



ใบรับรองวิทยานิพนธ์
บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)

ปริญญ

วิศวกรรมไฟฟ้า

วิศวกรรมไฟฟ้า

สาขา

ภาควิชา

เรื่อง

การวิเคราะห์ความสามารถของระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค
สำหรับการสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า

Capability Analysis of Provincial Electricity Authority Low Voltage Distribution
Network for Power Line Communications

นามผู้วิจัย

นายวินัย สังข์แก้ว

ได้พิจารณาเห็นชอบโดย

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์วชิระ จงบุรี, Ph.D.)

หัวหน้าภาควิชา

(รองศาสตราจารย์วิชัย สุระพัฒน์, วศ.ม.)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์กัญญา วีระกุล, D.Agr.)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ _____ เดือน _____ พ.ศ. _____

สิงสิงห์ มตาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

วิทยานิพนธ์

เรื่อง

การวิเคราะห์ความสามารถของระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค สำหรับการสื่อสาร
ข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า

Capability Analysis of Provincial Electricity Authority Low Voltage Distribution Network for
Power Line Communications

โดย

นายวินัย สังข์แก้ว

เสนอ

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
เพื่อความสมบูรณ์แห่งปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)

พ.ศ. 2555

ลิขสิทธิ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

วินัย สังข์แก้ว 2555: การวิเคราะห์ความสามารถของระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้า
ส่วนภูมิภาคสำหรับการสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า ปริญญาวิศวกรรมศาสตร
มหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า อาจารย์ที่
ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผู้ช่วยศาสตราจารย์วัชร จงบูรี, Ph.D. 78 หน้า

งานวิจัยนี้นำเสนอการศึกษาคุณลักษณะของช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า
(PLC) ในโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ (AMI) ของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค (PEA) ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว
ไม่เหมาะกับการนำมาใช้เพื่อการสื่อสาร วิธีการที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้ใช้ประโยชน์จากทฤษฎี
สายส่งเพื่อหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่มิเตอร์ที่ต่างตำแหน่ง การศึกษานี้เน้นที่ผลจากของการต่อ
แยกในโครงข่ายสายไฟฟ้าที่มีความอิมพีแดนซ์ที่เท่ากันเป็นไปได้ยาก ซึ่งนำไปสู่การสะท้อน
ของสัญญาณ พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองประกอบด้วย ขนาดสายไฟฟ้า ความยาวสายไฟฟ้า จำนวน
มิเตอร์ที่จุดต่อแยกและโหลดปลายสาย การจำลองหาผลตอบสนองของสายส่งในโครงข่าย
มิเตอร์ที่พบได้ทั่วไปของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ครอบคลุมย่านความถี่ 10 kHz ถึง 10 MHz ผล
การจำลองที่สมมุติว่าไม่มีการสูญเสียในความต้านทานสายส่งพบว่าระยะทางจากตัวส่งและ
รูปแบบของโครงข่าย มีบทบาทสำคัญต่อการลดทอนอย่างฉับพลัน จากการจำลองพบว่า
ในช่วงความถี่ใช้งานในโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ระหว่างความถี่ 40 –
95 kHz นั้น กำลังที่รับได้ที่มิเตอร์ที่ใกล้ตัวส่งสัญญาณและมิเตอร์ซึ่งอยู่ห่างออกไปประมาณ 360
เมตร จะมีขนาดต่างกัน 70 dB ผลต่างมีถึง 100 dB เมื่ออยู่ห่างกันประมาณ 640 เมตร ในงานวิจัย
นี้มีการประมาณอัตราการผิดพลาดของข้อมูลที่จุดต่างๆในโครงข่ายเอาไว้ด้วย

Winai Sungkaew 2012: Capability Analysis of Provincial Electricity Authority Low Voltage Distribution Network for Power Line Communications. Master of Engineering (Electrical Engineering), Major Field: Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, Thesis Advisor: Assistant Professor Wachira Chongburi, Ph.D.
78 pages.

This research represents a study of characteristics of power line communication (PLC) channel in Provincial Electricity Authority (PEA)'s Automatic Meter Infrastructure (AMI) of which properties, in general, do not favor communications. The approach adopted in this study makes use of transmission theory to determine the transfer functions at various meter locations. The study focuses on the effects of branching in the power line network, where impedance matching is unlikely possible which leads to signal reflection. The parameters used in the simulation are the power cable sizes, cable lengths, number of meters at the joints and terminating impedances. The simulation is implemented on different meter configurations that are typically found in PEA's network. The simulation covers frequency range of 10 kHz to 10 MHz. The simulation results with the assumption of zero ohmic loss suggest that the distance from the transmitter and the cable configurations play the key role in deep attenuation. In the PEA's AMI frequency range of 40-90 kHz, the difference between the received powers of the closest meter and of the one located 360 meters away is as much as 70 dB. The difference reaches 100 dB when the meters are separated by 640 meters. The bit error rate approximation is also provided.

Student's signature

Thesis Advisor's signature

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร.วชิระ จงบุรี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษาในการเรียน การค้นคว้าวิจัย ตลอดจนการตรวจแก้ไขวิทยานิพนธ์จนกระทั่งเสร็จสมบูรณ์ และกราบขอบพระคุณ ผศ.ชนากร มั่งเฒะ อาจารย์ประจำภาควิศวกรรมไฟฟ้า ที่ได้ให้ความกรุณาให้คำปรึกษาเรื่องสายส่งไฟฟ้าและให้ยืมหนังสือทฤษฎีสายส่งไฟฟ้าเพื่อประกอบการทำงานวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคเป็นอย่างยิ่ง ที่ได้มอบทุนการศึกษาระดับปริญญาโท ในโครงการความร่วมมือทางวิชาการระหว่างการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค และมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ปี 2553 ให้แก่ข้าพเจ้าตลอดการศึกษา

ขอกราบขอพระคุณอาจารย์ภาควิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน ที่ได้อบรมสั่งสอนและมอบความรู้อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการนำไปใช้ประโยชน์ต่อไป

ด้วยความดีหรือประโยชน์อันใดเนื่องจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ขอมอบแด่คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้อบรมและให้กำลังใจผู้วิจัยในทุกเรื่องตลอดมา

วินัย สังข์แก้ว

ตุลาคม 2555

สารบัญ

หน้า

สารบัญ	(1)
สารบัญตาราง	(2)
สารบัญภาพ	(3)
คำนำ	1
วัตถุประสงค์	3
การตรวจเอกสาร	4
อุปกรณ์และวิธีการ	22
อุปกรณ์	22
วิธีการ	22
ผลและวิจารณ์	35
ผล	35
วิจารณ์	46
สรุปและข้อเสนอแนะ	47
สรุป	47
ข้อเสนอแนะ	48
เอกสารและสิ่งอ้างอิง	49
ภาคผนวก	51
ประวัติการศึกษาและการทำงาน	78

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1 แสดงรายละเอียดการมอดูเลชันแบบ OFDM	33
2 แสดงค่ากำลังที่รับได้เฉลี่ยของมิเตอร์ตัวแรก	39
3 แสดงค่ากำลังที่รับได้เฉลี่ยของมิเตอร์ที่ 19 (ที่ระยะ 360 เมตร)	39
4 แสดงค่ากำลังที่รับได้เฉลี่ยของมิเตอร์ที่ 32 (ที่ระยะ 640 เมตร)	39

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1 แสดงโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ (AMI) ของ กฟภ.	5
2 วิธีวัดการลดทอนของสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า	7
3 ค่าลดทอนของสัญญาณต่อความถี่	8
4 Power line $ Z $ measurement configurations	9
5 Complex Power Line Impedance	9
6 Power line conducted noise	10
7 Noise power spectrum at research building	12
8 Deviation of measured noise power spectrum for 24 hrs. in every hr.	12
9 Noise power spectrum at residential apartment	13
10 Circuit for measurement of power line impedance	13
11 Input impedance of power line	14
12 Transmission loss of power line	14
13 ต้นแบบการสะท้อน (Echo model)	16
14 วงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit)	17
15 ต้นแบบวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit model)	18
16 สายส่งเส้นคู่ขนานและวงจรสมมูลที่อยู่ระหว่างจุด x และ $x + \Delta x$	19
17 แสดงภาพตัดของสายส่งแบบเส้นคู่	22
18 โครงข่ายตัวอย่างที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยก	25
19 แสดงขั้นตอนการหาค่า Transfer function ของมิเตอร์แต่ละตัวในโครงข่าย	26
20 โครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยก	31
21 โครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์สองตัวที่แต่ละจุดต่อแยก	31
22 โครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์สี่ตัวที่แต่ละจุดต่อแยก	31
23 แสดงขั้นตอนการหาค่าอัตราผิดพลาดบิต (BER)	32
24 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวแรกในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz	35
25 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 19 ในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz	36
26 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 32 ในในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz	36

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
27 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวแรกในช่วงความถี่ 10 kHz – 500 kHz	37
28 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 19 ในช่วงความถี่ 10 kHz – 500 kHz	38
29 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 32 ในช่วงความถี่ 10 kHz – 500 kHz	38
30 แสดงการลดทอนกำลังเฉลี่ยต่อระยะทางของมิเตอร์ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz	40
31 แสดงอัตราการผลิตบิตเฉลี่ยสำหรับ QPSK ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz	41
32 แสดงอัตราการผลิตบิตเฉลี่ยสำหรับ BPSK ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz	42
33 เปรียบอัตราการผลิตบิตของมิเตอร์ตัวที่ 1 – 3 ในการส่ง BPSK และ QPSK	43
34 เปรียบอัตราการผลิตบิตของมิเตอร์ตัวที่ 4 – 6 ในการส่ง BPSK และ QPSK	44
35 เปรียบอัตราการผลิตบิตของมิเตอร์ตัวที่ 7 – 9 ในการส่ง BPSK และ QPSK	45

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพผนวกที่	หน้า
1 แสดงวงจรสมมูลของสายส่ง	52
2 สายส่งเส้นคู่ขนานและวงจรสมมูลที่อยู่ระหว่างจุด x และ $x + \Delta x$	53
3 วงจรที่ประกอบด้วยสายส่งซึ่งมีเครื่องกำเนิดและโหลดต่ออยู่ที่ปลายทั้งสอง	66
4 แสดงการใช้ x หรือ s วัดระยะทางบนสายส่ง	68
5 แสดงการเรียกอิมพีแดนซ์บนสายส่ง	70
6 อิมพีแดนซ์สมมูล $Z(s)$ ที่จุดใดๆ บนสายส่งที่มองจากจุดนั้นไปถึงโหลด	71
7 กระแส แรงดันและอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ ในสายส่ง	73
8 การเชื่อมต่อกันของสายส่งหลายเส้น	74
9 แสดงภาพตัดของสายส่งแบบเส้นคู่	74

การวิเคราะห์ความสามารถของระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค สำหรับ การสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า

Capability Analysis of Provincial Electricity Authority Low Voltage Distribution Network for Power Line Communications

คำนำ

ขณะนี้หน่วยงานต่างๆ ที่เป็นผู้ให้บริการด้านพลังไฟฟ้าในหลายประเทศทั่วโลกให้ความสำคัญกับการวางแผนพัฒนาระบบไฟฟ้าอัจฉริยะ (Smart Grids) โดยเริ่มจากการพัฒนาโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ (Advanced Metering Infrastructure : AMI) ด้วยการติดตั้ง Smart Meter ก่อนเป็นอันดับแรก เนื่องจากระบบดังกล่าวทำให้ผู้ให้บริการพลังงานไฟฟ้ามีโครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารสารสนเทศ เชื่อมต่อไปยังมิเตอร์ของลูกค้า ซึ่งจะสามารถตรวจสอบ ควบคุมระบบไฟฟ้าและรองรับการให้บริการ Smart Grids Applications ในอนาคตได้ โครงข่ายสื่อสารเพื่อรองรับระบบไฟฟ้าอัจฉริยะ ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ Backbone Network ซึ่งจะรองรับขนาดของข้อมูลได้เป็นจำนวนมาก ได้แก่ โครงข่ายสื่อสารผ่านเคเบิลใยแก้วนำแสงและระบบสื่อสารไมโครเวฟ อีกส่วนหนึ่งคือ Access Network เป็นโครงข่ายที่เชื่อมต่อกับผู้ใช้โดยตรง ซึ่งเป็นการผสมกันของหลายๆ เทคโนโลยี เช่น การสื่อสารผ่านสายทองแดง ระบบวิทยุสื่อสารย่าน VHF/UHF เทคโนโลยี Wireless และการสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า (Power Line Communication : PLC)

ระบบการสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลผ่านโครงข่ายสายไฟฟ้าเดิมที่มีอยู่แล้ว ซึ่งจะช่วยลดค่าใช้จ่ายในการลงทุนติดตั้งสายนำสัญญาณระบบสื่อสารได้เป็นจำนวนมากและมีความปลอดภัยของข้อมูลมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless) ดังนั้นเทคโนโลยีดังกล่าวจึงได้รับความคาดหมายว่าจะเป็นระบบสื่อสารที่มีบทบาทสำคัญในการพัฒนาระบบไฟฟ้าอัจฉริยะ ในอนาคต และ กฟภ. ได้ให้ความสนใจในการนำระบบการสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้างดกล่าวมาใช้เป็นโครงข่ายสื่อสารแบบ Last mile (การเชื่อมต่อปลายทาง) เพื่อเชื่อมต่อ Smart Meter ของลูกค้ากับโครงข่ายสื่อสารหลักของ กฟภ. เพื่อรองรับการพัฒนาระบบมิเตอร์อัตโนมัติ ต่อไป

ปัจจุบัน กฟภ. ซึ่งเป็นผู้ให้บริการด้านพลังไฟฟ้าในประเทศไทย มีพื้นที่ให้บริการครอบคลุมทั่วประเทศ ยกเว้นพื้นที่ในเขตกรุงเทพฯ และปริมณฑล ได้ดำเนินการวางโครงข่ายสายไฟฟ้าครอบคลุมทั่วทุกพื้นที่แล้ว และ กฟภ. ก็มองเห็นความสำคัญในการพัฒนาระบบมิเตอร์อัตโนมัติ ซึ่งขณะนี้ได้ทดลองใช้งานและติดตั้งระบบ Smart Meter ให้กับลูกค้ารายใหญ่ซึ่งส่วนใหญ่เป็นลูกค้าในกลุ่มนิคมอุตสาหกรรมแล้วประมาณ 50,000 ราย โดยระบบการติดต่อสื่อสารกับ Smart Meter ที่ติดตั้งทั้งหมดใช้การสื่อสารผ่านเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (GSM) จากผู้ให้บริการที่มีอยู่ในปัจจุบัน

กฟภ. กำลังมองหาเทคโนโลยีการสื่อสารแบบอื่นที่มีความปลอดภัยและความน่าเชื่อถือได้มากกว่าการเช่าใช้เครือข่ายจากหน่วยงานภายนอก ระบบสื่อสารข้อมูลผ่านโครงข่ายสายไฟฟ้าเป็นเทคโนโลยีหนึ่งซึ่งได้รับความสนใจที่จะนำมาใช้กับระบบมิเตอร์อัตโนมัติในอนาคต และที่ผ่านมา กฟภ. ก็ได้มีการทดลองติดตั้งใช้งานระบบมิเตอร์อัตโนมัติ ที่ใช้การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าแรงต่ำ พบว่าระยะทางการรับส่งข้อมูลระหว่าง DCU และมิเตอร์อยู่ระหว่าง 100 – 275 เมตร เท่านั้นจึงต้องมีการติดตั้งอุปกรณ์ขยายสัญญาณในกรณีที่ DCU และมิเตอร์อยู่ห่างกันมากกว่า 275 เมตร สรุปได้ว่าเมื่อระยะห่างระหว่าง DCU และมิเตอร์มากขึ้นทำให้สัญญาณที่ส่งจากมิเตอร์มาที่ DCU มีขนาดลดลง ซึ่งมีผลมาจากการเพิ่มขึ้นของค่าอิมพีแดนซ์ของสายและจำนวนจุดต่อต่างๆ

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะศึกษาถึงการนำการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้งานกับโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ด้วยวิธีการสร้างต้นแบบของช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าโดยอาศัยหลักการของสายส่งไฟฟ้า ที่มีโครงสร้างทางกายภาพตามระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค และแจกจ่ายละเอียดของผลตอบแทนในทุกๆ จุดของมิเตอร์ที่ต่ออยู่

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาคูณสมบัติ (Characteristics) ของสัญญาณสื่อสารที่วิ่งผ่านระบบจำหน่ายแรงต่ำจาก DCU ถึงมิเตอร์
2. เพื่อประเมินอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate) เมื่อส่งสัญญาณผ่านระบบจำหน่ายแรงต่ำ

ขอบเขตการวิจัย

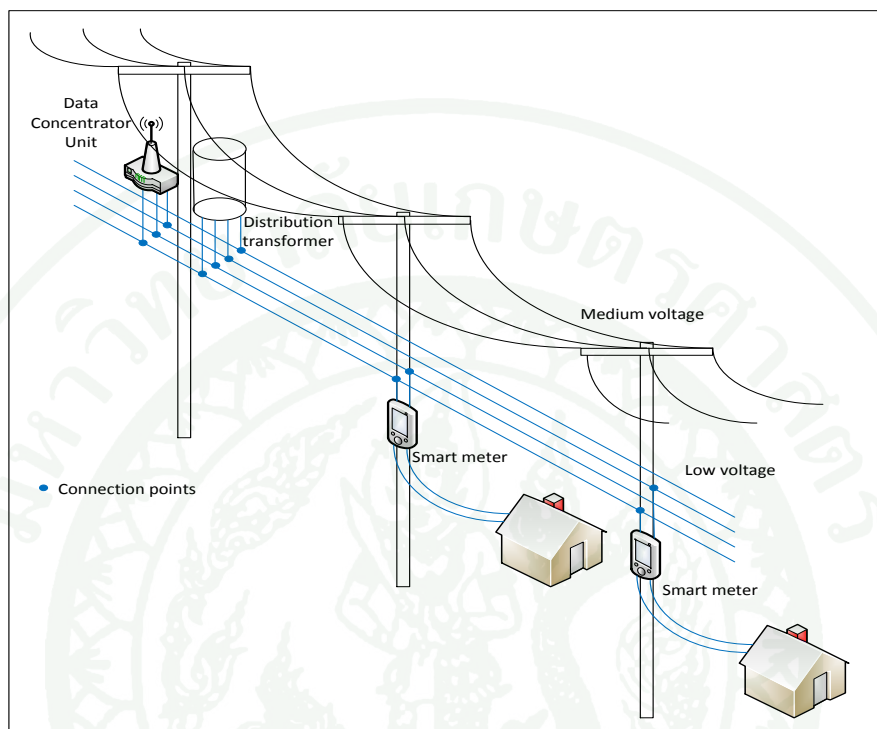
ศึกษาถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าในโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ (AMI) ของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคแบบเฟสเดียว โดยการจำลองช่องสัญญาณสายส่งที่ย่านความถี่ที่ครอบคลุมความถี่ของสัญญาณสื่อสารแบบ PLC คุณสมบัตินี้ถูกจำแนกตามจุดต่างๆในระบบจำหน่ายแรงต่ำ และแสดงให้เห็นความแตกต่างของสัญญาณที่จุดต่อแยกต่างๆในระบบ

การตรวจเอกสาร

การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า (Power Line Communications - PLC) เป็นเทคโนโลยีการส่งสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าในระบบจำหน่ายไฟฟ้าที่มีอยู่เดิม เพื่อใช้ในระบบควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในบ้าน การเฝ้าระวังรักษาความปลอดภัยภายในบ้าน และใช้ในการควบคุมสั่งการของการไฟฟ้า เช่น การควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ป้องกันในระบบจ่ายไฟฟ้า ระบบอ่านมาตรวัดไฟฟ้าอัตโนมัติ เป็นต้น ในระยะเริ่มแรกใช้สายส่งแรงสูงเพื่อติดต่อสื่อสาร และใช้ในการควบคุมสถานีจ่ายไฟฟ้า (substation) แต่ปัจจุบันได้พัฒนาให้สามารถส่งข้อมูล ผ่านระบบจำหน่ายไฟฟ้าแรงต่ำได้ โดยการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าอาจแบ่งได้เป็น 2 กลุ่มใหญ่ ๆ ได้แก่ การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าในลักษณะการรับส่งข้อมูลความเร็วต่ำ (Narrowband PLC) โดยในปี ค.ศ. 1922 ได้มีผู้ริเริ่มใช้งานการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าแรงสูง (High-Voltage Line) ซึ่งใช้ย่านความถี่ตั้งแต่ 15 kHz – 500 kHz เป็นการประยุกต์ใช้งานกับกระบวนการระยะไกลต่างๆ (Telemetry Applications) และยังคงมีการใช้งานอยู่ในปัจจุบัน หลังจากนั้นในปี ค.ศ. 1930 เริ่มมีการใช้งานการสื่อสารผ่านสายส่งไฟฟ้าแรงดันปานกลาง (Medium-Voltage) และผ่านระบบจำหน่ายไฟฟ้าแรงต่ำ (Low-Voltage Distribution systems) โดยประยุกต์ใช้งานกับระบบควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ในระบบจำหน่ายไฟฟ้า เช่น ระบบอ่านมาตรวัดไฟฟ้าระยะไกล (Remote Meter Reading) ระบบจัดการโหลดทางไฟฟ้า (Load Management) เป็นต้น ต่อมาได้มีการพัฒนาและประยุกต์ใช้งาน High-speed narrowband-PLC ในย่านความถี่ตั้งแต่ 9kHz – 500kHz โดยสามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลได้ถึง 576 kbps ซึ่งโดยทั่วไปใช้งานกับระบบควบคุมการจ่ายไฟ (SCADA : Supervisory Control And Data Acquisition) และระบบการอ่านค่ามาตรวัดไฟฟ้าอัตโนมัติ (AMR : Automatic Meter Reading) ของการไฟฟ้าต่างๆ (Anatory and Theethayi, 2010) ประเภทที่สอง คือ การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าในลักษณะการรับส่งข้อมูลความเร็วสูง (Broadband PLC) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ของการประยุกต์ใช้งานการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า โดยมีความสามารถในการส่งข้อมูลได้มากกว่า Narrowband-PLC ซึ่งมีอัตราการส่งข้อมูลที่มีความเร็ว 4 – 20 Mbps เมื่อเปรียบเทียบกับแล้วอาจจะเร็วกว่าประมาณ 10 – 40 เท่า ซึ่งเหมาะที่จะใช้ในระบบที่ต้องการส่งข้อมูลจำนวนมากๆ เช่น นำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านอินเทอร์เน็ตและมัลติมีเดีย (Australian Communications Authority, 2003)

การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค มีนโยบายที่จะพัฒนาระบบจำหน่ายกระแสไฟฟ้าเดิมไปเป็นระบบไฟฟ้าอัจฉริยะในอนาคต หนึ่งในนั้นคือการพัฒนากระบวนการอ่านมาตรวัดไฟฟ้าอัตโนมัติ (Advance Metering Infrastructure – AMI) โดยอาศัยเทคโนโลยีการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า Narrowband PLC

ในการรับส่งข้อมูลระหว่างมาตรวัดไฟฟ้าอัตโนมัติและอุปกรณ์ DCU โดยมีโครงสร้างแสดงดังภาพที่ 1



ภาพที่ 1 แสดงโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ (AMI) ของ กฟภ.

เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการที่จะนำเทคโนโลยีการสื่อสารดังกล่าว มาใช้งาน กฟภ. ได้ร่วมมือกับคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี จัดทำโครงการพัฒนาระบบบริหารจัดการหม้อแปลงและระบบจำหน่ายแรงต่ำแบบอัตโนมัติ (การไฟฟ้าส่วนภูมิภาคและคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552) โดยมีวัตถุประสงค์

ก) เพื่อพัฒนาระบบเฝ้าดูและจัดการหม้อแปลงในระบบจำหน่ายแบบอัตโนมัติ โดยส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสารแบบไร้สายเข้าสำนักงานการไฟฟ้าที่รับผิดชอบ

ข) เพื่อพัฒนาระบบการอ่านและจัดการมิเตอร์ผู้ใช้ไฟแต่ละราย ภายใต้ม้อแปลงในระบบจำหน่ายเครื่องเดียวกันแบบอัตโนมัติ โดยส่งข้อมูลผ่านระบบจำหน่ายแรงต่ำ (Power Line Carrier-PLC) ไปที่หม้อแปลง และผ่านระบบสื่อสารแบบไร้สายเข้าสำนักงานการไฟฟ้าที่รับผิดชอบ

ค) เพื่อพัฒนาระบบการตรวจสอบ ระบบการรายงานข้อมูล ระบบแจ้งเตือนการทำงาน ผิดปกติของหม้อแปลงและอุปกรณ์ป้องกัน

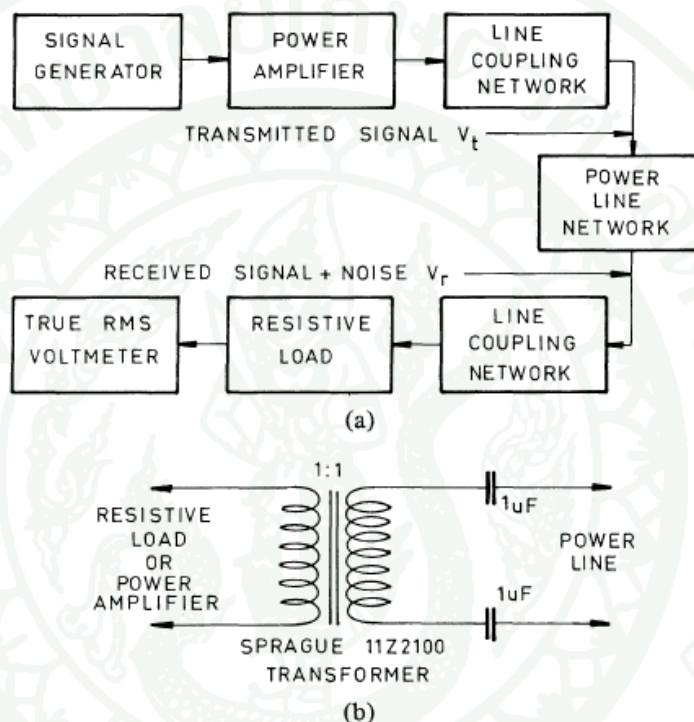
ซึ่งในส่วนของการอ่านมาตรวัดไฟฟ้าอัตโนมัติโดยใช้การสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าในระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค พบว่าระยะทางการรับส่งข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ DCU และมีเตอร์อยู่ระหว่าง 100 – 275 เมตร เท่านั้นจึงต้องมีการติดตั้งอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) เพื่อขยายสัญญาณในกรณีที่ DCU และมีเตอร์อยู่ห่างกันมากกว่า 275 เมตร สรุปได้ว่าเมื่อระยะห่างระหว่าง DCU และมีเตอร์มากขึ้นทำให้สัญญาณที่ส่งจากมิเตอร์มาที่ DCU มีขนาดลดลง ซึ่งมีผลมาจากการเพิ่มขึ้นของค่าอิมพีแดนซ์ของสายจำหน่ายและจุดต่อต่างๆ ซึ่งงานวิจัยนี้จะเน้นที่ การศึกษาการลดทอนของสัญญาณ Narrowband PLC สำหรับโครงสร้างระบบอ่านค่ามิเตอร์อัตโนมัติ (AMI) ที่มีสาเหตุมาจากการสะท้อนกลับของสัญญาณสื่อสารที่จุดต่อแยกต่างๆ ในระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ซึ่งจุดต่อแยกเหล่านี้ส่วนใหญ่จะเป็นจุดต่อที่มีความต้านทานไม่เสมอกัน (Unmatched Connection)

นักวิจัยหลายท่านให้ความสนใจศึกษาถึงผลกระทบต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการนำไปใช้งานของการสื่อสารข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า แต่ละท่านก็ใช้วิธีการที่แตกต่างกันออกไป อาจเนื่องมาจากนักวิจัยแต่ละคนนั้นอยู่ต่างที่กัน ซึ่งแต่ละพื้นที่ก็มีโครงสร้าง และมาตรฐานของระบบไฟฟ้าที่แตกต่างกันออกไป ดังนั้นผลงานวิจัยหลายๆ งานที่ผ่านมาก็อาจจะไม่เหมาะที่จะนำผลมาพิจารณาใช้กับพื้นที่อื่นๆ ที่มีโครงสร้างทางกายภาพแตกต่างกัน ผลที่ได้จากงานวิจัยเหล่านั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มคือ

ผลที่ได้จากการใช้เครื่องมือวัดวัดค่าจากโครงข่ายจริง วิธีการนี้ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานแต่อย่าลืมว่าผลที่ได้จากการใช้เครื่องมือนี้จะประกอบด้วยค่าผิดพลาดเสมอ และคุณสมบัติต่างๆ ที่วัดได้ก็สามารถประยุกต์ใช้ได้กับโครงข่ายที่มีโครงสร้างใกล้เคียงกันเท่านั้น

Morgan and Donaldson (1986) ได้นำเสนอวิธีการวัดและผลการลดทอนของสัญญาณการสื่อสารผ่านโครงข่ายสายไฟฟ้าในบ้านพักที่อยู่อาศัยและอาคารสำนักงานต่างๆ ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 20 kHz ถึง 240 kHz ซึ่งในการทดลองดังกล่าวมีขึ้นตอน ดังแสดงในภาพที่ 2 ในการทดลองวัดค่าการลดทอนของสัญญาณต่อความถี่ ได้ทำการทดลองกับโครงข่ายในรูปแบบต่างๆ ได้แก่ โรงงานอุตสาหกรรม โรงพยาบาล อพาร์ทเมนต์และบ้านพักที่อยู่อาศัย ผลที่ได้จากการทดลอง ดังแสดงในภาพที่ 3 ความถี่ย่านที่ใช้ทดลอง 50 kHz - 200 kHz อยู่ในช่วงความถี่ที่ใช้งาน

ระบบ PLC ของ กฟภ. คือ 9 kHz - 525 kHz เห็นได้ว่าในกรณีที่เครื่องส่งและเครื่องรับติดตั้งภายในสายส่งเฟสเดียวกัน (I) การลดทอนของสัญญาณมีค่าน้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่เครื่องส่งและเครื่องรับติดตั้งอยู่บนสายส่งที่ต่างเฟสกัน (A1, A2) แต่ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นและในกรณีของบ้านพักที่อยู่อาศัยการลดทอนของสัญญาณจะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับโรงงานอุตสาหกรรม โรงพยาบาลและอพาร์ทเมนต์



ภาพที่ 2 วิธีการวัดและผลการลดทอนของสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า (a) Experimental system for measuring attenuation. (b) Line coupling network.

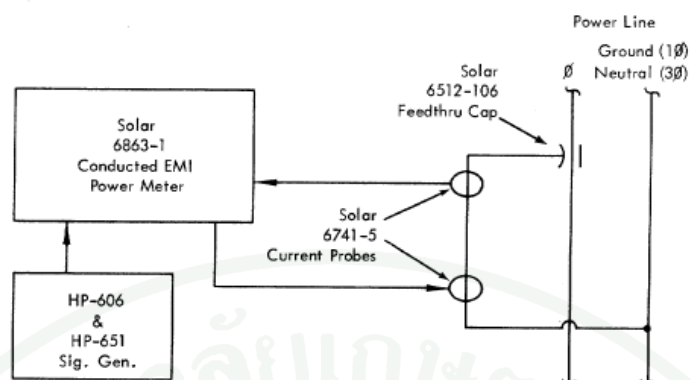
ที่มา: Morgan and Donaldson (1986)

NETWORK ENVIRONMENT	ATTENUATION (dB)		
	50kHz	120kHz	200kHz
Industrial Building Daytime (Fig. 4)			
IS	2.5	3.8	7.1
I	20.8	25.7	48.9
A1	27.0	36.3	47.3
A2	24.8	42.2	51.1
Industrial Building Night (Fig. 5)			
I	18.7	25.6	39.6
A1	27.6	28.7	43.2
A2	25.4	37.8	39.8
Hospital (Fig. 6)			
I	5.6	6.2	23.9
A1	31.6	28.4	46.7
A2	18.1	17.1	26.6
Apartments (Fig. 7)			
ISH	8.4	15.8	20.6
IL	23.2	26.4	31.3
OL	35.2	36.0	40.6
IH	34.2	48.0	56.2
OH	34.2	52.8	51.2
Single Family Residence (Fig. 8,9)			
I	2.3	3.9	4.2
ITV	3.1	2.5	14.5
IEK	4.6	8.5	12.3
O	13.6	34.0	32.5
OER	6.6	8.4	10.5
OCD	9.3	19.9	24.5

ภาพที่ 3 ค่าลดทอนของสัญญาณต่อความถี่

ที่มา: Morgan and Donaldson (1986)

Nicholson (1973) เสนอผลงานวิจัยการวัดค่า Absolute Impedance $|Z|$ จาก Unfiltered commercial power sources (115V 1-phase, 220V 1-phase และ 208V 3-phase) ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 20 kHz - 30 MHz โดยใช้วิธีการทดลองดังแสดงในภาพที่ 4 ค่าที่ได้จากการวัดแสดงถึงค่า Impedance ของอุปกรณ์ต่างๆ ที่เชื่อมต่อผ่าน Outlets ของแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า โดยในกรณีของระบบ 1-phase, 3-wire line ทำการวัดทั้งสาย phase และสาย Neutral โดยเปรียบเทียบกับ Gnd. และระบบ 3-phase, 4-wire line ทำการวัดแต่ละสาย phase เปรียบเทียบกับสาย Neutral ผลที่ได้จากการวัดแสดงในภาพที่ 5 ในย่านความถี่ 20 kHz - 500 kHz (อยู่ในช่วงความถี่ที่ใช้งานระบบ PLC ของ กฟภ. คือ 9 kHz - 525 kHz) ค่าเฉลี่ยของค่า Impedance อยู่ในช่วง 0.58 Ω ที่ความถี่ 20 kHz - 18.92 Ω ที่ความถี่ 500 kHz นั่นคือเมื่อความถี่สูงขึ้นค่า Impedance จะมีค่าสูงตามไปด้วย



ภาพที่ 4 Power line $|Z|$ measurement configurations

ที่มา: Nicholson (1973)

FREQ MHz	REAL PART OF Z (ohms)			IMAGINARY PART OF Z (ohms)					
	MAX	MIN	MEAN	POSITIVE			NEGATIVE		
				MAX	MIN	MEAN	MAX	MIN	MEAN
0.020	1.64	0.09	0.58	3.44	0.06	1.62	0.24	0.16	0.21
0.025	4.15	0.20	0.91	4.28	0.14	2.22			
0.030	4.04	0.18	1.09	5.27	0.46	2.79			
0.040	4.44	0.24	1.58	7.97	1.05	4.32	1.00	0.33	0.65
0.050	5.44	0.37	1.92	9.78	0.61	5.25			
0.075	28.99	0.70	4.81	14.50	0.50	7.59	4.96	4.96	4.96
0.100	23.41	1.00	6.57	26.00	3.74	11.84	6.32	6.32	6.32
0.150	50.40	1.52	12.63	31.14	0.00	9.88	7.86	0.00	3.17
0.200	34.73	2.23	10.03	20.86	0.00	7.88	5.56	0.00	2.53
0.300	32.67	3.03	11.56	37.23	0.48	14.46	4.49	0.55	1.97
0.400	159.12	4.41	17.92	45.90	0.00	17.06	0.00	0.00	0.00
0.500	56.73	5.26	18.92	55.97	0.24	20.23	26.49	0.41	10.81
0.750	165.80	6.57	28.74	145.00	0.55	27.91	49.78	0.27	26.47
1.000	338.84	7.32	36.45	237.80	4.26	33.52	264.73	2.63	56.42
1.500	116.92	5.29	24.80	69.02	0.00	36.63	127.61	0.00	27.38
2.100	197.14	7.50	49.81	170.92	2.28	46.36	118.45	28.01	73.23
3.000	430.00	8.98	75.54	189.07	0.00	69.84	177.05	0.00	54.73
4.000	479.34	10.40	107.58	179.75	11.08	68.97	252.74	25.12	98.78
5.000	415.34	10.72	106.60	218.23	12.71	85.51	177.31	4.10	76.44
7.500	139.23	7.44	45.83	102.84	4.60	34.54	192.25	1.21	42.15
10.000	161.78	14.50	42.17	136.39	0.69	40.14	25.11	5.84	18.12
15.000	216.12	23.75	60.52	131.55	10.40	68.41	141.60	6.65	49.78
20.000	398.68	20.24	92.11	343.41	22.10	111.54	80.30	14.06	36.05
25.000	348.66	25.27	96.07	114.99	1.36	47.68	138.56	9.06	65.39
30.000	190.21	24.86	66.16	111.14	4.23	67.90	17.06	6.07	10.92

ภาพที่ 5 Complex power line impedance

ที่มา: Nicholson (1973)

Albert (1972) นำเสนอผลงานวิจัยเกี่ยวกับระดับของสัญญาณรบกวนในโครงข่ายสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า (Power Line Noise Survey) เพื่อศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นใน

โครงข่ายสายไฟฟ้าอาคารสำนักงานที่มีสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน 6 สถานที่ ระยะทางตั้งแต่อาคารสำนักงานที่เมือง Manhattan ไปจนถึงฟาร์มที่อยู่บนภูเขา Catskill ในกรุง New York ผลที่ได้จากการวัดแสดงดังภาพที่ 6

จากผลการวัดทำให้ได้สมการของ Noise power (p) และ Rms noise voltage (v) สำหรับ Narrow bandwidths ที่จุดอินพุตของเครื่องรับที่มี Input impedance $50\ \Omega$ ดังนี้

$$p(\text{dB ref } 1\mu\text{W}) = S \left(\text{dB ref } \frac{1\mu\text{W}}{\text{MHz}} \right) + 10\log_{10}B(\text{MHz}) \quad (1)$$

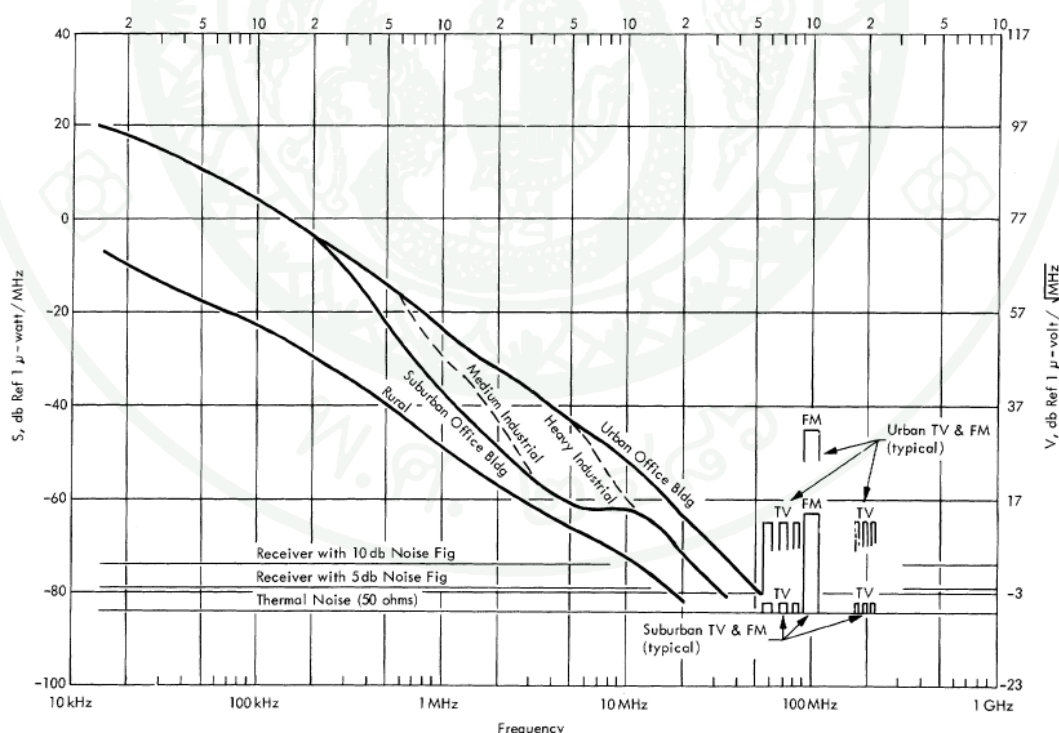
$$v(\text{dB ref } 1\mu\text{V}) = V \left(\text{dB ref } \frac{1\mu\text{V}}{\sqrt{\text{MHz}}} \right) + 10\log_{10}B(\text{MHz}) \quad (2)$$

เมื่อ

$B(\text{MHz})$: Bandwidth in MHz

S : Power spectral density

V : Voltage spectral intensity, defined as $V = \sqrt{50S}$



ภาพที่ 6 Power line conducted noise

ที่มา: Albert (1972)

สมการสำหรับ Wide bandwidths ดังนี้

$$p = \int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} S(f) df \quad (3)$$

และ

$$v = \left[50 \int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} S(f) df \right]^{1/2} \quad (4)$$

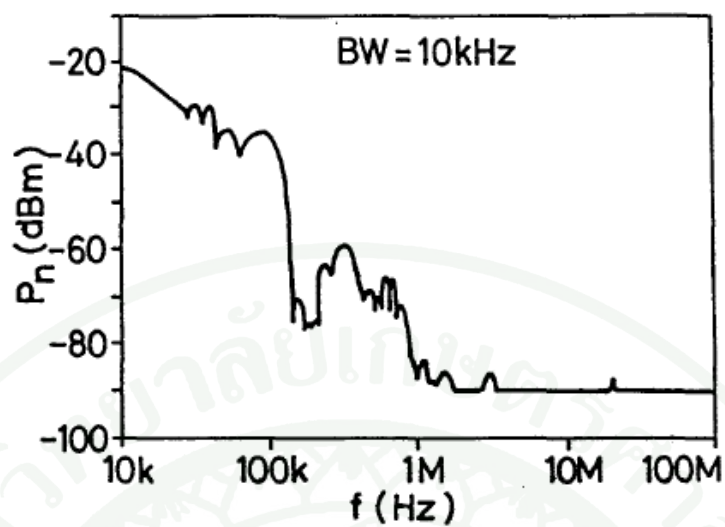
เมื่อ f_c : Center frequency

$$S \left(dB \text{ ref } \frac{1 \mu W}{MHz} \right) = V_{ig} \left(\frac{dB \mu V}{MHz} \right) - 74.5 + 10 \log_{10} B (MHz) \quad (5)$$

เมื่อ S : Power density (measured with carrier detector)
 V_{ig} : Impulse generator level (peak detector function)

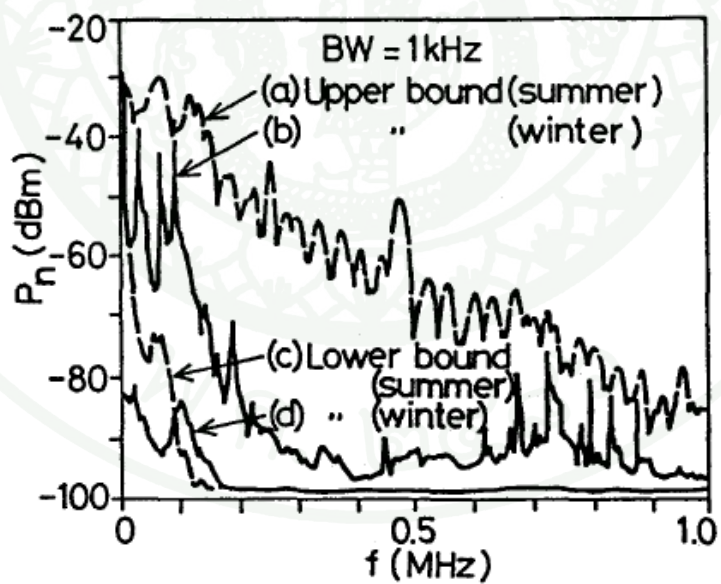
หลังจากนั้น Tanaka (1988) ได้เสนอวิธีการวัดและผลการทดลองในงานวิจัยเรื่อง High frequency noise power spectrum, Impedance and transmission loss of power line in Japan on intra building power line communications โดยได้ทำการวิจัยในช่วงความถี่สูงมากยิ่งขึ้นคือตั้งแต่ 10 kHz ถึง 100 MHz มีรายละเอียดดังนี้

Noise power spectrum : โดยที่เขาได้ทำการวัดสัญญาณรบกวนเพื่อเปรียบเทียบกันระหว่าง อาคาร Experiment and research building ซึ่งเป็นอาคาร 6 ชั้น ของ Toyohashi University of Technology กับอาคาร apartments แห่งหนึ่งที่มีจำนวน 5 ชั้น ผลที่ได้จากการวัดแสดงดังภาพที่ 7 – 9 จากภาพที่ 7 เห็นได้ว่าในย่านความถี่ตั้งแต่ 1 MHz - 100 MHz สัญญาณรบกวนมีค่าน้อยกว่า -90 dBm และย่านความถี่ 10 kHz - 1 MHz สัญญาณรบกวนมีค่าตั้งแต่ -20 dBm ถึง -80 dBm ขึ้นอยู่กับค่าความถี่ (ย่านความถี่ใช้งานของ กฟภ.) เมื่อเปรียบเทียบระหว่างภาพที่ 8 และภาพที่ 9 เห็นได้ว่า สัญญาณรบกวนใน apartment building จะน้อยกว่าในอาคาร Experiment and research building



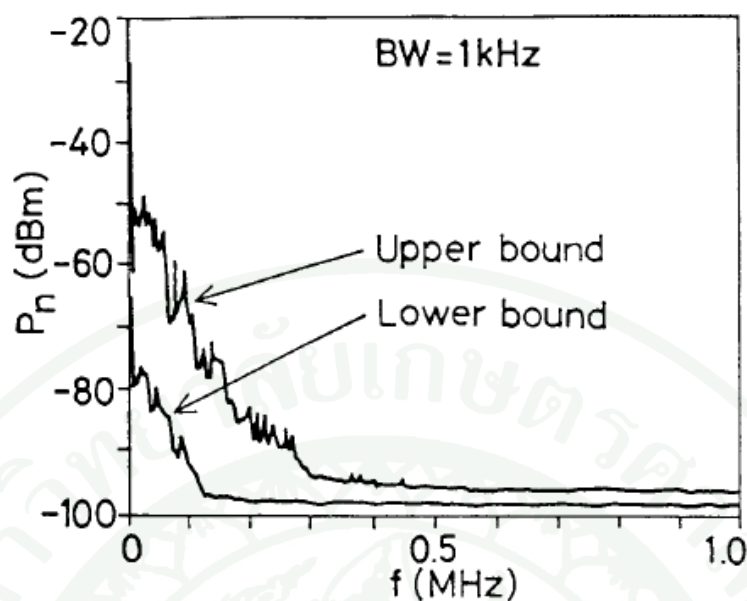
ภาพที่ 7 Noise power spectrum at research building

ที่มา: Tanaka (1988)



ภาพที่ 8 Deviation of measured noise power spectrum for 24 hrs. in every hr.

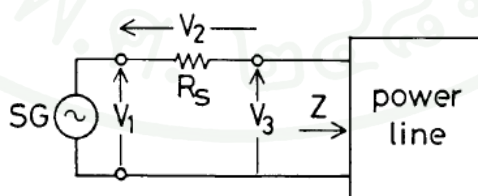
ที่มา: Tanaka (1988)



ภาพที่ 9 Noise power spectrum at residential apartment

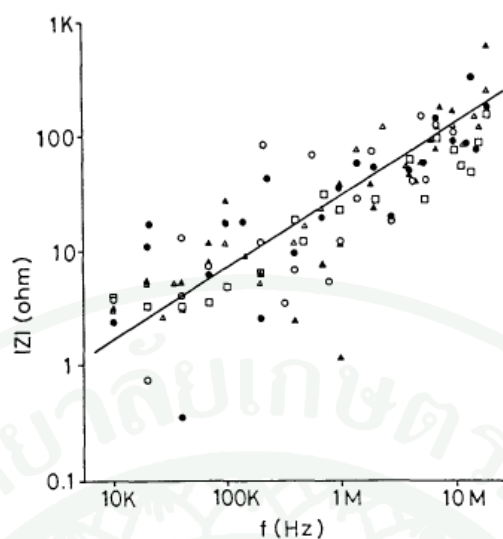
ที่มา: Tanaka (1988)

Impedance characteristics : ทำการวัดภายในอาคาร Experiment and research building มีวิธีการวัดดังแสดงในภาพที่ 10 ช่วงของความถี่ที่ใช้ในการทดลองคือ 10 kHz - 20 MHz ผลที่ได้แสดงดังภาพที่ 11 ค่า Impedance จะมีค่าตั้งแต่ 2 Ω ถึง 30 Ω สำหรับความถี่ที่น้อยกว่า 1 MHz (ย่านความถี่ใช้งานของ กฟภ.) และในย่านความถี่ 1 MHz ถึง 20 MHz ค่า Impedance เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 20 Ω ถึง 200 Ω เพิ่มขึ้นตามความถี่



ภาพที่ 10 Circuit for measurement of power line impedance

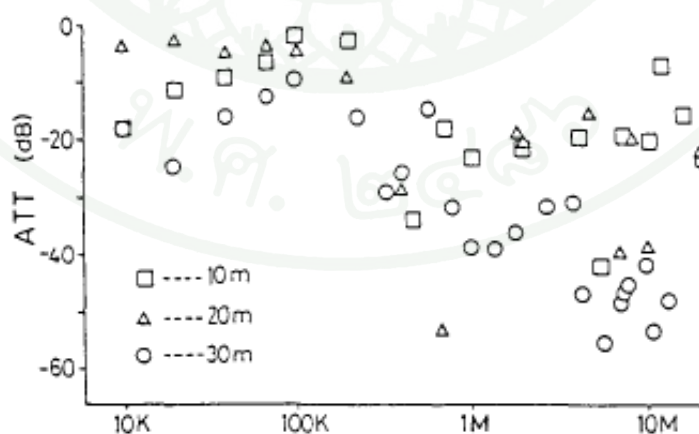
ที่มา: Tanaka (1988)



ภาพที่ 11 Input impedance of power line

ที่มา: Tanaka (1988)

Attenuation characteristics : ช่วงความถี่ใช้คือ 10 kHz - 20 MHz โดยที่จุดต่อของเครื่องรับมีค่า Impedance เท่ากับ 5 Ω ผลที่ได้จากการวัดแสดงดังภาพที่ 12 ค่า Attenuation ไม่ค่อยมีการเปลี่ยนแปลงต่อความถี่และ stable อยู่ในช่วง -3 dB ถึง -25 dB สำหรับความถี่ที่น้อยกว่า 400 kHz. แต่จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่มากกว่า 400 kHz.



