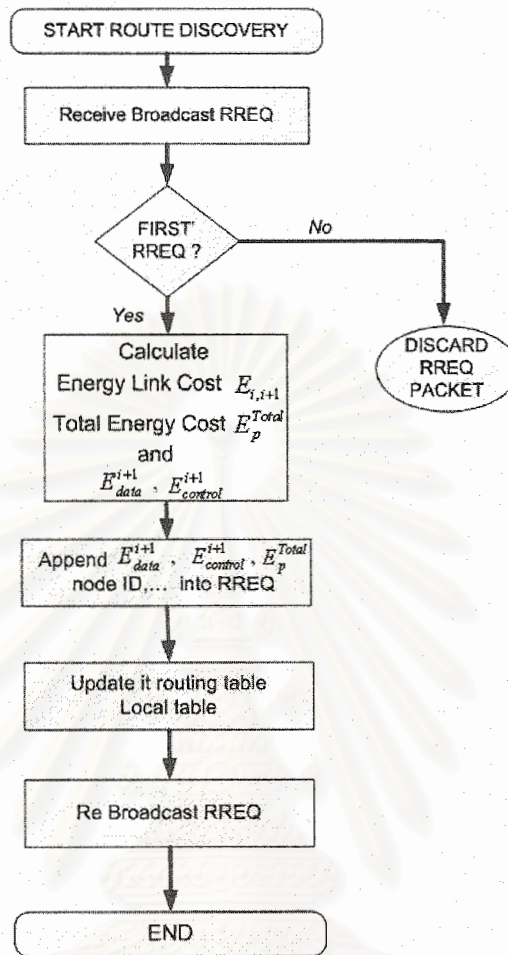
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.2 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของโหนดต้นทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Proposed-Energy)



รูปที่ 3.3 ผังกระบวนการค้นหาเส้นทางของโหนดปลายทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Proposed-Energy)



รูปที่ 3.4 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของโหนดระหว่างทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Proposed-Energy)

3.2 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยึดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Maximum Battery Lifetime Routing Protocols)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอในหัวข้อนี้จัดได้ว่าอยู่ในกลุ่มของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบรู้ระดับความจุแบตเตอรี่ของโหนดที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.6.2 โดยจุดประสงค์สำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอนี้เพื่อ “เพิ่มอายุการใช้งานของโครงข่ายให้มากที่สุด” โดยนำเสนอวิธีการกำหนดค่าอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโหนด (Battery lifetime) ขึ้นใหม่เพื่อนำไปใช้ร่วมกับกระบวนการค้นหาเส้นทางที่เพิ่มกลไกการประวิงเวลา (Delay mechanism) ของแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางให้แก่แต่ละโหนด ซึ่งเส้นทางที่ดีที่สุดจะไม่ใช้เส้นทางที่พลังงานที่ต่ำที่สุดเหมือนกับโพรโทคอลที่นำเสนอก่อนหน้านี้แต่จะเป็นเส้นทางที่ประกอบด้วยโหนดที่มีอายุการใช้งาน

จากแบตเตอรี่สูงหรือพยายามหลีกเลี่ยงโหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ที่ต่ำ เพราะฉะนั้นขั้นตอนของกระบวนการค้นหาเส้นทางจะแตกต่างจากที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

3.2.1 การคำนวณค่าอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโนด (Battery Lifetime Computation)

โพรโทคอลการค้นหาเส้นทางในบทความอ้างอิง [8, 10, 11] ได้กำหนดให้อายุการใช้งานจากแบตเตอรี่มีค่าเท่ากับระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่ และในบทความอ้างอิง [12] ได้กำหนดจากความจุของแบตเตอรี่ที่เหลือและอัตราการใช้พลังงานงานของโนด แต่ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดค่าอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโนดที่แตกต่างกันออกไป โดยจะพิจารณาเฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่ที่เหลืออยู่แต่จะพิจารณาถึงพลังงานที่โนดจะต้องใช้เพื่อที่จะส่งแพ็กเก็ตในบัฟเฟอร์ไปยังโนดปลายทางของแพ็กเก็ตและพลังงานสูงสุดที่โนดจะต้องสูญเสียเพื่อส่งแพ็กเก็ตข้อมูลไปยังโนดถัดไป (ซึ่งเป็นจำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่โนดต้นทางต้องการจะติดต่อกับโนดปลายทาง) สาเหตุที่กำหนดจากค่าสูงสุดเพราะว่าโนดไม่ทราบว่าโนดถัดไปของเส้นทางที่ดีที่สุดคือโนดใดเพราะฉะนั้นจะต้องพิจารณาจากพลังงานที่จะต้องส่งข้อมูลไปยังโนดที่อยู่ไกลที่สุดแต่อยู่ในระยะการส่งข้อมูลซึ่งก็จะเป็นพลังงานที่ใช้สูงสุดนั่นเอง จากข้างต้นเราสามารถกำหนดค่าอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโนดได้จากสมการที่ (3.14)

$$BL(i,t) = \text{Residual Energy}(i,t) - \text{Energy consumed}_{queue}^i - \max_{\forall j \in \text{neighbor of node } i} \{E_{i,j}^{send}\}$$

$$= RE(i,t) - E_{queue}^i - \max_{\forall j \in \text{neighbor of node } i} \{E_{i,j}^{send}\} \quad (3.14)$$

เมื่อ $BL(i,t)$ คือ อายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโนด i ณ เวลา t ส่วนค่า E_{queue}^i คือพลังงานที่โนด i ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตที่อยู่ในบัฟเฟอร์ ซึ่งอาจจะเป็นแพ็กเก็ตควบคุมหรือ แพ็กเก็ตข้อมูลซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.15) และ $\max_{\forall j \in \text{neighbor of node } i} \{E_{i,j}^{send}\}$ เป็นค่าพลังงานที่โนด i จะต้องสูญเสียจากการส่งสูงสุดระหว่างโนด i ไปยังโนดข้างเคียง j ทุกตัวที่อยู่ในระยะการส่งของโนด i ยกเว้นโนดที่ส่งแพ็กเก็ต RREQ มาให้โนด i ซึ่งพลังงานที่สูญเสียจากการส่งระหว่างโนด i และโนด j ใดๆ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.16)

$$E_{queue}^i = N_{rreq} \times (P_{send}^c \times T_{send}) + \sum_{k=1}^{N_{data}} P_{send}^d \times T_{send}^k$$

$$= N_{rreq} \times \left(\frac{P_{send}^c \times L_{rreq}}{f} \right) + \sum_{k=1}^{N_{data}} \left(P_{send}^d \times \frac{L_{data}^k}{(1-p_k^{i,j}) \times f} \right) \quad (3.15)$$

$$E_{i,j}^{send} = P_{send}^c \times \frac{L_{rreq}}{f} + P_{send}^d \times \frac{N_{total} \times L_{data}}{(1-p^{i,j}) \times f} \quad (3.16)$$

ความหมายของตัวแปรต่าง ๆ ในสมการที่ (3.14) ถึง (3.16) สามารถแสดงได้ในตารางที่ 3.2 ซึ่งการกำหนดค่าอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโนดในลักษณะนี้จะทำให้ค่าที่ได้มีความแม่นยำและถูกต้องมากกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอก่อนในบทความอ้างอิง [8, 10, 11, 13] และทำให้การตัดสินใจเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

ตารางที่ 3.2 ความหมายของตัวแปรต่าง ๆ ในสมการที่ (3.14) ถึงสมการที่ (3.16)

P_{send}^d	กำลังที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (Watts)
P_{send}^c	กำลังที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตควบคุม RREQ (Watts)
T_{send}	เวลาที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ต (sec)
T_{send}^k	เวลาที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ต k (sec)
L_{data}	ขนาดของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ต้องการส่ง (Bits)
L_{data}^k	ขนาดของแพ็กเก็ตข้อมูล k ที่อยู่ในบัฟเฟอร์ (Bits)
L_{rreq}	ขนาดของแพ็กเก็ตควบคุม (Bits)
N_{rreq}	จำนวนแพ็กเก็ต RREQ ทั้งหมดอยู่ในบัฟเฟอร์)Packets(
N_{data}	จำนวนแพ็กเก็ตข้อมูลทั้งหมดที่อยู่ในบัฟเฟอร์)Packets(
N_{total}	จำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่โหนดต้นทางต้องการจะส่ง)Packets(
f	อัตราในการส่งแพ็กเก็ต (Mbps)
$p^{i,j}$	อัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตบนข่ายเชื่อมโยงระหว่าง โหนด i และ j
$p_k^{i,j}$	อัตราความผิดพลาดแพ็กเก็ตของแพ็กเก็ต k บนข่ายเชื่อมโยงระหว่าง โหนด i และ j โดย โหนด j เป็น โหนดปลายทางของแพ็กเก็ต k

3.2.2 กระบวนการค้นหาเส้นทาง (Route Discovery Process)

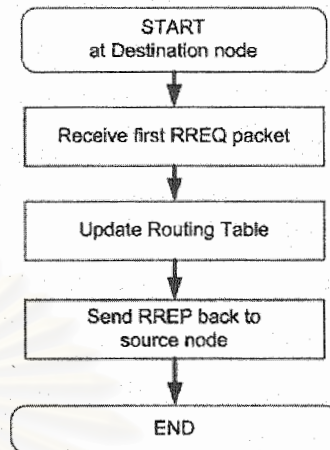
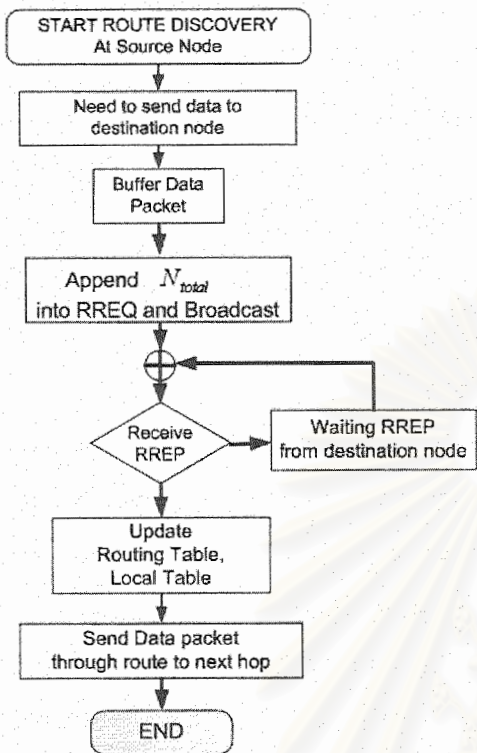
โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยึดอายุการใช้งานของโหนดให้มากที่สุดที่นำเสนออยู่บนพื้นฐาน โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ AODV โดยได้ทำการดัดแปลงกระบวนการค้นหาเส้นทางของโพรโทคอล AODV เพื่อให้กระบวนการเลือกเส้นทางสามารถยึดอายุการใช้งานของโหนดและโครงข่ายกระบวนการค้นหาเส้นทางเริ่มขึ้นเมื่อโหนดต้นทางต้องการที่จะส่งข้อมูลจะไปยังโหนดปลายทาง แต่ไม่ทราบเส้นทางไปยังโหนดปลายทางนั้น โหนดต้นทางจะต้องแพร่กระจายแพ็กเก็ตการร้องขอเส้นทาง (RREQ) ไปยังโหนดข้างเคียงที่อยู่ภายในระยะการส่ง โดยในแพ็กเก็ต RREQ จะต้องบรรจุจำนวนแพ็กเก็ตข้อมูลที่โหนดต้นทางต้องการจะสื่อสารกับโหนดปลายทาง และภายหลังจากโหนดข้างเคียงได้รับแพ็กเก็ต RREQ โหนดจะต้องคำนวณว่า ณ ขณะเวลานั้นโหนดสามารถจะทำงานได้อีกนานเท่าไรภายหลังจากได้รองรับการสื่อสารระหว่างโหนดต้นทางและปลายทางที่ร้องขอมา (เวลาที่โหนดสามารถทำงานต่อไปได้ภายหลังจากการสื่อสารระหว่างโหนดต้นทางและโหนดปลายทางเสร็จสิ้นลง) ซึ่งคำนวณได้จากค่าอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโหนด (Battery Lifetime หรือ BL) จากสมการที่ (3.14) ต่อจากนั้นโหนดระหว่างทางก็จะทำการหน่วงเวลาแพ็กเก็ต RREQ ไว้เป็นช่วงระยะเวลาหนึ่งตามฟังก์ชันการประวิงเวลา (Delay function) ก่อนที่จะแพร่กระจายแพ็กเก็ต RREQ ไปยังโหนดข้างเคียงต่อไป ซึ่งช่วงเวลาในการหน่วงจะขึ้นอยู่กับอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโหนด ณ ขณะเวลาปัจจุบัน โดยเราเรียกขั้นตอนนี้ว่า กลไกการประวิงเวลา (Delay mechanism) ขั้นตอนนี้จะดำเนินไปจนกระทั่งโหนดปลายทางได้รับแพ็กเก็ต RREQ แรกเข้ามา โหนด

ปลายทางก็จะตอบรับเส้นทางนี้ทันทีโดยการส่งแพ็กเก็ตตอบรับเส้นทางกลับไปยังโหนดต้นทางผ่านทางเส้นทางเดิมที่แพ็กเก็ต RREQ เดินทางมาถึง ซึ่งจะแตกต่างจากโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำสุด (*Proposed-Energy*) ที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้นที่กำหนดให้โหนดปลายทางจะต้องรอเป็นช่วงระยะเวลาหนึ่งเพื่อรอแพ็กเก็ตจากเส้นทางอื่น ๆ แล้วจึงตัดสินใจเลือกเส้นทางที่ดีที่สุด สาขาที่ไม่กำหนดให้โหนดปลายทางจะต้องหยุดรอเนื่องจาก กลไกการประวิงเวลาที่กล่าวข้างต้น โดยโหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ต่ำจะหน่วงเวลาแพ็กเก็ต RREQ ไว้เป็นเวลานานก่อนที่จะแพร่กระจายไปยังโหนดข้างเคียงเมื่อเทียบกับโหนดที่มีอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ที่สูง เพราะฉะนั้นส่วนมากแล้วแพ็กเก็ต RREQ ที่ผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ต่ำจะถูกละทิ้ง (Discard) ดังนั้นแพ็กเก็ตที่ไปถึงยังโหนดปลายทางจะเป็นแพ็กเก็ตแรกก็จะเป็นแพ็กเก็ตที่ผ่านเส้นทางซึ่งประกอบไปด้วยโหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ที่อยู่ในระดับที่สูงเมื่อเทียบกับโหนดอื่น ๆ ในโครงข่าย

โดยขั้นตอนของกระบวนการค้นหาเส้นทางทั้งหมดที่กล่าวข้างต้นสามารถสรุปได้ในผังงานในรูปที่ 3.5 ถึงรูปที่ 3.7 โดยแยกตามกระบวนการที่โหนดแต่ละโหนดจะต้องกระทำซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วน โดยในผังงานในรูปที่ 3.5 แสดงขั้นตอนที่เกิดขึ้นกับโหนดต้นทาง ส่วนผังงานในรูปที่ 3.6 เป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นกับโหนดปลายทางและสุดท้ายเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นกับโหนดระหว่างทางแสดงด้วยผังงานในรูปที่ 3.7

จากกระบวนการค้นหาเส้นทางที่กล่าวข้างต้นสรุปได้ว่าเส้นทางที่ดีที่สุดจะเป็นเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ที่อยู่ในระดับที่สูงเมื่อเทียบกับโหนดอื่น ๆ ในโครงข่ายหรือพยายามหลีกเลี่ยงโหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่อยู่ต่ำ ซึ่งจะทำให้โหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ในระดับที่ต่ำไม่ถูกใช้งานมากเกินไป ซึ่งสามารถทำให้โครงข่ายและโหนดสามารถที่จะขยายเวลาที่จะทำงานในโครงข่ายแยกออกไปได้และก็จะส่งผลทำให้สมรรถนะในด้านอื่น ๆ ของระบบดีขึ้นตามไปด้วย





รูปที่ 3.5 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของ โหนดต้นทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Proposed-Battery)

รูปที่ 3.6 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของ โหนดปลายทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Proposed-Battery)

3.2.3 ฟังก์ชันการประวิงเวลา (Delay Function)

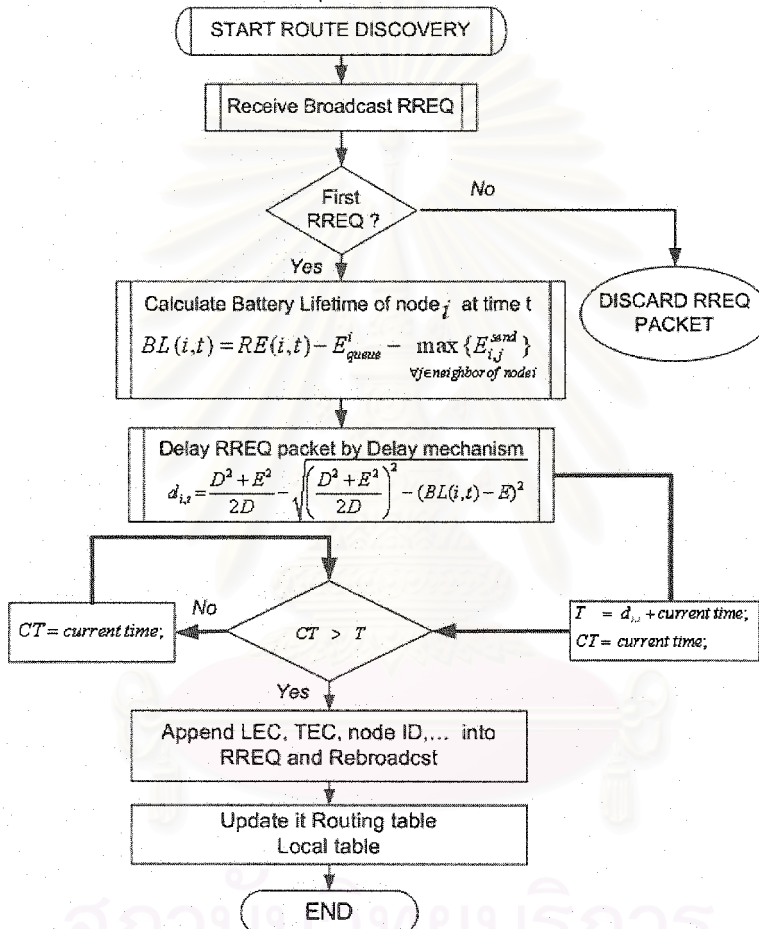
กลไกการประวิงเวลาจะเปรียบเสมือนกับฟังก์ชันที่แปลงจากอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโหนดที่แสดงด้วยสมการที่ (3.14) ไปเป็นระยะเวลาที่ใช้ในการหน่วงแพ็กเก็ต RREQ ก่อนที่จะดำเนินการอื่น ๆ ต่อไป ซึ่งมีหลายฟังก์ชันที่ถูกนำมาเสนอในบทความอ้างอิง [11] เช่น Linear Convex และ Concave ซึ่งฟังก์ชันแบบ Concave ให้ผลลัพธ์ในการยืดอายุการใช้ของโครงข่ายได้ดีที่สุด โดยที่ Yu และ Lee [11] ได้เสนอฟังก์ชันการประวิงเวลาต่าง ๆ เพื่อนำมาใช้ซึ่งมีลักษณะของฟังก์ชันแสดงในสมการที่ (3.17)

$$d_{i,t} = \frac{E * D}{e_{i,t} + E} \quad (3.17)$$

เมื่อ $d_{i,t}$ คือ ระยะเวลาที่โหนดใช้ในการหน่วงแพ็กเก็ต RREQ ของโหนด i ณ เวลา t มีหน่วยเป็น มิลลิวินาที ส่วนค่า E คือ ค่าพลังงานสูงสุดของโหนด (Maximum energy) มีหน่วยเป็นจูล (Joules) D เป็น เวลาที่ใช้ในการประวิงเวลาแพ็กเก็ตสูงสุด (Maximum delay) และ $e_{i,t}$ คือ พลังงานที่เหลืออยู่ของโหนด i ณ เวลา t ซึ่งจะเห็นได้ว่าฟังก์ชันในสมการที่ (3.17) ยังคงมีปัญหาคือ ค่าต่ำสุดของการหน่วงเวลาแพ็กเก็ต

