



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณและการตรวจจับสัญญาณโดย
ไม่ใช่สัญญาณนำร่องสำหรับระบบสื่อสาร OFDM

โดย นายนพพร โชติภักดิ์

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณและการตรวจจับสัญญาณโดย
ไม่ใช่สัญญาณนำร่องสำหรับระบบสื่อสาร OFDM

โดย นายนพพร ไชติกกำธร

คณะเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วันที่.....	พ.ศ. 2546
เลขทะเบียน.....	00023
เลขเรียกหนังสือ.....	43

๐๐๑

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานฉบับนี้เป็นของผู้วิจัย สกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)
สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.)
ชั้น 4 อาคาร สกว. ถนนดินสอ
เลขที่ 979/17-21 ถนนพหลโยธิน แขวงสามเสนใน
เขตพญาไท กรุงเทพมหานคร 10400
โทร. 298-0455 โทรสาร 298-0476
Home page : <http://www.trf.or.th>
E-mail : trfinfo@trf.or.th



บทคัดย่อ

รหัสโครงการ : PDF/04/2543

ชื่อโครงการ : การคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณและการตรวจจับสัญญาณโดยไม่ใช้สัญญาณนำร่องสำหรับระบบสื่อสาร OFDM

ชื่อนักวิจัยและสถาบัน :

นายณพพร โชติภักดิ์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

E-mail Address: nopporn@it.kmitl.ac.th

ระยะเวลาโครงการ : 1 กรกฎาคม พ.ศ. 2543 - 31 สิงหาคม พ.ศ. 2544

วัตถุประสงค์ : เพื่อทำการศึกษาและพัฒนาวิธีการในการคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณและการตรวจจับสัญญาณโดยไม่ใช้สัญญาณนำร่องสำหรับระบบสื่อสารแบบ OFDM โดยพิจารณาเงื่อนไขที่ทำให้การคำนวณค่าดังกล่าวสามารถกระทำได้ในเชิงทฤษฎี ตลอดจนทำการพัฒนาอัลกอริทึมเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณค่าดังกล่าวเพื่อให้สามารถนำไปสู่การประยุกต์ใช้งานจริงต่อไป

วิธีการทดลอง : การทดลองทั้งหมดกระทำโดยใช้การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยโมเดลและวิธีการจำลองที่ได้มีการศึกษาและเป็นที่ยอมรับมาแล้ว

ผลการทดลอง : ผลการศึกษาพบว่าวิธีการที่เสนอมีประสิทธิภาพในการคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณและการตรวจจับสัญญาณดีกว่าวิธีการมาตรฐานซึ่งอาศัยสัญญาณนำร่อง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะการณ์ที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติอย่างรวดเร็วตลอดเวลา (เช่น ในกรณีที่ผู้ใช้โดยสารถที่มีการเคลื่อนที่) นอกจากนี้โดยอาศัยอัลกอริทึมที่พัฒนา ทำให้สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณลงได้อย่างมาก

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง : จากผลการทดลอง พบว่าวิธีการคำนวณค่าที่เสนอมีความถูกต้องดีกว่าวิธีมาตรฐาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติอย่างรวดเร็ว ทั้งนี้เนื่องจากวิธีการที่เสนอเป็นวิธีเดียวในปัจจุบันที่อาศัยระยะเวลาและจำนวนข้อมูลที่ได้รับในการคำนวณค่าช่องสัญญาณน้อยที่สุด (เพียง 1 OFDM Symbol) และเนื่องจากในปัจจุบันได้มีการศึกษาความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้ OFDM Systems กับการรับสัญญาณวิดีโอในขณะเคลื่อนที่ (เช่น Mobile TV หรือ Mobile Videophone เป็นต้น) การประยุกต์ใช้งานในสภาพดังกล่าวช่องสัญญาณมักมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติอย่างรวดเร็ว จึงน่าจะได้มีการศึกษาพัฒนาวิธีการที่เสนอในขั้นตอนต่อไป โดยเฉพาะอย่างยิ่งการศึกษาความเป็นไปได้สำหรับการนำอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นไปใช้งานในแบบเวลาจริง (real-time) ตลอดจนการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานเทียบกับวิธีการอื่น ๆ โดยละเอียด

คำหลัก : OFDM, blind channel estimation, mobile communications, integer programming

Abstract

Project Code : PDF/04/2543

Project Title : Blind Channel Estimation and Signal Detection for OFDM
Communication Systems

Investigator :

Mr. Nopporn Chotikakamthorn

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

E-mail Address: nopporn@it.kmitl.ac.th

Project Period : 1 July 2000 - 31 August 2001

Objectives : To study and develop channel estimation and signal detection method, for OFDM systems without the need for a pilot signal. Theoretical condition for such a blind estimation method to be realizable is one of the main study issue. In addition, development of an efficient algorithm for practical realization of the proposed method is an essential part in this research study.

Experiment Setup : All experiments were carried out using computer simulation. The simulation was based on the established models and simulation methods.

Results : From the experiments, it has been found that the proposed method improves the estimation performance, as compared to a standard method using a pilot signal. The improvement is clearly noticeable for the case where the channel parameters change rapidly over time (which is common, for example, where a user is inside a moving vehicle). In addition, by using the developed algorithm, computational complexity of the method is significantly reduced.

Conclusion : From the experimental results, it has been found that the proposed method offers improved channel parameter and signal detection performance, as compared with a standard pilot-based method, specially for fast fading environment. This is due to the fact that the proposed method, to the author knowledge, is currently the only estimation scheme that requires the smallest amount of received signals over a shortest observation time (i.e., just one OFDM symbol), for the estimation. With current research and commercial interest of applying OFDM systems to such the applications as Mobile TV or Mobile Videophone, where the received signal undergoes fast fading, the proposed method is a promising candidate for channel estimation under such condition. Therefore, further investigation on its performance, as well as the possibility of real-time implementation should be considered.

Keywords: OFDM, blind channel estimation, mobile communications, integer programming

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณ Prof. Hiroshi Suzuki ซึ่งได้เป็นผู้แนะนำให้ศึกษาและวิจัยในเรื่อง OFDM Equalization ตลอดจนให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่อการวิจัย นอกจากนี้ผู้เขียนขอขอบคุณ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ที่ได้ให้การสนับสนุนเงินทุนในการวิจัย

1. บทนำ

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นเทคนิคการมอดูเลชันที่มีการเสนอมาเป็นระยะเวลากว่า 20 ปีที่ผ่านมา แต่เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเอาเทคนิคดังกล่าวมาประยุกต์ใช้สำหรับระบบการสื่อสารหลายระบบ เช่น ระบบการส่งกระจายคลื่นวิทยุระบบดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting - DAB) ระบบการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (Terrestrial Digital Video Broadcasting - DVB-T) ระบบเครือข่ายแลนไร้สายความเร็วสูง (broadband wireless LAN) ระบบการส่งข้อมูลแบบ Digital Subscriber Line (DSL) ตลอดจนระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคต่อไป (next-generation mobile communications) [1-2] ข้อดีของระบบการสื่อสารที่ใช้การมอดูเลชันแบบ OFDM มีอาทิเช่น ความสามารถในการใช้งานช่องความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ (efficient spectrum utilization) ความสามารถในการคงสภาพของ subcarrier orthogonality ภายใต้ช่องสัญญาณแบบ fading channels ตลอดจนความสามารถในการเพิ่มระดับสัญญาณ (diversity gain) เมื่อนำไปใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายแบบ Single Frequency Network (SFN) ซึ่งได้มีการพิจารณาและนำไปใช้งานกับการส่งกระจายคลื่นวิทยุและโทรทัศน์แบบดิจิทัล อย่างไรก็ตาม ภายใต้ multipath propagation environment อุปกรณ์รับสัญญาณจำเป็นต้องทราบค่าคุณสมบัติของสัญญาณ (channel parameters) เพื่อให้สามารถรับสัญญาณในแบบ coherent signal detection (ซึ่งมีประสิทธิภาพดีกว่า non-coherent signal detection) ได้ โดยค่าคุณสมบัติของสัญญาณจะถูกนำไปใช้ในการปรับค่าช่องสัญญาณ (channel equalization) ซึ่งในกรณีของระบบการสื่อสาร OFDM มีการเพิ่มส่วนของ Cyclic Prefix เข้าไปในส่วนหัวของแต่ละชุดสัญญาณ OFDM (OFDM Symbol) ตลอดจนคุณสมบัติการตั้งฉากกัน (orthogonality) ระหว่าง OFDM subcarriers ทำให้การปรับค่าช่องสัญญาณในระบบ OFDM กระทำได้โดยการปรับค่าการลดทอนในแต่ละ subcarrier (subcarrier attenuation compensation) อย่างไรก็ตาม ภายใต้สภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของสัญญาณตลอดเวลา (time-varying channel condition) ซึ่งสามารถพบได้ อาทิ เช่น ในกรณีของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ ในกรณีดังกล่าวจำเป็นต้องมีการคำนวณค่าช่องสัญญาณอยู่ตลอดเวลา ซึ่งวิธีการคำนวณค่าคุณสมบัติของสัญญาณที่ใช้ในมาตรฐานของระบบ OFDM ในปัจจุบันและที่ได้มีการวิจัยและนำเสนอผลงานไว้ [3-6] อาศัยสัญญาณนำร่อง (pilot signal) หรือ training signal ซึ่งเป็นสัญญาณที่ทราบค่าล่วงหน้า ส่งไปพร้อมกับข้อมูลที่ต้องการสื่อสาร วิธีการในแนวทางดังกล่าวมีลักษณะที่คล้ายคลึงกันคือ จะทำการคำนวณค่า channel frequency response ณ ตำแหน่งของช่องความถี่ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณนำร่อง หลังจากนั้นการคำนวณค่า channel frequency response ณ ตำแหน่งช่องความถี่ย่อยอื่น ๆ จะกระทำโดยใช้วิธีการอินเทอร์โพลเลชัน (interpolation) อย่างใดอย่างหนึ่ง ในแกนเวลา ความถี่ หรือทั้งสองแกน เนื่องจากการส่งสัญญาณนำร่องเพื่อใช้ในการคำนวณค่าคุณสมบัติของสัญญาณดังกล่าวเป็นการลดจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถใช้สำหรับการส่งข้อมูลที่ต้องการติดต่อลง ทำให้ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องจำกัดจำนวนของสัญญาณนำร่องให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ความต้องการเพิ่มประสิทธิภาพใน