ภาพที่ 12 Transmission loss of power line

ที่มา: Tanaka (1988)

ผลที่ได้จากการทำจำลองบนคอมพิวเตอร์ โดยวิธีการนี้จะทำให้เราเข้าใจพฤติกรรมของโครงข่ายได้ดีซึ่งกว่าแบบแรก แต่ไม่ว่าจะเป็นผลที่ได้มาจากวิธีการใดก็ล้วนแล้วแต่มีความสำคัญต่อนักวิจัยและสำหรับผู้ให้สนใจเนื่องจากผลที่ได้มาทำให้เราทราบถึงพฤติกรรมต่างๆ ของโครงข่ายที่ต้องการศึกษา จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าสามารถที่จะอธิบายได้ 2 วิธีการ

ก) โดยใช้หลักการของการแพร่คลื่นของช่องสัญญาณวิทยุเป็นต้นแบบของช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า (Philipps, 1999; Zimmermann and Dostert, 2002) กล่าวคือ จุดต่อต่างๆ ในโครงข่ายสายไฟฟ้าที่มีความความต้านทานไม่เหมือนกันจะทำให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณส่ง ดังนั้นช่องสัญญาณของการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าจึงพิจารณาได้ว่ามีสภาพแบบหลายทิศทาง (Multipath) ซึ่งสัญญาณที่ส่งถึงฝั่งรับไม่เพียงแต่ในเส้นทางตรงเท่านั้น ยังมีสัญญาณที่เดินทางล่าช้าและส่วนใหญ่จะเกิดการลดทอน แต่การใช้ต้นแบบนี้ต้องกำหนดให้การสะท้อนของสัญญาณที่จุดต่อที่มีความต้านไม่เหมือนกันให้มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือไม่มีการสะท้อนกลับ จึงเหมาะสำหรับโครงข่ายที่มีการต่อแยก ณ จุดต่อเดียวกันและมีเส้นทางของสัญญาณไม่เกิน 5 เส้นทาง

Philipps (1999) นับได้ว่าเป็นนักวิจัยยุคแรกๆ ที่นำเสนอวิธีการสร้างต้นแบบของช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าได้นำเสนอต้นแบบของช่องสัญญาณไว้ 2 แบบ แบบแรกคือต้นแบบการสะท้อน (Echo model) กล่าวคือ จุดต่อที่มีความความต้านทานไม่ต่อเนื่องจะทำให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณส่ง ดังนั้นช่องสัญญาณของการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าจึงพิจารณาได้ว่ามีสภาพแบบหลายทิศทาง (Multipath) ซึ่งสัญญาณที่ส่งถึงฝั่งรับไม่เพียงแต่ในเส้นทางตรงเท่านั้น ยังมีสัญญาณที่เดินทางล่าช้าและส่วนใหญ่จะเกิดการลดทอน ภาพที่ 13 แสดงที่มาของต้นแบบช่องสัญญาณแบบการสะท้อน

สัญญาณส่งจาก N เส้นทาง ซึ่งประกอบด้วยผลตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ $h_v(t)$ แต่ละเส้นทางที่มีการหน่วงเวลาไป τ_v , การลดทอนสัญญาณ ρ_v และการเปลี่ยนแปลงของเฟส φ_v สามารถเขียนผลตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าได้ดังนี้

$$h(t) = \sum_{v=1}^N |\rho_v| \cdot e^{j\varphi_v} \cdot \delta(t - \tau_v) \quad (6)$$

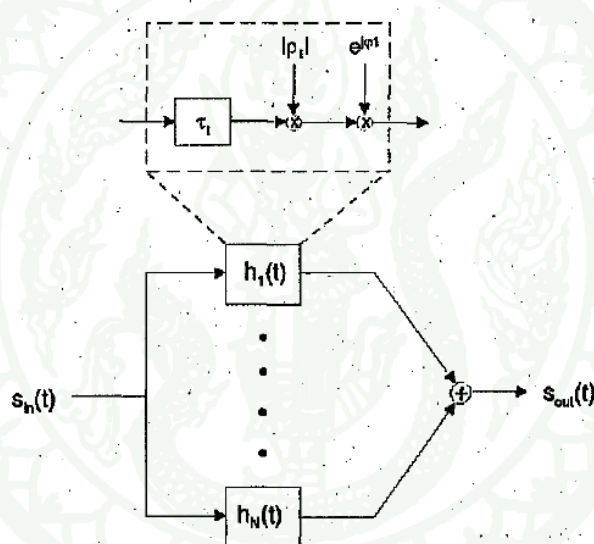
เมื่อ

$$\varphi_v = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{\rho_v\}}{\text{Re}\{\rho_v\}} \right)$$

$$\rho_v = |\rho_v| \cdot e^{j\varphi_v}$$

สามารถหาค่า Transfer Function $H(f)$ ได้ด้วยการแปลงฟูริเยร์ของ $h(t)$

$$H(f) = \sum_{v=1}^N |\rho_v| \cdot e^{j\varphi_v} \cdot e^{j2\pi f\tau_v} \quad (7)$$



ภาพที่ 13 ต้นแบบการสะท้อน (Echo model)

ที่มา: Philipps (1999)

สำหรับสัญญาณแต่ละเส้นทางเราต้องกำหนดตัวแปรทั้งหมด 3 ตัวแปร และเมื่อมีสัญญาณ N เส้นทางเราต้องกำหนดตัวแปรทั้งหมดเท่ากับ $3 \times N$ ตัวแปร ผลที่ได้จากต้นแบบนี้ก็คล้ายกับช่องสัญญาณของการสื่อสารวิทยุที่มีการลดทอนสัญญาณแบบเนียบพลัน (Fading) ใช้ได้ผลดีถ้ามีเส้นทางน้อยๆ (ประมาณ 5 เส้นทาง) แบบที่สองของ Philipps คือ ต้นแบบวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit model) จากการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดทางไฟฟ้าหลายๆ กรณีสามารถอธิบายได้ด้วยวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย R , L และ C หลักการของเขายู่บนพื้นฐาน

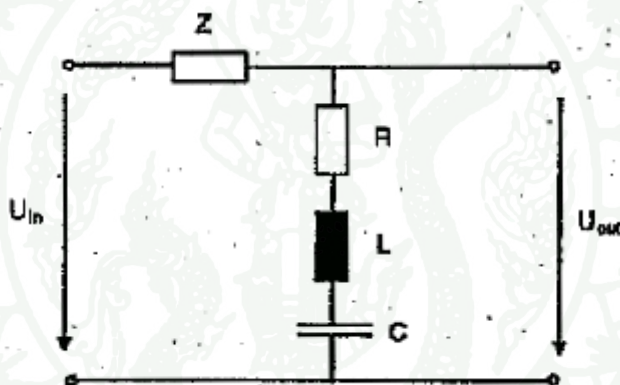
ที่ว่าโหลดทางไฟฟ้าส่วนใหญ่จะไม่มีการรบกวนกัน ดังนั้นช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าสามารถอธิบายได้ด้วยการแยกวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ ภาพที่ 14 แสดงหนึ่งวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ที่ต่ออยู่กับสายที่มีค่าอิมพีแดนซ์ Z

ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์ ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของความสามารถอธิบายด้วยสมการได้ดังนี้

$$Z_s(f) = R + j2\pi fL + \frac{1}{j2\pi fC} \quad (8)$$

ที่ความถี่รีโซแนนซ์

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

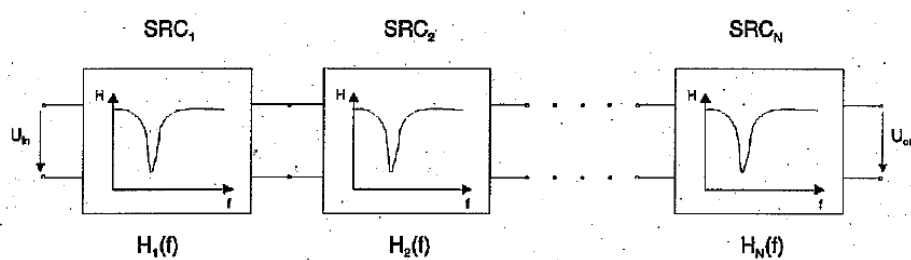


ภาพที่ 14 วงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit)

ที่มา: Philipps (1999)

สามารถหาค่า Transfer Function ของวงจรรีโซแนนซ์ดังภาพที่ 14 ได้จาก $H(f) = \frac{1}{1 + \frac{Z}{Z_s(f)}}$ สำหรับในต้นแบบช่องสัญญาณแบบที่สองนี้เกิดจากการแยกพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ออกเป็นส่วนย่อยๆ N ส่วนที่มี Transfer Function ของแต่ละส่วนเป็น $H_i(f)$ ดังแสดงในภาพที่ 15 ดังนั้น Transfer Function ของต้นแบบของช่องสัญญาณแบบวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit model) เป็นดังนี้

$$H(f) = \prod_{i=1}^N H_i(f) \quad (9)$$



ภาพที่ 15 ต้นแบบวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit model)

ที่มา: Philipps (1999)

เมื่อเปรียบเทียบที่ได้ระหว่างต้นแบบของสัญญาณทั้งสองของ Philipps แล้วพบว่าผลของต้นแบบของ สัญญาณแบบวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์ (Series Resonant Circuit model) ได้ผลที่ดีกว่า แต่ในส่วนของเฟสนั้นในต้นแบบการสะท้อน (Echo model) จะดีกว่า

ข) การสร้างต้นแบบของช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าโดยใช้หลักการของโครงข่ายสายส่งไฟฟ้า ผลกระทบต่อสัญญาณสื่อสารจากความยาวของสายไฟ จำนวนของสายต่อแยกไม่ว่าจะเป็นการต่อแยกที่จุดต่อเดียวกันหรือการต่อแยกที่คนละจุดต่อ และค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดปลายทางแล้วส่งผลต่อการลดทอนของสัญญาณสื่อสารที่ส่งผ่านสายไฟฟ้าทั้งสิ้น (Anatory et al., 2009)

ภาพที่ 16 แสดงสายส่งเส้นคู่ขนานและวงจรสมมูล สายส่งลักษณะนี้จะมีพารามิเตอร์ต่างๆ สมำเสมอตลอดความยาวของสายส่ง จึงอาจเรียกสายส่งนี้ว่าเป็นสายส่งแบบสมำเสมอถ้าให้ r, l, c และ g เป็นค่าคงตัวแบบกระจายของความต้านทาน ความเหนี่ยวนำ ความจุ และความนำต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งคู่นี้ตามลำดับ อิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ (Characteristic impedance) ของสายส่งและให้สัญลักษณ์ใหม่เป็น Z_0 ดังนั้น

$$Z_0 = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{r+j\omega l}{g+j\omega c}} \quad (10)$$

จากความสัมพันธ์นี้จะเห็นได้ว่าค่าของ Z_0 เป็นค่าที่ขึ้นกับ r, l, c และ g ซึ่งเป็นพารามิเตอร์คงตัวแบบกระจายของสายส่งไม่ได้ขึ้นกับสมบัติใดๆ ของตัวประกอบวงจรที่ต่ออยู่ที่ปลายทั้งสอง

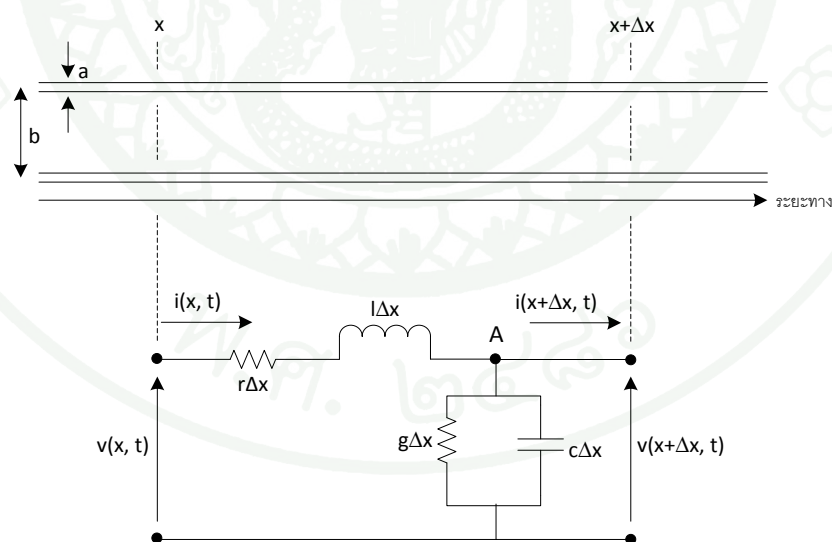
ด้านของสายส่ง แต่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณที่กำลังใช้งานอยู่บนสายส่ง Z_0 เป็นตัวบอกสมบัติที่วัดเป็นค่าตัวเลขได้ว่าสายที่ต่างกันจะดีหรือด้อยกว่ากันอย่างไรเมื่อจะใช้กับโหลดและเครื่องกำเนิดหนึ่งๆ

ตัวประกอบที่จะบอกว่าแรงดันหรือกระแสที่จุดหนึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับจุดอื่นที่ห่างไกลออกไปว่าจะมีขนาดและมุมเฟสเปลี่ยนไปเท่าไร เราจึงเรียก γ ว่าค่าคงตัวการแพร่กระจาย (Propagation constant) ซึ่งเป็นจำนวนเชิงซ้อนและแยกออกเป็นส่วนจริงและส่วนจินตภาพได้เป็น

$$\gamma = \sqrt{zy} = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} = \alpha + j\beta \quad (11)$$

เรียก α ว่าค่าคงตัวการลดทอน (Attenuation constant) มีหน่วยเป็นเนเปอร์ (Neper) ต่อหนึ่งหน่วยความยาว และเรียก β ว่าค่าคงตัวเฟส (Phase constant) มีหน่วยเป็นองศาหรือเรเดียนต่อหนึ่งหน่วยความยาว เราจึงสามารถหาการตอบสนองความถี่ที่ความยาวใดบนสายส่งนี้ได้

$$H(f) = \frac{V(x=l)}{V(x=0)} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha l} \cdot e^{-j\beta l} \quad (12)$$



ภาพที่ 16 สายส่งเส้นคู่ขนานและวงจรสมมูลที่อยู่ระหว่างจุด x และ $x + \Delta x$

อย่างที่ทราบกันดีแล้วว่าโครงสร้างของการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้านั้นเป็นการสื่อสารแบบหนึ่งจุดต่อหลายจุดแต่การวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณระหว่างตัวส่งและตัวรับต่างๆ ก็ต้องพิจารณาแยกระหว่างตัวส่งกับตัวรับแต่ละตัว ซึ่งสามารถใช้หลักการของการสื่อสารแบบจุดต่อจุดมาใช้ในการพิจารณา (Anastasiadou and Antonakopoulos, 2005)

สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในระบบการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า นั่นก็คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบจำหน่ายกระแสไฟฟ้าซึ่งอาจเกิดขึ้นได้หลายประเภท แต่ละประเภทก็มีความแตกต่างกันออกไป โดยสามารถแบ่งแยกได้ตามพฤติกรรมของสัญญาณรบกวนแต่ละประเภท (Krishna et al., 2000) ดังนี้

Background Noise : สัญญาณรบกวนประเภทนี้ไม่ได้เกิดจากเครื่องใช้ไฟฟ้าตามบ้านเรือนต่างๆ แต่โดยปกติแล้วจะมาจากอุปกรณ์ภายในระบบจำหน่ายไฟฟ้าเอง เช่น มาจากหม้อแปลงไฟฟ้า และระบบแสงสว่างสาธารณะโดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ -80 ถึง -125 dBW/Hz ที่ช่วงความถี่ 10 – 100 KHz

Noise Synchronous with Power Frequency : เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น SCR ที่ประกอบอยู่ในอุปกรณ์ power supply มีค่าประมาณ -100 dBW/Hz ในช่วงความถี่ 60 – 95 KHz

Impulsive Noise : เป็นสัญญาณรบกวนที่มีผลกระทบต่อสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าที่รุนแรงที่สุดที่สามารถเกิดขึ้นได้หลายรูปแบบตามลักษณะของสัญญาณที่มีขนาด ความกว้างและช่วงเวลาที่แตกต่างกัน แหล่งที่มาที่สำคัญสำหรับสัญญาณรบกวนชนิดนี้ คือ สัญญาณอิมพัลส์เดี่ยวที่เกิดจากการเปิด-ปิดของโหลดทางไฟฟ้า เช่น โคมไฟ, ทีวี ฯลฯ ซึ่งโดยปกติจะมีแอมพลิจูด 1 โวลต์ในช่วงเวลานานหนึ่งวินาที หรือมากกว่า ประเภทที่สองเกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำพวก Triac ที่ใช้ในการควบคุมความเร็วของพัดลม, Light-dimmers, Thermostats ฯลฯ มีขนาดที่ 20 โวลต์นานกว่าสิบวินาที ความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนนี้อยู่ในช่วง -50 ถึง -80 dBW/Hz ในย่านความถี่ที่น้อยกว่า 1 MHz

Noise with Smooth Spectra : เกิดจากมอเตอร์ประเภทต่างๆ และอาจจะมีค่าสูงถึง -40 dBW/Hz ที่ความถี่ประมาณ 100 KHz

Narrow - Band Noise : เกิดจากการรบกวนของสัญญาณจากเครื่องส่งวิทยุ โดยจะเกิดขึ้นในช่วงความถี่ประมาณ 75 – 80 KHz มีขนาด -80 dBW/Hz

อย่างไรก็ตามงานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับต้นแบบของช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้างดักกล่าวข้างต้นต่างก็มีข้อจำกัดในงานวิจัยของแต่ละงานแตกต่างกันออกไปและการได้มาของต้นแบบช่องสัญญาณของงานวิจัยเหล่านั้นก็มีความยุ่งยาก จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าสำหรับโครงสร้างมีเตอร์อัตโนมัติของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคได้เนื่องจากเป็นโครงข่ายที่มีความซับซ้อนมาก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการสร้างต้นแบบของช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าโดยอาศัยหลักการและทฤษฎีพื้นฐานของระบบสายส่งไฟฟ้า ที่มีโครงสร้างทางกายภาพตามระบบจำหน่ายแรงต่ำของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค

อุปกรณ์และวิธีการ

อุปกรณ์

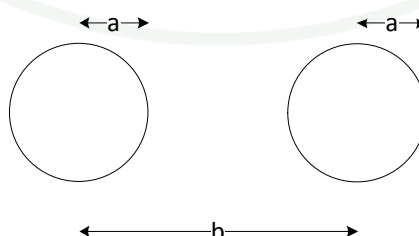
อุปกรณ์และเครื่องมือในงานวิจัย

1. เครื่อง Computer PC with Microsoft Windows operating system (32-bit or 64-bit)
2. โปรแกรม MATLAB & Simulink Release 2011b
3. โปรแกรม Microsoft Word 2010
4. โปรแกรม Microsoft Excel 2010

วิธีการ

1. การหาค่าพารามิเตอร์ของสายส่ง

ค่าคงตัวต่อหนึ่งหน่วยความยาว r, l, c และ g ของสายส่งเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับรูปทรงทางกายภาพของตัวนำที่ใช้ทำสายส่ง ตลอดจนขึ้นกับสมบัติทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของสารที่ใช้ทำสายส่งซึ่งรวมไปถึงสารไดอิเล็กทริกที่ทำหน้าที่เป็นฉนวนอยู่รอบๆ สายส่งที่อาจทำหน้าที่เพื่อยึดตัวนำของสายส่งไปในตัว นอกจากรูปทรงทางกายภาพแล้ว สมบัติของสารโดยทั่วไปก็จะเป็นฟังก์ชันของความถี่ด้วย เนื่องระบบจำหน่ายแรงดันของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคแบบเฟสเดียวนั้นจะมีโครงสร้างเป็นสายส่งเส้นคู่ ดังแสดงในภาพที่ 17 เมื่อ a และ b คือ รัศมีของตัวนำและระยะห่างระหว่างตัวนำทั้งสอง โดยสามารถคำนวณพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายส่ง (กิตติพัฒน์, 2541) ได้ดังนี้



ภาพที่ 17 แสดงภาพตัดของสายส่งแบบเส้นคู่

ก) การคำนวณพารามิเตอร์ของสายหลัก

$$c = \frac{\pi \epsilon d}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} = 6.35 * 10^{-12} \frac{pF}{m} \quad (13)$$

$$l = \frac{\mu d}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right) = 1.75 * 10^{-6} \frac{H}{m} \quad (14)$$

$$g = \frac{\pi \sigma d}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} = 5.74 * 10^{-15} \Omega/m \quad (15)$$

$$r = \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu c}{2 \sigma c}} = 7.56 * 10^{-7} \Omega/m \quad (16)$$

ข) การคำนวณพารามิเตอร์ของสายต่อแยก

$$c' = \frac{\pi \epsilon d}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} = 7.26 * 10^{-12} \frac{pF}{m} \quad (17)$$

$$l' = \frac{\mu d}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right) = 1.53 * 10^{-6} \frac{H}{m} \quad (18)$$

$$g' = \frac{\pi \sigma d}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} = 6.56 * 10^{-15} \Omega/m \quad (19)$$

$$r' = \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu c}{2 \sigma c}} = 1.31 * 10^{-6} \Omega/m \quad (20)$$

2. การหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งและค่าคงตัวการแพร่กระจาย

พารามิเตอร์อีกสองตัวที่แสดงถึงคุณสมบัติของสายส่งที่ต้องพิจารณานั้นก็คือ ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ (Characteristic impedance) Z_o และค่าคงตัวการแพร่กระจาย (Propagation constant) γ ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$Z_o = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} \quad (21)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (22)$$

เรียก α ว่าค่าคงตัวการลดทอน (Attenuation constant) มีหน่วยเป็นนีเปอร์ (Neper) ต่อหนึ่งหน่วยความยาว และเรียก β ว่าค่าคงตัวเฟส (Phase constant) มีหน่วยเป็นองศาหรือเรเดียนต่อหนึ่งหน่วยความยาว

จากการคำนวณพารามิเตอร์ของสายส่งนั้นเห็นได้ว่าค่า r, g และ r', g' ของสายหลักและสายต่อแยกมีค่าน้อยมากจึงสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์และค่าคงตัวการแพร่กระจายของสายหลักและสายต่อแยก ได้ดังนี้

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{l}{c}} \approx 525 \Omega \quad (23)$$

$$Z'_0 \approx \sqrt{\frac{l'}{c'}} \approx 459 \Omega \quad (24)$$

เมื่อ Z_0 และ Z'_0 คือ อิมพีแดนซ์ของสายหลักและอิมพีแดนซ์ของสายต่อแยกตามลำดับ

$$\gamma \approx \sqrt{(j\omega l)(j\omega c)} \quad (25)$$

และ

$$\gamma' \approx \sqrt{(j\omega l')(j\omega c')} \quad (26)$$

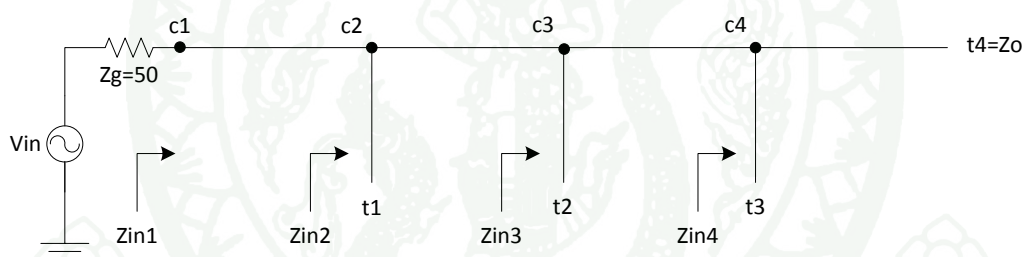
เมื่อ γ และ γ' คือ ค่าคงตัวการแพร่กระจายของสายหลักและค่าคงตัวการแพร่กระจายของสายต่อแยกตามลำดับ

3. การหาต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าของโครงข่ายมิเตอร์อัตโนมัติ

ต้นแบบช่องสัญญาณการสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าของมิเตอร์ในโครงข่ายมิเตอร์อัตโนมัติของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ในงานวิจัยนี้ใช้หลักการของทฤษฎีสายส่งไฟฟ้า เพื่อคำนวณหาค่าแรงดันที่ตกคร่อมมิเตอร์ที่จุดปลายต่างๆ (V_{tn}) แล้วนำไปคำนวณหาต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์แต่ละตัวได้จาก Transfer function ที่เป็นอัตราส่วนของแรงดันที่ตกคร่อมมิเตอร์ต่อแรงดันที่เครื่องส่ง ดังนี้

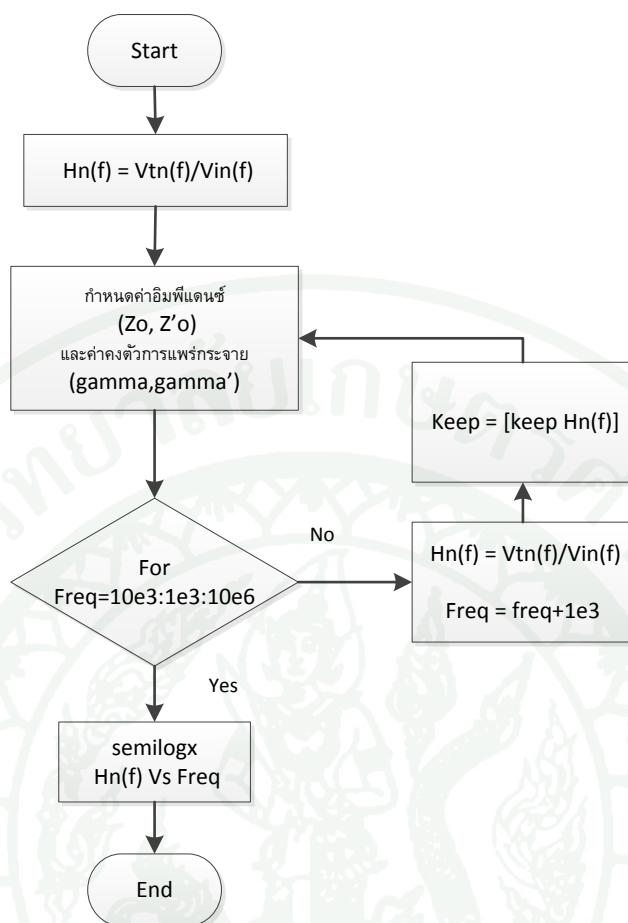
$$H_n(f) = \frac{V_{tn}(f)}{V_{in}(f)} \quad (27)$$

ในที่นี้จะแสดงวิธีการคำนวณหาต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์ในโครงข่ายตัวอย่างที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยก ดังแสดงในภาพที่ 18



ภาพที่ 18 โครงข่ายตัวอย่างที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยก

โดยกำหนดให้ระยะห่างของแต่ละจุดต่อแยกเท่ากับ 20 เมตร ความยาวของสายต่อแยกแต่ละเส้นมีความยาวเท่ากันคือ 6 เมตร ปลายสายต่อแยกต่ออยู่กับมิเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 Ω และปลายสายหลักที่เป็นสายเปิดสมมติว่ามีความต้านทานเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของสาย Z_0 ต่ออยู่ สายหลักและสายต่อแยกมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_0 , Z'_0 และค่าคงตัวการแพร่กระจายเท่ากับ γ , γ' ตามลำดับ สามารถหาค่าของแรงที่ตกคร่อมมิเตอร์แต่ละตัวได้ตามขั้นตอนดังแสดงในภาพที่ 19



ภาพที่ 19 แสดงขั้นตอนการหาค่า Transfer function ของมิเตอร์แต่ละตัวในโครงข่าย

4. การหาอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อแยกต่างๆ

เริ่มต้นด้วยการหาค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อแยกสุดท้ายในโครงข่ายตัวอย่างในภาพที่ 18 คือค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อแยก C4 จะได้

$$Z_{in4} = Z_{c4t4} // Z_{c4t3} \quad (28)$$

เมื่อ Z_{c4t4} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากจุดต่อแยก c4 ไปยังจุดต่อปลาย t4
 Z_{c4t3} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากจุดต่อแยก c4 ไปยังจุดต่อปลาย t3 มีค่าดังนี้

$$Z_{c4t4} = Z_o \cdot \frac{Z_{t4} + Z_o \tanh(20 \cdot \gamma_1)}{Z_o + Z_{t4} \tanh(20 \cdot \gamma_1)} \quad (29)$$

และ

$$Z_{c4t3} = Z'_o \cdot \frac{Z_{t3} + Z'_o \tanh(6 \cdot \gamma_2)}{Z'_o + Z_{t3} \tanh(6 \cdot \gamma_2)} \quad (30)$$

หาค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อแยก C3 จะได้

$$Z_{in3} = Z_{c3c4} // Z_{c3t2} \quad (31)$$

เมื่อ Z_{c3c4} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากจุดต่อแยก c3 ไปยังจุดต่อแยก c4
 Z_{c3t2} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากจุดต่อแยก c3 ไปยังจุดต่อปลาย t2 มีค่าดังนี้

$$Z_{c3c4} = Z_o \cdot \frac{Z_{in4} + Z_o \tanh(20 \cdot \gamma_1)}{Z_o + Z_{in4} \tanh(20 \cdot \gamma_1)} \quad (32)$$

และ

$$Z_{c3t2} = Z'_o \cdot \frac{Z_{t2} + Z'_o \tanh(6 \cdot \gamma_2)}{Z'_o + Z_{t2} \tanh(6 \cdot \gamma_2)} \quad (33)$$

ใช้วิธีการเดียวกันที่จุดต่อแยก C2 จะได้

$$Z_{in2} = Z_{c2c3} // Z_{c2t1} \quad (34)$$

เมื่อ Z_{c2c3} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากจุดต่อแยก c2 ไปยังจุดต่อแยก c3
 Z_{c2t1} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากจุดต่อแยก c2 ไปยังจุดต่อปลาย t1 มีค่าดังนี้

$$Z_{c2c3} = Z_o \cdot \frac{Z_{in3} + Z_o \tanh(20 \cdot \gamma_1)}{Z_o + Z_{in3} \tanh(20 \cdot \gamma_1)} \quad (35)$$

และ

$$Z_{c2t1} = Z'_o \cdot \frac{Z_{t1} + Z'_o \tanh(6 \cdot \gamma_2)}{Z'_o + Z_{t1} \tanh(6 \cdot \gamma_2)} \quad (36)$$

สุดท้ายก็สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อแยก C1 ได้ดังนี้

$$Z_{in1} = Z_o \cdot \frac{Z_{in2} + Z_o \tanh(20 \cdot \gamma_1)}{Z_o + Z_{in2} \tanh(20 \cdot \gamma_1)} \quad (37)$$

5. การหาแรงดันที่จุดต่อแยกต่างๆ

เมื่อเราทราบค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อแยกต่างๆ ทั้งหมดในโครงข่ายแล้วก็สามารถคำนวณหาค่าแรงดันที่แต่ละจุดต่อแยกได้ดังนี้

$$V_{c1} = e_g \cdot \frac{Z_{in1}}{Z_{in1} + Z_g} \quad (38)$$

$$V_{c2} = V_1^+ (1 + \rho_{21}) \quad (39)$$

$$V_{c3} = V_2^+ (1 + \rho_{32}) \quad (40)$$

$$V_{c4} = V_3^+ (1 + \rho_{43}) \quad (41)$$

เมื่อ V_1^+ , V_2^+ และ V_3^+ คือแรงดันตกกระทบที่จุดต่อแยก C1, C2 และ C3 ตามลำดับ มีค่าดังนี้

$$V_1^+ = \frac{V_{in1}}{e^{20\gamma_1} + \rho_{21} e^{-20\gamma_1}} \quad (42)$$

$$V_2^+ = \frac{V_{in2}}{e^{2\gamma_1} + \rho_{32}e^{-2\gamma_1}} \quad (43)$$

$$V_3^+ = \frac{V_{in3}}{e^{2\gamma_1} + \rho_{43}e^{-2\gamma_1}} \quad (44)$$

และ ρ_{21} , ρ_{32} และ ρ_{43} คือการสะท้อนกลับที่จุด C2, C3 และ C4 ตามลำดับ มีค่าดังนี้

$$\rho_{21} = \frac{Z_{in2} - Z_0}{Z_{in2} + Z_0} \quad (45)$$

$$\rho_{32} = \frac{Z_{in3} - Z_0}{Z_{in3} + Z_0} \quad (46)$$

$$\rho_{43} = \frac{Z_{in4} - Z_0}{Z_{in4} + Z_0} \quad (47)$$

6. การหาแรงดันที่ตกคร่อมมิเตอร์แต่ละตัว

หลังจากได้ค่าแรงดันตกคร่อมที่จุดต่อแยกต่างๆ แล้วจะสามารถคำนวณหาค่าแรงดันที่ตกคร่อมมิเตอร์แต่ละตัวได้ โดยการใช้วิธีเดียวกับการคำนวณหาแรงดันที่จุดต่อแยกจากหัวข้อที่ผ่านมา ดังนี้

$$V_{t1} = V_2^+(1 + \rho_1) \quad (48)$$

$$V_{t2} = V_3^+(1 + \rho_2) \quad (49)$$

$$V_{t3} = V_4^+(1 + \rho_3) \quad (50)$$

เมื่อแรงดันตกกระทบที่จุด C2, C3 และ C4 คือ V_2^+ , V_3^+ และ V_4^+ ตามลำดับ มีค่าดังนี้

$$V_2^+ = \frac{V_{c2}}{e^{6\gamma_2} + \rho_1 e^{-6\gamma_2}} \quad (51)$$

$$V_3^+ = \frac{V_{c3}}{e^{6\gamma_2} + \rho_2 e^{-6\gamma_{21}}} \quad (52)$$

$$V_4^+ = \frac{V_{c4}}{e^{6\gamma_2} + \rho_3 e^{-6\gamma_2}} \quad (53)$$

และการสะท้อนกลับที่มิเตอร์ t_1, t_2 และ t_3 คือ ρ_1, ρ_2 และ ρ_3 ซึ่งมีค่าดังนี้

$$\rho_1 = \frac{Z_{t1} - Z'_{l0}}{Z_{t1} + Z'_{l0}} \quad (54)$$

$$\rho_2 = \frac{Z_{t2} - Z'_{l0}}{Z_{t2} + Z'_{l0}} \quad (55)$$

$$\rho_3 = \frac{Z_{t3} - Z'_{l0}}{Z_{t3} + Z'_{l0}} \quad (56)$$

7. การหาต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์แต่ละตัว

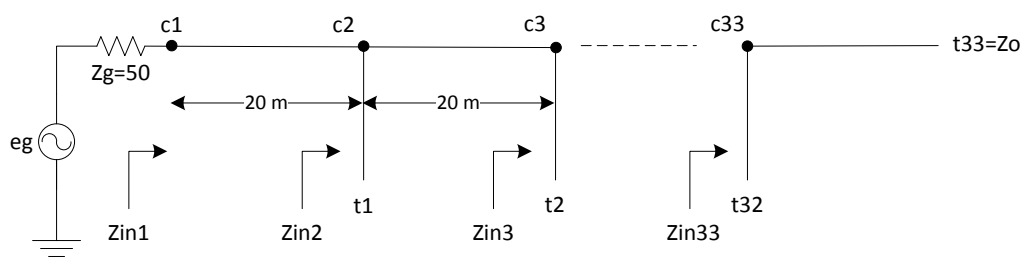
เราสามารถหาต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์ที่จุดปลาย t_1 จากแรงดันที่ตกคร่อมมิเตอร์ดังกล่าวได้ดังนี้

$$H_{t1}(f) = \frac{V_{t1}}{V_{in}} \quad (57)$$

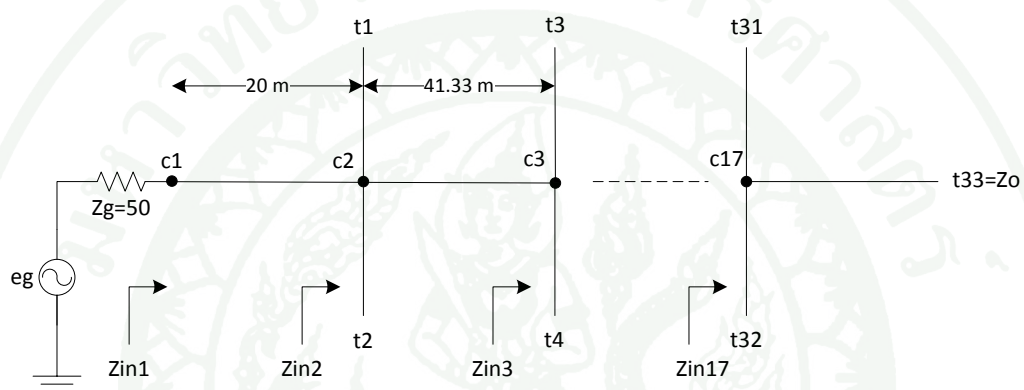
$$H_{t2}(f) = \frac{V_{t2}}{V_{in}} \quad (58)$$

$$H_{t3}(f) = \frac{V_{t3}}{V_{in}} \quad (59)$$

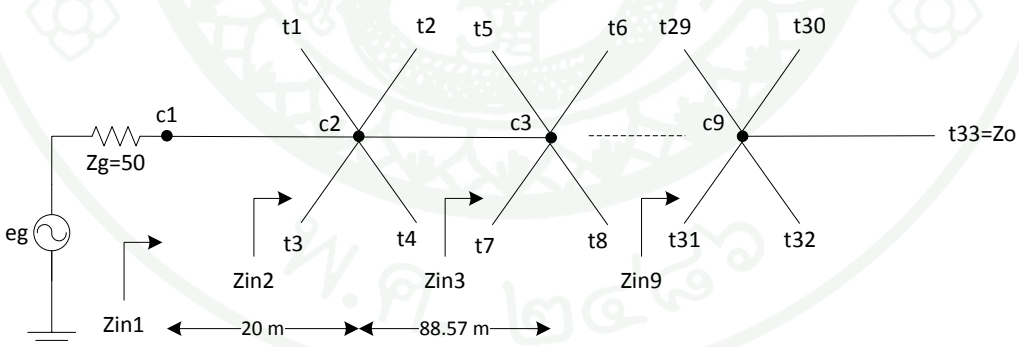
จากวิธีการคำนวณหาต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์แต่ละตัวในโครงข่ายตัวอย่างข้างต้น ทำให้เราสามารถที่จะประยุกต์ใช้วิธีการคิดเดียวกันเพื่อหาต้นแบบช่องสัญญาณของมิเตอร์ในโครงข่ายแบบอื่นๆ ดังแสดงในภาพที่ 20, 21 และภาพที่ 22 ได้เช่นกัน โดยในแต่ละรูปมีจำนวนมิเตอร์ 32 ตัวเท่ากันและระยะทางระหว่างเครื่องส่งกับมิเตอร์ตัวแรก 20 เมตร และระหว่างมิเตอร์ตัวสุดท้ายในแต่ละโครงข่ายมีระยะทาง 640 เมตร เท่ากัน



ภาพที่ 20 โครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยก



ภาพที่ 21 โครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์สองตัวที่แต่ละจุดต่อแยก

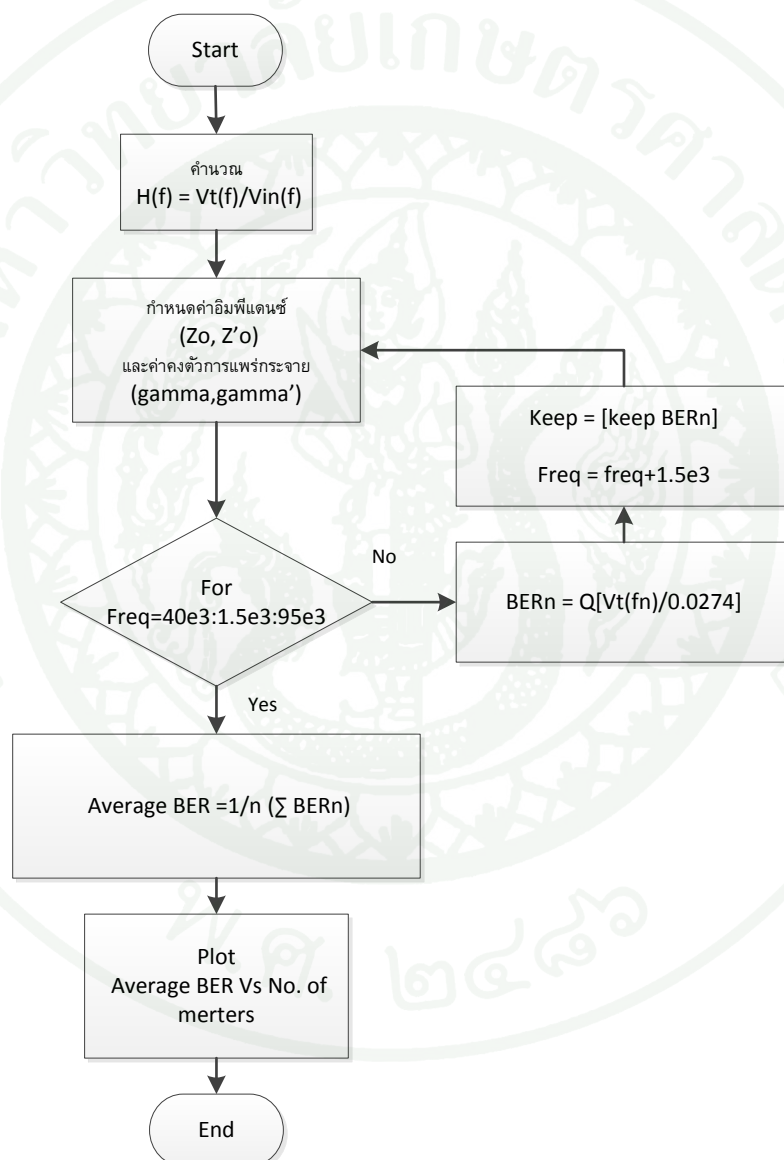


ภาพที่ 22 โครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์สี่ตัวที่แต่ละจุดต่อแยก

8. สัญญาณรบกวนในระบบจำหน่ายและอัตราความผิดพลาดบิต (BER)

ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะสัญญาณรบกวนประเภท Background noise ที่มีผลต่ออัตราการผิดพลาดบิต (BER) สัญญาณรบกวนประเภทนี้ไม่ได้เกิดจากเครื่องใช้ไฟฟ้าตามบ้านเรือนต่างๆ แต่

โดยปกติแล้วจะมาจากอุปกรณ์ภายในระบบจำหน่ายไฟฟ้าเอง เช่น มาจากหม้อแปลงไฟฟ้าและระบบแสงสว่างสาธารณะโดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ -80 ถึง -125 dBW/Hz ที่ช่วงความถี่ 10 – 100 KHz (Krishnan et al., 2000) ภาพที่ 23 แสดงขั้นตอนการหาความผิดพลาดบิต สมมุติให้การส่งสัญญาณระหว่างเครื่องส่ง (DCU) กับมิเตอร์แต่ละตัวใช้เทคนิคการมอดูเลชั่นแบบ OFDM ซึ่งมีคุณสมบัติตามตารางที่ 1



ภาพที่ 23 แสดงขั้นตอนการหาค่าอัตราผิดพลาดบิต (BER)

ตารางที่ 1 แสดงรายละเอียดเทคนิคการมอดูเลชันแบบ OFDM

Features	Value
Baseband Clock (kHz)	192
Transmission Band (kHz)	40 up to 95
Subcarrier spacing (kHz)	1.5
Number of data subcarriers	36
Number of FFT subcarriers	128
Symbol interval (μ s)	667
Cyclic prefix (μ s)	83.37
Forward Error Correction	Convolutional code (1/2 ,5)
Data Rate (kbps)	48

ที่มา: Souissi *et al.* (2010)

กำลังของสัญญาณรบกวนในช่วงของสัญญาณพาหะย่อย 1.5 kHz มีค่า ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_{noise} &= 10^{-80/10} * \frac{W}{Hz} * 1.5 * 10^3 * Hz \\
 &= 1.5 * 10^{-5} W
 \end{aligned} \tag{60}$$

เมื่ออิมพีแดนซ์ของมิเตอร์ (โหลด) ในโครงข่ายมีค่าเท่ากับ 50 Ω นั่นคือ

$$P_{noise} = \frac{V_{noise(rms)}^2}{50} \tag{61}$$

ดังนั้นเราสามารถหาค่า $V_{noise(rms)}$ ได้จาก

$$V_{noise(rms)} = \sqrt{50 * 1.5 * 10^{-5}} = 0.0274 V \tag{62}$$

สำหรับ QPSK ค่า BER เฉลี่ยทุก Carriers มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} BER_{avg} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q(\sqrt{S_i/N}) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q\left(\frac{V_{ti}}{V_{noise(rms)}}\right) \end{aligned} \quad (63)$$

และสำหรับ BPSK ค่า BER เฉลี่ยทุก Carriers มีค่าเท่ากับ

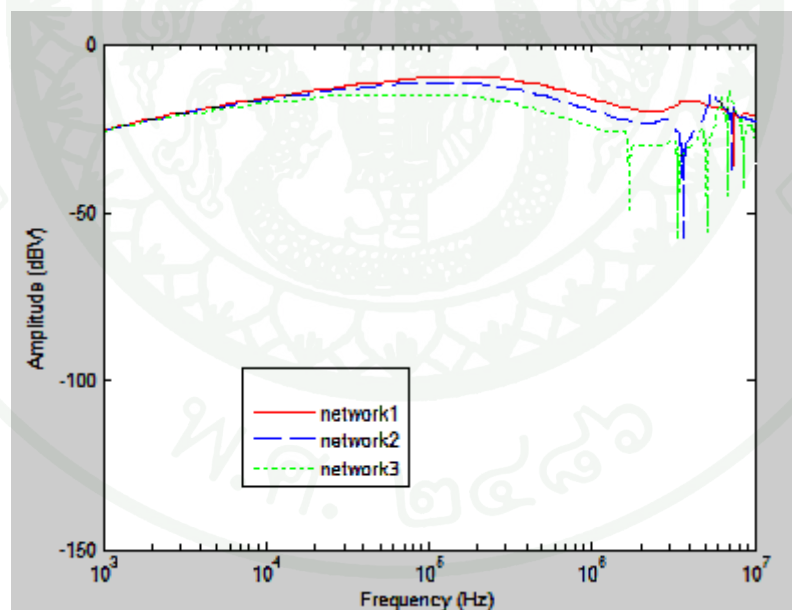
$$\begin{aligned} BER_{avg} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q(\sqrt{2S_i/N}) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q\left(\frac{\sqrt{2}V_{ti}}{V_{noise(rms)}}\right) \end{aligned} \quad (64)$$

ผลและวิจารณ์

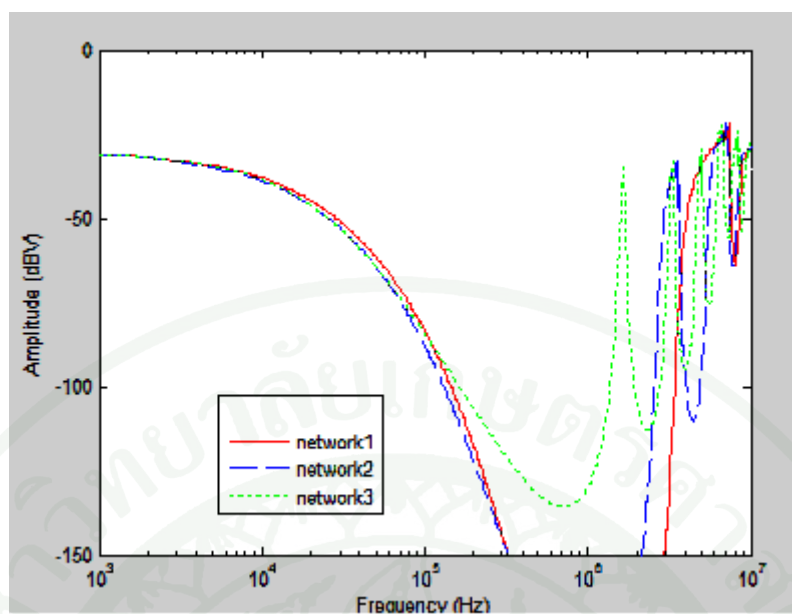
ผล

1. ผลตอบสนองของมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายในช่วงความถี่ 1 kHz - 10 MHz

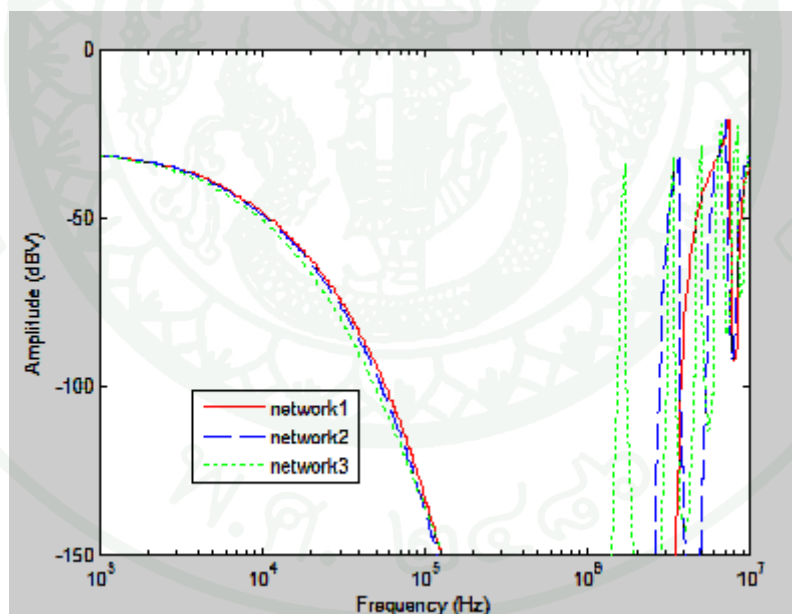
ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวแรกของแต่ละโครงข่ายแสดงดังภาพที่ 24 เห็นว่าเมื่อความถี่มีค่ามากกว่า 1 MHz กำลังที่รับได้ของมิเตอร์ตัวแรกในโครงข่ายตามภาพที่ 20 มีกำลังมากกว่ากำลังที่รับได้ของมิเตอร์ตัวแรกในโครงข่ายตามภาพที่ 21 และ 22 โดยมีค่ามากกว่าประมาณ 5dB และ 10dB ตามลำดับ และเมื่อมิเตอร์ในโครงข่ายมีระยะห่างจากเครื่องส่งมากขึ้น กำลังที่รับได้และแบนวิธของมิเตอร์แต่ละตัวในโครงข่ายทั้งสามแบบที่ระยะทางเท่ากันจะมีลักษณะเป็นไปในแนวเดียวกัน ดังผลการตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 19 และ 32 ซึ่งมีระยะห่างจากเครื่องส่งเท่ากับ 360 เมตร และ 640 เมตรตามลำดับ ดังแสดงในภาพที่ 25 และ 26



ภาพที่ 24 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวแรก (ที่ระยะทาง 20 เมตร) ในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz



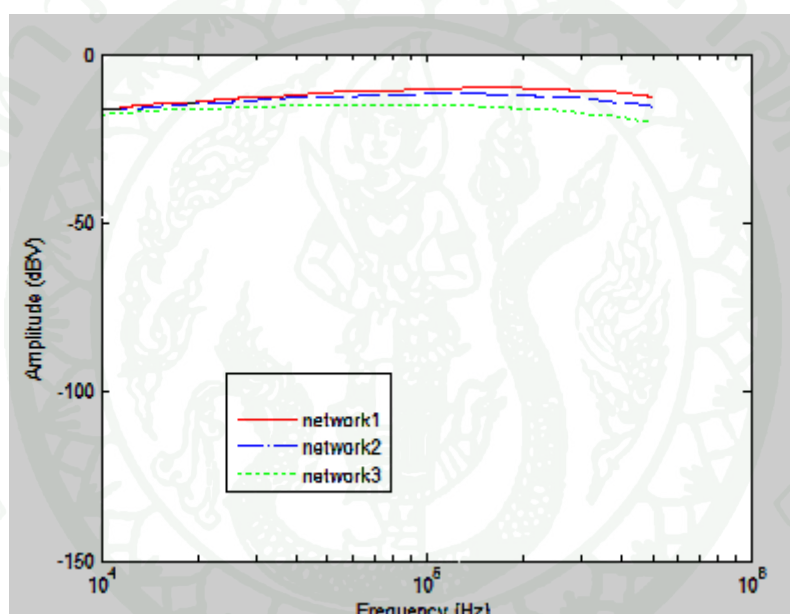
ภาพที่ 25 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 19 (ที่ระยะทาง 360 เมตร) ในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz



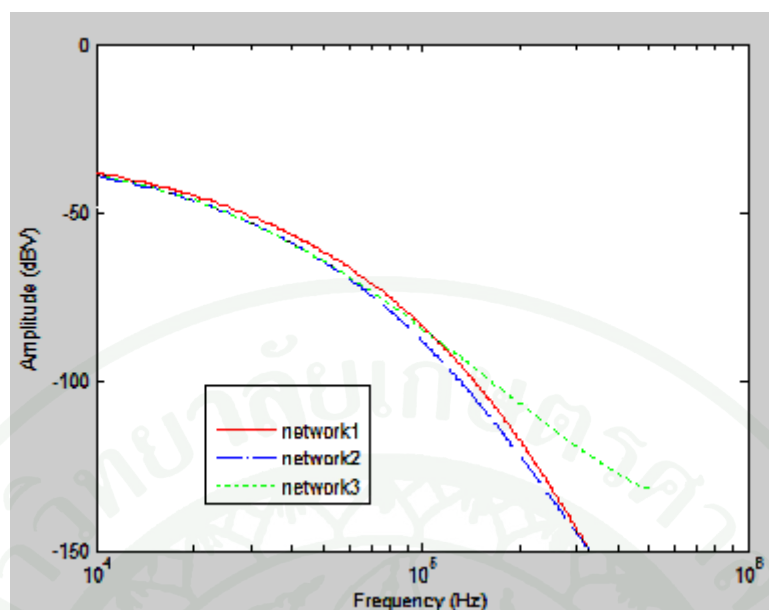
ภาพที่ 26 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 32 (ที่ระยะทาง 640 เมตร) ในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz

2. ผลตอบสนองของมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายแบบแถบความถี่ 10 kHz – 500 kHz

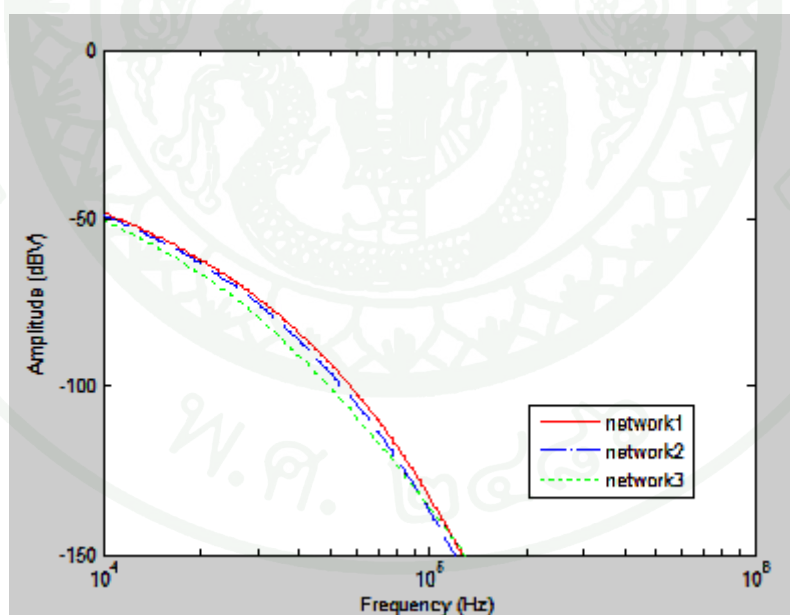
ผลการตอบสนองของมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายในช่วงความถี่ 10 – 500 kHz แสดงดังภาพที่ 27, 28 และภาพที่ 29 เมื่อพิจารณาช่วงความถี่ใช้งาน โครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค คือช่วงความถี่ 40 – 95 kHz จะเห็นได้ว่าการตอบสนองของมิเตอร์ตัวแรกกับมิเตอร์ตัวที่ 19 มีขนาดต่างกัน 70 dB ที่ระยะทางประมาณ 360 เมตร และมีขนาดแตกต่างกับผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวสุดท้ายประมาณ 100 dB ที่ระยะทาง 640 เมตร โดยค่ากำลังเฉลี่ยที่รับได้ของมิเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าว ในแต่ละโครงข่าย แสดงในตารางที่ 2 - 4



ภาพที่ 27 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวแรก (ที่ระยะทาง 20 เมตร) ในช่วงความถี่ 10 kHz – 500 kHz



ภาพที่ 28 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 19 (ที่ระยะทาง 360 เมตร) ในช่วงความถี่ 10 kHz – 500 kHz



ภาพที่ 29 ผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวที่ 32 (ที่ระยะทาง 640 เมตร) ในช่วงความถี่ 10 kHz – 500 kHz

ตารางที่ 2 แสดงค่ากำลังที่รับได้เฉลี่ยของมิเตอร์ตัวแรก

	โครงข่ายแบบที่ 1	โครงข่ายแบบที่ 2	โครงข่ายแบบที่ 3
ค่าสูงสุด (dBV)	-10.10	-11.59	-14.70
ค่าเฉลี่ย (dBV)	-10.74	-12.01	-14.76
ค่าต่ำสุด (dBV)	-11.76	-12.77	-14.99
ΔdB	1.66	1.18	0.29

ตารางที่ 3 แสดงค่ากำลังที่รับได้เฉลี่ยของมิเตอร์ที่ 19 (ที่ระยะ 360 เมตร)

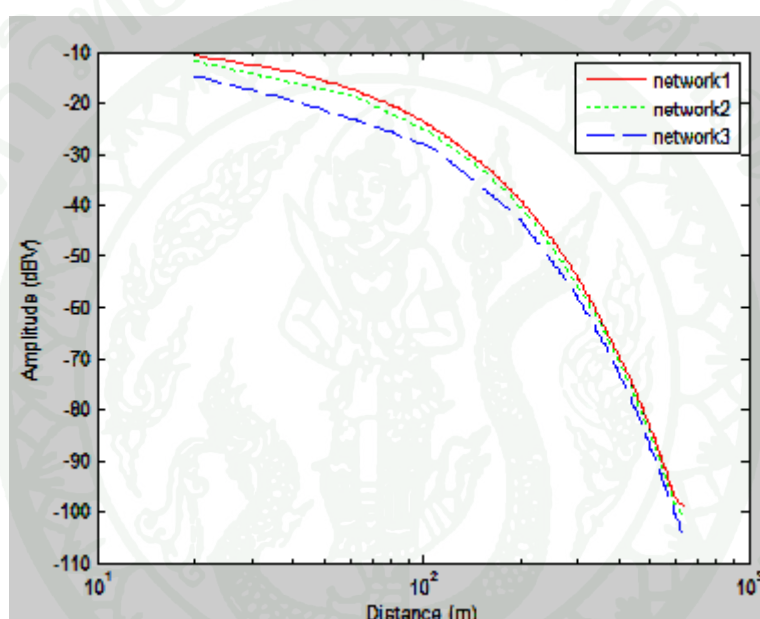
	โครงข่ายแบบที่ 1	โครงข่ายแบบที่ 2	โครงข่ายแบบที่ 3
ค่าสูงสุด (dBV)	-56.42	-58.89	-59.03
ค่าเฉลี่ย (dBV)	-69.17	-72.65	-71.59
ค่าต่ำสุด (dBV)	-80.84	-85.16	-82.10
ΔdB	24.42	26.27	23.07

ตารางที่ 4 แสดงค่ากำลังที่รับได้เฉลี่ยของมิเตอร์ที่ 32 (ที่ระยะ 640 เมตร)

	โครงข่ายแบบที่ 1	โครงข่ายแบบที่ 2	โครงข่ายแบบที่ 3
ค่าสูงสุด (dBV)	-81.15	-86.33	-90.82
ค่าเฉลี่ย (dBV)	-107.25	-110.47	-113.55
ค่าต่ำสุด (dBV)	-128.18	-132.17	-132.31
ΔdB	47.03	45.84	41.49

3. การลดทอนกำลังเฉลี่ยต่อระยะทางของมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz

ภาพที่ 30 แสดงการลดทอนกำลังเฉลี่ยต่อระยะทางของโครงข่ายตัวอย่างทั้งสามแบบ จากรูปกราฟเห็นได้ว่า ถ้าระยะห่างของมิเตอร์และเครื่องส่งมีค่าน้อยกว่า 100 เมตร อัตราการลดทอนกำลังเฉลี่ยของมิเตอร์ในโครงข่ายทั้งสามแบบจะมีค่าประมาณ 2 – 5 dB/decade แต่เมื่อระยะห่างของมิเตอร์กับเครื่องส่งมีค่ามากกว่า 100 เมตร แล้วการลดทอนกำลังเฉลี่ยจะมีค่ามากขึ้น โดยมีค่าประมาณ 10 dB/decade

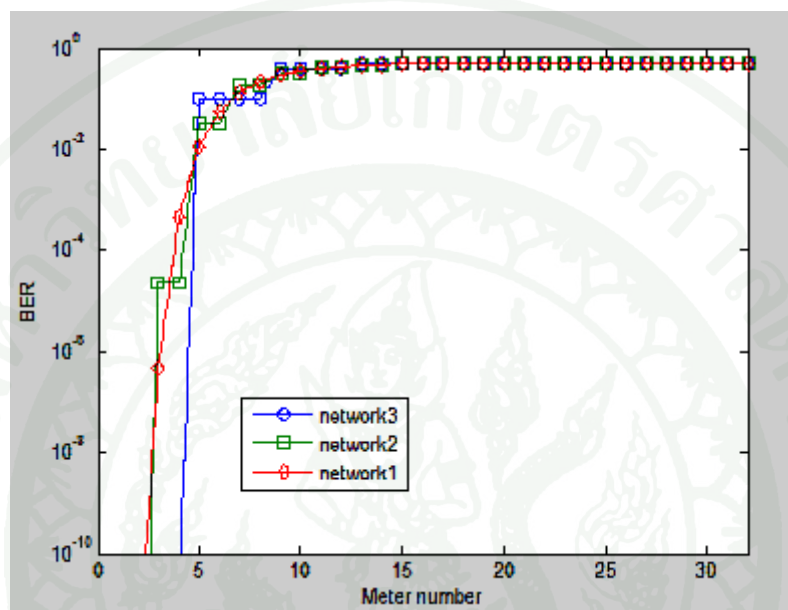


ภาพที่ 30 แสดงการลดทอนกำลังเฉลี่ยต่อระยะทางของมิเตอร์ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz

4. อัตราการผิดพลาดบิตของมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz

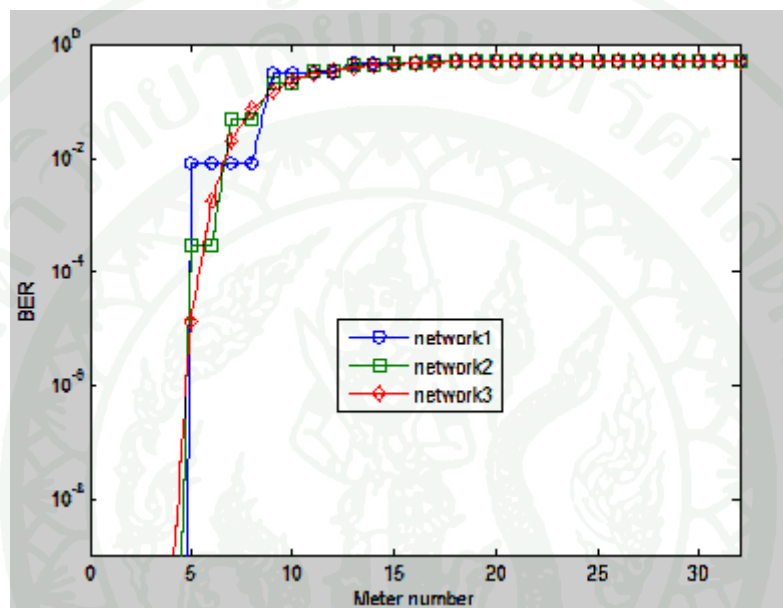
อัตราการผิดพลาดบิตเฉลี่ยต่อจำนวนมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายสำหรับ QPSK ในช่วงความถี่ 40 -95 kHz แสดงดังภาพที่ 31 และอัตราการผิดพลาดบิตเฉลี่ยต่อจำนวนมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายสำหรับ BPSK ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz แสดงดังภาพที่ 32 โดยสมมติว่าสัญญาณรบกวนประเภท Background noise ที่เกิดขึ้นในระบบจําหน่ายแรงดํามีขนาดเท่ากับ -80 dBw/Hz และมีค่าคงที่ในช่วงความถี่ 10 kHz – 100 kHz และใช้วิธีการหาค่าอัตราการผิดพลาดบิต ตามสมการที่ 63 สำหรับ QPSK และสมการที่ 64 สำหรับ BPSK

สำหรับ QPSK (ภาพที่ 31) สังเกตได้ว่าถ้าอัตราการผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้เท่ากับ 10^{-3} แล้ว ระยะไกลสุดในโครงข่ายตามภาพที่ 20 อยู่ที่มิเตอร์ที่ 5 นั่นคือมีระยะทางเท่ากับ 100 เมตรจากเครื่องส่ง ส่วนในโครงข่ายตามภาพที่ 21 และ 22 นั้นระยะไกลสุดอยู่ที่มิเตอร์ตัวที่ 4 ทั้งคู่ นั่นคือมีระยะไกลสุดเท่ากับ 61 เมตร และ 20 เมตร ตามลำดับ



ภาพที่ 31 แสดงอัตราการผิดพลาดบิตเฉลี่ยสำหรับ QPSK ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz

ในส่วนของ BPSK (ภาพที่ 32) เมื่อให้อัตราการผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากัน คือเท่ากับ 10^{-3} แล้ว ระยะไกลสุดในโครงข่ายตามภาพที่ 20 และ 21 อยู่ที่มิเตอร์ที่ 6 ทั้งคู่ นั่นคือมีระยะทางเท่ากับ 120 เมตรและ 103 เมตรจากเครื่องส่งตามลำดับ ส่วนในโครงข่ายตามภาพที่ 22 นั้นระยะไกลสุดยังคงอยู่ที่มิเตอร์ตัวที่ 4 นั่นคือมีระยะไกลสุดเท่ากับ 20 เมตร เหมือนกับการส่งแบบ QPSK

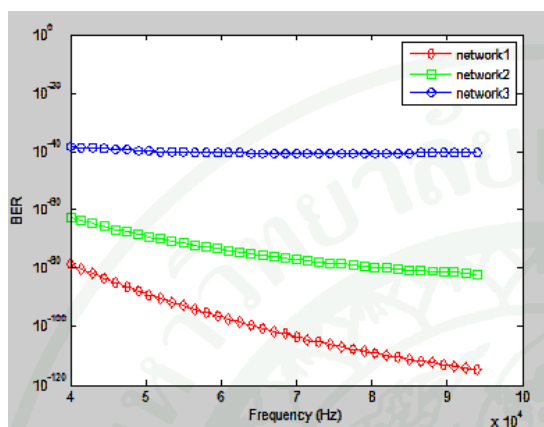


ภาพที่ 32 แสดงอัตราการผิดพลาดบิตเฉลี่ยสำหรับ BPSK ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz

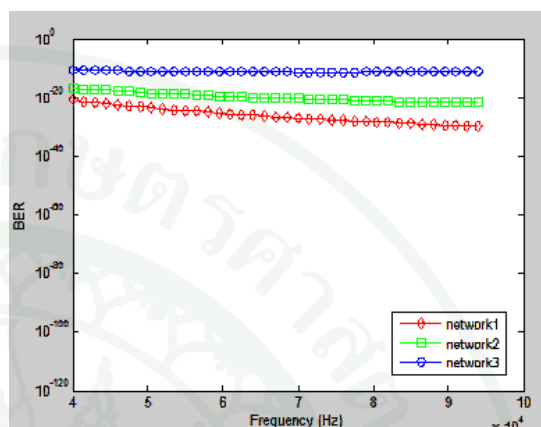
จากภาพที่ 31 และ 32 ที่ผ่านมา แสดงให้เห็นถึงอัตราการผิดพลาดบิตเฉลี่ยของมิเตอร์ในโครงข่ายทั้งสามแบบตามภาพที่ 20 ถึง 22 ที่ใช้การส่งสัญญาณแบบ BPSK และ QPSK ในช่วงความถี่ใช้งานสำหรับโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ซึ่งใช้การมอดูเลชันแบบ OFDM นั้นได้แบ่งการส่งสัญญาณออกเป็นคลื่นพาหะย่อยจำนวน 36 ช่องสัญญาณ ในช่วงความถี่ 40 – 95 kHz ดังกล่าวข้างต้น ซึ่งเราทราบจากการทดลองการตอบสนองของมิเตอร์ในโครงข่ายแล้วว่าการลดทอนสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ในช่วงดังกล่าวนี้มีค่าแตกต่างกัน จึงมีผลต่ออัตราการผิดพลาดบิต (BER) ของการส่งสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหะย่อยของการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลชันแบบ OFDM ข้างต้น

ภาพที่ 33 -35 แสดงอัตราการผิดพลาดบิตในแต่ละคลื่นพาหะย่อยของ OFDM โดยเปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญญาณแบบ BPSK และ QPSK ซึ่งจะเห็นได้ว่าการส่งแบบ BPSK นั้น

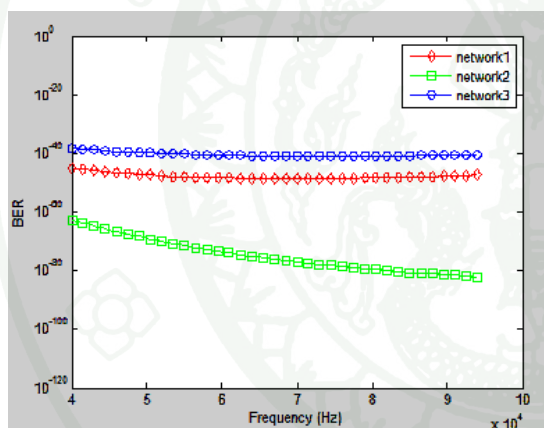
ที่มีเตอร์ตัวที่ 6 ของโครงข่ายดังกล่าวที่ 20 และ 21 และมีเตอร์ตัวที่ 4 ของโครงข่ายดังกล่าวที่ 22 นั้นมีค่า BER น้อยกว่า 10^{-3} และในการส่งแบบ QPSK มีเตอร์ตัวที่ 5 ของโครงข่ายดังกล่าวที่ 20 และมีเตอร์ตัวที่ 4 ของโครงข่ายดังกล่าวที่ 21 และ 22 มีค่า BER น้อยกว่า 10^{-3}



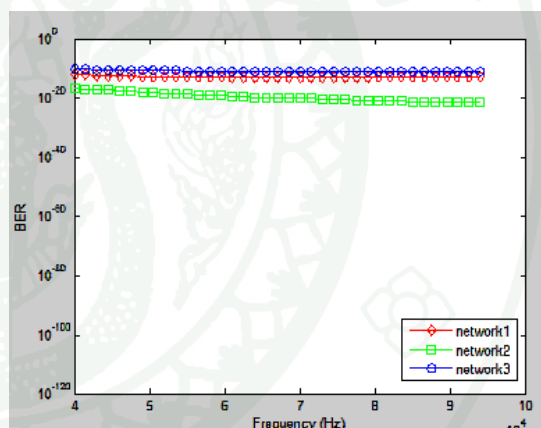
(a) มีเตอร์ตัวที่ 1(BPSK)



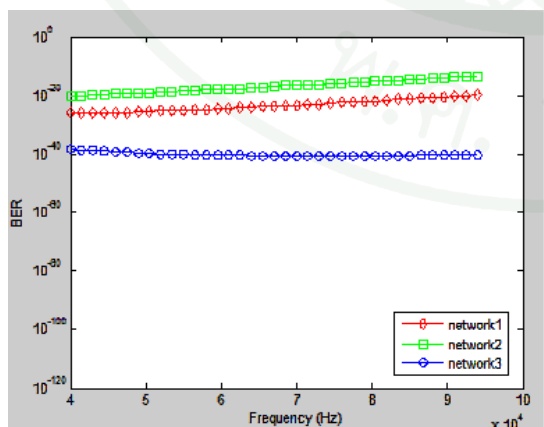
(b) มีเตอร์ตัวที่ 1 (QPSK)



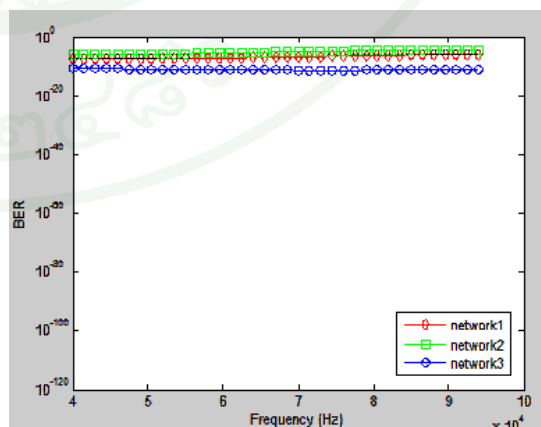
(c) มีเตอร์ตัวที่ 2 (BPSK)



(d) มีเตอร์ตัวที่ 2 (QPSK)

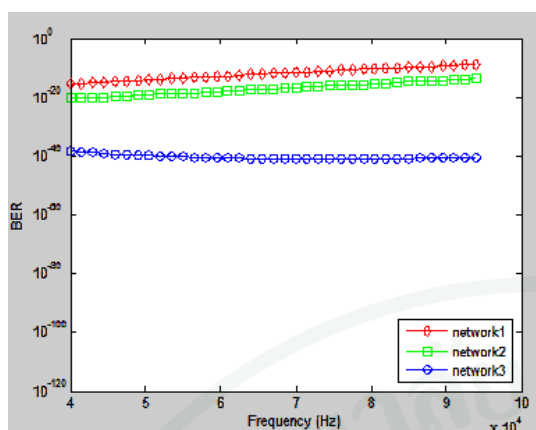


(e) มีเตอร์ตัว 3 (BPSK)

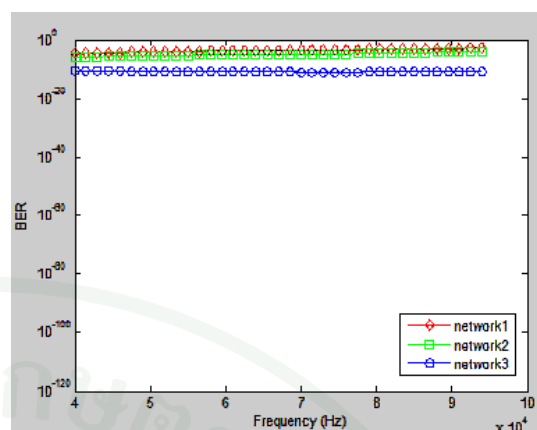


(f) มีเตอร์ตัวที่ 3 (QPSK)

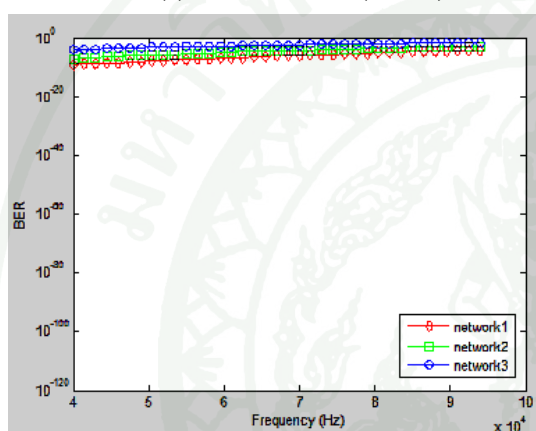
ภาพที่ 33 เปรียบอัตราการผิดพลาดบิตของมีเตอร์ตัวที่ 1 – 3 ในการส่ง BPSK และ QPSK



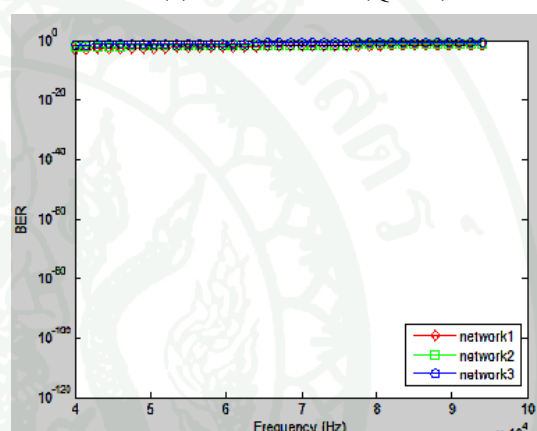
(a) มิเตอร์ตัวที่ 4 (BPSK)



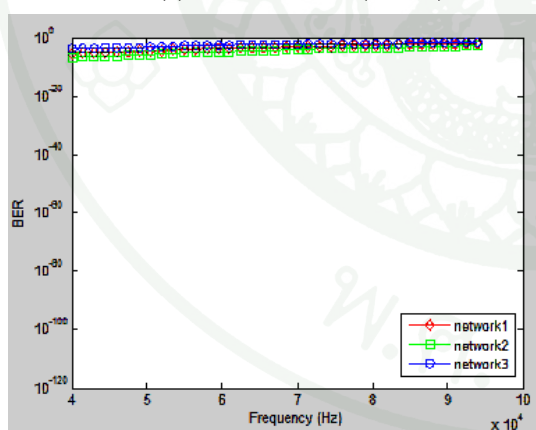
(b) มิเตอร์ตัวที่ 4 (QPSK)



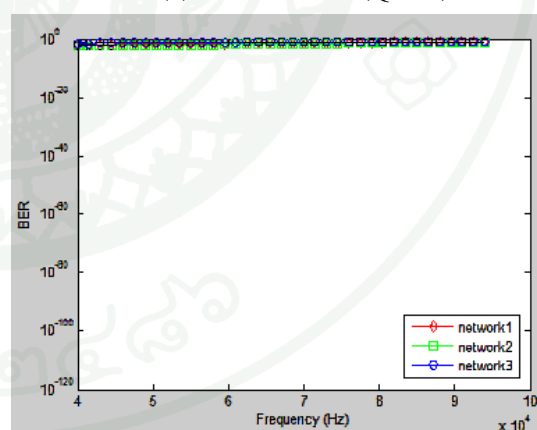
(c) มิเตอร์ตัวที่ 5 (BPSK)



(d) มิเตอร์ตัวที่ 5 (QPSK)

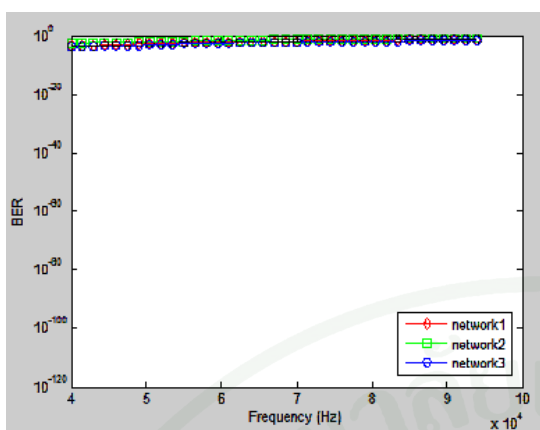


(e) มิเตอร์ตัวที่ 6 (BPSK)

