

การปรับปรุงสมรรถนะ BER สำหรับระบบเชื่อมโยงขาลงแบบ OFDM Improving BER Performance for Downlink OFDM Systems

สัมพันธุ์ พรหมพิชัย

สถาบันนวัตกรรมมหานคร คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
E-mail: tu@mutacth.com

Manuscript received April 15, 2018
Revised June 19, 2018

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอเทคนิคในการปรับปรุงสมรรถนะ BER ของระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO โดยเทคนิคการชักตัวอย่างเกินในโดเมนเวลาและการขยายขนาดของเมตริกซ์ DFT ด้วยคลื่นพายุย่อยที่มีความถี่ตั้งฉากกันในบล็อกของ OFDM Demodulator ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับทางด้านเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ จากผลการวิเคราะห์จะพบว่า ไดเวอร์ซิตีเกนของเครื่องรับที่นำเสนอจะได้รับมาจากผลคูณของจำนวนวิถี (L) จำนวนของสายอากาศที่ติดตั้งทางฝั่งส่ง (M_t) และจำนวนตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกิน (Z) ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า สมรรถนะ BER ที่ได้รับมาจากเครื่องรับที่นำเสนอให้ผลที่ดีกว่าเครื่องรับ MISO แบบชักตัวอย่างเกินและเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน ภายใต้ข้อสัณฐานคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งที่มีความเร็วของดอปเพลอร์สูง

คำสำคัญ: โดเมนความถี่, 3GPP LTE, Massive MIMO, MISO, OFDM, การชักตัวอย่างเกิน, โดเมนเวลา

ABSTRACT

This paper proposes a technique to improve the BER performance of OFDM MISO downlink systems. Time-domain oversampling and extended size of DFT matrix with an orthogonal frequency in OFDM demodulator those are applied to the receiver part of mobile station. The analytical result shows that the achievable diversity gain obtained from the proposed receiver is a product of the numbers of delay paths (L), transmit antennas (M_t) and oversampling factors (Z). The simulation results show that BER performance of

the proposed receiver outperforms the MISO oversampling and MIMO conventional receivers in multipath fading channel with high Doppler speed.

Keywords: Frequency Domain, 3GPP LTE, Massive MIMO, MISO, OFDM, Oversampling, Time Domain

1. บทนำ

ในช่วงสิบปีที่ผ่านมามาตรฐานของอัตราข้อมูล (Data Rate) ที่ใช้สำหรับการถ่ายโอนข้อมูลของโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้รับการพัฒนาให้มีอัตราข้อมูลที่สูงขึ้นอย่างน่าทึ่ง โดยเริ่มจากการเปิดตัวโครงการพัฒนา Third Generation Partnership Project (3GPP) Long Term Evolution (LTE) สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สาม (3G) ในปี 2008 และในอีกหนึ่งปีถัดมาก็สามารถที่จะนำมาใช้งานในเชิงพาณิชย์ได้ ต่อมาในปี 2011 ได้มีการเปิดตัวระบบ LTE-Advanced ขึ้นมาอย่างเป็นทางการ โดยแนวทางในการพัฒนาจะดำเนินการตามข้อกำหนดของ ITU (International Telecommunications Union) เกี่ยวกับเทคโนโลยีของโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สี่ (4G) ที่เรียกว่า IMT-Advanced LTE และระบบนี้ยังสามารถที่จะตอบสนองต่อความต้องการที่ถูกกำหนดขึ้นมาโดยองค์กร Next Generation Mobile Networks (NGMN) โดยมาตรฐานของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ LTE-Advanced ยังคงมีการกำหนดขึ้นมาเพิ่มเติมอยู่เรื่อย ๆ อย่างไรก็ตามหน่วยงานทางด้านการกำกับมาตรฐานอุตสาหกรรมได้ระบุให้ช่วงเวลาสำหรับการกำหนดมาตรฐานของเทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ห้า (5G) จะอยู่ในช่วงระหว่างปี 2016 ถึง 2018 และกำหนดให้ระบบ 5G จะต้องเริ่มต้นทดลองให้บริการได้ประมาณปี 2020 [1]

การพัฒนาเทคโนโลยีของโทรศัพท์เคลื่อนที่ 3G และ 4G ได้รับแรงผลักดันมาจากความต้องการในการถ่ายโอนข้อมูลผ่านเครือข่ายอินเทอร์เน็ตด้วยอัตราข้อมูลที่สูงมากขึ้นเรื่อย ๆ อย่างไรก็ตามแนวทางในการพัฒนาระบบ 5G จะเน้นให้มีความหลากหลายมากขึ้น โดยพื้นฐานของการพัฒนายังคงความต้องการในการถ่ายโอนข้อมูลผ่านระบบเครือข่ายด้วยความจุ (Capacity) ที่สูงมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในทวีปเอเชียที่ผู้ให้บริการเครือข่ายจะต้องเผชิญกับความท้าทายที่สำคัญนั่นคือ การให้บริการต้องสามารถที่จะตอบสนองต่อความต้องการในการบริโภคข้อมูลข่าวสารที่มากขึ้นจากประชากรกลุ่มใหญ่ นอกจากนั้นระบบ 5G ยังต้องตอบสนองต่อการให้บริการแอปพลิเคชันประเภทอื่นด้วยอาทิเช่น การให้บริการข้อมูลการจราจรและการให้บริการข้อมูลแนวใหม่ที่กำลังจะเกิดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่ออุปกรณ์ (Machine-to-Machine Communications) เพื่อสนับสนุนแนวคิดของสมาร์ตกริด (Smart Grid) สมาร์ทโฮม (Smart Homes) สมาร์ทซิตี (Smart Cities) และ e-health รวมทั้งยังต้องสามารถที่จะรองรับการใช้งานแอปพลิเคชันประเภทอื่นที่มีความหลากหลายที่กำลังจะถูกพัฒนาขึ้นมาในอนาคต โดยข้อกำหนดทางเทคนิคของระบบ 5G ที่เหนือกว่าเทคโนโลยีของระบบ 4G ในปัจจุบันมีดังต่อไปนี้ [2]

- อัตราข้อมูลของโทรศัพท์เคลื่อนที่ต่อหน่วยพื้นที่สูงขึ้นถึง 1000 เท่า
- อัตราข้อมูลของผู้ใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั่วไปสูงขึ้น 10 ถึง 100 เท่า
- มีจำนวนของอุปกรณ์ที่สามารถเชื่อมต่อเครือข่ายเพิ่มมากขึ้น 10 ถึง 100 เท่า
- การใช้งานแบตเตอรี่สำหรับอุปกรณ์ที่กินกำลังงานต่ำ จะต้องมีการใช้งานที่ยาวนานมากกว่า 10 เท่า
- สามารถลดเวลาแฝงแบบ End-to-End ลงได้ 5 เท่า

บทความที่ [3] ได้นำเสนอสถาปัตยกรรมเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในอนาคตโดยอาศัยเครือข่ายแบบ Macrocell เพื่อให้บริการกับพื้นที่กลางแจ้งและพื้นที่ภายในอาคาร โดยบทความนี้ยังได้ระบุถึงเทคโนโลยีที่สำคัญอีกหลายอย่างที่จะถูกนำมาใช้กับระบบ 5G รวมไปถึงการใช้ Massive Multiple-Input Multiple-Output (Massive MIMO) และ Spatial Modulation ซึ่งเป็นเทคนิคที่จะช่วยเพิ่มความจุให้กับระบบด้วยวิธีการใช้สายอากาศหลายต้น (Array Antenna)

Massive MIMO เป็นเทคนิคหนึ่งที่มีโอกาสที่จะได้รับการคัดเลือกให้เป็นมาตรฐานสำหรับนำมาใช้ร่วมกับระบบ 5G โดยเทคนิคนี้จะทำการเพิ่มไดเวอร์ซิตีเกน (Diversity Gain) และปรับปรุงสมรรถนะของ BER รวมทั้งเพิ่มประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ (Bandwidth Efficiency) ให้กับระบบเครือข่ายของโทรศัพท์เคลื่อนที่ [4] โดยไดเวอร์ซิตีเกนที่ได้รับมาจากการใช้เทคนิค

