



รายงานการวิจัย

การออกแบบที่เหมาะสมของการจัดวางสายอากาศโมโนบนเครื่อง โทรศัพท์เคลื่อนที่

Optimal Design of MIMO Antenna Configurations on Mobile Phone

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

การออกแบบที่เหมาะสมของการจัดวางสายอากาศไมโมบนเครื่อง
โทรศัพท์เคลื่อนที่

Optimal Design of MIMO Antenna Configurations on Mobile Phone

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2554

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

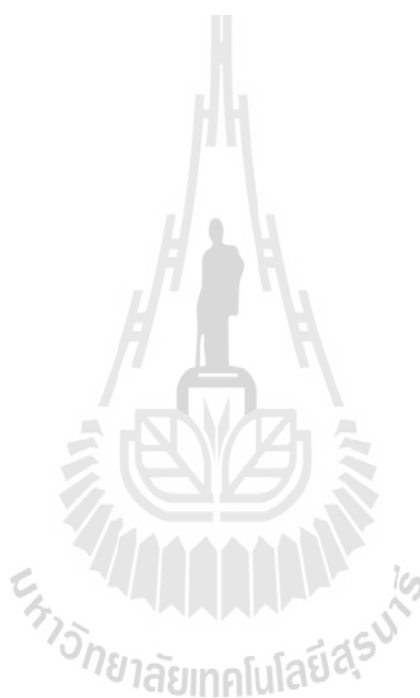
กรกฎาคม 2555

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้ ขอขอบคุณนักศึกษาในที่ปรึกษาของผู้วิจัยหลายๆ คนที่ช่วยเก็บผลการทดลองและมีส่วนร่วมดำเนินการวิจัย ในหลายส่วน โดยเฉพาะอย่างยิ่งนายคนัย อัสสานิก และขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อูหารสกุล สำหรับคำแนะนำในเชิงวิชาการที่เป็นประโยชน์

ผู้วิจัย

กรกฎาคม 2555

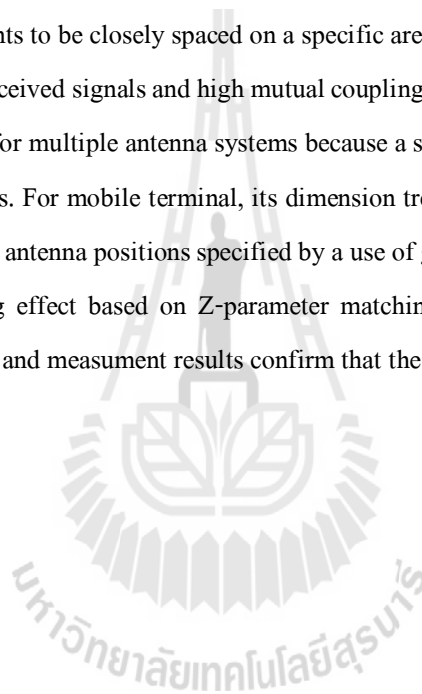


บทคัดย่อ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีติดต่อสื่อสารผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเติบโตมากโดยมีความต้องการอัตราเร็วในการส่งข้อมูลที่สูง โดยงานโครงการวิจัยนี้จะประยุกต์ใช้ระบบโมโมเข้ามาเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ด้วยเทคนิคโมโม ระบบโมโมเป็นเทคนิคที่มีการใช้สายอากาศแถวลำดับทั้งภาครับและภาคส่งมากกว่าหนึ่งต้นในการรับส่งข้อมูลหลายชุดพร้อมกัน ในเวลาเดียวกันโดยใช้ความถี่เดียวกัน เทคนิคโมโมนี้เพิ่มประสิทธิภาพในเรื่องของ (Quality of Service: QoS) และอัตราเร็วในการส่งข้อมูล อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบมีการใช้สายอากาศหลาย ๆ ต้นและอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่มีขนาดเล็ก การจัดวางสายอากาศจึงควรจัดวางในตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) ที่เกี่ยวข้องกับการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับซึ่งมีผลต่อตำแหน่งของการวางสายอากาศปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม จะพิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (Impedance Matrix: Z) ระหว่างสายอากาศแถวลำดับที่กระทำร่วมกัน โดยจะพิจารณาจากระยะห่างของสายอากาศ โครงการวิจัยนี้ใช้เทคนิค จินเนติก อัลกอริทึมหรือจำลองแบบทางพันธุกรรม (Genetic Algorithm: GA) เพื่อหาตำแหน่งที่เหมาะสมในการจัดวางสายอากาศในอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองแบบและการวัดจริงยืนยันว่าตำแหน่งการจัดเรียงสายอากาศที่เสนอในโครงการวิจัยนี้ให้ผลค่าความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุด

Abstract

With the rapid growth of mobile communications, the new services are driven by users' demand requiring more and more data rate. In this research project, the use of Multiple Input Multiple Output (MIMO) has promisingly supported such a requirement by providing enormous capacity as well as maintaining spectrum efficiency. The concept of MIMO systems is to apply multiple antennas on both transmitter and receiver. A greater number of antennas used, the more benefits are obtained. Since it requires multiple antenna elements to be closely spaced on a specific area of mobile terminal, this leads to both high correlation between received signals and high mutual coupling among antenna elements. Mutual coupling becomes a key design for multiple antenna systems because a strong coupling results in a loss of efficiency of the antenna systems. For mobile terminal, its dimension trends to be smaller. As a result, in this research project, the optimal antenna positions specified by a use of genetic algorithms are determined by considering mutual coupling effect based on Z-parameter matching on all possible positions of a mobile terminal. The simulation and measurement results confirm that the proposed solution can provide the best channel capacity.



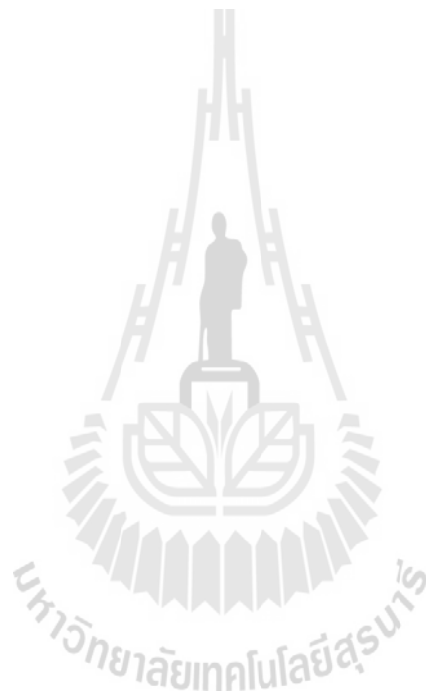
สารบัญ

หน้า

กิตติกรรมประกาศ.....	ก
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูปภาพ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ณ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของ โครงการวิจัย.....	2
1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย.....	2
1.4 ผลสำเร็จของ โครงการ.....	2
1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับ โครงการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ความจุช่องสัญญาณในระบบ โม โม.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	7
2.2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน.....	8
2.2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring”.....	9
2.3 ความจุช่องสัญญาณในระบบ โม โม (MIMO channel capacity).....	13
2.3.1 ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Static channel).....	13
2.3.2 ช่องสัญญาณที่มีการเฟด(Fading channel).....	16
2.3.3 ช่องสัญญาณที่ใช้พิจารณาใน โครงการวิจัย.....	17
2.4 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์และคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์.....	17
2.4.1 การนิยามอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ในวงจรท่อนำคลื่น N พอร์ต.....	17
2.5 ปรากฏการณ์เชื่อมต่อกัน (Mutual coupling).....	19
2.5.1 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (impedance matrices).....	19

2.6	อิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศไดโพล	22
2.7	กล่าวท้ายบท	30
บทที่ 3	วิธีการหาตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดบน โทรศัพท์เคลื่อนที่	32
3.1	กล่าวนำ	32
3.2	GA อัลกอริทึม (Genetic Algorithm).....	33
3.2.1	ข้อดีของ GA อัลกอริทึม.....	34
3.3	การประยุกต์ใช้ GA ในการหาตำแหน่งของระบบโมโม	36
3.4	การหาตำแหน่งที่เหมาะสมของการจัดวางสายอากาศด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม.....	37
3.4.1	ออปติไมซ์เซชันทูลบ็อกซ์ (optimization toolbox).....	37
3.4.2	ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function)	39
3.4.3	เงื่อนไข (Constraint)	41
3.4.4	พารามิเตอร์ (Parameter).....	41
3.5	กล่าวท้ายบท.....	42
บทที่ 4	การทดสอบวิธีหาตำแหน่งที่เหมาะสม	43
4.1	กล่าวนำ	43
4.2	รูปแบบการจัดวางตำแหน่งสายอากาศ (antenna configuration).....	43
4.3	ผลจากการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศด้วยเทคนิควิธีจินเนติกอัลกอริทึมในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลย์ลี.....	47
4.4	ผลการจำลองการหาตำแหน่งโดยใช้โปรแกรม CST microwave studio เพื่อวิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความจุของช่องสัญญาณ	53
4.5	การทดสอบระบบโมโมในสถานการณ์จริง.....	61
4.6	การหาความจุช่องสัญญาณ	68
4.6.1	วิเคราะห์ผลการจำลองแบบและการทดสอบ.....	73
4.7	จากการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศด้วยเทคนิควิธีจินเนติกอัลกอริทึมในช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring” โดยพิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่ง	74
4.7.1	วิเคราะห์ผลการจำลองแบบและการทดสอบ.....	79
4.8	กล่าวท้ายบท	79
บทที่ 5	สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	80
5.1	สรุปผลการวิจัย.....	80

5.2 ข้อเสนอแนะ	81
บรรณานุกรม.....	82
ภาคผนวก ก การเผยแพร่ผลงานวิจัย.....	84
ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่.....	85
ประวัติผู้วิจัย.....	96



สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2-1 การรับส่งข้อมูลในระบบไมโม.....	7
รูปที่ 2-2 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring”.....	9
รูปที่ 2-2 ผลตอบสนองที่ได้จากช่องสัญญาณในแบบจำลอง.....	12
รูปที่ 2-4 วงจรท่อนำคลื่น N พอร์ต.....	18
รูปที่ 2-5 ระบบมัลติพอร์ต.....	20
รูปที่ 2-6 เครื่องข่าย 2 พอร์ต.....	22
รูปที่ 2-7 เครื่องข่าย 3 พอร์ต.....	23
รูปที่ 2-8 รูปสายอากาศไดโพลที่ใช้คำนวณปรากฏการเชื่อมต่อร่วม.....	25
รูปที่ 2-9 การจัดวางสายอากาศไดโพลที่เหมือนกันสองตัวเพื่อคำนวณอิมพีแดนซ์ร่วม.....	27
รูปที่ 3-1 การจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	32
รูปที่ 3-2 หน้าต่างเครื่องมือ optimization toolbox.....	38
รูปที่ 3-3 ตัวอย่างการจัดวางสายอากาศในพิกัด x y บนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่.....	40
รูปที่ 4-1 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST microwave studio.....	44
รูปที่ 4-2 ผลค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ความถี่ 5.725 GHz.....	44
รูปที่ 4-3 ผลค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ความถี่ 5.85GHz.....	45
รูปที่ 4-4 ตัวอย่างการจัดวางสายอากาศโมโนโพลบนโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	46
รูปที่ 4-5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ 5.725-5.85 GHz.....	46
รูปที่ 4-6 ผลของการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ดันที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม.....	48
รูปที่ 4-7 ผลของการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ดันที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม.....	49
รูปที่ 4-8 ผลของการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ดันที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม.....	50
รูปที่ 4-9 การจัดวางสายอากาศ 3 ดันในแต่ละกรณีบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่.....	51
รูปที่ 4-10 การจัดวางสายอากาศ 4 ดันในแต่ละกรณีบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่.....	51
รูปที่ 4-11 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีไมโม 4x4 ในกรณี สุ่มเปรียบเทียบ.....	52
รูปที่ 4-12 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ดันในกรณี (a).....	54

รูปที่ 4-13 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (b)	55
รูปที่ 4-14 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (c).....	56
รูปที่ 4-15 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (d)	57
รูปที่ 4-16 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (a).....	58
รูปที่ 4-17 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (b)	59
รูปที่ 4-18 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (c).....	60
รูปที่ 4-19 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (d)	61
รูปที่ 4-20 การวัดผลค่า Z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศผ่านเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย	62
รูปที่ 4-21 การจัดวางสายอากาศ 3 ต้น ในแต่ละกรณี	62
รูปที่ 4-22 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ 5.85 GHz	63
รูปที่ 4-23 ผลวัดค่าเฟสของสายอากาศ s11 ที่ 5.85 GHz.....	64
รูปที่ 4-24 การจัดวางสายอากาศ 4 ต้น ในแต่ละกรณี	66
รูปที่ 4-25 ความจุของสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีโม โม 3x3 โดยใช้ผล ตำแหน่งจากวิธีจิ้นเนติกอัลกอริทึม	68
รูปที่ 4-26 ความจุของสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีโม โม 3x3 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากโปรแกรม CST microwave studio.....	69
รูปที่ 4-27 ความจุของสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีโม โม 3x3 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากการวัดจริง	70
รูปที่ 4-28 ความจุของสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีโม โม 4x4 โดยใช้ผล ตำแหน่งจากวิธีจิ้นเนติกอัลกอริทึม	71
รูปที่ 4-29 ความจุของสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีโม โม 4x4 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากโปรแกรม CST microwave studio.....	72
รูปที่ 4-29 ความจุของสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีโม โม 4x4 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากการวัดจริง	73
รูปที่ 4-31 ความจุของสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 360 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น	77
รูปที่ 4-32 ความจุของสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 60 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น	77
รูปที่ 4-33 ความจุของสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 360 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น	78
รูปที่ 4-34 ความจุของสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 60 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น	78

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3-1 แสดงพารามิเตอร์ที่ใช้บนเครื่องมือ optimization toolbox41

ตารางที่ 4-1 แสดงการจัดวางตัวของสายอากาศโดยพิจารณาช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการ
แจกแจงเหมือนกัน ในระบบไมโม 3x3 และ 4x4.....50

ตารางที่ 4-2 แสดงตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในระบบไมโม 3x3.....53

ตารางที่ 4-3 แสดงตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในระบบไมโม 4x4.....53

ตารางที่ 4-4 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (a).....54

ตารางที่ 4-5 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (b)55

ตารางที่ 4-6 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (c).....56

ตารางที่ 4-7 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (d).....57

ตารางที่ 4-8 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (a).....58

ตารางที่ 4-9 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (b).....59

ตารางที่ 4-10 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (c).....60

ตารางที่ 4-11 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (d).....61

ตารางที่ 4-12 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (a).....64

ตารางที่ 4-13 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (b).....65

ตารางที่ 4-14 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (c).....65

ตารางที่ 4-15 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (d).....65

ตารางที่ 4-16 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (a).....66

ตารางที่ 4-17 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (b).....67

ตารางที่ 4-18 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (c).....67

ตารางที่ 4-19 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (d).....67

ตารางที่ 4-20 แสดงผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศซึ่งได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมในแต่ละกรณี 74

ตารางที่ 4-21 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณีมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 36075

ตารางที่ 4-22 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณีมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 6075

ญ

ตารางที่ 4-23 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณีมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 360	75
ตารางที่ 4-24 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณีมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 60	76
ตารางที่ 4-25 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณีค่าเฉลี่ยจากกรณีทั้งหมด.....	76



บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

มาตรฐานในระบบสื่อสารไร้สายสำหรับอนาคตหลายมาตรฐานอาทิเช่น WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) และ LTE (Long Term Evolution) ได้พิจารณาเทคนิคที่ใช้สายอากาศหลายต้นที่ภาคส่งหรือภาครับเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารข้อมูล ซึ่งระบบที่ใช้สายอากาศหลายต้นที่ทั้งภาคส่งและรับถูกเรียกว่าระบบไมโม (MIMO : Multiple Input Multiple Output) โดยที่มีผลจากการวิจัยต่างๆ ทั่วโลกยืนยันถึงความสำเร็จของระบบไมโมทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ และยิ่งจำนวนสายอากาศมากขึ้นเท่าไรระบบก็จะมีประสิทธิภาพสูงมากขึ้นเท่านั้น ซึ่งการติดตั้งจำนวนสายอากาศจำนวนมากนั้นต้องใช้พื้นที่ใหญ่พอ จึงเป็นไปได้ถ้าเป็นการติดตั้งที่สถานีฐาน (Base Station) แต่จะเป็นปัญหาถ้าจะต้องติดตั้งที่เครื่องของสถานีเคลื่อนที่ (Mobile Station) ดังนั้นโครงการวิจัยจึงต้องการพัฒนาวิธีการออกแบบสายอากาศไมโมบนเครื่องของสถานีเคลื่อนที่ และทำให้ระบบมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งประเด็นปัญหาในงานวิจัยนี้ถือว่าสอดคล้องกับนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2551-2554) ในยุทธศาสตร์การวิจัยที่ 1 กลยุทธ์การวิจัยที่ 8 แผนงานวิจัยที่ 1 เรื่องการวิจัยเกี่ยวกับการเพิ่มสมรรถนะและพัฒนาศักยภาพขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร

ความสนใจของโครงการนี้มุ่งไปที่การพัฒนาบนเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Phone) เพราะในปัจจุบันนี้มีจำนวนผู้ใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่หลายล้านคนทั่วโลก จึงทำให้การวิจัยเรื่องนี้มีผลกระทบต่ออุตสาหกรรมการผลิตที่ใหญ่มาก ผลสำเร็จของโครงการวิจัยนี้ถือว่าเป็นการสร้างกระบวนการออกแบบจากเทคโนโลยีใหม่ที่น่าสนใจ ซึ่งสามารถนำไปแข่งขันกับวิธีการอื่นๆ ในต่างประเทศได้ จึงสอดคล้องกับกลุ่มเรื่องที่ควรวิจัยเร่งด่วนตามนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2551-2554) ในกลุ่มเทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรม นอกจากนี้ผลสำเร็จที่ได้ยังเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญในการพัฒนาต่อยอดเพื่อนำไปใช้กับภาคธุรกิจต่างๆ ทำให้ไม่ต้องพึ่งเทคโนโลยีจากต่างประเทศ ลดการนำเข้าเทคโนโลยีราคาแพงและเสริมสร้างความเข้มแข็งทางเศรษฐกิจของประเทศในทางอ้อมได้อีกด้วย ประเด็นนี้ถือว่าสอดคล้องกับยุทธศาสตร์การพัฒนาประเทศตามแผนพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ ฉบับที่ 10

(พ.ศ. 2550-2554) ในยุทธศาสตร์การปรับโครงสร้างเศรษฐกิจให้สมดุลและยั่งยืนเป็นอย่างมาก และยังคงเป็นฐานสำหรับการวิจัยและพัฒนาที่ยั่งยืนในอนาคต ทำให้ตรงกับนโยบายของรัฐบาล นโยบายระยะการบริหารราชการของรัฐบาล ในหัวข้อ 1.1 การสร้างความเชื่อมั่นและกระตุ้นเศรษฐกิจในภาพรวมเพื่อให้เกิดความเชื่อมั่นแก่ภาคประชาชน และ 2.3.5 นโยบายเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อการพัฒนาวิธีการออกแบบที่เหมาะสมสำหรับการจัดวางสายอากาศไม โมบนเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่
2. เพื่อสร้างองค์ความรู้ของการสร้างสายอากาศระบบไมโม
3. เพื่อสร้างเทคโนโลยีใหม่ที่มีศักยภาพในการแข่งขันกับต่างประเทศได้

1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาสมรรถนะของระบบไมโมโดยพิจารณาความสัมพันธ์กับตำแหน่งของสายอากาศ
2. จำลองแบบสมรรถนะของระบบไมโมในคอมพิวเตอร์ ด้วยโปรแกรม MATLAB
3. ศึกษาอัลกอริทึมที่สามารถหาค่าตำแหน่งที่ดีที่สุดได้
4. ประยุกต์อัลกอริทึมเข้ากับแบบจำลองที่สร้างไว้
5. ทดสอบสมรรถนะอัลกอริทึมในคอมพิวเตอร์ ด้วยการเปรียบเทียบผลเฉลยจากวิธี Exhaustive
6. พัฒนาอัลกอริทึมเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงที่สุด
7. ออกแบบ สร้างและวัดคุณลักษณะของสายอากาศไมโมตามผลที่ได้จากแบบจำลอง
8. ปรับปรุงและพัฒนาวิธีการออกแบบเพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ของโครงการ
9. เสนอบทความในงานประชุมวิชาการ
10. นำข้อเสนอแนะในงานประชุมวิชาการมาปรับปรุงงานวิจัย
11. สรุปผลสำเร็จของโครงการและทำรายงานโครงการ

1.4 ผลสำเร็จของโครงการ

ผลสำเร็จของโครงการนี้คือได้วิธีการออกแบบระบบไม โมบนพื้นที่ขนาดเล็ก ซึ่งเหมาะกับขนาดของโทรศัพท์มือถือ การออกแบบนี้สามารถนำไปประยุกต์กับพื้นที่ขนาดอื่นๆ ได้ด้วยซึ่งผลจากการออกแบบ

แสดงให้เห็นถึงความจุของสัญญาณที่เพิ่มขึ้น โดยมีการเผยแพร่ผลงานวิจัยนี้ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ 1 บทความ

1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีติดต่อสื่อสารผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเติบโตมากโดยได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อตอบสนองความต้องการของผู้บริโภคไม่ว่าจะเป็นทางด้านเทคนิคความถี่เทคนิคทางด้านเวลาและการเทคนิคการเข้ารหัส เพื่อเพิ่มความสามารถในการรับส่งข้อมูลให้มีคุณภาพสูงขึ้นและมีอัตราการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้น โดยโครงการวิจัยนี้สนใจการประยุกต์ใช้เทคนิคโมโม (MIMO) Foschini, G.J., and Gans, M.J. (1998) เข้ามาเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ระบบการสื่อสารไร้สายที่เป็นระบบโมโมเป็นเทคนิคที่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสารไร้สายให้ดีขึ้นได้ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีการใช้สายอากาศแถวลำดับทั้งภาครับและภาคส่งมากกว่าหนึ่งต้นในการรับส่งข้อมูลหลายชุดพร้อมกันในเวลาเดียวกัน โดยใช้ความถี่เดียวกัน โดยในเทคนิคโมโมจะมีการเพิ่มประสิทธิภาพในเรื่องของ (Quality of Service: QoS) และอัตราเร็วในการส่งข้อมูลเนื่องจากโมโมอาศัยหลักการของการสลับเชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing) และ ใดเวอร์ซิติ (Diversity) นอกจากนี้ความจุของสัญญาณในระบบโมโม สามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบมีการใช้สายอากาศหลาย ๆ ต้นและอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีขนาดพื้นที่จำกัด การจัดวางสายอากาศจึงควรจัดวางในตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะพิจารณาจากผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) Xu, Z., Sfar, S., and Blum, R.S. (2006) ที่เกี่ยวข้องกับการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับซึ่งมีผลต่อตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศโดยปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมจะพิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (Impedance Matrix: Z) Fei, Y., Fan, Y., Lau, B.K., and Thompson, J.S. (2008) ระหว่างสายอากาศแถวลำดับที่กระทำร่วมกัน ซึ่งจะพิจารณาจากระยะห่างของสายอากาศแต่ละตัวที่กระทำร่วมกัน โดยจะนำไปพิจารณาในช่องสัญญาณในระบบโมโมและจะใช้วิธีการหาค่าที่เหมาะสม (Optimization Method) เป็นวิธีการหาค่าที่เหมาะสมของระบบเพื่อจะทำการหาค่าสูงสุด (Maximum Value) ของระบบโดยพิจารณาจากตำแหน่งที่ทำให้ระบบได้รับค่าความจุของช่องสัญญาณมีค่าที่มากที่สุด โดยเฉพาะเทคนิคจินเนติกอัลกอริทึมหรือจำลองแบบทางพันธุกรรม (Genetic Algorithm : GA) เป็นวิธีการค้นหาค่าที่ดีที่สุดโดยใช้หลักการคัดเลือกแบบธรรมชาติที่มีประสิทธิภาพในการค้นหาค่าตอบที่แม่นยำและถูกต้องซึ่งมีโครงการวิจัยจำนวนมากที่ได้ใช้เทคนิคนี้ในการแก้ปัญหาเกี่ยวกับแม่เหล็กไฟฟ้า

(electromagnetic) Haupt, R.L., 1995; Bajwa, A., Williams, T., and Stuchly, M.A. (2001) จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจที่โครงการวิจัยนี้จะนำเอาเทคนิคการหาค่าตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมมาใช้ในการหาตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในพื้นที่ที่จำกัด

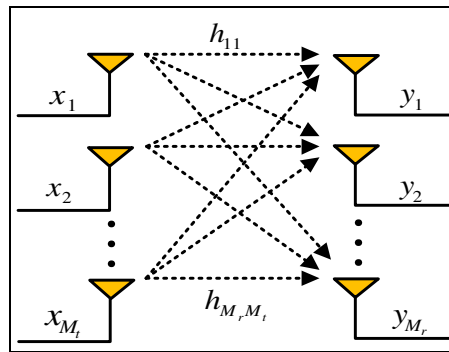
จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอโครงการวิจัยที่ทำการศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) ในระบบโมโมโดยพิจารณาถึงผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแถวลำดับซึ่งจะมีผลทำให้ค่าความจุของช่องสัญญาณมีค่าที่เปลี่ยนไป ดังนั้นการจัดวางตัวของสายอากาศมากกว่าสองต้นขึ้นไปบนพื้นที่ที่จำกัดนั้นในแต่ละตำแหน่งที่วางตัวของสายอากาศจะมีผลกระทบต่อความสัมพันธ์ (Correlation) ของสัญญาณ โดยการหาค่าตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดในการจัดวางสายอากาศในอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งในแต่ละตำแหน่งย่อมมีผลกระทบต่อการเพิ่มลดประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งในโครงการวิจัยที่ผ่านมายังไม่มีการศึกษาในส่วนที่กล่าวมา



บทที่ 2 ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม

2.1 กล่าวนำ

ระบบโมโมเป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในปัจจุบันเนื่องจากความสามารถในการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณและได้รับความน่าเชื่อถือในการสื่อสารไร้สายโดยปราศจากการใช้ทรัพยากรความถี่เพิ่มเติม โดยระบบโมโมเป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับซึ่งจะแตกต่างจากเทคโนโลยีเดิมที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายประเภทสายอากาศฉลาด (Smart antenna System) ที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงต้นเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงต้นเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งอย่างเดียวหรือที่ภาครับอย่างเดียวก็ตาม โดยที่ระบบโมโมนี้สามารถดึงความสามารถทั้งการมัลติเพลกซ์ (Multiplexing) หรือพัฒนาคุณลักษณะด้วยไดเวอร์ซิตี (Diversity) ในระบบนี้สายอากาศส่งและรับช่วยในการเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี การมัลติเพลกซ์จะส่งเสริมในด้านโครงสร้างของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีความเป็นอิสระในแต่ละทิศทางการเดินทางของคลื่น โดยมีผู้ที่เริ่มใช้ระบบนี้ได้แก่ Win, M.Z., and Gans, M.J., 1999; Win, M.Z., and Winters, J.H. (1999) โดยระบบจะมีส่วนของอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แบ่งสัญญาณข้อมูลออกเป็นส่วนย่อย ๆ เพื่อส่งไปยังระบบสายอากาศภาคส่งพร้อม ๆ กันและสัญญาณที่ส่งในแต่ละสายอากาศจะผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปยังสายอากาศภาครับจากนั้นต้องผ่านหน่วยประมวลผลข้อมูลเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลแต่ละชุดที่ได้รับที่สายอากาศภาครับแต่ละตัวแล้วทำการรวมข้อมูลที่ได้ออกมาที่ปลายทางซึ่งจะเปรียบเทียบกับกับการแบ่งข้อมูลออกเป็นหลาย ๆ เส้นทางแล้วส่งไปพร้อม ๆ กันสำหรับแบบจำลองของระบบโมโมในโครงการวิจัยนี้ก่อนที่จะนำไปศึกษาผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศเพื่อหาตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดในการจัดวางสายอากาศต่อไป



รูปที่ 2-1 การรับส่งข้อมูลในระบบโมโม

2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาช่องสัญญาณระบบโมโมที่เป็นแถบแคบ ใช้กับการสื่อสารจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง ซึ่งมี M_t คือ จำนวนสายอากาศส่ง และ M_r คือ จำนวนสายอากาศรับ แสดงดังรูปที่ 2-1 ระบบนี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1} & \cdots & h_{M_r,M_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

หรือทั่วไปเขียนเป็น $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$ เมื่อ \mathbf{n} คือ เวกเตอร์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ภากรับ ส่วน \mathbf{H} คือ เมตริกซ์ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในแต่ละองค์ประกอบ สมมติให้ช่องสัญญาณมีแถบความถี่ B และสัญญาณรบกวนแบบเกาส์มีค่าเฉลี่ยศูนย์ สัมพันธ์กับเมตริกซ์ $\sigma^2 \mathbf{I}_{M_r}$ โดย $\sigma^2 \triangleq \mathbf{E}[n_i^2] = \frac{N_0}{2}$ และมีกำลังคงที่ P โดยสมมติให้กำลังสัญญาณรบกวน σ^2 และ $P/\sigma^2 = \rho$ คือ อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน จะต้องเป็นไปตาม

$$\sum_{i=1}^{M_t} \mathbf{E}[x_i x_i^*] = \rho \quad (2-2)$$

* แสดงถึงการส่งยูเคเชิงซ้อน

ในการสื่อสารแบบไร้สาย สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจะสมมติให้ได้รับหลังจากที่ผ่านกระบวนการของการแผ่กระจายคลื่น ซึ่งจะประกอบด้วยผลของการกระจัดกระจาย การสะท้อน การแทรกสอด และการ

หักเหที่เกิดขึ้นจากวัตถุที่ปรากฏในแต่ละเหตุการณ์ของการสื่อสาร ผลจากความหลากหลาย และความยากในการหาแบบจำลองช่องสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับสถานะแต่ละชนิดได้ จึงได้นำเสนอแบบจำลองเบื้องต้นมาใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลองระบบโมโม ซึ่งจะได้อธิบายแบบจำลองช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ ในรายละเอียดต่อไป

2.2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน

สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณการเฟดแบบเลย์ลี (Rayleigh fading channel) ที่มีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกันเกิดจากการลดลงหรือเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอย่างทันทีทันใดเนื่องจากการสะท้อน และการแทรกสอดระหว่างระหว่งคลื่นตรง และคลื่นสะท้อนที่มาถึงในสภาพแวดล้อม และระยะห่างระหว่างสายอากาศแถวลำดับที่ภาคส่งและภาครับในระบบสื่อสาร ซึ่งจะส่งผลให้ช่องสัญญาณได้รับผลกระทบจากคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก รูปแบบสัญญาณที่รับได้เป็นไปตามการแจกแจงแบบเลย์ลี (Rayleigh Distribution) ถือเป็นแบบจำลองพื้นฐานที่ง่ายและใช้กันมากสำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณ โดยที่แบบจำลองช่องสัญญาณระบบโมโมที่เป็นช่องสัญญาณการเฟดแบบเลย์ลีที่มีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกันจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$h_{mn} = N(0, 1/\sqrt{2}) + j N(0, 1/\sqrt{2}) \quad (2-3)$$

โดยที่ h_{mn} แทนค่าอัตราขยายเชิงซ้อนระหว่างสายอากาศภาคส่งตัวที่ n กับสายอากาศภาครับตัวที่ m ส่วน $N(0, 1/\sqrt{2})$ แทนการแจกแจงปกติที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $1/\sqrt{2}$ โดยช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน สามารถเรียกเป็น ช่องสัญญาณขาว (White channel) แทนด้วยสัญลักษณ์ H_w โดยที่คุณสมบัติของ H_w สามารถสรุปได้ดังนี้

$$E \{ [H_w]_{i,j} \} = 0 \quad (2-4a)$$

$$E \{ |[H_w]_{i,j}|^2 \} = 1 \quad (2-4b)$$

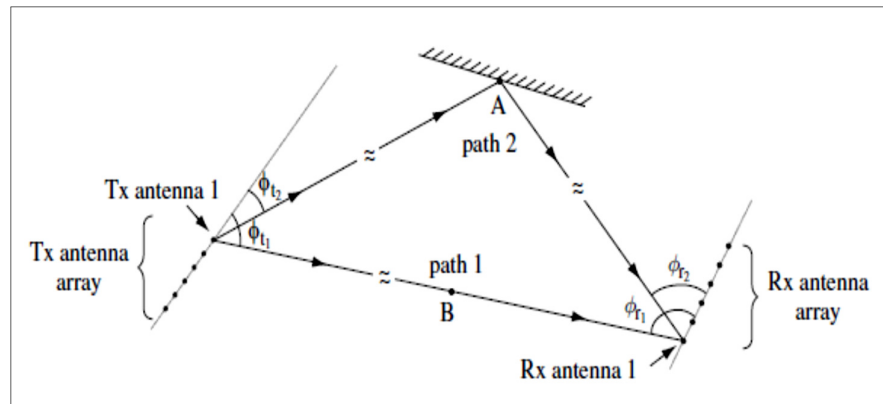
$$E \{ [H_w]_{i,j} [H_w]_{m,n}^\dagger \} = 0, \text{ ถ้า } i \neq m \text{ และ } j \neq n \quad (2-4c)$$