การใช้ช่องสัญญาณดังกล่าวมีความขัดแย้งในตัวเองกับความต้องการที่จะคำนวณค่าช่องสัญญาณให้ใกล้เคียงกับค่าช่องสัญญาณจริงภายใต้สภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณอย่างรวดเร็วตลอดเวลา เนื่องจากหากต้องการให้สามารถคำนวณค่าช่องสัญญาณได้ใกล้เคียง จำเป็นต้องทำการส่งสัญญาณนำร่องบ่อยครั้งขึ้น อันจะเป็นผลทำให้ประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณลดลง

เพื่อแก้ปัญหาการลดทอนประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณอันเกิดจากวิธีการคำนวณค่าช่องสัญญาณโดยใช้สัญญาณนำร่อง จึงได้มีการนำเสนอวิธีการคำนวณค่าช่องสัญญาณที่ไม่ต้องอาศัยสัญญาณนำร่อง (blind channel estimation) สำหรับระบบการสื่อสารแบบ OFDM [7-10] แนวทางที่นำเสนอใน [7-9] อาศัยความซ้ำซ้อนของข้อมูล (redundancy) ในสัญญาณ OFDM แต่ละชุดอันเกิดจากการส่งสัญญาณ Cyclic prefix หรือ Trailing zeros วิธีการเหล่านี้มีแนวคิดพื้นฐานใกล้เคียงกับวิธี Subspace method ที่นำเสนอใน [11] อย่างไรก็ตามเนื่องจากวิธีการเหล่านี้จำเป็นต้องคำนวณค่า Signal covariance matrix ของสัญญาณที่ได้รับ ซึ่งต้องใช้สัญญาณ OFDM ที่ได้รับจำนวนหลาย OFDM symbols จึงจะเพียงพอที่จะทำให้การคำนวณค่า Signal covariance matrix มีความถูกต้องเพียงพอ โดยเหตุดังกล่าวทำให้วิธีการเหล่านี้ทำงานได้ไม่ดีภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ fast fading ปัญหาดังกล่าวพบได้เช่นกันในกรณีของวิธีการที่เสนอใน [10] ซึ่งต้องอาศัยการคำนวณค่า higher-moments ของสัญญาณที่ได้รับ

ในรายงานฉบับนี้ ผู้วิจัยได้นำเสนอวิธีการใหม่ในการคำนวณค่าช่องสัญญาณและการตรวจจับช่องสัญญาณโดยไม่อาศัยสัญญาณนำร่อง โดยอาศัยการหาค่า Maximum Likelihood Estimate จากสัญญาณที่ได้รับใน 1 ช่วงสัญญาณ OFDM Symbol ซึ่งเป็นคุณสมบัติเฉพาะของวิธีการที่เสนอ เป็นเหตุให้เหมาะกับการใช้งานในสภาพแวดล้อมแบบ fast fading environment วิธีการดังกล่าวอาศัยคุณสมบัติที่ว่าสัญญาณข้อมูลที่ส่งในระบบสื่อสารดิจิทัลมีค่าที่เป็นไปได้จำกัด กำหนดโดย Alphabet (ซึ่งขึ้นกับวิธีการมอดูเลชันที่ใช้) วิธีการที่เสนอมีแนวคิดเบื้องต้นใกล้เคียงกับงานวิจัยที่เสนอใน [12] อย่างไรก็ตามผลของงานวิจัยใน [12] ไม่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับกรณีของ OFDM System ได้เนื่องจากลักษณะของระบบสื่อสารที่พิจารณาแตกต่างกัน ในรายงานฉบับนี้ผู้วิจัยได้แสดงให้เห็นโดยการพิสูจน์เชิงคณิตศาสตร์และโดยการทดลองว่า การคำนวณค่าช่องสัญญาณและการตรวจจับช่องสัญญาณโดยไม่อาศัยสัญญาณนำร่อง จากสัญญาณ OFDM ที่ได้รับในช่วง 1 OFDM Symbol สามารถกระทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ (ซึ่งเป็นที่จริงได้ในทางปฏิบัติ) โดยในหัวข้อต่อไปของรายงาน จะได้กล่าวถึงพื้นฐานของระบบการสื่อสาร OFDM โดยสังเขป หลังจากนั้น ในหัวข้อที่ 3 จะได้ทำการอธิบายและพิสูจน์เงื่อนไขในการคำนวณค่าช่องสัญญาณฯ โดยไม่อาศัยสัญญาณนำร่อง ในหัวข้อที่ 4 เป็นการนำเสนอวิธีการคำนวณค่าช่องสัญญาณด้วย Maximum Likelihood Estimator และอัลกอริทึมที่ใช้หาคำตอบของปัญหาดังกล่าวในหัวข้อที่ 5 หลังจากนั้นจะได้นำเสนอวิธีการคำนวณค่าช่องสัญญาณแบบใช้สัญญาณนำร่องบางส่วน (semi-blind) ในหัวข้อที่ 6 และผลการทดลอง ตลอดจนถึงบทสรุปและวิเคราะห์ผลในหัวข้อที่ 7 และ 8 ตามลำดับ

2. ระบบการสื่อสารแบบ OFDM และการคำนวณค่าช่องสัญญาณ

กำหนดให้ $x(k)$ แทนสัญญาณ OFDM ที่ได้รับ ณ i^{th} OFDM symbol ตลอดช่วงเวลา $i(T_d + T_g) + T_g \leq t \leq (i+1)(T_d + T_g)$ ดังสมการต่อไปนี้

$$x(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h_{i,m} s(k-m) + n(k) \quad (1)$$

โดยที่ $n(k)$ คือสัญญาณรบกวน (additive noise) และ สัญญาณเบสแบนด์ (baseband) ที่ฝั่งส่ง $s(k)$ ได้มาจากระบวนการมอดูเลชันแบบ OFDM ด้วยช่องสัญญาณย่อย (subcarrier) N ช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นไปตามสมการ

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} b_{i,n} e^{jn\Delta\omega T_s} \quad (2)$$

ปัญหาที่พิจารณาในที่นี้คือการคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณ (channel parameters) $h_{i,m}$, $m = 0, \dots, M-1$, และ การตรวจจับสัญญาณที่ส่ง $b_{i,n}$, $n = 0, \dots, N-1$ โดยที่ $b_{i,n}$ คือ สัญญาณที่ส่งออกมาโดยการมอดูเลชัน ณ. ช่องสัญญาณย่อย (subcarrier) ที่ n นอกจากนี้ $b_{i,n}$ กำหนดให้มีค่าเป็นค่าใดค่าหนึ่งของสมาชิกในเซต P -alphabet $\{b_p \mid p = 1, \dots, P\}$ (เช่น $b_{i,n} \in \{1, -1\}$ ในกรณีของการมอดูเลชันแบบ BPSK) จากสมการข้างต้น พารามิเตอร์ T_g และ T_d แทน guard band interval และ data-transmitted signal interval นอกจากนี้ T_s แทนช่วงเวลาในการแซมปลิง (sampling time interval) และจากสมการที่ (2) $\Delta\omega$ คือระยะห่างระหว่าง subcarrier กำหนดให้ L เป็นจำนวนแซมเปิลที่ได้รับตลอดช่วงเวลา $T_g (=T_s L)$ ข้อมูลที่ได้รับทั้งหมดสามารถเขียนในรูปของเวกเตอร์ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i &= [x(iL) \ x(iL+1) \ \dots \ x((i+1)L-1)]^T \\ &= \mathbf{A}_c \mathbf{B}_i \mathbf{A}_d \mathbf{h}_i + \mathbf{n}_i \end{aligned} \quad (3)$$