Massive MIMO จะเท่ากับ LM_rM_t โดยที่กำหนดให้ L คือจำนวนวิถีของช่องสัญญาณแบบคลื่นหลายวิถี (Multipath Channel), M_t คือจำนวนของสายอากาศที่ติดตั้งทางฝั่งของสถานีฐาน (Base Station) และ M_r คือจำนวนของสายอากาศที่ติดตั้งทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Station) อย่างไรก็ตามถ้าทำการพิจารณาให้ละเอียดจะพบว่า การที่จะเพิ่มไดเวอร์ซิตีเกนให้กับระบบด้วยวิธีการเพิ่มสายอากาศให้กับทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดูเหมือนจะเป็นเทคนิคที่ไม่เหมาะสมมากนักในทางปฏิบัติ เนื่องจากการติดตั้งสายอากาศที่ตัวของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะต้องมียะระทางที่เหมาะสมถึงจะได้รับไดเวอร์ซิตีเกน แต่โทรศัพท์เคลื่อนที่โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีพื้นที่ที่จำกัดเพื่อให้มีขนาดเล็ก รวมทั้งเทคนิคการเพิ่มสายอากาศที่ตัวของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะต้องเพิ่มวงจรภาคหน้า (Front End) เพื่อทำการขยายสัญญาณและแปลงความถี่ลงมา ซึ่งจะเป็นการไปเพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบภาคหน้าของโทรศัพท์เคลื่อนที่และยังทำให้โทรศัพท์เคลื่อนที่กินกำลังงานมากขึ้น ดังนั้นวิธีการเพิ่มสายอากาศจึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้กับทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ที่อาศัยพลังงานที่ได้รับมาจากแบตเตอรี่เป็นหลัก และพลังงานก็มีอยู่อย่างจำกัด และที่สำคัญที่สุดก็คือการเพิ่มสายอากาศจะทำให้ราคาของโทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มสูงมากขึ้น ซึ่งไม่เหมาะสมกับทางด้านการค้าเมื่อทำการเปรียบเทียบกับเทคนิคการเพิ่มสายอากาศทางด้านฝั่งของสถานีฐานเพียงอย่างเดียว ดังนั้นในบทความฉบับนี้จึงได้โฟกัสไปที่การใช้งานหลักการทำงานของ Massive MIMO ด้วยวิธีการเพิ่มจำนวนของสายอากาศทางด้านฝั่งของสถานีฐาน

โทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 4 ได้ระบุให้ LTE เป็นระบบมาตรฐาน [5] สำหรับการใช้งาน รวมทั้ง LTE ยังถูกระบุให้เป็นระบบมาตรฐานที่ใช้ในการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคถัดไปอีกด้วย โดยมาตรฐานระบบเชื่อมโยงขาลง (Downlink) ในชั้นกายภาพ (Physical Layer) ของ LTE กำหนดให้อุปกรณ์ต่อรวมทางอากาศ (Air Interface) ของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะต้องใช้เทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

หลักการของ OFDM จะอาศัยการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) มาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบสื่อสาร โดยผลของการแปลงฟูริเยร์จะทำให้ช่องสัญญาณแบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้ง (Multipath Fading Channel) หรือช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่เฟดดิ้ง (Frequency Selective Fading Channel) จะถูกแปลงให้กลายเป็นช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading Channel) ซึ่งจะส่งผลทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสถานีฐานที่ผ่านช่องสัญญาณแบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งและมาปรากฏยังภาคหน้าของเครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณน้อย รวมทั้งยังมีการกำหนดให้มีการเสริมไซคลิก (Cyclic Prefix, CP) ที่

ส่วนหน้าของ OFDM สัญญาณ โดย CP จะมีความยาวที่มากกว่า ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ซึ่งจะช่วยให้สามารถที่จะ ขจัดผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference, ISI) ได้ ดังนั้นจึงทำให้ภาคหน้าของเครื่องรับ โทรศัพท์เคลื่อนที่ทำงานกับระบบ OFDM ไม่จำเป็นต้องติดตั้ง ตัวปรับเท่า (Equalizer) ที่มีความซับซ้อนของการคำนวณ (Computational Complexity) สูงเมื่อทำการเปรียบเทียบกับ เครื่องรับที่ทำงานกับระบบ 3G อย่างไรก็ตามหลักการของ OFDM ยังคงได้รับผลกระทบอันเนื่องมาจากออฟเซตทางความถี่ (Frequency Offset) ซึ่งเกิดขึ้นมาเนื่องจากสาเหตุของการเลื่อน ความถี่แบบดอปเพลอร์ (Doppler Shift) และความถี่ของ ออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ทางด้านเครื่องส่งของสถานีฐานและ ทางด้านเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ไม่ตรงกัน โดยสาเหตุเหล่านี้ จะส่งผลทำให้สัญญาณที่ปรากฏยังเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ มีการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ (Inter-carrier Interference, ICI) เกิดขึ้น ซึ่งปรากฏการณ์นี้จะส่งผลทำให้ข้อมูลที่ตรวจจับได้ที่ภาครับ ของโทรศัพท์เคลื่อนที่มีบิตผิดพลาด (Bit Error) เกิดขึ้น ดังนั้นที่ ภาครับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ทำงานกับระบบ OFDM จำเป็นที่จะต้อง มีตัวปรับเท่าเพื่อทำหน้าที่ชดเชยและลดผลกระทบจากการ เกิด ICI โดยการพัฒนาร่างตัวปรับเท่าที่สามารถจะจัดผลกระทบของ ICI และมีความซับซ้อนของโครงสร้างต่ำ ยังคงเป็นปัญหาที่ท้าทาย สำหรับนักวิจัยในสาขาการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

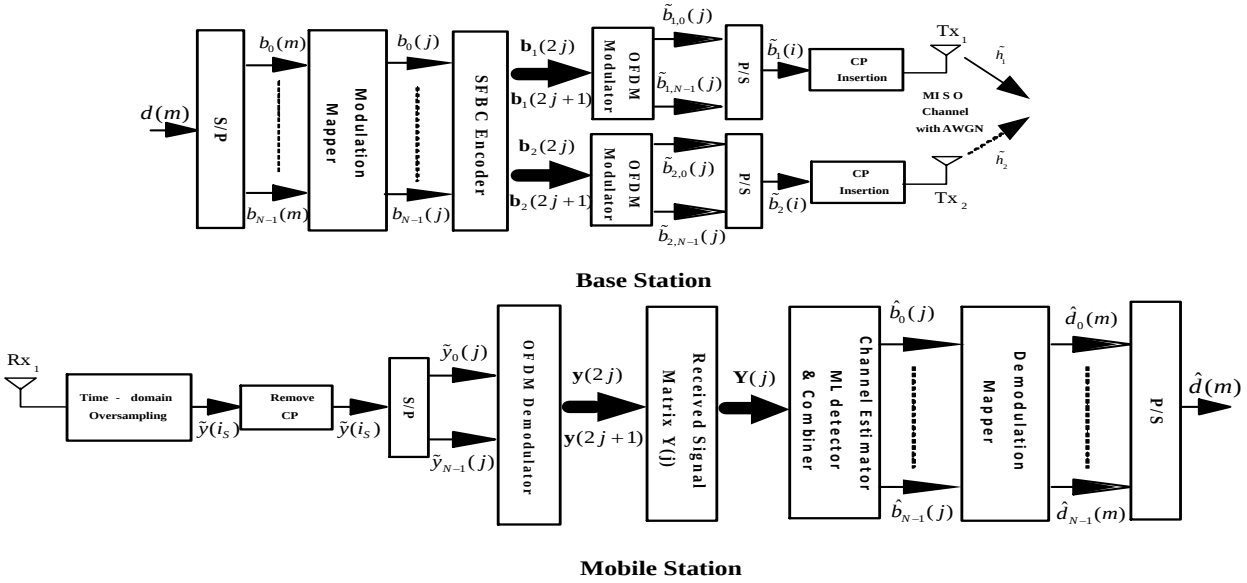
เครื่องรับซีกตัวอย่างเกินแบบมีการกำหนดอัตราส่วนของการสุ่ม ตัวอย่างที่นำเสนอโดย [6] ได้แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะ Bit Error Rate (BER) ของเครื่องรับที่ทำงานกับระบบ OFDM จะมีการ ปรับปรุง โดยอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio, SNR) ของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้นเท่ากับ $10 \log R$ โดย R กำหนดให้เป็นอัตราส่วนของการสุ่มตัวอย่าง ใน [7] ได้นำเสนอ เครื่องรับแบบซีกตัวอย่างเกินทำงานในโดเมนความถี่ (Frequency Domain, FD) สำหรับทำงานกับระบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single Carrier) โดยเครื่องรับที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพในการลด BER ที่ มากกว่าเครื่องรับแบบมาตรฐาน (Conventional Receiver) ที่ ทำงานในโดเมนความถี่ เครื่องรับซีกตัวอย่างเกินแบบ Minimum Mean Square Error (MMSE) [8] ได้ถูกนำเสนอขึ้นมาเพื่อลด ผลกระทบจาก ICI โดยอาศัยข้อได้เปรียบจากกรณีที่ช่องสัญญาณ เป็นแบบคลื่นหลายวิถี ที่แต่ละวิถีจะมีการบรรจุข้อมูลจากทางด้าน ฝั่งของสถานีฐานมาใช้ประโยชน์เพื่อเพิ่มโดเวอร์ซิมิเทเกนให้กับ ทางด้านฝั่งของเครื่องรับ โดยโดเวอร์ซิมิเทเกนที่ได้รับจะมีการปรับปรุง เมื่อเลือกใช้ตัวประกอบของการซีกตัวอย่างเกิน (Oversampling Factor, Z) ที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ 2 ($Z \leq 2$)