โดยที่ $E\{x\}$ คือ ค่าความคาดหวังของ x

$[\cdot]^\dagger$ คือ ค่าคอนจูเกตทรานสโพสเชิงซ้อน (complex conjugate transpose)

2.2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring”

แบบช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring” ได้รับการอธิบายไว้ในงานของ Bakhshi, G., Saadat, R., and Shatalebi, K. (2008) โดยสำหรับแบบจำลองนี้จะใช้อธิบายการกระจายของสัญญาณโดยเกิดจากการสะท้อนโดยวัตถุที่ทำให้เกิดการกระจายของสัญญาณทั้งด้านภาครับและด้านภาคส่ง โดยจะแสดงการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบไม โม โดยที่พิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาคส่งและภาครับ โดยที่มุมที่ภาคส่งและมุมที่ภาครับเกิดจากการใช้สัญญาณแบบสุ่ม (random channel) ดังแสดงในรูป 2-2



รูปที่ 2-2 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring”

จากรูปที่ 2-2 แสดงการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทาง เมื่อมีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณ โดยมีอัตราการลดทอนที่เกิดขึ้นในแต่ละทิศทาง แทนด้วย a_i มุมส่ง แทนด้วย ϕ_{ti} ($\Omega_{ti} = \cos \phi_{ti}$) และมุมรับ แทนด้วย ϕ_{ri} ($\Omega_{ri} = \cos \phi_{ri}$) ดังนั้นช่องสัญญาณ หาได้จาก

$$\mathbf{H} = \sum_i a_i^b \mathbf{e}_r(\Omega_{ri}) \mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^H \quad (2-5)$$

โดย $a_i^b = a_i \sqrt{M_t M_r} \exp\left(\frac{-j2\pi d_i}{\lambda_c}\right)$ (2-6)

$$\mathbf{e}_t(\Omega_{ti}) = \frac{1}{M_t} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t\Omega_{ti})] \\ \vdots \\ \exp[-j(M_t - 1)(2\pi\Delta_t\Omega_{ti})] \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$\mathbf{e}_r(\Omega_{ri}) = \frac{1}{M_r} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r\Omega_{ri})] \\ \vdots \\ \exp[-j(M_r - 1)(2\pi\Delta_r\Omega_{ri})] \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

โดยที่ d_i คือ ระยะทางระหว่างภาคส่ง ๆ ไปยังภาครับในแต่ละทิศการเดินทางของคลื่น

$\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})$ คือ เวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในทิศทาง Ω_{ti}

$\mathbf{e}_r(\Omega_{ri})$ คือ เวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในทิศทาง Ω_{ri}

λ_c คือ ความยาวคลื่นของความถี่กลาง

Δ_t คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศมีกรานอลล์แมลไลซ์ที่ภาคส่ง

Δ_r คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศมีกรานอลล์แมลไลซ์ที่ภาครับ

จากการส่งและรับข้อมูลในรูปที่ 2-2 แสดงให้เห็นว่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นมุมที่ส่งออกไปหรือมุมที่รับเข้ามาเกิดจากองค์ประกอบของมุมทั้งสิ้น โดยสัญญาณที่รับเข้ามาจากมุม Ω_{ri} ที่ภาครับ และแทนเวกเตอร์หนึ่งหน่วยได้เป็น $\mathbf{e}_r(\Omega_{ri})$ จากสมการ 2-8 ดังนั้นจะได้เวกเตอร์มูลฐานที่ภาครับ

$$\xi_r = \left\{ \mathbf{e}_r(0), \mathbf{e}_r\left(\frac{1}{L_r}\right), \dots, \mathbf{e}_r\left(\frac{M_r - 1}{L_r}\right) \right\} \quad (2-9)$$

ในทำนองเดียวกันการประมวลผลจะมีสัญญาณที่ส่งออกไปที่ภาคส่ง และมีเวกเตอร์หนึ่งหน่วยเป็น $\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})$ หาได้จากสมการ 2-7 ดังนั้นจะได้เวกเตอร์มูลฐานที่ภาคส่ง

$$\xi_t = \left\{ \mathbf{e}_t(0), \mathbf{e}_t\left(\frac{1}{L_t}\right), \dots, \mathbf{e}_t\left(\frac{M_t - 1}{L_t}\right) \right\} \quad (2-10)$$

โดยที่ $L_t = M_t \Delta_t$ และ $L_r = M_r \Delta_r$ คือการนอร์มัลไลซ์ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ ส่วน Δ_t และ Δ_r คือระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับกำหนดให้ U_t และ U_r เป็นเมทริกซ์ยูนิแทรี จะมีจำนวนคอลัมน์เป็นไปตามเวกเตอร์มูลฐานตามสมการ 2-9 และ 2.10 จะได้สมการ 2-11 และ สมการ 2-12 ตามลำดับ

$$U_t = \frac{1}{\sqrt{M_t}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{M_t}\right) \quad k, l = 0, 1, \dots, M_t - 1 \quad (2-11)$$

$$U_r = \frac{1}{\sqrt{M_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{M_r}\right) \quad k, l = 0, 1, \dots, M_r - 1 \quad (2-12)$$

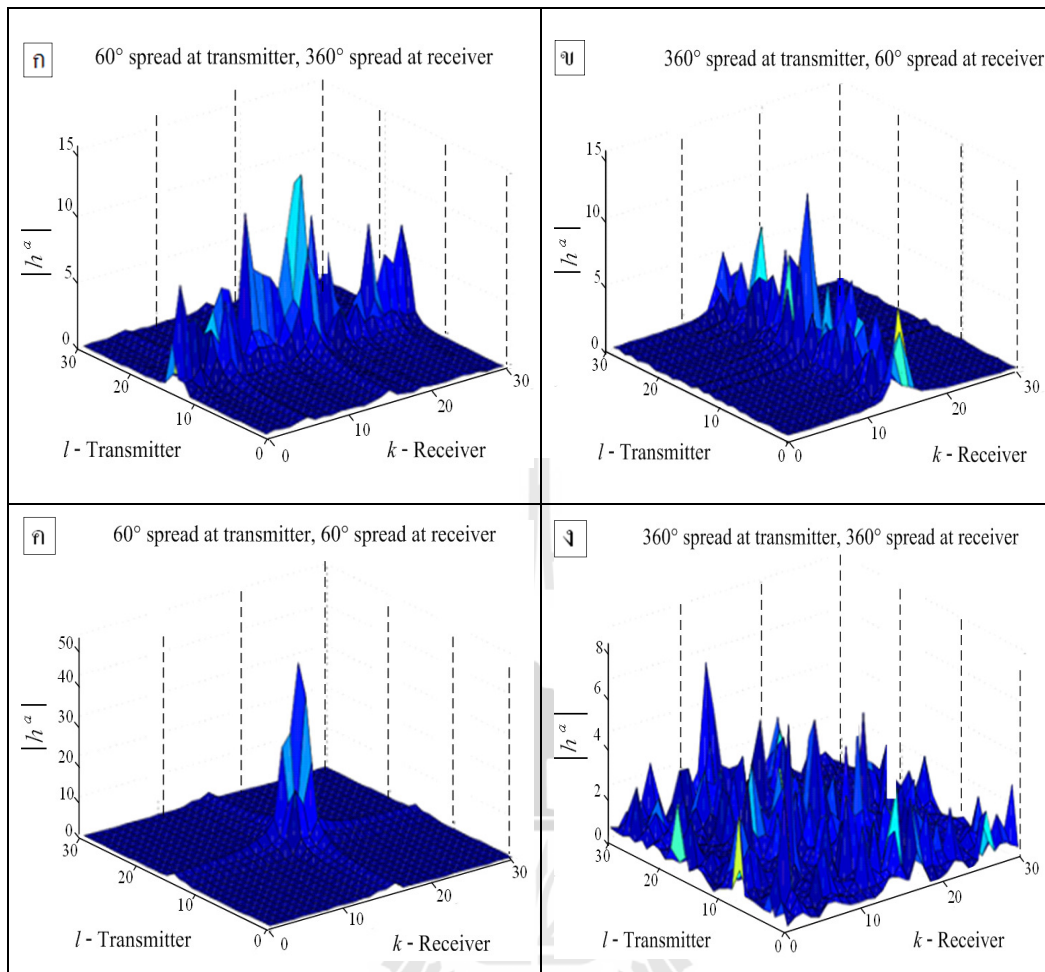
โดยช่องสัญญาณจะมีค่าดังสมการ 2-13

$$\mathbf{H}^a = \mathbf{U}_r^H \mathbf{H} \mathbf{U}_t \quad (2-13)$$

ในโครงการวิจัยได้พิจารณาการส่งและรับ 4 กรณีได้แก่

- 1) มุมส่ง 60 องศา มุมรับ 360 องศา
- 2) มุมส่ง 360 องศา มุมรับ 60 องศา
- 3) มุมส่ง 60 องศา มุมรับ 60 องศา
- 4) มุมส่ง 360 องศา มุมรับ 360 องศา

เมื่อได้ช่องสัญญาณจากการพิจารณาที่มุมส่งและรับจะสามารถหาช่องสัญญาณได้ซึ่งเป็นได้ตามสมการที่ 3-13 เพื่อทดสอบว่าสมการที่ 3-13 มีความถูกต้องและสามารถนำมาใช้จริงได้จึงได้ทำการจำลองผลช่องสัญญาณผ่านโปรแกรมแมทแล็บซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 2-3



รูปที่ 2-3 ผลตอบสนองที่ได้จากช่องสัญญาณในแบบจำลอง

รูปที่ 2-3 เป็นการแสดงการจำลองแบบจากโปรแกรมเมทแลป เพื่อพิสูจน์ช่องสัญญาณให้เป็นไปตามการอ้างอิง Tse, D., and Viswanath, P. (2005) โดยใช้สมการ 2-13 พิจารณาการส่งและรับ 4 กรณี ได้แก่ (ก) มุมส่ง 60 องศา มุมรับ 360 องศา (ข) มุมส่ง 360 องศา มุมรับ 60 องศา (ค) มุมส่ง 60 องศา มุมรับ 60 องศา (ง) มุมส่ง 360 องศา มุมรับ 360 องศา

ทั้ง 4 กรณีนี้ใช้ในการหาช่องสัญญาณ “Two-Ring” โดยพิจารณามุมที่กระทำระหว่างภาครับและภาคส่งจากนั้นนำสมการ 2-5 2.11 และ 2.12 มาแปลงเป็นช่องสัญญาณ “Two-Ring” ที่พิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่ง \mathbf{H} ในสมการ 2-13 และนำสมการ 2-13 คิดเฉพาะขนาดแล้วนำขนาดที่ได้พล็อตให้เห็นถึงความแตกต่างของการส่งและรับในแต่ละกรณี

2.3 ความจุช่องสัญญาณในระบบ MIMO (MIMO CHANNEL CAPACITY)

หัวข้อนี้เสนอความจุช่องสัญญาณโดยทฤษฎีของ Shannon ซึ่งจะให้อัตราการส่งข้อมูลสูงสุด ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดน้อย ความจุช่องสัญญาณเทียบกับปริมาณที่สูญเสียอธิบายโดยอัตราเร็วการส่งข้อมูลได้จากการส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดไม่เป็นศูนย์ ความจุช่องสัญญาณอยู่ภายใต้การรับรู้สถานะช่องสัญญาณ รวมถึงอัตราขยายช่องสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับ ในส่วนแรกจะอธิบายถึงความจุช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงภายใต้ความแตกต่างในการสมมติช่องสัญญาณที่รับรู้ได้

2.3.1 ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Static channel)

ความจุช่องสัญญาณในระบบ MIMO สามารถกระจายได้จากสูตรของช่องสัญญาณในระบบที่มีสายอากาศส่งและรับภาคละ 1 ต้น โดยกำหนดให้มีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับ ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงนี้สามารถรับได้ที่ระยะไกล ๆ ภายใต้การสมมติความจุช่องสัญญาณในเทอมของข้อมูลรวมกันระหว่างช่องสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งไปยังภาครับ ขณะที่

$$C = \max_{p(x)} I(X; Y) = \max_{p(x)} [\mathbf{H}(Y) - \mathbf{H}(Y|X)] \quad (2-14)$$

สำหรับ $\mathbf{H}(Y)$ และ $\mathbf{H}(Y|X)$ อยู่ภายใต้ y โดยที่ $\mathbf{H}(Y|X) = \mathbf{H}(n)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยสัญญาณรบกวน n มีความเป็นอิสระจากอินพุตที่ส่งเข้ามา

กำหนดความสัมพันธ์ของเมตริกซ์ R_x อยู่บนอินพุตเวกเตอร์ x และ R_y อยู่บนเอาต์พุตเวกเตอร์ y จะได้

$$R_y = E[yy^H] = \mathbf{H}R_x\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_{M_r} \quad (2-15)$$

เมื่อ

$$I(X; Y) = B \log_2 \det[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}R_x\mathbf{H}^H] \quad (2-16)$$

ดังนั้นความจุช่องสัญญาณหาได้จาก การแทน สมการ 2-16 ลงใน สมการ 2-14 จะได้

$$C = \max_{R_x: T_r(R_x) = \rho} B \log_2 \det[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}R_x\mathbf{H}^H] \quad (2-17)$$

โดย $T_r(R_x)$ มีค่าเท่ากับอัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

1. การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเตอร์ฟิวลิงค์ (Channel known at transmitter : Water filling) เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณ มีการรับรู้สถานะของช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง โดยเฉพาะความจุช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับการรวมกันในแต่ละช่องสัญญาณ จะได้ว่า

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 (1 + \sigma_i^2 \rho_i) \quad (2-18)$$

โดย R_H คือจำนวนค่าเฉพาะตัวที่ไม่ใช่ศูนย์ และในสมการ 2-18 แสดงให้เห็นในเทอมของการจัดสรร P_i ในแต่ละช่องสัญญาณ จะได้

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma^2}\right) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 \gamma_i}{P}\right) \quad (2-19)$$

เมื่อ $\gamma_i = \sigma_i^2 P / \sigma^2$ คืออัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละช่องสัญญาณ แสดงให้เห็นว่า เมื่อ γ_i มีค่าสูง ๆ ความจุช่องสัญญาณที่รับได้ก็จะสูงตามไปด้วยความจุช่องสัญญาณในสมการ 2-19 คล้ายกับกรณีของสัญญาณราบเรียบ หรือกรณีที่เลือกความถี่การเฟดเมื่อใช้การจัดสรรด้วยวิธีการวอเตอร์ฟิวลิงค์จะได้

$$\frac{P_i}{P} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} & \gamma_i \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (2-20)$$

และความจุช่องสัญญาณ

$$C = \sum_{i=\gamma_i \geq \gamma_0} B \log_2 \left(\frac{\gamma_i}{\gamma_0} \right) \quad (2-21)$$

2. การไม่รู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง: การจัดสรรกำลังที่สม่ำเสมอ (Channel unknown at transmitter : uniform power allocation) เมื่อรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง ข้อมูลที่ภาคส่งไม่สามารถจัดสรรข้อมูลได้ โดยให้ความสัมพันธ์เป็นเมตริกซ์ $R_x(\rho/M_t)I_{M_t}$ ภายใต้การสมมติให้สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปมีค่ามากที่สุด จะได้ข้อมูลร่วมกัน คือ

$$I(X;Y) = B \log_2 \det[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H] \quad (2-22)$$

เมื่อใช้ SVD เทคนิคในโปรแกรมเมทแลปหาช่องสัญญาณ \mathbf{H} แล้วจะได้ข้อมูลเป็น

$$I(X;Y) = \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{M_t} \right) \quad (2-23)$$

โดยที่ $\gamma_i = \sigma_i^2 \rho = \sigma_i^2 P / \sigma^2$ ข้อมูลที่ใช้ร่วมกันของระบบโมโนในสมการ 2-23 อยู่ภายใต้เมตริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} ซึ่งในทางปฏิบัติจะได้ค่าเฉพาะตัว σ^2 ในช่องสัญญาณแบบราบ ภาคส่งสามารถส่งด้วยอัตราเร็วที่เท่ากับค่าเฉลี่ยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันและมีความถูกต้องด้วย แต่ช่องสัญญาณคงที่ ภาคส่งไม่สามารถรับรู้สถานะช่องสัญญาณ และไม่รู้อัตราการส่งข้อมูล ทำให้ค่าความจุช่องสัญญาณที่ไม่สามารถรับได้ P_{out} ต้องมีความสัมพันธ์กับอัตราเร็วการส่งผ่าน R โดยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันต้องมีค่าน้อยกว่า R จะได้ว่า

$$P_{out} = p(\mathbf{H}: B \log_2 \det[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H] < R) \quad (2-24)$$

เราสามารถหาการกระจายค่าราคาของสมการที่มีลักษณะเฉพาะของ $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ การกระจายค่านี้จะใช้วิธีการของ SVD จากเหตุผลที่ว่าจำนวนสายอากาศที่เพิ่มขึ้นทั้งภาครับและภาคส่งมีผลทำให้ความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นตามไปด้วยเป็นแบบจำนวนเชิงเส้น

2.3.2 ช่องสัญญาณที่มีการเฟด(Fading channel)

หัวข้อนี้ สมมติให้อัตราขยายของช่องสัญญาณได้จากช่องสัญญาณราบเรียบแทนด้วย \mathbf{H}_{ij} ในกรณีที่ช่องสัญญาณเป็นแบบคงที่ ความจุช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับความรู้สถานะช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง ซึ่งมีความสมบูรณ์แบบมากจึงได้ความจุช่องสัญญาณเท่ากับค่าเฉลี่ยช่องสัญญาณภายใต้การจัดสรรกำลังสูงสุด

1. การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง โดยวิธีวอเตอร์ฟิลลิงค์ (Channel known at transmitter: water filling)

การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งจะมีการส่งผ่านในแต่ละช่องสัญญาณโดยค่ากำลังสูงสุด และค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณนี้เรียกว่า ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกมีค่าเฉลี่ยกำลังคงที่ในแต่ละพอร์ตแทนด้วย \bar{P} ดังนั้นจะได้ความจุช่องสัญญาณ

$$\begin{aligned} C &= E_{\mathbf{H}} \left[\max_{R_x: T_r(R_x)=\rho} B \log_2 \det[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}R_x\mathbf{H}^H] \right] \\ &= E_{\mathbf{H}} \left[\max_{P_i: \sum_i P_i \leq \bar{P}} \sum_i B \log_2 \left(1 + \frac{P_i \gamma_i}{P} \right) \right] \end{aligned} \quad (2-25)$$

โดย $\gamma_i = \sigma_i^2 \bar{P} / \sigma^2$

2. เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่ง: ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกและความจุช่องสัญญาณแบบขาดหาย (Channel unknown at transmitter: Ergodic capacity and capacity with outage)

พิจารณาเวลาแปรผันตามช่องสัญญาณ โดยมีการสุ่มใช้ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง หากความจุช่องสัญญาณได้จาก

$$C = \max_{R_x: T_r(R_x)=\rho} E_{\mathbf{H}} [B \log_2 \det[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}R_x\mathbf{H}^H]] \quad (2-26)$$

โดยความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนสายอากาศที่มีค่าน้อยสุดของภาคส่งหรือภาครับ $M = \min(M_t, M_r)$

3. เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่งหรือภาครับ (No CSI at transmitter or receiver)

ความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเชิงเส้นเช่นเดียวกับเมื่อรับรู้สถานะช่องสัญญาณ แต่จะให้ความจุช่องสัญญาณที่น้อยกว่า แต่อย่างไรก็ตามความจุช่องสัญญาณจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ซึ่งการหาช่องสัญญาณในแต่ละวิธีจะมีวิธีการที่แตกต่างกันออกไป

2.3.3 ช่องสัญญาณที่ใช้พิจารณาใน โครงการวิจัย

เมื่อไม่มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณในระบบโมเด็มที่ใช้แสดงได้ดังนี้

$$C = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_n M_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \quad (2-27)$$

โดยสมการ 2-27 มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาทีต่อเฮิรตซ์

$\det(\cdot)$ คือ การแทนการหาค่าดีเทอร์มิแนนต์ (determinant) ของเมทริกซ์

\mathbf{I}_{M_r} คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ ขนาด $M_r \times M_r$

\mathbf{H} คือ ช่องสัญญาณ ขนาด $M_r \times M_t$

\mathbf{H}^H คือ การทรานสโพสคอนจูเกตของเมทริกซ์ช่องสัญญาณ

P_t/P_n คือ อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

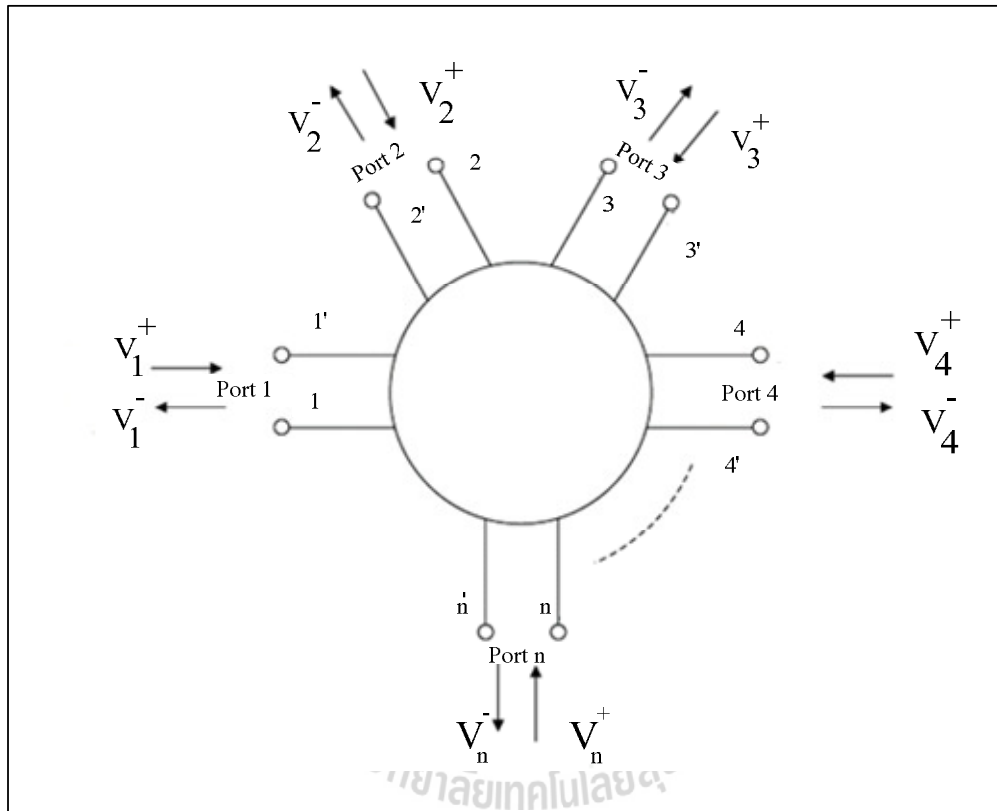
2.4 อิมพีแดนซ์เมทริกซ์และคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์เมทริกซ์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการนิยามอิมพีแดนซ์เมทริกซ์ในวงจรหลายพอร์ต และคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์เมทริกซ์ ซึ่งก็จะนำไปสู่การอธิบายความหมายทางฟิสิกส์ของอิมพีแดนซ์เมทริกซ์ที่นำมาประยุกต์ใช้ใน โครงการวิจัย

2.4.1 การนิยามอิมพีแดนซ์เมทริกซ์ในวงจรท่อนำคลื่น N พอร์ต

ในวงจรท่อนำคลื่นที่มี N พอร์ตตามที่ได้อธิบายในหนังสือของ David, M. P. (1998) ซึ่งอธิบายว่าวงจรท่อนำคลื่นที่มีจุดเชื่อมต่อ (junction) ร่วมกันแสดงดังรูปที่ 2-4 เมื่อเราเลือกกระนาบอ้างอิงในแต่ละท่อ

นำคลื่นที่เหมาะสม เราจะสามารถนิยามอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ขึ้นมาเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลของแต่ละพอร์ตได้ ในการสร้างอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ซึ่งเปรียบเหมือนการสร้างวงจรสมมูลขึ้นนั้น ถ้าทำนำคลื่นที่เกี่ยวข้องสามารถส่งผ่านได้หลายโหมด จำนวนพอร์ตของวงจรสมมูลก็จะมากกว่าจำนวนพอร์ตของทำนำคลื่นที่มีจริงทางกายภาพ ดังนั้นเพื่อสะดวกในการพิจารณากรณีที่ทำนำคลื่นส่งผ่านเพียงโหมดเดียว ซึ่งทำให้จำนวนพอร์ตของวงจรสมมูลและวงจรจริงเท่ากัน



รูปที่ 2-4 วงจรทำนำคลื่น N พอร์ต

ในการนิยามอิมพีแดนซ์เมตริกซ์นั้นเราอาจจะอาศัยหลักความจริงที่ว่ากำลังคลื่นที่ส่งเข้าทางพอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง เช่น พอร์ตที่ i นอกจากจะส่งผลให้เกิดการสะท้อนกลับมาในพอร์ตที่ i แล้วยังสามารถทำให้เกิดคลื่นส่งผ่านออกไปในพอร์ตอื่น ๆ อีกด้วย การที่กำลังคลื่นจากพอร์ตที่ i จะส่งผลให้เกิดการส่งผ่านออกไปทางพอร์ตที่ j มากน้อยเพียงใดนั้นขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของจุดเชื่อมต่อที่ i อันที่จริงภายในจุดเชื่อมต่อที่ i นั้นอาจจะเป็นวงจรทำนำคลื่นที่มีความสลับซับซ้อนอย่างไรก็ได้ เพียงแต่ต้องมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นเท่านั้น ในสภาพ

ที่ขึ้นส่วนของวงจรทั้งหมดมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นดังกล่าวนี้ เนื่องจากสมการ แมกซ์เวลล์ก็มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นเช่นเดียวกัน ดังนั้นผลกระทบรวมที่เกิดขึ้นที่พอร์ตที่ i ที่เกิดจากคลื่นที่ส่งเข้าไปในพอร์ตที่ j ก็จะเป็นผลบวกเชิงเส้นของผลกระทบจากแต่ละพอร์ต ดังนั้นถ้าเราทำให้ V_i และ I_i เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลที่เกิดขึ้นที่พอร์ตที่ i เราจะสามารถผูกความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างกระแสไฟฟ้าสมมูลและแรงดันไฟฟ้าสมมูลของพอร์ตต่าง ๆ ได้ในรูปของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ดังต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix} \quad (2-28)$$

Z_{ij} ซึ่งเป็นตัวประกอบของเมตริกซ์ก็จะเป็นค่าที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าที่พอร์ต j กับแรงดันไฟฟ้าที่พอร์ต i และเนื่องจาก Z_{ij} โดยทั่วไปเป็นค่าเชิงซ้อน ดังนั้นอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ของวงจร N พอร์ตก็จะมีพารามิเตอร์รวมกันทั้งหมด $2N^2$ ตัว ที่จะมากำหนดคุณสมบัติของจุดเชื่อมต่อโยงได้ครบถ้วน โดยจะนำมาประยุกต์ใช้ในการพิจารณาปรากฏการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศซึ่งจะกล่าวต่อไป

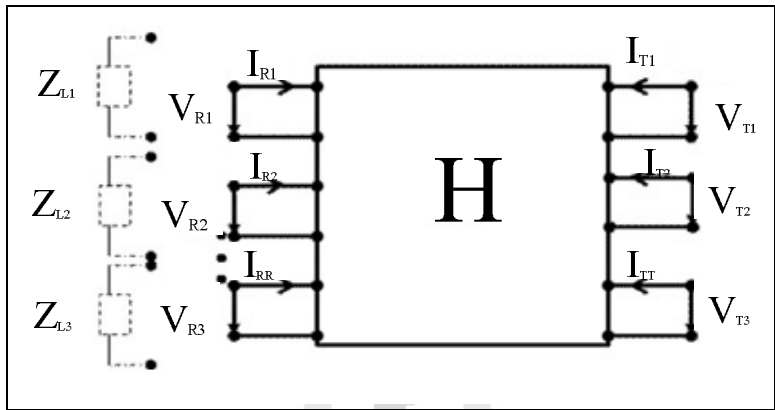
2.5 ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (MUTUAL COUPLING)

ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) เกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่อยู่ในบริเวณตำแหน่งที่ใกล้เคียง โดยสามารถคำนวณได้จากทฤษฎีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induced Electromagnetic Force: EMF) ตามที่ได้อธิบายในหนังสือของ Constantine, A. B. (1997) ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบโมโม โดยจะส่งผลต่อค่าความจุของช่องสัญญาณ โครงการวิจัยนี้จะใช้เทคนิค N พอร์ต ที่กล่าวไปในหัวข้อที่ผ่านมา เข้ามาเพื่อใช้ในการพิจารณาหาตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดของการจัดวางสายอากาศ

2.5.1 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (impedance matrices)

เพื่อทำการศึกษาปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศในระบบโมโมทางผู้วิจัยได้พิจารณา ระบบทั้งหมดเป็นระบบมัลติพอร์ตขนาดใหญ่โดยสายอากาศแต่ละต้นที่เชื่อมโยงกันจะเรียกว่า i พอร์ต โดย

จะพิจารณาช่องสัญญาณที่ติดต่อกันด้วยรูปแบบของ Z-parameter รูปที่ 2-5
 แสดงให้เห็นถึงระบบมัลติพอร์ต์โดยจะจัดวางสายอากาศภาคส่งอยู่ทางขวามือและบอกลงถึงสายอากาศภาครับ
 อยู่ทางด้านซ้ายมือ โดยกำหนดให้ $v_T = [v_{T1}, v_{T2}, \dots, v_{TN}]^T$ และ $i_T = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$ คือแรงดันและกระแสของ
 ภาคส่งและในทำนองเดียวกัน $v_R = [v_{R1}, v_{R2}, \dots, v_{RN}]^T$ และ $i_R = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$ คือแรงดันและกระแสของ
 ภาครับระบบ มัลติพอร์ต์จะสามารถอธิบายผ่านระบบ Z-parameter ได้ตามสมการ 2-29



รูปที่ 2-5 ระบบมัลติพอร์ต์

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}_R \\ \mathbf{V}_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{RR} & \mathbf{Z}_{RT} \\ \mathbf{Z}_{TR} & \mathbf{Z}_{TT} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_R \\ \mathbf{I}_T \end{pmatrix} \tag{2-29}$$

และเมตริกซ์ขนาด $N \times N$ ของ \mathbf{Z}_{TT} และ \mathbf{Z}_{RR} คืออิมพีแดนซ์เมตริกซ์ของสายอากาศที่บรรจุด้วย
 อิมพีแดนซ์ของตัวเองและอิมพีแดนซ์ที่กระทำร่วมกันของภาคส่งและภาครับตามอันดับและเมตริกซ์
 \mathbf{Z}_{RT} แทนค่าโดยอิมพีแดนซ์การส่งผ่านจากภาคส่งแถวลำดับไปยังภาครับแถวลำดับเช่นเดียวกับ \mathbf{Z}_{TR} แทน
 ค่าโดยอิมพีแดนซ์การส่งผ่านจากภาครับแถวลำดับไปยังภาคส่งแถวลำดับโดยสมมุติให้แรงดันที่ภาคส่งและ
 ภาครับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดโดยกำหนดให้เมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) ของโหลดที่
 ภาครับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลด โดย $Z_L = \text{diag}[Z_{L1}, Z_{L2}, \dots, Z_{LN}]$ ภายใต้สถานการณ์ของ
 กระแสและแรงดันที่ภาครับผ่านความสัมพันธ์ผ่านโหลด $V_R = -Z_L I_R$ โคนแทนในสมการ 2-29 ซึ่งจะได้

$$\mathbf{V}_R = (\mathbf{I}_r + \mathbf{Z}_{RR}\mathbf{Z}_L^{-1} - \mathbf{Z}_{RT}\mathbf{Z}_{TT}^{-1}\mathbf{Z}_{TR}\mathbf{Z}_L^{-1})^{-1}\mathbf{Z}_{RT}\mathbf{Z}_{TT}^{-1}\mathbf{V}_T \quad (2-30)$$

โดยกำหนด \mathbf{I}_r หมายถึงเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด r มิติ โดยเมตริกซ์ \mathbf{Z}_{TT} , \mathbf{Z}_{RT} , \mathbf{Z}_{TR} และ \mathbf{Z}_{RR} เกี่ยวข้องกับระยะทางระหว่างสายอากาศตั้งนั้นระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับโดยทั่วไปมาขนาดใหญ่มากว่าระยะทางระหว่างสายอากาศแถวอันดับตั้งนั้นจึงมีเหตุผลที่สามารถละเลย \mathbf{Z}_{RT} และ \mathbf{Z}_{TR} ตั้งนั้น

$$\mathbf{V}_R = \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1}\mathbf{Z}_{RT}\mathbf{Z}_{TT}^{-1}\mathbf{V}_T$$

$$\mathbf{V}_R = \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1}\mathbf{Z}_{RT}\mathbf{I}_T \quad (2-31)$$