โดยที่

$$\mathbf{A}_c = [\mathbf{a}_{c,0} \ \mathbf{a}_{c,1} \ \dots \ \mathbf{a}_{c,N-1}]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} b_{i,0} & & & \\ & b_{i,1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & b_{i,N-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_d = [\mathbf{a}_{d,0} \ \mathbf{a}_{d,1} \ \dots \ \mathbf{a}_{d,M-1}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{h}_i = [h_{i,0} \ h_{i,1} \ \dots \ h_{i,M-1}]^T \quad (7)$$

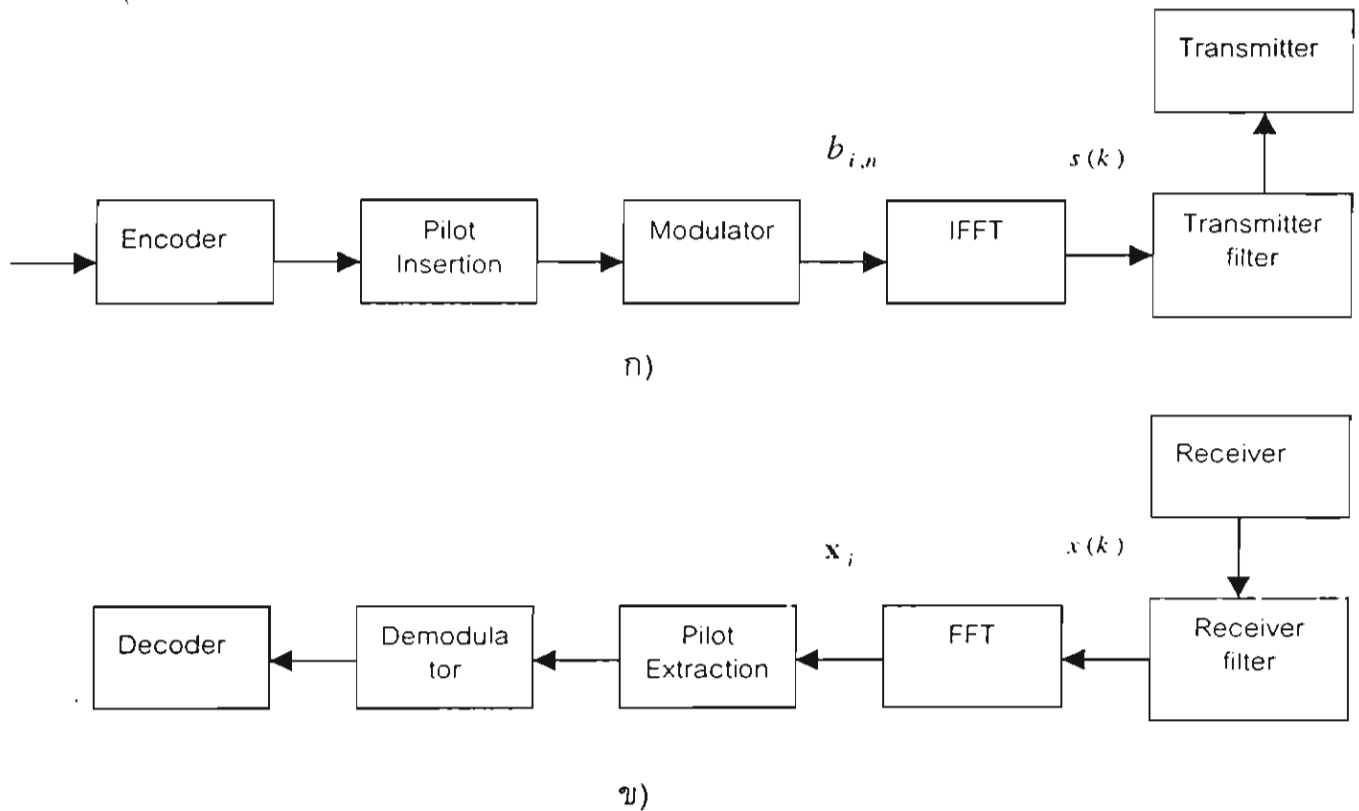
$$\mathbf{n}_i = [n(iL) \ n(iL+1) \ \dots \ n((i+1)L-1)]^T \quad (8)$$

และ

$$\mathbf{a}_{c,n} = [1 \ e^{jn\Delta\omega T_s} \ \dots \ e^{jn\Delta\omega T_s(L-1)}]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{a}_{d,n} = [1 \ e^{-jn\Delta\omega T_s} \ \dots \ e^{-jn\Delta\omega T_s(N-1)}]^T, n = 0, \dots, N-1 \quad (10)$$

โครงสร้างโดยทั่วไปของระบบการสื่อสาร OFDM ทั้งฝั่งส่งและฝั่งรับแสดงได้ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 : แผนภาพแสดงโครงสร้างของระบบการสื่อสาร OFDM ; ก) ฝั่งส่ง, ข) ฝั่งรับ

ในหัวข้อถัดไป จะได้นำเสนอเงื่อนไขที่เพียงพอในการคำนวณค่าช่องสัญญาณและการตรวจจับสัญญาณที่ส่งจากสัญญาณ OFDM ที่ได้รับในช่วง 1 OFDM Symbol

3. ปัญหา Identifiability ในการคำนวณค่าช่องสัญญาณ OFDM

จากสมการที่ (3) โดยการทำ Discrete Fourier Transform กับสัญญาณที่ได้รับ x_i จะได้

$$\begin{aligned} X_i &= \frac{1}{N} A_c^H x_i \\ &= B_i A_d h_i + N_i \end{aligned} \quad (11)$$

โดยที่ $N_i = \frac{1}{N} A_c^H n_i$ จาก X_i ปัญหาที่ต้องการคำตอบคือ การคำนวณค่าช่องสัญญาณทำได้หรือไม่ และถ้าทำได้อะไรเป็นเงื่อนไขที่เพียงพอ (sufficient condition) ที่ทำให้การคำนวณค่าช่องสัญญาณได้คำตอบที่ถูกต้องภายใต้เงื่อนไขของค่าคงที่ที่ไม่อาจคำนวณได้ (unique identification, up to a scaling factor) คำตอบของปัญหาดังกล่าวอยู่ในทฤษฎีบทต่อไปนี้

ทฤษฎีบทที่ 1: จาก X_i ค่าพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ $h_{i,m}$, $m = 0, \dots, M-1$ สามารถหาค่าได้ถูกต้องภายใต้เงื่อนไขของค่าคงที่ที่ไม่อาจคำนวณได้ (uniquely identifiable up to a scaling factor) ถ้า $N > Q(M-1)$ โดยที่ Q คือจำนวนของค่า b_p / b_q ที่เป็นไปได้ทั้งหมดเมื่อ $b_p, b_q \in \{b_1, \dots, b_P\}$, $p, q = 1, \dots, P$ นอกจากนี้ สำหรับสัญญาณที่ส่ง $b_{i,n}$ ไปในช่อง

สัญญาณย่อยซึ่งมี channel frequency response ที่ไม่เป็นศูนย์ สัญญาณที่ส่ง $b_{i,n}$ ก็สามารถหาค่าได้จาก X_i อย่างถูกต้องภายใต้เงื่อนไขของค่าคงที่ที่ไม่อาจคำนวณได้

ในการพิสูจน์ทฤษฎีบทดังกล่าวข้างต้น สามารถพิจารณาเฉพาะกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนได้ ($N_r = 0$) จากนั้นกำหนดให้ $\mathbf{h}_{i,1}$, $b_{i,n,1}$ และ $\mathbf{h}_{i,2}$, $b_{i,n,2}$, $n = 0, \dots, N-1$ เป็นเซตของพารามิเตอร์ 2 ชุดใด ๆ โดยแต่ละชุดต่างก็เป็นคำตอบของสมการที่ (11) เป็นผลทำให้

$$\mathbf{B}_{i,1} \mathbf{A}_d \mathbf{h}_{i,1} = \mathbf{B}_{i,2} \mathbf{A}_d \mathbf{h}_{i,2} \quad (12)$$

โดยที่ $\mathbf{B}_{i,l}$ เป็นเมทริกซ์ที่สร้างจากสมการที่ (5) ด้วย $b_{i,n,l}$, $l = 1, 2$ การพิสูจน์กระทำโดยแสดงให้เห็นว่าสมการที่ (12) เป็นจริงก็ต่อเมื่อ (if and only if) ชุดพารามิเตอร์ของค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณทั้ง 2 ชุด เหมือนกันภายใต้เงื่อนไขของค่าคงที่ที่ไม่อาจคำนวณได้ (up to a scaling factor) ซึ่งสามารถแสดงได้โดยพิจารณาจากสมการที่ (12) สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\tilde{\mathbf{a}}_{d,n} \tilde{\mathbf{h}}_{i,n} = 0, n = 0, \dots, N-1 \quad (13)$$