คือ $D/2$ ก็หมายความว่าถึงแม้ว่าโนดจะมีพลังงานจากแบตเตอรี่อยู่เต็มแต่โนดก็ยังคงถูกหน่วงเวลาแพ็กเก็ตไว้ถึง $D/2$ ในงานวิจัยนี้จึงเสนอว่าฟังก์ชันที่นำมาใช้ไม่ควรที่จะมีการหน่วงเวลามากเกินความจำเป็นในกรณีที่โนดมีพลังงานจากแบตเตอรี่เต็มหรือค่า $BL(i,t)$ เท่ากับค่าพลังงานสูงสุดของโนดเพราะอาจจะทำให้สมรรถนะด้านอื่น ๆ ของระบบลดต่ำลงเช่น การประวิงเวลาเฉลี่ยของแพ็กเก็ตข้อมูลจากปลายถึงปลาย (Average End-to-End Delay) โดยโพรโทคอลที่นำเสนอจะยังคงใช้ฟังก์ชันแบบ Concave ซึ่งมีลักษณะของฟังก์ชันแสดงในสมการที่ (3.18)

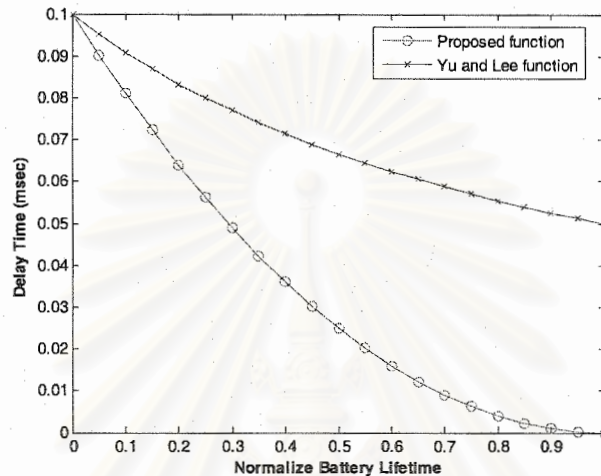
$$d_{i,t} = \frac{D^2 + E^2}{2D} - \sqrt{\left(\frac{D^2 + E^2}{2D}\right)^2 - (BL(i,t) - E)^2} \quad (3.18)$$



รูปที่ 3.7 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของโนดระหว่างทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Proposed-Battery)

โดยฟังก์ชันที่นำเสนอจะลดค่าเฉลี่ยเวลาที่หน่วงแพ็กเก็ต และเพิ่มความแตกต่างของเวลาที่ใช้หน่วงแพ็กเก็ตระหว่างโนดที่ใกล้หมดอายุการใช้งานกับโนดที่มีอายุการใช้งานเหลืออยู่เต็ม เพราะฉะนั้นเส้นทางที่แพ็กเก็ต RREQ ไปถึงยังโนดปลายทางเป็นอันดับต้น ๆ จะเป็นเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่อยู่ในระดับที่สูงเพราะแพ็กเก็ต RREQ ที่ผ่านโนดที่มีอายุการใช้งานที่ต่ำจะ

ถูกหน่วงเวลาไว้นาน ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้วแพ็กเก็ตเหล่านี้ก็จะถูกโนดอื่น ๆ ละทิ้งเนื่องจากแพ็กเก็ตที่เข้ามาไม่ใช่แพ็กเก็ตแรก โดยความแตกต่างระหว่างฟังก์ชันที่นำเสนอกับฟังก์ชันที่นำเสนอโดย Yu และ Lee สามารถแสดงดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ฟังก์ชันการประวิงเวลาที่ใช้ในงานวิจัยนี้และในบทความอ้างอิง [11] ของ Yu และ Lee

3.3 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุดและยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Minimum Energy Consumption and Maximum Battery Lifetime Routing Protocols)

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอในหัวข้อนี้จัดได้ว่าอยู่ในกลุ่มของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม โดยเป้าหมายสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอนี้เพื่อ “เพิ่มอายุการใช้งานของโครงข่ายให้มากที่สุด” จะเห็นได้ว่าเป้าหมายจะเหมือนกับโพรโทคอลแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (*Proposed-Battery*) โดยโพรโทคอลแบบผสมเกิดจากแนวความคิดที่ว่า การจะช่วยให้โครงข่ายมีอายุการใช้งานให้มากที่สุดนั้นเราจะต้องเลือกเส้นทางที่ใช้พลังงานที่ต่ำและขณะเดียวกันก็จะต้องเป็นเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่อยู่ในระดับที่สูง ซึ่งถ้าพิจารณาเฉพาะอย่างใดอย่างหนึ่งก็สามารถจะช่วยยืดอายุได้เช่นกันแต่ไม่ประสิทธิภาพเท่ากับนำทั้งสองเงื่อนไขมาพิจารณาพร้อม ๆ กัน

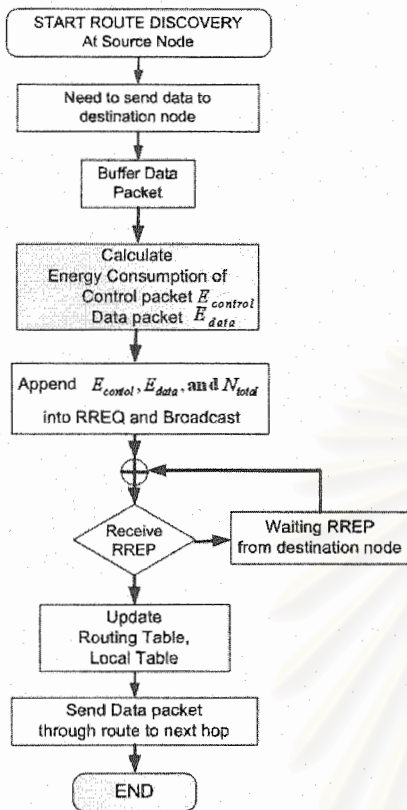
เพราะฉะนั้นโพรโทคอลที่จะนำเสนอในหัวข้อนี้จะนำเอาโพรโทคอลใช้พลังงานต่ำที่สุดและโพรโทคอลแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (*Proposed-Hybrid*) ที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้นมาทำการดัดแปลงกระบวนการค้นหาเส้นทางเพื่อให้สามารถบรรลุเป้าหมายทั้งสองอย่างพร้อมกัน

3.3.1 กระบวนการค้นหาเส้นทาง (Route Discovery Process)

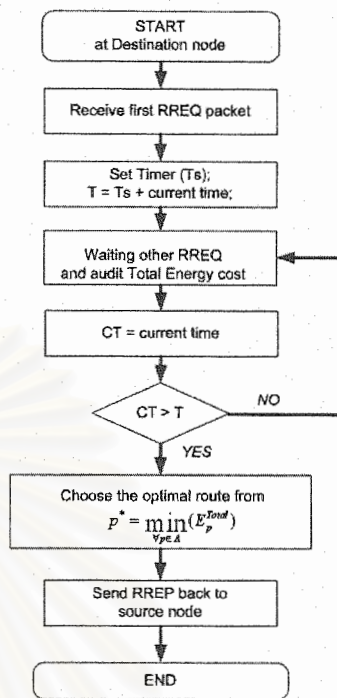
กระบวนการค้นหาเส้นทางเริ่มขึ้นเมื่อโนดต้นทางต้องการที่จะส่งข้อมูลจะไปยังโนดปลายทางแต่ไม่ทราบเส้นทางไปยังโนดปลายทางนั้น โหนดต้นทางจะต้องแพร่กระจายแพ็กเก็ตการร้องขอเส้นทาง

(RREQ) ไปยังโนดข้างเคียงที่อยู่ภายในระยะการส่ง โดยในแพ็กเกต RREQ จะต้องบรรจุจำนวนแพ็กเกต ข้อมูลที่โนดต้นทางต้องการจะสื่อสารกันโนดปลายทางรวมทั้งค่า $E_{control}$ และ E_{data} จากสมการที่ (3.4) และ (3.9) ตามลำดับ และสุดท้ายคือ กำหนดค่าเริ่มต้นของ E_p^{Total} ให้เท่ากับศูนย์ จากนั้นก็ทำการ แพร่กระจายแพ็กเกตไปยังโนดข้างเคียง หลังจากโนดข้างเคียงได้รับแพ็กเกต RREQ โหนดจะทำการหน่วง เวลาแพ็กเกต RREQ ไว้เป็นช่วงระยะเวลาหนึ่งด้วยฟังก์ชันการประวิงเวลาที่เสนอในหัวข้อที่ 3.2.3 ซึ่ง ช่วงเวลาในการหน่วงจะขึ้นอยู่กับอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ของโนด ณ ขณะเวลาปัจจุบัน (สมการที่ (3.14)) ก่อนที่จะทำการแพร่กระจายแพ็กเกต RREQ ไปยังโนดข้างเคียง และในช่วงเวลาที่แพ็กเกตถูก หน่วงอยู่นั้น (หรือก่อนที่หมดเวลาการหน่วงแพ็กเกต RREQ ที่ได้ตั้งไว้) โหนดต้องคำนวณค่าต้นทุนพลังงาน ข่ายเชื่อมโยง (Energy Link Cost) และค่าต้นทุนรวมพลังงาน (Total Energy Cost) เหมือนกับขั้นตอนของ การคำนวณพลังงานที่สูญเสียในโพรโทคอลแบบใช้พลังงานที่ต่ำที่สุด เมื่อคำนวณค่าต่าง ๆ เสร็จก็จะบรรจุ ค่าดังกล่าวลงไปในแพ็กเกต RREQ และแพร่กระจายแพ็กเกตไปยังโนดข้างเคียงต่อไป กระบวนการ ดังกล่าวจะดำเนินไปจนกระทั่งแพ็กเกต RREQ ไปถึงยังโนดปลายทาง หลังจากโนดปลายทางได้รับ RREQ แรกแล้วจะตั้งเวลาที่เหมาะสมค่าหนึ่ง เพื่อรอ RREQ ที่ได้จากเส้นทางอื่น ๆ หรืออาจจะกำหนดจำนวน RREQ ที่จะรับ โดยแพ็กเกต RREQ ที่เข้ามาหลังจากเวลาที่กำหนดไว้จะถูกลบทิ้งทั้งหมด เมื่อหมดเวลา ที่ตั้งไว้หรือได้รับแพ็กเกต RREQ ครบตามจำนวนที่กำหนดไว้ ขั้นตอนต่อไปคือ พิจารณาว่าเส้นทางใดเป็น เส้นทางที่เหมาะสมในจำนวนเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดระหว่างโนดต้นทางกับโนดปลายทาง โดย พิจารณาจากสมการที่ (3.13) คือ เป็นเส้นทางที่ใช้พลังงานรวมตลอดทั้งเส้นทางต่ำที่สุดหรือกล่าวได้ว่าเป็น พลังงานที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด หลังจากทีโหนดเลือกเส้นทางเส้นทางได้แล้ว โหนด ปลายทางจะสร้างแพ็กเกตการตอบรับเส้นทาง (RREP) เพื่อตอบกลับไปบอกโนดต้นทางให้ทราบ โดยใช้ เส้นทางที่เลือกไว้ข้างต้นในการส่งแพ็กเกตไปให้โนดต้นทาง โดยระหว่างที่ส่งแพ็กเกตตอบรับเส้นทาง กลับไปนั้นโนดทุกโนดที่ได้รับแพ็กเกตจะต้องทำการปรับปรุงตารางการจัดเส้นทางและส่งแพ็กเกตดังกล่าว ต่อไปเรื่อย ๆ จนถึงโนดต้นทาง ภายหลังจากโนดต้นทางได้รับแพ็กเกตการตอบรับเส้นทางแล้วโนดก็จะทำ การปรับปรุงเส้นทางที่ได้ในตารางการจัดเส้นทางของตัวเองแล้วก็เริ่มทำการส่งแพ็กเกตข้อมูลไปตาม เส้นทางที่ได้มาก็เป็นอันเสร็จกระบวนการค้นหาเส้นทาง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



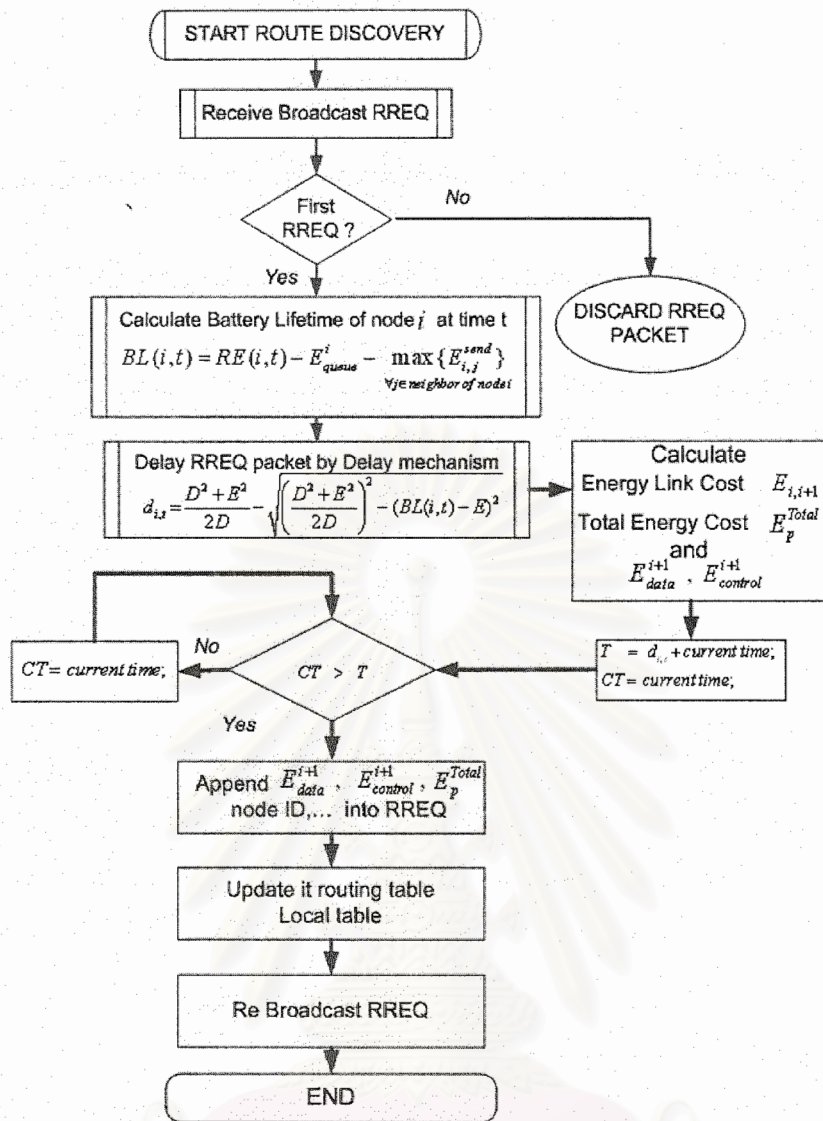
รูปที่ 3.9 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของ โหนดต้นทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid)



รูปที่ 3.10 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของ โหนดปลายทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid)

จากกระบวนการค้นหาเส้นทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมที่ได้กล่าวข้างต้น สามารถสรุปได้ว่า เส้นทางที่ดีที่สุดจะเป็นเส้นทางที่ใช้พลังงานต่ำที่สุดจากเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดในช่วงเวลาที่โหนดปลายทางทำการรอแพ็กเก็ตขอเส้นทาง และจากการใช้กลไกการประวิงเวลาทำให้เส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดจะเป็นเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโหนดที่มีอายุการใช้งานจากแบตเตอรี่ (Battery Lifetime) อยู่ในระดับที่สูง ซึ่งทำให้เส้นทางที่ดีที่สุดเป็นเส้นทางที่มีประสิทธิภาพด้านพลังงานและอายุการใช้งานของโครงข่ายดีกว่าเมื่อเทียบกับเส้นทางที่ดีที่สุดของโพรโทคอลทั้งแบบการใช้พลังงานต่ำที่สุด และยืดอายุการใช้งานมากที่สุดที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้น

โดยขั้นตอนของกระบวนการค้นหาเส้นทางทั้งหมดที่กล่าวข้างต้นสามารถสรุปได้ในผังงานในรูปที่ 3.9 ถึงรูปที่ 3.11 โดยแยกตามกระบวนการที่โหนดแต่ละโหนดจะต้องกระทำซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วน โดยในผังงานในรูปที่ 3.9 แสดงขั้นตอนที่เกิดกับโหนดต้นทาง ส่วนผังงานในรูปที่ 3.10 เป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นกับโหนดปลายทางและสุดท้ายเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นกับโหนดระหว่างทางแสดงด้วยผังงานในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 ผังงานกระบวนการค้นหาเส้นทางของโหนดระหว่างทางสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid)

4. สภาพแวดล้อมของการจำลอง ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลการจำลอง

4.1 สภาพแวดล้อมของการจำลอง (Simulation Environment)

ในการจำลองกระบวนการทำงานทั้งหมดในงานวิจัยนี้จะใช้โปรแกรม Network Simulator 2 (NS2) เวอร์ชัน 2.8 [14] ซึ่งเป็นโปรแกรมที่จำลองแบบตามลำดับเหตุการณ์ (Discrete Event Simulation) โดยจะทำการจำลองโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอทั้งสามแบบภายใต้สถานการณ์ที่โครงข่ายมีการเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูลของโหนดต้นทาง ซึ่งพารามิเตอร์หลัก ๆ ที่ใช้ในการจำลองมีดังนี้

4.1.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูลของโหนดต้นทาง

ในการทดสอบนี้ต้องการจะประเมินว่าโพรโทคอลที่นำเสนอจะส่งผลกระทบต่อโครงข่ายอย่างไรเมื่อปริมาณโหลดที่ป้อนให้โครงข่ายเพิ่มขึ้น ซึ่งพารามิเตอร์ที่จะแสดงถึงปริมาณโหลดที่ป้อนให้โครงข่ายดีที่สุดคือ อัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูลของแต่ละการเชื่อมต่อ โดยการเพิ่มอัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูลก็จะทำให้ปริมาณโหลดในแต่ละการเชื่อมต่อเพิ่มขึ้น ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูลของโหนดต้นทางสามารถสรุปได้ในตารางที่ 4.1

- แบบจำลองการใช้พลังงานและคุณสมบัติทางด้านกายภาพของคลื่นวิทยุที่ใช้งาน
 - พลังงานเริ่มต้นของโหนดมีค่าเท่ากับ 10 จูล
 - ค่ากำลังงานที่ใช้ในการส่ง (P_t) การรับ (P_r) และการได้ยิน ($P_{overhear}, P_o$) มีค่าเท่ากับ 0.6635, 0.395 และ 0.200 วัตต์ ตามลำดับ ส่วนค่ากำลังงานที่ใช้ในโหมดสถานะหลับและสถานะว่างมีค่าเท่ากับศูนย์หรือไม่มีการพิจารณาพลังงานที่สูญเสียในส่วนนี้
 - กำหนดให้ทุกโหนดมีกำลังในการส่งสัญญาณคงที่และเท่ากันทุกโหนด (Constant-Power)
 - อัตราเร็วในการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 11 Mbps ด้วยระยะทาง 180 เมตร
 - อัตราเร็วในการส่งแพ็กเก็ตควบคุมในชั้นควบคุมการเข้าถึงตัวกลาง (RTS/CTS/ACK) เท่ากับ 2 Mbps ด้วยระยะทาง 270 เมตร

4.1.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการบอกประสิทธิภาพของโพรโทคอล

การประเมินผลว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่ทำการออกแบบให้ผลในทางที่ดีหรือว่าแน่นอนจะต้องมีพารามิเตอร์หรือตัววัดเพื่อมาใช้ในการชี้วัด โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการชี้วัดประสิทธิภาพสำหรับโพรโทคอลที่ใช้ในงานวิจัยนี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับพลังงาน และพารามิเตอร์ที่ไม่เกี่ยวข้องกับพลังงานซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ชี้วัดคุณภาพการให้บริการของโพรโทคอลทั่วไป โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในแต่ละส่วนแสดงได้ดังนี้