ตั้งนั้นรูปแบบของช่องสัญญาณที่ง่ายและสะดวก โดยพิจารณาด้วยการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ

$$\mathbf{H} = \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1}\mathbf{Z}_{RT}\mathbf{Z}_{TT}^{-1} \quad (2-32)$$

โดย \mathbf{H} คือรูปแบบช่องสัญญาณการแผ่กระจายคลื่นทางกายภาพหรือทางสถิติซึ่งสะท้อนให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของภาคส่งและภาครับที่กำหนดโดย \mathbf{Z}_{RT} ตั้งนั้นความจุช่องสัญญาณที่ถูกอธิบายโดยเงื่อนไขการแผ่กระจายคลื่นวิทยุของระบบช่องสัญญาณ โมโนลักษณะและการสร้างแบบจำลองของระบบโมโนสำหรับสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกันจึงเป็นปัญหาสำคัญตั้งนั้นรูปแบบของช่องสัญญาณควรจะมีผลถูกต้องเพื่อแสดงถึงประสิทธิภาพของระบบโดยโครงการวิจัยนี้ โดย \mathbf{H} สามารถพิจารณาโดยใช้ช่องสัญญาณแบบกำหนดขึ้นเอง (Deterministic channel) โดยเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะเกิดภายใต้กฎเกณฑ์ที่แน่นอนและได้มีการกำหนดเวลาที่แน่นอนโดยช่องสัญญาณที่พิจารณาการเชื่อมต่อร่วมจะแทนด้วย \mathbf{H}_{mc} โดย

$$\mathbf{H}_{mc} = \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1}\mathbf{H}\mathbf{Z}_{TT}^{-1} \quad (2-33)$$

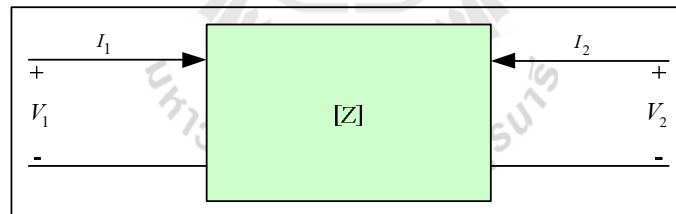
$$\mathbf{Z}_{RR}, \mathbf{Z}_{TT} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & \cdots \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & \cdots \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \ddots \end{pmatrix} \quad (2-34)$$

โดย Z_{ii} คืออิมพีแดนซ์ตัวเอง ขององค์ประกอบ i และ Z_{ij} คืออิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างองค์ประกอบ i และองค์ประกอบ j ใน โครงการวิจัยนี้สมมุติให้ Z_{ij} มีค่าเท่ากับ Z_{ji} เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ (Reciprocity theorem) ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไปโดยเมตริกซ์การแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Matching-impedance matrix) ซึ่ง \mathbf{Z}_L จะมีค่าเท่ากับสมการ 2-35

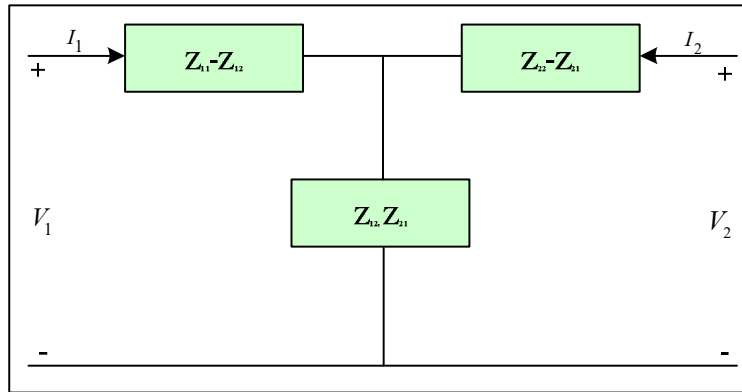
$$\mathbf{Z}_L = \begin{pmatrix} Z_{L1} & 0 & 0 & \dots \\ 0 & Z_{L2} & 0 & \dots \\ 0 & 0 & Z_{L3} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \ddots \end{pmatrix} \quad (2-35)$$

2.6 อิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศไดโพล

ในโครงการวิจัยนี้จะศึกษาเกี่ยวกับการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศ การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อมีองค์ประกอบข้างเคียงจึงทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์ร่วม (mutual impedance) เกิดขึ้นด้วยทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเป็นอิมพีแดนซ์จุดขับ (driving-point impedance) ซึ่งประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ตัวเอง (self impedance) และอิมพีแดนซ์ร่วมในการวิเคราะห์จะสมมุติว่ามี 2 องค์ประกอบแสดงด้วยเครือข่าย 2 ทางเข้าออก



รูปที่ 2-6 เครือข่าย 2 พอร์ต



รูปที่ 2-7 เครือข่าย 3 พอร์ต

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

(2-36)

เมื่อ

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} = \text{อินพุตด้านเข้าที่ทางเข้า 1 เมื่อทางเข้า 2 เปิดวงจร}$$

$$I_2 = 0$$

$$Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} = \text{อิมพีแดนซ์ร่วมที่ทางเข้า 1 ที่เกิดจากกระแสที่ทางเข้า 1 เมื่อทางเข้า 1 เปิดวงจร}$$

$$I_1 = 0$$

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} = \text{อิมพีแดนซ์ร่วมที่ทางเข้า 2 ที่เกิดจากกระแสที่ทางเข้า 1 เมื่อทางเข้า 2 เปิดวงจร}$$

$$I_2 = 0$$

$$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} = \text{อินพุตด้านเข้าที่ทางเข้า 2 เมื่อทางเข้า 1 เปิดวงจร}$$

$$I_1 = 0$$

(2-37)

สำหรับวงจรข่ายภาวะย้อนกลับ (Reciprocal network) $Z_{12} = Z_{21}$ เมื่อมีองค์ประกอบอื่นจะทำให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้าเปลี่ยนไป ซึ่งจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้คือ

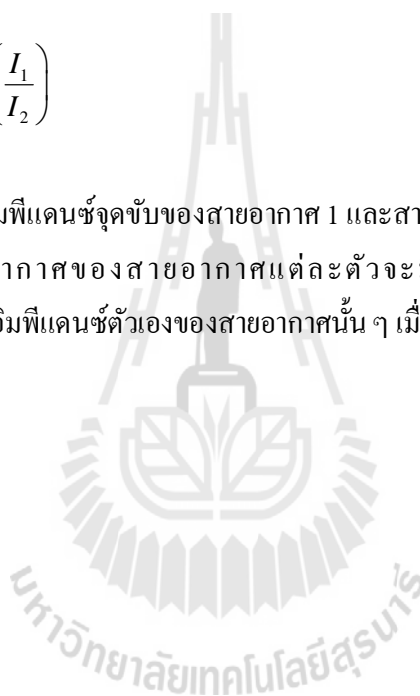
1. ชนิดของสายอากาศ
2. ตำแหน่งการจัดวางของสายอากาศแต่ละตัว
3. ลักษณะการป้อนกระแสให้แก่สายอากาศแต่ละตัว

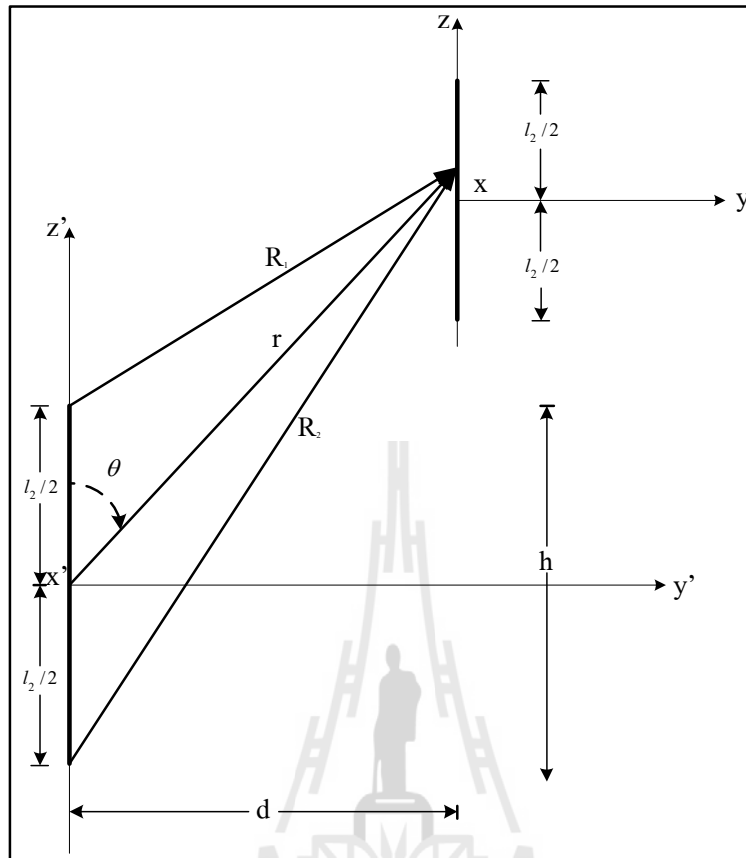
เราสามารถเขียนสมการ 2-37 ได้อีกรูปหนึ่งคือ

$$Z_{1d} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$$

$$Z_{2d} = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} + Z_{21} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (2-38)$$

เมื่อ Z_{1d} และ Z_{2d} เป็น อิมพีแดนซ์จุดจับของสายอากาศ 1 และสายอากาศ 2 ตามลำดับจะเห็นได้ว่า อิมพีแดนซ์จุดจับของสายอากาศของสายอากาศแต่ละตัวจะมีค่าขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของกระแส $\frac{I_1}{I_2}$ อิมพีแดนซ์ร่วมและอิมพีแดนซ์ตัวเองของสายอากาศนั้น ๆ เมื่อกระจายในการส่งผ่านอากาศว่าง (free space))





รูปที่ 2-8 รูปสายอากาศไดโพลที่ใช้คำนวณปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม

$$V_{21} = \frac{-1}{I_{2i}} \int_{-l_2/2}^{l_2/2} E_{z21}(z') I_2(z') dz' \quad (2-39)$$

เมื่อ E_{z21} เป็นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายของสายอากาศ 1 ซึ่งมีทิศทางขนานกับสายอากาศ 2 โดยคิดเมื่อไม่มีสายอากาศ 2 $I_2(z')$ โดย

$$E_z = \frac{-j\eta I}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (2-40)$$

ซึ่งจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{21} = \frac{-j\eta I_{1m} I_{2m}}{4\pi I_{2i}} \int_{-l/2}^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |z| \right) \right] \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz \quad (2-41)$$

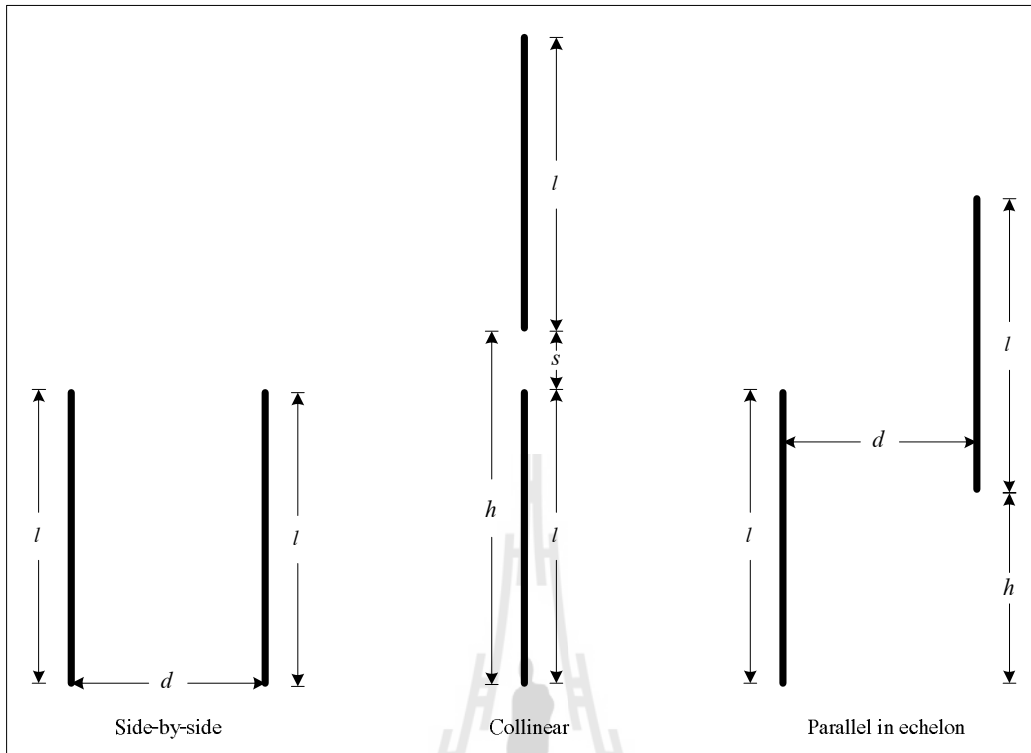
และอิมพีแดนซ์ร่วมเมื่อคิดกระแสอินพุท I_{1i} ของสายอากาศ 1 จะเป็นดังนี้

$$Z_{21i} = \frac{V_{21}}{I_{1i}} = \frac{-j\eta I_{1m} I_{2m}}{4\pi I_{2i}} \int_{-l/2}^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |z| \right) \right] \times \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz \quad (2-42)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l/2)^2} = \sqrt{y^2 + (z-l/2)^2} \\ r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} = \sqrt{y^2 + z^2} \\ R_2 &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z+l/2)^2} = \sqrt{P^2 + (z+l/2)^2} \end{aligned} \quad (2-43)$$

แต่ถ้า $r = d$ และ $l = l_1, l_{1m}, l_{2m}$ และ I_{1i}, I_{2i} จะแทนกระแสสูงสุดและกระแสที่ขั้วอินพุทของสายอากาศ 1 และ สายอากาศ 2 ตามลำดับ



รูปที่ 2-9 การจัดวางสายอากาศไดโพลที่เหมือนกันสองตัวเพื่อคำนวณอิมพีแดนซ์ร่วม

ค่าอิมพีแดนซ์ร่วมที่คำนวณได้จากสมการ 2-42 เป็นค่าที่จากกระแสที่ขั้วขาเข้าของสายอากาศนั้น และจะถ่ายโอนไปยังค่าที่กระแสมีค่าสูงสุดได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$Z_{21m} = Z_{21i} \frac{I_{1i} I_{2i}}{I_{1m} I_{2m}} \quad (2-43)$$

หรือ

$$Z_{2im} = \frac{-j\eta}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l_2}{2} - |z| \right) \right] \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz$$

ในกรณีที่สายอากาศเหมือนกัน (แต่ละตัวยาว $l = \frac{n\lambda}{2}$, $n = 1, 2, 3, \dots$) จะมีรูปแบบที่ง่าย ดังแสดงต่อไปนี้

การจัดวางสายอากาศในระนาบข้างถึงข้าง (side by side configuration)

$$\text{Re}_{21m} = \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - Ci(u_1) - Ci(u_2)],$$

$$\text{Im}_{21m} = -\frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - Si(u_1) - Si(u_2)],$$

$$u_0 = kd_{ij},$$

$$u_1 = k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} + l),$$

$$u_2 = k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} - l),$$

(2-44)

การจัดวางสายอากาศในระนาบร่วมแนว (Collinear configuration)

$$\text{Re}_{21m} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) [-2C_i(2v_0) + C_i(v_2) + Ci(v_1) - \ln(v_3)]$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) [2s_i(2v_0) - s_i(v_2) - si(v_1)]$$

$$\text{Im}_{21m} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) [2S_i(2v_0) - S_i(v_2) - S_i(v_1)]$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) [2C_i(2v_0) - C_i(v_2) - Ci(v_1) - \ln(v_3)]$$

$$w_2 = k(\sqrt{d^2 + h^2} - h)$$

$$v_1 = 2k(h + l)$$

$$v_2 = 2k(h - l)$$

$$v_3 = (h^2 - l^2) / h^2$$

(2-45)

การจัดวางสายอากาศแบบขนาน (Parallel in echelon configuration)

$$\begin{aligned}
\operatorname{Re}_{21m} &= -\frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0) [-2C_i(w_1) - 2C_i(w_{1'}) + C_i(w_2) + C_i(w_{2'}) + C_i(w_3) + C_i(w_{3'})] \\
&\quad - \frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0) [2S_i(w_1) + 2S_i(w_{1'}) - S_i(w_2) - S_i(w_{2'}) - S_i(w_3) - S_i(w_{3'})] \\
\operatorname{Im}_{21m} &= -\frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0) [2S_i(w_1) + 2S_i(w_{1'}) - S_i(w_2) - S_i(w_{2'}) - S_i(w_3) - S_i(w_{3'})] \\
&\quad + \frac{\eta}{8\pi} \sin(w_0) [2C_i(w_1) - 2C_i(w_{1'}) - C_i(w_2) + C_i(w_{2'}) - C_i(w_3) + C_i(w_{3'})]
\end{aligned}$$

$$w_0 = kh$$

$$w_1 = k \left(\sqrt{d^2 + h^2} + h \right)$$

$$w_{1'} = k \left(\sqrt{d^2 + h^2} - h \right)$$

$$w_2 = k \left[\sqrt{d^2 + (h-l)^2} + (h-l) \right]$$

$$w_{2'} = k \left[\sqrt{d^2 + (h-l)^2} - (h-l) \right]$$

$$w_3 = k \left[\sqrt{d^2 + (h+l)^2} + (h+l) \right]$$

$$w_{3'} = k \left[\sqrt{d^2 + (h+l)^2} - (h+l) \right]$$

(2-46)

ในงานพิจารณานี้ จะพิจารณาการจัดวางสายอากาศในแนวระนาบข้างถึงข้าง (side by side) ดังนั้น Z_{ij} จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Z_{ij}) &= \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - Ci(u_1) - Ci(u_2)], \\ \operatorname{Im}(Z_{ij}) &= -\frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - Si(u_1) - Si(u_2)], \\ u_0 &= kd_{ij}, \\ u_1 &= k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} + l), \\ u_2 &= k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} - l), \end{aligned} \quad (2-47)$$

เมื่อ $\operatorname{Re}(Z_{ij})$ คือ ค่าจำนวนจริงของอิมพีแดนซ์ในตำแหน่ง ij
 $\operatorname{Im}(Z_{ij})$ คือ ค่าจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในตำแหน่ง ij
 η คือ ค่าสูญเสียของอิมพีแดนซ์ในอากาศว่าง
 d_{ij} คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศในตำแหน่ง ij
 l คือ ความยาวสายอากาศ
 k คือ หมายเลขคลื่น
 $C_i(u)$ และ $S_i(u)$ คือการหาปริพันธ์ของไซน์และโคไซน์ตามที่ได้แสดงในสมการต่อไปนี้

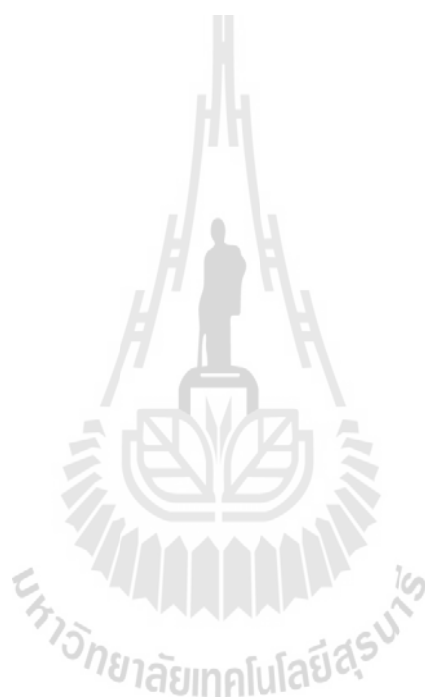
$$C_i(u) = \int_{\infty}^u \frac{\cos(x)}{x} dx; \quad (2-48)$$

$$S_i(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx; \quad (2-49)$$

2.7 กล่าวท้ายบท

สำหรับเนื้อในบทนี้ได้อธิบายถึงความเป็นมาของระบบโมโมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัยและอธิบายถึงระบบโมโมพื้นฐานและอธิบายถึงแบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ในวิจัยได้แก่แบบจำลองช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกันและแบบจำลองช่องสัญญาณ “Two-Ring” และได้กล่าวถึงสมการคำนวณหาค่าความจุของช่องสัญญาณระบบโมโมและอธิบายถึงเทคนิค N-port

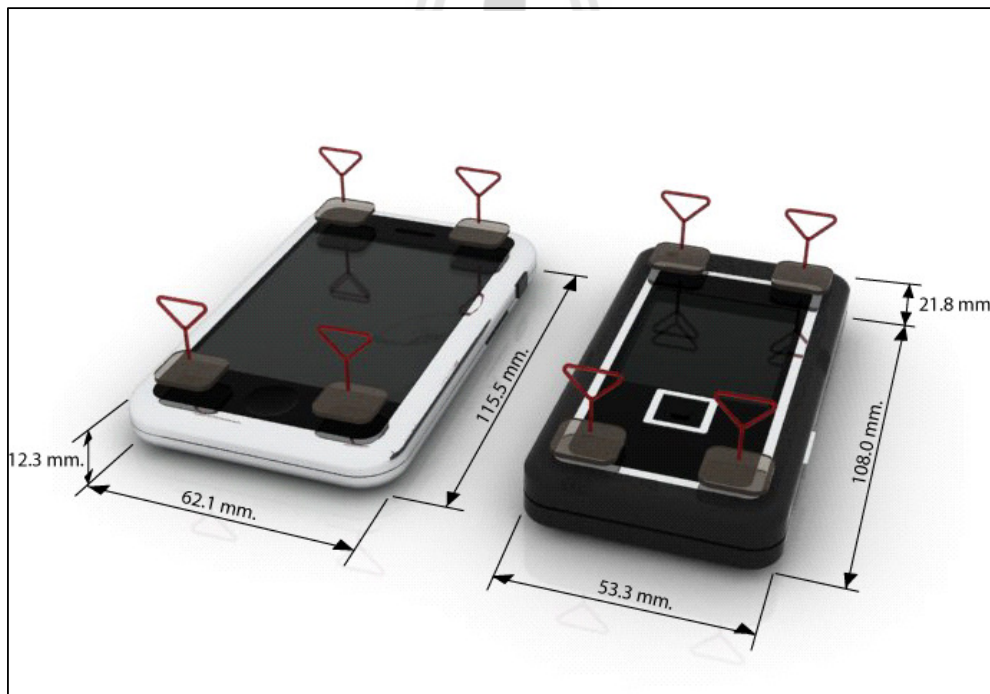
โดยนำมาพิจารณาปรากฏการณ์เชื่อมต่อกันระหว่างสายอากาศซึ่งนำมาประยุกต์ใช้ใน โครงการวิจัย ในส่วน
สุดท้ายอธิบายถึงอิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศ ไดโพลซึ่งนำมาประยุกต์ใช้ใน โครงการวิจัยนี้



บทที่ 3 วิธีการหาตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดบนโทรศัพท์เคลื่อนที่

3.1 กล่าวนำ

ปัญหาของการจัดวางสายอากาศให้เหมาะสมบนโทรศัพท์เคลื่อนที่คืออุปกรณ์โทรศัพท์ที่มีขนาดที่แตกต่างกันและมีรูปร่างที่ต่างกันจึงทำให้ตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศไม่มีรูปแบบที่ตายตัว โดยโครงการวิจัยนี้ได้ใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม (Genetic Algorithm) มาเพื่อประยุกต์ใช้ในการหาตำแหน่งเพื่อใช้ในการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศในตำแหน่งที่เหมาะสมไม่ว่ารูปแบบของโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีรูปร่างและขนาดเท่าใด



รูปที่ 3-1 การจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่

3.2 GA อัลกอริทึม (GENERTIC ALGORITHM)

จินเนติกอัลกอริทึมเป็นเทคนิคการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดโดยใช้หลักการคัดเลือกแบบธรรมชาติและหลักการทางสายพันธุ์จินเนติกอัลกอริทึมเป็นการคำนวณอย่างหนึ่งที่กล่าวได้ว่ามีวิวัฒนาการ อยู่ในขั้นตอนของการค้นหาคำตอบและได้รับการจัดให้เป็นวิธีหนึ่งในกลุ่มของการคำนวณเชิงวิวัฒนาการ ซึ่งที่ยอมรับและมีการนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในทางด้านปัญญาประดิษฐ์ จินเนติกอัลกอริทึมถูกพัฒนาขึ้นในช่วงทศวรรษที่ 60 โดยจำลองเอาแนวคิดของการวิวัฒนาการของสิ่งมีชีวิตในระบบชีววิทยามาใช้ในการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ จินเนติกอัลกอริทึมได้รับความนิยมโดยการเผยแพร่ของ John Holland ในหนังสือชื่อ *Adaptation in Natural and Artificial Systems* ซึ่งตีพิมพ์เป็นครั้งแรกปี ค.ศ. 1975 หลังจากนั้นจึงมีการนำเอาจินเนติกอัลกอริทึมไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆกันอย่างแพร่หลายพร้อมๆกับการศึกษาและพัฒนาองค์ประกอบต่าง ๆ ของจินเนติกอัลกอริทึมให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น จินเนติกอัลกอริทึมถือว่าเป็นวิธีการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดเชิงสมผสาน (combinatorial optimization method) แบบปัญญาประดิษฐ์ที่มีความสามารถในการค้นหาคำตอบอย่างชาญฉลาดและลดความยุ่งยากในขั้นตอนต่าง ๆ ของการค้นหาลงไป ซึ่งวิธีแบบปัญญาประดิษฐ์นี้ มีข้อได้เปรียบและมีความแตกต่างไปจากวิธีดั้งเดิมเช่น การคำนวณเชิงตัวเลข การโปรแกรมเชิงเส้น ปัจจุบันจึงได้เห็นว่ามีการนำเอาจินเนติกอัลกอริทึมไปใช้เกือบทุกสาขาวิชา เช่น การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล Man, K. F., Tang, K. S., Kwong, S., and Halang, W. A. (1997) ระบบควบคุม Visioli, A. (2001) การสื่อสารและโทรคมนาคม Bajwa, A., Williams, T., and Stuchly, M. A. (2001) อิเล็กทรอนิกส์ ไฟฟ้ากำลัง คอมพิวเตอร์ การแพทย์ การขนส่ง และอื่น ๆ อีกมากมาย จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพและสมรรถนะของจินเนติกอัลกอริทึมได้เป็นที่ยอมรับและมีการนำไปประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลาย

จินเนติกอัลกอริทึมเป็นขั้นตอนในการค้นหาคำตอบให้กับระบบ เราสามารถมองเป็นเครื่องมือในการช่วยคำนวณอย่างหนึ่ง โดยธรรมชาติแล้วประกอบไปด้วย 3 กระบวนการที่สำคัญได้แก่ การคัดเลือกสายพันธุ์ (selection) คือขั้นตอนในการคัดเลือกประชากรที่ดีที่สุดไปเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ การปฏิบัติทางสายพันธุ์ (genetic operation) คือกรรมวิธีการเปลี่ยนแปลงโครโมโซมด้วยวิธีการทางสายพันธุ์เป็นขั้นตอนการสร้างลูกหลานซึ่งได้จากการรวมพันธุ์ของต้นกำเนิดสายพันธุ์เพื่อให้เพื่อให้ได้ลูกหลานที่มีส่วนผสมได้จากการผสมมาจากพ่อแม่หรือได้จากการแปรผันยีนของพ่อแม่เพื่อให้ได้ลูกหลานสายพันธุ์ใหม่เกิดขึ้น การแทนที่ (replacement) เป็นขั้นตอนการนำเอาลูกหลานกำเนิดใหม่ไปแทนที่ประชากรเก่าในรุ่นก่อน เป็นขบวนการในการคัดเลือกที่ว่าควรเอาลูกหลานในกลุ่มใดไปแทนประชากรเก่าในกลุ่มใด จินเนติกอัลกอริทึมมีการจำลองวิวัฒนาการของสิ่งมีชีวิตในระบบธรรมชาติกล่าวคือ กระบวนการภายในของจิน

เนติกอัลกอริทึมทำให้คำตอบของระบบที่มีอยู่เกิดวิวัฒนาการในตัวเอง อันจะนำไปสู่การปรับตัวให้กลายเป็นคำตอบที่ดีกว่าและดีที่สุดได้รายละเอียดขององค์ประกอบในวัฏจักรจินเนติกอัลกอริทึมมีดังนี้

1) ประชากร (population) ประกอบไปด้วยกลุ่มของโครโมโซม (chromosome) ซึ่งเป็นตัวแทนคำตอบในระบบที่ต้องการค้นหา

2) ต้นกำเนิดสายพันธุ์ (parents) กลุ่มประชากรที่ถูกคัดเลือกเพื่อเป็นตัวแทนในการให้กำเนิดสายพันธุ์ใหม่ในรุ่นถัดไป (next generation) ประชากรกลุ่มนี้จะเปรียบเสมือนกันเป็นพ่อแม่สำหรับใช้ในการสืบทอดสายพันธุ์ให้ลูกหลานต่อไป

3) สายพันธุ์ใหม่ (offspring) หรือลูกหลาน เป็นประชากรกลุ่มใหม่ที่ได้รับการถ่ายทอดสายพันธุ์มาจากพ่อแม่ โดยคาดหวังที่จะได้รับสายพันธุ์ที่ดีที่สุดเพื่อถ่ายทอดต่อ ๆ กันในประชากรรุ่นถัดไป

3.2.1 ข้อดีของ GA อัลกอริทึม

เมื่อพิจารณาถึงความสามารถและโครงสร้างของจินเนติกอัลกอริทึมแล้วสามารถสรุปข้อดีต่าง ๆ ของจินเนติกอัลกอริทึมได้ดังนี้

1) มีโครงสร้างที่เหมาะสมสำหรับการประมวลผลแบบขนาน โดยโครงสร้างของ จินเนติกอัลกอริทึมแล้วสามารถถูกออกแบบให้ทำงานในลักษณะของการประมวลผลแบบขนานได้จึงสามารถทำให้ความเร็วในการคำนวณเพิ่มขึ้น จินเนติกอัลกอริทึมสามารถแบ่งการคำนวณเป็นหน่วยย่อย โดยที่แต่ละหน่วยเป็นจินเนติกอัลกอริทึม ที่ทำงานได้สมบูรณ์ในตัวเองและแยกกันทำการค้นหาคำตอบของระบบพร้อม ๆ กันได้ นอกจากนี้แล้วจินเนติกอัลกอริทึมยังสามารถแบ่งตัวเองเป็นหน่วยย่อยที่แต่ละหน่วยแยกทำหน้าที่ตามขั้นตอนของจินเนติกอัลกอริทึมต่าง ๆ ได้เช่น หน่วยคำนวณค่าความเหมาะสม หน่วยการคัดเลือก หน่วยทำปฏิบัติการทางสายพันธุ์ เป็นต้น

2) มีเสถียรภาพและความน่าเชื่อถือ เป็นที่ยืนยันแล้วว่า มีเทคนิคหลาย ๆ อย่างที่สามารถใช้ทำให้จินเนติกอัลกอริทึมมีการลู่เข้าหาคำตอบที่ดีที่สุดได้ถึงแม้ว่าสถานะแวดล้อมของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลง

3) สามารถหาคำตอบที่เหมาะสมในวงกว้าง (global optimum) ปัญหาหลาย ๆ อย่างจะมีคำตอบอยู่หลายชุดซึ่งเป็นคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นที่เหมาะสมที่สุด แต่สำหรับจินเนติกอัลกอริทึมได้รับการพิสูจน์ให้เห็นว่าสามารถเอาชนะปัญหาของระบบดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ

4) มีความยืดหยุ่นในการออกแบบชนิดของโครโมโซม ยีนของโครโมโซมสามารถถูกออกแบบให้เป็นตัวเลขชนิดใด ๆ ก็ได้ตามความเหมาะสมกับระบบไม่ว่าจะเป็นแบบฐานสองหรือเลขจำนวนจริง จึงทำให้จินเนติกอัลกอริทึมสามารถใช้งานกับระบบต่าง ๆ ได้หลากหลาย

5) เหมาะสำหรับระบบที่มีเงื่อนไขข้อจำกัดต่าง ๆ ในหลายระบบจะมีการระบุเงื่อนไขของพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อจำกัดให้ระบบมีเสถียรภาพและเป็นการจำกัดพื้นที่สำหรับการค้นหาคำตอบด้วยจินเนติกอัลกอริทึมที่มีโครงสร้างที่สามารถออกแบบให้มีการจำกัดขอบเขตของโครโมโซมได้อย่างสะดวก จึงเหมาะกับการแก้ไขปัญหาค่าที่ต้องมีเงื่อนไขแบบต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี

6) เหมาะสำหรับระบบที่มีฟังก์ชันวัตถุประสงค์แบบพหุคูณ จินเนติกอัลกอริทึมสามารถใช้กับระบบที่มีฟังก์ชันวัตถุประสงค์มากกว่าหนึ่งเช่น การออกแบบตัวกรองชนิด IIR ที่ต้องมีการกำหนดฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับทั้งค่าความผิดพลาดขนาด (magnitude error) และ ค่าความผิดพลาดของเวลา (delay error) ลักษณะดังกล่าวทำให้จินเนติกอัลกอริทึมมีความเหมาะสมในการแก้ปัญหาจริงได้หลากหลายซึ่งส่วนใหญ่จะมีเป้าหมายในการแก้ปัญหามากกว่าหนึ่งอย่าง

7) ใช้แก้ปัญหของระบบได้โดยที่ไม่จำเป็นต้องรู้หรือคำนวณหาผลเฉลยรูปแบบปิด (close form solution) ของระบบ โดยปกติแล้วการคำนวณหาผลเฉลยดังกล่าวจะมีความยุ่งยากและต้องใช้เวลามาก การนำเอาจินเนติกอัลกอริทึมมาประยุกต์ใช้งาน จึงช่วยลดความยุ่งยากในส่วนนี้ได้เป็นอย่างดี ถึงแม้ว่าจินเนติกอัลกอริทึมจะเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการค้นหาคำตอบเพื่อให้ได้คำตอบที่ดีที่สุดในช่วงกว้าง ตัวจินเนติกอัลกอริทึมเองก็ยังมีจุดอ่อนอยู่เช่นกัน โดยเฉพาะเมื่อนำจินเนติกอัลกอริทึมไปใช้กับระบบที่มีการเชื่อมโยงกับสภาพแวดล้อมที่เป็นโลกจริง เนื่องจากคุณลักษณะของจินเนติกอัลกอริทึมที่มีอยู่หลายขั้นตอนที่การคำนวณเป็นแบบสุ่ม ในบางครั้งจึงไม่ใช่เรื่องง่ายที่จะคาดหวังให้ผลลัพธ์จากจินเนติกอัลกอริทึมนั้นทำงานได้แล้วเสร็จโดยการกำหนดเวลาไว้อย่างแน่นอน ดังนั้นจินเนติกอัลกอริทึมอาจจะไม่เหมาะสมกับระบบที่เป็นแบบเวลาจริงหรือระบบที่มีระยะเวลาในช่วงของการประมวลผลที่ค่อนข้างจำกัด อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้ยังถือว่าเป็นเครื่องมือที่มีความชาญฉลาดในแง่ของปัญญาประดิษฐ์และเหมาะสมสำหรับระบบที่มีข้อจำกัดแบบต่าง ๆ หรือระบบที่มีฟังก์ชันวัตถุประสงค์มากกว่าหนึ่ง รวมไปถึงคุณลักษณะสำคัญของจินเนติกอัลกอริทึมที่สามารถเอาชนะปัญหาของการถูกล็อกโดยคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นที่เหมาะสมที่สุด ปัจจุบันจึงนำเอาจินเนติกอัลกอริทึมไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ

โครงการวิจัยนี้ได้นำเอาเทคนิคการหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมมาประยุกต์ใช้เพื่อหาตำแหน่งในการจัดวางสายอากาศที่เหมาะสมบนพื้นที่จำกัดอ้างอิงขนาดอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งผู้วิจัยได้คุ้นเคยกับการใช้โปรแกรมแมทแลปที่เป็นซอฟต์แวร์ที่ใช้งานง่ายและมีประสิทธิภาพ เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลายด้วย โดยมีผู้พัฒนา GA Toolbox ขึ้นมาเพื่อใช้กับโปรแกรมแมทแลปได้ ดังนั้นจึงเป็นง่ายที่ผู้วิจัยจะนำอัลกอริทึมนี้ไปใช้ในการหาตำแหน่งของการจัดวางตัวของสายอากาศที่ดีที่สุดบนโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบโมโมสำหรับการประยุกต์เข้ากับปัญหาในระบบที่ได้สนใจต่อไป

3.3 การประยุกต์ใช้ GA ในการหาตำแหน่งของระบบโมโม

การหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม โดยจากกระบวนการและหลักการนี้จะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการหาตำแหน่งในการจัดวางตัวของสายอากาศที่เหมาะสมบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่โดยพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมที่กระทำระหว่างสายอากาศแถวลำดับในโครงการวิจัยนี้ได้ทำการพิจารณาช่องสัญญาณโดยใช้ช่องสัญญาณแบบจำลองแบบกำหนดขึ้นอย่างแน่นอน (Deterministic model) โดยพิจารณา 2 ระบบช่องสัญญาณ คือ

1. ช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกันโดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเฉลี่ย โดยพิจารณาจากสมการที่ 3-33 ซึ่งค่าช่องสัญญาณที่พิจารณาการเชื่อมต่อร่วมจะมีค่าเท่ากับสมการที่ 3-7

$$\mathbf{H}_{mc} = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{Z}_{TT}^{-1} \quad (3-1)$$

โดยที่ช่องสัญญาณที่มีการกระจายตัวแบบอิสระที่เหมือนกัน (identically independent distributed ; iid) จะมีค่าเท่ากับสมการที่ 3-2

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M_R1} & h_{M_R2} & \cdots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

โดยในโครงการวิจัยจะพิจารณาช่องสัญญาณ \mathbf{H} มีการกระจายตัวแบบอิสระที่เหมือนกัน (identically independent distributed: iid) ด้วยกระบวนการ Complex Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่าความแปรปรวนของส่วนจริงเท่ากับส่วนจินตภาพที่ 0.5

2. แบบช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring”

โดยพิจารณามุมที่กระทำระหว่างภาครับและภาคส่งจะมีค่าเท่ากับสมการ 2.13

$$\mathbf{H}^a = \mathbf{U}_r^H \mathbf{H} \mathbf{U}_t \quad (3-3)$$

ดังนั้น ค่าช่องสัญญาณที่พิจารณาปรากฏการเชื่อมต่อกันจะมีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{H}_{mc} = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1} \mathbf{H}^a \mathbf{Z}_{TT}^{-1} \quad (3-4)$$

ดังนั้นค่าความจุช่องสัญญาณในทั้ง 2 กรณีจะมีค่าเท่ากับ

$$C = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_n M_t} \mathbf{H}_{mc} \mathbf{H}_{mc}^H \right] \quad (3-5)$$

ซึ่งจะนำไปคำนวณหาตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่ในโปรแกรมจินเนติกอัลกอริทึมสมการความฟิตของความจุช่องสัญญาณโดยพิจารณาจากตำแหน่งการจัดวางสายอากาศที่ทำให้ระบบมีค่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด

$$Fitness = \max \left[\log_2 \left(\det \left[\mathbf{I}_{N_r} + \rho \frac{\mathbf{H} \mathbf{H}^H}{N_T} \right] \right) \right] \quad (3-6)$$

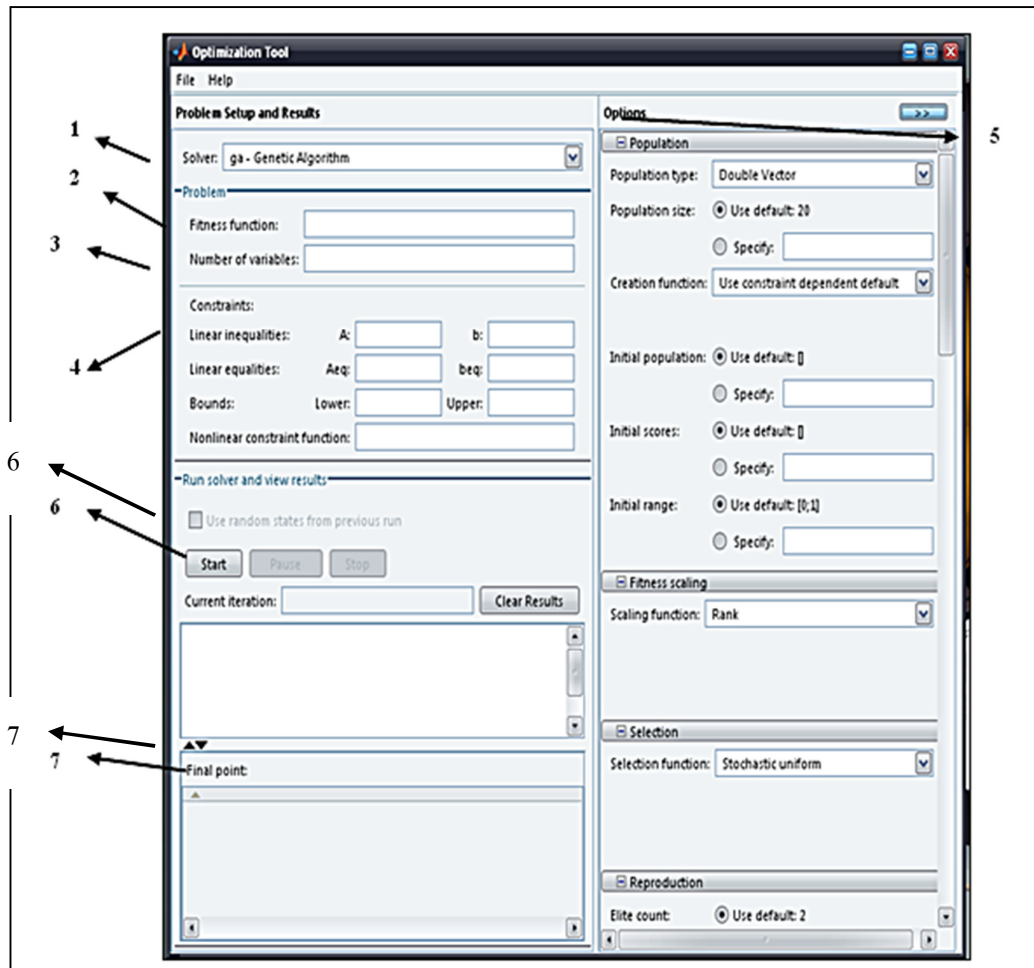
3.4 การหาตำแหน่งที่เหมาะสมของการจัดวางสายอากาศด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

ในส่วนนี้จะอธิบายถึงการหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม โดยจากกระบวนการและหลักการนี้จะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการหาตำแหน่งในการจัดวางตัวของสายอากาศที่เหมาะสมบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่เพื่อให้สมรรถนะของระบบมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด ในหัวข้อนี้รายละเอียดมีดังต่อไปนี้

3.4.1 ออบติไมเซชันทูลบ็อกซ์ (optimization toolbox)

สำหรับเครื่องมือประยุกต์ที่ใช้ในการหาคำตอบที่ดีที่สุดในปัจจุบันมีมากมาย ซึ่งผู้วิจัยได้ค้นเคยกับการใช้โปรแกรมแมทแลปเป็นซอฟต์แวร์ที่ใช้งานง่าย มีประสิทธิภาพและเป็นที่ยอมรับอย่างแพร่หลาย ในโปรแกรมแมทแลปยังมี optimization toolbox โดยเครื่องมือดังกล่าวมีฟังก์ชันของการหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมอยู่ด้วย ดังนั้นจึงเป็นเรื่องง่ายที่ผู้วิจัยจะนำไปใช้ในการหาตำแหน่ง

ที่เหมาะสมที่สุดของการจัดวางตัวของสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยรายละเอียดของหน้าต่างเครื่องมือ optimization toolbox สามารถอธิบายได้ในรูปที่ 3-2



รูปที่ 3-2 หน้าต่างเครื่องมือ optimization toolbox

1) หมายเลข 1 (Solver) แสดงอัลกอริทึมของการหาคำตอบที่ดีที่สุดที่ต้องการเลือกใช้ ซึ่งก็จะมีให้เลือกอยู่หลายอัลกอริทึม ในโครงการวิจัยได้เลือกใช้วิจิณเนติกอัลกอริทึมในฟังก์ชันที่แสดงในหน้าต่างเครื่องมือแสดงเป็นชื่อ ga – Genetic Algorithm

2) หมายเลข 2 (Fitness function) เป็นคำสั่งที่เราต้องใส่ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของปัญหาที่เราต้องการหาคำตอบ โดยจะทำการเขียนฟังก์ชันของปัญหาให้อยู่ในไฟล์ m-file ของแมทแลป ตัวอย่างเช่น ฟังก์ชัน วัตถุประสงค์ชื่อ objective เราจะเรียกใช้ฟังก์ชันนี้ เราต้องเขียนคำสั่งว่า @objective ก็จะสามารรถเรียกใช้ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ได้

3) หมายเลข 3 (Number of variables) เป็นการใส่จำนวนตัวแปรที่ของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ต้องการหาจากหมายเลข 2

4) หมายเลข 4 (Constraints) ในส่วนนี้จะทำการใส่เงื่อนไขของคำตอบที่ ต้องการ ค้นหา โดยจะประกอบไปด้วยเงื่อนไขที่เป็นสมการเชิงเส้น (Linear equalities) เงื่อนไขที่เป็นอสมการเชิงเส้น (Linear inequalities) และขอบเขตของคำตอบที่ค้นหา รวมไปถึงสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันของเงื่อนไขที่ต้องการค้นหาในรูปของ m-file แล้วเรียกใช้งาน ได้

5) หมายเลข 5 (Options) ในส่วนนี้ถือว่ามีความสำคัญอย่างมากของการหาคำตอบคือ เป็นการตั้งค่าต่าง ๆ ที่ของอัลกอริทึม ซึ่งจะมีผลต่อคำตอบของระบบด้วย ตัวอย่างเช่นจำนวนประชากร การคัดเลือกสายพันธุ์ การผ่าเหล่า รวมไปถึงการตั้งค่าการแสดงผลของคำตอบด้วย เป็นต้น

6) หมายเลข 6 (Run solver and view results) จะทำการแสดงสถานะของการค้นหา คำตอบ เมื่อการค้นหาเกิดการผิดพลาดหน้าต่างนี้จะเตือนและแสดงจุดที่ผิดพลาดกระบวนการค้นหาด้วย มากไปกว่านั้นยังได้แสดงจำนวนรอบของการค้นหาคำตอบของระบบด้วย

7) หมายเลข 7 (Final point) จะทำการแสดงคำตอบของการการค้นหาที่เป็นคำตอบที่ดีที่สุดของระบบในรูปของตัวแปรที่เรากำหนดในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในหมายเลข 1

จากการที่ได้อธิบายรายละเอียดเข้าใจมาพอสังเขป optimization toolbox ถือว่าเป็นเครื่องมือที่ใช้ง่ายและสามารถเข้าใจง่ายสำหรับการหาคำตอบที่ดีที่สุด แต่อย่างไรก็ตามผู้ใช้อย่างใดก็ตามก็ควรศึกษาหลักการ และการบวนการใช้เครื่องมือนี้ อย่างละเอียด ใน Optimization toolbox User Guide Coleman, T., Branch, M., and Grace, A. (1999) ไม่ว่าจะเป็นการเขียนฟังก์ชันวัตถุประสงค์ เงื่อนไขและขอบเขตที่ต้องการค้นหา ทั้งนี้เพื่อให้เกิดความถูกต้องของคำตอบตามวัตถุประสงค์

3.4.2 ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function)

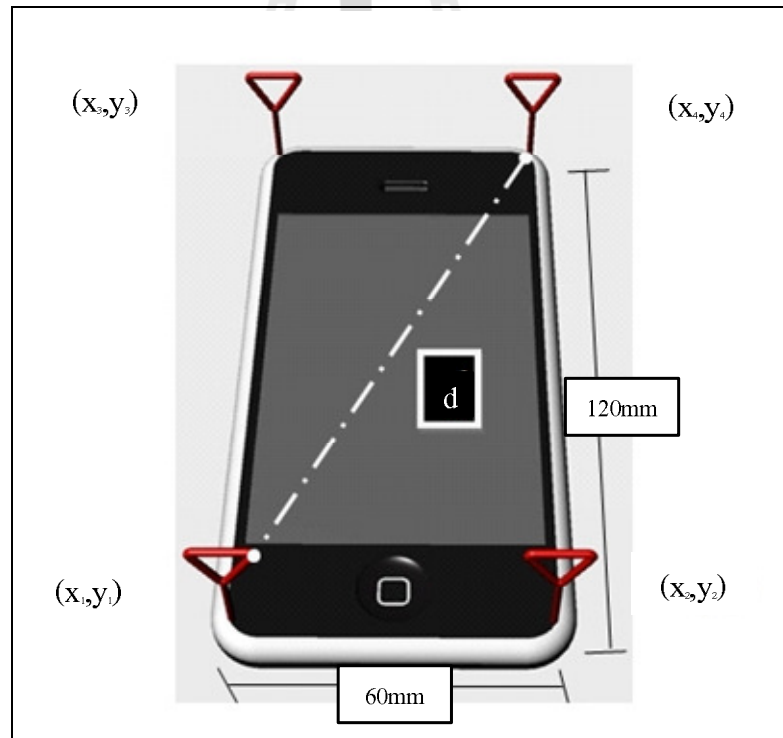
สำหรับวัตถุประสงค์ของการหาคำตอบของการจัดวางตัวของสายอากาศบนพื้นที่จำกัด โดยพิจารณาช่องสัญญาณในระบบโมโม่ ฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะประกอบไปด้วยตัวแปรที่แสดงตำแหน่งการจัดวางตัวของสายอากาศสายอากาศแต่ละต้น คำตอบที่ดีที่สุดของการค้นหาจะสิ้นสุดเมื่อระบบมี ค่าความจุของช่องสัญญาณ ค่าสูงที่สุด (maximize) ในการกำหนดฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของตำแหน่งการจัดวาง

สายอากาศแต่ละต้นนั้นจะประกอบด้วยตัวแปร 2 ตัวแปร ซึ่งตัวแปร x แทนความยาว และ y แทนความกว้างของพื้นที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ตำแหน่งการจัดวางสายอากาศนี้ระบุพิกัดของแกน x y การหาระยะห่าง d ของสายอากาศแต่ละต้นเพื่อนำไปวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ดีที่สุด สามารถใช้ทฤษฎีบทพีทาโกรัสซึ่งหาได้ดังนี้

Maximize $f(x)$ กรณีปัญหาค่าสูงสุดโดยพิจารณาจากค่าความจุของช่องสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด
 $x \in S$ S แทนเซตหรือปริภูมิการซึ่งคือค่าขอบเขตของพื้นที่ของ โทรศัพท์เคลื่อนที่

$$d = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \quad (3-7)$$

โดยนำสมการที่ 3-7 ไปใช้ในการพิจารณาค่าตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดบน โทรศัพท์เคลื่อนที่โดยพิจารณาความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมในสมการที่ 3-4 ดังนั้นฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะมีรูปแบบเดียวกันเลยกับการวิเคราะห์ผลกระทบซึ่งพิจารณาปรากฏการณ์เชื่อมต่อกันที่กระทำระหว่างสายอากาศเพียงแต่เพิ่มตัวแปรตำแหน่งพิกัดบนแกน x y ของสายอากาศแต่ละต้นเพื่อหาค่า d ก่อนเท่านั้น



รูปที่ 3-3 ตัวอย่างการจัดวางสายอากาศในพิกัด x y บนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่

3.4.3 เงื่อนไข (Constraint)

สำหรับเงื่อนไขในการค้นหาตำแหน่งที่ดีที่สุดในการจัดวางสายอากาศที่สำคัญจุดเดียวคือพื้นที่จำกัดบนอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยเงื่อนไขของการค้นหาพิกัดตำแหน่งการจัดวางความยาว x เท่ากับ 0 มิลลิเมตรถึง 120 มิลลิเมตร และความกว้าง y เท่ากับ 0 มิลลิเมตรถึง 60 มิลลิเมตร ซึ่งพิจารณาจากขนาดของอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ขนาดจริงดังแสดงในรูปที่ 3-3

3.4.4 พารามิเตอร์ (Parameter)

หลังจากได้อธิบายหลักการของการหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมในหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว ซึ่งก็จะเข้าใจถึงความสำคัญของอัลกอริทึมที่ต้องทำการพิจารณา ค่าต่าง ๆ ให้เหมาะสมเพื่อนำไปใช้ให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด เมื่อทำการเชื่อมโยงหลักและกระบวนการของอัลกอริทึมมาสู่การพารามิเตอร์ที่สำคัญที่จะทำการกำหนดบนเครื่องมือ optimization toolbox ที่ได้ เราได้นำมาประยุกต์ใช้ ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาคำตอบที่ดีที่สุดในการจัดวางสายอากาศด้วยการใช้เทคนิคจินเนติกอัลกอริทึมในเครื่องมือ optimization toolbox สามารถแสดงดังตารางที่ 3-1 ได้ดังนี้

ตารางที่ 3-1 แสดงพารามิเตอร์ที่ใช้บนเครื่องมือ optimization toolbox

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
Generation	200
Population	200
Probability of crossover	0.8
Probability of mutation	0.01
Population type	Bit string
Encoding	Binary string
Selection	Stochastic uniform
Crossover	Multiple point
Fitness function	Proportional

3.5 กล่าวท้ายบท

ในบทนี้การอธิบายหลักการประยุกต์ใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม ในการหาตำแหน่งของระบบโมโม ซึ่งพิจารณาช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน 2 ช่องสัญญาณ นอกจากนั้นยังอธิบายถึงผลกระทบของปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศ เมื่อพิจารณาถึงปัจจัยระยะห่างระหว่างสายอากาศและขนาดของอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบโมโม โดยแสดงให้เห็นถึงผลกระทบจากระยะห่างการจัดวางสายอากาศ จะมีผลต่อค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม โดยอีกส่วนหนึ่งที่สำคัญของบทนี้ก็คือทฤษฎีของเทคนิคการหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมอย่างละเอียด เพื่อที่จะได้เข้าใจและสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการหาตำแหน่งในการจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบโมโม โดยเนื้อหาที่กล่าวมาทั้งหมดในบทนี้จะนำไปเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์เกี่ยวกับงานวิจัยของเราที่ได้นำเสนอไปซึ่งจะอธิบายในบทถัดไป



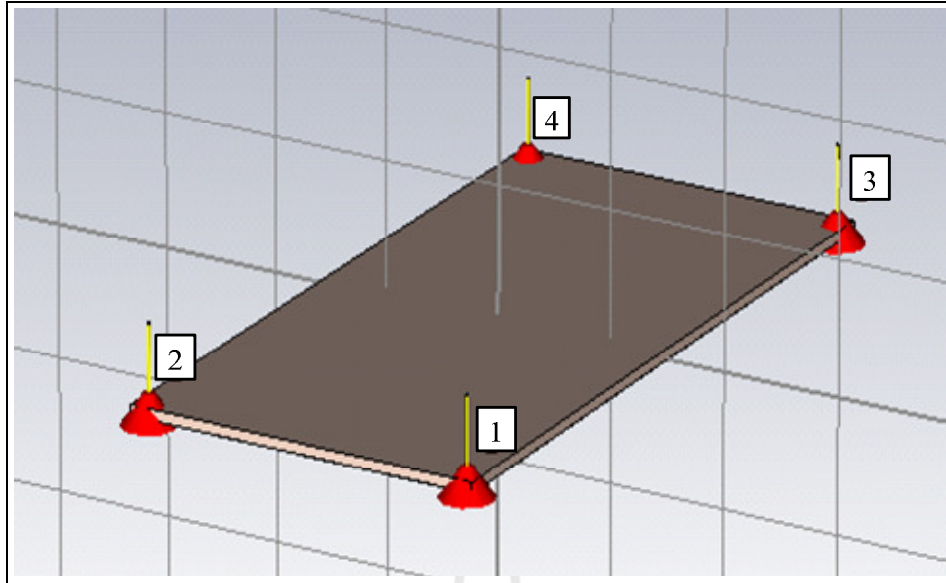
บทที่ 4 การทดสอบวิธีหาค่าตำแหน่งที่เหมาะสม

4.1 กล่าวนำ

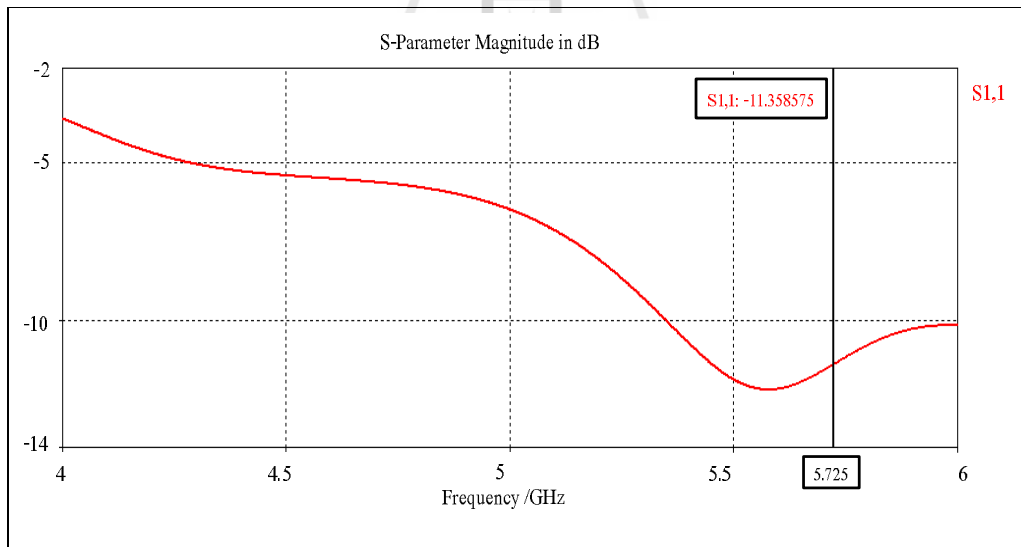
เนื้อหาก่อนหน้านี้อธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานการสื่อสารในระบบไมโม โดยกล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณ โดยได้ทำการแสดงสมการช่องสัญญาณ 2 แบบจำลองคือ ช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลย์ลี และช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring” โดยพิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่งจากนั้นได้อธิบายถึงปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วมที่ผลต่อการจัดวางสายอากาศโดยประยุกต์ทฤษฎี N-พอร์ต โดยใช้การพิจารณา Z อิมพีแดนซ์ เพื่อพิจารณาถึงผลกระทบของการจัดวางสายอากาศโดยพิจารณาค่าความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม โดยใช้วิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดระเบียบวิธีจินเนติกอัลกอริทึมมาใช้ในการหาค่าตำแหน่งที่เหมาะสมของการจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยได้ใช้ optimization toolbox ในโปรแกรมแมทแล็บ เพื่อหาค่าตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดในการจัดวางสายอากาศ จากนั้นได้ใช้โปรแกรม CST microwave studio ในการจำลองแบบก่อนทำการวัดจริง

4.2 รูปแบบการจัดวางตำแหน่งสายอากาศ (ANTENNA CONFIGURATION)

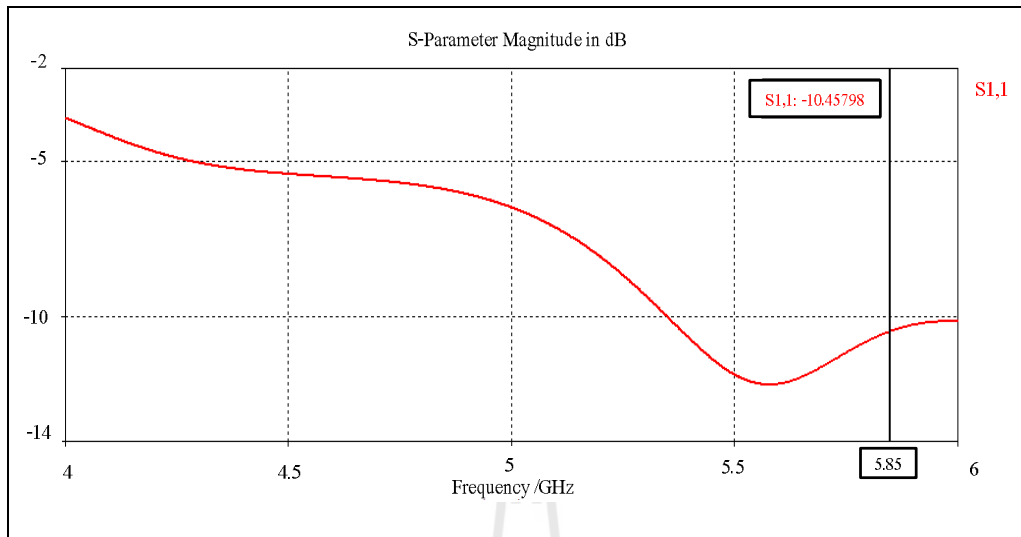
ในเบื้องต้นสำหรับการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการจัดวางตัวของสายอากาศ ในโครงการวิจัยนี้ สายอากาศที่ใช้คือ สายอากาศโมโนโพลซึ่งเป็นสายอากาศเส้นลวดตรงที่มีต้นแบบมาจากสายอากาศไดโพล เพียงแต่นำมาใช้เพียงครึ่งหนึ่งของความยาวไดโพลและมีการป้อนสัญญาณเข้าที่กึ่งกลางของไดโพล โดยเทียบกับระนาบกราวด์ (ground plane) ดังนั้นความยาวของโมโนโพลจึงเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นใช้งาน โดยได้ทำการออกแบบสายอากาศในย่านความถี่ 5.725-5.85 GHz ซึ่งสามารถรองรับคลื่นความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.16e (Mobile wimax ได้จำลองผลจากโปรแกรม CST microwave studio ก่อนทำการสร้างวัดจริง



รูปที่ 4-1 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST microwave studio

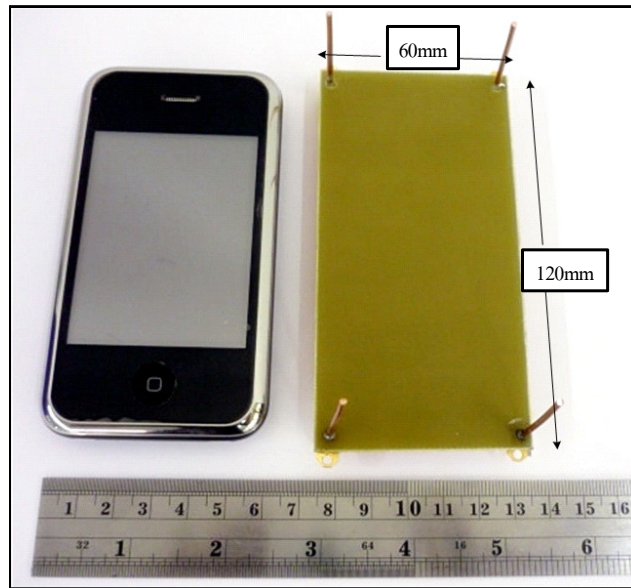


รูปที่ 4-2 ผลค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ ที่ความถี่ 5.725 GHz

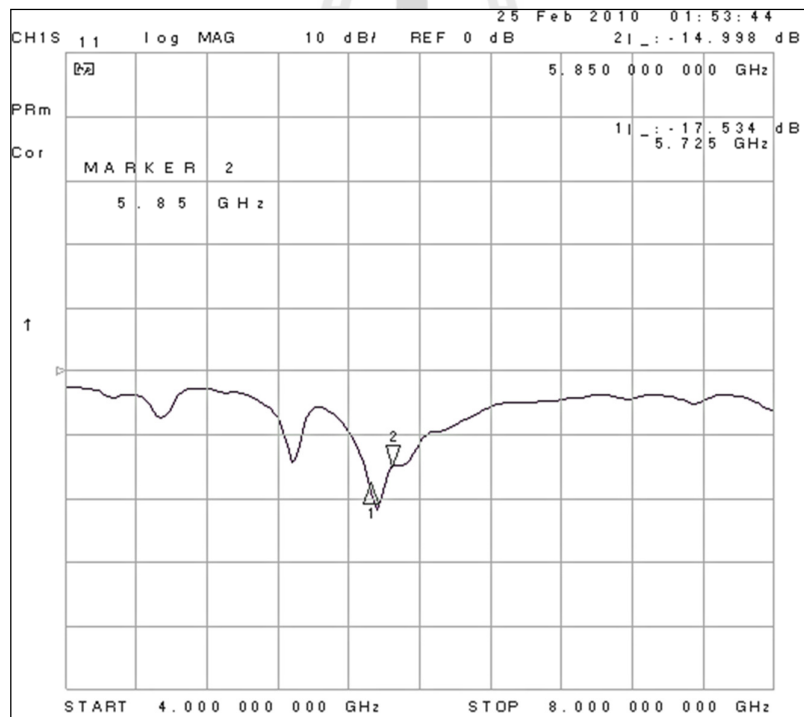


รูปที่ 4-3 ผลค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ความถี่ 5.85GHz

เมื่อได้ทำการจำลองการสร้างสายอากาศในโปรแกรม CST microwave studio จากรูปที่ 4-1 ซึ่งได้แสดงผลค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ในช่วงความถี่ที่ใช้งานจากรูปที่ 4-2 และ 4-3 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 มีค่าที่ต่ำกว่า -10db ซึ่งถือว่าใช้งานได้และต่อมาจึงได้มาทำการสร้างวัตถุจริง