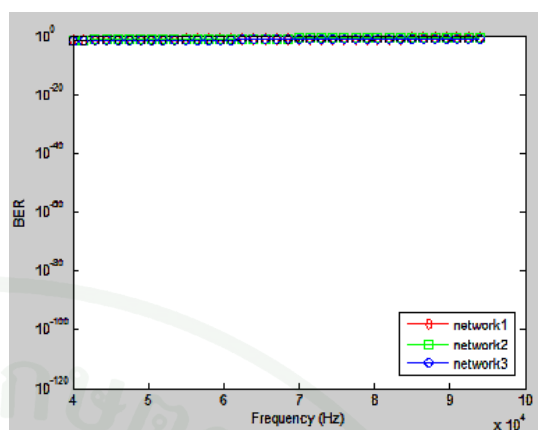


(f) มิเตอร์ตัวที่ 6 (QPSK)

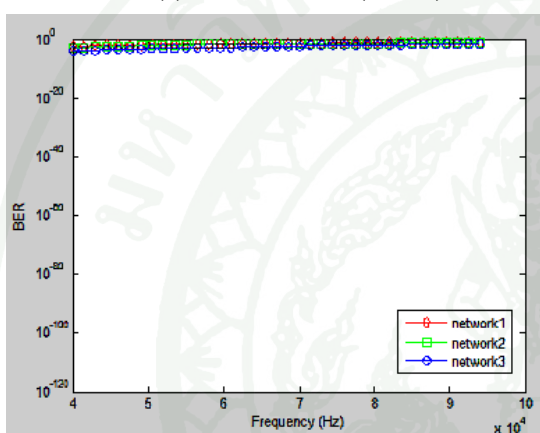
ภาพที่ 34 เปรียบอัตราการผิดพลาดบิตของมิเตอร์ตัวที่ 4 – 6 ในการส่ง BPSK และ QPSK



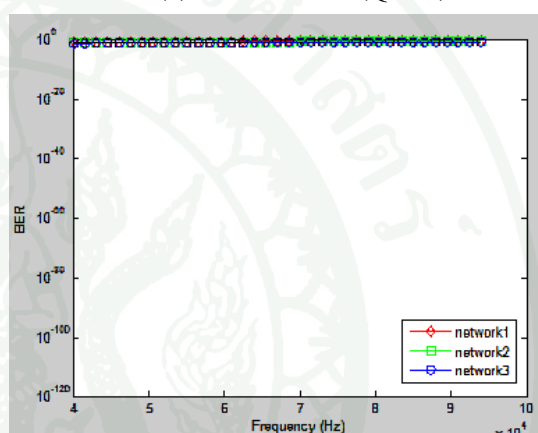
(a) มิเตอร์ตัวที่ 7 (BPSK)



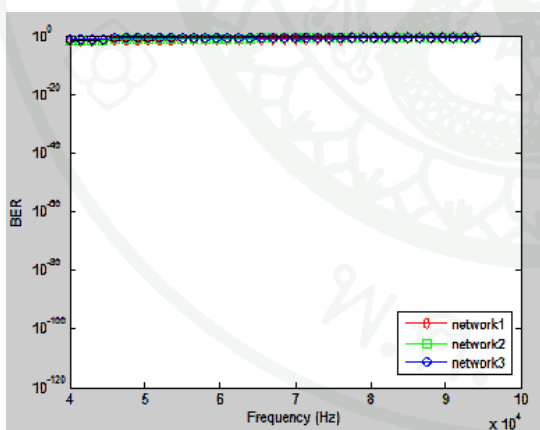
(b) มิเตอร์ตัวที่ 7 (QPSK)



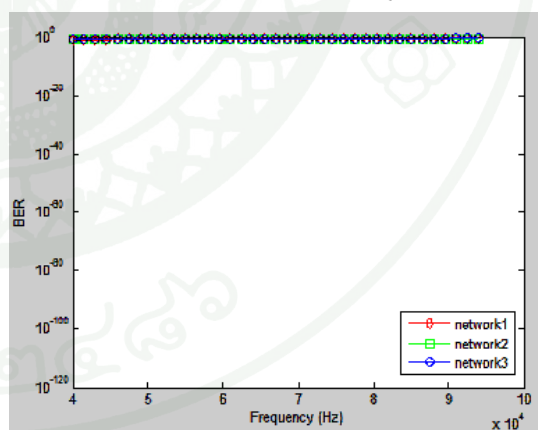
(c) มิเตอร์ตัวที่ 8 (BPSK)



(d) มิเตอร์ตัวที่ 8 (QPSK)



(e) มิเตอร์ตัวที่ 9 (BPSK)



(f) มิเตอร์ตัวที่ 9 (QPSK)

ภาพที่ 35 เปรียบอัตราการผิดพลาดบิตของมิเตอร์ตัวที่ 7 – 9 ในการส่ง BPSK และ QPSK

วิจารณ์

จากผลการตอบสนองของมิเตอร์ในโครงข่ายตัวอย่างทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าจุดที่เกิดการลดทอนของสัญญาณอย่างเฉียบพลัน (Fading) จุดแรกเกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 1 MHz ซึ่งจะได้ชัดเจนจากผลตอบสนองของมิเตอร์ตัวสุดท้ายของแต่ละโครงข่าย ตำแหน่งนี้จะขึ้นอยู่กับความยาวของสายต่อแยกที่ต่อจากสายหลักไปยังมิเตอร์แต่ละตัว ซึ่งในงานวิจัยนี้กำหนดให้มีความยาวเท่ากับ 6 เมตร โดยการลดทอนของสัญญาณอย่างเฉียบพลัน (Fading) ในแต่ละโครงข่ายจะมีความแตกต่างกันในเรื่องความชันของกราฟ โครงข่ายแบบที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยกจะมีความชันมากกว่าโครงข่ายที่มีการต่อมิเตอร์สองตัวและสี่ตัวที่แต่ละจุดต่อแยกตามลำดับ เมื่อความยาวของสายต่อแยกเพิ่มขึ้นจุดที่เกิดการลดทอนอย่างเฉียบพลันก็จะเกิดที่ความถี่น้อยลง ในทางตรงกันข้ามถ้าสายต่อแยกสั้นลงจุดที่เกิดการลดทอนอย่างเฉียบพลันก็จะเกิดที่ความถี่สูงขึ้น

วิธีการทดลองในงานวิจัยนี้ ต้องการเปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าของมิเตอร์ในโครงข่ายตัวอย่างสามแบบ ตามภาพที่ 19, 20 และภาพที่ 21 ข้างต้น โดยให้ทั้งสามโครงข่ายมีจำนวนมิเตอร์ในแต่ละโครงข่ายเท่ากัน และต้องการให้มีระยะห่างระหว่างเครื่องส่งกับมิเตอร์ตัวสุดท้ายในทุกโครงข่ายมีค่าเท่ากัน เพื่อต้องการให้เห็นความแตกต่างของช่องสัญญาณสื่อสารในแต่ละโครงข่าย ดังแสดงตามภาพที่ 23 ถึงภาพที่ 28 โดยยึดโครงข่ายตามภาพที่ 19 เป็นหลักซึ่งโครงข่ายนี้จะมีโครงสร้างใกล้เคียงกับความเป็นจริงในกรณีที่มีการต่อมิเตอร์หนึ่งตัวที่แต่ละจุดต่อแยก ทำให้โครงข่ายตัวอย่างตามภาพที่ 20 และภาพที่ 21 มีระยะห่างของแต่ละจุดต่อเท่ากับ 41 และ 88 เมตรตามลำดับ

สรุปและข้อเสนอแนะ

สรุป

จากการทดลองการตอบสนองของมิเตอร์ในช่วงความถี่ 1 kHz – 10 MHz จะเห็นว่ามิเตอร์ตัวที่อยู่ใกล้เครื่องส่งในโครงข่ายทั้งสามแบบจะมีกำลังที่รับได้แตกต่างกัน โดยเมื่อความถี่มากกว่า 1 MHz กำลังของมิเตอร์ในโครงข่ายแบบแรกจะมากกว่าโครงข่ายแบบที่สองและแบบที่สามประมาณ 5 dB และ 10 dB ตามลำดับ แต่เมื่อมิเตอร์ในโครงข่ายมีระยะห่างจากเครื่องส่งมากขึ้นการตอบสนองของมิเตอร์ที่ระยะเท่ากันในโครงข่ายทั้งสามแบบจะมีกำลังและแบนวิธที่ใกล้เคียงกัน

เมื่อพิจารณาในช่วงความถี่ที่ใช้งานสำหรับโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ (AMI) ของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค นั่นคือ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 40 – 95 kHz แล้ว จะเห็นว่ากำลังเฉลี่ยที่รับได้ของมิเตอร์ตัวแรกจะอยู่ที่ประมาณ -10dBV ถึง -14dBV ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของโครงข่าย เมื่อระยะห่างของมิเตอร์กับเครื่องส่งเพิ่มมากขึ้นแต่น้อยกว่า 100 เมตร กำลังเฉลี่ยที่รับได้จะลดลงประมาณ 2 – 5 dB/decade และถ้าระยะห่างเพิ่มขึ้นมากกว่า 100 เมตร กำลังเฉลี่ยที่รับได้จะลดลงประมาณ 10 dB/decade นั่นคือ ที่ระยะห่างประมาณ 360 เมตร กำลังเฉลี่ยที่รับได้จะอยู่ที่ -70dBV และ -110dBV ที่ระยะห่างประมาณ 640 เมตร

ในการมอดูเลชันแบบ OFDM ที่ใช้แถบความถี่ 40 – 95 kHz เป็นช่องสัญญาณนั้น เมื่ออัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่ยอมรับได้เท่ากับ 10^{-3} แล้วสำหรับการส่งแบบ QPSK ระยะทางที่ไกลที่สุดของโครงข่ายตามภาพที่ 20 คือ 100 เมตร (มิเตอร์ตัวที่ 5) โครงข่ายตามภาพที่ 21 และภาพที่ 22 จะอยู่ที่มิเตอร์ตัวที่ 4 ทั้งคู่ โดยมีระยะทางเท่ากับ 61 เมตร และ 20 เมตรตามลำดับ สำหรับการส่งแบบ BPSK เมื่อให้อัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่ยอมรับได้เท่ากัน ระยะที่ไกลที่สุดของโครงข่ายตามภาพที่ 20 และ 21 อยู่ที่มิเตอร์ตัวที่ 6 นั่นคือ 120 เมตร และ 103 เมตรตามลำดับ ส่วนโครงข่ายตามภาพที่ 22 จะอยู่ที่มิเตอร์ตัวที่ 4 เหมือนกับการส่งแบบ QPSK ดังนั้นในการใช้งานจริงถ้าต้องการให้ได้ระยะทางมากกว่านี้ก็ต้องมีการติดตั้งอุปกรณ์ขยายสัญญาณ ณ จุดดังกล่าว

ข้อเสนอแนะ

จากผลการตอบสนองและอัตราการผิดพลาดบิตของมิเตอร์ในแต่ละโครงข่าย ในการทดลองที่ผ่านมาทำให้เราได้เข้าใจถึงพฤติกรรมของช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์แต่ละตัวในโครงข่าย โดยอาศัยต้นแบบช่องสัญญาณตามวิธีการที่ผู้ทำการวิจัยได้นำเสนอ ซึ่งมีวิธีคิดที่ง่ายกว่าวิธีอื่นๆ ที่แสดงในเอกสารอ้างอิง โดยวิธีการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับโครงข่ายทุกรูปแบบไม่ว่าโครงข่ายนั้นๆ จะมีความซับซ้อนเพียงใด ถ้าเราทราบค่าอิมพีแดนซ์และค่าคงตัวการแพร่กระจายของสายส่งที่ใช้ในโครงข่ายก็สามารถสร้างต้นแบบช่องสัญญาณได้ ซึ่งต่างจากวิธีการอื่นเมื่อโครงข่ายมีความซับซ้อนมากขึ้นนั้นเป็นการยากที่จะสร้างต้นแบบช่องสัญญาณสื่อสารให้ได้ผลใกล้เคียงกับความเป็นจริง ถึงแม้สร้างได้ก็จะต้องกำหนดเงื่อนไขเพื่อให้สอดคล้องกับข้อจำกัดต่างๆ ที่มีในแต่ละวิธีการ

ผลการตอบสนองของช่องสัญญาณสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าในโครงสร้างมิเตอร์อัตโนมัติ ที่ได้จากการใช้ต้นแบบตามวิธีการในงานวิจัยนี้ เป็นส่วนหนึ่งที่ช่วยให้สามารถเปรียบเทียบพฤติกรรมของช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์แต่ละตัวในโครงข่ายได้ก็จริง แต่ในการนำไปใช้งานกับโครงข่ายไฟฟ้าจริงนั้นยังต้องคำนึงถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์ต่างๆ ในโครงสร้างของระบบจ่ายไฟของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโหลดในระบบ นั่นก็คือ เครื่องใช้ไฟฟ้าตามบ้านเรือนต่างๆ ดังนั้นถ้าต้องการทราบถึงพฤติกรรมที่แท้จริงของช่องสัญญาณสื่อสารของมิเตอร์ จะต้องเพิ่มส่วนของสัญญาณรบกวนดังกล่าวเข้าไปพิจารณาด้วย

เอกสารและสิ่งอ้างอิง

- การไฟฟ้าส่วนภูมิภาคและคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี. 2552. รายงานฉบับสมบูรณ์ โครงการพัฒนาระบบบริหารจัดการหม้อแปลงและระบบจำหน่ายแรงต่ำแบบอัตโนมัติ, 13 มี.ค. 2552. 356 หน้า.
- กิตติพัฒน์ ตันตระกูลโรจน์. 2541. **ทฤษฎีสายส่งไฟฟ้า**. พิมพ์ครั้งที่ 1 บริษัทพิมพ์ดี จำกัด, กรุงเทพฯ.
- Anastasiadou, D. and T. Antonakopoulos. 2005. Multipath Characterization of Indoor Power-Line Networks: Transmission-Line Analyses. **IEEE Transactions on Power delivery** 20 (1): 90-99.
- Anatory, J., N. Theethayi., R. Thottappillil., M. Kissak and N. Mvungi. 2009. The Effects of Load Impedance, Line Length, and Branches in Typical Low-Voltage Channels of the BPLC Systems of Developing Countries: Transmission-Line Analyses. **IEEE Transactions on Power delivery** 24 (2): 621-629.
- Anatory, J. and N. Theethayi. 2010. **Broadband Power Line Communication system : Theory and applications**. Southampton. WIT Press, Southampton.
- Australian Communications Authority. 2003. **Broadband Power line Communications Systems A Background Brief**. September 2003. 23 pages.
- Krishnan, C., P. Ramakrishna., Prasad, T. and S. Karthikeyan. 2000. **International Millennium Conference on Affordable Telecom and IT Solutions for Developing Countries**. COMMSPPHERE 2000. 10 pages.

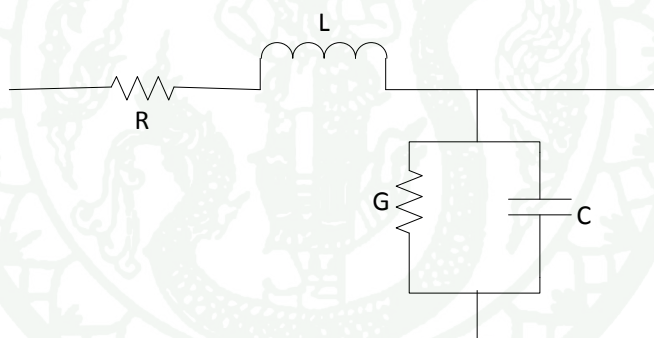
- Morgan ,H.L. and R.W. Donaldson. 1986. Attenuation of communication signals on residential and commercial intrabuilding power-distribution circuits. **IEEE transactions on electromagnetic compatibility** EMC-28 (4): 220-230.
- Nicholson ,J.R. and J.K. Malack. 1973. RF Impedance of power lines and line impedance stabilization network in conducted interference. **IEEE transactions on electromagnetic compatibility**: 84-86.
- Philipps, H. 1999. Modelling of powerline communication channels, pp. 23-25. *In* Anatory, J. and N. Theethayi. **Broadband Power Line Communication system : Theory and applications**. Southampton. WIT Press, Southampton.
- Smith JR., A. A. 1972. Power line noise survey. **IEEE transactions on electromagnetic compatibility**: 31-32.
- Souissi, S., A. Bendhia., F. Tlili and C. Rebai. 2010. **International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era**. 4 pages.
- Tanaka ,M. 1988. High frequency noise power spectrum, Impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications. **IEEE transactions on consumer electronics**: 321-326.
- Zimmermann, M. and K. Dostert. 1999. A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range, pp. 26. *In* Anatory, J. and N. Theethayi. **Broadband Power Line Communication system : Theory and applications**. Southampton. WIT Press, Southampton.



ทฤษฎีสายส่งไฟฟ้า

วงจรสมมูลและสมการสายส่ง

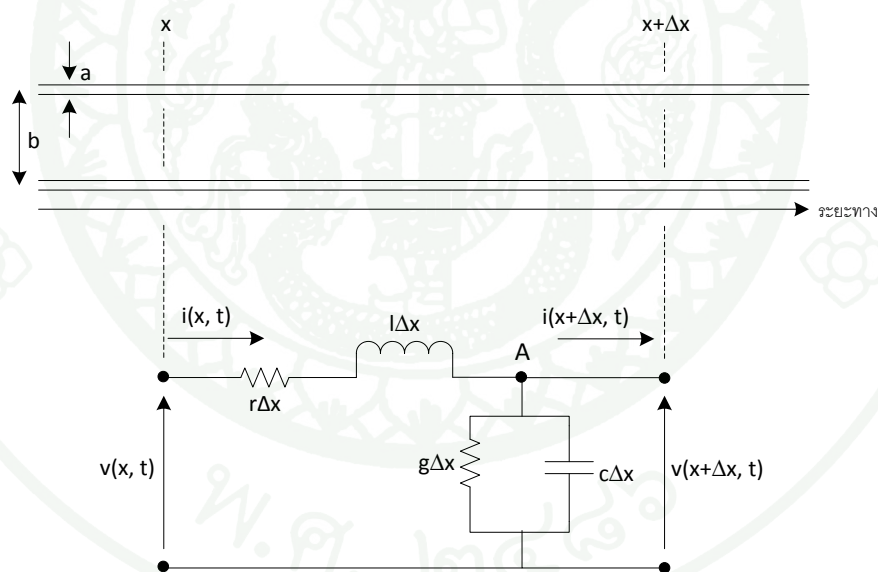
ตัวแบบเชิงไฟฟ้าที่ใช้อธิบายสายส่งให้ได้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงนั้นจะต้องพิจารณาว่าสายวงคู่นั้นประกอบด้วยสายส่งคู่สั้นๆ จำนวนมากต่อเรียงกันซึ่งแต่ละเส้นของคู่สั้นๆ นั้นจะมีตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของเส้นนั้นต่ออนุกรมด้วยกันและระหว่างแต่ละเส้นที่อยู่ตรงข้ามกันของคู่สั้นๆ นั้น จะมีผลทำให้เกิดเป็นตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวนำ (กิตติพัฒน์ ตันตระกูล, 2541) แต่เพื่อความสะดวกในการคำนวณและการเขียนสมการของสายส่ง เราจะรวมตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของแต่ละเส้นที่อยู่ตรงข้ามของคู่สั้นๆ ที่พิจารณานั้นเข้าไว้ด้วยกันในเส้นบนของสายส่งและให้เส้นล่างของสายส่งเป็นตัวนำสมบูรณ์ที่ไม่มีมีความต้านทานและความเหนี่ยวนำจะทำให้ตัวแบบของสายส่งเขียนได้ตามภาพผนวกที่ 1



ภาพผนวกที่ 1 แสดงวงจรสมมูลของสายส่ง

สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยของสายส่ง

สายส่งเส้นคู่ขนานซึ่งประกอบด้วยลวดตัวนำที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปวงกลม มีเส้นผ่านศูนย์กลาง a จำนวน 2 เส้น วางขนานไปตามความยาวโดยจุดศูนย์กลางของทั้งสองเส้นห่างกันเป็นระยะทาง b ดังแสดงในภาพผนวกที่ 2 สายส่งลักษณะนี้จะมีพารามิเตอร์ต่างๆ สม่่าเสมอตลอดความยาวของสายส่ง จึงอาจเรียกสายส่งนี้ว่าเป็นสายส่งแบบสม่ำเสมอถ้าให้ r, l, c และ g เป็นค่าคงตัวแบบกระจายของความต้านทาน ความเหนี่ยวนำ ความจุ และความนำต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งคู่ขนานตามลำดับ ค่า r, l, c และ g นี้เป็นค่าที่ขึ้นกับค่าของ a, b และสมบัติอื่นๆ ของวัสดุที่ใช้ทำลวดตัวนำของสายส่งตลอดจนสมบัติของตัวกลางที่อยู่รอบๆ เส้นลวดทั้งสองนี้ ในที่นี้ขอให้สังเกตว่าสัญลักษณ์ r ที่เขียนนี้ไม่ใช่ส่วนกลับของ g คือ $r \neq 1/g$ เพราะทั้งสองเป็นค่าคงตัวของสายส่งคนละค่ากัน ค่า r และ l ต่างเป็นค่าคงตัวซึ่งเป็นผลรวมของเส้นลวดทั้งสองต่อหนึ่งหน่วยความยาวที่ได้กล่าวมาแล้ว



ภาพผนวกที่ 2 สายส่งเส้นคู่ขนานและวงจรสมมูลที่อยู่ระหว่างจุด x และ $x + \Delta x$

ที่ระหว่างจุดสองจุด คือ x และ $x + \Delta x$ ใดๆ ตามความยาวของสายส่ง ถ้าให้ความยาว Δx มีค่าน้อยมาก คือมีลิมิต (Limit) เข้าใกล้ 0 แล้ว วงจรสมมูลของสายส่งในช่วงความยาวสั้นๆ Δx ที่อยู่ระหว่าง x และ $x + \Delta x$ สามารถถูกเขียนแทนได้ด้วยตัวประกอบวงจรแบบกอนต่างๆ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2 ตัวประกอบวงจรแต่ละตัวมีค่าเท่ากับผลคูณของความยาว Δx กับค่าคงตัวต่อหนึ่ง

หน่วยความยาวของสายส่ง กล่าวคือ จะมีค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกันมีค่า $r\Delta x$ และ $l\Delta x$ ตามลำดับ และมีความจุและความเหนี่ยวนำที่ต่อขนานกันคร่อมระหว่างคู่สายช่วงสั้นๆ เป็น $c\Delta x$ และ $g\Delta x$ ตามลำดับ ถ้าสายส่งนี้ถูกกระตุ้นด้วยแหล่งกำเนิดไฟฟ้าใดๆ จนทำให้ที่จุด x และ $x + \Delta x$ มีแรงดันและกระแสที่เวลา t เป็น $v(x, t), i(x, t)$ และ $v(x + \Delta x, t), i(x + \Delta x, t)$ ตามลำดับ และให้มีทิศทางตามที่เขียนกำกับไว้ในวงจรในภาพผนวกที่ 2 จากกฎแรงดันของเคิร์ชฮอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law) ที่ประยุกต์เข้ากับวงจรสมมูลในช่วงสั้นๆ Δx นี้ เราพบว่า

$$v(x, t) - l\Delta x \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) - r\Delta x \cdot i(x, t) - v(x + \Delta x, t) = 0 \quad (\text{ผ.1})$$

เมื่อจัดสมการนี้ใหม่จะได้

$$\frac{v(x, t) - v(x + \Delta x, t)}{\Delta x} = r \cdot i(x, t) + l \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) \quad (\text{ผ.2})$$

ถ้าให้ $\Delta v(x, t) = v(x + \Delta x, t) - v(x, t)$ ซึ่ง $\Delta v(x, t)$ ตามที่กำหนดเช่นนี้คือค่าของแรงดันเพิ่มไปตามสายส่งที่จุด $x + \Delta x$ เมื่อเทียบกับจุด x เมื่อแทนค่า $\Delta v(x, t)$ ลงในสมการที่ 2 พร้อมกับให้ลิมิตของ Δx เข้าใกล้ 0 แล้วจะเขียนได้ว่า

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} -\frac{\Delta v(x, t)}{\Delta x} = r \cdot i(x, t) + l \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) \quad (\text{ผ.3})$$

จากบทนิยามในวิชาแคลคูลัส จะได้สมการมูลฐานสมการแรกของสายส่งคือ

$$-\frac{\partial}{\partial x} v(x, t) = r \cdot i(x, t) + l \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) \quad (\text{ผ.4})$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าเราประยุกต์กฎกระแสของเคิร์ชฮอฟฟ์ (Kirchhoff's current law) ที่โหนด A ในวงจรสมมูลในรูปที่ 2 จะพบว่า

$$i(x, t) - c\Delta x \cdot \frac{\partial}{\partial t} v(x, t) - g\Delta x \cdot v(x + \Delta x, t) - i(x + \Delta x, t) = 0 \quad (\text{ผ.5})$$

เมื่อจัดรูปสมการเสียใหม่ เราจะได้สมการ

$$\frac{i(x, t) - i(x + \Delta x, t)}{\Delta x} = g \cdot v(x + \Delta x, t) + c \cdot \frac{\partial}{\partial t} v(x + \Delta x, t) \quad (\text{ผ.6})$$

และให้ $\Delta i(x, t) = i(x + \Delta x, t) - i(x, t)$ ซึ่งก็คือกระแสที่เปลี่ยนเพิ่มขึ้นไปตามสายส่งที่จุด $x + \Delta x$ เมื่อเทียบกับที่จุด x เมื่อแทนค่า $v(x + \Delta x, t) = v(x, t) + \Delta v(x, t)$ และให้ลิมิตของ Δx เข้าใกล้ 0 สมการที่ 6 จึงเป็น

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{-\Delta i(x, t)}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left\{ g[v(x, t) + \Delta v(x, t)] + c \frac{\partial}{\partial t} [v(x, t) + \Delta v(x, t)] \right\} \quad (\text{ผ.7})$$

แทนค่า $\Delta v(x, t)$ ตามสมการที่ 3

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} -\frac{\Delta i(x, t)}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left\{ g \cdot v(x, t) + c \frac{\partial}{\partial t} v(x, t) - \Delta x \left[g \left[r \cdot i(x, t) + l \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) \right] + c \left[r \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) + l \frac{\partial^2}{\partial t^2} i(x, t) \right] \right] \right\} \quad (\text{ผ.8})$$

จากบทนิยามในวิชาแคลคูลัส จะได้สมการมูลฐานที่สองของสายส่งคือ

$$-\frac{\partial}{\partial x} i(x, t) = g \cdot v(x, t) + c \frac{\partial}{\partial t} v(x, t) \quad (\text{ผ.9})$$

สมการที่ 4 และสมการที่ 9 คือสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับหนึ่งของสายส่ง ทั้งสองสมการนี้ต่างมีพจน์ของแรงดันและกระแสปนกันอยู่ในสมการเดียวกัน เราใช้สองสมการนี้เพื่อหาค่าสมการที่มีเพียงพจน์ของแรงดันหรือกระแสอย่างใดอย่างหนึ่งในสมการเท่านั้น ซึ่งทำได้ด้วยการหาอนุพันธ์สมการที่ 4 ตามตัวแปร x

$$-\frac{\partial^2}{\partial x^2} v(x, t) = r \frac{\partial}{\partial x} i(x, t) + l \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} i(x, t) \quad (\text{ผ.10})$$

แทนค่า $\frac{\partial}{\partial x} i(x, t)$ จากสมการที่ 9 จะพบว่า

$$-\frac{\partial^2}{\partial x^2} v(x, t) = rg \cdot v(x, t) + (rc + lg) \frac{\partial}{\partial t} v(x, t) + lc \frac{\partial^2}{\partial t^2} v(x, t) \quad (\text{ผ.11})$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าเริ่มด้วยการหาอนุพันธ์สมการที่ 9 ตามตัวแปร x จะได้

$$-\frac{\partial^2}{\partial x^2} i(x, t) = rg \cdot i(x, t) + (rc + lg) \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) + lc \frac{\partial^2}{\partial t^2} i(x, t) \quad (\text{ผ.12})$$

สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับสองที่ 11 และ 12 สองสมการสุดท้ายนี้คือสมการสายส่ง ซึ่งเป็นสายส่งที่มีพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งบอกสมบัติประจำตัวของสายส่งแบบสม่ำเสมอตลอดความยาวของสายส่ง

สมการสายส่งที่มีสัญญาณไซน์ชอยด์ในสถานะคงตัว

การหาสมการสายส่งซึ่งถูกกระตุ้นสัญญาณไซน์ชอยด์และอยู่ในสถานะคงตัวโดยเริ่มจากสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง ดังนี้

$$-\frac{\partial}{\partial x} v(x, t) = r \cdot i(x, t) + l \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) \quad (\text{ผ.13})$$

$$-\frac{\partial}{\partial x} i(x, t) = g \cdot v(x, t) + c \frac{\partial}{\partial t} v(x, t) \quad (\text{ผ.14})$$

สองสมการข้างต้นนี้สามารถใช้หาค่าของแรงดันและกระแสในสายส่งได้ไม่ว่าสัญญาณบนสายส่งจะมีรูปคลื่นหรืออยู่ในสถานะอย่างไรก็ตาม แต่ในที่นี้เราจำกัดให้สัญญาณบนสายส่งให้เป็นเพียงกรณีของสัญญาณไซน์ชอยด์และอยู่ในสถานะคงตัวแล้วเท่านั้น ดังนั้นที่จุด x ใดๆ ตามความยาวบนสายส่งถ้ามีกระแส $i(x, t)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันไซน์ชอยด์จะเขียนกระแสได้ดังนี้

$$i(x, t) = \text{Re}[I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}] = I_0 \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{ผ.15})$$

ขนาดของ I_0 และมุมเฟส θ ของสัญญาณ $i(x, t)$ จะขึ้นกับตัวแปร x แต่เป็นอิสระกับตัวแปร t

เนื่องจากสมการอนุพันธ์ย่อยของสายส่งที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $i(x, t)$ และ $v(x, t)$ เป็นสมการเชิงเส้น ดังนั้น $v(x, t)$ ย่อมจะต้องเป็นฟังก์ชันไซน์ชอยด์เหมือน $i(x, t)$ ด้วย $v(x, t)$ จึงเขียนได้ว่า

$$v(x, t) = \text{Re}[V_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}] \quad (\text{ผ.16})$$

ในที่นี้เช่นเดียวกัน V_0 และ φ เป็นค่าที่ขึ้นกับตัวแปร x แต่เป็นอิสระกับตัวแปร t เมื่อแทนสมการที่ 15 และ 16 ลงในสมการที่ 13

$$\begin{aligned}
-\frac{\partial}{\partial x} \operatorname{Re}[V_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}] &= r \cdot \operatorname{Re}[I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}] + l \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{Re}[I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}] \\
&= r \cdot \operatorname{Re}[I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}] + l \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{Re}[j\omega \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}] \\
&= \operatorname{Re}[(r + j\omega l) \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}]
\end{aligned} \tag{พ.17}$$

ซึ่งสมการนี้แสดงให้เห็นว่า

$$-\frac{\partial}{\partial x} [V_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}] = (r + j\omega l) \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)} \tag{พ.18}$$

เมื่อหารสมการที่ 18 ด้วย $e^{j\omega t}$ ทั้งสองด้าน และใช้สัญลักษณ์เฟสเซอร์สำหรับแรงดัน $v(t)$ และ กระแส $i(t)$ กล่าวคือ

$$V(x) = V_0 \cdot e^{j\varphi}$$

และ

$$I(x) = I_0 \cdot e^{j\varphi}$$

เราจะได้สมการสุดท้ายจากสมการที่ 18 ดังนี้

$$-\frac{d}{dx} V(x) = (r + j\omega l) \cdot I(x) = z \cdot I(x) \tag{พ.19}$$

โดยที่

$$z = r + j\omega l \tag{พ.20}$$

ในทำนองเดียวกันถ้าแทนสมการที่ 15 และ 16 ลงในสมการที่ 14 เราจะได้

$$-\frac{d}{dx} I(x) = (g + j\omega c) \cdot V(x) = y \cdot V(x) \tag{พ.21}$$

โดยที่

$$y = g + j\omega c \quad (\text{ผ.22})$$

สมการที่ 19 และ 21 คือสมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งของสายส่งที่ถูกกระตุ้นด้วยสัญญาณไซน์ชอยด์และอยู่ในสถานะคงตัว สมการทั้งสองนี้เป็นสมการที่บอกให้ทราบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่จุด x ใดๆ ตามความยาวของสายส่ง ค่า z ที่ได้ในสมการที่ 20 ซึ่งเป็นจำนวนเชิงซ้อนก็คืออิมพีแดนซ์ในแนวนอนของสายส่งในหนึ่งหน่วยความยาว เรียกว่าความต้านทานเชิงซ้อนต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งและค่า y ในสมการที่ 22 คือค่าแอดมิตแตนซ์ที่อยู่ระหว่างคู่สายในหนึ่งหน่วยความยาว เรียกว่าความนำเชิงซ้อนต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่ง และค่าทั้งสองนี้ไม่มีความสัมพันธ์กันโดยตรง กล่าวคือ $y \neq 1/z$

เราสามารถหาค่า $V(x)$ และ $I(x)$ โดยการแก้สมการเชิงอนุพันธ์สมการที่ 19 และสมการที่ 21 โดยเริ่มจากการใช้สองสมการนี้หาสมการเชิงอนุพันธ์อันดับสองอีกสองสมการ ซึ่งแต่ละสมการจะมีเพียงตัวแปรที่ไม่รู้ค่า คือ $V(x)$ หรือ $I(x)$ เท่านั้น ซึ่งเราสามารถหาผลเฉลยได้แต่เราจะไม่ใช้วิธีนี้เพราะเราได้เตรียมสมการอนุพันธ์ย่อยอันดับสองสมการที่ 11 และสมการที่ 12 ซึ่งมีตัวแปรไม่รู้ค่าเพียงตัวเดียวไว้ก่อนแล้ว ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ 16 ลงในสมการที่ 11 และสมการที่ 15 ลงในสมการที่ 12 แล้วใช้สัญกรณ์เฟสเซอร์และวิธีการในการทำงานเดียวกันกับที่หามสมการ 19 และสมการ 21 ข้างต้น เราจะได้สมการอนุพันธ์อันดับสองของสายส่งที่ถูกกระตุ้นด้วยสัญญาณไซน์ชอยด์และอยู่ในสถานะคงตัวดังนี้

$$\frac{d^2}{dx^2} V(x) = zy \cdot V(x) = \gamma^2 V(x) \quad (\text{ผ.23})$$

และ

$$\frac{d^2}{dx^2} I(x) = zy \cdot I(x) = \gamma^2 I(x) \quad (\text{ผ.24})$$

โดยที่ให้

$$\gamma = \sqrt{zy} = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (\text{ผ.25})$$

เมื่อ γ เป็นจำนวนเชิงซ้อนและเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายส่งซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดต่อไป

ผลเฉลยของสมการ 11 และสมการ 12 เขียนในรูปเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential form) คือ

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.26})$$

และ

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.27})$$

โดยที่ V^+, V^-, I^+ และ I^- เป็นเฟสเซอร์ค่าคงตัวซึ่งเป็นจำนวนเชิงซ้อน ค่าคงตัวเหล่านี้เป็นผลอันเนื่องจากการหาผลเฉลยของสมการเชิงอนุพันธ์และสามารถหาค่าได้จากเงื่อนไขขอบเขต ซึ่งโดยมากจะเป็นที่ปลายทั้งสองด้านของสายส่งและเป็นค่าคงตัวของสายส่งเฉพาะเครื่องกำเนิดและโหลดหนึ่งๆ เท่านั้น หากเงื่อนไขของเครื่องกำเนิดหรือโหลดเปลี่ยนไปค่าคงตัวของสายส่งเหล่านี้จะเปลี่ยนไปด้วยและการที่ใช้เครื่องหมาย $+$ และ $-$ นั้นก็เนื่องจากค่าคงตัวแต่ละตัวนี้มีความหมายต่อทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นบนสายส่ง ดังนั้นสมการที่ 26 และสมการที่ 27 เป็นสมการที่บอกค่าแรงดันและกระแสบนสายส่งที่จุด x ใดๆ ที่เราต้องการได้

จากความรู้เกี่ยวกับสมการเชิงอนุพันธ์ เราทราบผลเฉลยของสมการที่ 23 และสมการที่ 24 อาจมีรูปแบบอื่นๆ ที่แตกต่างไปจากผลเฉลยที่แสดงไว้ในสมการที่ 26 และสมการที่ 27 กล่าวคือ เราสามารถเขียนอยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิก (Hyperbolic function) ดังนี้

$$V(x) = V_A \sinh \gamma x + V_B \cosh \gamma x \quad (\text{ผ.28})$$

และ

$$I(x) = I_A \sinh \gamma x + I_B \cosh \gamma x \quad (\text{ผ.29})$$

V_A, V_B, I_A และ I_B คือเฟสเซอร์ค่าคงตัวซึ่งสามารถหาค่าได้จากเงื่อนไขขอบเขตบนสายส่ง ค่าต่างๆ เหล่านี้สัมพันธ์กับค่า V^+, V^-, I^+ และ I^- โดยตรง ซึ่งสามารถหาค่าได้จากการแตกฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกออกเป็นนิพจน์ของเอ็กซ์โพเนนเชียลแล้วจะพบว่า

$$V^+ = \frac{1}{2}(V_B - V_A) \quad (\text{ผ.30})$$

และ

$$V^- = \frac{1}{2}(V_B + V_A) \quad (\text{ผ.31})$$

และ

$$I^+ = \frac{1}{2}(I_B - I_A) \quad (\text{ผ.32})$$

และ

$$I^- = \frac{1}{2}(I_B + I_A) \quad (\text{ผ.33})$$

เราจะใช้ผลเฉลยในรูปเอ็กซ์โพเนนเชียลหรือในรูปไฮเพอร์โบลิกแบบหนึ่งแบบใดก็ได้ ผลเฉลยในรูปไฮเพอร์โบลิกใช้สะดวกในกรณีที่สัญญาณบนสายส่งเป็นสัญญาณที่มีความถี่เพียงความถี่เดียวแต่ผลเฉลยนี้ไม่ให้ความชัดเจนในการอธิบายคลื่นจรที่เคลื่อนที่ไปมาบนสายส่ง แต่ถ้าในกรณีที่สายส่งเป็นสัญญาณเชิงซ้อนประกอบด้วยหลายๆ ความถี่ เช่น สัญญาณพัลส์หรือสัญญาณที่ถูกผสมด้วยสัญญาณอื่นๆ การใช้ผลเฉลยในรูปของเอ็กซ์โพเนนเชียลจะมีประโยชน์มากกว่า

อิมพีแดนซ์และพารามิเตอร์อื่นๆ ของสายส่ง

สมการที่ 26 และสมการที่ 27 เป็นสมการที่บอกให้เราหาค่าของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆ ตามความยาวของสายส่งได้ แต่ในแต่ละสมการเหล่านี้ไม่ได้บอกความสัมพันธ์โดยตรงระหว่างแรงดันและกระแสที่จุดเดียวกันของสายส่ง ถ้าแทนค่า $V(x)$ และ $I(x)$ ของสมการที่ 26 และสมการที่ 27 ลงในสมการที่ 19 และสมการที่ 21 จะได้สองสมการใหม่ดังนี้

$$\gamma V^+ e^{-\gamma x} - \gamma V^- e^{\gamma x} = z I^+ e^{-\gamma x} + z I^- e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.34})$$

และ

$$\gamma I^+ e^{-\gamma x} - \gamma I^- e^{\gamma x} = y V^+ e^{-\gamma x} + y V^- e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.35})$$

แก้สมการที่ 34 และสมการที่ 35 เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงตัวของแรงดันและกระแสบนสายส่งดังนี้

$$V^+ = \sqrt{\frac{z}{y}} I^+ \quad (\text{ผ.36})$$

และ

$$V^- = -\sqrt{\frac{z}{y}} I^- \quad (\text{ผ.37})$$

ปริมาณ $\sqrt{z/y}$ เป็นจำนวนเชิงซ้อนมีหน่วยของอิมพีแดนซ์ มีหน่วยเป็นโอห์มและถูกนำมาใช้บ่อยมากจึงเรียกว่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ (Characteristic impedance) ของสายส่งและให้สัญลักษณ์ใหม่เป็น Z_0 ดังนั้น

$$Z_0 = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{r+j\omega l}{g+j\omega c}} \quad (\text{ผ.38})$$

จากความสัมพันธ์นี้จะเห็นได้ว่าค่าของ Z_0 เป็นค่าที่ขึ้นกับ r, l, c และ g ซึ่งเป็นพารามิเตอร์คงตัวแบบกระจายของสายส่งไม่ได้ขึ้นกับสมบัติใดๆ ของตัวประกอบวงจรที่ต่ออยู่ที่ปลายทั้งสองด้านของสายส่ง แต่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณที่กำลังใช้งานอยู่บนสายส่ง Z_0 เป็นตัวบอกสมบัติที่วัดเป็นค่าตัวเลขได้ว่าสายที่ต่างกันจะดีหรือด้อยกว่ากันอย่างไรเมื่อจะใช้กับโหลดและเครื่องกำเนิดหนึ่งๆ ในทางปฏิบัติแล้วเราต้องการให้ Z_0 คงที่และไม่ขึ้นกับค่าของความถี่ของสัญญาณที่กำลังใช้งานบนสายส่ง โดยทฤษฎีแล้วเราสามารถออกแบบสายส่งให้ค่าของ r, l, c และ g ที่เหมาะสมที่จะให้ Z_0 ไม่ขึ้นกับค่าความถี่ได้ ดังนั้น

$$V^+ = Z_0 I^+ \quad (\text{ผ.39})$$

และ

$$V^- = -Z_0 I^- \quad (\text{ผ.39})$$

สามารถเขียนสองสมการนี้ได้ใหม่ว่า

$$V(x) = Z_0(I^+ e^{-\gamma x} - I^- e^{\gamma x}) \quad (\text{ผ.40})$$

และ

$$I(x) = \frac{1}{Z_0}(V^+ e^{-\gamma x} - V^- e^{\gamma x}) \quad (\text{ผ.41})$$

ปริมาณเชิงซ้อน γ ที่ได้กล่าวมาแล้วเราจะพบว่าเป็นค่าคงตัวเฉพาะของสายส่งและขึ้นกับพารามิเตอร์ต่างๆ เหมือนกับกรณีของ Z_0 จากสมการของ $V(x)$ และ $I(x)$ เราพบว่า γ เป็นตัวที่ทำให้เกิดตัวประกอบที่จะบอกว่าแรงดันหรือกระแสที่จุดหนึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับจุดอื่นที่ห่างไกลออกไปว่าจะมีขนาดและมุมเฟสเปลี่ยนไปเท่าไร เราจึงเรียก γ ว่าค่าคงตัวการแพร่กระจาย (Propagation constant) ซึ่งเป็นจำนวนเชิงซ้อนและแยกออกเป็นส่วนจริงและส่วนจินตภาพได้เป็น

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{ผ.42})$$

เรียก α ว่าค่าคงตัวการลดทอน (Attenuation constant) มีหน่วยเป็นนีเปอร์ (Neper) ต่อหนึ่งหน่วยความยาว และเรียก β ว่าค่าคงตัวเฟส (Phase constant) มีหน่วยเป็นองศาหรือเรเดียนต่อหนึ่งหน่วยความยาว

เพื่อให้เห็นความหมายทางกายภาพของ α และ β ในสมการสายส่งที่ได้กล่าวมานี้ ให้พิจารณาสายส่งเส้นหนึ่งโดยสมมติว่ามีความยาวเป็นอนันต์ (Infinity) จากสมการแรงดันที่ 40 จะพบว่าในกรณีเช่นนี้ $V^- = 0$ เพราะมีฉะนั้นแล้วจุด x ที่ไกลจากเครื่องกำเนิดจนเข้าใกล้อนันต์จะมีแรงดันบนสายส่งเป็นอนันต์ด้วย ดังนั้นแรงดันบนสายส่งยาวอนันต์จึงอธิบายได้ด้วย

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} = V^+ e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} = V^+ e^{-\alpha x} \angle -\beta x$$

ถ้าให้แรงดัน V^+ มีมุมเฟสเป็น φ แรงดันที่จุด x ใดๆ จะมีขนาด $|V^+|e^{-\alpha x}$ และมีมุมเฟส $-\beta x + \varphi$ และอัตราส่วนระหว่างแรงดันที่สองจุด คือ $x = x_1$ และ $x = x_2$ เป็น

$$\frac{V(x = x_2)}{V(x = x_1)} = \frac{V^+ e^{-\alpha x_2} \angle -\beta x_2}{V^+ e^{-\alpha x_1} \angle -\beta x_1} = e^{-\alpha(x_2 - x_1)} \angle -\beta(x_2 - x_1)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถ้าสองจุดนี้ห่างกันด้วยระยะทาง $\Delta x = x_2 - x_1$ ไม่ว่าระยะห่างนี้จะห่างกันมากน้อยอย่างไรก็ตาม ขนาดของแรงดันที่จุดใดจุดหนึ่งจะมีค่าน้อยลงหรือถูกลดทอนลงด้วยอัตรา $e^{-\alpha \Delta x}$ และมีมุมเปลี่ยนแปลงไป $-\beta \Delta x$ ซึ่งสัมพันธ์กันโดยตรงกับค่าคงตัวที่เราให้ชื่อไว้ในตอนต้นคูณด้วยระยะทาง ดังนั้นค่า α จึงเป็นตัวบอกถึงผลที่สายส่งมีต่อการลดทอนของสัญญาณในหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่ง และ β เป็นตัวบอกถึงผลของสายส่งที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสของสัญญาณในหนึ่งหน่วยความยาวของสาย

คลื่นจรบนสายส่ง

สายส่งที่เชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดและโหลดจะมีคลื่นจรสองคลื่นเคลื่อนที่สวนทางกัน คลื่นตกกระทบซึ่งถูกส่งจากเครื่องกำเนิดทางปลายด้านส่งจะเคลื่อนที่ไปหาโหลด เมื่อคลื่นนี้ไปตกกระทบด้านโหลดซึ่งต่ออยู่ที่ปลายด้านรับของสายส่งแล้วอาจมีกำลังบางส่วนของคลื่นจ่ายให้แก่โหลด แต่ก็อาจมีบางส่วนถูกสะท้อนกลับเข้ามาทางสายส่งอีกเป็นคลื่นสะท้อนเคลื่อนที่จากทิศทางจากด้านโหลดไปหาเครื่องกำเนิดตามสายส่ง แรงดันหรือกระแสที่จุดใดๆ บนสายส่งจะเท่ากับผลบวกของแรงดันหรือกระแสตามลำดับในคลื่นจรทั้งสองที่จุดนั้นๆ สมการแรงดันหรือกระแสที่จุดใดๆ บนสายส่งไม่ว่าจะวัดระยะทางบนสายส่งด้วยตัวแปร x ซึ่งมี $x = 0$ อยู่ที่เครื่องกำเนิด หรือตัวแปร s ซึ่งมี $s = 0$ อยู่ที่โหลด ซึ่งมีทั้งหมดดังนี้

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.43})$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.44})$$

และ

$$V(s) = V_1 e^{-\gamma s} + V_2 e^{\gamma s} \quad (\text{ผ.45})$$

$$I(s) = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{\gamma x} \quad (\text{ผ.46})$$

ทั้งสี่สมการข้างต้นนี้ พจน์แรกทางด้านขวามือสมการเป็นคลื่นตกกระทบส่วนพจน์ที่สองเป็นคลื่นสะท้อน และความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงตัวของแรงดันและกระแสมีดังนี้

$$V^+ = Z_0 I^+ \quad (\text{ผ.47})$$

$$V^- = -Z_0 I^- \quad (\text{ผ.48})$$

และ

$$V_1 = Z_0 I_1 \quad (\text{ผ.49})$$

$$V_2 = -Z_0 I_2 \quad (\text{ผ.50})$$

ตลอดความยาวของสายส่ง จุดที่ปลายด้านรับหรือที่โหลดเป็นจุดที่เรามักจะนำมาพิจารณาบ่อยที่สุด ที่จุดนี้คือ $x = d$ หรือ $s = 0$ ถ้าให้แรงดันและกระแสที่จุดนี้เป็น V_R และ I_R ตามลำดับจะพบว่า

$$V_R = V^+ e^{-\gamma d} + V^- e^{\gamma d} \quad (\text{ผ.51})$$

หรือ

$$V_R = V_1 + V_2 \quad (\text{ผ.52})$$

และ

$$I_R = I^+ e^{-\gamma d} + I^- e^{\gamma d} \quad (\text{ผ.53})$$

หรือ

$$I_R = I_1 + I_2 \quad (\text{ผ.54})$$

ในทำนองเดียวกัน แรงดันและกระแสที่ปลายด้านส่ง คือ $x = 0$ หรือ $s = d$ ถ้าให้แรงดันและกระแสที่จุดนี้เป็น V_s และ I_s ตามลำดับจะพบว่า

$$V_s = V^+ + V^- \quad (\text{ผ.55})$$

หรือ

$$V_s = V_1 e^{\gamma d} + V_2 e^{-\gamma d} \quad (\text{ผ.56})$$

และ

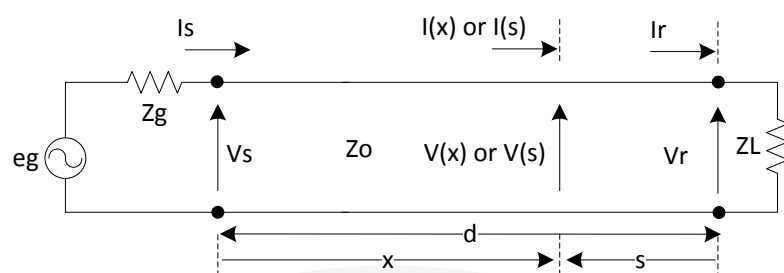
$$I_s = I^+ + I^- \quad (\text{ผ.57})$$

หรือ

$$I_s = I_1 e^{\gamma d} + I_2 e^{-\gamma d} \quad (\text{ผ.58})$$

ถ้าให้ Z_L เป็นอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่ออยู่ที่ปลายด้านรับ Z_L ย่อมมีค่าใดๆ ขึ้นอยู่กับชนิดของโหลด ถ้าให้แรงดันและกระแสที่โหลดเป็น V_L และ I_L ตามลำดับค่าทั้งสองนี้ก็คือค่าเดียวกันกับแรงดันและกระแสที่ปลายด้านรับของสายส่งนั่นเอง

ในบางครั้งเรายังต้องคำนึงถึงค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดที่ป้อนให้แก่สายส่งตลอดจนอิมพีแดนซ์ภายในของเครื่องกำเนิดด้วย เราใช้สัญลักษณ์ เป็น E_g และ Z_g แทนปริมาณทั้งสอง ดังนั้นวงจรทั้งหมดที่ประกอบด้วยสายส่งซึ่งมีเครื่องกำเนิดและโหลดต่ออยู่ทั้งสองด้าน แสดงดังภาพผนวกที่ 3



ภาพผนวกที่ 3 วงจรที่ประกอบด้วยสายส่งซึ่งมีเครื่องกำเนิดและโหลดต่ออยู่ที่ปลายทั้งสอง

สัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่าน

จากสมการแรงดันและกระแสรวมที่จุดต่างๆ ตลอดความยาวบนสายส่ง เมื่อเขียนให้ติดอยู่ในเฉพาะฟังก์ชันของคลื่นตกกระทบและสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่านั้น จากสมการที่ 45 และสมการที่ 46 หากเอาคลื่นตกกระทบออกมาภายนอกวงเล็บจะได้

$$\begin{aligned} V(s) &= V_1 e^{\gamma s} \left(1 + \frac{V_2}{V_1} e^{-2\gamma s} \right) \\ &= V_1 e^{\gamma s} (1 + \rho_L e^{-2\gamma s}) \end{aligned} \quad (\text{ผ.59})$$