- พารามิเตอร์ที่ไม่เกี่ยวข้องกับพลังงาน
 - อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จ (Packet delivery ratio) สามารถคำนวณได้จาก จำนวนแพ็กเก็ตที่โหนดปลายทางได้รับสำเร็จต่อจำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่ส่งออกจากโหนดต้นทาง
 - ค่าประวิงเวลาเฉลี่ยจากปลายถึงปลาย (Average end-to-end delay) เป็นค่าเวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการส่งแพ็กเก็ตหนึ่งแพ็กเก็ตจากโหนดต้นทางไปยังโหนดปลายทาง ซึ่งมีหน่วยเป็น วินาที

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในกรณีเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลของโหนดต้นทาง

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
จำนวนโหนด	50 โหนด
ขนาดของพื้นที่ในการจำลอง	1000 เมตร X 1000 เมตร
เวลาที่ใช้ในการจำลอง	900 วินาที
จำนวนครั้งที่ใช้ในการทดสอบ	50 ครั้ง
ลักษณะของกราฟฟิก	
จำนวนการเชื่อมต่อ	20 การเชื่อมต่อ
กราฟฟิกที่ใช้ในการสื่อสาร	Constant Bit Rate (CBR)
อัตราการส่งแพ็กเก็ต	4, 10, 15, 20, 25 แพ็กเก็ต/วินาที
ขนาดของแพ็กเก็ต	512 ไบต์
รูปแบบการเคลื่อนที่	
แบบจำลองการเคลื่อนที่	Random Waypoint [15]
ความเร็วสูงสุดของ โหนด	10.0 เมตร/วินาที
เวลาหยุด (Pause Time)	60 วินาที

■ พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับพลังงาน

- พลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จ (Energy per Good-put) เป็นจำนวนพลังงานทั้งหมดที่โครงข่ายสูญเสียต่อจำนวนแพ็กเก็ตทั้งหมดที่โหนดปลายทางได้รับอย่างถูกต้อง ซึ่งเป็นค่าที่สะท้อนให้เห็นว่าโครงข่ายใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพหรือไม่ ถ้าค่าที่ได้มีค่าที่ต่ำนั้นแสดงว่าโครงข่ายมีประสิทธิภาพด้านพลังงานที่สูง หน่วยที่ใช้คือ จูล/แพ็กเก็ต
- ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนด (Standard deviation of remaining energy per node) เป็นค่าที่แสดงว่าแต่ละโหนดมีการใช้พลังงานหรือสูญเสียพลังงานอย่างเสมอภาคหรือไม่ ถ้าผลที่ได้มีค่าต่ำแสดงว่า โหนดในโครงข่ายถูกใช้งานอย่างเสมอภาค (ในแง่การใช้พลังงานจากแบตเตอรี่)
- อายุการใช้งานของโครงข่าย (Network lifetime) สามารถวัดได้จากเวลาเริ่มต้นในการจำลองจนกระทั่งมีโหนดแรกในโครงข่ายไม่มีพลังงานจากแบตเตอรี่เหลืออยู่หรือโหนดนั้นไม่สามารถทำงานได้อีกต่อไป

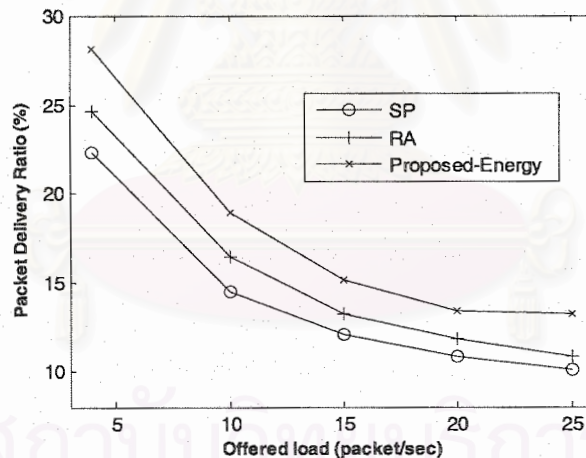
4.2 ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลการจำลองสำหรับโพรโทคอลทั้งสามประเภท

ในส่วนนี้จะแสดงผลและการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดสอบของโพรโทคอลที่นำเสนอเปรียบเทียบกับโพรโทคอลที่อยู่ในประเภทเดียวกัน ซึ่งโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแต่ละประเภทจะทำการทดสอบภายใต้สถานการณ์ที่เปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลของโหนดต้นทางดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.1

4.2.1 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงพลังงานหรือกำลัง (Energy or Transmission Power-Aware Routing Protocols)

โพรโทคอลที่นำเสนอและจัดอยู่ในโพรโทคอลประเภทนี้คือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Minimum Energy Consumption Routing Protocol) โดยจะใช้สัญลักษณ์ *Proposed-Energy* แทนโพรโทคอลที่นำเสนอ ซึ่งโพรโทคอลที่จะนำมาใช้เปรียบเทียบคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ MTPR [7] แต่เนื่องจากในการจำลองได้กำหนดให้โหนดมีกำลังส่งคงที่ ผลที่ได้จากโพรโทคอลแบบ MTRP จะเหมือนกับกรณีของโพรโทคอลแบบ AODV [4] และ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Retransmission-Aware (RA) [9]

4.2.1.1 ผลการทดสอบและวิเคราะห์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล



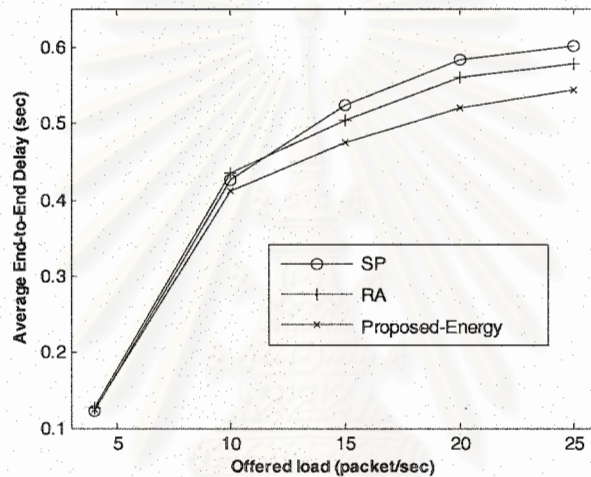
รูปที่ 4.1 อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบประเภทคำนึงถึงพลังงานหรือกำลัง)

จากรูปที่ 4.1 เมื่ออัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลของโหนดเพิ่มมากขึ้นจะทำให้อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลสำเร็จของโครงข่ายสำหรับทุก ๆ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางมีค่าลดลง เนื่องจากเมื่อโหนดเพิ่มอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลก็จะทำให้โครงข่ายมีความคับคั่ง (Congestion) เพิ่มขึ้น ซึ่งก็จะทำให้แพ็กเก็ตถูกละทิ้งมากขึ้นโดยเฉพาะการละทิ้งเพราะบัฟเฟอร์ของแต่ละโหนดไม่สามารถรองรับแพ็กเก็ตที่มากขึ้นได้ นอกจากนั้นโอกาสของการเกิดการชนกันของข้อมูลก็เพิ่มมากขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ได้ให้ค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จมากกว่าโพรโทคอลแบบ SP และ RA ในทุก ๆ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล โดยในกรณีที่อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 25 แพ็ก

เกิดต่อวินาที ค่าที่ได้จากโพรโทคอลที่นำเสนอมากกว่า โพรโทคอลแบบ SP ร้อยละ 30.57 ซึ่งสาเหตุหลัก ๆ ที่ทำให้โพรโทคอลการหาเส้นทางที่นำเสนอให้ค่าดีที่สุดนั้นคือ

■ เส้นทางที่ได้จากการตัดสินใจของโหนดปลายทางเป็นเส้นทางที่มีความคับคั่งต่ำ เพราะเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.11) ซึ่งคำนวณค่าต้นทุนพลังงานของข่ายเชื่อมโยงจะพิจารณาพลังงานที่โหนดข้างเคียงจะต้องสูญเสีย ดังนั้นถ้าโหนดของข่ายเชื่อมโยงดังกล่าวมีจำนวนโหนดข้างเคียงอยู่ไม่หนาแน่นหรือจำนวนน้อยก็จะส่งผลให้ค่าต้นทุนพลังงานของข่ายเชื่อมโยงและค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทางมีค่าต่ำตามไปด้วย

■ เส้นทางที่ได้ถือได้ว่าเป็นเส้นทางที่มีความน่าเชื่อถือ โดยโพรโทคอลที่นำเสนอจะเลือกเส้นทางที่มีจำนวนช่วงเชื่อมต่อกันมาก ๆ ซึ่งในแต่ละช่วงเชื่อมต่อกันมีระยะทางที่สั้น เนื่องจากการส่งที่ใช้ระยะทางยาว ๆ ก็จะทำให้คุณภาพของข่ายเชื่อมโยงดังกล่าวไม่มีคุณภาพ

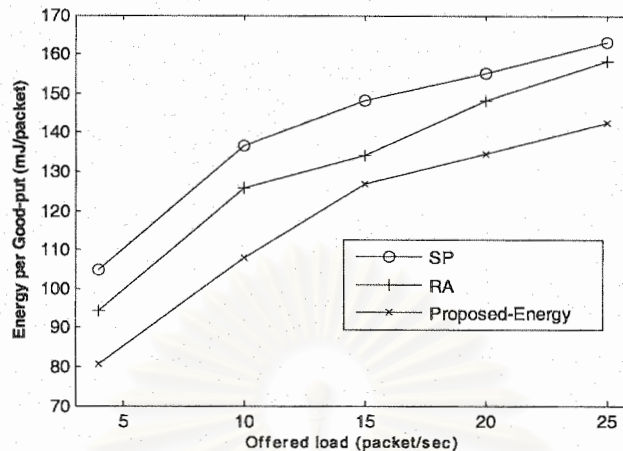


รูปที่ 4.2 ค่าประวิงเวลาเฉลี่ยจากปลายถึงปลายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล

(กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบประเภทค่านิ่งถึงพลังงานหรือกำลัง)

จากที่กล่าวมาข้างต้น ทำให้เส้นทางที่ได้จากโพรโทคอลที่นำเสนอสามารถใช้งานได้นานกว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบอื่น ๆ ทั้งสองแบบ

รูปที่ 4.2 แสดงการประวิงเวลาของแพ็กเก็ต ถึงแม้ว่าโพรโทคอลแบบ SP จะใช้เส้นทางที่สั้นที่สุด แต่การใช้เส้นทางที่สั้นที่สุดไม่ได้หมายความว่า แพ็กเก็ตจะใช้เวลาในการส่งที่ต่ำเสมอไป เพราะเมื่อดูจากผลการทดสอบในรูปที่ 4.2 ในกรณีที่อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลมีค่าเท่ากับ 25 แพ็กเก็ตต่อวินาที โพรโทคอลที่ใช้เส้นทางต่ำที่สุดจะให้การประวิงเวลาตลอดทั้งเส้นทางของแพ็กเก็ตมีค่าสูงสุด เพราะฉะนั้นการประวิงเวลาของแพ็กเก็ตนอกจากจะขึ้นอยู่กับจำนวนฮอป (Hop count) แล้วยังขึ้นอยู่กับความคับคั่งที่เกิดขึ้นกับเส้นทางนั้นด้วย ซึ่งโพรโทคอลการที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy จะให้ค่าการประวิงเวลาที่ต่ำที่สุด เพราะโพรโทคอลที่นำเสนอจะพยายามหลีกเลี่ยงเส้นทางที่มีความคับคั่งสูงดังที่กล่าวไว้ข้างต้น



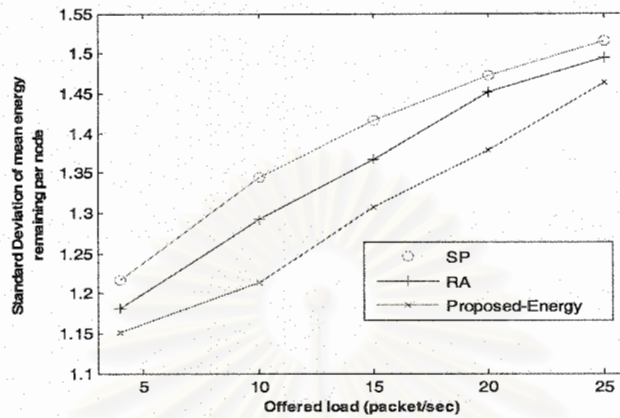
รูปที่ 4.3 พลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบประเภทค่านึงถึงพลังงานหรือกำลัง)

รูปที่ 4.3 ถึง 4.5 เป็นผลจากการทดสอบประสิทธิภาพเมื่อใช้พารามิเตอร์ที่แสดงถึงประสิทธิภาพด้านพลังงานและอายุการใช้งานของโครงข่าย จากรูปที่ 4.3 เมื่ออัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานมีค่าลดลง เนื่องจากความคับคั่งของโครงข่าย ทั้งการชนกันของข้อมูลที่มากขึ้นและข้อจำกัดของปริมาณแพ็กเก็ตที่แต่ละโหนดสามารถรองรับได้ เพิ่มขึ้นตามอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล นอกจากประสิทธิภาพการใช้พลังงานลดต่ำลงแล้วยังส่งผลทำให้พลังงานที่แต่ละโหนดสูญเสียไม่เสมอภาคกันซึ่งแสดงในรูปที่ 4.4 นอกจากนั้นยังทำให้อายุการใช้งานของโครงข่ายลดลงเมื่ออัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งแสดงในรูปที่ 4.5

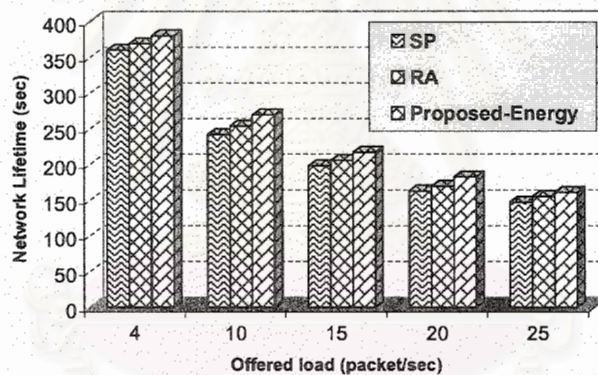
รูปที่ 4.3 แสดงพลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จ ซึ่งเป็นค่าที่จะใช้สำหรับประเมินว่า โพรโทคอลที่นำมาทดสอบมีประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานมากหรือน้อยเพียงใด เมื่อพิจารณาจากรูปจะเห็นได้ว่า โพรโทคอลแบบ RA และ Proposed-Energy จะให้ประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานที่ดีกว่าโพรโทคอลแบบ SP เพราะโพรโทคอลแบบ RA และ Proposed-Energy ได้คำนึงถึงการสูญเสียพลังงานของโหนดมาใช้พิจารณา อย่างไรก็ตามโพรโทคอลการที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ให้ประสิทธิภาพด้านพลังงานดีที่สุด เพราะโพรโทคอลที่นำเสนอจะเลือกเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด แต่ในขณะที่โพรโทคอลแบบ RA จะใช้เส้นทางที่ใช้พลังงานที่ต่ำที่สุดเช่นกันแต่ไม่ได้พิจารณาผลของการสูญเสียพลังงานจากโหนดที่รับข้อมูล (Receive) และโหนดข้างเคียงที่ได้ยินข้อมูล (Overhear) แต่พิจารณาเฉพาะพลังงานที่โหนดในเส้นทางใช้ในการส่งเท่านั้น

ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนด ซึ่งก็เป็นอีกปัจจัยที่สำคัญที่จะส่งผลต่ออายุการใช้งานของโครงข่ายและประสิทธิภาพการใช้พลังงานของโครงข่าย จากรูปโพรโทคอลที่ให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดต่ำที่สุดคือ โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy เนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอมีการกระจายปริมาณโหลดไปยังเส้นทางอื่นแทนที่จะใช้

เส้นทางเดิมอยู่ตลอดเวลาจนโหนดในเส้นทางหมดอายุเร็วกว่ากำหนด ส่วนในกรณีของ SP และ RA ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงเส้นทางเหมือนกัน แต่โอกาสที่จะได้เส้นทางเดิมมีค่าสูงกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอ เพราะปัจจัยที่นำมาใช้ในการคำนวณค่าต้นทุนของเส้นทางมีน้อยกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอ



รูปที่ 4.4 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบประเภค่านิ่งถึงพลังงานหรือกำลัง)



รูปที่ 4.5 อายุการใช้งานของโครงข่ายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบประเภค่านิ่งถึงพลังงานหรือกำลัง)

เนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอ (Proposed-Energy) มีการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพดังแสดงในรูปที่ 4.3 และแต่ละโหนดในโครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างเสมอภาคดังแสดงในรูปที่ 4.4 จึงทำให้อายุการใช้งานของโครงข่ายมีค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับโพรโทคอลแบบ RA และ SP ดังแสดงในรูปที่ 4.5 โดยโพรโทคอลที่นำเสนอสามารถเพิ่มอายุการใช้งานของโครงข่ายมากกว่าโพรโทคอลแบบ SP ประมาณ 19.96 วินาที หรือร้อยละ 5.54 ณ ที่อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 4 แพ็กเก็ตต่อวินาที ส่วนขณะที่อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 25 แพ็กเก็ตต่อวินาทีจะเพิ่มอายุการใช้งานได้ร้อยละ 13.73 วินาทีแต่เมื่อเทียบเป็นเปอร์เซ็นต์จะได้ร้อยละ 9.34

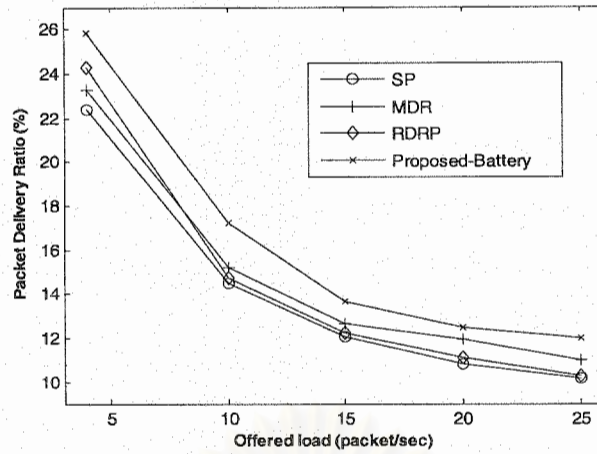
จากการทดสอบข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุดที่นำเสนอ (Proposed-Energy) สามารถทำให้โครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งก็ยังส่งผลทำให้อายุการใช้งานของโครงข่ายที่เพิ่มขึ้น เมื่อเทียบกับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่ไม่พิจารณาถึงพลังงานอย่างเช่น โพรโทคอลแบบ SP นอกเหนือจากประสิทธิภาพด้านพลังงานแล้ว โพรโทคอลที่นำเสนอยังให้คุณภาพการให้บริการคือ อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จในระดับที่ดีกว่าโพรโทคอลแบบ SP นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่า โครงข่ายที่ใช้โพรโทคอลที่นำเสนอมีประสิทธิภาพดีกว่าว่า โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่คำนึงถึงพลังงานแบบอื่น ๆ (โพรโทคอลแบบ RA) เนื่องจากโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอได้คำนวณค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทางที่สะท้อนถึงพลังงานที่โครงข่ายจะต้องสูญเสียได้ดีกว่าค่าต้นทุนพลังงานที่กำหนดขึ้นจาก โพรโทคอลแบบ RA

4.2.2 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุของแบตเตอรี่ (Battery-Aware Routing Protocols)

โพรโทคอลที่นำเสนอและจัดอยู่ในโพรโทคอลประเภทนี้คือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Maximum Battery Lifetime Routing Protocol) โดยจะใช้สัญลักษณ์ Proposed-Battery แทนโพรโทคอลที่นำเสนอ โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้โพรโทคอล โพรโทคอลแบบ AODV [4], โพรโทคอลแบบ Request-Delay Routing Protocol (RDRP) [11] และสุดท้ายคือ โพรโทคอลแบบ Minimum Drain Rate (MDR) [12] ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพ

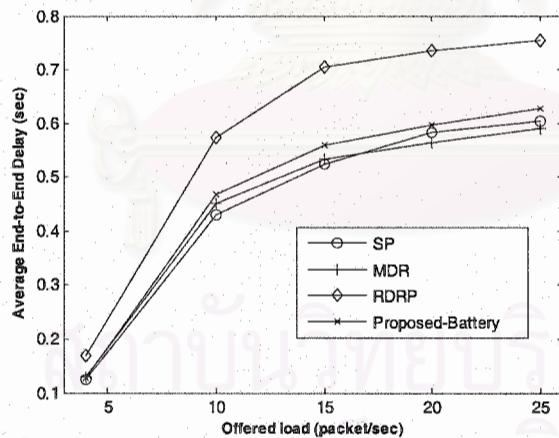
4.2.2.1 ผลการทดสอบและวิเคราะห์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล

จากรูปที่ 4.6 ผลที่ได้จากการทดสอบจะเหมือนกับการทดสอบในหัวข้อที่ 4.2.1 นั่นคือ เมื่อเพิ่มอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลจาก 4 ไปถึง 25 แพ็กเก็ตต่อวินาที ก็จะทำให้ค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จลดลงอย่างรวดเร็ว โดยจากรูปแสดงให้เห็นว่าโพรโทคอลที่นำเสนอ (Proposed-Battery) จะให้ค่าสูงสุดในทุก ๆ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล เนื่องจากกระบวนการค้นหาเส้นทาง ทำให้เส้นทางที่ได้นั้นเป็นเส้นทางที่ประกอบไปด้วยโหนดที่มีอายุการใช้งานในระดับสูง อีกทั้งสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าอายุการใช้งานของโหนด (Battery Lifetime) ในสมการที่ (3.14) ได้คำนึงถึงพลังงานที่จะต้องสูญเสียให้กับปริมาณโหนดที่อยู่ในบัฟเฟอร์ เพราะฉะนั้นเส้นทางที่ได้จะเป็นเส้นทางที่มีปริมาณโหนดอยู่ในระดับที่ไม่สูงมากนัก ซึ่งทั้งสองส่วนที่กล่าวมาทำให้เส้นทางที่ได้มีประสิทธิภาพจึงสามารถส่งแพ็กเก็ตได้มากกว่าโพรโทคอลแบบอื่น ๆ



รูปที่ 4.6 อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุของแบตเตอรี่)

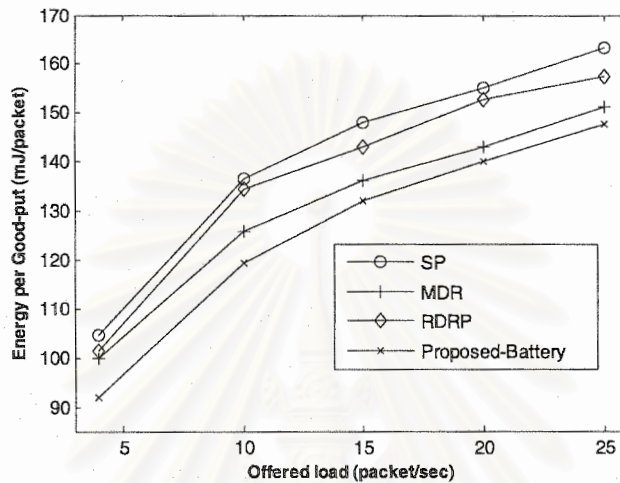
โดยจากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าโพรโทคอลที่นำเสนอสามารถเพิ่มอัตราการส่งแพ็กเก็ตได้สำเร็จมากกว่าโพรโทคอลแบบ SP ร้อยละ 18.00 ส่วนโพรโทคอลแบบ MDR เพิ่มได้เพียงร้อยละ 8.45 ณ อัตราการส่งแพ็กเก็ตสูงสุด แต่ขณะที่โพรโทคอลแบบ RDRP จะพิจารณาเฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่ในการเลือกเส้นทาง ซึ่งทำให้ปริมาณไหลลดจำนวนมากไหลเข้ามา นั่นก็จะส่งผลให้โหนดดังกล่าวหมดพลังงานอย่างรวดเร็ว แต่อย่างไรก็ตามผลที่ได้ก็จะดีกว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ SP เพราะอย่างน้อยโพรโทคอลแบบ RDRP ก็ยังคงเลือกเส้นทางที่ผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานนานกว่าวิธีการหาเส้นทางแบบ Shortest-Path



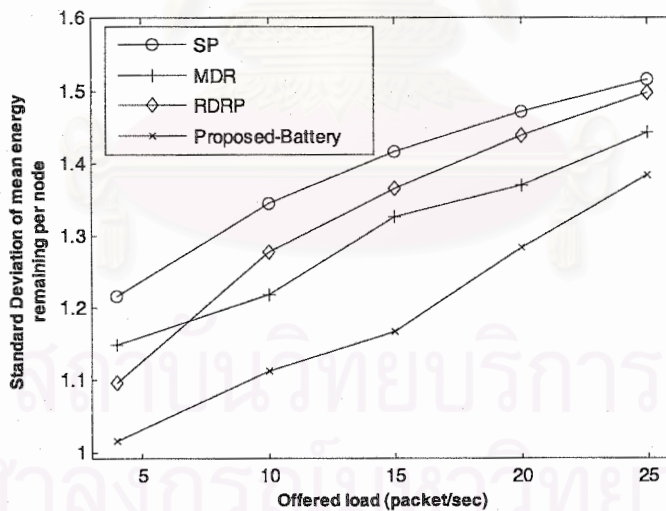
รูปที่ 4.7 ค่าประวิงเวลาเฉลี่ยจากปลายถึงปลายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุของแบตเตอรี่)

รูปที่ 4.7 แสดงว่าถึงแม้กระบวนการค้นหาเส้นทางของโพรโทคอลที่นำเสนอจะเพิ่มการประวิงเวลาให้กับแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางและเส้นทางที่ได้มีจำนวนช่วงเชื่อมต่อที่สูง แต่การประวิงเวลาจากปลายถึงปลายของข้อมูลที่ได้ไม่แตกต่างจากกระบวนการค้นหาเส้นทางแบบ MDR และ SP มากนัก เนื่องจาก

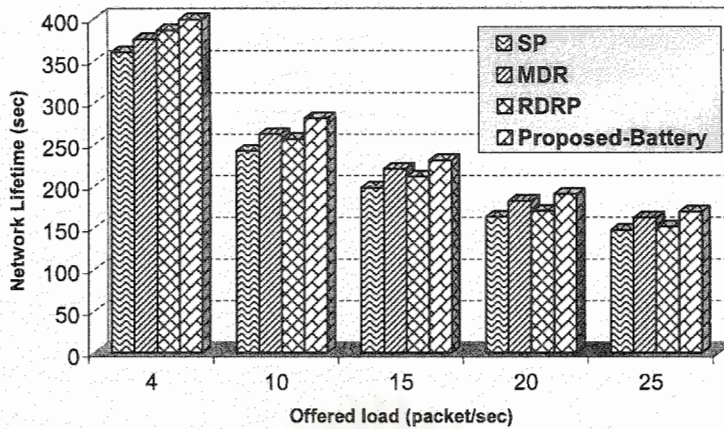
เส้นทางที่ได้จะเป็นเส้นทางที่มีความคับคั่งของแพ็กเก็ตต่ำและเป็นเส้นทางที่สามารถใช้งานได้นานกว่าไฟโพรโทคอลแบบ SP และ MDR แต่ขณะที่ไฟโพรโทคอลแบบ RDRP นั้นจะมีค่าการประวิงเวลาจากปลายถึงปลายมากที่สุด โดยเวลาที่เพิ่มขึ้นมาเนื่องจากการประวิงเวลาแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางที่ยังคงอยู่ในระดับที่สูงคือ 0.05 วินาทีถึงแม้ว่าโหนดจะมีระดับความจุของแบตเตอรี่สูงสุด



รูปที่ 4.8 พลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ต ข้อมูล (กรณีไฟโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบค้ำนึ่งถึงระดับความจุของแบตเตอรี่)



รูปที่ 4.9 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีไฟโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบค้ำนึ่งถึงระดับความจุของแบตเตอรี่)



รูปที่ 4.10 อายุการใช้งานของโครงข่ายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุของแบตเตอรี่)

รูปที่ 4.8 ถึงรูปที่ 4.10 แสดงถึงประสิทธิภาพทางด้านพลังงานของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทาง โดยแนวโน้มของค่าทั้ง 4 ค่าแย่งเมื่อปริมาณโหลดในโครงข่ายมีค่าเพิ่มขึ้น

โพรโทคอลที่นำเสนอ (Proposed-Battery) มีประสิทธิภาพในแง่ของการใช้พลังงาน หรือกล่าวได้ว่า พลังงานที่โครงข่ายสูญเสียไปนั้นมีความคุ้มค่ามากกว่าโพรโทคอลแบบ MDR, RDRP และ SP ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.8 นั้นก็เป็นไปตามที่ได้คาดหวังไว้ โดยสาเหตุที่โพรโทคอลที่นำเสนอมีประสิทธิภาพดีกว่าเนื่องจากเส้นทางที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างโหนดต้นทางและโหนดปลายทางเป็นเส้นทางที่ผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานที่สูงและปริมาณโหลดอยู่ในระดับไม่สูง ซึ่งก็จะทำให้พลังงานที่จะสูญเสียเพื่อค้นหาเส้นทางใหม่มีค่าลดลง และโครงข่ายมีอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลสำเร็จเพิ่มขึ้น แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอ (Proposed-Battery) ไม่ได้เลือกเส้นทางจากเส้นทางที่ใช้พลังงานต่ำ เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพในด้านการใช้พลังงานจะมีค่าต่ำกว่า โพรโทคอลที่ใช้พลังงานต่ำที่สุดที่นำเสนอ (Proposed-Energy)

จากรูปที่ 4.9 เป็นการยืนยันสิ่งที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น โดยการแสดงว่าโหนดในโครงข่ายที่ใช้โพรโทคอลที่นำเสนอมีการใช้พลังงานอย่างเสมอภาคนั่นคือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่าเฉลี่ยพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดมีค่าต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับโพรโทคอลทั้งสามแบบในทุก ๆ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล โดยจะมีค่าต่ำกว่าร้อยละ 9.61 ขณะที่โครงข่ายมีปริมาณโหลดสูงสุด (25 แพ็กเก็ตต่อวินาที) เมื่อเทียบกับโพรโทคอลแบบ SP และต่ำกว่าร้อยละ 4.36 เมื่อเทียบกับโพรโทคอลแบบ MDR

เส้นทางที่ได้จากการตัดสินใจของโพรโทคอลที่นำมาใช้จะส่งผลกระทบต่ออายุการใช้งานของโครงข่ายเป็นอย่างมาก ซึ่งจากรูปที่ 4.10 แสดงให้เห็นว่าโพรโทคอลการหาเส้นทางที่พิจารณาถึงระดับความจุของแบตเตอรี่ของโหนดในโครงข่ายสามารถยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายให้สูงขึ้น แต่อย่างไรก็ตามการพิจารณาเฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่ของโหนดเพียงอย่างเดียวยังไม่เพียงพอที่จะช่วยยืดอายุของโครงข่ายได้สูงมากนัก เพราะฉะนั้นโพรโทคอลแบบ MDR และ โพรโทคอลที่นำเสนอ (Proposed-Battery) นอกจากจะพิจารณาเฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่แต่ยังคงพิจารณาถึงปริมาณโหลดที่อยู่ในแต่ละโหนด

ซึ่งจากรูปที่ 4.10 แสดงให้เห็นว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery มีอายุการใช้งานของโครงข่ายสูงที่สุดในทุก ๆ อัตราการการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลของโหนดต้นทาง เพราะโพรโทคอลที่นำเสนอมีการใช้พลังงานงานอย่างมีประสิทธิภาพจากรูปที่ 4.8 อีกทั้งโหนดมีการใช้พลังงานอย่างเหมาะสมภาคดังแสดงในรูปที่ 4.9 ดีกว่าโพรโทคอลการแบบ MDR โดยจากรูปที่ 4.10 โพรโทคอลที่นำเสนอสามารถยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายได้ 21.84 วินาทีคือ ร้อยละ 14.86 ขณะที่ โพรโทคอลแบบ MDR สามารถยืดอายุได้เพียงร้อยละ 10.04 เมื่อเทียบกับโพรโทคอลที่ไม่คำนึงถึงระดับความจุของแบตเตอรี่ (SP) ขณะที่ปริมาณโหนดในโครงข่ายมีค่าสูงสุด

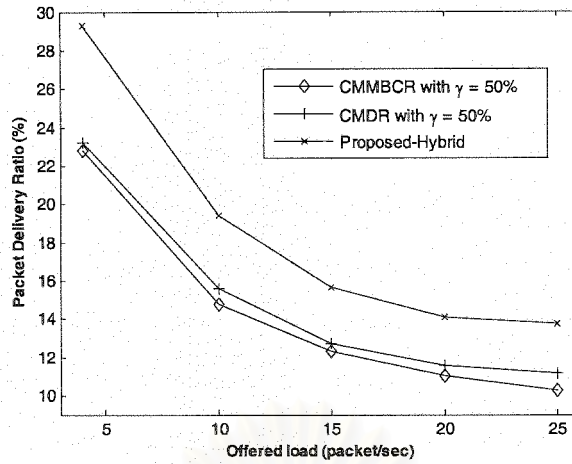
จากการทดสอบนี้เราสามารถสรุปได้ว่า โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายสูงที่สุดที่นำเสนอ (Proposed-Battery) ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโพรโทคอลทั้งสามแบบทั้งในเชิงของพลังงานเช่น อายุการใช้งานของโครงข่ายและพลังงานที่ใช้งาน แต่ยังมีประสิทธิภาพในเชิงของคุณภาพในการให้บริการซึ่งแสดงได้จากการค่า อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จที่เพิ่มขึ้นและการประวิงเวลาของแพ็กเก็ตที่ไม่สูงมากนัก โดยจุดเด่นของโพรโทคอลแบบ Proposed-Battery คือ การรักษาสมดุลของการใช้พลังงานของแต่ละโหนดในโครงข่ายเพื่อเพิ่มอายุการใช้งานของโครงข่าย ผลที่ได้ทำให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดและอายุการใช้งานของโครงข่ายให้ค่าที่ดีกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy

4.2.3 โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม (Hybrid-Aware Routing Protocols)

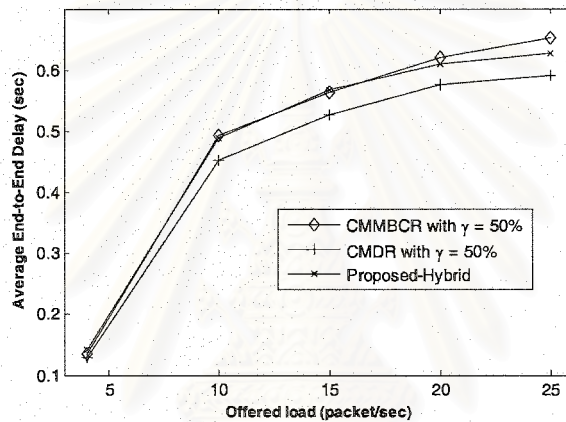
โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอและจัดอยู่ในโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางประเภทนี้คือโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุดและยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Minimum Energy Consumption and Maximum Battery Lifetime Routing Protocol) หรือเรียกกว่าเป็นโพรโทคอลแบบผสมซึ่งจะใช้สัญลักษณ์ Proposed-Hybrid แทนโพรโทคอลที่นำเสนอ ในส่วนของโพรโทคอลจะนำเปรียบเทียบมีดังนี้ แบบแรกคือ โพรโทคอลแบบ Conditional Max-Min Battery Capacity Routing with $\gamma=50\%$ [13] แบบที่สองคือ โพรโทคอลแบบ Condition Minimum Drain Rate with $\gamma=50\%$ [12]

โดยในงานวิจัยนี้จึงกำหนดให้ค่าขีดเริ่มเปลี่ยน (γ) มีค่าเท่ากับร้อยละ 50 ของความจุแบตเตอรี่สูงสุด เพื่อกำหนดให้โพรโทคอลแบบ CMBCR ได้ใช้โพรโทคอลแบบ MTPR และ MMBCR และโพรโทคอลแบบ CMDR ได้เลือกใช้โพรโทคอลแบบ MTPR และ MDR อย่างเท่าเทียมกัน โดยจะไม่ใช้โพรโทคอลแบบใดแบบหนึ่งมากเกินไป

4.2.3.1 ผลการทดสอบและวิเคราะห์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล



รูปที่ 4.11 อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล
(กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม)

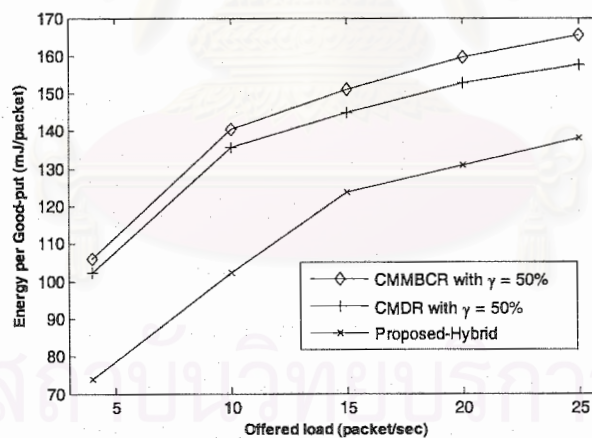


รูปที่ 4.12 ค่าประวิงเวลาเฉลี่ยจากปลายถึงปลายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล
(กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม)

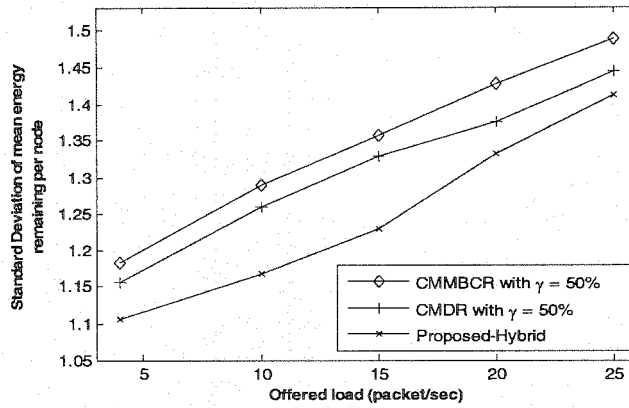
รูปที่ 4.11 แสดงค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลของโพรโทคอลทั้งสามแบบ จากรูปโพรโทคอลแบบผสมที่น่าเสนอ (Proposed-Hybrid) จะให้ค่าสูงสุดในทุก ๆ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล เนื่องจากเส้นทางได้จากกระบวนการค้นหาเส้นทางเป็นเส้นทางที่พิจารณาถึงอายุการใช้งานของโหนด ปริมาณทราฟฟิกโหลดของโหนด อีกทั้งความคับคั่งเนื่องจากจำนวนโหนดข้างเคียง โดยเส้นทางที่ได้จะเป็นเส้นทางมีอายุการใช้งานอยู่ในระดับที่สูงเพราะผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานที่สูงและความคับคั่งที่เกิดจากปริมาณโหลดและจำนวนโหนดข้างเคียงอยู่ในระดับที่ต่ำ จากเหตุผลดังกล่าวทำให้เส้นทางที่ได้สามารถส่งแพ็กเก็ตได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยจากรูปที่แสดงค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จที่ได้จะมากกว่าโพรโทคอลแบบ CMMBCR ร้อยละ 33.703 ณ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 25 แพ็กเก็ตต่อวินาที แต่ขณะที่โพรโทคอลแบบ CMDR ให้ค่ามากกว่าโพรโทคอลแบบ CMMBCR เพียงร้อยละ 8.37 โดยสาเหตุที่โพรโทคอลแบบ CMDR มีค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จน้อยกว่าโพรโทคอลแบบผสมที่น่าเสนอเพราะว่า ในช่วงแรกที่โหนดในโครงข่ายมีระดับความจุแบตเตอรี่ที่สูงโพรโทคอลแบบ CMDR จะใช้

