

คุณสมบัติของสายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก



๑พ.

๙๙๒๔๓

๒๐๒๓

๒๑.

๐๑๐๓๙๒

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

คุณสมบัติสายอากาศห้วงวงรีขนาด เล็ก

โดย

นายสินชัย อนันตปรีชา

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธี อักษรกิตติ์

สำนักบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า อนุบิตไ้  
นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ มหาบัณฑิต



ผู้อำนวยการสำนักบัณฑิตศึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.ไพรัช ชัยพงษ์)

กรรมการสอบวิทยานิพนธ์



ประธานกรรมการ

(ศาสตราจารย์ อารณ เก่งพล)



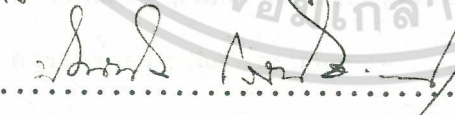
กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.โกศล เพ็ชรสุวรรณ)



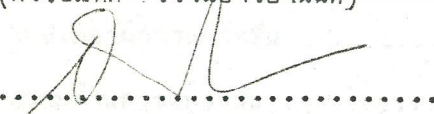
กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธี อักษรกิตติ์)



กรรมการ

(ดร.บัณฑิต โรจนอารยานนท์)



กรรมการ

(อาจารย์ สมพล โกศลวิตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

|   | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย .....   | 1    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....  | 3    |
| กิตติกรรมประกาศ .....   | 5    |
| บทที่ 1. บทนำ .....   | 6    |
| บทที่ 2. สายอากาศห้วงวงกลม ขนาดเล็ก .....   | 8    |
| 2.1 สายอากาศห้วงวงกลมเปลี่ยนขนาดเล็ก .....  | 8    |
| 2.1.1 แพทเทิร์นการแพร่คลื่น .....   | 8    |
| 2.1.2 ความถี่ของสายอากาศ .....  | 10   |
| 2.2 สายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้มขนาดเล็ก .....  | 12   |
| 2.2.1 ข้อเปรียบเทียบของสายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้ม<br>และห้วงเปลี่ยน .....               | 12   |
| 2.2.2 การวิเคราะห์ความถี่ของสายอากาศ .....  | 12   |
| 2.2.3 การวิเคราะห์ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศ .....                                   | 13   |
| บทที่ 3. การทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศห้วงวงกลม เปลี่ยนและห่อหุ้ม<br>ขนาดเล็ก ..... | 16   |
| 3.1 การสร้างสายอากาศห้วงวงกลมขนาดเล็ก .....   | 16   |
| 3.2 การวัดแพทเทิร์นการแพร่คลื่น .....   | 18   |
| 3.3 การวัดค่าความถี่ของสายอากาศ .....   | 23   |
| บทที่ 4. สายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก .....   | 29   |
| 4.1 แพทเทิร์นการแพร่คลื่น .....   | 29   |
| 4.2 ความต้านการแพร่คลื่น .....  | 39   |
| 4.3 การวิเคราะห์ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงวงรีห่อหุ้ม ..                         | 45   |
| 4.3.1 ความจุทางไฟฟ้าของสายอากาศห้วงวงรีห่อหุ้ม .....                                  | 45   |
| 4.3.2 ความเหนี่ยวนำของสายอากาศห้วงวงรี .....  | 46   |
| 4.3.3 วิธีการอินทิเกรตโดยใช้ numerical integration                                    | 49   |

|               |   |       |
|---------------|---|-------|
| บทที่ 5       | การทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก ..... | 51    |
| 5.1           | การสร้างสายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก .....                | 51    |
| 5.2           | การวัดแพทเทิร์นการแพร่คลื่น .....                     | 52    |
| 5.3           | การวัดค่าความผิดของสายอากาศ .....                     | 60    |
| บทที่ 6.      | บทสรุป .....  | 65    |
| เอกสารอ้างอิง | .....   | 65 68 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการวิเคราะห์ และวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศท่วงท้อหุ้มและท่วงเปลือยขนาดเล็ก ซึ่งมีขนาดเส้นรอบวงสั้นมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นใช้งาน ผลการวัดแพทเทิร์นการแผ่รังสี (radiation pattern) ของสายอากาศท่วงวงกลมเปลือยในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ได้ลักษณะวงกลมเบี้ยว แทนที่จะมีลักษณะเป็นเลข 8 ดังผลวิเคราะห์ทางทฤษฎีและการวัดค่าความผืน (impedance) ของสายอากาศนี้ปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกับทางทฤษฎี สำหรับสายอากาศท่วงวงกลมท้อหุ้มขนาดเล็ก ได้มีการนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายเป็นเวลานานมาแล้ว ซึ่งจากการวัดคุณสมบัติของสายอากาศท่วงท้อหุ้มปรากฏว่าได้แพทเทิร์นการแผ่รังสีระนาบสนามแม่เหล็กเป็นรูปเลข 8 แต่ค่าความผืนของสายอากาศนั้นแตกต่างอย่างมากจากค่าความผืนของสายอากาศท่วงเปลือย ดังนั้นจึงเกิดปัญหาว่าทำอย่างไร เราจึงจะสามารถคำนวณให้ทราบคุณสมบัติของสายอากาศแบบนี้ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีความจำเป็นต้องนำสายอากาศแบบนี้ไปใช้ เป็นสายอากาศส่งสัญญาณวิทยุ ความรู้เกี่ยวกับความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศเองยังเป็นสิ่งสำคัญ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอแนะวิธีการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศท่วงวงกลมท้อหุ้มขนาดเล็ก ซึ่งตัวสายอากาศสร้างจากลวดทองแดงที่มีขนาดต่างๆ กัน จากการคำนวณพบว่าคุณสมบัติของฉนวนที่อยู่ระหว่างลวดสายอากาศและท่อทองแดงที่ห่อหุ้มอยู่มีส่วนอย่างสำคัญที่จะเปลี่ยนความถี่รีโซแนนซ์ได้ ซึ่งสอดคล้องกับผลการทดลองวัดค่าความผืน เพื่อหาความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศ

สำหรับการศึกษาค่าคุณสมบัติของสายอากาศท่วงวงรีขนาดเล็กซึ่งสร้างขึ้นโดยการนำเอาสายอากาศท่วงวงกลมขนาดเล็กมาเปลี่ยนให้เป็นรูปวงรี ที่มีความยาวแกนต่างๆ กัน แต่ยังคงรักษาให้เส้นรอบวงคงที่ จากสมการแพทเทิร์นการแผ่รังสีที่ได้สร้างขึ้นมา ปรากฏผลว่า แพทเทิร์นการแผ่รังสีระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) มีลักษณะเป็นรูปเลข 8 เช่นเดียวกับสายอากาศท่วงวงกลมขนาดเล็ก ส่วนแพทเทิร์นการแผ่รังสีระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) มีรูปลักษณะเข้าใกล้เลข 8 มากยิ่งขึ้น เมื่ออัตราความยาวแกนลดลงแต่ระดับความต่างของสัญญาณที่จุดต่างๆ ของสายอากาศ ต่างกันน้อยมากยากที่จะทำการวัดให้ได้ค่าถูกต้องแน่นอน ค่าความต้านการแผ่รังสี (radiation resistance) ของสายอากาศจากการคำนวณทางทฤษฎีจะมีค่าน้อยลง เมื่ออัตราส่วนความยาวแกนลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าความถี่ของสายอากาศห้วงวงรีท่อมุมขนาดเล็กก็คำนวณโดยใช้หลักการเดียวกับสายอากาศห้วงวงกลมท่อมุมขนาดเล็ก โดยที่ค่าความถี่วนำของสายอากาศห้วงวงรีที่ได้สร้างสมการขึ้นมาได้เป็น analytic solution เนื่องจากปัญหาในการอินทิเกรตจึงต้องใช้การหาค่าด้วยวิธี numerical integration ซึ่งก็ได้พัฒนาขึ้นมาเองเพื่อให้ใช้ได้กับสมการนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Abstract

This thesis concerns the analysis and measurement of the characteristics of small shielded and bare loop antennas whose circumferences are short compared to the operating wave-lengths. The measured H-plane radiation pattern of bare loop antenna show distorted circular pattern instead of figure-eight configuration as predicted by theoretical analysis, and the measured input impedance of this antenna is closed to theoretical prediction. In the case of small shielded circular loop antenna which have been used in many difference occasions for many years but the problem is how to theoretically predict the characteristics of this type of antennas. When it is necessary and unavoidable to use the antenna as the transmitting antenna, the knowledge of its self-resonance frequency is very importance. This thesis suggests how to calculate the resonance frequencies of small shielded circular loop antennas which are constructed from copper wires of different sizes. The simple theoretical prediction show that the self-resonance frequency of the antenna depends on many factors, especially the dielectric constant of the insulator contained between antenna wire and shielded copper tube. This agrees to the measured result of impedance and resonance frequency.

The studying of small shielded elliptic loop antennas which constructed by deforming the small shielded circular loop antennas to become the elliptic loop with different axial ratios but keeping the circumference to be constant. The derivation of their pattern radiation for H-plane show the same figure-eight configuration as small circular loop antenna and E-plane pattern radiation are also approach figure-eight configuration depend on decreasing of axial ratio, but the different of their power level are

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

very small compared with every point on antenna. It is to be case of difficult to determine the pattern radiation measurement. The impedance calculation method of small shielded circular loop antenna are also the principle of small shielded elliptic loop antenna. Antenna inductance deriving solution is not analytic solution but we can solve by numerical integration method which develop to use for this solution.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

สืบเนื่องมาจากได้มีพระราชดำริจากพระบาทสมเด็จพระเจ้าอยู่หัว รัชสมัยผ่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธี อักษรกิตติ ให้มีการวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศท่งนี้ขึ้น โดยมีพระราชประสงค์ที่จะนำผลที่ได้ไปประยุกต์ให้เกิดประโยชน์ทั้งทหารและพลเรือน โดยกำหนดว่าสายอากาศต้องมีขนาดเล็กกระทัดรัด นำพาดัดตัวและใช้งานได้สะดวก สามารถใช้เป็นสายอากาศรับและส่งได้ในตัวเดียวกัน ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในพระมหากรุณาธิคุณของพระบาทสมเด็จพระเจ้าอยู่หัว เป็นล้นเกล้าล้นกระหม่อมที่ได้ทรงพระมหากรุณาโปรดเกล้า ฯ พระราชทานพระราชดำริให้มีการวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศท่งนี้ขึ้น

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธี อักษรกิตติ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำทั้งด้านทฤษฎีและเทคนิคต่างๆ ทางด้านปฏิบัติ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ มนูญ สุขเกษม ที่กรุณาให้ความสนับสนุนงานวิจัยนี้ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ณรงค์ เหมกรณ์ ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านหนังสือตำราในการค้นคว้าทฤษฎีคณิตศาสตร์ชั้นสูง อาจารย์ไมตรี โพธิสุข ได้กรุณาให้คำแนะนำปัญหาทางด้านคณิตศาสตร์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ชม กัมปาน อาจารย์ฟุ่ศักดิ์ ชิวสุริหัย และอาจารย์วรวิทย์ สุวัฒน์พันธุ์กุล ได้ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเขียนโปรแกรมสำหรับการคำนวณด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ อาจารย์อภิรักษ์ มัธยมานนท์ ได้กรุณาช่วยแปลบทความที่ใช้อ้างอิงจากภาษาญี่ปุ่นมาเป็นภาษาไทย อาจารย์สมผล โกศลย์วิตร กรุณาให้ยืมอุปกรณ์การทดลองที่จำเป็นบางอย่าง ผบ.ศูนย์วิจัยพัฒนาการทหาร กองบัญชาการทหารสูงสุด กลายนำไท ซึ่งได้กรุณาให้ยืม constant impedance adjustable line ซึ่งใช้กับเครื่อง vector voltmeter เพื่อวัดค่าความผัน และขอขอบคุณทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือซึ่งมิได้กล่าวนามมา ณ ที่นี้

พร้อมกันนี้ ขอขอบคุณ คุณจรินทร์ บุญสิทธิ์ ที่ได้กรุณาช่วยพิมพ์ต้นฉบับจนสำเร็จได้ด้วยดี

บทที่ 1

บทนำ

ประวัติความเป็นมา

ได้มีการนำสายอากาศห้วงวงกลมเปลือยและห้วงวงกลมห่อหุ้มมาใช้เป็นเวลานานมาแล้ว [1-3] โดยที่ลักษณะการเหนี่ยวนำคล้ายกับขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบแยกขด ต่อมาก็ได้มีผู้สนใจสร้างทฤษฎีขึ้นมาอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศห้วงเปลือย [4-6] เช่น ลักษณะของแพทเทิร์นการแผ่คลื่น (radiation pattern) ค่าความเหนี่ยวนำ (inductance) ค่าความจุ (capacitance) ค่าความต้านการแผ่คลื่น (radiation resistance) แต่สำหรับสายอากาศห้วงห่อหุ้มนั้น ยังมีได้มีทฤษฎีที่แน่นอนจะมีก็แต่การอธิบายการทำงานเท่านั้น [7-8] ผู้เขียนจึงได้สนใจในปัญหานี้ โดยทำการวิเคราะห์หลักการทางทฤษฎีควบคู่กับการทดลองในห้องปฏิบัติการและงานสนามพบว่าสายอากาศห้วงห่อหุ้มมีคุณสมบัติแตกต่างจากสายอากาศเปลือยที่มีขนาดเท่ากันหลายประการ โดยเฉพาะอย่างยิ่งคุณสมบัติแพทเทิร์นการแผ่คลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวของสายอากาศห้วงเปลือยจะมีลักษณะวงกลม เบี้ยว ในขณะที่สายอากาศห้วงห่อหุ้มมีลักษณะเป็นเลข 8 ข้อแตกต่างที่สำคัญอีกประการหนึ่งของสายอากาศทั้งสองก็คือ การที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงห่อหุ้มต่ำกว่าสายอากาศห้วงเปลือยซึ่งเกิดขึ้นเพราะสายอากาศห้วงห่อหุ้มมีค่าความจุทางไฟฟ้าสูงขึ้น เนื่องจากท่อโลหะที่ใช้ห่อหุ้มตัวสายอากาศ [9] ดังนั้นจึงเป็นที่แน่ชัดว่าสายอากาศห้วงห่อหุ้มนี้สามารถนำมาใช้งานสำหรับการหาทิศทางของแหล่งส่งคลื่นวิทยุได้อย่างดี ในกรณีที่จำเป็นต้องนำสายอากาศชุดเดียวกันนี้มาใช้เป็นสายอากาศส่งคลื่นวิทยุด้วย ปัญหาเรื่องการแมทชิ่ง (matching) เป็นเรื่องสำคัญ และในการออกแบบสายอากาศห้วงห่อหุ้มขนาดเล็ก ซึ่งมีความยาวของเส้นรอบวงสั้นมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นที่ใช้งาน จำเป็นต้องทราบคุณสมบัติค่าความผิวนและความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้มขนาดเล็กนี้อาจหาได้จากการคำนวณง่ายๆ ซึ่งพบว่าขึ้นอยู่กับตัวประกอบหลายประการ เช่น ขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางภายในของท่อทองแดงห่อหุ้ม ชนิดและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของฉนวนที่อยู่ระหว่างลวดสายอากาศกับท่อโลหะที่ห่อหุ้ม เป็นต้น

สายอากาศห้วงขนาดเล็กนี้ได้เป็นที่สนใจอย่างมากทั้งในวงการวิทยาศาสตร์และวิทยุสื่อสาร ในวงการวิทยาศาสตร์ สายอากาศห้วงได้ถูกนำมาใช้งานเป็นตัววัด (probe) สำหรับวัดคุณสมบัติของตัวกลาง (medium) เช่นนำไปติดตั้งบนดาวเทียมวิทยาศาสตร์ เพื่อวัดสนามแม่เหล็กโลก เป็นต้น ส่วนในวงการวิทยุสื่อสารนั้น ก็นำมาใช้เป็นสายอากาศรับเพื่อหาทิศทางของแหล่งส่งคลื่นวิทยุ ดังได้กล่าวมาแล้ว ในกรณีที่ต้องการใช้สายอากาศชนิดนี้เป็นทั้งสายอากาศรับและส่งในตัวเดียวกันเพื่อสะดวกในการพกพาติดตัว และการใช้งาน แต่เนื่องจากประสิทธิภาพของการรับและส่งค่อนข้างต่ำ ผู้เขียนจึงได้สนใจทำการวิเคราะห์เพื่อที่จะหาว่าทำอย่างไรสายอากาศชนิดนี้จึงจะมีประสิทธิภาพในการส่งสูงขึ้น ดังนั้นผลงานทั้งหมดของวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้จะเน้นหนักเรื่องการศึกษาและวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศห้วงห่อหุ้มขนาดเล็ก

ในขณะที่ผู้เขียนกำลังทำการทดลองและวิเคราะห์ทางทฤษฎีเกี่ยวกับสายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้มขนาดเล็กอยู่นั้น ได้พิจารณาว่าสายอากาศห้วงวงกลมกับสายอากาศแบบไดโพลพับ (folded dipole) นั้นถึงแม้จะเป็นคนละแบบ แต่ก็มีรูปร่างลักษณะเป็นห่วงหึ่งคู่ และแพทเทิร์นการแผ่คลื่นก็ต่างกันด้วย ดังนั้นจึงน่าที่จะได้ศึกษาถึงคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศห้วงวงกลมที่เปลี่ยนรูปไปเรื่อยๆ จากวงกลมเป็นวงรีและเป็นไดโพลแบบพับในที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศห้วงวงกลมนั้นพอที่จะทราบแน่ชัดแล้ว เช่นแนวโน้มของการเปลี่ยนแพทเทิร์นการแผ่คลื่น การเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ เป็นต้น ในทางทฤษฎีแล้วการแปรรูปทำได้สะดวก แม้จะไม่ง่ายในการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ เริ่มต้นของการศึกษา เรื่องสายอากาศห้วงวงรี ด้วยการสร้างสายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็กที่มีอัตราส่วนความยาวแกนขนาดต่างๆ ขึ้นมาโดยยังคงรักษาให้ความยาวเส้นรอบวงของสายอากาศทุกตัว เหล่านี้เท่ากัน และในการวัดทดลองได้เน้นในเรื่องการหาค่าความถี่ ความถี่รีโซแนนซ์ และแพทเทิร์นการแผ่คลื่นของสายอากาศห้วงวงรีห่อหุ้มขนาดเล็ก เพื่อที่จะสามารถนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้มขนาดเล็กต่อไป

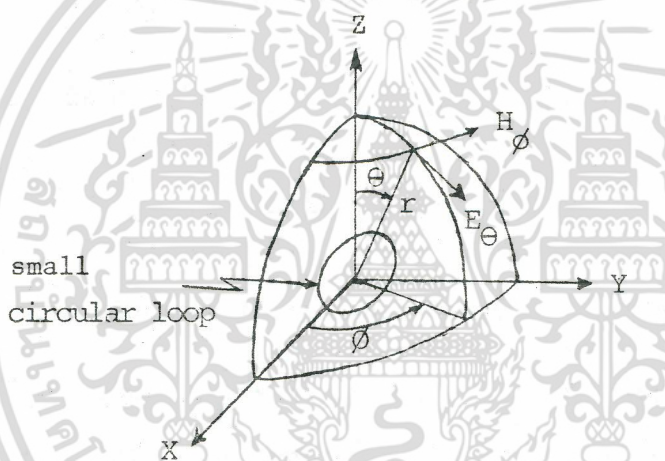
บทที่ 2

สายอากาศห้วงวงกลมขนาดเล็ก (small circular loop)

2.1 สายอากาศห้วงวงกลมเปลือยขนาดเล็ก

2.1.1 แพทเทิร์นการแผ่คลื่น

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของคลื่นที่แผ่ออกจากสายอากาศห้วงเปลือย เมื่อมีกระแสไหลในเส้นลวดสม่ำเสมอ (uniform) ซึ่งวางอยู่ในโคออร์ดิเนตดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ลักษณะการวางสายอากาศห้วงเปลือยในโคออร์ดิเนต

สามารถหา vector potential  $\bar{A}$  ที่ระยะรัศมี r จากจุดศูนย์กลางโคออร์ดิเนต เมื่อกระแสไหลในเส้นลวดเป็น  $I_0$  ได้ดังนี้ [7]

$$\bar{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{\phi} [I] \frac{e^{jkr}}{r} dl \bar{a}_{\phi} \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned} A_{\phi} &= \frac{j\mu_0 [I] \rho}{2\pi r} \int_0^{\pi} \sin(\beta \rho \cos\theta \sin\theta) \cos\theta d\theta \\ &= \frac{j\mu_0 [I] \rho}{2r} J_1(\beta \rho \sin\theta) \end{aligned} \tag{2.2}$$

จากความสัมพันธ์ของ  $A_\theta$  และความเข้มสนามไฟฟ้า  $E_\theta$  ที่บริเวณห่างไกล (far field) เป็น

$$E_\theta = -\frac{\partial}{\partial t} A_\theta$$

หรือ

$$E_\theta = -j\omega A_\theta \tag{2.3}$$

แทนค่าสมการ (2.3) ด้วย สมการ (2.2) จะได้

$$E_\theta = \frac{\mu_0 \omega p [I] J_1(\beta \rho \sin \theta)}{2r} \tag{2.4}$$

และความเข้มสนามแม่เหล็ก  $H_\theta$  เป็น

$$H_\theta = \frac{\beta \rho [I] J_1(\beta \rho \sin \theta)}{2r} \tag{2.5}$$

ค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  และ  $J_1(\beta \rho \sin \theta)$  คือ first order Bessel function

ถ้าสายอากาศมีขนาดเล็ก (เส้นรอบวง  $\ll$  ความยาวคลื่น,  $\lambda$  และเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด,  $2a \ll$  เส้นผ่าศูนย์กลางของท่วง,  $2\rho$ ) สมการแพทเทอรัณการแพร่คลื่นเขียนได้เป็น

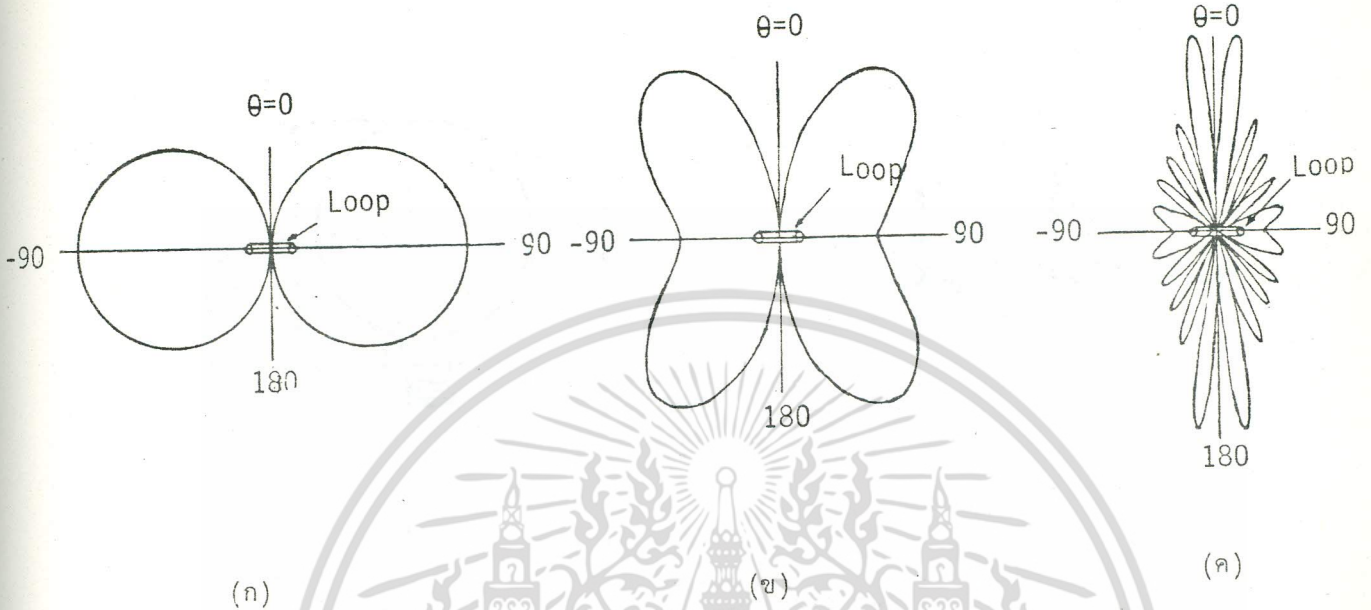
$$E_\theta = \frac{60\pi A [I] \sin \theta}{r\lambda^2} \tag{2.6}$$

$$H_\theta = \frac{\pi A [I] \sin \theta}{r\lambda^2} \tag{2.7}$$

เมื่อ A คือพื้นที่หน้าตัดของท่วง,  $[I]$  คือ retard current =  $I_0 e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$

สมการแพทเทอรัณการแพร่คลื่นของสายอากาศท่วงเปลือยขนาดต่างๆ ซึ่งได้วิเคราะห์ทางทฤษฎี อาจแสดงให้เห็นได้จากการเขียนกราฟของแพทเทอรัณการของสมการที่ (2.1), (2.2), (2.3) หรือ (2.4) ผลที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.2

010392



รูปที่ 2.2 แพทเทิร์นการแผ่คลื่นของสายอากาศห้วงเปลือยขนาดต่างๆ (H-Plane)

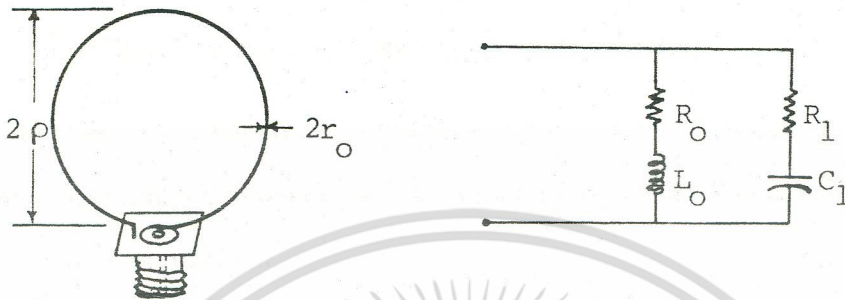
(ก)  $2p \ll \lambda$  (ข)  $2p = \lambda$  (ค)  $2p = 5\lambda$

ในกรณีที่สายอากาศขนาดเล็ก แพทเทิร์นการแผ่คลื่นเป็นรูปเลข 8 ดังรูปที่ 2.2 (ก) และเป็นรูปอื่นๆ เมื่อขนาดของสายอากาศเปลี่ยนไปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นที่ใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 2.2(ข), (ค)

### 2.1.2 ความฝืนของสายอากาศ

ความฝืนของสายอากาศห้วงเปลือยขนาดเล็ก หาได้จากวงจรเสมือนของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยค่าความต้านการแผ่คลื่น (radiation resistance) และค่ารีแอคทีฟ นั้นคำนวณโดยอาศัยการกระจายค่ากระแสออกเป็นอนุกรม และคงไว้แต่เทอมที่เป็น zeroth และ first order สำหรับสายอากาศขนาดเล็ก คือ  $I = I_0 + a_1 I_1$  เมื่อ  $I_0$  และ  $I_1$  เป็นกระแสเทอมที่ zeroth และ first order

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

(ข)

รูปที่ 2.3 (ก) สายอากาศห้วงกลมเปลี่ยนขนาดเล็กรูปที่ 2.3 (ข) วงจรเสมือนของสายอากาศห้วงวงกลมเปลี่ยนขนาดเล็กรูปที่ 2.3

โดยที่ค่า  $a_1$  คือค่าคงที่ จากนั้นจึงนำไปคำนวณหาค่าความผันใน zeroth order และ first order mode เมื่อรวมค่าความผันเหล่านี้เข้าด้วยกันจะได้ [8]

$$Z = \frac{Z_0 Z_1}{Z_0 + Z_1} \quad (2.8)$$

$$Z_0 = R_0 + j\omega L_0 \quad (2.9)$$

$$Z_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \quad (2.10)$$

$$R_0 = \frac{\pi}{6} \eta \beta^4 \rho^4 \quad L_0 = \mu_0 \rho (\ln \frac{8\rho}{r_0} - 2) \quad (2.11)$$

$$R_1 = \frac{\pi}{6} \eta \beta^2 \rho^2 \quad C_1 = 2\epsilon_0 \rho (\ln \frac{8\rho}{r_0} - 2)^{-1} \quad (2.12)$$

$\eta$  = ความผันจำเพาะ (intrinsic impedance) ของที่ว่างเปล่า (free space)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 120 ohms นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

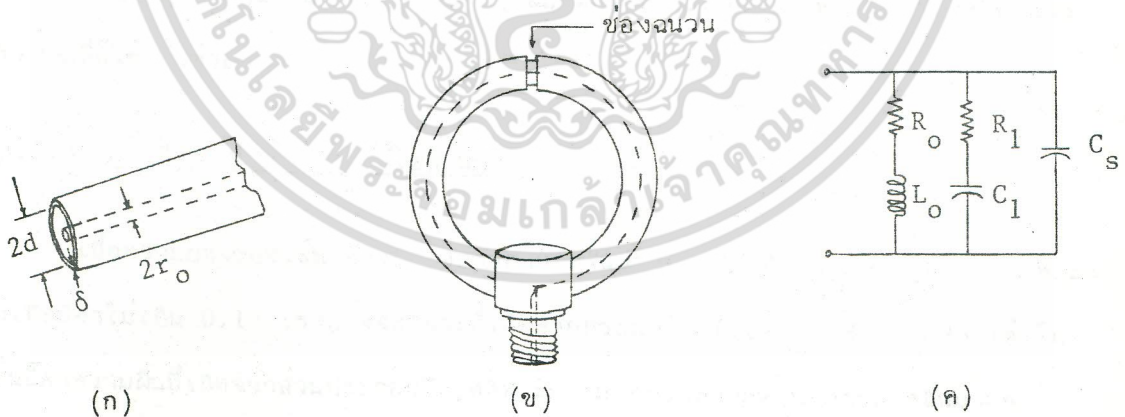
## 2.2 สายอากาศท่วงวงกลมทอหุ้มขนาดเล็ก

### 2.2.1 ข้อเปรียบเทียบของสายอากาศท่วงทอหุ้ม และท่วงเปลือย

สายอากาศท่วงเปลือยและท่วงทอหุ้มมีแพทเทิร์นการแพร่คลื่นเหมือนกัน ลักษณะเป็นรูปเลข 8 แต่อิมพีแดนซ์ของสายอากาศท่วงทอหุ้มต่างจากของสายอากาศท่วงเปลือยมากทั้งนี้เพราะมี ท่อตัวนำทอหุ้มท่วงสายอากาศเปลือยด้วย

### 2.2.2 การวิเคราะห์ค่าความถี่ของสายอากาศ

ถ้าเราเริ่มจากสายอากาศท่วงเปลือย โดยถือว่าส่วนกระจายคลื่นเริ่มจากจุดบ่อนพลังงานไปตามความยาวของลวดสายอากาศและสิ้นสุดลงที่ปลายอีกข้างหนึ่งซึ่งลงกราวด์ (ground) โดยให้ส่วนกระจายคลื่นเป็นวงกลมเปลือย เมื่อเรานำเอาท่อทองแดงมาทอหุ้มสายอากาศนี้โดยเปิดช่องฉนวนไว้  $\delta$  ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่ง ผลที่ได้จะทำให้ค่าความถี่ของสายอากาศเปลี่ยนไปจากเดิมซึ่งเป็นท่วงเปลือย ในลักษณะเช่นนี้สามารถเขียนวงจรเสมือนได้คล้ายคลึงกับสายอากาศท่วงเปลือย แต่จะมีค่าความจุทางไฟฟ้า  $C_s$  เพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.4 สำหรับค่าความจุทางไฟฟ้า  $C_s$  นั้น



รูปที่ 2.4 (ก) สายส่งแกนร่วม (coaxial line)

(ข) สายอากาศท่วงวงกลมทอหุ้มขนาดเล็ก

(ค) วงจรเสมือนของสายอากาศท่วงวงกลมทอหุ้มขนาดเล็ก

สามารถหาได้ เมื่อพิจารณาว่าส่วนของสายอากาศแบบห่อหุ้ม เริ่มตั้งแต่จุดบ่อนพลังงานไฟฟ้า ไปจนถึง  
ช่องฉนวน มีลักษณะเป็นสายส่งแกนร่วมวงจรเปิดซึ่งมีความยาว  $l \approx \pi\rho < \lambda/4$  จะสามารถคำนวณ  
ความผิได้จากสมการ [10]

$$Z = -jZ_c \cot \beta l \tag{2.13}$$

โดยที่  $Z_c$  คือค่าความผิเฉพาะ (characteristic impedance) ของสายส่งนั้น แต่เนื่องจากค่า  
รีแอคแตนซ์ของความจุ  $C_s$  เป็น

$$Z = \frac{-j}{\omega C_s} \tag{2.14}$$

ดังนั้น

$$\frac{-j}{\omega C_s} = -jZ_c \cot \beta l$$

หรือ

$$C_s = \frac{\tan \beta l}{\omega Z_c} \tag{2.15}$$

จะเห็นได้ว่าค่าความจุ  $C_s$  นั้น นอกจากจะขึ้นกับคุณสมบัติทางกายภาพของท่อทองแดงที่ใช้ห่อหุ้มแล้ว  
ยังขึ้นกับความถี่ที่ใช้งานด้วย

### 2.2.3 การวิเคราะห์ค่าความถี่รีโซแนนซ์

เมื่อความยาวของเส้นรอบวงของสายอากาศสั้นมากๆ เทียบกับความยาวคลื่นโดยเฉพาะ  
อย่างยิ่งเมื่อมีค่าไม่เกิน 0.1 เราอาจจะตัดผลที่เกิดจากกระแสใน first order mode ได้ ใน  
สภาพเช่นนี้ค่าความผิที่เกิดจากส่วนประกอบรีแอคทีฟจะมีค่ามากกว่าความต้านการแพร่คลื่นมากๆ  
ดังนั้นเราอาจคำนวณหาความสัมพันธ์ของความถี่รีโซแนนซ์กับคุณสมบัติทางกายภาพต่างๆ ของสายอากาศ  
ห้วงวงกลมห่อหุ้มขนาดเล็กที่มีช่องฉนวนตรงข้ามกับจุดบ่อนกระแสไฟฟ้าได้ เมื่อค่าความเหนี่ยวนำ  
(inductance)  $L_o$ , ของสายอากาศห้วงห่อหุ้มคิดจากเส้นลวดเส้นใน [11]

$$L_o = \mu_o \rho (\ln \frac{8\rho}{r_o} - 2) \tag{2.16}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อความยาวของสายอากาศต่อความยาวคลื่น  $C_\lambda$  เป็น

$$\lambda / \lambda_t = \sqrt{\epsilon_r} \tag{2.17}$$

$$C_\lambda = \frac{2\pi\rho}{\lambda} \tag{2.18}$$

เมื่อ  $\lambda_t$  คือความยาวคลื่นในสายส่ง ,  $\lambda$  คือความยาวคลื่นใน free space  $\epsilon_r$  คือสภาพไฟฟ้า (dielectric constance) ของฉนวนซึ่งอยู่ระหว่างลวดสายอากาศกับท่อหุ้ม พิจารณาท่อทองแดง ห่อหุ้มเป็นวงจรถัด ความยาวจากจุดป้อนพลังงานถึงช่องฉนวนจะได้

$$\begin{aligned} Z &= -jZ_c \cot \beta l \\ &= -jZ_c \cot \left( \frac{2\pi}{\lambda_t} \cdot \frac{2\pi\rho}{2} \right) \\ &= -jZ_c \cot \left( \pi C_\lambda \sqrt{\epsilon_r} \right) \end{aligned} \tag{2.19}$$

ฉ. ความถี่รีโซแนนซ์

$$\begin{aligned} \omega_r L_o &= \frac{1}{\omega_r C_s} \\ \omega_r \mu_o \rho \left( \ln \frac{8\rho}{r_o} - 2 \right) &= Z_c \cot \left( \pi \sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda_r} \right) \\ \frac{2\pi C \mu_o \rho}{\lambda_r} \left( \ln \frac{8\rho}{r_o} - 2 \right) &= Z_c \cot \left( \pi \sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda_r} \right) \\ C_{\lambda_r} C_{\mu_o} \left( \ln \frac{8\rho}{r_o} - 2 \right) &= Z_c \cot \left( \pi \sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda_r} \right) \end{aligned} \tag{2.20}$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} C_{\mu_o} &= \frac{\mu_o}{\sqrt{\mu_o \epsilon_o}} \\ &= 120\pi \\ &= Z_o \end{aligned} \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าจากสมการ (2.21) แทนในสมการ (2.20) จะได้

$$C_{\lambda r} Z_{\eta} (\ln \frac{8\rho}{r_0} - 2) = Z_c \cot(\pi\sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda r})$$

$$C_{\lambda r} \tan(\pi\sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda r}) = \frac{Z_c}{Z_{\eta} (\ln \frac{8\rho}{r_0} - 2)}$$

แต่เนื่องจาก  $\ln \frac{8\rho}{r_0} - 2 = \ln \frac{\rho}{r_0} + 0.0794$

$$\approx \ln \frac{\rho}{r_0} \text{ ถ้า } \ln \frac{\rho}{r_0} \gg 0.0794$$

และเพราะว่า  $\tan(\pi\sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda r}) \approx \pi\sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda r}$  เมื่อ  $\pi\sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda r} \ll 1$  ในหน่วยเรเดียน

ดังนั้น

$$C_{\lambda r}^2 \pi\sqrt{\epsilon_r} \approx \frac{Z_c}{Z_{\eta} \ln \frac{\rho}{r_0}}$$

$$\frac{\sqrt{\epsilon_r} C_{\lambda r}^2}{[Z_c/Z_{\eta}]} = \frac{1}{\pi \ln \frac{\rho}{r_0}}$$

(2.22)

จากสมการที่ 2.22 จะเห็นได้ว่าความถี่โซ่เน็กซ์ของสายอากาศห้วงทอหุ้มขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสายอากาศคือ ขนาดรัศมีของเส้นลวดตัวนำภายใน  $r_0$  , รัศมีของสายอากาศห้วง  $\rho$  , ค่าความถี่จำเพาะ  $Z_c$  และค่าสภาพไฟฟ้า ( $\epsilon_r$ ) ของฉนวนที่คั่นระหว่างตัวนำภายในกับท่อทองแดงทอหุ้ม

บทที่ 3

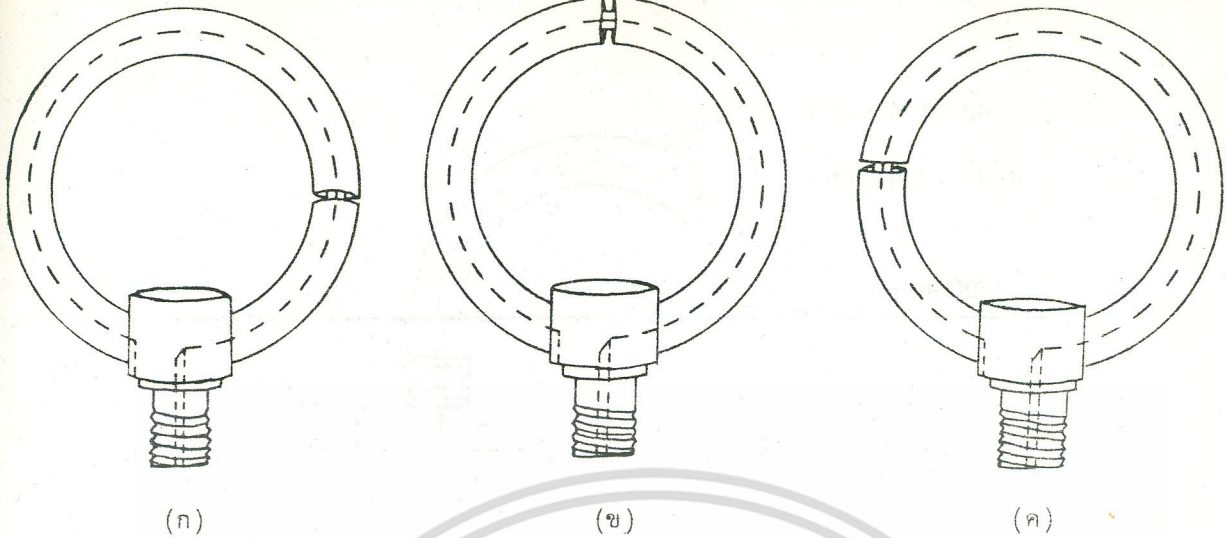
การทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศห้วงวงกลม เปลือยและท่อหุ้ม

3.1 การสร้างสายอากาศห้วงวงกลมขนาดเล็ก

ได้มีการสร้างสายอากาศห้วงเพื่อการทดลองชั้น 4 ชุด โดย 2 ชุดแรกสร้างขึ้นเพื่อศึกษาข้อแตกต่างของสายอากาศห้วงเปลือยและห้วงท่อหุ้ม ส่วนอีก 2 ชุดหลังสร้างขึ้นเพื่อศึกษาความสัมพันธ์ของความถี่รีโซแนนซ์กับคุณสมบัติทางกายภาพของสายอากาศห้วงท่อหุ้ม

ชุดแรกเป็นสายอากาศห้วงเปลือยทำด้วยลวดทองแดงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.723 มม. นำมาขดในวงกลมขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 12.15 ซม. ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) ชุดที่สองเป็นสายอากาศห้วงท่อหุ้มที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของห้วงเท่ากับสายอากาศชุดแรกสายอากาศชุดที่สองนี้ทำด้วยไส้ในของสายส่งแกนร่วมแบบ RG 58/U ซึ่งได้ลอกส่วนท่อหุ้มที่เป็นลวดทองแดงถักออกเอาไว้ แต่แกนทองแดงและฉนวน นำสายอากาศนี้มาหุ้มด้วยท่อทองแดงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางภายนอก 1 ซม. ความหนาของท่อ 0.2 ซม. ท่อทองแดงที่หุ้มนี้มีได้ท่อหุ้มตลอดแต่เปิดเป็นช่องฉนวนไว้ ณ ตำแหน่งตรงข้ามกับจุดบ่อนของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.4(ข) ส่วนผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.3 และ 3.4

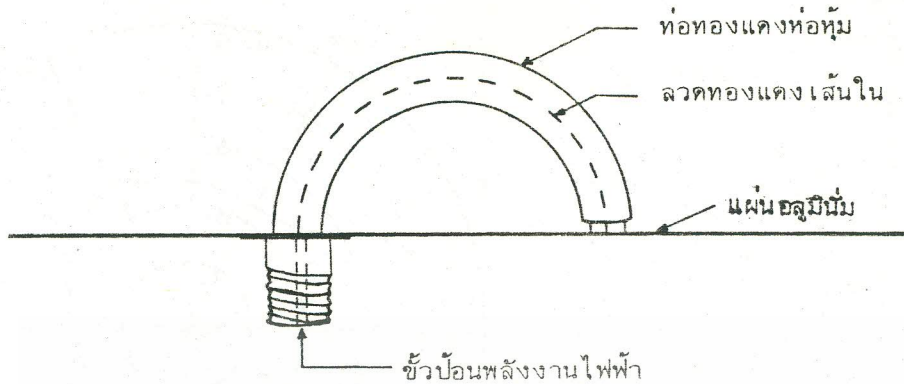
ชุดที่สามประกอบด้วยสายอากาศห้วงวงกลมท่อหุ้มจำนวน 3 ตัว แต่ละตัวมีช่องฉนวนอยู่ ณ ตำแหน่งต่างๆ กัน ตัวที่หนึ่งช่องฉนวนอยู่ห่างจากจุดบ่อนสัญญาณ  $\frac{1}{4}$  เท่าของความยาวเส้นรอบวง ตัวที่สองเป็น  $\frac{1}{2}$  และตัวที่สามเป็น  $\frac{3}{4}$  เท่าความยาวเส้นรอบวง ดังแสดงในรูปที่ 3.1 สำหรับผลการทดลอง ดังแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3.1 สายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้ม

- (ก) ช่องฉนวน  $\frac{1}{4}$  ของความยาวเส้นรอบวง
- (ข) ช่องฉนวน  $\frac{1}{2}$  ของความยาวเส้นรอบวง
- (ค) ช่องฉนวน  $\frac{3}{4}$  ของความยาวเส้นรอบวง

ชุดที่สี่ประกอบด้วยสายอากาศทั้งหมด 6 ตัว แต่ละตัวมีช่องฉนวนห่างจากจุดบ่อนพลังงาน  $\frac{1}{2}$  ของความยาวเส้นรอบวง หรืออยู่ตรงข้ามกับจุดบ่อนกระแสไฟฟ้า ในการสร้างสายอากาศทั้ง 6 ตัวนี้ 4 ตัวมีโครงสร้างเป็นวงกลมโดยสมบูรณ์อีก 2 ตัว มีโครงสร้างเป็นครึ่งวงกลมวางอยู่บนแผ่นกราวด์ (ground plane) ซึ่งทำด้วยแผ่นอลูมิเนียม ดังแสดงในรูปที่ 3.2 การสร้างสายอากาศห้วงครึ่งวงกลมบนแผ่นกราวด์นี้ก็เพื่อที่จะแก้ความไม่แน่นอนของค่าความจุทางไฟฟ้าในบริเวณจุดบ่อนพลังงาน ซึ่งเกิดจากปัญหาในการสร้างสายอากาศห้วงวงกลมที่สมบูรณ์ สายอากาศซึ่งสร้างเป็นห้วงวงกลมโดยสมบูรณ์จะมีคุณสมบัติทางกายภาพต่างๆ ดังนี้คือ ตัวแรก  $\rho=5.5$  ซม.,  $r_o=0.04$  ซม.,  $Z_c=91$  โอห์ม, ตัวที่สอง  $\rho=4.65$  ซม.,  $r_o=0.04$  ซม.,  $Z_c=123.75$  โอห์ม, ตัวที่สาม  $\rho=6.075$  ซม.,  $r_o=0.036$  ซม.,  $Z_c=134.37$  โอห์ม, ตัวที่สี่  $\rho=7.5$  ซม.,  $r_o=0.04$  ซม.,  $Z_c=123.75$  โอห์ม สำหรับสายอากาศห้วงห่อหุ้มเครื่องครึ่งวงกลมสองตัวนั้น ตัวแรกมีค่า  $\rho=7.5$  ซม.,  $r_o=1.075$  ซม.,  $Z_c=72.27$  โอห์ม และตัวที่สองมีค่า  $\rho=7.5$  ซม.,  $r_o=0.0325$  ซม.,  $Z_c=143$  โอห์ม ตามลำดับ นำสายอากาศห้วงห่อหุ้มครึ่งวงกลมมาวางตรงกลางเหนือแผ่นอลูมิเนียมซึ่งกว้าง 120 ซม. ยาว 240 ซม. ให้ที่ต่อทองแดงห่อหุ้มด้านที่ต่อกับขั้วบ่อนพลังงานไฟฟ้า วางติดสนิทกับแผ่นอลูมิเนียม โดยขั้วต่อวางอยู่ใต้แผ่นอลูมิเนียม ส่วนปลายอีกด้านข้างหนึ่งของที่ต่อทองแดงห่อหุ้มปล่อยไว้อย่าง 1 มม. และปลายเส้นลวดทองแดงเส้นในด้านนี้ วัคกรีติดกับแผ่นอลูมิเนียมผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.6 นั้นด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



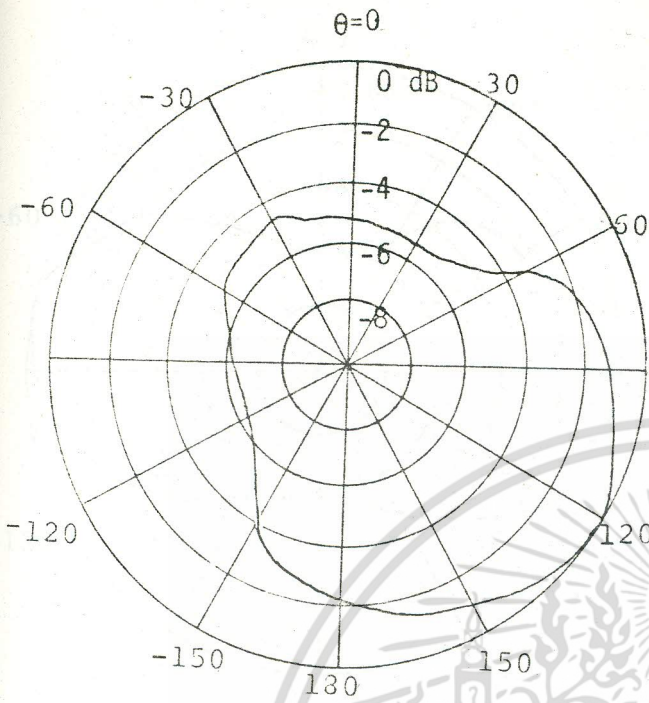
รูปที่ 3.2 ภาคตัดขวางการวางสายอากาศหุ้มครึ่งวงกลมบนแผ่นอลูมิเนียม

นำเอาสายอากาศชุดที่หนึ่งและชุดที่สองวัดหาคณสมบัติของแพทเทอรันการแพร่คลื่น ดังแสดงในรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4 และวัดหาคณสมบัติค่าความผิด ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ส่วนสายอากาศชุดที่สามและสี่วัดเฉพาะคณสมบัติค่าความผิด ดังแสดงผลในรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.7

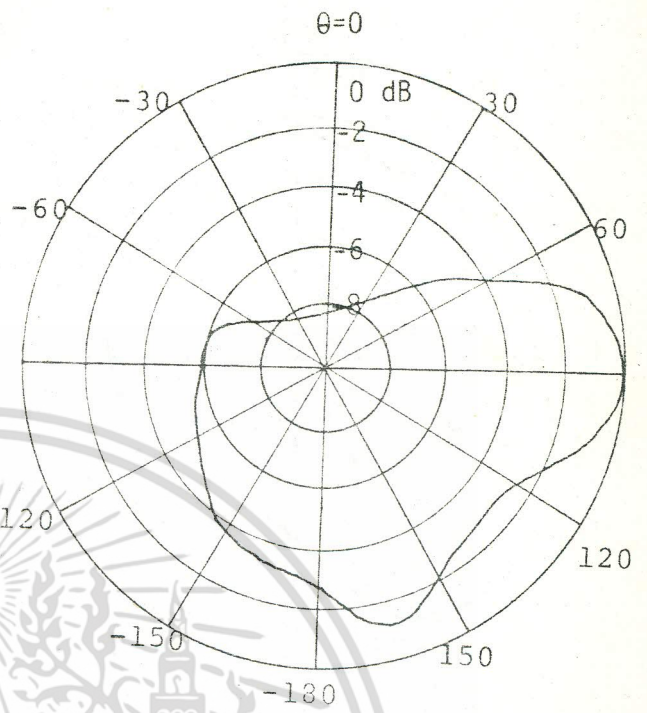
### 3.2 การวัดแพทเทอรันการแพร่คลื่น

สถานที่ใช้วัดทดสอบแพทเทอรันการแพร่คลื่น เนื่องจากไม่มีห้อง Anechoic ดังนั้นจึงเลือกสถานที่อยู่หลังตึกโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง โดยออกแบบให้ใช้ทดสอบสายอากาศที่ใช้งานความถี่ตั้งแต่ 50 MHz ขึ้นไป สำหรับเสาที่ใช้ติดตั้งสายอากาศเป็นชนิดที่ปรับระดับความสูงด้วยมือหมุนยี่ห้อ Denki kogyo รุ่น(model) EP 10 ระดับความสูงของเสาเกินกว่า first fresnel zone ของความถี่ที่ใช้ งาน ในการทดลองได้ปรับระดับความสูงไว้ 6 เมตรจากพื้นดินและที่ปลายบนสุดของเสาด้านรับต่อด้วยวัตถุที่เป็นฉนวนยาวประมาณ 3 เมตร ในที่นี้ใช้ไม้ไผ่แห้งและท่อเอพซีลอนกลาง ทั้งนี้เพื่อป้องกัน mutual impedance ระหว่างสายอากาศและโลหะของเสาอากาศ สำหรับวัตถุที่ใช้จับยึดสายอากาศกับท่อไม้ไผ่ใช้แผ่นเบก้าไลท์เจาะรูตรงกลางให้พอดีกับขนาดของไม้ไผ่ นำแผ่นเบก้าไลท์สวมเข้ากับกระบอกไม้ไผ่ให้แน่นสนิท เอาสายอากาศหุ้มวางติดกับแผ่นเบก้าไลท์และจับยึดด้วย สกรู พลาสติกให้แน่น สัญญาณจากสายอากาศรับต่อเข้าเครื่อง field strength ยี่ห้อ Anritsu รุ่น ML 512A โดยผ่านสายส่ง  $Z_0$  50 โอห์ม ส่วนสายอากาศด้านส่ง ใช้ signal generator ยี่ห้อ Hewlett packard รุ่น 8640M

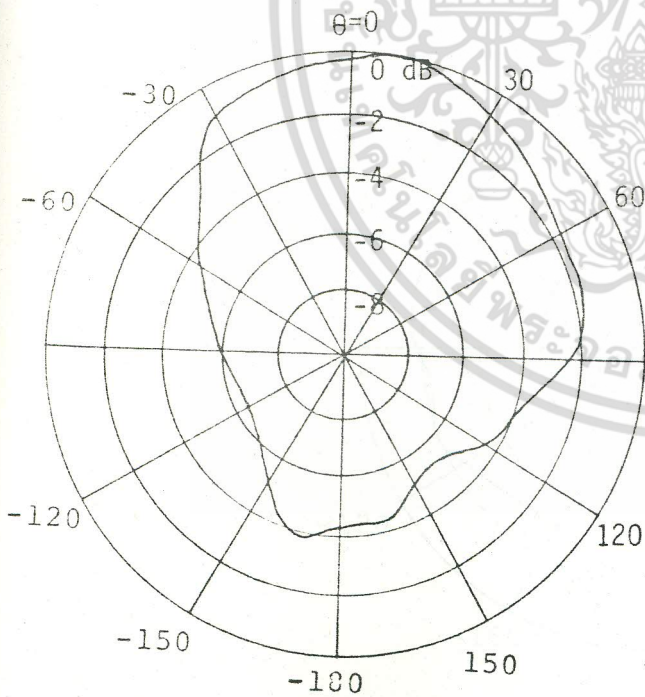
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



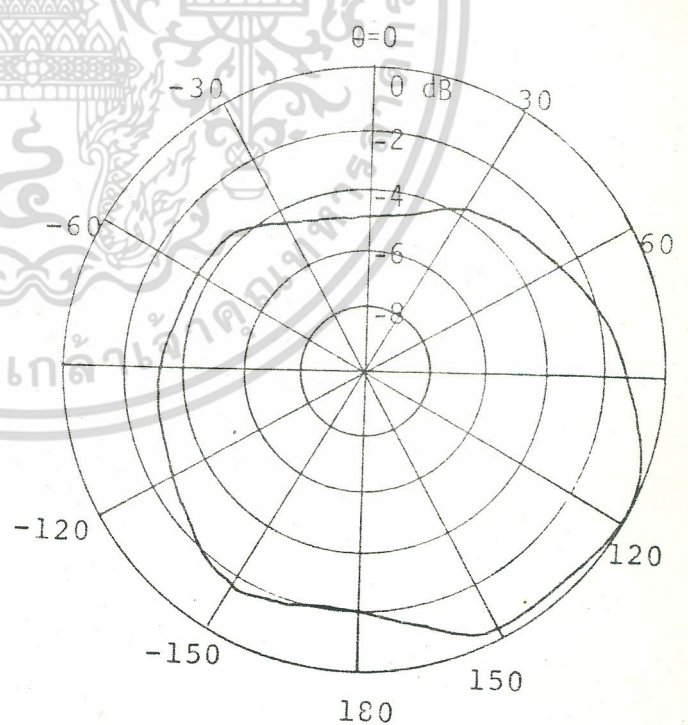
(น)  $C_\lambda = 0.184$



(ข)  $C_\lambda = 0.187$

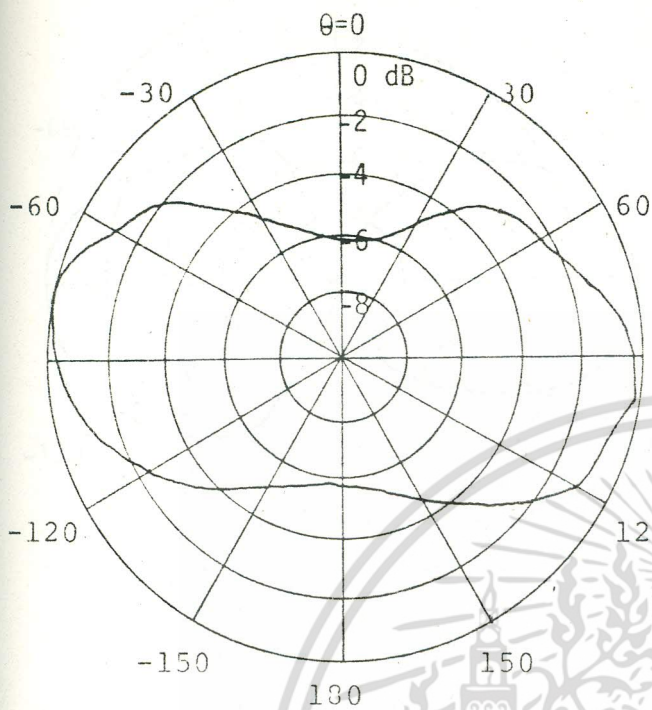


(ค)  $C_\lambda = 0.189$

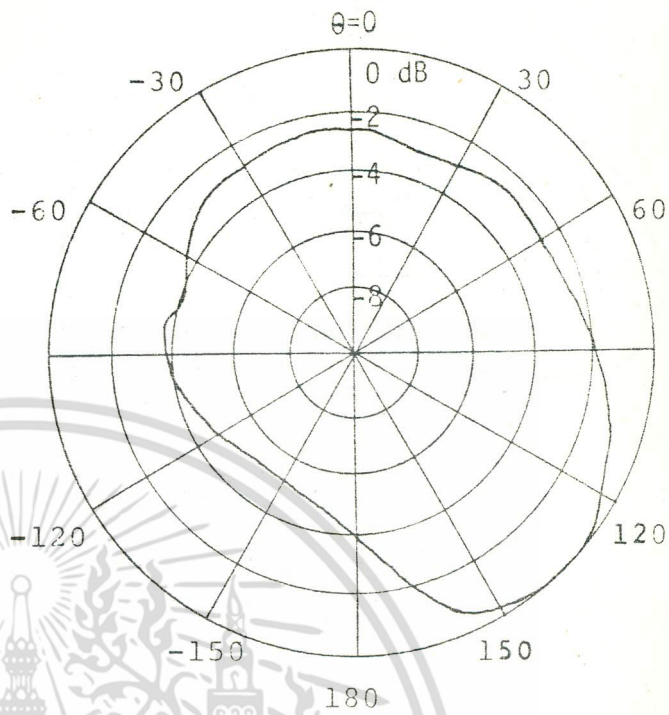


(ง)  $C_\lambda = 0.192$

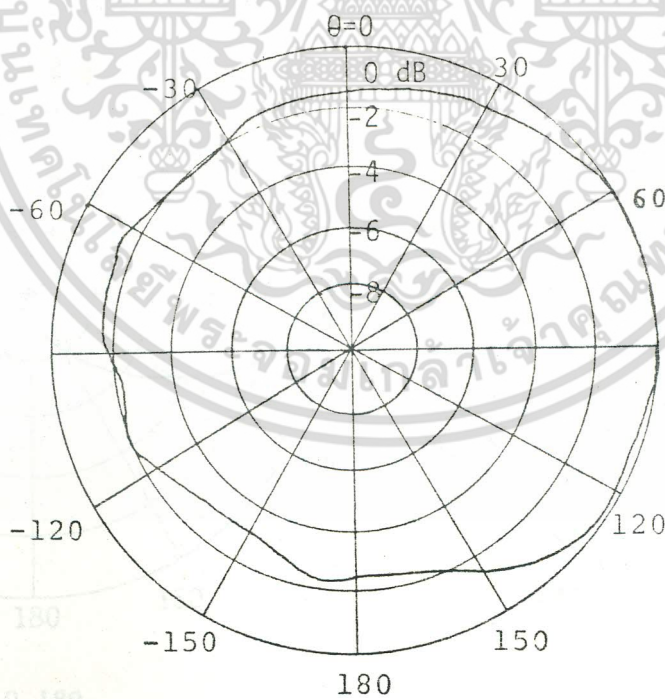
รูปที่ 3.3 ตัวอย่างแพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนามแม่เหล็ก ของสายอากาศหัววงกลมเปลี่ยนค่า  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเขียนเนื้อหาเอกสารทั้งหมด ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้  
เกินกว่ากรณีศึกษาที่ส่งมา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)  $C_\lambda = 0.197$

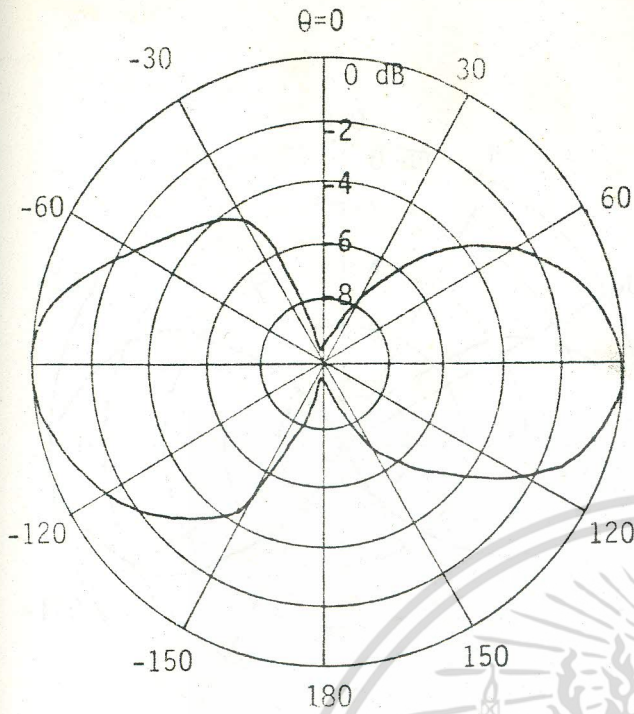


(ข)  $C_\lambda = 0.208$

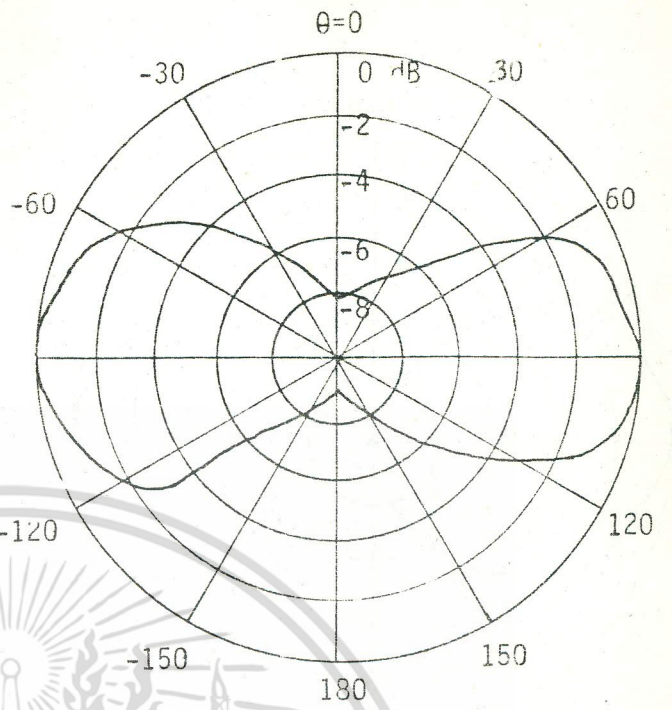


(ค)  $C_\lambda = 0.212$

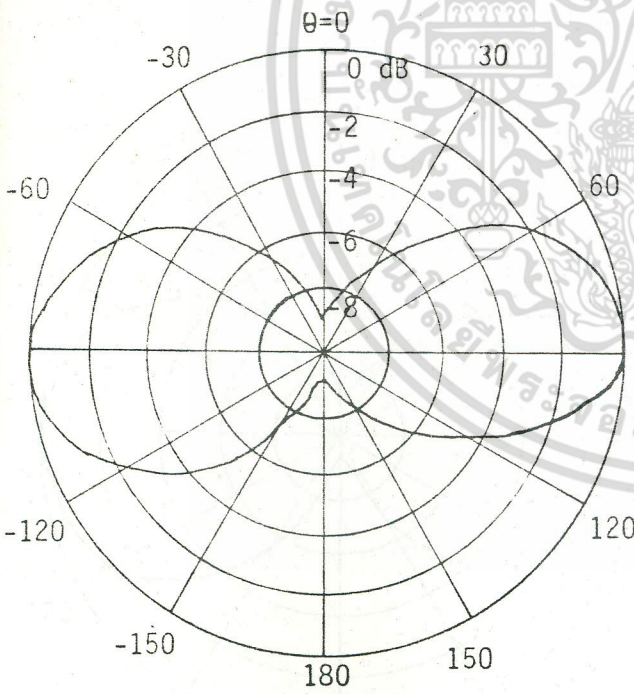
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



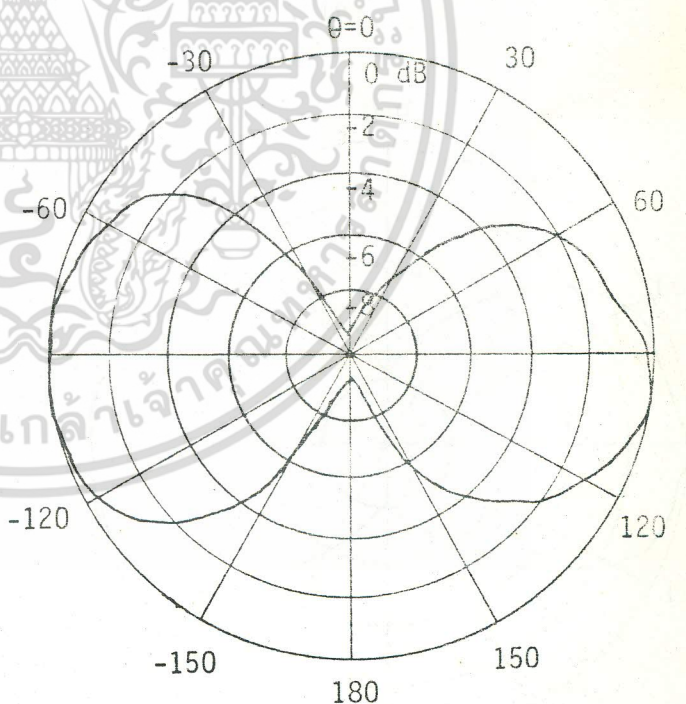
(น)  $C_\lambda = 0.184$



(ข)  $C_\lambda = 0.187$



(ค)  $C_\lambda = 0.189$

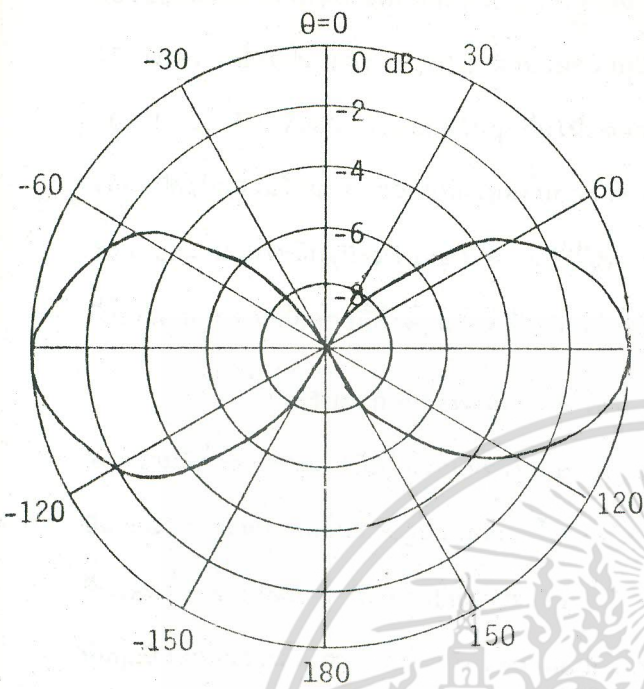


(ง)  $C_\lambda = 0.192$

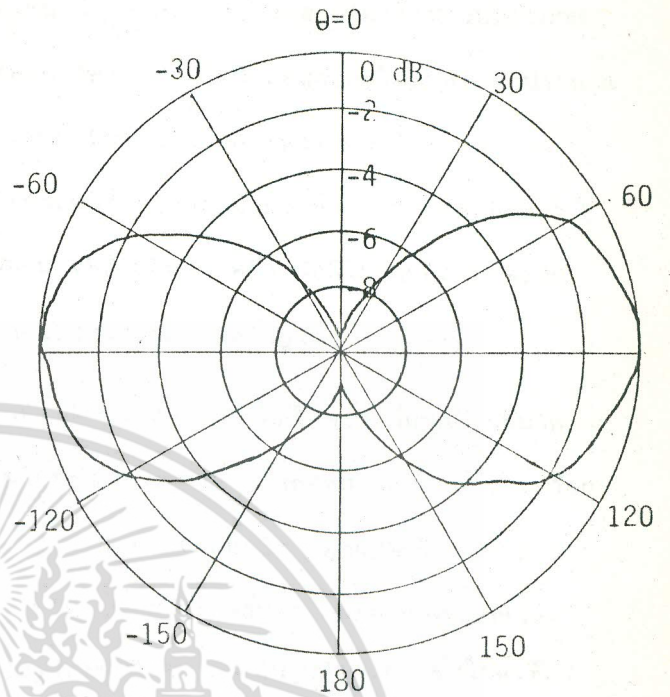
รูปที่ 3.4 แพทเทอรันการแพร่คลื่นระนาบแม่เหล็กของสายอากาศท่วงวงกลมท่หุ้ม เส้นผ่าศูนย์กลาง

ห้วง 12.12 ซม.

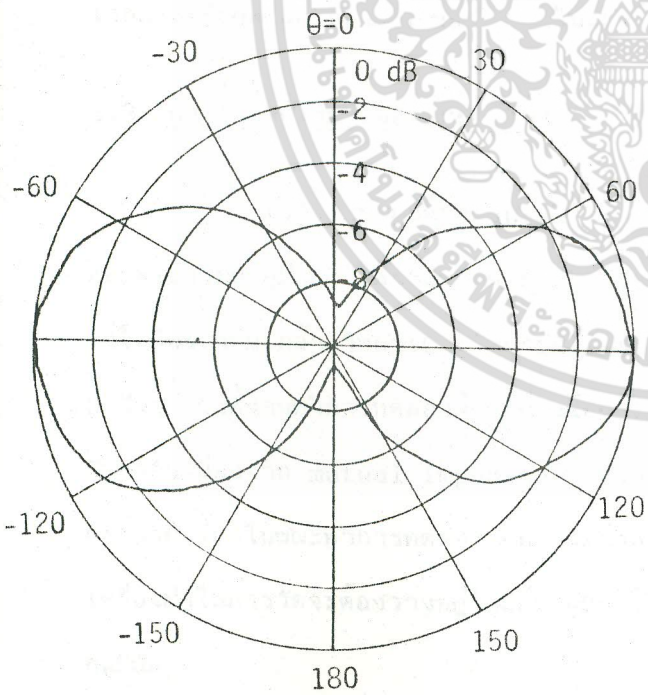
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



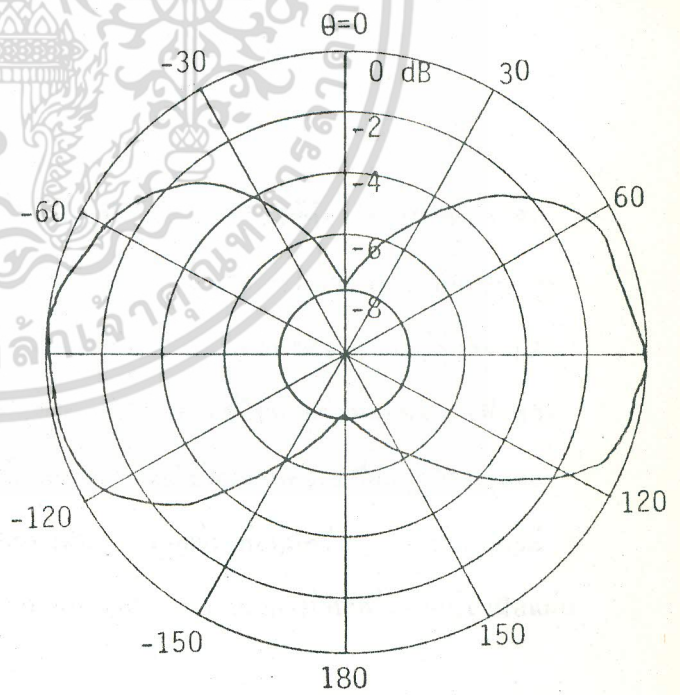
(จ)  $C_\lambda = 0.197$



(จ)  $C_\lambda = 0.199$



(ข)  $C_\lambda = 0.203$



(ข)  $C_\lambda = 0.21$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.4 (ต่อ)  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปยังสายอากาศส่ง โดยผ่านสายส่ง  $Z_c = 50$  โอห์มเช่นกัน ระยะระหว่างเสาส่งและเสารับประมาณ 48 เมตร ซึ่งเป็น far field สำหรับความถี่ที่ใช้ทดลองวัด เวลาที่ใช้วัดทดสอบอยู่ในช่วงเวลาประมาณ 16.00 น. ถึง 7.00 น. ของวันรุ่งขึ้นเนื่องจากกลางคืนมีคลื่นรบกวนน้อย เพราะสถานีวิทยุกระจายเสียงปิดเป็นส่วนใหญ่ การวัดแพทเทิร์นการแพร่คลื่นได้กระทำทั้งระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ความถี่ที่ใช้วัดอยู่ในย่าน VHF สำหรับเครื่องมือที่ใช้วัดทดสอบ จะใช้ยี่ห้ออื่น นอกจากที่กล่าวมาก็ได้ แต่เครื่องมือที่ใช้มีอยู่ในคณะวิศวกรรมศาสตร์อยู่แล้ว

สำหรับผลการวัดทดสอบแพทเทิร์นการแพร่คลื่นของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นชุดแรกนั้นวัด ณ ความถี่ต่างๆ กันจะเห็นได้ว่าแพทเทิร์นการแพร่คลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศห้วงเป็ล้อย มีลักษณะของแพทเทิร์นเป็นรูปวงกลมเบี้ยวไม่มีทิศทาง (non-directional) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งแตกต่างจากผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ในขณะที่แพทเทิร์นการแพร่คลื่นของสายอากาศแบบห้วงห่อหุ้มซึ่งวัดในระนาบสนามแม่เหล็กเช่นเดียวกันให้ผลเป็นรูปเลข 8 ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งใกล้เคียงกับทางทฤษฎี (ดูในรูปที่ 2.2 (ก)) การที่แพทเทิร์นของสายอากาศห้วงเป็ล้อยให้แพทเทิร์นมีลักษณะเช่นที่กล่าวมานั้นเพราะกระแสที่ไหลในสายอากาศมี mode ที่ทำให้สายอากาศห้วงทำงานเป็นแบบสายอากาศเอกภาค (monopole antenna) วางในแนวตั้ง

### 3.3 การวัดค่าความผิดของสายอากาศ

เนื่องจากไม่มีห้อง anechoic ดังนั้นสถานที่ทำการทดลองจึงใช้ห้องโถงของห้องวิจัย และพัฒนาระบบอุปกรณ์ โทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตลาดกระบัง ขณะทำการทดลองนั้น ตัวสายอากาศจะต้องอยู่ห่างจากตัวนำอื่นๆ รวมทั้งคนทำการทดลองด้วยอย่างน้อย สองเท่าของความยาวคลื่นที่ใช้ทำการทดลอง เพื่อขจัดปัญหาอันเนื่องมาจาก mutual impedance ความถี่ที่ใช้ทดลองจะต้องไม่ตรงกับความถี่ที่สถานีวิทยุส่งกระจายเสียงในขณะที่ทำการทดลอง การวัดค่าความผิดของสายอากาศห้วงห่อหุ้มครึ่งวงกลมนั้นอุปกรณ์เครื่องมือในการวัดจะต้องวางอยู่ใต้แผ่นอลูมิเนียมทั้งหมด นอกจากตัวสายอากาศเท่านั้นที่วางอยู่เหนือแผ่นอลูมิเนียม

การทดลองสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

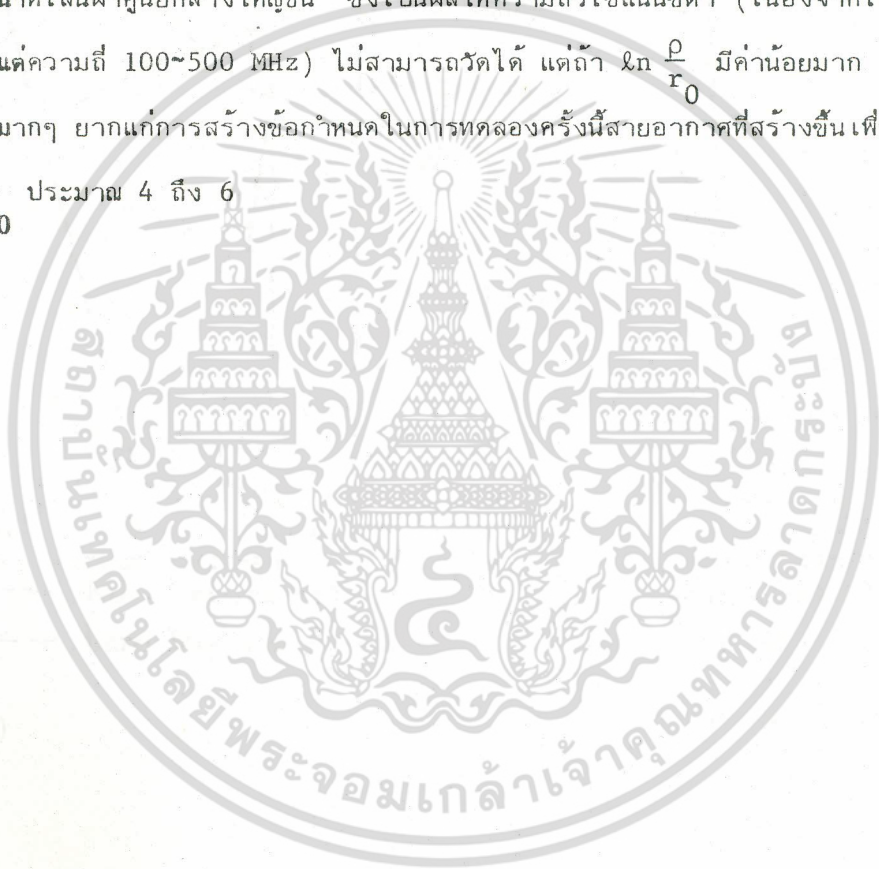
สำหรับการวัดค่าความถี่ของสายอากาศห้วงเปลือย และห้วงห่อหุ้มนั้นจะวัดให้ได้ค่าถูกต้องแม่นยำนั้นทำได้ลำบากเพราะค่าจริง (real part) หรือค่าความต้านการแผ่คลื่น (radiation resistance) นั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าจินตนาการ (imaginary part) หรือค่ารีแอคทีฟ ดังนั้นจึงได้แยกแสดงผลของค่าทั้งสองไว้ต่างกัน

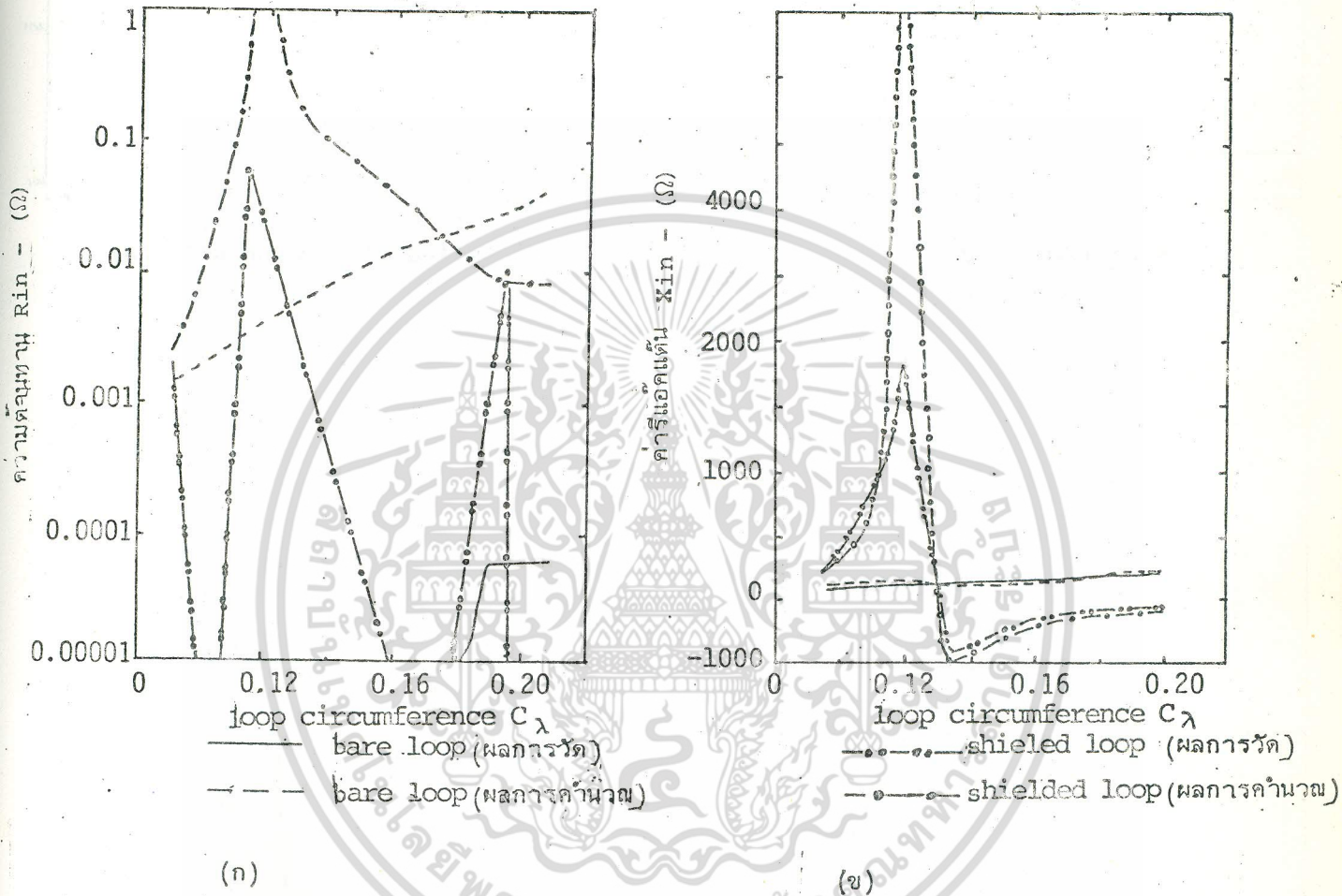
ผลการทดลองของสายอากาศชุดที่หนึ่งและชุดที่สอง แสดงดังรูปที่ 3.5 (ก) และ (ข) โดยเปรียบเทียบผลของทฤษฎีและปฏิบัติของค่ารีแอคทีฟและค่าความต้านการแผ่คลื่นของสายอากาศห้วงที่ความถี่ต่างๆ ตามลำดับ จากรูปที่ 3.5 (ข) จะเห็นได้ว่าค่ารีแอคทีฟของสายอากาศแบบห้วงห่อหุ้ม ที่ได้จากการวัดมีลักษณะเป็นกราฟรีโซแนนซ์ (resonant curve) ซึ่งมีความถี่รีโซแนนซ์ (resonant frequency) ที่  $C_\lambda = 0.119$  ซึ่งนับว่าต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์ของห้วงเปลือยซึ่งคำนวณได้ว่าจะอยู่ที่  $C_\lambda = 2.238$  การที่ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงห่อหุ้ม shift ต่ำลงไปกว่าสายอากาศห้วงเปลือยนั้นเป็นเพราะสายอากาศห้วงห่อหุ้มมีค่าความจุทางไฟฟ้า (capacitance) เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากท่อโลหะที่ใช้ห่อหุ้มตั้งได้อธิบายแล้วในหัวข้อ 2.2.2

การทดลองของสายอากาศชุดที่สามเพื่อที่จะยืนยันว่าสูตร ของสมการที่ (2.19) ซึ่งวิเคราะห์ทางทฤษฎีว่าสามารถนำมาใช้คำนวณหาความถี่ทางเข้า (input impedance) ได้ วิธีการโดยการเปลี่ยนระยะความยาวของท่อทองแดงห่อหุ้มจากจุดบ่อนกระแสไฟฟ้าถึงช่องฉนวน ดังรูปที่ 3.1 (ก), (ข) และ (ค) จากกราฟผลการทดลอง รูปที่ 3.6 (ก), (ข), (ค) และ (ง) อ่านค่าความถี่รีโซแนนซ์ ซึ่งมีค่า  $C_{\lambda_T} = 0.169, 0.136$  และ  $0.123$  สำหรับช่องฉนวนที่อยู่ ณ ตำแหน่ง  $\frac{1}{4}, \frac{1}{2}$  และ  $\frac{3}{4}$  ของความยาวเส้นรอบวงจากจุดบ่อนกระแสไฟฟ้า ตามลำดับ เมื่อนำผลที่ได้นี้ไปเทียบกับผลการคำนวณซึ่งมีค่า  $C_{\lambda_T}$  เป็น  $0.156, 0.109$  และ  $0.087$  ตามลำดับ ค่าผลการทดลองและค่าที่ได้จากการคำนวณอาจแตกต่างกันบ้าง ซึ่งขึ้นอยู่กับความเที่ยงตรงในการวัดและการจัดรูปของเส้นลวดซึ่งอยู่ภายในท่อทองแดงห่อหุ้ม ซึ่งในการคำนวณถือว่าอยู่ตรงกลางแต่ความเป็นจริงอาจจะไม่อยู่ในสภาพเช่นนั้น อย่างไรก็ตามก็ตีผลที่ได้ก็ชี้เข้าไปในลักษณะสอดคล้องกันคือถ้าช่องฉนวนอยู่ใกล้จุดบ่อนกระแสไฟฟ้า ความถี่รีโซแนนซ์ก็จะสูงขึ้นด้วย

การทดลองสายอากาศชุดที่สี่ เพื่อที่จะหาความสัมพันธ์ของความถี่รีโซแนนซ์กับคุณสมบัติทางกายภาพต่างๆ ของสายอากาศห้วงห่อหุ้มวงกลมและครึ่งวงกลม จากผลการทดลองและค่าที่ได้จากการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณทฤษฎี กราฟรูปที่ 3.7 จะได้ว่าผลการทดลองกับการคำนวณมีแนวโน้มไปในลักษณะเดียวกันและใกล้เคียงกันพอสมควร ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นอาจเนื่องมาจากค่าความจุทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบริเวณจุดบิอนพลังงานของสายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้มแบบสมบูร์ม ดังได้กล่าวมาแล้ว หรืออาจเกิดจากผลของแผ่นกราวด์ในกรณีของสายอากาศห้วงครึ่งวงกลม การทดลองครั้งนี้มีข้อจำกัด 2 ประการคือ ประการแรกการสร้างสายอากาศที่ใช้ทดลอง นั้น ค่า  $\ln \frac{\rho}{r_0}$  จะต้องจำกัดที่  $\ln \frac{\rho}{r_0} = 1$  และต้องอยู่ในคุณสมบัติของสายอากาศขนาดเล็กคือ  $C_\lambda \leq 0.1$  ประการที่สอง ถ้า  $\ln \frac{\rho}{r_0}$  มีค่ามาก สายอากาศห้วงจะมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางใหญ่ขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ความถี่รีโซแนนซ์ต่ำ (เนื่องจากเครื่องมือที่มีอยู่ทดลองได้ตั้งแต่ความถี่ 100~500 MHz) ไม่สามารถวัดได้ แต่ถ้า  $\ln \frac{\rho}{r_0}$  มีค่าน้อยมาก สายอากาศจะมีขนาดเล็กมากๆ ยากแก่การสร้างข้อกำหนดในการทดลองครั้งนี้สายอากาศที่สร้างขึ้นเพื่อการทดลอง มีค่า  $\ln \frac{\rho}{r_0}$  ประมาณ 4 ถึง 6

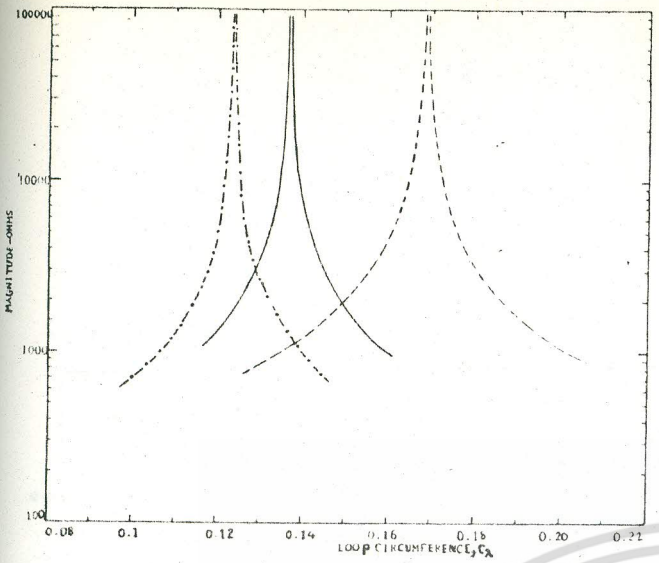




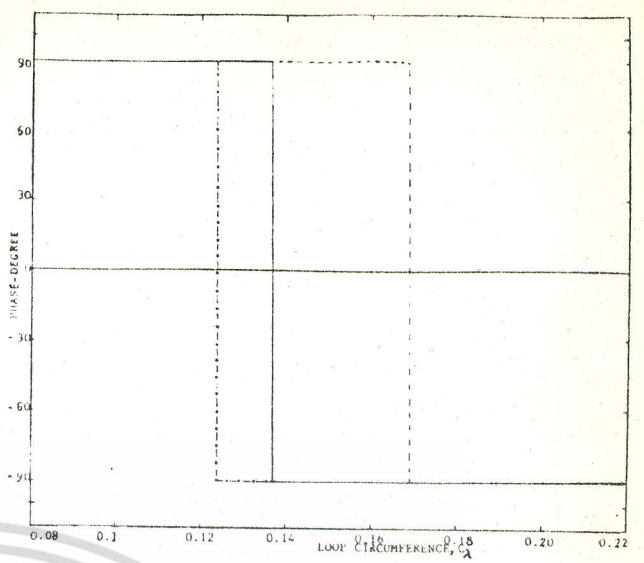
รูปที่ 3.5 ตัวอย่างผลการวัดค่าความผืนของสายอากาศ

(ก) ค่าจริงหรือค่าความต้านทานการแพร่คลื่น

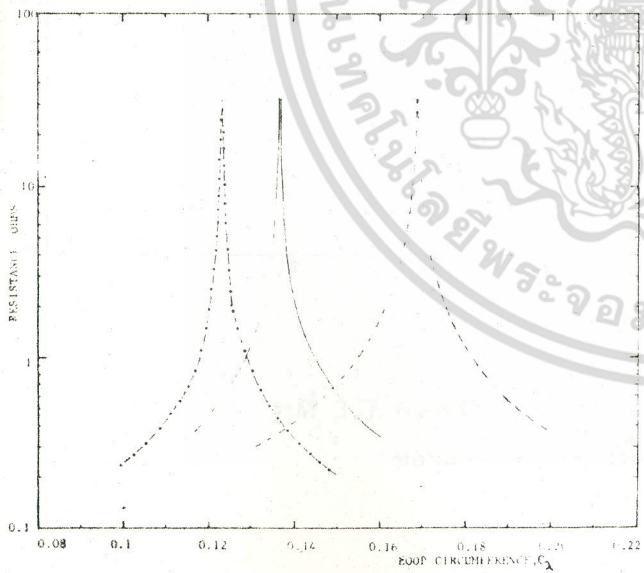
(ข) ค่าจินตนาการหรือค่ารีแอคทีฟ



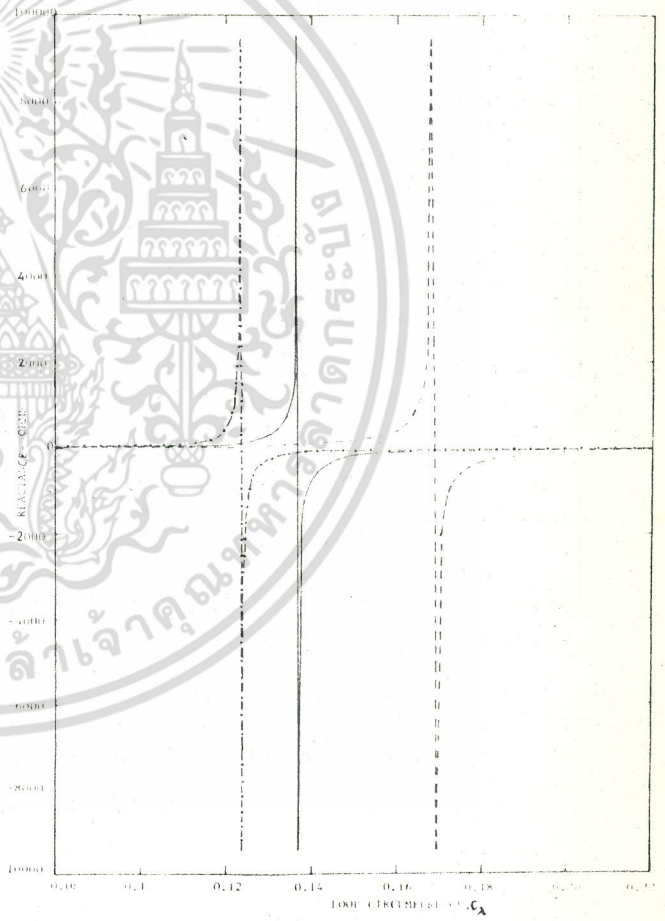
(ก) ค่าขนาดความถี่ (magnitude)



(ข) เฟส (phase)



(ค) ค่าจริงหรือค่าความต้านการแพร่คลื่น

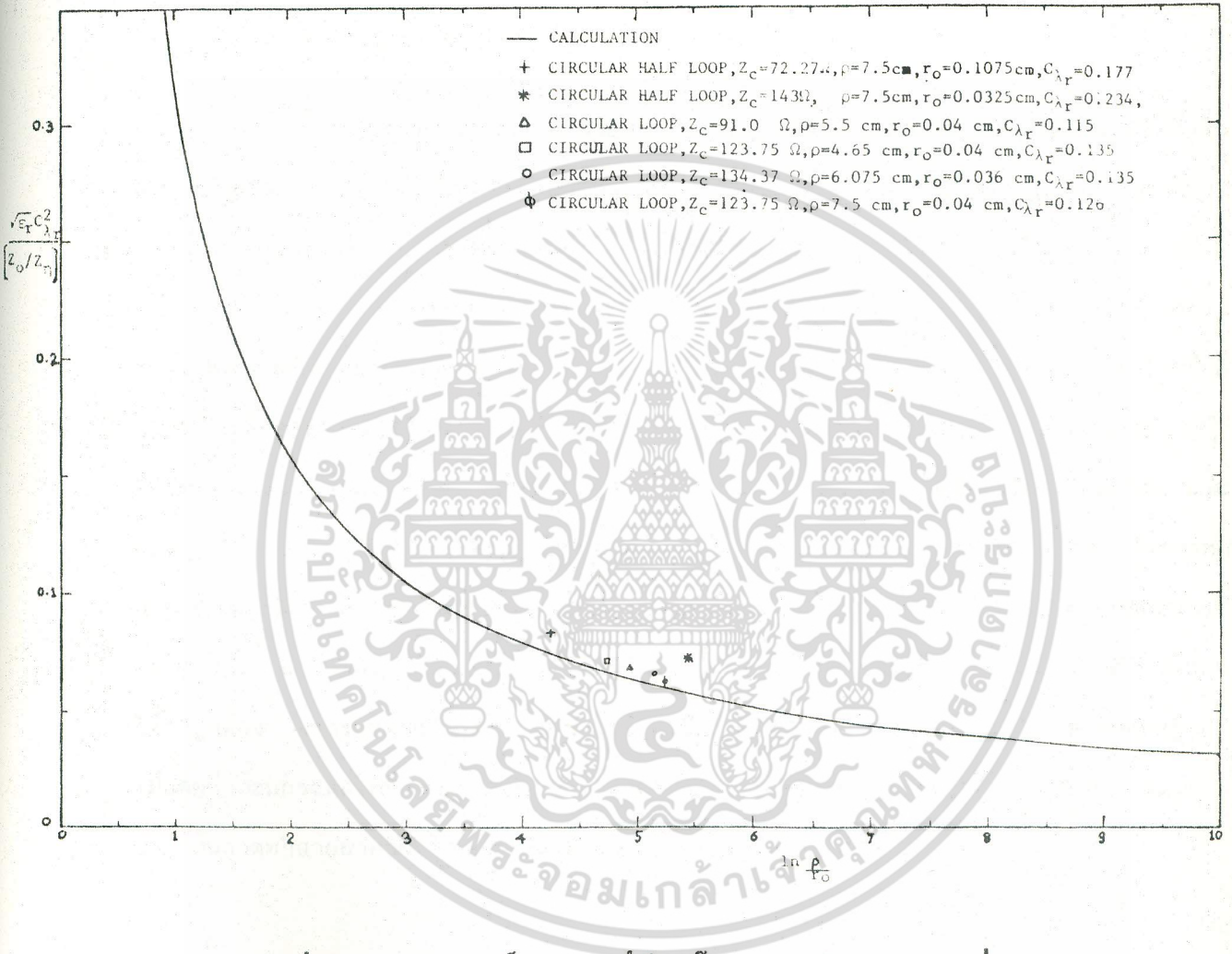


(ง) ค่าจินตนาการหรือค่ารีแอคทีฟ

รูปที่ 3. ตัวอย่างผลการวัดค่าความถี่ของสายอากาศท่วงกลมท่อนุ้ม

- ช่องฉนวน  $\frac{1}{4}$  ของความยาวเส้นรอบวง
- ช่องฉนวน  $\frac{1}{2}$  ของความยาวเส้นรอบวง
- ช่องฉนวน  $\frac{3}{4}$  ของความยาวเส้นรอบวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้ช่องฉนวน  $\frac{3}{4}$  ของความยาวเส้นรอบวง ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



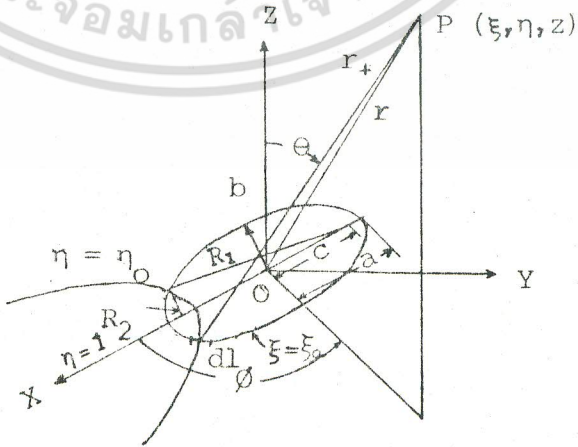
รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ของความถี่อิสระแน่นกับคุณสมบัติทางกายภาพต่าง ๆ ของสายอากาศท่งท่หุ้มวงกลมและครึ่งวงกลม

บทที่ 4

สายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก (Small Elliptic Loop)

4.1 แพทเทิร์นการแพร่คลื่น

จากการได้ศึกษาและทดลองสายอากาศห้วงวงกลมขนาดเล็ก แพทเทิร์นการแพร่คลื่นในแนว H-plane เป็นรูปเลข 8 ดังแสดงในรูปที่ 2,2 (ก) แต่จากสมการที่ (2,6) แพทเทิร์นการแพร่คลื่นขึ้นอยู่กับมุม  $\theta$  อย่างเดียว ไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อมุม  $\phi$  เปลี่ยนไป ดังนั้น E-plane จึงคงที่และเป็นวงกลม ใน polar graph เมื่อเปลี่ยนจากสายอากาศห้วงวงกลมไปเป็นสายอากาศห้วงวงรีโดยกำหนดให้เส้นรอบวงคงที่ การวิเคราะห์สายอากาศห้วงวงรีได้มีผู้สนใจศึกษาและค้นคว้าเพื่อที่จะหา analytic solution ของสมการแพทเทิร์นการแพร่คลื่น เช่น G.N, Tsandoulas [12] ซึ่งรูปของแพทเทิร์นที่ได้ต่างจากความเป็นจริง และไม่มีผลการทดลองไว้เพื่อเปรียบเทียบกับ ส่วนของ N.Amano และ T.DOI [12] สมการที่ออกมาไม่ได้เป็น analytic solution และเป็นการหาค่า Approximation สำหรับของ S.Sato และ R.Sato [14] นั้นถึงแม้จะคิดว่าเป็นสายอากาศขนาดเล็ก แต่กระแสที่ป้อนก็เป็น non-uniform และวิธีการได้มาของสมการก็ไม่ได้แสดงไว้พอที่ตรวจสอบได้ว่าถูกต้อง จากเอกสารดังกล่าวมาแล้วนี้ ผู้เขียนจึงได้คิดที่จะทำการวิเคราะห์ ผลทางทฤษฎีเมื่อคิดว่าป้อนกระแสไฟฟ้าเป็น uniform สำหรับสายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก  $C_{\lambda} \leq 0.1$  ขนาดของเส้นลวดทำสายอากาศเล็กมาก จึงไม่นำขนาดของเส้นลวดมาคิดด้วย



รูปที่ 4.1 ลักษณะการวางสายอากาศห้วงวงรีที่หุ้มในโคออร์ดิเนตทรงกระบอกวงรี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โคออร์ดิเนตที่ใช้มี 3 ชนิดคือ โคออร์ดิเนตรูปสี่เหลี่ยม (rectangular coordinate) คือ  $(x, y, z)$ , โคออร์ดิเนตรูปทรงกลม (spherical coordinate) คือ  $(r, \theta, \phi)$ , และ โคออร์ดิเนตรูปทรงกระบอกวงรี (elliptic coordinate) คือ  $(\xi, \eta, Z)$  นำสายอากาศท่วงวงรีวางในระนาบ  $z = 0$  และกำหนด  $\xi = \xi_0$

ตัวแปรของโคออร์ดิเนตรูปทรงกระบอกวงรี  $\xi$  และ  $\eta$  กำหนดโดยสมการ [15]

$$\xi = \frac{R_1 + R_2}{2c} \quad \eta = \frac{R_1 - R_2}{2c} \quad (4.1)$$

ดังนั้น  $\xi \geq 1, -1 \leq \eta \leq 1$

จากรูปที่ 4.1,  $2c$  คือระยะโฟกัส (interfocal distance),  $2a$  เป็นความยาวแกนเอก (major axis),  $2b$  เป็นความยาวแกนโท (minor axis), eccentricity  $e=c/a=1/\xi$  ความยาว  $d\ell$  ของสายอากาศกำหนดดังนี้

$$d\ell = c \frac{\sqrt{\xi^2 - \eta^2} d\eta}{\sqrt{1 - \eta^2}} \quad (4.2)$$

กระแสที่ป้อนเป็นฟังก์ชันขึ้นอยู่กัเวลเวลา  $e^{j\omega t}$  มีทิศทางไหลของกระแสไปในทิศทาง  $\eta$  เมื่อเปลี่ยนความยาวหนึ่งหน่วยของ  $\eta$  (unit vector  $\bar{a}_\eta$ ) เป็นแกน  $x, y, z$  ในโคออร์ดิเนตรูปสี่เหลี่ยมจะได้

$$\begin{aligned} \bar{a}_\eta &= \frac{1}{c} \sqrt{\frac{1-\eta^2}{\xi^2-\eta^2}} \frac{\partial c \xi \eta}{\partial \eta} \bar{a}_x + \frac{1}{c} \sqrt{\frac{1-\eta^2}{\xi^2-\eta^2}} \frac{\partial}{\partial \eta} c \sqrt{(\xi^2-1)(1-\eta^2)} \bar{a}_y \\ &= \xi \sqrt{\frac{1-\eta^2}{\xi^2-\eta^2}} \bar{a}_x - \eta \sqrt{\frac{(1-\eta^2)(\xi^2-1)}{(\xi^2-\eta^2)(1-\eta^2)}} \bar{a}_y \end{aligned}$$

เมื่อคิด  $\bar{a}_\eta$  ณ ตำแหน่ง  $d\ell$  ในควอดแดรนต์ที่ 1

$$\bar{a}_\eta = -\xi \sqrt{\frac{1-\eta^2}{\xi^2-\eta^2}} \bar{a}_x + \eta \sqrt{\frac{(1-\eta^2)(\xi^2-1)}{(\xi^2-\eta^2)(1-\eta^2)}} \bar{a}_y \quad (4.3)$$

ดังนั้นความหนาแน่นของกระแส (current density)  $\bar{J}$  ที่ป้อนเข้ายังสายอากาศเขียนได้เป็น

$$\bar{J}(\eta, \xi) = J_0 \left[ -\xi \sqrt{\frac{1-\eta^2}{\xi^2-\eta^2}} \bar{a}_x + \eta \sqrt{\frac{(1-\eta^2)(\xi^2-1)}{(\xi^2-\eta^2)(1-\eta^2)}} \bar{a}_y \right] \quad (4.4)$$

เมื่อนำไปหาค่า vector potential,  $\bar{A}$  จะได้

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v \bar{J}(\eta, \xi) \frac{e^{ikr_+}}{r_+} dv \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_l I(\eta, \xi) \frac{e^{ikr_+}}{r_+} dl \bar{a}_\eta \\ &= \frac{\mu_0 I_0}{4\pi} \int_{-1}^1 \left[ -\xi \sqrt{\frac{1-\eta^2}{\xi^2-\eta^2}} \bar{a}_x + \eta \sqrt{\frac{\xi^2-1}{\xi^2-\eta^2}} \bar{a}_y \right] \frac{e^{ikr_+}}{r_+} C \sqrt{\frac{\xi^2-\eta^2}{1-\eta^2}} d\eta \\ &= \frac{C\mu_0 I_0}{4\pi} \int_{-1}^1 \frac{e^{ikr_+}}{r_+} \left[ -\xi \bar{a}_x + \eta \sqrt{\frac{\xi^2-1}{1-\eta^2}} \bar{a}_y \right] d\eta \end{aligned} \quad (4.5)$$

เมื่อกระแสที่ไหลเป็น Uniform ดังนั้น  $I_0(\eta, \xi) = I_0$  และเปลี่ยนแกนใหม่โดยให้  $\cos v = \eta$ , และ  $\cosh u = \xi$  แยก  $\bar{A}$  ตามแกน  $x$  และแกน  $y$  จะได้

$$\begin{Bmatrix} A_x \\ A_y \end{Bmatrix} = \frac{-C\mu_0 I_0}{4\pi} \int_0^\pi \sin v_0 \begin{Bmatrix} e^{ikr_+} \\ e^{ikr_-} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} -\cosh u_0 \\ \sinh u_0 \cot v_0 \end{Bmatrix} dv \quad (4.6)$$

เมื่อ  $r_+$  คือระยะทางจากแหล่งกำเนิดคลื่น  $(\xi_0, \eta_0, 0)$  ไปยังจุดที่ต้องการวัดความเข้มสนามไฟฟ้าที่จุดใดๆ  $P(\xi, \eta, Z)$  ในโคออร์ดิเนตทรงกระบอกวงรี ระยะทาง  $r_-$  ก็เหมือนกับระยะ  $r_+$  เมื่อ phase shift จาก  $v$  เป็น  $v_0 + \pi$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะทำให้การอินทิเกรตง่ายขึ้น จึงกระจายเทอม Green's function ให้อยู่ใน  
 เทอมของ Hankel function ของ Bessel function [16.]

$$\frac{e^{ikr_+}}{r_+} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} i\pi H_0^{(1)}(\beta\rho_+) e^{ihz} dz \quad (4.7)$$

เมื่อ  $\beta = \sqrt{k^2 - h^2}$  และ  $\rho_+$  คือระยะจาก จุด  $(\xi_0, \eta_0, 0)$  ไปยังจุด P ในระนาบ x,y, กระจาย  
 Hankel function ให้อยู่ในเทอมของ Mathieu function [5]

$$\begin{aligned} \frac{e^{ikr_+}}{r_+} = & 2i \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{Me_m(\beta c)} \right] Se_m(\beta c, \cos v_0) Se_m(\beta c, \cos v) \right. \\ & \cdot Je_m(h, \cosh u_0) He_m^{(1)}(\beta c, \cosh u) \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{Mo_m(\beta c)} \right] So_m(\beta c, \cos v_0) So_m(\beta c, \cos v) \\ & \left. \cdot Jo_m(\beta c, \cosh u_0) Ho_m^{(1)}(\beta c, \cosh u) \right\} e^{ihz} dh \quad (4.8) \end{aligned}$$

เมื่อ  $Se_m$  และ  $So_m$  เป็น even และ odd angular Mathieu function ของ order m  
 สำหรับ  $Je_m, Jo_m$  และ  $He_m^{(1)}, Ho_m^{(1)}$  เป็น radial Mathieu ของ first kind และ third  
 kind,  $Me_m$  และ  $Mo_m$  เป็น normalization factor มีค่า

$$Me_m, Mo_m = \int_0^{2\pi} [Se_m, So_m]^2 dv \quad (4.9)$$

ในกรณีที่  $u < u_0$  ระยะทางจากจุดกำเนิดเคลื่อนไปยังจุดรับคลื่นเป็น r- ดังนั้นจึงเปลี่ยน phase  
 จาก  $v_0$  เป็น  $v_0 + \pi$  จะได้

$$Se, o_m(\beta c, -\cos v_0) = (-1)^m Se, o_m(\beta c, \cos v_0) \quad (4.10)$$

แทนค่าสมการที่ (4.6) ด้วยสมการที่ (4.8), (4.9) และ (4.10) ผลลัพธ์ของ green's function ที่ระยะทาง r- และ r+ ออกมาเป็นเลขเทอมที่เท่ากัน

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} A_x \\ A_y \end{Bmatrix} &= \frac{-i\mu_0 I_0 c}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{ihz} dh \sum_{m=0}^{\infty} \left( F_{2m+1}^e \int_0^{\pi} Se_{2m+1}(\beta c, \cos v_0) \right. \\ &\quad \left. \begin{Bmatrix} -\cosh u_0 \sin v_0 \\ \sinh u_0 \cos v_0 \end{Bmatrix} dv_0 + F_{2m+1}^o \int_0^{\pi} So_{2m+1}(\beta c, \cos v_0) \begin{Bmatrix} \cosh u_0 \sin v_0 \\ \sinh u_0 \cos v_0 \end{Bmatrix} dv_0 \right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

เมื่อ  $F_{2m+1}^{e,o} = \frac{1}{M_{2m+1}^{e,o}(\beta c)} Se_{2m+1}^{e,o}(\beta c, \cos v) Je_{2m+1}^{e,o}(\beta c, \cosh u) H_{e,o,2m+1}^{(1)}(\beta c, \cosh u)$  (4.12)

กระจาย angular Mathieu function ในเทอมของ Fourier ได้

$$Se_m(\beta c, \cos v_0) = \sum_{r=0}^{\infty} B_r^e(\beta c, m) \cos r v_0 \quad (4.13)$$

$$So_m(\beta c, \cos v_0) = \sum_{r=0}^{\infty} B_r^o(\beta c, m) \sin r v_0 \quad (4.14)$$

แทนค่าสมการ (4.12) ด้วยสมการที่ (4.13) และ (4.14) จากนั้นนำไปแทนค่าลงในสมการที่ (4.11) แยกสมการอินทิเกรตเป็นส่วนๆ ดังนี้

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^{\pi} \sin v_0 Se_{2m+1}(\beta c, \cos v_0) dv_0 \\ &= \sum_{r=0}^{\infty} B_{2r+1}^e(\beta c, 2m+1) \int_0^{\pi} \cos(2r+1)v_0 \sin v_0 dv_0 \end{aligned} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \sum_{r=0}^{\infty} B_{e_{2r+1}}(\beta c, 2m+1) \int_0^{\pi} \cos(2r+1)v_0 \cos v_0 dv_0 \quad (4.16)$$

$$I_3 = \sum_{r=0}^{\infty} B_{o_{2r+1}}(\beta c, 2m+1) \int_0^{\pi} \sin v_0 \sin(2r+1)v_0 dv_0 \quad (4.17)$$

$$I_4 = \sum_{r=0}^{\infty} B_{o_{2r+1}}(\beta c, 2m+1) \int_0^{\pi} \sin(2r+1)v_0 \cos v_0 dv_0 \quad (4.18)$$

จากสมการ(4.15) เทอมอินทิเกรตของตัวแปร  $v_0$  มีค่าดังนี้

ที่  $r=0$

$$\int_0^{\pi} \cos v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=1$

$$\int_0^{\pi} \cos 3v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=2$

$$\int_0^{\pi} \cos 5v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=3$

$$\int_0^{\pi} \cos 7v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (4.15) จะได้

$$I_1 = 0 \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.16) เทอมอินทิเกรตของตัวแปร  $v_0$  มีค่าดังนี้

ที่  $r=0$

$$\int_0^{\pi} \cos^2 v_0 dv_0 = \frac{\pi}{2}$$

ที่  $r=1$

$$\int_0^\pi \cos 3v_0 \cos v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=2$

$$\int_0^\pi \cos 5v_0 \cos v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=3$

$$\int_0^\pi \cos 7v_0 \cos v_0 dv_0 = 0$$

แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (4.16) จะได้

$$I_2 = \frac{\pi}{2} B_{e_1}(\beta c, 1) \tag{4.20}$$

จากสมการที่ (4.17) เทอมอินทิเกรตของตัวแปรที่มีค่าดังนี้

ที่  $r=0$

$$\int_0^\pi \sin^2 v_0 dv_0 = \frac{\pi}{2}$$

ที่  $r=1$

$$\int_0^\pi \sin 3v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=2$

$$\int_0^\pi \sin 5v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

ที่  $r=3$

$$\int_0^\pi \sin 7v_0 \sin v_0 dv_0 = 0$$

แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (4.17) จะได้

$$I_3 = \frac{\pi}{2} B_{10}(\beta c, 1) \quad (4.21)$$

จากสมการที่ (4.18) เทอมอินทิเกรตของตัวแปรที่มีค่าดังนี้

ที่  $r=0$

$$\int_0^{\pi} \sin v_0 \cos v_0 \, dv_0 = 0$$

ที่  $r=1$

$$\int_0^{\pi} \sin 3v_0 \cos v_0 \, dv_0 = 0$$

ที่  $r=2$

$$\int_0^{\pi} \sin 5v_0 \cos v_0 \, dv_0 = 0$$

ที่  $r=3$

$$\int_0^{\pi} \sin 7v_0 \cos v_0 \, dv_0 = 0$$

$$I_4 = 0 \quad (4.22)$$

แทนค่า  $I_1, I_2, I_3, I_4$  ลงในสมการ (4.11) ได้

$$\begin{Bmatrix} A_x \\ A_y \end{Bmatrix} = \frac{-i\mu_0 I_0 c}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{ihz} \, dh \sum_{m=0}^{\infty} \begin{Bmatrix} F_1 \cdot \frac{\pi}{2} \cosh u_0 B_{10}(\beta c, 1) \\ F_1 e \cdot \frac{\pi}{2} \sinh u_0 B_{1e}(\beta c, 1) \end{Bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{Bmatrix} A_x \\ A_y \end{Bmatrix} = -\frac{i\mu_0 I_0 c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{ihz} dh \sum_{m=0}^{\infty} \begin{Bmatrix} -\left[ \frac{B_{10}(\beta c, 1)}{M_{10}(\beta c, 1)} \right] \cdot S_{10}(\beta c, \cos \psi) J_{10}(\beta c, \cosh u_0) \\ \left[ \frac{B_{1e}(\beta c, 1)}{M_{1e}(\beta c, 1)} \right] \cdot S_{1e}(\beta c, \cos \psi) J_{1e}(\beta c, \cosh u_0) \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \cdot H_{10}^{(1)}(\beta c, \cosh u) \cosh u_0 \\ \cdot H_{1e}^{(1)}(\beta c, \cosh u) \sinh u_0 \end{Bmatrix} \quad (4.23)$$

ในกรณี far field เมื่อ  $u \rightarrow \infty$  ดังนั้นค่า Approximate ของ  $H_{1e,0}^{(1)}(\beta c, \cosh u)$  เป็น

$$\lim_{u \rightarrow \infty} H_{e,0}^{(1)}(\beta c, \cosh u) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{\beta c \cosh u}} e^{i(\beta c \cosh u - \frac{3\pi}{4})} = \frac{1}{\sqrt{\beta \rho}} e^{i(\beta \rho - \frac{3\pi}{4})} \quad (4.24)$$

เมื่อ  $\rho$  เป็น รัศมี ในระนาบ xy หลังจากเปลี่ยนเป็น spherical coordinate  $r, \theta$  จะได้  $\rho = r \sin \theta$  และ  $h = k \cos \theta$  ถ้าให้  $\beta = k \sin \theta$

$$\begin{Bmatrix} A_x^F \\ A_y^F \end{Bmatrix} = -\sqrt{2\pi} i\mu_0 I_0 c \frac{e^{ikr}}{2r} \sum_{m=0}^{\infty} \begin{Bmatrix} -\left[ \frac{B_{10}(\beta c, 1)}{M_{10}(\beta c, 1)} \right] S_{10}(\beta c, \cos \psi) J_{10}(\beta c, \cosh u_0) \cosh u_0 \\ \left[ \frac{B_{1e}(\beta c, 1)}{M_{1e}(\beta c, 1)} \right] S_{1e}(\beta c, \cos \psi) J_{1e}(\beta c, \cosh u_0) \sinh u_0 \end{Bmatrix}$$

(4.25)

กระจายสมการที่ (4.25) ในเทอมของฟังก์ชันตรีโกณของ Polar Coordinate คือ

$$\sin \delta J(kr) = \sqrt{\frac{8\pi}{2}} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{B_{10}(\beta c, 1)}{M_{10}(\beta c, 1)} \right] S_{10}(\beta c, \cos \psi) J_{10}(\beta c, \cosh u_0) \quad (4.26)$$

และ

$$\cos \delta J(kr) = \sqrt{\frac{8\pi}{2}} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{B_{1e}(\beta c, 1)}{M_{1e}(\beta c, 1)} \right] S_{1e}(\beta c, \cos \psi) J_{1e}(\beta c, \cosh u_0) \quad (4.27)$$

แทนสมการที่ (4.25) ด้วยสมการที่ (4.26) และสมการที่ (4.27) ได้

$$\begin{pmatrix} A_x^F \\ A_y^F \end{pmatrix} = -i\mu_0 I_0 c \frac{ikr}{2r} \begin{pmatrix} -\sin\delta J_1(kr) \cosh u_0 \\ \cos\delta J_1(kr) \sinh u_0 \end{pmatrix} \quad (4.28)$$

เมื่อ

$$r = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

$$x = c \cosh u_0 \sin\theta \cos\phi$$

$$y = c \sinh u_0 \sin\theta \sin\phi$$

หรือ

$$\alpha = kc \sinh u_0 \sin\theta \sin\phi$$

$$\gamma = kc \cosh u_0 \sin\theta \cos\phi$$

$$\delta = \cos^{-1} \frac{\gamma}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} \quad (4.29)$$

และ F แทน far field แทนสมการที่ (4.28) ด้วยสมการที่ (4.29) จะได้

$$\begin{pmatrix} A_x^F \\ A_y^F \end{pmatrix} = -i\mu_0 I_0 c \frac{ikr}{2r} \begin{pmatrix} -\sin\delta J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) \cosh u_0 \\ \cos\delta J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) \sinh u_0 \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

สมการแพท เทอร์นการแพร่คลื่น E-plane จะมีค่าเป็น

$$E_\phi = -\frac{\partial}{\partial t} A_\phi$$

$$= -i\omega A_\phi$$

$$= -\frac{\omega\mu_0 I_0 c}{2r} \left[ (\sin\delta J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) \cosh u_0)^2 + (\cos\delta J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) \sinh u_0)^2 \right]^{1/2} \quad (4.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการแพทเทอร์การแพร่คลื่น ของสายอากาศห้วงวงรี ดังสมการที่ (4.31) เมื่อทำเป็นสายอากาศห้วงวงกลม ทำการเปลี่ยนตัวแปรดังนี้  $c \rightarrow 0$  และ  $\xi_0 = \cosh u_0 \rightarrow \infty$  ทำนองเดียวกับ  $\sinh u_0 \rightarrow \infty$  ด้วย ดังนั้น  $c \cdot \cos hu_0 \rightarrow \rho_0$  และ  $c \cdot \sin hu_0 \rightarrow \rho_0$  เมื่อ  $\rho_0$  เป็นรัศมีของวงกลม ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned}
 E_{\phi_c} &= \frac{-\omega\mu_0 I_0 \rho_0}{2r} \left[ \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) \right)^2 + \left( \frac{\gamma}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) \right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= \frac{-\omega\mu_0 I_0 \rho_0}{2r} \left[ (\sin\theta J_1(k\rho_0 \sin\theta))^2 + (\cos\theta J_1(k\rho_0 \sin\theta))^2 \right]^{1/2} \\
 &= \frac{-\omega\mu_0 I_0 \rho_0}{2r} J_1(k\rho_0 \sin\theta) \tag{4.32}
 \end{aligned}$$

$E_{\phi_c}$  คือ แพทเทอร์การแพร่คลื่นของสายอากาศห้วงวงกลม ผลของแพทเทอร์การแพร่คลื่นของสายอากาศวงรีขนาดเล็กลงแสดงดังรูปที่ 4.2

4.2 ความต้านการแพร่คลื่น (radiation resistance) ของสายอากาศห้วงวงรีเปลือย

สายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็กลงนั้น แพทเทอร์การแพร่คลื่นตามสมการที่ (4.31) สามารถหาค่าประมาณได้เมื่อ argument มีค่าน้อยมาก ๆ ในที่นี้คือ

$$J_1(\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}) = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}}{2} \tag{4.33}$$

ดังนั้นสมการที่ (4.31) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 E_{\phi} &= \frac{-\omega\mu_0 I_0 c}{2r} \left[ \left\{ \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} \frac{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}}{2} \cosh u_0 \right\}^2 + \left\{ \frac{\gamma}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} \frac{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}}{2} \sinh u_0 \right\}^2 \right]^{1/2} \\
 &= \frac{-\omega\mu_0 I_0 c}{2r} \left[ \left( \frac{kc}{2} \cosh u_0 \sinh u_0 \sin\theta \sin\theta \right)^2 + \left( \frac{kc}{2} \cosh u_0 \sinh u_0 \sin\theta \cos\theta \right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= \frac{-\omega\mu_0 I_0 kc^2 \sin\theta \cosh u_0 \sinh u_0}{4r} \tag{4.34}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการกำลังงานของสนามไฟฟ้าเฉลี่ย (average poynting vector) เป็น [7]

$$P_r = \frac{1}{2} (\bar{E} \times H)^* = \frac{1}{2} |E_\theta| |H_\theta|$$

$$= \frac{1}{2} \frac{|E_\theta|^2}{Z_\eta} \quad (4.35)$$

เมื่อ  $P_r$  เป็นกำลังงานของสนามไฟฟ้าเฉลี่ย,  $Z_\eta$  คือ intrinsic impedance ของ free space มีค่า 120  $\Omega$  เมื่อแทนสมการที่ (4.35) ด้วย สมการที่ (4.34) จะได้

$$P_r = \frac{1}{2 \times 120 \Omega} \left( \frac{\omega \mu_0 I_0 k c^2 \sin \theta \cosh u_0 \sinh u_0}{4r} \right)^2 \quad (4.36)$$

กำลังงานทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากพื้นที่ผิวปิดของปริมาตรทรงกลม เป็น

$$W = \iint P_r dS$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{15 \Omega (I_0 k c^2 \sin \theta \cosh u_0 \sinh u_0)^2}{4r^2} r^2 \sin \theta d\theta d\phi$$

$$W = 10 \Omega^2 I_0^2 k^4 c^4 (\sinh u_0 \cosh u_0)^2 \quad (4.37)$$

แต่กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด มีค่าเป็น

$$W = \frac{I_0^2 R_r}{2} \quad (4.38)$$

ดังนั้น ค่าความต้านการแผ่คลื่น ( $R_r$ ) จากสมการที่ (4.37) มีค่าเป็น

$$R_r = 20 \Omega^2 k^4 c^4 (\sinh u_0 \cosh u_0)^2$$

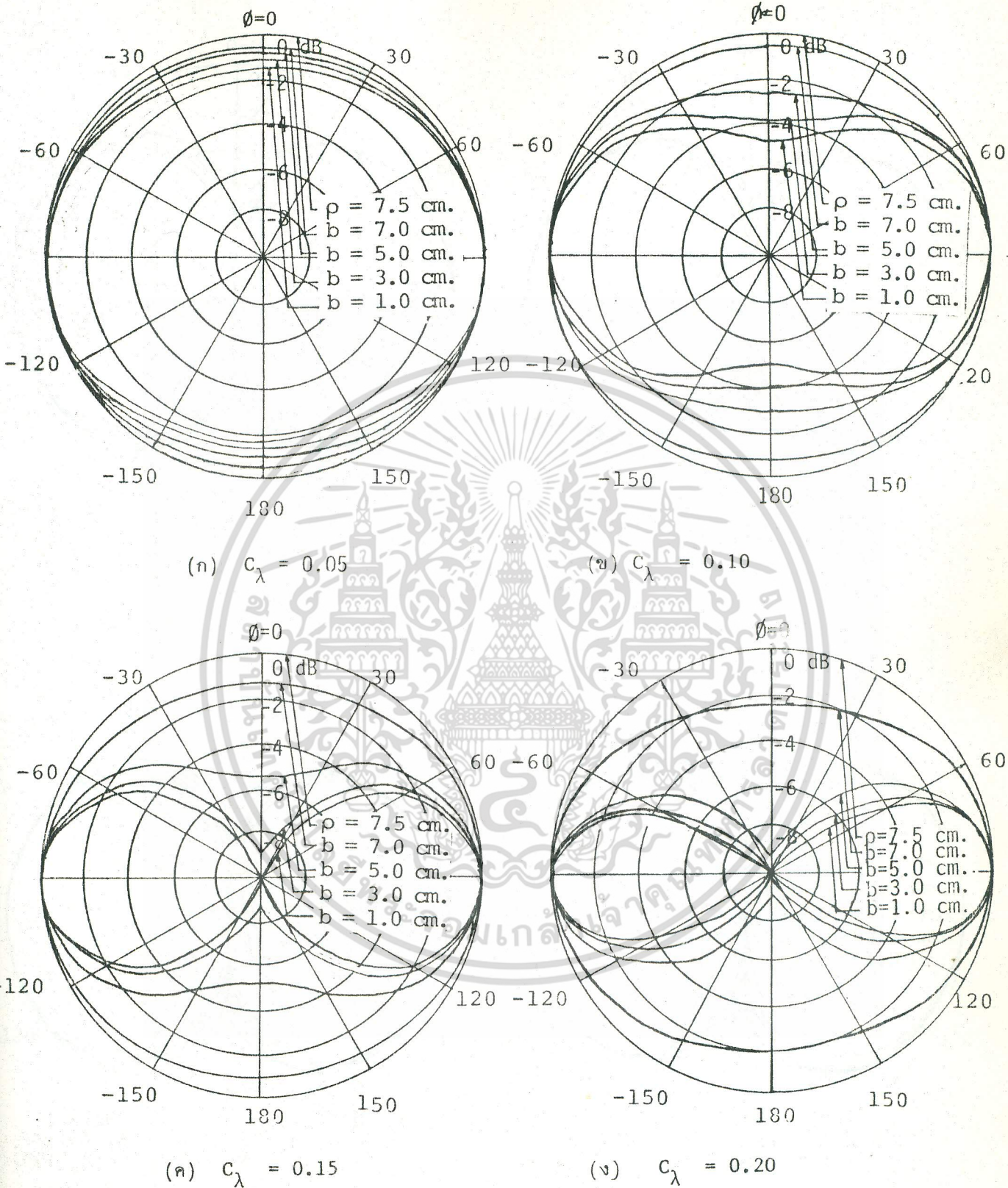
$$= 20 k^4 A^2 \quad (4.39)$$

เทียบสมการค่าความต้านการแพร่คลื่นในกรณีเป็นสายอากาศห้วงวงกลมขนาดเล็ก เมื่อ  $c \cosh u_0 = c \sinh u_0 \rightarrow \rho$  ดังนั้นสมการที่ (4.39) กลายเป็น

$$\begin{aligned}
 R_{r_c} &= 20 k^4 \pi^2 \rho^4 \\
 &= 20 k^4 A^2 \qquad (4.40)
 \end{aligned}$$

ตัวห้อยท้าย  $c$  หมายถึงสายอากาศห้วงวงกลม,  $A$  คือพื้นที่ของห้วง (พื้นที่ห้วงวงกลม =  $\pi \rho^2$ , พื้นที่ห้วงวงรี =  $\pi a b$ )

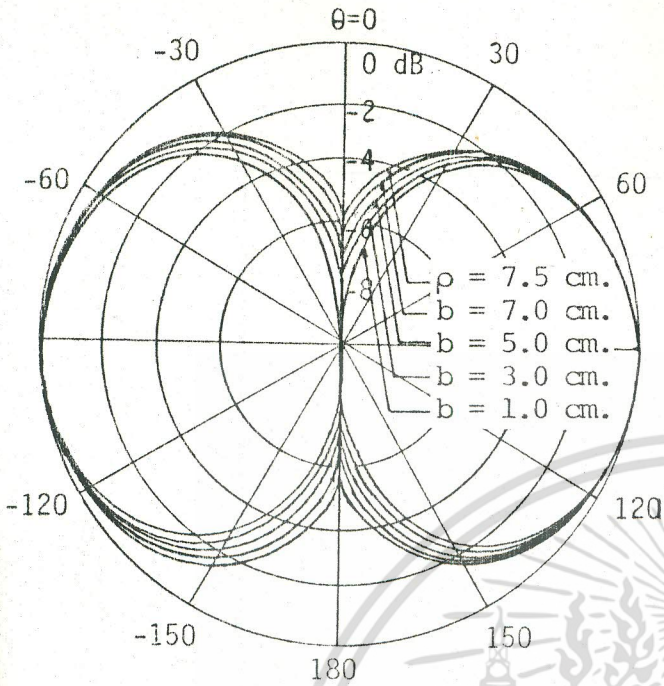




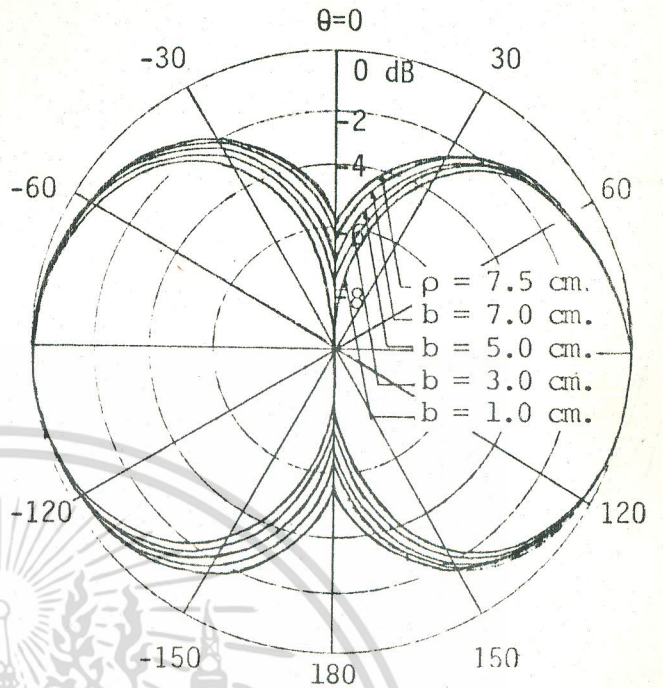
รูปที่ 4.2 ผลการคำนวณแพทเทอรันการแพร่คลื่นของสายอากาศท่วงวงรีขนาดเล็กในระนาบสนาม

ไฟฟ้า (E-plane)

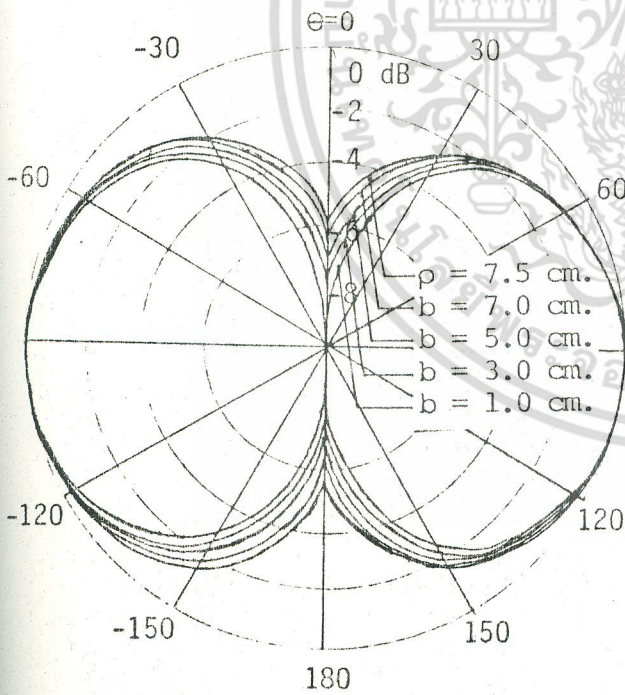
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



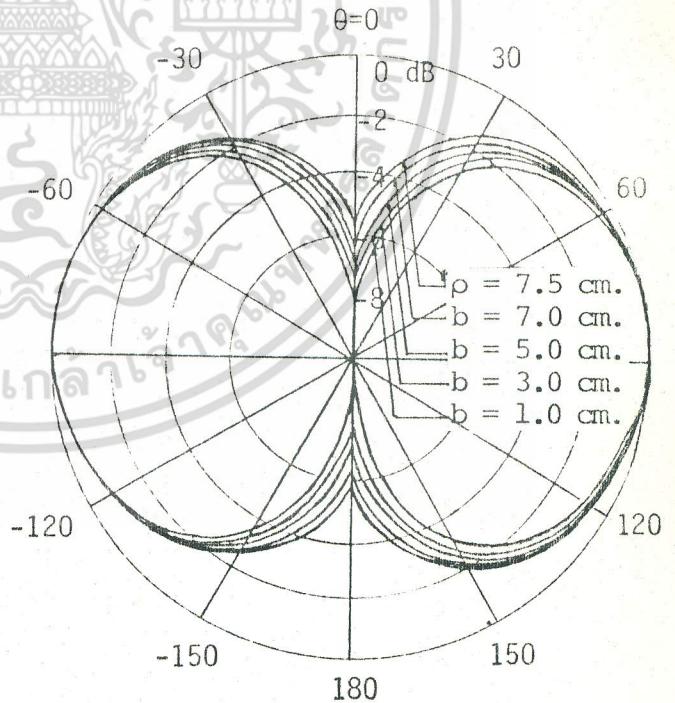
(น)  $C_\lambda = 0.05$



(ข)  $C_\lambda = 0.1$



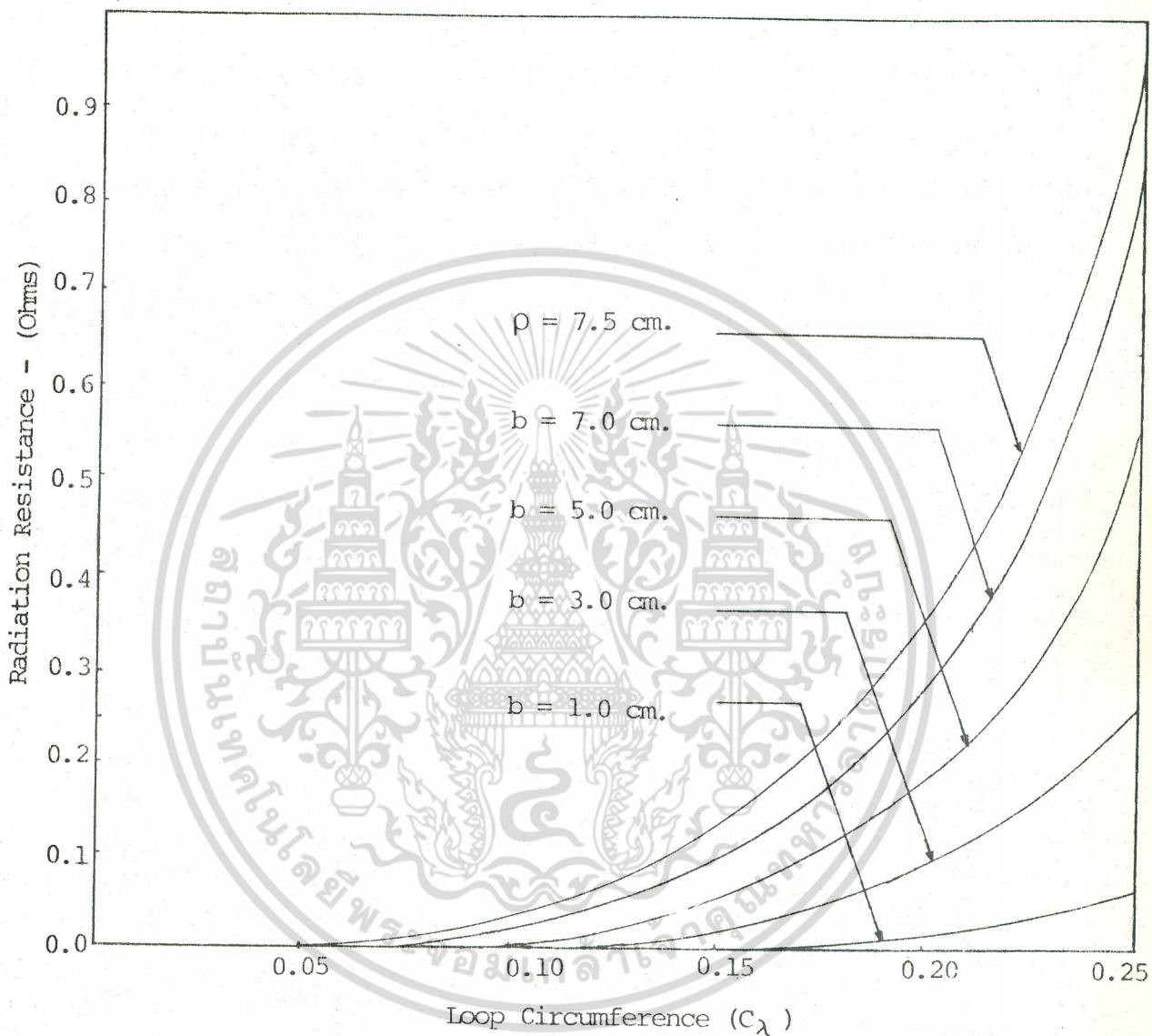
(ค)  $C_\lambda = 0.15$



(ง)  $C_\lambda = 0.25$

รูปที่ 4.3 ผลการคำนวณแพทเทิร์นการแผ่คลื่นของสายอากาศท่างวงรีขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ผลการคำนวณความต้านทานการแผ่รังสีของสายอากาศท่วงวงรีเปลือยขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การวิเคราะห์ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงวงรีทอหุ้ม

ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงวงรีทอหุ้มขนาดเล็ก อาจวิเคราะห์ได้ในลักษณะเดียวกับสายอากาศห้วงวงกลมทอหุ้มขนาดเล็ก ( $C_\lambda \leq 0.1$ ) จะทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลในลวดสายอากาศมีค่าสม่ำเสมอตลอดความยาวของลวด ในกรณีเช่นนี้วงจรเสมือนของสายอากาศอาจเขียนได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.5  $R_0$  และ  $L_0$  คือค่าความต้าน และค่าความเหนี่ยวนำของสายอากาศตามลำดับ สำหรับค่า  $R_0$  หาได้จากการคำนวณทางทฤษฎี จากหัวข้อที่ 4.2 ความต้านทานการแผ่คลื่นของสายอากาศห้วงวงรีเปลือย

#### 4.3.1 ความจุทางไฟฟ้าของสายอากาศห้วงวงรีทอหุ้ม

สำหรับค่า  $C_s$  นั้นเป็นค่าความจุที่เกิดจากการทอหุ้มสายอากาศด้วยท่อ โลหะตัวนำที่ดี เช่นทองแดง เป็นต้น ส่วนค่าความจุทางไฟฟ้าอันเนื่องมาจากขดลวดสายอากาศวงรีเปลือยนั้นมีค่าน้อยกว่า ค่า  $C_s$  มาก ๆ ดังนั้นจึงคิดค่าความจุเฉพาะ  $C_s$  อย่างเดียว ซึ่งค่าของ  $C_s$  สามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับสายอากาศห้วงวงกลมทอหุ้มขนาดเล็ก ดังสมการที่ (2.21)



(ก)

(ข)

รูปที่ 4.5 (ก) สายอากาศห้วงวงรีทอหุ้มขนาดเล็ก

(ข) วงจรเสมือนของสายอากาศ

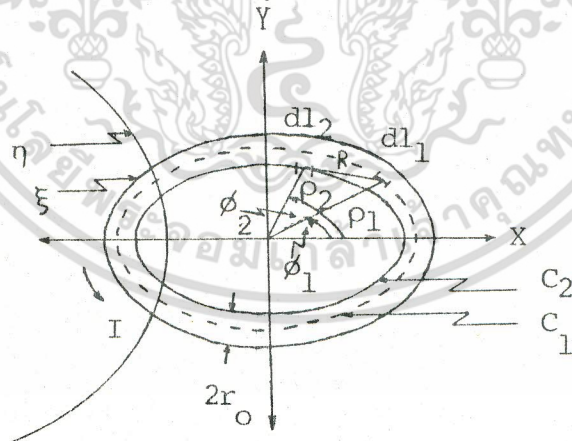
4.3.2 ความเหนี่ยวนำของสายอากาศท่วงวงรี

สำหรับค่า  $L_o$  นั้น เนื่องจากยังไม่มีสูตรสำเร็จ แสดงไว้ ณ ที่ใด นอก  
จากใช้สูตรสำเร็จที่ได้จากการทดลองประกอบด้วย (empirical formula) ในกรณีเช่นนี้สูตรที่  
ใช้จะเป็น [17]

$$L_o = 0.002 P \ln \frac{2P}{r_o} - (2 \ln \frac{P}{A} + K) \quad (4.41)$$

ค่าความเหนี่ยวนำตามสมการนี้มีหน่วยเป็นไมโครเฮนรี,  $P$  และ  $A$  คือความยาวของเส้นรอบวง  
และพื้นที่ของท่วงวงรีมีหน่วยเป็นเซนติเมตร และตารางเซนติเมตร ตามลำดับ,  $K$  เป็นค่าคงที่ที่ได้  
จากการทดลอง และจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางกายภาพของขดลวดหลายประการ โดยเฉพาะรูปร่างของ  
ท่วง และอัตราส่วนของความยาวแกน  $\frac{b}{a}$  เป็นต้น แต่เป็นที่น่าเสียดายที่ว่า  $K$  นั้นไม่มีค่าที่บ่ง  
บอกไว้ ณ ที่ใด ที่จะนำมาใช้เป็นประโยชน์ได้โดยตรงในการทดลองครั้งนี้

สมการของ static inductance ( $L_o$ ) ของสายอากาศท่วงวงรีเปลือย  
ซึ่งมีรัศมีของลวดเป็น  $r_o$ , semi - major axis =  $a$ , Semi - minor axis =  $b$  และระยะ  
โฟกัส (focal length) =  $c$  วางอยู่ในระนาบ  $XY$  ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ลักษณะการวางสายอากาศท่วงวงรีเปลือย บนแกน X, Y

สูตรของความเหนี่ยวนำร่วม (mutual inductance) ระหว่างขดลวด  $d\bar{l}_1$  และ  $d\bar{l}_2$  ซึ่งมีระยะห่างกัน R เป็น (10)

$$L_o = \frac{\mu_o}{4\pi} \frac{\phi}{C_1} \frac{\phi}{C_2} \frac{d\bar{l}_1 \cdot d\bar{l}_2}{R} \quad (4.42)$$

หน่วยของความเหนี่ยวนำเป็นเฮนรี่ สำหรับการหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเอง (self-inductance) หาได้จากหลักการของความเหนี่ยวนำร่วม จากรูปที่ 4.6 ความยาวของส่วนโค้ง  $d\bar{l}_1$  และ  $d\bar{l}_2$  ในเทอมตัวแปรของโคออร์ดิเนตรูปทรงกระบอกรี เป็น

$$d\bar{l} = c \sqrt{\frac{\xi^2 - \eta^2}{1 - \eta^2}} d\eta \bar{a}_\eta \quad (4.43)$$

$$d\bar{l}_1 = c \sqrt{\frac{\xi_1^2 - \eta_1^2}{1 - \eta_1^2}} \left[ -\xi_1 \sqrt{\frac{1 - \eta_1^2}{\xi_1^2 - \eta_1^2}} \bar{a}_x + \eta_1 \sqrt{\frac{\xi_1^2 - 1}{\xi_1^2 - \eta_1^2}} \bar{a}_y \right] d\eta_1$$

$$d\bar{l}_1 = \left[ -a_1 \bar{a}_x + \frac{\eta_1 b_1}{\sqrt{1 - \eta_1^2}} \bar{a}_y \right] d\eta_1 \quad (4.44)$$

ทำนองเดียวกัน

$$d\bar{l}_2 = \left[ -a_2 \bar{a}_x + \frac{\eta_2 b_2}{\sqrt{1 - \eta_2^2}} \bar{a}_y \right] d\eta_2 \quad (4.45)$$

$$d\bar{l}_1 \cdot d\bar{l}_2 = \left[ a_1 a_2 + \frac{\eta_1 \eta_2 b_1 b_2}{\sqrt{(1 - \eta_1^2)(1 - \eta_2^2)}} \right] d\eta_1 d\eta_2 \quad (4.46)$$

ระยะทางจากจุด origin ไปยัง  $d\bar{l}$  เป็น

$$\begin{aligned} \rho &= \sqrt{x^2 + y^2} \\ &= \sqrt{c^2 \xi^2 \eta^2 + c^2 (\xi^2 - 1)(1 - \eta^2)} \\ &= \sqrt{b^2 + c^2 \eta^2} \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\rho_1 = \sqrt{b_1^2 + c^2 \eta_1^2}$$

$$\rho_2 = \sqrt{b_2^2 + c^2 \eta_2^2}$$

ระยะทางจาก  $d\bar{l}_1$  ไป  $d\bar{l}_2$ ,  $R$  มีค่าเป็น

$$R = \sqrt{(b_1^2 + c^2 \eta_1^2) + (b_2^2 + c^2 \eta_2^2) - 2 \sqrt{(b_1^2 + c^2 \eta_1^2) (b_2^2 + c^2 \eta_2^2)} \cos(\theta_1 - \theta_2)} \quad (4.47)$$

กระจายค่า  $\bar{\rho}$  ในเทอมของตัวแปร  $x$  และ  $y$  ได้

$$\begin{aligned} \bar{\rho} &= x \bar{a}_x + y \bar{a}_y \\ &= c \xi \eta \bar{a}_x + c \sqrt{(\xi^2 - 1)(1 - \eta^2)} \bar{a}_y \end{aligned}$$

และ unit vector ของ  $\bar{\rho}$  เป็น

$$\bar{a}_\rho = \frac{\xi \eta \bar{a}_x + \sqrt{(\xi^2 - 1)(1 - \eta^2)} \bar{a}_y}{\sqrt{(\xi^2 - 1) + \eta^2}}$$

ดังนั้น

$$\bar{a}_{\rho_1} = \frac{a_1 \eta_1 \bar{a}_x + b_1 \sqrt{1 - \eta_1^2} \bar{a}_y}{\sqrt{b_1^2 + c^2 \eta_1^2}}$$

$$\bar{a}_{\rho_2} = \frac{a_2 \eta_2 \bar{a}_x + b_2 \sqrt{1 - \eta_2^2} \bar{a}_y}{\sqrt{b_2^2 + c^2 \eta_2^2}}$$

ผล dot product ของ  $\bar{a}_{\rho_1}$  และ  $\bar{a}_{\rho_2}$  เป็น

$$\bar{a}_{\rho_1} \cdot \bar{a}_{\rho_2} = \frac{a_1 a_2 \eta_1 \eta_2 + b_1 b_2 \sqrt{(1 - \eta_1^2)(1 - \eta_2^2)}}{\sqrt{(b_1^2 + c^2 \eta_1^2) (b_2^2 + c^2 \eta_2^2)}}$$

$$= \cos(\theta_1 - \theta_2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบทที่ 1-2 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (4.48)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (4.42) ด้วยสมการที่ (4.46), (4.47) และ (4.48) จะได้

$$L_0 = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{C_1 C_2} \frac{\left[ a_1 a_2 + \frac{\eta_1 \eta_2 b_1 b_2}{\sqrt{(1-\eta_1^2)(1-\eta_2^2)}} \right] d\eta_1 d\eta_2}{\sqrt{(b_1^2 + c^2 \eta_1^2) + (b_2^2 + c^2 \eta_2^2) - 2 \sqrt{(b_1^2 + c^2 \eta_1^2)(b_2^2 + c^2 \eta_2^2)} \cos(\theta_1 - \theta_2)}} \quad (4.49)$$

### 4.3.3 วิธีการอินทิเกรตโดยใช้ numerical integration

เนื่องจากสมการของ  $L_0$  ยากแก่การที่จะทำให้เป็น analytic solution ดังนั้นจึงใช้วิธีการของ numerical integration เพื่อช่วยในการหาค่า  $L_0$  ถ้ากำหนดให้  $F(\eta_1, \eta_2)$  เป็นฟังก์ชันของโคออร์ดิเนตวงรี โดยทำการอินทิเกรตจาก  $-1$  ถึง  $1$  ดังนี้

$$\int_{-1}^1 \int_{-1}^1 F(\eta_1, \eta_2) d\eta_1 d\eta_2 = 4 \int_0^1 \int_0^1 F(\eta_1, \eta_2) d\eta_1 d\eta_2 \quad (4.50)$$

เปลี่ยนตัวแปรของโคออร์ดิเนตวงรีเป็นตัวแปรของโคออร์ดิเนตรูปสี่เหลี่ยม

หรือ  $x = c\xi\eta$

และ  $\eta = \frac{x}{a}$

$$y = c \sqrt{(\xi^2 - 1)(1 - \eta^2)}$$

หรือ

$$\eta = \sqrt{1 - \frac{y^2}{b^2}}$$

เปลี่ยนลิมิตของ  $\eta_1$  และ  $\eta_2$  เป็นของ  $X$  และ  $Y$  ได้เป็น

$$\int_{-1}^1 \int_{-1}^1 F(\eta_1, \eta_2) d\eta_1 d\eta_2 = \int_0^b \int_0^a G(x, y) dx dy$$

หากงานเป็นเชิงปฏิบัติสำหรับการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์นั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนลิมิตของตัวแปร  $x$  และ  $y$  ให้เป็นจาก  $-1$  ถึง  $1$  เพื่อนำไปใช้กับสูตรของ numerical integration สำหรับ อินทิเกรตสองชั้น ได้โดยใช้หลักการของการเปลี่ยนลิมิตดังนี้

$$\int_a^b F(r) dr \rightarrow \int_{-1}^1 F(s) ds$$

ซึ่งจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 F(\eta_1, \eta_2) d\eta_1 d\eta_2 &= ab \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 G\left(\frac{xa+a}{2}, \frac{yb+b}{2}\right) dx dy \\ &= \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 f(x,y) dx dy \end{aligned} \tag{4.51}$$

นำผลของสมการที่ (4.51) มาใช้กับสูตร numerical integration [18] เป็น

$$\begin{aligned} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 f(x,y) dx dy &\approx \frac{8}{7} f(0,0) + \frac{20}{63} \left[ f\left(\frac{\sqrt{14}}{15}, 0\right) + f\left(-\frac{\sqrt{14}}{15}, 0\right) \right] \\ &\quad + \frac{5}{9} \left[ f\left(\frac{\sqrt{1}}{3}, \frac{\sqrt{3}}{5}\right) + f\left(-\frac{\sqrt{1}}{3}, \frac{\sqrt{3}}{5}\right) + f\left(-\frac{\sqrt{1}}{3}, \frac{\sqrt{3}}{5}\right) + f\left(\frac{\sqrt{1}}{3}, -\frac{\sqrt{3}}{5}\right) \right] \end{aligned} \tag{4.52}$$

ผลของค่าเหี้ยวนำ  $L_0$  จากสมการที่ (4.49) สามารถหาค่าออกมาได้ โดยใช้ numerical integration และใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ ซึ่งผลลัพธ์ดังแสดงในกราฟที่ 5.12

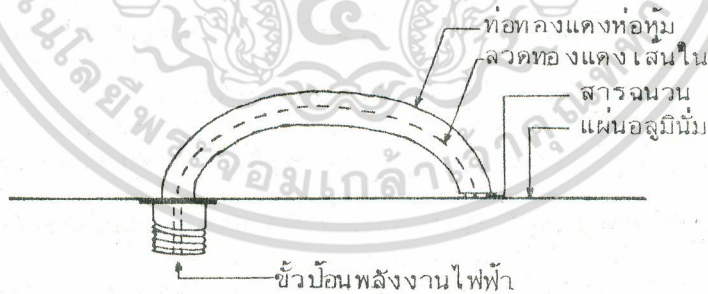
บทที่ 5

การทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศท่วงวงรีขนาดเล็ก

5.1 การสร้างสายอากาศท่วงวงรีขนาดเล็ก

ได้มีการสร้างสายอากาศท่วงวงรีห่อหุ้มขนาดเล็กขึ้นจำนวน 5 ชุด รวมเป็นสายอากาศ 37 ตัว สายอากาศทุกตัวที่สร้างได้กำหนดให้แกนโท คือระยะทางตรงจากจุดบ่อนพลังงานไฟฟ้าไปช่องฉนวนซึ่งอยู่ตรงข้าม ชุดแรกประกอบด้วยสายอากาศท่วงห่อหุ้มขนาดเล็ก จำนวน 5 ตัว สร้างเป็นห่วงเต็มวง ตัวแรกเป็นห่วงวงกลมขนาดเล็กมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 15 ซม. ดังรูปที่ 2.4 (ข) สายอากาศอีก 4 ตัวเป็นสายอากาศท่วงวงรีมีความยาวเส้นรอบวงคงที่ มีความยาวเส้นรอบวงคงที่เท่ากับห่วงวงกลมตัวแรก แต่ค่า  $b$  แตกต่างกันไปคือมีค่าเป็น 7, 5, 3 และ 1 ซม. ตามลำดับ ลักษณะดังรูปที่ 4.5 (ก) ลวดที่ใช้ทำสายอากาศทำจากทองแดงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.8 มม. ห่อหุ้มด้วยสายฉนวน polyethelene ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.5 ซม. เท่ากันทั้ง 5 ตัว ห่อทองแดงที่ใช้ห่อหุ้มมีความหนา 0.1 ซม. และมีเส้นผ่าศูนย์กลางภายนอก 1 ซม. ซึ่งทำให้เกิดสายส่งแกนร่วมที่มีค่าความผิวนำเฉพาะ 82.37 โอห์ม

สำหรับสายอากาศท่วงห่อหุ้มอีก 4 ชุด จำนวน 32 ตัว นั้นสร้างเป็นลักษณะห่วงครึ่งวงวางอยู่บนแผ่นกราวด์ ซึ่งสร้างด้วยแผ่นอลูมิเนียม ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ภาคตัดขวางการวางสายอากาศท่วงครึ่งวงรีห่อหุ้มบนกราวด์-อลูมิเนียม

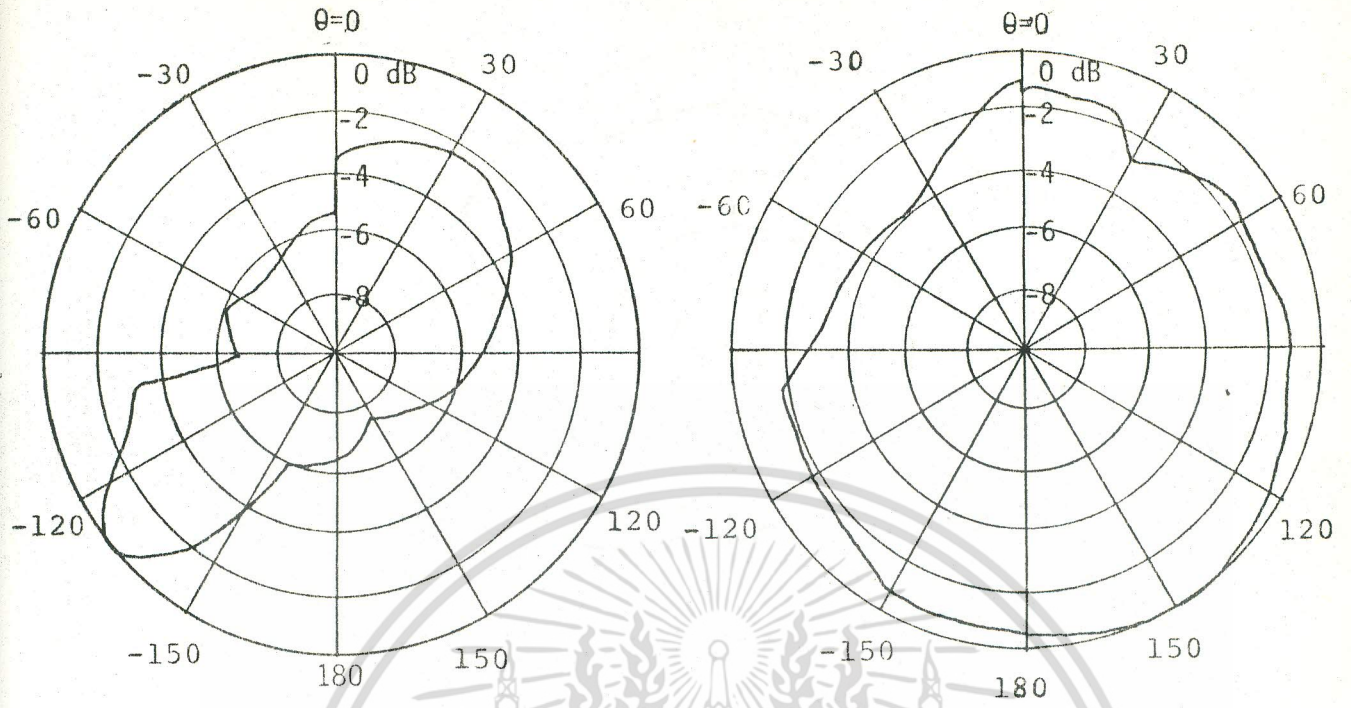
การสร้างในลักษณะนี้จะช่วยให้การทดลองวัดค่าความผิวนำทำได้สะดวก และไม่รบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศ เพราะจุดบ่อนอยู่ภายใต้แผ่นกราวด์ ได้แบ่งสายอากาศออกเป็นชุดละ 8 ตัว แต่ละตัวของแต่ละชุดนั้นแตกต่างกันที่อัตราส่วนของความยาวแกนซึ่งเริ่มจาก 1 คือ  $a = b = 7.5$  ซม. แล้วเปลี่ยนค่า  $b$  เป็น 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1 ซม. ตามลำดับ โดยยังคงรักษาให้เส้นรอบวงมีความยาวเท่าเดิมตลอด ส่วนความแตกต่างของสายอากาศ 4 ชุด นั้นอยู่ที่ค่าความผิวนำเฉพาะของส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ประกอบขึ้นเป็นสายส่งแกนร่วมจากจุดบ่อนำพลังงานไฟฟ้าไปยังห้องฉนวน ซึ่งมีค่าความถี่จำเพาะเป็น 50, 72.27, 75 และ 143 โอห์ม ตามลำดับ สำหรับขั้วต่อระหว่างตัวสายอากาศและสายส่ง ก็ใช้เช่นเดียวกับในบทที่ 3

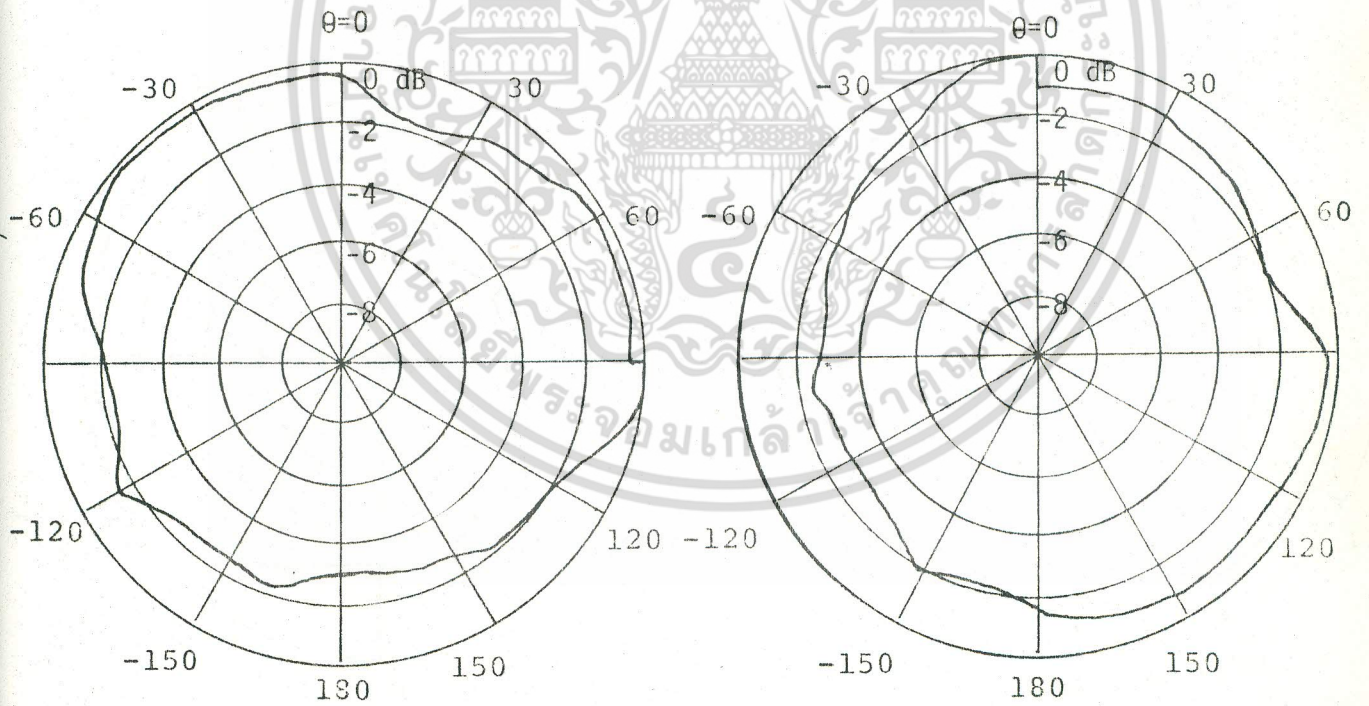
## 5.2 การวัดแพทเทอรันการแพร่คลื่น

อุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการวัดทดสอบแพทเทอรันการแพร่คลื่น และสนามทดสอบ มีลักษณะเช่นเดียวกับการวัดแพทเทอรันการแพร่คลื่นของสายอากาศห้วงวงกลมใน บทที่ 3 การวัดทดสอบครั้งนี้กระทำทั้งระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก ณ ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน ผลการวัดแพทเทอรันการแพร่คลื่นของสายอากาศห้วงวงรีเปลือย ดังแสดงในรูปที่ 5.2 - 5.4 เนื่องจากการวัดแพทเทอรันของระนาบสนามไฟฟ้า กระทำได้ยาก ดังนั้นจึงได้ทำการวัดเฉพาะระนาบสนามแม่เหล็กอย่างเดียว เนื่องจากระดับความแตกต่างของกำลังสัญญาณที่รับได้ ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ของสายอากาศต่างกันมาก ซึ่งแพทเทอรันที่วัดได้มิได้เป็นรูปเลข 8 เหมือนกับทางทฤษฎี เช่นเดียวกับการวัดแพทเทอรันสายอากาศห้วงวงกลมเปลือยที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 สำหรับผลการวัดแพทเทอรันการแพร่คลื่นของสายอากาศห้วงวงรีห่อหุ้มในระนาบสนามแม่เหล็กนั้นเป็นรูปเลข 8 และระดับของสัญญาณก็ใกล้เคียงกับทางทฤษฎี ส่วนการวัดแพทเทอรันการแพร่คลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ระดับสัญญาณต่ำสุดและสูงสุดต่างก็น้อยมาก ในทางทฤษฎีนั้นเมื่อสายอากาศเป็นห้วงวงกลม แพทเทอรันการแพร่คลื่นจะออกเป็นรูปร่างวงกลม และเมื่อเปลี่ยนอัตราส่วนความยาวแกน  $b/a$  โดยให้ความยาวสายอากาศคงที่ แพทเทอรันการแพร่คลื่นจะมีจุดของระดับสัญญาณสูงสุด 2 จุด คือที่มุม  $90^\circ$  และ  $-90^\circ$  กับจุดที่ระดับสัญญาณต่ำสุด 2 จุดคือที่  $0^\circ$  และ  $180^\circ$  ค่า  $b/a$  จะมีค่าน้อยลงไปเรื่อย ๆ ในขณะที่จุดของระดับสัญญาณต่ำสุดก็จะลดลงไปเรื่อย ๆ สำหรับผลทดลองนั้นเนื่องจากระดับของสัญญาณระหว่างจุดสูงสุดและจุดต่ำสุดต่างก็น้อยมาก ๆ และเป็นการวัดในสนามทดสอบกลางสนามหตุภา มิใช่ในห้องวัดทดสอบสายอากาศแบบไร้สัญญาณสะท้อน (anechoic room) ถึงแม้กระนั้นผลที่ออกมาก็มีความแตกต่างของระดับสัญญาณสูงสุดและต่ำสุดน้อยมาก ๆ เช่นทฤษฎี แต่การลดลงของระดับสัญญาณต่ำสุดเมื่อ  $b/a$  มีค่าน้อยลงเรื่อย ๆ ไม่อาจที่จะวินิจฉัยได้ แม้จะพยายามจัดเตรียมการทดลองให้ใกล้เคียง และถูกต้องตามหลักการวิธีวัดทดสอบแพทเทอรัน การแพร่คลื่นแล้วก็ตาม สำหรับแพทเทอรันการแพร่คลื่นรูปที่ 5.5 (จ) นั้น ความถี่ที่ทดลองตรงกับความถี่ที่กำลังส่งกระจายเสียง ดังนั้นแพทเทอรันที่ได้จึงมิได้เป็นรูปเลข 8 ดังที่ควรจะเป็น



(น)  $C_\lambda = 0.228$

(ข)  $C_\lambda = 0.237$



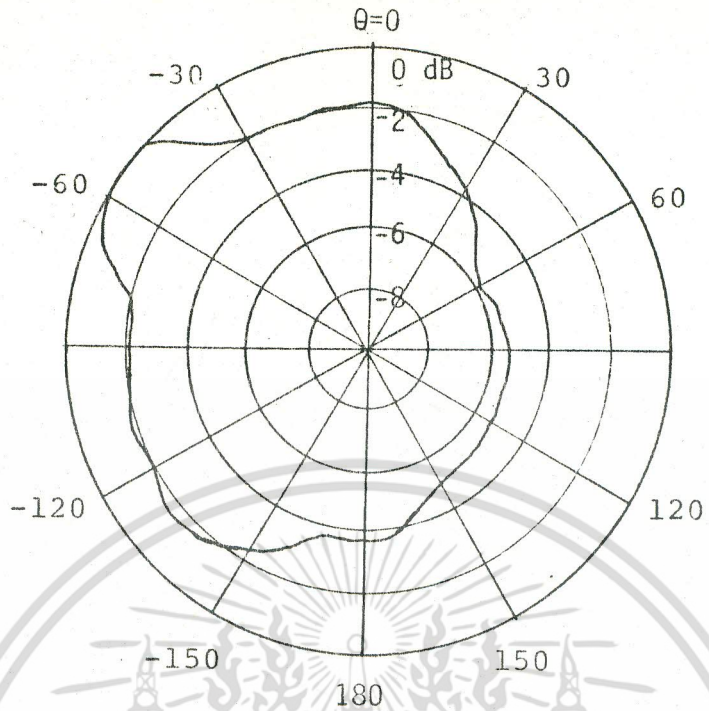
(ค)  $C_\lambda = 0.248$

(ง)  $C_\lambda = 0.251$

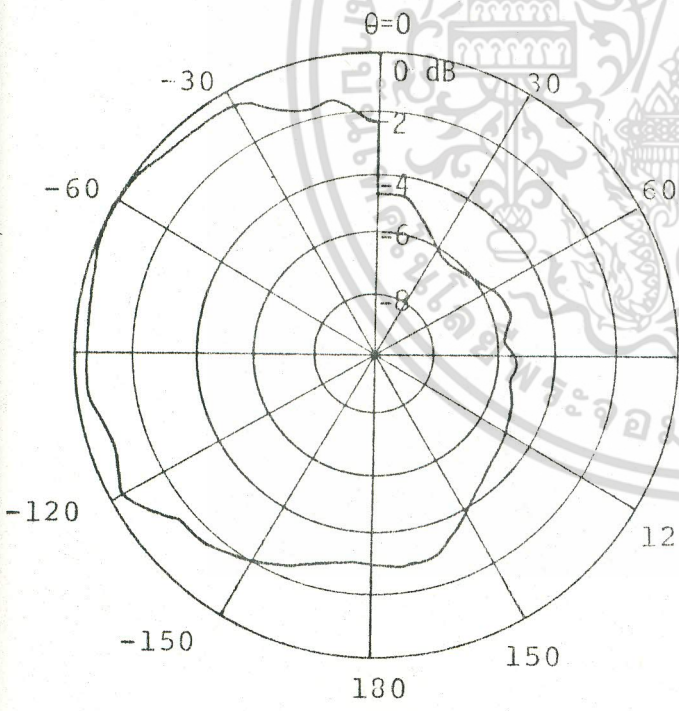
รูปที่ 5.2 ตัวอย่างแพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนามแม่เหล็ก ท่วงวงกลมเบสิค

รัศมี 7.5 ซม.

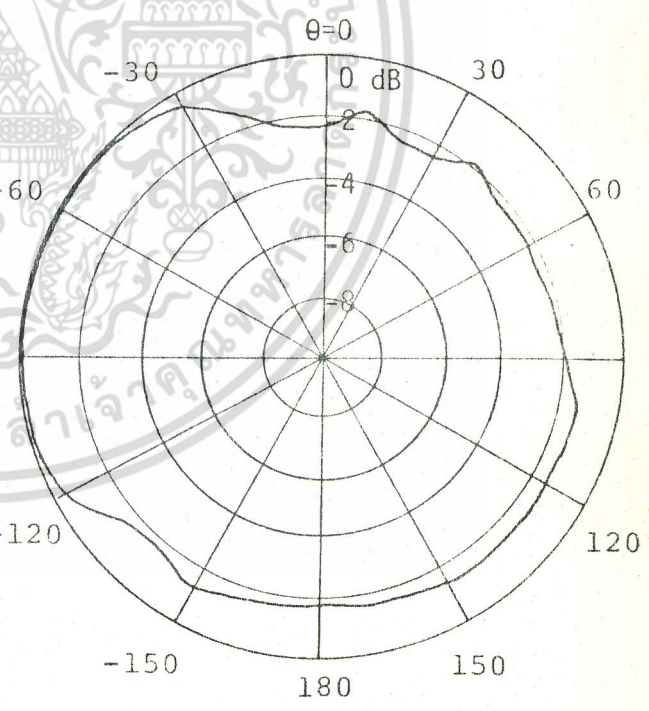
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(n)  $c_\lambda = 0.227$



(ข)  $c_\lambda = 0.237$

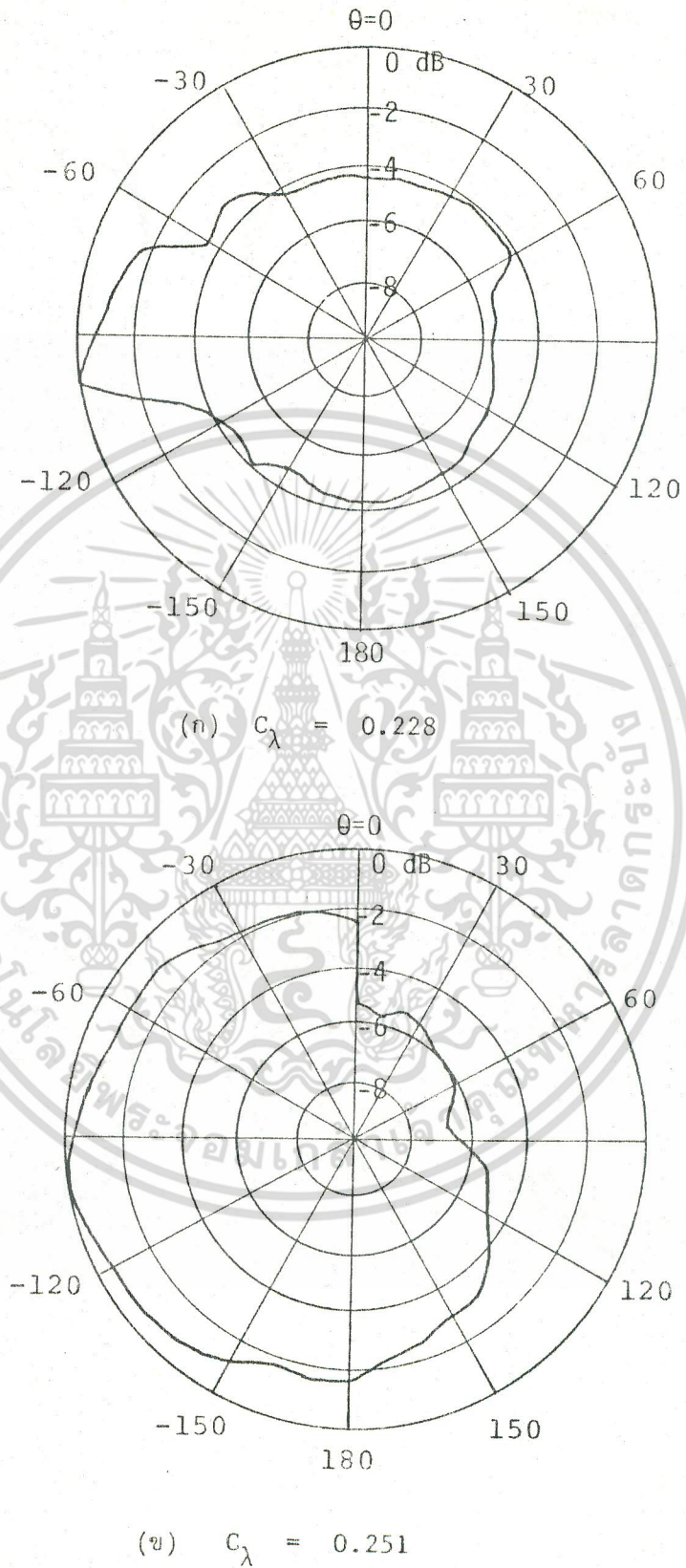


(ค)  $c_\lambda = 0.2513$

รูปที่ 5.3 ตัวอย่างแพทเทิร์นการแพร่คลื่น ระบายสนามแม่เหล็ก

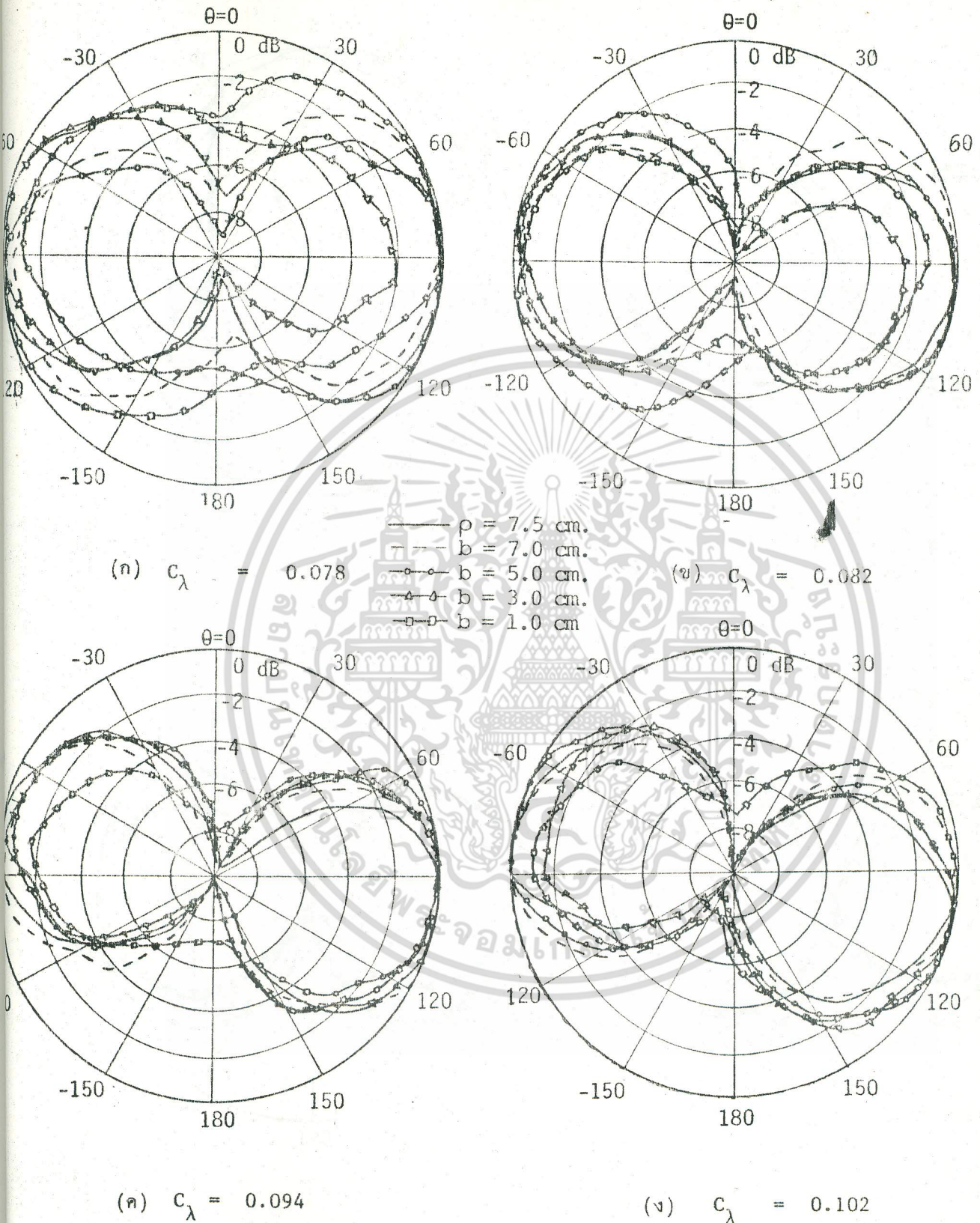
สายอากาศท่วงวงรีเปลี่ยน  $b = 5$  ซม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 ตัวอย่างแพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนามแม่เหล็ก

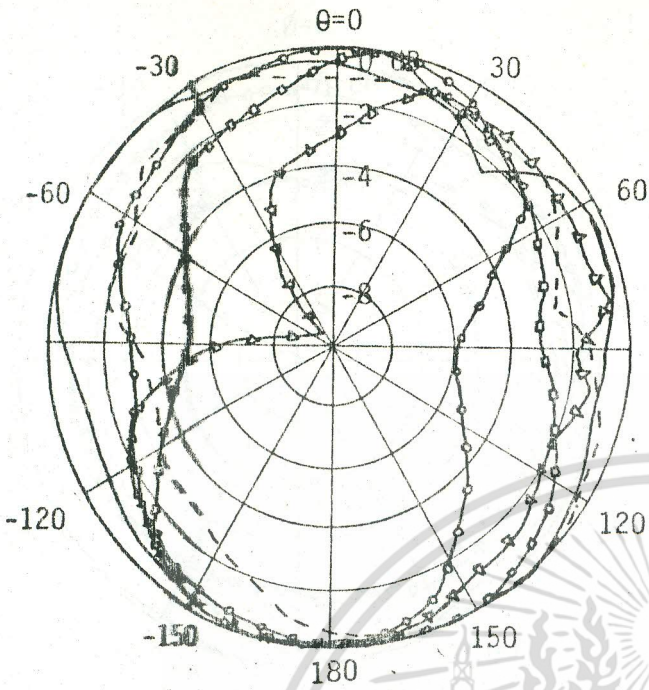
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
พายุอากาศหลวงวงรีเปลือย  $b = 1$  ซม.  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ตัวอย่างแพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนามแม่เหล็ก

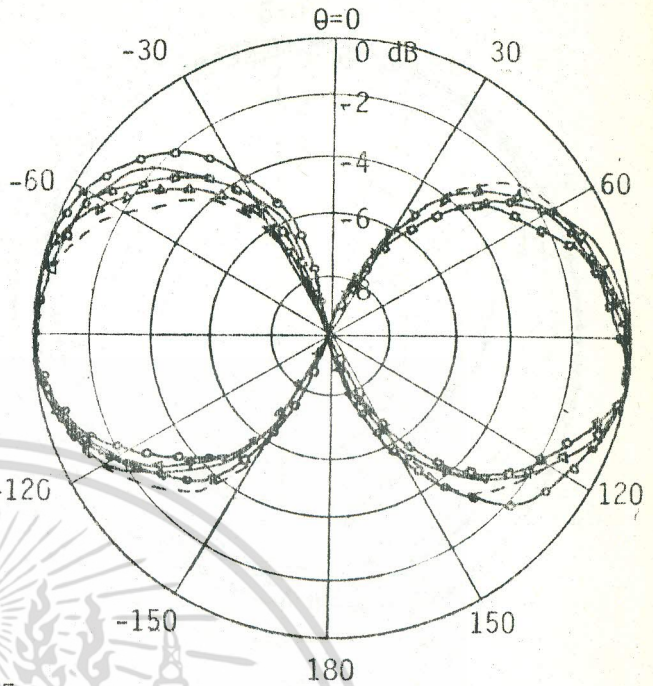
ของสายอากาศทรงวงรีทอหุ้ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

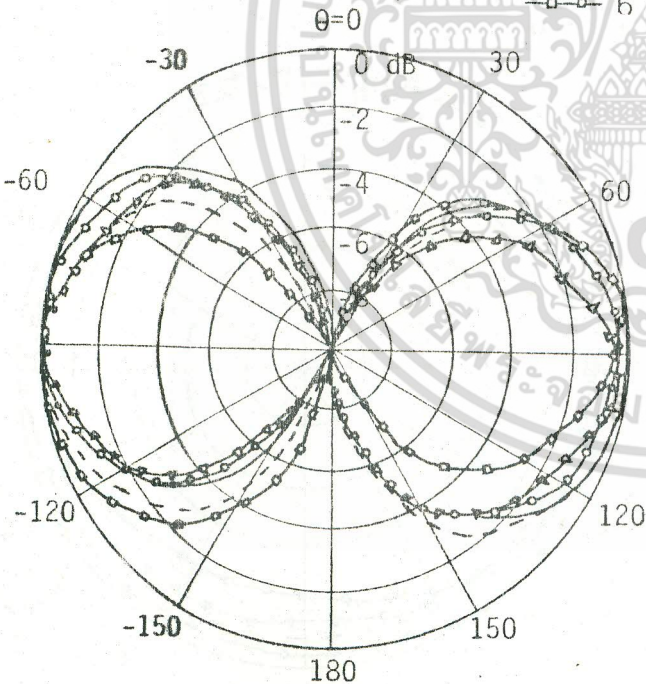


(จ)  $C_\lambda = 0.1094$

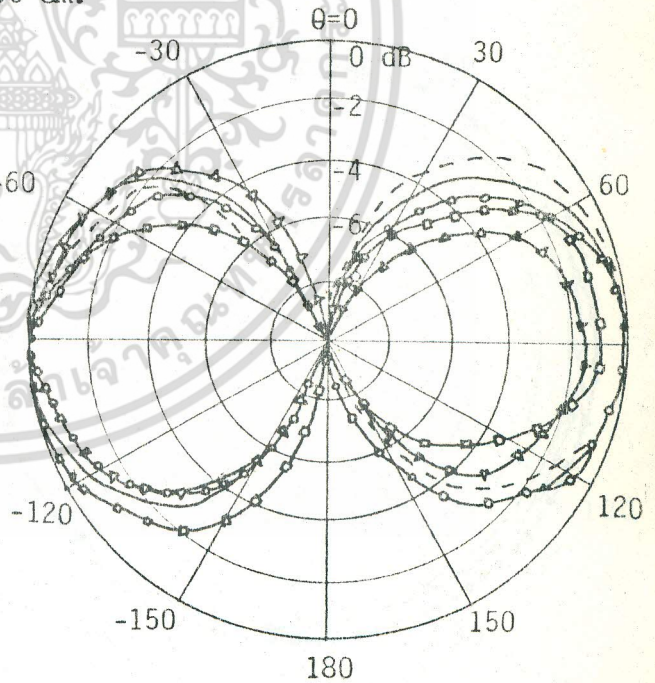
- $\rho = 7.5$  cm
- - -  $b = 7.0$  cm.
- $b = 5.0$  cm.
- △—  $b = 3.0$  cm.
- $b = 1.0$  cm.



(ข)  $C_\lambda = 0.228$



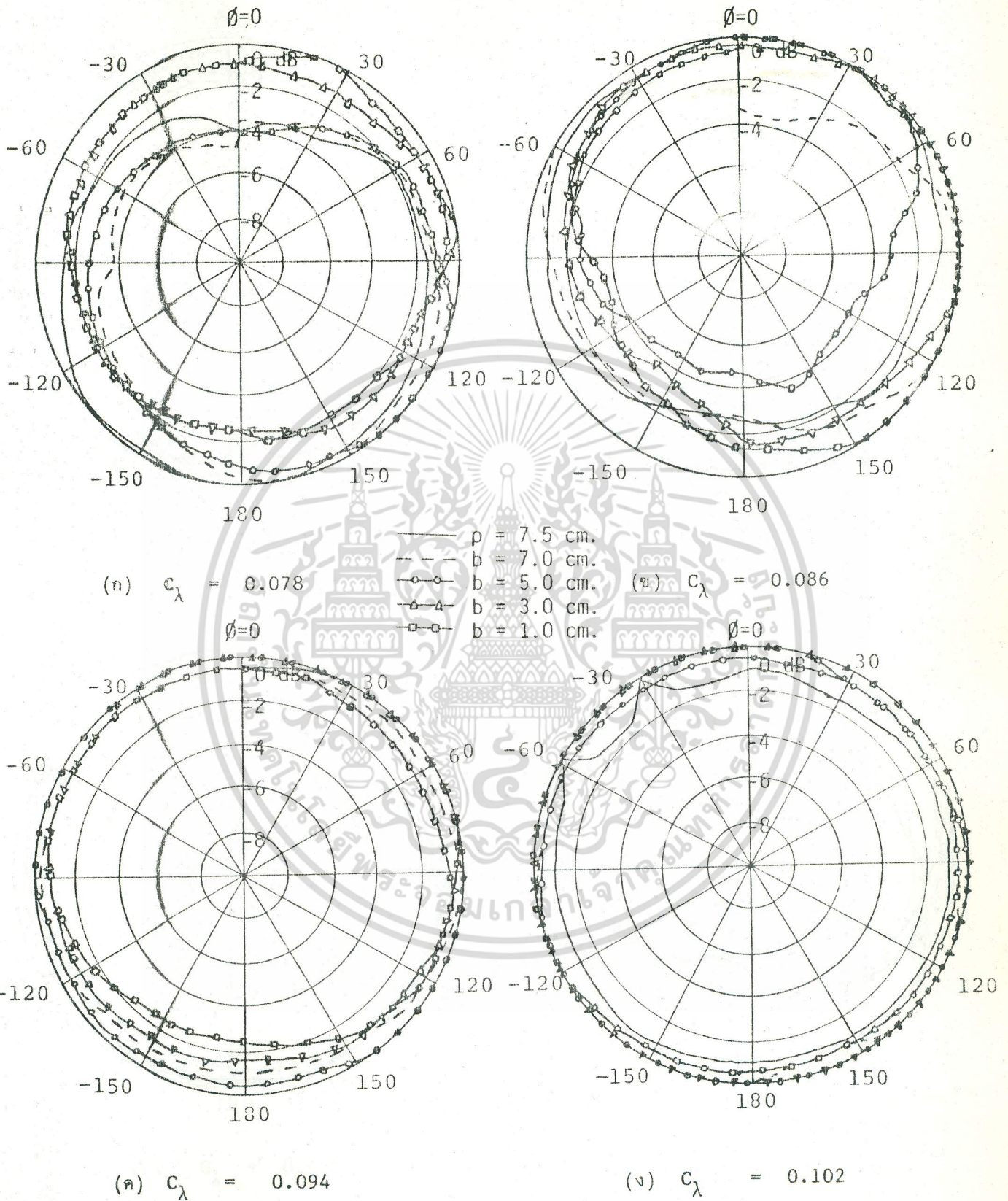
(ค)  $C_\lambda = 0.236$



(ง)  $C_\lambda = 0.243$

รูปที่ 5.5 (ต่อ)

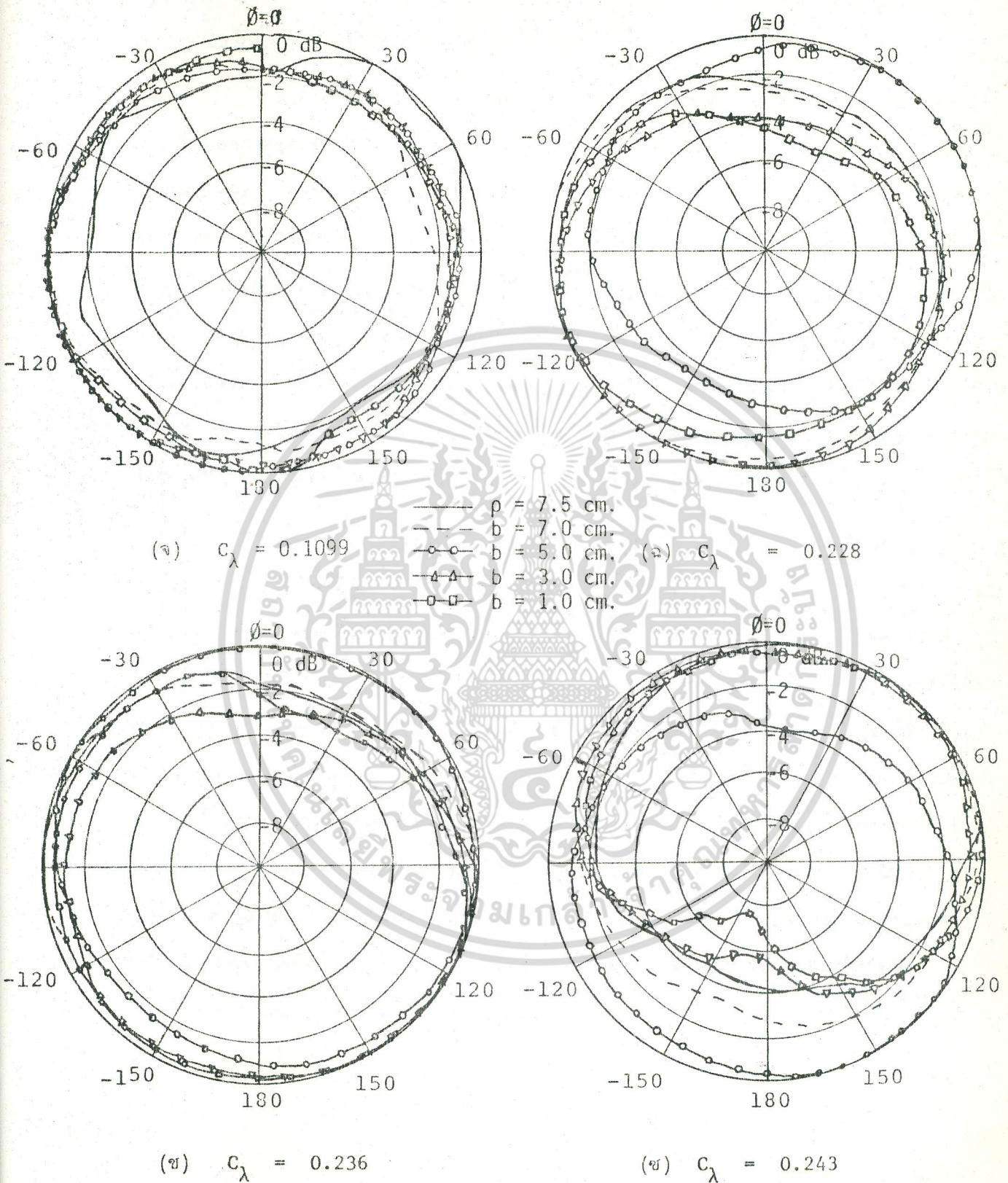
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกานำไปใช้



รูปที่ 5.6 ตัวอย่างแพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศ

ทรงวงรีที่หุ้ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



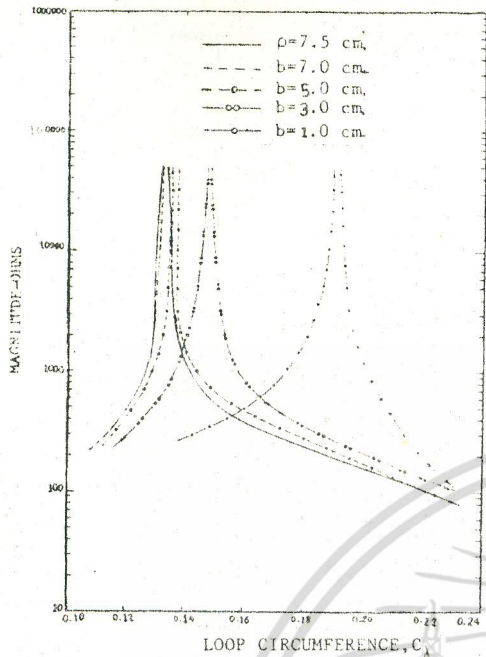
รูปที่ 5.6 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

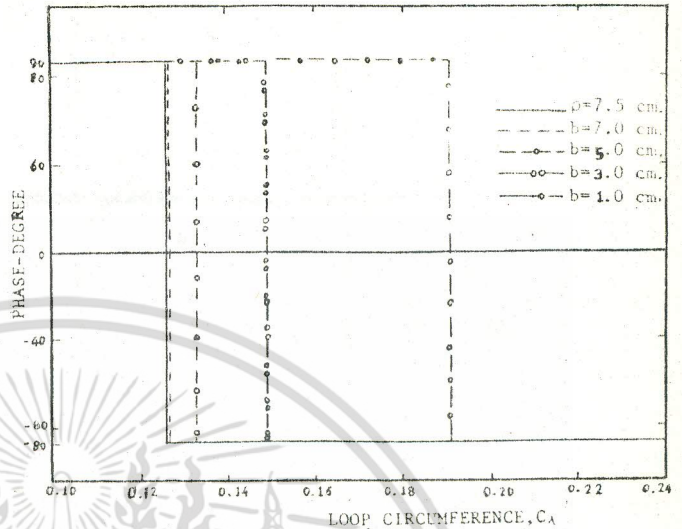
### 5.3 การวัดค่าความถี่ของสายอากาศ

สำหรับผลการวัดค่าความถี่ของสายอากาศนั้นได้วัดทั้ง 37 ตัว ผลการวัดค่าความถี่ของสายอากาศชุดแรกประกอบด้วยสายอากาศ 5 ตัวนั้นแสดงไว้ในรูปที่ 5.7 ซึ่งได้แยกให้เห็นชัดเจนทั้งขนาด, เฟส, ค่าจริง และค่าจินตนาการของค่าความถี่ของสายอากาศห้วงวงรีหุ้มทั้งนั้น สำหรับผลการวัดค่าความถี่ของสายอากาศอีก 4 ชุด ซึ่งสร้างเป็นห้วงหุ้มครึ่งวงรีวางบนแผ่นกรวดนั้น ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.8, 5.9, 5.10, 5.11 ตามลำดับ และแสดงเฉพาะค่าจินตนาการของค่าความถี่ของสายอากาศเท่านั้น ซึ่งเป็นการเพียงพอที่จะเน้นให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของความถี่รีโซแนนซ์ กับอัตราส่วนความยาวแกนของสายอากาศ และค่าความถี่จำเพาะที่เกิดจากหุ้มหุ้ม สำหรับความสัมพันธ์ของความต้านทานการแพร่คลื่นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนความยาวแกนของสายอากาศเช่นกัน หรืออาจจะคิดได้ว่าค่าความต้านทานการแพร่คลื่นขึ้นอยู่กับพื้นที่ของห้วงวงรีในสมการที่ (4.39)

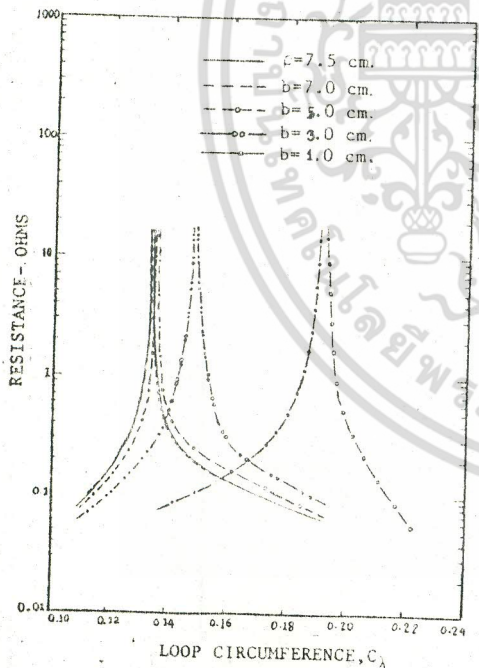
ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำ  $L_0$  โดยนำมาจากผลการวัดค่าความถี่ของความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศห้วงวงรีที่มีค่าความถี่จำเพาะแตกต่างกัน 4 ค่า คือ 50, 75, 72.27, และ 143 โอห์ม สายอากาศที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ทดลองเป็นสายอากาศห้วงวงรีหุ้มครึ่งวงรีทั้งหมด 32 ตัว ห้วงได้กล่าวมาแล้ว จากค่าความถี่รีโซแนนซ์ที่วัดได้นำไปหาค่า คาปาซิทีฟ รีแอคแตนซ์ (capacitive reactance),  $X_C$  ด้วยวิธีการตามสมการที่ (2.10) ใช้คุณสมบัติของวงจรที่ความถี่รีโซแนนซ์ คือ อินдукทีฟ รีแอคแตนซ์ (inductive reactance),  $X_L$  มีค่าเท่ากับ  $X_C$  ก็จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ  $L_0/2$  สำหรับห้วงวงรีครึ่งวงรี ผลการวัดและผลทางทฤษฎีแสดงดังกราฟ รูปที่ 5.12 ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่า เมื่ออัตราส่วนความยาวแกนของสายอากาศห้วงวงรีหุ้มมีค่าน้อยลง ความถี่รีโซแนนซ์จะสูงขึ้น และค่าความเหนี่ยวนำจะน้อยลง ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (4.49) แต่ถึงกระนั้นก็ตามผลทางทฤษฎีเป็นค่าประมาณที่ใกล้เคียงเท่านั้น เพราะใช้หลักการของ numerical integration



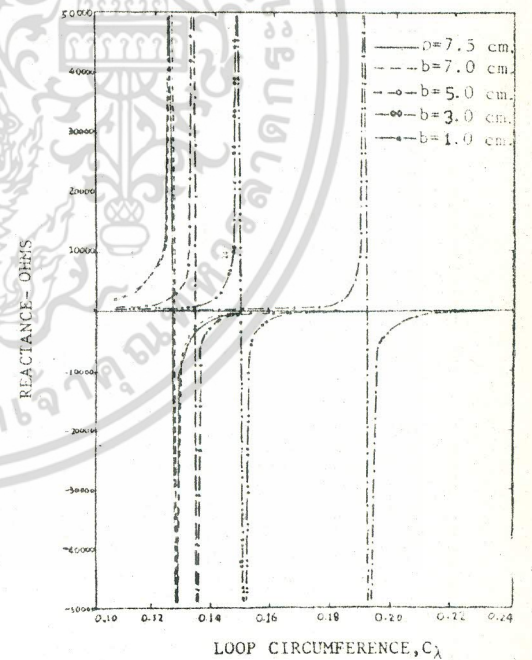
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 5.7 ผลการวัดค่าความถี่ของสายอากาศท่วงวงรีทอหุ้มขนาดเล็ก,  $Z_c = 82.37 \Omega$

(ก) ขนาด

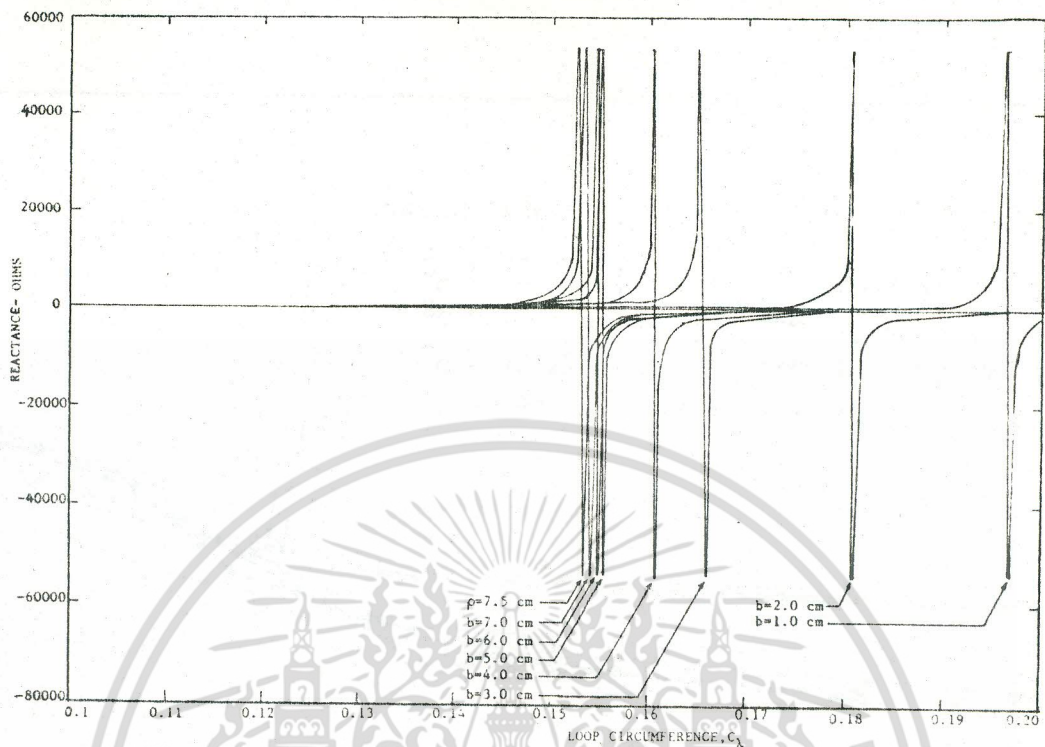
(ข) เฟส

(ค) ค่าจริง

(ง) ค่าจินตนาการ

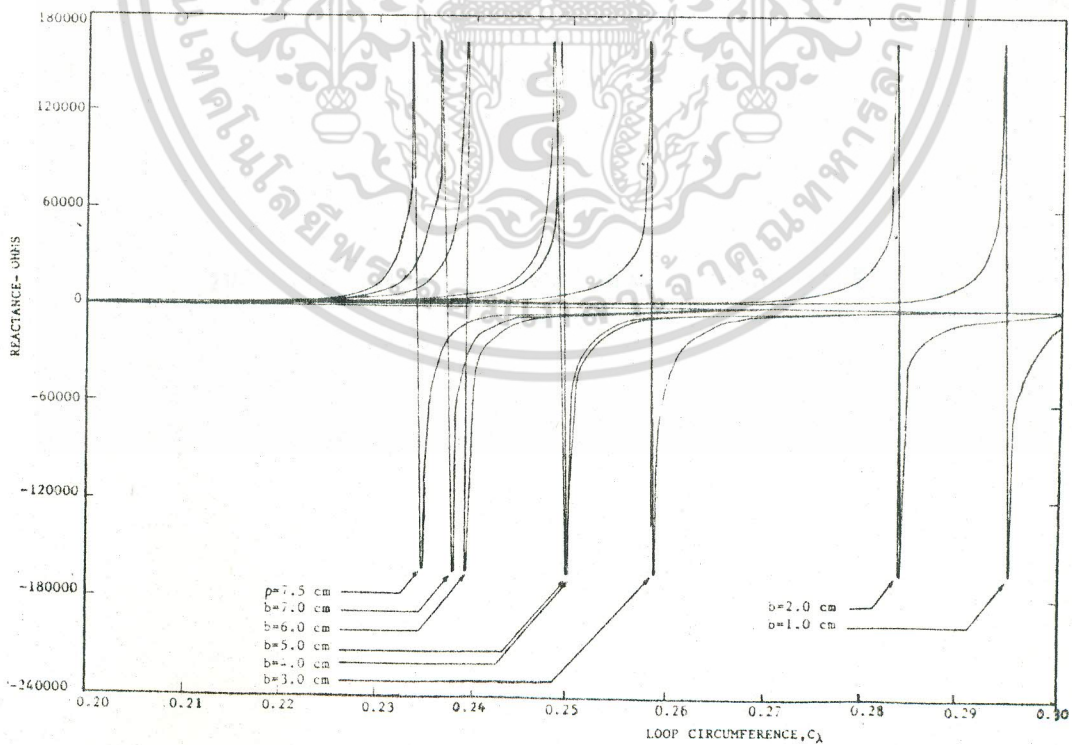
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





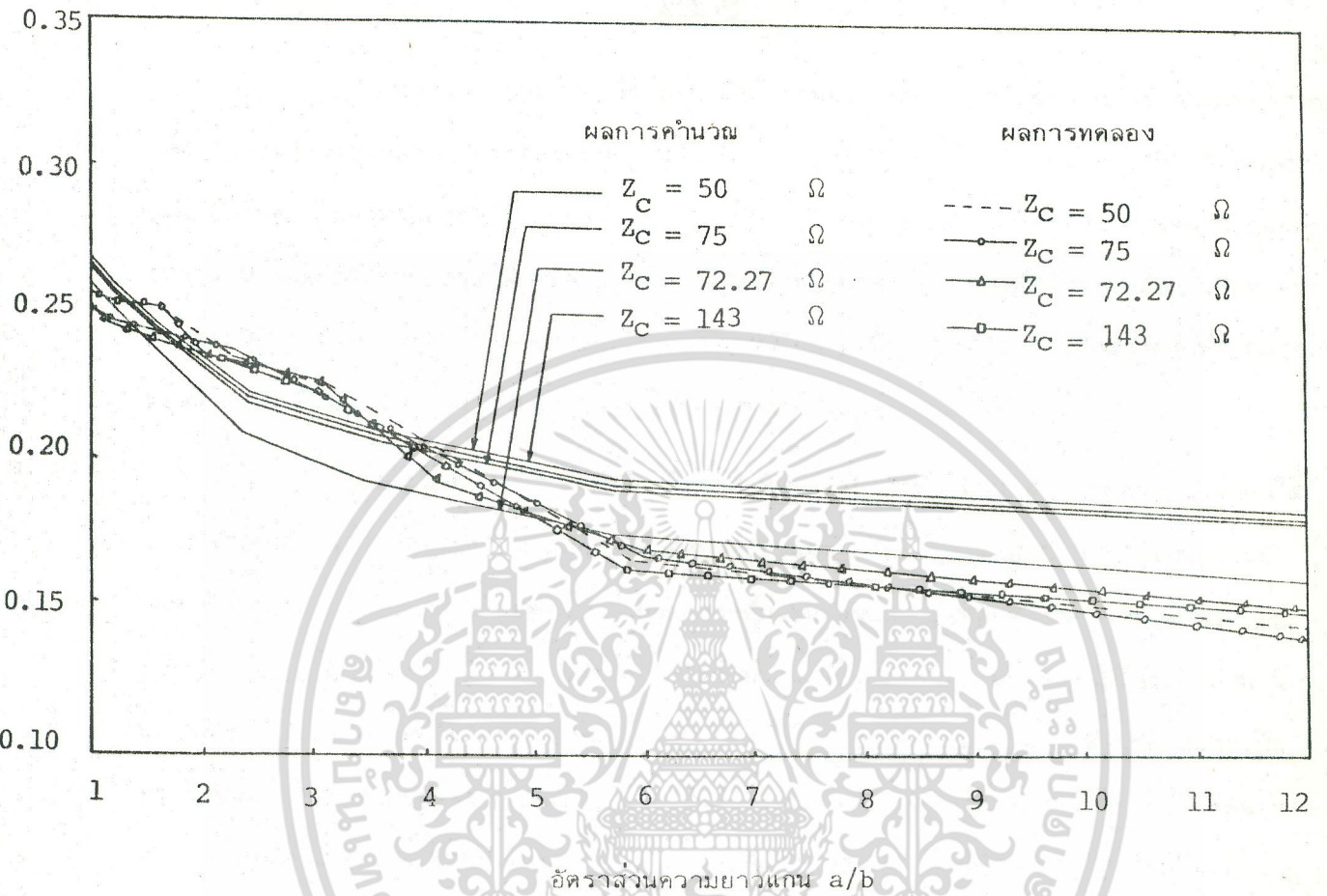
รูปที่ 5.10 ผลการวัดค่าจินตนาการของค่าความถี่ของสายอากาศ

ห้วงวงรีทอหุ้มขนาดเล็ก,  $Z_c = 75 \Omega$



รูปที่ 5.11 ผลการวัดค่าจินตนาการของค่าความถี่ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับห้วงวงรีทอหุ้มขนาดเล็ก,  $Z_c = 143 \Omega$  ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 ค่าความเหนียวของสายอากาศห้วงวงรี  
ครึ่งวง

บทที่ 6

บทสรุป

งานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนทางทฤษฎี การสร้างสมการทางคณิตศาสตร์ เพื่ออธิบายผลทางกายภาพ การจัดระบบการทดลอง การสร้างอุปกรณ์การทดลองและวิธีการวัดทดสอบ คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ รายละเอียดของเนื้อหาที่ได้ทำไปแล้ว แบ่งได้เป็น 2 ตอน ตอนแรก กล่าวถึงปัญหาและวิธีการออกแบบสายอากาศห้วงวงกลมห่อหุ้มขนาดเล็ก ตอนที่สองกล่าวถึงการศึกษาค้นคว้าและวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศห้วงวงรีขนาดเล็ก รายละเอียดทั้งสองตอนที่ได้กล่าว แล้วนั้น จะเป็นแนวทาง สำหรับการออกแบบสายอากาศห้วงห่อหุ้มขนาดเล็กต่อไป

ในบทที่ 2 และบทที่ 3 ได้ชี้ให้เห็นถึงปัญหาในการนำสายอากาศห้วงวงกลมมาใช้ งานทางวิทยุสื่อสาร เพื่อใช้เป็นสายอากาศหาทิศทางของแหล่งคลื่นวิทยุ สายอากาศห้วงเปลือยจะมี ปัญหาที่เมื่อนำมาใช้งานจริงจะให้แพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนามแม่เหล็กที่ปราศ จากจุด maxima และจุด null ที่ต้องการ ส่วนสายอากาศห้วงห่อหุ้มนั้น แม้จะให้แพทเทิร์นการแพร่คลื่นระนาบสนาม แม่เหล็ก เป็นเลข 8 แต่การวิเคราะห์ทางทฤษฎี เพื่อให้ทราบถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ที่แน่ชัด อันจะเป็น ประโยชน์แก่การออกแบบสายอากาศ ก็ยังมีได้เป็นที่ปรากฏแน่ชัดนัก นอกจากการบรรยายถึงลักษณะการ ทำงานของสายอากาศประเภทนี้เท่านั้น และเมื่อจำเป็นต้องใช้สายอากาศนี้ ซึ่งปกติมักนิยมใช้เป็นสาย อากาศรับคลื่นวิทยุ นำมาใช้เป็นสายอากาศส่ง ความจำเป็นเบื้องต้นคือจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติค่า ความผิทางเข้า (input impedance) และความถี่รีโซแนนซ์ที่แน่นอนของสายอากาศห้วงห่อหุ้ม จึงจะสามารถออกแบบใช้งานกับวงจรเครื่องส่งได้ถูกต้อง และมีประสิทธิภาพ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้แสดงถึงวิธีการคำนวณง่าย ๆ เพื่อหาความถี่รีโซแนนซ์ขึ้นอยู่กับตัวประกอบหรือคุณสมบัติทางกาย ภาพเช่นใดบ้าง ผลการทดลอง และทฤษฎี อาจมีข้อแตกต่างกันอยู่บ้าง ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขีดจำกัดของข้อ สมมุติทางทฤษฎี และเทคนิคการวัดค่าต่าง ๆ ในการทดลอง

ในบทที่ 3 และบทที่ 4 เป็นการศึกษาค้นคว้าคุณสมบัติของสายอากาศห้วงวงรี ขนาดเล็ก ซึ่งก็ได้อาศัยหลักการเบื้องต้นของสายอากาศห้วงวงกลมขนาดเล็ก ในขั้นแรกได้เน้นถึงการ วัดทดลองเพื่อนำผลมาวิเคราะห์ในทางทฤษฎี ทั้งแพทเทิร์นการแพร่คลื่น ความต้านการแพร่คลื่น และคุณสมบัติความถี่รีโซแนนซ์ สายอากาศห้วงวงรีนี้แม้จะมีโครงสร้างที่เรียบและง่าย แต่การคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นค่อนข้างยุ่งยากซับซ้อน โดยเฉพาะเมื่อพยายามที่จะหา analytic solution ออกมา ซึ่งการวิเคราะห์ในโคออร์ดิเนตทรงกระบอกวงรี (elliptic cylindrical coordinate system) โดยมีตัวแปรเป็น  $\xi$ ,  $\eta$  และ  $z$  หรือ  $u$ ,  $v$  และ  $z$  และต้องนำเอาฟังก์ชันแมทิว (Mathieu function) มาใช้ ในการหาสมการแพทเทิร์นการแพร่คลื่น และสมการความต้านทานการแพร่คลื่น เพื่อความแน่นอน และมั่นใจของสมการที่ได้พิสูจน์ขึ้นมา นี้ จึงต้องเปรียบเทียบกับสายอากาศท่วงวงกลมเสมอ ทั้งนี้เพราะสายอากาศท่วงวงกลมได้มีการศึกษากันมานานแล้ว ทั้งด้านทฤษฎีและข้อปฏิบัติ สำหรับคุณสมบัติความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศท่วงวงรีที่หุ้มขนาดเล็กนั้น การวิเคราะห์ค่าความจุทางไฟฟ้าใช้หลักการเดียวกับสายอากาศท่วงวงกลมที่หุ้ม ส่วนค่าความเหนี่ยวนำนั้นได้ทำการคำนวณตามลักษณะโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้ตัวแปรเป็น  $\xi$ ,  $\eta$  และ  $z$  แต่การทำ analytic solution เป็นเรื่องยากมาก เพราะมีปัญหาในด้านการอินทิเกรต แต่ก็สามารถใช้วิธีการของ numerical integration และใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ แต่เนื่องจากวิธีการของ numerical integration แบบสองชั้นที่มีอยู่ไม่สามารถใช้ได้โดยตรงกับสมการค่าความเหนี่ยวนำที่พิสูจน์มาได้ เพราะใช้ตัวแปรต่างระบบกัน จึงต้องทำการพัฒนาวิธีการ numerical integration เพื่อใช้ร่วมกับสมการ ค่าความเหนี่ยวนำ นั่นคือเปลี่ยนสมิทธิและตัวแปรของสมการค่าความเหนี่ยวนำจากเดิมเป็น  $\xi$ ,  $\eta$  และ  $z$  ให้อยู่ในรูปตัวแปร  $x$ ,  $y$  และ  $z$  ตามตัวแปรของวิธีการ numerical integration ที่มีอยู่แล้ว ผลลัพธ์ที่ออกมาจึงเป็นค่าโดยประมาณ และมีแนวโน้มว่าเมื่ออัตราส่วนความยาวแกน ( $b/a$ ) ลดลง ค่าความเหนี่ยวนำก็ลดลงด้วย สอดคล้องกับผลทางปฏิบัติ จากการวิเคราะห์สายอากาศท่วงวงรี และท่วงวงกลมพบว่า สายอากาศท่วงวงกลมเป็น sub set ของสายอากาศท่วงวงรี การศึกษาในเรื่องสายอากาศท่วงวงรีนี้อาจขยายออกไปได้ถึงเรื่องเกี่ยวกับอาร์เรย์ (array) ของสายอากาศท่วงวงรี ตัวอย่างที่น่าสนใจเช่นการวิเคราะห์และทดลองหาค่าความเร็วของคลื่นที่เดินทางไปบนอาร์เรย์แบบ end-fire ของสายอากาศแบบนี้เพื่อประโยชน์ในการออกแบบสายอากาศให้ได้ค่าทวีกำลัง (gain) สูง และแถบความถี่ใช้งาน (bandwidth) กว้าง เป็นต้น

สำหรับข้อจำกัดในการทดลองขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ และสภาพของห้องหรือสถานที่ที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งมีอยู่เต็ม รวมทั้งที่ได้พัฒนาขึ้นมาเองด้วย แต่ข้อสมมุติต่าง ๆ ในทางทฤษฎีที่เกี่ยวกับการทดลอง โดยเฉพาะอย่างยิ่งการทดลองวัดแพทเทิร์นการแพร่คลื่น กำหนดว่ากำลังส่งและความถี่ของเครื่องส่งจะต้องคงที่ตลอดเวลา โดยมีอุปกรณ์ควบคุมระดับสัญญาณ (power leveling) และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

phase lock ทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง เพื่อควบคุมมิให้กำลังส่งและความถี่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อทำการวัดเป็นระยะเวลาาน สนามที่ใช้ในการวัดทดสอบต้องเป็นห้องไร้การสะท้อนของสัญญาณ (anechoic chamber) แต่เนื่องจากสภาพการวัดที่แท้จริงนั้น อุปกรณ์ที่ใช้วัดขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ทั้งสิ้น ที่มีอยู่ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ ถึงแม้ทางด้านเครื่องส่งจะมีวงจรล็อคความถี่มิให้ความถี่เปลี่ยนแปลง แต่ทางด้านเครื่องรับมิได้มีวงจรล็อคความถี่ ดังนั้นระดับสัญญาณที่วัดได้ที่ความถี่ที่ต้องการอาจคลาดเคลื่อนไปบ้างสาเหตุของการรับสัญญาณไม่คงที่อีกประการหนึ่งอันเนื่องมาจากการหมุนสายอากาศด้านรับไปรอบ ๆ ตัวเองอย่างช้า ๆ จนกว่าจะครบมุม  $360^\circ$  เมื่อการหมุนใช้เวลาาน ระดับสัญญาณ ณ ตำแหน่งเดียวกัน แต่วัด ณ เวลาต่างกันอาจจะมีค่าต่างกัน เช่นที่มุม  $0^\circ$  และมุม  $360^\circ$  ถึงแม้จะมีการพยายามแก้ไขผิดพลาดเกี่ยวกับการหมุนสายอากาศด้านรับให้เร็วขึ้น แต่การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอาจเกิดขึ้นได้ชั่วพริบตา ในกรณีที่ระดับสัญญาณของสายอากาศที่รับได้ตลอดการหมุนสายอากาศเป็นมุม  $360^\circ$  มีค่าต่างกันอย่างน้อย เช่นในกรณีการวัดสัญญาณระนาบไฟฟ้า ถ้าระดับสัญญาณทางด้านเครื่องส่งตั้งไว้ที่ 1 มิลลิวัตต์ เมื่อเวลาผ่านไปสักกระยะหนึ่ง ระดับตกลงเป็น 0.9 มิลลิวัตต์ ก็ทำให้ทางด้านเครื่องรับเปลี่ยนระดับสัญญาณตามด้วย ณ เวลาเดียวกัน ทำให้ผลของแพทเทอรันเปลี่ยนไปจากที่ควรจะเป็น ถ้าหากมีอุปกรณ์ควบคุมระดับสัญญาณและเฟสทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับ รวมทั้งห้องทดลองไร้สัญญาณสะท้อน การทดลองก็น่าที่จะได้ผลที่แน่นอนมากกว่านี้

การวัดค่าความผิดโดยใช้อุปกรณ์ vector voltmeter และอุปกรณ์ประกอบอื่น ๆ ผลลัพธ์ที่ได้อยู่ในขั้นที่น่าพอใจ แม้จะมีปัญหาบ้างเกี่ยวกับสภาพแวดล้อมของการทดลองซึ่งไม่ใช่ห้อง shield ทำให้ไม่สามารถควบคุมคลื่นรบกวนภายนอกได้ ดังนั้นการทดลองจึงเลือกเวลากลางคืนเป็นส่วนใหญ่ เพราะช่วงนี้มีการรบกวนของคลื่นน้อยกว่ากลางวัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] W.O. Swinyard, "Measurment for loop-antenna receivers,"  
Proc. of IRE, PP. 322-387, July 1941.
- [2] L.O. Vladimir, "Low impedance loop antenna for broadcast receiver,"  
Elec., PP. 100-103, September 1946.
- [3] James H. Eakin, "Resonant loop antenna for VHF direction finding,"  
Elec., PP. 172-174, February 1955.
- [4] D. Foster, "Loop antennas with uniform current, "Proc. IRE,  
Vol. 32, PP. 603-607, October 1944.
- [5] G. Glinski, "Circular loop antenna with non-uniform current distribution,  
"J. Appl. Phys., Vol 18, PP. 638-644, July 1947.
- [6] J.E. Lindsay, Jr., "A circular loop antenna with nonuniform current  
distribution, "IRE Trans. Antennas and Propagation (Communication).  
Vol. AP-8, PP. 439-441, July 1960.
- [7] J.D. Kraus, Antenna, McGraw-Hill, 1950.
- [8] R.W.P. King, Antenna Theory Part 1. Chapter 11, R.E. Collin  
and F.J. Zucker editors. New York : Mc Graw-Hill, 1969.
- [9] ลินชัย อนันตปริชา และสุธี อักษรกิตต์, "คุณสมบัติของสายอากาศท่วงท้อหุ้มและท่วงเปลือย,"  
เล่มที่ 2 ไฟฟ้าสื่อสาร, การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 1 ของภาควิชา  
วิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร  
ลาดกระบัง วันที่ 29- 30 มิถุนายน 2521
- [10] E.G. Jordan and K.G. Balmain, Electromagnetic Waves and  
Radiatin Systems. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey,  
1950.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] R. Plongsey and R.E Collin, Principles and Applications of Electromagnetic fields. TATA Mc Graw-Hill 1973.
- [12] G.N. Tsandoulas, "Radiation from elliptic current rings," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-17, No. 1, January 1969.
- [13] N. Amano and T.Doi, "Matrix method for analysis of a curved wire antenna using the mutual impedance between two V-shaped antennas, "Electronics and Communications in Japan, Vol. 58-B, No.5, 1975.
- [14] R. Sato and S.Sato, "Analysis of elliptic loop antenna," Summaries of ISAP, Sep. 1971
- [15] J.A. Stratton, Electromagnetic Theory. New York : Mc Graw-Hill, 1941.
- [16] P.M. Morse and H. Feshbach, Methods of Theoretical Physics. New York : Mc Graw-Hill, 1953.
- [17] F.W. Grover, Inductance Calculation Working Formulas and Table. Dover publications, Inc. New York, 1946.
- [18] N.V. Kopchenova and I.A. Maron, Computational Mathematics. MIR Publisher Moscow, 1975.