โดยที่

$$\tilde{\mathbf{h}}_{i,n} = b_{i,n,1} \mathbf{h}_{i,1} - b_{i,n,2} \mathbf{h}_{i,2} \quad (14)$$

และ $\tilde{\mathbf{a}}_{d,n}$ คือ n^{th} row vector จากเมทริกซ์ $\mathbf{A}_d$ เนื่องจากเวกเตอร์ $\tilde{\mathbf{a}}_{d,n}$ มีเป็นจำนวน $N > Q(M-1)$ ทำให้มีอย่างน้อย 1 ช่องสัญญาณย่อย (กำหนดให้เป็น o^{th} subchannel) ซึ่งมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณที่ส่ง ณ. ช่องสัญญาณย่อยนั้น $r_o = b_{i,o,1} / b_{i,o,2}$ เท่ากับค่าอัตราส่วนดังกล่าวในช่องสัญญาณย่อยอีกอย่างน้อย $M-1$ ช่องสัญญาณย่อย กำหนดให้ $\mathbf{A}_{d,o}$ เป็นเมทริกซ์ที่สร้างจาก $\tilde{\mathbf{a}}_{d,n}$ ของช่องสัญญาณย่อยที่มีอัตราส่วนของสัญญาณที่ส่งเท่ากับ r_o ดังนั้นจากสมการที่ (13), จะได้

$$\mathbf{A}_{d,o} \tilde{\mathbf{h}}_{i,o} = 0 \quad (15)$$

โดยที่ $\tilde{\mathbf{h}}_{i,o}$ มาจากสมการที่ (14) ที่ $n = o$ เนื่องจาก $\mathbf{A}_{d,o}$ เป็นเมทริกซ์แบบ Vandermode ขนาด $N_o \times M$ โดยมี $N_o \geq M$ เมทริกซ์ดังกล่าวจึงมี rank เต็มเท่ากับ M ดังนั้นสมการที่ (15) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ $\tilde{\mathbf{h}}_{i,o} = 0$ ทำให้สรุปได้ว่า $\mathbf{h}_{i,1}$ เท่ากับ $\mathbf{h}_{i,2}$ ภายใต้เงื่อนไขของค่าคงที่ จากผลดังกล่าว ทำให้สรุปได้ว่า $b_{i,n,1} = b_{i,n,2}$ สำหรับช่องสัญญาณย่อยที่ n ซึ่ง $\tilde{\mathbf{a}}_{d,n} \mathbf{h}_i \neq 0$ (หรืออีกนัยหนึ่งเป็นช่องสัญญาณย่อยที่ channel frequency response ไม่เป็นศูนย์)

จากทฤษฎีข้างต้น มีข้อพึงสังเกตคือในขณะที่เงื่อนไขที่ทำให้ $b_{i,n,1}$ จะสามารถหาค่าได้ถูกต้องก็ต่อเมื่อ frequency response ณ. ช่องสัญญาณย่อยที่ใช้ส่งสัญญาณดังกล่าว มีค่าไม่เป็นศูนย์ ค่า $\mathbf{h}_i$ สามารถหาค่าได้ถูกต้องโดยไม่ถูกจำกัดด้วยเงื่อนไขดังกล่าวแต่อย่างใด ซึ่งต่างจากวิธีการคำนวณค่าช่องสัญญาณโดยไม่ใช้สัญญาณนำร่องที่เสนอใน [12] นอกจากนี้ผลที่ได้จากทฤษฎีข้างต้นยังเป็นจริงแม้ว่า X_i จะถูกแทนด้วย subset vector $\tilde{X}_i$ ขนาด $\tilde{N} \times 1$ ซึ่งสร้างจาก $\tilde{N}$ elements ใน X_i ครอบคลุมที่เงื่อนไข $\tilde{N} > Q(M-1)$ เป็นจริง

4 Maximum Likelihood Estimator สำหรับการมอดูเลชันแบบ OFDM-PSK

ในหัวข้อนี้ ผู้วิจัยจะได้นำเสนอการพัฒนาวิธีการคำนวณค่าคุณสมบัติของสัญญาณและตรวจจับสัญญาณ (joint channel parameters and transmitted signals detection) ด้วยเทคนิค Maximum Likelihood โดยการกำหนดให้สัญญาณรบกวน $n(i)$ มีคุณสมบัติการกระจายทางสถิติเป็นแบบ white Gaussian แล้ว maximum likelihood estimates ของค่าคุณสมบัติของสัญญาณและสัญญาณที่ส่งสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\theta_i = \arg \min_{\theta_i} \|X_i - B_i A_d h_i\|^2 \quad (16)$$

โดยที่ $\theta_i \triangleq [h_i^T \ b_i^T]^T$ และ $b_i \triangleq [b_{i,0} \ \dots \ b_{i,N-1}]^T$ เพื่อที่จะลดความซับซ้อนในการคำนวณลง จากค่าที่คำนวณได้ของสัญญาณที่ส่งใด ๆ $\hat{b}_i$, ML estimate ของค่าคุณสมบัติสัญญาณที่ส่งคือ

$$\hat{h}_i = (\hat{C}_i^H \hat{C}_i)^{-1} \hat{C}_i^H X_i \quad (17)$$

โดยที่ $\hat{C}_i \triangleq \hat{B}_i A_d$ และ $\hat{B}_i$ คือเมทริกซ์ที่ได้จากสมการที่ (5) โดยใช้ค่า ML estimate $\hat{b}_i$ จากสมการที่ (17) ML estimator ที่มีความซับซ้อนลดน้อยลงแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \hat{b}_i &= \arg \min_{b_i} \|X_i - C_i (C_i^H C_i)^{-1} C_i^H X_i\|^2 \\ &= \arg \min_{b_i} X_i^H \{I_N - C_i (C_i^H C_i)^{-1} C_i^H\} X_i \\ &= \arg \max_{b_i} X_i^H \{C_i (C_i^H C_i)^{-1} C_i^H\} X_i \end{aligned} \quad (18)$$

โดยที่ $\hat{C}_i \triangleq B_i A_d$ ในขั้นตอนต่อไป จะได้แสดงให้เห็นว่าสามารถลดความซับซ้อนของสมการที่ (18) ลงไปได้อีกสำหรับกรณีของเทคนิคการมอดูเลชันแบบ PSK โดยอาศัยคุณสมบัติ constant modulus ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลชันแบบ PSK และการตั้งฉากกัน (orthogonality) ของ column vectors ใน A_d สมการที่ (18) เขียนในรูปแบบที่ง่ายขึ้นได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{b}_i &= \arg \max_{b_i} \text{Tr}\{B_i A_d A_d^H B_i^H X_i X_i^H\} \\ &= \arg \max_{b_i} \text{Tr}\{\tilde{X}_i^* A_d A_d^H \tilde{X}_i b_i b_i^T\} \\ &= \arg \max_{b_i} b_i^T \tilde{X}_i^* A_d A_d^H \tilde{X}_i b_i \end{aligned} \quad (19)$$

โดยที่

$$\tilde{X}_i = \begin{bmatrix} X_{i,0} & & & \\ & X_{i,1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & X_{i,N-1} \end{bmatrix} \quad (20)$$

จากสมการข้างต้น $X_{i,l}$ เป็นสมาชิกลำดับที่ i ของ X_i และจากค่าประมาณ $\hat{b}_i$ ที่ได้จากสมการข้างต้น, maximum likelihood estimate ของ h_i สามารถคำนวณได้จาก

