การออกแบบสายอากาศส่งโทรทัศน์ย่าน ยู.เอช.เอฟ.

UHF.TV.TRANSMITTING ANTENNA DESIGN

โดย

นายทนง กรีมละ

นายธนา อักษรกิตติ

นายพิชัยสิทธิ์ แสงทอง

นายวิสูตร เจริญยศ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

009695

โครงงาน
(PROJECT)

ชื่อปริญญานิพนธ์ : การออกแบบสายอากาศส่งโทรทัศน์ย่าน ยู.เอช.เอฟ.
(Project Name : UHF. TV. TRANSMITTING ANTENNA DESIGN)

ผู้จัดทำ :
(Observer)

1. นายทนง กรีมละ เลขประจำตัว
   (THANONG KRIMLA) No. 33.132106
2. นายธนา อักษรกิตติ์ เลขประจำตัว
   (THANA AKSORNKITTI) No. 33.132107
3. นายพิชัยสิทธิ์ แสงทอง เลขประจำตัว
   (PHICHAISIT SAENGTHONG) No. 33.132114
4. นายวิสูตร เจริญยศ เลขประจำตัว
   (WISOOT CHAREONYOD) No. 33.132121

อาจารย์ที่ปรึกษา :
(Advisor)

1. อาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์
   (PRADIT VATCHARAPHIBUL)
2. ผศ.สมผล โกศัลวิตร์
   (SOMPOL KUOSANVAT)

คณะ วิศวกรรมศาสตร์
(Faculty of : Engineering)
ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม
(Department of : Industrial Technic)
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
(Major Subject : Telecommunication Technology)
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
(King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบสายอากาศส่งโทรทัศน์ย่าน ยู.เอช.เอฟ.
(UHF. TV. TRANSMITTING ANTENNA DESIGN)

ได้รับการพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

ตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ปีการศึกษา 2534

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

คณะกรรมการตรวจปริญญานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

วันที่ ... เดือน ..... พ.ศ. .....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

< ACKNOWLEDGMENTS >

ปริญญานิพนธ์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี อันเกิดจากความรวมมือรวมใจของสมาชิกในกลุ่มทุกคน และสถาบันที่ให้ความรู้ให้การศึกษากับคณะผู้จัดทำ โดยเอาความรู้ทั้งหมดที่ได้ศึกษามา ทำการประยุกต์ใช้กับการทำปริญญานิพนธ์ขึ้นนี้ขึ้นมา และต้องขอขอบคุณคณาจารย์ทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดความรู้ทั้งหลายให้กับคณะผู้จัดทำ โดยเฉพาะคณาจารย์ที่ปรึกษาที่จะอดกล่าวชื่อไม่ได้จากความสำเร็จของปริญญานิพนธ์ขึ้นนี้ คือ อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ และ ผู้ช่วยศาสตาจารย์ สมผล โกศัลวิตร์ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น ในช่วงการทำปริญญานิพนธ์นี้ตลอดเวลาจนสามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี อาจารย์อีกท่านหนึ่งที่ไม่ได้เป็นที่ปรึกษาแต่ท่านได้ให้คำแนะนำเสมอมาคือ ผู้ช่วยศาสตาจารย์ โมไนย ไกรฤกษ์

คณะผู้จัดทำจึงกราบขอขอบพระคุณอย่างสูงมา ณ โอกาสนี้

ผู้จัดทำ

กุมภาพันธ์ 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

< PREFACE >

การออกแบบสายอากาศส่งโทรทัศน์ (U.H.F T.V Transmitting Antenna Design) เป็นปริญญานิพนธ์ ของหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต (อ.ส.บ.) ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ประจำปีการศึกษา 2534 ปริญญานิพนธ์ชิ้นนี้ได้ศึกษาออกแบบสายอากาศชนิดลูป (Loop Antenna) เพื่อใช้เป็นสายอากาศส่งโทรทัศน์ในย่านความถี่สูงมาก (U.H.F) โดยใช้สัญญาณช่อง 22 ช่วงความถี่ 478 - 485 MHz ซึ่งเป็นระบบ CCIR (International Radio Consutative Committe)มี 625 เส้นต่อภาพ และ 50 ภาพต่อวินาที ซึ่งเป็นระบบที่ใช้ในประเทศไทย และบางประเทศในยุโรป

ปริญญานิพนธ์ซึ่งนักศึกษาจะต้องทำในปีสุดท้ายของการเรียนในระดับปริญญาตรี เพื่อเอาความรู้ที่ได้ศึกษาตลอดระยะเวลาอันยาวนานพอสมควร มาประยุกต์ใช้ เพื่อฝึกการทำงานร่วมกัน เพื่อเป็นแนวทางต่อไปในการที่จะก้าวสู่สังคม และชีวิตการทำงานที่แท้จริง เพื่อรับใช้สังคมและประเทศชาติ หรือเป็นแนวทางเพื่อศึกษาต่อไปในอนาคต

คณะผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า ปริญญานิพนธ์ชิ้นนี้จะเป็นประโยชน์สำหรับผู้ที่สนใจเพื่อเป็นแนวทางในการศึกษา เพื่อเอาไปใช้งานหรือประยุกต์ใช้งานเฉพาะด้าน และพัฒนาให้ดียิ่ง ๆ ขึ้นไป ผู้จัดทำใคร่ขอขอบพระคุณทุกท่านทุกฝ่ายที่เกี่ยวข้อง ที่สามารถทำให้ปริญญานิพนธ์ชิ้นนี้สำเร็จด้วยดี

ผู้จัดทำ

กุมภาพันธ์ 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้าที่
1. บทนำ	1
2. ทฤษฎี	3
2.1 หลักการโทรทัศน์	3
2.2 ระบบการรับส่งโทรทัศน์	7
2.3 ทฤษฎีสนามแม่เหล็ก	21
2.4 สายส่งสัญญาณ	38
2.5 ทฤษฎีสายอากาศ	62
2.6 Loop Antenna	86
2.7 การต่อสายส่งกับสายอากาศ	122
2.8 Reflecter	125
3. การออกแบบ และ การคำนวณ (Design & Calculate)	129
4. การทดลอง (Experiment)	142
4.1 การวัด Return Loss	143
4.2 การวัด SWR	145
4.3 การวัด Pattern	147
4.4 การทดลองส่ง	149
5. การประเมินผล	152
6. สรุป (Summary)	153
7. หนังสืออ้างอิง	154
ภาคผนวก	
คำชี้แนะการกระจายเสียง	A-1
รูปแบบส่ายส่ง	B-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 บทนำ
(*Introduction*)

ปัจจุบันโทรทัศน์นับได้ว่าเป็นส่วนหนึ่งในชีวิตของคนเราไปแล้วก็ว่าได้ เพราะสามารถให้ทั้งความรู้ ข่าวสาร และบันเทิง ที่ราคาถูก และเป็นสื่อที่สามารถเข้าใจได้ง่าย และ เข้าถึงเกือบทุกพื้นที่ของประเทศ ปัจจุบันในประเทศไทยใช้โทรทัศน์ระบบ CCIR (International Radio Consultative Committee) ซึ่งสมัยแรก ๆ เป็นภาพขาว-ดำ ต่อมาได้มีการพัฒนาโดยสอดแทรกสัญญาณสีลงไปโดยใช้วิธีการ PAL (Phase Alteration Line) ซึ่งระบบนี้ยังได้ใช้กันแพร่หลายในแถบยุโรป ปัจจุบันประเทศไทยมีสถานีโทรทัศน์จำนวน 5 ช่อง (Channals) คือ ช่อง 3,5,7,9,11 ซึ่งเป็นย่านความถี่ VHF (Very High Frequency)ซึ่งย่าน VHF นี้จำนวนสถานีใช้ความถี่เต็มเต็มแล้ว ในอนาคตนี้เราอาจจะได้เห็นสถานีโทรทัศน์ในประเทศไทยส่งความถี่ย่าน UHF (Ultra High Frequency)

การรับส่งโทรทัศน์ในปัจจุบันบางประเทศใช้การส่งขึ้นดาวเทียมและผู้รับสามารถติดตั้งจานรับ ดาวเทียมรับจากดาวเทียมเองโดยไม่จำเป็นต้องผ่านสถานีเครือข่าย แต่สำหรับในประเทศไทยบางสถานีใช้วิธีการส่งออกทางสายอากาศส่งแต่การส่งทางสายอากาศส่งโดยที่ผู้รับจะต้องติดตั้งสายอากาศรับแล้วกำหนดทิศทางให้ตรงกับสายอากาศส่ง แต่การส่งแบบนี้จะมีข้อจำกัดเรื่องอาณาบริเวณการรับส่ง บางสถานีแก้ปัญหาโดยตั้งสถานีทวนสัญญาณหรือสถานีเครือข่าย โดยอาจใช้วิธีส่งจากสถานีแม่ไปยังสถานีเครือข่าย โดยการยิงไมโครเวฟหรือบางสถานีใช้การส่งผ่านดาวเทียมไปยังสถานีเครือข่ายซึ่งในอนาคตประเทศไทยอาจจะได้รับจากดาวเทียมโดยตรงก็อาจจะเป็นได้ ซึ่งในเวลานี้มีเอกชนบางราย ได้ให้เช่าสัญญาณโทรทัศน์ โดยรับจากดาวเทียมโดยตรง นอกจากนี้ยังมีโทรทัศน์ที่ส่งตามสายเคเบิล (Cable TV.) ให้ลูกค้าเช่าด้วย

ปัญหาของการตั้งสถานีโทรทัศน์เพิ่มในประเทศไทย ซึ่งการขออนุญาตในการตั้งสถานีโทรทัศน์ของเอกชน ยังเป็นปัญหาเรื่องตัวบทกฎหมายที่เกี่ยวกับความมั่นคงของประเทศอยู่อีกมาก แต่ในอนาคตอันใกล้นี้คิดว่าประเทศไทยจะมีโอกาสมีสถานีโทรทัศน์เพิ่มอีกก็เป็นได้ ซึ่งปัจจุบันความถี่ที่ใช้ย่าน VHF เต็มแล้วหากจะมีการตั้งสถานีโทรทัศน์เพิ่มขึ้นจะต้องไปใช้ความถี่สูงขึ้นไป คือ ย่าน UHF

เพื่อสนองความเจริญเติบโตของวงการโทรทัศน์ไทย ทางอาจารย์ที่ปรึกษาและผู้จัดทำจึงได้มีแนวความคิดในการทำสายอากาศส่งโทรทัศน์ย่าน UHF ขึ้นมาเพื่อรองรับความเจริญเติบโตของวงการโทรทัศน์ไทย โดยเลือกเอาช่อง 22 ซึ่งอยู่ในย่าน UHF ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 478-485 MH_z เพื่อใช้ทดลองส่งกับเครื่องส่งขนาด 10 watt ที่มีอยู่แล้ว โดยได้รับจากโครงการร่วมมือทางการศึกษาจากรัฐบาลของญี่ปุ่น

โดยที่ได้เลือกเอาสายอากาศชนิดลูป (Loop Antenna) โดยทำ Loop Antenna มา 4 ตัวมา MATCH รวมกัน โดยหันทิศทางสายอากาศออกทั้ง 4 ทิศ เหตุผลในการเลือกเอาสายอากาสชนิดลูป เพราะเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่าย ๆ และมีขนาดไม่ใหญ่โตนัก ซึ่งง่ายต่อการติดตั้งบน TOWER ที่สูงๆได้ เพราะน้ำหนักเบา ในขณะเดียวกันมีคุณสมบัติในการกระจายคลื่นได้ดี มีอัตราการขยายสูง BANDWIDTH กว้าง การเปลี่ยนแปลงของ INPUT IMPEDANCE กับความถี่ราบเรียบกว่าสายอากาศ Folded Dipoleและ Loop Antenna ง่ายต่อการเข้าใจและศึกษารูปแบบคุณสมบัติต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นคุณสมบัติทาง Impedanceคุณสมบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระจายคลื่น การตอบสนองความถี่ และการ MATCHING เพราะมีพื้นฐานเช่นเดียวกับสายอากาศชนิด Half wave Dipole

ทฤษฎีเกี่ยวกับสายอากาศ ความรู้เกี่ยวกับระบบโทรทัศน์รวมทั้งเครื่องรับ และเครื่องส่งโทรทัศน์ ทฤษฎีเกี่ยวกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic) และสายส่งสัญญาณ(TRANSMISSION LINE) รวมทั้งการออกแบบและผลการทดลอง และข้อมูลต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับปริญญานิพนธ์ชิ้นนี้จะกล่าวถึงต่อไป

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

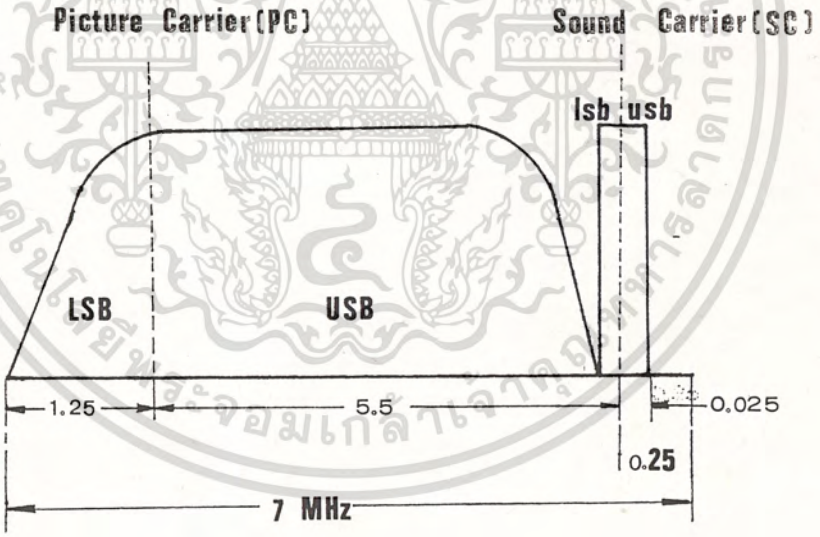
2 ทฤษฎี
(Theory)

2.1 หลักการของระบบโทรทัศน์

โทรทัศน์คือ การส่งกระจายเสียงพร้อมทั้งภาพที่เคลื่อนไหวออกในรูปของสัญญาณโทรทัศน์ และทางด้านเครื่องรับมาเปลี่ยนเป็นภาพและเสียงตามต้องการ ภาพที่เกิดขึ้นบนจอโทรทัศน์ จะประกอบด้วยจุดภาพเล็ก ๆ จำนวนมากประกอบกันเข้าเป็นเส้นภาพ และเส้นภาพหลาย ๆ เส้น ประกอบเข้าเป็นภาพ ภาพที่เรามองเห็นในความเป็นจริงเป็นภาพนิ่งที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยหลาย ๆ ภาพต่อเวลาทำให้เรามองเห็นเป็นภาพเคลื่อนไหว

2.1.1 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์

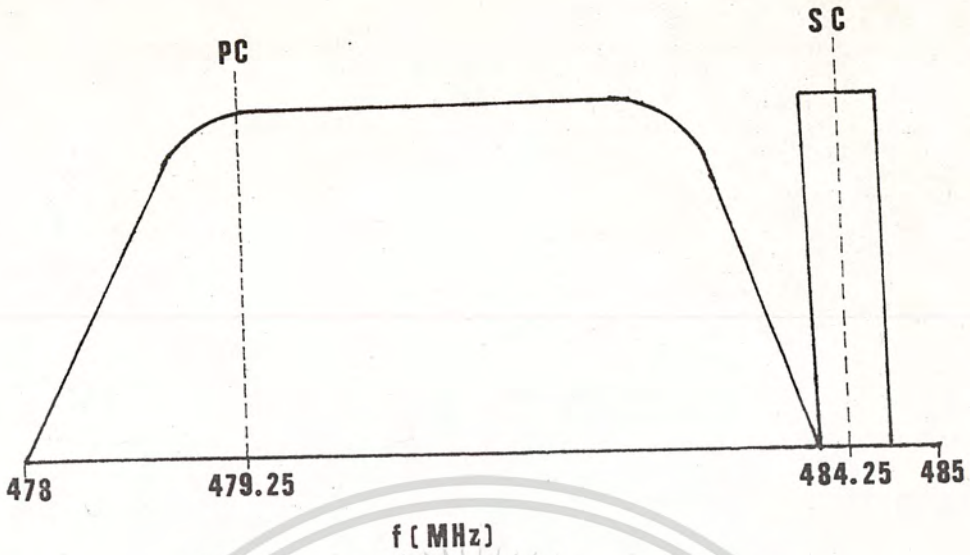
ตามมาตรฐานของ CCIR ซึ่งเป็นระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศไทยจะมี BAND WIDTH 7 MH_z ซึ่งจะประกอบด้วยคลื่นพาห์ภาพ (PICTURE CARRIER) คลื่นพาห์เสียง (SOUND CARRIER) และสัญญาณต่างๆ อีก ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป ลักษณะของ Response ของสัญญาณโทรทัศน์ดังรูปที่ 2-1-1 แสดงมาตรฐานความถี่ของระบบ CCIR



รูป 2-1-1 มาตรฐานสัญญาณระบบ CCIR

ในที่นี้เราได้ใช้ช่อง 22 ซึ่งมีความถี่ในช่วง 478-485 MH_z ซึ่งมี Picture Carrier 479.25 MH_z และ Sound Carrier 484.75 MH_z ดังแสดงรายละเอียดในรูปที่ 2-1-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

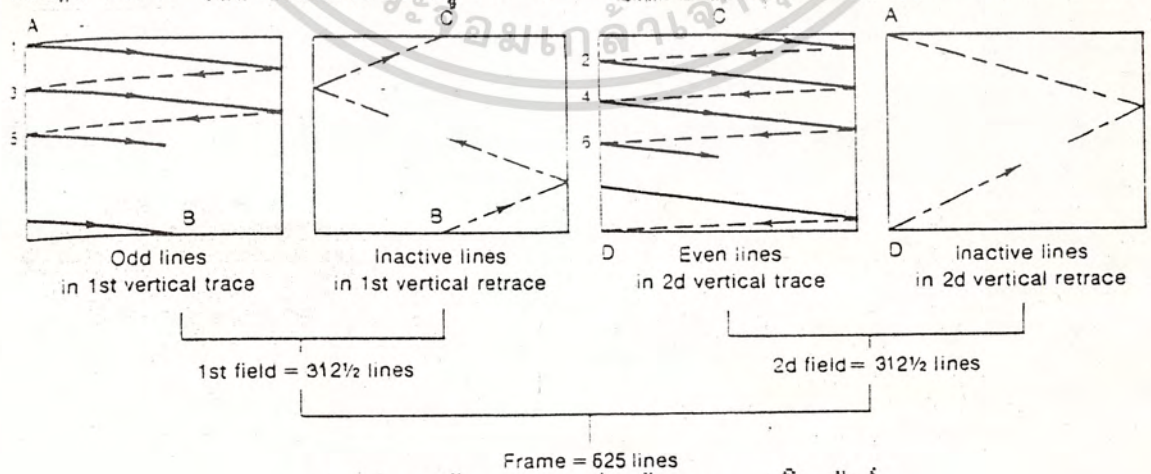


รูปที่ 2-1-2 แสดง Response สัญญาณช่อง 22

2.1.2 COMP OSITE VIDEO SIGNAL

การทำงานของระบบโทรทัศน์จะประกอบด้วยสัญญาณที่ทำให้ทั้งทางด้านส่งและด้านรับทำงานพร้อมกัน (Synchronization) จะต้องมีสัญญาณที่ทำการควบคุมมากมาย

ส่วนประกอบของภาพโทรทัศน์จะประกอบด้วยเส้นขวางมากมายในแนวนอน ซึ่งประกอบจากจุดเล็กๆ จำนวนมากประกอบขึ้นเป็นเส้น ส่วนประกอบของภาพเรียกว่า picture element ซึ่งระบบโทรทัศน์ในประเทศไทยจะมี 625 เส้นต่อหนึ่งภาพ (Frame) ซึ่งในภาพหนึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนซึ่งเรียกว่า Fileโดยแบ่งเป็นFileละ 312.5 เส้น ซึ่งแบ่งเป็นฟิลล์คู่ (even file) และฟิลล์คี่ (odd file) ดังแสดงในรูป 2-1-3



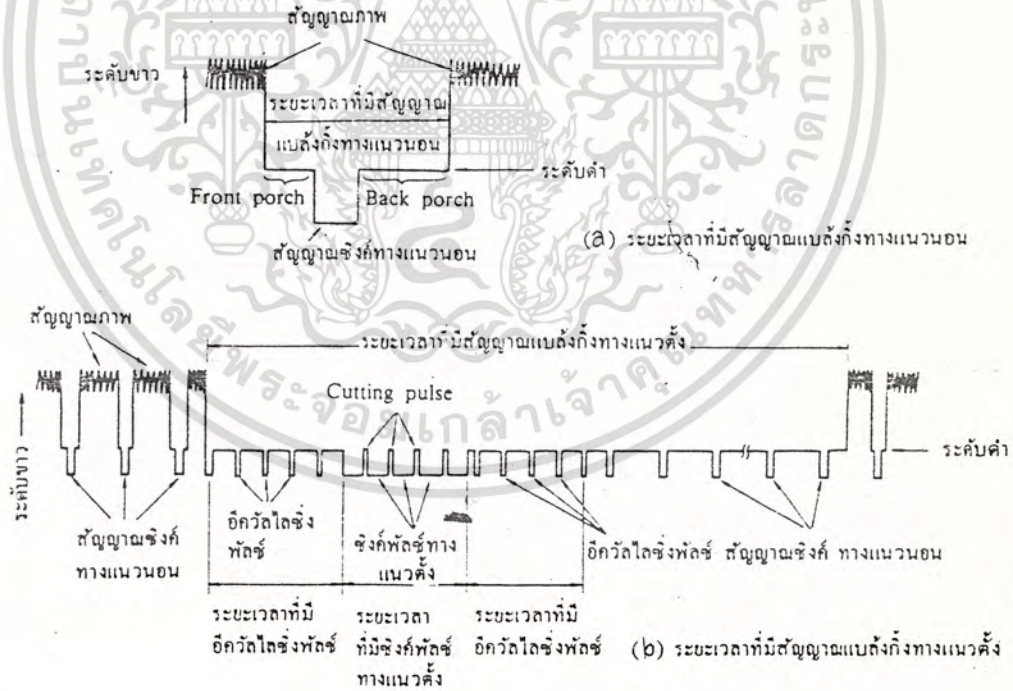
รูป 2-1-3 ลักษณะการแบ่งเส้นสแกนของโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ปรากฏที่หน้าจอ ตามความจริงแล้วเป็นภาพนิ่งที่มีความแตกต่างกันตามระยะเวลาซึ่งตามนุษย์ไม่สามารถจับได้ เพราะความเฉื่อยในการมอง จึงทำให้ดูเป็นภาพเคลื่อนไหวโดยมี 25 ภาพต่อหนึ่งวินาที (จำนวนภาพมากกว่า 16 ภาพต่อวินาที จะทำให้ตามนุษย์มองเป็นภาพเคลื่อนไหว)

การเกิดภาพโดยการยิงอิเลคตรอนไปกระทบจุดบนจอภาพที่ฉาบด้วยสารเรืองแสง บนหน้าจอภาพหรือเรียกว่าการสแกน (scaning) การทำให้จุดสว่างนี้เคลื่อนที่ไปตามจังหวะที่ต้องการซึ่งทำให้เคลื่อนที่ไปตามแนวนอนและแนวตั้ง โดยอาศัยความเข้มของสนามแม่เหล็กเข้าช่วย การสแกนจะเกิดขึ้น ตามรูป 2-1-3

หัวใจสำคัญของการรับ-ส่งโทรทัศน์ คือ จะต้องหาวิธีการที่ทำให้ทั้ง เครื่องส่งและเครื่องรับทำงานพร้อมกัน (Synchronization) เพราะถ้าเครื่องส่งกับเครื่องรับทำงานไม่พร้อมกัน ภาพจะล้ม หรือไม่มีภาพ เพราะฉะนั้น ทั้งทางด้านส่งและด้านรับจะต้องทำความเข้าใจที่ตรงกัน โดยส่งสัญญาณไปควบคุม ที่เรียกว่าSynchronizing Signalหรือ Sync Pulse Signalไปพร้อมกับสัญญาณภาพดังแสดงในรูป 2-1-4 ซึ่งจะประกอบด้วยซิงค์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronizing Signal) มีความถี่ 15625 Hz และมี Sync Pulse อยู่ตอนท้ายของเส้นแนวนอนสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง(Vertical Synchronizing Signal) ความถี่ 50 Hz และมี Sync Pulse ทุก ๆ ครั้งที่การ Scan จบ 1 File และจะมีเส้นสเปคตรัม (Flyback) เพื่อเริ่ม Scan File ใหม่ ดังรูป



รูปที่ 2-1-4 แสดง Vertical & Horizontal Sync

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่แสดงในรูป 2-1-4 จะประกอบด้วย

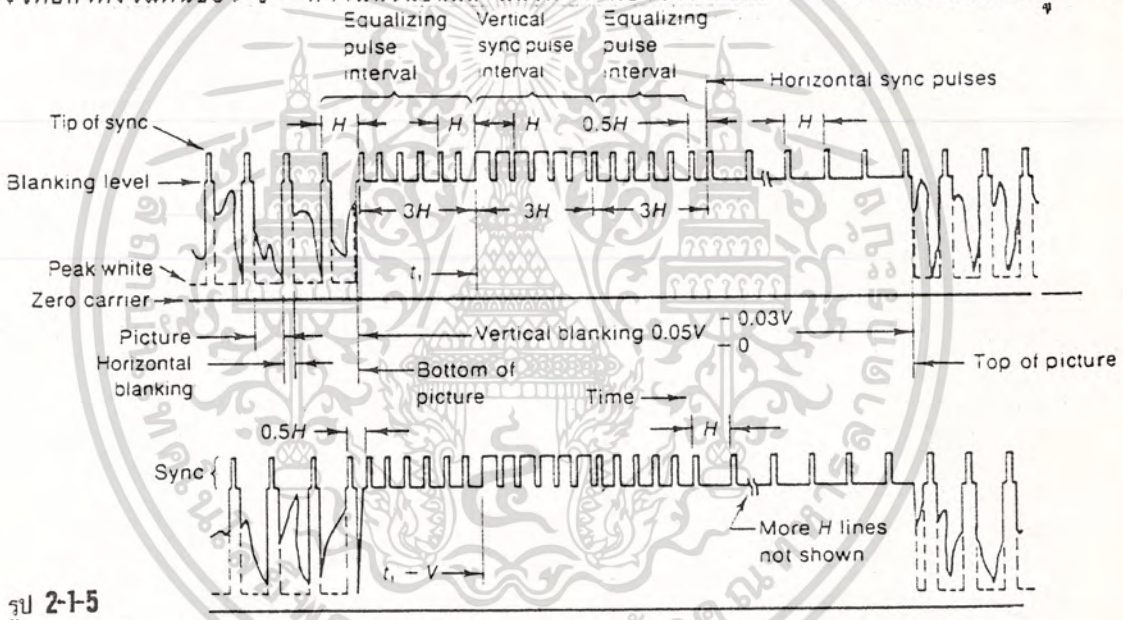
- สัญญาณภาพ (Video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal)
- สัญญาณแบลงกิ้ง (Blanking Signal)
- สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal)
- สัญญาณอีควัลไลซิง (Equalizing Signal)

สัญญาณเหล่านี้โดยทั่วไปเรียกว่า สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) โดยใช้ส่วนหน้าของภาพเป็นตัวพาออกอากาศ รวมกับคลื่นพาห์ของสัญญาณเสียง

หน้าที่ของสัญญาณต่าง ๆ

1) สัญญาณภาพ (Video Signal) และ สัญญาณเสียง (Sound Signal) เป็นสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพตามความเป็นจริงที่หน้าจอ และสัญญาณเสียงให้มีเสียงออกที่ลำโพงตามความต้องการ

2) สัญญาณแบล้งค์กิ้ง (Blanking Signal) เป็นสัญญาณเพื่อลบเส้นสเปคตรัม ทั้งในแนวนอนและแนวตั้งโดยที่จดเริ่มต้นของSyncทางแนวนอนและแนวตั้งจะต้องเริ่มต้นอย่างเหมาะสมดังแสดงในรูป 2-1-5



รูป 2-1-5

Fig. Details of sync and blanking pulses for successive fields in vertical scanning. *V* time is 1/60 s = 0.0167 s.

3) สัญญาณซิ้งค์ (Synchronizing Signal) เป็นสัญญาณที่ ช่วยทำให้กระแสรูปฟันเลื่อย (Sawtooth) ใช้ในวงจรการหักเหทางแนวนอนกับวงจรการหักเหทางแนวตั้งของเครื่องส่งโทรทัศน์ตรงกับเครื่องรับโทรทัศน์ ดังรูป 2-1-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

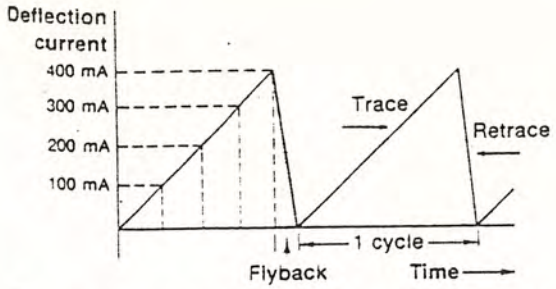


Fig. Sawtooth scanning waveform, used for *H* and *V* deflection.

รูป 2-1-6 แสดง Synchronizing Signal

4) สัญญาณอีควัลไลซิ่ง (Equalizing Signal) เพื่อช่วยให้ สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งยังคงมีรูปร่างเหมือนเดิมหลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนในเครื่องรับ โดยเป็นสองเท่าของซิงค์ทางแนวนอน และจะทำให้ซิงค์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงซิงค์ทางแนวตั้งอีกด้วย

สัญญาณโทรทัศน์เหล่านี้เป็นมาตรฐานของระบบโทรทัศน์ และยังมีสัญญาณเกี่ยวกับการควบคุมทางภาพลีของโทรทัศน์อีก แต่จะไม่ขอกล่าวในที่นี้ ผู้สนใจเรื่องเกี่ยวกับโทรทัศน์ระบบต่าง ๆ อย่างละเอียดสามารถหาอ่านได้จากหนังสือเกี่ยวกับโทรทัศน์ทั่วไปได้

2.2 ระบบการส่ง-รับโทรทัศน์

การให้บริการวิทยุกระจายเสียงและโทรทัศน์ที่ได้ผลดี จำเป็นต้องมีการวางแผนงานจัดสรรความถี่ที่ดีและอยู่ภายใต้มาตรฐานทางเทคนิคที่ดี มาตรฐานของโทรทัศน์ขาวดำระบบอเมริกัน 525 เส้น และโทรทัศน์ขาวดำระบบยุโรป 625 เส้นเนื่องจากโทรทัศน์สีจำเป็นต้องมีมาตรฐานที่เข้ากันได้กับโทรทัศน์ขาวดำในทุก ๆ เรื่องที่เกี่ยวข้อง ฉะนั้น เมื่อโทรทัศน์ขาวดำในระบบใด มีคุณลักษณะในเรื่องช่องโทรทัศน์และเรื่องอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องอย่างไร โทรทัศน์สีของระบบนั้น ก็จะต้องมีคุณลักษณะคล้ายคลึงกัน หรือไปได้ด้วยกัน

2.2.1 ช่องสัญญาณของโทรทัศน์

สัญญาณโทรทัศน์ที่ถูกส่งออกอากาศ จะประกอบด้วยสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง สัญญาณภาพจะมีคลื่นพาห์ของภาพ (Picture Carrier) ในระบบ Amplitude Modulation และสัญญาณเสียงก็จะมีคลื่นพาห์ของเสียง(Sound Carrier)ในระบบFrequency Modulationการส่งสัญญาณภาพออกอากาศอาจเลือกส่งแบบ Amplitude-modulated double sidebands หรือเลือกส่งแบบอื่นก็ได้ แต่เนื่องจากขอบเขตของความถี่ในสัญญาณภาพมีมากหากส่งความถี่ที่เกี่ยวข้องไปทั้งหมดจะทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป จึงนิยมใช้วิธีส่งไซด์แบนด์ด้านสูง (Upper Sideband) เต็มที่ และส่งบางส่วนทางไซด์แบนด์ด้านต่ำ (Lower Sideband) วิธีการส่งแบบนี้เรียกว่าVestigial Sideband Transmission คลื่นพาห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของภาพกับคลื่นพาห์ของเสียงที่เหมาะสม อาจเลือกใช้ให้มีความถี่อยู่ในย่านความถี่วี.เอช.เอฟ.(Very High Frequency) หรือในย่านความถี่ ยู.เอช.เอฟ. (Ultra High Frequency) ก็ได้ ตารางที่ 2-2-1แสดงให้ทราบว่า โทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้นและโทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้นมีช่องอะไรบ้างในย่านความถี่วี.เอช.เอฟ. ซึ่งแบ่งออกเป็น วี.เอช.เอฟ. ย่านต่ำ (VHF low-band) กับ วี.เอช.เอฟ. ด้านสูง (VHF high band) โทรทัศน์ระบบอเมริกันซึ่งมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ช่องละ 6 เมกกะเฮิร์ทซ์ ส่วนโทรทัศน์ระบบยุโรป ซึ่งมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ช่องละ 7 เมกกะเฮิร์ทซ์

ตารางที่ 2-1 ช่องโทรทัศน์ในความถี่ย่านวี.เอช.เอฟ.

โทรทัศน์ช่องที่		โทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้น			โทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้น		
		ความกว้างของช่อง (MHz)	คลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	คลื่นพาห์ของเสียง (MHz)	ความกว้างของช่อง (MHz)	คลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	คลื่นพาห์ของเสียง (MHz)
Low band VHF TV	2	47 – 54	48.25	53.75	54 – 60	55.25	59.75
	3	54 – 61	55.25	60.75	60 – 66	61.25	65.75
	4	61 – 68	62.25	67.75	66 – 72	67.25	71.75
High band VHF TV	5	174 – 181	175.25	180.75	76 – 82	77.25	81.75
	6	181 – 188	182.25	187.75	82 – 88	83.25	87.75
	7	188 – 195	189.25	194.75	174 – 180	175.25	179.75
	8	195 – 202	196.25	201.75	180 – 186	181.25	185.75
	9	202 – 209	203.25	208.75	186 – 192	187.25	191.75
	10	209 – 216	210.25	215.75	192 – 198	193.25	197.75
	11	216 – 223	217.25	222.75	198 – 204	199.25	203.75
	12	—	—	—	204 – 210	205.25	209.75
	13	—	—	—	210 – 216	211.25	215.75

ตารางที่ 2-2-2 แสดงถึงการใช้งานให้บริการต่าง ๆ ในประเทศไทยโดยเฉพาะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านภาพ

สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง กับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี ที่เครื่องส่งโทรทัศน์สีนำออกอากาศ นิยมใช้ระบบ Amplitude Modulation (AM) สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำและระบบ AM-AM สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี โดยปกติการส่งโทรทัศน์ในระบบนี้ สัญญาณที่ออกอากาศอาจเลือกให้อยู่ในลักษณะของไซด์แบนด์เดียว (Single Sidband)หรือไซด์แบนด์สองข้าง(Double Sideband) แต่เนื่องจากสัญญาณโทรทัศน์มีขอบเขตความถี่ของสัญญาณภาพกว้างขวางมากตามที่แสดงไว้ในรูป 2-2-1การส่งในลักษณะของไซด์แบนด์เดียวจึงไม่เหมาะ และการส่งในลักษณะของไซด์แบนด์สองข้าง ก็จะต้องใช้ความถี่มากและทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป ในทางปฏิบัติจึงนิยมส่งกัน ในระบบของ Vestigial Sideband Transmission ตามที่แสดงไว้ในรูป 2-2-2 ซึ่งได้อธิบายลักษณะวิธีการส่งสัญญาณโทรทัศน์ไว้ในรูปที่เกี่ยวข้องด้วยแล้ว

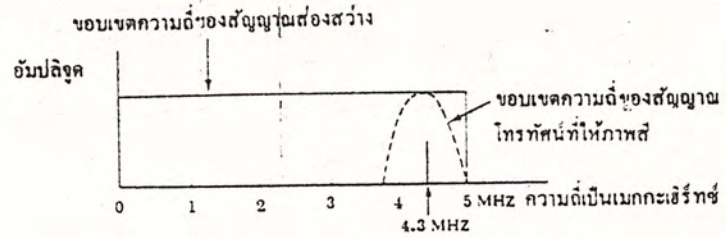
รูปที่ 2-2-3 เป็นรูปที่แสดงถึงลักษณะความถี่กับขนาดของสัญญาณ (Frequency-Amplitude Characteristics) ในระบบโทรทัศน์สีระบบ พี.เอ.แอล. ซึ่งความถี่ของคลื่นพาห์ด้านภาพ (f_o)จะอยู่ห่างจากความถี่ของคลื่นพาห์ด้านเสียง (f_A) ประมาณ 5.5 เมกกะเฮิร์ทซ์ ส่วนคลื่นพาห์ด้านภาพจะอยู่สูงกว่าขอบล่างสุดของช่องโทรทัศน์ 1.25 เมกกะเฮิร์ทซ์ ส่วนคลื่นพาห์ด้านเสียงจะอยู่ต่ำกว่าขอบบนสุด ของช่องโทรทัศน์ 0.25 เมกกะเฮิร์ทซ์ รวมความกว้างของช่องโทรทัศน์ในระบบนี้ จะมีประมาณ 7 เมกกะเฮิร์ทซ์

สัญญาณที่ทำให้เกิดภาพซึ่งเครื่องส่งโทรทัศน์สีนำออกอากาศ จะอยู่ในลักษณะของ Negative Amplitude Modulation กล่าวคือ ขนาดของสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพซึ่งมีค่าสูง จะทำให้เกิดภาพสีเข้ม หรือดำมืดที่จอหลอดภาพ และขนาดของสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพซึ่งมีค่าน้อย จะทำให้เกิดภาพขาว ตามรูปที่ 2-2-3

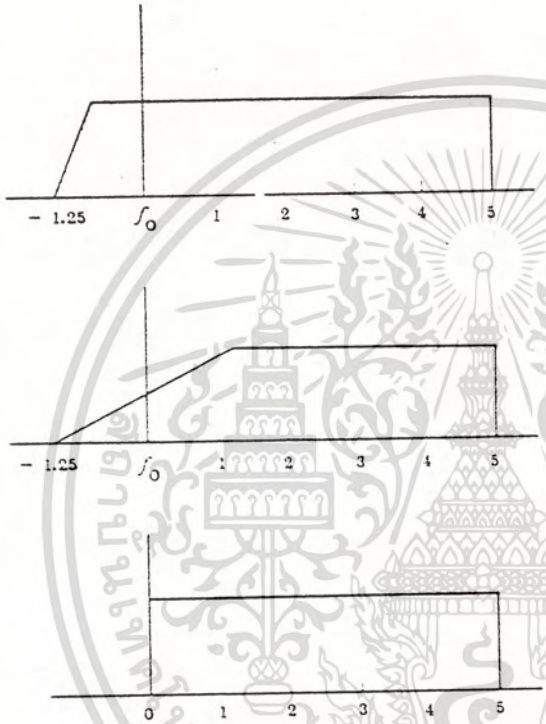
ตาราง 2-2-2

<table>
<tr><th colspan="4">Allocation to services</th></tr>
<tr><th>Region 1</th><th>Region 2</th><th>Region 3</th><th></th></tr>
<tr><td>41 – 47 MHz
Broadcasting
Fixed
Mobile</td><td rowspan="2">41 – 50 MHz
Fixed
Mobile</td><td rowspan="2">41 – 44 MHz
Fixed
Mobile
44 – 50 MHz
Fixed
Mobile
Broadcasting</td><td rowspan="2">174 – 216 MHz
Broadcasting</td><td rowspan="2">174 – 216 MHz
Fixed
Mobile
Broadcasting</td></tr>
<tr><td rowspan="3">47 – 68 MHz
Broadcasting</td></tr>
<tr><td colspan="2">50 – 54 MHz
Amateur</td><td rowspan="2">216 – 223 MHz
Aeronautical
Radionavigation
Broadcasting</td><td>216 – 220 MHz
Fixed
Mobile
Radiolocation</td><td rowspan="2">216 – 225 MHz
Aeronautical
Radionavigation
Radiolocation</td></tr>
<tr><td>54 – 68 MHz
Fixed
Mobile
Broadcasting</td><td>220 – 225 MHz
Amateur
Radiolocation</td></tr>
</table>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
009605



รูปที่2-2-1 ขอบเขตความถี่ของสัญญาณส่องสว่าง และของสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี.