ต่อมา [9] ได้นำเสนอเครื่องรับที่อาศัยหลักการของการซีก ตัวอย่างเกินในโดเมนเวลา (Time-Domain, TD) ร่วมกับเทคนิคการ

ประมวลผลในโดเมนความถี่มาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารทางเสียง ใต้น้ำ (Underwater Acoustic Communication) โดยเครื่องรับ ชนิดนี้จะทำให้ SNR มีการปรับปรุงด้วยเกนเท่ากับ $\log_2 Z$ อย่างไรก็ตามการปรับปรุงสมรรถนะ BER ของเครื่องรับชนิดนี้จะลดลง ใน กรณีที่ทำงานกับช่องสัญญาณที่มีการเลื่อนความถี่ของดอปเพลอร์สูง การขยายขนาดของเมตริกซ์ IDFT ทางด้านสถานีฐานและเมตริกซ์ DFT ทางด้านเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้นำเสนอใน [10] โดยมีจุดประสงค์เพื่อเพิ่มโดเวอร์ซิมิเทเกนให้กับระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ Multiple-Input Single-Output (MISO) และสามารถทำงานกับช่องสัญญาณที่มีการเลื่อนความถี่ของดอปเพลอร์ สูงได้ โดยโดเวอร์ซิมิเทเกนสูงสุดของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคดังกล่าวจะ เท่ากับ LM_Z อย่างไรก็ตามหลักการที่นำเสนอดังกล่าวจะยังมี ข้อด้อยอยู่นั่นคือ จะต้องทำการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของทางด้าน ฝั่งสถานีฐาน

บทความนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้หลักการของการซีกตัวอย่าง เกินในโดเมนเวลาร่วมกับการประมวลผลของสัญญาณในโดเมน ความถี่กับทางด้านฝั่งเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ สำหรับทำงาน กับระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO ตามมาตรฐานของ LTE โดยหลักการที่นำเสนอจะไม่เปลี่ยนแปลงโครงสร้างของทางฝั่ง สถานีฐาน รวมทั้งหลักการที่นำเสนอสามารถที่จะลดข้อจำกัดของ เครื่องรับแบบซีกตัวอย่างเกินที่นำเสนอใน [8] และสามารถที่จะลด ผลกระทบจาก ICI ได้เป็นอย่างดีในกรณีที่ทำงานกับช่องสัญญาณ แบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งที่มีการเลื่อนความถี่ของดอปเพลอร์สูง จาก การวิเคราะห์และผลการจำลองการทำงานจะแสดงให้เห็นว่า เครื่องรับแบบซีกตัวอย่างเกินที่นำเสนอจะมีการปรับปรุงโดเวอร์ซิมิ เทเกนและสมรรถนะของ BER โดยโดเวอร์ซิมิเทเกนที่ได้รับมาจาก เครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ประยุกต์ใช้หลักการดังกล่าว จะ เพิ่มขึ้นตามจำนวนตัวประกอบของการซีกตัวอย่างเกิน (Z) ที่เลือกใช้ รวมทั้งเมื่อทำการพิจารณาถึงความซับซ้อนในการคำนวณของ เครื่องรับแบบซีกตัวอย่างเกินที่นำเสนอ จะพบว่าความซับซ้อนของ การคำนวณจะเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย เมื่อทำการเปรียบเทียบกับ เครื่องรับแบบ MIMO มาตรฐานที่มีการติดตั้งสายอากาศหลายต้น บนโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งจะส่งผลทำให้มีความซับซ้อนของการ คำนวณและอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานที่สูงขึ้น

ดังนั้นหลักการที่นำเสนอในบทความนี้จึงมีความเหมาะสมที่จะ นำมาประยุกต์ใช้กับทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อเพิ่มโดเวอร์ซิมิ เทเกนและปรับปรุงสมรรถนะของ BER รวมทั้งยังเพิ่มประสิทธิภาพการ ใช้แบนด์วิดท์และเพิ่มความจุให้กับระบบเชื่อมโยงขาลง ซึ่งจะ สอดคล้องกับความต้องการของการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ใน ยุคที่ 5 ที่ได้มีการกำหนดไว้แล้ว



รูปที่ 1 ระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO ตามมาตรฐานของ LTE และโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ

2. แบบจำลองเบสแบนด์ของระบบเชื่อมโยงขาลง

เพื่อความกระชับและไม่ซับซ้อน บทความนี้จะนำเสนอแบบจำลองเบสแบนด์ของระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO ตามมาตรฐานของ LTE [5] โดยทางฝั่งของสถานีฐานจะติดตั้งสายอากาศจำนวน 2 ต้น ($M_t=2$) ส่วนทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่จะติดตั้งสายอากาศเพียงต้นเดียว ($M_r=1$) โดยอาศัยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM ที่ประกอบไปด้วยจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier) เท่ากับ N ความถี่ถึงรูปที่ 1 โดยเริ่มแรกจะทำการพิจารณาทางฝั่งของสถานีฐาน บิตข้อมูลข่าวสาร $d(m)$ ที่ต้องการถ่ายโอนไปยังผู้ใช้งานจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อกการแปลงผันอนุกรมเป็นขนาน (Serial-to-Parallel Converter, S/P) โดย m คือลำดับบิตข้อมูล จากนั้นข้อมูลจะถูกส่งเข้าไปยังบล็อก Modulation Mapper เพื่อทำการมอดูเลตด้วยเทคนิคการมอดูเลตเชิงซ้อน (Complex Modulation) คือ $\mathbf{b}(j)$ สำหรับทำการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิธให้กับระบบ จากนั้นจะถูกส่งต่อเข้าไปยังบล็อก Space Frequency Block Code (SFBC) Encoder เพื่อทำการเข้ารหัสบล็อกข้อมูลสำหรับสายอากาศแต่ละต้น $\mathbf{b}_{m_i}$ โดยจุดประสงค์ของการเข้ารหัสบล็อกข้อมูลก็เพื่อที่จะทำให้สัญญาณข้อมูลที่ทำการตรวจจับได้ทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่มีเวอร์ซิทีเกน [11] - [12] ก่อนที่บล็อกข้อมูลจะถูกจัดส่งออกไปยังสายอากาศ M_t แต่ละต้น

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_1^T(2j) & \mathbf{b}_1^T(2j+1) \\ \mathbf{b}_2^T(2j) & \mathbf{b}_2^T(2j+1) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

โดย j คือลำดับบล็อกข้อมูลที่ประกอบไปด้วยลำดับข้อมูลบล็อกคู่ (2j) ซึ่งจะถูกจัดส่งในคาบเวลาคู่และลำดับข้อมูลบล็อกคี่ (2j+1) จะถูกจัดส่งในคาบเวลาคี่