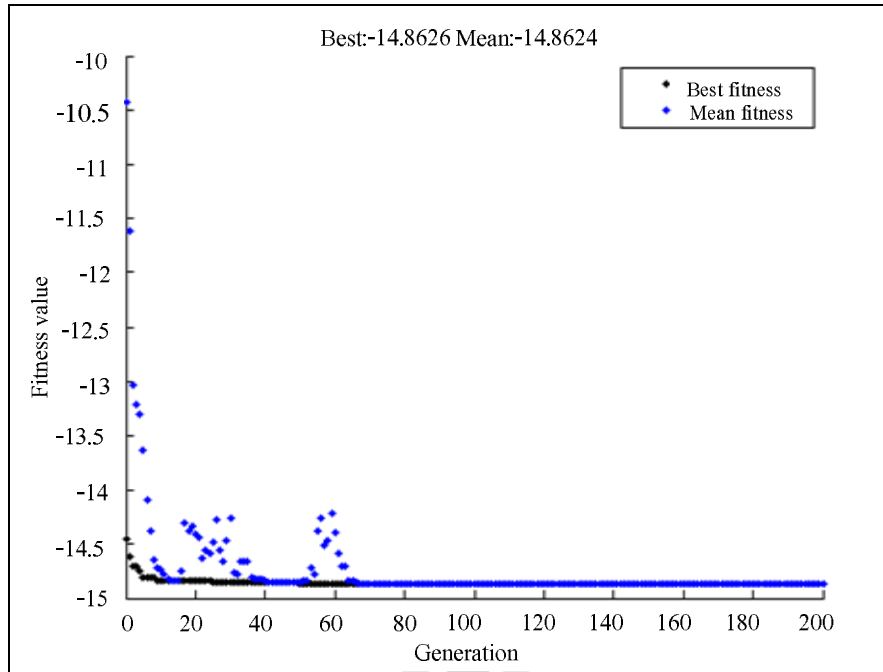
รูปที่ 4-4 ตัวอย่างการจัดวางสายอากาศโมโนโพลบนโทรศัพท์ที่เคลื่อนที่



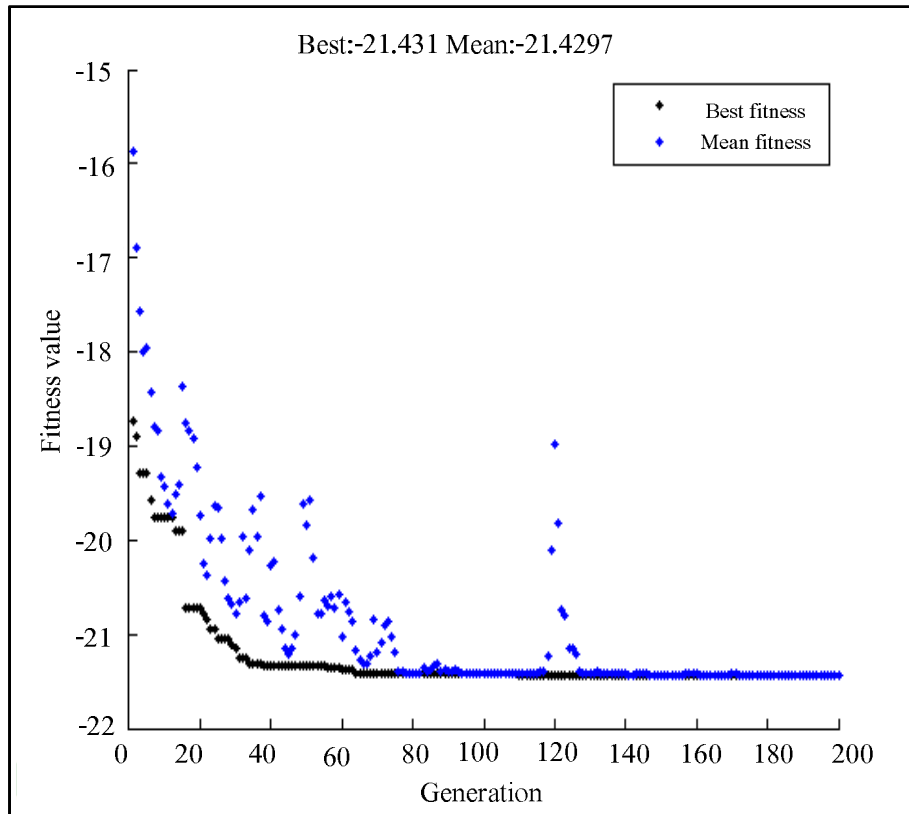
รูปที่ 4-5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ 5.725-5.85 GHz

4.3 ผลจากการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศด้วยเทคนิควิธีจินเนติกอัลกอริทึมในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกันโดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลขยกกำลัง

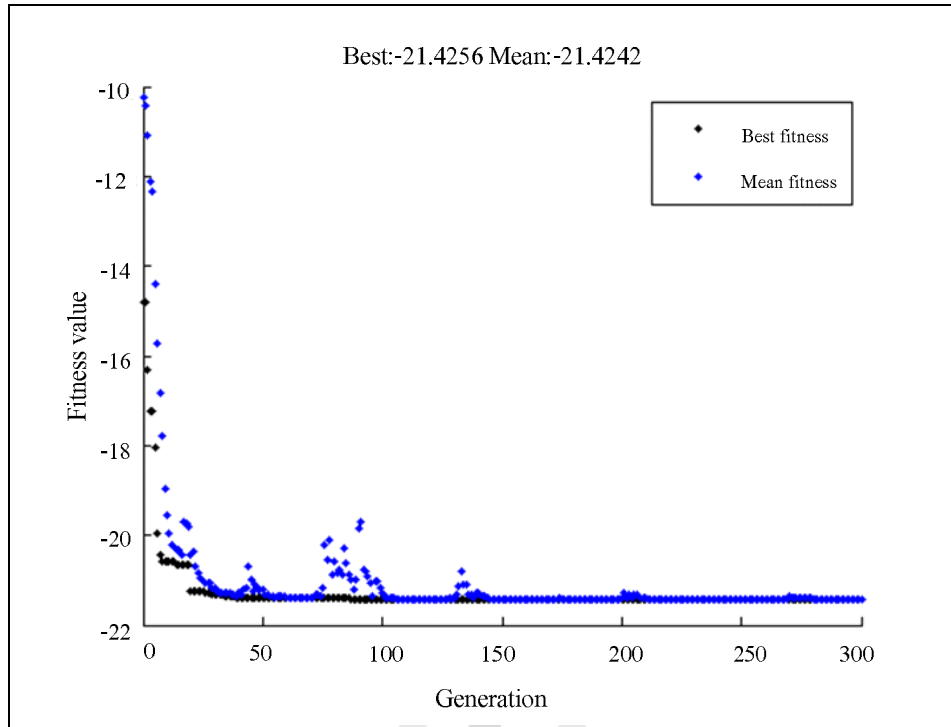
ผลจากการจำลองแบบในการหาระยะและตำแหน่งการจัดวางตัวของสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยใช้ optimization toolbox ในโปรแกรมแมทแลปโดยหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกันโดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลขยกกำลังในระบบ โมโม 3x3 และ 4x4 ดังแสดงในรูปที่ 4-6 และ 4.7 จากรูปค่าของ Generation เปรียบเสมือนจำนวนรอบของการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดที่กำหนดไว้ในตารางที่ 3-1 ค่า Best fitness เป็นค่าความจางของช่องสัญญาณ ที่ดีที่สุดในแต่ละรอบของการค้นหาคำตอบ ส่วนค่า Mean fitness เป็นค่าเฉลี่ย ความจางของช่องสัญญาณจากคำตอบทั้งหมดของการค้นหาในแต่ละรอบเช่นกัน คำตอบที่ดีที่สุดของการค้นหาจะสิ้นสุดที่ Generation ที่ได้กำหนดไว้ ซึ่งค่า Best fitness และ Mean fitness จะไม่มีคำตอบที่สามารถปรับปรุงหรือเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้ดีกว่านี้แล้วดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 4-6 สำหรับการหาตำแหน่งที่ดีที่สุดของสายอากาศจำนวน 3 ต้น จะเห็นได้จากช่วง Generation ตั้งแต่ 70 กราฟจะเป็นเส้นตรงไม่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพของค่าความจางของช่องสัญญาณ โดยค่าความจางของช่องสัญญาณ ที่ดีที่สุด หรือสำหรับค่า Best fitness อยู่ที่ 14.8626 dB เช่นเดียวกับ ค่าความจางของช่องสัญญาณ เฉลี่ย หรือ ค่า Mean fitness เท่ากับ 14.8624 dB ซึ่งในส่วนนี้ก็จะได้คำตอบของตำแหน่งและระยะสำหรับการจัดวางสายอากาศที่ให้สมรรถนะของระบบมีประสิทธิภาพดีที่สุดในรูปที่ 4-7 สำหรับการหาตำแหน่งที่ดีที่สุดของสายอากาศ 4 ต้น จะเห็นได้ว่า จะเห็นได้จากช่วง Generation ตั้งแต่ 130 กราฟจะเป็นเส้นตรงไม่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพของค่าความจางของช่องสัญญาณ แล้ว โดยค่าความจางของช่องสัญญาณ ที่ดีที่สุด หรือสำหรับค่า Best fitness อยู่ที่ 21.43 dB เช่นเดียวกับ ค่าความจางของช่องสัญญาณ เฉลี่ย หรือ ค่า Mean fitness เท่ากับ 21.4297 dB ซึ่งในส่วนนี้ก็จะได้คำตอบของตำแหน่งและระยะสำหรับการจัดวางสายอากาศที่ให้สมรรถนะของระบบมีประสิทธิภาพดีที่สุดซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบจำนวน Generation และจำนวน Population เพิ่มขึ้นเป็นจำนวน 300 ซึ่งแสดงในรูปที่ 4-8 ผลที่ได้ไม่ทำให้ค่า Best fitness เพิ่มขึ้นแต่อย่างใดในทางกลับกันจะเสียเวลาในการหาคำตอบที่นานขึ้นมาก



รูปที่ 4-6 ผลของการหาดำแหน่งการจัดวางสายอากาศ3ต้นที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมบนเครื่องมือ optimization toolbox ในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกัน และมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลย์ลี



รูปที่ 4-7 ผลของการหาดำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมบนเครื่องมือ optimization toolbox ในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกัน และมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลย์ลี

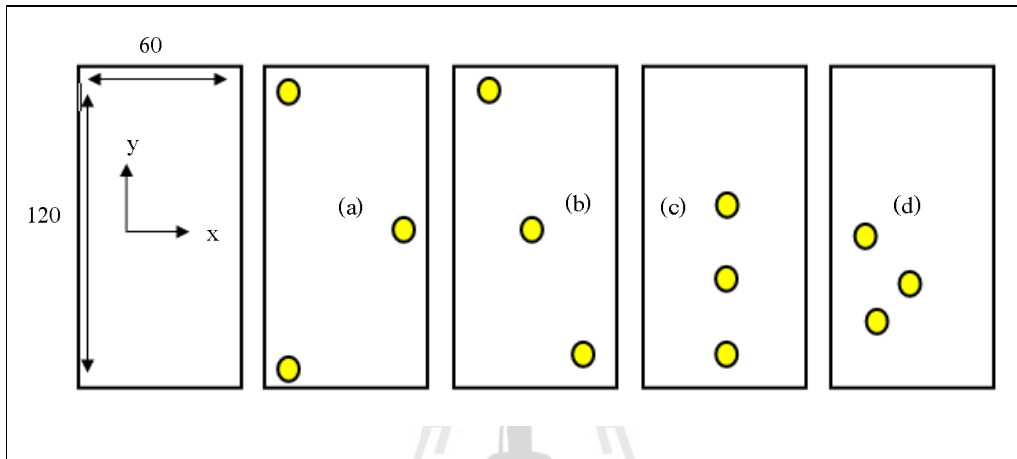


รูปที่ 4-8 ผลของการหาค่าแห่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมบนเครื่องมือ optimization toolbox ในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกัน และมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเฉลี่ยในการเปรียบเทียบการเพิ่ม generation และ population

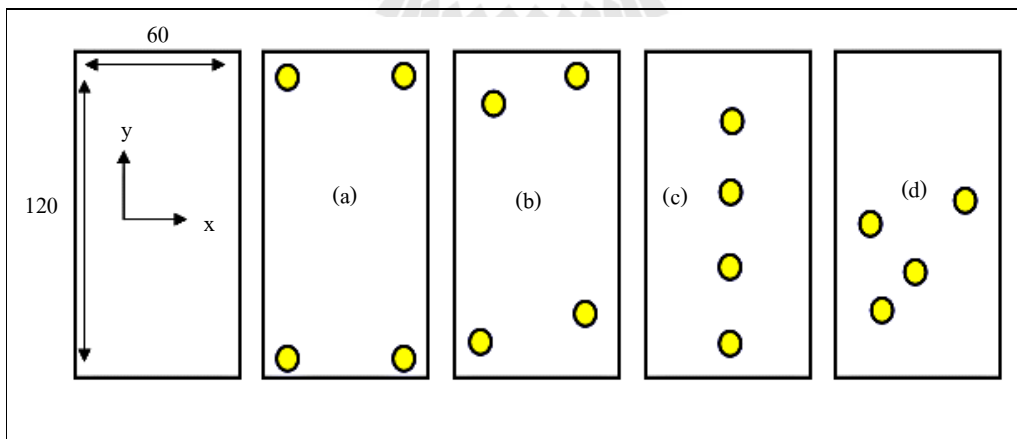
ตารางที่ 4-1 แสดงการจัดวางตัวของสายอากาศโดยพิจารณาช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน ในระบบโมโม 3x3 และ 4x4

ผลตำแหน่ง	ตำแหน่งการจัดวางสายอากาศบนพิกัด x y (มิลลิเมตร)			
	1	2	3	4
MIMO 3x3	(56,8)	(19,59)	(3,117)	N/A
MIMO 4x4	(4,7)	(48.25,15)	(13,97.75)	(45.5,118.5)

เพื่อเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะการจัดวางสายอากาศจากการหาตำแหน่งการจัดวางบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่ด้วยเทคนิคการหาคำตอบที่ดีที่สุดจากวิธีจินเนติกอัลกอริทึม จึงได้ทำการสุ่มการจัดวางตัวของสายอากาศของระบบโมโม 3x3 และ 4x4 ขึ้นมาในการเปรียบเทียบสมรรถนะว่ามีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าจริง โดยการสุ่มการจัดวางสายอากาศของแต่ละจำนวนของสายอากาศที่จะนำมาเปรียบเทียบมีรายละเอียดดังนี้

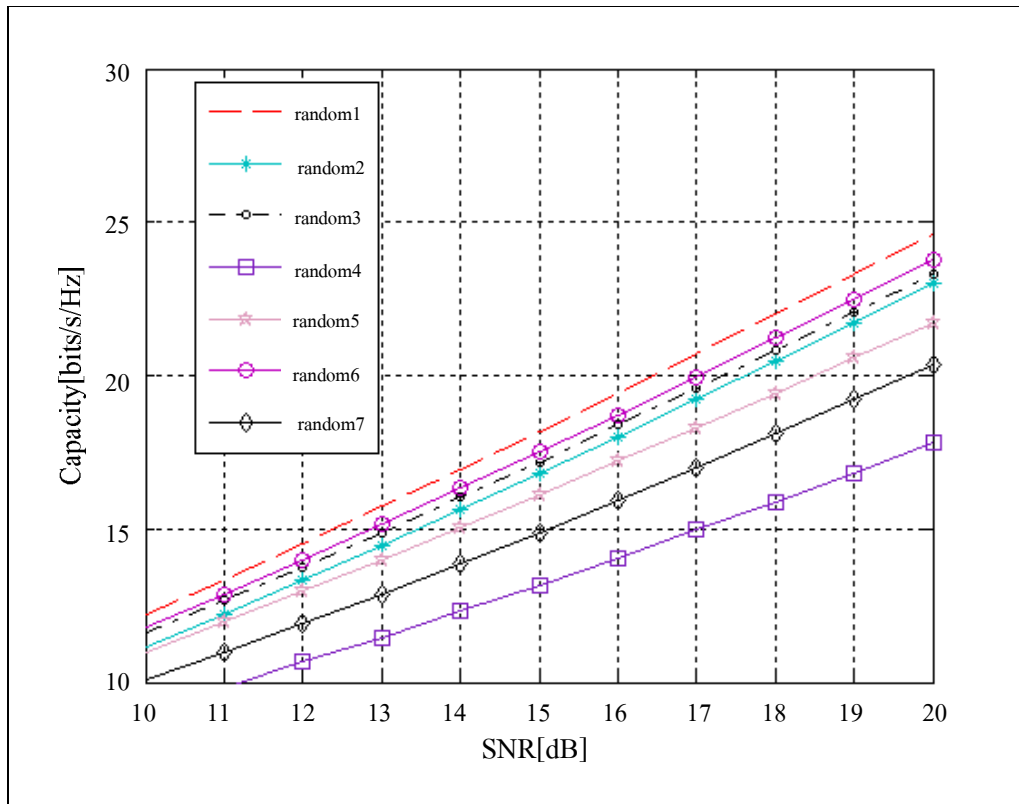


รูปที่ 4-9 การจัดวางสายอากาศ 3 ต้น ในแต่ละกรณีบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่



รูปที่ 4-10 การจัดวางสายอากาศ 4 ต้น ในแต่ละกรณีบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่

จากรูปที่ 4-9 และ 4-10 แสดงการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในแต่ละกรณีบนพื้นที่โทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยในกรณี (a) แสดงการจัดวางสายอากาศไว้ที่มุมของพื้นที่กรณี (b) แสดงการจัดวางสายอากาศในตำแหน่งที่ได้ผลมาจากเทคนิคการหาค่าตอบที่ดีที่สุดจากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมกรณี (c) แสดงการจัดวางสายอากาศแบบเส้นตรงซึ่งมีระยะห่างแลมด้า /2 กรณี (d) แสดงการจัดวางสายอากาศในรูปแบบสุ่มโดยในกรณี (d) ได้ทำการสุ่มทั้งหมด 7 ครั้ง ซึ่งแสดงในรูปที่ 4-11 โดยเลือกครั้งที่ดีที่สุดมาเปรียบเทียบซึ่งสามารถทำการวิเคราะห์ผ่านโปรแกรมแมทแลปโดยพิจารณาค่าความจุช่องสัญญาณ



รูปที่ 4-11 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโมโม 4x4 ในกรณีสุ่มเปรียบเทียบ

ตารางที่ 4-2 แสดงตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในระบบโมโม 3x3

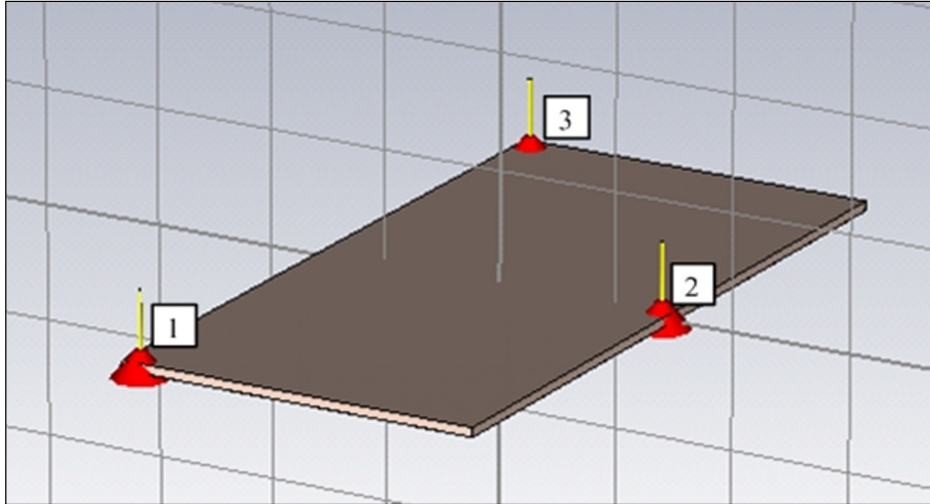
MIMO	ตำแหน่งการจัดวางสายอากาศบนพิกัด x y (มิลลิเมตร)		
	Antenna (1)	Antenna (2)	Antenna (3)
3x3 Case			
(a) corner	5,5	55,60	5,115
(b) GA	56,8	19,59	3,117
(c) linear	30,5	30,31.2	30,57.4
(d) random	17,35	34,48	15,62

ตารางที่ 4-3 แสดงตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในระบบโมโม 4x4

MIMO	ตำแหน่งการจัดวางสายอากาศบนพิกัด x y (มิลลิเมตร)			
	Antenna (1)	Antenna (2)	Antenna (3)	Antenna (4)
4x4 Case				
(a) corner	5,5	55,5	5,115	55,115
(b) GA	4,7	48.25,15	13,97.75	45.5,118.5
(c) linear	30,5	30,31.2	30,57.4	30,83.6
(d) random	17,35	34,48	15,62	50,76

4.4 ผลการจำลองการหาตำแหน่งโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เพื่อวิเคราะห์เปรียบเทียบ หาค่าความจุของช่องสัญญาณ

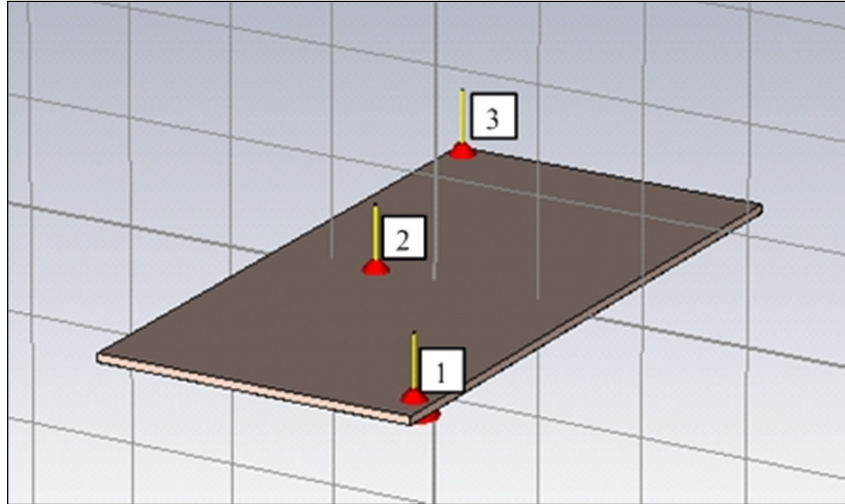
เนื่องจากหัวข้อที่ 4.2 ได้ค่าตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดของการจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่จากโปรแกรมวิธีจินเนติกอัลกอริทึมแล้วได้ทำการเปรียบเทียบในกรณีอื่น ๆ ในส่วนนี้จะทำการจำลองผลของตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในแต่ละกรณีโดยใช้โปรแกรม CST microwave studio เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบว่าผลตำแหน่งที่ได้จากระเบียบวิธีจินเนติกอัลกอริทึมจะเป็นผลตำแหน่งที่ดีที่สุดหรือไม่



รูปที่ 4-12 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (a)

ตารางที่ 4-4 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (a)

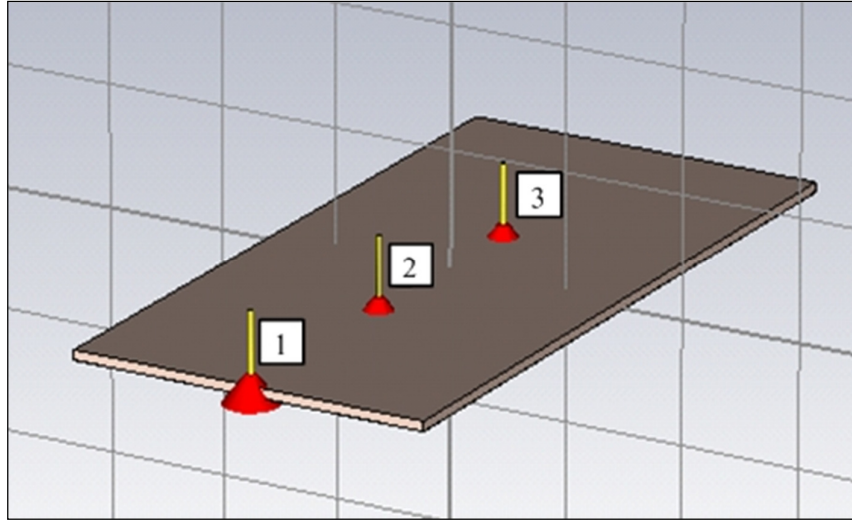
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$82.9106 + 19.1599i$	$60.7859 + 9.0942i$	$62.859 - 9.0942i$
$61.4237 + 8.4030i$	$87.3967 - 10.3660i$	$61.3426 - 16.2045i$
$61.4237 + 8.4030i$	$61.3426 - 16.2045i$	$86.4104 - 12.7832i$



ตารางที่ 4-5 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (b)

ตารางที่ 4-5 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (b)

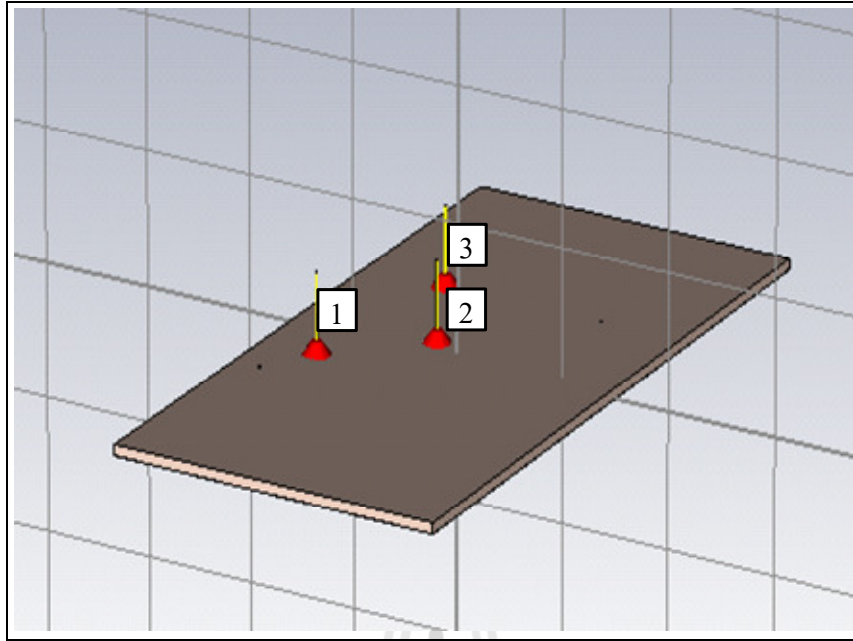
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$67.1701 + 7.9998i$	$24.7015 - 16.6921i$	$36.3233 - 3.2461i$
$24.7015 - 16.6921i$	$79.3011 + 32.9975i$	$21.1141 - 1.0218i$
$36.3233 - 3.2461i$	$21.1141 - 1.0218i$	$44.6995 + 2.5203i$



รูปที่ 4-13 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (c)

ตารางที่ 4-6 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (c)

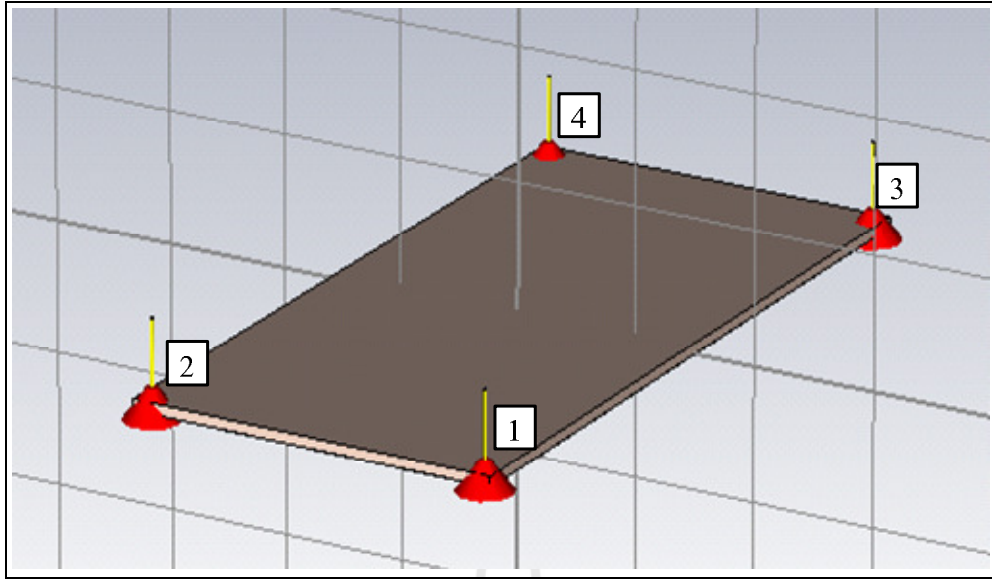
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$35.7580 + 6.7937i$	$39.1246 + 4.1474i$	$49.6078 - 5.3033i$
$39.1246 + 4.1474i$	$34.1137 + 6.1019i$	$32.5709 + 1.9579i$
$49.6078 - 5.3033i$	$32.5709 + 1.9579i$	$33.9153 - 20.2793i$



รูปที่ 4-14 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (d)

ตารางที่ 4-7 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (d)

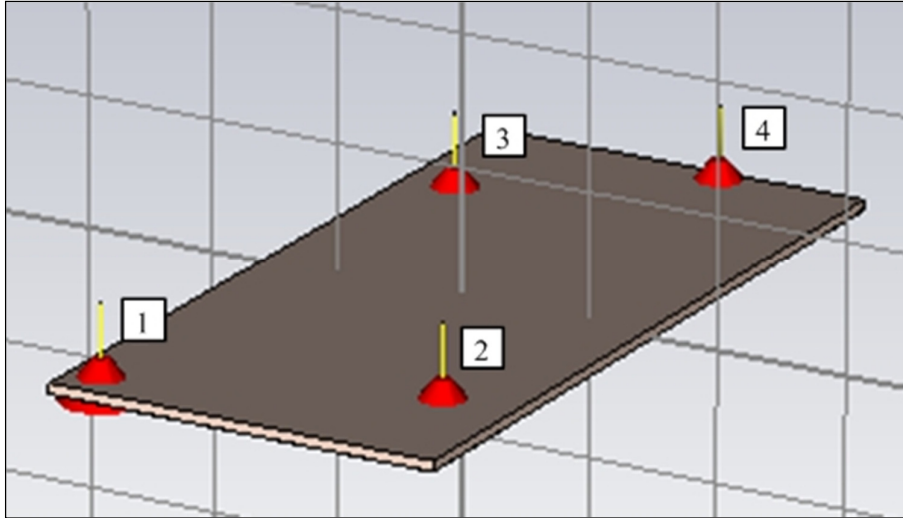
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$35.7580 + 6.7937i$	$39.1246 + 4.1474i$	$49.6078 - 5.3033i$
$39.1246 + 4.1474i$	$34.1137 + 6.1019i$	$32.5709 + 1.9579i$
$49.6078 - 5.3033i$	$32.5709 + 1.9579i$	$33.9153 - 20.2793i$



รูปที่ 4-15 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (a)

ตารางที่ 4-8 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (a)

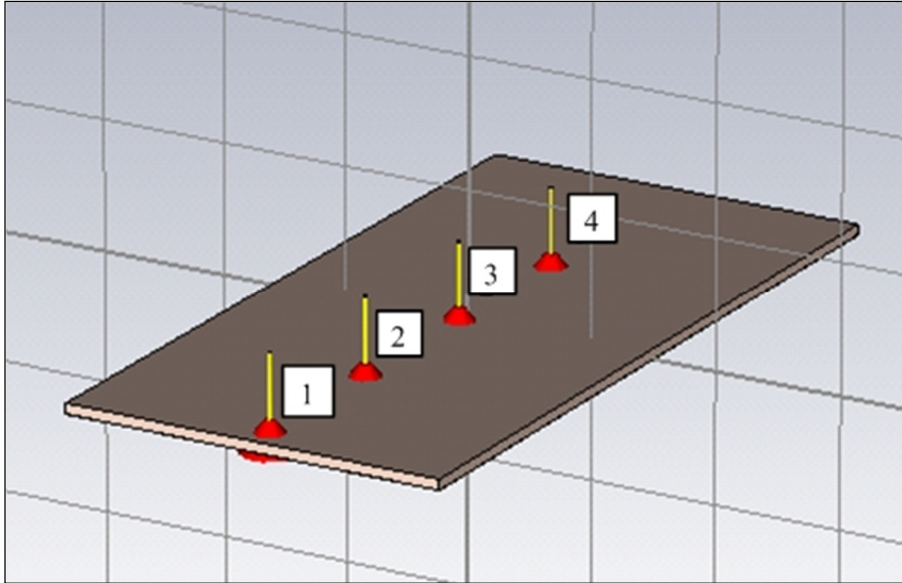
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$32.315 - 7.051i$	$49.277 - 1.027i$	$48.815 + 0.163i$	$50.976 + 1.177i$
$49.277 - 1.027i$	$35.860 - 62.375i$	$50.532 + 0.836i$	$49.070 - 0.006i$
$48.815 + 0.163i$	$50.532 + 0.836i$	$33.204 - 39.147i$	$48.596 - 1.080i$
$50.976 + 1.177i$	$49.079 - 0.006i$	$48.596 - 1.080i$	$31.056 - 16.724i$