และ

$$I(s) = I_1 e^{\gamma s} (1 - \rho_L e^{-2\gamma s}) \quad (\text{ผ.60})$$

เมื่อ

$$\rho_L = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{ผ.61})$$

ในสมการที่ 61 แสดงให้เราเห็นว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่โหลดหรือปลายด้านรับเป็นฟังก์ชันของตัวแปรสองตัว คือ Z_L และ Z_0 และตัวแปรทั้งสองนี้ต่างเป็นปริมาณจำนวนเชิงซ้อนซึ่งแต่ละตัวประกอบด้วยส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ดังนั้น ρ_L จึงเป็นฟังก์ชันที่มีตัวแปรถึงสี่ตัว ในหัวข้อนี้เราจะหาฟังก์ชันของ ρ_L ที่มีพจน์ตัวแปรทั้งสี่นี้เพื่อความสะดวกในการใช้งานต่อไป โดยให้จำนวนเชิงซ้อนของตัวแปรทั้งสองดังกล่าวเป็น

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (\text{ผ.62})$$

และ

$$Z_o = R_o + jX_o \quad (\text{ผ.63})$$

แทนค่า Z_L และ Z_o ลงในสมการที่ 61 แล้วคูณส่วนของสมการนี้ด้วยสังยุคเชิงซ้อน (Complex conjugate) ของ $Z_L + Z_o$ คือ $(R_L + R_o) - j(X_L + X_o)$ แล้วจะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\rho_L = \frac{1}{D_n} [R_L^2 - R_o^2 + X_L^2 - X_o^2 + j2(X_LR_o - R_LX_o)] \quad (\text{ผ.64})$$

โดยที่

$$D_n = (R_L + R_o)^2 + (X_L + X_o)^2 \quad (\text{ผ.65})$$

เพื่อหาขนาดของ ρ_L เมื่อคูณสังยุคเชิงซ้อนของตัวเองแล้วจะพบว่า

$$|\rho_L|^2 = \frac{(R_L + R_o)^2 + (X_L + X_o)^2}{(R_L + R_o)^2 + (X_L + X_o)^2} = 1 - \frac{4(R_LR_o + X_LX_o)}{D_n} \quad (\text{ผ.66})$$

เมื่อหารากที่สองของสมการที่ 66 แล้วก็จะได้อำนาจของ ρ_L

ในบางครั้งโหนดอาจจะไม่ใช่เป็นองค์ประกอบวงจรแบบใดแบบหนึ่ง แต่อาจเป็นปลายของสายส่งอีกเส้นหนึ่งมาต่ออยู่ที่ปลายด้านหนึ่งของสายส่งเส้นใหม่นี้มีโหนดซึ่งเป็นองค์ประกอบวงจรอื่นๆ ต่ออยู่ที่ปลายด้านรับของสายส่งเส้นแรกซึ่งต่อโดยตรงจากเครื่องกำเนิดนั้นจะกลายเป็นปลายด้านส่งของเส้นที่สองเพื่อให้สามารถหาคลื่นจรที่เกิดขึ้นบนสายส่งเส้นที่สองอันเนื่องจากคลื่นตกกระทบบนสายแรกได้ เราจะหาสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient) ที่ปลายด้านรับของสายส่งเส้นแรก ซึ่งเป็นอัตราส่วนของแรงดันรวมต่อแรงดันในคลื่นตกกระทบที่ปลายด้านรับของสายส่งเส้นแรก ดังนั้น

$$\tau_L = \frac{V_1 + V_2}{V_1} = 1 + \frac{V_2}{V_1} = 1 + \rho_L \quad (\text{ผ.67})$$

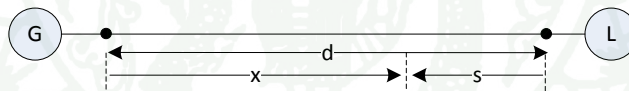
โดยทั่วไปแล้วหากไม่มีการระบุเป็นอย่างอื่น สัมประสิทธิ์การส่งผ่านนี้จะเป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของแรงดัน ในบางครั้งเราอาจต้องการหาสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของกระแสซึ่งก็คืออัตราส่วนของกระแสรวมต่อกระแสในคลื่นตกกระทบที่โหลดนั่นเอง

$$\tau_L = \frac{I_1 + I_2}{I_1} = 1 + \frac{I_2}{I_1} = 1 - \rho_L \quad (\text{ผ.68})$$

สมการสายส่งเมื่อวัดระยะทางจากโหลด

สมการต่างๆ ที่ได้กล่าวมาแล้ว ค่าของแรงดันและกระแสนบนสายส่งจะเป็นฟังก์ชันของ x ซึ่งเป็นระยะทางที่วัดจากเครื่องกำเนิด คือ $x = 0$ อยู่ที่ปลายด้านส่ง แต่ในบางครั้งเพื่อความสะดวกในการคำนวณหรือใช้งานบางประการ เราอาจต้องการสมการที่หาค่าแรงดันและกระแสซึ่งเป็นฟังก์ชันของระยะทางที่วัดจากทางด้านโหลด ถ้าให้ความยาวของสายส่งเป็น d และให้ s เป็นตัวแปรใหม่แทนระยะทางจากโหลดดังแสดงในภาพผนวกที่ 4 ความสัมพันธ์ระหว่าง x และ s คือ

$$s = d - x \quad (\text{ผ.69})$$



ภาพผนวกที่ 4 แสดงการใช้ x หรือ s วัดระยะทางบนสายส่ง

เมื่อแทนค่า $x = d - s$ ลงในสมการแรงดันและกระแสนบนสายส่งสมการที่ 26 และสมการที่ 27 จะได้ดังนี้

$$V(x = d - s) = V^+ e^{-\gamma d} e^{\gamma s} + V^- e^{\gamma d} e^{-\gamma s} \quad (\text{ผ.70})$$

และ

$$I(x = d - s) = I^+ e^{-\gamma d} e^{\gamma s} + I^- e^{\gamma d} e^{-\gamma s} \quad (\text{ผ.71})$$

ถ้าเรากำหนดค่าคงตัวในสมการที่ 70 และสมการที่ 71 ใหม่โดยให้

$$V_1 = V^+ e^{-\gamma d} \quad (\text{ผ.72})$$

$$V_2 = V^- e^{\gamma d} \quad (\text{ผ.73})$$

$$I_1 = I^+ e^{-\gamma d} \quad (\text{ผ.74})$$

$$I_2 = I^- e^{\gamma d} \quad (\text{ผ.75})$$

เมื่อแทนค่าคงตัวของสมการที่ 72 ถึงสมการที่ 75 ลงในสมการที่ 70 และสมการที่ 71 เราจะได้สมการแรงดันและกระแสที่เป็นฟังก์ชันของระยะทาง s ซึ่งวัดจากทางด้านโหลดดังนี้

$$V(s) = V_1 e^{\gamma s} + V_2 e^{-\gamma s} \quad (\text{ผ.76})$$

และ

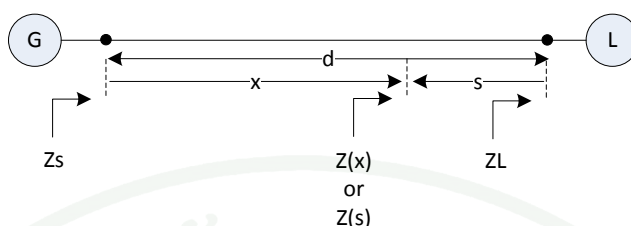
$$I(s) = I_1 e^{\gamma s} + I_2 e^{-\gamma s} \quad (\text{ผ.77})$$

หากพิจารณาสมการที่ 76 และสมการที่ 77 ที่จุดใดๆ บนสายส่งแรงดันและกระแสเป็นผลรวมของแรงดันและกระแสในคลื่นจรสองคลื่นที่สวนทางกันบนสายส่ง กล่าวคือ $V_1 e^{\gamma s}$ และ $I_1 e^{\gamma s}$ เป็นคลื่นจรแรงดันและกระแสตกกระทบที่ตำแหน่ง s มีทิศทางจากเครื่องกำเนิดไปหาโหลด $V_2 e^{-\gamma s}$ และ $I_2 e^{-\gamma s}$ เป็นคลื่นจรแรงดันและกระแสสะท้อนที่ตำแหน่ง s มีทิศทางจากโหลดไปหาเครื่องกำเนิด

อิมพีแดนซ์บนสายส่ง

สายส่งที่มีความยาวคงที่เส้นหนึ่งและมีโหลด Z_L ต่ออยู่ที่ปลายด้านรับ ส่วนปลายด้านส่งต่อกับเครื่องกำเนิด จากด้านนี้เมื่อมองไปทางสายส่งที่ปลายด้านส่งจะมองเห็นอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่งที่ต่อคร่อมอยู่กับเครื่องกำเนิด เราให้ Z_s เป็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งนี้ที่มองเห็นจากปลายด้านส่ง ซึ่งแสดงวงจรดังภาพผนวกที่ 5 จะมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของแรงดันรวมต่อกระแสรวมที่ปลายด้านส่ง นั่นคือ

$$Z_S = \frac{V_S}{I_S} \quad (\text{ผ.78})$$



ภาพผนวกที่ 5 แสดงการเรียกอิมพีแดนซ์บนสายส่ง

ในทำนองเดียวกันที่จุดใดๆ ซึ่งห่างจากเครื่องกำเนิดไป \$x\$ หรือห่างจากโหลด \$s\$ บนสายส่ง เมื่อมองจากจุดนี้ไปยังโหลดจะมองเห็นอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่งซึ่งเกิดเนื่องมาจากอิมพีแดนซ์ของโหลด และสายส่งที่มีความยาวจากจุดที่กำลังพิจารณาไปยังโหลด เราจึงสามารถแทนโหลดและสายส่งที่ยาวจากโหลดจนถึงจุดที่กำลังพิจารณาอยู่ได้ด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลที่มองเห็น คือ \$Z(x)\$ หรือ \$Z(s)\$ เราเรียกอิมพีแดนซ์บนสายส่ง (Line impedance) และอิมพีแดนซ์บนจุดที่กำลังพิจารณาอยู่นี้มีค่าเท่ากับอัตราส่วนของแรงดันรวมและกระแสรวมที่จุดนั้นๆ คือ

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} \quad (\text{ผ.79})$$

หรือ

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} \quad (\text{ผ.80})$$

ในที่นี้เราใช้พจน์ต่างๆ ที่ได้จากการวัดระยะทางจากด้านโหลด ดังนั้นเมื่อแทนแรงดันและกระแสรวมของสมการที่ 76 และสมการที่ 77 ลงในสมการที่ 80 แล้วจะได้

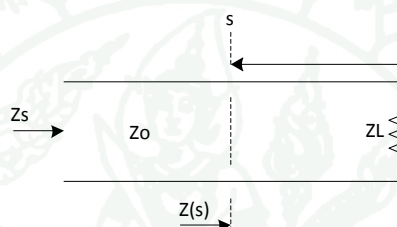
$$Z(s) = \frac{V_1 e^{\gamma s} + V_2 e^{-\gamma s}}{I_1 e^{\gamma s} + I_2 e^{-\gamma s}} = \frac{V_1}{I_1} \cdot \frac{1 + \frac{V_2}{V_1} e^{-2\gamma s}}{1 + \frac{I_2}{I_1} e^{-2\gamma s}} \quad (\text{ผ.81})$$

แทนความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าคงตัวของแรงดันและกระแสแล้วจะได้ ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ดังนี้

$$Z(s) = Z_o \cdot \frac{1 + \rho_L e^{-2\gamma s}}{1 - \rho_L e^{-2\gamma s}} \quad (\text{ผ.82})$$

จากสมการนี้จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์บนสายส่งไม่ว่าที่จุดใดๆ จะเป็นฟังก์ชันของอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L สมบัติคงตัวของสายส่งและระยะความยาวเท่านั้นเท่านั้น แต่ไม่ได้ขึ้นกับค่าของแรงดันหรือกระแสบนสายส่งไม่ว่าจะมีค่าสูงหรือต่ำเพียงใด เราสามารถเขียนค่าของ $Z(s)$ ในพจน์ของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกได้ ดังนี้

$$Z(s) = Z_o \cdot \frac{Z_L + Z_o \tanh(\gamma s)}{Z_o + Z_L \tanh(\gamma s)} \quad (\text{ผ.83})$$



ภาพผนวกที่ 6 อิมพีแดนซ์สมมูล $Z(s)$ ที่จุดใดๆ บนสายส่งที่มองจากจุดนั้นไปถึงโหลด

สมการข้างต้นนี้จะทำให้เราสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดใดๆ บนสายส่งเมื่อมองจากจุดนั้นไปยังโหลดได้ จุดต่างๆ เหล่านี้มีได้ตั้งแต่ปลายด้านส่งที่เรื่อกำหนดไปจนถึงที่สุดปลายด้านรับคือโหลด เช่น ที่จุดปลายด้านรับ ถ้าเราแทนค่า $s = 0$ จะพบว่า

$$Z(s=0) = Z_L \quad (\text{ผ.84})$$

ซึ่งเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด จากสมการอิมพีแดนซ์บนสายส่งที่กล่าวมานี้จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่างๆ ตลอดความยาวบนสายส่งแต่ละจุดไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากันแต่จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทางบนสายส่ง และถึงแม้ว่าบนจุดเดียวกันบนสายส่งเมื่อโหลดเปลี่ยนค่าไป อิมพีแดนซ์ที่จุดเดิมนั้นก็จะเปลี่ยนไปด้วย

สมการสายส่งในพจน์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าภายในของเครื่องกำเนิด

เครื่องกำเนิดที่ใช้งานนั้นต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ภายในซึ่งเป็นคุณสมบัติของเครื่องกำเนิดที่เป็นจริงในทางปฏิบัติ เมื่อเขียนเป็นวงจรสมมูลแล้วจะเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าภายใน eg ต่ออนุกรมกับอิมพีแดนซ์ Z_g ดังแสดงในรูปที่ 7 เราสามารถหาค่าแรงดันของสายส่ง ณ จุดใดๆ ได้ถ้าเรารู้ค่าแรงดันตกกระทบ V_0^+ ดังนี้

$$V_{in} = eg \cdot \left(\frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}} \right) = V(x = -l) \quad (\text{ผ.85})$$

เมื่อแรงดัน ณ จุดใดๆ บนสายส่ง คือ

$$V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x} = V_0^+ (e^{-\gamma x} + \rho_L e^{\gamma x}) \quad (\text{ผ.86})$$

ดังนั้นที่จุด $x = -l$ เราสามารถหาค่า V_0^+ ได้ดังนี้

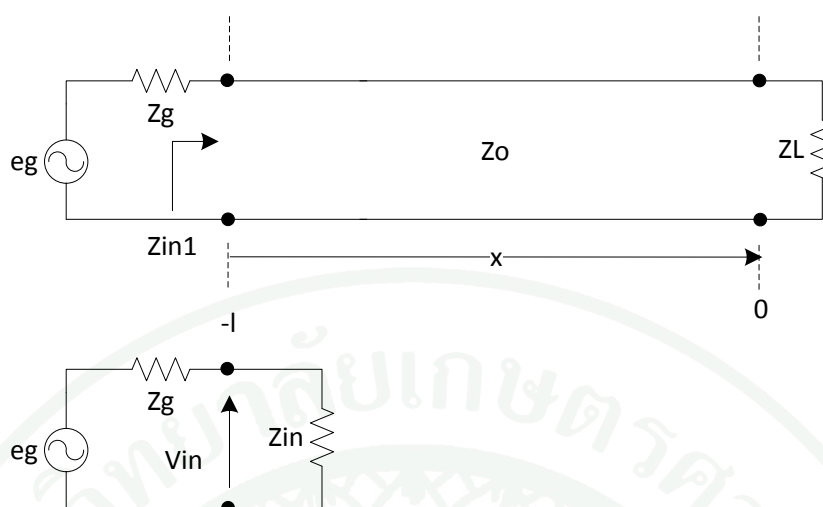
$$V_0^+ = \frac{V_{in}}{e^{\gamma x} + \rho_L e^{-\gamma x}} \quad (\text{ผ.87})$$

เพราะฉะนั้น

$$V_L = V(x = 0) = V_0^+ (1 + \rho_L), \quad \rho_L = \frac{Z_L + Z_0}{Z_L - Z_0} \quad (\text{ผ.88})$$

เมื่อ

$$\rho_L = \frac{Z_L + Z_0}{Z_L - Z_0} \quad (\text{ผ.89})$$



ภาพผนวกที่ 7 กระแส แรงดันและอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ ในสายส่ง

การเชื่อมต่อกันของสายส่งหลายเส้น

ปกติแล้วไม่ได้มีสายส่งเพียงเส้นเดียวในระบบที่ใช้งานจริงแต่จะประกอบด้วยการเชื่อมต่อกันของสายส่งหลายๆ เส้น ในที่นี้เราจะพิจารณาการเชื่อมต่อของสายส่ง 3 เส้นดังแสดงในภาพผนวกที่ 8 การหาค่าแรงดันและกระแสของสายส่งแต่ละเส้นนั้นเราสามารถใช้อีกกฎการแบ่งแรงดันและกระแสได้ดังนี้

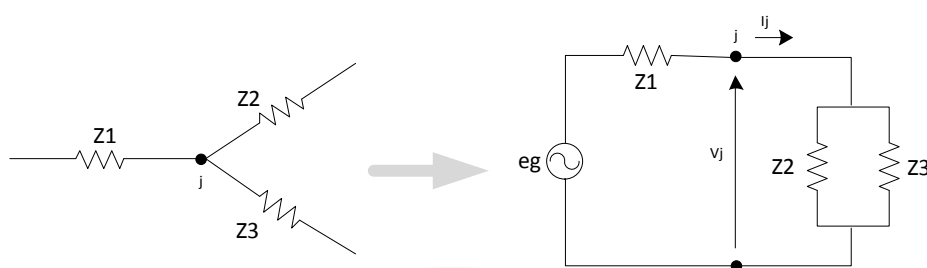
$$V_{Z2} = V_{Z3} = V_j = e_g \cdot \frac{Z_2 // Z_3}{Z_1 + (Z_2 // Z_3)} \quad (\text{ผ.90})$$

$$I_{Z2} = I_j \cdot \frac{Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \quad (\text{ผ.91})$$

$$I_{Z3} = I_j \cdot \frac{Z_2}{(Z_2 + Z_3)} \quad (\text{ผ.92})$$

เมื่อ

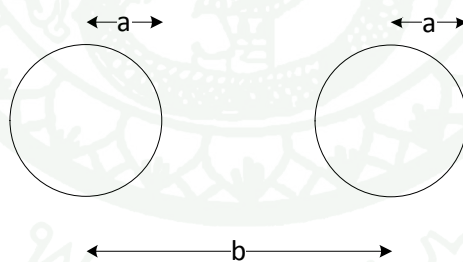
$$I_j = \frac{e_g}{Z_1 + (Z_2 // Z_3)} \quad (\text{ผ.93})$$



ภาพผนวกที่ 8 การเชื่อมต่อกันของสายส่งหลายเส้น

พารามิเตอร์คงตัวของสายส่ง

ค่าคงตัวต่อหนึ่งหน่วยความยาว r, l, c และ g ของสายส่งเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับรูปทรงทางกายภาพของตัวนำที่ใช้ทำสายส่ง ตลอดจนขึ้นกับสมบัติทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของสารที่ใช้ทำสายส่งซึ่งรวมไปถึงสารไดอิเล็กทริกที่ทำหน้าที่เป็นฉนวนอยู่รอบๆ สายส่งที่อาจทำหน้าที่เพื่อยึดตัวนำของสายส่งไปในตัว นอกจากรูปทรงทางกายภาพแล้ว สมบัติของสารโดยทั่วไปก็จะเป็นฟังก์ชันของความถี่ด้วย เนื่องระบบจำหน่ายแรงดันของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคแบบเฟสเดียวนั้นจะมีโครงสร้างเป็นสายส่งเส้นคู่สามารถคำนวณพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายส่งได้ดังนี้



ภาพผนวกที่ 9 แสดงภาพตัดของสายส่งแบบเส้นคู่

$$c = \frac{\pi \varepsilon_d}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} \quad (\text{ผ.94})$$

$$l = \frac{\mu_d}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right) \quad (\text{ผ.95})$$

$$g = \frac{\pi \sigma_d}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} \quad (\text{ผ.96})$$

$$r = \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu_c}{2\sigma c}} \quad (\text{ผ.97})$$

เมื่อ

ε_d คือสภาพยอมได้ (Permittivity) ของสารที่อยู่รอบสายส่ง
 μ_d คือสภาพให้ซึมได้ (Permeability) ของสารที่อยู่รอบสายส่ง
 σ_d คือสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity) ของสายที่อยู่รอบสายส่ง
 σ_c คือสภาพนำไฟฟ้าของตัวนำที่ใช้ทำสายส่ง
 μ_c คือสภาพให้ซึมได้ของตัวนำที่ใช้ทำสายส่ง

สายส่งที่มีความสูญเสียต่ำ

สายส่งที่จัดได้ว่ามีความสูญเสียต่ำได้นั้นจะต้องมีพารามิเตอร์คงตัวอยู่ในลักษณะของอสมการ (Inequality) ต่อไปนี้

$$r \ll \omega l \quad (\text{ผ.98})$$

$$g \ll \omega c \quad (\text{ผ.99})$$

เราจะเห็นได้ว่าการทำสายส่งที่มีความสูญเสียต่ำนั้นจะเป็นไปได้มากในกรณีของความถี่สูง และจะได้สมการอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะดังนี้

$$Z_o = R_o + jX_o = \sqrt{\frac{l}{c}} \left(1 + \frac{r}{j\omega l}\right)^{1/2} \left(1 + \frac{g}{j\omega c}\right)^{-1/2} \quad (\text{ผ.100})$$

เนื่องจากในกรณีนี้ $r/\omega l \ll 1$ และ $g/\omega c \ll 1$ เมื่อใช้สูตรทวินาม (Binomial)

$$(1 + a)^{1/2} = 1 + \frac{1}{2}a - \frac{1}{8}a^2 + \frac{1}{16}a^3 - \dots \quad (\text{ผ.101})$$

$$(1 - a)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}a + \frac{1}{8}a^2 - \frac{1}{16}a^3 + \dots \quad (\text{ผ.102})$$

กระจายเป็นอนุกรมจนถึงกำลังที่สองจะได้

$$\begin{aligned} R_o + jX_o &= \sqrt{\frac{l}{c}} \left(1 + \frac{r}{2j\omega l} + \frac{r^2}{8\omega^2 l^2} \right) \left(1 - \frac{g}{2j\omega c} + \frac{3g^2}{8\omega^2 c^2} \right) \\ &= \sqrt{\frac{l}{c}} \left[1 + \frac{1}{2j\omega} \left(\frac{r}{l} + \frac{g}{c} \right) + \frac{r^2}{8\omega^2 l^2} + \frac{rg}{4\omega^2 lc} - \frac{3g^2}{8\omega^2 c^2} \right] \end{aligned} \quad (\text{ผ.103})$$

เราจะพบว่า

$$R_o \cong \sqrt{\frac{l}{c}} \left[1 + \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{r}{l} + \frac{g}{c} \right) \left(\frac{r}{l} + \frac{3g}{c} \right) \right] \quad (\text{ผ.104})$$

และ

$$X_o = -\sqrt{\frac{l}{c}} \frac{1}{2\omega} \left(\frac{r}{l} - \frac{g}{c} \right) \quad (\text{ผ.105})$$

ทั้ง R_o และ X_o ต่างก็เป็นฟังก์ชันของความถี่และ X_o จะเป็นรีแอกแตนซ์เชิงประจุ เนื่องจากเป็นค่าลบและในทางปฏิบัติแล้ว $r/l > g/c$ เสมอ เมื่อความถี่สูงขึ้น X_o จะมีขนาดลดลง ในทำนองเดียวกันสำหรับค่าคงตัวการแพร่กระจายมีสมการดังนี้

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{lc} \left(1 + \frac{r}{j\omega l} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{g}{j\omega c} \right)^{1/2} \quad (\text{ผ.106})$$

เมื่อใช้สูตรทวินามกระจายเป็นอนุกรมถึงลำดับที่สามจะได้

$$\alpha + j\beta = j\omega\sqrt{lc} \left(1 + \frac{r}{2j\omega l} + \frac{r^2}{8\omega^2 l^2} - \frac{r^3}{16j\omega^3 l^3} \right) \left(1 + \frac{g}{2j\omega c} + \frac{g^2}{8\omega^2 c^2} - \frac{g^3}{16j\omega^3 c^3} \right) \quad (\text{ผ.107})$$

เมื่ออุณหภูมิในวงเล็บทั้งสองเข้าด้วยกัน จะได้

$$\alpha = \frac{\sqrt{lc}}{2} \left(\frac{r}{l} + \frac{g}{c} \right) \left[1 - \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{r}{l} - \frac{g}{c} \right)^2 \right] \quad (\text{ผ.107})$$

และ

$$\beta = \omega\sqrt{lc} \left[1 + \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{r}{l} - \frac{g}{c} \right)^2 \right] \quad (\text{ผ.108})$$

จะเห็นว่าค่าคงตัวการลดทอนยังคงมีค่าเป็นฟังก์ชันของความถี่ และค่าคงตัวเฟสก็เป็นฟังก์ชันของความถี่ด้วยเช่นกัน

ประวัติการศึกษาและการทำงาน

ชื่อ	นายวินัย สังข์แก้ว
เกิดวันที่	2 กุมภาพันธ์ 2519
สถานที่เกิด	อำเภอเมือง จังหวัดพัทลุง
ประวัติการศึกษา	วศ.บ. (อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ตำแหน่งปัจจุบัน	ผู้ช่วยหัวหน้าแผนกติดตั้งและบำรุงรักษาอุปกรณ์สื่อสารประจำสำนักงาน
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	กองบำรุงรักษาอุปกรณ์สื่อสารและโทรคมนาคม ฝ่ายสื่อสารและโทรคมนาคม การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค
ทุนการศึกษาที่ได้รับ	ได้รับทุนการศึกษาระดับปริญญาโท โครงการความร่วมมือทางวิชาการ ระหว่างการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคและมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ (พ.ศ.2553)