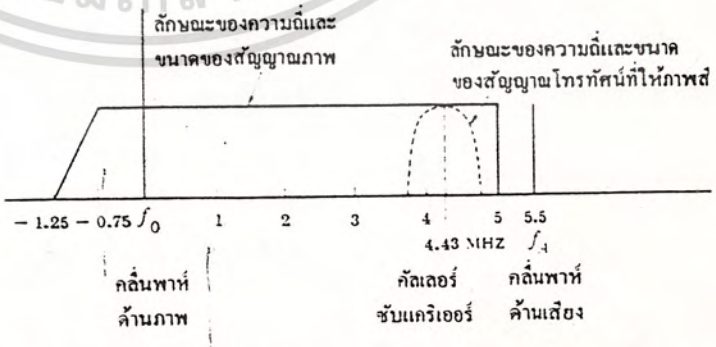
(a) ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ จะเห็นได้ว่า เครื่องส่งจะส่งไซด์แบนด์ด้านสูง (upper sideband) เต็มที่ แต่จะส่งไซด์แบนด์ด้านต่ำ (lower sideband) เพียงบางส่วน ไม่เกิน 1.25 เมกกะเฮิร์ทซ์ เท่านั้น

(b) ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ จะเห็นว่า ระหว่าง ± 1.25 เมกกะเฮิร์ทซ์ จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงเริ่มจากศูนย์ไปหาค่าสูงสุด และหลังจากนั้นก็จะมีค่าคงที่

(c) ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ต้องการ โดยเป็นผลจากการใช้ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพทางด้านเครื่องส่งและทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ ที่แสดงไว้ในรูป (a) และรูป (b)

รูปที่2-2-2 หลักการที่ใช้ในเครื่องส่งและเครื่องรับโทรทัศน์ ในระบบ vestigial sideband transmission.

f_0 : คลื่นพาห์ด้านภาพ
f_A : คลื่นพาห์ด้านเสียง

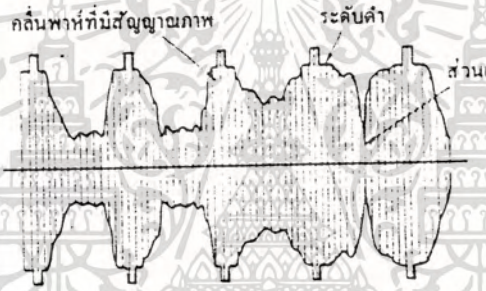


รูปที่ 2-2-3 รูปร่างของสัญญาณภาพ ที่อยู่ในลักษณะของ Negative Amplitude Modulated Sidebands โดยขนาดของสัญญาณที่มีค่าสูง จะทำให้เกิดภาพมืด และ ขนาดของสัญญาณที่มีค่าน้อย จะทำให้เกิดภาพสว่าง

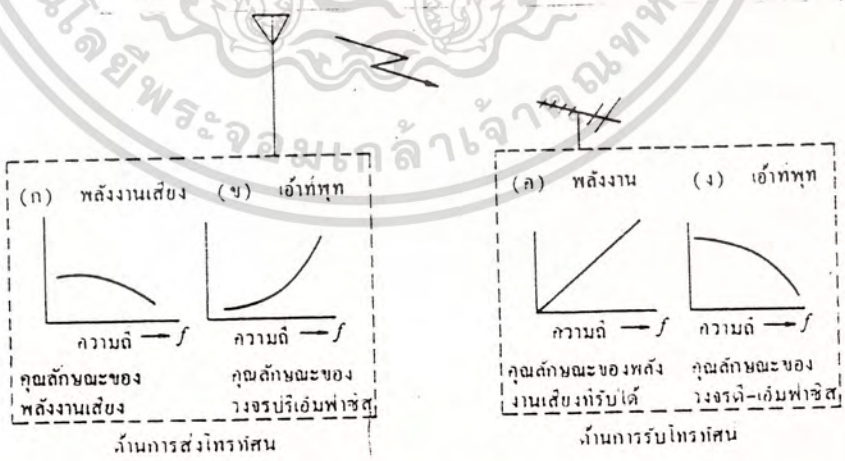
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 <u>การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง</u>

สัญญาณเสียงของโทรทัศน์ที่นำออกอากาศ จะใช้ระบบ Frequency Modulation โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้สูงสุด (Maximum Frequency Deviation) เพียง 50 กิโลเฮิร์ทซ์ และมีค่าคงตัวของเวลา (Time Constant) ในวงจรปรี-เอ็มฟาซิส (Pre-Emphasis) หรือวงจรดี-เอ็มฟาซิส (De-Emphasis) เพียง 50 ไมโครวินาที การใช้วงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านการส่ง และวงจรดี-เอ็มฟาซิส ทางด้านการรับ จะช่วยทำให้ คุณลักษณะของเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์ รับได้รับฟังได้ ดีขึ้นตามที่แสดงไว้ในรูป 2-2-5 โดยรูปที่ 2-2-5 (a) เป็นคุณลักษณะของพลังงานเสียงที่ส่งไปให้เครื่องรับ กับความถี่ของเสียง รูปที่ 2-2-5 (b) เป็นคุณลักษณะของวงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วยยกระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูง ๆ รูปที่ 2-2-5 (c) เป็นพลังงานเสียงที่ เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ ซึ่งจะมีการยกระดับพลังงานเสียงที่มีความถี่สูงขึ้นไปเรื่อย ๆ อันไม่เป็นตามธรรมชาติ จึงจำเป็นต้องใช้วงจร



รูปที่2-2-4รูปร่างของสัญญาณภาพ ที่อยู่ในลักษณะของ negative amplitude modulated sidebands โดยขนาดของสัญญาณที่มีค่าสูง จะทำให้เกิดภาพมืด และขนาดของสัญญาณที่มีค่าน้อย จะทำให้เกิดภาพสว่าง.



รูปที่ 2-2-5 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง ใช้วงจร ปรี-เอ็มฟาซิส (Pre-Emphasis) ทางด้านการส่ง และ วงจร ดี-เอ็มฟาซิส (De-Emphasis) ทางด้านการรับโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วยลดเสียงรบกวนและการรบกวนจากสัญญาณอื่น ๆ ได้เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดี-เอ็มฟาซิส ซึ่งมีคุณลักษณะตามรูป 2-2-5 (d) ให้ช่วยกดระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูง เพื่อให้เสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้มีลักษณะปกติ การใช้วงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องส่ง และวงจรดี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์นี้จะช่วยลดอาการรบกวนสัญญาณเสียงจากนอยส์ (Noise) และ จากสัญญาณอื่น ๆ ได้เป็นอย่างดีอีกด้วย

รูปที่ 2-2-4 เป็นรูปที่แสดงถึงลักษณะความถี่กับขนาดของสัญญาณในโทรทัศน์สี ระบบ พี.เอ.แอล. ซึ่งความถี่คลื่นพาห์ของภาพ (f_v) จะอยู่ห่างจากความถี่คลื่นพาห์ของเสียง (f_A) ประมาณ 5.5 เมกกะเฮิร์ทซ์ โดยมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ประมาณ 7 เมกกะเฮิร์ทซ์ สำหรับโทรทัศน์สีระบบ เอ็น.ที.เอส.ซี. ความถี่ของคลื่นพาห์ของภาพ จะอยู่ห่างความถี่คลื่นพาห์ของเสียง ประมาณ 4.5 เมกกะเฮิร์ทซ์ และมีความกว้างของช่องโทรทัศน์เพียงประมาณ 6 เมกกะเฮิร์ทซ์ เท่านั้น

2.2.4 การส่งคลื่นโทรทัศน์ออกอากาศ

ในทางปฏิบัติ คลื่นโทรทัศน์ที่นิยมส่งออกอากาศโดยทั่วไปนั้น มีอยู่ 2 แบบ คือ

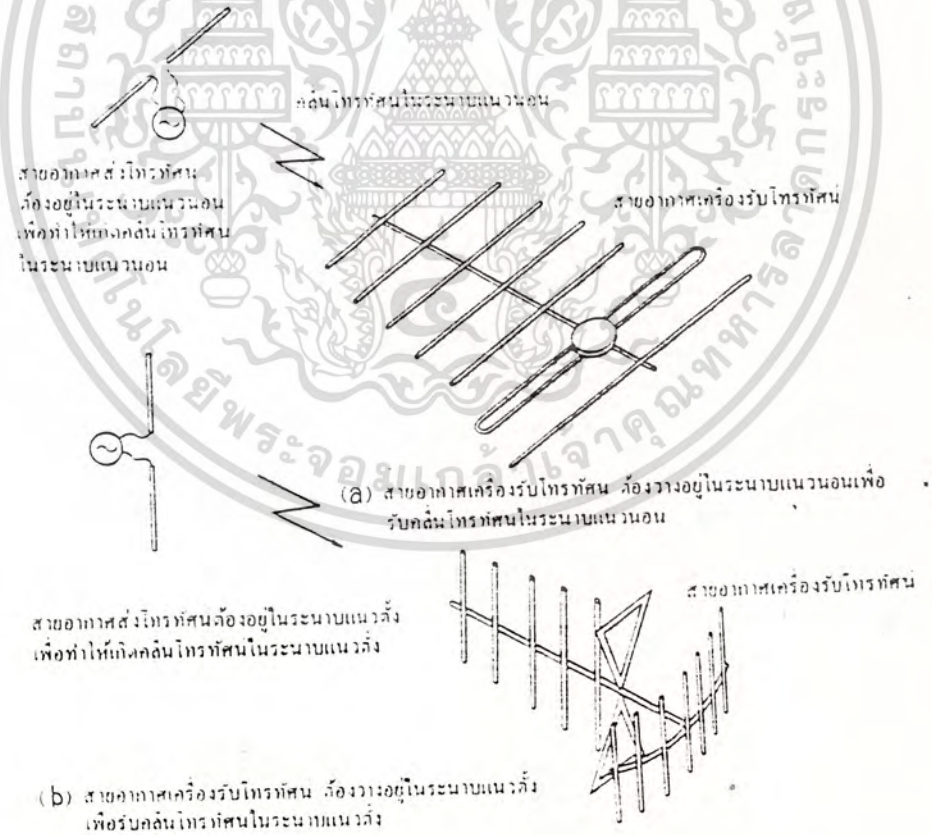
(1) คลื่นโทรทัศน์ในระนาบแนวนอน (Horizontally Polarized Plane Wave) ซึ่งมีแนวคลื่นในระนาบที่ขนานกับพื้นดิน โดยจะต้องตั้งแผงสายอากาศทั้งด้านการส่งโทรทัศน์ และด้านการรับโทรทัศน์ให้อยู่ในระนาบแนวนอน (Horizontal Plane) รูป 2-2-6 (a) แสดงให้เห็นวิธี การวางแผงสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ในระนาบแนวนอน เพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์ซึ่งส่งออกอากาศในลักษณะของคลื่นในระนาบแนวนอน

(2) คลื่นโทรทัศน์ในระนาบแนวตั้ง (Vertically Polarized Plane Wave) ซึ่งมีแนวคลื่นในระนาบที่ตั้งฉากกับพื้นดิน โดยจะต้องตั้งแผงสายอากาศทั้งในด้านการส่งโทรทัศน์ และด้านการรับโทรทัศน์ให้อยู่ในระนาบแนวตั้ง (Vertical Plane) รูปที่ 2-2-6 (b) แสดงให้เห็น วิธีการวางแผงสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ในระนาบแนวตั้ง เพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ส่งออกอากาศในลักษณะของคลื่นในระนาบแนวตั้ง

เป็นที่น่าสังเกตุว่า หากสายอากาศทางด้านการส่งโทรทัศน์ได้ส่งคลื่นโทรทัศน์ออกอากาศเป็นคลื่นในระนาบแนวนอน (Horizontally Polarized Plane Wave) แล้ว สายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์จะต้องวางอยู่ในระนาบแนวนอน (Horizontal Plane) ด้วย จึงจะสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ได้ หากสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์วางอยู่ในระนาบแนวตั้ง(Vertical Plane)แล้วสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์จะไม่สามารถทำให้เกิดการเหนี่ยวนำที่ดีเพียงพอ และจะทำให้การรับสัญญาณโทรทัศน์ไม่ได้ผลดีเพียงพอ ในทำนองเดียวกันหากสายอากาศทางด้านการส่งโทรทัศน์ได้ส่งคลื่นโทรทัศน์ออกอากาศเป็นคลื่นในระนาบแนวตั้ง (Vertically Polarized Plane Wave)แล้วสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์ก็จะต้องวางอยู่ในระนาบแนวตั้ง(Vertical Plane) ด้วยจึงจะสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ได้ดีหากสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์วางอยู่ในระนาบแนวนอนแล้วสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์จะไม่สามารถทำให้เกิดการเหนี่ยวนำที่ดีพอและจะทำให้การรับสัญญาณโทรทัศน์ไม่ได้ผลดีเท่าที่ควร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นโทรทัศน์ที่ส่งออกอากาศจากสถานีส่งโทรทัศน์ จะเดินทางไปในลักษณะแนวทาง ของ เส้นตรง ที่อยู่ระหว่างสายอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์ กับสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ หากเส้นทางระหว่างจุดทั้งสองนี้ ปลอดโปร่ง ก็จะทำให้สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ได้ดี แต่ถ้ามีสิ่งกีดขวาง เช่น มีตึกสูง ๆ หรือ มีภูเขา มาบัง เส้นทางระหว่างสายอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์กับสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ ก็จะทำให้สัญญาณโทรทัศน์เดินทางผ่านไปได้น้อยมากหรือไม่ได้เลย อันจะเป็นผลทำให้ไม่สามารถรับโทรทัศน์ได้ หรือหากสามารถรับโทรทัศน์ได้ ก็จะพบว่า สัญญาณโทรทัศน์อ่อนกำลังมาก หรือมีภาพจาง และมีการรบกวนจนภาพไม่น่าดู นอกจากนั้นคลื่นโทรทัศน์ยังสามารถสะท้อนได้จากสิ่งกีดขวาง เช่น ตึกสูง ๆ หรือ ภูเขา อีกด้วย ฉะนั้น การรับชมโทรทัศน์บางแห่ง อาจพบว่ามีทั้งคลื่นโทรทัศน์ที่เดินทางเป็นเส้นตรงจากสาบอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์ กับ คลื่นโทรทัศน์ที่สะท้อนมาจากสิ่งกีดขวางแห่งอื่น ซึ่งจะต้องการระยะเวลาในการเดินทางจาก สายอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์ มายังสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ แตกต่างกัน จึงทำให้มองเห็นเป็นภาพที่มีเงาในจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ รูปที่ 2-2-7 (a) คลื่นโทรทัศน์จะเดินทางเป็นเส้นตรง เมื่อมีสิ่งกีดขวางคลื่นโทรทัศน์ ก็จะทำให้เครื่องรับโทรทัศน์ที่อยู่อีกด้านหนึ่งของสิ่งกีดขวาง รับชมโทรทัศน์ไม่ค่อยได้ ส่วนรูปที่ 2-2-7 (b) แสดงให้เห็นว่า เครื่องรับโทรทัศน์บางแห่ง อาจสามารถรับคลื่นโทรทัศน์ได้หลายทาง เช่น สามารถรับคลื่นโทรทัศน์



รูปที่ 2-2-6 คลื่นโทรทัศน์ในระนาบแนวตั้ง กับ คลื่นโทรทัศน์ในระนาบแนวนอน

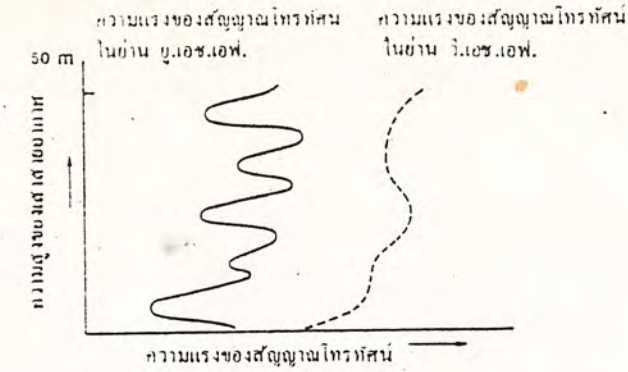
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เดินทางเป็นเส้นตรงจากสายอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์ มายังสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ และสามารถรับคลื่นโทรทัศน์ที่สะท้อนจากสิ่งกีดขวางอื่น ๆ ซึ่งใช้เวลาในการเดินทางจากสายอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์ มายังสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์แตกต่างกัน ซึ่งผลก็ปรากฏว่าทำให้เกิดภาพที่มีเงาหรือมีสองภาพซ้อนกันอยู่ ซึ่งเป็นภาพที่ไม่น่าดู

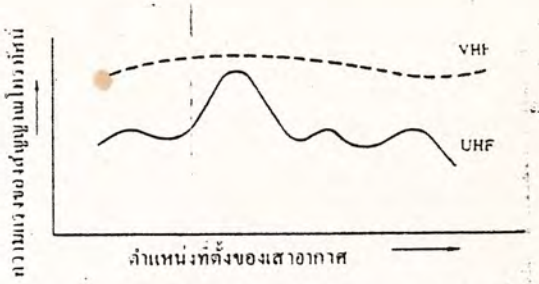
คลื่นโทรทัศน์ที่ส่งออกอากาศเหล่านี้ หากเลือกใช้ความถี่คลื่นพาห์ของภาพ ในย่าน วี.เอช.เอฟ (Very High Frequency) ตามที่ข้อกล่าวแล้วในข้อ 2.2.1 ก็จะมีขอบเขตของความถี่ ระหว่าง 47 เมกกะเฮิร์ทซ์ จนถึง 68 เมกกะเฮิร์ทซ์ ซึ่งเรียกว่า วี.เอช.เอฟ. ด้านต่ำ (Low-band V.H.F. กับความถี่

รูปที่ 2-2-7 การเดินทางของคลื่นโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สำหรับโทรทัศน์ในย่านยู.เอช.เอฟ. ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์จะขึ้นอยู่กับความสูงของเสาสายอากาศ ส่วนโทรทัศน์ในย่านวี.เอช.เอฟ.ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์จะขึ้นอยู่กับความสูงของเสาสายอากาศเหมือนกัน แต่จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงมาก



(b) ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ในย่านยู.เอช.เอฟ. จะเปลี่ยนแปลงไปตามตำแหน่งที่ตั้งของเสาอากาศ ซึ่งเรื่องเช่นนี้จะเกิดขึ้นน้อยมากสำหรับความถี่ในย่านวี.เอช.เอฟ.

รูปที่ 2-2-8 ความแตกต่างของคลื่นโทรทัศน์ในย่าน วี.เอช.เอฟ. กับคลื่นโทรทัศน์ในย่าน ยู.เอช.เอฟ.

174 เมกกะเฮิร์ทซ์ ไปจนถึง 230 เมกกะเฮิร์ทซ์ ซึ่งเรียกว่า วี.เอช.เอฟ. ย่านสูง (High-band V.H.F.) หากคลื่นพาห์ของภาพมีความถี่ในย่าน ยู.เอช.เอฟ. (Ultrahigh Frequency) ย่านการส่งโทรทัศน์ ก็จะมีขอบเขตของความถี่ระหว่าง 590 เมกกะเฮิร์ทซ์ จนถึงประมาณ 770 เมกกะเฮิร์ทซ์ ความสูง ของเสาอากาศและจุดที่ตั้งของเครื่องรับโทรทัศน์ที่ใช้รับคลื่นโทรทัศน์ ซึ่งมีคลื่นพาห์ของภาพอยู่ในย่าน ยู.เอช.เอฟ. จะมีความสำคัญมาก รูปที่ 3.8 แสดงให้เห็นความแตกต่างของการรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้คลื่นพาห์ของภาพ ในความถี่ย่าน ยู.เอช.เอฟ. กับคลื่นพาห์ของภาพในความถี่ย่าน วี.เอช.เอฟ. โดยรูปที่ 2-2-8 (a) เป็นรูปที่แสดงให้เห็นว่าสัญญาณโทรทัศน์ที่เครื่องรับโทรทัศน์ จะขึ้นอยู่กับความสูงของเสาอากาศของเครื่องรับโดยตรง หากคลื่นโทรทัศน์นั้นมีคลื่นพาห์ของภาพอยู่ในย่านความถี่ ยู.เอช.เอฟ. หากคลื่นพาห์ของภาพมีความถี่ อยู่ในย่าน วี.เอช.เอฟ. ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ ก็จะขึ้นอยู่กับความสูงของเสาอากาศเครื่องรับโทรทัศน์เหมือนกัน แต่จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงมากเกินไป หากเสาอากาศเครื่องรับโทรทัศน์มีความสูงเกินความสูงขนาดหนึ่ง รูปที่ 2-2-8 (b) แสดงให้เห็นว่าความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ในความถี่ย่าน ยู.เอช.เอฟ. จะเปลี่ยนแปลง ไปตามตำแหน่งที่ตั้งของเสาอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งหากเป็นโทรทัศน์ที่คลื่นพาห์ของภาพอยู่ในความถี่ ย่าน วี.เอช.เอฟ. แล้วเรื่องเช่นนี้จะไม่เกิดขึ้น

2.2.5 มาตรฐานโทรทัศน์ขาวดำ

คณะกรรมการที่ปรึกษา ทางวิทยุระหว่างประเทศ (CCIR หรือ International Consultative Radio Committee) ได้จัดตั้งคณะทำงานขึ้นเพื่อศึกษา เรื่องราวด้านเทคนิคของโทรทัศน์ขาวดำที่มีใช้กันอยู่ในประเทศต่าง ๆ ได้รวบรวมมาตรฐานทางเทคนิคของโทรทัศน์ขาวดำ ที่ใช้อยู่ในประเทศต่าง ๆ ซึ่งมีอยู่หลายแบบหลายระบบ คือ แบบ 405 เส้น System A (ระบบของประเทศอังกฤษ ขณะนี้เลิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้แล้ว), แบบ 525 เส้น System M, แบบ 819 เส้น System E, แบบ 819 เส้น System F, แบบ 625 เส้น System N, แบบ 625 เส้น System B, แบบ 625 เส้น System C, แบบ 625 เส้น System G, แบบ 625 เส้น System H.I., แบบ 625 เส้น System D.K.M. และ แบบ 625 เส้น System I สำเหตุที่โทรทัศน์ 625 เส้นมีอยู่หลายแบบหลายระบบ ก็เพราะความต้องการ ในเรื่องความกว้างของช่องโทรทัศน์ (Nominal RF Bandwidth) แตกต่างกัน ซึ่งมีความต้องการ ตั้งแต่ 6 เมกกะเฮิร์ทซ์ ขึ้นไปจนถึง 8.5 เมกกะเฮิร์ทซ์ โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System B ซึ่งมีความกว้างของช่อง โทรทัศน์ 7 เมกกะเฮิร์ทซ์ เช่นเดียวกับโทรทัศน์ 625 เส้น ในประเทศส่วนใหญ่ของทวีปยุโรป เพื่อให้ความรู้ เกี่ยวกับโทรทัศน์ในประเทศไทย ซึ่งครั้งหนึ่งเคยใช้โทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้น System M และปัจจุบันนี้ ได้เปลี่ยนมาใช้โทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้น System B ต่อไปนี้จึงจะพูดถึงแต่ เฉพาะโทรทัศน์สองระบบดังกล่าวแล้วเท่านั้น

รายการด้านเทคนิค	มาตรฐานของโทรทัศน์ขาวดำ	
	525 เส้น	625 เส้น
	System M	System B
1. จำนวนเส้นต่อภาพ (Frame)	525	625
2. ความถี่ของฟิลด์ (Fields Second)	60	50
3. ความถี่ของเฟรม (Picture Second)	30	25
4. Interlace	2 : 1	2 : 1
5. Line Frequency (Lines/Second)	15,750	15,625 ± 0.1%
6. Aspect Ratio (Width/Height)	4 : 3	4 : 3
7. การสะแกนที่ใช้งาน (เส้นสะแกน) (ฟิลด์)	จากซ้ายไปขวา จากบนลงล่าง	จากซ้ายไปขวา จากบนลงล่าง
8. ขอบเขตความถี่สัญญาณภาพ (เมกกะเฮิร์ทซ์)	4.2	5
9. ขอบเขตความกว้างของช่องโทรทัศน์ (เมกกะเฮิร์ทซ์)	6	7
10. ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ของเสียงกับคลื่นพาห์ของภาพ (เมกกะเฮิร์ทซ์)	+4.5	+5.5
11. ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ของเสียงกับขอบริมใกล้สุดของช่องโทรทัศน์ (เมกกะเฮิร์ทซ์)	-0.25	-0.25
12. ความกว้างของ Upper Sideband (เมกกะเฮิร์ทซ์)	4.2	5
13. ความกว้างของ Vestigial Sideband (เมกกะเฮิร์ทซ์)	0.75	0.75
14. Type of Vision Modulation	A 5 C	A 5 C
Polarity of Vision Modulation	negative	negative
15. ระดับสัญญาณซิงค์ เมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์ (Peak Carrier)	100	100

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

16. ระดับสัญญาณแบล้งค์กิ้ง เมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์	72.5-77.5	72.5-77.5
17. ความแตกต่างของระดับดำมืดกับระดับแบลงค์กิ้ง เมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์	2.875-6.75	0-7
18. ระดับขาวสุดยอดเมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์	10-15	10-12.5
19. Type of Sound Modulation	F3, ± 25 kHz 75 Microsecond Pre-Emphasis	F3, ± 50 kH 50 Microseco Pre-Emphasi
20. อัตราส่วนของกำลังเครื่องส่งด้านภาพ กับกำลังเครื่องส่งด้านเสียง	10:1-5:1 ในประเทศญี่ปุ่นใช้ 4:1	5:1-10:1

เพื่อเป็นความรู้รอบตัว ประเทศที่ใช้โทรทัศน์ขาวดำระบบต่าง ๆ ตามรายงานของคณะทำงานชุดนี้มีดังนี้

(1) โทรทัศน์ขาวดำ 405 เส้น System A
มีประเทศอังกฤษ และ ไอร์แลนด์ ซึ่งขณะนี้ได้เลิกใช้แล้ว โดยหันมาใช้ระบบ 625 เส้น System B แทน

(2) โทรทัศน์ขาวดำ 525 เส้น System M
มีประเทศสหรัฐอเมริกา Saudi Arabia แคนาดา เกาหลี ฟิลิปปินส์ ไต้หวัน ญี่ปุ่น เมกซิโก ปานามา เวเนซูเอลา และอิหร่าน (ซึ่งเดี๋ยวนี้เลิกใช้แล้วโดยหันมาใช้ระบบ 625 เส้น System N (Bandwidth 6 MHz)

(3) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System N (Bandwidth 6 MHz)
มีประเทศอาเยนตินา อุรกวัย

(4) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System B (Bandwidth 7 MHz)
มีประเทศอังกฤษ นิวแลนด์ กรีซ เดนมาร์ค สเปน ออสเตรีย เยอรมันตะวันตก สวีเดน สวิสเซอร์แลนด์ โปรตเกส เนเธอร์แลนด์ ยูโกสลาเวีย British East Africa เอธิโอเปีย อินเดีย ไทย อ่องกง อินโดนีเซีย มาเลเซีย ออสเตรเลีย อิสราเอล อิตาลี คีนยา ไลบีเรีย ลิบยา โมร็อกโก ไนจีเรีย นิวซีแลนด์ ยูกันดา ปากีสถาน อียิปต์ โรดีเซีย

(5) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System C (Bandwidth 7 เมกกะเฮิร์ทซ์)
มีประเทศเบลเยี่ยม

(6) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System C (Bandwidth 8 เมกกะเฮิร์ทซ์)
มีประเทศเสเธอร์แลนด์และยูโกสลาเวีย ในระบบ ยู.เอช.เอฟ.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6 มาตรฐานโทรทัศน์สี

คณะกรรมการที่ปรึกษาทางวิทยุระหว่างประเทศ ได้จัดตั้งคณะทำงาน ขึ้นศึกษาเรื่องราวด้านเทคนิคของโทรทัศน์สีที่มีใช้กันอยู่ในประเทศต่าง ๆ ได้รวบรวม มาตรฐานทางเทคนิคของโทรทัศน์สี NTSC, PAL, SECAM III ที่ใช้อยู่ในประเทศต่าง ๆ ซึ่งมีอยู่ 3 มาตรฐานด้วยกัน คือ Standard 1, Standard G,Standard L ตามความต้องการในการใช้ความกว้างของช่องโทรทัศน์ ประเทศไทยได้ใช้โทรทัศน์สีระบบ PAL Standard G ฉะนั้นต่อไปนี้จึงขอกล่าวถึงแต่เฉพาะเรื่องราวด้านเทคนิคของโทรทัศน์สีระบบต่าง ๆ ในมาตรฐานนี้ ตามเอกสารรายงานข้างต้นนี้เท่านั้น

รายการด้านเทคนิค	คุณลักษณะของโทรทัศน์สี ในมาตรฐาน G
1. ข้อกำหนดทั่วไป	
สัญญาณส่องสว่าง (Luminance Component)	
NTSC	
PAL	Amplitude-Modulation of Picture Carrier
SECAM III	
สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี (Chrominance Component)	
NTSC	Simultaneous Pair of Components Transmitted as
PAL	Amplitude-Modulated Sidebands of a Pair of Suppressed Sub-Carrier in Quadrature having a Common Frequency.
SECAM III	A Pair of Component Transmitted Alternatively on Successive Lines as the FrequencyModulation of a Sub-Carrier.
2. ความถี่ของคัลเลอร์ซับแคริเออร์	
NTSC	4.296875 MHz ± 10 Hz
PAL	4.43361875 MHz ± 10 Hz
SECAM III	4.4375 MHz ± 2 kHz
3. ความถี่ของสัญญาณต่าง ๆ ระยะห่างระหว่างความถี่คลื่นพาห์ด้านภาพกับความถี่คลื่นพาห์ด้านเสียง (เมกกะเฮิร์ทซ์)	
NTSC	
PAL	5.5
SECAM III	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างของไซด์แบนด์ด้านสูง (Upper Sideband) สำหรับสัญญาณส่องสว่าง (เมกกะเฮิร์ทซ์)

NTSC

PAL 5.0

SECAM III

ความกว้างของ Vestigial Sideband (เมกกะเฮิร์ทซ์)

NTSC

PAL 0.75

SECAM III

ความกว้างของ Chrominance Sideband (เมกกะเฮิร์ทซ์)

NTSC E_I Signal +0.57, -1.30

E_Q Signal ±0.4

PAL E_U Signal +0.57, -1.30

E_V Signal +0.57, -1.30

SECAM III D +0.57, -1.40

D +0.57, -1.40

4. Color Synchronization

NTSC Subcarrier Burst Duration : 13±1 cycle

Start : 5.5±0.2 Microsecond

Amplitude : 0.5±0.1 of Line - Sync Amplitude

OmittedDuringEqualizing and Field-PulsePeriods.

PAL Subcarrier Burst Duration : 13±1 cycle

Start : 5.5±0.2 Microsecond after the Badging Edge of Line-SyncPulses.

Amplitude : 0.5±0.1 of Line - Sync Amplitude

OmmittedDuringFild-Blanking Periods for9 Lines.

Phase Sequence :

1. st. field (even) commencing on line 7 +135° on add lines
2. nd. field (odd) commencing on line 319 -135° on even line
3. rd. field (even) commencing on line 6 +135° on even line

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. th. field (odd) commencing on line 320 -135° on odd line

5. Line-Scanning Frequency, f_{sc}

NTSC 15,625 Hz = (f_{sc}) (2/567)

PAL 15,625 Hz = $(4f_{sc} - 2f_{field})(1135)$

SECAM III 15,625 Hz = $(f_{sc}/284)$

6. สมการของสัญญาณต่าง ๆ

NTSC $E_M = E_Y + E_Q \sin(\omega t + 33^{\circ}) + E_I \cos(\omega t + 33^{\circ})$

$= E_Y + (0.493)(E_B - E_Y) \sin(\omega t) + (0.877)(E_R - E_Y) \cos(\omega t)$

$E_Q = (0.41)(E_B - E_Y) + (0.48)(E_R - E_Y)$

$E_I = (-0.27)(E_B - E_Y) + (0.74)(E_R - E_Y)$

$E_Y = (0.30)(E_R) + (0.59)E_G) + (0.11)(E_B)$

E_M = total video voltage applied to the modulator of the transmitter

E_Y = voltage of the luminance component of the composite signal

E_R , E_G , E_Y = gamma-corrected voltage corresponding to red, green, and blue signals.

$w = 2\pi f_{sc}$

PAL $E_M = E_Y + E_U \sin(\omega t) + E_V \cos(\phi)$

$E_U = (0.493)(E_B - E_Y)$

$E_V = (0.877)(E_R - E_Y)$

$\phi = \omega t \pm \pi/2$

$\phi = \omega t + \pi/2$ during odd lines of 1st.& 2nd. fields, and during even lines of 3rd & 4th fields.

$\phi = \omega t - \pi/2$ during even lines of 1st.& 2nd. fields, and during odd lines of 3rd. & 4th. fields.

SECAMM III $E_M = E_Y + A \cos[(\omega_{sc} + E_c \Delta W_{sc})t]$

E_c = colour difference signal, D_R or D_B

$\Delta W_{sc}/2\pi$ = frequency devistion corresponding to unit amplitude of the pre-emphasised colour difference signal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D_R = $(-1.9)(E_R - E_Y)$

D_B = $(1.5)(E_B - E_Y)$

A = a function of Ec AW_{sc}

2.3 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

(THE MAGNETIC FIELD THEOREM)

ก่อนที่วิเคราะห์สายอากาศ ในเรื่องการแพร่กระจายคลื่น ว่าทำไมสายอากาศเมื่อ เราป้อนกระแสแรงดันให้สายอากาศแล้ว จึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแพร่กระจายออกไปได้ไกล ก่อนอื่นเราจะต้องศึกษาเกี่ยวกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเสียก่อน เพื่อเป็นแนวทางในการวิเคราะห์ การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศต่อไป

2.3.1 กฎของเกาส์ (GAUSS'S LAW)

กฎของเกาส์กล่าวไว้ว่า ฟลักซ์ไฟฟ้ารวมที่พุ่งออกจากผิวปิดใดผิวหนึ่ง จะมีค่าเท่ากับประจุผลรวมที่ถูกล้อมรอบด้วยผิวปิดนั้น คือ

$$\Psi = Q_{enclosed} \qquad (2\text{-}3\text{-}1)$$

ในกรณี volume charge โดยทั่วไป

$$\oint_S \bar{D} \cdot d\bar{S} = \int_v \rho_v dv \qquad (2\text{-}3\text{-}2)$$

2.3.2 ไดเวอร์เจนซ์ (DIVERGENCE)

ไดเวอร์เจนซ์ของเวคเตอร์ใด ๆ เป็นการไหลออกของเวคเตอร์นั้น จากผิวปิด ต่อหน่วยปริมาตร เมื่อปริมาตรนั้นเล็กลงเข้าใกล้ศูนย์ จึงได้ว่า

$$\text{DIVERGENCE } \bar{A} = \lim_{\Delta v \to 0} \frac{\oint_S \bar{A} \cdot d\bar{S}}{\Delta V} \qquad (2\text{-}3\text{-}3)$$

$$\text{DIV } \bar{D} = \rho_v$$

ในระบบสี่เหลี่ยม (2-3-4)

$$\text{DIV } D = \frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} \qquad (2\text{-}3\text{-}5)$$

ระบบทรงกระบอก

$$\text{DIV } D = \frac{1}{r}\frac{\partial (rD_r)}{\partial r} + \frac{1}{r}\frac{\partial D_\phi}{\partial \phi} + \frac{\partial D_z}{\partial z} \qquad (2\text{-}3\text{-}6)$$

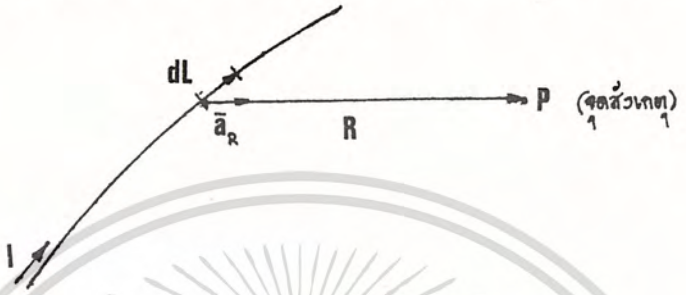
ระบบทรงกลม

$$\text{DIV } D = \frac{1}{r^2}\frac{\partial (r^2 D_r)}{\partial r} + \frac{1}{r\sin\theta}\frac{\partial (\sin\theta D_\theta)}{\partial \theta} + \frac{1}{r\sin\theta}\frac{D_\phi}{\partial \phi} \qquad (2\text{-}3\text{-}7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 กฎของบิโอท์ซาวาร์ท (BIOT-SAVART LAW)

จากการทดลองของบิโอ-ซาวาร์ท ได้สรุปว่า เมื่อมีกระแสไหลผ่านเส้นลวดตัวนำแล้วให้จุด P ใด ๆ เป็นจุดสังเกตุ ขนาดของความเข้มของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแส I ไหลผ่านลวดตัวนำ คิดที่ช่วงสั้น ๆ dL จะเป็นสัดส่วนกับผลคูณของกระแส ขนาดของความยาวช่วงสั้น ๆ ของลวดตัวนำ และค่า sine ของมุมระหว่างความยาวช่วงสั้น ๆ กับเส้นที่ลากไปยังจุดสังเกตุ P ความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นส่วนกลับกับระยะทางกำลังสอง ที่ลากจากช่วงสั้น ๆ ไปยังจุด P นั้น



รูปที่ 2-3-1 แสดงหลักการของบิโอท์ซาวาร์ท

จากการทดลองของบิโอซาวาร์ท ดูรูปที่ 2-3-1 จะได้ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่จุดสังเกตุ P ดังสมการ

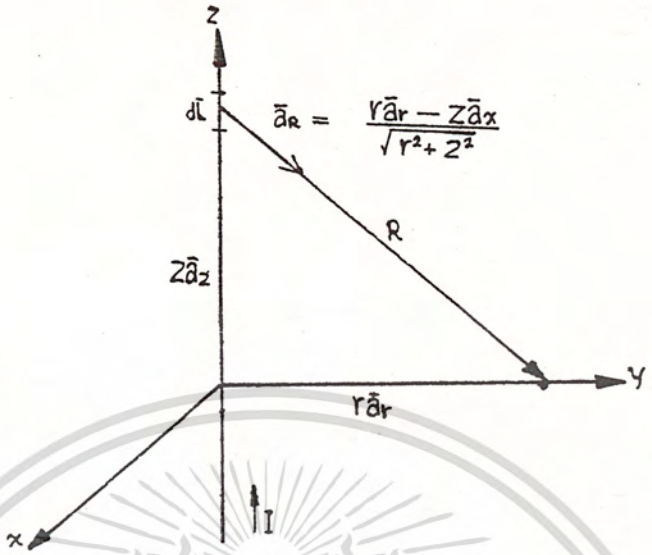
$$d\bar{H} = \frac{Id\bar{L} \times \bar{a}R}{4\pi R^2} \qquad (2\text{-}3\text{-}8)$$

จากสมการที่(2-3-1)เป็นความเข้มของสนามแม่เหล็กคิดที่ช่วงสั้น ๆแต่ตามความเป็นจริงแล้วกระแสจะต้องไหลครบวงจรเสมอ เพราะฉะนั้นจาก (2-3-8) จะได้ความเข้มของสนามแม่เหล็กทั้งหมดดังสมการ (2-3-9)

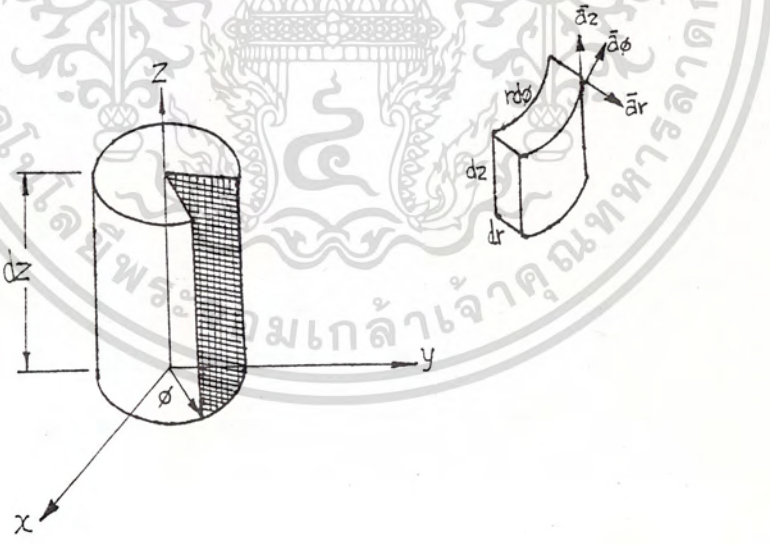
$$\bar{H} = \oint \frac{Id\bar{L} \times \bar{a}R}{4\pi R^2} \quad A/M \qquad (2\text{-}3\text{-}9)$$

เมื่อมีเส้นลวดที่ยาวมากวางอยู่ในแกน Z และมีกระแสไหลผ่าน ดังรูป 2-3-2 เราต้องการหาความเข้มสนามแม่เหล็ก $\bar{H}$ ที่จุด $p(r, \phi, Z)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3-2 กระแสไหลผ่านเส้นลวดยาวมาก



รูปที่ 2-3-3 แสดง CYLINDRICAL COORDINATE และ UNIT VECTOR

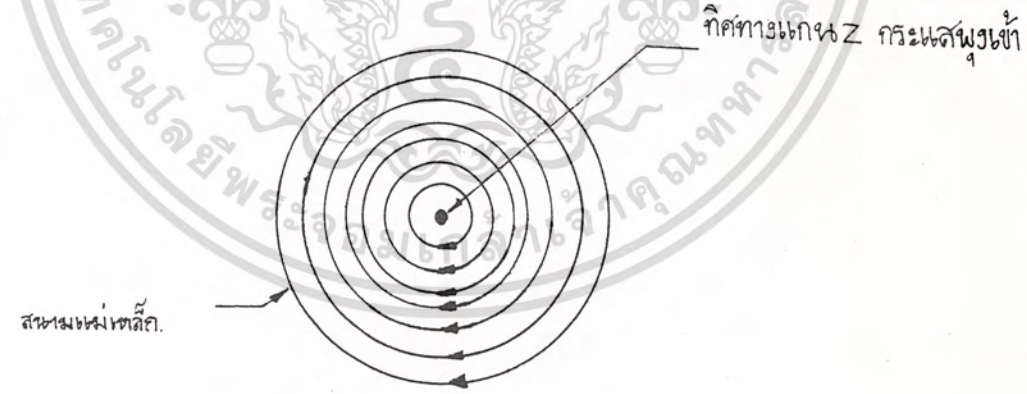
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2-3-2 และจากสมการ 2-3-2 จะหาความเข้มสนามแม่เหล็กที่จุด P(r,ø ,z) ดังสมการ

$$\bar{H} = \oint_{-\infty}^{\infty} \frac{Idz\bar{a}_z \times (r\bar{a}_r - z\bar{a}_z)}{4\pi (r^2 + z^2)^{3/2}}$$

$$\bar{H} = \frac{r}{2\pi r}\bar{a}_\phi \qquad (2\text{-}3\text{-}10)$$

จากสมการ (2-3-10) จะเห็นได้ว่าความเข้มของสนามแม่เหล็กในเส้นลวดจะมีเฉพาะในทิศทาง $\bar{a}_\phi$ เท่านั้น โดยพิจารณาดูรูปที่ 2-3-3 ประกอบ เราจะได้ลักษณะของเส้นกราฟดังแสดงในรูปที่ 2-3-4



รูปที่ 2-3-4 แสดงสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 กฎของแอมแปร์ (AMPERE'S LAW)

กฎของแอมแปร์กล่าวไว้ว่า สนามแม่เหล็กไหลรอบวงจรปิดใด ๆ จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ถูกล้อมโดยเส้นวงปิดนั้น ๆ จะได้สมการ

$$\oint \bar{H}\, d\bar{L} = I \text{ enclosed} \qquad (2\text{-}3\text{-}11)$$

เราจะพิจารณากฎของแอมแปร์ในตัวนำ coaxial เพราะ coaxial cable จะต้องใช้ทำ TRANSMISSION LINE ต่อไป

FIGURE
(*a*) Cross section of a coaxial cable carrying a uniformly distributed current I in the inner conductor and $-I$ in the outer conductor. The magnetic field at any point is most easily determined by applying Ampère's circuital law about a circular path. (*b*) Current filaments at $\rho = \rho_1$, $\phi = \pm\phi_1$, produces H_ϕ components which cancel. For the total field, $\mathbf{H} = H_\phi \mathbf{a}_\phi$.