$$\hat{h}_i = \frac{1}{N} A_d^H \hat{B}_i^* X_i \quad (21)$$

5. อัลกอริทึม Branch-and-Bound สำหรับแก้ปัญหา OFDM ML Estimation

ปัญหาการหาค่าที่ดีที่สุด (optimization) ตามสมการที่ (19) ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นปัญหาประเภท Non-linear programming [13-15] ซึ่งสามารถแสดงได้ว่าเป็นประเภทของปัญหา Integer Programming เนื่องจากข้อกำหนดที่ว่า b_i ต้องเป็นสมาชิกของเซตที่มีสมาชิกจำกัดปัญหาดังกล่าวเป็นที่ทราบดีว่าต้องอาศัยการคำนวณที่ซับซ้อนในการหาคำตอบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับปัญหาที่มีมิติมาก (ค่า N มากสำหรับปัญหาที่กำลังพิจารณา) แนวทางในการลดความซับซ้อนในการแก้ปัญหาดังกล่าวที่เป็นที่รู้จักดีคือการใช้เทคนิค 'branch-and-bound strategy' [14-15] เทคนิคดังกล่าวพยายามลดจำนวนครั้งในการค้นหาและประเมินความเหมาะสมของคำตอบที่เป็นไปได้ให้น้อยลงกว่าวิธีการประเมินทุกความเป็นไปได้ (exhaustive search) โดยการตัดกลุ่มของคำตอบที่พบว่าไม่ใช่คำตอบที่ดีที่สุดของปัญหาออกไปในกระบวนการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุด อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวจะใช้ได้ผลหรือมีประสิทธิภาพในการลดความซับซ้อนในการคำนวณได้มากน้อยเพียงไร ขึ้นอยู่กับ evaluation function ที่ใช้เป็นตัวกำหนดขอบเขต (bound) สำหรับ maximum cost ที่เป็นไปได้สำหรับแต่ละ branch ของคำตอบ/กลุ่มคำตอบที่เป็นไปได้ ซึ่ง evaluation function ที่เหมาะสมนี้จะแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับลักษณะของปัญหาที่พิจารณา โดยทั่วไปการเลือก evaluation function นั้นต้องอาศัยความเข้าใจที่ลึกซึ้งในปัญหาที่พิจารณาเพื่อกำหนด evaluation function ที่ได้ค่า (upper) bound ที่ใกล้เคียงกับค่า maximum bound ที่แท้จริงสำหรับกลุ่มคำตอบแต่ละกลุ่ม แต่ต้องไม่ต่ำกว่าค่าที่แท้จริงเสมอ ในหัวข้อนี้ ผู้วิจัยจะได้นำเสนออัลกอริทึมที่ใช้ในการแก้ปัญหามสมการที่ (19) โดยอาศัยวิธีการลดความซับซ้อนด้วย branch-and-bound strategy โดยได้นำเสนอ evaluation cost function สำหรับปัญหาที่พิจารณา ซึ่งในเบื้องต้นนี้จะได้นำเสนอขั้นตอนของอัลกอริทึมเบื้องต้นในย่อหน้าถัดไป

Branch-and-bound ML Estimation Algorithm

1. จากสัญญาณที่ได้รับ X , เลือกสมาชิกใน $X_i (X_{i,l})$ จำนวน $\tilde{N}$ ตัว โดยให้ $\tilde{N} > Q(M-1)$ ตามที่กำหนดในทฤษฎีบทที่ 1 จากนั้น สร้าง $\tilde{X}_i$ ตามสมการที่ (20) (ดังที่เคยได้กล่าวถึงไว้แล้วว่า $\tilde{N}$ ไม่จำเป็นต้องเท่ากับ N และในทางปฏิบัติมีเหตุผลที่เลือกให้ $\tilde{N}$ มีค่าน้อยกว่า N มาก อันเนื่องมาจากความจำเป็นที่ต้องการลดความซับซ้อนในการแก้ปัญหา อย่างไรก็ตามเพื่อให้การนำเสนอต่อการเข้าใจ ในที่นี้ $\tilde{N} = N$)
2. จาก $\tilde{X}_i$ ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 ทำการคำนวณเมทริกซ์ G , จากสมการต่อไปนี้

$$G_i = \tilde{X}_i^* A_d A_d^H \tilde{X}_i \quad (22)$$

เริ่มต้นทำการค้นหาค่าตอบที่ดีที่สุด ด้วยการสร้างยอดของ Search Tree โดยการกำหนดค่าที่เป็นไปได้จากเซต $\Omega = \{b_p | p = 1, \dots, P\}$ ให้แก่ $b_{i,0}$ ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีของการมอดูเลชันแบบ BPSK $b_{i,0}$ อาจกำหนดค่าให้เป็น 1 หรือ -1 ในขั้นตอนนี้การเลือกค่าให้ $b_{i,0}$ สามารถกำหนดให้เป็นค่าใด ๆ ก็ได้ เนื่องจากวิธีการที่เสนอสามารถทำการคำนวณค่าได้ภายใต้เงื่อนไขของค่าคงที่ที่ไม่อาจคำนวณได้ (up to a scaling factor) เท่านั้น อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติเพื่อแก้ปัญหาค่าคงที่ที่ไม่สามารถหาได้จากวิธีที่เสนอ (และรวมไปถึงวิธีการอื่น ๆ ที่จัดอยู่ในประเภท Blind Estimation) ต้องอาศัยสัญญาณนำร่อง 1 สัญญาณ ในกรณีนี้ เพื่อให้การนำเสนอง่ายขึ้น จึงกำหนดให้ $b_{i,0}$ เป็นสัญญาณนำร่องที่ทราบค่า ในกรณีนี้ค่าที่กำหนดให้ $b_{i,0}$ จะเป็นค่าจริงของสัญญาณนำร่องดังกล่าว จากจุดนี้ ทำการหาค่า cost จากสมการ

$$C_{i,m}^b = \Psi(G_i, \Phi_{i,m}) \quad (23)$$

โดยที่ $\Phi_{i,m}$ เป็นเซตของ (k, b_p) เมื่อ b_p เป็นสมาชิกของเซตสัญญาณที่ส่ง Ω และ k เป็นค่าอินเด็กซ์ของ $b_{i,k}$ ที่ได้ถูกกำหนดค่าให้ ณ โหนด m ของ Search Tree ($m = 0$ ในกรณีเริ่มต้น) เช่น ในกรณีเริ่มต้นนี้ $\Phi_{i,m}$ มีสมาชิกเพียงหนึ่งเดียวคือ $(0, b_{i,0})$ ส่วน $\Psi(\bullet)$ เป็น evaluation cost function ที่เลือกเพื่อให้ค่า cost ที่คำนวณได้ (คือ $C_{i,m}^b$) มีค่าไม่น้อยกว่าค่าที่ดีที่สุดที่เป็นไปได้ $C_{i,m}^o$ ภายใต้เงื่อนไขที่ $b_{i,k}$ ถูกกำหนดค่าให้ตามที่แสดงใน $\Phi_{i,m}$ และเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$C_{i,m}^o = \max_{b_i} \mathbf{b}_i^T \mathbf{G}_i \mathbf{b}_i | \Phi_{i,m} \quad (24)$$

3. จากจุดนี้ อัลกอริทึมดำเนินไปตามกระบวนการค้นหาค่าตอบโดยวิธีการมาตรฐานของ branch-and-bound algorithm (ดูตัวอย่างหน้า 651-656 ใน [15])
4. จาก ML estimate $\mathbf{b}_i$ ค่าคุณสมบัติของสัญญาณสามารถหาได้จากสมการที่ (21)

ดังที่ได้เกริ่นไว้ก่อนหน้านี้แล้ว ปัญหาที่พิจารณาในที่นี้คือการหาฟังก์ชัน $\Psi(\bullet)$ ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ค่า evaluation cost $C_{i,m}^b$ ที่ใกล้เคียงกับ (แต่ไม่น้อยกว่า) $C_{i,m}^o$ มากที่สุด ในที่นี้ผู้วิจัยขอเสนอการได้มาซึ่งฟังก์ชัน $\Psi(\bullet)$ ที่ใช้ในการทดลองดังต่อไปนี้

ในลำดับแรก แบ่ง $\mathbf{G}_i$ ออกเป็นแมทริกซ์ย่อย (submatrix) จำนวน 4 แมทริกซ์ดังนี้

$$\mathbf{G}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11,N_1} & \mathbf{G}_{12,N_1N_2} \\ \mathbf{G}_{21,N_2N_1} & \mathbf{G}_{22,N_2} \end{bmatrix} \quad (25)$$

โดยที่จากสมการข้างต้น N_1 คือจำนวนสมาชิก $b_{i,k}$ N_1 ตัวแรกที่ได้รับการกำหนดค่า และ $N_1 + N_2 = N$ นอกจากนี้ เนื่องจาก $\mathbf{G}_i$ เป็นแมทริกซ์ประเภท Hermitian ดังนั้น $\mathbf{G}_{12,N_1N_2} = \mathbf{G}_{21,N_2N_1}^H$ สำหรับแต่ละค่าของ $\mathbf{b}_i$ ค่าของ ML cost function $C_i \triangleq \mathbf{b}_i^T \mathbf{G}_i \mathbf{b}_i$ เท่ากับ

$$C_i = C_i^{11} + C_i^{21} + C_i^{12} + C_i^{22} \quad (26)$$

โดยที่

$$C_i^{11} = \mathbf{b}_{i,N_1}^T \mathbf{G}_{11,N_1} \mathbf{b}_{i,N_1}^* \quad (27)$$

$$C_i^{21} = \text{Re}\{\mathbf{b}_{i,N_2}^T \mathbf{G}_{21,N_2N_1} \mathbf{b}_{i,N_1}^*\} \quad (28)$$

$$C_i^{12} = \text{Re}\{\mathbf{b}_{i,N_1}^T \mathbf{G}_{12,N_1N_2} \mathbf{b}_{i,N_2}^*\} \quad (29)$$

$$C_i^{22} = \mathbf{b}_{i,N_2}^T \mathbf{G}_{22,N_2} \mathbf{b}_{i,N_2}^* \quad (30)$$

เวกเตอร์ $\mathbf{b}_{i,N_1}$ ขนาด $N_1 \times 1$ และเวกเตอร์ $\mathbf{b}_{i,N_2}$ ขนาด $N_2 \times 1$ สัมพันธ์กับ $\mathbf{b}_i$ ดังสมการ

$$\mathbf{b}_i = [\mathbf{b}_{i,N_1}^T \quad \mathbf{b}_{i,N_2}^T]^T \quad (31)$$