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_1(2j) &= [b(2(j-1)N), \dots, b(2(j-1)N + N - 1)] \\ \mathbf{b}_2(2j) &= [b(2(j-1)N + N), \dots, b(2(j-1)N + 2N - 1)] \end{aligned} \quad (2)$$

และ

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_1(2j+1) &= -\mathbf{b}_2^*(2j)K \\ \mathbf{b}_2(2j+1) &= \mathbf{b}_1^*(2j)K \end{aligned} \quad (3)$$

โดย K คือเมตริกซ์ที่มีการเปลี่ยนลำดับ (Permutation Matrix) และข้อมูลที่ถูกบรรจุอยู่ในบล็อกคู่และบล็อกคี่จะมีความยาวเท่ากับ N บิต

จากนั้นข้อมูลที่ถูกรวบรวมลำดับบล็อกไว้แล้วจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อก OFDM มอดูเลเตอร์ สำหรับแปลงบล็อกข้อมูลที่อยู่ในโดเมนความถี่ให้กลายเป็นบล็อกข้อมูลที่อยู่ในโดเมนเวลา (Time Domain) คือ $\tilde{\mathbf{b}}_{m_i}(j)$ โดยอาศัยเทคนิคการแปลงผกผันฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}(j) &= [\mathfrak{Z}\mathbf{b}_{M_i}^T(j)]^T \\ &= [\tilde{b}_{M_i}(0), \dots, \tilde{b}_{M_i}(N-1)]\end{aligned}\quad (4)$$

โดย $\mathfrak{Z}$ คือเมตริกซ์ IDFT

$$\mathfrak{Z} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{N}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(N-1)(N-1)}{N}} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

หลังจากนั้นสัญญาณข้อมูลบล็อกคู่และบล็อกคี่ในโดเมนเวลา $\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}(j)$ จะถูกส่งต่อไปยังบล็อกของการแปลงผันขนานเป็นอนุกรม (P/S) ได้รับสัญญาณข้อมูล $\tilde{b}_{M_i}(i)$ โดย i คืออัตราการมอดูเลต จากนั้นจะถูกส่งไปเติม CP ซึ่งใช้เป็นเวลาคูม (Guard Time) เพื่อลดผลกระทบของ ISI ที่ทางด้านฝั่งของเครื่องรับ หลังจากนั้นสัญญาณข้อมูลในลำดับบล็อกคู่และลำดับบล็อกคี่ที่อัตราการมอดูเลต จะถูกทยอยส่งออกอากาศผ่านทางสายอากาศของสถานีฐานทั้งสองด้านตามลำดับ

ลำดับต่อไปมาทำการพิจารณาที่ทางด้านฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ สัญญาณข้อมูลปรากฏที่สายอากาศของเครื่องรับที่อัตราการมอดูเลตคือ $\tilde{y}_{M_i}(i)$ จะได้รับมาจากผลของการคอนโวลูชัน (Convolution) ระหว่างสัญญาณข้อมูลที่ถูกจัดส่งออกมาจากสายอากาศแต่ละด้านของสถานีฐาน $\tilde{b}_{M_i}(i)$ และผลตอบสองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response) $\tilde{h}_{M_i}(i)$ ที่อัตราการมอดูเลต รวมทั้งสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับยังถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวแบบ Additive White Gaussian Noise (AWGN) คือ $\tilde{w}(i)$ มีได้ดังนี้

$$\tilde{y}_{M_i}(i) = \tilde{b}_{M_i}(i) * \tilde{h}_{M_i}(i) + \tilde{w}(i) \quad (6)$$

โดยช่องสัญญาณ $\tilde{h}_{M_i}(i)$ กำหนดให้เป็นแบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้ง ซึ่งเป็นช่องสัญญาณมาตรฐานที่นิยมใช้สำหรับการจำลองการทำงานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

$$\tilde{h}_{M_i}(i) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l,M_i}^l \delta(i - \tau_l) \quad (7)$$

โดย τ_l กำหนดให้เป็นการประวิง (Delay) และ α_{l,M_i}^l เป็นขนาดเชิงซ้อน (Complex Amplitude) ของวิถีที่ l^{th} และมีการกำหนดให้ขนาดเชิงซ้อนของแต่ละวิถีจะเป็นอิสระต่อกัน มีรูปแบบการกระจายเป็นแรนดัมแบบเกาส์ ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $E|\alpha_{l,M_i}^l|^2 = \sigma_{l,M_i}^2$ โดยกำหนดให้กำลังงานที่ได้รับ

จากคลื่น L วิถีจะถูกนอร์มัลไลซ์ให้เท่ากับหนึ่ง $\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l,M_i}^2 = 1$

รวมทั้งยังมีการกำหนดให้ช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งที่ถูกใช้สำหรับจำลองการส่งสัญญาณข้อมูลจากสายอากาศสถานีฐานของแต่ละต้น $\tilde{h}_{M_i}$ ไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่จะเป็นอิสระต่อกันและไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน

3. เครื่องรับที่นำเสนอ

บทความนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้เทคนิคของการซีกตัวอย่างเกิน (Oversampling) กับทางด้านฝั่งเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่สำหรับทำงานกับระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO ตามมาตรฐานของ LTE โดยหลักการที่นำเสนอนี้ยังคงใช้โครงสร้างของสถานีฐานเดิมไม่มีการเปลี่ยนแปลงหรือทำการเพิ่มเติมแต่อย่างใดสำหรับจุดประสงค์ของการประยุกต์ใช้เทคนิคดังกล่าว เพื่อที่จะลดผลกระทบของ ICI และปรับปรุงสมรรถนะของ BER ในกรณีที่มีช่องสัญญาณเป็นแบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งที่มีการเลื่อนความถี่ของดอปเพลอร์สูง รวมทั้งเทคนิคดังกล่าวยังสามารถที่จะช่วยปรับปรุงโคแอดิเจนที่ได้รับความนิยมจากเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่และยังสามารถที่จะขจัดข้อด้อยของเครื่องรับแบบซีกตัวอย่างเกินที่นำเสนอโดย [8] ได้อีกด้วย

ทำการพิจารณาสัญญาณในโดเมนเวลาที่อัตราการมอดูเลตมาปรากฏยังสายอากาศของเครื่องรับทางฝั่งโทรศัพท์เคลื่อนที่คือ $\tilde{y}_{M_i}(i)$ จากนั้นสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อกของการซีกตัวอย่างเกินทางเวลา (Time-Domain Oversampling) ที่มีตัวประกอบของการซีกตัวอย่างเกินเท่ากับ Z และมีคาบเวลาของการซีกตัวอย่างเกิน $T_s = \frac{T}{ZN}$ โดย T กำหนดให้เป็นช่วงเวลาของ

OFDM สัญลักษณ์ ต่อจากนั้นสัญญาณจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อกของการถอด CP (Remove CP) โดยในบทความนี้จะสมมติให้ CP ที่ถูกเติมเข้าไปมีคาบเวลาในส่วนของ CP ที่ยาวมากกว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณแบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้ง ดังนั้นสัญญาณข้อมูลที่ได้รับหลังจากที่ผ่านบล็อกสำหรับถอด CP และทำการแปลงผันอนุกรมเป็นขนาน (S/P) แล้ว สามารถที่จะเขียนแทนได้ด้วยเวกเตอร์ของผลการคอนโวลูชันแบบวงกลม (Circular Convolution) ดังนี้

$$\tilde{\mathbf{y}}(j) = \tilde{\mathbf{b}}_1(j)\mathbf{b}_1^{ZN}(j) + \tilde{\mathbf{b}}_2(j)\mathbf{b}_2^{ZN}(j) + \tilde{\mathbf{w}}(j) \quad (8)$$

โดย $\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}(j)$ กำหนดให้เป็นเมตริกซ์ของช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งแบบวงกลมที่มีขนาดเท่ากับ $ZN \times ZN$

$$\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}(j) = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{M_i}^0 & 0 & \dots & 0 & \tilde{h}_{M_i}^{L-1} & \dots & \tilde{h}_{M_i}^1 & \tilde{h}_{M_i}^0 \\ \tilde{h}_{M_i}^1 & \tilde{h}_{M_i}^0 & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots & \tilde{h}_{M_i}^1 \\ \vdots & \tilde{h}_{M_i}^1 & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & \tilde{h}_{M_i}^{L-1} & \vdots \\ \tilde{h}_{M_i}^{L-1} & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & 0 & \tilde{h}_{M_i}^{L-1} \\ 0 & \tilde{h}_{M_i}^{L-1} & \ddots & \ddots & \tilde{h}_{M_i}^0 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{h}_{M_i}^{L-1} & \dots & \tilde{h}_{M_i}^1 & \tilde{h}_{M_i}^0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

ส่วน $\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}^{ZN}(j)$ กำหนดให้เป็นเป็นเวกเตอร์ที่มีการเติมศูนย์จำนวน $(Z-1)$ ตัวเพิ่มเติมเข้าไปในบล็อกข้อมูล $\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}(j)$ ขณะที่ทำการชักตัวอย่าง

$$\tilde{\mathbf{b}}_{M_i}^{ZN}(n) = \begin{cases} \tilde{b}_{M_i}(n/Z), & \text{for } n = 0, Z, 2Z, \dots \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (10)$$

จากนั้นสัญญาณบล็อกข้อมูลที่ถูกถอด CP ออกไปแล้วและมีขนาดเท่ากับ $1 \times ZN$ คือ $\tilde{\mathbf{y}}(j)$ จะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อกของ OFDM Demodulator เพื่อทำการแปลงสัญญาณบล็อกข้อมูลจากโดเมนเวลาให้กลายเป็นสัญญาณบล็อกข้อมูลที่อยู่ในโดเมนความถี่โดยอาศัยเทคนิคของการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform, DFT) โดยสัญญาณลำดับบล็อกข้อมูลที่ได้รับเอาต์พุตของ OFDM Demodulator สามารถที่จะเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้ [8]

$$\mathbf{y}(j) = [\mathfrak{F}^+(\tilde{\mathbf{y}}(j))] = \left[\sum_{M_i=1}^2 \left(\sqrt{\varsigma} \mathbf{b}_{M_i}^T(j) \mathbf{H}_{M_i}(j) + \mathbf{w}_{M_i}(j) \right) \right] \quad (11)$$

โดย ς กำหนดให้เป็นค่าเฉลี่ยของ SNR และ $\mathbf{w}_{M_i}(j)$ กำหนดให้เป็นการแปลงฟูริเยร์ของสัญญาณรบกวนมีได้ดังนี้

$$\mathbf{w}_{M_i}(j) = \mathfrak{F}^+ \tilde{\mathbf{w}}_{M_i}(j) \quad (12)$$

ส่วนเมตริกซ์ของ DFT ที่มีการกำหนดให้คลื่นพายุย่อยตั้งฉากกัน (Orthogonal) มีได้ดังนี้

$$\mathfrak{F}^+ = \frac{1}{\sqrt{ZN}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{ZN}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(ZN-1)}{ZN}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi(ZN-1)}{ZN}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(ZN-1)(ZN-1)}{ZN}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

หลักการที่นำเสนอในบทความนี้จะกำหนดให้คลื่นพายุย่อยในเมตริกซ์ DFT มีความถี่ที่ตั้งฉากกัน ซึ่งแตกต่างไปจากหลักการที่นำเสนอโดย [8] ที่กำหนดให้คลื่นพายุย่อยในเมตริกซ์ DFT มีความถี่ที่ไม่ตั้งฉากกันขึ้นอยู่กับจำนวนของ Z ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิด ICI ขึ้นที่เครื่องรับและทำให้สมรรถนะของ BER ไม่มีการปรับปรุง เมื่อเลือกใช้ $Z > 2$ โดยเมตริกซ์ของช่องสัญญาณในโดเมนความถี่ $\mathbf{H}_{M_i}(j)$ กำหนดได้ดังนี้

$$\mathbf{H}_{M_i}(j) = \text{diag} \{ H_{M_i}^0(j), H_{M_i}^1(j), \dots, H_{M_i}^{ZN-1}(j) \} \quad (14)$$

และผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งในโดเมนความถี่ มีดังนี้

$$H_{M_i}^q(j) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{M_i}^l(j) e^{-j\frac{2\pi q l}{T}} ; \quad q = 0, \dots, ZN-1 \quad (15)$$

พิจารณาจากสมการที่ (11) จะพบว่าความยาวของบล็อกข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนของ Z ที่เลือกใช้ ดังนั้นถ้าตัวปรับเท่าของเครื่องรับสามารถที่จะประมาณช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้องและสามารถลดผลของ ICI รวมทั้งสามารถที่จะลดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนได้ จะส่งผลทำให้เกณฑ์ที่ได้รับจากทางด้านฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนของ Z ซึ่งเป็นการยืนยันได้ในเบื้องต้นว่า หลักการที่นำเสนอจะสามารถที่จะเพิ่มเกณฑ์ทางด้านฝั่งของเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ได้อีก

จากนั้นสัญญาณบล็อกข้อมูลในโดเมนความถี่ $\mathbf{y}(j)$ จะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อก Received Signal Matrix เพื่อทำการจัดรูปแบบของบล็อกข้อมูลในลำดับบล็อกข้อมูลคู่ (2j) และลำดับบล็อกข้อมูลคู่ (2j+1) ตามหลักการของ [12] เพื่อทำให้สัญญาณที่ภาครับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้รับมามีได้เวอร์ซิตีเกินจากการ

เข้ารหัส SFBC โดยเมตริกซ์ของการจัดรูปบล็อกข้อมูลมีได้ดังนี้

$$\mathbf{Y}(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^T(2j) \\ (\mathbf{K}\mathbf{y}^*(2j+1))^T \end{bmatrix} \quad (16)$$

หลังจากที่ได้ทำการจัดรูปบล็อกข้อมูลแล้ว เมตริกซ์ $\mathbf{Y}(j)$ จะถูกส่งต่อเข้าไปยังบล็อกของ Channel Estimator เพื่อทำการประมาณช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถีเฟดติงและชดเชยผลของช่องสัญญาณ จากนั้นจะถูกส่งผ่านต่อไปยังบล็อกของ Combiner เพื่อทำการรวบรวมข้อมูลที่ได้รับมาจากการใช้เทคนิคของการชักรตัวอย่างเกินที่นำเสนอเพื่อทำให้ได้รับเกินของสัญญาณเพิ่มขึ้น ต่อจากนั้นจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อกของ Maximum Likelihood (ML) Detector เพื่อทำการตรวจจับบล็อกข้อมูลในลำดับบล็อกคู่ $\hat{\mathbf{b}}(2j)$ และลำดับบล็อกคี่ $\hat{\mathbf{b}}(2j+1)$ จากนั้นบล็อกข้อมูลจะถูกโหลตเข้าไปยังบล็อกของ Demodulation Mapper เพื่อทำการตีמודูเลตบล็อกข้อมูลต้นฉบับที่ประมาณได้ จากนั้นบล็อกข้อมูลที่มีประมาณได้จะถูกส่งผ่านเข้าไปยังบล็อกของตัวแปลงผันขนาน-อนุกรม (P/S) เพื่อทำการแปลงบิตข้อมูลที่มีประมาณได้ให้อยู่ในรูปแบบของลำดับบิต $\hat{b}(m)$

4. การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับ

หัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอ ที่มีการประยุกต์ใช้หลักการของการชักรตัวอย่างเกินในโดเมนเวลาร่วมกับการประมวลผลสัญญาณในโดเมนความถี่ โดยใช้เมตริกซ์ DFT ที่มีความถี่ของคลื่นพหุย่อยที่ต่งฉากกัน โดยการวิเคราะห์จะอาศัยสมการคณิตศาสตร์เพื่อที่จะทำการพิสูจน์ว่า เครื่องรับแบบชักรตัวอย่างเกินที่นำเสนอมีไคเวอร์ซิทีเกิน

พิจารณาเวกเตอร์ของสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับ (16) ที่ลำดับบล็อกข้อมูลคู่ $(2j)$ และลำดับบล็อกข้อมูลคี่ $(2j+1)$ นำมาทำการจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \sqrt{\epsilon} \mathbf{B} \mathbf{Y} + \mathbf{w}^T \quad (17)$$