โพรโทคอลแบบ MTPR (ผลที่ได้เหมือนกับโพรโทคอลแบบ SP เพราะกำหนดให้โหนดมีกำลังส่งคงที่) อย่างไรก็ตามโพรโทคอลแบบ CMDR ยังคงให้ประสิทธิภาพดีกว่า โพรโทคอลแบบ CMMBCR เนื่องจากในช่วงที่โหนดในโครงข่ายมีระดับความจุแบตเตอรี่ต่ำ ๆ โพรโทคอลแบบ CMDR จะเลือกใช้โพรโทคอลแบบ MDR ซึ่งได้พิจารณาถึงปริมาณกราฟฟิกรหรืออัตราการใช้พลังงานของโหนด และระดับความจุแบตเตอรี่ในการพิจารณาเส้นทาง ขณะที่โพรโทคอลแบบ MMBCR จะพิจารณาเฉพาะระดับความจุแบตเตอรี่เพียงอย่างเดียว ซึ่งเส้นทางที่ได้จากโพรโทคอลแบบ CMDR จะมีคุณภาพดีกว่า โพรโทคอลแบบ CMMBCR

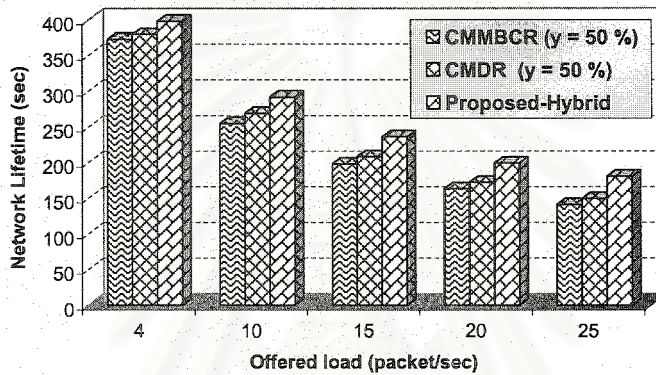
เนื่องจากโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอได้กำหนดให้ทุกโหนดยกเว้นโหนดต้นทางและปลายทาง จะต้องทำกระบวนการประวิงเวลา และโหนดปลายทางจะต้องรอเป็นช่วงระยะเวลาหนึ่งภายหลังจากได้รับแพ็กเก็ตร้องขอเส้นทางแพ็กเก็ตแรก ก่อนที่จะตัดสินใจเลือกเส้นทาง ทำให้ โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอนี้มีการประวิงเวลาจากปลายถึงปลายเพิ่มขึ้น แต่จากรูปที่ 4.12 แสดงให้เห็นว่าค่าการประวิงเวลาที่เพิ่มขึ้นมามีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับโพรโทคอลแบบ CMDR ที่มีค่าประวิงเวลาต่ำที่สุด เนื่องจากเส้นทางที่ได้จากกระบวนการค้นหาเส้นทางมีความน่าเชื่อถือในแง่ของอายุการใช้งาน และเป็นเส้นทางที่มีความคับคั่งในระดับที่ต่ำกว่า โพรโทคอลแบบ CMDR และ CMMBCR



รูปที่ 4.13 พลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม)



รูปที่ 4.14 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ต
ข้อมูล (กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม)



รูปที่ 4.15 อายุการใช้งานของโครงข่ายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูล
(กรณีโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม)

เมื่อเปรียบเทียบค่าพลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่าเฉลี่ยพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนด และค่าอายุการใช้งานของโครงข่าย ของโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) กับโพรโทคอลแบบ CMMBCR และ CMDR ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ถึง 4.15 ตามลำดับ พบว่าในทุกอัตราการส่งแพ็กเก็ตเกิดข้อมูล โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอจะให้ค่าต่าง ๆ ดังกล่าวดีกว่าโพรโทคอลแบบ CMDR และ CMMBCR นั้นหมายความว่า

- โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) มีประสิทธิภาพทางการใช้พลังงานมากกว่าโพรโทคอลแบบ CMDR และ CMMBCR เพราะว่าโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอให้ค่าพลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จต่ำที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับโพรโทคอลแบบ CMDR และ CMMBCR ซึ่งแสดงว่าพลังงานที่โครงข่ายสูญเสียไปนั้นมีความคุ้มค่าเมื่อเทียบกับจำนวนแพ็กเก็ตข้อมูลที่โหนดปลายได้สำเร็จของโครงข่าย

- โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอสามารถยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายได้ดีกว่าโพรโทคอลแบบ CMDR และ CMMBCR ดังแสดงในรูปที่ 4.15 เพราะว่าโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอมีการใช้

พลังงานอย่างคุ้มค่า อีกทั้งโนดในโครงข่ายของไฟโธคอลแบบผสมที่นำเสนอมีการใช้พลังงานอย่างเสมอภาคมากกว่า ไฟโธคอลทั้งสองแบบดังแสดงในรูปที่ 4.14 โดยจากรูปที่ 4.15 จะเห็นว่าเมื่ออัตราการส่งแพ็กเก็ตสูงขึ้นก็จะยิ่งทำให้อัตราการยึดอายุการใช้งานของโครงข่ายสำหรับไฟโธคอลแบบผสมที่นำเสนอมีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับ ไฟโธคอลแบบ CMMBCR ที่มีอายุการใช้งานต่ำที่สุด โดยขณะที่อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลสูงสุดสามารถยึดอายุการใช้งานของโครงข่ายได้ถึงร้อยละ 27.96 (ประมาณ 39.39 วินาที) เมื่อเทียบกับไฟโธคอลแบบ CMMBCR

โดยสาเหตุหลักที่ทำให้ไฟโธคอลแบบผสมที่นำเสนอมีประสิทธิภาพด้านพลังงานดีกว่าไฟโธคอล อีกสองแบบคือ (1) เส้นทางที่ได้จากการตัดสินใจของกระบวนการค้นหาเส้นทาง ซึ่งเป็นเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด (จากหลักการของไฟโธคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy) อีกทั้งยังเป็นเส้นทางที่ผ่านโนดที่มีอายุการใช้งานในระดับสูง (จากหลักการของไฟโธคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery) จึงทำให้เส้นทางที่ได้เป็นเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายประหยัดพลังงาน และเป็นเส้นทางที่มีคุณภาพทั้งในด้านการส่ง แพ็กเก็ตข้อมูลจากโนดต้นทางไปยังโนดปลายทางและอายุการใช้งาน เหตุผลที่สองคือ ถึงแม้ว่าไฟโธคอล แบบ CMDR และ CMMBCR มีเป้าหมายเช่นเดียวกับไฟโธคอลแบบผสมที่นำเสนอคือ ทำให้โครงข่ายใช้พลังงานต่ำที่สุดและโนดในโครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างเสมอภาคในเวลาเดียวกัน แต่เมื่อพิจารณาจริง ๆ แล้วจะเห็นได้ว่าไฟโธคอลแบบ CMDR และ CMMBCR ไม่ได้บรรลุเป้าหมายทั้งสองอย่างในเวลาเดียวกันดังที่ได้กล่าวไว้ เพราะเมื่อพิจารณาในขณะที่โนดในโครงข่ายมีระดับความจุแบตเตอรี่อยู่ในระดับที่ต่ำนั้น ไฟโธคอล ทั้งสองไม่ได้ยืนยันว่าเส้นทางที่เลือกนั้นใช้พลังงานต่ำที่สุดเพียงแต่เลือกเส้นทางที่ผ่านโนดที่มีอายุการใช้งาน หรือระดับความจุของแบตเตอรี่ที่สูงเท่านั้น ขณะที่ไฟโธคอลแบบผสมที่นำเสนอพยายามเลือกเส้นทางที่ใช้พลังงานของโครงข่ายต่ำที่สุดในขณะเดียวกันที่ก็เป็นเส้นทางที่ผ่านโนดที่มีอายุการใช้งานที่สูงตลอดเวลาไม่ว่าขณะนั้นโนดในโครงข่ายจะมีระดับความจุแบตเตอรี่มากหรือน้อยก็ตาม นี่ก็เป็นเหตุผลที่ทำให้ไฟโธคอลแบบ ผสมที่ นำเสนอมีประสิทธิภาพทั้งด้านพลังงานและคุณภาพการให้บริการดีกว่า

เมื่อวิเคราะห์ผลที่ได้เฉพาะกรณีของไฟโธคอลแบบ CMDR และ CMMBCR ซึ่งในช่วงแรกที่โนดมีระดับความจุแบตเตอรี่สูง ๆ ($y > 50\%$) ทั้งสองจะใช้ไฟโธคอลแบบ MTPR ที่เลือกเส้นทางจากการใช้พลังงานต่ำที่สุดเหมือนกัน แต่สาเหตุที่ทำให้ไฟโธคอลแบบ CMDR ให้ผลดีกว่าไฟโธคอลแบบ CMMBCR นั้นเพราะว่าขณะไม่มีเส้นทางใดจากเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมดตรงตามเงื่อนไขที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ไฟโธคอลแบบ CMMBCR จะเลือกใช้การค้นหาเส้นทางแบบ MMBCR ซึ่งจะพิจารณาเส้นทางจากระดับความจุแบตเตอรี่ จากจุดนี้ทำให้กราฟฟิกจำนวนมากไหลเข้ามายังโนดผลที่ตามมาคือ อายุการใช้งานของเส้นทางดังกล่าวหมดเร็วยิ่งขึ้น แต่ในขณะที่ไฟโธคอลแบบ CMDR จะเลือกใช้ไฟโธคอลแบบ MDR ที่ได้เพิ่มการพิจารณาอัตราการให้พลังงานของโนดเข้าไป เพื่อทำนายอายุการใช้งานของโนดจึงเปรียบเสมือนกับได้พิจารณาปริมาณกราฟฟิกของโนดดังกล่าว จึงทำให้เส้นทางที่ได้มีประสิทธิภาพดีกว่าไฟโธคอลแบบ MMBCR

จากการทดสอบข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า การนำข้อมูลทั้งในด้านของการใช้พลังงาน และอายุการใช้งานของโหนดมาใช้เป็นเงื่อนไขในการตัดสินใจเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดอย่างโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอสามารถช่วยทำให้โครงข่ายมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามการพิจารณาว่าเมื่อใดที่โครงข่ายควรจะใช้เงื่อนไขโครงข่าย “การใช้พลังงานต่ำที่สุด (Energy aware routing protocol)” หรือ “ทำให้โหนดในโครงข่ายใช้พลังงานอย่างเสมอภาค (Battery aware routing protocol)” เป็นสิ่งที่สำคัญเพราะจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของโครงข่าย โดยโพรโทคอลแบบ CMMBCR และ CMDR ได้กำหนดค่าขีดเริ่มเปลี่ยนขึ้นมาเพื่อใช้ตัดสินใจว่าเมื่อใดที่ใช้โพรโทคอลที่ใช้พลังงานต่ำที่สุดและเมื่อใดควรจะทำให้โหนดในโครงข่ายใช้พลังงานอย่างเสมอภาค ซึ่งในเวลาใด ๆ จะเลือกใช้เพียงโพรโทคอลใดโพรโทคอลหนึ่งเท่านั้น แต่สำหรับโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอจะไม่มีกำหนดค่าขีดเริ่มเปลี่ยน แต่จะทำให้โพรโทคอลนั้นสามารถบรรลุวัตถุประสงค์ทั้งสองประการ ณ ขณะเวลาเดียวกัน ซึ่งจากผลการทดสอบที่แสดงในรูปที่ 4.11 ถึงรูปที่ 4.15 ได้แสดงให้เห็นว่า โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) จะให้ผลที่ดีกว่าทั้งในด้านของการใช้พลังงานซึ่งในรูปที่ 4.13 ถึง 4.15 และในด้านคุณภาพการให้บริการทั่ว ๆ ไปดังแสดงในรูป 4.11 ถึงรูปที่ 4.12

4.2.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพสำหรับโพรโทคอลที่นำเสนอทั้งสามประเภท

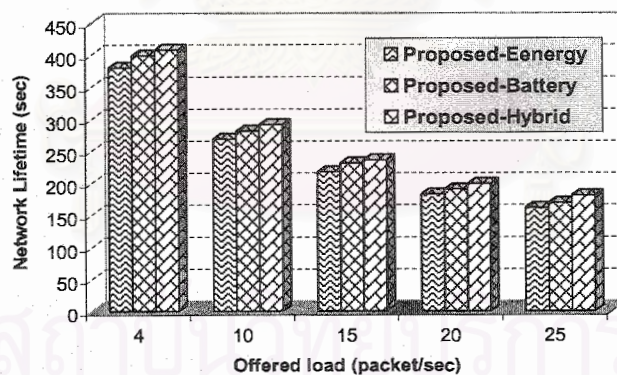
การทดสอบในส่วนนี้จะเปรียบเทียบประสิทธิภาพเฉพาะโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ทั้งสามโพรโทคอลคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Minimum Energy Consumption Routing Protocol) แบบที่สองคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายสูงสุด (Maximum Battery Lifetime Routing Protocols) แบบสุดท้ายคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุดและยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายสูงสุดหรือเรียกว่าเป็นโพรโทคอลแบบผสม (Minimum Energy Consumption and Maximum Battery Lifetime Routing Protocol) เนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอทั้งสามที่ได้ออกแบบไว้ มีจุดประสงค์หลักเหมือนกันนั่นคือ “ยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด” แต่จะมีความแตกต่างกันด้วยวิธีการที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกเส้นทางที่นำมาใช้งาน

จากรูปที่ 4.16 แสดงการเปรียบเทียบค่าอายุการใช้งานของโครงข่ายสำหรับโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ทั้งสามประเภท เมื่อทำการหาค่าพลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จดังกล่าว ในช่วงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 4 จนถึง 25 แพ็กเก็ตต่อวินาทีจะพบว่า

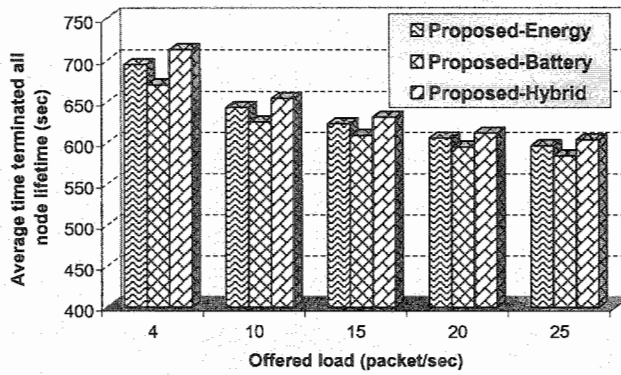
■ โพรโทคอลที่มีอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุดคือ โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) รองลงมาคือโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery และสุดท้ายคือ โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy เนื่องจากโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอเกิดจากการรวมเอาข้อดีของทั้งโพรโทคอลแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด ที่เลือกเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด และโพรโทคอลแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด ซึ่งเลือกเส้นทางที่ผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานในระดับที่สูง ซึ่งการผสมปัจจัยทั้งสองประการเข้าด้วยกันทำให้เส้นทางที่ได้เป็นเส้นทางที่มีประสิทธิภาพทั้งในด้าน

พลังงานและการส่งแพ็กเก็ตไปยังโหนดปลายทางมากกว่าการพิจารณาเฉพาะปัจจัยใดปัจจัยหนึ่งเพียงอย่างเดียว โดยสามารถยืดอายุการใช้งานเพิ่มขึ้นได้ถึงร้อยละ 12.15 เมื่อเทียบกับโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ณ อัตราการส่งแพ็กเก็ตสูงสุด และเพิ่มขึ้นร้อยละ 6.76 เมื่อเทียบกับโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery

■ เนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery พยายามกระจายกราฟฟิกให้ผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานที่สูง แต่ขณะที่โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy เลือกเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุดโดยไม่ได้พิจารณาว่าเส้นทางที่เลือกนั้นผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานที่สูงหรือไม่ จึงทำให้โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery สามารถทำให้โหนดในโครงข่ายใช้พลังงานอย่างเหมาะสมมากกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ซึ่งแสดงได้จากค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพลังงานที่เหลืออยู่ต่อโหนดจากรูปที่ 4.9 และ 4.4 จากเหตุผลตรงนี้ทำให้โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery มีอายุการใช้งานของโครงข่ายสูงกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy โดยเมื่อเทียบกับโพรโทคอลที่ไม่พิจารณาพลังงานอย่างเช่น โพรโทคอลแบบ SP จะพบว่า โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery สามารถยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายได้ร้อยละ 14.86 (21.84 วินาที) ส่วนโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy สามารถยืดอายุได้เพียงร้อยละ 9.34 (13.73 วินาที) ขณะที่โครงข่ายมีปริมาณโหลดสูงสุด



รูปที่ 4.16 อายุการใช้งานของโครงข่ายเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีเปรียบเทียบเฉพาะโพรโทคอลที่นำเสนอทั้งสามโพรโทคอล)



รูปที่ 4.17 อายุการใช้งานเฉลี่ยของทุกโหนดในโครงข่ายในระยะเวลาทดสอบที่จำกัดเมื่อเปลี่ยนแปลง อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (กรณีเปรียบเทียบเฉพาะโพรโทคอลที่นำเสนอทั้งสามโพรโทคอล)

จากรูปที่ 4.17 แสดงการพิจารณาค่าอายุการใช้งานเฉลี่ยของทุกโหนดในโครงข่ายในระยะเวลาทดสอบที่จำกัด ซึ่งเป็นค่าที่แสดงถึงอายุการใช้งานโดยเฉลี่ยของทุก ๆ โหนดในโครงข่ายจนหมดระยะเวลาทดสอบ ซึ่งผลของการทดสอบของโพรโทคอลที่นำเสนอในงานวิจัยทั้งสามประเภทด้วยค่านี้แสดงดังรูปที่ 4.17

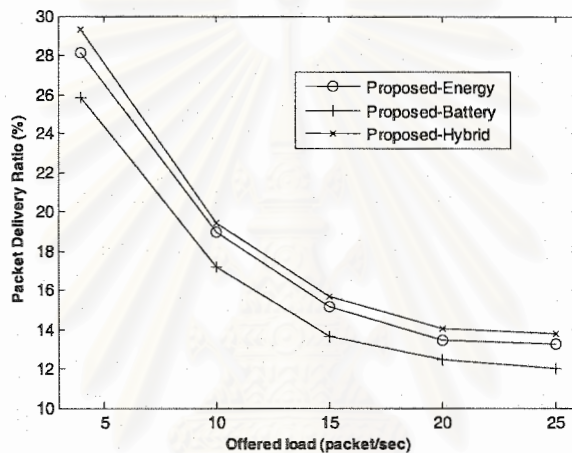
โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) ทำให้อายุการใช้งานเฉลี่ยของทุกโหนดมีค่าสูงสุด รองลงมาคือ โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy และสุดท้ายคือ Proposed-Battery โดยจากรูปเมื่อเทียบเปรียบค่าที่ได้จากทั้งสามโพรโทคอลกับโพรโทคอลแบบ SP ณ ที่อัตรา

- การส่งแพ็กเก็ตข้อมูลเท่ากับ 25 แพ็กเก็ตต่อวินาทีจะได้ว่า โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ Proposed-Hybrid มีค่ามากกว่าร้อยละ 11.11 (60.37 วินาที) ส่วนโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy มีค่ามากกว่าร้อยละ 9.74 (52.92 วินาที) และโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery มีค่ามากกว่าร้อยละ 7.54 (40.97 วินาที)

- สาเหตุที่ทำให้โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) ให้ค่าอายุการใช้งานเฉลี่ยของทุกโหนดดีที่สุดเหมือนกับที่กล่าวไว้ข้างต้น แต่ในกรณีของโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ที่ให้ค่าดังกล่าวสูงกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery ทั้ง ๆ ที่โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery ให้ค่าอายุการใช้งานของโครงข่ายจากรูปที่ 4.16 ดีกว่านั้น เนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ได้พยายามลดการใช้พลังงานของโหนดอื่น ๆ ในโครงข่ายด้วย (จากที่กล่าวในหัวข้อที่ 4.2.1.1) โดยการเลือกเส้นทางที่มีจำนวนโหนดข้างเคียงที่ไม่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารของโหนดในเส้นทางอยู่ต่ำ ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากค่าพลังงานที่ใช้ต่อจำนวนแพ็กเก็ตที่ได้รับสำเร็จมีค่าที่ต่ำกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery (จากรูปที่ 4.3 และ 4.8) แต่ขณะที่โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery ไม่ได้พิจารณาในส่วนนี้

จากผลการทดสอบของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอทั้งสามแบบสามารถที่จะสรุปได้ว่า โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy สามารถทำให้โครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่างมี

ประสิทธิภาพมากกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery (โดยเปรียบเทียบค่าที่ได้จากรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.8) แต่ขณะที่โหนดในโครงข่ายสำหรับโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery มีการใช้พลังงานอย่างเสมอภาคมากกว่า (โดยเปรียบเทียบค่าที่ได้จากรูปที่ 4.4 และ 4.9) จึงทำให้โครงข่ายมีอายุการใช้งานนานกว่าโพรโทคอล ที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy และเนื่องจากทั้งพลังงานที่โหนดจะต้องสูญเสียและอายุการใช้งานของโหนดต่างก็เป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้โครงข่ายมีประสิทธิภาพในด้านพลังงานมากขึ้น จึงทำให้โพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) ซึ่งนำเอาข้อดีจากโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางทั้งสองแบบที่กล่าวไว้ข้างต้นมีประสิทธิภาพในด้านพลังงานสูงที่สุดในทุก ๆ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล



รูปที่ 4.18 อัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล

(กรณีเปรียบเทียบเฉพาะโพรโทคอลที่นำเสนอทั้งสามโพรโทคอล)

ส่วนในรูปที่ 4.18 แสดงค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จซึ่งจะสะท้อนถึงวิสัยสามารถ(Throughput) ของโครงข่าย โดยถ้าเส้นทางที่ใช้ในการส่งข้อมูลจากโหนดต้นทางไปยังโหนดปลายทางมีคุณภาพดีนั่นคือเป็นเส้นทางที่มีโหลดอยู่ในระดับที่ต่ำและมีความน่าเชื่อถือสูง (เป็นเส้นทางที่สามารถใช้งานได้นาน) ก็จะทำให้คุณภาพการให้บริการของโครงข่ายมีประสิทธิภาพมากขึ้น จากรูปแสดงว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบผสมให้ค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จสูงสุดในทุก ๆ อัตราการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล เนื่องจากเส้นทางที่ได้จากการตัดสินใจของ โพรโทคอลการเส้นทางแบบผสมมีลักษณะดังนี้

- เป็นเส้นทางที่มีความคับคั่งในระดับที่ต่ำ โดยความคับคั่งที่เกิดขึ้นสามารถพิจารณาได้เป็นสองส่วนคือ ความคับคั่งที่เกิดจากปริมาณโหลดที่อยู่ในบัฟเฟอร์ของโหนดและความคับคั่งที่เกิดจากจำนวนโหนดข้างเคียง (โอกาสที่แพ็กเก็ตเกิดการชนกันสูงเมื่อมีจำนวนโหนดข้างเคียงสูง) เนื่องจากโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางจะเลือกเส้นทางที่โหนดมีอายุการใช้งานที่สูง ซึ่งในการคำนวณค่าอายุการใช้งานในสมการที่ (3.14) ได้พิจารณาถึงปริมาณทราฟฟิกโหลดที่อยู่ในบัฟเฟอร์เข้าไปด้วย เพราะฉะนั้นถ้าโหนดมีปริมาณโหลดอยู่มากก็จะทำให้อายุการใช้งานของโหนด (ค่า BL ในสมการที่ (3.14)) มีค่าที่ต่ำ นอกจากนั้นยังเป็นเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายเสียพลังงานต่ำที่สุด ซึ่งในการคำนวณค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทางดังสมการที่ (3.12) ได้

พิจารณาถึงจำนวนโหนดข้างเคียงในการคำนวณด้วย โดยถ้าโหนดที่อยู่ในเส้นทางมีจำนวนโหนดข้างเคียงที่สูง ก็จะส่งผลให้ค่าต้นทุน พลังงานมีค่าที่สูง ซึ่งก็แสดงว่าเส้นทางดังกล่าวทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานในระดับที่สูงด้วยเช่นกัน เพราะฉะนั้นแล้วเส้นทางที่ใช้พลังงานต่ำที่สุดก็จะหมายถึงเป็นเส้นทางที่มีความคับคั่งเนื่องจากจำนวนโหนดข้างเคียงต่ำด้วยเช่นกัน

- เป็นเส้นทางที่มีความน่าเชื่อถือในระดับที่สูง เพราะเนื่องจากการคำนวณค่าพลังงานของข่าย เชื่อมโยงระหว่างโหนดใด ๆ ในเส้นทางสำหรับโพรโทคอลแบบผสมที่นำเสนอ (Proposed-Hybrid) และ โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ได้พิจารณาถึงคุณภาพของช่องสัญญาณระหว่างโหนด ซึ่ง แสดง ในสมการที่ (3.11) จากสมการจะเห็นได้ว่าถ้าคุณภาพของช่องสัญญาณไม่ดีก็จะส่งผลให้พลังงาน ของโหนดจะต้องสูญเสียทั้งโหนดที่ส่ง รับและโหนดที่ไต่กันต่างก็จะต้องสูญเสียพลังงานเพิ่มมากขึ้น เพราะฉะนั้นการ เลือกเส้นทางที่ใช้พลังงานที่ต่ำก็จะแสดงว่าเส้นทางดังกล่าวเป็นเส้นทางที่มีคุณภาพของช่องสัญญาณ ระหว่างโหนดในเส้นทางที่ดี

- เป็นเส้นทางที่ผ่านโหนดที่มีอายุการใช้งานที่สูง (สามารถทำงานร่วมกับโหนดอื่น ๆ ได้นาน) เพราะฉะนั้นทำให้โอกาสที่เส้นทางจะเกิดความเสียหายเนื่องจากโหนดในเส้นทางหมดอายุการใช้งานก็จะ ต่ำลง จึงทำให้เส้นทางที่ได้สามารถใช้งานได้นานยิ่งขึ้น

- สำหรับกรณีของโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy และ Proposed-Battery นั้น เนื่องจากโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy มีอายุการใช้งานเฉลี่ยของทุกโหนดสูงกว่า ก็ เปรียบเสมือนกับการเพิ่มโอกาสให้โหนดสามารถทำงานร่วมกันได้มากขึ้น จึงส่งผลทำให้อัตราการส่ง แพ็กเก็ตสำเร็จมีค่ามากกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery

จากผลการทดสอบของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอทั้ง 3 แบบที่แสดงในรูปที่ 4.16 ถึง รูปที่ 4.18 สามารถสรุปได้ว่า

- โพรโทคอลที่นำเสนอที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ทำให้โครงข่ายมีการใช้พลังงานอย่าง มีประสิทธิภาพมากกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery จึงส่งผลให้ทำให้อายุการใช้งานเฉลี่ย ของทุกโหนดในโครงข่ายในระยะเวลาทดสอบที่จำกัด (Average time terminated node lifetime) มีค่าสูงขึ้น ตามไปด้วย แต่เนื่องจากไม่ได้พิจารณาถึงอายุการใช้งานของโหนดจึงทำให้อายุการใช้งานของโครงข่าย (Network lifetime) ที่ได้มีค่าต่ำกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery

- โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery ช่วยทำให้โหนดในโครงข่ายมีการใช้พลังงาน อย่างเหมาะสม อีกทั้งการเลือกเส้นทางยังพิจารณาถึงอายุการใช้งานของโหนดจึงส่งผลให้อายุการใช้งาน ของโครงข่ายมีค่าสูงกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy แต่เนื่องจาก โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery ไม่พิจารณาถึงพลังงานที่โครงข่ายต้องสูญเสียในการเลือกเส้นทางทำให้เส้นทางที่ได้ อาจจะทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานสูงจึงทำให้โหนดอื่น ๆ ต้องสูญเสียพลังงานมากตามไปด้วย ตรงจุดนี้ ทำให้อายุการใช้งานเฉลี่ยของทุกโหนดในโครงข่ายในระยะเวลาทดสอบที่จำกัดของโพรโทคอลที่นำเสนอ แบบ Proposed-Battery มีค่าต่ำกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy

■ โพรโทคอลที่นำเสนอแบบผสม (Proposed-Hybrid) ได้พิจารณาข้อดีของโพรโทคอลที่นำเสนอทั้งแบบ Proposed-Energy และ Proposed-Battery ที่กล่าวข้างต้นมาพิจารณารวมกันในกระบวนการค้นหาเส้นทางจึงทำให้โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Hybrid มีประสิทธิภาพมากกว่าโพรโทคอลทั้งสองแบบไม่เฉพาะในด้านของพลังงาน แต่ยังมีประสิทธิภาพในด้านคุณภาพการให้บริการที่ดีกว่า

5. สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางบนพื้นฐานประสิทธิภาพของพลังงานสำหรับโครงข่ายแอดฮอค โดยมีจุดประสงค์เพื่อให้โครงข่ายใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีอายุการใช้งานนานที่สุด ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางขึ้นมา 3 โพรโทคอล โพรโทคอลแรกที่น่าเสนอคือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานต่ำที่สุด (Proposed-Energy (โดยเลือกเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานต่ำที่สุด ซึ่งเป็นวิธีที่นำเอาพลังงานที่สูญเสียเนื่องจากการส่ง การรับ และการไต่บินจากแบบจำลองการใช้พลังงานของ โนด รวมทั้งผลกระทบของการใช้พลังงานเนื่องจากคุณภาพของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาใช้ในการกำหนดค่าต้นทุนพลังงานของเส้นทาง ซึ่งแตกต่างจาก โพรโทคอลที่เคยมีผู้แนะนำเสนอมาก่อนหน้านี้ตรงที่วิธีการกำหนดค่าต้นทุนพลังงานจากผลการทดสอบสามารถสรุปได้ว่า

■ โครงข่ายมีประสิทธิภาพในการใช้พลังงานมากขึ้น ซึ่งก็จะส่งผลทำให้เพิ่มอายุการใช้งานเฉลี่ยของทุก โหนดใน โครงข่ายเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงพลังงานหรือกำลังส่งแบบ MTPR และ RA นอกจากนั้นยังทำให้อายุการใช้งานของโครงข่ายเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกันแต่ไม่สูงมากนักเมื่อเทียบกับ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุแบตเตอรี่ของ โหนด เพราะการพิจารณาเส้นทางไม่ได้คำนึงถึงอายุการใช้งานของ โหนดในโครงข่าย

แบบที่สองเป็น โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุด (Proposed-Battery (ซึ่งมีเป้าหมายเพื่อรักษาสมดุลในการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ของ โหนดในโครงข่าย โดยการพยายามเลือกเส้นทางที่ประกอบด้วย โหนดที่มีอายุการใช้งานที่อยู่ในระดับสูง ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ได้กำหนดวิธีการคำนวณอายุการใช้งานของ โหนดขึ้นมาใหม่เพื่อให้มีความแม่นยำในการประมาณแทนที่จะใช้เฉพาะระดับความจุของแบตเตอรี่เหมือนกับ โพรโทคอลที่เคยถูกนำเสนอ แต่จะพิจารณาถึงพลังงานที่ โหนดจะต้องใช้ในการส่งแพ็กเก็ตที่อยู่ในบัฟเฟอร์ นอกจากนั้นยังรวมถึงพลังงานที่ โหนดจะต้องใช้เพื่อรองรับการสื่อสารที่ โหนดค้นทางร้องขอมา จากผลการทดสอบสามารถสรุปได้ว่า

■ โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery ให้ประสิทธิภาพทั้งในด้านพลังงานนั้นคือ อายุการใช้งานของโครงข่ายและการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งคุณภาพการให้บริการที่พิจารณาจากค่าอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จมากกว่า โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบคำนึงถึงระดับความจุแบตเตอรี่ของ โหนดแบบ MMBCR, RDRP และ MDR ที่ได้ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้เพราะว่า การคำนวณค่าอายุการใช้งานของ โหนด (Battery Lifetime (มีความแม่นยำมากกว่าทำให้เส้นทางที่ถูกเลือกนั้นเป็นเส้นทางที่มีประสิทธิภาพสูงกว่า อีกทั้งกระบวนการค้นหาเส้นทางจะช่วยทำให้ โหนดโครงข่ายสามารถรักษาสมดุลของ

การใช้พลังงานได้ดีกว่า โพรโทคอลแบบอื่น ๆ และเมื่อเปรียบเทียบโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Proposed-Energy ที่นำเสนอจะพบว่าประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานมีค่าต่ำกว่าโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ถึงแม้ว่า โพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery จะสามารถรักษาสมดุลการใช้พลังงานของโหนดในโครงข่ายได้มากกว่าเนื่องจากเป็นโพรโทคอลที่ไม่ได้พิจารณาถึงพลังงานที่โครงข่ายจะต้องสูญเสีย หรือเป็นเส้นทางที่ไม่ทำให้โครงข่ายเสียพลังงานค่าที่สุด) ประสิทธิภาพในการใช้พลังงานต่ำกว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบ Proposed-Energy(

โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบสุดท้ายที่นำเสนอในงานวิจัยนี้คือ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสม)Proposed-Hybrid (โดยการนำเอาข้อดีของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบใช้พลังงานค่าที่สุด และโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบยืดอายุการใช้งานของโครงข่ายมากที่สุดที่นำเสนอข้างต้นมาพิจารณารวมเข้าด้วยกัน เพื่อให้โครงข่ายมีประสิทธิภาพในการใช้พลังงานและเพิ่มอายุการใช้งานของโครงข่ายให้ได้นานที่สุด โดยเลือกเส้นทางที่ทำให้โครงข่ายสูญเสียพลังงานค่าที่สุด และขณะเดียวกันก็เป็นเส้นทางที่ประกอบด้วย โหนดที่มีอายุการใช้งานในระดับที่สูง โดยข้อแตกต่างหลักเมื่อเปรียบเทียบกับโพรโทคอลแบบ CMMBCR และ CMDR นั่นก็คือ โพรโทคอลแบบ Proposed-Hybrid ที่นำเสนอ ไม่มีการกำหนดว่า ณ ช่วงเวลาใดจะต้องใช้โพรโทคอลแบบใดระหว่างโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy หรือ Proposed-Battery เหมือนกับโพรโทคอลแบบ CMMBCR และ CMDR แต่จะใช้ทั้งสองโพรโทคอล ณ ขณะเวลาเดียวกันในกระบวนการค้นหาเส้นทาง ซึ่งจากผลการทดสอบพบว่า

■ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางแบบผสมที่นำเสนอจะให้ประสิทธิภาพทั้งในด้านพลังงานนั้นคือ อายุการใช้งานของโครงข่ายและการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จสูงกว่า โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางทั้งแบบ CMMBCR และ CMDR

จากโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอทั้ง 3 โพรโทคอลที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปประสิทธิภาพทั้งในแง่ของพลังงานและคุณภาพการให้บริการของโพรโทคอลทั้งสามประเภทโดยพิจารณาจากพารามิเตอร์ที่ชี้วัดประสิทธิภาพที่แตกต่างกันดังตารางที่ 5.1

จากตารางที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าโพรโทคอลการแบบ Proposed-Hybrid ที่นำเสนอจะให้ประสิทธิภาพทั้งในด้านพลังงานนั้นคือ อายุการใช้งานของโครงข่ายและการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งอัตราการส่งแพ็กเก็ตสำเร็จมากกว่าโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอทั้งแบบ Proposed-Energy และ Proposed-Battery แต่เมื่อเปรียบเทียบเฉพาะ โพรโทคอลแบบ Proposed-Energy และ Proposed-Battery แล้วจะพบว่า โพรโทคอลแบบ Proposed-Energy จะมีประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานมากกว่า แต่ขณะที่โพรโทคอลแบบ Proposed-Battery จะรักษาสมดุลการใช้พลังงานของโหนดได้ดีกว่าโพรโทคอลแบบ Proposed-Energy เพราะฉะนั้นแล้วการเลือกโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางไปใช้งานเพื่อทำให้เกิดประโยชน์สูงสุดนั้นควรจะคำนึงถึงสถานการณ์หรือเงื่อนไขของโครงข่ายที่จะนำไปใช้งาน โดยโพรโทคอลแบบ Proposed-Energy และ Proposed-Battery จะเหมาะสมในการนำไปใช้งานกับโครงข่ายที่มีลักษณะดังนี้

■ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy จะเหมาะสมสำหรับโครงข่ายที่มีจำนวน โหนดหรือความหนาแน่นของโหนดในโครงข่ายที่สูง อย่างเช่น โครงข่ายเซ็นเซอร์)Sensor

Network(เนื่องจากโพรโทคอลแบบนี้พิจารณาถึงจำนวน โนดรอบข้างเพื่อลดปริมาณพลังงานที่โครงข่าย จะต้องสูญเสีย แต่จะไม่เหมาะสมกับโครงข่ายที่ปริมาณ โหลดที่ใช้สื่อสารมีปริมาณมาก ๆ)ทั้งอัตราการส่ง แพ็กเก็ตระหว่าง โนดต้นทางกับ โนดปลายทาง หรือจำนวนการเชื่อมต่อของ โนดในโครงข่าย (เพราะโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Energy ไม่ได้พิจารณาถึงปริมาณ โหลดที่โหนดกำลังรับภาระอยู่ ณ ขณะเวลานั้น

■ โพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery จะเหมาะสมสำหรับโครงข่ายที่มีปริมาณ โหลดที่ใช้สื่อสารในโครงข่ายอยู่ในระดับสูง เพราะโพรโทคอลที่นำเสนอแบบ Proposed-Battery จะพิจารณาถึงปริมาณ โหลดที่โหนดกำลังรับภาระอยู่ ณ ขณะเวลานั้น แต่จะไม่เหมาะสมกับกรณีที่โครงข่ายมีการเปลี่ยนแปลงทอพอโลยีบ่อยครั้ง)เนื่องจากการเคลื่อนที่ของ โนด (เพราะว่าการเลือกเส้นทางของ โนดไม่ได้พิจารณาถึงคุณภาพของช่องสัญญาณกับ โนดถัดไปที่อยู่ในเส้นทางเพราะฉะนั้นเส้นทางที่ได้อาจจะเป็นเส้นทางที่มีระยะห่างระหว่าง โนดสอง โนดที่ยาว ทำให้โอกาสที่เส้นทางจะเกิดความเสียหายเนื่องจากการเคลื่อนที่ของ โนดก็สูง

ตารางที่ 5.1 สรุปเปรียบเทียบผลจากการทดสอบของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางที่นำเสนอทั้ง 3 โพรโทคอล โดยใช้พารามิเตอร์ที่ชี้วัดประสิทธิภาพที่แตกต่างกัน

	ผลที่ได้จากการทดสอบของโพรโทคอลการจัดสรรเส้นทางทั้ง 3 แบบ
Packet Delivery Ratio	Proposed-Battery < Proposed-Energy < Proposed-Hybrid
Energy per Good-put	Proposed-Battery < Proposed-Energy < Proposed-Hybrid
Standard deviation of mean energy remaining per node	Proposed-Energy < Proposed-Hybrid < Proposed-Battery
Network Lifetime	Proposed-Energy < Proposed-Battery < Proposed-Hybrid
Average all node lifetime	Proposed-Battery < Proposed-Energy < Proposed-Hybrid

6. ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรได้รับการพัฒนาต่อไป

- (1) การตัดสินใจเลือกเส้นทางควรจะมีการสูญเสียพลังงานในชั้นควบคุมการเข้าถึงตัวกลาง (Medium access control layer) เพื่อให้เส้นทางที่ได้มีประสิทธิภาพทั้งด้านพลังงานและคุณภาพการให้บริการมากยิ่งขึ้น
- (2) แบบจำลองการใช้พลังงานที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นแบบจำลองที่ไม่คำนึงพลังงานที่สูญเสียขณะที่โหนดอยู่ในสถานะหลับ (Sleep mode (สถานะว่าง) Idle mode (และพลังงานที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงสถานะ ดังนั้นหากพิจารณาพลังงานในส่วนนี้ก็จะทำให้ระบบที่ใช้มีความเป็นจริงมากขึ้น