ในแต่ละ iteration ค่าที่เป็นไปได้กำหนดโดย Ω ถูกกำหนดให้บางสมาชิกจำนวน N_1 ตัวใน $\mathbf{b}_i$ กำหนดให้ $\hat{\mathbf{b}}_{i,N_1}^m$ แทนสมาชิก $b_{i,k}$ เหล่านั้น ณ โหนดที่ m ของ Search Tree ดังนั้น C_i^{11} สามารถหาค่าได้โดยตรง (เนื่องจากค่าขึ้นอยู่กับ $b_{i,k}$ ที่ได้ถูกกำหนดค่าแล้ว) ที่เหลือคือ C_i^{21} C_i^{12} และ C_i^{22} ที่ต้องการทราบค่าเพื่อหา C_i อย่างไรก็ดี ค่า cost functions เหล่านี้ขึ้นอยู่กับค่าของ $b_{i,k}$ ที่เหลือที่ยังไม่ได้กำหนดค่าให้ หลักการของ branch-and-bound คือการหาค่า upper bound $C_{i,m}^b$ ของค่าที่ดีที่สุดของ C_i โดยไม่จำเป็นต้องประเมินค่า C_i สำหรับทุก ๆ ความเป็นไปได้ของเวกเตอร์ $\mathbf{b}_{i,N_2}$ ในที่นี้ผู้วิจัยเสนอวิธีหาค่า $C_{i,m}^b$ โดยการแทนที่ C_i^{21} ($= C_i^{12}$) ด้วย

$$\tilde{C}_i^{21} = \max_{\mathbf{b}_{i,N_2}} \text{Re}\{\mathbf{b}_{i,N_2}^T \mathbf{G}_{21,N_2N_1} (\hat{\mathbf{b}}_{i,N_1}^m)^*\} \quad (32)$$

โดยการพิจารณาสมการที่ (32) พบว่า $\tilde{C}_i^{21}$ สามารถหาค่าได้โดยการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน เนื่องจากผลคูณของแต่ละสมาชิกใน $\mathbf{b}_{i,N_2}$ กับสมาชิกใน $\mathbf{G}_{21,N_2N_1} (\hat{\mathbf{b}}_{i,N_1}^m)^* \triangleq [g_{21,0}^m \quad g_{21,1}^m \quad \dots \quad g_{21,N_1-1}^m]^T$ คือ $b_{i,k} g_{21,k}^m$ ดังนั้นคำตอบของสมการที่ (32) ได้จากการทำให้ส่วนจำนวนจริงของ $b_{i,k} g_{21,k}^m$, $k=0, \dots, N_1-1$ มีค่าสูงสุด ซึ่งเกิดได้จากการเลือก $b_{i,k}$ จากสมาชิกในเซต Ω ที่ทำให้มุมของจำนวนเชิงซ้อน $\angle b_{i,k} g_{21,k}^m$ มีค่าใกล้เคียงกับศูนย์มากที่สุด นอกจากนี้ทำการแทน C_i^{22} ด้วย

$$\tilde{C}_i^{22} = \sum_{k=0}^{N_2-1} \sum_{i=0}^{N_2-1} |g_{22,N_2}^{i,k}| \quad (33)$$

โดยที่ $g_{22,N_2}^{i,k}$ แทนสมาชิกลำดับที่ (i, k) th ของ G_{22,N_2} จากสมการที่ (32-33) จะได้

$$C_{i,m}^b = C_i^{11} + 2\tilde{C}_i^{21} + \tilde{C}_i^{22} \quad (34)$$

โดยใช้ $C_{i,m}^b$ ดังสมการข้างต้น อัลกอริทึมที่เสนอสามารถลดความซับซ้อนไปได้มากกว่า 200 เท่าเมื่อเทียบกับวิธีการค้นหาคำตอบโดยตรง (exhaustive search)

6. การคำนวณค่าคุณสมบัติของสัญญาณแบบใช้สัญญาณนำร่องบางส่วน (semi-blind) สำหรับระบบสื่อสาร OFDM

วิธีการคำนวณหาคุณสมบัติของสัญญาณดังที่ได้เสนอไปในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นวิธีการแบบไม่อาศัยสัญญาณนำร่อง (blind estimation) ทำให้สามารถหาคุณสมบัติของสัญญาณและตรวจจับสัญญาณข้อมูลที่ส่งได้โดยไม่ต้องสูญเสียความสามารถบางส่วน of ช่องสัญญาณไปในการส่งสัญญาณนำร่อง อย่างไรก็ตามจากการทดลองพบว่า โดยอาศัยการใช้สัญญาณนำร่องร่วมกับวิธีการที่เสนอ สามารถเพิ่มความถูกต้องในการคำนวณหาคุณสมบัติของสัญญาณได้ จึงเรียกการใช้สัญญาณนำร่องร่วมกับวิธีการที่ไม่ต้องอาศัยสัญญาณนำร่องนี้ว่าเป็น วิธีการแบบใช้สัญญาณนำร่องบางส่วน (semi-blind)

ในหัวข้อนี้จะได้พิจารณาแนวทางในการส่งสัญญาณนำร่องเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการคำนวณค่าคุณสมบัติของสัญญาณที่ดี โดยจากการทดลองพบว่าการเลือกช่องสัญญาณย่อยที่ส่งสัญญาณนำร่องมีผลต่อประสิทธิภาพในการทำงานของวิธีการที่เสนอ เช่น พบว่าในการทดลองการส่งสัญญาณนำร่องไปในช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ fading น้อย จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานดีกว่าการส่งสัญญาณนำร่องไปในช่องสัญญาณย่อยซึ่งเลือกโดยให้กระจายอย่างสม่ำเสมอตลอดช่วงกว้างของช่องสื่อสาร (อันเป็นวิธีการที่นิยมปฏิบัติกันโดยทั่วไป) อย่างไรก็ตาม เนื่องจากผลกระทบของปรากฏการณ์ fading ต่อช่องสัญญาณต่าง ๆ เปลี่ยนแปลงไปตลอดเวลา ทำให้ไม่สามารถทราบผลกระทบดังกล่าวได้ล่วงหน้า ณ. ฝั่งส่ง ในที่นี้ ผู้วิจัยเสนอแนวทางในการส่งสัญญาณนำร่อง โดยให้ข้อมูลสัญญาณนำร่องถูกกระจายครอบคลุมช่องสัญญาณย่อยให้มากกว่าวิธีการมาตรฐาน เพื่อชดเชยผลกระทบของปรากฏการณ์ deep-fading ของช่องสื่อสารซึ่งกระทำต่อสัญญาณนำร่อง ณ. ช่องสัญญาณย่อยใดช่องสัญญาณหนึ่ง โดยในขณะเดียวกันก็ไม่ทำให้ลดความสามารถในการส่งข้อมูลของระบบลงมากนัก

ในเบื้องต้นนี้จะพิจารณากรณีของ BPSK Modulation ที่มีสัญญาณนำร่องสัญญาณเดียว (ซึ่งเพียงพอสำหรับใช้เพื่อแก้ปัญหาค่าคงที่ที่ไม่อาจหาได้ด้วยวิธีการใด ๆ ที่เป็นแบบ Blind Estimation) โดยแทนที่จะใช้การส่งสัญญาณนำร่องดังกล่าวไปในช่องสัญญาณย่อย OFDM ใดช่องสัญญาณหนึ่ง ในที่นี้เสนอให้ทำการส่งสัญญาณนำร่องดังกล่าวรวมไปกับสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ในรูปแบบของโค้ดเวิร์ด (Codeword) ที่มีเงื่อนไขที่ว่าโค้ดเวิร์ด 2 โค้ดเวิร์ดใด ๆ จะต้องไม่เป็น 1's complement ของกันและกัน ยกตัวอย่างชุดโค้ดเวิร์ดที่แสดงในตารางที่ 1 จะเห็นว่าโค้ดเวิร์ดตัวที่ 0 และตัวที่ 7 เป็น 1's complement ของกันและกัน โดยการเลือกโค้ดเวิร์ดที่เหมาะสม (เช่นชุดโค้ดเวิร์ดที่ได้จากโค้ดเวิร์ดเฉพาะที่ขีดเส้นใต้ในตารางที่ 1) จะทำให้ได้ชุดโค้ดเวิร์ดที่เป็นไปตามเงื่อนไขข้างต้น ซึ่งจากตัวอย่างดังกล่าวจะเห็นว่าชุดโค้ดเวิร์ดดังกล่าวสามารถใช้ส่งข้อมูลของผู้ใช้ได้คราวละ 2^{N-1} บิต โดยที่ N เป็นความยาวของโค้ดเวิร์ด จะเห็นได้ว่าวิธีการส่งสัญญาณนำร่องดังกล่าวสูญเสียความสามารถของช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลไปเท่ากับการส่งสัญญาณนำร่องโดยตรง (1 บิตในกรณีดังกล่าว)

การโค้ดสัญญาณอีกวิธีหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ในการนี้คือ Convolutional Code ตารางที่ 2 แสดงตัวอย่างของชุดโค้ดเวิร์ดที่ได้โดยการใช้ Convolutional Code ขนาด $N = 8$ โดยมีอัตราการใช้โค้ด (Code Rate) เท่ากับ $2/4$ โดยการใช้การรีเซ็ต Convolutional Code ทุก ๆ 4 บิตข้อมูล จากตารางจะเห็นว่าชุดโค้ดเวิร์ดดังกล่าวเป็นไปตามเงื่อนไขข้างต้น คือไม่มีคู่โค้ดเวิร์ดที่เป็น 1's complement ของกันและกัน

Information bits	Codewords
00	<u>000</u>
	001
	010
01	<u>011</u>
	100
10	<u>101</u>
11	<u>110</u>
	111

ตารางที่ 1 : ชุดโค้ดเวิร์ดที่ได้โดยการตัดคู่ที่เป็น 1's complement

Information bits	Codewords
0000	00000000
0001	00001011
0010	00000110
0011	00001101
0100	10111010
0101	10110001
0110	10111100
0111	10110111
1000	01100101
1001	01101110
1010	01100011
1011	01101000
1100	11011111
1101	11010100
1110	11011001
1111	11010010

ตารางที่ 2 : Binary Convolutional Code โดยใช้อัตราการใช้โค้ดที่ $2/4$

สำหรับกรณีของ PSK Modulation โดยทั่วไป ชุดโค้ดเวิร์ดจะต้องมีเงื่อนไขที่ว่าโค้ดเวิร์ดต้องไม่แปรผันตามการหมุนของเฟส (phase-rotating invariance) กล่าวคือชุดโค้ดเวิร์ดจะต้องไม่มีคู่ของโค้ดเวิร์ดใด ๆ ที่แตกต่างกันเฉพาะค่า phase factor ซึ่งเป็นสมาชิกของ signal alphabet ที่ใช้ส่งข้อมูล ยกตัวอย่างเช่น โค้ดเวิร์ด $(1 \ j \ -1)$ และ $(j \ -1 \ -j)$ มีความแตกต่างกันเฉพาะค่า phase factor (j) ซึ่งเป็นสมาชิกใน signal alphabet สำหรับระบบสื่อสารที่ใช้การมอดูเลทแบบ QPSK

7. การทดลอง

ผู้วิจัยได้ทำการทดลองโดยใช้การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ สภาพแวดล้อมของระบบสื่อสารแบบ time-varying Rayleigh fading ถูกจำลองโดยใช้วิธีการจำลองแบบ Monte Carlo ด้วยโมเดลแบบ statistical Discrete-time ดังปรากฏรายละเอียดใน [16] พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1 และ 2 หากมิได้กำหนดเป็นอย่างอื่นมีดังนี้คือ จำนวนช่องสัญญาณย่อย $N = 64$ ความถี่ศูนย์กลาง f_c เท่ากับ 1 GHz ความกว้างช่องสัญญาณ (bandwidth) เท่ากับ 640 KHz ช่วงห่างของเวลาในการแซมปลิง $T_s = 1/640$ ms ค่า guard band interval $T_g = 10T_s$ และเทคนิคการมอดูเลชันที่ใช้คือ CFDM-BPSK อนึ่งในทางปฏิบัติช่องสัญญาณย่อยบางช่อง ผน. ขอบของช่องสัญญาณไม่มีการใช้งานเพื่อป้องกันผลของปรากฏการณ์ aliasing effect ในการทดลองนี้ได้พิจารณาผลของปรากฏการณ์ดังกล่าว จึงได้พิจารณากำหนดให้บางช่องสัญญาณย่อยทำหน้าที่เป็น guarding subchannel แต่อย่างใด

ในส่วนของการจำลองคุณสมบัติช่องสัญญาณ ซึ่งกำหนดโดยค่า impulse response ของช่องสัญญาณนั้น ในการทดลองใช้การจำลองด้วยโมเดลแบบ one-side exponential distribution โดยมีค่า maximum delay spread เท่ากับ 5 μ s และค่า decay factor เท่ากับ 1 μ s ส่วนปรากฏการณ์ Doppler Effect จำลองโดยใช้โมเดล "Jake spectrum" ในการจำลอง channel impulse response บนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโมเดลแบบ discrete-time นั้น ในการทดลองใช้ฟิลเตอร์แบบ FIR ลำดับที่ 8 โดย discrete-time channel impulse response นี้ได้รวมผลของฟิลเตอร์ที่ฝั่งส่งและรับไว้แล้ว (ในที่นี้ใช้ฟิลเตอร์แบบ square-root raised cosine ที่มี rolloff factor เท่ากับ 0.25 สำหรับฟิลเตอร์ที่ฝั่งส่งและรับ)

ในการทดลองการตรวจจับสัญญาณที่ส่ง (signal detection) และการคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณ (channel estimation) กระทำโดยใช้แต่ละวิธีการดังต่อไปนี้ (ภายใต้ข้อกำหนดที่ได้ทำการ synchronization ในระดับของ OFDM Symbol และได้มีการชดเชยผลของ Frequency Offset มาแล้ว ซึ่งในทางปฏิบัติอาจทำได้โดยใช้วิธีการต่าง ๆ อาทิ เช่นที่เสนอใน [17-18])

- ก) วิธีการแบบ least squares signal detection โดยทราบค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณเฉลี่ยในแต่ละ OFDM Symbol (LSE1) : วิธีการที่ทำการทดลองเพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบ โดยอาศัย

ค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณเฉลี่ย $\mathbf{h}_{av,i}$ ในแต่ละ OFDM Symbol สัญญาณที่รับจะได้รับการชดเชยผลของช่องสัญญาณ (equalization) ดังสมการ

$$\tilde{X}_{i,k} = X_{i,k} / H_k \quad (35)$$

โดยที่ H_k คือสมาชิกลำดับที่ k ของเวกเตอร์ $\mathbf{A}_d \mathbf{h}_{av,i}$ สัญญาณที่ส่งมาสามารถทำการตรวจจับได้โดยใช้วิธีการแบบ hard-decision กระทำกับ $\tilde{X}_{i,k}$

- ข) วิธีการคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณแบบ least square โดยใช้สัญญาณนำร่อง (LSE2) : โดยวิธีการดังกล่าว impulse response ของช่องสัญญาณสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

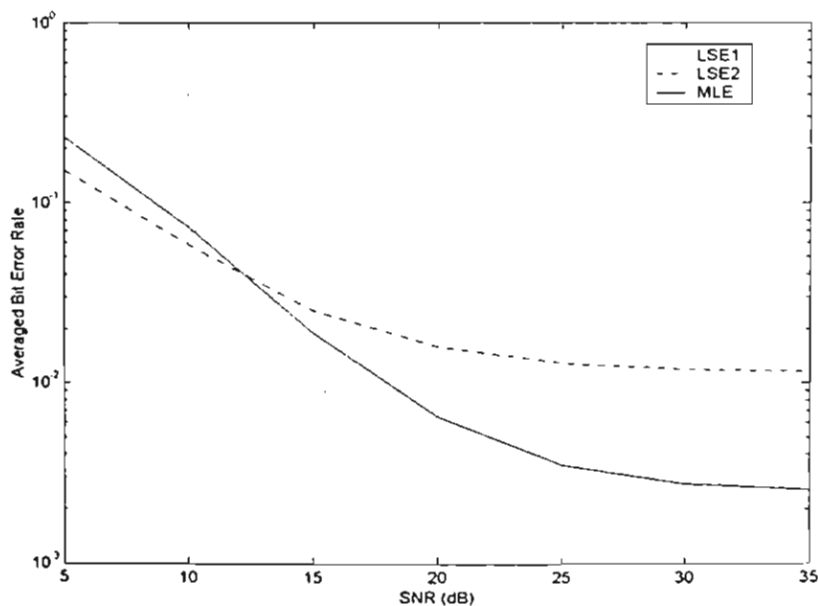
$$\hat{\mathbf{h}}_i = \frac{1}{M} \tilde{\mathbf{A}}_d^H \tilde{\mathbf{B}}_i^* \tilde{\mathbf{X}}_i \quad (36)$$