โดย $\mathbf{B}$ คือเมตริกซ์ของข้อมูลที่ถูกลมอดูเลตแล้ว กำหนดให้มีขนาดเท่ากับ $ZN \times ZN$

$$\mathbf{B} = \mathbf{I}_Z \otimes [\mathbf{B}_1 \cdots \mathbf{B}_{M_t}] \quad (18)$$

ส่วน $\mathbf{Y}$ กำหนดให้เป็นเวกเตอร์ของช่องสัญญาณที่ผ่านกระบวนการชักรตัวอย่างเกิน มีขนาดเท่ากับ $NPM_t \times 1$ ดังนี้

$$\mathbf{Y} = [C_{1,1,Z=1}^T \cdots C_{M_t,1,Z=1}^T, C_{1,1,Z=2}^T \cdots C_{M_t,1,Z=2}^T, \cdots, C_{1,1,Z=Z}^T \cdots C_{M_t,1,Z=Z}^T]^T \quad (19)$$

โดย

$$C_{M_t,1,z} = [C_{M_t,1}^{(z-1)N} C_{M_t,1}^{(z-1)N+1} \cdots C_{M_t,1}^{zN-1}]; \quad z=1, \dots, Z \quad (20)$$

ส่วน $\mathbf{I}_Z$ กำหนดให้เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity matrix) ที่มีขนาดเท่ากับ $Z \times Z$ และ $\otimes$ คือผลคูณของ Kronecker สำหรับ $\mathbf{B}_i$ กำหนดได้ดังนี้

$$\mathbf{B}_k = \text{diag}\{b_k^0, b_k^1, \dots, b_k^{N-1}\}; \quad k=1, 2, \dots, M_t \quad (21)$$

อาศัยการประยุกต์ใช้หลักการที่ได้ถูกนำเสนอไว้แล้วใน [13] และ [14] เพื่อทำการหาไคเวอร์ซิทีเกินของทางด้านเครื่องรับโดยกำหนดให้ขอบเขตบนของ Pairwise error probability ระหว่าง $\mathbf{B}$ กับ $\hat{\mathbf{B}}$ มีได้ดังนี้

$$\mathfrak{P}(\mathbf{B} \rightarrow \hat{\mathbf{B}}) \leq \binom{2r-1}{r} \left(\prod_{i=1}^r \gamma_i \right)^{-1} (\epsilon)^{-r}, \quad (22)$$

โดย γ_i กำหนดให้เป็นค่าเจาะจง (Eigenvalue) ที่ไม่เป็นศูนย์และ r กำหนดให้เป็นลำดับชั้น (Rank) ของเทอม $(\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}}) \Gamma (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})^H$ ส่วน Γ กำหนดให้เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของ $\mathbf{Y}$ มีดังนี้

$$\begin{aligned} \Gamma &= \mathbf{E}\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\} \\ &= \text{diag}(\mathfrak{R}_{1,1,z=1} \cdots \mathfrak{R}_{M_t,1,z=1}, \mathfrak{R}_{1,1,z=2} \cdots \mathfrak{R}_{M_t,1,z=2}, \dots, \mathfrak{R}_{1,1,z=P} \cdots \mathfrak{R}_{M_t,1,z=P}) \end{aligned} \quad (23)$$

ส่วน $\mathfrak{R}_{M_t,1,z}$ กำหนดให้เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่อยู่ในโดเมนความถี่ ดังนี้

$$\mathfrak{R}_{M_t,1,z} = \mathbf{E}\{C_{M_t,1,z} C_{M_t,1,z}^T\} \quad (24)$$

อ้างอิงจากเงื่อนไขของช่องสัญญาณ ที่มีการกำหนดให้ขนาดเชิงซ้อนของช่องสัญญาณ α'_{M_t} ในแต่ละวิถีจะเป็นอิสระต่อกันและไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน ดังนั้นในเทอมของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผลตอบแทนของช่องสัญญาณ $\mathfrak{H}_{M_t,1,z}$ สามารถที่จะทำการจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$\mathfrak{H}_{M_t,1,z} = \Psi_{M_t,1,z} \text{diag}(\alpha_0^2, \alpha_1^2, \dots, \alpha_{L-1}^2) \Psi_{M_t,1,z}^H = \mathfrak{H} \quad (25)$$

โดยเมตริกซ์ $\Psi_{M_t,1,z}$ มีขนาดเท่ากับ $N \times L$ สามารถกำหนดได้มีดังนี้

$$\Psi_{M_t,1,z} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-\frac{j2\pi((z-1)N+1)\tau_0}{T}} & e^{-\frac{j2\pi((z-1)N+1)\tau_1}{T}} & \dots & e^{-\frac{j2\pi((z-1)N+1)\tau_{L-1}}{T}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi(zN-1)\tau_0}{T}} & e^{-\frac{j2\pi(zN-1)\tau_1}{T}} & \dots & e^{-\frac{j2\pi(zN-1)\tau_{L-1}}{T}} \end{bmatrix} \quad (26)$$

นำ $\mathfrak{H}_{M_t,1,z}$ ในสมการที่ (25) แทนลงในสมการที่ (23) ดังนั้นเทอมของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ Γ สามารถที่จะจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\Gamma = \mathbf{I}_{M_t Z} \otimes \mathfrak{H} \quad (27)$$

จากนั้นนำสมการที่ (18) สมการที่ (21) และสมการที่ (27) รวมเข้าด้วยกัน ดังนั้นเทอมของ $(\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\Gamma(\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})^H$ สามารถที่จะจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\Gamma(\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})^H &= \mathbf{I}_P \otimes \left[\sum_{i=1}^{M_t} (\mathbf{B}_i - \hat{\mathbf{B}}_i) \mathfrak{H} (\mathbf{B}_i - \hat{\mathbf{B}}_i)^H \right] \\ &= \mathbf{I}_P \otimes \left[\left\{ (G - \hat{G})(G - \hat{G})^H \right\} \bullet \mathfrak{H} \right] \end{aligned} \quad (28)$$

โดย $\bullet$ กำหนดให้เป็นผลคูณของ Hadamard และเมตริกซ์ G มีดังนี้

$$G = \begin{bmatrix} b_1^0 & b_2^0 & \dots & b_{M_t}^0 \\ b_1^1 & b_2^1 & \dots & b_{M_t}^1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ b_1^{(N-1)} & b_2^{(N-1)} & \dots & b_{M_t}^{(N-1)} \end{bmatrix} \quad (29)$$

ทำการแทนสมการที่ (28) ลงในสมการที่ (22) จะได้รับขอบของ Pairwise error probability ระหว่าง G และ $\hat{G}$ ดังนี้

$$\mathfrak{P}(G \rightarrow \hat{G}) \leq \left(\frac{2vZ-1}{vZ} \right) \left(\prod_{i=1}^v \lambda_i \right)^{-Z} (\varsigma)^{-vZ} \quad (30)$$

โดย v กำหนดให้เป็นค่าลำดับชั้นและ λ_i กำหนดให้เป็นค่าเจาะจงของเทอม $\Delta \bullet \mathfrak{H}$

อาศัยกฎความไม่เท่ากันของผลคูณ Hadamard และผลคูณ Tensor จะได้รับผลลัพธ์ดังนี้

$$\text{rank}(\Delta \bullet \mathfrak{H}) \leq \text{rank}(\Delta) \times \text{rank}(\mathfrak{H}) . \quad (31)$$

โดยเทอมของ Δ มีได้ดังนี้

$$\Delta = (G - \hat{G})(G - \hat{G})^H \quad (32)$$

จากสมการที่ (31) ค่าลำดับชั้นสูงสุดที่ได้รับมาจาก $\mathfrak{H}$ คือ L และค่าลำดับชั้นสูงสุดที่ได้รับมาจาก Δ คือ M_t ดังนั้นโดเวอร์ซิตีเกนสูงสุดที่ได้รับมาจากเครื่องรับแบบซีกตัวอย่างเกินที่นำเสนอจะเท่ากับ

$$LZM_t \quad (33)$$

จากผลการวิเคราะห์สามารถที่จะสรุปได้ว่า โดเวอร์ซิตีเกนสูงสุดที่ได้รับมาจากเครื่องรับที่นำเสนอ จะมาจากผลคูณจำนวนวิถีของช่องสัญญาณ (L) จำนวนของสายอากาศที่ทำการติดตั้งทางฝั่งของสถานีฐานและจำนวนตัวประกอบของการซีกตัวอย่างเกิน (Z) โดยเครื่องรับที่นำเสนอสามารถที่จะทำการปรับปรุงให้มีโดเวอร์ซิตีเกนที่เพิ่มขึ้น Z เท่า เมื่อทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับ MISO แบบมาตรฐาน