รูปที่ 2-3-5 ภาพประกอบกฎของแอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $I = \oint \bar{J} . d\bar{s}$ (2-3-12)

และได้ ds โดยพิจารณาจากรูปที่ 2-3-3 จะได้

$$d\bar{s} = r d\bar{r} d\phi$$

ดังนั้น จาก (2-3-12) จะได้

$$I \text{ enclosed} = J \pi r^2$$

เพราะฉะนั้น $J = \frac{I}{\pi r^2}$

เพราะฉะนั้นจะได้ความเข้มของสนามแม่เหล็กภายในเนื้อตัวนำ ที่ $r < a$

$$H\phi = \frac{I}{2\pi a} \quad (2\text{-}3\text{-}13)$$

หาความเข้มสนามแม่เหล็กที่ $a < r < b$

$$H\phi = \frac{I}{2\pi r} \quad (2\text{-}3\text{-}14)$$

และความเข้มสนามแม่เหล็กที่ $b < r < c$

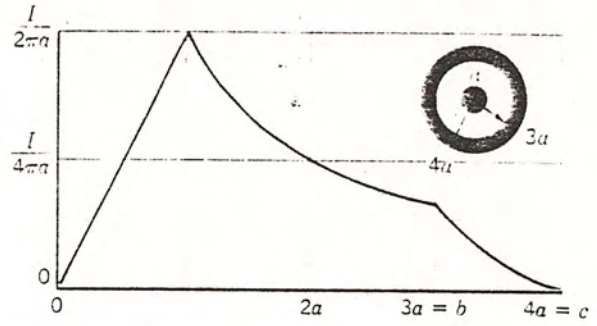
$$H\phi = \frac{I (c^2 - r^2)}{2\pi (c^2 - b^2)} \quad (2\text{-}3\text{-}15)$$

ส่วนความเข้มสนามแม่เหล็กที่ภายนอกสาย Coaxial $r > c$

$$H\phi = 0 \quad (2\text{-}3\text{-}16)$$

สมการที่ (2-3-16) แสดงว่าไม่มีสนามแม่เหล็กออกไปภายนอก สายโคแอคเชียล จึงเปรียบเสมือนมีการ Shield อยู่ในตัวมัน จึงนิยมใช้เป็น Transmission Line เพราะจะไม่ทำให้ สนามแม่เหล็กไปรบกวนอุปกรณ์อื่น

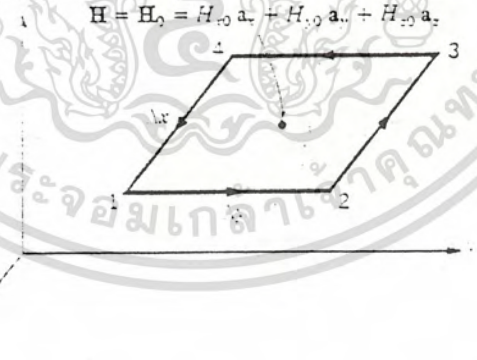
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3-6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ความเป็นสนามแม่เหล็กกับรัศมี

2.3.5 เคิร์ล (CURL)

Curl จะต้องอาศัย GAUSS'LAW และ Divergence Theory เพื่อพิจารณาหลักการของ CURL อินทิกรัลเส้นวงจรปิดของสนามแม่เหล็ก H รอบเส้นทางเท่ากับผลบวกทั้ง 4 ด้านของ H กับ L ดังรูปที่ 2-3-7



รูปที่ 2-3-7 การเกิดสนามแม่เหล็ก H รอบ ๆ แกน Z

ส่วนการเกิดสนามแม่เหล็ก H รอบ ๆ แกน Z และแกน X ก็ในทำนองเดียวกัน เราจะได้ CURL เป็นสนาม Vector และส่วนประกอบอันใดอันหนึ่งของ Vector กำหนดโดย Limit ของการอินทิกรัลเส้นวงปิดของ Vector รอบ ๆ เส้นวงปิดเล็ก ๆ ซึ่งอยู่ในระนาบที่ตั้งฉากกับวงปิดนั้น เราจึงได้นิยามของ CURL ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{CURL } \bar{H} = \lim_{sn \to 0} \oint \frac{\bar{H}.d\bar{L}}{\Delta sn} \qquad (2\text{-}3\text{-}17)$$

เราจะได้ CURL ใน CARTESIAN COORDINATE

$$\text{CURL } \bar{H} = \left(\frac{\partial Hz}{\partial y} - \frac{\partial Hy}{\partial z}\right)\bar{a}x + \left(\frac{\partial Hx}{\partial z} - \frac{\partial Hz}{\partial x}\right)\bar{a}y + \left(\frac{\partial Hy}{\partial x} - \frac{\partial Hx}{\partial y}\right)\bar{a}z \qquad (2\text{-}3\text{-}18)$$

จะเห็นได้ว่าอยู่ในส่วนของ Vector Operator เราจึงได้สมการจาก del operator

$$\text{CURL } \bar{H} = \nabla X H \qquad (2\text{-}3\text{-}19)$$

เพราะฉะนั้น เราจะได้ CURL H ในรูปทรงกระบอก

$$\nabla X\bar{H} = \left(\frac{1}{r}\frac{\partial Hz}{\partial \phi} - \frac{\partial H\phi}{\partial z}\right)\bar{a}r + \left(\frac{\partial Hr}{\partial z} - \frac{\partial Hz}{\partial r}\right)\bar{a}\phi + \frac{1}{r}\left(\frac{\partial rH\phi}{\partial r} - \frac{\partial Hr}{\partial \phi}\right)\bar{a}z \qquad (2\text{-}3\text{-}20)$$

ในทำนองเดียวกัน CURL H ของระบบทรงกลม

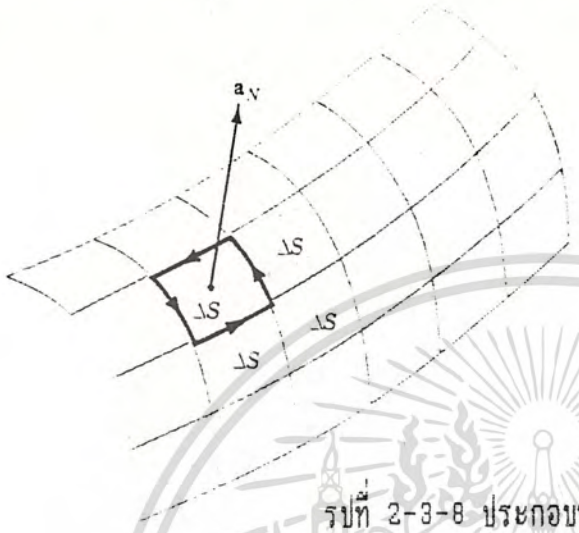
$$\nabla X\bar{H} = \frac{1}{r\sin}\left[\frac{\partial(H\phi\sin\theta)}{\partial\theta} - \frac{\partial H\theta}{\partial\phi}\right]\bar{a}r + \frac{1}{r}\left[\frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Hr}{\partial\phi} - \frac{\partial(rH\phi)}{\partial r}\right]\bar{a}\theta + \frac{1}{r}\left[\frac{\partial(rH\theta)}{\partial r} - \frac{\partial Hr}{\partial\theta}\right]\bar{a}\phi \qquad (2\text{-}3\text{-}21)$$

CURL คือการหมุน ถ้าไม่มีการหมุนจะไม่เกิด CURL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.6 <u>ทฤษฎีของสโตค</u> (STOKES'THEOREM)

เป็นทฤษฎีที่ใช้สำหรับการเปลี่ยนแปลงระหว่าง Integral เชิงผิวกับเชิงเส้นวงปิดของ Vector ใด ๆ ในลักษณะ Closed Loop จะมีค่าเท่ากับการ Integrate Surface ของส่วนประกอบตั้งฉากของ CURL ของ Vector ทั่วทั้งผิวปิดที่ถูกรอบด้วย Closed Line นั้น



รูปที่ 2-3-8 ประกอบทฤษฎีของสโตค

พื้นที่ผิว S ถูกแบ่งออกเป็นพื้นที่เล็ก ๆ S จึงได้

$$\oint \bar{H}.d\bar{L} = (\nabla X\bar{H}).\bar{a}n\triangle s = (\nabla X\bar{H})\triangle s$$

ของผิว S ทั้งหมด ประกอบด้วยหลาย ๆ S รวมกัน สำหรับวงปิดแต่ละ S ภายในจะหักล้างกัน จะเหลือเพียงด้านนอกของ S ที่เหลืออยู่ขอบนอกเท่านั้นที่ยังอยู่ เพราะฉะนั้นจะได้

$$\oint \bar{H}d\bar{L} = \int_S (\nabla X\bar{H}).d\bar{s} \qquad (2\text{-}3\text{-}22)$$

2.3.7 <u>MAXWELL'S EQUATIONS IN POINT FORM</u>

สมการที่หนึ่งของ MAXWELL แสดงให้เห็นว่า การเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต่อเวลา จะเท่ากับความเข้มของสนามไฟฟ้าในปริมาณนั้น ดังสมการที่ (2-3-23)

$$\nabla X\bar{E} = \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \qquad (2\text{-}3\text{-}23)$$

สมการที่สองของ MAXWELL ในรูป Point Form ความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กในปริมาตรใด ๆ เปรียบเสมือนความหนาแน่นของกระแสที่ คงที่ รวมกับการเปลี่ยนแปลงของความเข้มของเส้นแรงไฟฟ้าต่อเวลาที่เปลี่ยนไป ดังสมการ (2-3-24)

ไม่วากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \qquad (2\text{-}3\text{-}24)$$

สมการที่สามและสี่ของ MAXWELL จะไม่ขึ้นอยู่กับเวลา โดยสมการที่ (3)ของ MAXWELL แสดงว่าความเข้มของเส้นแรงไฟฟ้าคิดที่ปริมาตรเล็ก จะมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของประจุในปริมาตรนั้น ดังแสดงในสมการ (2-3-25)

$$\nabla \bar{D} = \bar{\rho}_v \qquad (2\text{-}3\text{-}25)$$

ส่วนสมการที่สี่ของ MAXWELL โดยอาศัยทฤษฎีของDivergesเมื่อแหล่งจ่ายในรูป Point Form ความหนาแน่นของ flux แม่เหล็กในปริมาตรใด ๆ จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น เราจะได้สมการที่สี่ของ MAXWELL ดังแสดงในสมการ (2-3-26)

$$\nabla \bar{B} = 0 \qquad (2\text{-}3\text{-}26)$$

2.3.8 MAXWELL'S EQUATIONS IN INTEGRAL FORM

สมการของ MAXWELL ในรูป Integral Form แสดงในส่วนของกฎการกระจายจากการหารายละเอียดทุกกระบวนการจำเป็นที่เดียวที่จะต้อง อาศัยความรู้ในทาง นิสิคส์และความสัมพันธ์ของการ Integrate รวมไปถึงทฤษฎีของ Differential

จากสมการที่ (2-3-23) เราเอาทฤษฎีของ STOKES มาประยุกต์ใช้ เราหาได้จาก FARADAY'S LAW

$$\oint \bar{E}.d\bar{l} = -\int_s \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}\, d\bar{s} \qquad (2\text{-}3\text{-}27)$$

จากสมการที่ (2-3-27) จะได้สมการที่หนึ่งของ MAXWELLในรูปของ Integral Form และในทำนองเดียวกันจะได้สมการที่สองของ MAXWELLในรูปของ Integral Form โดยพิจารณาจากสมการ (2-3-24) และอาศัย AMPERE'S CIRCUITAL LAW

$$\oint \bar{H}.d\bar{L} = I + \oint_s \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}\, d\bar{s} \qquad (2\text{-}3\text{-}28)$$

GAUSS'S LAW สำหรับเส้นแรงแม่เหล็กและไฟฟ้า สามารถหาได้โดยการ Integrating สมการ 2-3-25 และ 2-3-26 จะได้ดังสมการ 2-3-28 และ 2-3-30

$$\oint \bar{D}.d\bar{s} = \int_{vol} \rho_v dv \qquad (2\text{-}3\text{-}29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ 2-3-29 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการ Integrate ความเข้ม flux ไฟฟ้าเชิงผิว จะมีค่าเท่ากับอินทิเกรดเชิงปริมาตร ส่วนสมการที่ 2-3-30

$$\oint_S \bar{B}.d\bar{s} = 0 \qquad (2\text{-}3\text{-}30)$$

สมการที่ 2-3-30 เมื่อทำการ อินทิเกรดความหนาแน่น flux แม่เหล็กรวมพื้นที่ผิวปิด จะมีค่าเป็นศูนย์

จากสมการ MAXWELL ทั้งสี่สมการ ไม่ว่าจะอยู่ในรูป Point Form หรือ Integral Form จะเป็นพื้นฐานต่อไปในการนำเอาสมการของ MAXWELL เพื่อประยุกต์ใช้กับการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.3.9 UNIFORM PLANE WAVE MOTION

รูปแบบการเคลื่อนที่ของคลื่น เราจะพิจารณาใน Free Space โดยอาศัยสมการที่สี่ของ MAXWELL ซึ่งในที่นี้จะกล่าวโดยทั่ว ๆ ไป เพื่อเอาไปใช้ต่อไป ในการ Propagation ของคลื่นในตัวกลางต่าง ๆ ต่อไป

ตัวประกอบในการเคลื่อนที่ของคลื่นใน Free Space MAXWELL'S EQUATIONS เขียนในรูปของ E (Electric Field Intensity) และ H (Magnetic Field Intensity) ได้ดังนี้

$$\nabla \times \bar{H} = \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \qquad (2\text{-}3\text{-}31)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\mu_o \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \qquad (2\text{-}3\text{-}32)$$

$$\nabla E = 0 \qquad (2\text{-}3\text{-}33)$$

$$\nabla H = 0 \qquad (2\text{-}3\text{-}34)$$

การเคลื่อนที่ของคลื่น สามารถวินิจฉัยจากสมการของ MAXWELL ทั้งสี่ โดยที่ไม่สามารถมองเห็นได้จากของจริง สมการที่ (2-3-31) ถ้า $\bar{E}$ มีการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาที่บางจุด ดังนั้น $\bar{H}$ มีการหมุนที่จุดนั้น จะมองใน Closed Loop เล็ก ๆ ต่อการเปลี่ยนแปลงของ $\bar{E}$ ดังนั้น $\bar{E}$ เปลี่ยนแปลงโดยเวลา $\bar{H}$ ก็เปลี่ยนแปลงโดยเวลา ส่วนสมการที่ (2-3-32) เป็นการเปลี่ยนแปลงของ $\bar{H}$ เทียบกับเวลา จะมีค่า

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับการเปลี่ยนแปลงของ $\bar{E}$ ใน Volume สำหรับสมการที่ (2-3-33) เป็นขอบเขตของ sinusodial ที่เปลี่ยนไปด้วยเวลาที่เปลี่ยนไป ในทำนองเดียวกับสมการที่ (2-3-34) แต่เป็น $\bar{H}$ มีค่าเป็นศูนย์

การประยุกต์ MAXWELL'S EQUATIONS ทั้งสี่จาก(2-3-31) สามารถเขียนความสัมพันธ์ในส่วนของ prasor-vector เป็น

$$\nabla X\bar{H}s = jwE_{o}Es \qquad (2\text{-}3\text{-}35)$$

จาก (2-3-35)

$$\nabla X\bar{E}s = -jw\mu_{o}Hs \qquad (2\text{-}3\text{-}36)$$

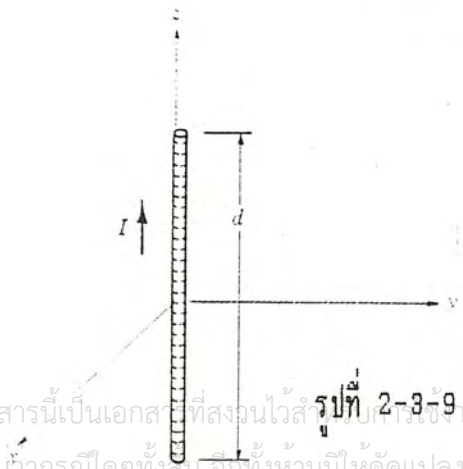
$$\nabla\bar{E}s = 0 \qquad (2\text{-}3\text{-}37)$$

$$\nabla\bar{E}s = 0 \qquad (2\text{-}3\text{-}38)$$

สมการ (2-3-35) , (2-3-36) , (2-3-37) , และ (2-3-38) สำหรับ Sinusoidal ที่เปลี่ยนไปตามเวลาใน Free Space

2.3.10 RADIATION

จะประยุกต์สมการของ MAXWELL ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ผลจากการปล่อยให้กระแสไหลใน Distribution โดยจะพิจารณารูปแบบของการแผ่กระจายคลื่นใน Free Space



รูปที่ 2-3-9 ประกอบอธิบายการ RADIATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2-3-9 กระแสไหลในทิศทาง a กระแส I = I_o Coswt ไหลในความยาว d ในอันดับแรกเป็นการประยุกต์ของ Vector Magnetic Potential จะได้ว่า

$$\bar{A} = \int \frac{\mu [\bar{I}] d\bar{L}}{4\pi R}$$

เมื่อ (I) เป็นฟังก์ชั่นหน่วงเวลา $t = R/v$ เพราะฉะนั้นไม่ต้องทำการอินทิเกรชั่นสำหรับ filsment ที่สั้น ๆ

เพราะฉะนั้น $\bar{A} = \frac{\mu [I] d}{4\pi R} \bar{a}_z$

ที่ Z Component ของ $\bar{A}$ ที่เกิดขึ้น สำหรับกระแสที่ไหลในทิศทาง $\bar{a}_z$ ที่จุด P ใด ๆ จากจุดกำเนิด กระแสหน่วงโดย R/v และ

$$I = I_o \text{Coswt}$$

ดังนั้น

$$[I] = I_o \text{Cos}\left[\omega\left(t - \frac{R}{v}\right)\right]$$

$$[I_s] = I_o e^{-j\omega R/v}$$

จะได้ว่า

$$A_{zs} = \frac{\mu I_o d}{4\pi R} e^{-j\omega R/v}$$

ใช้ระบบ Mixed Coordinate สำหรับการเคลื่อนที่เมื่อให้R เป็น r ของระบบ Spherical Coordinate และหาส่วนประกอบของ Spherical แทนด้วย A_{zs} ดังแสดงในรูปที่ 2-3-10

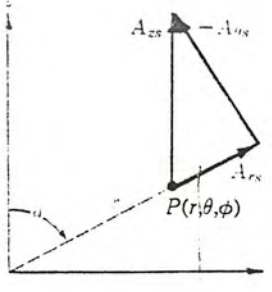


FIGURE 13.5
The resolution of A_{zs} at $P(r,\theta,\phi)$ into the two spherical components A_{rs} and $A_{\theta s}$. The sketch is arbitrarily drawn in the $\phi = 90°$ plane.

รูปที่ 2-3-10 แสดงความสำคัญของ A_{zs} และ $P(r,\theta,\phi)$ ใน Spherical เมื่อ $\phi = 90$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า $A_{rs} = A_{zs}\cos\theta$

และ $A_{\theta s} = -A_{zs}\sin\theta$

จะได้ว่า $A_{rs} = \frac{\mu_0 Id}{4\pi r}\cos\theta\, e^{-j\omega r/v}$

$$A_{\theta s} = -\frac{\mu_0 Id}{4\pi r}\sin\theta e^{-j\omega r/v}$$

จากส่วนประกอบสองส่วนนี้ของ Vector Magnetic Potential ที่ P เราหา $\bar{B}_s$ หรือ $\bar{H}_s$ จากส่วนของ $\bar{A}_s$

$$B_s = \mu H_s = \nabla X A_s$$

เขียนในรูปของ partial derivatives

$$H_{\phi s} = \frac{1}{\mu r}\frac{\partial (rA_{\theta s})}{\partial r} - \frac{1}{\mu r}\frac{\partial A_{rs}}{\partial \theta}$$

$$H_{rs} = H_{\theta s} = 0$$

$$H_{\phi s} = \frac{Id}{4\pi}\sin\theta\, e^{-j\omega r/v}\left(j\frac{\omega}{vr} - \frac{1}{r^2}\right)$$

ส่วนประกอบของ electric field จะต้องมีความสัมพันธ์กับ magnetic field โดยหาจาก Point Form ของ Ampere's Circuital Law จะได้กระแสช่วงต่อดังนี้

$$\nabla X\bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$$

หรือในรูปของ complex

$$\nabla X\bar{H}_s = j\omega\epsilon E_s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจ่ายในรูปของ CURL ใน Spherical Coordinates

$$E_{rs} = \frac{1}{j\omega\epsilon}\frac{1}{r\sin\theta}\frac{\partial(rH_{\phi s})}{\partial\theta}$$

$$E_{\theta s} = \frac{1}{j\omega\epsilon}\left(-\frac{1}{r}\right)\frac{\partial(rH_{\phi s})}{\partial r}$$

หรือ

$$E_{rs} = \frac{I_o d}{2\pi}\cos\theta\, e^{-j\omega r/v}\left(\frac{1}{\epsilon v r^2} + \frac{1}{j\omega\epsilon r^3}\right)$$

$$E_{\theta s} = \frac{I_o d}{4\pi}\sin\theta\, e^{-j\omega r/v}\left(\frac{j\omega}{\epsilon v^2 r} + \frac{1}{\epsilon v r^2} + \frac{1}{j\omega\epsilon r^3}\right)$$

เมื่อ $w=2\pi f$, $f\lambda = v$, $v=1/\sqrt{\mu\epsilon}$ และ $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ จึงเขียนได้ใหม่

$$H_{\phi s} = \frac{I_o d}{4\pi}\sin\theta\, e^{-j2\pi r/d}\left(j\frac{2\pi}{\lambda r} + \frac{1}{r^2}\right) \qquad (2\text{-}3\text{-}39)$$

$$E_{rs} = \frac{I_o d\eta}{2\pi}\cos\theta\, e^{-j2\pi r/\lambda}\left(\frac{1}{r^2} + \frac{\lambda}{j2\pi r^3}\right) \qquad (2\text{-}3\text{-}40)$$

$$E_{\theta s} = \frac{I_o d\eta}{4\pi}\sin\theta\, e^{-j2\pi r/\lambda}\left(j\frac{2\pi}{\lambda r} + \frac{1}{r^2} + \frac{\lambda}{j2\pi r^2}\right) \qquad (2\text{-}3\text{-}41)$$

สมการ (2-3-39), (2-3-40), (2-3-41) ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศเพื่อดูลักษณะการแพร่กระจายคลื่นตามลำดับขั้นตอนการอินทิเกรชั่นและ differntiation แต่ละขั้นตอนพอเพียงที่จะทำให้ง่ายต่อการหากระแสในส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ตามลักษณะของสมการ (2-3-39) ถึง (2-3-41) ค่อนข้างจะยุ่งยากที่จะเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ

ต่อไปนี้จะมาวิเคราะห์สมการ (2-3-39) ถึง (2-3-41) ดการกระจายในส่วนของ $1/r$, $1/r^2$ และ $1/r^3$ ที่จุดปิดใด ถึง กระแสในส่วนประกอบของ $1/r$ เป็นตัวอย่างที่ใช้ หาความสัมพันธ์ใน E Electrostatic Field ของ Dipole ซึ่งจะเป็นพื้นฐานและแนวทางในการหาสายอากาศที่ยุ่งยากต่อไป H ในส่วนของ Induction Field จะได้การแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{rs} = 0$$

$$E_{\theta s} = j\frac{I_o d\eta}{2\pi r} \sin\theta e^{-j2\pi r/\lambda} \qquad (2\text{-}3\text{-}42)$$

$$H_{\phi s} = j\frac{I_o d}{2\pi r} \sin\theta e^{-j2\pi r/\lambda} \qquad (2\text{-}3\text{-}43)$$

$$E_{\theta s} = \eta H_{\phi s}$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง $E_{\theta s}$ และ $H_{\phi s}$ เป็นเหมือนกับสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของ Uniform Plance Wave เราต้องคำนึงไปถึงความยาวคลื่น

การเปลี่ยนแปลงของการแพร่กระจายคลื่นของทั้งสอง จะได้มุม Polar เหมือนเส้นแรงต่ำสุดในระนาบวงกลมของกระแสที่เกิดขึ้น การเปลี่ยนแปลงของมุมใน Vertical Pattern สัมพันธ์กับขนาดของ $E_{\theta s}$ ดังรูปที่ 2-3-11

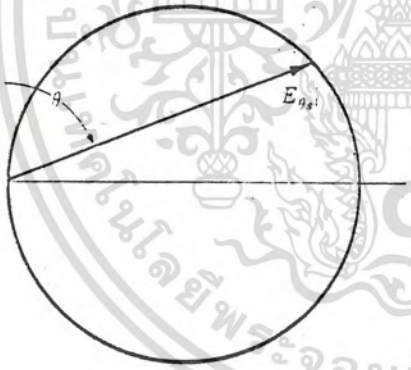


FIGURE
The polar plot of the vertical pattern of a vertical current element. The crest amplitude of $E_{\theta s}$ is plotted as a function of the polar angle θ at a constant distance r. The locus is a circle.

รูปที่ 2-3-11 Polar Plot Coordinates

ส่วน Horizontal Pattern ในรูปสำหรับระบบสายอากาศที่มีความยุ่งยากมากขึ้นต่อไป ส่วนในแนวตั้งความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กด้วยมุม จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\theta = \eta H_\phi$$

$$H_\phi = \frac{I_o d}{2\lambda r} \sin\theta \sin\left(\omega t - \frac{2\pi r}{\lambda}\right)$$

จาก $\mathcal{P} = EXH$

จะได้ว่า $\mathcal{P} = E_\theta H_\phi = \left(\frac{I_o d}{2\lambda r}\right)^2 \eta \sin^2\theta \sin^2\left(\omega t - \frac{2\pi r}{\lambda}\right)$

จะได้ power ที่รัศมี r_o

$$P = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \mathcal{P}_r r_o^2 \sin\theta d\theta d\phi$$

$$= \left(\frac{I_o d}{\lambda}\right)^2 \eta \frac{2\pi}{3} \sin^2\left(\omega t - \frac{2\pi r_o}{\lambda}\right)$$

และกำลังงาน -เวลา โดย One-half ขนาดสูงสุด

$$P_{av} = \left(\frac{I_o d}{\lambda}\right)^2 \eta \frac{\pi}{3} = 40\pi^2 \left(\frac{I_o d}{\lambda}\right)^2$$

เมื่อ $\eta = 120\pi\ \Omega$ ใน pree space

เราจะได้ Resistance Prad โดยกระแส I_o จาก

$$P_{av} = \frac{1}{2} I_o^2 R_{rad}$$

จะได้ $$P_{rad} = 2\frac{P_{av}}{I_o^2} = 80\pi^2 \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \qquad (2\text{-}3\text{-}44)$$

จากทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นนี้เป็นพื้นฐานในการนำไปวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของ Loop Antenna ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สายส่งสัญญาณ
(TRANSMISSION LINES)

สายส่งสัญญาณ (Transmission Lines) ใช้สำหรับส่งพลังงานไฟฟ้าและสัญญาณจากจุดหนึ่งไปยังจุดหนึ่ง โดยทั่วไปสายส่งสัญญาณจากแหล่งจ่าย (Source) ไปยังภาระ (Load) เช่น เครื่องส่งไปยังสายอากาศ จาก Shift Register ไปยังหน่วย Memory Core ใน Computer จากสายอากาศ โทรทัศน์ไปยังเครื่องรับ เป็นต้น การใช้งานของสายส่งแต่ละชนิดแตกต่างกันไปตามคุณลักษณะเฉพาะของงาน

ในอันดับแรก เราต้องเข้าใจความสัมพันธ์ระหว่างรูปแบบของ สายส่ง และ รูปแบบของ การกระจายคลื่น และผลกระทบของสัญญาณที่อาจเข้ามารบกวน และ การที่ คลื่นจะ กระจายไปรบกวนกับ อุปกรณ์สื่อสารข้างเคียว สำหรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่รบกวนทั้งรูปแบบการแพร่กระจายของ คลื่น และ รูปแบบ ของการแพร่กระจายคลื่นและรูปแบบของสายส่ง ทั้งสองอย่าง สามารถวิเคราะห์ได้โดย ทฤษฎีสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic) เพราะว่าทั้ง E และ H จะมีทิศทางตั้งฉากกันไป จะมีทั้งแรงดัน และ กระแส ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ มีวิธีการในการหา และ หาค่าคงที่ในการแพร่กระจายคลื่นสัมประสิทธิ์ ในการสะท้อนกลับ และ INPUT Impedance

ในการวิเคราะห์และการออกแบบโดยใช้เทคนิคทาง Graphical สำหรับวิธีการหาการสะท้อนกลับและปัญหาการ Matching โดยการประยุกต์จากรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น

2.4.1 The Transmission-Line Equations

ในขั้นแรกเราต้องหาสมการโดยกระแสหรือแรงดันที่เกิดขึ้นในสายส่ง โดยใช้วิธีการของ MAXWELL'S EQUATIONS ตามเงื่อนไข Boundary โดยใช้คุณสมบัติเฉพาะของสายส่ง ปัญหาที่เกิดขึ้นคือการเกิดการสูญเสียในตัวนำ ยิ่งขึ้นอยู่กับโครงสร้าง และ ความยาว สิ่งที่เกิดขึ้นจะประกอบด้วย ความนำ ตัวเก็บประจุ ความต้านทานที่มีทั้งอนุกรมและขนานไปตามความยาว ถ้าในตัวนำที่เป็น Coaxial จะประกอบด้วยตัวแปรต่าง ๆ ดังนี้

μ : permeubility (โดยทั่วไปแทนด้วย μ_0 ใน Free Space)

ϵ : permittivity

σ : conductivity (σ_c : high conductivity)

ความถี่ที่ใช้และขนาด เราสามารถหาได้จาก R, G, L และ C ต่อหน่วยความยาว โดยใช้พัฒนาจากทฤษฎีพื้นฐาน เราสามารถเขียนวงกลมเทียบเคียง (Equivalent CIRCUIT) ได้ดังรูป 2-4-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

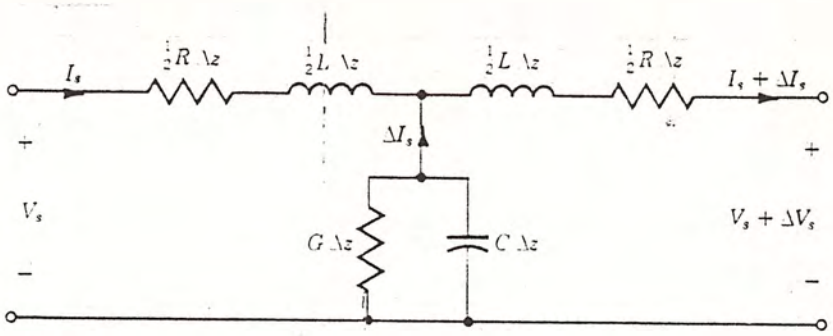


FIGURE
An incremental length of a uniform transmission line. *R*, *G*, *L*, and *C* are functions of the transmission-line configuration and materials.

รูป 2-4-1 Equivalent Circuit Transmission Line

จากรูปเรากำหนดให้การแพร่กระจายคลื่นในทิศทาง $\bar{a}_z$ แล้วเราแบ่งความยาวออกเป็นส่วนย่อย ๆ ให้ความยาวเป็น ΔZ ประกอบด้วยค่าความต้านทาน $R\Delta Z$ ความเหนี่ยวนำ $L\Delta Z$ ความนำ $G\Delta Z$ และ Capacitance $C\Delta Z$ ดังแสดงในรูป 2-4-1 ส่วนที่เรามองจะอยู่ในรูปสมมาตร(Symmetrical)

เรากำหนดให้สัญญาณรูป Sine เทียบกับเวลาที่ผ่านไปในตัวกลางเกิดแรงดันตกคล่อมระหว่างตัวนำ ในรูป function ของ Z และ t โดยให้

$$V = V_o \cos(\omega t - \beta Z + \psi)$$

จากกฎของ Euler จะได้ว่า

$$V = \mathrm{Re}\ V_o e^{j(\omega t - \beta z + \psi)}$$

$$V = \mathrm{Re}\, V_o e^{j\psi} e^{-j\beta z} e^{j\omega t}$$

ตัดค่า Re และ $e^{j\omega t}$ จะได้ Voltage ในรูปของ phasor ให้เป็น

$$V = V_o e^{j\psi} e^{-j\beta z}$$

สามารถเขียนสมการของแรงเคลื่อนที่เกิดจากตัวแปรในรูป 2-4-1 เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s = (\frac{1}{2}R\Delta Z + j\frac{1}{2}\omega L\Delta Z)I_s + (\frac{1}{2}R\Delta Z + j\frac{1}{2}\omega L\Delta Z)(I_s + \Delta I_s) + V_s + \Delta V_s$$

หรือ

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta Z} = -(R + j\omega L)I_s - (\frac{1}{2}R + j\frac{1}{2}\omega L)\Delta I_s$$

ให้ ΔZ และ ΔI_s ประมาณศูนย์ จะได้ว่า

$$\frac{dV_s}{dZ} = -(R + j\omega L)I_s \qquad (2\text{-}4\text{-}1)$$

ที่กลาง branch จะได้ว่า

$$\frac{\Delta I_s}{\Delta S} = -(G + j\omega C)V_s$$

หรือ $$\frac{dI_s}{dZ} = -(G + j\omega C)V_s \qquad (2\text{-}4\text{-}2)$$

จากสมการที่ได้เกิดขึ้นอาศัย MAXWELL'S EQUATIONS จาก Uniform Plane Wave

$$\nabla \times E_s = -jw\mu H_s$$

เราให้ $E_s = E_{xs}\,\bar{a}_x$ และ $H_s = H_{ys}\,\bar{a}_y$ เมื่อ E_{xs} และ H_{ys} อยู่ในฟังก์ชั่นของ Z จาก (2-4-1) จะได้ว่า

$$\frac{dE_{xs}}{dZ} = -j\omega\mu H_{ys}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\nabla X H_s = (\sigma + j\omega\epsilon) E_s$$

จาก (2-4-2) จะได้ว่า

$$\frac{dH_{ys}}{dz} = -(\sigma + j\omega\epsilon) E_s$$

จากสมการที่ผ่านมาเป็นความสัมพันธ์โดยตรงของคู่ตัวแปร I_s กับ Hys G กับ σ C กับ E และ V_s กับ Exs แทนที่ตัวแปรที่แทนกันได้ในสมการตัวแปรลักษณะเดียวกันใน คู่ของสมการ มีลักษณะหน่วยที่เหมือนกัน ในสมการเกินคู่ตัวแปรที่เหมือนกันหนึ่งคู่ เราต้องกำหนดความต่อเนื่องแยกเป็นคู่ที่มีลักษณะเดียวกัน ดังคู่ L และ μ เพราะฉะนั้นเป็นเรื่องแปลกสำหรับสมการของ สายส่ง ที่เกิดขึ้นใน สมการ แม่เหล็กไฟฟ้า ลักษณะที่ไม่เหมือนกันสำหรับความต้านทานในตัวนำต่อความยาว R ทุกสมการมีข้อดีในการ กระจายในทฤษฎีเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า ลักษณะเฉพาะของทฤษฎีวงจร ความต้านทานตัวนำต้องหาโดยวิธีการแยกตามกฎของ Maxwell ที่ปราศจากตัวนำและแรง ทั้ง 2 วิธีการโดยเงื่อนไขของการเชื่อมต่อ Boundary ความถูกต้อง ปัญหาในการแทนที่สมการเส้นแรงแม่เหล็ก และปัญหาในการหาค่า R ในสมการวงจร โดยแทนที่ความสัมพันธ์ของ $jw\mu$ โดย R + jwL

Boundary Conditions ของ V_s และ Exs ที่เหมือนกันสำหรับ I_s และ Hys และความถูกต้องของวิธีการของสมการ จะได้ว่า

$$Exs = Ex_o e^{-\gamma z}$$

จะได้สมการ Voltage

$$V_s = V_o e^{-\gamma z} \qquad (2\text{-}4\text{-}3)$$

การแพร่กระจายคลื่นในทิศทาง +Z และขนาด $V_s = V_o$ ที่ $Z = 0$ (และ $V = V_o$ ที่ $Z = 0$, $t = 0$ สำหรับ $x = 0$) ค่าคงที่ของการลดทอนใน Uniform plane wave เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r = \sqrt{j\omega\mu\,(6 + j\omega\epsilon)}$$

เพราะว่า

$$r = \alpha + j\beta$$

$$r = \sqrt{ZY}$$

เพราะฉะนั้น $$r = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \qquad (2\text{-}4\text{-}4)$$

ความยาวคลื่นที่ระยะต่าง ๆ มี phase shipt 2π rad ดังนั้น

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \qquad (2\text{-}4\text{-}5)$$

จะได้ Phase Velocity เป็น

$$v = \frac{\omega}{\beta} \qquad (2\text{-}4\text{-}6)$$

และกระจายทั้งสองสำหรับ Uniform Plane Wave และ Transmission Lines เมื่อไม่มีการ สูญเสีย (R=G=0) ดังนั้นเราจะได้

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}$$

ดังนั้น

$$V = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (2\text{-}4\text{-}7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า

$$H_{ys} = \frac{E_{xo}}{\eta} e^{-\gamma z}$$

กระแสที่ไหลไปในตัวสายส่งเป็น

$$I_s = \frac{V_o}{Z_o} e^{-\gamma z} \qquad (2\text{-}4\text{-}8)$$

Voltage ที่ไหลไปจะเกิด Characteristic Impedance Z_o แทนความสัมพันธ์นี้ด้วย

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$$

เราจะได้

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \qquad (2\text{-}4\text{-}9)$$

เมื่อ Uniform Plane Wave ในตัวกลางหนึ่งต่อไปยังตัวกลางที่สองจะทำให้เกิดการสะท้อนกลับ เรียกว่า Reflection Coefficient

$$\Gamma = \frac{E_{xo}^-}{E_{xo}^+} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}$$

ให้ตัวแปรของ Voltage ที่สะท้อนกลับเทียบกับ Characteristic Impedance แทนด้วย Z เป็น

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\phi} = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_{o2} - Z_{o1}}{Z_{o2} + Z_{o1}} \qquad (2\text{-}4\text{-}10)$$

เรารู้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เราสามารถหา Standing-wave ration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \qquad (2\text{-}4\text{-}11)$$

เมื่อให้ $\eta = \eta_2$ สำหรับ $Z>0$ อัตราส่วนของ E_{xs} ถึง H_{ys} ที่ $Z = -1$ เป็น

$$Y_{in} = \frac{\eta_2 + j\eta_1 \tan\beta_1 l}{\eta_1 + j\eta_2 \tan\beta_1 l}$$

ดังนั้น เราได้ INPUT IMPEDANCE

$$Z_{in} = Z_{o1} \frac{Z_{o2} + jZ_{o1}\tan\beta_1 l}{Z_{o1} + jZ_{o2}\tan\beta_1 l} \qquad (2\text{-}4\text{-}12)$$

อัตราส่วนของ V_s กับ I_s ที่ $Z = -1$ เมื่อ $Z_o = Z_{oz}$ สำหรับ $Z > 0$ เราหา Transmission Line ที่ $Z = 0$ ด้วย Load Impedance Z_L เมื่อ Z_L เป็นสายอากาศ Input Circuit เป็นเครื่องรับโทรทัศน์ หรือ Amplifier บนสายโทรทัศน์ Input Imdependance ที่ $Z = -1$ สามารถเขียนได้เป็น

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o\tan\beta l}{Z_o + jZ_L\tan\beta l} \qquad (2\text{-}4\text{-}13)$$

เราใช้สมการเหล่านี้ในการหาคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายส่งและบางครั้งหาตัวแปร R,G,L และ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 CHARACTERISTIC IMPEDANCE

การวิเคราะห์สายส่งสัญญาณทาง Impedance โดยใช้พื้นฐานสมการอนุพันธ์ หรือ สมการคลื่น สำหรับ Uniform Transmission Line โดยทั่วไปเป็นความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และ แรงเคลื่อนในสายส่งสัญญาณ สำหรับการวิเคราะห์โดยเงื่อนไขการประมาณคุณสมบัติ

(a) ส่วนประกอบของระนาบคลื่นสัมพันธ์กับระบบ Coordinate (b) ส่วนประกอบของสายส่งสัญญาณ 2 ตัวนำ

รูป 2-4-2 ประกอบการวิเคราะห์ Impedance

จากรูป 2-4-2 คลื่นสัญญาณที่ไหลไปตามทิศทางของแกน x เป็นอัตราส่วนของแรงคลื่น V และกระแส I ที่ไหลผ่านตัวนำทั้งสอง หมายถึง Impedance Z เราเรียกว่า Characteristic Impedance ของสาย ดังนั้น

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = Z_o \qquad (2\text{-}4\text{-}14)$$

Impedance จะอนุกรมกับความยาวคิดต่อหนึ่งหน่วยความยาว และ Admittance ขนานกับตัวนำต่อหนึ่งหน่วยความยาวเช่นกัน ดังนั้น

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \qquad (2\text{-}4\text{-}15)$$

เมื่อ R และ G เป็นศูนย์ (Line Lossless) หรือที่ความถี่สูง
ดังนั้น $WL \gg R$ และ $WC \gg G$ ผลที่ได้

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (2\text{-}4\text{-}16)$$

เมื่อ Z = Characteristic Impedance :

L = Series Inductance, Hm

C = Shunt Capacitance, Fm

ในสมการที่ (2-4-16) เป็นค่าจริงหรือ Resistive ดังนั้น ในส่วนนี้ เราสามารถพูดได้ว่าเป็นค่าของ Characteristic Resistance R ของสาย เราเขียนใหม่ได้เป็น

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_o \qquad (2\text{-}4\text{-}17)$$

โดยทั่วไป ค่า R และ G ไม่สามารถละเลยได้ Z เป็น จำนวนเชิงซ้อน และ เป็นส่วนของ Characteristic impedance ที่จะเกิดขึ้น

เมื่อ R และ G น้อยมาก ๆ แต่ไม่น้อยจนสามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้น เราจึง กระจาย ในรูปของค่าโดยประมาณ

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}\left[1 + j\left(\frac{G}{2\omega C} - \frac{R}{2\omega L}\right)\right]} \qquad (2\text{-}4\text{-}18)$$

Z_o สำหรับส่วนนี้ โดยทั่วไปเป็นจำนวนเชิงซ้อน เพราะฉะนั้น ถ้า

$$\frac{G}{C} = \frac{R}{L} \qquad (2\text{-}4\text{-}19)$$

Z_o เป็นค่าจริง ความจริงส่วนนี้เป็น Heaviside;s Condition

การพัฒนาความสัมพันธ์สำหรับ Characteristic Impedance ของ Uniform Transmission Line ดังแสดงในตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2-4-1 Characteristic Impedance of Transmission Lines

Condition	Characteristic Impedance
General Case	$Z_o = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$
Small Losses	$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}\left[1 + j\left(\frac{G}{2\omega C} - \frac{R}{2\omega C}\right)\right]}$
Losses Case R = 0, G = 0	$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_o$

Phase Volocity ของการเดินทางคลื่นในสายให้เป็น ω/β ดังนั้น

$$V = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{Im\gamma} = \frac{\omega}{Im\sqrt{2Y}} \qquad (2\text{-}4\text{-}20)$$

ถ้าสายไม่มีทางสูญเสีย (R=0 และ G=0) หรือ R<<WL และ G<<WC

$$V = \frac{\omega}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (m5) \qquad (2\text{-}4\text{-}21)$$

เมื่อ L = series inductance; Hm

C = shunt capacitance; Fm

2.4.3 Impedance of Transmission Line and of Media

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว CharacteristicImpedance ของสายส่งเป็นอัตราส่วนระหว่างแรงเคลื่อนและกระแสของคลื่นสัญญาณที่ไหลไปตามสาย ดังนั้น

$$Z_o = \frac{V}{I} \qquad (2\text{-}4\text{-}22)$$

สำหรับสายส่งสัญญาณ field-cell ดังรูป 2-4-3

เมื่อ v = Eh และ I = Hw เมื่อ E เป็นความเข้มของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และ H เป็นสนามแม่เหล็ก และ h เป็นความสูง และ w เป็นความกว้างของ field cell มีค่าเท่ากัน ดังนั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$L = \mu$ = inductance per unit length, H m^{-1}

$C = \epsilon$ = capacitance per unit length, F m^{-1}

$G = \sigma$ = conductance per unit length, $\mho$ m^{-1}

where the symbols L, C, and G are now understood to be *distributed quantities* that is, per unit length.

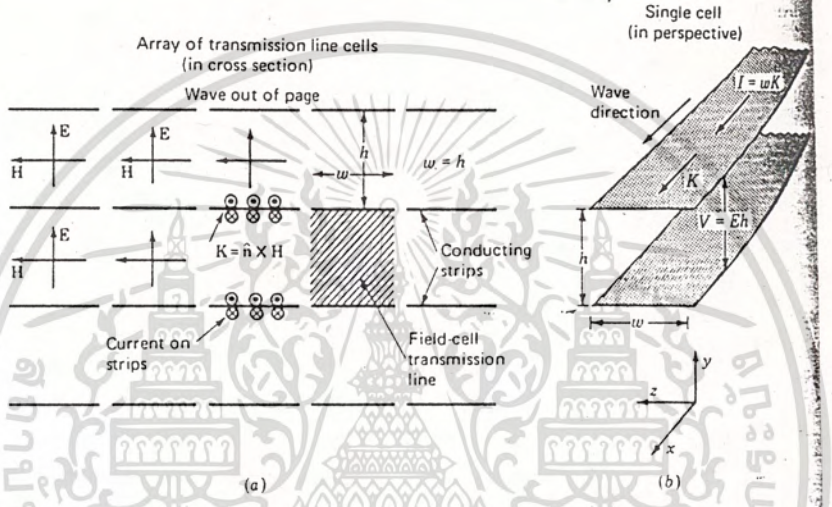


Figure Space may be regarded as an array of field-cell transmission lines as in (*a*). One field cell is shown in perspective in (*b*). E is in the y direction and H is in the z direction.

รูป 2-4-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Characteristic Impedance ของ field cell มีค่าเท่ากัน ดังนั้น Characteristic Impedance ของ field-cell สายส่งเป็น

$$Z_o = \frac{V}{I} = \frac{Eh}{HW} = \frac{\epsilon}{W} \qquad (2\text{-}4\text{-}23)$$

จาก Characteristic Impedance Z ของสายส่งที่ไม่มีการสูญเสีย เป็น

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (2\text{-}4\text{-}24)$$

Characteristic Impedance Z_o ของสมการ อยู่ในส่วนของ Circuit Quantities
สำหรับ field-cell ของสายส่ง $L = \mu$ และ $c = \epsilon$ ดังนั้น

$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \qquad (2\text{-}4\text{-}25)$$

จากสมการ (2-4-23)

$$Z_o = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \qquad (2\text{-}4\text{-}26)$$

เมื่อ Z_o เรียกว่า Intrinsic Impedance ของตัวกลางที่แยกจาก Characteristic Impedance ของสายส่ง ถ้าเราแทนค่าต่าง ๆ ลงไปเมื่อให้ $\mu = \mu_o$ และ $\epsilon = \epsilon_o$ จะได้เป็น

$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = \sqrt{\frac{4\pi \times 10^{-7}\ Hm^{-1}}{8.85 \times 10^{-12}\ Fm^{-1}}} = 376.731 \simeq 120\pi \qquad (2\text{-}4\text{-}27)$$

ค่านี้เราเรียกว่า Intrinsic Impedance of Vacuum หรือที่ว่าง

แต่ในความเป็นจริงแล้ว เมื่อตัวกลางเป็นตัวนำ เราทำได้โดยการเปรียบเทียบกับ Equivalent ของสายส่ง จะได้ว่า

$$Z_o = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \qquad (2\text{-}4\text{-}28)$$

สมการที่ (2-4-27) Z_o เป็นค่าจริง แต่ในสมการนี้ Z_o เป็นจำนวนเชิงซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความคิดของ Intrinsic Impedance และสายส่ง field-cell เป็นการใช้ในการต่อโดยการหา Characteristic Impedance ของการสูญเสียในสายส่งที่เกิดขึ้นใน TEM mode ดังนั้น

$$Z_o = \frac{N_s}{N_p}\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \qquad (2\text{-}4\text{-}29)$$

เมื่อ Ns = จำนวน cell อนุกรม

Np = จำนวน cell ขนาน

สำหรับอากาศ $= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 376.7$

ทั้งวิธีทาง Graphical, Analog-Computer และ Digital-Computer สามารถที่จะประยุกต์วิธีของ Two-wire Conductor ใช้ได้ เพราะง่ายต่อการคำนวณ ตั้งสาย Coaxial ในรูป (2-4-4)

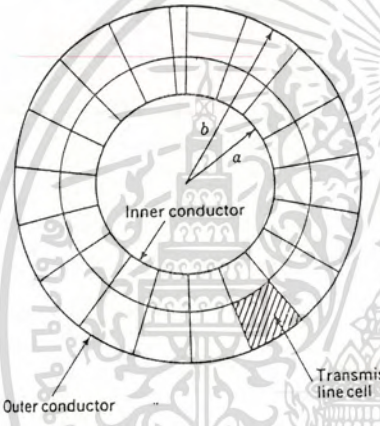


Figure Coaxial transmission line with 18.3 transmission-line cells in parallel and 2 in series.

รูป 2-4-4

จากรูป (2-4-4) หรือไม่มีการสูญเสีย (lossless) จะได้ Charateristic Impedance

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\ln\frac{b}{a} = 0.367\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\log\frac{b}{a} \qquad (2\text{-}4\text{-}30)$$

เมื่อให้ $\mu = \mu_o$ ผลที่ได้

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}}\log\frac{b}{a} \qquad (2\text{-}4\text{-}31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ϵ_r = Relative permittivity of Medium Filling Line

a = Outside Radius of Inner Conductor

b = Inside Radius of Outer Conductor

สำหรับ Two-wire line ดังรูป (2-4-5)

รูป 2-4-5 โครงสร้างของ Two-wire line

จากรูป 2-4-5 ถ้า D>>a จะได้

$$Z_o = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\ln\frac{D}{a} = 0.73\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\log\frac{D}{a} \qquad (2\text{-}4\text{-}32)$$

เมื่อ $\mu = \mu_o$ จะได้ว่า

$$Z_o = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}}\log\frac{D}{a} \qquad (2\text{-}4\text{-}33)$$

เมื่อ ϵ_r = relative permittivity of medium

D = center-to-center spacing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

a = radius of conductor

ทั้ง Coxial line และ Two-wire line ถ้าตัวกลางเป็นอากาศจะได้ $\epsilon = 1$ จะแสดงความสัมพันธ์ดังตาราง 2-4-2

Table 2-4-2 Characteristic Impedance of Coxial and Two-wire line

TYPE OF LINE	CHARACTERISTIC IMPEDANCE
Coxial (ในตัวกลาง)	$Z_o = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a}$
Coxial (ในอากาศ)	$Z_o = 138 \log \frac{b}{a}$
Two-wire (ในตัวกลาง และ D>>a)	$Z_o = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{a}$
Two-wire (ในอากาศ และ D>>a)	$Z_o = 276 \log \frac{D}{a}$

2.4.4 The Terminal Uniform Transmission Line

สายส่งสัญญาณในการวิเคราะห์จะต้องมีความยาวเป็นอนันต์ แต่ ในความเป็นจริงแล้วทำไม่ได้ เราจึงต้องเอา Load: Z_L มาต่อที่ปลายสาย ซึ่งมีคุณสมบัติทาง Impedance เป็น Z_o คุณสมบัติจะมีค่าความยาวของสายเป็นอนันต์ เมื่อ $Z_o = Z_L$ คลื่นที่เดินทางไปในตัวนำ จะไม่เกิดการสะท้อนกลับ แต่ถ้าคุณสมบัติไม่เป็นไปดังที่กล่าวมาแล้ว จะทำให้สัญญาณบางส่วนกลับมาทาง Z_o ดังแสดงในรูป 2-4-5

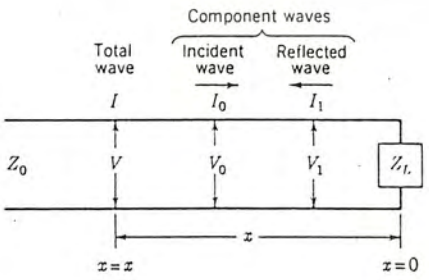


Figure Terminated transmission line.

รูป 2-4-5 Terminal Transmission Line

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดบนสายที่ระยะทาง x จาก Load ถ้าแรงคลื่นและกระแสที่ไหลผ่านเป็น V_o และ I_o และ V_1 และ I_1 เป็นแรงเคลื่อนและกระแสที่เกิดการสะท้อนกลับจาก Load V และ I ที่จุด x = x เป็นผลรวมของ V_o และ V_1 กับ I_o และ I_1 ดังนั้น Phasor ที่ได้จะเป็น

$$V = V_o + V_1 \qquad (2\text{-}4\text{-}34)$$

เมื่อ $V_o = |V_o| e^{\gamma x}$

$V = |V_1| e^{-\gamma x + j\varsigma}$

γ = propagation constant = $\alpha + j\beta$

ς = phase shift at load

ที่ load (x=0) เราให้ $V_o = |V_o|$ และ $V_1 = |V_1| e^{j\varsigma} = |V_1| < \varsigma$

ดังนั้นที่ load

$$\frac{V_1}{V_o} = \frac{|V_1|}{|V_o|} < \varsigma = \rho_v \qquad (2\text{-}4\text{-}35)$$

ผลของกระแส I ที่จุดบนสายมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแส I_o และ I_1 จะได้เป็น

$$I = I_o + I_1 \qquad (2\text{-}4\text{-}36)$$

เมื่อ $I_o = |I_o| e^{\gamma x - j\delta}$

$I = |I_1| e^{-\gamma x + j(\varsigma - \delta)}$

δ = phase difference between current และ voltage ที่ load

$$\frac{I_1}{I_o} = \frac{|I_1|}{|I_o|} < \varsigma = \rho_i \qquad (2\text{-}4\text{-}37)$$

เมื่อ ρ_i เป็น reflection coefficient for current จะได้ว่า

$$I = |I_o| e^{-j\delta} (e^{\gamma x} + \rho_1 e^{-\gamma x}) \qquad (2\text{-}4\text{-}38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ ρ_v และ ρ_i กระจายอยู่ในส่วนของ Characteristic Impedance Z_o และ Load Impedance Z_L ดังนั้น ที่จุดใด ๆ บนสาย

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{|V_o|}{|I_o|} < \delta = -\frac{V_1}{I_1} = -\frac{|V_1|}{|I_1|} < \delta \qquad (2\text{-}4\text{-}39)$$

ที่ load (x=0)

$$Z_L = \frac{V}{I} \qquad (2\text{-}4\text{-}40)$$

อาศัยสมการ (2-4-34) ที่ load

$$\frac{V}{Z_L} = \frac{V_o}{Z_o} - \frac{V_1}{Z_o} = \frac{V_o - V_1}{Z_o} \qquad (2\text{-}4\text{-}41)$$

แต่ $V = V_o + V_1$ เราจะได้ว่า

$$\frac{V_o + V_1}{Z_L} = \frac{V_o - V_1}{Z_o} \qquad (2\text{-}4\text{-}42)$$

จะได้ว่า

$$\frac{V_1}{V_o} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \rho_v \qquad (2\text{-}4\text{-}43)$$

สำหรับ Real Load Impedance Z_L ในย่านจาก 0 ถึง ∞ ผ่าน ρ_v จาก -1 ถึง +1 ลักษณะเดียวกัน จะได้ว่า

$$\rho_1 = -\frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = -\rho_v \qquad (2\text{-}4\text{-}44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วน V/I ที่จุด x ให้ Impedance เป็น Z_x เมื่อมองเข้าหา load อาศัยสมการ (2-4-35) และ (2-4-38) จะได้เป็น

$$Z_x = \frac{V}{I} = \frac{|V_o|}{|I_o|} < \delta \frac{e^{\gamma x} + \rho_v e^{-\gamma x}}{e^{\gamma x} - \rho_v e^{-\gamma x}} \qquad (2\text{-}4\text{-}45)$$

จาก (2-4-39) และ (2-4-43) เราสามารถกระจายได้เป็น

$$Z_x = Z_o \frac{Z_L + Z_o \tanh \gamma x}{Z_o + Z_L \tanh \gamma x} \qquad (2\text{-}4\text{-}46)$$

เมื่อ Z_x = Impedance at Distance x looking toward load;

Z_o = Characteristic impedance of line;

Z_L = Load impedance;

γ = Propagation constant

x = Distance from load; m

นี่คือGeneralexpressionสำหรับLine impedance Zเป็น function ของระยะทาง x จาก load

ถ้าเปิดปลายสาย $Z_L = \infty$ จากสมการ ผลที่ได้

$$Z_x = \frac{Z_o}{\tanh x} = Z_o \coth \gamma x \qquad (2\text{-}4\text{-}47)$$

ถ้าปลายสายต่อกัน $Z_L = 0$ และจาก จะได้ว่า

$$Z_x = Z_o \tanh \gamma x \qquad (2\text{-}4\text{-}48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไป γ เป็นจำนวนเชิงซ้อน ($= \alpha + j\beta$) ดังนั้น

$$\tanh\gamma x = \frac{\sinh\alpha x \cos\beta x + j\cosh\alpha x \sin\beta x}{\cosh\alpha x \cos\beta x + j\sinh\alpha x \sin\beta x} \qquad (2\text{-}4\text{-}49)$$

$$\tanh\gamma x = \frac{\tanh\alpha x + j\tan\beta x}{1 + j\tanh\alpha x \tan\beta x} \qquad (2\text{-}4\text{-}50)$$

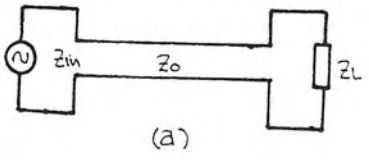
สายที่เปิดวงจรและเมื่อปิดวงจร จะมีคุณสมบัติทาง Impedance เป็น

$$Z_o^2 = Z_{oc}Z_{sc} \qquad (2\text{-}4\text{-}51)$$

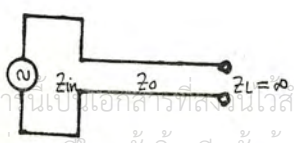
ถ้าสายไม่มีการสูญเสีย ($\alpha = 0$) ความสัมพันธ์ที่ได้โดยทั่วไป

$$Z_x = Z_o \frac{Z_L + jZ_o\tan\beta x}{Z_o + jZ_L\tan\beta x} \qquad (2\text{-}4\text{-}52)$$

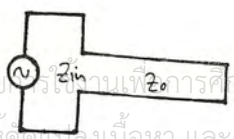
เมื่อเราให้ Z เป็น Impedance ทางด้าน Input ดังรูป 2-4-6



(a)



(b)



(c)

Z_{in} = Input Impedance

Z_o = Characteristic Impedance of Line

Z_L = Load Impedance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) Terminated Transmission Line

(b) Open Circuit $Z = \infty$ (c) Short Circuit $Z = 0$

รูป 2-4-6 การต่อ Load Impedance

เมื่อเราให้ Z เป็นความต้านทานทาง Input โดยให้ $Z = Z_{in}$ จะได้ว่า

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan\beta x}{Z_o + jZ_L \tan\beta x} \qquad (2\text{-}4\text{-}53)$$

จากรูป 2-4-6 (b) ถ้าเราเปิดวงจรทางปลายสายส่งสัญญาณ ($Z = \infty$) จะได้ว่า

$$Z_{in} = \frac{Z_o}{j\tan\beta x} = -jZ_o \cot\beta x \qquad (2\text{-}4\text{-}54)$$

ในทำนองเดียวกัน รูป 2-4-6 (c) ปิดวงจรทางปลายสายส่ง ($Z_L = 0$) จะได้

$$Z_{in} = jZ_o \tan\beta x \qquad (2\text{-}4\text{-}55)$$

จะได้ความสัมพันธ์ดังตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2-4-3 Input Impedance of Terminated Transmission Line

Load Condition	General Case ($\alpha \neq 0$)	Lossless Case ($\alpha = 0$)
Any Value of Load Z_L	$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + Z_o \tanh\gamma x}{Z_o + Z_L \tanh\gamma x}$	$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan\beta x}{Z_o + jZ_L \tan\beta x}$
Open-circuited Line ($Z_L = \infty$)	$Z_{in} = Z_o \coth\gamma x$	$Z_{in} = -jZ_o \cot\beta x$
Short-circuited Line ($Z_c = 0$)	$Z_{in} = Z_o \tanh\gamma x$	$Z = jZ_o \tan\beta x$

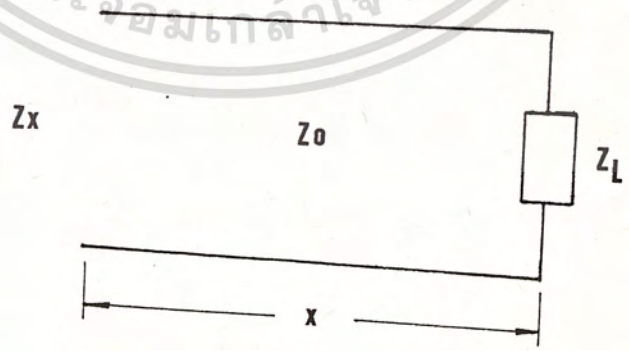


Fig. 2-4-7 Terminated Transmission Line

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บนสายที่ไม่มีการสูญเสีย Voltage Standing-wave Ratio (VSWR) ได้เป็น

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} \qquad (2\text{-}4\text{-}56)$$

จะได้ว่า

$$VSWR = \frac{|V_0| + |V_1|}{|V_0| - |V_1|} = \frac{1 + (|V_1| / |V_0|)}{1 - (|V_1| / |V_0|)} \qquad (2\text{-}4\text{-}57)$$

แต่

$$\frac{|V_1|}{|V_0|} = |\rho_v| \qquad (2\text{-}4\text{-}58)$$

ดังนั้น

$$VSWR = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \qquad (2\text{-}4\text{-}59)$$

เมื่อ ρ_v เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่น (Reflection Coeffient) สำหรับแรงเคลื่อนจะได้ขนาดของ Reflection Coefficient

$$|\rho_v| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \qquad (2\text{-}4\text{-}60)$$

จะได้ความสัมพันธ์สำหรับการสะท้อน (Reflection) และ สัมประสิทธิ์ ของ สายส่ง (Transmission Coefficients) ดังตาราง 2-4-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-4-4 Relations for Reflection and Transmission Coefficients

Reflection Coefficient for Voltage	$\rho_v = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$
Reflection Coefficient for Current	$\rho_i = \frac{Z_o - Z_L}{Z_o + Z_L} = -\rho_v$
Transmission Coefficient for Voltage	$\tau_v = \frac{2Z_L}{Z_o + Z_L} = 1 + \rho_v$
Transmission Coefficient for Current	$\tau_i = \frac{2Z_o}{Z_o + Z_L} = 1 + \rho_i$
Voltage Standing-wave Ratio (VSWR)	$\frac{1 + \lvert\rho_v\rvert}{1 - \lvert\rho_v\rvert} = \frac{1 + \lvert\rho_i\rvert}{1 - \lvert\rho_i\rvert}$
Magnetude of Reflection Coefficient	$\lvert\rho_v\rvert = \lvert\rho_i\rvert = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$

เมื่อ ρ_v = Reflection Coefficient for Voltage

ρ_i = Reflection Coefficient for Current

τ_v = Transmission Coefficient for Voltage

τ_i = Transmission Coefficient for Current

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนและกระแสที่จุดใด ๆ ตามความยาวของสายส่ง (including the Effects of the Incident and Reflected Components) ดังแสดงในรูป 2-4-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

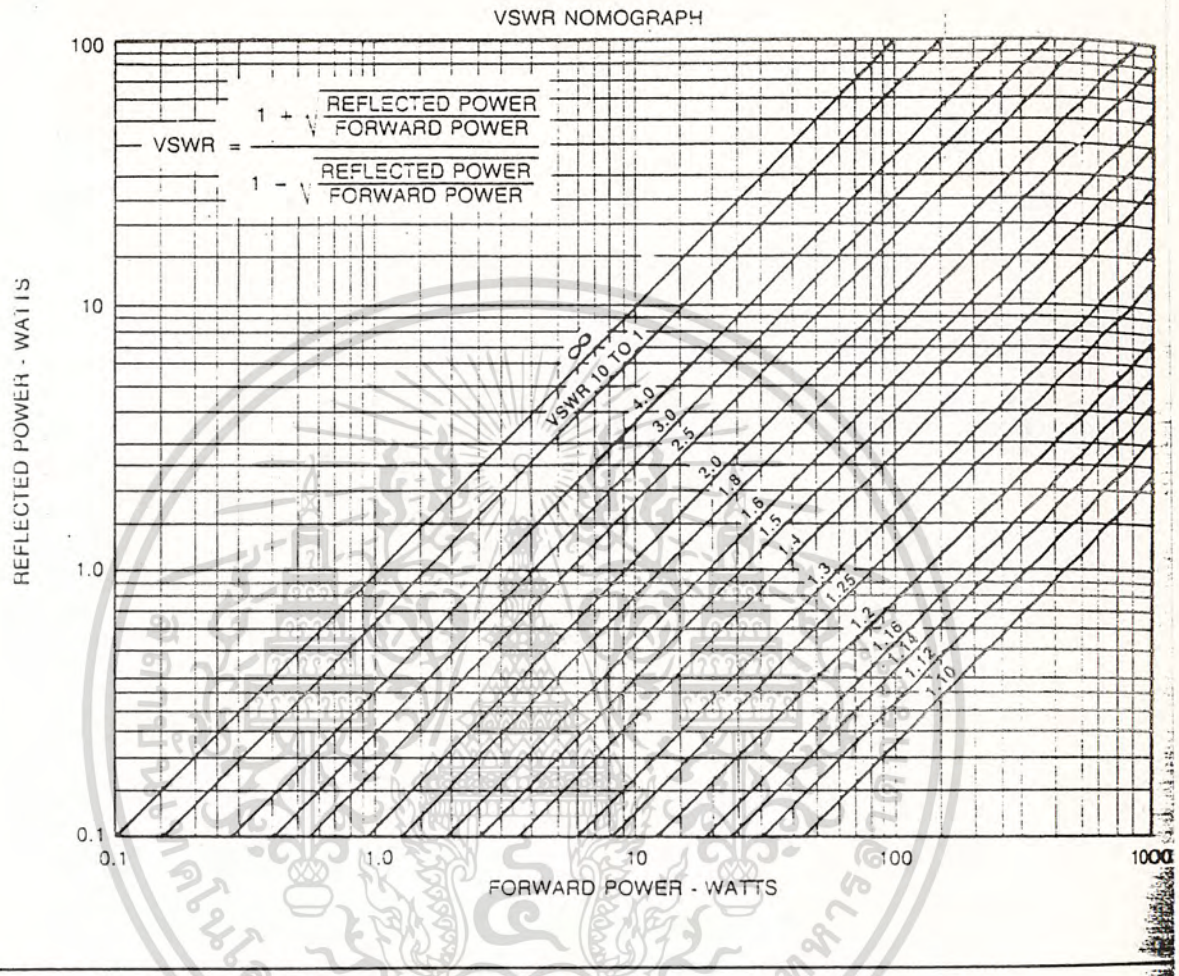


Fig SWR as a function of forward and reflected power.

รูป 2-4-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ทฤษฎีสายอากาศ
(Antenna Theory)

สายอากาศเป็นอุปกรณ์ตัวนำของการส่งและการรับ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศใช้เป็นตัวเชื่อมโยงจากเครื่องส่งผ่านตัวกลาง คืออากาศไปยังเครื่องรับ โดยสายอากาศจะส่งผ่านกำลังงานจาก Output ของเครื่องส่ง ไปยังบรรยากาศของโลก หรือจากบรรยากาศของโลกไปยัง เครื่องรับ สายอากาศ เป็นอุปกรณ์ Passive Recriprocal Passive ในที่นี้ไม่สามารถทำการ ขยายสัญญาณได้แท้จริง และ Recripracal ในที่นี้เป็นคุณสมบัติการส่งและการรับของเอกลักษณ์สายอากาศ

2.5.1 จุดกำเนิดสายอากาศพื้นฐาน (Basic Antenna Operation)

จุดกำเนิดของสายอากาศเป็นพื้นฐานความเข้าใจจากการมองรูปแบบVoltageStanding-Wave Ratio บนสายส่งสัญญาณ ดังแสดงในรูป2-5-1(a)สายส่งสัญญาณโดยเปิดวงจรแสดงให้เห็นความไม่สม่ำเสมอของสัญญาณ เหตุบังเอิญที่มี Voltage Wave ถอยหลังกลับ และมีบางส่วนที่แผ่กระจายเป็นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าออกไป ไม่สะท้อนกลับมายังแหล่งจ่าย กลายเป็นพลังงานที่แผ่กระจายเป็นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าออกไป ม่สะท้อนกลับมายังแหล่งจ่ายกลายเป็นพลังงานที่แผ่กระจายออกไปจากสายอากาศในรูปสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Efficiency) ของสายส่งสัญญาณที่เปิดด้านปลายมีค่าต่ำ โดยที่คุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่น เป็นอัตราส่วน ของการแผ่กระจายคลื่นต่อ พลังงานสะท้อนกลับ การกระจายพลังงานได้มากอย่างง่าย ๆ โดยการแยกตัวนำออกเป็นสองส่วน ซึ่งเรียกว่า Dipole ดังแสดงในรูป 2-5-1(b)

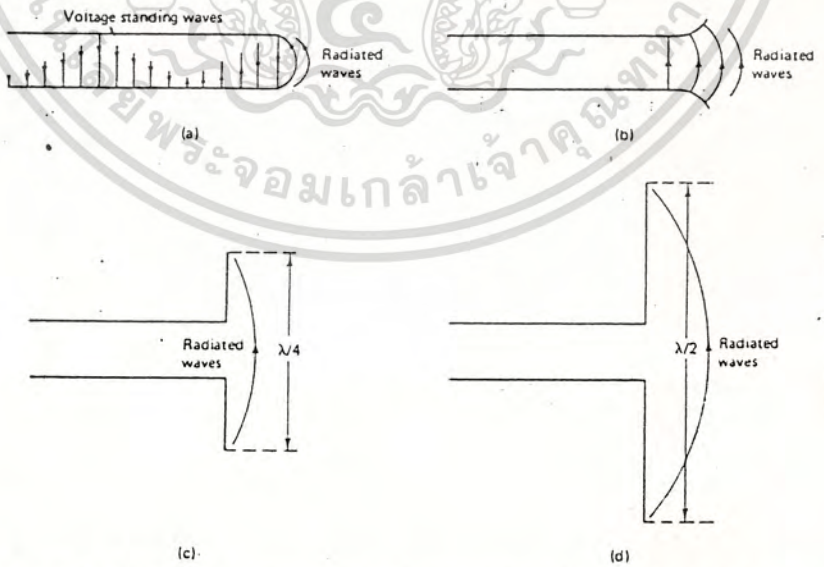


FIGURE 2-5-1 Radiation from a transmission line: (a) transmission-line radiation; (b) spreading conductors; (c) Marconi antenna; (d) Hertz antenna.

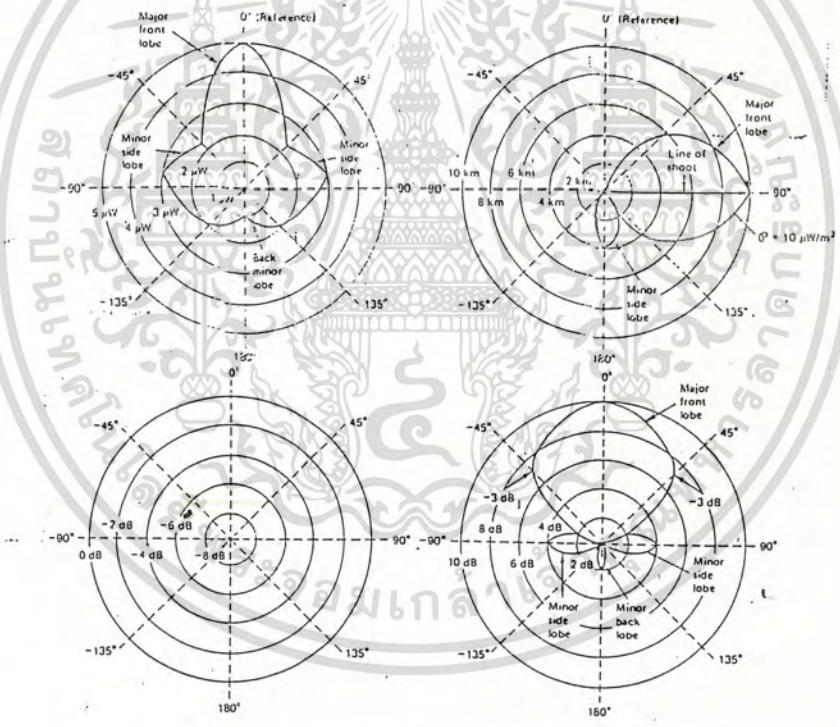
ในรูป 2-5-1(c) เป็นตัวนำที่แยกอยู่ในรูปของเส้นตรงโดยความยาวรวมเป็น 1/4 ของความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยาวคลื่น สายอากาศนี้เรียกว่า Quarter-Wave-Dipole หรือ Marconi Antenna ส่วน Half-Wave Dipole เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Hertz Antenna ดังแสดงในรูป 2-5-1(d)

2.5.2 รูปแบบการกระจายคลื่น (Radiation Pattern)

Radiation Pattern เป็น Polar Diagram หรือแสดงในรูปกราฟของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า หรือความเข้มของพลังงานที่จุดต่างในพื้นที่การสัมพันธ์กับสายอากาศเมื่อ Radiation Pattern เขียนในรูปของสนามไฟฟ้า ($\mathcal{E}$ = V/m) หรือความเข้มพลังงาน ($\mathcal{P}$ = W/m^2) เรียกว่า Absolute Radiation Pattern ถ้าเขียนในรูปสนามหรือความเข้มพลังงานเมื่อเทียบกับจุดกำเนิดเรียกว่า Relative Radiation Pattern ดังรูป 2-5-2 แสดง Absolute Radiation Pattern สำหรับ Unspecified Antenna เขียนอยู่ในรูป Polar Coordinate โดยแสดงให้เห็นพลังงานที่จุดต่างตามทิศทางต่างๆ และระยะทางต่างๆ และ Lobe ต่าง ๆ



รูป 2-5-2(a) ให้ความเข้มของพลังงานสูงสุดในทิศทาง 90° เท่ากับ 10 μW/m วงกลมแต่ละวงแบ่งออกเป็นช่วงละ 2km โดยเอาทิศทาง 90° ที่ให้ ความเข้มของพลังงานสูงสุดเป็น จุดอ้างอิง Primary Beam ในทิศทาง 90° เรียกว่า Major Lobe Secondary Beam หรือ Minor Lobe ในทิศทาง 180° ในความเป็นจริง Minor Lobe ไม่มีความจำเป็น เพราะว่า ทางด้านรับจะรับพลังงานได้สูงสุดเมื่อหันสายอากาศรับตรงกับ Major Lobe หรือเรียกว่า FrontLobe หรือด้านหลังของสายอากาศ MinorLobe เรียกว่า Side Lobe และ Lobe ที่มีทิศทางตรงกันข้ามกับด้านหน้าเรียกว่า BackLobe อัตราส่วนระหว่าง Front Lobe ต่อ Back Lobe เรียกว่า Front-To-Back Ratio และ อัตราส่วน Front Lobe ต่อ

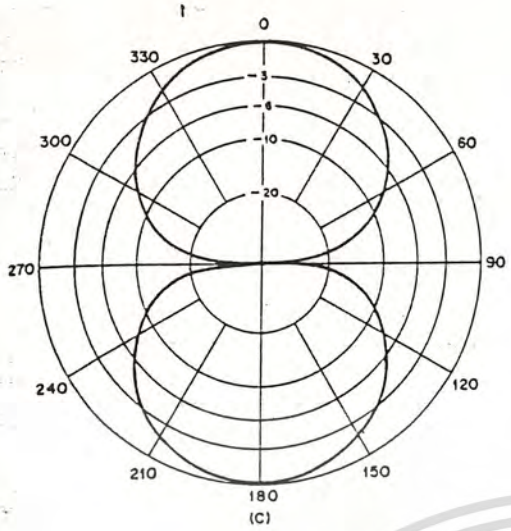
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Side Lobe เรียกว่า Front-To-Side Ratio เส้นตรงจาก Major Lobe หรือจากจุดศูนย์กลางของสายอากาศไปยังทิศทางที่การแผ่กระจายคลื่นสูงสุดเรียกว่า Line of Shoot รูป 2-5-2(b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Pattern สำหรับ Unspecified Antenna โดยจะได้ Front-To-Back Ratio เป็น 5:1 = 5 โดยทั่วไปจะบอกเป็นเดซิเบล $dB = 20 \log(\frac{\epsilon}{\epsilon_{max}})$ หรือ $dB = 10 \log(\frac{P}{P_{max}})$ โดยรูป 2-5-2(c) แสดงในหน่วยเดซิเบล (Decibels) และรูป 2-5-2(d) แสดงความสัมพันธ์ของการแผ่กระจายคลื่นเทียบกับ Ommidirectional Antenna Radiation Pattern มีการเรียกทั้งทาง Horizontal (from the top) และทาง Vertical (From the side) สำหรับ Ommi Antenna Pattern ทั้งทางแนวนอนและแนวตั้งเท่ากัน เพราะว่าการแผ่กระจายคลื่นรอบตัว โดยเปรียบได้กับสายอากาศที่เป็นจุดกลม ๆ หรือเรียกว่า Isotropic Antenna

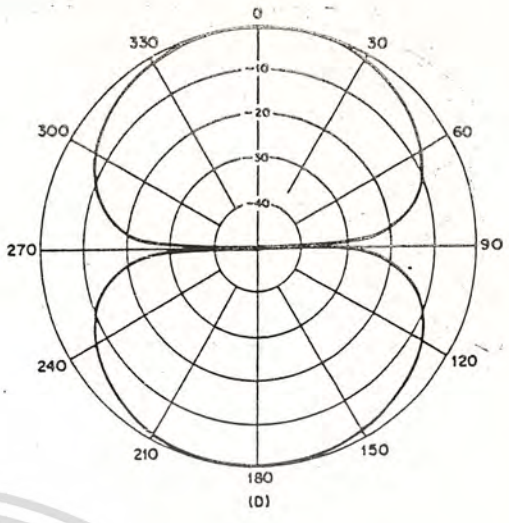
สำหรับ Coordinate Scales ของ Radiation Pattern ของสายอากาศต่าง ๆ ดังแสดงในรูป (2-5-3)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

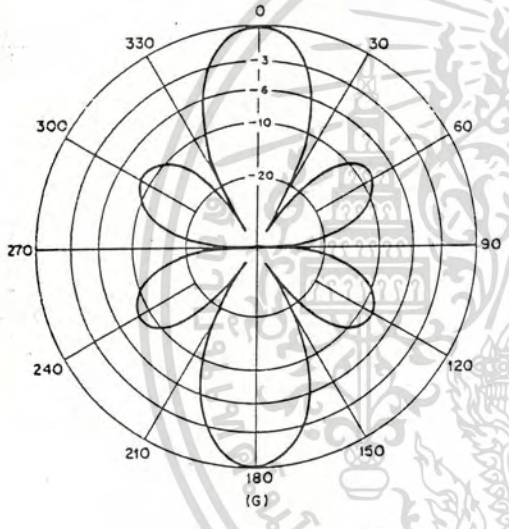
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



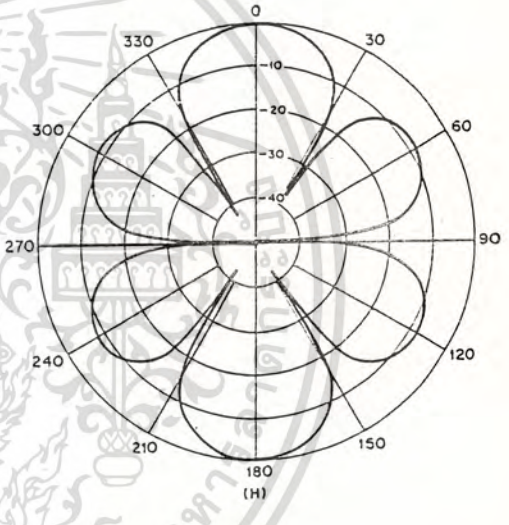
(C)



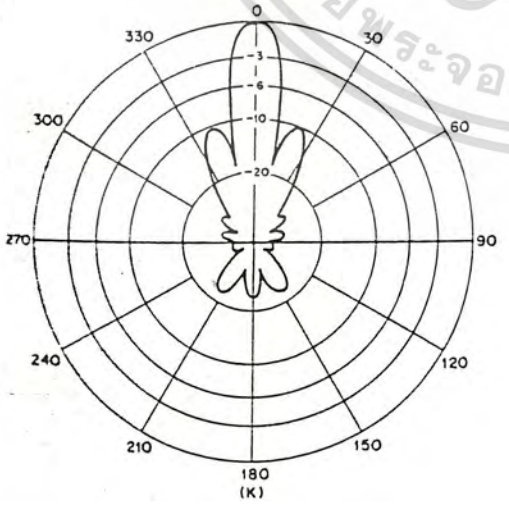
(D)



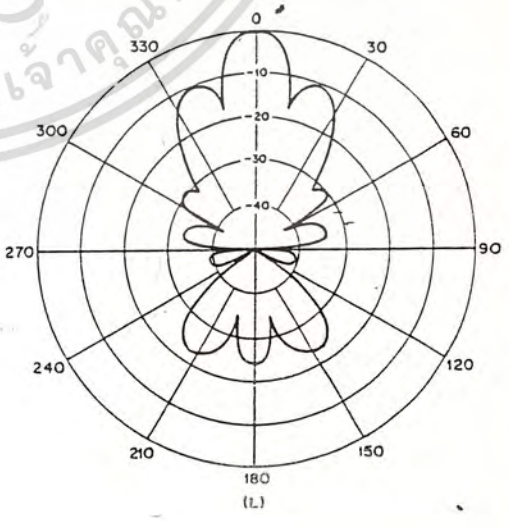
(G)



(H)

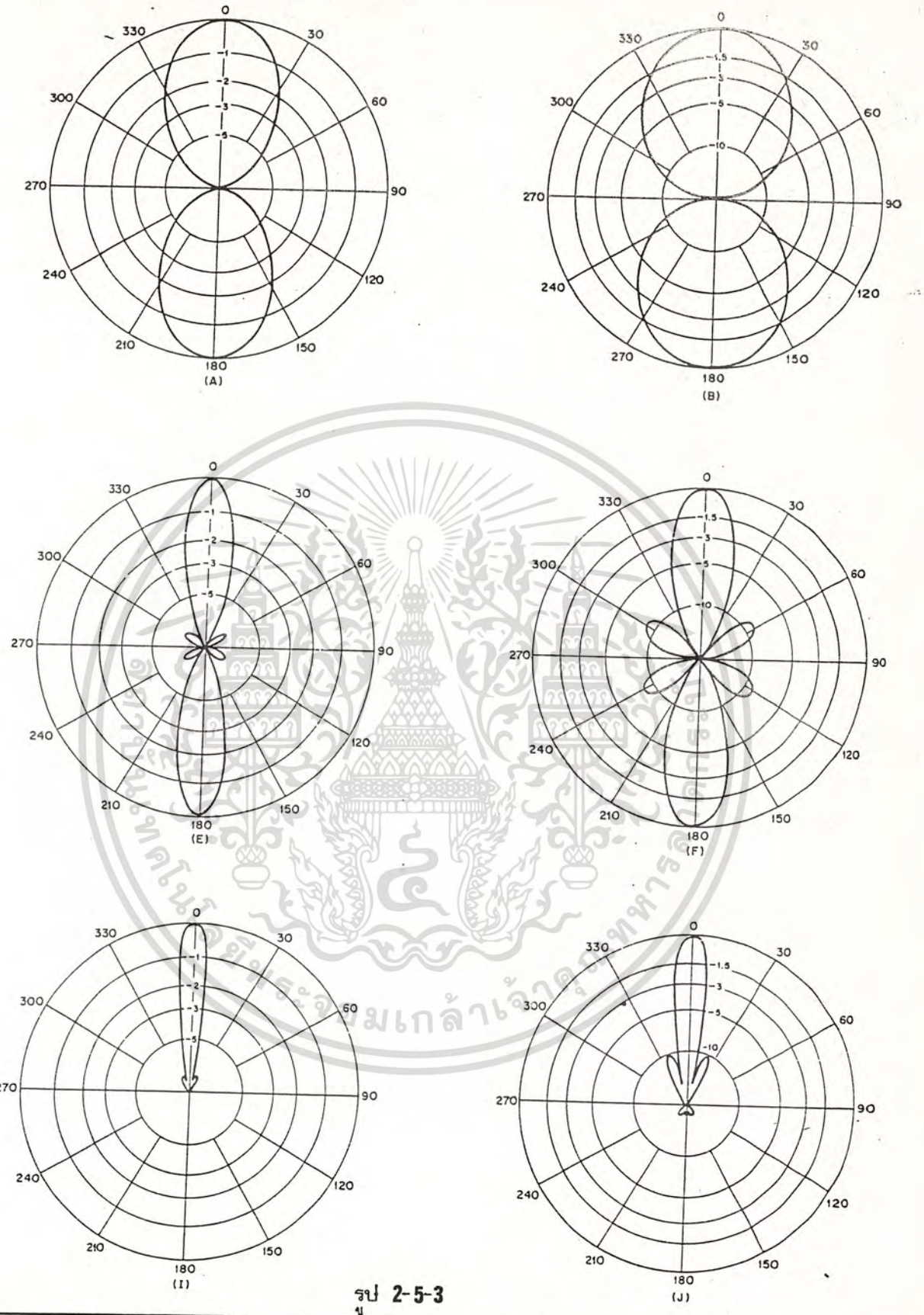


(K)



(L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-5-3

Fig Radiation pattern plots for three antennas on four different grid coordinate systems. At A through D are plots for a ½-λ dipole; E through H for an extended double Zepp, and I through L for an array of four 19-element Yagis. At A, E and I are patterns on a linear power grid; at B, F and J on a linear voltage grid; at C, G and K on a log periodic grid, and at D, H and L on a logarithmic (linear decibel) grid. The concentric circles in all grids appearing here are graduated in decibels referenced to 0 dB at the outer edge of the chart.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 Near and Far Fields

การแผ่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นสายอากาศปิดไม่เหมือนกับการแผ่กระจายแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระยะทางมาก ๆ ในส่วนของ Near Field หมายถึง Pattern ของสายอากาศแบบปิด และ ในส่วนของ Far Field หมายถึง Pattern ของสายอากาศที่ระยะไกล ๆ ในครึ่งหนึ่งของ Cycle แรกกำลังงานในการแผ่กระจายจากสายอากาศ บางครั้งจะมีการเกิดพลังงานใกล้ ๆ สายอากาศ ในครึ่งหลังของ Cycle กำลังงานใกล้ ๆ นี้ จะกลับไปยังสายอากาศ ปฏิกริยาลักษณะนี้ จะเกิดการเก็บพลังงาน และ ถ่ายพลังงาน ดังนั้น Near Field ในบางครั้งเรียกว่า Induction Field ส่วนพลังงานที่ถูกปล่อยออกมาห่างจากสายอากาศอย่างต่อเนื่องและไม่มีกลับไปยังสายอากาศ ดังนั้น ในบางครั้ง Far Field เราเรียกว่า Radiation Field สำหรับ Pattern ของสายอากาศ เราใช้สำหรับ Far Field ส่วน Near Field เราจำกัดในระยะห่าง D^2/λ จากสายอากาศ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น D เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของสายอากาศ

2.5.4 Radiation Resistance and Antenna Efficiency

กำลังที่จ่าย ยให้ สายอากาศแล้วไม่มีการแผ่กระจายออกไป บางครั้งเปลี่ยนเป็นความร้อนและเป็นระเบียบ Radiation Resistance เป็นความต้านทางของ สายอากาศแบบ AC และมีค่าเป็นอัตราส่วนของ Power Radiation โดยสายอากาศ ต่อพื้นที่ของกระแสที่จุด Feed ใช้คณิตศาสตร์หา Radiation Resistance เป็น

$$Rr = \frac{P}{i^2} \qquad (2\text{-}5\text{-}1)$$

เมื่อ Rr = Radiation Resistance

P = rms power radiated by the Antenna

i = rms Antenna current at the feed point

Radiation Resistance เป็นค่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นสายอากาศ ทำให้เปลือองกำลังของกำลังการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

Antenna Efficiency เป็นอัตราส่วนของกำลังงานการ แผ่กระจาย โดยสายอากาศต่อผลบวกของกำลังงานที่แผ่กระจายและพลังงานที่สูญเสีย หรือ อันตราส่วนของพลังงานแผ่กระจายโดย สายอากาศต่อกำลังงานรวมทั้งหมด ในทางคณิตศาสตร์ จะได้ Antenna Efficiency เป็น

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_d} \times 100 \qquad (2\text{-}5\text{-}2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ η = Antenna Efficiency (%)

Pr = Power Radiated by Antenna

Pd = Power Dissipated in Antenna

รูป 2-5-4 แสดงวงจรสัมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของสายอากาศ มีกำลังงานที่สูญเสียไปในความต้านทานทาง DC (Ground Resistance, Corona, Imperfect Dietectrics, Eddy Current, etc.) และส่วนที่เหลืออยู่ของการแผ่กระจายคลื่นกำลังงานรวมของสายอากาศ เป็นผลรวมของกำลังงานที่สูญเสียและที่แผ่กระจายคลื่น ดังนั้น ในส่วนของความต้านทานและกระแส จะได้ Antenna Efficiency เป็น

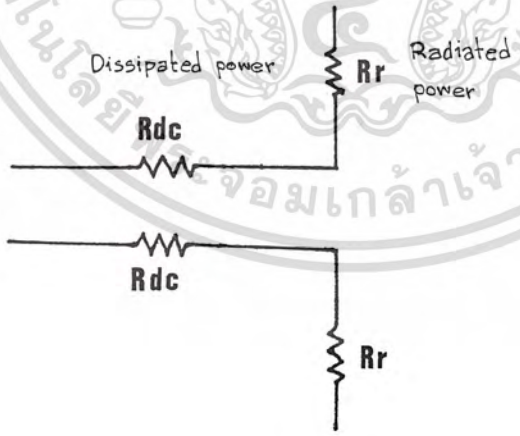
$$\eta = \frac{i^2 Rr}{i^2 (Rr + Rdc)} = \frac{Rr}{Rr + Rdc} \qquad (2\text{-}5\text{-}3)$$

เมื่อ η = Antenna Efficiency

i = Antenna Current

Rr = Radiation Resistance

Rdc = DC Antenna Resistance



รูป 2-5-4 Simplified Equivalent Circuit of Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.5 GAIN AND DIRECTIVITY

สายอากาศทุก ๆ ชนิด รูปร่างต่าง ๆ ผลกระทบต่อทิศทางของ ความเข้มของการแผ่กระจายพลังงาน มีลักษณะไม่เหมือนกันทุกทิศทางจากสายอากาศ คุณสมบัติ การแผ่กระจายคลื่นในบางทิศทางมากกว่าทิศทางอื่น เรียกว่า Directivity ของสายอากาศ Directivity สามารถวัดขนาดโดยเปรียบเทียบรูปแบบของระบบ 3 มิติ ของสายอากาศ ภายใต้องค์ประกอบระบบทรงกลม 3 มิติ ของสายอากาศ Isotropic เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า (กำลังงานต่อหน่วยพื้นที่หรือความเข้มของกำลังงาน) ที่เหมือนกันทุก ๆ พื้นที่ของ Imaginary Sphere ที่รัศมีทุก ๆ ความยาวคลื่น และ จุดศูนย์กลางของสายอากาศ Isotropic ที่พื้นที่รอบ ๆ รัศมี Imaginary Sphere สายอากาศเหมือนผลรวมของกำลัง Directive Pattern เป็นผลความเข้มกำลังมากสุดที่บางจุดบน Sphere และจุดเล็ก ๆ อื่น ๆ อัตราส่วนของความเข้มกำลังงานสูงสุดต่อความเข้มของกำลังงานเฉลี่ยในขอบเขตของ Sphere เป็นจำนวนที่วัดได้ของDirectivity of the Antenna ได้เป็น

$$D = \frac{P}{P_{av}} \qquad (2\text{-}5\text{-}4)$$

เมื่อ D = Directivity

p = Power Density at its Maximum Point on the Surface of the Sphere

Pav = Average Power Density

Gain ของสายอากาศ เป็นความสัมพันธ์ของ พื้นที่ผิวโลกต่อ Directivity เพราะว่า Directivity เป็นฐานอันเดียวบนรูปร่างของ Directive Pattern ไม่สามารถคิดหากำลังงานที่สูญเสียในระบบ สายอากาศ การหากำลังงานที่สูญเสียโดย หา จากกำลังที่จ่ายให้แก่ สายอากาศ การสูญเสียตามธรรมดาเป็นเปอร์เซนต์ค่าคงที่ของกำลังงาน INPUT ดังนั้น Antenna Gain เป็น

$$G = K\frac{P}{P_{av}} \qquad (2\text{-}5\text{-}5)$$

เมื่อ G = Gain (อยู่ในรูปอัตราส่วนกำลัง)

k = Efficiency (กำลังงานของการแผ่กระจายคลื่นหารด้วยกำลังงาน INPUT ของสายอากาศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Directive Diagram เป็นข้อมูล หรือ ข้อกำหนดโดยทั่วๆไป ในส่วนของ Lobe Power Gain มาก ๆ ของสายอากาศ ลักษณะตามธรรมชาติของความเป็นจริงที่กำลังงานเคลื่อนที่จากส่วนใหญ่และจุดใหญ่ๆ ของพื้นที่รอบ ๆ การแผ่กระจายคลื่น เป็นการรวมที่แสดงให้เห็นโดย Lobes แคบกับกำลังงานหลัก โดยทั่วไป เราใช้ดัชนีของ Directivity และ ดังนั้น Gain ของสายอากาศเป็นการวัดความกว้างของ Major Lobe (หรือ Lobes) ของการเขียน Pattern จะอยู่ในรูปของมุมที่ Half-Power หรือที่ -3dB และ จุดนี้ เรา เรียกว่า Beamwidth

ในที่นี้แยกข้อมูลทั่วไปในทางอุดมคติของความสัมพันธ์ของ Gain ค่อนข้างใกล้เคียงกับการวัดที่เป็น เช่นนี้เพราะว่าค่าที่วัดได้ทำให้รูปความเข้มของกำลังที่จุดต่าง ๆบนพื้นที่รอบ ๆรูป Single Diagram ที่แสดง ในรูปของ Pattern จะอยู่ในรูป E-Plane และ H-Plane หลังจากทำการเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศ

Gain หมายถึงการแผ่กระจายคลื่นของ Isotropic เทียบกับสายอากาศที่ต้องการหา ดังนั้นค่า ที่คำนวณค่อนข้างมากกว่าที่วัดได้ เพราะว่าการแผ่กระจายคลื่นของ Isotropic ไม่มีการสูญเสีย แต่ในทาง ปฏิบัติจะใช้สายอากาศกำลังความยาวคลื่น (เพราะ Isotropic เป็นสายอากาศในอุดมคติ) เริ่มต้นในการ ทดสอบ โดยเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ต้องการทดสอบกับการวัดจาก 1/2λ Dipole จะมี Gain สูงกว่า สายอากาศ Isotropic อยู่ 2.14 dB(dBi) ถ้าวัด Gain สายอากาศเทียบกับ Isotropic ให้บวกกับ 2.14 จะได้เป็น dBi ถ้าเทียบกับ Dipole ให้ลบกับ 2.14 dB จะได้เป็น dBd

ในที่นี้เราจะใช้เส้นแรงแม่เหล็ก (Voltage) ที่ได้จากสายอากาศที่ให้จุดการแผ่กระจายต่อ Square Root ของกำลัง ดังนั้น เราสามารถหาอัตราส่วนของ

$$\frac{E_1}{E_2} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} \qquad (2\text{-}5\text{-}6)$$

การวัดจะอยู่ในหน่วยของ Decibel ถ้าวัดในรูปของกำลังจะได้ Power Ratio เป็น

$$dB = 10\log \frac{P_1}{P_2} \qquad (2\text{-}5\text{-}7)$$

ถ้าในรูปของแรงเคลื่อน จะได้เป็น

$$dB = 20\log \frac{E_1}{E_2} \qquad (2\text{-}5\text{-}8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.6 Efficiency Isotropic Radiated Power

Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) หมายถึงกำลังงานการส่งสัมมูลย์และอยู่ในรูปทางคณิตศาสตร์ เป็น

$$EIRP = PrAt \quad \text{Watts} \qquad (2\text{-}5\text{-}9)$$

เมื่อ

Pr = Total Radiated Power

At = Transmit Antenna Directive Gain

หรือ

$$EIRP(dBm) = 10\log\frac{Pr}{0.001} + 10\log At \qquad (2\text{-}5\text{-}10)$$

จากสมการ (11-7a) สามารถเขียนเพื่อหากำลังอินพุทและ Power Gain เป็น

$$EIRP = PinAp \qquad (2\text{-}5\text{-}11)$$

EIRP หรือ ERP (Effective Radiated Power) เปรียบเสมือนกำลังของสายอากาศ Isotropic ความเข้มของกำลังของ สายอากาศ จะต้องการเอา ทิศทางใดทิศทางหนึ่งสูงสุดตามต้องการ การหาความเข้มของกำลังการส่งที่จุดใด ๆ สามารถหาได้จากสมการ (2-5-12)

$$\mathcal{P} = \frac{PrAt}{4\pi R^2} \qquad (2\text{-}5\text{-}12)$$

สถานะสายอากาศเป็นอุปกรณ์ทำนองเดียวกันกับ Power Gain และ Directivity เมื่อใช้รับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและสำหรับการส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากกำลังที่รับได้ หรือ Captured โดยสายอากาศที่เกิดจากความเข้มของกำลังในตัวกลางรอบ ๆ สายอากาศ และ Directive Gain สายอากาศหาได้จากสมการ

$$\text{Captured Power} = C = \frac{PrAtAr}{4\pi R^2} \qquad (2\text{-}5\text{-}13)$$

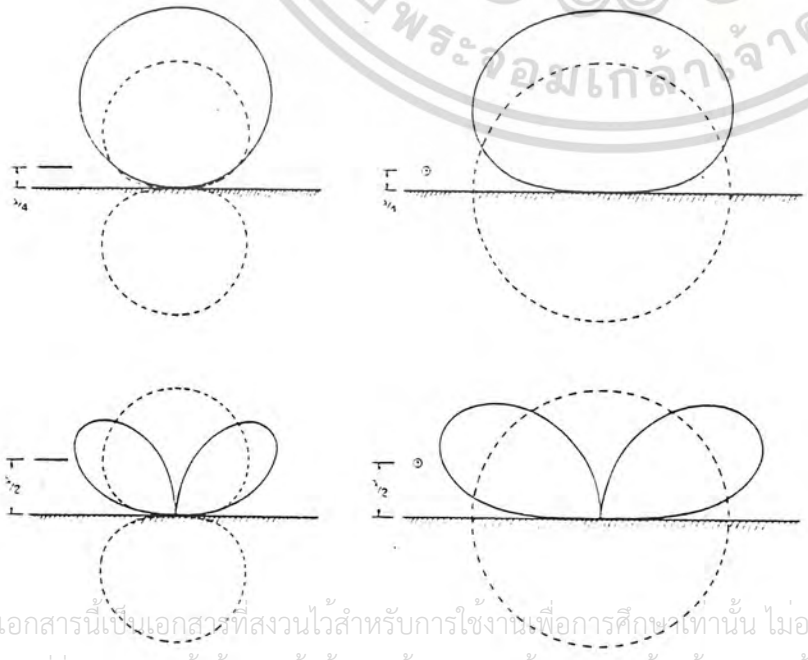
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Captured Power ไม่เป็นที่ต้องการ ทำให้หดหายในสายอากาศรับการใช้รับพลังงานเป็นผลของความเข้มกำลังที่รับสายอากาศที่รับเป็น Direct Gain และ Efficiency หรือความเข้มของกำลังงานที่รับของสายอากาศรับมี Power Gain

2.5.7 Antenna Polarization

Polarization ของสายอากาศ หมายถึง จดกำเนิดของการแผ่กระจายของ Electric Field จากสายอากาศ ลักษณะสายอากาศที่เป็น Linearly (ลักษณะการเกิด Horizontally หรือ Vertically, หมายถึงการวาง Elements สายอากาศในระนาบ Horizontally หรือ ระนาบ Vertically) ถ้าสายอากาศแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าวางทางแนวตั้ง (Vertically Polaried) สายอากาศนั้นหมายถึง Vertically Polarized ถ้าสายอากาศแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าวางทางแนวนอน (Horizontally Polarized) สายอากาศเป็นแบบ Horizontally Polarized ถ้าการแผ่กระจาบของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าหมุนในรูปวงรี (Elliptical Pattern) เรียกว่า Elliptically Polarized และถ้าเส้นแรงแม่เหล็กในรูปวงกลม (Circular Pattern) เรียกว่า Circularly Polarized

เพราะว่ารูปแบบการกระจาย คลื่นสายนอากาศ เป็นระบบสามมิติ ช่วยในการเข้าใจถึงรูปแบบที่เกิดขึ้น โดยรูปที่ 2-5-5 แสดงถึงคุณสมบัติ Vertical Directional สำหรับความสูงระดับต่าง ๆ เป็นไปได้ถึงการแสดงจุดกำเนิดรูปแบบระบบแนวตั้งในการเทียบกับทิศทางด้วยแกนที่วางสายอากาศ ในส่วนของแนวนอน Half-Wave Dipole การทำงานระนาบนี้ในทิศทางความยาวตามแกน และ Broadside ต่าง ๆ ถึงสายอากาศที่ดีในทางอุดมคติ



รูป 2-5-5

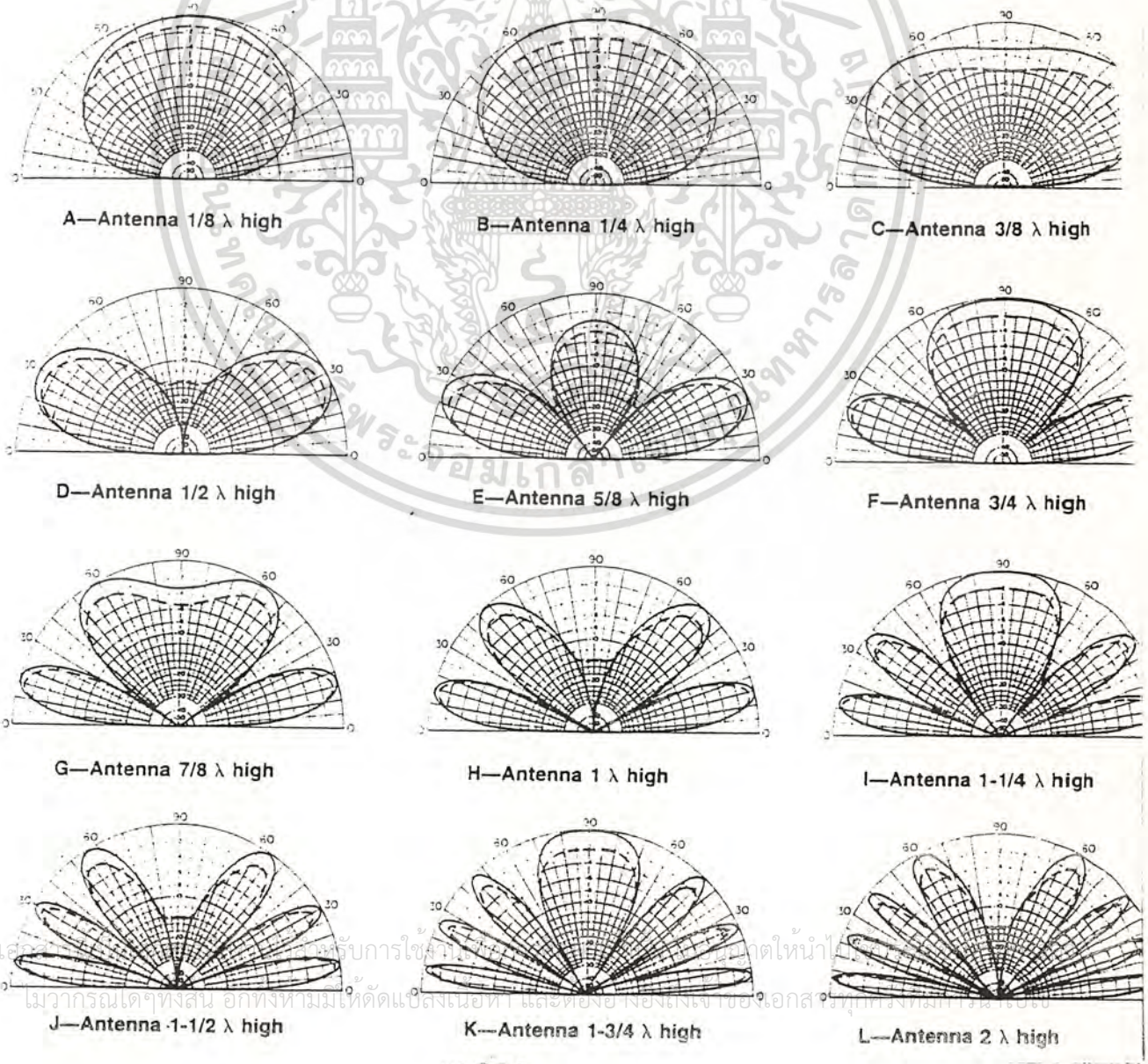
Fig —Effect of the ground on the radiation from a horizontal half-wave antenna, for heights of one-fourth and one-half wavelength. Broken lines show what the pattern would be if there were no reflection from the ground (free space).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบของ การสะท้อน จากพื้นผิว สามารถอธิบายโดย Pattern Factor ใช้ในหน่วย Decibels สำหรับการใช้มุมทางแนวตั้ง เพิ่มการวิเคราะห์ค่าทางคณิตศาสตร์ สำหรับค่ามุมการแผ่กระจายคลื่นทาง Vertical Pattern ภายใต้เงื่อนไขที่จำกัด เหล่านี้อธิบายโดย Direct Ray และ Reflected Ray เริ่มต้นกำหนด Phase และ Out of Phase ที่ให้ คงที่ โดยทั้งสองไม่มีผลจากการสูญเสียจากพื้นผิว โดยให้มี Amplitude เท่ากัน โดย Polarization ของสายอากาศที่นิยมนำมาใช้งานจะอธิบายต่อไป

2.5.8 HORIZONTAL ANTENNA

Pattern Factors จะเปลี่ยนแปลงตามความสูงสำหรับ HorizontalAntenna ดังแสดงในรูที่ 2-5-6 Solid-Line Plots ให้พื้นเป็นตัวนำที่ไม่มีการสูญเสียโดยเขียนรูปตามพื้นผิวโลกตามเงื่อนไข Real Earth Horizontal Antenna รูป Pattern ที่ความสูงต่าง ๆ โดยมองสายอากาศ Dipole โดยมีส่วนประกอบที่เกิดจากจุดเริ่มต้นถึงจุดสุดท้าย โดยมี Pattern Factor เป็นตัวแปรของ Pattern สำหรับทุก ๆ Horizontal Antenna



รูป 2-5-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Vertical Radiation Pattern ในทิศทางของ Horizontal Half-Wave Dipole แสดงในรูป 2-5-7 เมื่อเทียบกับความสูงสายอากาศ Scale ของ Pattern เมื่อเทียบกับทิศทางสำหรับประมาณความสูงในรูป 2-5-6 ส่วนรูป 2-5-7(a) และ 2-5-6(b) เป็น Perfect-Earth Pattern โดยเหมือนกับ Perfect-Earth Pattern ในรูปที่ 2-5-5 เพราะฉะนั้น รูปที่ 2-5-7 เป็นการแสดง High-Angle Radiation ของ Broadside Radiation

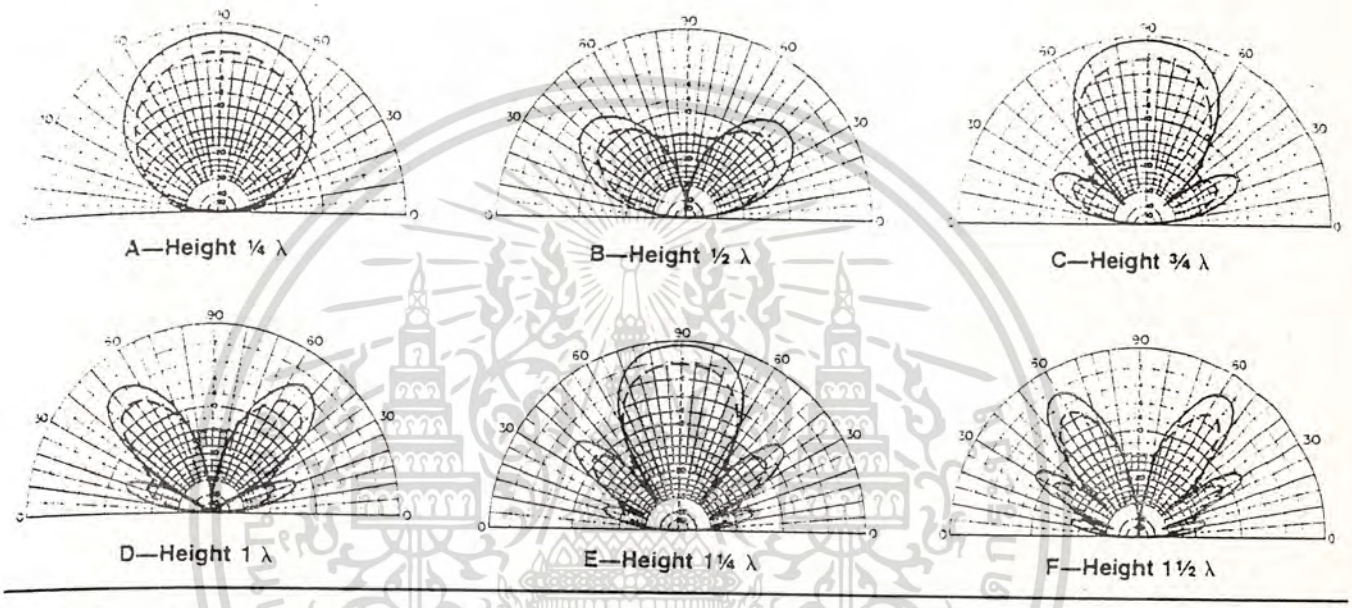
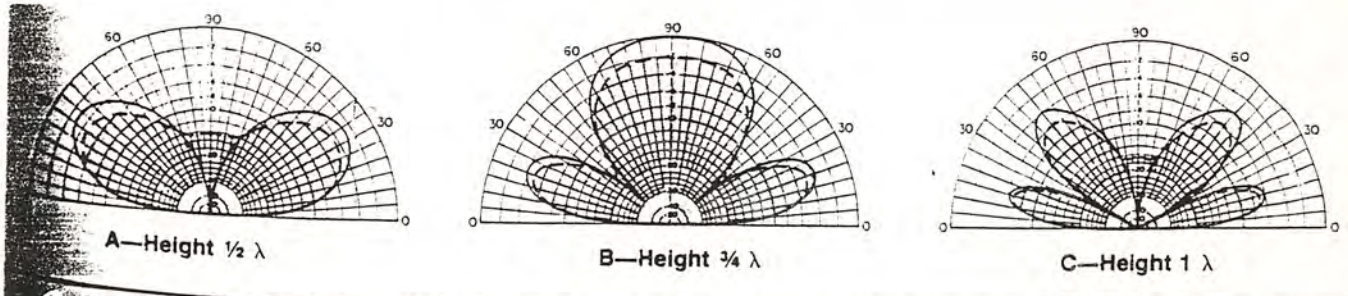


Fig —Vertical-plane radiation patterns of horizontal half-wave antennas in the plane of the antenna wire. The solid-line curves are the perfect-earth patterns, and the shaded curves represent the effects of average earth (k = 15, G = 0.005 S/m) at 14 MHz. The 0-dB reference in each plot corresponds to the peak of the main lobe in the favored direction of the antenna (the maximum gain). Add 6 dB to values shown.



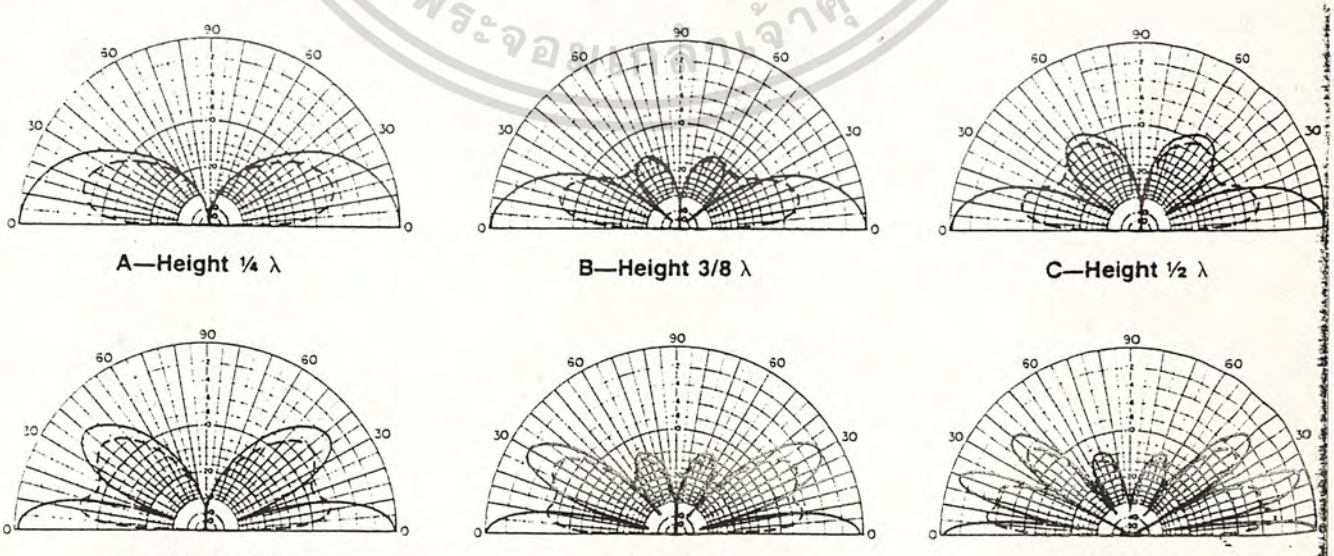
Vertical-plane radiation patterns of half-wave horizontal antennas at 45° from the antenna wire. The solid-line ded curves represent the same conditions as in Figs 11 and 12. These patterns are scaled so they may be ed directly with those of Figs 11 and 12.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน Curve ที่แสดงในรูปที่ 2-5-8 ใช้สำหรับการหาความสูงของ Horizontal Antennaที่ให้ทั้งค่าสูงสุด หรือ ค่าต่ำสุด ที่เพิ่มเข้าไป ที่มุมของคลื่นใด ๆ ใช้สำหรับสิ่งที่เกิดขึ้น อย่างหลากหลายใน Vertical Pattern ของ Horizontal Antenna

2.5.9 VERTICAL ANTENNA

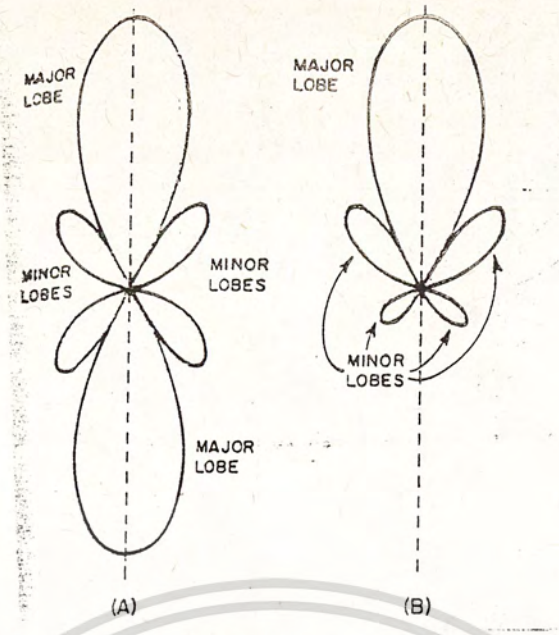
Vertical Half-Wave Dipole จะมีส่วนโค้งของHorizontal Directional Pattern เล็กน้อยที่มุมของคลื่น (การเปลี่ยนแปลงของ Field Strength ที่เปรียบเทียบกับมุมคลื่น โดยความสูงเหนือพื้นดิน) ดังนั้น Vertical Pattern เป็นการพอเพียงให้ข้อมูลสมบูรณ์แบบ (สำหรับความสูงสายอากาศ) ในเงื่อนไขต่าง ๆ โดย Pattern เทียบกับความสูงในรูป 2-5-9 Pattern เหล่านี้ เป็นลักษณะของการเกิดรูปร่างในส่วนต่าง ๆ ในระบบ 3 มิติ โดยการหมุนระนาบ Pattern ไปตามแกนต่าง ๆ



รูป 2-5-8

Fig —Vertical-plane radiation patterns of vertical half-wave antennas above ground. The height is that of the center of the antenna. Solid lines are perfect-earth patterns; shaded curves show the effects of real earth. The patterns are scaled—that is, they may be directly compared to the solid-line ones for comparison of losses at any wave angle. These patterns were calculated for average ground (k = 15, G = 5 mS/m) at 14 MHz. The PBA for these conditions is 14°.

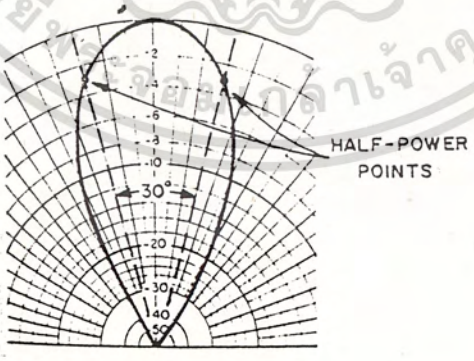
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



รูป 2-5-9

2.5.10 Antenna Beamwidth

Beamwidth ของสายอากาศทิศทางเป็นความกว้างในหน่วยองศาของ Major Lobe ระหว่าง 2 ทิศทางที่เป็นความสัมพันธ์กำลังการแผ่กระจาย มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งที่ยอดของ Lobe เรียกว่า Half-Power ความเข้มสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ 0.707 เทียบกับค่าสูงสุด หรือลดลงมา 3dB จากค่าสูงสุด ดังรูปที่ 2-5-10 ซึ่งมี Beamwidth 30



รูป 2-5-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เว้นแต่ชนิดอื่น ในส่วนของ Gain โดยใช้ส่วนนี้มีค่ามากกว่า Power Gain Gain ที่วัดได้ในทางปฏิบัติและจากการคำนวณ ค่าที่ได้จากการวัดในการทดลอง เป็นสิ่งที่ยากและผิดพลาดจากความเป็นจริงอยู่พอควร สาเหตุ 2 ประการ

1) ค่าผิดพลาดที่เกิดจากเครื่องวัดเอง เพราะว่าความเที่ยงตรงของเครื่องวัด RF มีความถูกต้องต่ำ อีกอย่างหนึ่งคือ ที่ Quality ค่าสูง ๆ ค่าความถูกต้องเปรียบเทียบกับ Low-Frequency และค่าที่ได้ในทาง DC

2) ความถูกต้องขึ้นอยู่กับเงื่อนไขสำคัญ การว่างสายอากาศ ความสูง คุณสมบัติของภูมิประเทศสิ่งรอบ ๆ ข้าง ภายใต้ทำการวัด

การคำนวณใช้กันมากแทนการวัด หรือ ตามหลักการของ Directive Pattern ของสายอากาศ gain ตามหลักวิชาการ สามารถหาค่าประมาณโดย

$$G = 10\log \frac{41,253}{\theta H \theta V} \qquad (2\text{-}5\text{-}14)$$

เมื่อ G = Decibel gain over a dipole in its favored direction

H = Horizontal half-power beamwidth in degrees

V = Vertical half-power beamwidth in degrees

สมการนี้มีข้อจำกัด เมื่อสายอากาศมีข้อสูญเสียมีค่าเท่ากับค่าโดยประมาณและ Narrow E-Plane และ H-Plane Beamwidth เพิ่มขึ้น 20° และไม่มี Large Minor Lobel ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเมื่อสูตรนี้ใช้กับ Directive Antenna ที่สัมพันธ์กับ Large Beamwidth ความผิดเป็นในทิศทางของการคำนวณ Gain มากกว่าเกณฑ์ที่ใช้เปรียบเทียบ

ถ้า Radiation Beam เป็นรูปแบบที่ดีแล้ว เกณฑ์ที่ได้จากการวัดครึ่งกำลัง Beamwidth ของ E-Plane และ H-Plane ที่ได้บน Polar Plot เมื่อการแผ่กระจายลดลงมา 3dB เมื่อเทียบกับ Main Beam odB ดังนั้นจะได้

$$\text{Gain} = \frac{41,253}{\theta E \phi H} \qquad (2\text{-}5\text{-}15)$$

เมื่อ θE และ ∅H เป็น Half-Power Beamwidth ในหน่วยองศาที่ระนาบ E-Plane และ H-Plane

โดยทั่วไปการสื่อสารวิทยุย่าน VHF/UHF Gain เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับสายอากาศ ดังนั้น สิ่งที่ต้องการการแผ่กระจายคลื่นในทิศทาง Main Beam มากกว่าทิศทางอื่น หรือที่เรียกว่า Side Lobel ค่าที่ได้โดยการวัดของ Radiation Pattern สำหรับผลกระทบจากการไม่สมมาตรของ Lobe อื่น เทียบกับ Main Lobe หรือขนาดของ Side Lobe (โดย Side Lobe จะต้องมีค่าน้อยกว่า 10dB เมื่อเทียบกับ Main Lobe odB)

2.5.11 Antenna Bandwidth

Bandwidth หมายถึง ยานความถี่ของสายอากาศที่เกิดขึ้นอย่างน่าพอใจ โดยทั่วไป คิดระหว่าง Half-Power แต่บางครั้งหมายถึงการเปลี่ยนไปของ Input Impedance สายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.15 Bandwidth Factor

การวัด Bandwidth ของสายอากาศในส่วนของ Impedance เป็น Standing Wave Ratio หรือ SWR ในสายส่ง เช่น การใช้งานสายส่งกับ Load 52 Ω และ SWR ต้องน้อยกว่า 2:1 โดยใช้เปรียบเทียบกับ Bandwidth ของสายอากาศ ดังนั้น ย่าน SWR และ Impedance ของสายโดยใช้ Comparison ความสัมพันธ์ SWR Bandwidth เป็นเปอร์เซนต์

$$\text{SWR Bandwidth} = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \times 100\ \% \qquad (2\text{-}5\text{-}16)$$

เมื่อ

f1 เป็น ความถี่ด้านต่ำ
f2 เป็น ความถี่ด้านสูง
fc เป็น ความถี่กลาง โดยที่

$$f_c = \sqrt{f_1 f_2} \qquad (2\text{-}5\text{-}17)$$

Curve รูปที่ 2-5-11 แสดงถึงการใช้ สายส่ง 75Ω Match กับสาย 52Ω โดยที่สายอากาศส่งผ่านใกล้กับผิวโลก

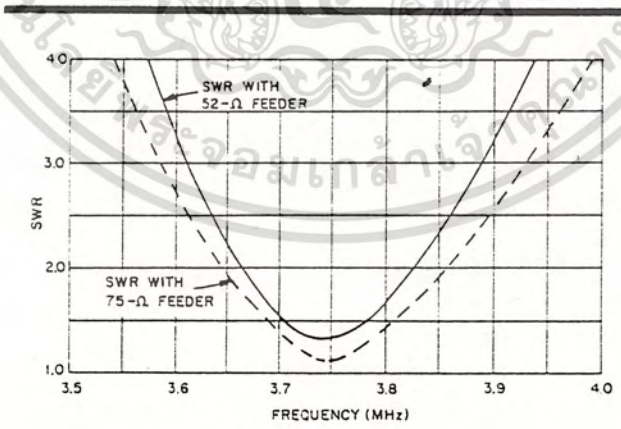


Fig —The SWR versus frequency plots for a hypothetical 3.75-MHz single-wire dipole in free space for 52- and 75-Ω feed lines. The 2:1-SWR bandwidth is 4.3% with a 52-Ω feeder and 5.5% with a 75-Ω feeder. These bandwidths will change as the antenna is brought near the earth.

รูป 2-5-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.13 Antenna Input Impedance

การแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ เป็นผลโดยตรงของกระแส RF ที่ไหลกระแสที่ไหลในสายอากาศผ่านสายส่งสัญญาณ มีช่องว่างเล็ก ๆ ระหว่างตัวนำสายอากาศทั้งสองข้าง ดังรูปที่ 2-5-12

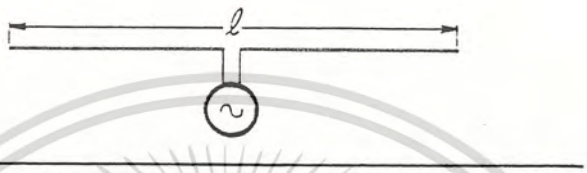


Fig —The center-fed antenna. It is assumed that the source of power is directly at the antenna feed point.

รูป 2-5-12

จุดที่ต่อสายส่งสัญญาณ กับ สายอากาศ เรียกว่า ขั้วทางเข้าสายอากาศ หรือ Feedpoint Feedpoint อธิบายได้ว่าเป็น AC Load ถึง สายส่งสัญญาณ เรียกว่า Antenna Input Impedance ถ้าคุณสมบัติของสายส่งสัญญาณต้องการให้ Input Impedance เท่ากับ Output Impedance จะไม่เกิด Standing Wave ในสายส่ง และทำให้การส่งกำลังได้สูงสุด จากเครื่องส่งไปสายอากาศ และ แผ่กระจายคลื่นได้เต็มที่ ไม่มีการกสูญเสีย

Input Impedance ของสายอากาศ เป็นอัตราส่วนของ Voltage ที่ Input กับ กระแส Input ดังสมการ

$$Zin = \frac{Ei}{Ii} \qquad (2\text{-}5\text{-}18)$$

เมื่อ

Zin = Antenna Input Impedance

Ei = Antenna Input Voltage

Ii = Antenna Input Current

Input Impedance ของสายอากาศ โดยทั่วไปเป็นจำนวนเชิงซ้อน ถ้าไม่เกิดการ Matching แต่ถ้าเกิดการ Match จะมีเฉพาะค่าจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.13 BASIC ANTENNAS

2.5.13(a) Elementary Doublet

ชนิดอย่างง่ายที่สุดของสายอากาศเป็น Elementary Doublet มีความยาวเป็น Dipole สั้น ๆ ในทางไฟฟ้า หรือ Short Dipole ความยาวสั้น ๆ ในทางไฟฟ้า หมายถึงสั้นเมื่อเทียบกับครึ่งความยาวคลื่น (Generally, any dipole that is less than one-tenth wavelength long is considered electrical short) ในความเป็นจริง Elementary Doublet ไม่ประสบความสำเร็จ เพราะว่าความคิดของ Short Dipole เป็นการใช้ในทางความคิดมากกว่าใช้งานได้จริง

Elementary Doublet เป็น Short Dipole ที่กระแสไหลไปตามความยาวของมัน โดยกระแสเป็นรูป Sine ที่เปลี่ยนไปตามเวลา เขียนได้เป็น

$$i = I\sin(2\pi ft + \theta)$$

เมื่อ

i = Instantaneous Current

I = Peak Amplitude of the RF Current

f = Frequency (Hz)

t = Instantaneous Time

θ = Phase Angle

ใช้ Maxell's Equation สามารถเขียนในรูป Far Field เป็น

$$\mathcal{E} = \frac{60\pi IL\sin\theta}{\lambda R} \qquad (2\text{-}5\text{-}19)$$

เมื่อ

$\mathcal{E}$ = Electric Field Intensity (Vrms/m)

I = Dipole Current (A rms)

l = Length of the Dipole (m)

R = Distance from the Dipole (m)

λ = Wavelength (m)

θ = Phase Angle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนรูปสมการ (2-5-19) ให้ความสัมพันธ์สนามไฟฟ้าสำหรับ Elementary Dipole แสดงในรูป 2-5-13 สามารถเห็นเหมือนการแผ่กระจายคลื่นสูงสุดที่มุมด้านขวาถึง Dipole และตกลงเป็น ศูนย์ที่จุดสุดท้าย

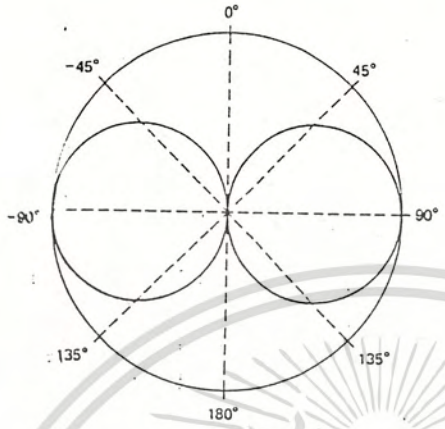


FIGURE Relative radiation pattern for an elementary doublet in a plane perpendicular to the dipole axis.

รูป **2-5-13**

ความสัมพันธ์ Power Density Pattern สามารถแยกรูปแบบสมการ (2-5-19) โดยแทนด้วย $\mathcal{P} = \mathcal{E}^2/120\pi$ จะได้ว่า

$$\mathcal{P} = \frac{30I^2L^2\sin^2\theta}{\lambda^2 R^2} \qquad (2\text{-}5\text{-}20)$$

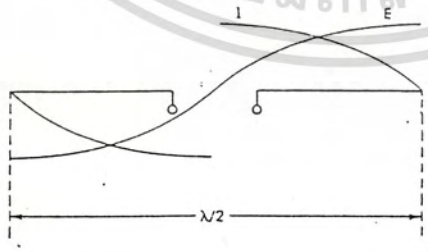


FIGURE . Idealized voltage and current distributions along a half-w dipole.

รูป **2-5-14**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.13(b) Half-Wave Dipole

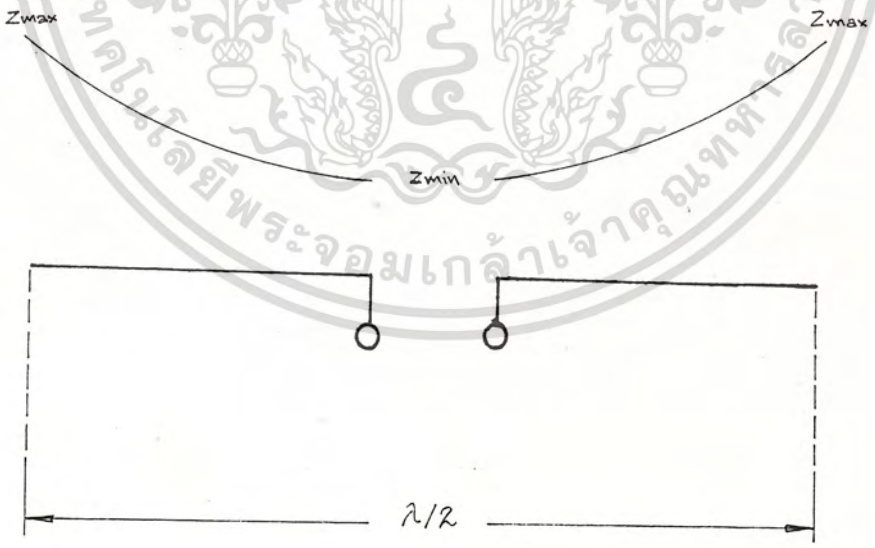
เส้นตรงHalf-Wave Dipoleเป็นสายอากาศที่ใช้กันกว้างขวางที่ความถี่ความยาวในทางฟิสิคส์ของ สายอากาศครึ่งความยาวคลื่น หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Hertz Antenna สายอากาศHertz เป็น Resonant Antenna นั่นคือการรวมความยาวคลื่น $\lambda/4$ และเปิดวงจรที่จุดสุดท้าย Standing Wave ของแรงเคลื่อนและกระแสตามแกนความยาวของ Resonant Antenna รูป 2-5-14 แสดง Voltage และ กระแสที่ไหลตามความยาวของ Half-Wave ในทางอุดมคติ สำหรับแต่ละ Half-Cycle ของสัญญาณ Inputแต่ละข้างของสายอากาศมองตามส่วนของเปิดวงจรความยาว $\lambda/4$ ของสายส่งสัญญาณ ดังนั้น แรงเคลื่อนสูงสุดและกระแสต่ำสุดที่จุดสุดท้าย และแรงเคลื่อนต่ำสุดและกระแสสูงสุดที่ตรงกลาง

ลักษณะเช่นนี้ที่จุด Feedpointเป็นจุดศูนย์หกลางของสายอากาศ Input Impedance ได้เป็นค่าต่ำ

$$Zin_{min} = \frac{E_{min}}{I_{max}} \qquad (2\text{-}5\text{-}21)$$

และ Impedance ที่จุดสุดท้ายเป็นค่าสูงสุด

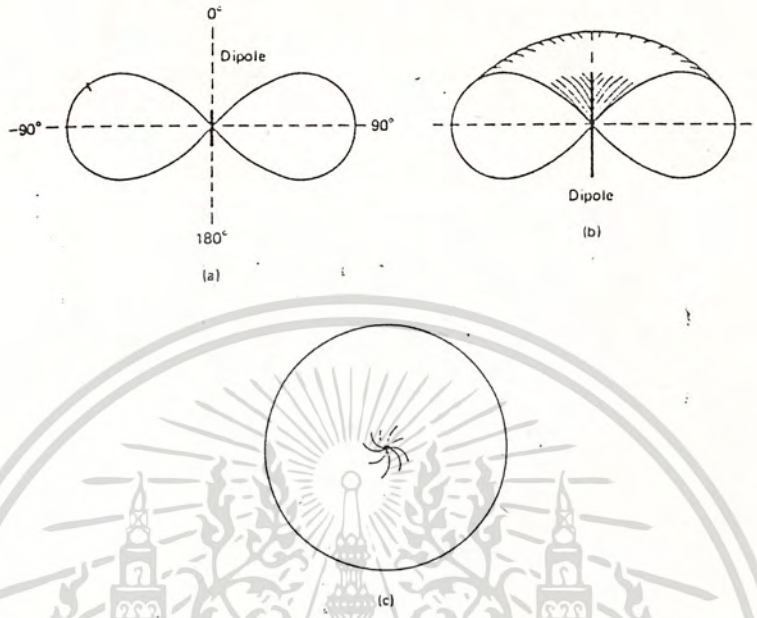
$$Zin_{max} = \frac{E_{max}}{I_{min}} \qquad (2\text{-}5\text{-}22)$$



รูป 2-5-15 แสดง Impedance ของสายอากาศ Dipole

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Impedance Curve สำหรับ Center-fed half-wave Dipole ดังรูป 2-5-15 Impedance จากค่าสูงสุดถึงค่าต่ำสุดประมาณ 2500 Ω ถึง 75 Ω ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Resistance) อยู่ระหว่าง 68 Ω และ 70 Ω



รูป 2-5-16 Pattern ของ Half-Wave Dipole (a) มองทางแนวตั้ง (b) Cross-Sectional (c) ทางแนวนอน

รูปที่ 2-5-16 แสดง Pattern ของ Half-Wave Dipole ส่วนรูปที่ 2-5-17 แสดงการ Resonant ของสายอากาศ

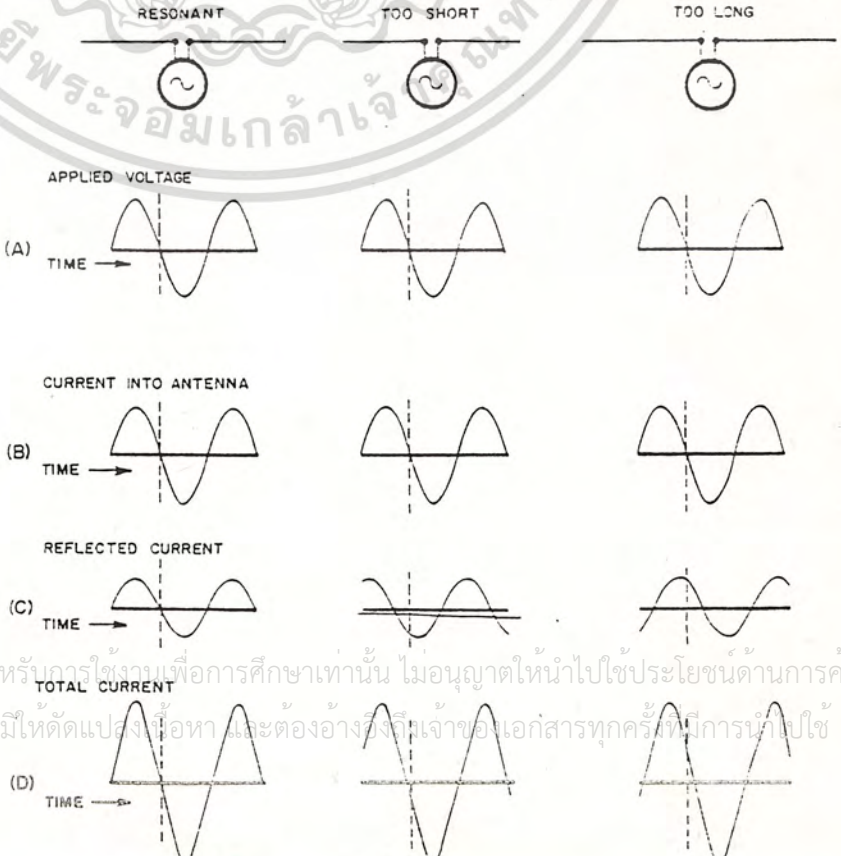


Fig 2-5-17 Current flow in resonant and off-resonant antennas. The initial current flow, B, caused by the source of power, is in phase with the applied voltage, A. This is the outgoing current discussed in the text. The reflected current, C, combines with the outgoing current to form the resultant current, D, at the input terminals of the antenna.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.13(c) Ground Effects on a Half-Wave Dipole

รูป Pattern ดังรูป 2-5-16 สำหรับเงื่อนไข Free-Space ส่วนในบรรยากาศของโลก คลื่นจะมีการลดทอนลงเมื่อแผ่กระจายออกจากสายอากาศ จากสาเหตุต่าง ๆ เช่น การดูดคลื่นจากบรรยากาศของโลก และการสะท้อนของพื้นโลก จากผลของการสะท้อนกับพื้นโลก แสดงในรูป 2-5-16 โดยที่สายอากาศมีความสูง h เหนือพื้นโลก สนามแม่เหล็กที่กระจายจากความสูงเหนือพื้นดิน รวมกับที่สะท้อนจากผิวโลก โดยที่สะท้อนจาก Image มีระยะทางเป็น h ด้วย โดยที่มีมุม 180° และรวมระยะทาง 2hSinθ โดยจุดสังเกตที่จุด p ซึ่งมีระยะทางไกลมาก ทำให้มองดูเป็น Dipole

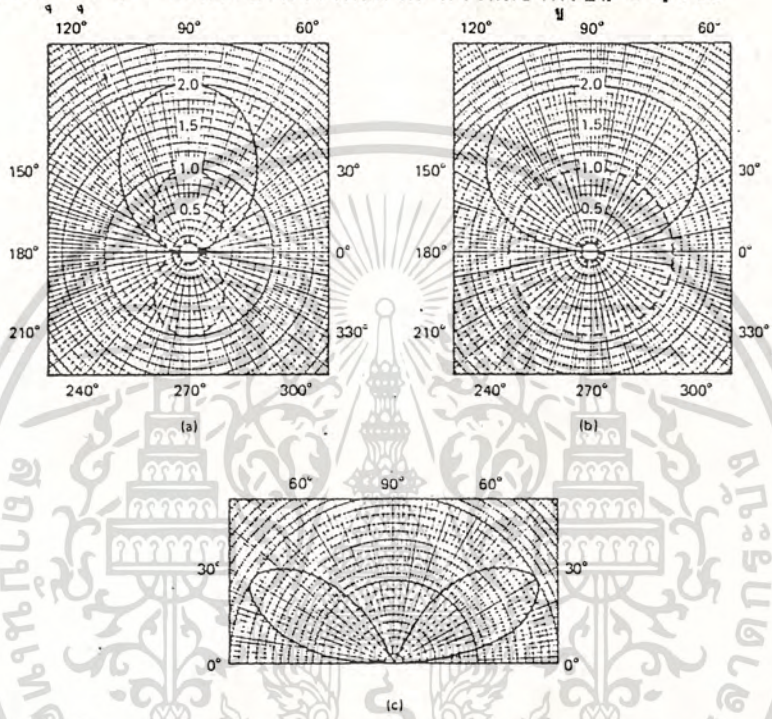


FIGURE 2-5-16 Vertical radiation pattern for a half-wave dipole.

รูป 2-5-17 แสดง Vertical Radiation Pattern สำหรับ Horizontally Half-Wave Dipole 1/4 λ และ 1/2 λ เหนือพื้นดิน โดยรูป 2-5-17(a) แสดงในแนวตั้งในระนาบขนานกับสายอากาศ รูป 2-5-17(b) แสดงในแนวตั้งในระนาบที่ด้านมุมขวาของสายอากาศ และรูป 2-5-17(c) แสดง Pattern การแผ่กระจายคลื่นทางแนวตั้งสำหรับ Horizontal Dipole One-Half Wavelength โดยความสูงของUndergrounded Antennaเหนือพื้นผิวโลกเป็นผลของAntenna's Radiation Resistance ที่ช่วงต่อของเหนือผิวโลกกับจุดสะท้อน จะเป็นจุดตัดกระแสทำให้มองเหมือนจุด Feedpoint ของ Dipole ทำให้คุณสมบัติเหมือน Dipole

2.5.13F(d) Grounded Antenna

สายอากาศ Monopole(Single Pole)มีความยาว 1/4 ของความยาวคลื่นวางในทางแนวตั้ง โดยจุดต่ำสุดต่อกับพื้นดินโดยตรง หรือพื้นดินต่อผ่านไปถึงสายอากาศเรียกว่า Marconi Antenna คุณสมบัติของ Marconi Antenna เหมือนกับสายอากาศ Hertz เพราะว่าใช้ Ground เป็นที่สะท้อนคลื่น รูป 2-5-18 แสดง Standing Wave ของกระแสและแรงเคลื่อน สำหรับ Quarter-Wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Griund Antenna มันสามารถเหมือนกันได้ถ้า Marconi Antenna ต่อโดยตรงกับผิวโลกเมื่อเทียบกับสาย-อากาศ ประกอบด้วย Image และเกิด Standing-Wave เหมือนกับ Pattern ของ Half-Wave Ungrounded (Hertz) กระแสค่าสูงสุดที่ Ground โดยไหลผ่าน Ground การสูญเสียของกำลังจะน้อย ถ้า Ground เป็นตัวนำที่ดี ถ้า Ground เป็นตัวนำที่เลว เป็น Ground Plane ไม่แท้จริง จะทำให้สูญเสียเพิ่มมากขึ้น

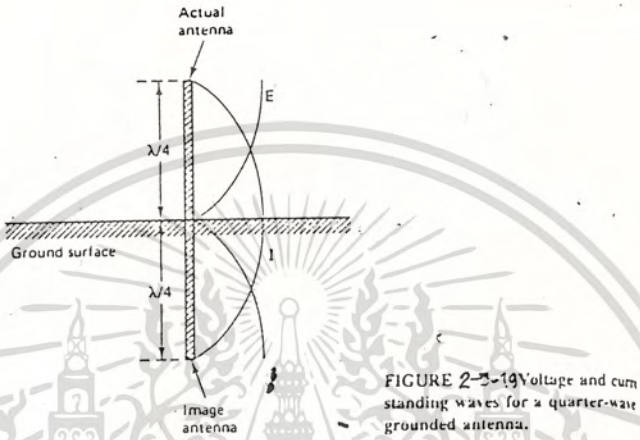


FIGURE 2-5-19 Voltage and current standing waves for a quarter-wave grounded antenna.

รูปที่ 2-5-19 แสดง Radiation Pattern สำหรับ Quarter-Wave Ground (Marconi) สามารถที่จะเห็นครึ่งล่างของแต่ละ Lobe โดยใช้การสะท้อนกับ Ground โดยทั่วไปจะมีความต่อเนื่อง เพราะการแผ่กระจายในทิศทาง Horizontal เพิ่มขึ้น การแผ่กระจายเพิ่มขึ้น ตามความยาวของพื้นผิวโลก (Ground Wave) และพื้นที่ประกอบ สามารถเห็นได้เป็นการเพิ่มของความยาวสายอากาศทางแนวนอน และการลดทอนจาก Sky-Wave

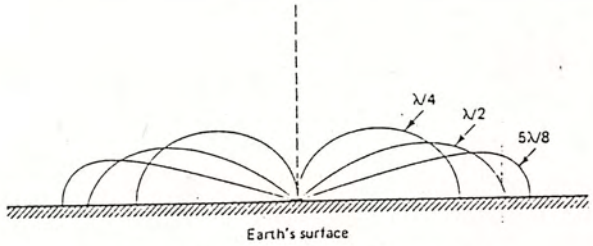


FIGURE 2-5-20 Grounded antenna radiation patterns.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 Loop antenna

Loop Antenna มีรูปร่างหลายลักษณะที่ต่างกันไป เช่น สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส สามเหลี่ยม วงรี วงกลม และ รูปแบบเฉพาะอื่น ๆ อีก เพราะว่า Loop Antenna เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างแบบง่าย ๆ และวิเคราะห์ได้ง่าย รูปแบบวงกลมเป็นแบบที่นิยมใช้กันมากและรับได้ย่านกว้าง คุณสมบัติทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า มีคุณสมบัติเหมือนกับมองไดโพลที่ระยะอนันต์ โดยวางลูปไว้ที่จุดกำเนิดระบบมิติการแผ่กระจายของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า โดยให้มีกระแสไหลไปตามลูป เหมือนกับการที่เราวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์จากการแผ่กระจายคลื่นของไดโพล เมื่อเราไดโพลที่ระยะอนันต์

เมื่อมีกระแสไหลไปตามส่วนโค้งของลูปคิดที่จุดเล็ก ๆ หรือ ความยาวจะมี radiation resistance เล็ก ๆ โดยให้เล็กกว่า loss resistance ตามความจริงแล้วการแผ่กระจายคลื่นต่ำและใช้เวลานาน ๆ ครั้งสำหรับการส่งในสื่อสารวิทยุ เมื่อเป็นเช่นนี้เราใช้การประยุกต์ ส่วนทางสายอากาศรับไม่สามารถแยก Signal-to-noise Ratio ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น(Radiation Resistance)ของลูปสามารถเพิ่มได้และยกระดับทางคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์(Impedance) ของสายส่งโดยเฉพาะ โดยเพิ่มเส้นรอบวงและ/หรือ จำนวนรอบของลูป เท่ากับเป็นการเพิ่มปริมาณกระแสในลูป

อีกอย่างในการเพิ่มความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของลูปเป็นการแทรก ในเส้นรอบวง หรือ ความยาวโดยใช้ Ferrite Core ของPermeability จะทำให้ความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กและความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Resistance) รูปแบบนี้เราเรียกว่า Ferrite Loop.

สำหรับในปริญญานิพนธ์ชุดนี้เราจะใช้ Loop วงกลมและจัดอยู่ในSmall Circular Loop ซึ่งเราวิเคราะห์เฉพาะ Circular Loop เท่านั้น ถ้าท่านผู้ใดสนใจลูปชนิดอื่น ๆ สามารถค้นคว้าได้จากหนังสืออ้างอิง(Reference Book)ที่บอกไว้ท้ายเล่มได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 SMALL CIRCULAR LOOP

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเราให้วาง Loop Antenna ไว้ตำแหน่งระนาบ x-y ที่ z = 0 ดังแสดงในรูปที่ 2-6-1

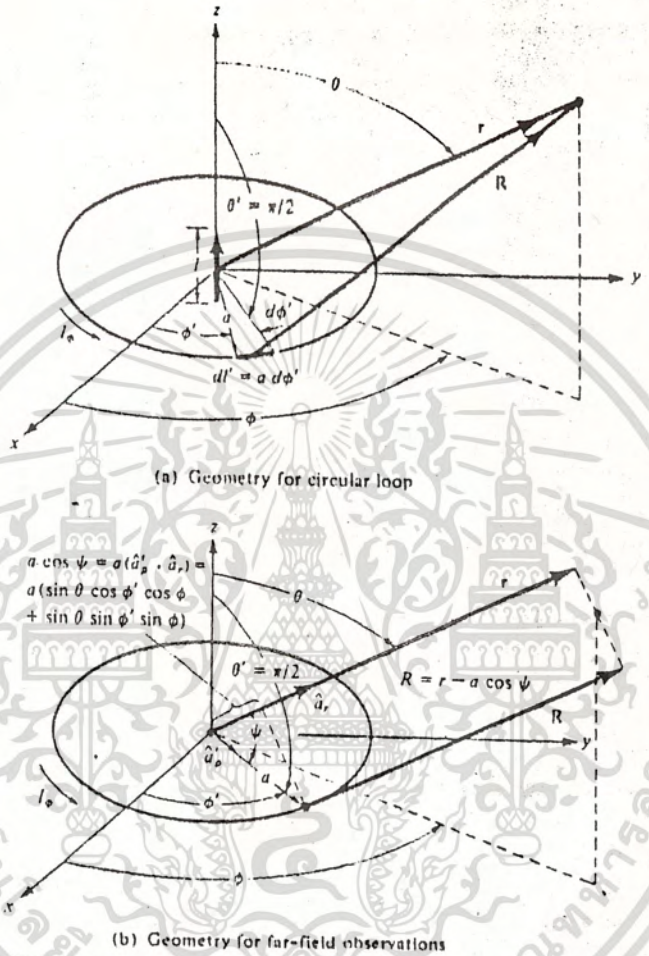


Figure Geometrical arrangement for loop antenna analysis.

รูป **2-6-1**

โดยกำหนดให้กระแสไหลเป็น

$$I_\phi = I_0 \qquad (2\text{-}6\text{-}1)$$

เมื่อ I_0 เป็นค่าคงที่

ในการพิจารณาเราจะพิจารณาที่จุดเล็ก ๆ ถ้าเราพิจารณาทั้งหมดก็จะยุ่งยากมากในทางคณิตศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1(a) RADIATE FIELDS

สำหรับการหาการแผ่กระจายของเส้นแรงแม่เหล็กของลูป เหมือนกับการเกิดขึ้นบนไดโพล ให้ฟังก์ชั่นของความต่างศักย์เป็น

$$A(x,y,z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_c I_\phi(x',y',z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \qquad (2\text{-}6\text{-}2)$$

เป็นการตีค่า อ้างจากรูป 2-6-1

R เป็นระยะทางจากจุดที่พิจารณาบนลูปถึงจุดสังเกตุ

dl' เป็นความยาวของลูปสั้น ๆ ที่พิจารณา

โดยทั่วไปกระแสที่ไหล $I_\phi(x',y',z')$ สามารถเขียนได้เป็น

$$I_\phi(x',y',z') = \bar{a}_x I_x(x',y',z') + \bar{a}_y I_y(x',y',z') + \bar{a}_z I_z(x',y',z') \qquad (2\text{-}6\text{-}3)$$

ที่ความยาวช่วงสั้น ๆ เมื่อมองที่ระยะอันต์จะตีความหมายได้เป็นเส้นตรงLoopจะมีลักษณะเป็นทรงกระบอก เพราะฉะนั้นเราจะพิจารณาจากระบบของทรงกระบอกโดยใช้รูปแบบดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi & 0 \\ \sin\phi & \cos\phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\rho \\ I_\phi \\ I_z \end{bmatrix} \qquad (2\text{-}6\text{-}4)$$

จะได้เป็น

$$\begin{aligned} I_x &= I_\rho \cos\phi' - I_\phi \sin\phi' \\ I_y &= I_\rho \sin\phi' + I_\phi \cos\phi' \\ I_z &= I_z \end{aligned} \qquad (2\text{-}6\text{-}5)$$

จากการแผ่กระจายของเส้นแรงแม่เหล็กโดยปกติหาได้จากระบบทรงกลม Unit vector จาก E_ϕ (2-6-3) สามารถเปลี่ยนเป็น Unit vector ของระบบทรงกลมได้ โดยใช้การเปลี่ยนทางเมตริกซ์จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \bar{a}_x &= \bar{a}_r \sin\theta \cos\phi + \bar{a}_\theta \cos\theta \cos\phi - \bar{a}_\phi \sin\phi \\ \bar{a}_y &= \bar{a}_r \sin\theta \sin\phi + \bar{a}_\theta \cos\theta \sin\phi + \bar{a}_\phi \cos\phi \\ \bar{a}_z &= \bar{a}_r \cos\theta - \bar{a}_\theta \sin\theta \end{aligned} \qquad (2\text{-}6\text{-}6)$$

แทนค่า Eq(2-6-5) และ Eq(2-6-6) ใน Eq(2-6-3) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_r = \bar{a}_r [I_\rho \sin\theta \cos(\phi-\phi') + I_\phi \sin\theta \sin(\phi-\phi') + I_z \cos\theta]$$
$$+ \bar{a}_\theta [I_\rho \cos\theta \cos(\phi-\phi') + I_\phi \cos\theta \sin(\phi-\phi') - I_z \sin\theta]$$
$$+ \bar{a}_\phi [I_\rho \sin(\phi-\phi') + I_\phi \cos(\phi-\phi')] \qquad (2\text{-}6\text{-}7)$$

สิ่งที่เกิดขึ้นในระบบ Coordinates เราเปลี่ยนจาก(ρ',ϕ',z')เป็น (r,θ,ϕ) สำหรับ circular loop กระแสที่ไหลในทิศทาง ϕ (I_ϕ) ดังนั้นจาก Eq(2-6-7) จะได้เป็น

$$I_r = \bar{a}_r I_\phi \sin\theta \sin(\phi-\phi') + \bar{a}_\theta I_\phi \cos\theta \sin(\phi-\phi') + \bar{a}_\phi I_\phi \cos(\phi-\phi') \qquad (2\text{-}6\text{-}8)$$

ระยะทาง R จากจุดบนลูปไปถึงจุดสังเกตุจะได้เป็น

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \qquad (2\text{-}6\text{-}9)$$

จาก $x = r\sin\theta\cos\phi$

$y = r\sin\theta\sin\phi$

$z = r\cos\theta$

$x'^2 + y'^2 + z'^2 = r^2$

$x' = a\cos\phi'$

$y' = a\sin\phi'$

$z' = 0$

$$x'^2 + y'^2 + z'^2 = a^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}10)$$

จาก (2-6-9) ได้เป็น

$$R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar\sin\theta\cos(\phi-\phi')} \qquad (2\text{-}6\text{-}11)$$

โดยอ้างจาก รูปที่ 2-6-1 ความยาวของลูปช่วงสั้น ๆ เป็น

$$dl' = ad\phi' \qquad (2\text{-}6\text{-}12)$$

ใช้ Eq(2-6-8),(2-6-11)และ(2-6-12) ϕ components ของ(2-6-2) สามารถเขียนได้เป็น

$$A\phi = \frac{a\mu}{4\pi}\int_0^{2\pi} I\phi \cos(\phi-\phi') \frac{e^{-jKr\sqrt{r^2+a^2-2ar\sin\theta\cos(\phi-\phi')}}}{\sqrt{r^2+a^2-2ar\sin\theta\cos(\phi-\phi')}} d\phi' \qquad (2\text{-}6\text{-}13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส $I\phi$ จาก Eq(2-6-1) เป็นค่าคงที่ การแผ่กระจายเส้นแรงแม่เหล็กโดยลูปไม่ได้หมายถึงฟังก์ชั่นของที่ประกอบด้วยมุม ϕ ในทางที่ถูกมุม ϕ สามารถกำหนดให้สำหรับการประยุกต์ $\phi = 0$ ดังนั้น Eq(2-6-13) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$A\phi = \frac{a\mu I}{4\pi}_{o} \int_{0}^{2\pi} \cos\phi' \quad \frac{e^{-jKr}\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar\sin\theta\cos\phi'}\, d\phi'}{\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar\sin\theta\cos\phi'}} \qquad (2\text{-}6\text{-}14)$$

การอินทิเกรทEq(2-6-14) เราไม่สามารถที่จะทำให้โดยตรงจะต้องใช้วิธีการประมาณค่าสำหรับ small loop จะได้ฟังก์ชั่น

$$f = \frac{e^{-jKr}\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar\sin\theta\cos\phi'}}{\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar\sin\theta\cos\phi'}} \qquad (2\text{-}6\text{-}15)$$

โดยเป็นส่วนของการอินทิเกรทของEq(2-6-14)สามารถที่จะกระจายโดยใช้ Maclaurin Series ประมาณ $a = 0$ ใช้

$$f = f(0) + f'(0)a + \frac{1}{2!}f''(0)a^2 + ___ + \frac{1}{(n-1)!}f^{(n-1)}(0)a^{n-1} + ___ \qquad (2\text{-}6\text{-}16)$$

เมื่อ $f'(0) = \left.\frac{\partial f}{\partial a}\right|_{a=0}$, $f''(0) = \left.\frac{\partial^2 f}{\partial a^2}\right|_{a=0}$ สองเทอมหน้า ส่วนสองเทอมหลังของ Eq(2-6-16) หรือ

$$f(0) = \frac{e^{-jKr}}{r} \qquad (2\text{-}6\text{-}17)$$

$$f'(0) = \left(\frac{jK}{r} + \frac{1}{r^2}\right) e^{-jKr}\sin\theta\cos\phi' \qquad (2\text{-}6\text{-}18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น $$f \simeq \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jK}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin\theta \cos\phi' \right] e^{-jKr}$$

ผลของสมการที่ (2-6-14) เป็น

$$A_\phi \simeq \frac{a\mu I_o}{4\pi} \int_0^{2\pi} \cos\phi' \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jK}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin\theta \cos\phi' \right] e^{-jKr} \, d\phi' \qquad (2\text{-}6\text{-}19)$$

$$A_\phi \simeq \frac{a^2 \mu I_o}{4\pi} \cos\theta \int_0^{2\pi} \sin\phi' \left[\frac{1}{r} + a\left(\frac{jK}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin\theta \cos\phi' \right] e^{-jKr} \, d\phi'$$