โดยที่พารามิเตอร์ M คือค่าประมาณจำนวนสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณที่ต้องใช้สำหรับแทน impulse response ของช่องสัญญาณในรูปของ discrete model จากสมการข้างต้นเวกเตอร์ $\tilde{\mathbf{X}}_i$ ขนาด $M \times 1$ สร้างขึ้นจากสัญญาณ $X_{p,q}$ ที่ได้รับจำนวน M ค่าจากช่องสัญญาณย่อยต่าง ๆ กันจาก OFDM Symbol ที่แตกต่างกัน M ช่วงสัญญาณ โดยที่ (p, q) แทนช่องสัญญาณย่อยที่ p ซึ่งใช้ส่งสัญญาณนำร่อง ณ ช่วงสัญญาณ OFDM Symbol ที่ q ในการทดลองซึ่งใช้ค่า $M = 5$ การตรวจจับสัญญาณในช่วงสัญญาณ OFDM Symbol ที่ i ใด ๆ ค่า q จะอยู่ในช่วง $i-2 \leq q \leq i+2$ ส่วนเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{A}}_d$ สร้างจาก row vector ใน $\mathbf{A}_d$ ซึ่งสัมพันธ์กับช่องสัญญาณย่อย p ที่ใช้ในการส่งสัญญาณนำร่อง ในขณะที่เมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{B}}_i$ สร้างจากสัญญาณนำร่องจำนวน M สัญญาณที่ทราบค่าล่วงหน้า จากค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณที่คำนวณได้ การตรวจจับสัญญาณที่ส่งกระทำได้โดยการชดเชยผลของช่องสัญญาณตามสมการที่ (35) จากนั้นจึงใช้วิธีการ hard-decision detection กับสัญญาณที่ชดเชยแล้วในการตรวจจับสัญญาณเช่นเดียวกับวิธี LSE1 ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

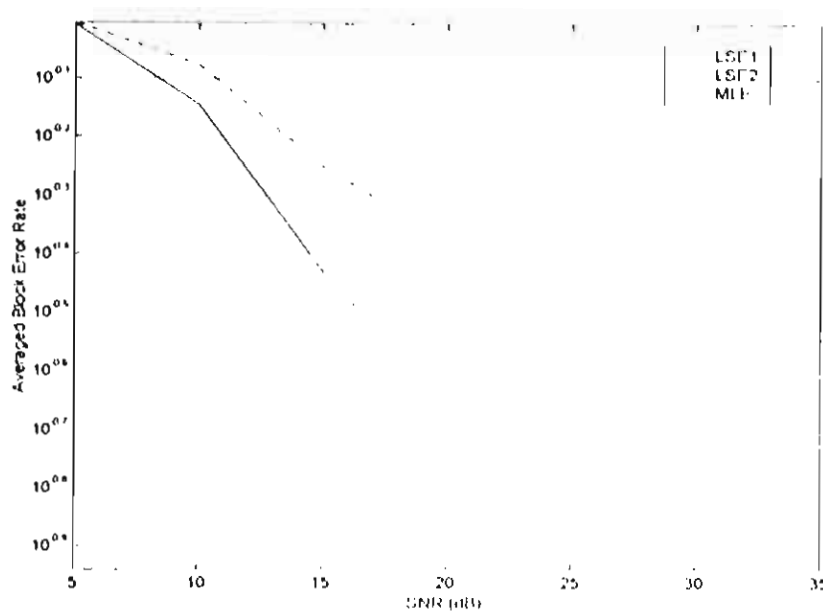
- ค) วิธีการคำนวณคุณสมบัติช่องสัญญาณโดยไม่ใช้สัญญาณนำร่องด้วย Maximum Likelihood Estimator (MLE) : เป็นวิธีการที่ได้พัฒนาขึ้นและนำเสนอรายละเอียดไปในหัวข้อที่ผ่านมา โดยในการทดลองกำหนดให้สัญญาณที่ใช้ในการคำนวณ $X_{i,k}$ ได้จากสัญญาณที่ได้รับจำนวน $\tilde{N} = 16$ ($> Q(M-1) = 8$) จากทั้งหมด $N = 64$ ค่าทั้งนี้เพื่อลดความซับซ้อนในการประมวลผล และเพื่อให้สามารถหาค่าคงที่ในค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณได้ สัญญาณนำร่องจะถูกส่งไปในช่องสัญญาณย่อยที่ 0 ในแต่ละ OFDM Symbol โดยในเบื้องต้นจะทำการตรวจจับสัญญาณ ณ. $\tilde{N}$ ช่องสัญญาณย่อยก่อน เพื่อนำไปใช้ในการหาค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณตามสมการที่ (21) จากค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณจะนำไปทำการชดเชยผลของช่องสัญญาณตามสมการที่ (35) จากนั้นจึงใช้วิธีการ hard-decision detection กับสัญญาณที่ชดเชยแล้วในการตรวจจับสัญญาณเช่นเดียวกับวิธี LSE1 และ LSE2 ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

การทดลองที่ 1 : ในการทดลองนี้ กำหนดให้ช่องสัญญาณมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามเวลาอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ Doppler Effect ที่ $f_{D\max} = 100$ (เท่ากับความเร็วที่ประมาณ 100 กม./ชม. ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1 GHz) โดยในการทดลองได้ทำการคำนวณค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณและตรวจจับสัญญาณที่ส่งตลอดช่วงเวลา 8 OFDM Symbols (รวมเป็นข้อมูลที่ส่งทั้งหมด $64 \times 8 = 512$ บิต) ทำการทดลองซ้ำทั้งหมด 2500 ครั้ง โดยการใช้สัญญาณรบกวนและช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ค่าเฉลี่ยของ Bit Error Rate และ Block Error Rate ที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณที่ส่งด้วยวิธีการทั้ง 3 ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว ณ. SNR ต่างๆ กัน แสดงดังรูปที่ 2 และ 3 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าที่ระดับ SNR > 10 dB วิธี MLE ให้ค่า Bit Error Rate และ Block Error Rate ที่ต่ำกว่าวิธีการแบบ Least Square ที่ใช้สัญญาณนำร่อง อย่างไรก็ตามพบว่าการความถูกต้องในการตรวจจับสัญญาณที่ส่งของ MLE ยังคงด้อยกว่ากรณีที่ทราบค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณแม้ที่ระดับ SNR สูง ๆ

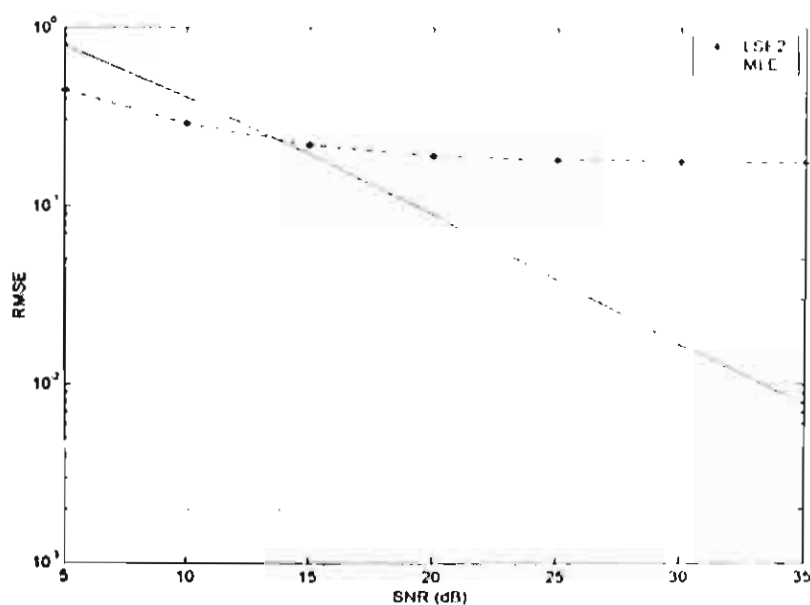
รูปที่ 4 แสดงค่า (Normalized) Root Mean Square Error (RMSE) ซึ่งใช้เป็นตัววัดความแตกต่างระหว่างค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณจริงกับค่าที่ประมาณได้โดยใช้วิธีการ LSE2 และ MLE จากรูป จะเห็นได้ว่าวิธีที่เสนอมีความถูกต้องมากกว่าที่ระดับ SNR > 10 dB ขึ้นไป



รูปที่ 2 : ค่า Averaged Bit Error Rate ที่ระดับ SNR ต่าง ๆ , $f_{D\max} = 100$



รูปที่ 3 : ค่า Averaged Block Error Rate ที่ระดับ SNR ต่าง ๆ , $f_{p_{max}} = 100$



รูปที่ 4 : ค่า RMSE ของค่าคุณสมบัติของสัญญาณที่คำนวณได้โดยวิธีการ MLE และ LSE2 จากการทดลองที่ 1

สำหรับความซับซ้อนในการคำนวณ พบว่าเมื่อค่า SNR ลดลง อัลกอริทึมที่เสนอต้องอาศัยจำนวนครั้งในการคำนวณ (iteration) มากขึ้น เช่น ที่ $SNR = 5$ dB ต้องอาศัยจำนวนครั้งในการคำนวณโดยเฉลี่ยที่ 140 ครั้ง ในขณะที่ ณ. $SNR = 20$ dB จำนวนครั้งในการคำนวณโดยเฉลี่ยอยู่ที่ 94 ครั้ง อย่างไรก็ตามตัวเลขดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่เสนอสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณลงไปได้อย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับการค้นหาค่าสูงสุดโดยตรง (exhaustive search) ซึ่งสำหรับในกรณีนี้มีพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า (b_i) จำนวน 15 ค่า (=