- (3) โหนดที่ใช้ในการทดสอบควรจะสามารถในการปรับเปลี่ยนกำลังส่ง เพื่อลดการใช้พลังงานที่สูญเสียโดยไม่จำเป็นและสามารถลดปัญหาในเรื่องสัญญาณรบกวน ซึ่งก็จะทำให้แบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลของโครงข่ายเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ โหนดควรจะรู้ตำแหน่งของโหนดในโครงข่ายเพื่อลดพลังงานที่ใช้ในการจัดสรรเส้นทาง เนื่องจากการส่งข้อมูลของโหนดได้ทราบทิศทางในการส่งที่แน่นอน



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

7. รายการอ้างอิง

1. E. M. Royer and C. -K. Toh. A Review of Current Routing Protocols for Ad Hoc Mobile Wireless Networks. IEEE Personal Communication Magazine (April 1999): 44-50.
2. C. E. Jones, K. M. Sivalingam, P. Agrawal, and J. Chen. A survey of energy efficient network protocols for wireless networks. Wireless Networks 7, 4 (July 2001): 343-358.
3. J. Broch, D. A. Maltz, D. B. Johnson, Y. C. Hu, and J. Jetcheva. A Performance Comparison of Multi-Hop Wireless Ad Hoc Network Routing Protocols. Proceedings of the 4th Annual ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (October 1998): 85-97.
4. C. E. Perkins, E. M. Royer and S. R. Das. Ad Hoc On-demand Distance Vector (AODV) routing. IETF internet Draft (work in progress) (November 2002).
5. D.B. Johnson, D.A. Maltz. Dynamic Source Routing in Ad Hoc Wireless Networks. Mobile Computing, (ed. T. Imielinski and H. Korth), Kluwer Academic Publishers (1996).
6. C. B. Margi and K. Obraczka. Instrument Network Simulators for Evaluating Energy Consumption in Power-Aware Ad-Hoc Network Protocols. The IEEE Computer Society's 12th Annual International Symposium on Modeling, Analysis, and Simulation of Computer and Telecommunications Systems (October 2004): 337-346.
7. K. Scott and N. Bambos. Routing and channel assignment for low power transmission in PCS. IEEE 5th International Conference on Universal Personal Communications, 2 (October 1996): 498-502.
8. S. Singh, M. Woo, and C. S. Raghavendra. Power-Aware Routing in Mobile ad hoc Networks. International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'98) (October 1998): 181-190.
9. S. Banerjee and A. Misra. Minimum energy paths for reliable communication in multi-hop wireless networks. International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing (June 2002): 146-156.
10. W. Cho and S.L. Kim. A fully distributed routing algorithm for maximizing lifetime of a wireless ad hoc network. IEEE 4th International Workshop on Mobile and Wireless Communications Network (September 2003): 670-674.
11. W. Yu and J. Lee. DSR-based energy-aware routing protocols in Ad-Hoc networks. International Conference on Wireless Network (June 2002).
12. D. Kim, J.J. Garcia-Luna-Aceves, K. Obraczka, J-C. Cano and P. Manzoni. Routing Mechanisms for Mobile Ad Hoc Networks based on the Energy Drain Rate. IEEE

Transactions on Mobile Computing 2, 2 (April-June 2003): 161-173.

13. C. -K. Toh. Maximum Battery Life Routing to Support Ubiquitous Mobile Computing in Wireless Ad Hoc Networks. IEEE Communications Magazine 39 (June 2001): 138-147.
14. "NS2 Network Simulator" Available form: <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>.
15. T. Camp, J. Boleng, and V. Davies. A Survey of Mobility Model for Ad Hoc Network Research. Wireless Communication & Mobile Computing (WCMC): Special issue on Mobile Ad Hoc Networking: Research, Trends and Applications, (2002): 483-502.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 14

เรื่อง การเพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณและโครงข่ายใยแสงแบบ DWDM (Performance Improvement of DWDM Optical Fiber Transmission System and Networks)

ผู้รับผิดชอบโครงการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง

ภาพรวมของโครงการวิจัยย่อย

ปัจจุบันเทคโนโลยี Dense-wavelength division multiplexing (DWDM) หรือการส่งข้อมูลความเร็วสูงผ่านเส้นใยแสงเพียงเส้นเดียวโดยอาศัยการมัลติเพล็กซ์เชิงความยาวคลื่นที่พยายามบีบอัดเพิ่มช่องสัญญาณ โดยการลดความห่างของช่องสัญญาณให้ได้มากที่สุด ซึ่งบางกรณีอาจทำการเพิ่มช่องสัญญาณได้มากกว่า 100 ช่องสัญญาณในแบนด์วิธที่กำหนด ได้สร้างบทบาทสำคัญอย่างมากทั้งในวงการวิชาการ วงการวิจัย รวมทั้งการนำมาประยุกต์ใช้จริงกับระบบโทรคมนาคมในอนาคต ดังจะเห็นได้จากการเริ่มผลิตอุปกรณ์รองรับเทคโนโลยี DWDM ออกสู่ตลาดของบริษัทโทรคมนาคมต่างๆ และการเริ่มวางมาตรฐานของอุปกรณ์และระบบ DWDM โดยองค์กรอย่างเช่น International telecommunication union (ITU) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ WDM เดิมซึ่งมีความห่างของช่องสัญญาณอยู่ในระดับมากกว่า 200 GHz นั้น ระบบ DWDM สามารถใช้ส่งข้อมูลได้มากกว่าและใช้แบนด์วิธได้คุ้มค่าอย่างมาก

ITU ซึ่งเป็นองค์กรกำหนดมาตรฐานต่างๆ เกี่ยวกับการสื่อสารนั้น จากที่ได้ออกมาตรฐานแนะนำความห่างของช่องสัญญาณจาก 100 GHz หรือ 0.8 nm ก็ได้ออกมาตรฐานลดความห่างช่องสัญญาณลงมาถึง 50 GHz, 25 GHz, และ 12.5 GHz เพื่อรองรับ DWDM ด้วยเช่นกัน แม้แต่ในการทดลองการสื่อสารก็ตาม ได้มีรายงานมากมายแสดงความสำเร็จของการสื่อสารสัญญาณ DWDM หลายสิบช่องสัญญาณ คิดเป็นอัตราส่งข้อมูลมากกว่า 1 Tbps ผ่านระบบเส้นใยแสงนับหลายพันกิโลเมตร ปัจจุบันเหล่านี้ส่งเสริมให้ตระหนักอย่างชัดเจนว่าระบบ DWDM มีแนวโน้มที่จะทวีบทบาทสำคัญกับระบบสื่อสารในอนาคตอันใกล้อย่างยิ่ง

ข้อได้เปรียบที่สำคัญของระบบ DWDM นั้นสามารถแจกแจงได้ดังนี้คือ 1) ด้วยความที่ DWDM เป็นสถาปัตยกรรมในชั้นกายภาพ (physical layer) ทำให้สามารถรองรับการส่งข้อมูลได้หลายรูปแบบ ทั้งระบบ Time division multiplexing (TDM) หรือรูปแบบ Protocol ข้อมูลอื่นๆ อาทิ Asynchronous Transfer Mode (ATM), Gigabit Ethernet เป็นต้น 2) สามารถให้บริการข้อมูลหลากหลายรูปแบบและความเร็วได้โดยง่าย เนื่องจากแต่ละความยาวคลื่นในเส้นใยแสงหนึ่งๆ เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งต่างไปจากการมัลติเพล็กซ์เชิงเวลา Time-division multiplexing (TDM) บน Synchronous optical network (SONET), Synchronous digital hierarchy (SDH), หรือ Digital cross-connect system (DCS) เป็นต้น ซึ่งต้องใช้กระบวนการที่ซับซ้อนและทำได้ยาก 3) การเพิ่มแบนด์วิธสามารถทำได้ง่ายโดยการเพิ่มจำนวนความยาวคลื่นให้กับเส้นใยแสง ซึ่งในปัจจุบันมีรายงานวิจัยหลายฉบับได้นำเสนอความสำเร็จในการสร้าง Light source ที่สามารถให้ความยาวคลื่นมากกว่า 100 ความยาวคลื่นที่อัตราสัญญาณระดับ 10 Gbps และมีความห่างระหว่าง

ช่องสัญญาณเพียง 25 GHz ยิ่งกว่านั้นปัจจุบันได้มีการผลิตอุปกรณ์ส่งและรับสัญญาณความเร็วถึง 10 Gbps โดยมีช่องว่างสัญญาณเพียง 25 GHz และมีจำนวนช่องสัญญาณถึง 128 ช่องออกจำหน่ายเป็นที่เรียบร้อยแล้ว นอกจากนี้ในด้านตัวกลางสื่อสัญญาณนั้น เส้นใยแสงที่มีอัตราการสูญเสียต่ำกว่า 0.3 dB/km เป็นช่วงความยาวคลื่นแถบกว้างตั้งแต่ 1,300 nm จนถึง 1,600 nm ครอบคลุม S, C, และ L แบนด์ก็ได้มีจำหน่ายในตลาดด้วยเช่นกัน 4) อุปกรณ์และเทคโนโลยีอื่นๆ โดยเฉพาะเทคโนโลยี Distributed Raman amplification และ Broadband dispersion compensation ทำให้เราสามารถขยายสัญญาณและแก้ไขความเพี้ยนหลักของสัญญาณอันเนื่องมาจาก Dispersion ได้พร้อมกันทุกความยาวคลื่นเป็นแบนด์วิธกว้าง โดยไม่ต้องแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าก่อน ระบบจึงไม่ถูกจำกัดด้วยความเร็วของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic bottle-neck) อีกต่อไป

ระบบเส้นใยแสงในยุคแรกนั้น ถูกพัฒนาขึ้นมาใช้สำหรับการส่งข้อมูลความเร็วสูงเชื่อมโยงระหว่างทวีปผ่านใต้ทะเลเป็นหลัก เมื่อนำระบบ WDM มาใช้จริงในระบบเคเบิลใต้น้ำข้ามทวีประยะทางหลายพันกิโลเมตร ทำให้ในปัจจุบันมีระบบเคเบิลใต้น้ำข้ามทวีปซึ่งปฏิบัติงานอยู่ด้วยความเร็วถึง 160 Gbit/s ผ่านระยะทางกว่า 20,000 km ในการเพิ่มความสามารถของระบบเคเบิลใต้ทะเลระยะทางไกลนั้น การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบใหม่เช่น การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียล (Differential phase-shifted keying, DPSK) แทนการส่งสัญญาณโดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสงในปัจจุบัน เป็นอีกทางเลือกที่น่าสนใจอย่างมาก เนื่องจากในปัจจุบัน ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย ในอดีตที่ผ่านมา การส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงยังคงอยู่ในรูปแบบการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง (Intensity Modulation) [1] และเหตุที่นิยมเลือกใช้วิธีการมอดูเลตเช่นนี้เพราะว่าความง่ายในหลักการความเข้าใจและอุปกรณ์ที่ใช้ก็ไม่มี ความยุ่งยากซับซ้อนมากนัก แต่ถึงอย่างไรก็ตาม ด้วยคุณสมบัติความไม่สลับซับซ้อนของการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตทางความเข้มแสง ย่อมก่อให้เกิดขีดจำกัดของความสามารถบางอย่าง เช่น อัตราบิดข้อมูลที่ถูกจำกัดโดยอิทธิพลของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ในเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยอย่างหลากหลายที่จะนำวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ มาศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานแทนการส่งสัญญาณ โดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง การมอดูเลต DPSK จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่ยพยายามนำมาแทนการส่งข้อมูลที่มีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง เมื่อประมาณ 1-2 ปีที่ผ่านมา ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย เช่น การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลสามารถส่งสัญญาณด้วยอัตราบิดข้อมูลได้สูงกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่าการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลมีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง และยังรวมไปถึงกำลังงานที่ใช้ส่งสัญญาณข้อมูลบิดหนึ่งและบิดศูนย์มีค่าเท่ากันดังนั้นจึงสามารถลดผลกระทบเนื่องจากรูปแบบการเรียงตัวของบิดข้อมูล (Bit pattern dependency) และการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลจะใช้กำลังงานสูงสุด (Peak power) ต่ำกว่า 3 dB ที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดบิดเท่ากัน

สำหรับโครงข่ายอนาคตในการรองรับเทคโนโลยี DWDM นั้น สิ่งสำคัญประการแรกคือการลดการประมวลสัญญาณทาง Electronic ในโครงข่าย ซึ่งเป็นตัวจำกัดความเร็วและ Throughput ของระบบ

ดังนั้นอุปกรณ์โดยส่วนใหญ่ในโครงข่าย DWDM ในอนาคตควรมีความ Transparency ของแสงจากผู้ส่งไปยังผู้รับให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ อุปกรณ์ในโครงข่ายจึงควรเป็นอุปกรณ์ Passive ซึ่งไม่มีการแปลงสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ในปัจจุบันโครงข่ายที่มีความ Transparency สูงสุดนั้นคือ โครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective network ซึ่งมี Topology แบบ Tree และเป็นโครงข่ายที่สามารถประยุกต์ใช้ได้กับโครงข่ายทั้งขนาด Local area network (LAN) Metropolitan area network (MAN) และขนาด Wide area network (WAN) ในโครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective นั้นใช้เพียงอุปกรณ์ Passive star coupler (PSC) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ Passive ทางแสงเท่านั้นในการเชื่อมต่อแต่ละกิ่งก้านของ Tree ด้านผู้ส่งและผู้รับนั้นจะเป็นอุปกรณ์ส่งที่กำหนดความยาวคลื่น (ช่องสัญญาณ) และอุปกรณ์รับที่สามารถเปลี่ยนความยาวคลื่น (ช่องสัญญาณ) ที่ต้องการได้ (Fixed transmitter-tunable receiver: FT-TR) สำหรับโครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective ในระดับ WAN นั้น อาจมีการเพิ่มอุปกรณ์เพื่อแปลงความยาวคลื่น (Wavelength converter) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ Active ที่ต้องอาศัยการประมวลสัญญาณ การใช้ Wavelength converter นั้นก็เพื่อจุดประสงค์ที่จะเพิ่ม Throughput ของโครงข่ายเมื่อมีการใช้งานมากจนความยาวคลื่นหรือช่องสัญญาณไม่เพียงพอต่อการเรียกใช้

คุณสมบัติที่สำคัญของโครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective นั้น คือโครงข่ายดังกล่าวเป็นโครงข่ายราคาถูก เนื่องจากใช้เพียงแต่อุปกรณ์แบบ Passive เท่านั้นในระบบ ดังนั้นเมื่อโครงข่ายมีขนาดใหญ่ขึ้น จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Optical amplifier) เพื่อลดต้นทุนของโครงข่าย จึงได้มีผู้เสนอทฤษฎีการลดจำนวน Optical amplifier ลงให้ได้มากที่สุด เนื่องจาก Optical amplifier เป็นอุปกรณ์ที่มีราคาสูง ในโครงข่าย Broadcast-and-selective ขนาดใหญ่นั้น มูลค่าของระบบนั้นแทบจะแปรผันกับจำนวนของ Optical amplifier

จากการศึกษาบทความอ้างอิงต่างๆ เกี่ยวกับระบบสื่อสารสัญญาณและโครงข่าย DWDM พบปัญหาที่ควรจะทำการศึกษาอย่างยิ่งอยู่ 2 ข้อ คือ

1. ตามที่ได้กล่าวมา ระบบ DWDM ที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK นั้นมีปัญหาหลักที่จำกัดความสามารถของระบบ คือ Kerr effect ซึ่งส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบไม่สามารถคาดเดาได้ แต่ยังมีได้มีการศึกษาผลของ Kerr effect เชิงวิเคราะห์ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการแก้ปัญหา รวมทั้งยังมีได้มีการเสนอแนวทางการออกแบบระบบเพื่อลดผลของ Kerr effect ให้ได้มากที่สุด เมื่อได้ลดต้นทุนการลดผลของ Kerr effect ขึ้นจะสามารถเพิ่มอัตราเร็วของการส่งข้อมูลในกรณีของระบบช่องสัญญาณเดี่ยว และในกรณีของระบบ DWDM ยังสามารถประยุกต์ใช้ในการบีบอัดจำนวนช่องสัญญาณในแบนด์วิธของเส้นใยแสงที่จำกัดให้ได้มากที่สุด ในความเป็นจริงยังมีได้มีทฤษฎีหรือวิธีเพื่อทำการลดช่องว่างระหว่างช่องสัญญาณของระบบ DPSK ลงให้ได้มากที่สุด
2. โครงข่ายระดับ MAN และ WAN แบบ Broadcast-and-Selective นั้น เมื่อเส้นใยแสงในโครงข่ายมีขนาดยาวขึ้น หรือจำนวนช่องสัญญาณ และอัตราส่งข้อมูลมีขนาดมากขึ้น ปัญหาที่หลีกเลี่ยงไม่ได้

คือ จะเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณจาก Dispersion ของเส้นใยแสง แต่ปัจจุบันยังมีได้มีงานวิจัยเสนอวิธีการทำการชดเชย Dispersion ในโครงข่ายลักษณะนี้ การใช้อุปกรณ์ Dispersion compensation ให้มีจำนวนน้อยที่สุด เช่นเดียวกับทฤษฎีการวาง Optical amplifier ที่ได้มีกรนำเสนอมา

ภาพรวมของวัตถุประสงค์และเป้าหมายหลักของโครงการ

โครงการวิจัยนี้ จะแบ่งโครงการเป็น 2 โครงการย่อยตามปัญหาที่น่าสนใจศึกษาจำนวน 2 ปัญหาดังที่ได้กล่าวมา โดยมีจุดประสงค์ของโครงการโดยคร่าวดังนี้คือ

1. โครงการย่อยโครงการแรก มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาผลของ Kerr effect ต่อระบบ DPSK ในเชิงวิเคราะห์ ซึ่งจะนำผลการวิเคราะห์ไปใช้ในการเสนอแนวทางแก้หรือลดผลของปัญหา รวมทั้งยังมีจุดประสงค์จะเสนอแนวทางการออกแบบระบบเพื่อลดผลของ Kerr effect ให้ได้มากที่สุด และเสนอแนวทางในการบีบอัดจำนวนช่องสัญญาณในแบนด์วิธของเส้นใยแสงที่จำกัดให้ได้มากที่สุด
2. โครงการย่อยโครงการที่สองนั้น มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาวิจัยและเสนอทฤษฎีหรือวิธีการทำการชดเชย Dispersion ในโครงข่าย DWDM ระดับ MAN และ WAN แบบ Broadcast-and-Selective

โครงสร้างของรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

รายงานฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 2 ส่วนหลักคือ Part I: การศึกษาวิธีลดผลกระทบของเคอร์ในระบบสื่อสารสัญญาณแสงทางไกลที่ใช้การส่งแบบดิฟเฟอเรนเชียล และ Part II: การวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่อย่างมีประสิทธิภาพในโครงข่าย DWDM แบบ Broadcast-and-Selective ซึ่งจะสอดคล้องกับภาพรวมของจุดประสงค์หลัก 2 ข้อ ดังที่กล่าวมา ในแต่ละส่วนของโครงการวิจัยย่อยนั้น จะมีการกล่าวถึง จุดประสงค์เป้าหมาย วิธีการและขั้นตอนการดำเนินงาน รวมถึงผลการวิจัยจนถึงสรุปของแต่ละโครงการย่อยอย่างละเอียด ทำยสุดของรายงานจะแสดงผลสัมฤทธิ์ของโครงการในรูปแบบของผลงานนำเสนอในที่ประชุมวิชาการ และวิทยานิพนธ์ของนิสิตที่ได้ผ่านการสอบจบการศึกษาเรียบร้อยแล้ว

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Part I

การศึกษาวิธีลดผลกระทบของเคอร์รี่ในระบบสื่อสารสัญญาณแสงทางไกลที่ใช้การส่งแบบดีฟิเฟอเรนเชียล