ผลของการอินทิเกรท

$$A_\phi \simeq \bar{a}_\phi A_\phi = \bar{a}_\phi \frac{a^2 \mu I_o}{4} e^{-jKr} \left[\frac{jK}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}20)$$

$$= \bar{a}_\phi \, j \frac{K\mu a^2 I_o \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jKr} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}21)$$

สรุปผลของ magnetic field components

$$H_r = j \frac{Ka^2 I_o \cos\theta}{2r^2} \left[1 + \frac{1}{jKr} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}22)$$

$$H_\theta = - \frac{(Ka)^2 I_o \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jKr} - \frac{1}{(Kr)^2} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}23)$$

$$H_\phi = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}24)$$

แทน Eq(2-6-15) หรือ (2-6-10) ด้วย $j = 0$ ลักษณะเดียวกันกับสนามไฟฟ้าสามารถเขียนได้เป็น

$$E_r = E_\theta = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}25)$$

$$E_\phi = \eta \frac{(Ka)^2 I_o \sin\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jKr} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-6-1(b) SMALL LOOP INDINITESIMAL MAGNETIC DIPOLE

สมการ (2-6-19)และ (2-6-26) แทนด้วย Dipole เล็ก ๆ ในความเป็นจริงกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กของ Dipole ความยาว l และค่าคงที่ของกระแสแม่เหล็ก I_m ให้เป็น

$$E_r = E_\theta = H_\phi = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}27)$$

$$E_\phi = -j \frac{K I_m l \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jKr} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}28)$$

$$H_r = \frac{I_m l \cos\theta}{2\pi\eta r^2} \left[1 + \frac{1}{jKr} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}29)$$

$$H_\theta = j \frac{K I_m l \sin\theta}{4\pi\eta r} \left[1 + \frac{1}{jKr} - \frac{1}{(Kr)^2} \right] e^{-jKr} \qquad (2\text{-}6\text{-}30)$$

คำจำกัดความของสมการเหล่านี้ "a magnetic dipole of magnetic moment $I_m l$ is equivalent to a small eletric loop of radius a and constant electric I_o provided that"

$$|m| = j s w \mu I_o \qquad (2\text{-}6\text{-}31)$$

เมื่อ $s = \pi a^2$ (พื้นที่ของลูป) สำหรับการวิเคราะห์กระแสที่ไหลในลูปเล็ก ๆ สามารถแทนด้วยสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบน linear dipole เมื่อกระแสคงที่ โดยตั้งจากรูปที่ 2-6-1 เมื่อ dipole วางตามความยาวแกน z เหมือนกับการวางลูป

2-6-1(c) POWER DENSITY AND RADIATIONS RESISTANCE

การแผ่ของเส้นแรงแม่เหล็กโดย small loop โดยสมการ (2-6-19)-(2-6-26)ตามเหตุผลต่าง ๆ ที่ origin power ในย่านวงจรปิดใด ๆ ของสายอากาศ (near-field,Kr<<1) เป็นปฏิกิริยาต่อต้านและใน far-field (Kr>>1)เป็นสิ่งเกิดขึ้นจริง ๆ สำหรับลูป ความเข้มของกำลังงานที่ซับซ้อน

$$w = \frac{1}{2}(E * H^*) = \frac{1}{2}[(\bar{a}_\phi E_\phi) * (\bar{a}_r H_r^* + \bar{a}_\theta H_\theta^*)]$$
$$= \frac{1}{2}(-\bar{a}_r E_\phi H_\theta^* + \bar{a}_\theta E_\phi H_r^*) \qquad (2\text{-}6\text{-}32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นรูปแบบแรกเมื่อ Eq(2-6-22) เป็นการเกินการอินทิเกรทพื้นที่ผิวใด ส่วนประกอบของรัศมีให้เป็น

$$w_r = \eta \frac{(Ka)^4}{32} \left|I_o\right|^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \left[1 + j\frac{1}{(Kr)^3}\right] \qquad (2\text{-}6\text{-}33)$$

จะได้กำลังงาน P_r เป็น

$$P_r = \oint_S w.ds = \eta \frac{(Ka)^4}{32} \left|I_o\right|^2 \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} \left[1 + j\frac{1}{(Kr)^3}\right] \sin^3\theta \, d\theta d\phi \qquad (2\text{-}6\text{-}34)$$

ผลที่ได้

$$P_r = \eta\left(\frac{\pi}{12}\right)(Ka)^4 \left|I_o\right|^2 \left[1 + j\frac{1}{(Kr)^3}\right] \qquad (2\text{-}6\text{-}35)$$

และส่วนจริงเท่ากับ

$$P_{rad} = \eta\left(\frac{\pi}{12}\right)(Ka)^4 \left|I_o\right|^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}36)$$

สำหรับค่าเล็ก ๆ ของ Kr(Kr<<1) เทอมที่สองของ Eq(2-6-35)เป็น Dominantของกำลังงานหลักที่เกิดขึ้น ใน Far-field(Kr>>1) เทอมที่สองของ Eq(2-6-35)เป็นค่าจริง เปรียบเทียบระหว่างEq(2-6-35)ด้วยการเทียบเครื่องหมายระหว่างเทอมความเข้มของกำลังงานของdipole ใน near-field เป็น capacitive สำหรับ small loop เป็น inductive เพราะฉะนั้นกำลังงานสนามแม่เหล็กมากกว่ากำลังงานไฟฟ้า

ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น(Radiation Resistance)ของลูปถูกค้นพบโดยสมการ (2-6-36) ให้ $\left|I_o\right|^2 \frac{Rr}{2}$ การกระทำเช่นนี้ ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นสามารถเขียนได้เป็น

$$R_r = \eta\left(\frac{\pi}{6}\right)(K^2a^2)^2 = \eta\frac{2\pi}{3}\left(\frac{Ks}{\lambda^2}\right)^2 = 20\pi^2\left(\frac{c}{\lambda}\right)^4 \qquad (2\text{-}6\text{-}37)$$

เมื่อ $s = \pi a^2$ เป็นพื้นที่

และ $c = 2\pi a$ เป็นเส้นรอบวงของลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Radiation Resistance เป็นของ single turn loop ถ้า loop antenna มี N รอบ เราสามารถหาเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นทุก ๆ ลูป ความต้านทานแผ่กระจายคลื่นเท่ากับเอา single turn คูณด้วย N^2 ได้เป็น

$$R_r = \eta \frac{(2\pi)}{3}\frac{(Ks)}{}N^2 = 20\pi^2 \frac{(c)}{\lambda}^4 N^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}38)$$

ส่วนของความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของ single turn loop ถ้าต้องการค่าที่มากขึ้นสามารถเพิ่มโดยการเพิ่มจำนวนรอบของลูป

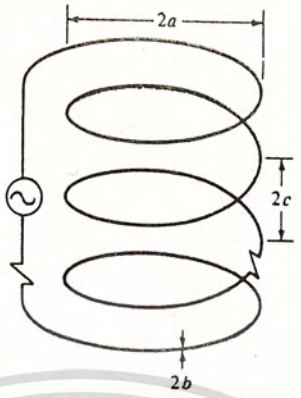
Loee Resistance ของ single turn small loop โดยทั่วไปจะต้องมากกว่า Radiation Resistance ตามความเป็นจริง คุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นต่ำมาก ๆ และเกิดบน Loss Resistance คุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นเพิ่มขึ้น ทำได้โดยการมีหลายลูป ที่เป็นเช่นนี้เพราะว่ากระแสที่ไหลในแต่ละลูปรวมกันแล้วจะมากขึ้นและจะเกิดความยุ่งยากในการหา เราไม่สามารถที่จะวิเคราะห์ตามกรรมวิธีที่ผ่านมาหา Radiation Radiation efficiency ดังนั้นส่วนใหญ่อาศัยสิ่งที่เกิดขึ้นในการทดลอง เทคนิคในการทดลองสามารถใช้การวัด Radiation efficiency ของ small multiturn loop โดยใช้การเทียบเคียงกับกรรมวิธีหาค่า Q

ตามธรรมดาการเกิด Loss Resistance ของ small loop เหมือนกับ straight wire เมื่อความยาวเท่าเส้นรอบวงของลูป ใน multiturn loop กระแสจะไม่ uniformly แต่ละลูปรอบ wire แต่จะเป็น skin และ proximity effect ในความเป็นจริงพื้นที่ผิวปิดระหว่าง turn มีส่วนช่วย ให้ Loss Resistance จนถึง proximity effect สามารถมากกว่า skin effect

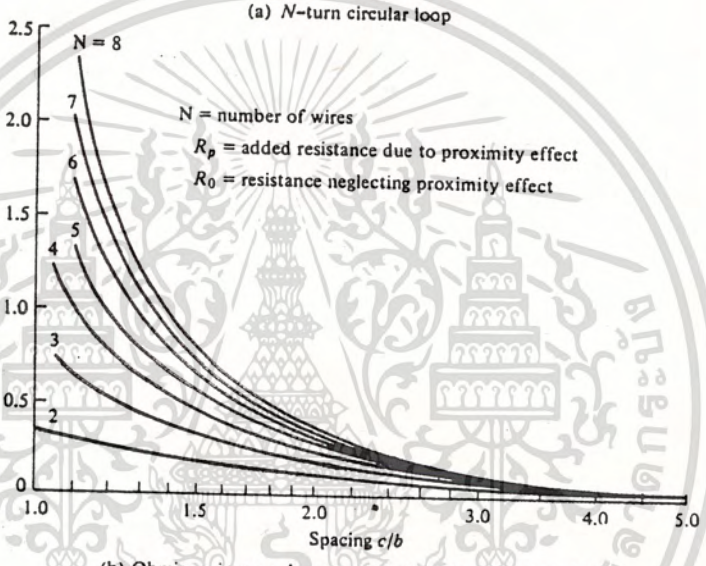
ผลรวมของ ohmic resistance สำหรับ N-turn circular Loop Antenna เมื่อรัศมีของลูปให้เป็น a ความยาวเป็น b และระยะห่างของแต่ละลูปเป็น 2c ดังรูป 2-6-2(a) จะได้ว่า

$$R_{ohmic} = \frac{Na}{6} R_s \left(\frac{R_p}{R_o} + 1\right) \qquad (2\text{-}6\text{-}39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) *N*-turn circular loop



(b) Ohmic resistance due to proximity (after G. N. Smith)

Figure 2.6.2 *N*-turn circular loop and ohmic resistance due to proximity effect. SOURCE: G.N. Smith, "Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-20, No. 5, pp. 656-657, Sept. 1972° (1972) IEEE)

อัตราส่วนของ R_p/R_o ขึ้นอยู่กับฟังก์ชั่นของ c/b สำหรับลูป $2 \leq N \leq 8$ และกราฟดังแสดงในรูปที่ 2-6-2(b) สิ่งที่เกิดขึ้นสำหรับพื้นที่ผิวใด ๆ ohmic resistance เป็นค่าจะมีค่ามากโดยไม่ได้รวม proximity effect ($R_p/R_o = 0$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-6-1(d) NEAR - FIELD (Kr<<1) REGION

ผลที่เกิดขึ้นของเส้นแรงแม่เหล็ก ดังสมการ (2-6-22) - (2-6-26) สามารถที่จะประยุกต์ใช้กับสิ่งที่เกิดขึ้นใน Near-filed (Kr<<1) สำหรับ dipole และสิ่งที่เกิดขึ้นแต่ละรอบของลูป สำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในแถบ near-zone ดังแสดงในสมการ (2-6-22)-(2-6-26)

สำหรับ Kr << 1

$$H_r \approx \frac{a^2 I_o e^{-jKr}}{2r^3} \cos\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}40)$$

$$H_\theta \approx \frac{a^2 I_o e^{-jKr}}{4r^3} \sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}41)$$

$$H_\phi \approx E_r = E_\theta = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}42)$$

$$E_\phi \approx -j \frac{a^2 K I_o e^{-jKr}}{4r^2} \sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}43)$$

ส่วนประกอบของ H-field ในtime phase ดังนั้นเวลาที่เกิดขึ้นของelectric field เป็นกำลังงานเฉลี่ย(กำลังงานจริง)มีค่าเป็นศูนย์ สำหรับ infinitesimal dipole เงื่อนไขของ Kr << 1 สามารถที่จะหาได้จากระยะทางรอบจากสายอากาศ เมื่อความถี่ที่เกิดขึ้นเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ เส้นแรงแม่เหล็กที่กำหนดตามสมการ (2-6-40)-(2-6-43)ตามธรรมดาอ้างจาก quasistationary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-6-1(e) FAR - FIELD (Kr>>1) REGION

สำหรับพื้นที่อันนอกเหนือจาก Near-field (Kr<<1) เส้นแรงแม่เหล็กในการประมาณใน Far-field (Kr>>1) โดยอาศัยสมการ (2-6-22)-(2-6-26) สำหรับ Kr>>1โดยอันดับแรกสำหรับ Kr>>1 ส่วนประกอบของ H_r ในรัศมี r^2 H_θ ในขอบเขตของ r สำหรับค่าที่มาก ๆ ของKr(Kr>>1) ส่วนประกอบของ H_r จะน้อยกว่า H_θ เราประมาณค่าให้เท่ากับศูนย์ได้

ดังนั้นสำหรับ Kr>>1

$$H_\theta \approx -\frac{K^2 a^2 I e^{-jKr}}{4r}\sin\theta = -\frac{\pi s I e^{-jKr}}{\lambda^2 r}\sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}44)$$

$$E_\phi \approx \eta\frac{K^2 a^2 I e^{-jKr}}{4r}\sin\theta = \eta\frac{\pi s I e^{-jKr}}{\lambda^2 r}\sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}45)$$

$$H_r \approx H_\phi = E_r = E_\theta = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}46)$$

เมื่อ $s = \pi a^2$ (geometrical area of the loop)

สำหรับอัตราส่วนของ $-E_\phi/H_\theta$ wave impedance สามารถเขียนได้เป็น

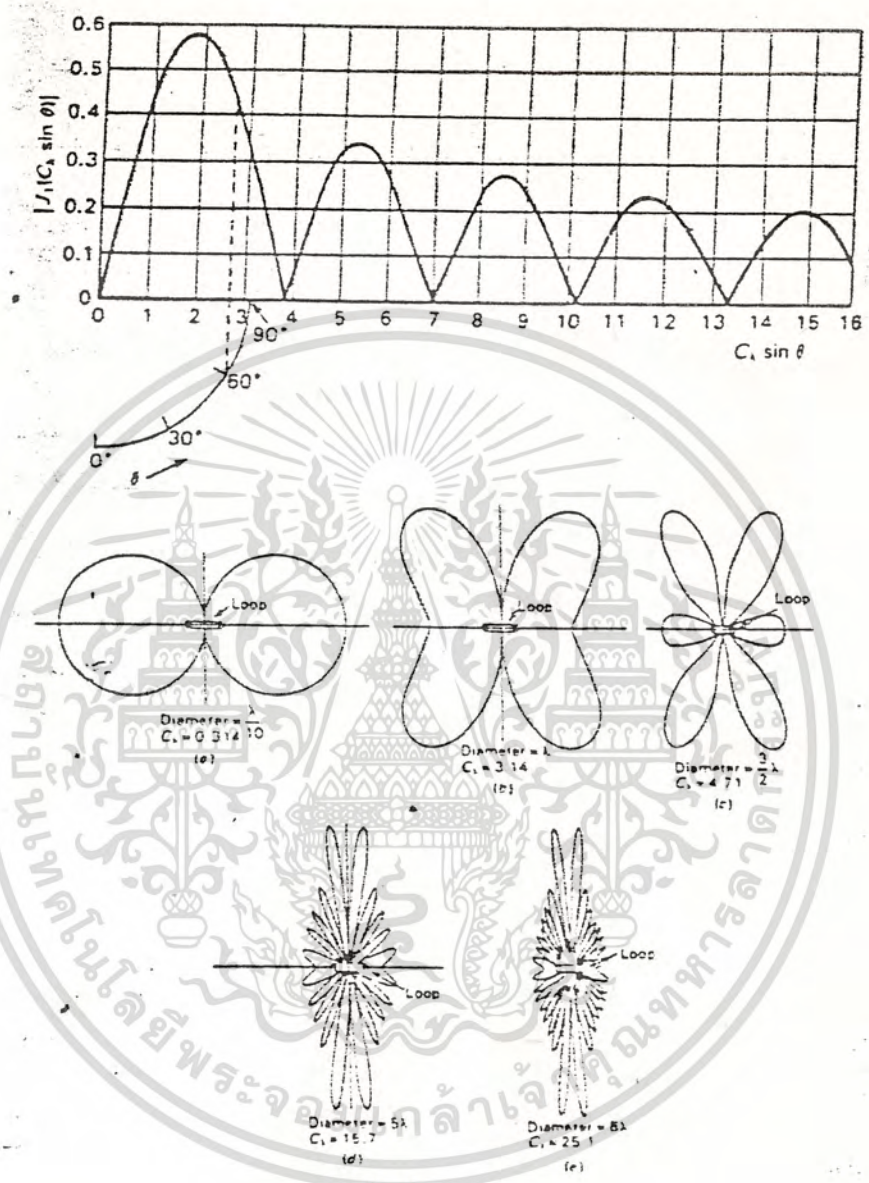
$$z_w = -\frac{E_\phi}{H_\phi} \approx \eta \qquad (2\text{-}6\text{-}47)$$

เมื่อ z_w = wave impedance

η = Intrinsic impedance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป pattern ของ far-field โดยทั่วไปเมื่อแสดงเส้นรอบวงตามความยาวคลื่น ดังแสดงในรูป 2-6-3



รูป **2-6-3**

2-6-1(f) RADIATION INTENSITY AND DIRECTIVITY

การแผ่กระจายของ real power prad โดย loop คลื่นถูกพบโดยสมการ (2-6-36) สามารถหาโดยความเข้มพลังงานเฉลี่ย โดยใช้สมการ(2-6-44)-(2-6-46) และอินทิเกรทรอบพื้นที่ผิวใดรัศมี r โดยกำหนดให้กำลังที่แผ่กระจายคลื่นเป็น prad และความเข้มเฉลี่ยของกำลังเป็น wave radial component เป็น w_r และให้ radiation intensity U โดย

$$U = r^2 w_r = \frac{\eta}{2}\left(\frac{K^2 a^2}{4^2}\right)^2 \left|I_o\right|^2 \sin^2\theta = \frac{r^2}{2\eta}\left|E_\phi(r,\theta,\phi)\right|^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปการกระจายคลื่นจะต้องทำการ normalized ของลูปโดยสมการ(2-6-48) ค่าสูงสุดที่ $\theta = \pi/2$ จะได้เป็น

$$U_{max} = U\Big|_{\theta = \pi/2} = \frac{\eta}{2}\left(\frac{K^2 a^2}{4^2}\right)^2 \left|I_o\right|^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}49)$$

ใช้สมการ(2-6-49) และ (2-6-28) เป็น directivity ของลูปสามารถเขียนได้เป็น

$$D_o = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} = \frac{3}{2} \qquad (2\text{-}6\text{-}50)$$

และค่าสูงสุด effective aperture เป็น

$$A_{em} \simeq \left(\frac{3}{4\pi}\right) D_o = \frac{3}{8\pi}\lambda^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}51)$$

ผลของ directivity และที่เกิดค่าสูงสุดของ effective area ของ small loop มีลักษณะเช่นเดียวกันกับ infinitesimal dipole เพราะเป็นเอกลักษณะของรูปแบบคลื่น

การกระจายของ far-field สำหรับ small loop โดยสมการ(2-6-44)-(2-6-46) ใช้การแสดงที่ในการวิเคราะห์ ถ้าเป็นไปได้วิธีการจะใช้รูปแบบวงจรปิดของย่าน far-field

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-6-2 CIRCULAR LOOP OF CONSTANT CURRENT

การที่เราพิจารณาสายอากาศลูปใหม่จากรูป 2-6-1แต่รัศมีไม่คิดที่ส่วนเล็ก ๆ กระแสที่ไหลในลูปโดยกำหนดให้คงที่ โดยสมการ(2-6-1) สำหรับกระแสที่ไหล ผลรวมทางเวกเตอร์ของความต่างศักย์ โดยสมการ(2-6-14) ปราศจากการใช้การประมาณค่าที่รัศมีเล็ก ๆ อินทิเกรทสมการ(2-6-14)ไม่สามารถกระทำได้ ดังนั้นในย่าน far-field (r>>a) การประมาณรัศมีเล็ก ๆ ไม่ต้องการการอินทิเกรท(2-6-14)

2-6-2(a) RADIATED FIELD

การหาเส้นแรงแม่เหล็กในย่าน far-field โดยประมาณระยะทางเป็น R โดย

$$R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \sin\theta \cos\phi} \qquad (2\text{-}6\text{-}52)$$

$$\simeq \sqrt{r^2 - 2ar \sin\theta \cos\phi} \quad \text{สำหรับ } r >> a$$

สามารถหาผลที่เกิดขึ้น โดยใช้กฎของ binomial expansion

$$R \simeq r\sqrt{1 - \frac{2a}{r} \sin\theta \cos\phi'} \quad \text{สำหรับเทอมของเฟส}$$

$$\simeq r - a \sin\theta \cos\phi' = r - a\cos\psi_o \qquad (2\text{-}6\text{-}53)$$

$$R \simeq r \quad \text{สำหรับเทอมของ Amplitude}$$

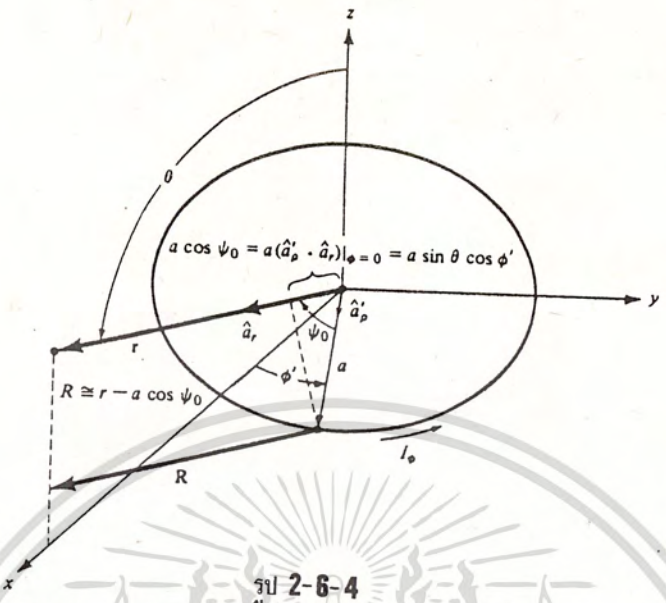
ดังนั้น

$$\cos\psi_o = \bar{a}_{\phi'}\bar{a}_r \Big|_{\phi = 0}$$

$$= (\bar{a}_x \cos\phi' + \bar{a}_y \sin\phi')*(\bar{a}_x \sin\theta \cos\phi + \bar{a}_y \sin\theta \sin\phi + \bar{a}_z \cos\theta) \Big|_{\phi = 0}$$

$$= \sin\theta \cos\phi' \qquad (2\text{-}6\text{-}54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-6-4

Figure Geometry for far-field analysis of a loop antenna.

ทางตรีโกณมิติความสัมพันธ์ระหว่าง R กับ r สำหรับมุม ϕ ในย่าน far-field ดังแสดงในรูปที่ 2-6-1(b) สำหรับที่ $\phi = 0$ ประยุกต์เข้ากับสมการ(2-6-53) และแสดงในรูป 2-6-4 โดยได้เป็น

$$A_\phi \cong \frac{a\mu I}{4\pi r} e^{-jkr} \int_0^{2\pi} \cos\phi' \, e^{jKa\sin\theta\cos\phi'} \, d\phi' \qquad (2\text{-}6\text{-}55)$$

และสามารถแยกเป็นสองเทอม

$$A_\phi \cong \frac{a\mu I}{4\pi r} e^{-jKr} \left[\int_0^{\pi} \cos\phi' e^{jKa\sin\theta\cos\phi'} d\phi' + \int_{\pi}^{2\pi} \cos\phi' e^{jKa\sin\theta\cos\phi'} d\phi' \right] \qquad (2\text{-}6\text{-}56)$$

ในเทอมที่สองเราเปลี่ยนตัวแปรจาก

$$\phi' = \phi'' + \pi \qquad (2\text{-}6\text{-}57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการ (2-6-56) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$A_\phi \cong \frac{a\mu I_o e^{-jKr}}{4\pi r}\left[\int_0^{\pi} \cos\phi' \, e^{jKa\sin\theta\cos\phi'}\, d\phi' - \int_0^{\pi} \cos\phi'' \, e^{-jKa\sin\theta\cos\phi''}\, d\phi''\right] \quad (2\text{-}6\text{-}58)$$

แต่ละส่วนของการอินทิเกรทในสมการ(2-6-58) สามารถใช้สูตรได้เป็น

$$\pi j^n J_n(z) = \int_0^{\pi} \cos(n\phi)\, e^{jz\cos\phi}\, d\phi \quad (2\text{-}6\text{-}59)$$

เมื่อ $J_n(z)$ เป็น Bessel function ของ first kind of order n ใช้สมการ (2-6-59) ผลจาก (2-6-58) เป็น

$$A_\phi \cong \frac{a\mu I_o e^{-jKr}}{4\pi r}\left[\pi j J_1(Ka\sin\theta) - \pi j J_1(-Ka\sin\theta)\right] \quad (2\text{-}6\text{-}60)$$

Bessel function of the first order and order n โดย infinite series

$$J_n(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (z/2)^{n+2m}}{m!(m+n)!} \quad (2\text{-}6\text{-}61)$$

จาก(2-6-61) จะได้เป็น

$$J_n(-z) = (-1)^n J_n(z) \quad (2\text{-}6\text{-}62)$$

สำหรับ n = 1 มีค่าเท่ากับ

$$J_1(-z) = -J_1(z) \quad (2\text{-}6\text{-}63)$$

ใช้สมการ(2-6-63) เราสามารถเขียนใน(2-6-60)

$$A_\phi \cong j\frac{a\mu I_o e^{-jKr}}{2r} J_1(Ka\sin\theta) \quad (2\text{-}6\text{-}64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนต่อไปนี้เป็นการหา E และ H-field โดยเวกเตอร์ของความต่างศักย์ของสมการ (2-6-64) สำหรับ far-field โดยที่ตัวแปร r เป็นการแยก θ และ ϕ จะได้ว่า

$$E_r \simeq E_\theta = 0 \tag{2-6-65}$$

$$E\phi = \frac{aw\mu I_o e^{-jKr}}{2r} J_1(Ka \sin\theta) \tag{2-6-66}$$

$$H_r \simeq H\phi = 0 \tag{2-6-67}$$

$$H\phi \simeq -\frac{E_\theta}{n} = -\frac{aw\mu I_o e^{-jKr}}{2nr} J_1(Ka \sin\theta) \tag{2-6-68}$$

2-6-2(b) POWER DENSITY, RADIATION INTENSITY, RADIATION RESISTANCE AND DIRECTIVITY

ปัญหาของงานต่อไปเป็นการหา ความเข้มของกำลัง ความเข้มของการแผ่กระจาย ความต้านทานการแผ่กระจาย และ ทิศทาง สมการต่อไปเป็น time-average power density

$$W_{av} = \frac{1}{2} R_e[E*H^*] = \frac{1}{2} R_e[a\phi E\phi * a\theta H\theta^*] = a_r \frac{1}{2\eta} |E\phi|^2 \tag{2-6-69}$$

สมการที่จะเขียนโดยใช้สมการ(2-6-68)เป็น

$$W_{av} = \bar{a}_r w_r = \bar{a}_r \frac{(aw\mu)^2}{8nr^2} |I_o|^2 J_1^2(Ka \sin\theta) \tag{2-6-70}$$

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็น

$$U = r^2 w_r = \frac{(aw\mu)^2}{8n} |I_o|^2 J_1(Ka \sin\theta) \tag{2-6-71}$$

รูปแบบของการแผ่กระจายสำหรับ a = $\lambda/10$, $\lambda/5$ และ $\lambda/2$ ดังแสดงในรูป 2-6-5 รูปบบของการแผ่กระจายคลื่นโดยความยาวของลูปที่แกน(θ=0)เป็นศูนย์ และเป็น patterns ตามความยาวของไดโพล l =< λ (a figure eight shape)รัศมี a เพิ่มขึ้นเป็น 0.5λ ความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กตามความยาวของระนาบ loop(θ=90) ทำให้ลดลงและในที่สุด a $\simeq$ 0.61λ การแผ่กระจายตามความยาวระนาบของลูปโดยเริ่มจากจุดพลังงานและส่วนที่ไกลออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของสมการ (2-6-71) หมายถึงกระแสที่ไหล ไม่คิดความยาวของลูป และเป็นค่าคงที่ เมื่อให้ความยาวของเส้นรอบวงของลูป c (c=2πa)โดยกำหนดค่าเกิน 0.2 (เช่น a>0.032) สำหรับค่าที่มากกกว่านี้เกิน (0.032) กระแสที่เปลี่ยนแปลงตามความยาวของลูป โดยใช้ Fourier series ในการหา โดยกำหนดพลังงานใกล้กับจุดขั้วของสายอากาศ

โดยทั่วไปเส้นรอบวงของลูปมีค่าประมาณหนึ่งความยาวคลื่น($c \simeq \lambda$) จะทำให้เกิดการแผ่กระจายสูงสุด เป็นตามความยาวของแกน($\phi=0$) โดยทั่วไปสายอากาศลูปโดยอาศัยหลักการพื้นฐานในการออกแบบของสายอากาศแบบยากิ(Yagiuda Antenna) โดยมี element พื้นฐานเหมือนกันเช่น feed,director และ reflectors แต่เป็นลูปโดยการประยุกต์หลาย ๆ อย่างเข้าด้วยกัน เส้นรอบวงมีความยาวหนึ่งความยาวคลื่น โดยมาจากพื้นฐานของ half-wave lenght dipole

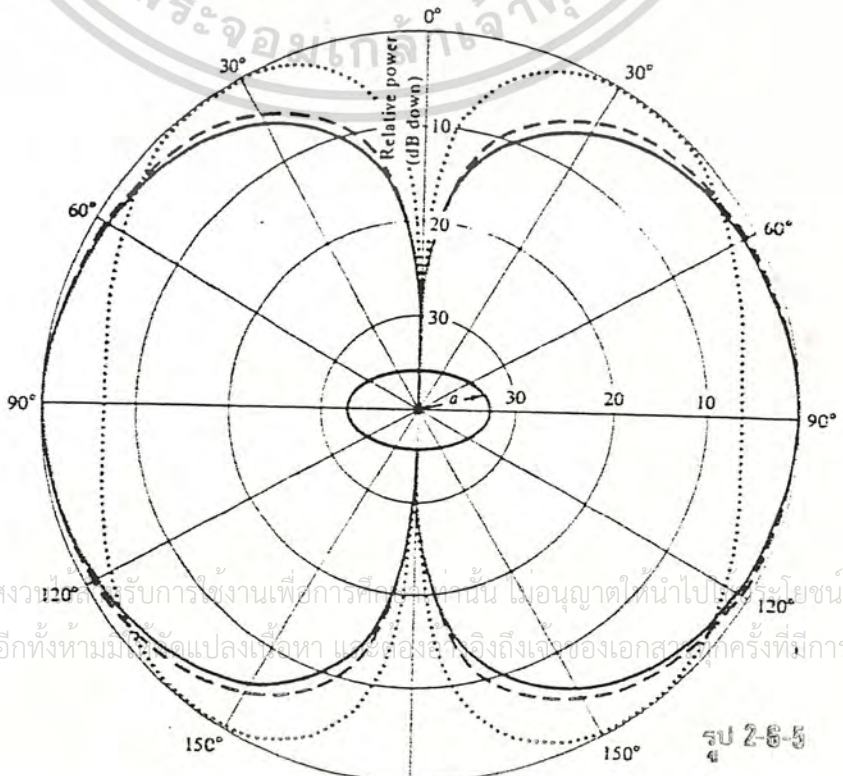
กำลังงานของการแผ่กระจายคลื่นสามารถเขียนได้จากสมการที่ 2-6-70 เป็น

$$P_{rad} = \iint_S W_{av} \cdot ds = \frac{\pi(a w \mu)^2}{4\eta} \left| \frac{I}{I_o} \right|^2 \int_0^{\pi} J_2^2(KA \sin\theta) \sin\theta \, d\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}72)$$

การอินทิเกรท (2-6-72) ไม่สามารถอินทิเกรทได้โดยตรง แต่สามารถเขียนได้เป็น

$$\int_0^{\pi} J_1^2(Ka \sin\theta) \sin\theta \, d\theta = \frac{1}{Ka} \int_0^{2Ka} J_2(x) \, dx \qquad (2\text{-}6\text{-}73)$$

สมการ (2-6-73) ไม่สามารถอินทิเกรทได้ แต่กระทำได้โดยการประมาณค่า โดยการแทนค่าของลิมิตล่าง(upper limit)(เป็นรัศมีของลูป)



รูป 2-6-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-6-6 เป็นการแสดง curve ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของลูป ที่เป็น single-turn circular loop

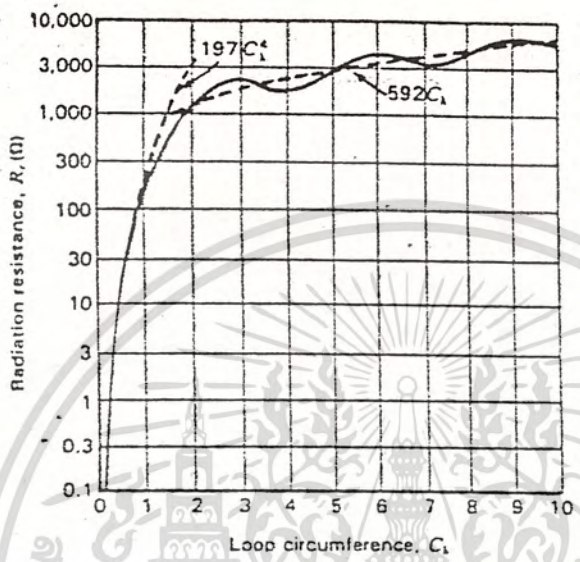


Figure 2-6-6 Radiation resistance of single-turn circular loop with uniform, in-phase current as a function of the loop circumference in wavelengths, C_λ.

ส่วนรูปที่ 2-6-7 เป็นการแสดง directivity ของ circular loop ตามความยาวคลื่น เมื่อเทียบกับสายอากาศ Isotopic

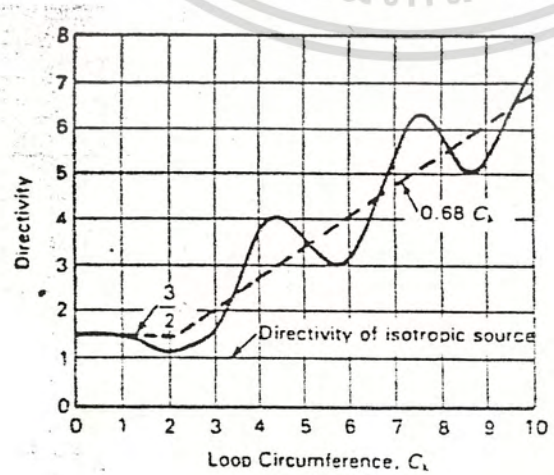


Figure 2-6-7 Directivity of circular loop antenna with uniform, in-phase current as a function of loop circumference in wavelengths, C_λ. (*After D. Foster, "Loop Antennas with Uniform Current," Proc. IRE, 32, 603–607, October 1944.*)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-6-3 LARGE LOOP APPROXIMATION (a >=λ/2)

ตีความหมายสมการ(2-6-73) ในการประมาณค่ารัศมีของลูปที่ใหญ่(a>=λ/2) ทำการอินทิเกรท (2-6-73) สามารถประมาณค่าโดย

$$\int_0^{\pi} J_1^2(Ka\sin\theta)\sin\theta\, d\theta = \frac{1}{Ka}\int_0^{2Ka} J_2(x)dx \simeq \frac{1}{Ka} \qquad (2\text{-}6\text{-}74)$$

และสมการ (2-6-73)โดย

$$P_{rad} \simeq \frac{\pi(aw\mu)^2}{4\eta(Ka)}\left|I_o\right|^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}75)$$

ความเข้มของการกระจายคลื่นสูงสุดเมื่อ Ka sin θ = 1.84 ดังนั้น

$$U_{max} = \frac{(aw\mu)^2}{8\eta}\left|I_o\right|^2 J_1^2(Ka\sin\theta)\Big|_{Ka\sin\theta=1.84} = \frac{(aw\mu)^2}{8\eta}\left|I_o\right|^2(0.584)^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}76)$$

จะได้ว่า

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{\left|I_o\right|^2} = \frac{2\pi(aw\mu)^2}{4\eta(Ka)} = \eta(\pi)Ka = 60\pi^2(Ka) = 60\pi^2\left(\frac{c}{\lambda}\right) \qquad (2\text{-}6\text{-}77)$$

$$D_o = 4\pi\frac{U_{max}}{P_{rad}} = 4\pi\frac{Ka(0.584)^2}{2\pi} = 2Ka(0.584)^2 = 0.682\left(\frac{c}{\lambda}\right) \qquad (2\text{-}6\text{-}78)$$

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi}D_o = \frac{\lambda^2}{4\pi}[0.682(\frac{c}{\lambda})] = 5.43*10^{-12}\lambda c \qquad (2\text{-}6\text{-}79)$$

เมื่อ c(เส้นรอบวง) = 2πa และ $\eta \simeq 120\pi$

2-6-4 INTERMIDIATE LOOP APPROXIMATION (λ/6π =< a =< λ/2)

ถ้ารัศมีของลูปเป็น λ/6π =< a =< λ/2 อินทิเกรทสมการ(2-6-73) สามารถประมาณค่าได้โดย

$$\int_0^{\pi} J_1^2(Ka\sin\theta)\sin\theta\, d\theta = \frac{1}{Ka}\int_0^{2Ka} J_2(x)dx$$

$$\simeq \frac{1}{Ka}\left[-2J_1(2Ka) + \int_0^{2Ka} J_0(y)dy\right] \qquad (2\text{-}6\text{-}80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ J_o เป็น Bessel function of the first kind of zero order ไม่สามารถที่จะทำต่อไปได้ การอินทิเกรท J_o ในสมการ(2-6-80) เป็น tabulated function ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น ทิศทาง และ พื้นที่กระทบสูงสุดใช้สมการ(2-6-80) โดยตีค่า p_{rad} ของสมการ (2-6-72)

2-6-5 SMALL LOOP APPROXIMATION ($a < \lambda/6\pi$)

ถ้ารัศมีของลูปมีขนาดเล็ก($a < \lambda/6\pi$) การกระจายสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กโดยใช้สมการ (2-6-65)-(2-6-68) มาประยุกต์ โดยกระทำดังนี้ กระจาย Bessel function $J_1(Ka \sin\theta)$ โดยดูจากสมการ(2-6-61) โดย

$$J_1(Ka \sin\theta) = \frac{1}{2}(Ka \sin\theta) - \frac{1}{8}(Ka \sin\theta)^3 + \ldots \qquad (2\text{-}6\text{-}81)$$

สำหรับค่าของ $Ka(Ka<1/3)$ สมการ(2-6-81) สามารถประมาณค่าในเทอมแรกหรือ

$$J_1(Ka \sin\theta) \simeq \frac{Ka \sin\theta}{2} \qquad (2\text{-}6\text{-}82)$$

ดังนั้นวมการ(2-6-65)-(2-6-68) สามารถเขียนได้เป็น

$$E_r \simeq E\theta = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}83)$$

$$E\phi \simeq \frac{a^2 w\mu K I_o}{4r} e^{-jKr} \sin\theta = \eta \frac{a^2 K^2 I_o}{4r} e^{-jKr} \sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}84)$$

$a< /6\pi$

$$H_r \simeq H_\phi = 0 \qquad (2\text{-}6\text{-}85)$$

$$H \simeq -\frac{a^2 w\mu K I_o}{4nr} e^{-jKr} \sin\theta = -\frac{a^2 K^2 I_o}{4r} e^{-jKr} \sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}86)$$

ลักษณะเฉพาะสมการ(2-6-44)-(2-6-46) เป็นความหมายของความต้านทานการแผ่กระจาย,ความเข้มการแผ่กระจาย,ทิศทาง,effective aperture สูงสุด และ ความต้านทานการแผ่กระจายโดยสมการ(2-6-37),(2-6-48),(2-6-50) และ (2-6-51)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบตัวแปรของความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น โดยฟังก์ชั่นรัศมีของลูป a ซึ่งเขียนรูปได้ ดังรูป 2-6-8 สำหรับ $\lambda/100 \leq a \leq \lambda/30$ โดยฐานประมาณค่าของ(2-6-82) ค่าที่ปรากฏปลายสุดจะต่ำ(น้อยกว่า 1Ω) โดยทั่วไปน้อยกว่าการสูญเสียเนื่องจากความต้านทานของสาย ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น ตั้งแต่ค่าน้อยถึงค่ามากจะเกิด mismatch losses เมื่อต่อสายส่งที่มีอิมพีแดนซ์ 50Ωหรือ 70Ω การเพิ่มค่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น โดยการคูณจำนวนรอบของลูปเข้าไปดังในสมการ(2-6-28) การที่ loss resistance เพิ่มขึ้นด้วย effeiciency ของสายอากาศเข้ามามีส่วนกระทำ สามารถเขียนกราฟของความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นสำหรับ $0 < Ka = c/\lambda < 20$ โดยฐานตีค่าของสมการ(2-6-73) โดยแทนค่าตัวเลขดังแสดงในรูป 2-6-9

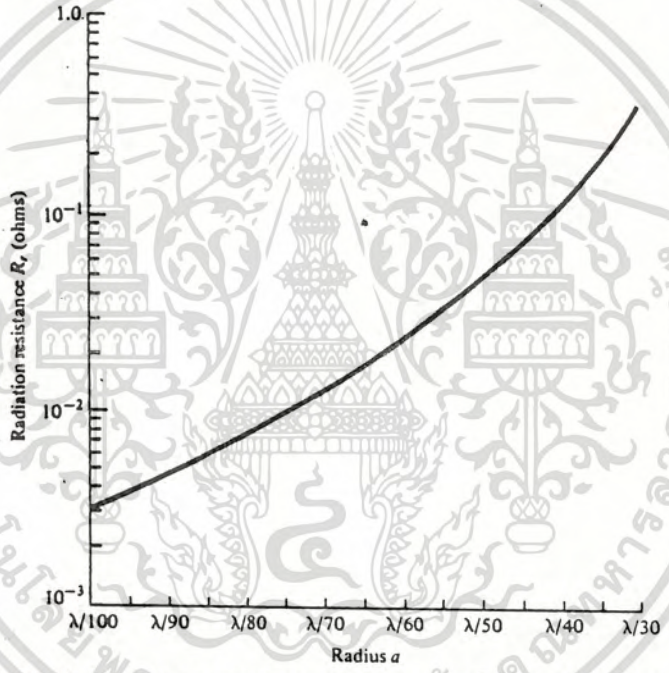
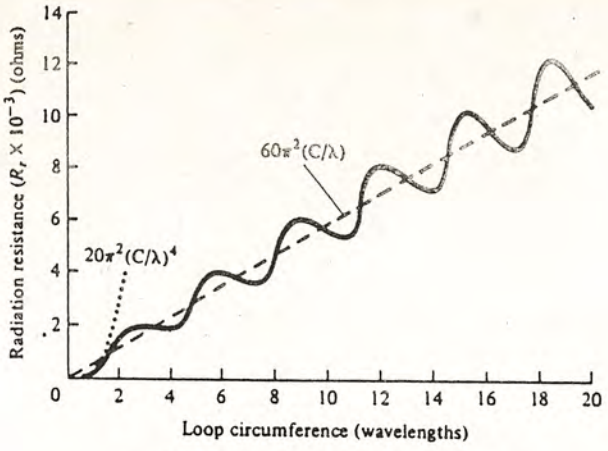


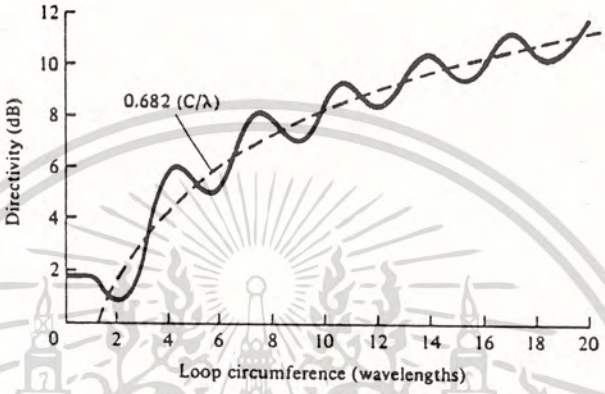
Figure 2.5.9 Radiation resistance for a constant current circular loop antenna based on the approximation of (5-56a).