รูปที่ 4-16 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (b)

ตารางที่ 4-9 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (b)

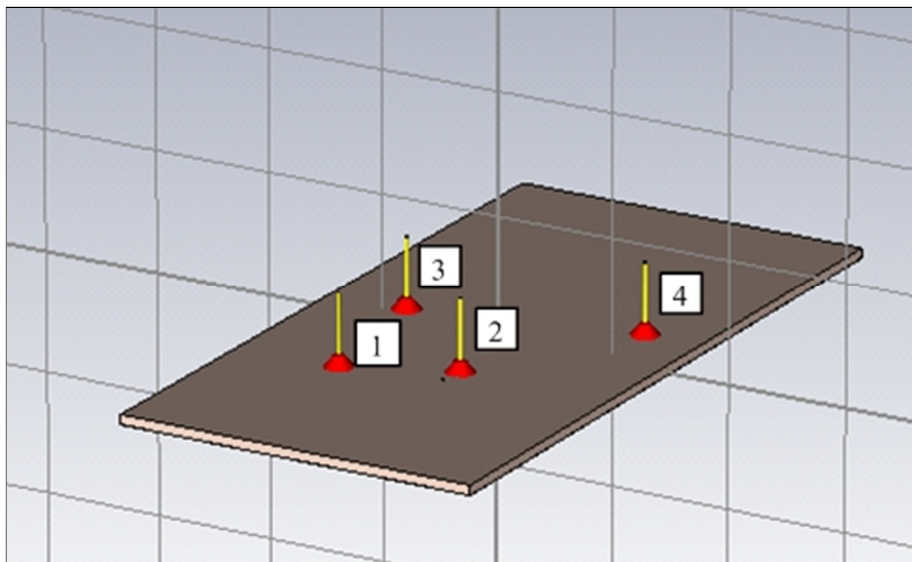
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$28.718 - 12.426i$	$49.675 + 0.278i$	$50.379 - 0.469i$	$49.632 - 0.173i$
$49.675 + 0.278i$	$35.627 - 7.659i$	$50.957 + 1.077i$	$51.131 - 0.385i$
$50.379 - 0.469i$	$50.957 + 1.077i$	$27.971 - 6.877i$	$49.078 - 2.259i$
$49.632 - 0.173i$	$55.357 - 4.001i$	$49.078 - 2.259i$	$30.138 - 8.137i$



รูปที่ 4-17 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (c)

ตารางที่ 4-10 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (c)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$47.274 + 7.243i$	$52.639 - 1.831i$	$49.669 - 0.681i$	$48.719 + 0.019i$
$52.639 - 1.831i$	$80.427 - 1.941i$	$53.068 - 2.170i$	$48.862 + 0.543i$
$50.646 - 0.423i$	$53.068 - 2.170i$	$71.0518 - 37.868i$	$50.964 - 1.833i$
$47.274 + 7.243i$	$52.639 - 1.831i$	$49.669 - 0.681i$	$48.719 + 0.019i$



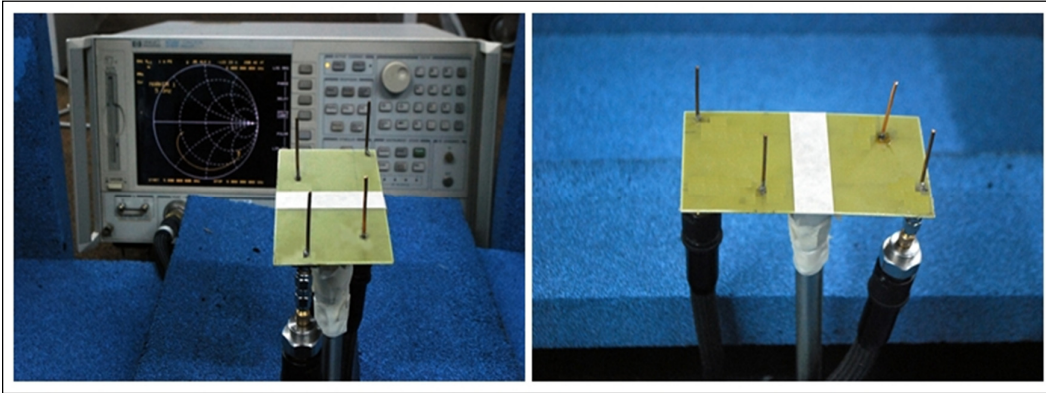
รูปที่ 4-18 การจำลองผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (d)

ตารางที่ 4-11 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (d)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
37.533 -14.186i	62.268 - 2.181i	55.434 - 4.269i	48.447 - 0.675i
62.268 - 2.181i	77.724 -21.634i	50.566 + 0.329i	51.925 - 4.045i
55.434 - 4.269i	50.566 + 0.329i	90.910 + 6.197i	53.481+ 0.758i
48.447 - 0.675i	51.925 - 4.045i	53.481 + 0.758i	37.322 -24.040i

4.5 การทดสอบระบบโมโนในสถานการณ์จริง

จากหัวข้อที่ 4.3 ได้แสดงการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST microwave studio เพื่อเปรียบเทียบผลความจุของช่องสัญญาณในหัวข้อนี้ได้เสนอการวัดผลจริงโดยผ่านเครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (Network Analyzer) เพื่อวัดผลค่า Z อิมพีแดนซ์ เพื่อนำมาเปรียบเทียบหาค่าความจุของช่องสัญญาณในระบบโมโมต่อไป

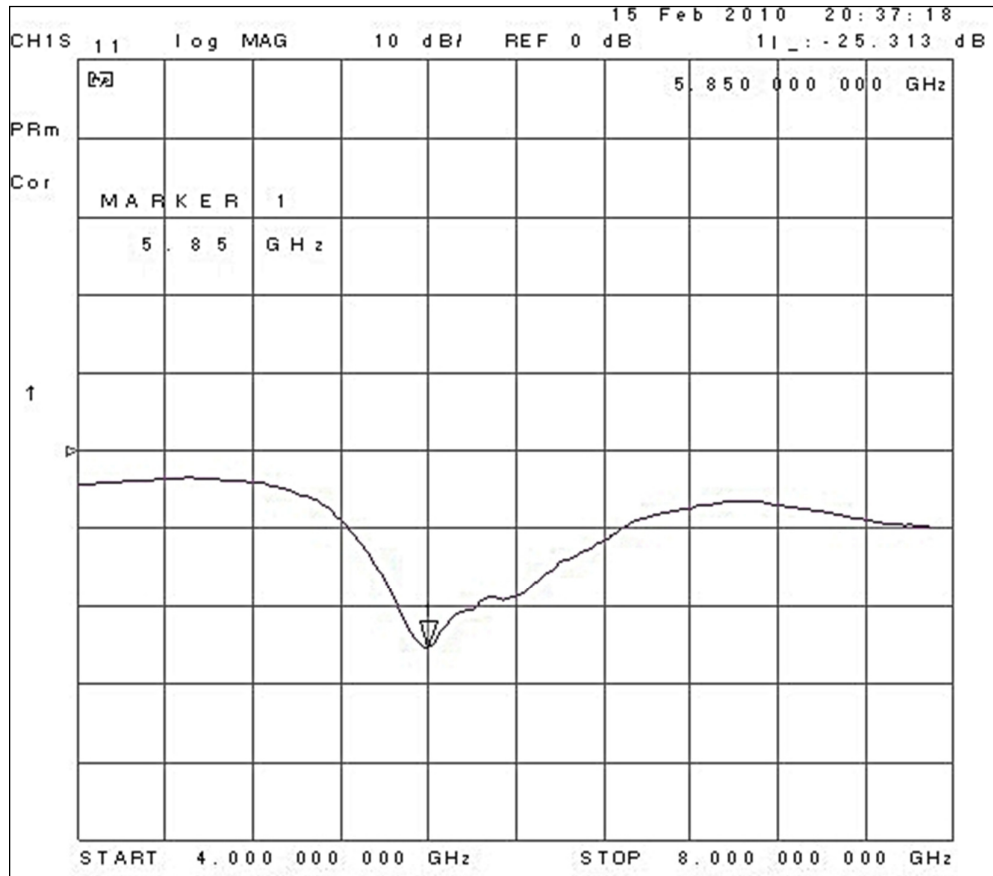


รูปที่ 4-19 การวัดผลค่า Z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศผ่านเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย

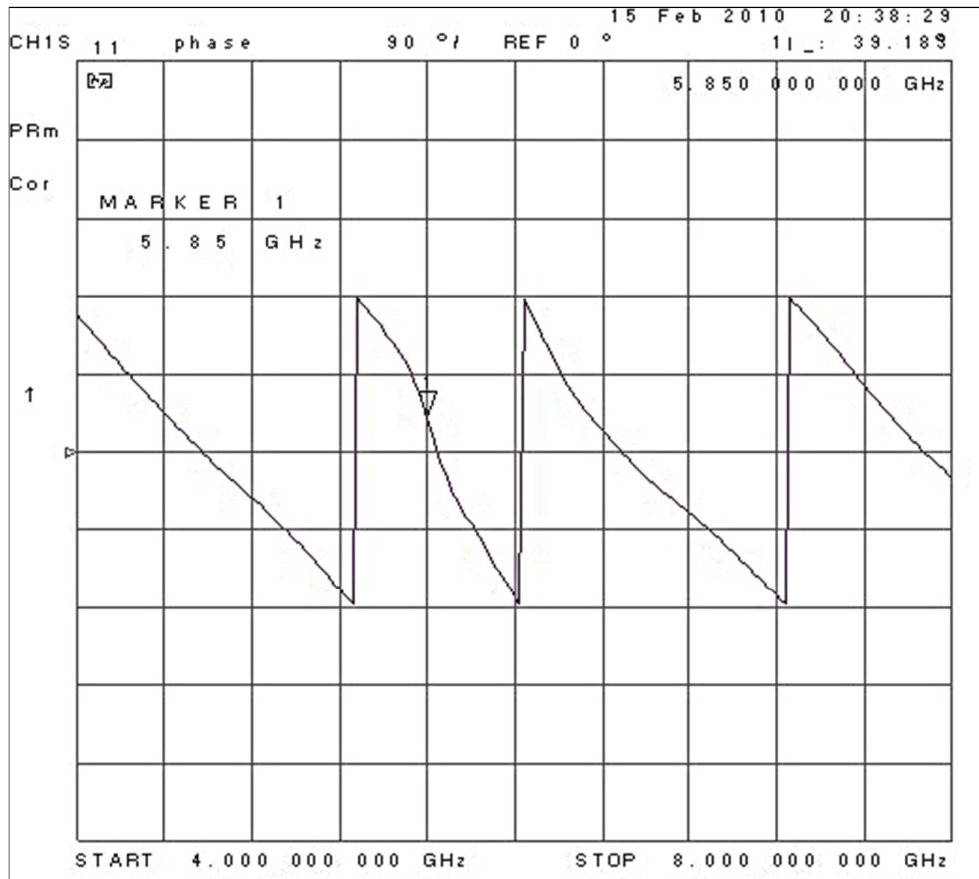


รูปที่ 4-20 การจัดวางสายอากาศ 3 ต้นในแต่ละกรณี

ตัวอย่างผลวัดค่าโดยค่า Z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งขนาดและเฟสถูกวัดจากเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (S_{ii}, S_{ij}) โดยแต่ละอิมพีแดนซ์จะวัดทั้งหมด 5 ครั้ง โดยกำหนดให้ ($S_{ij} = S_{ji}$) เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ (Reciprocity theorem)



รูปที่ 4-21 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ s11 ที่ 5.85 GHz



รูปที่ 4-22 ผลวัดค่าเฟสของสายอากาศ s11 ที่ 5.85 GHz

ตารางที่ 4-12 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ต้นในกรณี (a)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
44.4545 - 5.9706i	55.6711 + 5.8918i	45.5511 - 2.2106i
55.6711 + 5.8918i	39.1023 + 3.9536i	36.7929 - 4.2588i
45.5511 - 2.2106i	36.7929 - 4.2588i	41.1227 - 0.3986i

ตารางที่ 4-13 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ชั้นในกรณี (b)

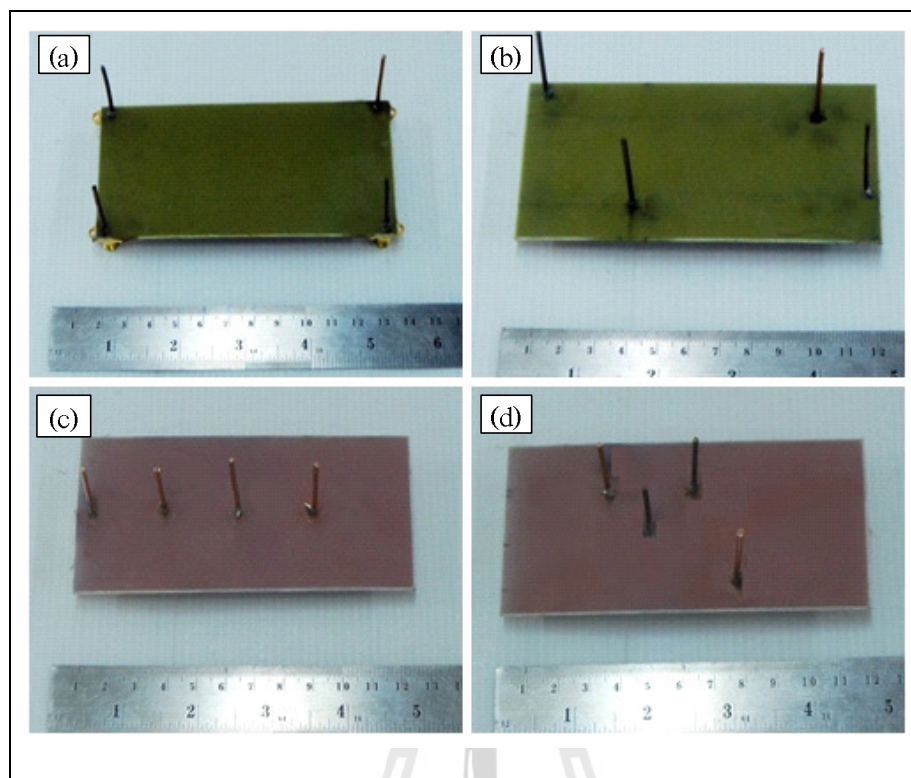
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$45.2170 + 1.9319i$	$46.2529 - 6.4398i$	$49.6559 + 3.3805i$
$46.2529 - 6.4398i$	$48.7856 + 5.1962i$	$58.2485 - 0.0352$
$49.6559 + 3.3805i$	$58.2485 - 0.0352$	$43.8575 + 2.6449i$

ตารางที่ 4-14 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ชั้นในกรณี (c)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$43.5483 + 9.8344i$	$57.3383 + 34.6093i$	$43.9455 - 0.6267i$
$57.3383 + 34.6093i$	$32.7836 - 3.5909i$	$39.0168 - 15.5302i$
$43.9455 - 0.6267i$	$39.0168 - 15.5302i$	$40.5706 + 12.5839i$

ตารางที่ 4-15 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 3 ชั้นในกรณี (d)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ		
$66.2659 - 2.1630i$	$44.8552 - 17.8197i$	$52.7667 - 2.5044i$
$44.8552 - 17.8197i$	$62.3751 - 7.3388i$	$68.6169 - 38.8172i$
$44.8552 - 17.8197i$	$52.7667 - 2.5044i$	$54.7666 + 1.0867i$



รูปที่ 4-23 การจัดวางสายอากาศ 4 ต้นในแต่ละกรณี

ตารางที่ 4-16 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (a)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
35.322 -22.040i	62.268 - 2.181i	55.434 - 4.269i	48.447 - 0.675i
62.268 - 2.181i	37.724 -21.634i	50.566 + 0.329i	51.925 - 4.045i
55.434 - 4.269i	50.566 + 0.329i	38.533 -14.186i	53.481 + 0.758i
48.447 - 0.675i	51.925 - 4.045i	53.481 + 0.758i	37.322 -24.040i

ตารางที่ 4-17 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (b)

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$40.274 + 7.243i$	$52.639 - 1.831i$	$49.669 - 0.681i$	$48.719 + 0.019i$
$52.639 - 1.831i$	$42.427 - 1.941i$	$53.068 - 2.170i$	$48.862 + 0.543i$
$49.669 - 0.681i$	$53.068 - 2.170i$	$41.051 - 37.868i$	$50.964 - 1.833i$
$48.719 + 0.019i$	$48.862 + 0.543i$	$50.964 - 1.833i$	$43.465 - 31.376i$

ตารางที่ 4-18 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (c)

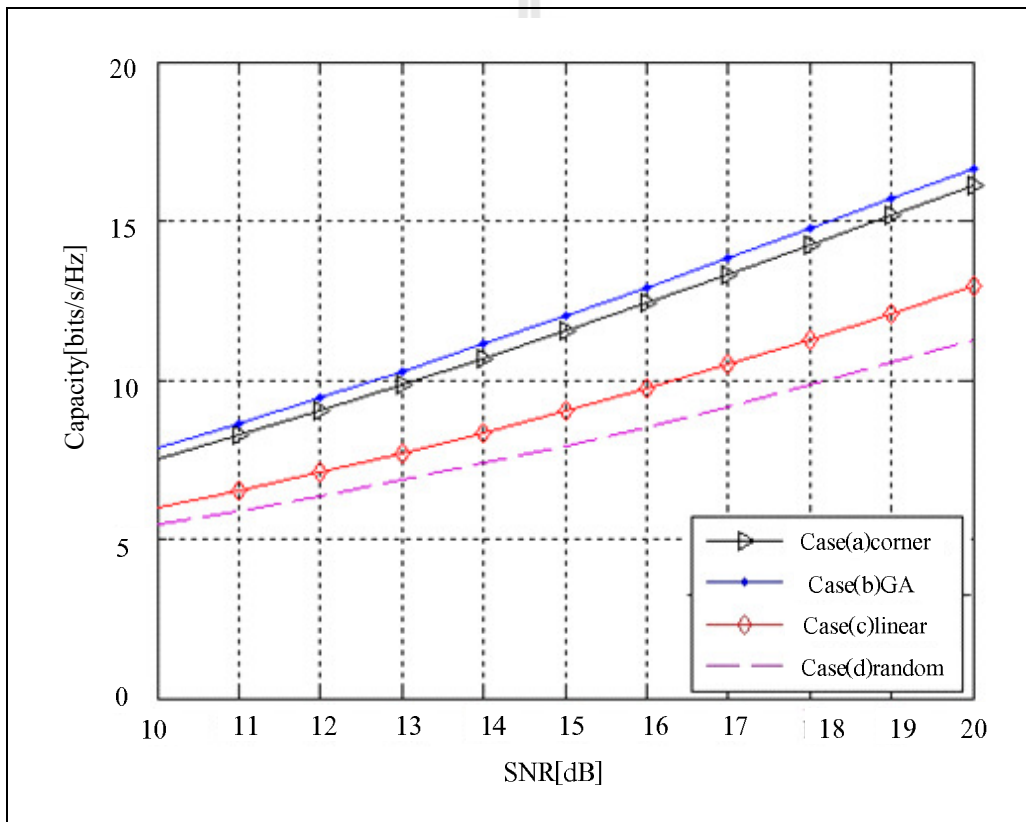
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$30.718 - 12.426i$	$49.675 + 0.278i$	$50.379 - 0.469i$	$49.632 - 0.173i$
$49.675 + 0.278i$	$35.627 - 7.659i$	$50.957 + 1.077i$	$51.131 - 0.385i$
$50.379 - 0.469i$	$50.957 + 1.077i$	$27.971 - 6.877i$	$49.078 - 2.259i$
$49.632 - 0.173i$	$51.131 - 0.385i$	$49.078 - 2.259i$	$30.138 - 8.137i$

ตารางที่ 4-19 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้นในกรณี (d)

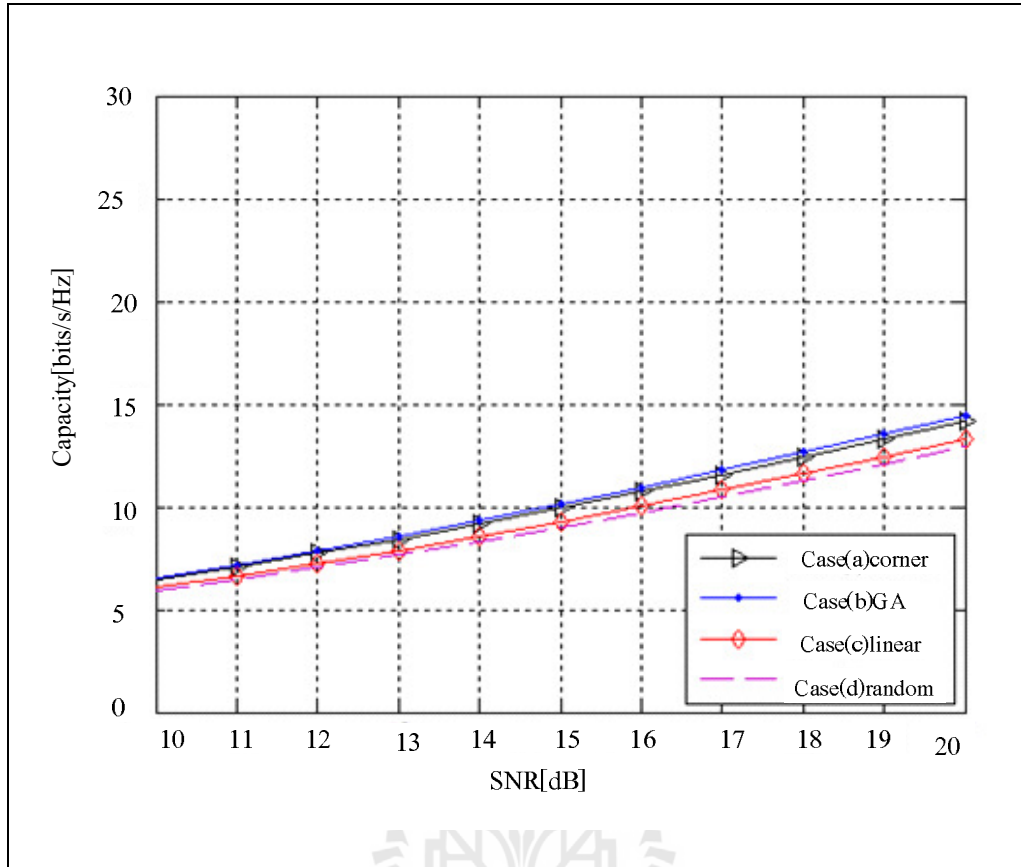
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$62.350 - 14.028i$	$51.925 - 9.527i$	$45.059 - 4.120i$	$49.856 + 3.626i$
$51.925 - 9.527i$	$42.760 - 5.224i$	$49.856 + 3.626i$	$45.059 - 4.120i$
$45.059 - 4.120i$	$49.856 + 3.626i$	$68.557 - 9.958i$	$51.925 - 9.527i$
$49.856 + 3.626i$	$45.059 - 4.120i$	$51.925 - 9.527i$	$70.192 - 9.163i$

4.6 การหาความจุช่องสัญญาณ

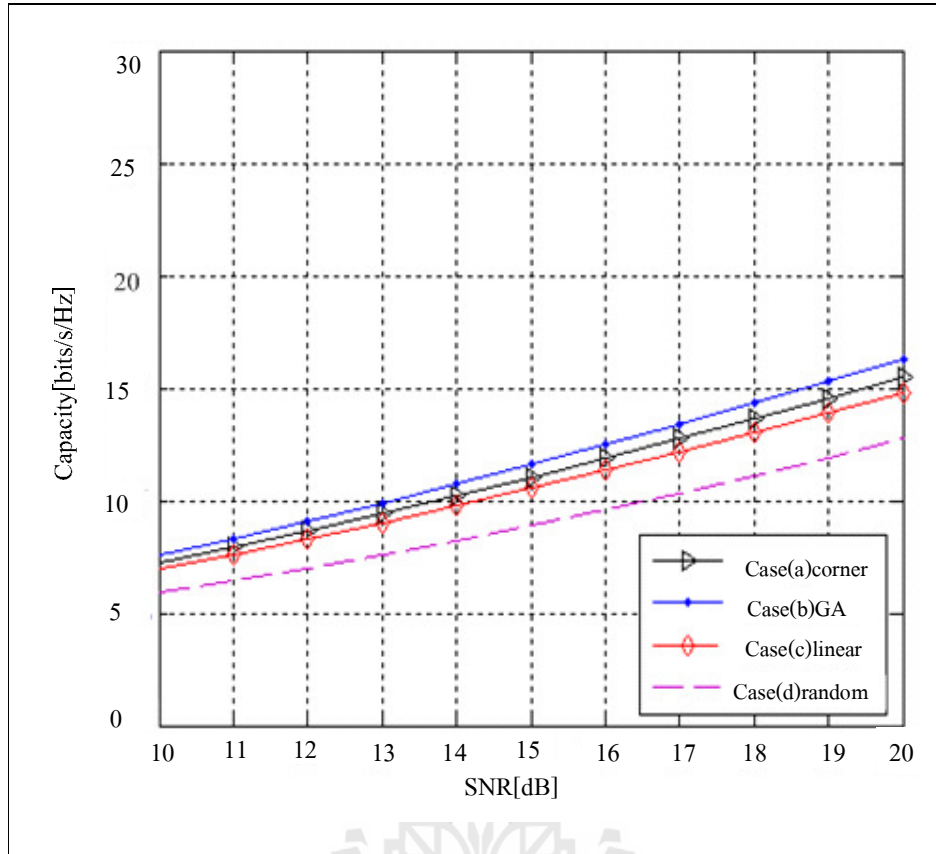
การหาความจุของช่องสัญญาณในโครงการวิจัยนี้จะเปรียบเทียบผลความจุช่องสัญญาณ 3 ส่วนเมื่อได้ค่าผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศจากโปรแกรมวิธีจินเนติกอัลกอริทึม สามารถนำมาหาค่าความจุของช่องสัญญาณนำมาเปรียบเทียบกับ การจัดวางสายอากาศในกรณีอื่น ๆ ได้และเมื่อได้ผลตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศจากวิธีจินเนติกอัลกอริทึม และได้นำมาจำลองผลตำแหน่งผ่านโปรแกรม CST microwave studio และวัดจริง ซึ่งจะได้ค่า Z อิมพีแดนซ์เพื่อนำไปแทนในสมการ 3.10 แล้วทำการวิเคราะห์ผ่านโปรแกรมแมทแลป จะสามารถหาค่าความจุของช่องสัญญาณได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4-24 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโม โม 3x3 โดยใช้ผลตำแหน่งจากวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

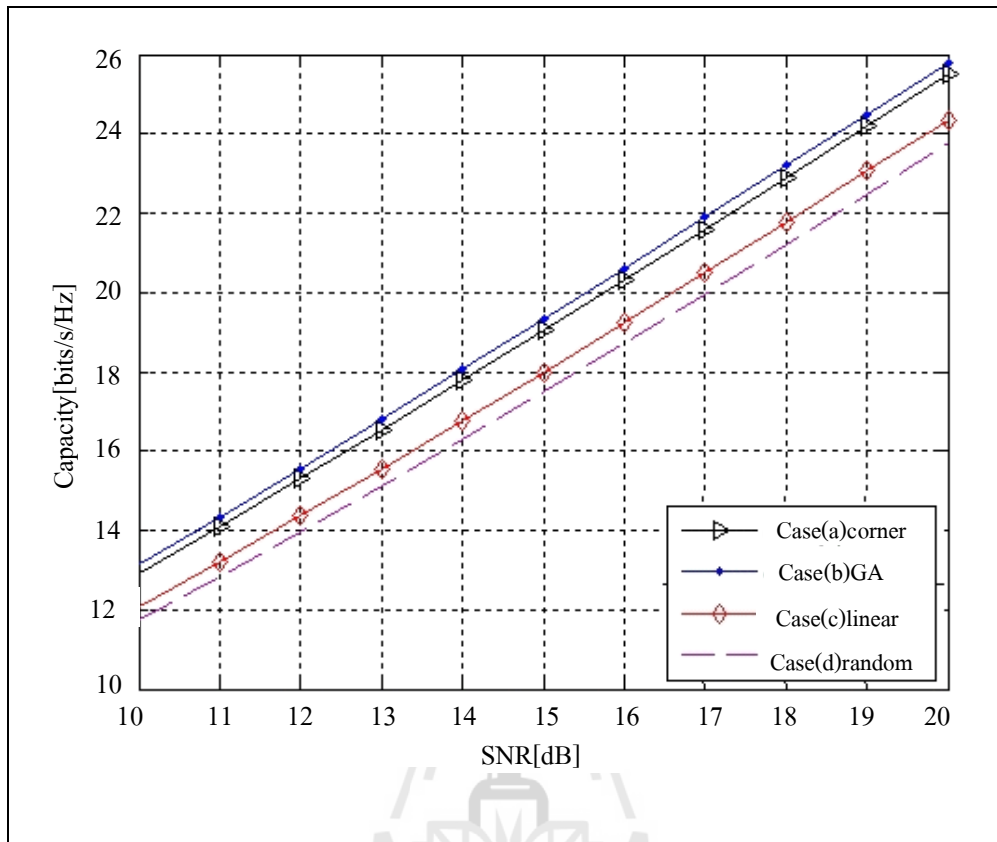


รูปที่ 4-25 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโม โม 3x3 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากโปรแกรม CST microwave studio

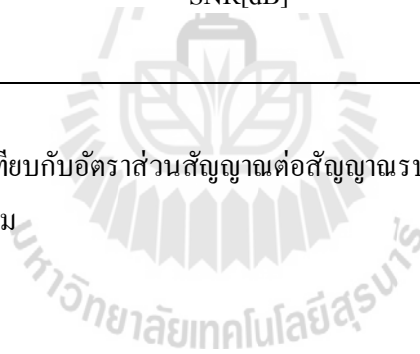


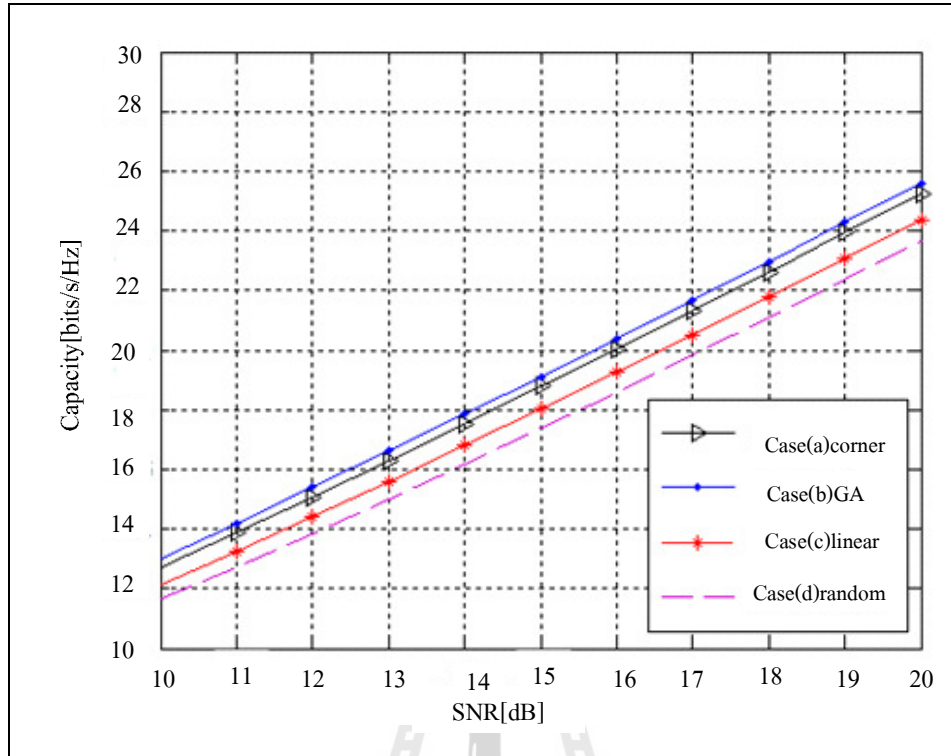
รูปที่ 4-26 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโม โม 3x3 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากการวัดจริง



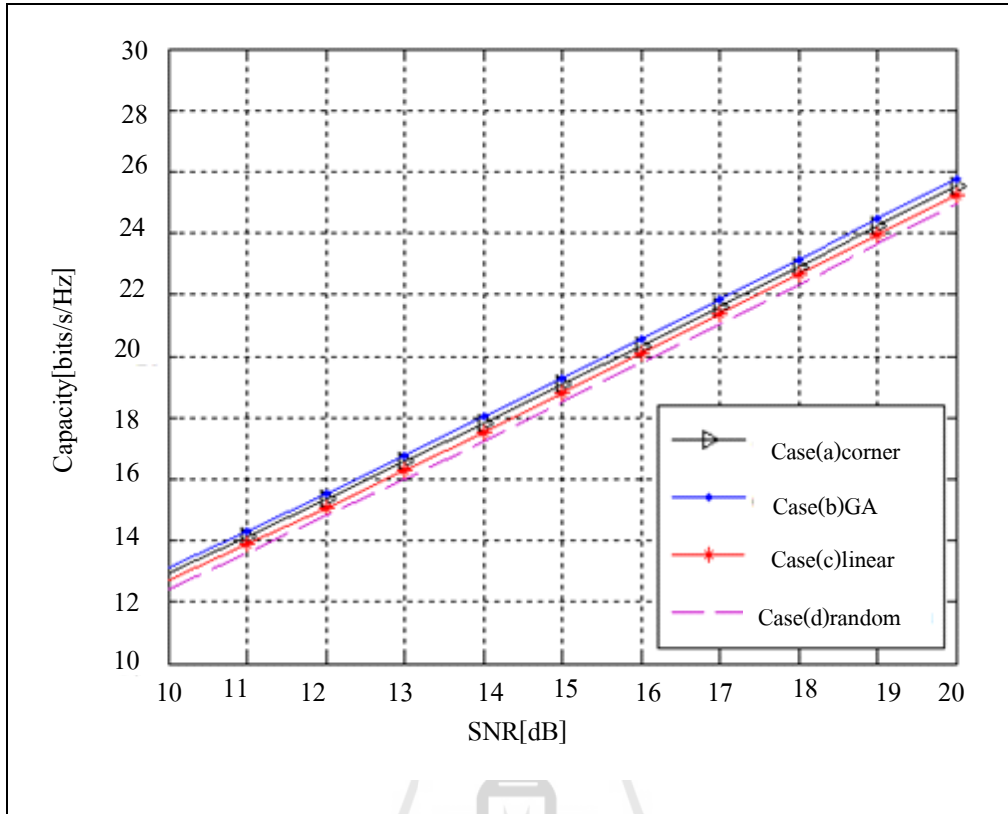


รูปที่ 4-27 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโมโม 4x4 โดยใช้ผล
 ตำแหน่งจากวิธีจินเนตคัลกอริทึม





รูปที่ 4-28 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโม โม 4x4 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากโปรแกรม CST microwave studio



รูปที่ 4-29 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีโมโม 4x4 โดยใช้ผล Z อิมพีแดนซ์จากการวัดจริง

4.6.1 วิเคราะห์ผลการจำลองแบบและการทดสอบ

จากการทดสอบการจำลองแบบโดยโปรแกรมแมทแลปเพื่อหาคำแนะนำการจัดวางสายอากาศบนอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ MIMO 3x3 และ 4x4 ซึ่งใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึมเพื่อหาคำแนะนำที่เหมาะสมที่สุดซึ่งผลตำแหน่งที่ได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมได้ผลค่าความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุดเปรียบเทียบกับตำแหน่งในกรณีอื่น ๆ ทั้งผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST microwave studio และการวัดจริง ซึ่ง ผลการทดสอบแสดงว่าผลของตำแหน่งที่ได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมมีความถูกต้องและให้ผลค่าความจุช่องสัญญาณมากกว่ากรณีเปรียบเทียบกับอื่น ๆ ทุกกรณีการทดลองดังกล่าวสามารถเป็นที่ยืนยันว่าการจัดวางสายอากาศด้วยตำแหน่งที่ได้จากการหาคำตอบที่ดีที่สุดจากวิธีจินเนติกอัลกอริทึม สามารถมาเพิ่มความจุของช่องสัญญาณได้

4.7 จากการทำตำแหน่งการจัดวางสายอากาศด้วยเทคนิควิธีจินเนติกอัลกอริทึมในช่องสัญญาณแบบ

“Two-RING” โดยพิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่ง

ผลจากการจำลองแบบในการหาระยะและตำแหน่งการจัดวางตัวของสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยใช้ optimization toolbox ในโปรแกรมแมทแล็บโดยหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศในช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring” โดยพิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่งจากรูปที่ 2-3 โดยจะทำการหาตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศในระบบโมเด็ม 4x4 ซึ่งจะได้ตำแหน่งในแต่ละกรณีดังตารางที่ 4-20 โดยได้ทำการจำลองผลผ่านโปรแกรมแมทแล็บ และทำการวัดจริงโดยผ่านเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย เพื่อวัดค่าอิมพีแดนซ์

ตารางที่ 4-20 แสดงผลตำแหน่งการจัดวางสายอากาศซึ่งได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมในแต่ละกรณี

MIMO	ตำแหน่งการจัดวางสายอากาศบนพิกัด x y (มิลลิเมตร)			
	Antenna (1)	Antenna (2)	Antenna (3)	Antenna (4)
4x4 Case				
360-360	11.94,14.14	59.85,1.77	16.48,97.08	46.84,104.99
360-60	16.52,19.36	49.27,12.478	19.87,95.20	48.19,97.82
60-360	14.08,16.68	52.51,8.11	16.83,99.42	44.2,94.48
60-60	16.38,10.4	51.91,12.38	15.58,88.96	47.37,87.62
average	14.73,15.14	53.39,8.68	17.19,95.17	46.65,96.23

ตารางที่ 4-21 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้น ในกรณีมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 360

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$44.137 + 2.431i$	$52.324 - 3.974i$	$51.552 - 1.493i$	$48.457 - 0.011i$
$52.324 - 3.974i$	$47.164 + 5.033i$	$50.782 - 1.465i$	$49.133 - 1.681i$
$51.552 - 1.493i$	$50.782 - 1.465i$	$47.943 + 0.896i$	$52.894 - 1.401i$
$48.4578 - 0.011i$	$49.133 - 1.681i$	$52.894 - 1.401i$	$46.435 - 1.148i$

ตารางที่ 4-22 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้น ในกรณีมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 60

ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$44.124 + 0.430i$	$47.387 - 3.394i$	$52.197 + 1.595i$	$51.779 - 0.340i$
$47.387 - 3.394i$	$46.786 + 5.059i$	$50.450 - 1.085i$	$52.630 + 0.130i$
$52.197 + 1.595i$	$50.450 - 1.085i$	$45.254 + 3.870i$	$52.701 + 0.232i$
$51.779 - 0.340i$	$52.630 + 0.130i$	$52.701 + 0.239i$	$46.715 + 1.057i$

ตารางที่ 4-23 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้น ในกรณีมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 360

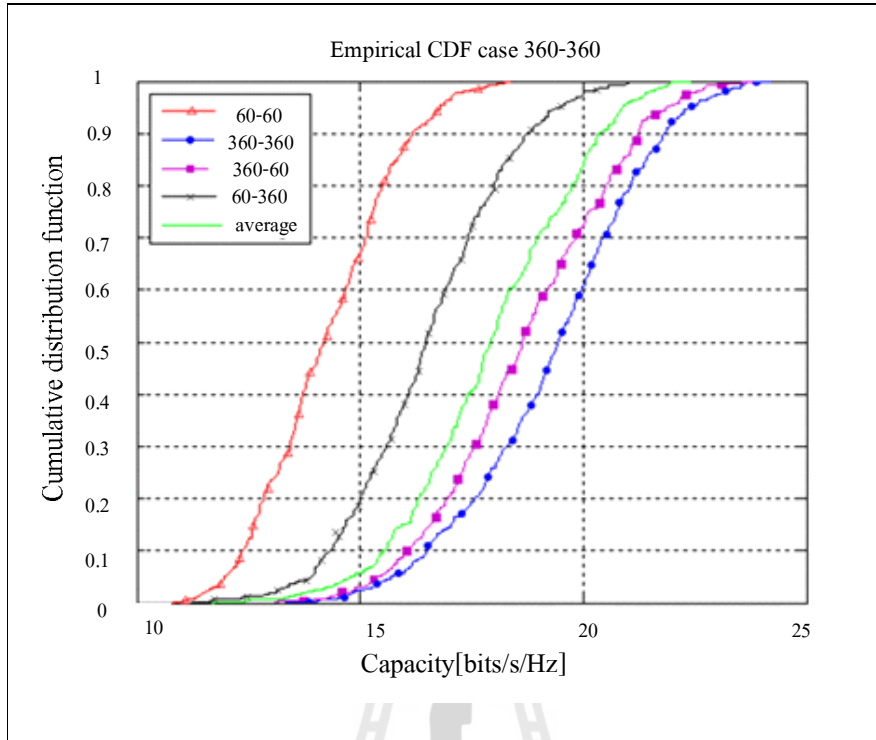
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$44.351 - 1.377i$	$49.451 - 4.223i$	$51.872 + 1.608i$	$52.324 + 2.592i$
$49.459 - 4.227i$	$45.205 + 2.726i$	$50.436 - 1.071i$	$53.174 - 1.174i$
$51.872 + 1.601i$	$50.436 - 1.071i$	$43.185 + 2.633i$	$53.195 - 0.344i$
$52.324 + 2.599i$	$53.174 - 1.174i$	$53.195 - 0.344i$	$47.849 - 0.716i$

ตารางที่ 4-24 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้น ในกรณีมุมส่งที่ 60° และมุมรับที่ 60°

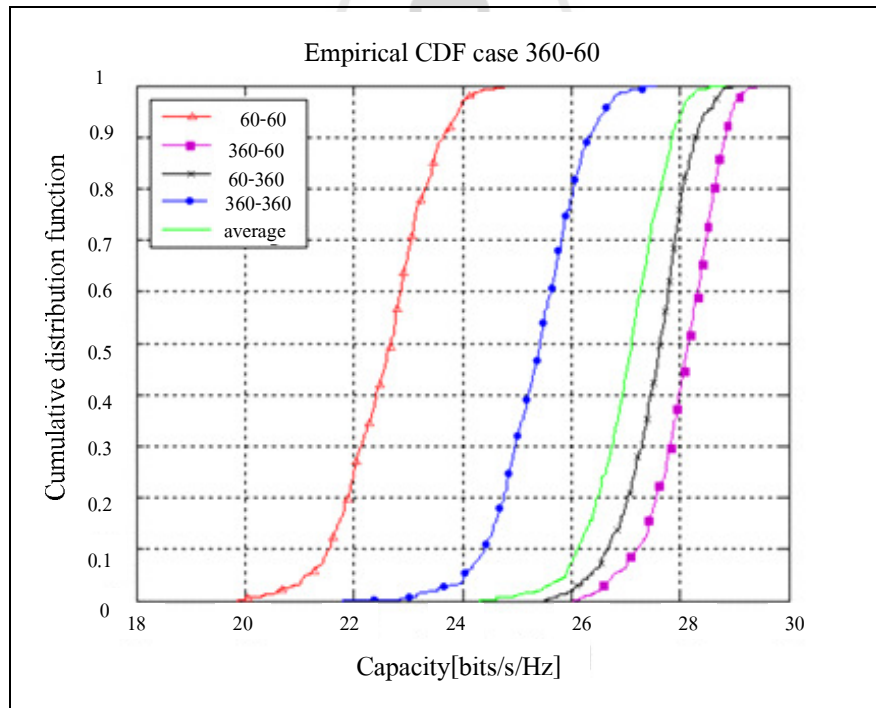
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$46.021 + 2.017i$	$53.447 - 3.407i$	$51.645 + 1.425i$	$52.020 + 0.781i$
$53.447 - 3.407i$	$50.245 + 4.352i$	$51.572 - 0.365i$	$52.101 + 0.654i$
$51.645 + 1.425i$	$51.572 - 0.365i$	$45.677 - 0.470i$	$53.937 - 1.697i$
$52.020 + 0.781i$	$52.101 + 0.654i$	$53.937 - 1.697i$	$50.620 - 2.089i$

ตารางที่ 4-25 แสดงค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 4 ต้น ในกรณีค่าเฉลี่ยจากกรณีทั้งหมด

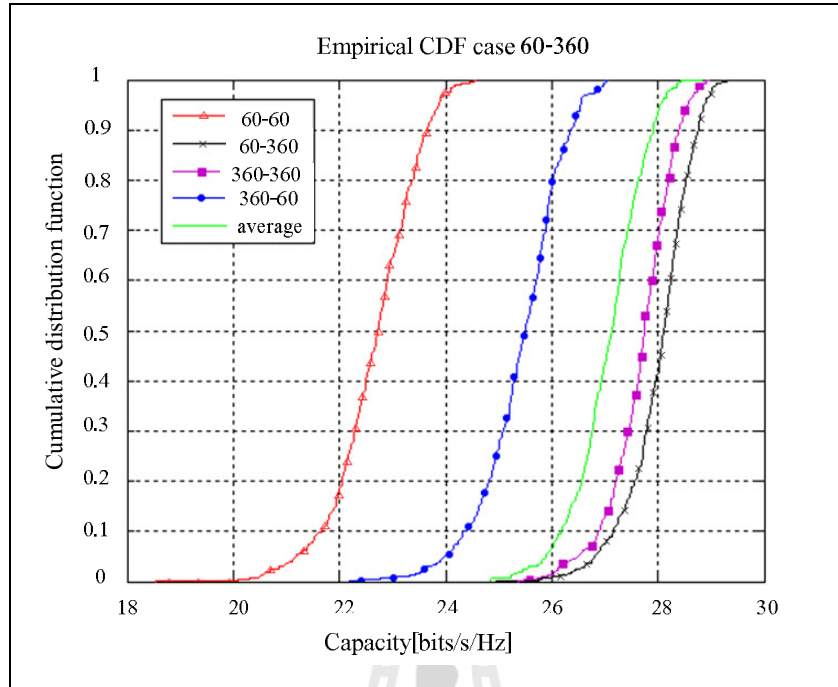
ค่า z อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ			
$43.331 - 1.339i$	$48.559 - 3.923i$	$52.873 + 1.729i$	$52.334 - 4.512i$
$48.559 - 3.923i$	$42.215 + 4.723i$	$49.426 - 1.271i$	$52.234 + 1.224i$
$52.873 + 1.729i$	$49.426 - 1.271i$	$44.292 - 2.613i$	$51.421 + 1.239i$
$52.334 - 4.512i$	$52.234 + 1.224i$	$51.421 + 1.239i$	$43.849 - 0.216i$



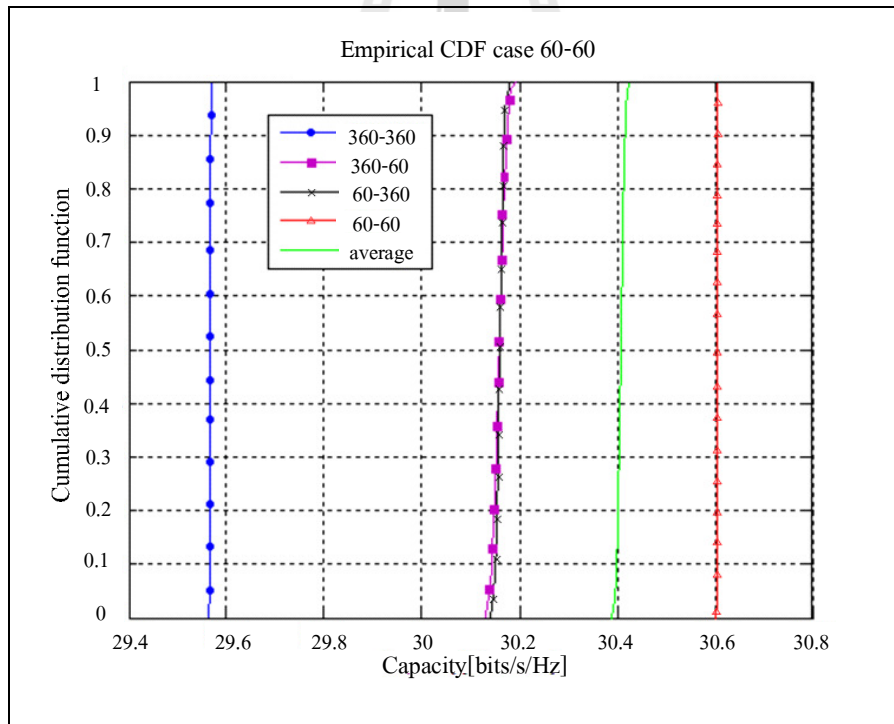
รูปที่ 4-30 ความจุช่องสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 360 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น



รูปที่ 4-31 ความจุช่องสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 360 และมุมรับที่ 60 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น



รูปที่ 4-32 ความจุช่องสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 360 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น



รูปที่ 4-33 ความจุช่องสัญญาณ CDF สำหรับมุมส่งที่ 60 และมุมรับที่ 60 เปรียบเทียบกับกรณีอื่น

4.7.1 วิเคราะห์ผลการจำลองแบบและการทดสอบ

จะเห็นว่าผลตำแหน่งที่ได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมจะได้ผลของค่าความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุดในกรณีของตัวเองซึ่งเปรียบเทียบกับกรณีอื่น ๆ แสดงให้เห็นว่าผลตำแหน่งที่ได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมให้ผลที่ถูกต้องและผลของค่าเฉลี่ยของตำแหน่งเป็นผลที่สามารถใช้ได้จริงซึ่งดูจากรูปที่ 4-31 4-32 4-33 และ 4-34 ตามลำดับ แสดงให้เห็นว่าค่าเฉลี่ยจะให้ผลความจุช่องสัญญาณที่ดีเป็นอันดับต้น ๆ ซึ่งแสดงถึงว่าค่าเฉลี่ยของตำแหน่งก็สามารถนำมาใช้งานได้ การทดลองดังกล่าวสามารถเป็นที่ยืนยันว่าการจัดวางสายอากาศด้วยตำแหน่งที่ได้จากการหาคำตอบที่ดีที่สุดจากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมโดยพิจารณาในช่องสัญญาณที่แตกต่างกันก็ยังคงให้ผลดีและแม่นยำ

4.8 กล่าวท้ายบท

ในบทนี้แสดงผลที่ได้จากการจำลองผลโดยวิเคราะห์ผลจากการหาตำแหน่งที่เหมาะสมของการจัดวางตัวของสายอากาศโดยพิจารณาถึงผลกระทบจากปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศรวมถึงการจำลองผลและการทดลองสำหรับการวัดจริงโดยพิจารณาใน 2 ช่องสัญญาณที่แตกต่างกันคือในช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเลซีลีและช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring” โดยพิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่ง จากผลที่ได้จากการค้นหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศในการพิจารณาความจุช่องสัญญาณ ผลที่ได้จากการจัดวางสายอากาศด้วยตำแหน่งที่ได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมมีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าตำแหน่งการจัดวางสายอากาศในกรณีอื่น ๆ ไม่ว่าจะพิจารณาช่องสัญญาณแบบไหน

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

สำหรับโครงการวิจัยนี้ได้ศึกษาการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณในระบบไมโมโดยพิจารณาถึงการหาตำแหน่งการจัดวางสายอากาศในตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดบน โครงสร้างเคลื่อนที่โดยพิจารณาถึงผลกระทบของปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วมที่กระทำกันระหว่างสายอากาศโดยใช้ทฤษฎี N พอร์ตเข้ามาเพื่อพิจารณาผลกระทบของปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วมซึ่งปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วมเกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่อยู่ในบริเวณตำแหน่งที่ใกล้เคียงซึ่งจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ ไมโมโดยจะส่งผลต่อค่าความจุของช่องสัญญาณ ซึ่งไม่มีโครงการวิจัยใดศึกษาถึงผลกระทบของตำแหน่งการจัดวางสายอากาศบน โครงสร้างเคลื่อนที่ในระบบไมโม จึงทำการเริ่มวิเคราะห์ผลกระทบของตำแหน่งการจัดวางสายอากาศบน อุปกรณ์โครงสร้างเคลื่อนที่โดยพิจารณา 2 ระบบช่องสัญญาณที่แตกต่างกันคือช่องสัญญาณแบบมีความอิสระต่อกันและมีการแจกแจงเหมือนกัน โดยพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบเบเลย์ลีและช่องสัญญาณช่องสัญญาณแบบ “Two-Ring” โดยพิจารณามุมที่กระทำกันระหว่างภาครับและภาคส่ง ในโครงการวิจัยนี้จึงการนำเทคนิคการหาคำตอบที่ดีที่สุดมาประยุกต์ใช้ในการหาตำแหน่งสำหรับการจัดวางสายอากาศโดยเลือกเทคนิคจินเนติกอัลกอริทึมซึ่งมีการค้นหาคำตอบที่ประสิทธิภาพและเป็นที่ยอมรับใช้ในการแก้ปัญหาเกี่ยวกับแม่เหล็กไฟฟ้าและการออกแบบสายอากาศในโครงการวิจัยต่าง ๆ และสำคัญการหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม ยังมีหน้าตาเครื่องมือที่พร้อมใช้งานใน โปรแกรมแมทแลปที่เรียกว่า optimization toolbox ซึ่งสามารถใช้งานได้ง่าย มีแม่นยำและความถูกต้องของคำตอบ จากผลการจัดวางสายอากาศด้วยตำแหน่งที่ได้ทำการค้นหาคำตอบด้วยเทคนิคดังกล่าวเมื่อมาเปรียบเทียบกับ การจัดวางสายอากาศ ในกรณีอื่น ๆ เพื่อเป็นการยืนยันผลตำแหน่งที่ได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึม ผู้วิจัยได้ทำการจำลองผลตำแหน่งโดยใช้โปรแกรม CST microwave studio ทดสอบผลก่อนทำการสร้างวัตถุจริง

จากผลทั้งหมดที่ได้กล่าวมานี้ เราสามารถสรุปได้ว่าตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศมีผลต่อค่าความจุของช่องสัญญาณในระบบไมโมซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการหาตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศโดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม ให้ผลที่น่าเชื่อถือ โดยได้เปรียบเทียบกับระบบ

2 ช่องสัญญาณที่แตกต่างกันซึ่งผลที่ได้ก็ได้แสดงให้เห็นว่าตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศซึ่งได้จากวิธีจินเนติกอัลกอริทึมสามารถให้ผลที่เชื่อถือได้ ในเบื้องต้น โครงการวิจัยนี้ก็ได้ทำการหาตำแหน่งที่เหมาะสมสำหรับการจัดวางสายอากาศบน โทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบโมโม ซึ่งก็จะเป็นทางเลือกหนึ่งที่จะสามารถนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติเพื่อเพิ่มสมรรถนะของการรับสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สายได้

5.2 ข้อเสนอแนะ

ในโครงการวิจัยนี้ได้ศึกษาการหาตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศที่เหมาะสมบนพื้นที่จำกัดโดยอ้างอิงโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยได้เลือกใช้สายอากาศโมโนโพลซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์จากการคำนวณซึ่งในโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ไม่ได้ใช้สายอากาศชนิดนี้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นสำหรับโครงการวิจัยอนาคตจึงควรมีการใช้สายอากาศชนิดที่ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่เช่น สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) สายอากาศพีฟ่า (pifa antenna) เป็นต้นเพื่อนำมาพิจารณาสำหรับการหาตำแหน่งที่เหมาะสมของการจัดวางสายอากาศบนโทรศัพท์เคลื่อนที่ต่อไป



บรรณานุกรม

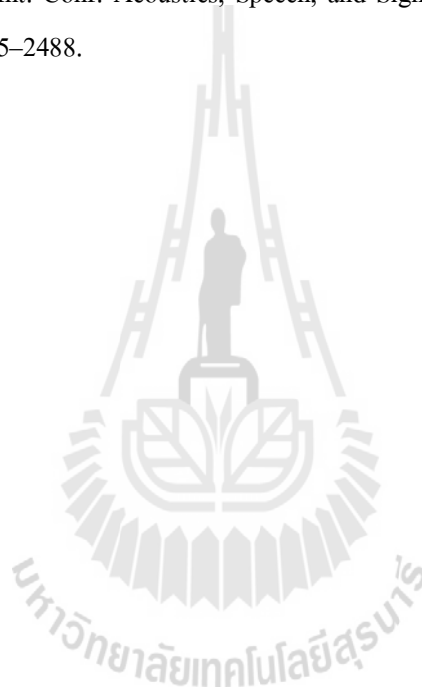
- รังสรรค์ วงศ์สรรค์. (2552). วิศวกรรมสายอากาศ. สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชา
วิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- Andrea, G. (2005) Wireless Communications, Stanford University, Chap. 10.
- Andera, Goldsmith. Senior Member. (2003) Capacity limits of MIMO Channels, Vol.21 ,no.5, : pp.684-702
- Constantine, A. Balanis. (1997). Antenna Theory: Analysis And Design 2nd, John Wiley & Sons, Inc. 1997
- Da-Shan, S., Foschini, G. J., Gans, M. J., and Kahn, J. M. (2000) Fading Correlation and its Effect on the
Capacity of Multielement Antenna Systems. IEEE Transactions on Communications, vol. 48, no.
3 : pp. 502-513.
- David, M. Pozar. (1998). Microwave Engineering 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc. 1998
- Foschini, G., J. (1996) Layered space-time architecture for wireless communication
in a fading environment when using multielement antennas. Bell Labs Technical Journal. : pp 41-59.
- Foschini, G. L., and Gans, M. J. (1998) On limit of wireless communications in a fading
environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications. : pp 311-335.
- Goldberg, D. E. (1989) Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning,
Reading, MA: Addison-Wesley,
- Innok, A., Uthansakul, P., and Uthansakul, M. (2009) The Enhancement of MIMO Capacity using Angle
Domain Processing Based on Measured Channels. APMC Singapore, : pp. 2172-2175.
- Kermoal, J.P., Mogensen, E., Jensen, S.H., Andersen, J.B., Frederiksen, F., Sorensen, T.B., and
Pedersen, K.I. (2000) Experimental investigation of multipath richness for multi-element
transmit and receive antenna array. IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings,
No. 3 : pp 2004-2008.
- Ming, K., and Alouini, M.S. (2003) Impact of correlation on the capacity of MIMO channels. IEEE
International Conference on Communications, Vol. 4 : pp 2623-2627.
- Molisch, A.F., Steinbauer, M., Toeltsch, M., Bonek, E., and Thoma, R.S. (2002) Capacity of MIMO
systems based on measured wireless channel. IEEE Journal on Selected Areas in
Communications, Vol. 20, No. 3 : pp 561-569.
- Okano, Y., and Cho, K. (2004) Monopole antenna array arrangement for card-type mobile
Terminal. Radio and Wireless Conference, IEEE 19-22 : pp. 415 – 418.

Rahmat-Samii, Y., and Michielssen, E. (1999) *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, New York, Wiley, Chapter 8.

Svantesson, T., and Ranheim, A. (2001) Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems. in *Proc.IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'01)*, Salt Lake City, UT : pp. 2485–2488.

Srikaew, A. (2002) Genetic algorithm –Part I, *Suranaree J. Sci. Techno.* : pp.69-83.

Svantesson T., and Ranheim, A. (2001) Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems. in *Proc.IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'01)*, Salt Lake City, UT : pp. 2485–2488.

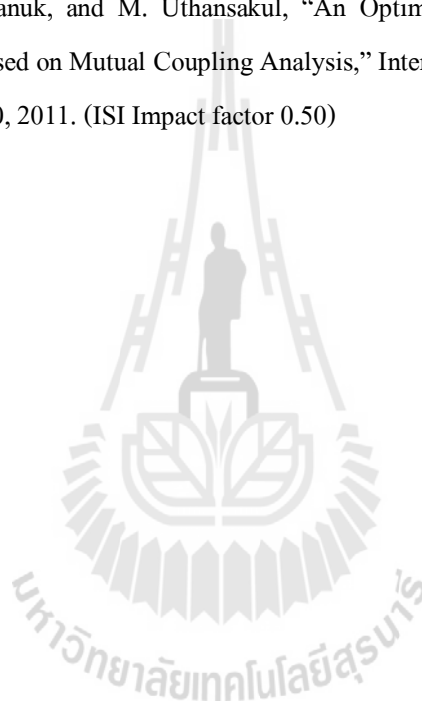


ภาคผนวก ก

การเผยแพร่ผลงานวิจัย

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

P. Uthansakul, D. Assanuk, and M. Uthansakul, “An Optimal Design of Multiple Antenna Positions on Mobile Devices Based on Mutual Coupling Analysis,” *International Journal of Antennas and Propagations*, vol. 2011, pp. 1-10, 2011. (ISI Impact factor 0.50)



ภาคผนวก ข

รายละเอียดบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์



Research Article

An Optimal Design of Multiple Antenna Positions on Mobile Devices Based on Mutual Coupling Analysis

Peerapong Uthansakul, Danai Assanuk, and Monthippa Uthansakul

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Muang, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand

Correspondence should be addressed to Peerapong Uthansakul, uthansakul@sut.ac.th

Received 30 May 2011; Revised 22 July 2011; Accepted 23 July 2011

Academic Editor: Hon Tat Hui

Copyright © 2011 Peerapong Uthansakul et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

The topic of practical implementation of multiple antenna systems for mobile communications has recently gained a lot of attention. Due to the area constraint on a mobile device, the problem of how to design such a system in order to achieve the best benefit is still a huge challenge. In this paper, genetic algorithm (GA) is used to find the optimal antenna positions on a mobile device. Two cases of 3×3 and 4×4 MIMO systems are undertaken. The effect of mutual coupling based on Z -parameter is the main factor to determine the MIMO capacity concerning the objective function of GA search. The results confirm the success of the proposed method to design MIMO antenna positions on a mobile device. Moreover, this paper introduces the method to design the antenna positions for the condition of nondeterministic channel. The concern of channel variation has been included in the process of finding optimal MIMO antenna positions. The results suggest that the averaging position from all GA solutions according to all channel conditions provides the most acceptable benefit.

1. Introduction

With the rapid growth of mobile communications, the new services are driven by users' demand requiring more and more data rate. In this light, the use of multiple input multiple output (MIMO) has promisingly supported such a requirement by providing enormous capacity as well as maintaining spectrum efficiency. The concept of MIMO systems is to apply multiple antennas on both transmitter and receiver in order to achieve diversity and beamforming gains [1, 2]. The greater number of antennas used, the more benefits are obtained. For mobile communications, the main concern of applying MIMO systems is on the size of mobile device. In general, a small size is needed for users' comfortable grip. Therefore, the limited area on a mobile device is a key constraint for designing multiple antennas. As a result, the challenge is how to arrange multiple antennas under such a condition in order to achieve the best MIMO performance.

In [3], the design of multiple antennas on mobile handset to devise small antenna for mobile handset was presented. The modified PIFA and PCE antennas reducing the influence

of PCB on the antenna were also proposed in [3]. In [4], the modified PIFA antennas were applicable for MIMO systems on mobile handset. The results indicated the increase of channel capacity by using the modified PIFA while the antenna configuration provided a low mutual coupling and low correlation coefficient. A 2×2 MIMO antennas built for mobile device was proposed in [5] by using a folded loop antenna with balanced feed and a parallel plane antenna with unbalanced feed. However, the studies in the literature do not search all possible antenna positions to gain the best MIMO performance.

Genetic algorithms (GA) [6, 7] are a class of searching techniques that use the mechanics of natural selection and genetics to conduct a global search of a solution space. The goal of the search is to find a good solution to the given problem. In the design process, a synthesis of antenna positions on a mobile device for MIMO systems is one of the most important goals to find the optimal antenna placement. Different positions will affect the capacity due to different constructs of mutual couplings between antenna elements. For this complex problem, GA has become an attractive approach to conduct a global search for a solution

that satisfies specified performance criteria. In this paper, the optimal antenna positions specified by a use of genetic algorithms are determined by considering mutual coupling effect based on Z -parameter matching on all possible positions of a mobile device. The 3×3 and 4×4 MIMO systems are considered on the rectangular size of a typical mobile handset. Monopole and bow tie antennas are both constructed and measured in order to confirm the success of GA algorithm.

Moreover, from all works in the literatures, they concern only the method to find the arrangement of antennas while assuming the static channels or deterministic channels. In fact, the mobile users usually roam from one place to the other.

Hence, the channels are changing with time, which abates the optimality of the antenna positions obtained from the previous channel. The time variability of channels is the main key factor that should be involved in the design of MIMO antenna positions. In this paper, the concern of various conditions of channels is included in the consideration of MIMO antenna positions. The study reveals that the averaging solution can offer the optimal benefits.

The remainder of this paper is organized as follows. The next section presents the analysis of mutual coupling in MIMO system. Then the configurations of monopole and bow tie antennas are given in Section 3. In Section 5, the MIMO channel model is explained in order to find the MIMO channel capacity which is the main target for optimization. Section 4 provides the details of GA algorithm, and Section 6 describes the results and discussion on all experiments. Finally, the conclusion of this paper is given in Section 7.