บทนำ

ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

การเพิ่มสมรรถนะระบบสื่อสารสัญญาณแสงและ โครงข่ายเส้นใยแสงแบบ Dense wavelength multiplexing (DWDM) ทำให้หลากหลายวิธี สำหรับในการวิจัยครั้งนี้จะเลือกใช้รูปแบบการมอดูเลตสัญญาณแบบดีฟิเฟอเรนเชียล (Differential phase shift keying, DPSK) ซึ่งเป็นวิธีการมอดูเลตแบบใหม่และคาดว่าจะเข้ามาแทนที่การมอดูเลตทางความเข้มแสง

ในอดีตที่ผ่านมา การส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงยังคงอยู่ในรูปแบบการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง (Intensity Modulation) [1] และเหตุที่นิยมเลือกใช้วิธีการมอดูเลตเช่นนี้เพราะว่าความง่ายในหลักการความเข้าใจและอุปกรณ์ที่ใช้ก็ไม่มีมีความยุ่งยากซับซ้อนมากนัก แต่ถึงอย่างไรก็ตาม ด้วยคุณสมบัติความไม่สลับซับซ้อนของการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตทางความเข้มแสง ย่อมก่อให้เกิดขีดจำกัดของความสามารถบางอย่าง เช่น อัตราบิตข้อมูลที่ถูกจำกัดโดยอิทธิพลของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ในเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยอย่างหลากหลายที่จะนำวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ มาศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานแทนการส่งสัญญาณ โดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง การมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียล (Differential phase-shifted keying, DPSK)[1],[2] จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่พยายามนำมาแทนการส่งข้อมูลที่มีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง เมื่อประมาณ 1-2 ปีที่ผ่านมา ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย เช่น การมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลสามารถส่งสัญญาณด้วยอัตราบิตข้อมูลได้สูงกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่าการมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลมีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง [1] และยิ่งรวมไปถึงกำลังงานที่ใช้ส่งสัญญาณข้อมูลบิตหนึ่งและบิตศูนย์มีค่าเท่ากันดังนั้นจึงสามารถลดผลกระทบเนื่องจากรูปแบบการเรียงตัวของบิตข้อมูล (Bit pattern dependency) และการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลจะใช้กำลังงานสูงสุด (Peak power) ต่ำกว่า 3 dB ที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดบิตเท่ากัน[1],[2] นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่แสดงถึงสมรรถนะของการมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [3]-[5] และยังมีงานวิจัยซึ่งได้กล่าวถึงการลดผลกระทบของ Kerr effect ที่มีความเกี่ยวข้องกับ Group-velocity dispersion (GVD) ของการมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [6]-[8] การมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลได้มีการทดลองส่งสัญญาณในเส้นใยแสงอยู่หลากหลายรูปแบบเช่น การส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นขนาด 38×43 Gbit/s ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 50 GHz บนระยะทาง 300 km ทำให้ได้ค่า Q ของแต่ละช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นไม่ต่ำกว่า 11 dB [9] การส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดีฟิเฟอเรนเชียลด้วยอัตราบิต 2.5 Tbit/s (64×42.7) ในระบบการมัลติเพล็กซ์ความยาว

คลื่น เป็นระยะทาง 4,000 km [10] การทดลองเพื่อหาข้อจำกัดของการมอดูเลตดีพีเอสเคเนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง [11] และการทดลองเพื่อที่จะหาผลกระทบของความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสในระบบแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น [12] เป็นต้น

อย่างไรก็ตาม แม้ว่าการมอดูเลตดีพีเอสเคจะมีข้อดีมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง แต่เนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนกว่าของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟส จึงมีประเด็นต่างๆ ที่อาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดของสัญญาณ เช่น ความไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์ต่างๆ ทางภาครับ เป็นต้น ความไม่เป็นอุดมคติในทางปฏิบัติของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟส [1],[2],[13]-[15] ทำให้คุณภาพของสัญญาณเสื่อมลง ดังนั้นเพื่อให้ทราบถึงผลกระทบต่างๆ ที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟสเสื่อมลง การวิเคราะห์ประเด็นต่างๆ ที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณเสื่อมลง จึงมีความสำคัญในการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ

จากการวิจัยที่ผ่านมา ได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ทางภาครับกันอย่างกว้างขวาง [1],[2],[13]-[15] แต่ในทางตรงกันข้าม ยังมีได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการกระเพื่อมแอมพลิจูด (Amplitude fluctuation) ซึ่งอาจเกิดจากความไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์ส่งสัญญาณเส้นใยแสง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดเนื่องจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ [16] ในทางทฤษฎีหลักการสื่อสารสัญญาณทั่วไป การกระเพื่อมแอมพลิจูดมิได้ส่งผลกระทบต่อการส่งสัญญาณมอดูเลตแบบความต่างเฟส แต่สำหรับการส่งข้อมูลผ่านระบบเส้นใยแสงการกระเพื่อมแอมพลิจูดจะเหนี่ยวนำให้เกิดเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเพราะว่า Kerr effect จะทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นกับปริมาณกำลังของสัญญาณ ในงานวิจัย [17] ได้ทำการศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณที่มอดูเลตด้วยความต่างเฟสและได้ข้อสรุปว่าเมื่อ Dispersion ในเส้นใยแสงมีค่าสูงจะทำให้ความผิดพลาดเฟสของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟสมีค่าน้อยลง นอกจากนี้ยังได้มีการทดลองถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสที่มีผลต่อสัญญาณ Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK) [18]

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่า การมอดูเลตสัญญาณความต่างเฟสให้ผลดีกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงอย่างมาก ดังนั้นการศึกษาวิธีการลดผลกระทบของ Kerr ในการส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคจึงเป็นสิ่งที่มีความสำคัญอย่างมากในการคำนึงถึงความสำคัญของแต่ละตัวแปรก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง และในงานวิจัยที่ได้ศึกษาค้นคว้ามาแล้วนั้น ส่วนใหญ่จะคำนึงถึงผลของ Kerr effect เพียงอย่างเดียว โดยที่ยังมิได้มีการศึกษาผลกระทบของ Kerr effect พร้อมกับ dispersion อย่างเป็นจริงเป็นจัง ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีจุดมุ่งหมายที่จะศึกษาวิธีลดผลกระทบของ Kerr ที่ส่งผลผ่านการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดทั้งในช่องสัญญาณเดียวและการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น โดยเริ่มแรกจะนำเสนอถึงทฤษฎีการลด Kerr effect ในระบบคลื่นพาห้ความถี่เดียวและคลื่นพาห้สองความถี่ หลังจากนั้นจะเป็นการสร้างแบบจำลองระบบการส่งบิตข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ด้วยอัตราบิตข้อมูล 40 Gbit/s pseudo-random bit จำนวน 2,048 บิตในการสื่อสารทางไกล (Long-haul communication) เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองระบบด้วยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ว่าให้ผลสอดคล้องกับการศึกษาในเชิงทฤษฎีมากหรือน้อย

เพียงใดเพราะว่าในการสร้างแบบจำลองจะคำนึงถึงผลของอัตราบิดและความกว้างสัญญาณพัลส์เข้าไปด้วย ซึ่งในทางทฤษฎีมิได้กล่าวถึงแต่อย่างใด

จุดประสงค์ของโครงการ

1. วิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณผ่านปรากฏการณ์ Kerr effect ในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตคี่พีเอสเคทั้งระบบแบบช่องสัญญาณเดี่ยวและแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ
2. ศึกษาวิธีลดผลของ Kerr effect ในการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวที่ใช้การมอดูเลตคี่พีเอสเค
3. ศึกษาการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์เชิงความยาวคลื่นที่ใช้การมอดูเลตคี่พีเอสเค (WDM-DPSK) เพื่อลดผลของ Kerr effect จนทำให้ได้ความห่างระหว่างช่องสัญญาณน้อยที่สุด (Minimized channel spacing)

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการ

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาถึงวิธีการมอดูเลตสัญญาณคี่พีเอสเคในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
3. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่ไม่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion
4. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดสามารถลดผลของ Kerr ได้ในการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยว
5. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลช่องสัญญาณเดี่ยวเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
6. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดในระบบการมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
7. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดสามารถลดผลของ Kerr ได้ในการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
8. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
9. วิเคราะห์ผลจากแบบจำลองและผลในทางทฤษฎีว่าสอดคล้องกันหรือไม่อย่างไร และถ้าไม่สอดคล้องจะมีการอธิบายอย่างสมเหตุสมผลว่าสาเหตุใดผลลัพธ์ที่ออกมาจึงไม่สอดคล้องกับทฤษฎี
10. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

บทที่ 1 ทฤษฎีพื้นฐานของเส้นใยแสง

เมื่อสัญญาณแสงเดินทางไปในเส้นใยแสงจะเกิดปรากฏการณ์ต่างๆจากสมบัติของเส้นใยแสง เช่น การกระจายตามความถี่ ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง ซึ่งสามารถแบ่งได้คร่าวๆดังนี้

1.1 ปรากฏการณ์ Group Velocity Dispersion (GVD)

สามารถอธิบายได้ว่า เนื่องจากในสัญญาณแสงหนึ่งๆ ประกอบด้วยหลายความถี่ ทำให้องค์ประกอบแต่ละความถี่นั้นมีความเร็วกลุ่มต่างกัน จึงทำให้แต่ละองค์ประกอบของสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงมาถึงปลายทางในเวลาที่แตกต่างกัน จึงทำให้สัญญาณแสงขยายความกว้างออกไปเมื่อมาถึงปลายทาง

1.2 ปรากฏการณ์ Self-Phase Modulation (SPM)

เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง อันเป็นผลให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณแสงซึ่งเฟสที่ถูกเลื่อนไปจะขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณแสงเอง และถือได้ว่าเป็นปรากฏการณ์หนึ่งใน Kerr effect

1.3 ปรากฏการณ์ Cross-Phase Modulation (XPM)

ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1 และ ω_2 ซึ่งมีค่าต่างกันร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยแต่ละสัญญาณพัลส์จะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปซึ่งส่วนหนึ่งมาจากผลของ SPM และอีกส่วนหนึ่งมาจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกำลังงานของสัญญาณแสงอื่นที่เหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม

ปกติแล้วเมื่อ 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น ω_1 และ ω_2 ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง นอกจากทั้ง 2 สัญญาณแสงจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกันซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็ปัจจัยที่กำหนดการเหลื่อมล้ำของทั้ง 2 สัญญาณแสงในปรากฏการณ์ XPM โดยปรากฏการณ์ นี้จะเกิดขึ้นช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่า และถือได้ว่าเป็นปรากฏการณ์หนึ่งใน Kerr effect

1.4 ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขสำหรับการคำนวณการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสง

จากปรากฏการณ์ต่างๆของเส้นใยแสงการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงจะสามารถเขียนเป็นสมการ Nonlinear Schrödinger Equation [9] ดังนี้

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha A - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + i\gamma |A|^2 A \quad (1.1)$$

โดยที่ A คือ เอนเวลโลปสัญญาณ α คือ สัมประสิทธิ์การสูญเสีย β_2 และ β_3 คือ ค่าคงที่การกระจายออกตามความถี่อันดับสองและสามตามลำดับ γ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น

ในการศึกษาถึงการเดินทางของพัลส์สัญญาณในเส้นใยแสงนั้นจะต้องหาผลเฉลยของสมการ (1.1) ซึ่งไม่มีผลเฉลยเชิงวิเคราะห์ (Analytic solutions) ยกเว้นบางกรณีเช่น กรณีของการใช้ Soliton ดังนั้นจึงต้องมีการใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ระเบียบวิธีที่เรียกว่า split-step Fourier method [9] โดยระเบียบวิธีนี้จะแบ่งเส้นใยแสงออกเป็นช่วงสั้นๆ ซึ่งในช่วงสั้นๆนี้จะถือว่าผลของความไม่เป็นเชิงเส้นหรือผลของการกระจายตามความถี่เพียงอย่างเดียว

1.5 การมอดูเลตทางความเข้มแสง

ในการมอดูเลตความเข้มแสง สัญญาณข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานทางแสง สัญญาณดิจิทัล (Digital signal) ที่เป็น '1' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานค่าหนึ่ง และสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' ก็จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานอีกค่าหนึ่ง โดยทั่วไปสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานศูนย์หรืออาจเรียกได้ว่าไม่ได้ส่งสัญญาณออกไปในช่วงเวลาที่มีสัญญาณขาเข้า (Input signal) เป็นสัญญาณดิจิทัล '0' สำหรับวงจรการรับของการมอดูเลตความเข้มแสง จำเป็นต้องมีค่าขอบเขตการตัดสินใจเพื่อจะตัดสินใจว่ากำลังงานของสัญญาณที่เดินทางเข้ามาทางภาครับควรจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' โดยทั่วไปค่าขอบเขตการตัดสินใจจะเป็นค่ากึ่งกลางระหว่างค่าเฉลี่ยกำลังงานของบิต '1' และค่าเฉลี่ยกำลังงานของบิต '0' เราสามารถกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าข้อมูลของการมอดูเลตสัญญาณด้วยความเข้มแสงจะอยู่ที่กำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ดังนั้นหากว่ามีสัญญาณมารบกวนทำให้ระดับกำลังงานผิดเพี้ยนและถ้าสัญญาณรบกวนเหล่านั้นมีความแรงเกินกว่าค่าขอบเขตการตัดสินใจจะเป็นเหตุให้ข้อมูลที่รับเข้ามาเกิดการตีความผิดพลาดไป เนื่องจากว่าสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบเป็นแบบสุ่มและเราไม่สามารถระบุได้ว่า ณ เวลาหนึ่งๆ ความแรงของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาจะมากหรือน้อยเพียงใด ดังนั้นการกล่าวถึงคุณภาพสัญญาณในระบบใดๆ เราจะแสดงอยู่ในรูปแบบของความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดในการตีความข้อมูลหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า อัตราผิดพลาดบิต (Bit error rate)

1.6 การมอดูเลตดีพีเอสเอส

กำลังงานของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบดีพีเอสเอสจะมีปริมาณเท่ากันหมดไม่ว่าจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' และการมอดูเลตสัญญาณทางภาคส่งจะมีการป้อนสัญญาณดิจิทัลผลต่างทางเฟสเข้าสู่อุปกรณ์มอดูเลตเฟสทำให้เฟสของสัญญาณขาออกสำหรับบิต '0' จะเป็นเฟส π ส่วนเฟสของสัญญาณขาออกสำหรับบิต '1' จะเป็นเฟสศูนย์ [1],[2] สำหรับทางภาครับจะใช้วิธีการเปรียบเทียบความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน จึงเป็นข้อดีของการมอดูเลตดีพีเอสเอสที่ไม่จำเป็นต้องมีการอ้างอิงเฟสระหว่างอุปกรณ์ส่งสัญญาณและอุปกรณ์ทางภาครับ ซึ่งการมอดูเลตดีพีเอสเอสนี้จำเป็นต้องมีส่วนที่ทำหน้าที่ในการประวิงเวลาสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งบิต (1-bit delay) เพื่อทำหน้าที่ในส่วนของการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน [1],[2],[13]-[15]

สัญญาณบิตข้อมูลของการมอดูเลตซีพีเอสจะอยู่ที่เฟสของสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเฟสจึงเป็นส่วนสำคัญในการทำให้คุณภาพของสัญญาณข้อมูลเสื่อมลง โดยทฤษฎีแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดจะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลตซีพีเอส แต่เพราะว่า Kerr effect ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงจะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส โดยทั่วไปแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดนั้นอาจเกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง อุปกรณ์ส่งสัญญาณทางแสง หรือแม้แต่ภายในของเส้นใยแสง ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความเป็นไปได้อย่างมากเมื่อสัญญาณในแต่ละบิตที่เดินทางในเส้นใยแสงจะมีขนาดของแอมพลิจูดหรือกำลังที่แตกต่างกัน ดังนั้นการวิเคราะห์ความผิดพลาดทางเฟสที่แตกต่างกันในแต่ละบิตเนื่องจากความไม่เท่ากันของแอมพลิจูดจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการมอดูเลตสัญญาณแบบซีพีเอส

สำหรับสัญญาณรบกวนทางเฟสจะมีผลทำให้เกิดการตรวจจับความผิดพลาดบิตทางเฟส (Phase Error Detection) ที่ภาครับก็ต่อเมื่อความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสสำหรับบิตที่อยู่ติดกันมีขนาดมากกว่า $\pi/2$ เรเดียน สำหรับกรณีของการรับส่งสัญญาณด้วยวิธี Differential Quadrature Phase Shift Keying [18] (DQPSK: 2 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) และ 16-Quadrature Amplitude Modulation [14] (16-DQAM: 4 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) จะสามารถทนทานต่อความผิดพลาดเฟสได้มากที่สุดคือ $\pi/4$ และ 0.147π เรเดียน ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนบิตต่อสัญลักษณ์มีค่ามากขึ้นก็จะทำให้ความทนทานต่อการตรวจจับความผิดพลาดบิตทางเฟสน้อยลงตามไปด้วย

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสคลื่นพาห้ความถี่เดียว

2.1 การหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

เนื่องจากว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางเฟสในเส้นใยแก้วนั้น มิได้เกิดขึ้นโดยตรงจากเส้นใยแสง แต่โดยส่วนใหญ่แล้วสัญญาณรบกวนทางเฟสจะเกิดจากการเหนี่ยวนำของ Kerr effect ในเส้นใยแสง ดังนั้นในการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มจากการหาผลเฉลยการเดินทางในเส้นใยแสงของสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal, $a(z, T)$) ที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude modulation) ไปกับคลื่นพาห้ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (1.1) และผลเฉลยสถานะอยู่ตัวของคลื่นพาห้ (Steady state solution, A_{ss}) ในสมการ (1.1) สามารถแสดงได้ในสมการ (2.1)

$$A_{ss} = \sqrt{P} \exp(iy\bar{P}z) \quad (2.1)$$

โดยที่ \bar{P} คือ กำลังงานเฉลี่ยสัญญาณตามระยะทาง หลังจากนั้นเราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสถานะอยู่ตัว ทำให้ได้สมการ (2.2) ออกมา

$$A = \left\{ \left(\sqrt{P} + a(z, T) \right) \exp(iy\bar{P}z) \right\} \quad (2.2)$$

โดยที่ สัญญาณเล็ก $a(z, T)$ ซึ่งอาจจะหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง สามารถเขียนรูปแบบทั่วไปในสมการ (2.3)

$$a(z, T) = (a_m(z) + ib_m(z)) \cos(\omega_m T) \quad (2.3)$$

โดยที่ $a_m(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ $b_m(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase โดยทั้ง $a_m(z)$ และ $b_m(z)$ ต่างเป็นฟังก์ชันค่าจริงของ z สำหรับ ω_m แสดงถึงความถี่เชิงมุมของสัญญาณเล็กที่ถูกมอดูเลตเข้าไปกับคลื่นพาห้ ดังนั้นเมื่อเรานำสมการ (2.2) และ (2.3) แทนลงในสมการ (2.4) ซึ่งเป็นการตัดแปลงจากสมการ (1.1) โดยมิได้คำนึงผลของอัตราการลดทอนกำลังงานในเส้นใยแก้ว ทำให้เราได้สมการ (2.5)

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} = iy\bar{P}A \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial a}{\partial z} + iy\bar{P}(\sqrt{P} + a) + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = iy \left((\sqrt{P} + \text{Re}\{a\})^2 + (\text{Im}\{a\})^2 \right) (\sqrt{P} + a) \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) เราจะทำการประมาณ โดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณ a มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับ \sqrt{P} ซึ่ง $(2\sqrt{P} \text{Re}\{a\} + |a|^2)(\sqrt{P} + a) \approx 2\bar{P} \text{Re}\{a\}$ ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นไปตามสมการ (2.6)

$$\frac{\partial a}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = iy\bar{P}(a + a^*) \quad (2.6)$$

โดย a^* หมายถึงคอนจูเกตของ a เมื่อแทน a จากสมการ (2.3) ลงในสมการ (2.6) จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (2.7)

$$\frac{da_m}{dz} + i \frac{db_m}{dz} - \frac{i\beta_2 \omega_m^2}{2} (a_m + ib_m) = i2\gamma\bar{P}a_m \quad (2.7)$$