ตารางที่ 1 LINK LEVEL MODEL OF MODIFIED PEDESTRIAN A

Relative Path Power (dB)	Delay (ns)	1) 0.0	0
		2) -9.7	110
		3) -19.2	190
		4) -22.8	410

5. ผลการจำลองการทำงาน

ในหัวข้อนี้จะทำการจำลองการทำงานของระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO ตามมาตรฐานของระบบ LTE [5] ที่มีการเข้ารหัสบล็อกข้อมูลแบบ SFBC ทางด้านฝั่งของสถานีฐานด้วยโปรแกรม MATLAB โดยกำหนดให้ ทางฝั่งของสถานีฐานติดตั้งสายอากาศจำนวน $M_t=2$ ต้น หนึ่ง OFDM สัญลักษณ์ประกอบไปด้วย $N=12$ คลื่นพาหีย่อย ใช้มาตรฐานของ Physical Resource Element Mapping เป็นแบบ Long CP โดยหนึ่งช่อง (Slot) จะประกอบไปด้วย 6 OFDM สัญลักษณ์ เลือกใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงซ้อนเป็นแบบ QPSK ช่องสัญญาณเลือกใช้แบบคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งภายนอกอาคาร (Outdoor) ชนิด Modified Pedestrian A มีจำนวนของวิถีเท่ากับ 4 แทพ (Tap) โดยแต่ละแทพกำหนดให้มีเวลาประวิง (Delay) และกำลังงานดังตารางที่ 1 และแต่ละแทพกำหนดให้มีการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) ที่มีการเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์ โดยการกระจายแต่ละแทพของช่องสัญญาณกำหนดให้เป็นอิสระต่อกัน [15] กำหนดให้ช่องสัญญาณที่รองรับกับการถ่ายโอนข้อมูลจากสายอากาศแต่ละต้นของสถานีฐาน h_{m_i} จะเป็นอิสระต่อกันและไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน สัญญาณรบกวนเป็นแบบ AWGN มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีการกระจายที่เป็นอิสระต่อกัน ค่าเฉลี่ยกำลังงานของคลื่นพาหีย่อยที่ถูกส่งออกจากสายอากาศของสถานีฐานแต่ละต้นจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับหนึ่ง และอัตราส่วน SNR จะกำหนดมาจากค่าเฉลี่ยกำลังงานของสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับต่อด้วยค่าเฉลี่ยกำลังงานของสัญญาณรบกวนต่อหนึ่งคลื่นพาหีย่อย การจำลองการทำงานสมมติให้เครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ทราบผลตอบสนองของช่องสัญญาณ และเลือกใช้ตัวตรวจจับแบบ Maximum Likelihood (ML) มาทำการประมาณ

กรณีที่เลือกใช้ตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกินที่มากกว่า 2 ($Z>2$) ส่วนเครื่องรับที่นำเสนอสามารถที่จะขจัดข้อด้อยของเครื่องรับ [8] ได้ โดยเมื่อทำการพิจารณาผลการจำลองการทำงานจะพบว่า เครื่องรับที่นำเสนอสามารถที่จะปรับปรุงสมรรถนะของ BER ให้เพิ่มขึ้นตามจำนวนตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกินที่เลือกใช้ โดยเมื่อทำการพิจารณาที่ $BER=10^{-4}$ จะพบว่าสมรรถนะ BER ของ

ลำดับบล็อกข้อมูล OFDM สัญลักษณ์ ทั้งในส่วนของลำดับบล็อกคู่ $b(2j)$ และลำดับบล็อกคี่ $b(2j+1)$

การวัดสมรรถนะของเครื่องรับจะกระทำได้ด้วยวิธีการวัด BER เปรียบเทียบกัน โดยการจำลองการทำงานจะทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับ MISO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) เครื่องรับ MISO แบบชักตัวอย่างเกินที่นำเสนอและเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกิน [8] ที่มีจำนวนตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกิน $Z=2-4$ โดยทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการติดตั้งสายอากาศจำนวน $M_r=1$ ต้น และเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) โดยทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการติดตั้งสายอากาศจำนวน $M_r=2-4$ ต้น

รูปที่ 2 แสดงค่าเฉลี่ยของ BER ต่อด้วย SNR ภายใต้สภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading Channel) ที่มีหนึ่งแทพ จากผลการจำลองการทำงานจะพบว่า เทคนิคการเพิ่มจำนวนของสายอากาศ [12] ทั้งทางด้านฝั่งของสถานีฐานและทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ สามารถที่จะเพิ่มไคเวอร์ซิตีเกนและสามารถที่จะปรับปรุงสมรรถนะ BER ของระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM ตามมาตรฐานของ LTE [5] ได้ และการประยุกต์ใช้เทคนิคการชักตัวอย่างเกินกับเครื่องรับแบบ MISO ในกรณีที่ทำงานภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ ที่มีความเร็วของดอปเพลอร์เท่ากับ 100 km/h สามารถที่จะปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับด้วยการลด BER ได้เพียงเล็กน้อยเท่านั้น

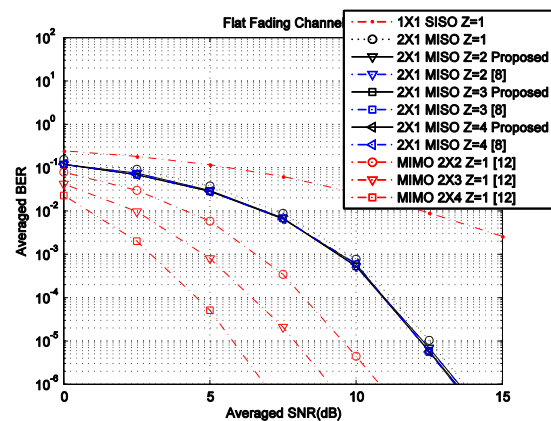
รูปที่ 3 แสดงค่าเฉลี่ยของ BER ต่อด้วย SNR ภายใต้ช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถีเฟดดิ้งแบบ Pedestrian A ที่มีความเร็วของดอปเพลอร์เท่ากับ 100 km/h จากผลการจำลองการทำงานจะแสดงให้เห็นว่า เครื่องรับแบบมาตรฐานที่ทำงานกับระบบ MISO มีการเข้ารหัสที่สถานีฐานเป็นแบบ SFBC จะมีไคเวอร์ซิตีเกนที่สูงกว่าและสามารถลด BER ได้มากกว่าเครื่องรับแบบมาตรฐานที่ทำงานกับระบบ SISO โดยถ้าทำการพิจารณาที่ BER เท่ากับ 10^{-4} จะพบว่าสามารถที่จะลดความต้องการกำลังงานในการส่งของสถานีฐานลงไปได้ 5 dB และเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกิน [8] ที่ทำงานกับระบบ MISO สามารถที่จะช่วยปรับปรุงสมรรถนะ BER ของเครื่องรับให้ดีขึ้น โดยสามารถลดความต้องการกำลังงานในการส่งของสถานีฐานลงไปได้อีกประมาณ 3.5 dB เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับ MISO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) อย่างไรก็ตามเครื่องรับ [8] ยังคงมีข้อด้อยอยู่นั่นคือสมรรถนะของ BER จะมีการปรับปรุงเพียงเล็กน้อย เครื่องรับที่นำเสนอจะมีการปรับปรุง โดยสามารถลดความต้องการกำลังงานส่งของสถานีฐานลงไปได้ประมาณ 2.8 dB และ 6.4 dB กรณีที่เลือกใช้ตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกินเท่ากับ 3 และ 4 ตามลำดับ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกิน [8] ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานจึงสามารถที่จะสรุปได้ว่า

หลักการที่นำเสนอสามารถที่จะแก้ไขข้อจำกัดของเครื่องรับที่นำเสนอโดย [8] ได้

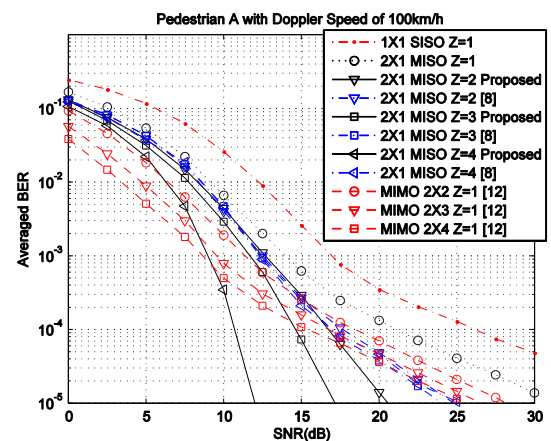
จากนั้นทำการเปรียบเทียบสมรรถนะ BER ของเครื่องรับที่นำเสนอกับเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน [12] ที่มีการติดตั้งสายอากาศทางฝั่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่จำนวน $M_t=2-4$ ต้น กรณีที่ทำงานภายใต้ช่องสัญญาณเคลื่อนหลายวิถีเฟดดิ้งแบบ Pedestrian A ที่มีความเร็วของดอปเพลอร์เท่ากับ 100 km/h จะพบว่ากรณีที่ SNR ต่ำกว่า 5 dB สมรรถนะ BER ของเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐานที่เลือกใช้ตัวตรวจจับแบบ ML จะมีการปรับปรุงที่ดีกว่าเครื่องรับที่นำเสนอ อย่างไรก็ตามเมื่อทำการพิจารณากรณีที่ SNR สูง จะพบว่า การปรับปรุงสมรรถนะของ BER ที่ได้รับมาจากเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐานจะลดลง ในขณะที่สมรรถนะ BER ของเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกินที่นำเสนอ ยังคงมีการปรับปรุงอยู่ โดยการปรับปรุงสมรรถนะของ BER ยังคงเพิ่มขึ้นตามจำนวนตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกินที่เลือกใช้ ส่วนสาเหตุที่ทำให้การปรับปรุงสมรรถนะ BER ของเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน [12] ลดลง เนื่องจากเครื่องรับดังกล่าวทำงานภายใต้ช่องสัญญาณเคลื่อนหลายวิถีเฟดดิ้งที่มีความเร็วของดอปเพลอร์สูง ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานจึงสามารถที่จะสรุปได้ว่า เครื่องรับที่นำเสนอสามารถที่จะทำงานภายใต้ช่องสัญญาณเคลื่อนหลายวิถีเฟดดิ้งที่มีความเร็วของดอปเพลอร์สูง ได้ดีกว่าเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกิน [8] และเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน [12]

6. สรุป

การประยุกต์ใช้หลักการของการชักตัวอย่างเกินในโดเมนเวลา และการประมวลผลเชิงเส้นในโดเมนความถี่ ด้วยการขยายขนาดของเมตริกซ์ DFT ด้วยคลื่นพาย้อยที่มีความถี่ต่างกันในกลุ่มของ OFDM Demodulator กับทางฝั่งเครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่ทำงานกับระบบเชื่อมโยงขาลง OFDM แบบ MISO ตามมาตรฐานของ LTE โดยผลที่ได้รับจากการวิเคราะห์และการจำลองการทำงาน จะมีความสอดคล้องกัน นั่นคือ ไทเวอร์ซิตีเกินที่ได้รับมาจากเครื่องรับที่นำเสนอ จะเพิ่มขึ้นตามจำนวนตัวประกอบของการชักตัวอย่างเกินที่เลือกใช้ ซึ่งเครื่องรับที่นำเสนอนี้สามารถที่จะแก้ไขข้อจำกัดของเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกินที่ได้มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้ อีกทั้งสมรรถนะ BER ที่ได้รับมาจากเครื่องรับที่นำเสนอ จะมีการปรับปรุงอย่างต่อเนื่องทั้งในสภาวะที่ SNR ต่ำและ SNR สูง ในขณะที่การปรับปรุงสมรรถนะ BER ที่ได้รับมาจากเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐานจะลดลง กรณีที่ทำงานภายใต้ช่องสัญญาณเคลื่อนหลายวิถีเฟดดิ้งที่มีความเร็วของดอปเพลอร์สูง



รูปที่ 2 ค่าเฉลี่ย BER ต่อด้วย SNR ที่ได้รับมาจากเครื่องรับ SISO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) เครื่องรับ MISO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) เครื่องรับ MISO แบบชักตัวอย่างเกินที่นำเสนอและเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกิน [8] ($Z=2-4$) และเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน ($M_t=2-4$) ภายใต้สภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบที่มีการเคลื่อนความถี่ของดอปเพลอร์เท่ากับ 100 km/h



รูปที่ 3 ค่าเฉลี่ย BER ต่อด้วย SNR ที่ได้รับมาจากเครื่องรับ SISO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) เครื่องรับ MISO แบบมาตรฐาน ($Z=1$) เครื่องรับ MISO แบบชักตัวอย่างเกินที่นำเสนอและเครื่องรับแบบชักตัวอย่างเกิน [8] ($Z=2-4$) และเครื่องรับ MIMO แบบมาตรฐาน ($M_t=2-4$) ภายใต้สภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณเคลื่อนหลายวิถีเฟดดิ้งแบบ Pedestrian A ที่มีการเคลื่อนความถี่ของดอปเพลอร์เท่ากับ 100 km/h

เอกสารอ้างอิง

- [1] Pekka Pirinen, "A brief overview of 5G research activities," in Proc. 5G for Ubiquitous Connectivity (5GU) 2014, pp. 1-6, 2014.
- [2] Petar Popovski, Volker Braun and Hans-Peter Mayer, "Deliverable D1.1 Scenarios, requirements and KPIs for 5G mobile and wireless system," Tech. Rep., May 2013. [Online]. Available: http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/213055/local_213055.pdf.
- [3] Cheng-Xiang Wang, "Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication, Networks," IEEE Communications Magazine, pp. 122-130, vol. 52, no. 2, February 2014.
- [4] F. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," IEEE Comm. Magazine, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, February 2014.
- [5] 3GPP TS 36.201 v8.3.0, "LTE physical layer – general description," Release 8, April 2009.
- [6] Y. S. Lee and B. S. Seo, "OFDM receiver using oversampling with rational sampling ratios," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1765-1770, 2009.
- [7] X. Zhang and E. Chen, "Single-carrier frequency-domain equalization based on frequency-domain oversampling," IEEE Comm. Letters, vol. 16, no. 1, pp. 24-26, January 2012.
- [8] Q. Shi and Y. Karasawa, "Frequency-domain oversampling for OFDM systems: Exploiting inter-carrier interference and multipath diversity," in Proc. ISCIT 2009, pp. 1097-1101, December 2009.
- [9] Z. C. J. Wang, C. Zhang and J. Song, "Time-domain oversampled receiver for OFDM in underwater acoustic communication," in Proc. VTC 2014, pp. 1-5, December 2014.
- [10] S. Phrompichai, "Increasing maximum achievable diversity of MISO downlink OFDM systems," in Proc. ISPACS 2015, pp. 590-595, November 2015.
- [11] E. Lindskog, and A. Paulraj, "A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference," in Proc. Int. Conf. on Commun., vol. 1, pp. 307-311, 2000.
- [12] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications mobile system," Jour. Select Areas in Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
- [13] S. Siwamogsatham, M. P. Fitz, and J. Grimm, "A new view of performance analysis of transmit diversity schemes in correlated Rayleigh fading," IEEE Inf. Theory, vol. 48, no. 4, pp. 950-956, April 2002.
- [14] Weifeng Su, Zoltan Safar, and K. J. Ray Liu, "Towards maximum achievable diversity in space, time, and frequency: performance analysis and code design," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 4, pp. 1847-1857, July 2005.
- [15] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen and F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," IEEE Jour. on Selected Areas in Commun., vol. 20, no. 6, August 2002.



ดร. สัมพันธ์ พรหมพิชัย ได้รับปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร เมื่อปี พ.ศ. 2549 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำสถาบันนวัตกรรมมหานคร (MII) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร งานวิจัยที่สนใจเกี่ยวกับการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

สำหรับระบบสื่อสารเคลื่อนที่และการสื่อสารผ่านระบบดาวเทียม