2. MIMO System Based on Mutual Coupling Analysis

Figure 1 shows the basic concept of using MIMO systems for mobile communications. There are two approaches, base station to mobile station and mobile to mobile communications. Both approaches are influenced by spatial fading correlation and mutual coupling effect. For this paper, the main concern is the mobile to mobile link. The basic expression of MIMO systems with n_t transmit antennas and n_r receive antennas can be represented by

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

where \mathbf{y} is the complex receive array output, \mathbf{H} is a $n_r \times n_t$ channel matrix, \mathbf{x} is a transmit array vector, and \mathbf{n} is an additive Gaussian noise with a unit covariance matrix. Now we can focus on the direct impact of mutual coupling (MC) of the compact receive end on the MIMO channel \mathbf{H} excluding other possible factors which would affect the channel performance. Consider n -port theory, the channel transfer function between transmit and receive arrays can be represented as [8]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_T \\ \mathbf{V}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{TT} & \mathbf{Z}_{TR} \\ \mathbf{Z}_{RT} & \mathbf{Z}_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_T \\ \mathbf{I}_R \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where $\mathbf{V}_T = [v_{T1}, v_{T2}, \dots, v_{TN}]^T$, $\mathbf{I}_T = [i_{T1}, i_{T2}, \dots, i_{TN}]^T$ are the voltage and current at the transmitter, respectively. Similarly, $\mathbf{V}_R = [v_{R1}, v_{R2}, \dots, v_{RN}]^T$, $\mathbf{I}_R = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$ are the voltage and current at the receiver. The $N \times N$ matrices \mathbf{Z}_{TT} and \mathbf{Z}_{RR} are antenna impedance matrices containing the self-and mutual impedances of the transmitter and receiver, respectively. The matrix \mathbf{Z}_{RT} stands for the transmission impedance from the transmit array to receive array. Similarly, \mathbf{Z}_{TR} stands for the transmission impedance from the receive array to the transmit array. We fix voltage v_T at the transmitter and at the receiver we put loads. We denote the diagonal matrix of loads at the receiver by $\mathbf{Z}_L = \text{diag}[Z_{L1}, Z_{L2}, \dots, Z_{LN}]$. Under this situation the currents and voltages at the receiver are related through the loads $\mathbf{V}_R = -\mathbf{Z}_L \mathbf{I}_R$. Plugging this into (2),

$$\mathbf{V}_R = (\mathbf{I}_N + \mathbf{Z}_{RR} \mathbf{Z}_L^{-1} - \mathbf{Z}_{RT} \mathbf{Z}_{TT}^{-1} \mathbf{Z}_{TR} \mathbf{Z}_L^{-1})^{-1} \mathbf{Z}_{RT} \mathbf{Z}_{TT}^{-1} \mathbf{V}_T, \quad (3)$$

where \mathbf{I}_N denote the N -dimensional identify matrix. The entries of the matrix \mathbf{Z}_T , \mathbf{Z}_{RT} , \mathbf{Z}_{TR} , and \mathbf{Z}_{RR} are related to the distance between the corresponding antennas. It assumes that the reflection power from receiver is negligible. Then the matrix \mathbf{Z}_{TR} is reasonable to be neglected which can cause the last term in the bracket of (3) to be consequently neglected, thereby obtaining

$$\mathbf{V}_R = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1} \mathbf{Z}_{RT} \mathbf{I}_T. \quad (4)$$

Thus, we obtain a very simple and intuitive channel model which agrees with the models considered by antenna array designers [9]

$$\mathbf{H}_{mc} = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{RR})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{Z}_T^{-1}, \quad (5)$$

where the channel \mathbf{H} can be any physical or statistical propagation model which properly reflects the relation of transmitter and receiver defined by \mathbf{Z}_{RT}

$$\mathbf{Z}_{RR}, \mathbf{Z}_{TT} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots \\ Z_{12} & Z_{22} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where Z_{ii} is the self-impedance of i th element and Z_{ij} is the mutual impedance between the i th and j th elements. In this paper, Z_{ji} is assumed to be equal to Z_{ij} according to reciprocity theorem [10] where the matching-impedance matrix \mathbf{Z}_L is given as

$$\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} Z_{L1} & 0 & \cdots \\ 0 & Z_{L2} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}. \quad (7)$$

3. Antenna Configurations

It is obvious in (6) that the mutual impedance Z_{ij} is the key parameter to determine the property of channel matrix in (5). Hence, this section describes how to achieve mutual

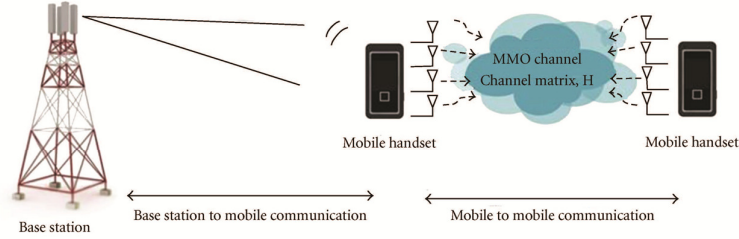


FIGURE 1: MIMO systems for mobile communications.

impedances for using in the GA algorithm. However, the mutual impedances mainly depend on the structure of antenna. In this paper, two types of antennas are employed as follows.

3.1. Monopole Antenna. Monopole antenna is one type of the wire antennas having the simplest structure for manufacturing. In addition, there is a close-form expression for calculating mutual impedances. The disadvantage of monopole antenna is on the space requirement of its structure. For mobile devices, it is impractical to install such a wire antenna. However, the mutual impedance expressions of monopole antenna are in the specific formulas which can help the optimization process much easier.

Consider an MIMO system with both ends being a self-conjugated matched system ($Z_L = Z_1^*$) in [11]. The real and imaginary parts of Z_{ij} [12] are given by

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Z_{ij}) &= \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - Ci(u_1) - Ci(u_2)], \\ \operatorname{Im}(Z_{ij}) &= -\frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - Si(u_1) - Si(u_2)], \\ u_0 &= kd_{ij}, \\ u_1 &= k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} + l), \\ u_2 &= k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} - l), \end{aligned} \quad (8)$$

where η is the intrinsic impedance of the medium, l is the length of the monopole, k is the circular wave number equal to $2\pi/\lambda$, d_{ij} is the distance in unit wavelength, and C_i and S_i are cosine and sine integrals.

3.2. Bow Tie Antenna. In order to confirm the proposed method of finding optimal MIMO antenna positions, the other antenna structure has to be undertaken. In this paper, the bow tie antenna is adopted because it is a microstrip antenna which can be easily implemented on the printed circuit board, and it requires a little space for installing. Although bow tie antenna seems more practical than monopole antenna, there is no close-form formula

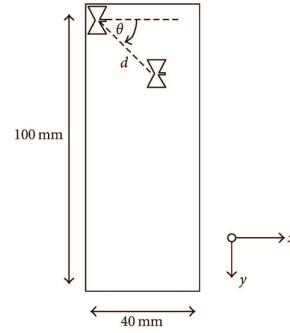


FIGURE 2: The configuration of two bow tie antennas.

for calculating the mutual impedances. This causes the optimization process to be more difficult.

In this paper, the authors achieve the mutual impedance of bow tie antennas by using CST Microwave Studio program. In fact, GA is available in the new version of CST programming. Nevertheless, the matrix operation is still not included in the capability of CST programming. Then, to calculate MIMO capacity, the use of MATLAB programming is still necessary. Consequently, it is impossible to solve a GA problem in MATLAB by real-time interfacing with CST programming. In order to response this constraint, all possible mutual impedances between two bow tie antennas are collected and stored in the specific file in which the MATLAB program can read those values for GA processing later. Figure 2 shows the configuration of two bow tie antennas which are designed and simulated by CST. The angle θ and distance d are varied to cover all possible positions of two antennas on the limited area of mobile devices.

3.3. Implementation of MIMO Antennas. The operating frequency band used in our experiments is in a 5.725–5.85 GHz range which supports the spectrum of IEEE 802.16e (mobile Wimax). For monopole antennas, the length of conductor is 53 mm and the size of a ground plane is $60 \times 120 \text{ mm}^2$

4

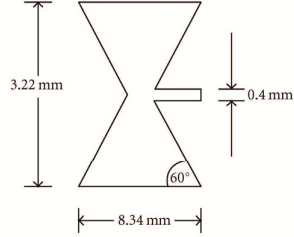


FIGURE 3: The dimension of bow tie antenna.

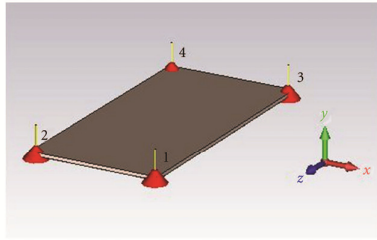


FIGURE 4: Example of antenna positions on a mobile device using CST for monopole antennas.

which is approximated as the size of iPhone device. For bow tie antennas, the dimension is shown in Figure 3 and the size of a ground plane is $40 \times 100 \text{ mm}^2$ which is approximated as the size of Nokia device.

4. Genetic Algorithm

The examples of CST layouts for monopole and bow tie antennas are illustrated in Figures 4 and 5, respectively. Accordingly, the examples of four antennas mounted on PCB with dimension of mobile devices are shown in Figures 6 and 7. From measurements of both monopole and bow tie antennas, the return loss of expected frequency band is below -10 dB which is in an acceptable condition for implementation.

5. MIMO Channel Model

Since the channel capacity is determined by the radio propagation conditions of MIMO channel, characterization and modelling of MIMO radio channels for different environments are critical issues. Accuracy of the model used in design plays a vital role in the validity of predicted system performance. The channel \mathbf{H} can be written as shown in Figure 1 [3]. There is an arbitrary number of physical paths between the transmitter and receiver [12]; the i th path having attenuation of a_i , makes an angle of departure Ω_{ti} with the

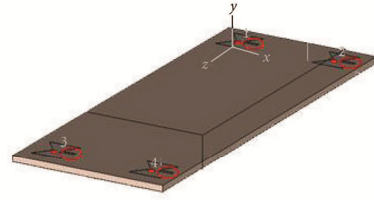


FIGURE 5: Example of antenna positions on a mobile device using CST for bow tie antennas.

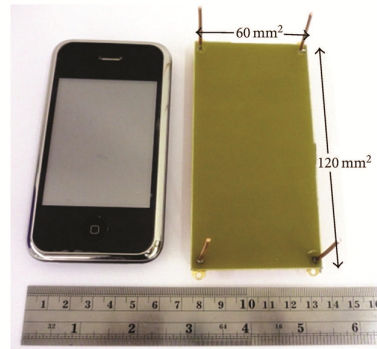


FIGURE 6: Example of monopole positions on a mobile device.

transmit antenna array and an angle of arrival Ω_{ri} with the receive antenna array;

$$\mathbf{H} = \sum_i a_i^b \mathbf{e}_r(\Omega_{ri}) \mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^*, \quad (9)$$

where

$$a_i^b := a_i \sqrt{N_t N_r} \exp\left(-\frac{j2\pi d_i}{\lambda_c}\right), \quad (10)$$

$$\mathbf{e}_r(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{N_r}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_r - 1)(2\pi\Delta_r\Omega)] \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\mathbf{e}_t(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{N_t}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_t - 1)(2\pi\Delta_t\Omega)] \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Also, d_i is the distance between transmit and receive antennas along path i th. The vector $\mathbf{e}_t(\Omega)$ and $\mathbf{e}_r(\Omega)$



FIGURE 7: Example of bow tie positions on a mobile device.

are, respectively, the transmitted and received unit spatial signatures along the direction, λ_c is the wavelength of the center frequency in the whole signal bandwidth. Δ_t is the normalized transmit antenna separation, and Δ_r is the normalized receive antenna separation. Note that the authors use (9)–(11) as presented in [13].

Then, the MIMO capacity C using equal-power allocation can be expressed by [14]

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho \mathbf{H}_{mc} \mathbf{H}_{mc}^H}{N_t} \right), \quad (13)$$

where ρ denotes the received signal-to-noise ratio (SNR) and $(\cdot)^H$ denotes the complex conjugate transpose.

There are many algorithms to find the best optimal solution for our problem. The exhaustive search is well known as the simplest algorithm. It verifies all possible combinations of optimized parameters and therefore can definitely find the best possible solution. But the time required for exhaustive search increases rapidly when the number of parameters increases. Instead, GA method is a search algorithm based on the mechanics of natural selection and natural genetics. They combine survival of the fittest among candidates with a structured yet randomized information exchange. This method uses genetics terms like fitness, population, generation, mutation, gene, and so forth. In contrast to random search methods, GA method is no simple random walk. It efficiently exploits historical information to speculate on new search points with expected improved performance. Its goal is to find a population of trading strategies with the best fitness (optimization criteria values). GA method combines the best characteristics of other optimization methods such as fast convergence that does not depend on properties of optimization criteria like smoothness and robustness. Figure 8 shows the flowchart of GA method and Figure 9 shows the example of GA fitness output versus iteration time (generation).

The objective function which determines the optimization goal is called the fitness function. The goal of this design in determining the design parameter is to solve for the optimal antennas positions. The design parameter is a distance (d_{ij}) between antenna elements. The maximum channel capacity can be achieved by considering the effect

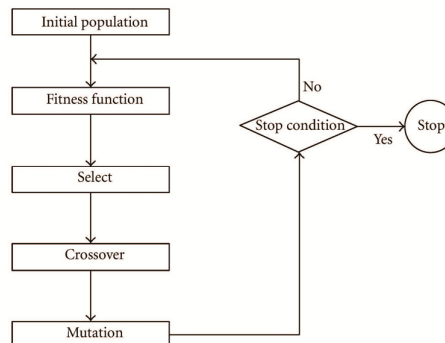


FIGURE 8: Flow chart of GA method.

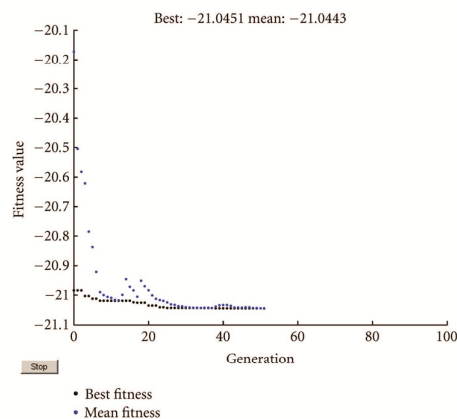


FIGURE 9: Example of GA simulations.

of mutual coupling between antenna elements. The fitness function can be determined by using MIMO capacity given in (13).

6. Results and Discussion

6.1. Deterministic Channel. The simulations of GA method to find the optimal antenna positions on a mobile device are undertaken by MATLAB programming. Basic parameters of evolving process are set as follows. The crossover and mutational probabilities are 0.8 and 0.2, respectively. The population includes 200 individuals. The number of generations is 150. Figure 9 shows an example of GA simulation. In this figure the optimal solution is achieved after 125 generations. This solution provides the coordination of either three or four antennas described as case (b) in Tables 1 and 2, respectively.

TABLE 1: Antenna positions of 3×3 MIMO system.

3×3 cases	Position of antenna coordinate (x,y): mm		
	Antenna (1)	Antenna (2)	Antenna (3)
(a) Corner			
:monopole	5, 5	55, 60	5, 115
:bow tie	6, 9	34, 50	6, 91
(b) GA			
:monopole	56, 8	19, 59	3, 117
:bow tie	33.5, 10.15	19.4, 50.25	7, 92.35
(c) Linear			
:monopole	30, 5	30, 31.2	30, 57.4
:bow tie	20, 9	20, 35.2	20, 61.4
(d) Random			
:monopole	17, 35	34, 48	15, 62
:bow tie	17, 35	34, 48	15, 62

TABLE 2: Antenna positions of 4×4 MIMO system.

4×4 Cases	Position of antenna coordinate (x,y): mm			
	Antenna (1)	Antenna (2)	Antenna (3)	Antenna (4)
(a) Corner				
:monopole	5, 5	55, 5	5, 115	55, 115
:bow tie	6, 9	34, 9	6, 91	34, 91
(b) GA				
:monopole	4, 7	48.25, 15	13, 97.75	45.5, 118.5
:bow tie	7.5, 11.25	31.15, 21	8.75, 82.5	30.5, 92.5
(c) Linear				
:monopole	30, 5	30, 31.2	30, 57.4	30, 83.6
:bow tie	20, 9	20, 35.2	20, 61.4	20, 87.6
(d) Random				
:monopole	17, 35	34, 48	15, 62	50, 76
:bow tie	17, 35	34, 48	15, 62	30, 76

The other cases detailed in Tables 1 and 2 are as follows: case (a) each antenna is located at the corners, case (c) a linear antenna array is spaced by a half wave length, and case (d) all antennas are randomly located. All cases are illustrated in Figures 10 and 11 for 3×3 and 4×4 MIMO systems, respectively.

For measurements, the antenna impedances are measured by Agilent 8722D Network Analyzer. From Figure 12 to Figure 15, the results of case (b) provide the highest capacity than any other case. Both 3×3 and 4×4 results indicate a similar trend that antenna positions from GA optimization offer the best capacity performance.

For bow tie results, the antenna and mutual impedances are evaluated by using a CST Microwave Studio program. Then all impedances are collected into one file which MATLAB can read and use the data to find the optimal position. Both monopole and bow tie results reveal that case (b) provides the highest capacity in comparison with other cases. In turn, case (d) gives the lowest capacity. This confirms that the right antenna position is necessary to be

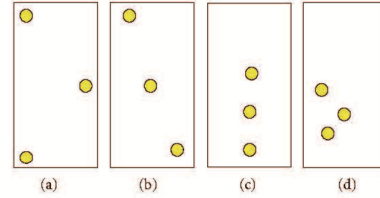


FIGURE 10: Four cases of three antenna arrangements on mobile device, for both monopole and bow tie antennas.

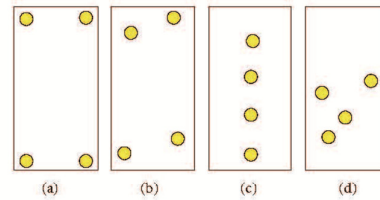


FIGURE 11: Four cases of four antenna arrangements on mobile device, for both monopole and bow tie antennas.

designed in order to achieve a good MIMO capacity. The results in these figures are also point that the differences between corner and GA cases are not that much. This fact can be interpreted easily, since the larger the antennas' separation is, the more capacity we achieve [15].

However, it is more difficult to locate the separation between antennas by eye decision for more complex areas or more number of antennas. Thus, the use of GA search method still provides the reliable solutions for those situations. Note that the results in this section are presented under the deterministic channel. Both monopole and bow tie antennas provide the similar trend within the same range of channel capacity. Hence, only monopole results are presented in the next section.

6.2. Nondeterministic Channel. The simulations of GA method to find the optimal antenna positions on a limited area are undertaken by MATLAB programming. The GA solution provides the coordination of four antennas which offers the best capacity under all possible positions on limited dimension. The channel fading environments are simulated by changing the conditions of angle spreads at transmitter and receiver. Figure 16 shows the amplitude of channel coefficients of four channel conditions as (i) 360° spread at transmitter, 360° spread at receiver, (ii) 360° spread at transmitter, and 60° spread at receiver, (iii) 60° spread at transmitter, 360° spread at receiver, (iv) 60° spread at transmitter, 60° spread at receiver. To confirm whether GA can find the best antenna positions, the authors compared the channel capacities between GA and other possible positions. The results in the previous section indicate that the solution from GA always offers the best capacity. However,

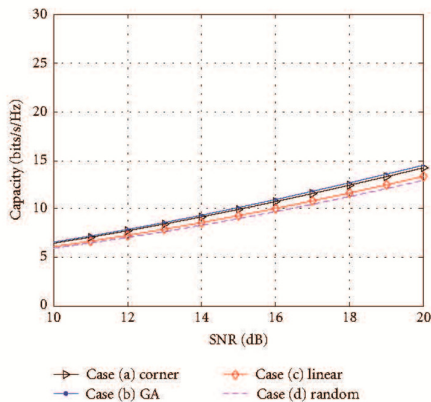


FIGURE 12: The monopole results of the average 3×3 MIMO capacity versus SNR in dB.

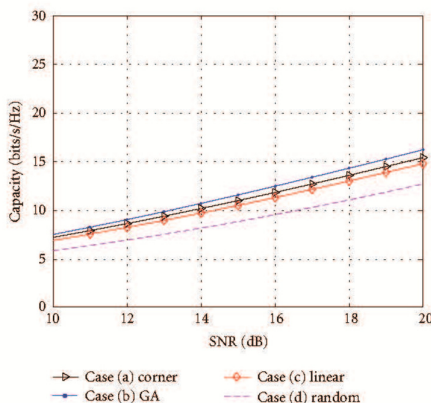


FIGURE 13: The bow tie results of the average 3×3 MIMO capacity versus SNR in dB.

this fact is based on the deterministic condition of channel which is the input of GA method.

The parameters used to simulate the channels are given as follows. The distance between transmit and receive antennas is 100 m. The operating frequency is set on 2.45 GHz and both Δ_t and Δ_r are equal to 0.5. There are 20 physical paths between the transmitter and receiver in which the scatters are surrounding within 10 meters of transmitter or receiver. Each path has a random attenuation a_i in a range of 0 to 1. Both arrival ($\Omega_{ri} := \cos \phi_{ri}$) and departure angles ($\Omega_{ti} := \cos \phi_{ti}$) are uniformly distributed within the range of angle spread.

In this section, the four channel conditions are considered and the optimal antenna positions obtained by GA are presented in Table 3. Please note that the positions in

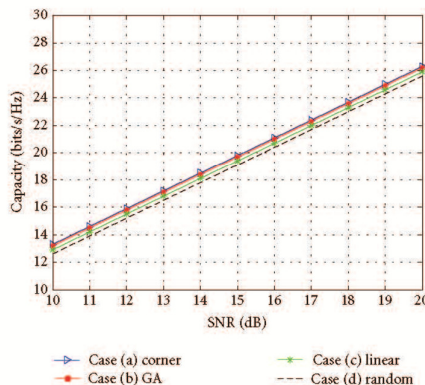


FIGURE 14: The monopole results of the average 4×4 MIMO capacity versus the SNR in dB.

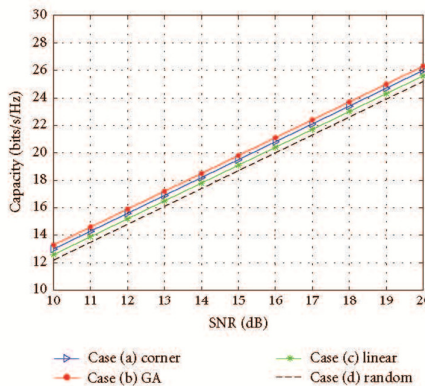


FIGURE 15: The bow tie results of the average 4×4 MIMO capacity versus SNR in dB.

TABLE 3: Antenna positions of 4×4 MIMO system obtained by GA in various channel conditions, for monopole antennas.

Channel condition	Positions of antennas, coordinate (x,y): mm			
	Antenna (1)	Antenna (2)	Antenna (3)	Antenna (4)
(i) 360-360	11.9, 14.1	59.9, 1.8	16.5, 97.1	46.8, 105.0
(ii) 360-60	16.5, 19.4	49.3, 12.5	19.9, 95.2	48.2, 97.8
(iii) 60-360	14.1, 16.7	52.5, 8.1	16.8, 99.4	44.2, 94.5
(iv) 60-60	16.4, 10.4	51.9, 12.4	15.6, 89.0	47.4, 87.6
Average	14.7, 15.1	53.4, 8.7	17.2, 95.2	46.7, 96.2

Tables 3 and 2 for GA are not the same. This is because the deterministic channel in the previous section is generated with the different random set of 360-360 fading channels. It

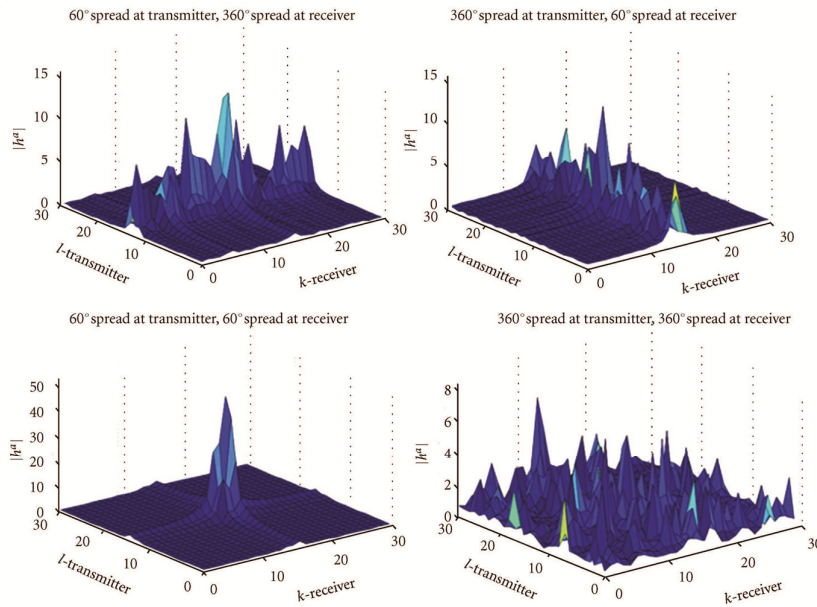


FIGURE 16: The amplitudes of fading channel coefficients.

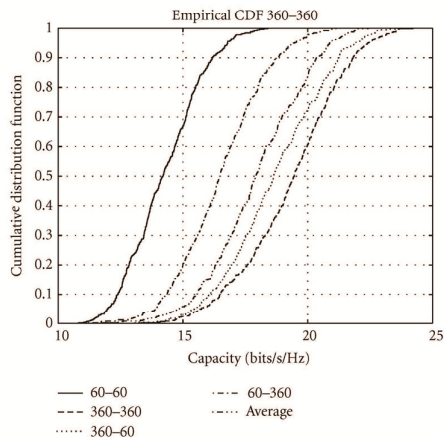


FIGURE 17: The cumulative distribution function of 4×4 MIMO capacity at channel condition (i).

is also noticed that the different channel conditions provide the different coordination of antennas. The results emphasize that to design the suitable antenna positions according to channel conditions is very important. However, the channels of mobile users are always changed by time and unpredictable. Hence, this paper proposes the averaging solutions to be used as the case of nondeterministic situation. By averaging all antenna positions from four channel conditions given in Table 3, the average solution is achieved. Next, the investigation on the average solution is undertaken.

Firstly, four antennas are manufactured according to all positions given in Table 3. Then, the antenna impedances including mutual impedances are measured by Agilent 8722D Network Analyzer. These impedances are the input parameters of MATLAB programming to calculate the channel capacity. Figures 17, 18, 19 and 20 show the cumulative distribution function of channel capacity when using all solutions given in Table 3 for channel condition (i), (ii), (iii), and (iv), respectively. The results indicate that the solution from the same condition of channels offer the best capacity in comparing with the others. However, the average solution still provides the high capacity with 0.2–1.7 bps/Hz less than the highest one and 0.8–5.1 bps/Hz more than the lowest one.

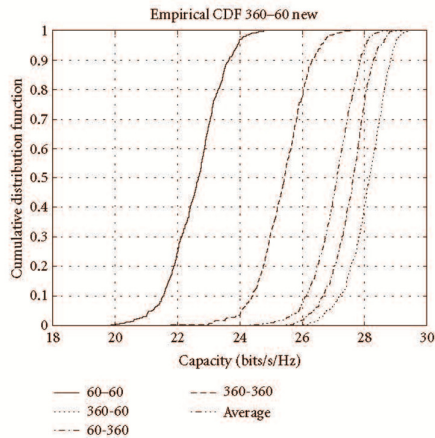


FIGURE 18: The cumulative distribution function of 4×4 MIMO capacity at channel condition (ii).

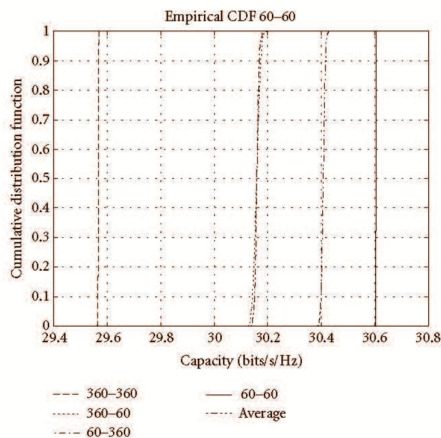


FIGURE 20: The cumulative distribution function of 4×4 MIMO capacity at channel condition (iv).

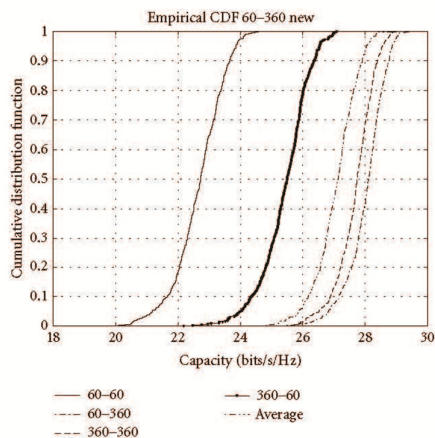


FIGURE 19: The cumulative distribution function of 4×4 MIMO capacity at channel condition (iii).

Therefore, the average solution should be appropriated to be practically used for implementing 4×4 MIMO system on mobile handset.

7. Conclusion

In this paper, the optimal antenna positions on a mobile device for MIMO systems are presented by using genetic algorithm. The success of proposed method is confirmed by both deterministic and nondeterministic channels. Also in the paper, two types of antennas are constructed and tested to

support the proposed concept for 3×3 and 4×4 MIMO systems. This investigation reveals an interesting antenna layout for implementing MIMO systems on a mobile device in practice. For nondeterministic channel, the experimental results indicate that the averaging approach of all solutions obtained from different channel conditions can provide the compromised benefits. Also, the paper suggests the MIMO designers to include the concern of channel conditions when MIMO antennas are practically manufactured for mobile handset.

Acknowledgment

This paper was supported by the Higher Education Research Promotion and National Research University Project of Thailand, Office of the Higher Education Commission.

References

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [2] Y. Li, Z. He, K. Niu, J. Lin, and W. Wu, "Cluster-based double bounce MIMO channel model and capacity analysis," in *Proceedings of the International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM '07)*, pp. 153–156, Shanghai, China, September 2007.
- [3] B. C. Kim, J. D. Park, and H. D. Choi, "Tapered type PIFA design for mobile phones at 1800 MHz," in *Proceedings of the 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC '03)*, pp. 1012–1014, Jeju, Republic of Korea, April 2003.
- [4] S. Vergerio, J.-P. Rossi, and P. Sabouroux, "A two-pifa antenna systems for mobile phone at 2 GHz with MIMO applications," in *Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP '06)*, November 2006.

- [5] H. Sato, T. Hayashi, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "Small array antenna for 2×2 MIMO device using folded loop antenna," in *Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP '06)*, November 2006.
- [6] R. L. Haupt, "Introduction to genetic algorithms for electromagnetics," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 2, pp. 7–15, April 1995.
- [7] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley Publishing, Reading, Mass, USA, 1989.
- [8] N. Chiurtu, B. Rimoldi, E. Telatar, and V. Pauli, "Impact of correlation and coupling on capacity of MIMO systems," in *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT '03)*, pp. 154–157, Darmstadt, Germany, December 2003.
- [9] A. Pualraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communication*, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1st edition, 2003.
- [10] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 2nd edition, 1988.
- [11] W. C. Y. Lee, "Effect of mutual coupling on a mobile-radio maximum ratio diversity combiner with a large number of branches," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1188–1193, 1972.
- [12] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2nd edition, 1997.
- [13] B. Vucetic and Y. Jinhong, *Space Time Coding*, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2003.
- [14] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 5, pp. 684–702, 2003.
- [15] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*, Academic Press, Oxford, UK, 2007.

ประวัติผู้วิจัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พิระพงษ์ อุฑารสกุล สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต และ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2539 และ 2541 จากนั้นเข้าทำงานใน ตำแหน่งวิศวกรระบบโทรคมนาคมที่องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย จนกระทั่ง พ.ศ. 2543 จึงได้ย้ายมา เป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และได้ลาศึกษาต่อระดับปริญญาเอกตั้งแต่ปี พ.ศ. 2546 ณ University of Queensland, Australia เมื่อ พ.ศ. 2549 จึงได้กลับเข้ามาปฏิบัติหน้าที่อาจารย์ตามเดิม ผู้วิจัยมีเชี่ยวชาญในด้านระบบ MIMO, Information Theory, Signal Processing, Radio Wave Modelling, Mobile Communication, Advance Wireless Communication ปัจจุบันมีบทความวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการ 25 บทความและในการประชุม วิชาการ 75 บทความ ตำราวิชาการในประเทศ 1 เล่มและหนังสือต่างประเทศ 1 เล่ม มีลิขสิทธิ์ 1 รายการและ สิทธิบัตร 1 รายการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พิระพงษ์ อุฑารสกุล ได้รับรางวัล Young Scientist Travel Grant Award จากงานประชุมวิชาการนานาชาติ International Symposium on Antenna Propagation ปี พ.ศ. 2547 ณ ประเทศญี่ปุ่น และได้รับรางวัล Best Student Presentation Award จากงานประชุมวิชาการนานาชาติ Australian Symposium on Antennas ปี พ.ศ. 2548 ณ ประเทศออสเตรเลีย ในปี พ.ศ. 2553 ผู้ช่วย ศาสตราจารย์ ดร. พิระพงษ์ อุฑารสกุล ได้รับรางวัลพนักงานดีเด่น ด้านการวิจัย สำหรับนักวิจัยรุ่นใหม่ จาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี