

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงคุณสมบัติของสายอากาศยาคิ-อูดาไดโพล
โดยการปรับระยะห่างและความยาวของตัวประกอบ

Characteristics improvement of Yagi-Uda dipole antenna by
spacing and length adjustment of elements

อัมฤทัย สุวสิทธิ์
Amarit Surasit



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช
Advisor

Asst. Prof. Dr. Kanok Janchitrapongvej

เลขหมู่

เลขทะเบียน 17099

วัน, เดือน, ปี 5 ก.พ. 2535

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

ISBN 974 - 8155 - 84 - 6

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของเรื่องราว	1
1.2 ปัญหาที่ประสบในเรื่องราวและแนวคิดที่ทำวิทยานิพนธ์	4
1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	5
1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิทยานิพนธ์	5
บทที่ 2 คุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศยาคี-ฮุดะไดโพล	6
2.1 ลักษณะเด่นของสายอากาศยาคี-ฮุดะไดโพล	6
2.2 หัวข้อที่ควรคำนึงในการออกแบบสายอากาศยาคี-ฮุดะไดโพล	7
บทที่ 3 การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศยาคี-ฮุดะไดโพล	8
3.1 กระแสที่กระจายในสายอากาศยาคี-ฮุดะไดโพล	8
3.2 สัมประสิทธิ์ของกระแสแต่ละโหมดในแต่ละตัวประกอบของสายอากาศ	18
3.3 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบห่างไกลสนามของสายอากาศแบบป้อนสัญญาณตรงกลาง	20
3.4 สนามไฟฟ้าในระนาบ E	29
3.5 สนามไฟฟ้าในระนาบ H	32
3.6 อัตราการขยาย	33
3.7 สรุป	34
บทที่ 4 วิธีการดำเนินการทำโปรแกรมคอมพิวเตอร์	35
4.1 ขั้นตอนในการเขียนโปรแกรม	35
4.2 วิธีการประมาณค่าอินทิกรัลด้วยวิธี GAUSS - LEGENDRE	38
4.3 การจัดสมการแมทริกซ์	41
4.4 ค่าสนามไฟฟ้าในระนาบ E และระนาบ H	43
4.5 ค่าอัตราการขยาย	43
4.6 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมคอมพิวเตอร์	44

	หน้า
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมที่ใช้ค่าการกระจายของกระแส สองเทอม	45
5.1 การวิเคราะห์ ขนาด 2 ตัวประกอบ	45
5.2 การวิเคราะห์ ขนาด 3 ตัวประกอบ	55
5.3 การวิเคราะห์ ขนาด 4 ตัวประกอบ	63
5.4 การวิเคราะห์ ขนาด 5 ตัวประกอบ	69
5.5 การวิเคราะห์ ขนาด 6 ตัวประกอบ	74
5.6 สรุปผลการวิเคราะห์	79
5.7 สรุปผลของโปรแกรมการคำนวณ	82
บทที่ 6 บทสรุป และ ข้อเสนอแนะ	84
กิตติกรรมประกาศ	86
เอกสารอ้างอิง	87
ภาคผนวก	
[1] รายละเอียดตารางการคำนวณ	89
[2] รายละเอียดของโปรแกรม	102

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงคุณสมบัติของ สายอากาศ ยากิ - อุดะ ได โพล
ชื่อนักศึกษา	นายอัมฤทธิ์ สุรสิทธิ์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช
ระดับการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา	2534

บทคัดย่อ

เนื่องจากสายอากาศยากิ-อุดะ ได โพล เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่าย ๆ และมีคุณสมบัติที่ดี นิยมใช้กันทั่วไปทั้งในงานสื่อสารและใช้เป็นสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์ ซึ่งโดยทั่วไปในปัจจุบันในการสร้างสายอากาศชนิดนี้ได้ใช้ข้อมูลจากตาราง และกราฟคุณลักษณะสมบัติในการออกแบบสร้าง ซึ่งยังผลให้โครงสร้างมีขนาดใหญ่เกินความจำเป็น อันเนื่องมาจากขนาดของตัวประกอบและระยะห่างของตัวประกอบยังมีค่าไม่เหมาะสม ถ้ามีการปรับแต่งค่าของขนาดและระยะห่างของตัวประกอบให้เหมาะสมแล้ว จะทำให้ได้ขนาดของสายอากาศมีขนาดกะทัดรัดได้อีกทั้งการออกแบบดังกล่าวข้างต้น ยังมีปัญหาในเรื่อง อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ทำความยุ่งยากในการแมตชิง ซึ่งปัญหานี้จะหมดไปถ้าใช้ผลวิเคราะห์ทางทฤษฎีเข้าช่วย

ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีจุดประสงค์ที่จะทำการวิเคราะห์สายอากาศชนิดนี้ ทางทฤษฎีโดยวิธี วารีเอชัน กำหนดค่าการกระจายของกระแสสองเทอมเพื่อเป็นแนวทางสำหรับ ผู้ที่ต้องการจะออกแบบสร้าง สายอากาศยากิ-อุดะ ได โพลใด ๆ โดยสามารถกำหนดหาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศได้เช่น อัตราการขยาย, อินพุทอิมพีแดนซ์, รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการออกแบบสายอากาศยากิ-อุดะ ได โพล ที่มีคุณสมบัติที่ดีที่สุด

Thesis Title Characteristics improvement of Yagi-Uda dipole antenna by spacing and length adjustment of elements.

Name Amarit Surasit

Thesis Advisor Asst.Prof.Dr.Kanok Janchitrapongvej

Level of Study Master of Engineering in Electrical Engineering

Academic Year 1991

ABSTRACT

As it is known that the Yagi-Uda dipole antenna has a good quality with simple structure. It is widely used in the area of communications and in receiving of television signal.

At present the method of designing this kind of antenna can be built up by means of the antenna data and their characteristics. By using the antenna nomograph, then the antenna can be designed. But this method made the configuration of the antenna too large due to the size and space of the antenna elements not so suitable. Although we can adjust these parameters of elements but another problem will follow. For example, the matching impedance of the designing antenna.

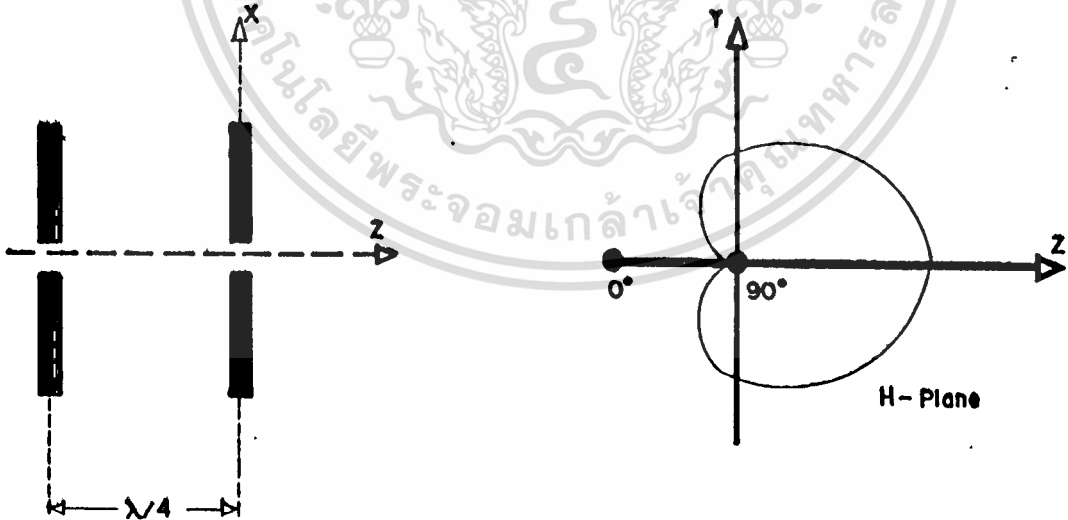
In this thesis, a generalized analysis of Yagi-Uda dipole antenna by using variation method of two terms current distribution are presented. We used the numerical analysis in specifying the initial parameters of the Yagi-Uda dipole antenna. Therefore, the theoretical analysis should be performed before experiments. Here in, the computer program and numerical results are illustrated. It is proved to be useful in designing an optimal Yagi-Uda dipole antenna.

บทที่ 1

บทนำ

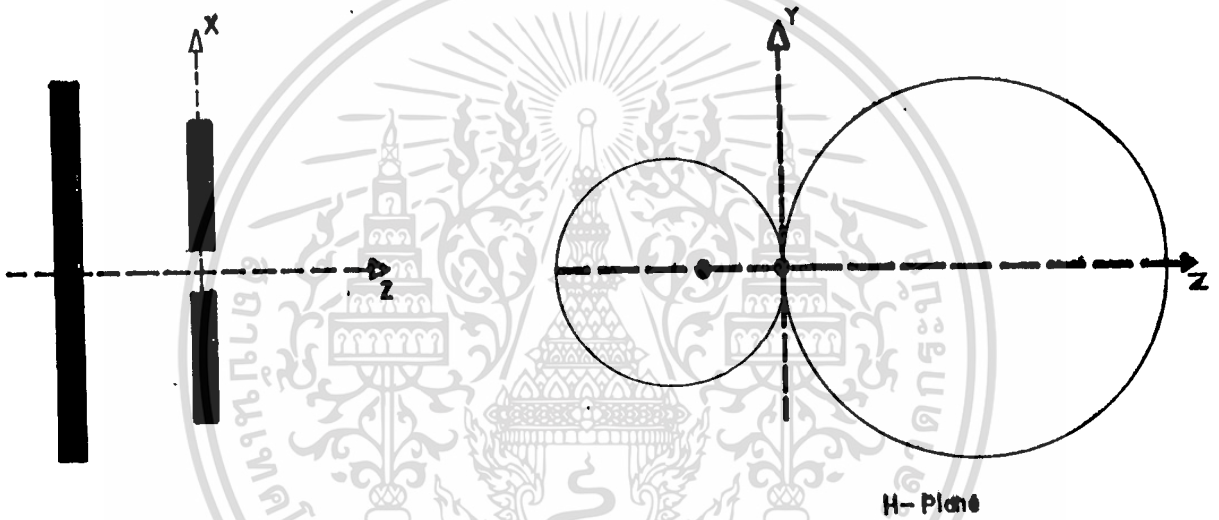
1.1 ความเป็นมาของเรื่องราว(Literature survey)

แนวความคิดในการสร้าง สายอากาศ ยากิ เริ่มมาจากต้องการปรับปรุง คุณสมบัติของสายอากาศไดโพล ให้ดีขึ้นในเรื่องของ อัตราการขยาย (Gain) และ รูปแบบของการแผ่กระจายคลื่น (Pattern) ซึ่งโดยหลักการทางทฤษฎีพื้นฐานแล้วจะใช้ วิธีการเรียงตัวของสายอากาศ (Array) ซึ่งสามารถจะเพิ่มอัตราการขยายให้สูงขึ้นได้ แต่มีข้อปัญหาในการป้อนสัญญาณ ให้กับสายอากาศ ซึ่งจะต้องมีการแยกป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศทุกตัว และต้องควบคุมทั้งขนาด (Amplitude) และ เฟส (Phase) ของกระแสให้ได้ตามที่ออกแบบเอาไว้ด้วย ซึ่งพบว่าเป็นเรื่องที่ยุ่งยากพอสมควรตัวอย่างเช่นถ้ามีสายอากาศที่ทำการป้อน(Driven element) 2 ตัว วางห่างกัน $\lambda/4$ และมีค่าความต่างเฟส (Phase difference) ของทั้งสองตัวประกอบเท่ากับ 90 องศา จะได้รูปแบบการแผ่กระจายคลื่น เป็นแบบ ทิศทางเดียว (Unidirectional) โดยมีแนวทิศทางการแผ่กระจายคลื่นส่วนมาก (Maximum radiation) ไปในทิศทางที่ค่ากระแสในตัวประกอบนำหน้า (lead) อยู่ (ดูรูป 1.1)



รูปที่ 1.1 แสดงรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ 2 ตัวประกอบ เรียงตัวแบบ เอน-ไฟร์ (End-Fire) เฟสต่างกัน 90 องศา

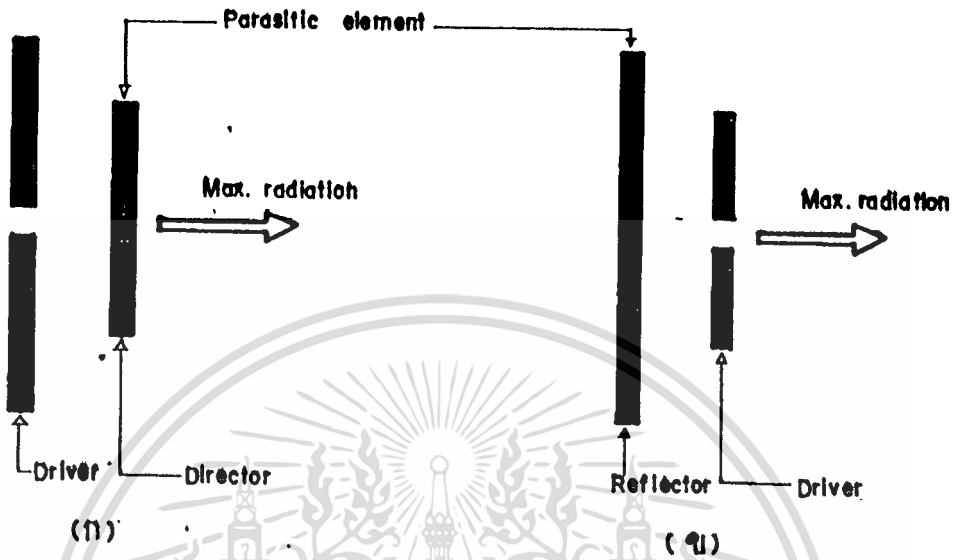
จากข้อจำกัดและความยุ่งยากของการจัดการเรียงตัวของสายอากาศทำให้ ศาสตราจารย์ ยากิ [1] และ ศาสตราจารย์ ฮุดะ [2] ได้ทดลองใช้สายอากาศไดโพลที่ไม่มีการป้อนสัญญาณซึ่งเรียกว่า ตัวประกอบพาราซิติค (Parasitic element) มาวางใกล้ ๆ สายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณอยู่ปรากฏว่า ถ้ามีการปรับแต่งค่าของขนาดตัวประกอบได้อย่างเหมาะสมแล้ว จะทำให้ได้คุณสมบัติ เช่นเดียวกับการนำสายอากาศมาเรียงตัวกัน แล้วป้อนสัญญาณให้เฟสต่างกัน ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น (ดูรูปที่ 1.1) แต่ต่างกันตรงที่ ทิศทางตรงกันข้าม ของการแพร่กระจายคลื่นส่วนใหญ่จะไม่มีค่าเป็นศูนย์ (ดูรูปที่ 1.2)



รูปที่ 1.2 ตัวอย่างแสดงโครงสร้างและการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณ และไม่มีการป้อนสัญญาณ มาวางใกล้กันในระยะที่เหมาะสม

จากคุณสมบัติในการใช้ ตัวประกอบพาราซิติค ร่วมกับ สายอากาศไดโพลที่เป็นตัวป้อน ศาสตราจารย์ ยากิ และศาสตราจารย์ ฮุดะ พบว่าคุณสมบัติจะเป็นแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional) แต่ทิศทางทั้งสอง ไม่สมมาตรกัน (Unsymmetrical) แต่ในการใช้งาน จะใช้งานในด้านหนึ่งมากกว่าอีกด้านหนึ่ง ด้วยเหตุผลนี้โดยทั่ว ๆ ไปจะเรียกว่าเป็นแบบทิศทางเดียวก็ได้

ในการทดลองของศาสตราจารย์ ยากิ และศาสตราจารย์ ฮุดะ ที่ใช้ตัวประกอบพาราซิติคกับสายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณ พบว่า ถ้าแนวทิศทางการแพร่กระจายคลื่นส่วนใหญ่ ไปทางตัวประกอบ พาราซิติค จะเรียกชื่อ ตัวประกอบพาราซิติคตัวนี้ว่า ตัวนำคลื่น(Director) ดูรูปที่ 1.3ก. และในทางตรงกันข้าม ถ้าแนวทิศทางการแพร่กระจายคลื่นส่วนใหญ่ไปทางสายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณจะเรียกชื่อตัวประกอบพาราซิติคตัวนี้ว่า ตัวสะท้อนคลื่น(Reflector) ดูรูปที่ 1.3ข.



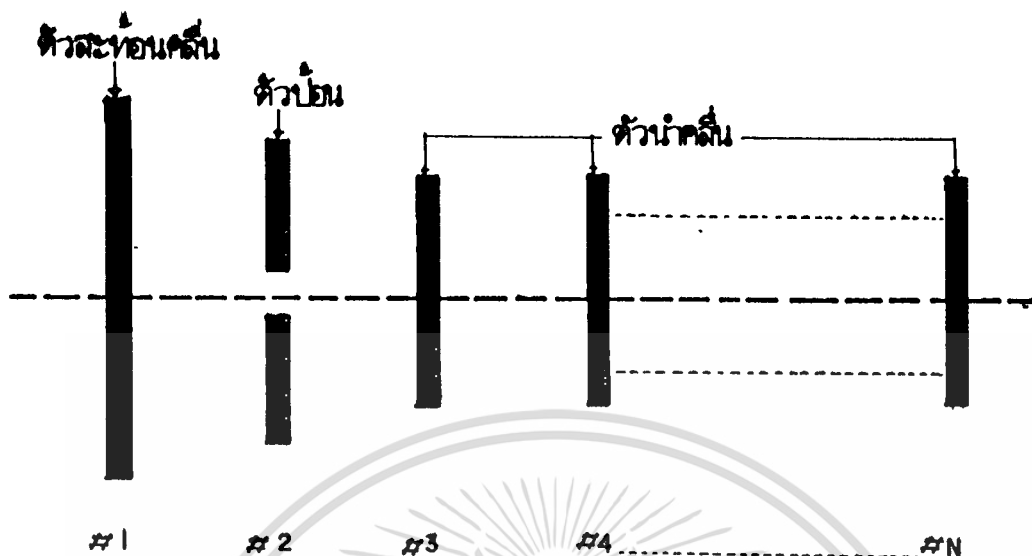
รูปที่ 1.3 สายอากาศไดโพลที่มีตัวประกอบพาราซิติกร่วม

(ก) ตัวประกอบพาราซิติกร่วมแสดงตัวเป็นตัวนำคลื่น

(ข) ตัวประกอบพาราซิติกร่วมแสดงตัวเป็นตัวสะท้อนคลื่น

การที่ตัวประกอบพาราซิติกร่วมแสดงตัวเป็นตัวนำคลื่น หรือ ตัวสะท้อนคลื่นนั้น ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ทางเฟส และการกระจายของกระแสในตัวป้อน และในตัวประกอบพาราซิติกร่วมนั้น ๆ โดยปกติระยะห่างระหว่างตัวประกอบจะอยู่ในช่วง 0.25λ หรือ น้อยกว่า และ ขนาดของตัวประกอบพาราซิติกร่วมที่แสดงตัวเป็นตัวสะท้อนคลื่นจะมีความยาวที่ยาวกว่าตัวประกอบที่เป็นตัวขับ ส่วนตัวประกอบพาราซิติกร่วมที่เป็นตัวนำคลื่นจะมีความยาวที่สั้นกว่าตัวประกอบที่เป็นตัวขับ^[3]

จากโครงสร้างของสายอากาศดังกล่าวข้างต้นที่ประกอบด้วย ตัวขับ, ตัวสะท้อนคลื่น และตัวนำคลื่นนี้ เพื่อเป็นเกียรติประวัติกับนักประดิษฐ์ทั้งสอง จึงควรเรียกชื่อสายอากาศชนิดนี้ว่า สายอากาศยาเกะ-อูเดไดโพล (Yagi-Uda dipole antenna)^[4] โครงสร้างโดยทั่วไปแสดงดังรูป 1.4 ซึ่งตัวนำคลื่นอาจมีได้หลายตัวโดยทำให้ค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้นได้อีก^{[5],[6]} แต่เมื่อเพิ่มแล้วความยาวของสายอากาศจะต้องอยู่ในช่วงไม่เกิน 6λ ^[7] เพราะถ้ายาวมากกว่านี้จะไม่มีผลในการเพิ่มอัตราขยายอีก เพราะเนื่องมาจากค่ากระแสเหนี่ยวนำในตัวประกอบตัวห่างไกลมีค่าน้อยลงไปตามลำดับ



รูปที่ 1.4 แสดงโครงสร้างของสายอากาศ ยากิ-อุตะไดโพล

1.2 ปัญหาที่ประสพใน เรื่องราวและแนวคิดที่ทำวิทยานิพนธ์

จากการที่ได้ศึกษาจากวารสารต่าง ๆ ในเรื่องราวของสายอากาศยากิ-อุตะไดโพลนี้ พบว่าในเบื้องต้นของการออกแบบและสร้างสายอากาศชนิดนี้อาศัย วิธีการตัดและทดลอง (cut and trial) โดยใช้ข้อมูลพื้นฐานทางวิศวกรรมช่วย ต่อมาใช้การวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อเป็นแนวทางช่วยให้การออกแบบได้ง่ายและสะดวกขึ้นซึ่งก็ยังคงอาศัยการทดลองปรับแต่ง ในขั้นสุดท้ายอีก ส่วนวิธีที่เห็น ใช้กันอย่างแพร่หลายเห็นจะเป็นวิธีของสำนักงานมาตรฐานแห่งชาติอเมริกา (National Bureau of Standards หรือ NBS) วิจัยเอาไว้^[8] เพราะเป็นวิธีที่ง่าย โดยอาศัยข้อมูลจากตารางและกราฟคุณลักษณะสมบัติที่กำหนดไว้ให้ทำการคำนวณหาค่าขนาดต่างๆ ของตัวประกอบและระยะห่าง เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายตามที่ต้องการ แต่ยังคงมีปัญหาในการต่อกับสายส่งกำลัง(Transmission line) เพราะไม่ทราบค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่แน่นอน และต้องอาศัยชบวนการแมตชิ่ง (Matching) เพื่อปรับแต่งค่าอิมพีแดนซ์ระหว่าง สายอากาศ และสายส่งกำลังให้เหมาะสมกันอีก

ดังนั้น ในการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อหาสูตรสำหรับใช้งานการออกแบบจึงมีความสำคัญซึ่งบทความลำดับที่ [9] ถือได้ว่าเป็นยุคเริ่มต้นในการวิเคราะห์ โดยการกำหนดให้มีค่าของการกระจายของกระแส (Current distribution) บนทุก ๆ ตัวประกอบ โดยในขั้นแรกทำการกำหนดค่าของการกระจายของกระแสอยู่ในรูปไซน์ซอียดอล (Sinusoidal) ซึ่งต่อมาพบว่าสำหรับโครงสร้างที่มีตัวประกอบมากกว่า 3 - 4 ตัวประกอบขึ้นไป จะทำให้ค่าที่คำนวณได้คลาดเคลื่อนไปมาก แต่ถ้าทำการกำหนดค่าการกระจายของกระแสอยู่ในรูปของทริยัลฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Trial function) ที่เหมาะสมแล้วใช้ทฤษฎีวงจรมายช่วยในการวิเคราะห์^[10] ก็จะสามารถช่วยให้นักคำนวณได้ใกล้เคียงความจริงที่สุด

จากแนวความคิดดังกล่าวข้างต้น จึงมีความสนใจในบทความที่ [10] เรื่อง "An Improve circuit theory of a multielement antenna" จากบทความนี้ได้ใช้ค่าการกระจายของกระแสอยู่ในรูปของ ทริยอัลฟังก์ชัน สองชุด ทำการวิเคราะห์ด้วยวิธีวาริเอชัน (Variation method) [ซึ่งเป็นวิธีที่ Storer^[11] และ Hu^[12] นำมาใช้เป็นครั้งแรก] เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของทุก ๆ ตัวประกอบของสายอากาศ ซึ่งคิดถึงความสัมพันธ์ระหว่างโหมด (Mode) ของกระแสทั้งภายในตัวประกอบเดียวกัน และต่างตัวประกอบกันอีกด้วย ซึ่งจะหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ใกล้เคียงความจริงที่สุด และถ้าเรานำหลักการของทฤษฎีวงจรมายประยุกต์ใช้กับการวิเคราะห์ จะทำให้คำนวณหาค่าของการกระจายของกระแสในแต่ละตัวประกอบได้ใกล้เคียงความจริงได้อีก ซึ่งจากค่าของการกระจายของกระแสที่ได้นี้เราสามารถนำไปคำนวณหาค่า อินพุทอิมพีแดนซ์, การแพร่กระจายคลื่น ในระนาบ E และระนาบ H และค่าอัตราขยายได้ในที่สุด [รายละเอียดของการวิเคราะห์ได้เขียนไว้ในบทที่ 3]

1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

จากเรื่องราวและแนวคิด ที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 1.2 ขอสรุปเป็นวัตถุประสงค์ไว้ดังนี้:-

- (1) ทำการวิเคราะห์ทางทฤษฎีโดยวิธีวาริเอชัน กำหนดค่าการกระจายของกระแสสองเทอม เพื่อให้ได้โปรแกรมคำนวณหาค่า อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ, รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น และ ค่าอัตราขยายของสายอากาศ
- (2) ทำการคำนวณจากโปรแกรมคำนวณในข้อ (1) เพื่อเป็นแนวทางในการพิจารณาหาขนาดของ ตัวประกอบ และระยะห่างที่เหมาะสมเพื่อให้ได้อัตราขยายที่สูง และมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ อยู่ในช่วง 50 และ 75 โอห์ม เพื่อสะดวกในการใช้งานกับสายส่งกำลังที่มีขายอยู่ในท้องตลาดทั่วไป

1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิทยานิพนธ์

- (1) ได้ผลการวิเคราะห์ สายอากาศยาภิ-อูอะไดโพล จัดอยู่ใน โปรแกรมคอมพิวเตอร์สะดวกในการคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ได้ตามวัตถุประสงค์
- (2) ทำให้ได้แนวทางในการสร้าง สายอากาศยาภิ-อูอะไดโพล ที่มีคุณภาพสูง โดยมีขนาดกระทัดรัดสะดวกในการติดตั้ง และประหยัดค่าใช้จ่าย

บทที่ 2

คุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศยาคี-อูดะ ไดโพล

สายอากาศยาคี-อูดะ ไดโพลเป็นสายอากาศที่ใช้งานได้ตั้งแต่ย่าน HF [ความถี่ 3-30 MHz], VHF [ความถี่ 30-300 MHz], และ UHF [ความถี่ 300-3000 MHz] ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศนี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 1.4 โดยมีไดโพลตัวเดียวเป็นตัวรับพลังงานโดยตรง ส่วนตัวประกอบอื่น ๆ ทิศหน้าที่เป็นตัวประกอบพาราซิติคทั้งหมด ค่ากระแสที่ไหลในแต่ละตัวประกอบได้มาจากการเหนี่ยวนำ (Induced) โดยมีมวลควบคู่ปลั่ง (Mutual coupling) จากตัวไดโพล ที่รับพลังงาน และจากตัวประกอบระหว่างซึ่งกันและกันอีกด้วย

ในการจัดรูปแบบของลำคลื่น (Beam) ของสายอากาศนี้จัดในรูปแบบเอนไฟร์ด (End fire) โดยมีส่วนตัวนำคลื่นอยู่ในแนวของลำคลื่น ซึ่งโดยทั่วไปจะมีขนาดที่สั้นกว่าขนาดของตัวป้อน { โดยมาตรฐาน ขนาดของตัวป้อนจะมีขนาดที่ รีโซแนนท์ที่ความยาวที่น้อยกว่าครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda/2$) เล็กน้อย ปกติใช้ความยาวประมาณ $0.45 \lambda \sim 0.49 \lambda$ } ขณะที่ความยาวของตัวนำคลื่นจะอยู่ในช่วง $0.4 \lambda \sim 0.45 \lambda$ เนื่องจากความยาวของตัวนำคลื่นแต่ละตัวมีความยาวที่น้อยกว่าขนาดที่รีโซแนนท์ของตัวเอง ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละตัวประกอบนี้จะปรากฏค่าของ คาปาซิทีฟ ซึ่งทำให้ค่าในตัวประกอบนั้น ๆ มีค่ากระแสหน้า (Lead) ค่าของอินดิว อี เอ็ม เอฟ (induced emf.) และในทางตรงกัน ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวสะท้อนคลื่น (ซึ่งมีความยาวมากกว่ารีโซแนนท์ของตัวเอง) จะปรากฏค่าของ อินดักทีฟ ซึ่งจะทำให้เฟสของกระแสล่าช้า (Lag) ค่าอินดิว อี เอ็ม เอฟ นั่นคือการจัดเรียงตัวของตัวประกอบแบบ ยาคี-อูดะ นี้ จึงทำให้ได้ค่ากระแสด้านขนาด และเฟสแบบก้าวหน้า (Progressive phase shift) ซึ่งยังผลให้มีการเพิ่มพลังงานไปทางด้านหน้า

2.1 ลักษณะเด่นของสายอากาศยาคี-อูดะ ไดโพล

- (1) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างแบบง่าย ๆ
- (2) มีน้ำหนักเบา
- (3) ง่ายต่อการสร้าง
- (4) ราคาถูก
- (5) สามารถออกแบบให้ได้ค่าคุณสมบัติที่พึงปรารถนาได้ง่าย
- (6) สามารถให้ค่าของลำคลื่นไปในทิศทางเดียว (Unidirectional beam)
- (7) ให้อัตราการขยายค่อนข้างสูง
- (8) สามารถนำไปใช้งานได้กว้างขวาง ทั้งในงานสื่อสารทั่วไป และที่รู้จักกันเป็นอย่างดีในการใช้รับสัญญาณ โทรทัศน์

ข้อเสียของสายอากาศยาคิ-อูตะ ไดโพล โดยทั่วไปจะมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ และค่าแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) แคบ แต่ถึงกระนั้นก็ตามเราก็สามารถปรับปรุงคุณสมบัติดังกล่าวให้มีค่าที่เหมาะสมได้ ในทางปฏิบัติทางหนึ่งที่ยอมรับกันคือ การใช้โฟลด์ไดโพล (Folded dipole) แทนไดโพลธรรมดาซึ่งทำให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้นประมาณ 4 เท่า^[13] โดยไม่มีผลกระทบต่อพารามิเตอร์อื่น ๆ

2.2 หัวข้อที่ควรคำนึงในการออกแบบสายอากาศยาคิ-อูตะ ไดโพล

ค่าคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นที่ควรสนใจของ สายอากาศยาคิ-อูตะ ไดโพล มีดังนี้:-

- (1) ค่าอัตราขยายทางด้านหน้าและด้านหลัง (Forward and Backward gain)
- (2) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Input impedance)
- (3) ค่าแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth)
- (4) ค่าอัตราส่วนด้านหน้า ต่อ ด้านหลัง (Front-to-back ratio)
- (5) ค่าขนาดของการแพร่กระจายคลื่นที่พึงประสงค์และไม่พึงประสงค์ (main & minor lobe)

หลักการโดยทั่วไปในการพิจารณาการจัดเรียงตัวของ สายอากาศยาคิ-อูตะ ไดโพล หอจะสรุปได้ดังนี้

- (1) ควรพิจารณาระยะ และ ขนาดของ ตัวสะท้อนคลื่นและตัวป้อนก่อนเป็นลำดับแรก เพราะจะมีผลต่อค่า Front-to-Back ratio เป็นอย่างมาก
- (2) การพิจารณาขนาดและแบบของตัวป้อน โดยทั่วไปขนาดของ เส้นผ่าศูนย์กลาง และความยาวของตัวป้อนจะมีผลน้อยในเรื่องอัตราขยาย แต่จะมีผลอย่างมากในเรื่อง อินพุทอิมพีแดนซ์ ในทางปฏิบัตินิยมเลือกใช้ค่าที่มีขนาดใกล้เคียง วีไซแนนท์
- (3) การพิจารณาหาขนาดและระยะห่างของตัวนำคลื่นจะมีผลต่อ Forward gain, backward gain, และอินพุทอิมพีแดนซ์ ซึ่งสามารถกล่าวได้ว่าเป็นตัวประกอบที่สำคัญที่สุดของการจัด การเรียงตัวของสายอากาศยาคิ-อูตะ ไดโพล เพื่อให้ได้ค่าที่ดีที่สุด (Optimum)

บทที่ 3

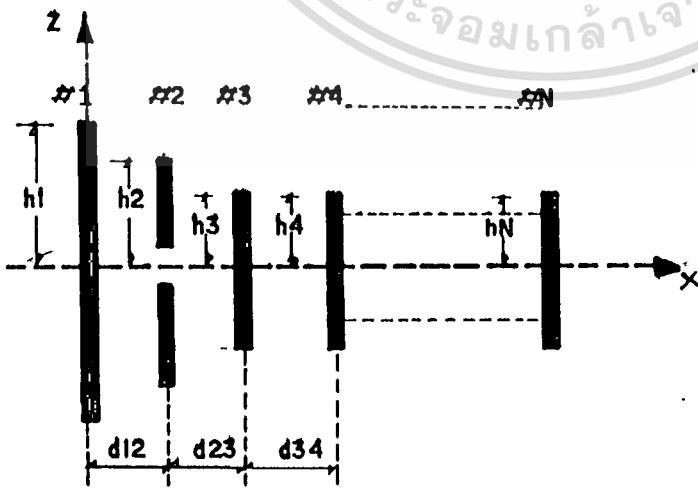
การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ ยากิ-อุตะไดโพล

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศยากิ-อุตะไดโพล โดยเริ่มต้นพิจารณาการกระจายของกระแสในสายอากาศในรูปของทริยัลฟังก์ชันสองชุดทำการวิเคราะห์ด้วยวิธีวารีเอชัน เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของทุก ๆ ตัวประกอบของสายอากาศ โดยที่จุดสำคัญของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ เน้นถึงความสัมพันธ์ระหว่างโหมดของกระแสภายในตัวประกอบเดียวกัน และต่างตัวประกอบกันอีกด้วย เพื่อให้ผลลัพธ์ที่ได้รับ ใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุด ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ (Z_{1j}) ที่ได้รับ แทนที่จะเป็นค่าเดียวก็จะกลายเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่โหมดต่าง ๆ 4 ค่า

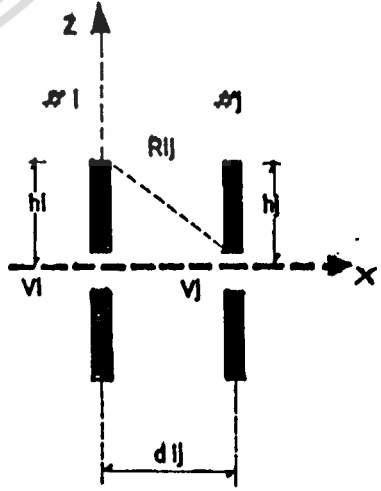
คือ Z_{11}^{11} , Z_{1j}^{12} , Z_{1j}^{21} และ Z_{1j}^{22}

ถ้าจำนวนตัวประกอบของสายอากาศเพิ่มมากขึ้น ค่าอิมพีแดนซ์ที่จะต้องคำนวณหา ก็จะมีจำนวนมากตามเป็นจำนวนทวีคูณ เมื่อได้ค่าอิมพีแดนซ์แล้วก็จะอาศัยทฤษฎีวงจรเข้าช่วยเพื่อสร้างสมการแมทริกซ์ และแก้สมการหาค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสแต่ละโหมดในแต่ละตัวประกอบของสายอากาศออกมาได้ในที่สุด ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสดังกล่าวนี้ จะเป็นค่าที่ใกล้เคียงความจริงมากที่สุด จากนั้นก็จะทำการวิเคราะห์หาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์, สนามไฟฟ้าในระนาบ E และระนาบ H, อัตราการขยาย โดยอาศัยหลักการพื้นฐานที่ใช้กันโดยทั่วไป

3.1 กระแสที่กระจายในสายอากาศ ยากิอุตะไดโพล (Current distributions in Yagi-Uda dipole antenna) [14]



รูปที่ 3.1



รูปที่ 3.2

รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบ ยากิ - อูตะ ไดโพล โดยมีตัวประกอบ
 ตัวที่ 2 เป็นตัวป้อน นอกนั้นเป็น พาราซิติค, ตัวประกอบตัวที่ 1 เป็นตัวสะท้อน
 คลื่น ตัวประกอบตัวที่ 3 ถึงตัวที่ N เป็นตัวนำคลื่น

รูปที่ 3.2 แสดงรูปสายอากาศในการวิเคราะห์ โดยใช้วิธีการจับทีละคู่ของตัวประกอบมา
 วิเคราะห์หา เซลฟ์และมิวทวลอิมพีแดนซ์ (Self & Mutual impedance)
 โดยวิธี วาริเอชัน (Variation method)^[10] ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้การ
 กระจายของกระแสบนสายอากาศ เป็นผลบวกของ ทริยัลฟังก์ชัน (Trial
 function)^[10] ในรูปต่อไปนี้คือ

$$I_1(Z_1) = \sum_{i=1}^2 I_i^1 f_i^1(Z_1) \quad \dots(3.1)$$

$$= I_1^1 f_1^1(Z_1) + I_1^2 f_1^2(Z_1) \quad \dots(3.2)$$

โดยที่ ทริยัลฟังก์ชัน ที่ใช้ในที่นี้ มีค่าดังนี้

$$f_1^1(Z_1) = \frac{\sin k(h_1 - |Z_1|)}{\sin kh_1} \quad \dots(3.3)$$

$$f_1^2(Z_1) = \frac{1 - \cos k(h_1 - |Z_1|)}{1 - \cos kh_1} \quad \dots(3.4)$$

โดยอาศัยศักดาเฮอาร์ทเซียน (Hertzian potential)

$$\vec{\pi} = \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon} \int_{-h}^h I(Z') \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} dz' \quad \dots(3.5)$$

เมื่อ

$$R_{1j} = \sqrt{(Z_1 - Z_j)^2 + d_{1j}^2} \quad \dots(3.6)$$

ในที่นี้คิดว่าสนามไฟฟ้ามีเฉพาะในแนวแกน Z เท่านั้น จะได้ว่า

$$\vec{E}_Z = k^2 \vec{\pi}_Z + \nabla \cdot \vec{\pi}_Z \quad \dots(3.7)$$

โดย $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \vec{E}_{z_1} &= \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon} \int_{-h_j}^{h_j} \left(-\frac{\partial}{\partial z_1} \cdot \frac{\partial}{\partial z_j} + k^2 \right) I_j(z_j) \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} dz_j \\ &= \int_{-h_j}^{h_j} -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \left(1 - \frac{1}{k^2} \frac{\partial}{\partial z_1} \cdot \frac{\partial}{\partial z_j} \right) I_j(z_j) \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} dz_j \dots (3.8) \end{aligned}$$

จากสมการ (3.8) เขียนใหม่ได้ดังสมการ (3.9)

$$\vec{E}_{z_1} = \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(z_1, z_j) \cdot I_j(z_j) dz_j \dots (3.9)$$

โดยที่

$$G_{1j}(z_1, z_j) = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \left(1 - \frac{1}{k^2} \frac{\partial}{\partial z_1} \cdot \frac{\partial}{\partial z_j} \right) \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} \dots (3.10)$$

เมื่อเขียนเป็นรูปแบบทั่วไป (General form) กรณีสายอากาศมีหลายตัวประกอบ (element) จะได้สมการของสนามไฟฟ้า ดังนี้

$$\vec{E}_{z_1} = \sum_{j=1}^N \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(z_1, z_j) \cdot I_j(z_j) dz_j \dots (3.11)$$

เมื่อเราคิดให้จุดป้อนสนามแคบมาก ๆ

$$\vec{E}_{z_1} = -v_1 \delta(z_1)$$

จะได้ว่า

$$-v_1 \delta(z_1) = \sum_{j=1}^N \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(z_1, z_j) \cdot I_j(z_j) dz_j \dots (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคูณสมการ (3.12) ด้วย $I_1(Z_1)$ แล้ว integrate จาก $-h_1$ ถึง h_1 จะได้

$$\begin{aligned}
& - \int_{-h_1}^{h_1} v_1 \delta(Z_1) \cdot I_1(Z_1) dz_1 \\
& = \sum_{j=1}^N \int_{-h_1}^{h_1} \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(Z_1, Z_j) \cdot I_1(Z_1) \cdot I_j(Z_j) dz_j dz_1 \dots (3.13)
\end{aligned}$$

จากสมการ (3.13) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการ (3.14)

$$-v_1 I_1(0) = \sum_{j=1}^N \int_{-h_1}^{h_1} \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(Z_1, Z_j) \cdot I_1(Z_1) \cdot I_j(Z_j) dz_j dz_1 \dots (3.14)$$

โดยที่อาศัยคุณสมบัติ สเตชันนารี (Stationary property) จะได้ว่า

$$I_1(0) = \int_{-h_1}^{h_1} I_1(Z_1) \delta(Z_1) dz_1$$

และจากคุณสมบัติของ ไดเรคเดลต้าฟังก์ชัน (Dirac delta function)

$$\int_{-h}^h \delta(z) dz = 1$$

เนื่องจาก $Z_1 = \frac{v_1}{I_1(0)}$ สมการ (3.14) เขียนได้ใหม่เป็น

$$Z_1 (I_1(0))^2 = - \sum_{j=1}^N \int_{-h_1}^{h_1} \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(Z_1, Z_j) \cdot I_1(Z_1) \cdot I_j(Z_j) dz_j dz_1 \dots (3.15)$$

จากสมการ (3.1) เมื่อเขียนในรูปทั่ว ๆ ไปได้

$$I_1(Z_1) = \sum_{l=1}^M I_1^l f_1^l(Z_1) \quad , \quad (f_1^1(0) = 1)$$

แทนค่า $I(Z)$ ในสมการ (3.15) ได้ดังนี้

$$Z_1 \left(\sum_{l=1}^M I_l^1 \right)^2 = - \sum_{j=1}^N \int_{-h_j}^{h_j} \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(Z_1, Z_j) \sum_{l=1}^M I_l^1 f_l^1(Z_1) \sum_{m=1}^M I_j^m f_j^m(Z_j) dZ_j dZ_1$$

$$= - \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^M \sum_{m=1}^M \int_{-h_j}^{h_j} \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(Z_1, Z_j) I_l^1 f_l^1(Z_1) I_j^m f_j^m(Z_j) dZ_j dZ_1 \dots (3.16)$$

จากทฤษฎี "การปรับปรุงวงจรไฟฟ้ามาใช้กับสายอากาศหลายตัวประกอบ (Improved circuit theory of a multielement antenna)" [10] ทำให้สามารถเขียนสมการของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance) ในรูปของสมการผลรวมได้ดังนี้

$$Z_{in,n} = \frac{1}{I_n} \sum_{p=1}^N I_p Z_{pn}$$

เมื่อ Z_{pn} = mutual impedance (เมื่อ $p \neq n$)
 ดังนั้น จากสมการ (3.16) จะเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$Z_1 \left(\sum_{l=1}^M I_l^1 \right)^2 = - \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^M \sum_{m=1}^M I_l^1 I_j^m Z_{1j}^{lm} \dots (3.17)$$

เมื่อ

$$Z_{1j}^{lm} = - \int_{-h_j}^{h_j} \int_{-h_j}^{h_j} G_{1j}(Z_1, Z_j) f_l^1(Z_1) f_j^m(Z_j) dZ_j dZ_1 \dots (3.18)$$

จากสมการ (3.9)

$$G_{1j}(Z_1, Z_j) = - \frac{j\omega\mu}{4\pi} \left(1 - \frac{1}{k^2} \frac{\partial}{\partial Z_1} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \right) \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}}$$

$$= - \frac{j\omega\mu}{4\pi k} \left(k - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_1} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \right) \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}}$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\omega\mu}{4\pi k} &= 2\pi \frac{c}{\lambda} \cdot \mu \cdot \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c \cdot \mu}{4\pi} \\ &= \frac{(3 \times 10^8) (4\pi \times 10^{-7})}{4\pi} \end{aligned}$$

$$= 30$$

$$\therefore G_{ij}(Z_i, Z_j) = -j30 \left(k - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_i} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \right) \cdot \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}}$$

แทนค่า $G_{ij}(Z_i, Z_j)$ ในสมการ (3.18)

$$\begin{aligned} Z_{ij}^{lm} &= j30 \int_{-h_i}^{h_i} \int_{-h_j}^{h_j} f_i^l(Z_i) f_j^m(Z_j) \left\{ \left(k - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_i} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \right) \cdot \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \right\} dZ_j dZ_i \\ &= j30 \int_{-h_i}^{h_i} \int_{-h_j}^{h_j} \left\{ (k f_i^l(Z_i) \cdot f_j^m(Z_j) - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_i} f_i^l(Z_i) \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} f_j^m(Z_j)) \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \right\} dZ_j dZ_i \quad \dots(3.19) \end{aligned}$$

ถ้าค่า $i = j$ ค่าของ Z_{ij}^{lm} คือ เซลล์อิมพีแดนซ์ ระหว่างกระแสโหมดที่ 1 และ m

ถ้าค่า $i \neq j$ ค่าของ Z_{ij}^{lm} คือ มีวาลอิมพีแดนซ์ ระหว่างกระแสโหมดที่ 1 และ m

แทนค่า ทริลอัลฟังก์ชัน จากสมการ (3.3) และ (3.4) ในสมการ (3.19)

เมื่อ $l = 1$ และ $m = 1$

$$\begin{aligned} Z_{ij}^{11} &= j30 \int_{-h_i}^{h_i} \int_{-h_j}^{h_j} \left\{ \frac{k \sin k(h_i - |Z_i|)}{\sin kh_i} \cdot \frac{\sin k(h_j - |Z_j|)}{\sin kh_j} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_i} \frac{\sin k(h_i - |Z_i|)}{\sin kh_i} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \frac{\sin k(h_j - |Z_j|)}{\sin kh_j} \right\} \\ &\quad \cdot \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} dZ_j dZ_i \end{aligned}$$

$$= \frac{j 30}{\sin kh_1 \cdot \sin kh_j} \left\{ F_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) + F_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) \right. \\ \left. - 2 \cos kh_1 \cdot F_{kd_{1j}}(kh_j) - 2 \cos kh_j \cdot F_{kd_{1j}}(kh_1) \right\} \dots(3.20)$$

เมื่อ $l = 1$ และ $m = 2$

$$Z_{1j}^{12} = j30 \int_{-h_1}^{h_1} \int_{-h_j}^{h_j} \left\{ \frac{k \sin k(h_1-|Z_1|)}{\sin kh_1} \cdot \frac{[1-\cos k(h_j-|Z_j|)]}{1-\cos kh_j} \right. \\ \left. - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_1} \cdot \frac{\sin k(h_1-|Z_1|)}{\sin kh_1} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \cdot \frac{[1-\cos k(h_j-|Z_j|)]}{1-\cos kh_j} \right\} \\ \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} dZ_j dZ_1 \\ = \frac{j30}{\sin kh_1 \cdot (1-\cos kh_j)} \left\{ -F'_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) + F'_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) \right. \\ \left. + G'_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) - G'_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) + 2 \cos kh_1 \{ F'_{kd_{1j}}(kh_j) \right. \\ \left. - G'_{kd_{1j}}(kh_j) \} - 2 \sin kh_j \{ F_{kd_{1j}}(kh_1) \} \right\} \dots(3.21)$$

เมื่อ $l = 2$ และ $m = 1$

$$Z_{1j}^{21} = j30 \int_{-h_1}^{h_1} \int_{-h_j}^{h_j} \left\{ \frac{k \{ 1-\cos k(h_1-|Z_1|) \}}{1-\cos kh_1} \cdot \frac{\sin k(h_j-|Z_j|)}{\sin kh_j} \right. \\ \left. - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_1} \cdot \frac{\{ 1-\cos k(h_1-|Z_1|) \}}{1-\cos kh_1} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \cdot \frac{\sin k(h_j-|Z_j|)}{\sin kh_j} \right\} \\ \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} dZ_j dZ_1$$

$$Z_{1j}^{21} = \frac{j30}{(1-\cos kh_1) \cdot \sin kh_j} \left\{ -F'_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) - F'_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) \right. \\ \left. + G'_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) + G'_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) + 2\cos kh_j \{ F'_{kd_{1j}}(kh_1) \right. \\ \left. - G'_{kd_{1j}}(kh_1) \} - 2\sin kh_1 \{ F_{kd_{1j}}(kh_j) \} \right\} \dots(3.22)$$

เมื่อ $l = 2$ และ $m = 2$

$$Z_{1j}^{22} = j30 \int_{-h_1}^{h_1} \int_{-h_j}^{h_j} \left\{ \frac{k \{ 1-\cos k(h_1-|Z_1|) \}}{1-\cos kh_1} \cdot \frac{\{ 1-\cos k(h_j-|Z_j|) \}}{1-\cos kh_j} \right. \\ \left. - \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial Z_1} \cdot \frac{\{ 1-\cos k(h_1-|Z_1|) \}}{1-\cos kh_1} \cdot \frac{\partial}{\partial Z_j} \cdot \frac{\{ 1-\cos k(h_j-|Z_j|) \}}{1-\cos kh_j} \right\} \\ \cdot \frac{e^{-jkR_{1j}}}{R_{1j}} dz_j dz_1 \\ = \frac{j30}{(1-\cos kh_1) \cdot (1-\cos kh_j)} \left\{ -F_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) + F_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) \right. \\ \left. + G_{kd_{1j}}(kh_1+kh_j) - G_{kd_{1j}}(kh_1-kh_j) + 2\sin kh_1 \{ F'_{kd_{1j}}(kh_j) \right. \\ \left. - G'_{kd_{1j}}(kh_j) \} + 2\sin kh_j \{ F'_{kd_{1j}}(kh_1) - G'_{kd_{1j}}(kh_1) \} \right\} \dots(3.23)$$

เมื่อ

$$kR_{1j} = k \sqrt{(Z_1 - Z_j)^2 + d_{1j}^2} = \sqrt{y^2 + a^2}$$

$$a = kd_{1j}$$

$$e^{-j \sqrt{y^2 + a^2}} = \cos(\sqrt{y^2 + a^2}) - j \sin(\sqrt{y^2 + a^2})$$

$$F_\alpha(x) = \sin x.C_\alpha(x) - \cos x.S_\alpha(x) \quad \dots(3.23 a)$$

$$F'_\alpha(x) = \cos x.C_\alpha(x) + \sin x.S_\alpha(x) \quad \dots(3.23 b)$$

$$G_\alpha(x) = x.E_\alpha(x) - T_\alpha(x) \quad \dots(3.23 c)$$

$$G'_\alpha(x) = E_\alpha(x) \quad \dots(3.23 d)$$

$$\begin{aligned} C_\alpha(x) &= 2 \int_0^x \frac{e^{-j\sqrt{y^2 + a^2}}}{\sqrt{y^2 + a^2}} \cos ydy \\ &= 2 \int_0^x \left[\frac{\cos(\sqrt{y^2 + a^2}) - j \sin(\sqrt{y^2 + a^2})}{\sqrt{y^2 + a^2}} \right] \cdot \cos ydy \\ &= \int_0^x \frac{2 \cos(\sqrt{y^2 + a^2})}{\sqrt{y^2 + a^2}} \cdot \cos ydy - j \int_0^x \frac{2 \sin(\sqrt{y^2 + a^2})}{\sqrt{y^2 + a^2}} \cdot \cos ydy \end{aligned} \quad \dots(3.23 e)$$

$$\begin{aligned} S_\alpha(x) &= 2 \int_0^x \frac{e^{-j\sqrt{y^2 + a^2}}}{\sqrt{y^2 + a^2}} \sin ydy \\ &= 2 \int_0^x \left[\frac{\cos(\sqrt{y^2 + a^2}) - j \sin(\sqrt{y^2 + a^2})}{\sqrt{y^2 + a^2}} \right] \cdot \sin ydy \\ &= \int_0^x \frac{2 \cos(\sqrt{y^2 + a^2})}{\sqrt{y^2 + a^2}} \cdot \sin ydy - j \int_0^x \frac{2 \sin(\sqrt{y^2 + a^2})}{\sqrt{y^2 + a^2}} \cdot \sin ydy \end{aligned} \quad \dots(3.23 f)$$

$$\begin{aligned}
 E_{\alpha}(x) &= 2 \int_0^x \frac{e^{-j\sqrt{y^2 + \alpha^2}}}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} dy \\
 &= 2 \int_0^x \left[\frac{\cos(\sqrt{y^2 + \alpha^2}) - j \sin(\sqrt{y^2 + \alpha^2})}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} \right] dy \\
 &= \int_0^x \frac{2 \cos(\sqrt{y^2 + \alpha^2})}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} dy - j \int_0^x \frac{2 \sin(\sqrt{y^2 + \alpha^2})}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} dy
 \end{aligned}$$

...(3.23 g)

$$\begin{aligned}
 T_{\alpha}(x) &= 2 \int_0^x \frac{e^{-j\sqrt{y^2 + \alpha^2}}}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} y dy \\
 &= 2 \int_0^x \left[\frac{\cos(\sqrt{y^2 + \alpha^2}) - j \sin(\sqrt{y^2 + \alpha^2})}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} \right] y dy \\
 &= \int_0^x \frac{2 \cos(\sqrt{y^2 + \alpha^2})}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} y dy - j \int_0^x \frac{2 \sin(\sqrt{y^2 + \alpha^2})}{\sqrt{y^2 + \alpha^2}} y dy
 \end{aligned}$$

...(3.23 h)

หรือ

$$\begin{aligned}
 T_{\alpha}(x) &= 2j \left\{ e^{-j\sqrt{x^2 + \alpha^2}} - e^{-j\alpha} \right\} \\
 &= \left\{ (2\sin\sqrt{x^2 - \alpha^2} - 2\sin\alpha) + j(2\cos\sqrt{x^2 + \alpha^2} - 2\cos\alpha) \right\} \dots(3.23i)
 \end{aligned}$$

3.2 สัมประสิทธิ์ของกระแสแต่ละโหมดในแต่ละตัวประกอบของสายอากาศ

โดยอาศัยทฤษฎีวงจร(Circuit theory) สามารถสร้างสมการแมทริกซ์(Matrix) ได้ดังนี้

$$V_i = \sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^2 Z_{ij}^{1m} I_j^m \dots(3.24)$$

โดยที่
i คือ โหมดที่ 1 ถึงโหมดที่ 2
m คือ โหมดที่ 1 ถึงโหมดที่ 2
N คือ จำนวนตัวประกอบ
V_i คือ โวลต์เตจที่ป้อนแก่สายอากาศ โดยที่ *V₂* = 1 และตัวอื่น = 0

จากสมการ (3.24) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} [Z_{11}] & [Z_{12}] & \dots & [Z_{1N}] \\ [Z_{21}] & & & : \\ : & & & : \\ : & & & : \\ [Z_{N1}] & \dots & \dots & [Z_{NN}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_1] \\ : \\ : \\ : \\ [I_N] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V_1] \\ : \\ : \\ : \\ [V_N] \end{bmatrix} \dots(3.25)$$

$\bar{Z} \cdot \bar{I} = \bar{V}$ ทุกตัวเป็นแมทริกซ์ของแมทริกซ์ (matrix of matrix)

โดยที่

- \bar{Z} เป็น matrix ใหญ่ ขนาด $N \times N$ มีสมาชิกที่เป็น matrix ย่อย $[Z_{11}] \dots [Z_{NN}]$ ขนาด 2×2 จำนวน $N \times N$ matrix ย่อย
- \bar{I} เป็น matrix ขนาด $N \times 1$ ซึ่งมีสมาชิกเป็น matrix ย่อย I ขนาด 2×1
- \bar{V} เป็น matrix ขนาด $N \times 1$ ซึ่งมีสมาชิกเป็น matrix ย่อย V ขนาด 2×1

$$[Z_{11}] = \begin{bmatrix} z_{11}^{11} & z_{11}^{12} \\ z_{11}^{21} & z_{11}^{22} \end{bmatrix}, [I_1] = \begin{bmatrix} I_1^1 \\ I_1^2 \end{bmatrix}, [V_1] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_1 \end{bmatrix}$$

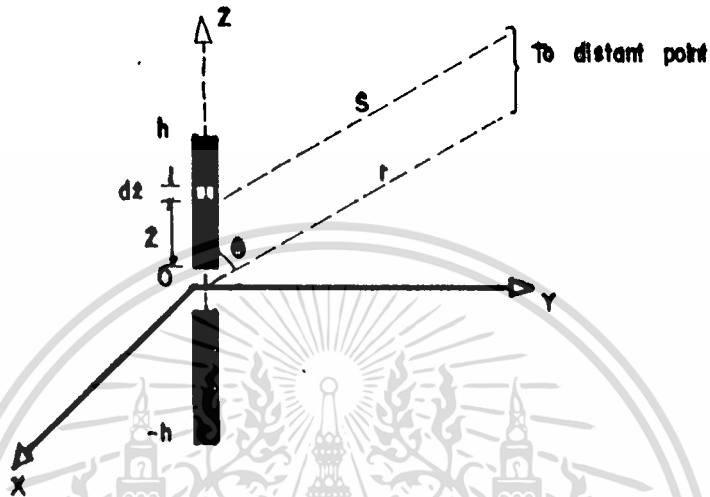
... (3.26)

$$[Z_{NN}] = \begin{bmatrix} z_{NN}^{11} & z_{NN}^{12} \\ z_{NN}^{21} & z_{NN}^{22} \end{bmatrix}, [I_N] = \begin{bmatrix} I_N^1 \\ I_N^2 \end{bmatrix}, [V_N] = \begin{bmatrix} v_N \\ v_N \end{bmatrix}$$

ดังนั้น เทอมที่ไม่ทราบค่า ที่พิจารณาได้จากสมการ จึงมีจำนวนเท่ากับ 2N ตัว เพราะฉะนั้น ได้สัมประสิทธิ์ของกระแสในแต่ละตัวประกอบของสายอากาศ ดังนี้

$$\left. \begin{array}{l} I_1 = I_1^1 + I_1^2 \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ I_N = I_N^1 + I_N^2 \end{array} \right\} \dots (3.27)$$

3.3 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบห่างไกลสนาม (Far field pattern) ของสายอากาศแบบป้อนสัญญาณตรงกลาง (Center - feed)



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลสำหรับการวิเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบห่างไกลสนาม

สมมติให้รูปแบบการกระจายของกระแส บนสายอากาศอยู่ใน รูปแบบดังนี้

$$I(z) = \left[I_1 \frac{\sin k(h \pm z)}{\sin kh} + I_2 \frac{[1 - \cos k(h \pm z)]}{1 - \cos kh} \right] e^{j(\omega t - ks)} \dots (3.28)$$

พิจารณาสายอากาศในกรณีนี้เป็นแบบอนุกรมของสายอากาศไดโพลเล็ก ๆ [Series of infinitesimal dipoles of length (dz)]

จากระยะห่างไกลจากสนามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Far-fields) ค่า dE_{θ} และ dH_{ϕ} ที่ระยะทาง S จาก infinitesimal dipole(dz)^[15] คือ

$$dE_{\theta} = \frac{j60\pi [I] \sin \theta dz}{S \lambda} \dots (3.29)$$

$$dH_{\phi} = \frac{j [I] \sin \theta dz}{2S \lambda} \dots (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะว่า $E_{\theta} = \eta H_{\phi} = 120 \pi H_{\phi}$

ดังนั้น ค่าสนามแม่เหล็ก (Magnetic field) (H_{ϕ}) ของสายอากาศชนิดนี้ คือการอินทิเกรต สมการ (3.30) ตลอดความยาว h ดังนี้

$$H_{\phi} = \int_{-h}^h dH_{\phi} \quad \dots(3.31)$$

แทนค่า $I(Z)$ จากสมการ (3.28) ลงในสมการ (3.30) และอินทิเกรตในสมการ(3.31) โดยแยกอินทิเกรตเป็น 2 ชุด ดังนี้

$$H_{\phi} = H_{\phi_1} + H_{\phi_2}$$

$$H_{\phi_1} = \frac{jI^1 \sin \theta \cdot e^{j\omega t}}{2\lambda \sinh h} \left(\int_{-h}^0 \frac{1}{S} \sin k(h+Z) e^{-jks} dz + \int_0^h \frac{1}{S} \sin k(h-Z) e^{-jks} dz \right) \quad \dots(3.32)$$

จากสมการ (3.32) จะเห็นว่าค่า $1/S$ มีผลทาง แอมพลิจูด เท่านั้น ดังนั้นถ้าระยะทางไกล ๆ อาจพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ได้ ณ ระยะทางไกลนี้เช่นกัน ค่าความแตกต่างระหว่าง S และ r (คือ $Z \cos \theta$) สามารถตัดทิ้งได้ ในผลทางแอมพลิจูด (amplitude) แต่ผลทางเฟส (phase) นั้นมาพิจารณาจะได้นี้

$$S = r - Z \cos \theta \quad \dots(3.33)$$

แทนค่าของสมการ (3.33) ในสมการ (3.32)

$$H_{\phi_1} = \frac{jI^1 \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r \sinh h} \left(\int_{-h}^0 \sin k(h+Z) e^{jkZ \cos \theta} dz + \int_0^h \sin k(h-Z) e^{jkZ \cos \theta} dz \right) \dots(3.34)$$

จากตารางการอินทิเกรต

$$\int e^{ax} \sin(c+bx)dx = \frac{e^{ax}}{a^2+b^2} \left(a \sin(c+bx) - b \cos(c+bx) \right) \dots(3.35)$$

จากอินทิเกรตเทอมแรกในสมการ (3.34)

$$a = jk \cos \theta \quad , \quad b = k \quad , \quad c = kh$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} & \int_{-h}^0 \sin k(h+z)e^{jkz \cos \theta} dz \\ &= \frac{e^{jkz \cos \theta}}{(jk \cos \theta)^2 + k^2} \left(jk \cos \theta \cdot \sin(kh+kz) - k \cos(kh+kz) \right) \Bigg|_{-h}^0 \\ &= \frac{1}{k^2(1-\cos^2 \theta)} \left(jk \cos \theta \cdot \sin(kh) - k \cos(kh) \right) \\ &\quad - \frac{e^{-jkh \cos \theta}}{k^2(1-\cos^2 \theta)} \left(jk \cos \theta \cdot \sin(0) - k \cos(0) \right) \\ &= \frac{1}{k^2(1-\cos^2 \theta)} \left(jk \cos \theta \cdot \sin(kh) - k \cos(kh) + ke^{-jkh \cos \theta} \right) \\ &= \frac{1}{k \sin^2 \theta} \left(j \cos \theta \cdot \sin(kh) - \cos(kh) + e^{-jkh \cos \theta} \right) \dots(3.36) \end{aligned}$$

จากอินทิเกรตเทอมหลังในสมการ (3.34)

$$a = jk \cos \theta \quad , \quad b = -k \quad , \quad c = kh$$

ดังนั้น

$$\int_0^h \sin k(h-z)e^{jkz \cos \theta} dz$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{e^{jkZ\cos\theta}}{(jk\cos\theta)^2 + (-k)^2} \left(jk\cos\theta \cdot \sin(kh-kZ) + k \cos(kh-kZ) \right) \Bigg|_0^h \\
 &= \frac{e^{jk h \cos\theta}}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \sin(0) + k \cos(0) \right) \\
 &\quad - \frac{1}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \sin(kh) + k \cos(kh) \right) \\
 &= \frac{1}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(k e^{jk h \cos\theta} - jk\cos\theta \cdot \sin(kh) - k \cos(kh) \right) \\
 &= \frac{1}{k \sin^2\theta} \left(e^{jk h \cos\theta} - j \cos\theta \cdot \sin(kh) - \cos(kh) \right) \dots(3.37)
 \end{aligned}$$

แทนค่าสมการ (3.36) และ (3.37) ในสมการ (3.34)
 ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 H_{\phi_1} &= \frac{jI^1 \sin\theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r \cdot \sin kh} \cdot \frac{1}{k \sin^2\theta} \left(\frac{2(e^{jk h \cos\theta} + e^{-jk h \cos\theta})}{2} \right. \\
 &\quad \left. - 2\cos(kh) \right) \\
 &= \frac{jI^1 \sin\theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r \cdot \sin kh} \cdot \frac{2}{k \sin^2\theta} \left(\cos(kh \cos\theta) - \cos(kh) \right) \\
 &= \frac{jI^1 \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r \cdot \sin kh} \cdot \left(\frac{\cos(kh \cos\theta) - \cos(kh)}{\sin\theta} \right) \dots(3.38)
 \end{aligned}$$

เพราะว่า $E_\theta = 120 \pi H_\phi$

ดังนั้น

$$E_{\theta_1} = \frac{j60I^1 \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{r \cdot \sin kh} \cdot \left(\frac{\cos(kh \cos \theta) - \cos(kh)}{\sin \theta} \right) \dots(3.39)$$

จากสมการ (3.31) ใช้ค่า I(Z) ชุดที่ 2 จากสมการ (3.28) ดังนั้น

$$\begin{aligned} H_{\phi_2} &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j\omega t}}{2\lambda (1 - \cos kh)} \left(\int_{-h}^h [1 - \cos k(h \pm Z)] e^{-jkS} dz \right) \\ &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j\omega t}}{2\lambda (1 - \cos kh)} \left(\int_{-h}^h e^{-jkS} dz - \int_{-h}^0 \cos k(h+Z) e^{-jkS} dz \right. \\ &\quad \left. - \int_0^h \cos k(h-Z) e^{-jkS} dz \right) \dots(3.40) \end{aligned}$$

แทนค่า S จากสมการ (3.33) ในสมการ (3.40) และใช้เหตุผลเดียวกันกับการอินทิเกรตชุดแรก ดังนั้น

$$\begin{aligned} H_{\phi_2} &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1 - \cos kh)} \left(\int_{-h}^h e^{jkZ \cos \theta} dz - \int_{-h}^0 \cos k(h+Z) e^{jkZ \cos \theta} dz \right. \\ &\quad \left. - \int_0^h \cos k(h-Z) e^{jkZ \cos \theta} dz \right) \dots(3.41) \end{aligned}$$

จากตารางการอินทิเกรต

$$\int e^{ax} \cdot \cos(c+bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} \left(a \cos(c+bx) + b \sin(c+bx) \right) \dots(3.42)$$

อินทิเกรตชุดแรกจากสมการ (3.41)

$$\int_{-h}^h e^{jkZ \cos \theta} dz = \frac{1}{jk \cos \theta} \cdot e^{jkZ \cos \theta} \Big|_{-h}^h$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_{-h}^h e^{jkZ\cos\theta} dz = \frac{1}{jk\cos\theta} \left(e^{jkh\cos\theta} - e^{-jkh\cos\theta} \right) \dots(3.43)$$

อินทิเกรตชุด 2 จากสมการ (3.41)

$$a = jk\cos\theta, \quad b = k, \quad c = kh$$

$$\begin{aligned} & \int_{-h}^0 \cos k(h+Z)e^{jkZ\cos\theta} dz \\ &= \frac{e^{jkZ\cos\theta}}{(jk\cos\theta)^2 + k^2} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(kh+kZ) + k \sin(kh+kZ) \right) \Bigg|_{-h}^0 \\ &= \frac{1}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(kh) + k \sin(kh) \right) \\ &\quad - \frac{e^{-jkh\cos\theta}}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(0) + k \sin(0) \right) \\ &= \frac{1}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(kh) + k \sin(kh) - jk\cos\theta \cdot e^{-jkh\cos\theta} \right) \\ &= \frac{1}{k \sin^2\theta} \left(j\cos\theta \cdot \cos(kh) + \sin(kh) - j\cos\theta \cdot e^{-jkh\cos\theta} \right) \dots(3.44) \end{aligned}$$

อินทิเกรตชุด 3 จากสมการ (3.41)

$$a = jk\cos\theta, \quad b = -k, \quad c = kh$$

$$\int_0^h \cos k(h-Z)e^{jkZ\cos\theta} dz$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{e^{jkZ\cos\theta}}{(jk\cos\theta)^2 + (-k)^2} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(kh-kZ) - k \sin(kh-kZ) \right) \Bigg|_0^h \\
 &= \frac{e^{jkh\cos\theta}}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(0) - k \sin(0) \right) \\
 &\quad - \frac{1}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot \cos(kh) - k \sin(kh) \right) \\
 &= \frac{1}{k^2(1-\cos^2\theta)} \left(jk\cos\theta \cdot e^{jkh\cos\theta} - jk\cos\theta \cdot \cos(kh) + k \sin(kh) \right) \\
 &= \frac{1}{k \sin^2\theta} \left(j\cos\theta \cdot e^{jkh\cos\theta} - j\cos\theta \cdot \cos(kh) + \sin(kh) \right) \dots(3.45)
 \end{aligned}$$

แทนค่าสมการ (3.43), (3.44) และ (3.45) ในสมการ (3.41)

$$\begin{aligned}
 H_{\phi_2} &= \frac{jI^2 \sin\theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1-\cos kh)} \left(\frac{1}{jk\cos\theta} [e^{jkh\cos\theta} - e^{-jkh\cos\theta}] \right. \\
 &\quad - \frac{1}{k \sin^2\theta} [j\cos\theta \{ \cos(kh) - e^{-jkh\cos\theta} \} + \sin kh] \\
 &\quad \left. - \frac{1}{k \sin^2\theta} [j\cos\theta \{ e^{jkh\cos\theta} - \cos(kh) \} + \sin(kh)] \right) \\
 &= \frac{jI^2 \sin\theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1-\cos kh)} \left(\frac{1}{jk\cos\theta} [e^{jkh\cos\theta} - e^{-jkh\cos\theta}] \right. \\
 &\quad \left. - \frac{j\cos\theta}{k \sin^2\theta} \{ e^{jkh\cos\theta} - e^{-jkh\cos\theta} \} - \frac{2\sin kh}{k \sin^2\theta} \right)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 H_{\phi_2} &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1 - \cos kh)} \left(2j \left\{ \frac{e^{jk h \cos \theta} - e^{-jk h \cos \theta}}{2j} \right\} \cdot \left\{ \frac{1}{jk \cos \theta} - \frac{j \cos \theta}{k \sin^2 \theta} \right\} - \frac{2 \sin kh}{k \sin^2 \theta} \right) \\
 &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1 - \cos kh)} \left(2j \sin(kh \cos \theta) \cdot \frac{\sin^2 \theta - (j \cos \theta)^2}{jk \cos \theta \cdot \sin^2 \theta} - \frac{2 \sin kh}{k \sin^2 \theta} \right) \\
 &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1 - \cos kh)} \cdot 2 \left(\frac{\sin(kh \cos \theta) - \sin kh \cdot \cos \theta}{k \cos \theta \cdot \sin^2 \theta} \right) \\
 &= \frac{jI^2 \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\lambda r (1 - \cos kh)} \cdot \frac{2}{2\pi/\lambda} \left(\frac{\sin(kh \cos \theta) - \sin kh \cdot \cos \theta}{\cos \theta \cdot \sin^2 \theta} \right) \\
 &= \frac{jI^2 \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{2\pi r (1 - \cos kh)} \left(\frac{\sin(kh \cos \theta) - \sin kh \cdot \cos \theta}{\sin \theta \cdot \cos \theta} \right) \quad \dots(3.46)
 \end{aligned}$$

เพราะว่า $E_{\theta} = 120\pi H_{\phi}$
 ดังนั้น

$$E_{\theta_2} = \frac{j60I^2 \cdot e^{j(\omega t - kr)}}{r(1 - \cos kh)} \left(\frac{\sin(kh \cos \theta) - \sin kh \cdot \cos \theta}{\sin \theta \cdot \cos \theta} \right) \quad \dots(3.47)$$

เพราะว่า $H_{\phi} = H_{\phi_1} + H_{\phi_2}$

และ $[I^1] = I^1 \cdot e^{j(\omega t - kr)}$, $[I^2] = I^2 \cdot e^{j(\omega t - kr)}$

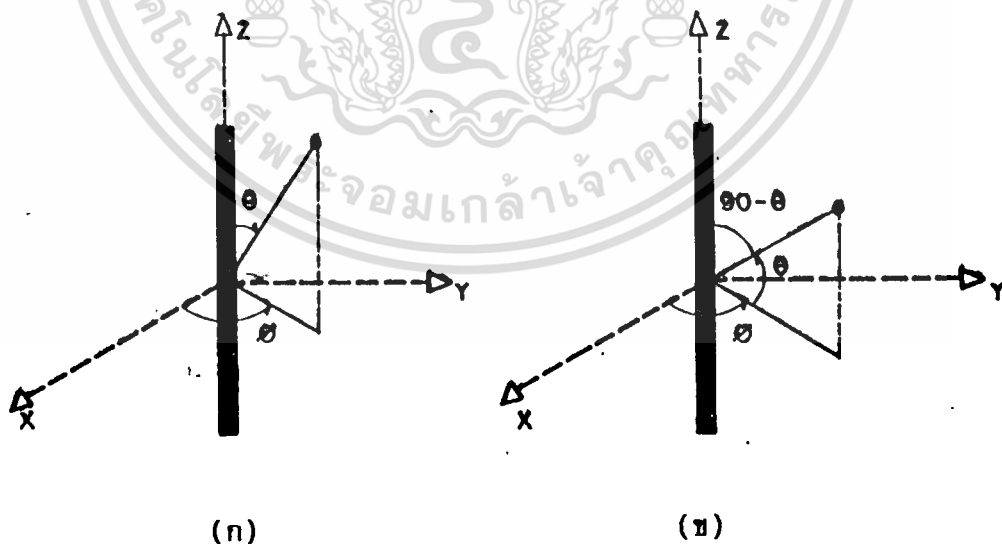
ดังนั้น

$$H_{\phi} = \frac{j}{\pi r} \cdot \left([I^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh \cos \theta) - \cos(kh)}{2 \sin \theta \cdot \sin kh} \right\} + [I^2] \cdot \left\{ \frac{\sin(kh \cos \theta) - \sin kh \cdot \cos \theta}{\sin 2\theta \cdot (1 - \cos kh)} \right\} \right) \dots(3.48)$$

$$E_{\theta} = E_{\theta_1} + E_{\theta_2}$$

ดังนั้น

$$E_{\theta} = \frac{j120}{\pi r} \cdot \left([I^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh \cos \theta) - \cos(kh)}{2 \sin \theta \cdot \sin kh} \right\} + [I^2] \cdot \left\{ \frac{\sin(kh \cos \theta) - \sin kh \cdot \cos \theta}{\sin 2\theta \cdot (1 - \cos kh)} \right\} \right) \dots(3.49)$$



รูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งของมุม θ จากเดิมในรูป (ก) ให้เป็นใหม่ดังรูป (ข) เพื่อสะดวกในการพิจารณาสนามไฟฟ้าในระนาบ E และระนาบ H

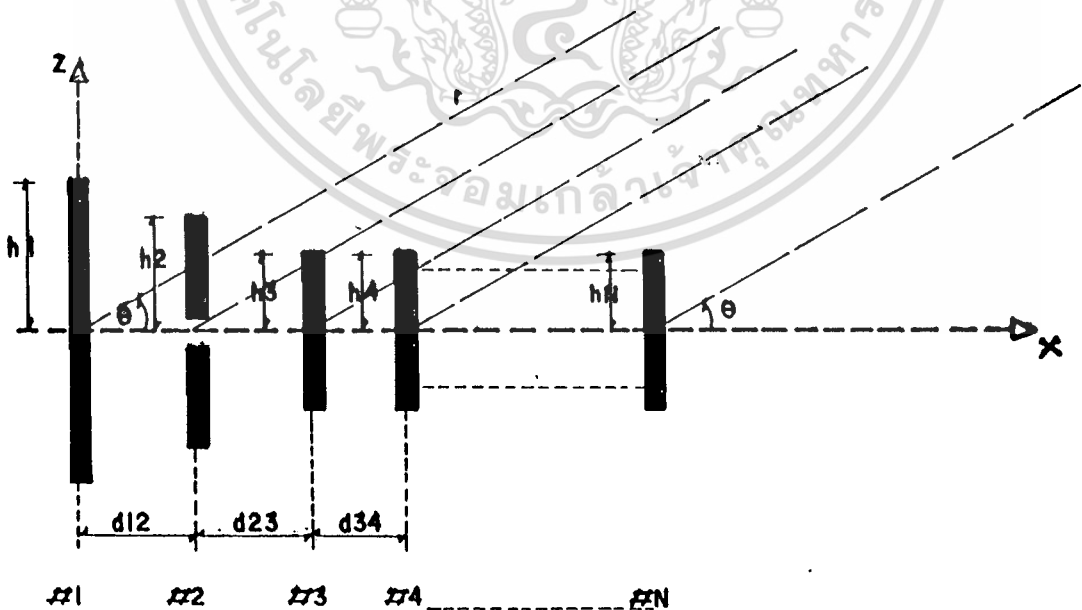
ดังนั้นจากสมการ (3.49) ได้

$$E_{\theta} = \frac{j120}{\pi r} \cdot \left[[I^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh \sin \theta) - \cos(kh)}{2 \cos \theta \cdot \sin kh} \right\} + [I^2] \cdot \left\{ \frac{\sin(kh \sin \theta) - \sin kh \cdot \sin \theta}{\sin 2\theta \cdot (1 - \cos kh)} \right\} \right] \dots(3.50)$$

จากสมการ (3.48) ได้

$$H_{\phi} = \frac{j}{\pi r} \cdot \left[[I^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh \sin \theta) - \cos(kh)}{2 \cos \theta \cdot \sin kh} \right\} + [I^2] \cdot \left\{ \frac{\sin(kh \sin \theta) - \sin kh \cdot \sin \theta}{\sin 2\theta \cdot (1 - \cos kh)} \right\} \right] \dots(3.51)$$

3.4 สนามไฟฟ้าในระนาบ E (Electric field ใน E-plane)



รูป 3.5 แสดงโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้วิเคราะห์สนามไฟฟ้าในระนาบ E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้สายอากาศ #1 เป็นจุดศูนย์กลางเฟส (phase center)
 ดังนั้น ผลรวมของสนามไฟฟ้าทั้งหมดในระนาบ E จะได้ดังนี้

$$E_T = E_1 e^{jU_1} + E_2 e^{jU_2} + E_3 e^{jU_3} + \dots \dots \dots E_N e^{jU_N} \dots (3.52)$$

- เมื่อ E_T = ผลรวมของสนามไฟฟ้าทั้งหมด (Total field)
- $E_1 \dots E_N$ = สนามไฟฟ้าแต่ละส่วน (Individual field)
- $U_1 \dots U_N$ = ความแตกต่างเฟสของสนามไฟฟ้าจากตัวประกอบที่ติดกัน
 (phase difference of field from adjacent antenna)

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= 0 \\ U_2 &= kd_{12} \cos \theta \\ U_3 &= U_2 + kd_{23} \cos \theta \\ U_4 &= U_3 + kd_{34} \cos \theta \\ &\vdots \\ U_N &= U_{N-1} + kd_{(N-1),N} \cos \theta \end{aligned} \right\} \dots (3.53)$$

จากสมการ (3.50)

$$E_\theta = \frac{j120}{\pi r} \cdot \left\{ [I^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh \sin \theta) - \cos(kh)}{2 \cos \theta \cdot \sin kh} \right\} + [I^2] \cdot \left\{ \frac{\sin(kh \sin \theta) - \sin kh \cdot \sin \theta}{\sin 2\theta \cdot (1 - \cos kh)} \right\} \right\}$$

ในที่นี้ จะหาแบบการแพร่กระจายคลื่นห่างไกลสนาม ในระนาบ E ซึ่งเราจะได้
 รูปร่างการแพร่กระจายคลื่น (pattern) นี้ ได้จากค่าในวงเล็บใหญ่ [เพราะว่า ตัวคูณร่วมจะ
 ตัดทิ้งไปเมื่อหาค่า Normalize] และเพื่อให้ได้ค่า อาร์ เอ็ม เอส (r.m.s) ของสนามไฟฟ้า
 ให้ค่า [I] เท่ากับกระแส อาร์ เอ็ม เอส (r.m.s) ที่จุดกระแสสูงสุด ดังนั้นค่ารูปแบบ
 ของสนามไฟฟ้าแต่ละส่วน (Individual field pattern) ในแบบทั่วไป เขียนได้ดังนี้

$$E_{(\theta)_N} = \left[[I_N^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh_N \cdot \sin \theta) - \cos(kh_N)}{2 \cos \theta \cdot \sin kh_N} \right\} + [I_N^2] \cdot \left\{ \frac{\sin(kh_N \cdot \sin \theta) - \sin kh_N \cdot \sin \theta}{\sin 2\theta \cdot (1 - \cos kh_N)} \right\} \right] \dots(3-54)$$

จากสมการ (3.54) จะเห็นว่า ไม่มีส่วนประกอบของเฟส รวมอยู่ด้วย เพราะว่าเราใช้จุดกึ่งกลางของสายอากาศเป็นจุดศูนย์กลางเฟส ดังนั้น การเปลี่ยนเฟสของสนามไฟฟ้าจะเป็นฟังก์ชันของมุม θ

จาก สมการ (3.54) ใช้ กฎของ แอล-ฮอส์ปิทอล (L'Hospital's RULE) พิจารณามุม θ เมื่อ เปลี่ยนค่ามุม θ จาก 0 ถึง 360 องศา ได้ดังนี้

(1) เมื่อมุม $\theta = 0^\circ$

$$E_{(\theta)_N} = \left[[I_N^1] \cdot \left\{ \frac{1 + \cos(kh_N)}{2 \sin kh_N} \right\} + [I_N^2] \cdot \left\{ \frac{kh_N - \sin kh_N}{2(1 - \cos kh_N)} \right\} \right] \dots(3-55)$$

(2) เมื่อมุม $\theta = \pi/2 (90^\circ)$

$$E_{(\theta)_N} = 0 \dots(3.56)$$

(3) เมื่อมุม $\theta = \pi (180^\circ)$

$$E_{(\theta)_N} = \left[[I_N^1] \cdot \left\{ \frac{\cos(kh_N) - 1}{2 \sin kh_N} \right\} + [I_N^2] \cdot \left\{ \frac{\sin kh_N - kh_N}{2(1 - \cos kh_N)} \right\} \right] \dots(3-57)$$

(4) เมื่อมุม $\theta = 3\pi/2 (270^\circ)$

$$E_{(\theta)_N} = 0 \dots(3.58)$$

3.5 สนามไฟฟ้าในระนาบ H (Electric field ใน H-plane) ($\theta=0^\circ$)



รูป 3.6 แสดงโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้วิเคราะห์สนามไฟฟ้าในระนาบ H ผลรวมทั้งหมดของสนามไฟฟ้า ในระนาบ H หาได้ ดังนี้

$$E_T = E_1 e^{jV_1} + E_2 e^{jV_2} + E_3 e^{jV_3} + \dots E_N e^{jV_N} \dots (3.59)$$

- เมื่อ E_T = ผลรวมของสนามไฟฟ้าทั้งหมด (Total field)
- $E_1 \dots E_N$ = สนามไฟฟ้าแต่ละส่วน (Individual field)
- $V_1 \dots V_N$ = ความแตกต่างเฟสของสนามไฟฟ้าจากตัวประกอบที่ติดกัน (phase difference of field from adjacent antenna)

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= 0 \\ V_2 &= kd_{12} \cos \phi \\ V_3 &= V_2 + kd_{23} \cos \phi \\ V_4 &= V_3 + kd_{34} \cos \phi \\ &\vdots \\ V_N &= V_{N-1} + kd_{(N-1),N} \cos \phi \end{aligned} \right\} \dots (3.60)$$

จากสมการ(3.55) หาค่ารูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นแต่ละส่วน (Individual field pattern) ในระนาบ H ($\theta = 0^\circ$) ได้ดังนี้

$$E_{(\phi)_N} = \left\{ [I_N^1] \cdot \left\{ \frac{1 - \cos(kh_N)}{2 \sin kh_N} \right\} + [I_N^2] \cdot \left\{ \frac{kh_N - \sin kh_N}{2(1 - \cos kh_N)} \right\} \right\} \dots(3.61)$$

3.6 อัตราการขยาย (Gain) ในทิศของมุม $\theta = 0^\circ$ และ $\phi = 0^\circ$
จากนิยามการหาอัตราขยายกำลัง (Power Gain)

$$\begin{aligned} \text{Power Gain} &= \frac{\text{Power ที่จุดสังเกต}}{\text{Power เฉลี่ย}} \\ &= \frac{P(\theta, \phi)}{P_0/4\pi r^2} \end{aligned} \dots(3.62)$$

ในที่นี้ อัตราขยายของสายอากาศ ยากิ-ฮุดะ ซึ่งมีตัวประกอบตัวที่ 2 เป็นตัวหับ
หาได้จากสูตร

$$\begin{aligned} \text{อัตราขยาย (G)} &= \frac{|E(\theta_0, \phi_0)|^2 / \eta}{\text{Re} [Z_{IN}] |I_2|^2 / 4\pi r^2} \\ &= \frac{(120)^2}{r^2} \cdot \frac{1}{120\pi} \cdot 4\pi r^2 \cdot \frac{|E(\theta_0, \phi_0)|^2}{|I_2|^2 \cdot R_{IN}} \\ &= \frac{480 |E(\theta_0, \phi_0)|^2}{P_{IN}} \end{aligned} \dots(3.63)$$

เมื่อ

$$|E(\theta_0, \phi_0)|^2 = E_1 e^{j\omega t_1} + E_2 e^{j\omega t_2} + E_3 e^{j\omega t_3} + \dots E_N e^{j\omega t_N} \dots(3.64)$$

$$P_{IN} = |I_2|^2 \cdot R_{IN} \dots(3.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมุม θ และ $\phi = 0^\circ$

$$\left. \begin{aligned}
 \omega_1 &= 0 \\
 \omega_2 &= kd_{12} \\
 \omega_3 &= \omega_2 + kd_{23} \\
 \omega_4 &= \omega_3 + kd_{34} \\
 &\vdots \\
 \omega_N &= \omega_{N-1} + kd_{(N-1),N}
 \end{aligned} \right\} \dots(3.66)$$

$$E_N = \left([I_N^1] \cdot \left\{ \frac{1 - \cos(kh_N)}{2 \sin kh_N} \right\} + [I_N^2] \cdot \left\{ \frac{kh_N - \sin kh_N}{2(1 - \cos kh_N)} \right\} \right) \dots(3-67)$$

3.7 สรุป

จากผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศยาก็-อูดะไดโพล เริ่มตั้งแต่ กระแสที่กระจายในสายอากาศ, เซลล์และมิชวลอิมพีแดนซ์, อินพุทอิมพีแดนซ์, รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ตลอดจนอัตราการขยายของสายอากาศ ซึ่งได้กล่าวมาแล้วในบทนี้ จะได้นำไปทำการคำนวณตามขั้นตอนต่อไป โดยใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณทำให้สะดวกและรวดเร็ว เพื่อเป็นประโยชน์ในการทำงานด้วย ซึ่งขั้นตอนการดำเนินการทำโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะกล่าวถึงในบทที่ 4

บทที่ 4

วิธีดำเนินการทำโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ในบทนี้จะกล่าวถึง วิธีการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณหาค่าต่าง ๆ ซึ่งได้แก่

- ค่าอิมพีแดนซ์ (Z_{ij}^{lm})
- ค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายของกระแสในแต่ละตัวประกอบ ($I_N^1 + I_N^2$)
- ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in})
- ค่าสนามไฟฟ้าในระนาบ E และ ระนาบ H
- ค่าอัตราขยาย (GAIN)

เนื่องจากค่าเหล่านี้เป็น จำนวนเชิงซ้อน จึงได้เลือกใช้ โปรแกรมภาษาโปรแกรมมาใช้ในการคำนวณ เพราะว่ามี ฟังก์ชัน ของ จำนวนเชิงซ้อน ที่ใช้ในการคำนวณได้เลย ซึ่งสะดวกกว่าภาษาอื่น ๆ , ส่วน compiler ภาษาโปรแกรมที่ใช้ เป็น compiler ที่ใช้กับเครื่อง personal computer โดยทั่วไป และ ในการเลือกใช้ เครื่องคอมพิวเตอร์ ขอแนะนำให้ใช้ เครื่องที่มี CPU speed ตั้งแต่ 16 MHz ขึ้นไป ถ้ามี Math co-processor ติดอยู่ด้วย ก็จะทำให้การคำนวณหาค่าต่าง ๆ ดังกล่าวข้างต้นจะมีความเร็วสูงขึ้น และถ้าสายอากาศมีตัวประกอบมาก ๆ ตั้งแต่ 7 ตัวประกอบขึ้นไป จะต้องใช้เวลาในการคำนวณหาค่าต่าง ๆ นานาถึง 10 กว่านาทีขึ้นไป ถ้าไม่ใช้ Math co-processor

4.1 ขั้นตอนในการเขียนโปรแกรม

วิธีดำเนินการทำโปรแกรม ขออธิบายตามโปรแกรมตัวอย่างที่ให้ไว้ในภาคผนวกดังต่อไปนี้

4.1.1 ค่าที่ป้อน ให้เป็นอินพุทเพื่อใช้ในการคำนวณ

ค่าที่ต้องเตรียมมีดังนี้ :-

- จำนวนตัวประกอบ (NE)
- ขนาดรัศมีของตัวประกอบ (a)
- ความยาวของตัวประกอบ (H_1)
- ระยะห่างระหว่างตัวประกอบ (D_{ij}) ซึ่งจะต้องเตรียม ให้ครบทุกคู่ระหว่างตัวประกอบที่ i และ j

4.1.2 ค่า อิมพีแดนซ์ (Z_{ij}^{1m}) ระหว่างตัวประกอบที่ i และ j

โดยที่ $i = 1, N$

$j = 1, N$

สำหรับแต่ละตัวประกอบที่ i และ j จะต้องหาค่าทั้งหมด 4 ค่า คือ

Z_{ij}^{11} คือค่า Z_{ij} โหมด 11 (จากสมการ 3.20)

Z_{ij}^{12} คือค่า Z_{ij} โหมด 12 (จากสมการ 3.21)

Z_{ij}^{21} คือค่า Z_{ij} โหมด 21 (จากสมการ 3.22)

และ Z_{ij}^{22} คือค่า Z_{ij} โหมด 22 (จากสมการ 3.23)

เพื่อที่จะนำไปสร้างสมการแมทริกซ์ (สมการ 3.24) และแก้สมการหาค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายของกระแสในแต่ละตัวประกอบต่อไป

การแปลงรูปสมการ Z_{ij}^{1m} เพื่อนำไปเขียนเป็นภาษาฟอร์แทรนชอชก ตัวอย่างเฉพาะ Z_{ij}^{11}

ดังนี้

ให้ $X(1) = kH_1 + Kh_j$

$X(2) = kH_1 - Kh_j$

$X(3) = kH_1$

$X(4) = kH_j$

$$V = \frac{30.}{\sin(kH_1) \cdot \sin(kH_j)}$$

จากสมการ (3.23 e) - (3.23 g) ให้ $Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5, Y_6$ เป็นค่าอินทริกัลรูปต่าง ๆ เพื่อเขียนเป็นรูปแบบให้ง่ายขึ้นได้ดังนี้

จากสมการ (3.23 e)

$$C_\alpha = Y_1(X) - j Y_2(X) \quad \dots(4.1)$$

จากสมการ (3.23 f)

$$S_\alpha = Y_3(X) - j Y_4(X) \quad \dots(4.2)$$

จากสมการ (3.23 g)

$$E_\alpha = Y_5(X) - j Y_6(X) \quad \dots(4.3)$$

ดังนั้น สมการ (3.20) ทำการแปลงรูปแบบใหม่ โดยอาศัยสมการ (4.1) - (4.3) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้ :-

$$Z_{ij}^{11} = Vj \left[F_{\alpha}(X1) + F_{\alpha}(X2) - 2\cos(X4).F_{\alpha}(X3) - 2\cos(X3).F_{\alpha}(X4) \right] \dots(4.4)$$

$$= Vj \left[\begin{aligned} & [\sin(X1) \{ Y1(X1)-j Y2(X1) \} - \cos(X1) \{ Y3(X1)-j Y4(x1) \}] \\ & + [\sin(X2) \{ Y1(X2)-j Y2(X2) \} - \cos(X2) \{ Y3(X2)-j Y4(x2) \}] \\ & - 2\cos(X4)[\sin(X3) \{ Y1(X3)-j Y2(X3) \} - \cos(X3) \{ Y3(X3)-j Y4(x3) \}] \\ & - 2\cos(X3)[\sin(X4) \{ Y1(X4)-j Y2(X4) \} - \cos(X4) \{ Y3(X4)-j Y4(x4) \}] \end{aligned} \right] \dots(4.5)$$

จากสมการ (4.5) แยก จำนวนจริง และจำนวนจินตภาพ ได้ดังนี้

$$Z_{ij}^{11} = \text{real number} + \text{imaginary number}$$

$$\text{Real number} = V \left[\begin{aligned} & \{ Y2(X1).\sin(X1) - Y4(x1).\cos(x1) \} \\ & + \{ Y2(X2).\sin(X2) - Y4(x2).\cos(X2) \} \\ & - 2\cos(X4)\{ Y2(X3).\sin(X3) - Y4(x3).\cos(X3) \} \\ & - 2\cos(X3)\{ Y2(X4).\sin(X4) - Y4(X4).\cos(X4) \} \end{aligned} \right] \dots(4.6)$$

$$\text{Imaginary number} = Vj \left[\begin{aligned} & \{ Y1(X1).\sin(X1) - Y3(x1).\cos(x1) \} \\ & + \{ Y1(X2).\sin(X2) - Y3(x2).\cos(X2) \} \\ & - 2\cos(X4)\{ Y1(X3).\sin(X3) - Y3(x3).\cos(X3) \} \\ & - 2\cos(X3)\{ Y1(X4).\sin(X4) - Y3(X4).\cos(X4) \} \end{aligned} \right] \dots(4.7)$$

เพราะฉะนั้น

$$Z_{ij} \text{ mode } 11 = V [FS11 + FS21 - 2\cos(X4).FS31 - 2\cos(X3).FS41] \\ + Vj [FS12 + FS22 - 2\cos(X4).FS32 - 2\cos(X3).FS42] \dots(4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากสมการ (4.8) นี้จะอยู่ในรูปที่นำไปเขียนเป็นภาษาฟอร์แทรนได้โดยง่ายซึ่ง FS11 , FS21 , FS31 และ FS41 เป็นเทอมของจำนวนจริง (Real number) และ FS12 , FS22 , FS32 และ FS42 เป็นเทอมของจินตภาพ (Imaginary number)

ส่วนค่าของ อินทิกรัล Y1 , Y2 , Y3 , และ Y4 จะใช้วิธี GAUSS LEGENDRE ในการประมาณค่า ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

สำหรับค่าของ Z_{1j}^{12} , Z_{1j}^{21} , Z_{1j}^{22} , ก็จะทำให้ได้ในตนเองเดียวกัน

เมื่อได้ค่า Z_{ij} ทั้งหมดครบทุกตัวประกอบที่ i และ j แล้วก็ให้นำมาจัดเป็นสมการแมทริกซ์ โดยที่ทุกตัวจะเป็นค่า จำนวนเชิงซ้อน

4.2 วิธีการประมาณค่า อินทิกรัล ด้วยวิธี GAUSS - LEGENDRE

วิธี GAUSS - LEGENDRE จะประมาณค่าอินทิกรัล ในช่วง (-1,1) ด้วยฟังก์ชัน ดังนี้ :-

$$\int_{-1}^1 f(x) dx = \sum_{i=1}^n w_i f(x_i) \quad \dots(4.9)$$

เมื่อ n = จำนวนจุด (point) ที่จะแบ่งในช่วง (-1 , 1)

เมื่อเปลี่ยนช่วงของ อินทิกรัล จาก (-1 , 1) เป็น (a , b) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\int_a^b f(x) dx = \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^n w_i f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_i + \frac{b+a}{2}\right) \quad \dots(4.10)$$

โดยที่

u_i = Zeros of LEGENDRE POLYNOMIAL

w_i = Weight Factors

u_i และ w_i เป็นค่าคงที่ นำมาจากตาราง ซึ่งค่าต่าง ๆ จะมีเป็นชุด ๆ แตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับจำนวนจุดที่แบ่ง

ยกตัวอย่างตารางค่า u_i และ w_i ที่ $n = 4$ จุด

ตารางที่ 4.1

i	u_i	w_i
1	- 0.8611363115	0.3478548451
2	- 0.3399810435	0.6521451548
3	0.3399810435	0.6521451548
4	0.8611363115	0.3478548451

จากสมการ (4.10) ถิ่นแบ่งจุดในช่วงของอินทิกรัล (a,b) เป็น 4 จุด (n=4) จะได้

$$\begin{aligned} & \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^4 w_i f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_i + \frac{(b+a)}{2}\right) \\ &= \frac{b-a}{2} \left\{ w_1 \cdot f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_1 + \frac{(b+a)}{2}\right) + w_2 \cdot f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_2 + \frac{(b+a)}{2}\right) \right. \\ & \quad \left. + w_3 \cdot f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_3 + \frac{(b+a)}{2}\right) + w_4 \cdot f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_4 + \frac{(b+a)}{2}\right) \right\} \end{aligned} \quad \dots(4.11)$$

เมื่อสังเกตค่าจากตารางจะเห็นว่าค่า

$$\begin{aligned} u_1 &= -u_4 & w_1 &= w_4 \\ u_2 &= -u_3 & w_2 &= w_3 \end{aligned}$$

แทนค่าลงไปในสมการ (4.11) แล้วจัดรูปแบบใหม่ได้ดังนี้ :-

$$\begin{aligned} & \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^4 w_i f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_i + \frac{(b+a)}{2}\right) \\ &= \frac{b-a}{2} \left\{ w_1 \left[f\left(\frac{(b+a)}{2} - \frac{(b-a)}{2} \cdot u_1\right) + f\left(\frac{(b+a)}{2} + \frac{(b-a)}{2} \cdot u_1\right) \right] \right. \\ & \quad \left. + w_2 \left[f\left(\frac{(b+a)}{2} - \frac{(b-a)}{2} \cdot u_2\right) + f\left(\frac{(b+a)}{2} + \frac{(b-a)}{2} \cdot u_2\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad \dots(4.12)$$

จากการลดรูปสมการดังกล่าว ค่า u_1 และ w_1 จะเป็นจำนวนบวกเท่านั้น โดยที่ค่า u ค่าแรกจะเป็นค่ามาก (ไม่คิดเครื่องหมาย) ดังนี้

$$u_1 = 0.8611363115 \quad w_1 = 0.3478548451$$

$$u_2 = 0.3396810436 \quad w_2 = 0.6521451549$$

จะเห็นได้ว่าเทอมข้างบนนี้ ยังสามารถจัดเทอมค่าคงที่เสียใหม่ก่อนที่จะนำไปแปลงเป็นโปรแกรมภาษาฟอร์แทรน เพื่อประหยัดเวลาในการคำนวณซ้ำซาก เมื่อจัดสมการ (4.12) ใหม่จะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} & \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^4 w_i \left[f\left(\frac{b-a}{2} \cdot u_i + \frac{b+a}{2}\right) \right] \\ = & (b-a) \left\{ \frac{w_1}{2} \left[f\left(\frac{b+a}{2} - \frac{(b-a)}{2} \cdot u_1\right) + f\left(\frac{b+a}{2} + \frac{(b-a)}{2} \cdot u_1\right) \right] \right. \\ & \left. + \frac{w_2}{2} \left[f\left(\frac{b+a}{2} - \frac{(b-a)}{2} \cdot u_2\right) + f\left(\frac{b+a}{2} + \frac{(b-a)}{2} \cdot u_2\right) \right] \right\} \dots (4.13) \end{aligned}$$

เพื่อเป็นการประหยัดเวลาในการคำนวณ จะเห็นได้ว่าค่าคงที่ u_1 และ w_1 สามารถนำมาหารด้วย 2 ได้อีก ก่อนที่จะนำไปใช้ในโปรแกรม

ส่วนการเลือกจำนวนจุด (point) ที่แบ่งนั้น ตามหลักการแล้ว การเลือกแบ่งจำนวนจุดยิ่งมากก็ยิ่งได้ค่าที่ใกล้เคียงค่าจริงมากขึ้น ในการประมาณค่าครั้งนี้ ได้เลือกจำนวน 32 จุด ซึ่งพิจารณาจากเส้นโค้งของ ฟังก์ชัน แล้วเห็นว่าเพียงพอ แม้ว่าจะใช้มากกว่านี้ ก็ไม่ได้ทำให้ค่าแตกต่างกันมากนัก

ค่าของ u_1 และ w_1 ที่ $n = 32$ จุด เมื่อจัดค่าที่ใช้ 16 ตัวที่เป็นจำนวนบวกสำหรับสมการ (4.13) จะได้ดังนี้

ตารางที่ 4.2

i	u_1	w_1
1	0.9972638618	0.0070186100
2	0.9856115115	0.0162743947
3	0.9647622555	0.0253920653
4	0.9349060759	0.0342738629

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

i	u_i	w_i
5	0.8963211557	0.0428358980
6	0.8493676137	0.0509980592
7	0.7944837959	0.0586840934
8	0.7321821187	0.0658222227
9	0.6630442669	0.0723457941
10	0.5877157572	0.0781938957
11	0.5068999089	0.0833119242
12	0.4213512761	0.0876520930
13	0.3318686022	0.0911738786
14	0.2392873622	0.0938443990
15	0.1444719615	0.0956387200
16	0.0483076656	0.0965400885

ตัวอย่างโปรแกรมได้ที่ Subroutine DQG

4.3 การจัดการสมการแมทริกซ์

จากสมการ (3.25)

$$\begin{bmatrix} [Z_{11}] & [Z_{12}] & \dots & [Z_{1N}] \\ [Z_{21}] & & & : \\ : & & & : \\ : & & & : \\ [Z_{N1}] & \dots & \dots & [Z_{NN}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_1] \\ : \\ : \\ [I_N] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V_1] \\ : \\ : \\ [V_N] \end{bmatrix} \quad \dots(3.25)$$

เป็นรูปแบบของสมการแมทริกซ์ที่จะใช้ทำการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายของกระแสแต่ละโหนด ในแต่ละตัวประกอบของสายอากาศ

ยกตัวอย่างการจัดการสมการแมทริกซ์ ของสายอากาศขนาด สอง ตัวประกอบ

เอกสารตั้งนั้น จากสมการ (3.25) จะเขียนได้ดังนี้ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} [Z_{11}] & [Z_{12}] \\ [Z_{21}] & [Z_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_1] \\ [I_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V_1] \\ [V_2] \end{bmatrix} \quad \dots(4.14)$$

เขียนกระจายรูปได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{11}^{11} & Z_{11}^{12} \\ Z_{11}^{21} & Z_{11}^{22} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Z_{12}^{11} & Z_{12}^{12} \\ Z_{12}^{21} & Z_{12}^{22} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_1^1 \\ I_1^2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} Z_{21}^{11} & Z_{21}^{12} \\ Z_{21}^{21} & Z_{21}^{22} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Z_{22}^{11} & Z_{22}^{12} \\ Z_{22}^{21} & Z_{22}^{22} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_2^1 \\ I_2^2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad \dots(4.15)$$

ดูตัวอย่างโปรแกรมได้ที่ Subroutine MAT

ค่า X จาก Subroutine MAT (A,B,N,X,DET) คือ ค่าตอบ ของสมการ ซึ่งก็คือค่า สัมประสิทธิ์ของการกระจายของกระแส

$$I_1^1 \quad I_1^2, \quad I_2^1 \quad I_2^2, \dots, \quad I_N^1 \quad I_N^2$$

ในสมการ (3.27) นั้นเอง

สำหรับค่าอินพุตที่มีดัชนี (Z_{in}) สามารถหาได้จาก ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจ ที่ป้อนให้กับสายอากาศ (V_2) กับค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายของกระแส (I_2) ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{(1., 0.)}{\begin{matrix} I_1^1 & I_2^2 \\ 2 & 2 \end{matrix}} \quad \dots(4.16)$$

4.4 ค่าสนามไฟฟ้าในระนาบ E และระนาบ H

ค่าสนามไฟฟ้าในระนาบ E ใช้สมการ (3.52) - (3.58)

ค่าสนามไฟฟ้าในระนาบ H ใช้สมการ (3.59) - (3.61)

คู่มือตัวอย่างโปรแกรม คือ Subroutine FIELD และ FM

4.5 ค่าอัตราขยาย (GAIN)

นำค่าผลรวมของสนามไฟฟ้าทั้งหมด (ETO) ๗ มุม $\theta = 0^\circ$ และ $\phi = 0^\circ$

จากหัวข้อ 4.4 มาแทนในสมการ (3.63)

โดยที่

$$\begin{aligned}
 |E(\theta_0, \phi_0)|^2 &= |a + jb|^2 \\
 &= a^2 + b^2 \\
 |I_2|^2 &= |c + jd|^2 \\
 &= c^2 + d^2
 \end{aligned}$$

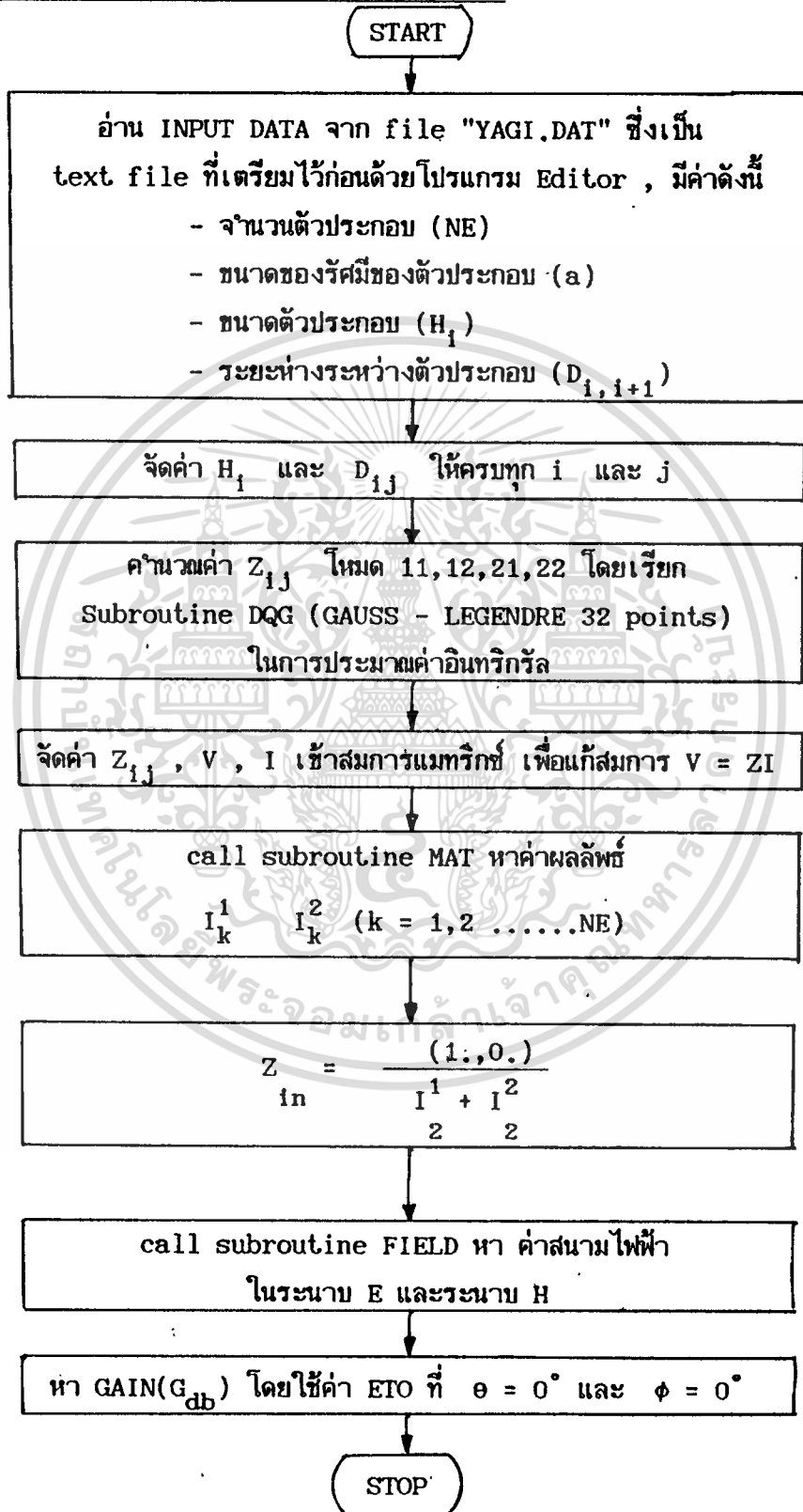
เมื่อ $a, c =$ Real part
 $b, d =$ Imaginary part

ดังนั้น ค่าอัตราขยาย (GAIN) = $\frac{480 \cdot (a^2 + b^2)}{(c^2 + d^2) \cdot R_{in}}$... (4.17)

เมื่อ $R_{in} =$ Real part ของ อิมพีแดนซ์อินพุต (Z_{in})

และ $G_{db} = 10 \log (\text{GAIN})$... (4.18)

4.6 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมคอมพิวเตอร์



บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์ และการทดลอง

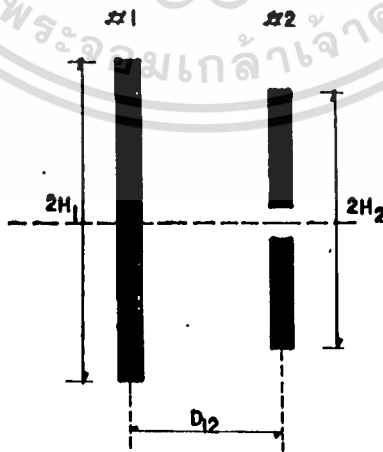
การวิเคราะห์หาคุณสมบัติของสายอากาศสายากิ-อูเดไดโพล ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการวิเคราะห์หาอัตราการขยายสูงสุด พร้อมทั้งแสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ และแถบความถี่ใช้งาน เพื่อประกอบการพิจารณาในการใช้งานจริงให้ได้ตามจุดประสงค์

ในการคำนวณเพื่อความสะดวกกำหนดให้ ตัวประกอบตัวที่ 2 เป็นตัวขับ มีความยาว ($2H_2$) เท่ากับ $0.5 \lambda_0$ และให้ f_0 เป็นความถี่ที่ทำให้ความยาว $2H_2$ เท่ากับ $0.5 \lambda_0$ เริ่มทำการวิเคราะห์จากขนาด 2 ตัวประกอบ โดยใช้ ตัวประกอบที่ 2 เป็นตัวขับ และตัวประกอบที่ 1 เป็นตัวสะท้อนคลื่น ทำการวิเคราะห์โดยเปลี่ยนขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) และระยะห่าง (D_{12}) ระหว่างตัวขับและตัวสะท้อนคลื่น แสดงผลของอัตราการขยาย, อินพุทอิมพีแดนซ์, และแถบความถี่ใช้งาน

จากการวิเคราะห์ขนาด 2 ตัวประกอบที่ได้รับทำการพิจารณาค่าที่เหมาะสม เพื่อใช้เป็นหลักในการวิเคราะห์เพิ่มจำนวนตัวนำคลื่นโดยคำนึงถึงการนำไปใช้งานจริง โดยพิจารณาที่กรณีสายของอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 และ 75 โอห์ม, มีอัตราการขยายสูง และแถบความถี่ใช้งานไม่น้อยกว่า 10 %

เมื่อได้ขนาดของชุด 2 ตัวประกอบเรียบร้อยแล้วก็จะพิจารณาวิเคราะห์ขนาด 3, 4, 5, .. ตัวประกอบต่อไป โดยที่รายละเอียดในการวิเคราะห์ในแต่ละตัวประกอบจะได้กล่าวถึงต่อไป

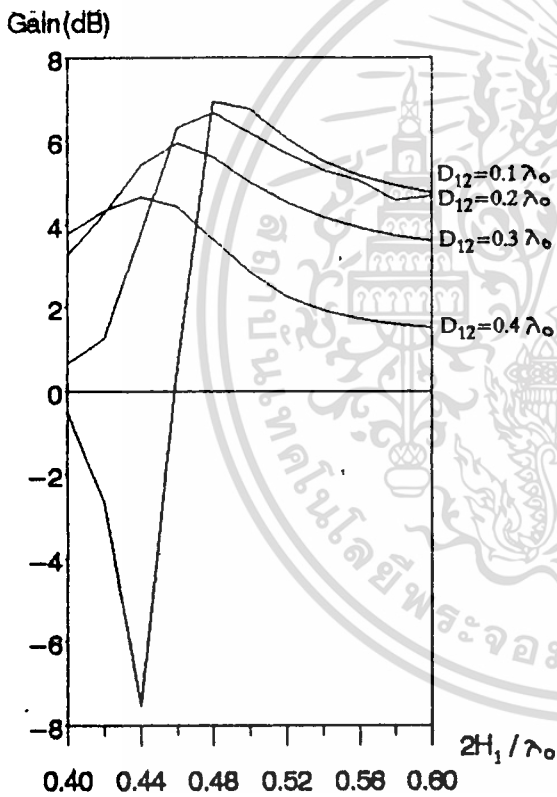
5.1 การวิเคราะห์ขนาด 2 ตัวประกอบ



รูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ

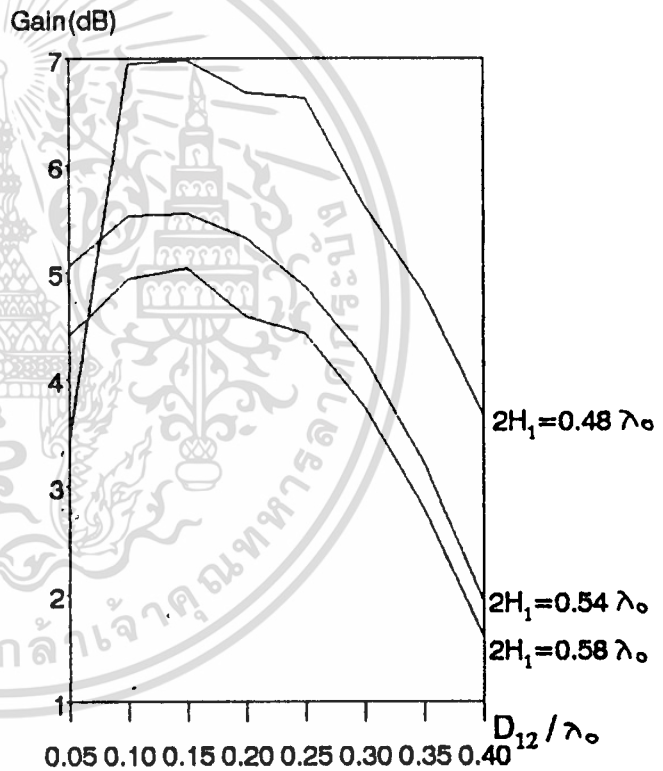
ทำการเปลี่ยนขนาดของ ตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) ในช่วง $0.4 \lambda_0 \sim 0.6 \lambda_0$ ระยะห่างระหว่าง ตัวกับ และ ตัวสะท้อนคลื่น (D_{12}) ในช่วง $0.05 \lambda_0 \sim 0.4 \lambda_0$ ได้ผล วิเคราะห์ใน ตารางที่ 1 (ภาคผนวก)

ในการวิเคราะห์พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) โดยใช้ระยะห่าง (D_{12}) เป็นพารามิเตอร์ พบว่า ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) ที่ให้อัตราการขยายสูงจะมีขนาดอยู่ในช่วง $0.46 \lambda_0 \sim 0.56 \lambda_0$ (ดูจากรูปที่ 5.2) และเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) โดยให้ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) เป็นพารามิเตอร์พบว่าระยะห่าง (D_{12}) ที่ให้อัตราการขยายสูงจะอยู่ในช่วง $0.10 \lambda_0 \sim 0.20 \lambda_0$ (ดูจากรูปที่ 5.3)



รูปที่ 5.2

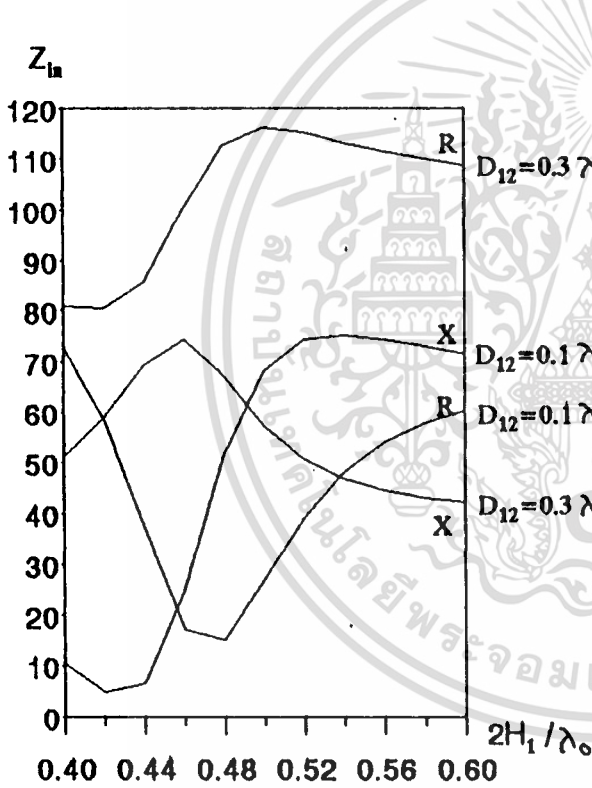
กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของอัตรา การขยาย (กรณี 2 ตัวประกอบ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของตัวสะท้อน คลื่น ($2H_1$) โดยที่ค่าระยะห่าง (D_{12}) เป็นพารามิเตอร์ (ข้อมูลจากตารางที่ 1 ในภาคผนวก)



รูปที่ 5.3

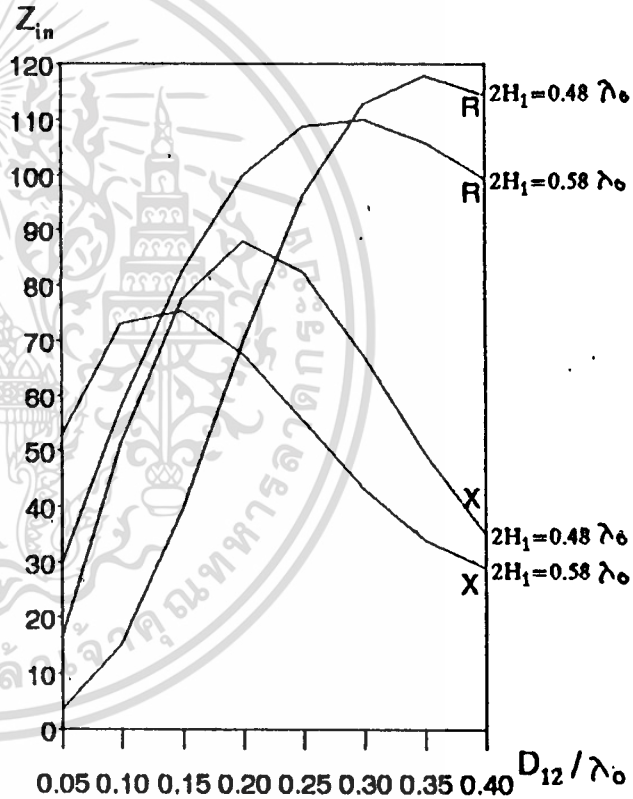
กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของอัตรา การขยาย (กรณี 2 ตัวประกอบ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง (D_{12}) โดยที่ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) เป็นพารามิเตอร์ (ข้อมูลจากตารางที่ 1 ในภาคผนวก)

จากผลการเปลี่ยนแปลงขนาดของ ตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) และ ระยะห่าง (D_{12}) ของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ ได้ผลของอัตราขยายเรียงลำดับจากมากไปน้อย แสดงไว้ในตารางที่ 2 (ภาคผนวก) ซึ่งพบว่าได้ค่าอัตราขยายสูงสุด 6.98 dB และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $39.52 + j 77.75$ โอห์ม ซึ่งค่ายังไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน กล่าวคือ ค่าส่วนประกอบรีซิสตีฟ (R) ยังมีค่าต่ำ (ปกติจะใช้งานค่า 50 และ 75 โอห์ม) และ ค่าส่วนประกอบรีแอคตีฟ (X) ยังมีค่าสูง (ปกติควรให้มีค่าใกล้เคียงศูนย์) ดังนั้น จึงทำการวิเคราะห์ต่อไป จากผลการคำนวณใน ตารางที่ 1 (ภาคผนวก) นำมาเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทอิมพีแดนซ์กับการเปลี่ยนแปลงของค่าขนาดตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) และระยะห่างระหว่างตัวประกอบ (D_{12}) ได้ความสัมพันธ์แสดงดังรูป 5.4 และ 5.5



รูปที่ 5.4

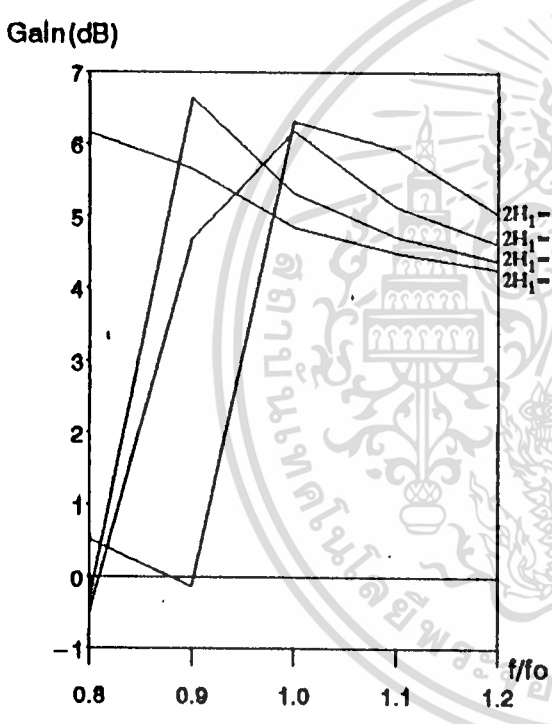
กราฟแสดง การเปลี่ยนแปลงของ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (กรณี 2 ตัวประกอบ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง ค่าขนาดของ ตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) โดยที่ค่าระยะห่าง (D_{12}) เป็นพารามิเตอร์ (ข้อมูลจาก ตารางที่ 1 ในภาคผนวก)



รูปที่ 5.5

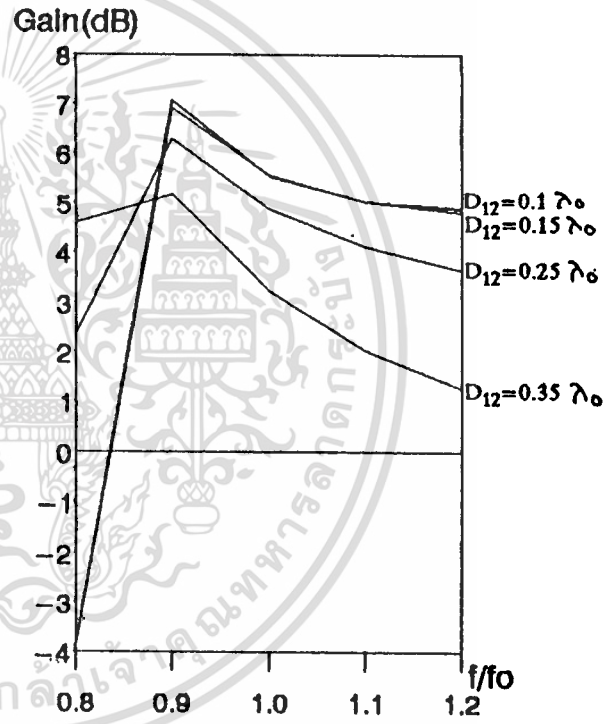
กราฟแสดง การเปลี่ยนแปลงของ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (กรณี 2 ตัวประกอบ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า ระยะห่าง (D_{12}) โดยที่ค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) เป็นพารามิเตอร์ (ข้อมูลจาก ตารางที่ 1 ในภาคผนวก)

สำหรับการวิเคราะห์ในเรื่องแถบความถี่ใช้งาน โดยมีค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) เป็นพารามิเตอร์ และให้ระยะห่าง (D_{12}) คงที่ พบว่าถ้าขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) มีขนาดที่สั้นกว่า $0.50 \lambda_0$ ลงไปถึง $0.46 \lambda_0$ จะมีแถบความถี่ใช้งานที่แคบ โดยอัตราการขยายทางความถี่ที่ต่ำกว่าวิธีไฮเนนท์จะตกลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้น ขนาดของตัวสะท้อนคลื่นที่เหมาะสมควรมีค่าอยู่ระหว่าง $0.54 \lambda_0 - 0.6 \lambda_0$ (ดูรูปที่ 5.6) และเมื่อให้ค่าของระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) เป็นพารามิเตอร์บ้าง จะพบว่าค่าของระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) ที่เหมาะสมที่ให้แถบความถี่ใช้งานกว้างพอสมควรและอัตราการขยายสูงจะมีค่าอยู่ระหว่าง $0.10 \lambda_0 - 0.25 \lambda_0$ (ดูรูปที่ 5.7)



รูปที่ 5.6 แสดงขนาดของแถบความถี่ใช้งาน โดยมีค่าความยาวของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) เป็น พารามิเตอร์ (กรณี 2 ตัวประกอบ) (ข้อมูลจากตารางที่ 3 ในภาคผนวก) **หมายเหตุ**

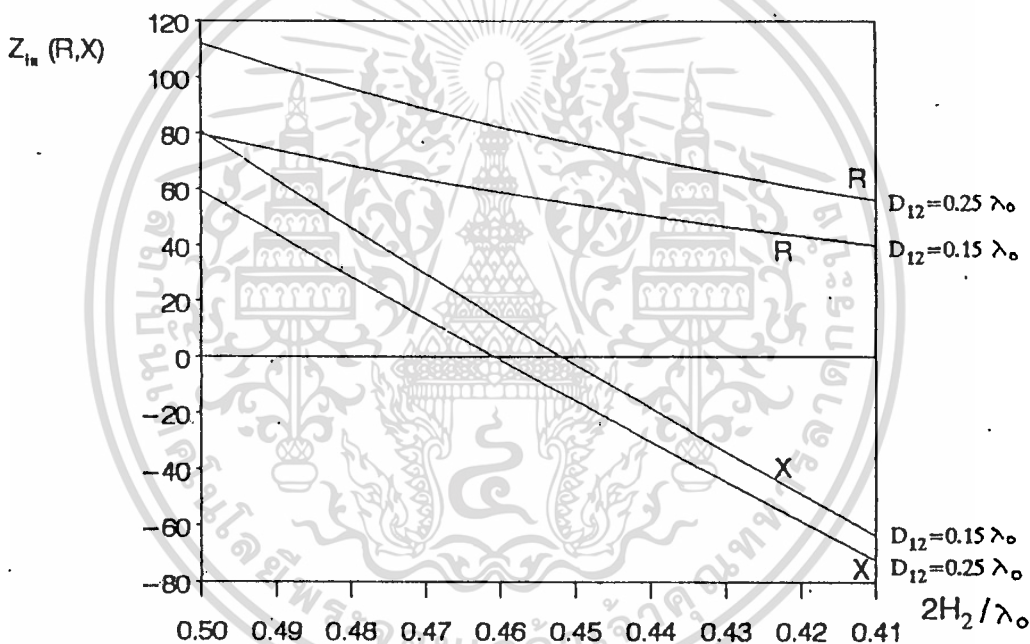
เราจะเลือกใช้ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) ให้ยาวกว่าขนาดของตัวขั้ว ($2H_2$) ถึงแม้อัตราการขยายจะไม่สูงที่สุด (ดูข้อมูลจากตารางที่ 1 ในภาคผนวก) แต่ให้แถบความถี่ที่ใช้งานกว้างกว่า เราเลือกค่าขนาดตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) ในการวิเคราะห์ในขั้นต้น = $0.55 \lambda_0$



รูปที่ 5.7 แสดงขนาดของแถบความถี่ใช้งาน โดยมีค่าระยะห่างระหว่างตัวประกอบ (D_{12}) เป็นพารามิเตอร์ (กรณี 2 ตัวประกอบ) (ข้อมูลจากตารางที่ 4 ในภาคผนวก)

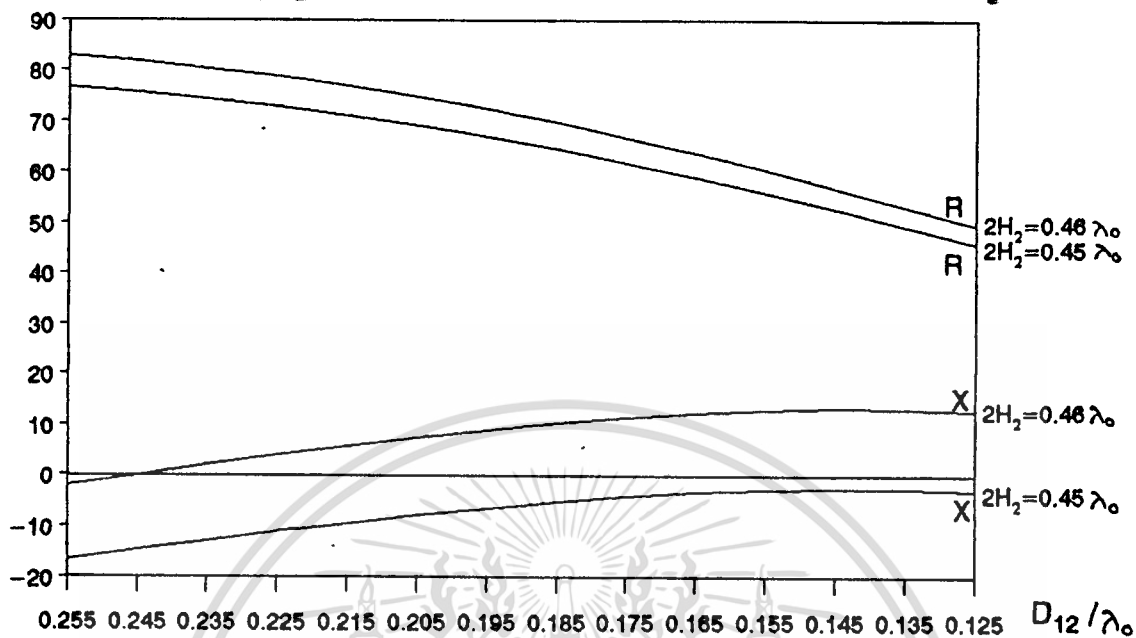
จากผลการวิเคราะห์ในตารางที่ 1 (ภาคผนวก) พบว่า การเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง (D_{12}) จะมีผลต่อค่า อินพุทอิมพีเดนซ์ (Z_{in}) มากกว่าการเปลี่ยนขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) แต่ถึงกระนั้นก็ตาม ยังไม่ทำให้ค่าส่วนประกอบรีแอกทีฟ (X) ลดลงมากนัก ดังนั้น จึงทำการทดลองวิเคราะห์เปลี่ยนขนาดของตัวขับ ($2H_2$) ให้มีขนาดสั้นลง (เดิมเท่ากับ $0.50 \lambda_0$) พบว่า ผลของส่วนประกอบรีแอกทีฟ (X) ลดลงได้ โดยที่ค่าส่วนประกอบรีซิสทีฟ (R) และ ค่าอัตราขยายไม่เปลี่ยนแปลงไปอย่างน่าสังเกต

ทดลองเปลี่ยนค่าขนาดของตัวขับ ($2H_2$) จาก $0.50 \lambda_0$ ลงมาถึง $0.41 \lambda_0$ โดยใช้ค่าระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) เป็นพารามิเตอร์ขนาด $0.15 \lambda_0$ และ $0.25 \lambda_0$ พบว่าขนาดของตัวขับ ($2H_2$) = $0.45 \lambda_0 - 0.46 \lambda_0$ จะให้ผลของส่วนประกอบรีแอกทีฟ (X) เข้าใกล้ศูนย์ (ดูรูปที่ 5.8 และตารางที่ 5 ในภาคผนวกประกอบ)



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่าอินพุทอิมพีเดนซ์ (กรณี 2 ตัวประกอบ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของตัวขับ ($2H_2$) จาก $0.50 \lambda_0 - 0.41 \lambda_0$ โดยที่ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) = $0.55 \lambda_0$, D_{12} เป็นพารามิเตอร์ (ข้อมูลจากตารางที่ 5 ในภาคผนวก)

จากตารางที่ 5 (ภาคผนวก) พบว่าค่าขนาดของตัวขับเท่ากับ $0.45 \lambda_0$ และ $0.46 \lambda_0$ เป็นค่าที่น่าสนใจ เพราะได้ค่า อินพุทอิมพีเดนซ์ (Z_{in}) ใกล้เคียง 50 และ 75 โอห์ม แล้วยังให้ค่าส่วนประกอบรีแอกทีฟ (X) ใกล้เคียงศูนย์อีกด้วย และถ้าทดลองปรับระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) ก็จะได้ค่าอินพุทอิมพีเดนซ์ตามที่ต้องการได้ (ดูจากตารางที่ 6 ในภาคผนวก และรูปที่ 5.9)



รูปที่ 5.9 กราฟแสดงค่าของ อินพุทอิมพีแดนซ์ เมื่อทดลองเปลี่ยนระยะห่างระหว่างตัวประกอบ ทั้งสอง (D_{12}) (ข้อมูลจากตารางที่ 6 ในภาคผนวก) เมื่อ $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, โดยที่ $2H_2$ เป็นพารามิเตอร์ ดังนั้น จากการวิเคราะห์หาขนาดที่เหมาะสมเพื่อสะดวกในการนำไปใช้งาน ได้ โครงสร้างของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ ดังแสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1

แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ ที่เหมาะสมกรณีที่ใช้กับสายส่งกำลัง ขนาด Characteristic impedance (Z_0) = 50 และ 75 โอห์ม

ขนาดของตัวขั้ว ($2H_2$)	$0.450 \lambda_0$	$0.460 \lambda_0$
ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$)	$0.550 \lambda_0$	$0.550 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12})	$0.137 \lambda_0$	$0.206 \lambda_0$
อัตราการขยาย (G_{dB})	5.25 dB _i	5.03 dB _i
อินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in})	$50.09 - j2.60$	$74.99 + j7.30$

ตารางที่ 5.2

แสดงแถบความถี่ใช้งาน , VSWR , และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 2 ตัว ประกอบขนาด $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.450 \lambda_0$ และ $D_{12} = 0.137 \lambda_0$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด Characteristic impedance (Z_0) = 50 โอห์ม

f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	20.14 - j 74.64	6.43	0.78	8.30	2.60	2.27
0.91	23.20 - j 66.60	6.27	0.72	6.28	2.11	3.02
0.92	26.27 - j 58.88	6.10	0.66	4.86	1.77	3.63
0.93	29.33 - j 51.42	5.95	0.58	3.83	1.52	4.12
0.94	32.35 - j 44.15	5.82	0.51	3.07	1.35	4.52
0.95	35.34 - j 37.03	5.70	0.43	2.50	1.22	4.82
0.96	38.30 - j 30.02	5.59	0.34	2.05	1.13	5.04
0.97	41.24 - j 23.09	5.49	0.26	1.71	1.07	5.18
0.98	44.18 - j 16.22	5.40	0.18	1.44	1.03	5.25
0.99	47.13 - j 9.40	5.32	0.10	1.22	1.01	5.27
1.0	50.09 - j 2.60	5.25	0.03	1.05	1.00	5.25
1.01	53.10 + j 4.18	5.19	0.05	1.10	1.00	5.18
1.02	56.15 + j 10.95	5.13	0.12	1.26	1.01	5.07
1.03	59.25 + j 17.73	5.08	0.18	1.44	1.03	4.93
1.04	62.42 + j 24.50	5.03	0.24	1.63	1.06	4.77
1.05	65.67 + j 31.28	4.99	0.29	1.82	1.09	4.60
1.1	83.38 + j 65.39	4.83	0.49	2.95	1.32	3.61

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0] / [Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|] / [1 - |\Gamma|]$

ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$

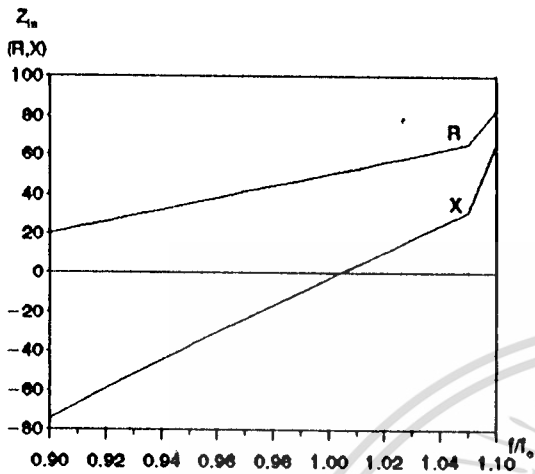
Actual gain (G_w) = Power gain (G_a) - 10 log M

ตารางที่ 5.3

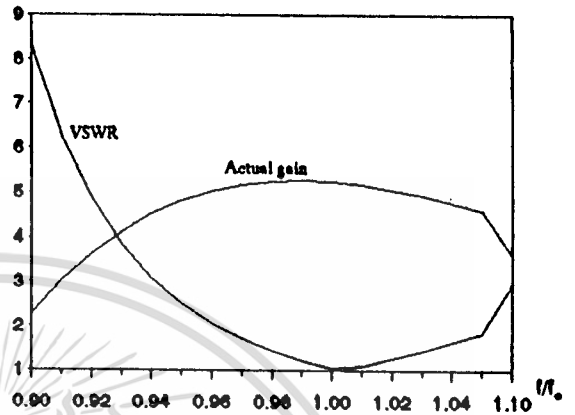
แสดงแถบความถี่ใช้งาน , VSWR , และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 2 ตัว ประกอบขนาด $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.460 \lambda_0$ และ $D_{12} = 0.206 \lambda_0$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด Characteristic impedance (Z_0) = 75 โอห์ม

f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	38.97 - j 56.75	6.21	0.53	3.24	1.38	4.79
0.91	42.95 - j 49.67	6.05	0.46	2.71	1.27	5.00
0.92	46.82 - j 42.88	5.90	0.40	2.31	1.19	5.15
0.93	50.56 - j 36.31	5.75	0.33	2.00	1.12	5.23
0.94	54.19 - j 29.88	5.62	0.27	1.76	1.08	5.28
0.95	57.73 - j 23.56	5.50	0.21	1.55	1.05	5.29
0.96	61.22 - j 17.31	5.39	0.16	1.38	1.02	5.27
0.97	64.67 - j 11.12	5.29	0.11	1.24	1.01	5.24
0.98	68.10 - j 4.95	5.19	0.06	1.12	1.00	5.17
0.99	71.54 + j 1.18	5.11	0.02	1.05	1.00	5.11
1.0	74.99 + j 7.30	5.03	0.05	1.10	1.00	5.02
1.01	78.49 + j 13.41	4.95	0.09	1.19	1.00	4.91
1.02	82.03 + j 19.52	4.88	0.13	1.30	1.02	4.80
1.03	85.64 + j 25.61	4.82	0.17	1.41	1.03	4.69
1.04	89.33 + j 31.70	4.76	0.21	1.52	1.04	4.57
1.05	93.09 + j 37.78	4.71	0.24	1.64	1.06	4.44
1.1	113.51 + j 68.02	4.48	0.39	2.28	1.18	3.76

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0]/[Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 Actual gain (G_w) = Power gain (G_a) - 10 log M



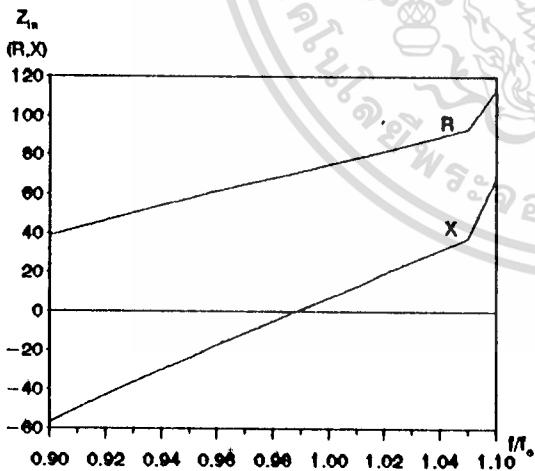
[A]



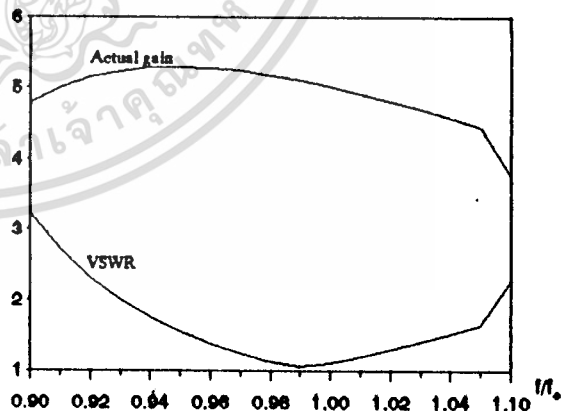
[B]

รูปที่ 5.10

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 2 ตัวระกอบ ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.450 \lambda_0$, $D_{12} = 0.137 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 50$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.2)



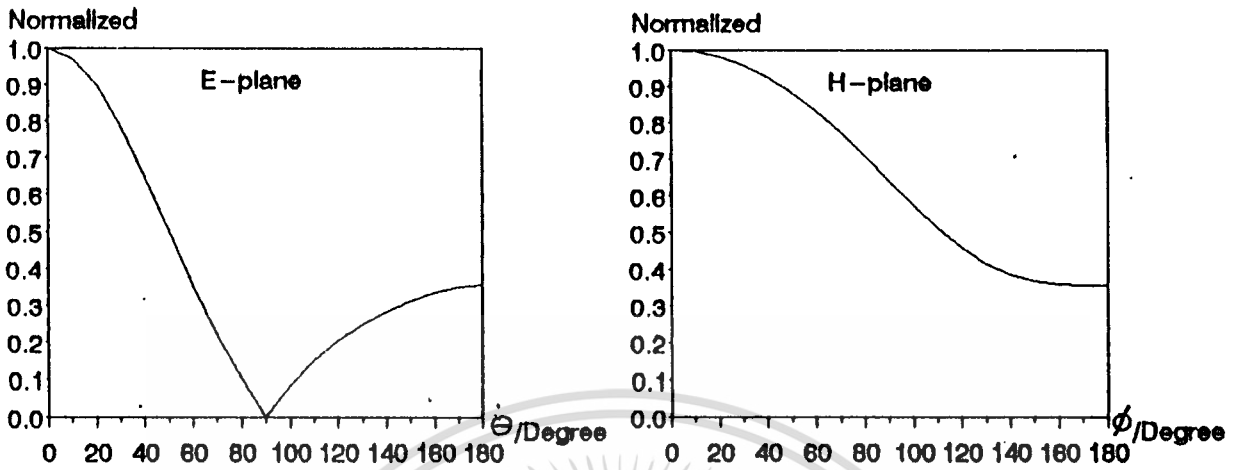
[A]



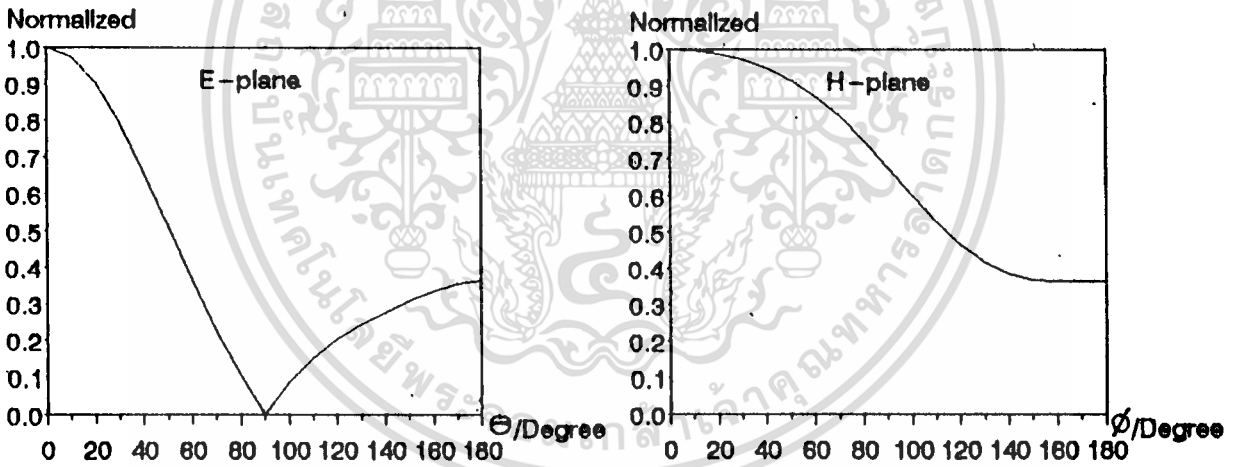
[B]

รูปที่ 5.11

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 2 ตัวระกอบ ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.460 \lambda_0$, $D_{12} = 0.206 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 75$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.3)



[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$



[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

รูปที่ 5.12

กราฟแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ใน E & H Plane ของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ (ข้อมูลจากตารางที่ 7 ในภาคผนวก)

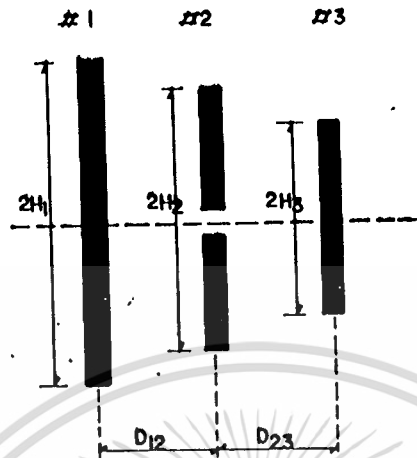
(A) ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_o$, $2H_2 = 0.450 \lambda_o$, $D_{12} = 0.137 \lambda_o$

($Z_{in} = 50.09 - j 2.60 \text{ ohms}$)

(B) ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_o$, $2H_2 = 0.460 \lambda_o$, $D_{12} = 0.206 \lambda_o$

($Z_{in} = 74.99 + j 7.30 \text{ ohms}$)

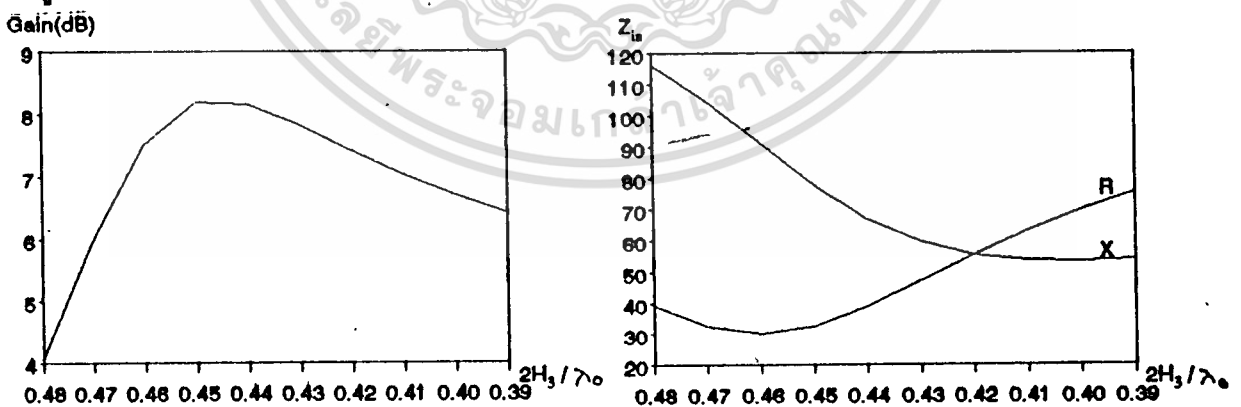
5.2 การวิเคราะห์ขนาด 3 ตัวประกอบ



รูปที่ 5.13 แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ

การวิเคราะห์ในชุด 2 ตัวประกอบในหัวข้อที่ 5.1 พบว่าค่าของขนาดตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) ที่เหมาะสมจะอยู่ในช่วง $0.54 \lambda_0 \sim 0.60 \lambda_0$ และระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) จะอยู่ในช่วง $0.10 \lambda_0 \sim 0.25 \lambda_0$ เพราะให้ค่าอัตราขยายสูง และมีแถบความถี่ใช้งานกว้างพอสมควร (ดูรูป 5.2 , 5.3 , 5.6 และ 5.7 ประกอบ)

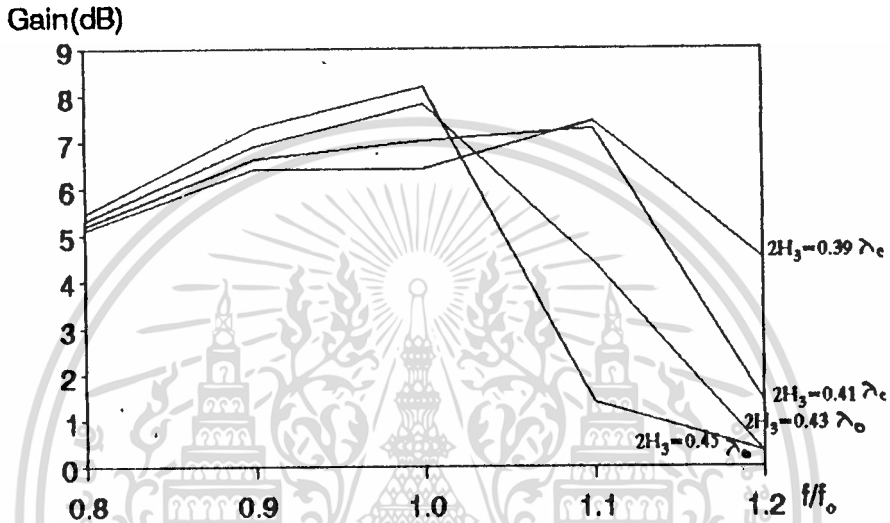
ดังนั้น เราจะเลือกขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) = $0.57 \lambda_0$ และระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสอง (D_{12}) = $0.2 \lambda_0$ เป็นหลักในการวิเคราะห์เพื่อหาขนาดของตัวนำคลื่น ($2H_3$) ที่เหมาะสมก่อน โดยให้พารามิเตอร์ทุกตัวคงที่ เปลี่ยนเฉพาะขนาดของตัวนำคลื่น ($2H_3$) จาก $0.48 \lambda_0$ ลงไปถึง $0.39 \lambda_0$ แสดงผลการเปลี่ยนแปลงในรูปที่ 5.14 (จากข้อมูลตารางที่ 8 ในภาคผนวก)



รูปที่ 5.14 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยาย และอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ ที่มีขนาดดังนี้ (ข้อมูลจากตารางที่ 8 ในภาคผนวก)

$2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.2 \lambda_0$
โดยที่เปลี่ยนแปลงขนาดของตัวนำคลื่น ($2H_3$) จาก $0.48 \lambda_0 \sim 0.39 \lambda_0$

เราพบว่าขนาดของตัวนำคลื่น $(2H_3) = 0.45 \lambda_0$ จะให้อัตราการขยายสูงสุดคือ 8.19 dB แต่เมื่อมาพิจารณาผลของแถบความถี่ใช้งาน (รูปที่ 5.15) จะพบว่าอัตราการขยายทางความถี่ที่สูงกว่ารีโซแนนซ์จะตกลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นเพื่อความเหมาะสมในการใช้งาน โดยให้แถบความถี่ใช้งานกว้างพอสมควร และอัตราการขยายสูง เราจะเลือกขนาดของตัวนำคลื่น $(2H_3)$ อยู่ในช่วง $0.39 \lambda_0 \sim 0.41 \lambda_0$

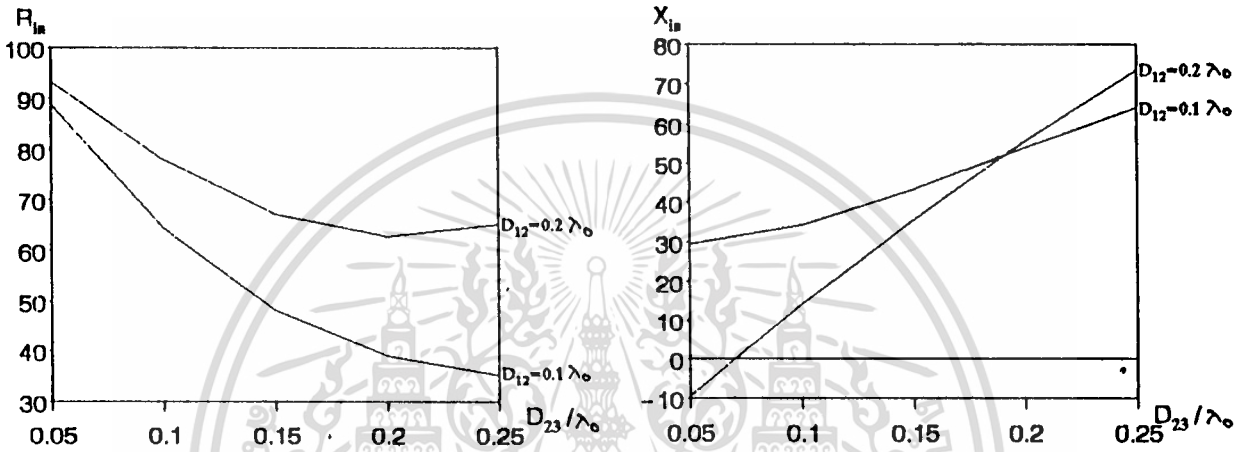


รูปที่ 5.15 แสดงขนาดของแถบความถี่ใช้งาน (กรณี 3 ตัวประกอบ) โดยมีขนาดของตัวนำคลื่น $(2H_3)$ เป็นพารามิเตอร์ และ $2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.2 \lambda_0$ (ข้อมูลจากตารางที่ 9 ในภาคผนวก)

ในการวิเคราะห์ขั้นต่อไป หลังจากเลือกขนาดของตัวนำคลื่น $(2H_3)$ ที่เหมาะสมได้แล้ว จะทำการปรับระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสาม (D_{12} & D_{23}) เพื่อหาคุณสมบัติของอินพุทอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมต่อไป โดยยังคงรักษาสภาพอัตราการขยายที่สูง และแถบความถี่ใช้งานเอาไว้ พบว่า ถ้าระยะ D_{12} เพิ่ม (จาก $0.1 \lambda_0 - 0.2 \lambda_0$) จะยังผลให้ ค่าอินพุทรีแอคแตนซ์ (X_{1n}) ต่ำลง และอินพุทรีซิสแตนซ์ (R_{1n}) สูงขึ้น และตรงกันข้าม ถ้าระยะ D_{23} เพิ่ม (จาก $0.05 \lambda_0 - 0.25 \lambda_0$) จะได้ผลกลับกันคือ ค่าอินพุทรีแอคแตนซ์ (X_{1n}) จะเพิ่มขึ้น และ อินพุทรีซิสแตนซ์ (R_{1n}) จะต่ำลง (ดูรูป 5.16) ดังนั้นจึงทำการปรับค่าระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสาม คือ D_{12} และ D_{23} เพื่อหาด้านที่ที่เหมาะสมที่สุดทำได้ ค่าอินพุทรีซิสแตนซ์ (R_{1n}) เท่ากับ 50 และ 75 โอห์ม โดยที่ค่าอินพุทรีแอคแตนซ์ (X_{1n}) มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะได้

X-AXIS D_{23}/λ_0	Y-AXIS	
	$D_{12} = 0.1 \lambda_0$ R	$D_{12} = 0.2 \lambda_0$ R
0.05	88.83	93.34
0.1	64.47	77.96
0.15	48.2	67.08
0.2	39.01	62.78
0.25	35.1	65.1

X-AXIS D_{23}/λ_0	Y-AXIS	
	$D_{12} = 0.1 \lambda_0$ X	$D_{12} = 0.2 \lambda_0$ X
0.05	29.48	-9.4
0.1	34.14	14.21
0.15	43.16	35.47
0.2	53.79	55.55
0.25	64.13	73.67



รูปที่ 5.16 กราฟแสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์
เมื่อทดลองเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง D_{23} โดยที่ D_{12} เป็นพารามิเตอร์
(ข้อมูลจากตารางที่ 10 ในภาคผนวก)

จากการวิเคราะห์ที่วงขนาดที่เหมาะสมที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นพบว่า โครงสร้างที่ทำให้ค่าของอินพุทรีซิสแตนซ์ (R_{in}) ที่ใกล้เคียง 75 โอห์ม มากที่สุดนั้นจะมีค่าของระยะห่าง D_{23} อยู่ในช่วง $0.10 \lambda_0 \sim 0.13 \lambda_0$ (ดูรายละเอียดในตารางที่ 11 และ 12 ในภาคผนวก) ซึ่งได้ค่าขนาดที่เหมาะสมมา 2 ชุดเพื่อเก็บไว้พิจารณา จากนั้นทำการทดลองเปลี่ยนค่าขนาดของตัวขั้ว ($2H_2$) ดู เพราะว่าเราทราบว่าถ้าลดขนาดของตัวขั้วลงจะทำให้ค่า R_{in} และ X_{in} ลดลงได้อีก โดยที่การลดลงของ R_{in} จะน้อยกว่า X_{in} ประมาณสองเท่าตัว จึงนำค่าหนึ่งในตารางที่ 11 และ 12 ในภาคผนวกมาทดลองดู ผลการคำนวณแสดงในตารางที่ 13 และ 14 ในภาคผนวก จากผลการคำนวณในตารางที่ 11 - 14 พบว่า ขนาดที่เหมาะสมที่ให้ ค่าอินพุทรีซิสแตนซ์ใกล้เคียง 75 โอห์ม อัตราการขยายสูง และแถบความถี่ใช้งานมากกว่า 10 % เป็นค่าที่แสดงในตารางที่ 11 ในภาคผนวก และแสดงโครงสร้างที่เหมาะสมไว้ในตาราง 5.4

สำหรับในการวิเคราะห์โครงสร้างที่เหมาะสมที่ให้ค่าอินพุทรีซิสแตนซ์ (R_{in}) ที่ใกล้เคียง 50 โอห์ม ก็จะมีการวิเคราะห์ได้ในตนเองเดียวกัน ดูผลการคำนวณในตารางที่ 15 และ 16 ในภาคผนวก ได้โครงสร้างที่เหมาะสมในตารางที่ 5.4 เช่นกัน

ตารางที่ 5.4

แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ ที่เหมาะสมกรณี่ที่ใช้กับสายส่งกำลัง
ขนาด Characteristic impedance (Z_0) = 50 และ 75 โอห์ม

ขนาดของตัวขั้ว ($2H_2$)	$0.494 \lambda_0$	$0.500 \lambda_0$
ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$)	$0.556 \lambda_0$	$0.550 \lambda_0$
ขนาดของตัวนำคลื่น ($2H_3$)	$0.430 \lambda_0$	$0.410 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวขั้ว & ตัวสะท้อนคลื่น (D_{12})	$0.200 \lambda_0$	$0.200 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวขั้ว & ตัวนำคลื่น (D_{23})	$0.100 \lambda_0$	$0.110 \lambda_0$
อัตราขยาย (G_{dB})	6.62 dB _i	6.27 dB _i
อินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in})	$50.55 - j0.45$	$75.29 + j18.56$

ตารางที่ 5.5

แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ
 ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 0.43 \lambda_0$ และ $D_{12} = 0.20 \lambda_0$
 $D_{23} = 0.10 \lambda_0$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด $(Z_0) = 50$ โอห์ม

f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	54.64 - j33.59	6.52	0.31	1.89	1.10	6.08
0.91	57.76 - j30.49	6.44	0.28	1.78	1.08	6.08
0.92	60.06 - j27.68	6.38	0.26	1.70	1.07	6.08
0.93	61.55 - j24.99	6.34	0.24	1.63	1.06	6.08
0.94	62.25 - j22.32	6.31	0.22	1.57	1.05	6.09
0.95	62.16 - j19.54	6.31	0.20	1.50	1.04	6.13
0.96	61.29 - j16.53	6.33	0.18	1.43	1.03	6.19
0.97	59.66 - j13.16	6.37	0.15	1.34	1.02	6.27
0.98	57.29 - j 9.31	6.43	0.11	1.24	1.01	6.38
0.99	54.22 - j 4.82	6.51	0.06	1.13	1.00	6.49
1.0	50.55 - j 0.45	6.62	0.01	1.01	1.00	6.62
1.01	46.36 + j 6.65	6.75	0.08	1.17	1.00	6.72
1.02	41.81 + j13.92	6.91	0.17	1.42	1.03	6.77
1.03	37.06 + j22.35	7.09	0.29	1.80	1.09	6.71
1.04	32.31 + j32.02	7.29	0.41	2.41	1.21	6.47
1.05	27.77 + j42.96	7.51	0.54	3.39	1.42	5.98
1.1	14.90 + j114.84	7.55	0.91	21.31	5.84	-0.11

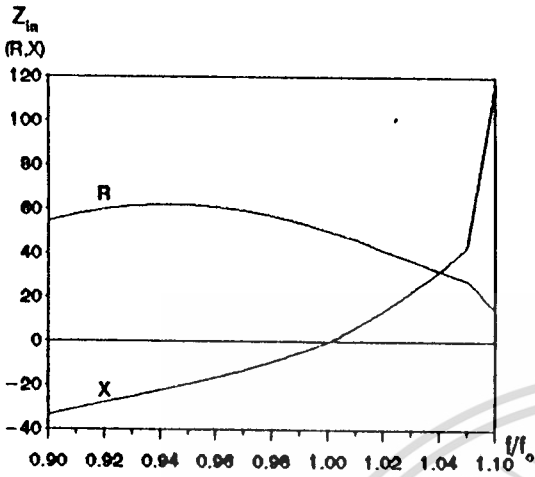
หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0]/[Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 $Actual\ gain\ (G_w) = Power\ gain\ (G_a) - 10\ log\ M$

ตารางที่ 5.6

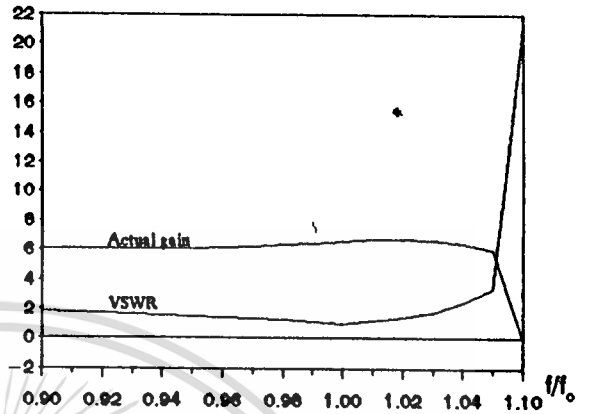
แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ
ขนาด $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$ และ $D_{12} = 0.20 \lambda_0$
 $D_{23} = 0.11 \lambda_0$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด $(Z_0) = 75$ โอห์ม

f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	54.89 - j16.44	6.59	0.20	1.49	1.04	6.41
0.91	59.71 - j11.97	6.49	0.14	1.33	1.02	6.40
0.92	63.90 - j 8.01	6.40	0.10	1.22	1.01	6.36
0.93	67.46 - j 4.40	6.33	0.06	1.13	1.00	6.31
0.94	70.42 - j 1.03	6.27	0.03	1.06	1.00	6.26
0.95	72.77 + j 2.19	6.23	0.02	1.04	1.00	6.23
0.96	74.52 + j 5.33	6.21	0.03	1.07	1.00	6.20
0.97	75.66 + j 8.46	6.20	0.05	1.12	1.00	6.18
0.98	76.18 + j11.65	6.21	0.08	1.17	1.00	6.18
0.99	76.06 + j14.99	6.23	0.10	1.22	1.00	6.19
1.0	75.29 + j18.56	6.27	0.12	1.28	1.01	6.20
1.01	73.84 + j22.47	6.33	0.15	1.35	1.02	6.23
1.02	71.72 + j26.85	6.41	0.18	1.44	1.03	6.26
1.03	68.94 + j31.84	6.51	0.22	1.56	1.05	6.29
1.04	65.54 + j37.59	6.62	0.26	1.72	1.07	6.30
1.05	61.59 + j44.25	6.76	0.32	1.95	1.11	6.28
1.1	38.38 + j96.24	7.64	0.69	5.50	1.92	4.80

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0]/[Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 $Actual\ gain\ (G_w) = Power\ gain\ (G_a) - 10\ log\ M$



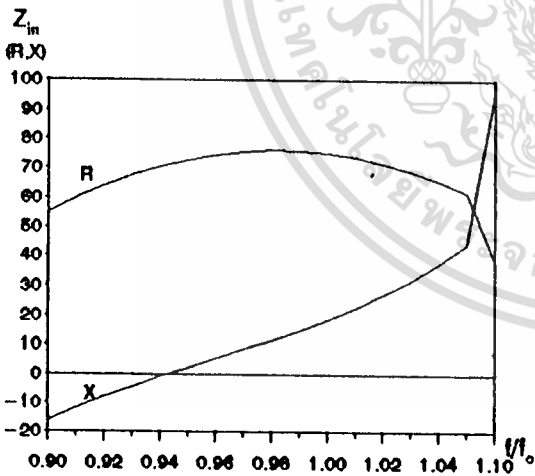
[A]



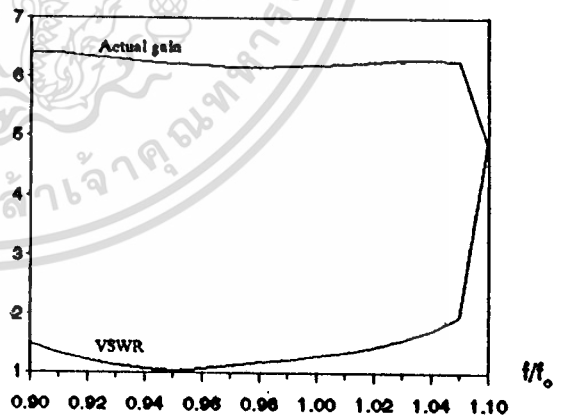
[B]

รูปที่ 5.17

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 3 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_o$, $2H_2 = 0.494 \lambda_o$, $2H_3 = 0.43 \lambda_o$, $D_{12} = 0.2 \lambda_o$, $D_{23} = 0.1 \lambda_o$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_o = 50$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.5)



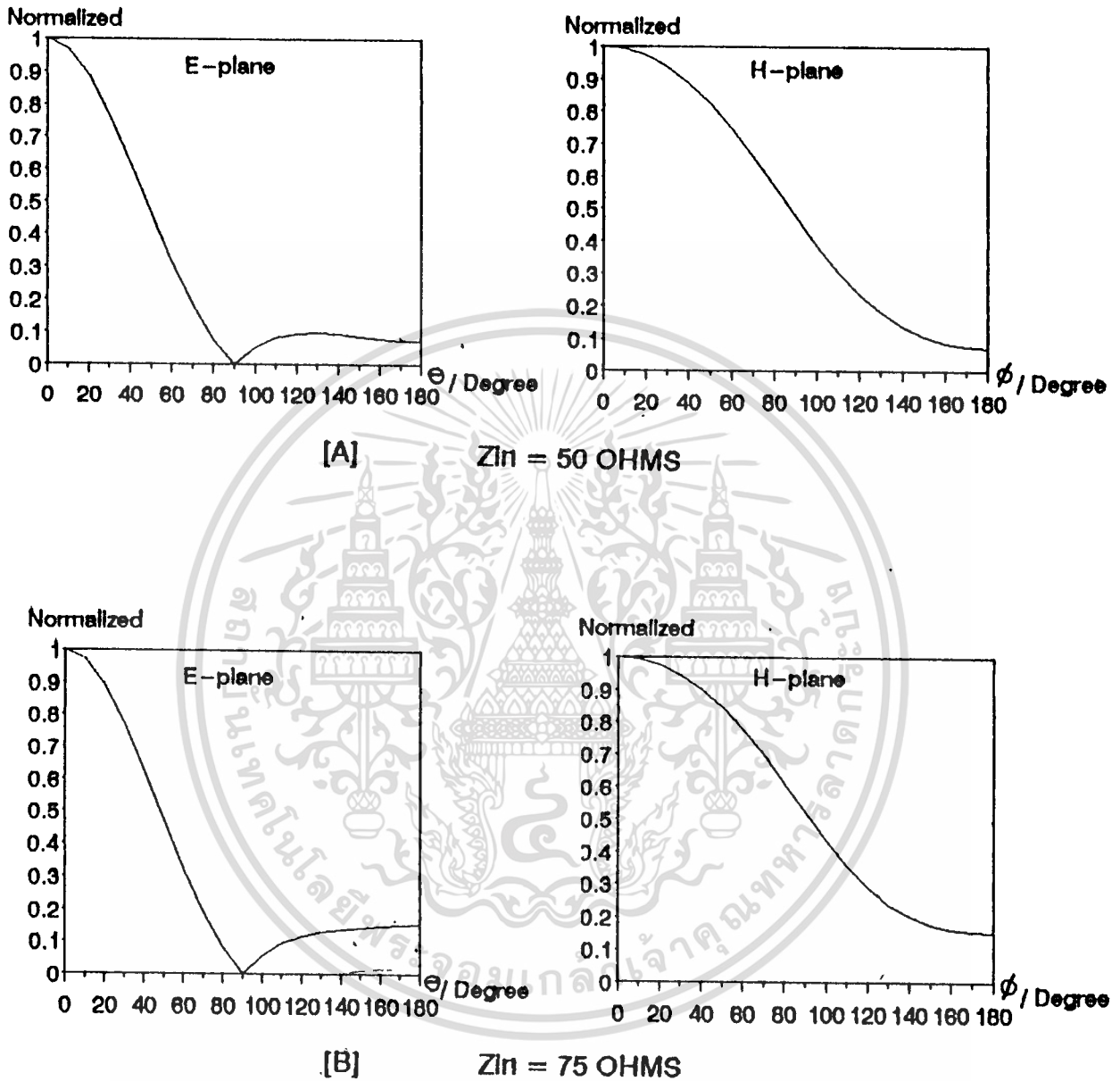
[A]



[B]

รูปที่ 5.18

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 3 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_o$, $2H_2 = 0.50 \lambda_o$, $2H_3 = 0.41 \lambda_o$, $D_{12} = 0.20 \lambda_o$, $D_{23} = 0.11 \lambda_o$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_o = 75$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.6)

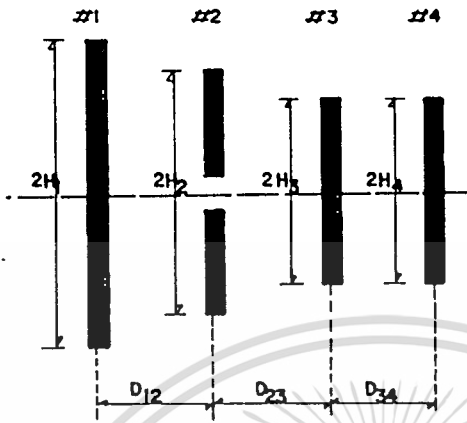


รูปที่ 5.19

กราฟแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ใน E & H Plane ของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ (ข้อมูลจากตารางที่ 17 ในภาคผนวก)

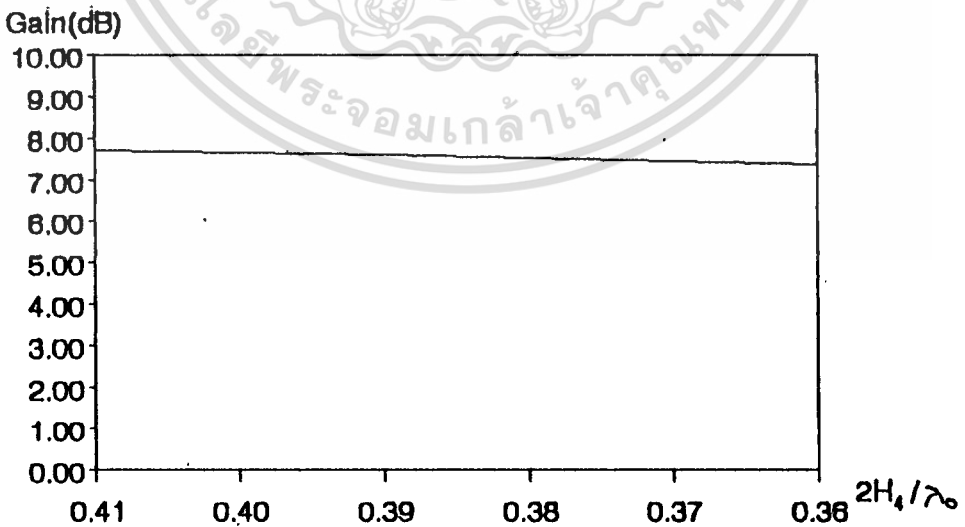
- (ก) ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 0.43 \lambda_0$, $D_{12} = 0.20 \lambda_0$
 $D_{23} = 0.10 \lambda_0$ ($Z_{in} = 50.55 - j 0.45 \text{ ohms}$)
- (ข) ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.20 \lambda_0$
 $D_{23} = 0.11 \lambda_0$ ($Z_{in} = 75.29 + j18.56 \text{ ohms}$)

5.3 การวิเคราะห์ขนาด 4 ตัวประกอบ



รูปที่ 5.20 แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ

การวิเคราะห์ขนาด 4 ตัวประกอบ ดำเนินการต่อจากชุด 3 ตัวประกอบ โดยเพิ่มจำนวนตัวประกอบที่ 4 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวนำคลื่นที่ 2 โดยในขั้นแรกจะพิจารณาหาขนาดของ $2H_4$ ที่เหมาะสมก่อน โดยยึดโครงสร้างทุกอย่างคงที่ และทำการเปลี่ยนค่า $2H_4$ ดูผลการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายดังแสดงในรูปที่ 5.21 (ข้อมูลในตารางที่ 18 ภาคผนวก) ซึ่งปรากฏว่าค่าอัตราขยายไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ดังนั้นในขั้นนี้เราจะยึดขนาดของตัวนำคลื่นตัวที่ 2 ($2H_4$) ให้มีค่าเท่ากับ ขนาดของตัวนำคลื่นตัวที่ 1 ($2H_3$) และใช้เป็นมาตรฐานสำหรับขนาดของตัวนำคลื่นทุกตัวที่จะพิจารณาเพิ่มจำนวนตัวประกอบต่อไป



รูปที่ 5.21 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของตัวนำคลื่นตัวที่ 2 ($2H_4$) ต่อค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลง (ข้อมูลตารางที่ 18 ในภาคผนวก)

ในการวิเคราะห์ได้ยึดค่าโครงสร้างที่เหมาะสมเดิมในขนาด 3 ตัวประกอบที่ผ่านมาเป็นหลักก่อน โดยพิจารณาเปลี่ยนระยะระหว่างตัวประกอบ (D_{34}) ซึ่งแสดงผลการคำนวณไว้ในตารางที่ 19 & 20 (ในภาคผนวก) เพื่อดูแนวโน้มการเปลี่ยนแปลง สิ่งเกิดอัตราขยาย อินพุตอิมพีแดนซ์ และแถบความถี่ใช้งานควบคู่กันไป ในที่สุดได้ขนาดของสายอากาศที่เหมาะสมแสดงในตารางที่ 5.7

ตารางที่ 5.7

แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ ที่เหมาะสมกรณีที่ใช้กับสายส่งกำลังขนาด Characteristic impedance (Z_0) = 50 และ 75 โอห์ม

ขนาดของตัวขับ ($2H_2$)	$0.494 \lambda_0$	$0.500 \lambda_0$
ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$)	$0.556 \lambda_0$	$0.550 \lambda_0$
ขนาดของตัวนำคลื่นตัวที่ 1 ($2H_3$)	$0.430 \lambda_0$	$0.410 \lambda_0$
ขนาดของตัวนำคลื่นตัวที่ 2 ($2H_4$)	$0.430 \lambda_0$	$0.410 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวขับ & ตัวสะท้อนคลื่น (D_{12})	$0.200 \lambda_0$	$0.200 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวขับ & ตัวนำคลื่นที่ 1 (D_{23})	$0.150 \lambda_0$	$0.050 \lambda_0$
ระยะตัวนำคลื่นที่ 1 & ตัวนำคลื่นที่ 2 (D_{34})	$0.323 \lambda_0$	$0.175 \lambda_0$
อัตราขยาย (G_{dB})	8.65 dB _i	7.51 dB _i
อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in})	50.26 - j0.11	74.83 + j32.05

ตารางที่ 5.8

แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ
 ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_o$, $2H_2 = 0.494 \lambda_o$, $2H_3 = 2H_4 = 0.43 \lambda_o$ และ
 $D_{12} = 0.20 \lambda_o$, $D_{23} = 0.15 \lambda_o$, $D_{34} = 0.323 \lambda_o$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด
 $Z_o = 50$ โอห์ม

f/f_o	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	53.23 - j 19.47	7.93	0.19	1.46	1.03	7.77
0.91	58.79 - j 14.81	7.91	0.15	1.37	1.02	7.80
0.92	63.97 - j 11.17	7.90	0.15	1.37	1.02	7.79
0.93	68.54 - j 8.62	7.90	0.17	1.41	1.03	7.77
0.94	72.18 - j 7.11	7.93	0.19	1.47	1.04	7.77
0.95	74.43 - j 6.75	7.98	0.20	1.51	1.04	7.79
0.96	74.76 - j 7.09	8.05	0.20	1.52	1.04	7.86
0.97	72.61 - j 7.63	8.15	0.19	1.48	1.04	7.98
0.98	67.64 - j 7.42	8.28	0.16	1.39	1.03	8.16
0.99	59.95 - j 5.29	8.44	0.10	1.23	1.01	8.39
1.0	50.26 - j 0.11	8.65	0.00	1.00	1.00	8.65
1.01	39.79 + j 8.77	8.91	0.15	1.35	1.02	8.81
1.02	29.90 + j 21.39	9.20	0.35	2.10	1.14	8.61
1.03	21.68 + j 37.18	9.49	0.58	3.75	1.50	7.72
1.04	15.78 + j 55.30	9.66	0.75	7.22	2.34	5.97
1.05	12.38 + j 74.95	9.45	0.86	13.28	3.84	3.60
1.1	28.87 + j179.95	2.17	0.92	24.70	6.68	-6.08

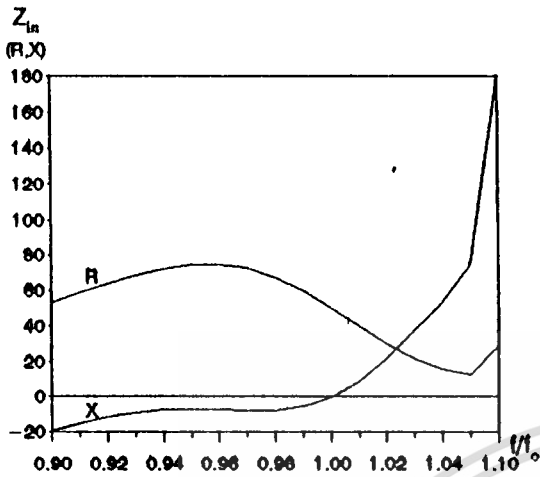
หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_o]/[Z_{in} + Z_o]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 Actual gain (G_w) = Power gain (G_a) - 10 log M

ตารางที่ 5.9

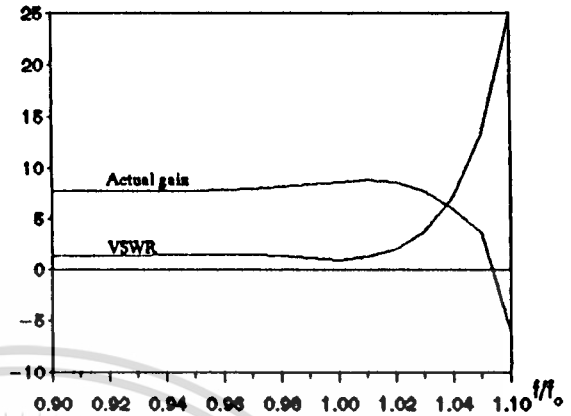
แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ
ขนาด $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.41 \lambda_0$ และ
 $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด
 $Z_0 = 75$ โอห์ม

f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	44.54 - j22.77	7.13	0.31	1.91	1.11	6.68
0.91	48.17 - j17.67	7.10	0.26	1.69	1.07	6.80
0.92	51.43 - j12.71	7.08	0.21	1.53	1.04	6.88
0.93	54.38 - j 7.76	7.07	0.17	1.41	1.03	6.94
0.94	57.11 - j 2.74	7.09	0.14	1.32	1.02	7.01
0.95	59.70 + j 2.43	7.12	0.11	1.26	1.01	7.06
0.96	62.26 + j 7.80	7.17	0.11	1.24	1.01	7.12
0.97	64.89 + j13.41	7.23	0.12	1.27	1.01	7.17
0.98	67.73 + j19.32	7.31	0.14	1.33	1.02	7.22
0.99	70.97 + j25.53	7.41	0.17	1.42	1.03	7.27
1.0	74.83 + j32.05	7.51	0.21	1.53	1.04	7.31
1.01	79.66 + j38.85	7.63	0.24	1.65	1.06	7.36
1.02	85.93 + j45.77	7.75	0.28	1.78	1.08	7.39
1.03	94.35 + j52.43	7.87	0.31	1.92	1.11	7.41
1.04	105.90 + j57.96	7.99	0.34	2.06	1.13	7.44
1.05	121.75 + j60.32	8.11	0.37	2.18	1.16	7.47
1.1	92.25 - j56.68	8.16	0.33	2.01	1.13	7.64

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0]/[Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 Actual gain (G_w) = Power gain (G_a) - 10 log M



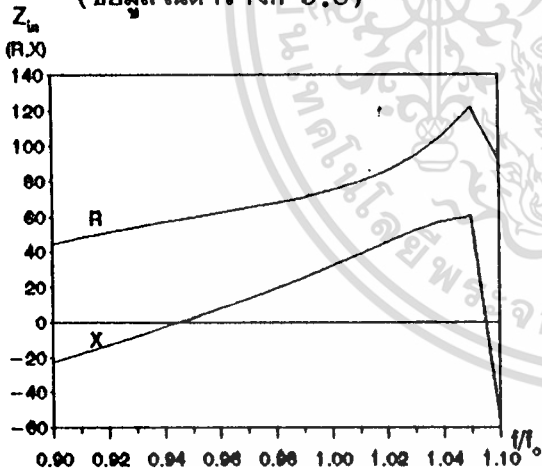
[A]



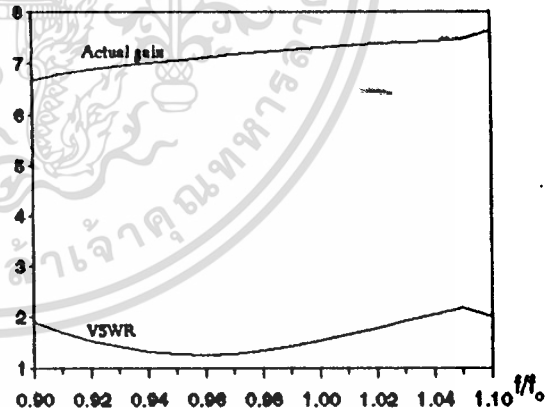
[B]

รูปที่ 5.22

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 4 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.43 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.15 \lambda_0$, $D_{34} = 0.323 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 50$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.8)



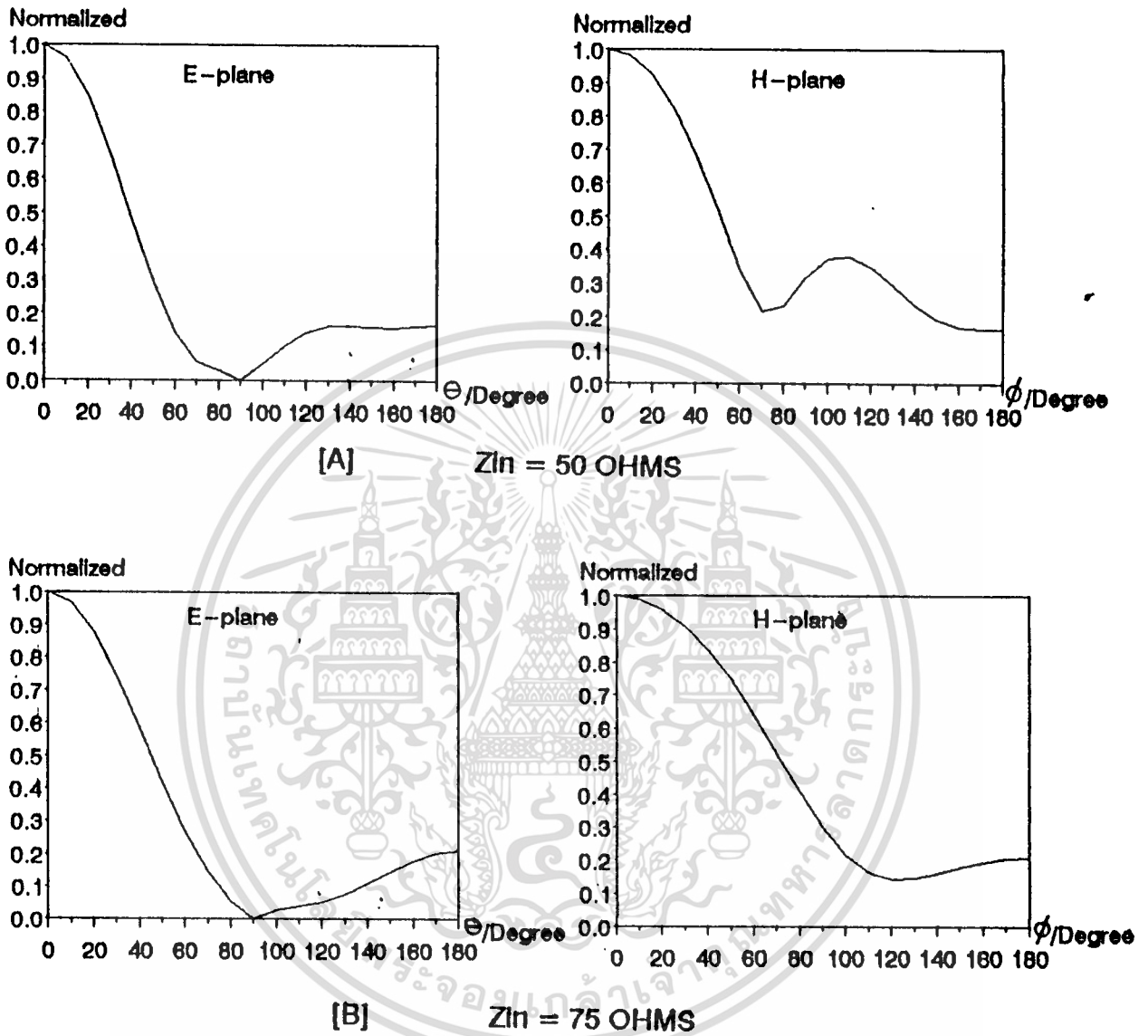
[A]



[B]

รูปที่ 5.23

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 4 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 75$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.9)



รูปที่ 5.24

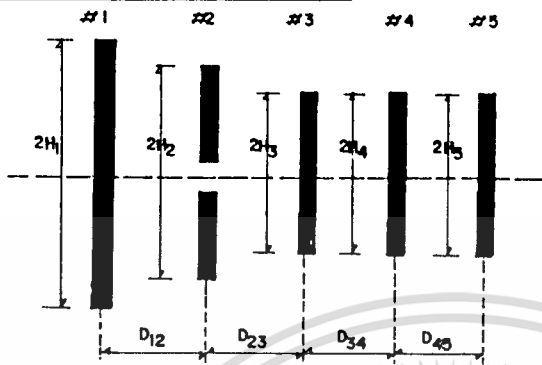
กราฟแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ใน E & H Plane ของสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ (ข้อมูลจากตารางที่ 21 ในภาคผนวก)

(ก) ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.43 \lambda_0$,
 $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.15 \lambda_0$, $D_{34} = 0.323 \lambda_0$
 ($Z_{in} = 50.28 - j 0.11 \text{ ohms}$)

(ข) ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.41 \lambda_0$,
 $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$
 ($Z_{in} = 74.83 + j32.05 \text{ ohms}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การวิเคราะห์ขนาด 5 ตัวประกอบ



รูปที่ 5.25 แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบ

ในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศตั้งแต่ 5 ตัวประกอบขึ้นไป เพื่อลดความยุ่งยากและสับสนจะทำการวิเคราะห์จากโครงสร้างเดิมคือขนาด 4 ตัวประกอบเป็นหลักพิจารณาวิเคราะห์เฉพาะระยะห่างระหว่างตัวประกอบสุดท้าย เพื่อปรับแต่งให้ได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ตามที่ต้องการ จากตารางที่ 22 (ในภาคผนวก) ได้แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบไว้พิจารณา ซึ่งได้ขนาดที่เหมาะสมแสดงในตารางที่ 5.10

ตารางที่ 5.10

แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบ
ที่เหมาะสมกรณีอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) เท่ากับ 50 และ 75 โอห์ม

ขนาดของตัวขับ ($2H_2$)	$0.494 \lambda_o$	$0.500 \lambda_o$
ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$)	$0.556 \lambda_o$	$0.550 \lambda_o$
ขนาดของตัวนำคลื่น ($2H_3 = 2H_4 = 2H_5$)	$0.430 \lambda_o$	$0.410 \lambda_o$
ระยะห่างระหว่างตัวขับ & ตัวสะท้อนคลื่น (D_{12})	$0.200 \lambda_o$	$0.200 \lambda_o$
ระยะห่างระหว่างตัวขับ & ตัวนำคลื่นที่ 1 (D_{23})	$0.150 \lambda_o$	$0.050 \lambda_o$
ระยะตัวนำคลื่นที่ 1 & ตัวนำคลื่นที่ 2 (D_{34})	$0.323 \lambda_o$	$0.175 \lambda_o$
ระยะตัวนำคลื่นที่ 2 & ตัวนำคลื่นที่ 3 (D_{45})	$0.434 \lambda_o$	$0.268 \lambda_o$
อัตราขยาย (G_{dB})	9.27 dB_f	8.34 dB_f
อินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in})	$50.12 - j18.64$	$75.00 + j 3.07$

ตารางที่ 5.11

แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบ
 ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_o$, $2H_2 = 0.494 \lambda_o$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.43 \lambda_o$ และ
 $D_{12} = 0.20 \lambda_o$, $D_{23} = 0.15 \lambda_o$, $D_{34} = 0.323 \lambda_o$, $D_{45} = 0.434 \lambda_o$
 ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด $Z_o = 50$ โห์ม

f/f_o	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	47.13 - j16.06	8.90	0.16	1.39	1.03	8.78
0.91	53.10 - j 8.71	8.94	0.09	1.19	1.01	8.90
0.92	59.86 - j 2.15	8.99	0.09	1.20	1.01	8.95
0.93	67.56 + j 3.08	9.04	0.15	1.36	1.02	8.94
0.94	76.08 + j 6.10	9.08	0.21	1.54	1.05	8.88
0.95	84.68 + j 5.65	9.11	0.26	1.70	1.07	8.80
0.96	91.30 + j 0.60	9.14	0.29	1.82	1.09	8.75
0.97	92.38 - j 8.61	9.17	0.30	1.87	1.10	8.75
0.98	84.64 - j18.17	9.19	0.29	1.81	1.09	8.81
0.99	68.82 - j22.01	9.22	0.24	1.63	1.06	8.96
1.0	50.13 - j16.64	9.27	0.16	1.39	1.03	9.15
1.01	33.71 - j 3.39	9.36	0.20	1.49	1.04	9.18
1.02	21.70 + j14.48	9.47	0.43	2.54	1.23	8.56
1.03	13.97 + j34.43	9.54	0.68	5.37	1.89	6.78
1.04	9.66 + j55.10	9.33	0.84	11.57	3.41	4.00
1.05	8.01 + j75.96	8.50	0.91	20.76	5.70	0.94
1.1	28.15 + j180.47	0.70	0.92	25.44	6.87	-7.67

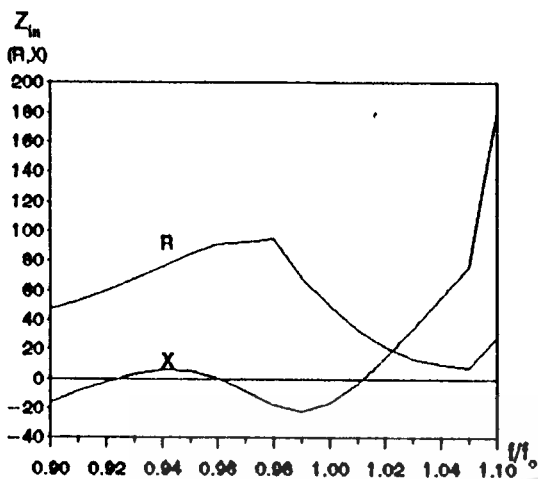
หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_o] / [Z_{in} + Z_o]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|] / [1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 Actual gain (G_w) = Power gain (G_a) - $10 \log M$

ตารางที่ 5.12

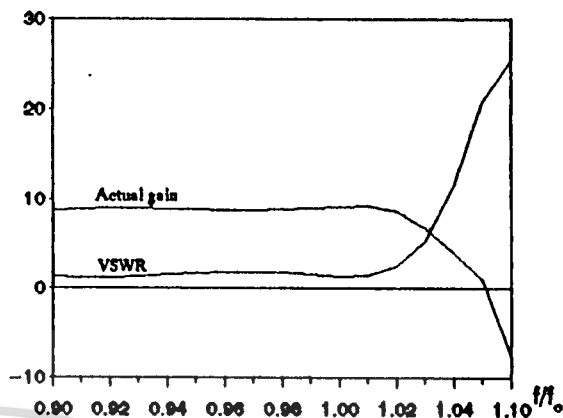
แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบ
 ขนาด $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.41 \lambda_0$ และ
 $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$, $D_{45} = 0.268 \lambda_0$
 ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด $Z_0 = 75$ โอห์ม

f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	50.72 - j16.79	7.90	0.23	1.60	1.06	7.66
0.91	56.77 - j12.59	7.87	0.17	1.40	1.03	7.74
0.92	62.38 - j 9.31	7.85	0.11	1.26	1.01	7.79
0.93	67.39 - j 6.84	7.85	0.07	1.15	1.00	7.83
0.94	71.66 - j 5.08	7.86	0.04	1.08	1.00	7.85
0.95	75.04 - j 3.86	7.89	0.02	1.05	1.00	7.89
0.96	77.38 - j 2.99	7.94	0.02	1.05	1.00	7.94
0.97	78.56 - j 2.21	8.01	0.03	1.05	1.00	8.00
0.98	78.53 - j 1.21	8.10	0.02	1.05	1.00	8.10
0.99	77.29 + j 0.41	8.21	0.01	1.03	1.00	8.21
1.0	75.00 + j 3.07	8.34	0.02	1.04	1.00	8.34
1.01	71.92 + j 7.16	8.51	0.05	1.11	1.00	8.50
1.02	68.44 + j13.09	8.70	0.10	1.22	1.01	8.65
1.03	65.07 + j21.28	8.93	0.16	1.40	1.03	8.81
1.04	62.51 + j32.24	9.19	0.24	1.63	1.06	8.92
1.05	61.82 + j46.75	9.49	0.33	2.01	1.13	8.97
1.1	217.66 - j150.44	9.29	0.63	4.40	1.66	7.09

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0]/[Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 Actual gain (G_w) = Power gain (G_a) - 10 log M



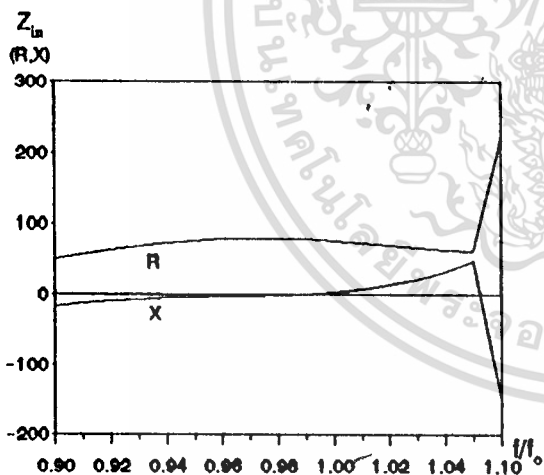
[A]



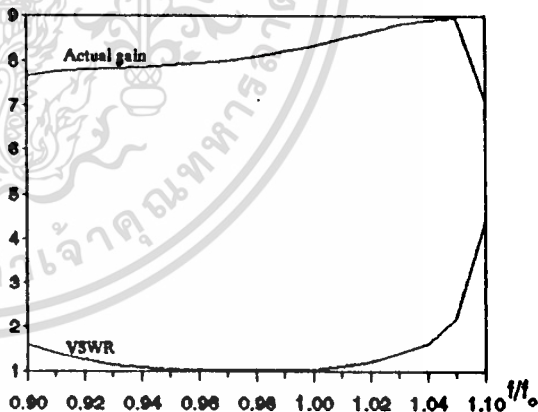
[B]

รูปที่ 5.26

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 5 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.43 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.15 \lambda_0$, $D_{34} = 0.323 \lambda_0$, $D_{45} = 0.434 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 50$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.11)



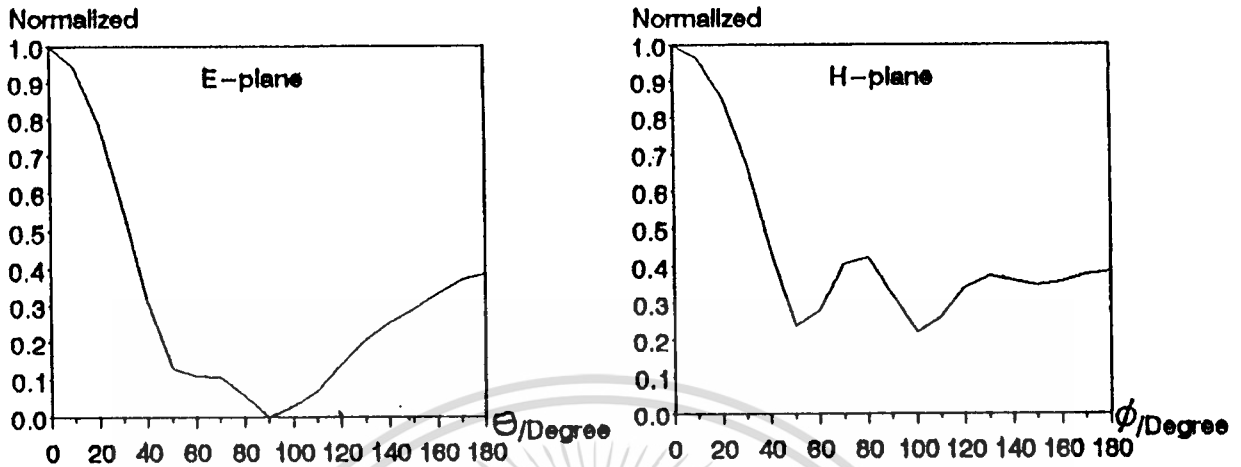
[A]



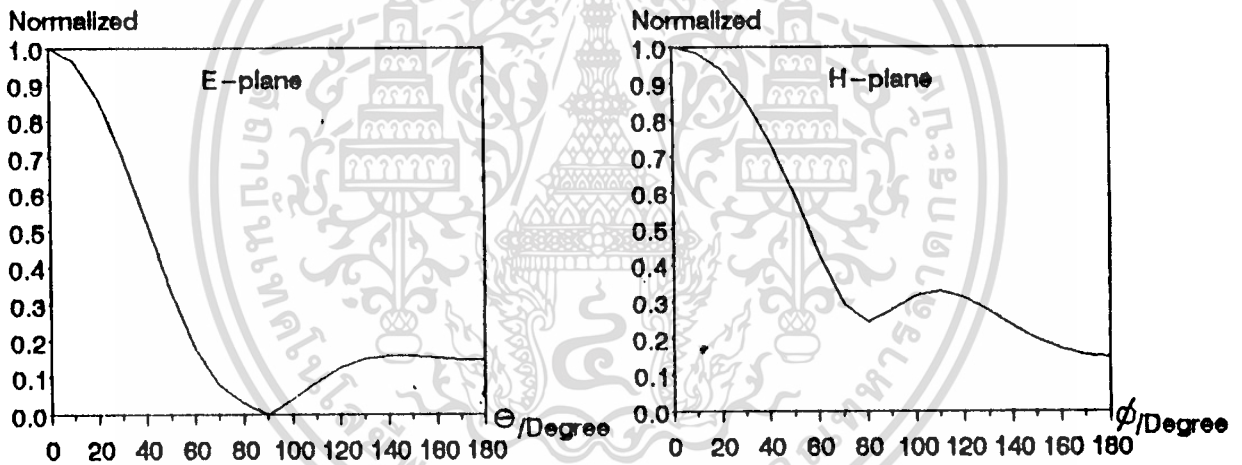
[B]

รูปที่ 5.27

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 5 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$, $D_{45} = 0.268 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 75$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.12)



[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$



[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

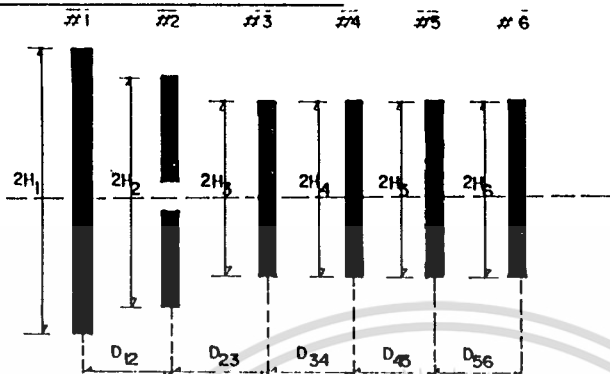
รูปที่ 5.28

กราฟแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ใน E & H Plane ของสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบ (ข้อมูลจากตารางที่ 23 ในภาคผนวก)

(ก) ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_o$, $2H_2 = 0.494 \lambda_o$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.43 \lambda_o$,
 $D_{12} = 0.20 \lambda_o$, $D_{23} = 0.15 \lambda_o$, $D_{34} = 0.323 \lambda_o$, $D_{45} = 0.434 \lambda_o$
 ($Z_{in} = 50.12 - j 16.64 \text{ ohms}$)

(ข) ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_o$, $2H_2 = 0.50 \lambda_o$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.41 \lambda_o$,
 $D_{12} = 0.20 \lambda_o$, $D_{23} = 0.05 \lambda_o$, $D_{34} = 0.175 \lambda_o$, $D_{45} = 0.268 \lambda_o$
 ($Z_{in} = 75.00 + j 3.07 \text{ ohms}$)

5.5 การวิเคราะห์ขนาด 6 ตัวประกอบ



รูปที่ 5.29 แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบ

ทำการวิเคราะห์เช่นเดียวกับการวิเคราะห์ขนาด 5 ตัวประกอบโดยยึดโครงสร้างเดิมจาก 5 ตัวประกอบเป็นหลัก และวิเคราะห์เฉพาะระยะห่างของตัวนำคลื่นตัวสุดท้าย (D_{46}) โดยพยายามรักษาค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์ค่าเดิมเอาไว้ ได้ผลการคำนวณแสดงใน ตารางที่ 24 (ในภาคผนวก) ได้ขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบแสดงในตารางที่ 5.13

ตารางที่ 5.13

แสดงโครงสร้างของสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบ
ที่เหมาะสมกรณีอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) เท่ากับ 50 และ 75 โอห์ม

ขนาดของตัวขั้ว ($2H_2$)	$0.494 \lambda_0$	$0.500 \lambda_0$
ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$)	$0.556 \lambda_0$	$0.550 \lambda_0$
ขนาดของตัวนำคลื่น ($2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 2H_6$)	$0.430 \lambda_0$	$0.410 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวขั้ว & ตัวสะท้อนคลื่น (D_{12})	$0.200 \lambda_0$	$0.200 \lambda_0$
ระยะห่างระหว่างตัวขั้ว & ตัวนำคลื่นที่ 1 (D_{23})	$0.150 \lambda_0$	$0.050 \lambda_0$
ระยะตัวนำคลื่นที่ 1 & ตัวนำคลื่นที่ 2 (D_{34})	$0.323 \lambda_0$	$0.175 \lambda_0$
ระยะตัวนำคลื่นที่ 2 & ตัวนำคลื่นที่ 3 (D_{45})	$0.434 \lambda_0$	$0.268 \lambda_0$
ระยะตัวนำคลื่นที่ 3 & ตัวนำคลื่นที่ 4 (D_{56})	$0.192 \lambda_0$	$0.216 \lambda_0$
อัตราขยาย (G_{dB})	10.31 dB_i	9.43 dB_i
อินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in})	$50.21 + j 2.71$	$75.04 + j29.05$

ตารางที่ 5.14

แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบ
 ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_o$, $2H_2 = 0.494 \lambda_o$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 2H_6 = 0.43 \lambda_o$,
 และ $D_{12} = 0.20 \lambda_o$, $D_{23} = 0.15 \lambda_o$, $D_{34} = 0.323 \lambda_o$, $D_{45} = 0.434 \lambda_o$,
 $D_{56} = 0.192 \lambda_o$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด $Z_o = 50$ โอห์ม

f/f_o	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	53.70 - j15.18	9.13	0.15	1.35	1.02	9.03
0.91	60.96 - j10.60	9.11	0.13	1.31	1.02	9.03
0.92	67.83 - j 7.87	9.11	0.16	1.39	1.03	8.99
0.93	73.60 - j 7.06	9.12	0.20	1.49	1.04	8.94
0.94	77.45 - j 7.90	9.16	0.22	1.57	1.05	8.94
0.95	78.62 - j 9.66	9.23	0.23	1.61	1.06	8.98
0.96	76.75 - j11.23	9.34	0.23	1.59	1.05	9.11
0.97	72.08 - j11.42	9.49	0.20	1.51	1.04	9.31
0.98	65.39 - j 9.29	9.70	0.15	1.37	1.02	9.59
0.99	57.57 - j 4.49	9.98	0.08	1.18	1.01	9.95
1.0	50.21 + j 2.71	10.31	0.03	1.05	1.00	10.31
1.01	43.26 + j11.46	10.68	0.14	1.33	1.02	10.59
1.02	36.30 + j20.55	11.02	0.28	1.77	1.08	10.67
1.03	26.45 + j30.53	11.14	0.47	2.76	1.28	10.06
1.04	14.06 + j47.56	10.44	0.75	6.91	2.26	6.89
1.05	7.72 + j71.31	7.31	0.90	19.75	5.45	-0.05
1.1	28.09 + j180.29	-0.71	0.92	25.44	6.87	-9.08

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_o] / [Z_{in} + Z_o]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|] / [1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 $Actual\ gain\ (G_w) = Power\ gain\ (G_u) - 10\ log\ M$

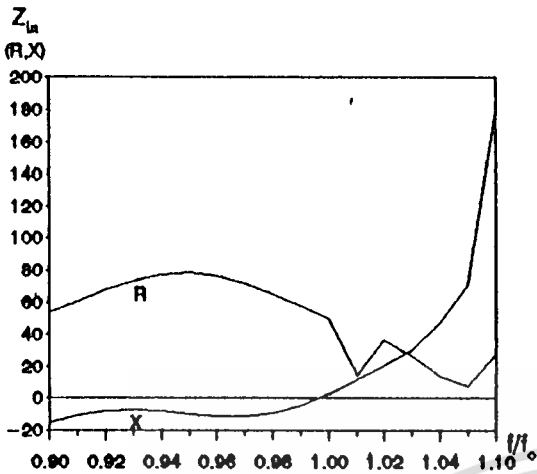
ตารางที่ 5.15

แสดงแถบความถี่ใช้งาน, VSWR, และ Actual gain เมื่อนำสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบ
 ขนาด $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 2H_6 = 0.41 \lambda_0$
 และ $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$, $D_{45} = 0.268 \lambda_0$
 $D_{56} = 0.216 \lambda_0$ ต่อใช้งานกับสายส่งกำลังขนาด $Z_0 = 75$ โอห์ม

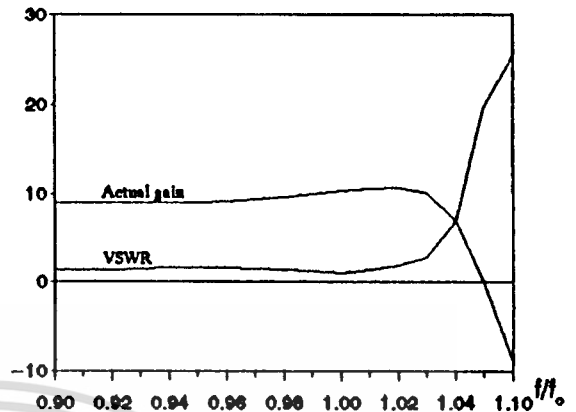
f/f_0	Input impedance (Z_{in})	Power Gain(dB)	Γ	VSWR	M	Actual Gain(dB)
0.9	49.15 - j23.54	8.24	0.27	1.76	1.08	7.89
0.91	52.74 - j19.60	8.26	0.23	1.59	1.05	8.02
0.92	55.61 - j15.73	8.30	0.19	1.47	1.04	8.14
0.93	57.90 - j11.69	8.36	0.15	1.37	1.02	8.25
0.94	59.77 - j 7.33	8.45	0.12	1.28	1.01	8.38
0.95	61.41 - j 2.53	8.56	0.10	1.22	1.01	8.51
0.96	63.02 + j 2.79	8.70	0.09	1.19	1.01	8.66
0.97	64.86 + j 8.67	8.86	0.09	1.21	1.01	8.82
0.98	67.20 + j15.09	9.04	0.12	1.27	1.01	8.98
0.99	70.44 + j21.97	9.23	0.15	1.36	1.02	9.13
1.0	75.04 + j29.05	9.43	0.19	1.47	1.04	9.27
1.01	81.58 + j35.76	9.63	0.22	1.58	1.05	9.40
1.02	90.60 + j40.90	9.83	0.25	1.69	1.07	9.53
1.03	101.98 + j42.23	10.00	0.27	1.76	1.08	9.53
1.04	113.28 + j36.66	10.16	0.27	1.76	1.08	9.81
1.05	117.76 + j23.41	10.29	0.25	1.67	1.07	10.01
1.1	216.62 + j172.78	9.86	0.66	4.86	1.77	7.38

หมายเหตุ: ค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ $[\Gamma] = [Z_{in} - Z_0]/[Z_{in} + Z_0]$
 $VSWR = [1 + |\Gamma|]/[1 - |\Gamma|]$
 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ $[M] = 1 / [1 - |\Gamma|^2]$
 $Actual\ gain\ (G_w) = Power\ gain\ (G_a) - 10\ log\ M$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



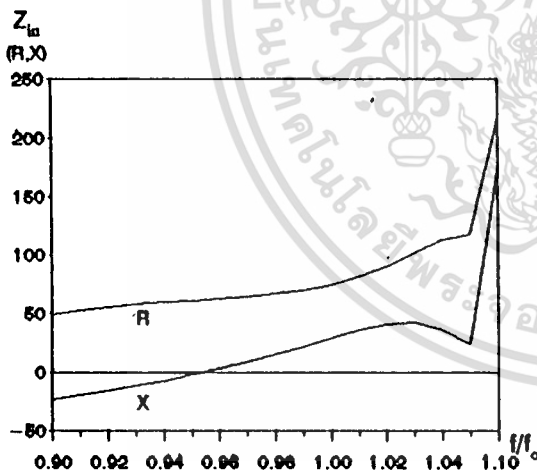
[A]



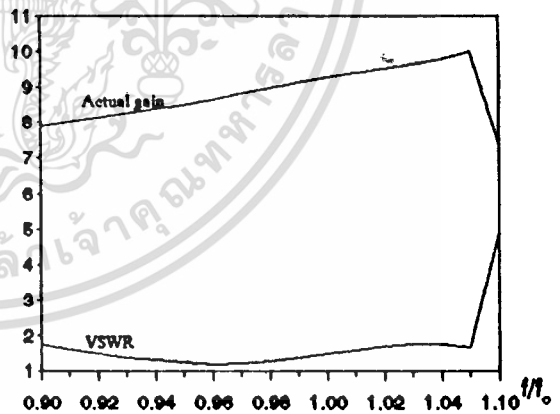
[B]

รูปที่ 5.30

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 6 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 2H_6 = 0.43 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.15 \lambda_0$, $D_{34} = 0.323 \lambda_0$, $D_{45} = 0.434 \lambda_0$, $D_{56} = 0.192 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 50$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.14)



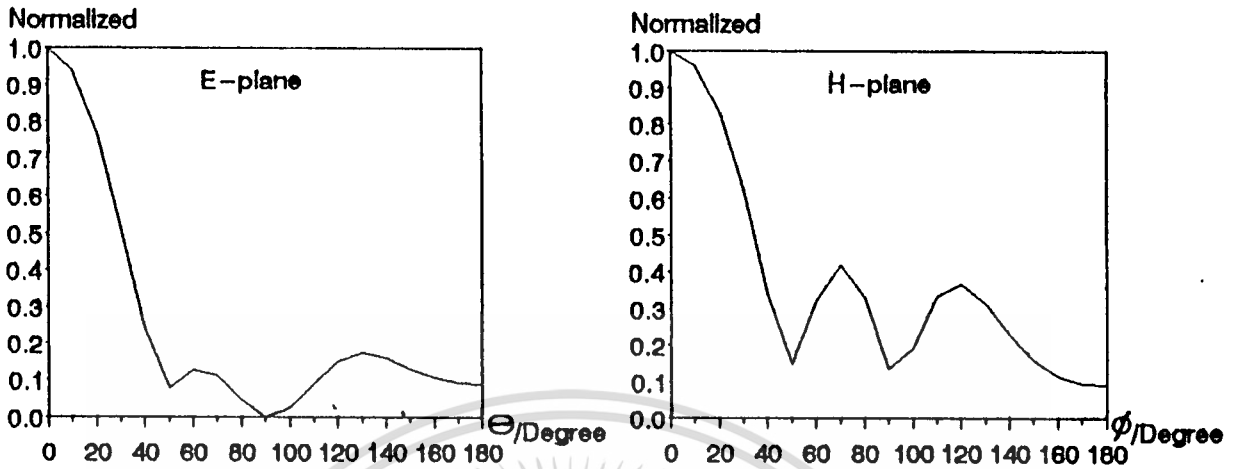
[A]



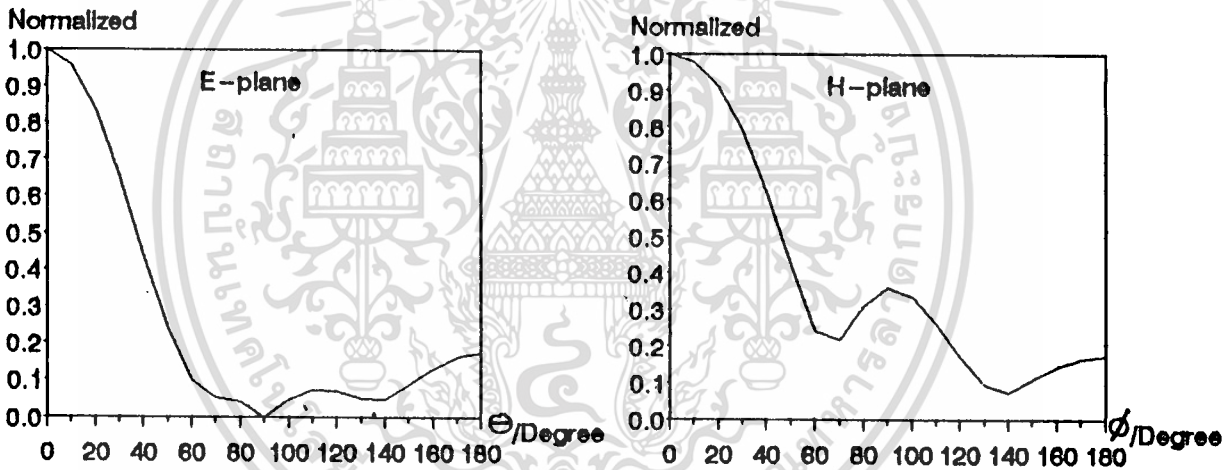
[B]

รูปที่ 5.31

กราฟแสดง Z_{in} , Actual gain & VSWR ของสายอากาศ 6 ตัวประกอบ ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 2H_6 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$, $D_{45} = 0.268 \lambda_0$, $D_{56} = 0.216 \lambda_0$ เมื่อต่อใช้งานกับสายส่งกำลัง $Z_0 = 75$ โอห์ม (ข้อมูลในตารางที่ 5.15)



[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$



[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

รูปที่ 5.32

กราฟแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ใน E & H Plane ของสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบ (ข้อมูลจากตารางที่ 25 ในภาคผนวก)

(ก) ขนาด $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3=2H_4=2H_5=2H_6 = 0.43 \lambda_0$,
 $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.15 \lambda_0$, $D_{34} = 0.323 \lambda_0$, $D_{45} = 0.434 \lambda_0$,
 $D_{56} = 0.192 \lambda_0$ ($Z_{in} = 50.21 + j 2.71 \text{ ohms}$)

(ข) ขนาด $2H_1 = 0.550 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3=2H_4=2H_5=2H_6 = 0.41 \lambda_0$,
 $D_{12} = 0.20 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$, $D_{45} = 0.268 \lambda_0$,
 $D_{56} = 0.216 \lambda_0$ ($Z_{in} = 75.04 + j29.05 \text{ ohms}$)

5.6 สรุปผลการวิเคราะห์

ในการวิเคราะห์หาโครงสร้างที่เหมาะสมของสายอากาศยาภิ-อูเดไดโพล พอดีจะสรุปเป็นหลักการ และข้อสังเกตในการวิเคราะห์ได้ดังนี้ :-

[1] การพิจารณาขนาดของแต่ละตัวประกอบ

โดยใช้หลักเกณฑ์ของขนาดตัวประกอบดังนี้ $2H_1 > 2H_2 > 2H_3 \dots\dots\dots 2H_N$ และในแต่ละขั้นตอนของการวิเคราะห์ใช้หลักเกณฑ์ต่อไปนี้ช่วยให้การวิเคราะห์ได้สะดวกขึ้น

1.1 ถ้าลดขนาด $2H_1$ ผลที่ได้คือ อัตราการขยายสูง , แถบความถี่ใช้งานแคบลง ค่าส่วนประกอบรีซีสตีฟ (R) เพิ่มประมาณ 2 เท่า ขณะที่ค่าส่วนประกอบรีแอคตีฟ (X) เพิ่มประมาณ 1 เท่า

1.2 ถ้าลดขนาด $2H_2$ ผลที่ได้คือ ค่าส่วนประกอบรีซีสตีฟ (R) ลดลงประมาณ 1 เท่า , ค่าส่วนประกอบรีแอคตีฟ (X) ลดลงประมาณ 2 เท่า , ค่าอัตราการขยายไม่เปลี่ยนแปลง หรือเปลี่ยนน้อยมาก

1.3 ถ้าลดขนาด $2H_3$ ผลที่ได้คือ อัตราการขยายสูงขึ้นและกีดกลางมา ดังนั้นเราจึงพิจารณาขนาดที่เหมาะสมของตัวนำคลื่น ($2H_3$) ก่อน แล้วพิจารณาให้ตัวนำคลื่นอื่น ๆ เท่ากันกับขนาดตัวนำคลื่นนี้ทุกตัว

หมายเหตุ ถ้าเพิ่มขนาดของแต่ละตัวประกอบ ผลที่ได้รับจะตรงกันข้าม

[2] การพิจารณาระยะห่างระหว่างตัวประกอบ

เราจะทำการพิจารณาระยะห่างระหว่าง ตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) และตัวขั้ว ($2H_2$) ก่อนเป็นอันดับแรก เพื่อพิจารณาค่าที่เหมาะสม เพราะจะมีผลต่อค่า Front-to-back ratio เป็นอย่างมาก

2.1 เพิ่มระยะ D_{12} ผลที่ได้ อัตราการขยายจะสูงขึ้น และจะตกลงมา, ค่าส่วนประกอบรีซีสตีฟ (R) เพิ่มขึ้น , แต่ค่าส่วนประกอบรีแอคตีฟ (X) จะลดลง ในอัตราส่วนที่ใกล้เคียงกัน

2.2 เพิ่มระยะ D_{23} ผลที่ได้ อัตราการขยายสูงขึ้น, ค่าส่วนประกอบรีซีสตีฟ (R) ลดลง ประมาณ 2 - 3 เท่า ในขณะที่ ค่าส่วนประกอบรีแอคตีฟ (X) เพิ่มขึ้น ประมาณ 1 เท่า

(ระยะ D_{23} นี้ มีผลอย่างมากในเรื่อง อินพุทอิมพีแดนซ์)

2.3 ส่วนระยะ $D_{34} \dots\dots\dots D_{N,N+1}$ จะเป็นการปรับเพื่อหาค่าที่เหมาะสมของอินพุทอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอัตราการขยาย

ผลการวิเคราะห์ที่ผ่านมายังต้นของสายอากาศขนาด 2 - 6 ตัวประกอบ สรุปไว้ในตารางที่ 5.16 (กรณี $Z_{in} = 50$ โอห์ม) และในตารางที่ 5.17 (กรณี $Z_{in} = 75$ โอห์ม)

ตารางที่ 5.16

สรุปขนาดของสายอากาศขนาด 2 - 6 ตัวประกอบ ที่เหมาะสมสำหรับใช้งานกับสายส่งกำลังที่มีค่า $Z_0 = 50$ โอห์ม

ขนาด	2 ตัวประกอบ	3 ตัวประกอบ	4 ตัวประกอบ	5 ตัวประกอบ	6 ตัวประกอบ
$2H_1/\lambda_0$	0.55	0.556	0.556	0.556	0.556
$2H_2/\lambda_0$	0.45	0.494	0.494	0.494	0.494
$2H_3/\lambda_0$	-	0.430	0.430	0.430	0.430
$2H_4/\lambda_0$	-	-	0.430	0.430	0.430
$2H_5/\lambda_0$	-	-	-	0.430	0.430
$2H_6/\lambda_0$	-	-	-	-	0.430
D_{12}/λ_0	0.137	0.200	0.200	0.200	0.200
D_{23}/λ_0	-	0.100	0.150	0.150	0.150
D_{34}/λ_0	-	-	0.323	0.323	0.323
D_{45}/λ_0	-	-	-	0.434	0.434
D_{56}/λ_0	-	-	-	-	0.192
GAIN(dB _i)	5.25	6.62	8.65	9.27	10.31
Z_{in}	50.09-j2.60	50.55-j0.45	50.26-j0.11	50.12+j16.64	50.21+j2.71

ตารางที่ 5.17

สรุปขนาดของสายอากาศขนาด 2 - 6 ตัวประกอบ ที่เหมาะสมสำหรับใช้งานกับสายส่งกำลังที่มี
ค่า $Z_0 = 75$ โอห์ม

ขนาด	2 ตัวประกอบ	3 ตัวประกอบ	4 ตัวประกอบ	5 ตัวประกอบ	6 ตัวประกอบ
$2H_1/\lambda_0$	0.550	0.550	0.550	0.550	0.550
$2H_2/\lambda_0$	0.460	0.500	0.500	0.500	0.500
$2H_3/\lambda_0$	-	0.410	0.410	0.410	0.410
$2H_4/\lambda_0$	-	-	0.410	0.410	0.410
$2H_5/\lambda_0$	-	-	-	0.410	0.410
$2H_6/\lambda_0$	-	-	-	-	0.410
D_{12}/λ_0	0.206	0.200	0.200	0.200	0.200
D_{23}/λ_0	-	0.110	0.050	0.050	0.050
D_{34}/λ_0	-	-	0.175	0.175	0.175
D_{45}/λ_0	-	-	-	0.268	0.268
D_{56}/λ_0	-	-	-	-	0.216
GAIN(dB ₁)	5.03	6.27	7.51	8.34	9.43
Z_{in}	74.99+j7.30	75.29+j18.56	74.83+j32.05	75.00+j3.07	75.04+j29.05

5.7 สรุปผลของโปรแกรมการคำนวณ

เพื่อเป็นการทดสอบความน่าเชื่อถือได้ ของโปรแกรมการคำนวณที่ใช้ค่าการกระจายของกระแส สองเทอม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้ทำการคำนวณเพื่อเปรียบเทียบ กับ การใช้โปรแกรมการคำนวณที่ใช้ค่าการกระจายของกระแสเพียง หนึ่งเทอม^[16] และใช้ข้อมูลอ้างอิงที่เชื่อถือได้ของ Mr. Chen & Mr. Cheng ซึ่งเป็นสมาชิกของ IEEE มาทำการเปรียบเทียบ ดังแสดงในตารางที่ 5.18 โดยใช้ข้อมูล สองชุดในการคำนวณเปรียบเทียบ โดยที่

- ข้อมูลชุดที่ 1^[17] เป็นขนาดที่ Optimum ที่ Mr.Chen และ Mr.Cheng ได้ทำการวิเคราะห์
- ข้อมูลชุดที่ 2^[18] เป็นชุดที่ Mr.Thomas ได้คำนวณโดยใช้วิธีการของ Mr.Chen เช่นกัน

จุดประสงค์ที่ใช้ข้อมูลของทั้งสองชุดนี้มาทำการทดสอบ เพราะความยาวขดลวดมีขนาดต่างกันซึ่งจะทำให้เห็นความแตกต่างของผลการคำนวณ ได้อย่างมาก ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีแล้วว่า โครงสร้างของ สายอากาศยาคี - อุดะโด โพลีนั้น มีผลของค่าของมิวสวอลอิมพีแดนซ์ เกี่ยวข้องอยู่มาก ดังนั้นในการวิเคราะห์จึงจำเป็นต้องคำนึงถึงดัง ได้กล่าว ไว้แล้วในบทต้น ๆ

ตารางที่ 5.18

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบเพื่อทำการเปรียบเทียบ

ข้อมูลชุดที่ 1 [17]

$2H_1$	$2H_2$	$2H_3$	$2H_4$	$2H_5$	$2H_6$
$0.472 \lambda_0$	$0.452 \lambda_0$	$0.436 \lambda_0$	$0.430 \lambda_0$	$0.434 \lambda_0$	$0.430 \lambda_0$

D_{12}	D_{23}	D_{34}	D_{45}	D_{56}
$0.250 \lambda_0$	$0.289 \lambda_0$	$0.406 \lambda_0$	$0.323 \lambda_0$	$0.422 \lambda_0$

ตารางที่ 5.18 (ต่อ)

ข้อมูลชุดที่ 2 [18]

$2H_1$	$2H_2$	$2H_3$	$2H_4$	$2H_5$	$2H_6$
$0.484 \lambda_0$	$0.480 \lambda_0$	$0.434 \lambda_0$	$0.342 \lambda_0$	$0.416 \lambda_0$	$0.400 \lambda_0$

D_{12}	D_{23}	D_{34}	D_{45}	D_{56}
$0.250 \lambda_0$	$0.150 \lambda_0$	$0.150 \lambda_0$	$0.150 \lambda_0$	$0.150 \lambda_0$

		กรณีใช้ค่าการกระจาย ของกระแส 1 เทอม [16]	กรณีใช้ค่าการกระจาย ของกระแส 2 เทอม	อ้างอิง [17]&[18]
ชุดที่ 1	Z_{IN}	$56.16 - j0.51$	$11.67 + j0.17$	$11.67 + j0.17$
ชุดที่ 2	Z_{IN}	$107.28 + j23.37$	$34.86 + j1.52$	$31.20 + j2.80$

จากผลการเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่าถ้าใช้ค่าการกระจายของกระแสเพียงเทอมเดียว มาทำการวิเคราะห์โครงสร้างของ สายอากาศยาคี - อุดะไดโพล จะทำให้ได้ค่าที่ผิดพลาดมาก และถ้าระยะห่างระหว่างตัวประกอบชิดกันมาก (จากข้อมูลชุดที่ 2 เปรียบเทียบกับข้อมูลชุดที่ 1) ก็จะทำให้ผลของมิททิลอิมพีแดนซ์มีค่าเด่นชัดมาก ซึ่งจะมีผลให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ผิดพลาดจากความจริงไปมาก และจะทำให้การคำนวณหาค่า คุณสมบัติอื่น ๆ ของ สายอากาศ ผิดพลาดตามไปด้วย แต่ถ้าใช้ค่าการกระจายของกระแส สองเทอม ในการคำนวณ จะทำให้ได้ ค่าที่ใกล้เคียงความเป็นจริงกว่า

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบสายอากาศชนิดนี้ ในเบื้องต้นได้ใช้วิธีการตัดและทดลอง โดยใช้ข้อมูลพื้นฐานทางวิศวกรรมช่วย ต่อมาใช้การวิเคราะห์ทางทฤษฎี เพื่อเป็นแนวทางช่วยในการออกแบบ โดยทำการกำหนดให้มีค่าของการกระจายของกระแสอยู่ในรูปของ ไซนูซอยดอล ทำการออกแบบสายอากาศในที่สุด แต่ผลที่ได้คลาดเคลื่อนความจริงมาก ถ้าโครงสร้างของสายอากาศมีตัวประกอบมากกว่า 3 - 4 ตัวประกอบขึ้นไป ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการวิเคราะห์โดยทำการกำหนดค่าการกระจายของกระแส 2 เทอม ซึ่งให้ผลการคำนวณที่ถูกต้องใกล้เคียงความจริงมากกว่าการกำหนดการกระจายของกระแส 1 เทอม ผลการวิเคราะห์ ได้แสดงไว้ในบทที่ 5 ซึ่งพบว่าให้ผลการคำนวณที่ใกล้เคียงความจริงมาก นั่นคือการกำหนดค่าการกระจายของกระแสในสายอากาศ 2 เทอม ก็เพียงพอสำหรับการวิเคราะห์สำหรับโครงสร้างนี้

ในการวิเคราะห์พบว่า ตัวแปรที่สำคัญของสายอากาศชนิดนี้ คือขนาดของตัวประกอบ และระยะห่างของตัวประกอบ จะมีผลอย่างมากและต่อเนื่องซึ่งกันและกัน ดังนั้น การวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่แน่นอนจึงมีความจำเป็นอย่างมากที่จะช่วยให้การสร้างสายอากาศได้ขนาดที่เหมาะสมที่สุด แทนที่จะใช้วิธีการตัด และ ทดลอง หรือใช้กราฟช่วยการคำนวณ วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์จนกระทั่งได้สูตรคำนวณในโปรแกรมของคอมพิวเตอร์ ซึ่งสะดวกในการใช้งานมาก เพียงแต่ป้อนค่าขนาด และ ระยะห่างของตัวประกอบ ก็สามารถที่จะทราบค่าคุณสมบัติของสายอากาศได้ ทำให้ได้รับความสะดวกเป็นอย่างมาก

ข้อเด่นของวิทยานิพนธ์ก็คือ ผลการคำนวณจากการวิเคราะห์นี้ ได้ผลที่ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากกว่าการคำนวณโดยการกำหนดการกระจายของกระแส 1 เทอมที่ใช้กันโดยทั่วไปซึ่งให้ค่าที่ผิดพลาดมากถ้าตัวประกอบของสายอากาศมากกว่า 3 - 4 ตัวประกอบขึ้นไป

ซึ่งพอจะสรุปประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิทยานิพนธ์ ดังนี้ :-

- (1) สามารถใช้วิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศยาก็ - อูอะโด โพลที่มีใช้กันอยู่อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ได้สะดวก และ รวดเร็ว ซึ่งสามารถทราบค่าอัตราการขยาย, อินพุทอิมพีแดนซ์ และ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบ E และ ระนาบ H ของโครงสร้างสายอากาศชนิดนี้แต่ละขนาดที่ต้องการได้
- (2) จากผลการวิเคราะห์ในข้อ (1) ยังผลทำให้เราสามารถพิจารณาหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศชนิดนี้ได้จึงทำให้ขนาดของสายอากาศกระทัดรัดขึ้น

- (3) เป็นแนวทางในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติพิเศษอื่น ๆ ได้ เช่นการพิจารณาจุด NULL ของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานในการพิจารณาพลังงานที่เกิดขึ้นในสัญญาณโทรทัศน์โดยทั่วไปนั่นเอง

ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะที่ควรพิจารณาขอแยกไว้ 2 ประเด็น คือ :-

- (1) การพัฒนาในเรื่องของโปรแกรม

งานวิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิเคราะห์เพื่อให้ได้มาซึ่งสูตรสำเร็จ ซึ่งยุ่งยากพอสมควรเพราะค่าของกระแสมีถึงสองโหมด การคำนวณหาค่าต่าง ๆ เช่น ในส่วนของสมการแมทริกซ์ก็จะอยู่ในรูปของแมทริกซ์ซ้อนแมทริกซ์ ดังนั้นในการเปลี่ยนค่าตัวแปรในแต่ละครั้งจึงมีความยุ่งยาก และใช้เวลานานพอสมควร ถ้าจำนวนตัวประกอบของสายอากาศยิ่งมากค่าตัวแปรก็จะมากตามไปด้วย

ดังนั้น ข้อเสนอแนะที่ควรที่จะทำการพัฒนาต่อไปคือ การพัฒนาในเรื่องของโปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้สามารถทำงานได้รวดเร็ว และมีรูปแบบที่สะดวกในการใช้งาน ตลอดจนสามารถทำการคำนวณย้อนกลับ โดยการกำหนดค่าคุณสมบัติให้ก่อนและให้โปรแกรมทำการคำนวณหาขนาด และ ระยะห่างของตัวประกอบของสายอากาศได้ในที่สุด

- (2) การวิเคราะห์ทางทฤษฎีต่อเนื่อง

เนื่องจากการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิเคราะห์ของ สายอากาศยาก็ - อุดะได โพลตัวเดียวโดด ๆ งานที่สามารถดำเนินการต่อไปก็คือ การวิเคราะห์ในกรณีนำสายอากาศชนิดนี้ สอง ชุด หรือมากกว่า มาทำการ Stack กัน เพื่อหาค่าคุณสมบัติทางอัตราขยาย, อินพุทอิมพีแดนซ์ และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น เช่นเดียวกับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ หรือวิเคราะห์โครงสร้างที่มีการเรียงตัวของตัวประกอบแบบอื่นเช่น รูปตัววี เป็นต้น โดยพิจารณาค่าการกระจายของกระแสบนสายอากาศ สอง เทอมเช่นเดิม

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี อันเนื่องมาจากข้าพเจ้าได้รับความกรุณาจาก ท่านผู้มีพระคุณหลายท่าน อันได้แก่ ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช อาจารย์ที่ปรึกษา กรุณาให้ คำแนะนำปรึกษาทางด้านวิชาการ, การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ ตลอดจนการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ท่านอาจารย์ ไม่นาย ไกรฤกษ์ กรุณาให้คำปรึกษา พร้อมทั้งช่วยตรวจทานงาน วิทยานิพนธ์ และ คณะวิศวกรรมเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล อนุเคราะห์ให้ยืม เครื่องมือ เครื่องใช้ในการทดลอง

ข้าพเจ้าผู้จัดทำวิทยานิพนธ์ ชำบซึ่งในความกรุณาที่ท่านผู้มีพระคุณดังกล่าว ให้ความ อนุเคราะห์งานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสิ้นลง จึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้



เอกสารอ้างอิง

- [1] H.Yagi, " Beam transmission of Ultra - Short waves " Proceeding of IRE , vol. 16 pp.715 , 1928
- [2] S. Uda , " Wireless Beam of Short Electric waves " IEE (Japan) pp.273-282 March 1926, pp. 1209-1219 Nov. 1927
- [3] G.H Brown , " Directional Antennas " Proc. IRE Jan. 1937
- [4] S.Uda and Y.Mushiake , " Yagi - Uda antenna " Sasaki Printing and Publishing company Ltd. Sendai, Japan 1954
- [5] Carl Greenblum , " Note on the Development of Yagi arrays " QST Part I , August 1956 , Part II Sep. 1956
- [6] H.E Green , " Design data for short and medium length Yagi - Uda arrays " Institution of Engineer (Australia), Electrical Engineering, transaction, pp.1-8, march 1966
- [7] R.M Fishender and E.R wiblin, " Design of Yagi Aerials " Proc. IEE(London) pt. 3 vol.96 pp.5-12 January 1949
- [8] Peter P. Vierzbicke , " Yagi Antenna Design " NBS Technical-Note 688, December 1976
- [9] G.A Thiele, " Analysis of Yagi-Uda Type Antennas " IEEE Trans. Antennas Propag. vol. AP-17 ,pp.24-31 Jan. 1969.
- [10] Naoki Inagaki , " An Improve circuit theory of a multielement antenna ", Trans. of IEEE vol. AP.-17 No. 2, pp.120-124 (march 1969)
- [11] J.E Storer, " Variational Solution to the Problem of the Symmetrical cylindrical Antenna " , Cruft Lab. Rep. TR.101, Cambridge, Mass. 1952
- [12] Y.Y.Hu " Back - scattering cross sections of a center loaded cylindrical Antenna " IRE Trans., vol. AP-6 No. 1,pp. 140-148, Jan. 1958
- [13] Constantine A. Balanis, " Antenna theory : Analysis and design " Sec. 8.5 , Harper & Row , 1982

- [14] อัมฤทธิ สุรสิทธิ์, โมไนย ไกรฤกษ์, ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช, " การวิเคราะห์สายอากาศยาคิไดโพล โดยการกำหนดค่าการกระจายของกระแสสองเทอม " , การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 , 8-9 พฤศจิกายน 2533 , หน้า 551-564
- [15] J.D Kraus " Antennas " pp. 135 McGraw-Hill, New York 1950
- [16] อารีย์ ราชี " การพัฒนาซอฟต์แวร์เพื่อแสดงคุณลักษณะของสายอากาศ" , วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2533
- [17] C.A Chen and D.K Cheng, "Optimum Element Lengths for Yagi-Uda Arrays" ,IEEE Trans. Antenna Propagation. ,vol. AP.23 pp. 8-15, January 1975.
- [18] Thomas A. Milligan " Modern Antenna Design ", pp. 335 - 337 McGraw - Hill book company.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกบ

$2H_2 = 0.5 \lambda_0$, $2H_1 = 0.40 \lambda_0 \sim 0.60 \lambda_0$, $D_{12} = 0.05 \lambda_0 \sim 0.40 \lambda_0$
 (ข้อมูลรูป 5.2, 5.3, 5.4 และ 5.5)

$2H_1/\lambda_0$	$D_{12} = 0.05 \lambda_0$		$D_{12} = 0.1 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.40	79.43 - j3.01	0.77	72.69 + j10.58	-0.50
0.42	65.29 - j13.72	-0.08	58.59 + j4.75	-2.68
0.44	41.92 - j18.41	-2.00	37.12 + j6.57	-7.53
0.46	15.98 - j7.26	-10.57	17.16 + j24.85	0.57
0.48	3.60 + j16.35	3.44	15.15 + j51.47	6.95
0.50	6.41 + j36.18	6.97	26.92 + j68.35	6.76
0.52	14.19 + j46.80	5.77	39.12 + j74.42	6.05
0.54	21.23 + j51.27	5.06	48.11 + j75.30	5.53
0.56	26.33 + j52.69	4.65	54.05 + j74.39	5.18
0.58	29.78 + j52.78	4.40	57.93 + j73.01	4.94
0.60	32.02 + j52.35	4.25	60.49 + j71.66	4.78

$2H_1/\lambda_0$	$D_{12} = 0.15 \lambda_0$		$D_{12} = 0.20 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.40	68.44 + j23.77	-0.75	68.88 + j36.06	0.66
0.42	55.53 + j23.77	-1.90	59.08 + j40.92	1.26
0.44	38.90 + j32.68	0.00	49.85 + j54.37	3.78
0.46	29.67 + j55.37	5.38	52.48 + j75.69	6.32
0.48	39.52 + j77.75	6.98	69.86 + j87.94	6.68
0.50	56.31 + j85.62	6.52	85.52 + j86.12	6.18
0.52	68.53 + j84.79	5.97	93.85 + j80.14	5.69
0.54	75.82 + j81.47	5.55	97.64 + j74.67	5.32
0.56	80.05 + j78.17	5.25	99.30 + j70.53	5.05
0.58	82.55 + j75.42	5.04	99.98 + j67.50	4.58
0.60	84.07 + j73.24	4.88	100.22 + j65.27	4.70

$2H_1/\lambda_0$	$D_{12} = 0.25 \lambda_0$		$D_{12} = 0.30 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.40	73.63 + j45.64	2.25	81.03 + j51.11	3.28
0.42	68.38 + j53.24	3.32	80.50 + j58.87	4.26
0.44	67.31 + j67.14	5.12	85.86 + j69.32	5.44
0.46	78.70 + j81.46	6.32	100.28 + j74.28	5.96
0.48	96.46 + j82.32	6.23	112.85 + j67.06	5.62
0.50	106.52 + j74.23	5.71	116.28 + j57.26	5.04
0.52	109.70 + j66.54	5.23	115.29 + j50.66	4.55
0.54	110.07 + j61.18	4.87	113.36 + j46.79	4.19
0.56	109.54 + j57.61	4.61	111.55 + j44.51	3.93
0.58	108.81 + j55.19	4.42	110.06 + j43.09	3.74
0.60	108.09 + j53.51	4.28	108.88 + j42.18	3.61

$2H_1/\lambda_0$	$D_{12} = 0.35 \lambda_0$		$D_{12} = 0.40 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.40	88.82 + j52.15	3.75	95.01 + j49.60	3.79
0.42	91.87 + j57.92	4.52	99.75 + j52.32	4.32
0.44	100.31 + j62.88	5.23	107.87 + j52.03	4.67
0.46	112.48 + j59.93	5.34	115.01 + j44.66	4.44
0.48	117.98 + j49.57	4.80	114.43 + j35.13	3.66
0.50	116.25 + j41.39	4.12	109.79 + j30.11	2.85
0.52	112.85 + j37.22	3.59	105.65 + j28.55	2.28
0.54	109.92 + j35.28	3.22	102.75 + j28.39	1.93
0.56	107.71 + j34.40	2.97	100.79 + j28.67	1.72
0.58	106.07 + j33.99	2.79	99.44 + j29.05	1.60
0.60	104.86 + j33.82	2.67	98.49 + j29.42	1.52

ตารางที่ 2

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ

โดยเรียงลำดับจากมากไปหาน้อยของอัตราขยายที่ได้รับจากทวิเคราะห์ของตารางที่ 1

No.	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	$2H_f/\lambda_0$	D_{if}/λ_0
1	6.98	39.52 + j77.75	0.48	0.15
2	6.97	6.41 + j36.18	0.50	0.05
3	6.95	15.15 + j51.47	0.48	0.10
4	6.76	26.92 + j68.35	0.50	0.10
5	6.68	69.86 + j87.94	0.48	0.20
6	6.52	56.31 + j85.62	0.50	0.14
7	6.39	33.34 + j72.30	0.51	0.10
8	6.32	52.48 + j75.69	0.46	0.20
9	6.32	78.70 + j81.46	0.46	0.25
10	6.24	63.13 + j85.82	0.51	0.15
11	6.23	96.46 + j82.32	0.48	0.25
12	6.18	85.52 + j86.12	0.50	0.20
13	6.05	39.12 + j74.42	0.52	0.10
14	5.97	68.53 + j84.79	0.52	0.15
15	5.96	100.28 + j74.28	0.46	0.30
16	5.93	90.48 + j83.27	0.51	0.20
17	5.77	14.19 + j46.80	0.52	0.05
18	5.76	44.06 + j57.22	0.53	0.10
19	5.74	72.68 + j83.20	0.53	0.15
20	5.71	106.52 + j74.23	0.50	0.25
21	5.69	93.85 + j80.14	0.52	0.20
22	5.62	112.85 + j67.06	0.48	0.25
23	5.55	75.82 + j81.44	0.54	0.15
24	5.53	48.11 + j75.30	0.54	0.10
25	5.49	96.13 + j77.24	0.53	0.20
26	5.44	85.86 + j69.32	0.44	0.30
27	5.39	78.22 + j79.77	0.55	0.15
28	5.38	29.67 + j55.37	0.46	0.15
29	5.34	51.39 + j74.95	0.55	0.10
30	5.34	112.48 + j59.93	0.46	0.35
31	5.32	97.64 + j74.67	0.54	0.20
32	5.25	80.05 + j78.17	0.56	0.15
33	5.23	100.31 + j62.88	0.44	0.35
34	5.23	109.70 + j66.54	0.52	0.25
35	5.17	98.64 + j72.44	0.55	0.20
36	5.18	54.05 + j74.39	0.56	0.10
37	5.13	81.46 + j76.72	0.57	0.15
38	5.12	67.30 + j67.14	0.44	0.25
39	5.06	21.23 + j51.27	0.54	0.05
40	5.06	56.19 + j73.71	0.57	0.10
41	5.05	99.30 + j70.53	0.56	0.20
42	5.04	82.55 + j75.42	0.58	0.15
43	5.04	116.28 + j57.26	0.50	0.30
44	4.94	99.72 + j68.89	0.57	0.20
45	4.94	57.93 + j73.01	0.58	0.10
46	4.88	84.07 + j73.24	0.60	0.15
47	4.87	110.07 + j61.18	0.54	0.25
48	4.85	99.98 + j67.50	0.58	0.20
49	4.80	117.98 + j49.57	0.48	0.35
50	4.78	60.49 + j71.66	0.60	0.10
51	4.70	100.22 + j65.27	0.60	0.20
52	4.67	107.87 + j52.03	0.44	0.40
53	4.65	26.33 + j52.69	0.56	0.05
54	4.61	109.54 + j57.61	0.56	0.25
55	4.55	115.25 + j50.66	0.52	0.30
56	4.52	91.87 + j57.92	0.42	0.35
57	4.44	115.01 + j44.62	0.46	0.40
58	4.42	108.81 + j55.19	0.58	0.25
59	4.40	29.78 + j52.78	0.58	0.05
60	4.32	99.75 + j52.32	0.42	0.40

ตารางที่ 3

แสดงผลการคำนวณ แถบความถี่ใช้งาน (กรณี 2 ตัวประกอบ)
โดยมีค่าความยาวของ ตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) เป็นพหาวนเต็ม
โดยตัวรับ ($2H_2$) = $0.5 \lambda_0$ ระยะห่าง (D_{12}) = $0.2 \lambda_0$
(ข้อมูลรูป 5.8)

f/f_0	GAIN(dB)			
	$2H_1=0.46 \lambda_0$	$2H_1=0.50 \lambda_0$	$2H_1=0.54 \lambda_0$	$2H_1=0.58 \lambda_0$
0.8	0.52	- 0.52	- 0.34	6.16
0.9	- 0.13	4.68	6.64	5.66
1.0	6.32	6.18	5.32	4.85
1.1	5.93	5.13	4.71	4.49
1.2	5.04	4.62	4.39	4.27

ตารางที่ 4

แสดงผลการคำนวณ แถบความถี่ใช้งาน (กรณี 2 ตัวประกอบ)
โดยมีระยะห่างระหว่างตัวประกอบ (D_{12}) เป็นพหาวนเต็ม
โดยตัวรับ ($2H_2$) = $0.5 \lambda_0$ ตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) = $0.54 \lambda_0$
(ข้อมูลรูป 5.7)

f/f_0	GAIN(dB)				
	$D_{12} = 0.05 \lambda_0$	$D_{12} = 0.10 \lambda_0$	$D_{12} = 0.15 \lambda_0$	$D_{12} = 0.25 \lambda_0$	$D_{12} = 0.35 \lambda_0$
0.8	- 1.09	- 3.87	- 3.87	2.35	4.60
0.9	7.11	7.07	6.91	6.28	5.18
1.0	5.06	5.53	5.55	4.87	3.22
1.1	4.56	5.02	5.02	4.12	-2.02
1.2	4.48	4.89	4.81	3.63	1.26

ตารางที่ 5

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ
เมื่อลดขนาดของตัวรับ ($2H_2$) ลงจาก $0.5 \lambda_0$ + $0.41 \lambda_0$
โดยที่ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) = $0.55 \lambda_0$ (ข้อมูลรูป 5.8)

$2H_2/\lambda_0$	$D_{12} = 0.15 \lambda_0$		$D_{12} = 0.25 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.50	79.66 + j80.53	5.34	111.90 + j59.28	4.69
0.49	73.80 + j63.11	5.32	103.63 + j43.87	4.67
0.48	68.38 + j46.11	5.30	95.97 + j28.69	4.66
0.47	63.36 + j29.50	5.28	88.88 + j13.71	4.65
0.46	58.71 + j13.25	5.26	82.31 - j 1.07	4.63
0.45	54.39 - j 2.68	5.24	76.21 - j15.67	4.62
0.44	50.37 - j18.32	5.22	70.54 - j30.11	4.61
0.43	46.63 - j33.70	5.21	65.27 - j44.39	4.60
0.42	43.14 - j48.85	5.19	60.38 - j58.55	4.59
0.41	39.89 - j63.79	5.17	55.82 - j72.59	4.58

ตารางที่ 6

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 2 ตัวประกอบ
เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่าง (D_{12}) จาก $0.255 \lambda_0 \sim 0.125 \lambda_0$
โดยที่ขนาดของตัวสะท้อนคลื่น ($2H_1$) = $0.55 \lambda_0$ (ร้อยละรูป 5.9)

D_{12}/λ_0	$2H_2 = 0.46 \lambda_0$		$2H_2 = 0.45 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.255	82.82 - j 2.10	4.58	76.69 - j16.61	4.57
0.245	81.73 - j 0.05	4.69	75.66 - j14.73	4.68
0.235	80.38 + j 1.96	4.79	74.39 - j12.90	4.78
0.225	78.77 + j 3.90	4.88	72.88 - j11.13	4.87
0.215	76.90 + j 5.75	4.96	71.14 - j 9.45	4.95
0.205	74.77 + j 7.47	5.03	69.16 - j 7.89	5.02
0.195	72.38 + j 9.03	5.10	66.95 - j 6.48	5.08
0.185	69.74 + j10.40	5.15	64.52 - j 5.24	5.13
0.175	66.86 + j11.55	5.19	61.86 - j 4.20	5.18
0.165	63.75 + j12.45	5.23	59.01 - j 3.40	5.21
0.155	60.44 + j13.06	5.25	55.97 - j 2.85	5.23
0.145	56.94 + j13.35	5.27	52.77 - j 2.59	5.25
0.135	53.28 + j13.31	5.27	49.42 - j 2.63	5.25
0.125	49.48 + j12.89	5.26	45.95 - j 3.01	5.24

ตารางที่ 7

แสดงผลการคำนวณหาพารามิเตอร์ของสายอากาศ Normalized แล้ว
ในระนาบ E และ ระนาบ H ของสายอากาศสายกึ่ง - คู่โดยโหนดขนาด 2 ตัวประกอบ
(ร้อยละรูป 5.12)

[A] $Z_{in} = 50$ OHMS

[B] $Z_{in} = 75$ OHMS

DEGREE	B-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED	DEGREE	B-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED
0	1.0000000	1.0000000	0	1.0000000	1.0000000
10	0.9736834	0.9953391	10	0.9753410	0.9973390
20	0.8985075	0.9812986	20	0.9044043	0.9889517
30	0.7847565	0.9577501	30	0.7956381	0.9737196
40	0.6465356	0.9246191	40	0.6610860	0.9500786
50	0.4984799	0.8820679	50	0.5139797	0.9164376
60	0.3529956	0.8307011	60	0.3664486	0.8716801
70	0.2187545	0.7717528	70	0.2279544	0.8156717
80	0.1005364	0.7072150	80	0.1047221	0.7496707
90	0.0000000	0.6398701	90	0.0000000	0.6765511
100	0.0832246	0.5731980	100	0.0853160	0.6007748
110	0.1506591	0.5111162	110	0.1522099	0.5280551
120	0.2045213	0.4574884	120	0.2034434	0.4646076
130	0.2475279	0.4153489	130	0.2434531	0.4157960
140	0.2824883	0.3859760	140	0.2773253	0.3842285
150	0.3113833	0.3683382	150	0.3084125	0.3683615
160	0.3343677	0.3595177	160	0.3360815	0.3632154
170	0.3497229	0.3560224	170	0.3560394	0.3629721
180	0.3551835	0.3551835	180	0.3633920	0.3633920

ตารางที่ 8

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ

$2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.2 \lambda_0$
(ข้อมูลรูปที่ 5.14)

$2H_3 / \lambda_0$	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.48	39.23 + j116.16	4.07
0.47	32.40 + j104.95	5.99
0.46	29.86 + j 91.37	7.52
0.45	32.32 + j 78.00	8.19
0.44	38.67 + j 67.14	8.16
0.43	46.95 + j 59.74	7.82
0.42	55.47 + j 55.52	7.42
0.41	63.26 + j 53.67	7.04
0.40	69.97 + j 53.37	6.71
0.39	75.58 + j 54.02	6.42

ตารางที่ 9

แสดงผลการคำนวณ แอมพลิจูดใช้งาน (กรณี 3 ตัวประกอบ)

โดยมีค่าความยาวของ ตัวนำสั้น ($2H_3$) เป็นพารามิเตอร์

โดยมี $2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.2 \lambda_0$
(ข้อมูลรูปที่ 5.15)

I/I ₀	GAIN(dB)			
	$2H_3 = 0.45 \lambda_0$	$2H_3 = 0.43 \lambda_0$	$2H_3 = 0.41 \lambda_0$	$2H_3 = 0.39 \lambda_0$
0.8	5.47	5.33	5.22	5.13
0.9	7.30	6.92	6.64	6.43
1.0	8.19	7.82	7.04	6.42
1.1	1.40	4.41	7.29	7.44
1.2	0.32	0.30	1.41	4.49

ตารางที่ 10

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบ

เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างตัวประกอบทั้งสาม (D_{12} & D_{23})
(ข้อมูลรูปที่ 5.16)

[A] โดยที่ $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$

D_{23} / λ_0	$D_{12} = 0.1 \lambda_0$		$D_{12} = 0.2 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.05	88.83 + j29.48	5.71	93.34 - j9.40	5.61
0.10	64.47 + j34.14	6.17	77.96 + j14.21	6.16
0.15	48.20 + j43.16	6.63	67.08 + j35.47	6.73
0.20	39.01 + j53.79	7.01	62.78 + j55.55	7.17
0.25	35.10 + j64.13	7.21	65.10 + j73.67	7.36

[B] โดยที่ $2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$

D_{23} / λ_0	$D_{12} = 0.1 \lambda_0$		$D_{12} = 0.2 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.05	88.61 + j24.23	5.50	91.28 - j10.15	5.44
0.10	65.43 + j31.27	6.00	77.15 + j13.04	6.02
0.15	49.99 + j41.61	6.47	67.19 + j34.16	6.59
0.20	41.49 + j53.14	6.82	63.74 + j54.13	7.01
0.25	38.31 + j64.15	6.98	66.92 + j71.96	7.16

ตารางที่ 11

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง D_{23}
และแสดงแถบความถี่ใช้งานของขนาดที่เหมาะสมค่าหนึ่ง ($Z_{in} = 75 \Omega$)
โดยที่ $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$

[A]

D_{23}/λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.100	77.96 + j14.21	6.16
0.105	76.59 + j16.39	6.22
0.110	75.29 + j18.56	6.27
0.115	74.04 + j20.71	6.33
0.120	72.85 + j22.85	6.39
0.125	71.73 + j24.98	6.45
0.130	70.67 + j27.09	6.51
0.135	69.67 + j29.21	6.56

[B]

$2H_1 = 0.55 \lambda_0$ $2H_2 = 0.50 \lambda_0$ $2H_3 = 0.41 \lambda_0$ $D_{12} = 0.2 \lambda_0$ $D_{23} = 0.11 \lambda_0$		
f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	18.03 - j107.60	1.40
0.9	54.89 - j16.44	6.59
1.0	75.29 + j18.56	6.27
1.1	38.38 + j96.24	7.64
1.2	58.65 + j299.82	3.50

ตารางที่ 12

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง D_{23}
และแสดงแถบความถี่ใช้งานของขนาดที่เหมาะสมค่าหนึ่ง ($Z_{in} = 75 \Omega$)
โดยที่ $2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$

[A]

D_{23}/λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.100	77.15 + j13.04	6.02
0.105	75.89 + j15.20	6.08
0.110	74.68 + j17.35	6.14
0.115	73.53 + j19.48	6.20
0.120	72.43 + j21.61	6.26
0.125	71.40 + j23.72	6.32
0.130	70.43 + j25.83	6.37
0.135	69.53 + j27.92	6.43

[B]

$2H_1 = 0.57 \lambda_0$ $2H_2 = 0.50 \lambda_0$ $2H_3 = 0.41 \lambda_0$ $D_{12} = 0.2 \lambda_0$ $D_{23} = 0.108 \lambda_0$		
f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	15.78 - j99.64	5.03
0.9	59.47 - j20.87	6.19
1.0	75.15 + j16.49	6.11
1.1	38.45 + j93.65	7.56
1.2	56.49 + j294.70	3.47

ตารางที่ 13

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของ $2H_2$
และแสดงแถบความถี่ใช้งานของขนาดที่เหมาะสมค่าหนึ่ง ($Z_{in} = 75 \Omega$)
โดยที่ $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.1 \lambda_0$

[A]

$2H_2/\lambda_0$	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.490	71.22 + j2.47	6.17
0.492	72.52 + j4.82	6.16
0.494	73.85 + j7.17	6.16
0.496	75.19 + j9.52	6.16
0.498	76.56 + j11.87	6.16
0.500	77.96 + j14.21	6.16

[B]

$2H_1 = 0.55 \lambda_0$ $2H_2 = 0.496 \lambda_0$ $2H_3 = 0.41 \lambda_0$ $D_{12} = 0.20 \lambda_0$ $D_{23} = 0.10 \lambda_0$		
f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	17.30 - j111.87	1.36
0.9	54.02 - j22.03	6.55
1.0	75.19 + j9.52	6.16
1.1	36.71 + j78.79	7.44
1.2	41.75 + j264.95	3.85

ตารางที่ 14

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของ $2H_2$ และแสดงแถบความถี่ใช้งานของขนาดที่เหมาะสม ($Z_{in} = 75 \Omega$) โดยที่ $2H_1 = 0.57 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.1 \lambda_0$

$2H_2/\lambda_0$	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	$2H_1 = 0.57 \lambda_0$ $2H_2 = 0.498 \lambda_0$ $2H_3 = 0.41 \lambda_0$ $D_{12} = 0.2 \lambda_0$ $D_{23} = 0.10 \lambda_0$																		
0.490	70.51 + j 1.38	6.03	<table border="1"> <thead> <tr> <th>f/f_0</th> <th>INPUT IMPEDANCE</th> <th>GAIN(dB)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0.8</td> <td>15.39 - j101.89</td> <td>5.00</td> </tr> <tr> <td>0.9</td> <td>59.24 - j 23.82</td> <td>6.15</td> </tr> <tr> <td>1.0</td> <td>75.77 + j 10.72</td> <td>6.20</td> </tr> <tr> <td>1.1</td> <td>37.57 + j 81.27</td> <td>7.40</td> </tr> <tr> <td>1.2</td> <td>43.47 + j269.97</td> <td>3.78</td> </tr> </tbody> </table>	f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	0.8	15.39 - j101.89	5.00	0.9	59.24 - j 23.82	6.15	1.0	75.77 + j 10.72	6.20	1.1	37.57 + j 81.27	7.40	1.2	43.47 + j269.97	3.78
f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)																			
0.8	15.39 - j101.89	5.00																			
0.9	59.24 - j 23.82	6.15																			
1.0	75.77 + j 10.72	6.20																			
1.1	37.57 + j 81.27	7.40																			
1.2	43.47 + j269.97	3.78																			
0.492	71.79 + j 3.72	6.03																			
0.494	73.09 + j 6.05	6.02																			
0.496	74.42 + j 8.39	6.02																			
0.498	75.77 + j10.71	6.02																			
0.500	77.15 + j13.04	6.02																			

ตารางที่ 15

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง D_{23} และแสดงแถบความถี่ใช้งานของขนาดที่เหมาะสม ($Z_{in} = 50 \Omega$) โดยที่ $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.43 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$

D_{23}/λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	$2H_1 = 0.556 \lambda_0$ $2H_2 = 0.50 \lambda_0$ $2H_3 = 0.43 \lambda_0$ $D_{12} = 0.2 \lambda_0$ $D_{23} = 0.12 \lambda_0$																		
0.100	53.46 + j 7.09	6.60	<table border="1"> <thead> <tr> <th>f/f_0</th> <th>INPUT IMPEDANCE</th> <th>GAIN(dB)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0.8</td> <td>17.09 - j106.106</td> <td>2.66</td> </tr> <tr> <td>0.9</td> <td>54.60 - j 24.83</td> <td>6.63</td> </tr> <tr> <td>1.0</td> <td>49.98 + j 18.53</td> <td>6.95</td> </tr> <tr> <td>1.1</td> <td>22.74 + j151.55</td> <td>6.97</td> </tr> <tr> <td>1.2</td> <td>125.94 + j353.43</td> <td>1.12</td> </tr> </tbody> </table>	f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	0.8	17.09 - j106.106	2.66	0.9	54.60 - j 24.83	6.63	1.0	49.98 + j 18.53	6.95	1.1	22.74 + j151.55	6.97	1.2	125.94 + j353.43	1.12
f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)																			
0.8	17.09 - j106.106	2.66																			
0.9	54.60 - j 24.83	6.63																			
1.0	49.98 + j 18.53	6.95																			
1.1	22.74 + j151.55	6.97																			
1.2	125.94 + j353.43	1.12																			
0.105	52.51 + j 9.98	6.69																			
0.110	51.61 + j12.85	6.78																			
0.115	50.77 + j15.69	6.86																			
0.120	49.98 + j18.53	6.95																			
0.125	49.24 + j21.34	7.03																			
0.130	48.57 + j24.13	7.11																			

ตารางที่ 16

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 3 ตัวประกอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของ $2H_2$ และแสดงแถบความถี่ใช้งานของขนาดที่เหมาะสม ($Z_{in} = 50 \Omega$) โดยที่ $2H_1 = 0.556 \lambda_0$, $2H_3 = 0.43 \lambda_0$, $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.1 \lambda_0$

$2H_2/\lambda_0$	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	$2H_1 = 0.556 \lambda_0$ $2H_2 = 0.494 \lambda_0$ $2H_3 = 0.43 \lambda_0$ $D_{12} = 0.2 \lambda_0$ $D_{23} = 0.10 \lambda_0$																		
0.490	48.69 - j 3.99	6.63	<table border="1"> <thead> <tr> <th>f/f_0</th> <th>INPUT IMPEDANCE</th> <th>GAIN(dB)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0.8</td> <td>15.97 - j112.55</td> <td>2.56</td> </tr> <tr> <td>0.9</td> <td>54.64 - j 33.59</td> <td>6.52</td> </tr> <tr> <td>1.0</td> <td>50.55 - j 0.45</td> <td>6.62</td> </tr> <tr> <td>1.1</td> <td>14.90 + j114.84</td> <td>7.55</td> </tr> <tr> <td>1.2</td> <td>74.09 + j299.24</td> <td>1.34</td> </tr> </tbody> </table>	f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	0.8	15.97 - j112.55	2.56	0.9	54.64 - j 33.59	6.52	1.0	50.55 - j 0.45	6.62	1.1	14.90 + j114.84	7.55	1.2	74.09 + j299.24	1.34
f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)																			
0.8	15.97 - j112.55	2.56																			
0.9	54.64 - j 33.59	6.52																			
1.0	50.55 - j 0.45	6.62																			
1.1	14.90 + j114.84	7.55																			
1.2	74.09 + j299.24	1.34																			
0.492	49.61 - j 1.77	6.62																			
0.494	50.55 - j 0.45	6.62																			
0.496	51.50 + j 2.67	6.61																			
0.498	52.47 + j 4.88	6.61																			
0.500	53.46 + j 7.09	6.60																			

ตารางที่ 17

แสดงผลการคำนวณหาค่าของสนามไฟฟ้าที่ทำการ Normalized แล้ว
 ในระนาบ E และ ระนาบ H ของสายอากาศสามก - คู่ละโวลต์ขนาด 3 ตัวประกอบ
 (ข้อมูลของรูป 5.19)

[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$

[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

DEGREE	E-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED	DEGREE	E-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED
0	1.0000000	1.0000000	0	1.0000000	1.0000000
10	0.9712513	0.9931381	10	0.9721832	0.9943219
20	0.8892422	0.9723902	20	0.8926207	0.9769888
30	0.7656546	0.9373881	30	0.7720984	0.9472408
40	0.6168731	0.8878847	40	0.6259336	0.9042402
50	0.4604369	0.8242166	50	0.4708178	0.8476221
60	0.3117720	0.7477689	60	0.3217754	0.7780743
70	0.1820593	0.6612757	70	0.1900215	0.6977600
80	0.0775394	0.5688037	80	0.0820745	0.6104087
90	0.0000000	0.4753453	90	0.0000000	0.5209793
100	0.0521186	0.3860881	100	0.0576786	0.4349393
110	0.0825376	0.3055574	110	0.0948682	0.3573463
120	0.0961424	0.2368988	120	0.1168408	0.2919848
130	0.0981770	0.1815310	130	0.1291963	0.2407846
140	0.0935701	0.1392742	140	0.1367816	0.2036640
150	0.0864132	0.1088750	150	0.1427201	0.1788735
160	0.0796685	0.0886876	160	0.1480025	0.1637964
170	0.0751139	0.0772362	170	0.1519735	0.1559062
180	0.0735342	0.0735342	180	0.1534764	0.1534764

ตารางที่ 18

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ
 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของ $2H_4$ ต่ออัตราขยาย
 โดยที่ $2H_1 = 0.570 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 0.41 \lambda_0$
 $D_{12} = D_{23} = D_{34} = 0.2 \lambda_0$

$2H_4/\lambda_0$	GAIN (dB)	Z_{in}
0.41	7.70	89.04 + j 70.19
0.40	7.66	83.27 + j 68.42
0.39	7.60	79.08 + j 66.48
0.38	7.53	75.95 + j 64.62
0.37	7.46	73.56 + j 62.93
0.36	7.39	71.68 + j 61.42

ตารางที่ 19

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ (หา $Z_{in} = 75 \Omega$)

[A] โดยที่ $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.41 \lambda_0$
 $D_{12} = 0.2 \lambda_0$

D_{34}/λ_0	$D_{23} = 0.05 \lambda_0$		$D_{23} = 0.11 \lambda_0$		$D_{23} = 0.18 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.050	54.26 - j4.76	6.29	46.45 + j30.03	7.26	46.79 + j66.40	7.91
0.150	65.79 + j26.18	7.35	63.29 + j54.13	7.87	70.24 + j78.85	7.97
0.175	74.83 + j32.05	7.51	-	-	-	-
0.250	112.51 + j30.56	7.64	102.13 + j42.85	7.81	92.74 + j52.59	7.97
0.345	-	-	-	-	74.76 + j29.89	8.00
0.440	-	-	75.10 + j 1.59	7.19	-	-
0.500	88.09 - j24.69	6.40	67.14 + j7.67	7.11	52.98 + j42.60	8.06

[B] แสดงแนวความถี่ใช้งาน ของสายอากาศขนาดต่าง ๆ

f/f_0	$D_{23} = 0.05 \lambda_0$ $D_{34} = 0.175 \lambda_0$		$D_{23} = 0.11 \lambda_0$ $D_{34} = 0.44 \lambda_0$		$D_{23} = 0.18 \lambda_0$ $D_{34} = 0.345 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	14.53 - j105.43	1.54	17.90 - j107.02	1.68	18.33 - j107.08	1.94
0.9	44.54 - j 22.77	7.13	60.84 - j 11.88	7.36	51.63 - j 7.56	7.67
1.0	74.83 + j 32.05	7.51	75.10 + j 1.58	7.19	74.76 + j 29.89	8.00
1.1	92.25 - j 56.68	8.16	24.70 + j105.03	7.75	33.24 + j179.76	7.59
1.2	2.72 + j135.72	0.87	60.94 + j305.61	1.85	243.41 + j388.43	-0.27

ตารางที่ 20

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 4 ตัวประกอบ (หา $Z_{in} = 50 \Omega$)

[A] โดยที่ $2H_1 = 0.558 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 0.43 \lambda_0$
 $D_{12} = 0.2 \lambda_0$

D_{34}/λ_0	$D_{23} = 0.10 \lambda_0$		$D_{23} = 0.15 \lambda_0$		$D_{23} = 0.20 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.050	27.08 + j24.82	7.82	29.72 + j53.66	8.27	40.04 + j79.93	7.99
0.150	57.79 + j50.13	8.38	65.63 + j67.99	8.37	78.05 + j79.13	8.10
0.250	99.99 - j 3.54	8.29	83.58 + j10.07	8.53	71.73 + j24.99	8.80
0.323	-	-	50.26 - j 0.11	8.65	-	-
0.370	50.09 - j22.75	7.81	-	-	-	-
0.450	39.25 - j10.63	7.56	31.14 + j19.35	8.61	29.40 + j48.61	9.31

[B] แสดงแนวความถี่ใช้งาน ของสายอากาศขนาดต่าง ๆ

f/f_0	$D_{23} = 0.1 \lambda_0$ $D_{34} = 0.37 \lambda_0$		$D_{23} = 0.15 \lambda_0$ $D_{34} = 0.323 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	15.19 - j111.97	2.94	15.88 - j112.22	3.18
0.9	60.65 - j 22.19	7.74	53.23 - j 19.46	7.93
1.0	50.09 - j 22.75	7.81	50.26 - j 0.11	8.65
1.1	8.41 + j118.15	5.32	28.87 + j179.95	2.17
1.2	71.90 + j299.11	0.00	193.23 + j351.89	-0.80

ตารางที่ 21

แสดงผลการคำนวณหาค่าของสนามไฟฟ้าที่ทำการ Normalized แล้ว
 ในระนาบ E และ ระนาบ H ของสายอากาศยอกกี - ออกไซด์ไดอิเล็กทริก 4 ตัวประกอบ
 (ข้อมูลของรูป 5.24)

[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$

[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

DEGREE	E-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED	DEGREE	E-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED
0	1.0000000	1.0000000	0	1.0000000	1.0000000
10	0.9597452	0.9807517	10	0.9685178	0.9901886
20	0.8455289	0.9222633	20	0.8788285	0.9604156
30	0.6762774	0.8233586	30	0.7442253	0.9099571
40	0.4807221	0.6854365	40	0.5838004	0.8385119
50	0.2923761	0.5171120	50	0.4185739	0.7472975
60	0.1427260	0.3416294	60	0.2674493	0.6400616
70	0.0555933	0.2177789	70	0.1440331	0.5235619
80	0.0283459	0.2331893	80	0.0549964	0.4071893
90	0.0000000	0.3158893	90	0.0000000	0.3017863
100	0.0490559	0.3719412	100	0.0275151	0.2181288
110	0.1024421	0.3803404	110	0.0397508	0.1650358
120	0.1430202	0.3481904	120	0.0525647	0.1446439
130	0.1625163	0.2932230	130	0.0756221	0.1477911
140	0.1638411	0.2355470	140	0.1076146	0.1618860
150	0.1584762	0.1921695	150	0.1434145	0.1790318
160	0.1577985	0.1708410	160	0.1767671	0.1946810
170	0.1627088	0.1657869	170	0.2007080	0.2055568
180	0.1657605	0.1657605	180	0.2094465	0.2094465

ตารางที่ 22

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 5 ตัวประกอบ

[A] โดยที่ $2H_1 = 0.55 \lambda_0$, $2H_2 = 0.50 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.41 \lambda_0$
 $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.05 \lambda_0$, $D_{34} = 0.175 \lambda_0$

แสดงสมบัติความถี่ใช้งาน ของสายอากาศ

D_{45} / λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	$D_{45} = 0.268 \lambda_0$		
			f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.100	119.30 + j48.69	8.15	0.8	14.32 - j104.87	1.75
0.200	100.48 + j 3.54	8.19	0.9	50.72 - j 16.79	7.90
0.260	77.47 + j 2.22	8.32	1.0	75.00 + j 3.07	8.34
0.268	75.00 + j 3.07	8.34	1.1	217.66 - j150.44	9.29
0.270	74.41 + j 3.30	8.35	1.2	2.77 + j135.69	-0.92
0.275	72.99 + j 3.94	8.36			
0.300	66.85 + j 7.77	8.43			
0.400	56.84 + j27.29	8.66			
0.500	64.13 + j42.84	8.61			

[B] โดยที่ $2H_1 = 0.558 \lambda_0$, $2H_2 = 0.494 \lambda_0$, $2H_3 = 2H_4 = 2H_5 = 0.43 \lambda_0$
 $D_{12} = 0.2 \lambda_0$, $D_{23} = 0.15 \lambda_0$, $D_{34} = 0.323 \lambda_0$

แสดงสมบัติความถี่ใช้งาน ของสายอากาศ

D_{45} / λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	$D_{45} = 0.207 \lambda_0$		$D_{45} = 0.434 \lambda_0$		
			f/f_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.100	32.45 + j11.76	8.70	0.8	16.56 - j111.90	3.54	15.88 - j112.71	3.70
0.200	47.48 + j29.35	9.86	0.9	54.11 - j 29.96	8.26	47.13 - j 16.06	8.90
0.207	49.87 + j30.20	9.92	1.0	49.87 + j 30.20	9.92	50.12 - j 16.64	9.27
0.210	50.96 + j30.51	9.95	1.1	28.00 + j179.02	1.01	28.15 + j180.47	0.70
0.300	83.48 + j 6.13	10.12	1.2	193.83 + j351.61	1.68	192.00 + j352.20	-1.39
0.400	57.23 - j18.69	9.48					
0.434	50.12 - j16.64	9.27					
0.500	42.60 - j10.00	9.00					

ตารางที่ 23

แสดงผลการคำนวณค่าของสนามไฟฟ้าที่ทำการ Normalized แล้ว
 ในระนาบ E และ ระนาบ H ของสายอากาศชนิดนี้ - อุณหภูมิมาตรฐาน 5 ตัวประกอบ
 (ข้อมูลของรูป 5.28)

[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$

[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

DEGREE	E-PLANE		H-PLANE	
	NORMALIZED		NORMALIZED	
0	1.0000000	1.0000000	1.0000000	1.0000000
10	0.9441398	0.9644464	0.9644464	0.9848253
20	0.7862507	0.8562568	0.8562568	0.9380134
30	0.5571271	0.6757123	0.6757123	0.8567702
40	0.3109021	0.4408297	0.4408297	0.7398798
50	0.1295667	0.2363695	0.2363695	0.5923679
60	0.1088089	0.2786951	0.2786951	0.4313393
70	0.1078751	0.4052456	0.4052456	0.2945292
80	0.0564023	0.4224585	0.4224585	0.2423746
90	0.0000000	0.3239616	0.3239616	0.2760411
100	0.0272430	0.2195089	0.2195089	0.3180450
110	0.0675493	0.2620214	0.2620214	0.3298615
120	0.1399198	0.3445753	0.3445753	0.3108115
130	0.2069746	0.3732919	0.3732919	0.2736601
140	0.2528182	0.3616483	0.3616483	0.2322230
150	0.2898974	0.3504414	0.3504414	0.1959010
160	0.3317407	0.3594490	0.3594490	0.1690629
170	0.3696961	0.3770009	0.3770009	0.1529352
180	0.3851561	0.3851561	0.3851561	0.1475819

ตารางที่ 24

แสดงผลการคำนวณของสายอากาศขนาด 6 ตัวประกอบ

[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$
 $ZH_1 = 0.55 \lambda_0, ZH_2 = 0.50 \lambda_0, ZH_3 = ZH_4 = ZH_5 = ZH_6 = 0.41 \lambda_0$
 $D_{12} = 0.2 \lambda_0, D_{23} = 0.05 \lambda_0, D_{34} = 0.175 \lambda_0, D_{45} = 0.288 \lambda_0$

D_{56} / λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.100	54.88 + j13.24	8.74
0.200	70.55 + j28.30	9.36
0.216	75.04 + j29.05	9.43
0.218	75.63 + j29.08	9.44
0.219	75.93 + j29.09	9.44
0.300	97.24 + j15.48	9.54
0.400	88.02 - j10.32	9.24
0.460	76.15 - j11.68	9.03
0.467	75.01 - j11.35	9.01
0.470	74.54 - j11.19	9.00
0.500	70.50 - j9.02	8.93

l/λ_0	$D_{56} = 0.216 \lambda_0$		$D_{56} = 0.467 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	14.71 - j104.92	2.10	14.15 - j105.05	2.15
0.9	49.15 - j 23.54	8.24	48.68 - j 12.80	8.59
1.0	75.04 + j 29.05	9.43	75.01 - j 11.35	9.01
1.1	216.62 + j172.78	9.86	173.81 - j213.00	8.28
1.2	2.76 + j135.69	1.83	2.79 + j135.70	-1.52

แสดงแถบความถี่ใช้งาน ของสายอากาศ

[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$
 $ZH_1 = 0.558 \lambda_0, ZH_2 = 0.494 \lambda_0, ZH_3 = ZH_4 = ZH_5 = ZH_6 = 0.43 \lambda_0$
 $D_{12} = 0.2 \lambda_0, D_{23} = 0.15 \lambda_0, D_{34} = 0.323 \lambda_0, D_{45} = 0.434 \lambda_0$

D_{56} / λ_0	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.100	40.81 - j 8.06	8.87
0.170	46.05 + j 0.25	9.92
0.180	47.73 + j 1.45	10.10
0.191	49.98 + j 2.61	10.29
0.192	50.21 + j 2.71	10.31
0.200	52.17 + j 3.37	10.44
0.300	72.15 - j20.18	10.77
0.400	51.45 - j28.95	9.57
0.410	50.18 - j28.39	9.49
0.416	50.06 - j28.33	9.48
0.420	49.06 - j27.78	9.41
0.500	73.92 - j22.11	9.05

l/λ_0	$D_{56} = 0.192 \lambda_0$		$D_{56} = 0.411 \lambda_0$	
	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)	INPUT IMPEDANCE	GAIN(dB)
0.8	15.53 - j112.51	3.93	16.12 - j112.51	4.03
0.9	53.70 - j 15.18	9.13	44.66 - j20.20	9.51
1.0	50.21 + j 2.71	10.31	50.06 - j28.33	9.48
1.1	28.08 + j180.29	-0.71	27.97 + j180.48	-0.13
1.2	192.20 + j352.10	-1.93	191.51 + j350.27	-1.78

แสดงแถบความถี่ใช้งาน ของสายอากาศ

ตารางที่ 25

แสดงผลการคำนวณค่าของสนามไฟฟ้าที่ทำการ Normalized แล้ว
ในระนาบ E และ ระนาบ H ของสายอากาศฮาดิก - กูดะโดโพขนาด 8 ตัวประกอบ
(รูปของรูป 5.32)

[A] $Z_{in} = 50 \text{ OHMS}$

[B] $Z_{in} = 75 \text{ OHMS}$

DEGREE	E-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED	DEGREE	E-PLANE NORMALIZED	H-PLANE NORMALIZED
0	1.0000000	1.0000000	0	1.0000000	1.0000000
10	0.9397916	0.9599010	10	0.9573685	0.9780859
20	0.7675477	0.8353686	20	0.8351895	0.9100387
30	0.5138959	0.6217622	30	0.6516763	0.7913632
40	0.2412708	0.3392407	40	0.4386651	0.6223925
50	0.0763563	0.1478342	50	0.2385587	0.4196161
60	0.1284396	0.3209138	60	0.0970263	0.2393577
70	0.1134585	0.4176958	70	0.0525543	0.2179906
80	0.0449727	0.3311355	80	0.0394013	0.3094366
90	0.0000000	0.1343165	90	0.0000000	0.3582003
100	0.0239066	0.1894567	100	0.0449991	0.3357631
110	0.0902189	0.3335642	110	0.0711748	0.2622793
120	0.1520254	0.3666867	120	0.0694593	0.1709431
130	0.1751745	0.3131182	130	0.0485361	0.0942859
140	0.1606803	0.2291604	140	0.0464417	0.0743179
150	0.1308839	0.1576364	150	0.0853740	0.1075458
160	0.1062431	0.1143686	160	0.1296951	0.1428174
170	0.0934201	0.0949678	170	0.1617979	0.1656515
180	0.0898320	0.0898320	180	0.1734079	0.1734079



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```
1 C MAIN PROGRAM yagi-f9a.for
2 C PROGRAM TO COMPUTE THE FOLLOWING VALUES FOR YAGI-UDA DIPOLE
3 C ANTENNA BY USING TWO-TERMS OF CURRENT DISTRIBUTION
4 C - IMPEDANCE ZIJ
5 C - THE AMPLITUDE OF CURRENT DISTRIBUTION
6 C - INPUT IMPEDANCE
7 C - ELECTRIC FIELD IN E-PLANE & H-PLANE
8 C - GAIN
9 C -----
10 C NE = NUMBER OF ELEMENTS
11 C N = SIZE OF MATRIX = 2*NE
12 C COMMON Y(6)
13 C REAL KHI,KHJ,IABS2
14 C REAL*8 F1,F2,FX
15 C COMPLEX ZIN,ET,YX(16),XI(8),A(16,16),B(16)
16 C DIMENSION HI(64),HJ(64),D(64),H(8),DIJ(8,8),Z(32),ZZ(32)
17 C DIMENSION X(4),FS(4,2),GS(4,2),DDIJ(8,8)
18 C P=2.*3.1415926
19 C ==== READ INPUT DATA =====
20 C OPEN(1,FILE='YAGI.DAT')
21 C OPEN(3,FILE='YAGI-F9A.OUT')
22 C READ(1,114) NE
23 C 114 FORMAT(I1)
24 C READ(1,115)(H(I),I=1,NE)
25 C 115 FORMAT(8F6.4)
26 C READ(1,116)(DIJ(I,I+1),I=1,NE)
27 C 116 FORMAT(16F6.4)
28 C -- READ RADIUS OF ELEMENT (RE) --
29 C READ(1,117) RE
30 C 117 FORMAT(F5.4)
31 C -- READ FREQUENCIES : F1 = STARTING, F2 = ENDING, FX = STEPPING --
32 C READ(1,118) F1,F2,FX
33 C 118 FORMAT(3F4.2)
34 C NF1 = F1*100.
35 C NF2 = F2*100.
36 C NFX = FX*100.
37 C N=2*NE
38 C NK=4*NE
39 C KN=NE-1
40 C ==== WRITE H(I) & DIJ =====
41 C WRITE(6,77)(I,H(I),I=1,NE)
42 C WRITE(3,77)(I,H(I),I=1,NE)
43 C 77 FORMAT(8(2X,'H',I1,'=',F7.4))
44 C DO 78 I=1,KN
45 C IV=I+1
46 C WRITE(6,79)(I,J,DIJ(I,J),J=IV,NE)
47 C 78 WRITE(3,79)(I,J,DIJ(I,J),J=IV,NE)
48 C 79 FORMAT(8(2X,'D',2I1,'=',F7.4))
49 C WRITE(8,14)
50 C WRITE(3,14)
```

สารนี้เป็น... สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```

51      14 FORMAT(3X,'FREQ.',10X,'GAIN',10X,'GDB',20X,'ZIN'//)
52  C === ARRANGE ALL VALUES OF DIJ ====
53      DO 3 I = 1,NE-2
54          JJ = I+2
55          DO 3 J =JJ,NE
56      3 DIJ(I,J) = DIJ(I,J-1)+DIJ(J-1,J)
57      DO 15 I = 1,NE-1
58          JJ = I+1
59          DIJ(I,I) = RE
60          DO 15 J=JJ,NE
61      15      DIJ(J,I) = DIJ(I,J)
62          DIJ(NE,NE) = RE
63  C =====
64      IV = 0
65      DO 51 I=1,NE
66      DO 51 J=1,NE
67          IV=IV+1
68          HI(IV)=H(I)
69          HJ(IV)=H(J)
70      51 D(IV)=DIJ(I,J)
71      DO 67 KD=NF1,NF2,NFX
72          SH=FLOAT(KD)/100.
73          IV=0.
74          NNI = 0
75          DO 31 M=1,N,2
76          NNI = NNI + 1
77          NNJ = 0
78          DO 32 J=1,NK,4
79          NNJ = NNJ + 1
80          IV=IV+1
81          KHI=P*HI(IV)*SH
82          KHJ=P*HJ(IV)*SH
83          ALPHA=P*D(IV)*SH
84  C      COMPUTATION OF IMPEDANCE MODE 11
85          X(1)=KHI+KHJ
86          X(2)=KHI-KHJ
87          X(3)=KHJ
88          X(4)=KHI
89          DO 20 I=1,4
90          XU = X(I)
91          CALL DQG(XU,0.,ALPHA,4)
92          FS(I,1) = Y(2)*SIN(X(I))-Y(4)*COS(X(I))
93          FS(I,2) = Y(1)*SIN(X(I))-Y(3)*COS(X(I))
94      20 CONTINUE
95          V=30./SIN(KHI)/SIN(KHJ)
96          Z(J)=V*(FS(1,1)+FS(2,1)-2.*COS(KHI)*FS(3,1)-2.*COS(KHJ)*FS(4,1))
97          Z(J+1)=V*(FS(1,2)+FS(2,2)-2.*COS(KHI)*FS(3,2)-2.*COS(KHJ)*FS(4,2))
98  C      COMPUTATION OF IMPEDANCE MODE 12
99          DO 21 I=1,3
100         XU=X(I)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00
101 CALL DQG(XU,0.,ALPHA,6)
102 FS(I,1) = Y(2)*COS(X(I))+Y(4)*SIN(X(I))
103 FS(I,2) = Y(1)*COS(X(I))+Y(3)*SIN(X(I))
104 GS(I,1) = Y(6)
105 GS(I,2) = Y(5)
106 21 CONTINUE
107 CALL DQG(KHI,0.,ALPHA,4)
108 F1 = Y(2)*SIN(KHI)-Y(4)*COS(KHI)
109 F2 = Y(1)*SIN(KHI)-Y(3)*COS(KHI)
110 V=30./(SIN(KHI)*(1.-COS(KHJ)))
111 Z(J+2)=V*(-FS(1,1)+FS(2,1)+GS(1,1)-GS(2,1)+COS(KHI)*(2.*FS(3,1)
112 + -2.*GS(3,1))-2.*SIN(KHJ)*F1)
113 Z(J+3)=V*(-FS(1,2)+FS(2,2)+GS(1,2)-GS(2,2)+COS(KHI)*(2.*FS(3,2)
114 + -2.*GS(3,2))-2.*SIN(KHJ)*F2)
115 C COMPUTATION OF IMPEDANCE MODE 21
116 X(3)=KHI
117 X(4)=KHJ
118 DO 22 I=1,3
119 XU=X(I)
120 CALL DQG(XU,0.,ALPHA,6)
121 FS(I,1) = Y(2)*COS(X(I))+Y(4)*SIN(X(I))
122 FS(I,2) = Y(1)*COS(X(I))+Y(3)*SIN(X(I))
123 GS(I,1) = Y(6)
124 GS(I,2) = Y(5)
125 22 CONTINUE
126 CALL DQG(KHI,0.,ALPHA,4)
127 F3=Y(2)*SIN(KHJ)-Y(4)*COS(KHJ)
128 F4=Y(1)*SIN(KHJ)-Y(3)*COS(KHJ)
129 V=30./(1.-COS(KHI))/SIN(KHJ)
130 ZZ(J)=V*(-FS(1,1)-FS(2,1)+GS(1,1)+GS(2,1)-2.*SIN(KHI)*F3+COS(KHJ)
131 + (2.*FS(3,1)-2.*GS(3,1)))
132 ZZ(J+1)=V*(-FS(1,2)-FS(2,2)+GS(1,2)+GS(2,2)-2.*SIN(KHI)*F4+
133 + COS(KHJ)*(2.*FS(3,2)-2.*GS(3,2)))
134 C COMPUTATION OF IMPEDANCE MODE 22
135 X(3)=KHJ
136 X(4)=KHI
137 DO 23 I=1,2
138 XU=X(I)
139 CALL DQG(XU,0.,ALPHA,6)
140 ROOT=SQRT(X(I)**2+ALPHA**2)
141 FS(I,1)=Y(2)*SIN(X(I))-Y(4)*COS(X(I))
142 FS(I,2)=Y(1)*SIN(X(I))-Y(3)*COS(X(I))
143 GS(I,1)=X(I)*Y(6)+2.*COS(ROOT)-2.*COS(ALPHA)
144 GS(I,2)=X(I)*Y(5)-2.*SIN(ROOT)+2.*SIN(ALPHA)
145 23 CONTINUE
146 DO 24 I=3,4
147 XU=X(I)
148 CALL DQG(XU,0.,ALPHA,6)
149 FS(I,1) = Y(2)*COS(X(I))+Y(4)*SIN(X(I))
150 FS(I,2) = Y(1)*COS(X(I))+Y(3)*SIN(X(I))
```

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```
151      GS(I,1) = Y(6)
152      GS(I,2) = Y(5)
153      24 CONTINUE
154      V=30./(1.-COS(KHI))/(1.-COS(KHJ))
155      ZZ(J+2)=V*(-FS(1,1)+FS(2,1)+GS(1,1)-GS(2,1)+SIN(KHI)*2.*(FS(3,1)
156      + -GS(3,1))+SIN(KHJ)*2.*(FS(4,1)-GS(4,1)))
157      ZZ(J+3)=V*(-FS(1,2)+FS(2,2)+GS(1,2)-GS(2,2)+SIN(KHI)*2.*(FS(3,2)
158      + -GS(3,2))+SIN(KHJ)*2.*(FS(4,2)-GS(4,2)))
159      32 CONTINUE
160      C      FILL THE VALUES OF IMPEDANCE INTO MATRIX 'A'
161      DO 33 JJ=1,N
162      A(M,JJ)=CMPLX(Z(2*JJ-1),Z(2*JJ))
163      A(M+1,JJ)=CMPLX(ZZ(2*JJ-1),ZZ(2*JJ))
164      33 CONTINUE
165      31 CONTINUE
166      DO 4 I=1,N
167      IF(I.EQ.3.OR.I.EQ.4)GOTO 4
168      B(I)=CMPLX(0.,0.)
169      4 CONTINUE
170      B(3)=CMPLX(1.,0.)
171      B(4)=CMPLX(1.,0.)
172
173      C -- CALL SUB-PROGRAM "MAT"
174      CALL MAT(A,B,N,YX,DET)
175      IF(DET.EQ.0.)STOP
176      DO 161 I=1,NE
177      161 XI(I)=YX(2*I-1)+YX(2*I)
178
179      C -- CALCULATE INPUT IMPEDANCE -----
180      ZIN=CMPLX(1.,0.)/XI(2)
181
182      C - CALL SUB-PROGRAM "FIELD" FOR ELECTRIC FIELD IN E & H PLANE ----
183      CALL FIELD(YX,H,DIJ,SH,P,ET,NE)
184
185      C --- FIND THE GAIN OF AN ARRAY AT THE DIRECTION THETA(0), PHI(0).
186      R=REAL(ET)
187      S=AIMAG(ET)
188      EABS2=R**2+S**2
189      R=REAL(XI(2))
190      S=AIMAG(XI(2))
191      IABS2=R**2+S**2
192      RIN=REAL(ZIN)
193      GAIN=480.*EABS2/(IABS2*RIN)
194      GDB=10.*ALOG10(GAIN)
195      C=== WRITE THE RESULT =====
196      WRITE(6,101) SH,GAIN,GDB,ZIN
197      WRITE(3,101) SH,GAIN,GDB,ZIN
198      101 FORMAT(1X,F4.2,' F(0)',2(7X,F6.2),7X,2F14.6,5X,'OHMS')
199      67 CONTINUE
200      STOP
201      END
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```
202 C=====
203 C= SUB-PROGRAMMES
204 C=====
205 SUBROUTINE DQG(XU,XL,ALPHA,N)
206 C EVALUATION IS DONE BY MEANS OF 32-POINTS GAUSS QUADRATURE FORMULA
207 C WHICH INTEGATES POLYNOMIALS UP TO DEGREE 63 EXACTLY.
208 C DESCRIPTION OF PARAMETERS
209 C XL = LOWER BOUND OF THE INTERVAL
210 C XU = UPPER BOUND OF THE INTERVAL
211 C FCT = FUNCTION SUBPROGRAM CALLED
212 C Y = THE RESULTING INTEGRAL VALUE
213 C CET = CONSTANT 32 POINTS (T(K),K=1,...,32)
214 C COA = WEIGHT COEFFICIENTS OF INTEGRAL (A(K),K=1,...,32)
215 C=====
216 COMMON Y(8)
217 DIMENSION CET(16),COA(16)
218 DATA CET(1)/.49863193/,CET(2)/.49280575/,CET(3)/.48238113/
219 DATA CET(4)/.46745304/,CET(5)/.44816058/,CET(6)/.42468381/
220 DATA CET(7)/.39724190/,CET(8)/.36609016/,CET(9)/.33150013/
221 DATA CET(10)/.29385788/,CET(11)/.25344995/,CET(12)/.21067564/
222 DATA CET(13)/.16593430/,CET(14)/.11964368/,CET(15)/.07223598/
223 DATA CET(16)/.02415383/
224 DATA COA(1)/.00350931/,COA(2)/.00813720/,COA(3)/.01269603/
225 DATA COA(4)/.01713693/,COA(5)/.02141795/,COA(6)/.02549903/
226 DATA COA(7)/.02934205/,COA(8)/.03291111/,COA(9)/.03617290/
227 DATA COA(10)/.03909695/,COA(11)/.04165596/,COA(12)/.04382605/
228 DATA COA(13)/.04558694/,COA(14)/.04992220/,COA(15)/.04781936/
229 DATA COA(16)/.04827004/
230 C=====
231 A=.5*(XU+XL)
232 B=XU-XL
233 DO 10 I=1,N
234 Y(I)=0.
235 DO 20 K=1,16
236 C=CET(K)*B
237 X1=A+C
238 X2=A-C
239 Y(I)=Y(I)+COA(K)*(FCT(X1,ALPHA,I)+FCT(X2,ALPHA,I))
240 20 CONTINUE
241 Y(I)=Y(I)*B
242 10 CONTINUE
243 RETURN
244 END
245 C-----
246 FUNCTION FCT(X,ALPHA,I)
247 ROOT=SQRT(X**2+ALPHA**2)
248 GOTO (10,20,30,40,50,60),I
249 10 FCT=2.*COS(X)*COS(ROOT)/ROOT
250 RETURN
251 20 FCT=2.*COS(X)*SIN(ROOT)/ROOT
```

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```
252      RETURN
253      30 FCT=2.*SIN(X)*COS(ROOT)/ROOT
254      RETURN
255      40 FCT=2.*SIN(X)*SIN(ROOT)/ROOT
256      RETURN
257      50 FCT=2.*COS(ROOT)/ROOT
258      RETURN
259      60 FCT=2.*SIN(ROOT)/ROOT
260      RETURN
261      END
262      C----- FIELD -----
263      SUBROUTINE FIELD(YX,H,D,SH,P,ET,NE)
264      C      THIS PROGRAM IS TO FIND THE FIELD STRENGTH OF YAGI-UDA DIPOLE
265      C      E(K)=INDIVIDUAL FIELD STRENGTH
266      C      ETO=TOTAL FIELD STRENGTH
267      C      U=PHASE DIFFERENCE OF FIELD FROM ADJACENT ELEMENT
268      C      FNOR=NORMALIZED VALUE OF THE FIELD
269      C      (1) THE ELECTRIC FIELD STRENGTH IN E-PLANE
270      C      COMPLEX C1I(8),C2I(8),E(8),ET,YX(16)
271      C      DIMENSION D(8,8),H(8),DD(7),BH(8),F(37),FNOR(37)
272      C      KN=NE-1
273      C      DO 1 I=1,KN
274      C      1 DD(I)=P*D(I,I+1)*SH
275      C      DO 29 I=1,NE
276      C      C1I(I)=YX(2*I-1)
277      C      C2I(I)=YX(2*I)
278      C      29 BH(I)=P*H(I)*SH
279      C      IF(SH.EQ.1.)GOTO 222
280      C      ---- FOR THETA = 0 DEGREE ONLY, IF FREQ NOT 1.0
281      C      IC=1
282      C      X=0.
283      C      DO 23 K=1,NE
284      C      23 E(K)=C1I(K)*((1.-COS(BH(K)))/(2.*SIN(BH(K))))+C2I(K)*((BH(K)-
285      C      + SIN(BH(K)))/(2.*(1.-COS(BH(K)))))
286      C      CALL FM(X,E,DD,F,IC,ET,NE)
287      C      RETURN
288
289      C -- THIS PART WILL BE RUN WHEN FREQ.= 1 ONLY ---
290      C -- SO AS TO SEE VALUES IN E-PLANE AND H-PLANE FOR EACH THETA
291      C -- FROM THETA = 0 TO 180 DEGREE AND THEN PLOT GRAPH
292      C      222 IC=0
293      C      DO 10 J=1,181,10
294      C      THETA=J-1
295      C      X=THETA*3.1415926/180.
296      C      NT=IFIX(THETA)/90
297      C      TEST=NT*90-IFIX(THETA)
298      C      IF(TEST.EQ.0.)GOTO 789
299      C      DO 2 K=1,NE
300      C      BHSIN=BH(K)*SIN(X)
301      C      X2=2.*X
```

```
Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00
302 2 E(K)=C1I(K)*((COS(BHSIN)-COS(BH(K)))/(2.*SIN(BH(K))*COS(X)))+
303 + C2I(K)*((SIN(BHSIN)-SIN(BH(K))*SIN(X))/((1.-COS(BH(K)))*SIN(X2)))
304 GOTO 111
305 789 KT=NT+1
306 GOTO(360,90,180),KT
307 360 DO 3 K=1,NE
308 3 E(K)=C1I(K)*((1.-COS(BH(K)))/(2.*SIN(BH(K))))+C2I(K)*((BH(K)-
309 + SIN(BH(K)))/(2.*(1.-COS(BH(K)))))
310 GOTO 111
311 90 DO 4 K=1,NE
312 4 E(K)=CMPLX(0.,0.)
313 GOTO 111
314 180 DO 5 K=1,NE
315 5 E(K)=C1I(K)*((COS(BH(K))-1.)/(2.*SIN(BH(K))))+C2I(K)*((SIN(BH(K))
316 +BH(K))/(2.*(1.-COS(BH(K)))))
317 111 IC=IC+1
318 CALL FM(X,E,DD,F,IC,ET,NE)
319 10 CONTINUE
320 C ----- PRINT VALUE OF NORMALIZED FIELD IN E-PLANE ----
321 WRITE(6,27)
322 WRITE(3,27)
323 27 FORMAT(///,7X,'THE FIELD STRENGTH OF YAGI-UDA DIPOLE IN E-PLANE'/
324 XMAX=F(1)
325 DO 321 IK=2,19
326 IF(XMAX.GE.F(IK))GOTO 321
327 XMAX=F(IK)
328 321 CONTINUE
329 DO 322 IK=1,19
330 322 FNOR(IK)=F(IK)/XMAX
331 WRITE(6,116)
332 WRITE(3,116)
333 116 FORMAT(5X,'THE VALUE OF NORMALIZED FIELD' //,5X,'DEGREE NORMAL
334 +LIZED FILED'///)
335 DO 33 IK=1,19
336 WRITE(6,17) (IK-1)*10,FNOR(IK)
337 33 WRITE(3,17) (IK-1)*10,FNOR(IK)
338 17 FORMAT(5X,I6,5X,F19.8)
339 CALL GRAPH(FNOR)
340
341 C*****
342 C (2) THE ELECTRIC FIELD STRENGTH IN H-PLANE
343 IC=0
344 DO 20 J=1,181,10
345 THETA=J-1
346 X=THETA*3.1415926/180.
347 DO 24 K=1,NE
348 24 E(K)=C1I(K)*((1.-COS(BH(K)))/(2.*SIN(BH(K))))+C2I(K)*((BH(K)-
349 + SIN(BH(K)))/(2.*(1.-COS(BH(K)))))
350 IC=IC+1
351 CALL FM(X,E,DD,F,IC,ET,NE)
352 20 CONTINUE
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00
353 C ----- PRINT VALUE OF NORMALIZED FIELD IN H-PLANE ----
354 WRITE(6,28)
355 WRITE(3,28)
356 28 FORMAT(///,7X,'THE FIELD STRENGTH OF YAGI-UDA DIPOLE IN H-PLANE'//)
357 XMAX=F(1)
358 DO 323 IK=2,19
359 IF(XMAX.GE.F(IK))GOTO 323
360 XMAX=F(IK)
361 323 CONTINUE
362 DO 324 IK=1,19
363 324 FNOR(IK)=F(IK)/XMAX
364 WRITE(6,117)
365 WRITE(3,117)
366 117 FORMAT(5X,'THE VALUE OF NORMALIZED FIELD' //,5X,'DEGREE
367 +ALIZED FILED'//)
368 DO 34 IK=1,19
369 WRITE(6,18) (IK-1)*10,FNOR(IK)
370 34 WRITE(3,18) (IK-1)*10,FNOR(IK)
371 18 FORMAT(5X,I6,5X,F19.8)
372 CALL GRAPH(FNOR)
373 RETURN
374 END
375
376
377 C** THIS SUBROUTINE IS TO FIND THE MAGNITUDE OF FIELD STRENGTH
378 SUBROUTINE FM(X,E,DD,F,IC,ET,NE)
379 COMPLEX E(8),UJ(8),PH(8),ETO(37),ET
380 DIMENSION F(37),DD(7),U(8)
381 ETO(IC)=CMPLX(0.,0.)
382 U(1)=0.
383 DO 2 I=2,NE
384 2 U(I)=U(I-1)+DD(I-1)*COS(X)
385 DO 1 I=1,NE
386 UJ(I)=CMPLX(0.,U(I))
387 PH(I)=CEXP(UJ(I))
388 1 ETO(IC)=ETO(IC)+E(I)*PH(I)
389 R=REAL(ETO(IC))
390 S=AIMAG(ETO(IC))
391 F(IC)=SQRT(R**2+S**2)
392 ET=ETO(1)
393 RETURN
394 END
395 C ** THIS SUBROUTINE IS TO FIND THE SOLUTION OF EQUATION V=IZ
396 C USING THE METHOD OF GAUSSIAN ELEMINATION AND BACK SUBSTITUTION
397 SUBROUTINE MAT(A,B,N,X,DET)
398 COMPLEX A(16,16),X(16),B(16),DETER,SUM,SAVE
399 NN=N-1
400 DO 10 K=1,NN
401 KS=K
402 99 XC = REAL(CABS(A(K,K)))
```

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```
403      IF(XC.GT.5.E-6)GOTO 100
404      IF(KS.EQ.N) GOTO 999
405      KS=KS+1
406      DO 20 II=1,N
407          SAVE=A(K,II)
408          A(K,II)=A(KS,II)
409          A(KS,II)=SAVE
410      20 CONTINUE
411          SAVE=B(K)
412          B(K)=B(KS)
413          B(KS)=SAVE
414          GOTO 99
415      100 JK=K+1
416          DO 30 J=JK,N
417              A(J,K)= -A(J,K)/A(K,K)
418              DO 40 JJ=JK,N
419                  A(J,JJ)=A(J,K)*A(K,JJ)+A(J,JJ)
420          40 CONTINUE
421              B(J)=A(J,K)*B(K)+B(J)
422          30 CONTINUE
423          10 CONTINUE
424          DETER=A(N,N)
425          XC = REAL(CABS(DETER))
426          IF(XC.LE.5.E-6)GOTO 999
427          DO 50 I=1,NN
428          50 DETER=DETER*A(I,I)
429          XC = REAL(CABS(DETER))
430          IF(XC.LE.5.E-6)GOTO 999
431          X(N)=B(N)/A(N,N)
432          DO 11 K=1,NN
433              J=N-K
434              M=J+1
435              SUM=CMPLX(0.,0.)
436              DO 12 L=M,N
437          12 SUM=SUM+A(J,L)*X(L)
438          11 X(J)=(B(J)-SUM)/A(J,J)
439          DET=1.
440          GOTO 900
441          999 WRITE(6,8)
442              WRITE(3,8)
443              DET=0.
444          8 FORMAT(\\,,'NO SOLUTION DUE TO DETERMINANT = 0')
445          900 RETURN
446          END
447
448      C ----- PLOT GRAPH -----
449          SUBROUTINE GRAPH(FNOR)
450          DIMENSION PLINE(51),IPF(37),FNOR(37)
451          DATA BLANK/' '/,PERIOD/'.'/,YL/'!'/,XL/'-'/,ASTK/'*'/
```

Line# Source Line Microsoft FORTRAN Optimizing Compiler Version 4.00

```
452      DO 11 I=1,19
453      11 IPF(I)=FNOR(I)*50.+5
454      WRITE(6,1)
455      WRITE(3,1)
456      1 FORMAT(//,40X,'#NORMAL#',//)
457      WRITE(6,2) (K,K=1,9)
458      WRITE(3,2) (K,K=1,9)
459      2 FORMAT(22X,9(2X,'0.',I1),2X,'1.0')
460      DO 32 K=1,51
461      32 PLINE(K)=PERIOD
462      DO 33 K=6,51,5
463      33 PLINE(K)=YL
464      II=IPF(1)+1
465      PLINE(II)=ASTK
466      WRITE(6,3)(PLINE(J),J=1,51)
467      WRITE(3,3)(PLINE(J),J=1,51)
468      3 FORMAT(19X,'0',51A1)
469      DO 31 K=1,51
470      31 PLINE(K)=BLANK
471      DO 34 I=2,19
472      KSC=10*I-10
473      IF(KSC.NE.90.AND.KSC.NE.180)GOTO 99
474      DO 50 K=1,51
475      50 PLINE(K)=XL
476      99 PLINE(1)=XL
477      II=IPF(I)+1
478      PLINE(II)=ASTK
479      WRITE(6,4) KSC,(PLINE(J),J=1,51)
480      WRITE(3,4) KSC,(PLINE(J),J=1,51)
481      4 FORMAT(20X,'-',/,17X,I3,51A1)
482      DO 51 K=1,51
483      51 PLINE(K)=BLANK
484      34 CONTINUE
485      WRITE(6,5)
486      WRITE(3,5)
487      5 FORMAT(10X,'#DEGREE#',////)
488      RETURN
489      END
```