ในการเพิ่มส่วนจริงของ Input impedance เป็นส่วนประกอบที่เกิดขึ้นด้วยการเพิ่มส่วนของ mismatch losses ถ้าส่วนจริงมีค่าเท่ากับ คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของการสูญเสียในสายส่ง ดังนั้นส่วนประกอบของผลกระทบนี้สามารถกำหนดตายตัวได้ โดยทั่วไปแล้วน้อยมาก สามารถกำจัดได้โดยการต่อ reactive element (ตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำ) คร่อมที่ขั้วของลูป โดยทำเป็นวงจรรีโซแนนซ์ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Radiation resistance of circular loop



(b) Directivity of circular loop

Figure 2.6.9 Radiation resistance and directivity for circular loop of constant current. (SOURCE: E. A. Wolff, *Antenna Analysis*, Wiley, New York, 1966)

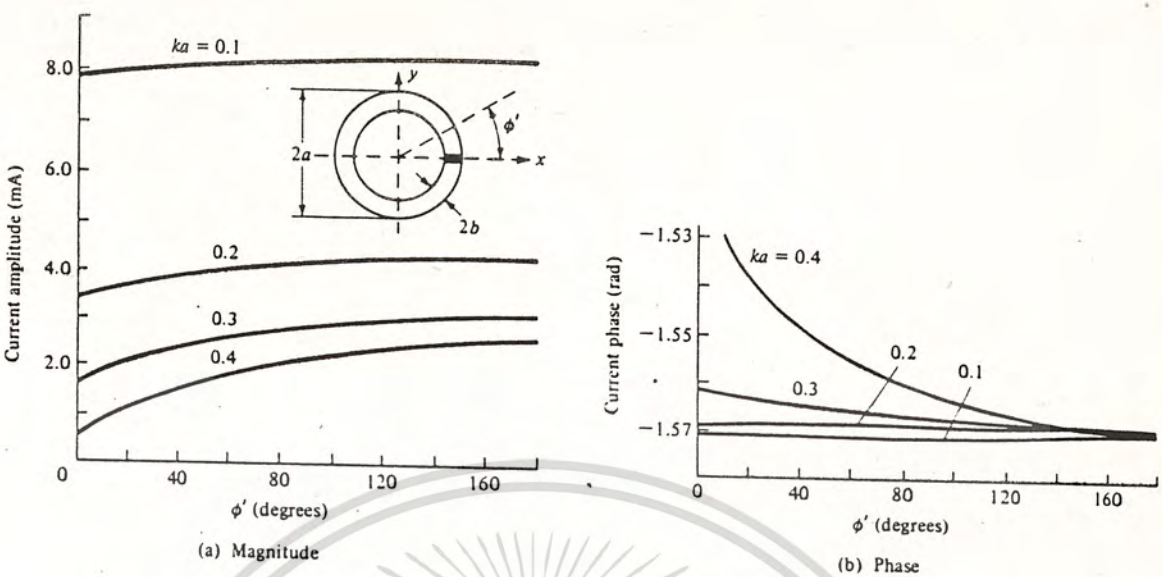
2-6-6 CIRCULAR LOOP WITH NONUNIFORM CURRENT

การวิเคราะห์ตามพื้นฐานคลื่นตาม uniform current โดยใช้วิธีการประมาณค่า เมื่อรัศมีของลูปในทางฟิสิกซ์เล็กมาก (โดยทั่วไป a < 0.03-0.047) ถ้าขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของลูปเพิ่มขึ้น กระแสที่เปลี่ยนไปตามความยาวของเส้นรอบวงของลูปที่จำกัด แยกออกเป็นส่วน ๆ สมมติฐานขั้นพื้นฐานสำหรับกระแสที่ไหลเป็นรูป sine ที่เปลี่ยนไปตามเวลา เพราะฉะนั้นไม่สามารถกำหนดค่าประมาณเฉพาะใกล้ ๆ กับจุดขับของสายอากาศ วิธีการที่ดีสุดโดยใช้ Fourier series

การวิเคราะห์ที่ชัดเจนของการแผ่กระจายเส้นแรงแม่เหล็กโดยลูปด้วย nonuniform - current เป็นการค่อนข้างยุ่งยาก ยากลำบากและไกลความเป็นจริง การหาค่าพยายามทั้งการวิเคราะห์การใช้สูตร ความยุ่งยากเหล่านี้แต่จากเรื่องประกอบที่กล่าวมา ข้อมูลจากกราฟที่แสดงตามรูป 2-6-10 สามารถนำมาใช้ได้ในการออกแบบ

การอธิบายเกี่ยวกับ current distribution ของ wire Loop Antenna จะไม่อยู่ตามรูปแบบในข่ายของรัศมีเล็ก ๆ ขนาดและมุมของกราฟตามรูป 2-6-10ในรูปฟังก์ชั่นของ ϕ'(องศา) เส้นรอบวงของลูป c เป็น Ka = c/λ = 0.1,0.2,0.3 และ 0.4 เลือกขนาดΩ = 2 ln(2πa/b) = 10 สำหรับ Ka = 0.2 กระแสจะเปลี่ยนไปเล็กน้อยจากความเป็นเชิงเส้นและจะค่อย ๆ โค้งเมื่อมีค่าเพิ่มขึ้น โดยทั่วไปลูปจะต้องมีค่ามากกว่า Ka = 0.2 (รัศมีจะต้องมากกว่า 0.03-0.04λ)

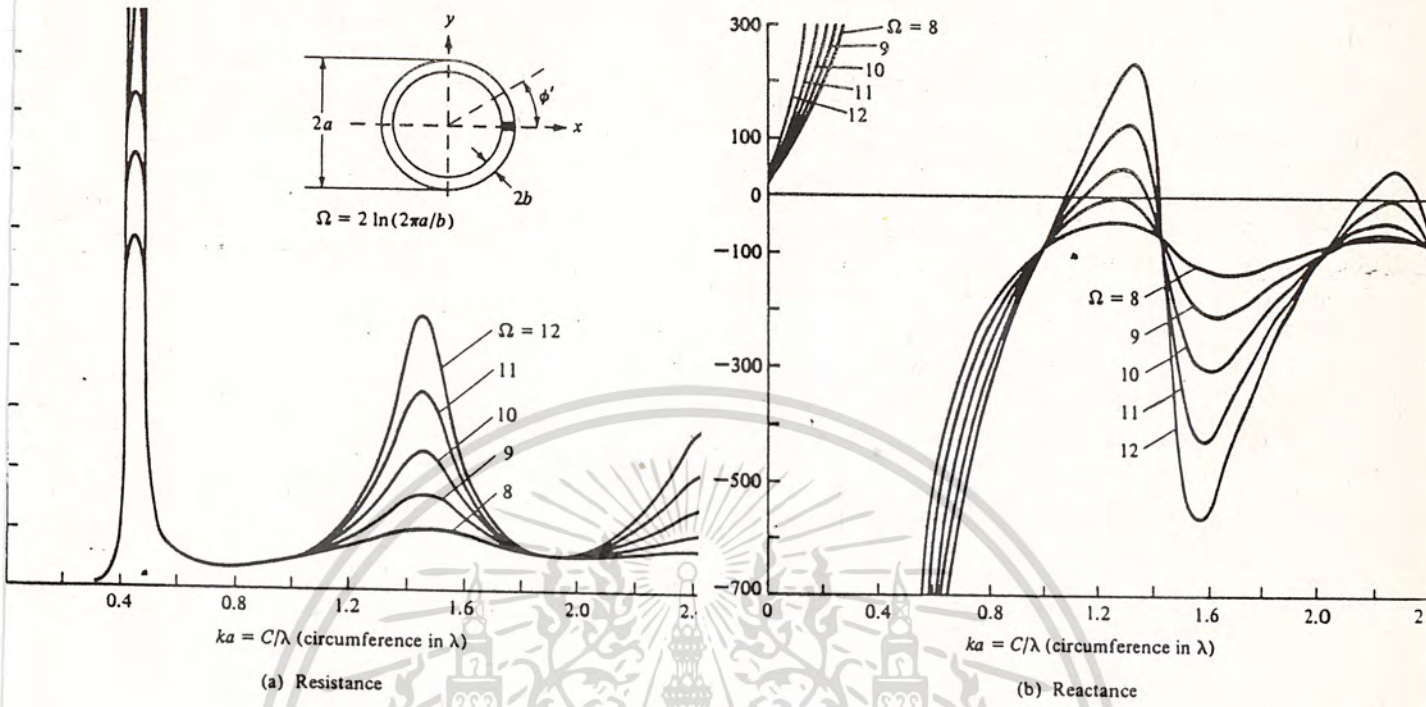
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-6-10

การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ โดยพื้นฐานใช้ Fourier series โดยดูผลของกระแสที่แสดงตามรูป 2-6-11 input resistance และ reactance โดยการพล็อตในฟังก์ชันของเส้นรอบวง c (ในหน่วยความยาวคลื่น) สำหรับ 0 =< Ka =< c/λ =< 2.5 เส้นผ่าศูนย์กลางของ wire โดยเลือก Ω = 2 ln (2πa/b) = 8,9,10,11 และ 12 สิ่งที่เกิดขึ้นตอนแรก ๆ จะเกิด Antiresonance เมื่อเส้นรอบวงของลูปมีค่าประมาณ λ/2 ที่ปลายสุดของแผ่น จะมีลักษณะแบบ node ที่ loop wire มีความหนาเพิ่มขึ้น จะปรากฏคล้าย ๆ กับ การ resonance ความจริงแล้วความยาวสำหรับ Ω < a จะเป็นจุด Antiresonance ส่วน curve (สำหรับ c > λ) มีลักษณะคล้าย ๆ กันทั้ง qualitatively และ quantitatively ของ Linear dipole ความแตกต่างที่เห็นชัดคือลูปจะมี capacitive มากกว่า (ประมาณ 130 ohms) dipole มีการ shift ใน reactance โดย dipole หลายครั้งทั้ง resonance และ Antiresonance สำหรับลูปเล็ก ๆ มีค่าความเหนี่ยวนำในขั้นแรก ส่วน dipole เล็ก ๆ มีค่าความจุเป็นขั้นแรก resistance curve สำหรับ loop และ dipole ที่เปลี่ยนไปมาหลาย ๆ ครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-6-11

การวิเคราะห์โดยใช้สูตรและการคำนวณโดยใช้ตัวเลข Loop Antenna เมื่อโครงสร้างและการวัดของ Impedance การวัดโดยใช้ตัวนำ half-loop โดยใช้ระนาบ image และแยกโดย two-line line สิ่งที่อาจเป็นไปได้ระหว่างทฤษฎีและสิ่งที่เกิดขึ้นจริง จะมีลักษณะเฉพาะที่ใกล้จุด Resonance เมื่อมีการคำนวณตัวนำตาม curve จะสูงกว่าค่าที่วัดได้เป็นแบบ noted ที่กระจายตามแนวตั้งโดยเป็นค่าคงที่ ในที่นี้สามารถใช้เหตุผลของ end effect ของส่วนปลายของสาย feed และ slicegenerator โดยใช้การวิเคราะห์ลักษณะคุณสมบัติตามชนิดของ feed

ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศลูป เมื่อกระแสที่ไหลไปเป็น Cosinus-soidal เราคำนวณโดย evaluating triple integrals ผลที่ได้ดังแสดงในรูปที่ 2-6-12 เมื่อคำนวณกระแสที่ไหลเป็นแบบ uniform เมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางของลูปน้อยกว่า 0.8λ กระแสความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

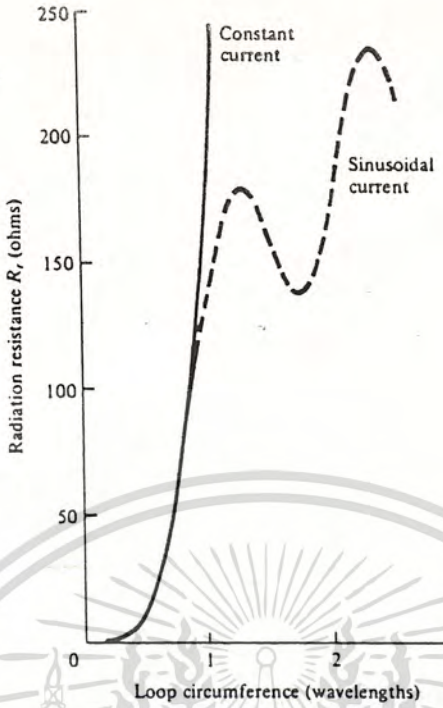


Figure 2-6-12 Radiation resistance of circular loop with constant and sinusoidal current distributions. (SOURCE: A. Richtscheid, "Calculation of the Radiation Resistance of Loop Antennas with Sinusoidal Current Distribution," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-24, Nov. 1976. © 1976 IEEE)

2-6-7 GROUND AND EARTH CURVATURE EFFECTS FOR CIRCULAR LOOPS

เมื่อพูดถึงการสูญเสียในตัวกลาง สามารถเกิดขึ้นได้อย่างรุนแรงหลังจากการส่งสัญญาณออกไปของ circular loop ตัวแปรที่จะทำให้เกิดต่อผลของ pattern , directivity , input impedance และ Antenna efficiency พลังงานที่กระจายออกไป โดยการสูญเสียในตัวกลางเป็นผลโดยตรงของ Antenna efficiency สำหรับ element ที่เป็นเชิงเส้น, เทคนิคทางgeometrical optics สามารถใช้การวิเคราะห์คุณสมบัติการแผ่กระจายของลูปที่เกิดขึ้นที่ผิวของตัวนำ ผลกระทบที่เกิดขึ้นในการคิดโดยการใช้แนวทาง image(virtual) ของแหล่งจ่าย Divergence factor โดยใช้แนวทางคิดจากผลของ ground curvature เพราะว่าเทคนิคเฉพาะของการคำนวณจากสูตรตามทฤษฎีต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้ว ส่วนทิศทางสำหรับการแผ่กระจายคลื่นการวางลูปเช่น horizontal loop จะเป็น horizontal polarization ซึ่งเป็นความเข้มถึง vertical polarization ของ vertical electric dipole

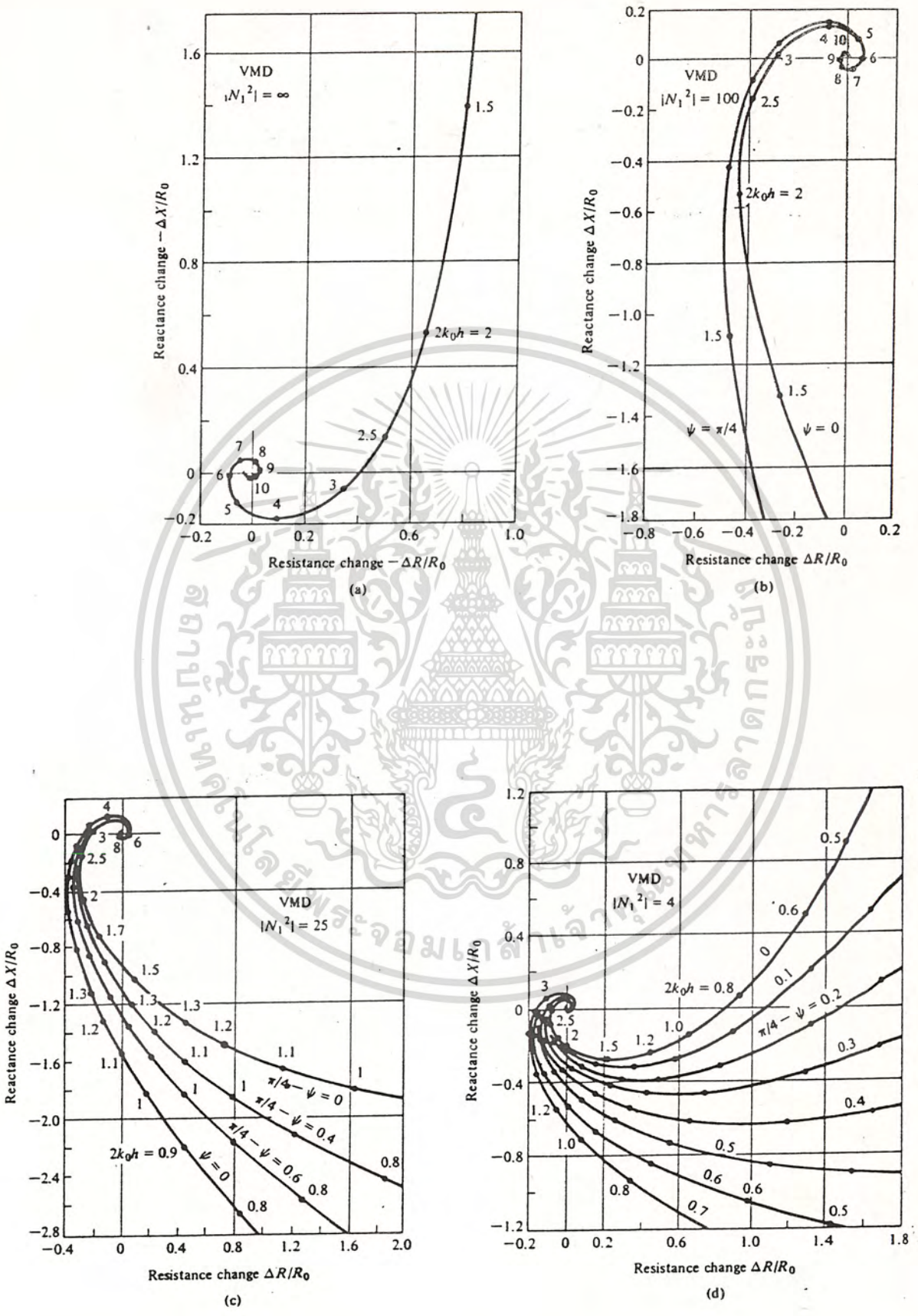
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติความแตกต่างเป็นอัตราส่วนของความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นใน free-space ต่อการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวกลาง แต่จะคิดค่าโดยประมาณเท่านั้นในทางปฏิบัติ ซึ่งจะมีลักษณะคล้าย ๆ กันกับในทางทฤษฎี การวางลูปในทิศทาง horizontal มีคุณสมบัติเช่นเดียวกันกับเส้นแรงแม่เหล็กของ dipole ในทิศทาง vertical เมื่อความสูงของ dipole เป็น h คิดความสูญเสีย half-space การเปลี่ยนใน self impedance , normalized โดยผลของความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นใน free-space R_0 โดย สมการ(2-6-37) ดังแสดงในรูป 2-6-13 โดยมีตัวแปร N_1

สำหรับกระแสของ dipole ทาง vertical ขนาดเปลี่ยนไปเป็น $\Delta R/R_0$ ในรูป2-6-13 (a) ค่าประมาณหนึ่ง เมื่อความสูง h เมื่อตัวนำไม่มีการสูญเสีย($|N_1^2| = \alpha$) Ground plane เข้าใกล้ศูนย์($2k_0 h \to 0$) สำหรับสนามแม่เหล็ก dipole (หรือลูป) เป็นความต้านทานลักษณะเดียวกันดังนั้นขนาดของ ΔX มีค่าเข้าใกล้อนันต์ เมื่อ $2k_0 h \to 0$ ทั้ง ΔR และ ΔX กลับมาเกิดที่ $2k_0 h$ มีค่าประมาณ π หรือเมื่อ h ประมาณ $\lambda_0/4$

ผลของความนำตอนท้ายเป็นความต้านทาน(ΔR) และ Reactance(Δx)เปลี่ยนเป็น $|N_1^2|$ = 100,25,4 ดังแสดงในรูปที่ 2-6-13(b) และ 2-6-13(c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป **2-6-13**

2-6-8 RESONANT CIRCULAR LOOP

กระแสที่จุด resonance ของสายอากาศลูปจะอยู่ที่ $\phi = 0$ และที่จุดตรงกันข้าม $\phi = \pi$ จะสูงสุด $\phi = \pi/2$ และ $3\pi/2$ ดังรูปที่ 2-6-14

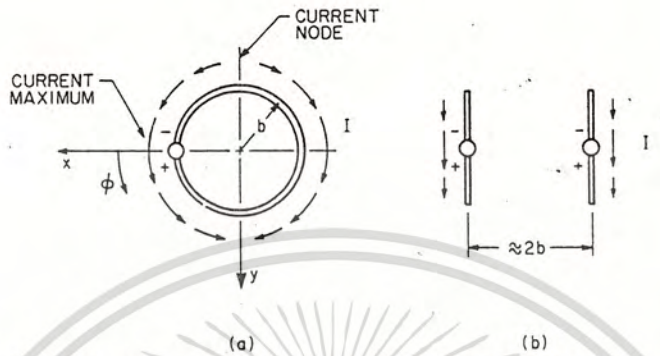


FIG2-6-14 Schematic of current distribution in resonant loop (*a*) and in the approximately equivalent pair of dipoles (*b*).

กระแสจะไหลไปตามตัวนำ เหมือนกับสายอากาศ dipole นำมาขนานกันโดยที่ระยะห่างประมาณเส้นผ่าศูนย์กลางของลูป

สำหรับ far-zone pattern ของเส้นแรงแม่เหล็ก ดังแสดงในรูป 2-6-15(a) ถึง(c) เหมือนกับสายอากาศไดโพลแบบคู่ในรูป 2-6-2 จะมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ E_θ และ E_ϕ โดยที่ E_θ มีค่าเท่ากับศูนย์ที่แกนนอนมีค่า $\phi = \pi/2$ และแกนตั้ง $\phi = 0, \pi$ ดังนั้น E_ϕ จะมีค่าน้อยที่แกนตั้ง ที่จุด $\phi = \pi/2$ และ $3\pi/2$ โดยจะให้ค่าระดับสัญญาณที่สมดุลย์กันเมื่อ $\phi = \pi/2$ และ $\phi = 0, \pi$ มีค่าเป็นสัดส่วนที่เหมาะสม และเกือบจะเป็นสัดส่วนที่เหมาะสมที่จุด $\phi = \pi/2$ และ $\phi = 3\pi/2$ การคำนวณกระแสได้จากสมการ $2I_1 \cos\phi$ จะได้ค่ามากที่สุดที่ $\phi = 0, \pi$

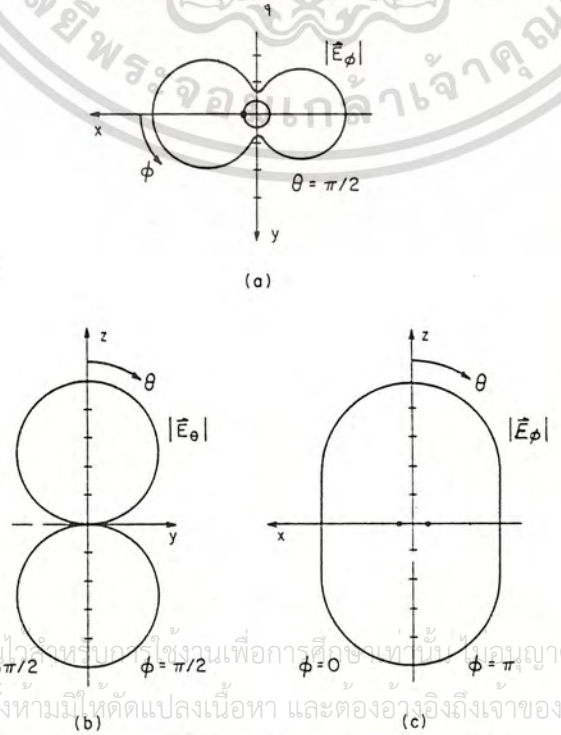


FIG2-6-15 Far-zone electric field for loop with $\beta b = 1.0$, $\Omega = 10$. (*a*) Horizontal-plane field pattern $|\mathbf{E}_\phi|$, $\theta = \pi/2$. (*b*) Vertical-plane field pattern $|\mathbf{E}_\theta|$, $\phi = \pi/2, 3\pi/2$. (*c*) Vertical-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-6-16 แสดงค่าสนามไฟฟ้า เป็นทั้ง pattern ของการแผ่กระจายคลื่นและขนาดในรูปแบบสามมิติ โดยกำหนดค่า ϕ ไว้ที่ 0,2π และค่า θ ไว้ที่ $0 <= \theta <= \pi/2$ โดยที่สายอากาศลูปในทางปฏิบัติ ค่าอิมพีแดนซ์จะแน่นอนและรูปแบบการกระจายคลื่นเป็นแบบสามมิติ ที่จุด resonance อย่างไรก็ตามมักจะไม่เป็นไปตามต้องการ และเพื่อให้ลำบีมยิงไปข้างหน้าจึงใช้แผ่นสะท้อนคลื่น

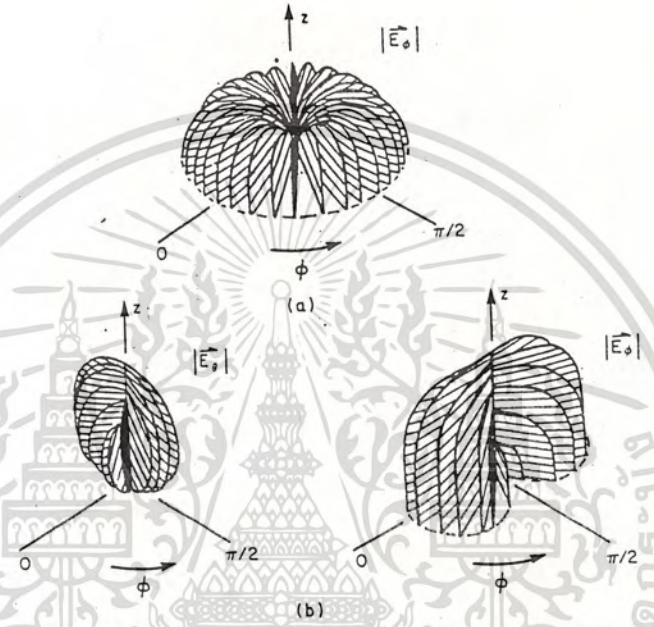


FIG2-6-16 Far-zone electric field patterns in upper hemisphere. (*a*) Electrically small loop, $\beta b \ll 1$. (b) Resonant loop, $\beta b = 1.0$.

2-6-9 CIRCULAR LOOP WITH PLANER REFLECTOR

รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นจะเป็นไปตามทิศทางใดทิศทางหนึ่ง ถ้าที่ $\theta = 0$ สามารถทำให้มากขึ้นโดยใส่แผ่นสะท้อนคลื่น(reflector) ตามทฤษฎีสำหรับแผ่นสะท้อนคลื่นสำหรับลูประยะห่างจากลูป $0.05 <= d/\lambda <= 0.2$ ตามรูป 2-6-18 จะมีอิมพีแดนซ์ $Z = R + jX$ ตามรูป 2-6-19 เป็นการ match ที่ความต้านทาน resonance $R <= 135$ ohms และ reactance $|X| <= 20$ ohms ทางทฤษฎีแล้วจะมีความกว้างเป็นอนันต์ แต่ทางปฏิบัติและจะเป็นไปไม่ได้ ดังแสดงในรูป 2-6-17 จะมีค่า $s/\lambda = 1.2$, และ $d/\lambda <= 0.26$ ซึ่งเปรียบเสมือนแผ่นสะท้อนคลื่นมีความยาวเป็นอนันต์ แต่ Input impedance ในรูป 2-6-19 จะมีค่า $0.48 =< s/\lambda =< 0.95$ ซึ่งคล้ายกับทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

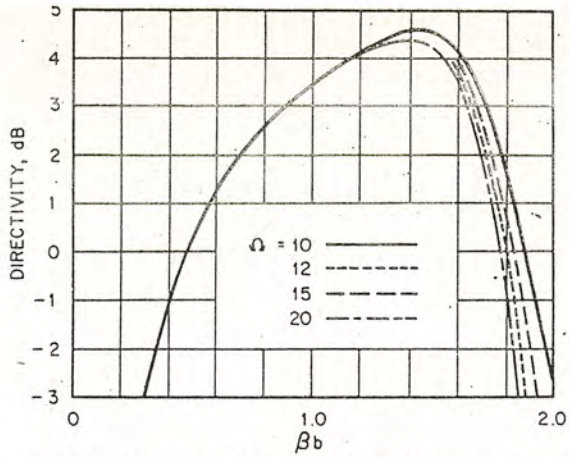


FIG 2-6-17 Directivity of circular-loop antenna for $\theta = 0$, π versus electrical size (circumference/wavelength).

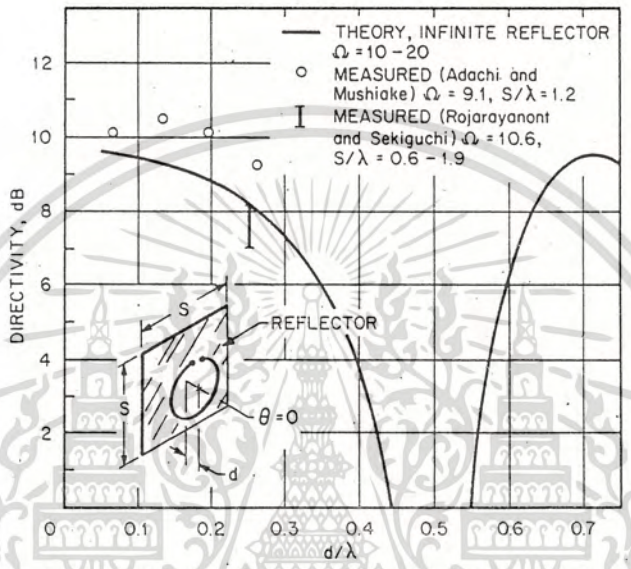


FIG 2-6-18 Directivity of circular-loop antenna, $\beta b = 1.0$, for $\theta = 0$ versus distance from reflector d/λ. Theoretical curve is for infinite planar reflector; measured points are for square reflector.

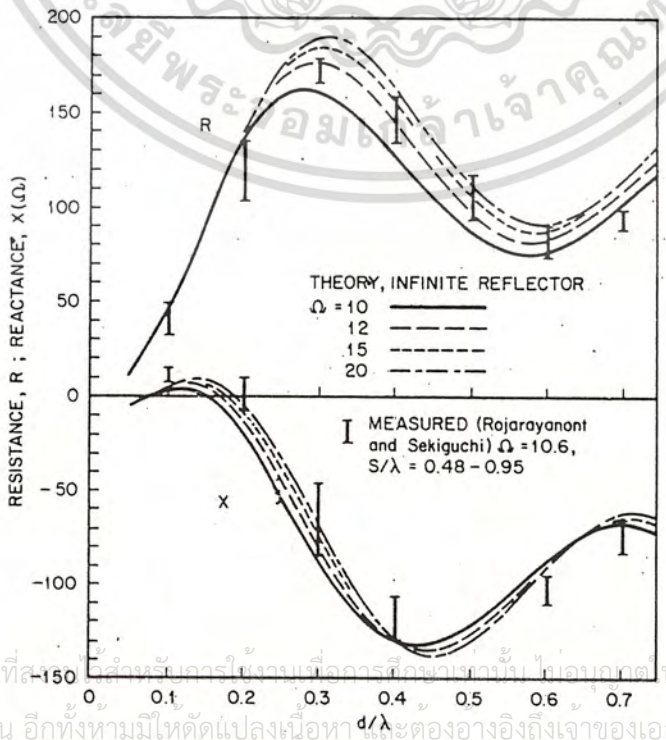


FIG 2-6-19 Input impedance of circular-loop antenna, $\beta b = 1.0$ versus distance from reflector d/λ. Theoretical curves are for infinite planar reflector; measured points are for square reflector.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

pattern ของสายอากาศลูปที่วัดโดย Rojarayanont and Sekiguchi สำหรับ resonance loop one-quarter wave length $d/\lambda = 0.25$ วัดทางด้านหน้าของแผ่นสะท้อนคลื่นที่เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ดังแสดงในรูปที่ 2-6-20 แต่ละรูปเป็นผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของแผ่นสะท้อนคลื่นจาก $s/\lambda = 0.64$ ถึง $s/\lambda = 0.95$

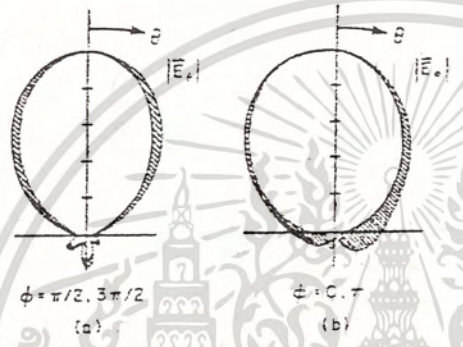


FIG2-6-20 Measured far-zone electric field patterns for loop with $\beta b = 1.0$ over square reflector. $d/\lambda = 0.25$. Inner curve $s/\lambda = 0.95$; outer curve $s/\lambda = 0.64$. (*a*) Vertical-plane field pattern $|\mathbf{E}_\phi|$, $\phi = \pi/2, 3\pi/2$. (*b*) Vertical-plane field pattern $|\mathbf{E}_\theta|$, $\phi = 0, \pi$. *(Measured data from Rojarayanont and Sekiguchi.)*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-6-10 วิเคราะห์ลักษณะของสายอากาศลูปทางด้านส่ง

กระแสที่ไหลในสายอากาศลูป จะมีรูปแบบคือ ให้กระแสที่ไหลในลูปเป็น I_o สำหรับสายอากาศลูปแบบรอบเดียวหรือหลายรอบ การวัดโดยการแยกผลรวมความยาวของตัวนำ(N * circumference) เล็กมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นใน free space โครงสร้าง $\sim< 0.2$ และอัตราส่วนความยาวต่อเส้นผ่าศูนย์กลาง สำหรับจำนวนรอบที่ที่ยาวมากกว่า $3(l_c/2b \sim> 3.0)^2$ คิดกระแส uniform ที่ลูปเล็ก ๆ เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์

2-6-10(a) transmitting loop

เส้นแรงสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ของกระแสในลูปเล็ก ๆ เหมือนกับสนามแม่เหล็กไดโพลที่เกิดการหมุน $m = I_o NA$:

$$E_\phi = \frac{\beta^2 m}{4\pi r}\left(1 - \frac{j}{\beta r}\right)e^{-j\beta r}\sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}87)$$

$$B_\theta = \frac{-\mu_o \beta^2 m}{4\pi r}\left(1 - \frac{j}{\beta r} - \frac{1}{\beta^2 r^2}\right)e^{-j\beta r}\sin\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}88)$$

$$B_r = \frac{\mu_o \beta^2 m}{2\pi r}\left(\frac{j}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2}\right)e^{-j\beta r}\cos\theta \qquad (2\text{-}6\text{-}89)$$

เมื่อระนาบของลูปวาง polar axis ของระนาบ spherical coordinate (r,θ,ϕ) โดยจุดศูนย์กลางที่ลูป ดังแสดงในรูปที่ 2-6-21

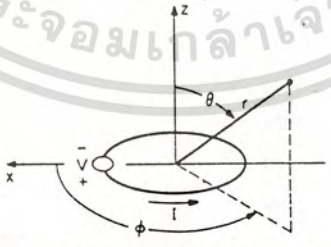


FIG2-5-21 Loop antenna and accompanying spherical coordinate system.

ในfar zone ของลูป($\lim \beta r \to \infty$)โดยพิจารณาในสมการ(2-6-87)และ(2-6-88) ทั้งเครื่องหมาย และ รูปแบบของสนามแม่เหล็กทั้ง E_ϕ และ B_θ ในระนาบ vertical เพื่อให้ง่ายขึ้น แสดงในรูปที่ 2-6-22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

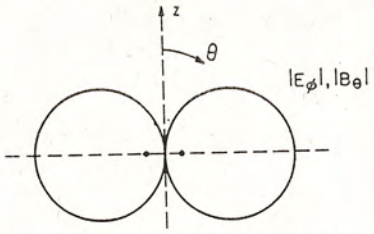


FIG2 6-22 Far-zone vertical-plane field pattern of an electrically small loop.

ที่จุดขับแรงดันและกระแสจะสัมพันธ์กับ Input impedance ของลูป $V = ZI$ สำหรับกระแส small loop impedance เป็นแบบอนุกรมของ reactance ของexternal inductance L^e กับ radiation resistance R^r และinternal impedance ของconductor $Z^i = R^i + jwL$

$$Z = R^r + Z^i + jwL^e = R^r + R^i + jw(L^e + L^i) \qquad (2\text{-}6\text{-}90)$$

equivalent circuit สำหรับ small loop ค่าความจุ C จะเกิดขนานกับค่า Z จะมีผลทำให้เกิดค่าความจุระหว่างลูปเดียวและลูปต่อลูป ดังแสดงในรูป 2-6-23 ค่าความจุนี้เพื่อความง่ายสามารถตัดทิ้งได้ เพราะฉะนั้นในทางปฏิบัติ ค่าความจุจะหักล้างกับค่าความน้ำของตัวมันเอง

ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของ small loop เป็นการแผ่กระจายต่อพื้นที่และจำนวนรอบของลูป

$$R^r = \frac{5}{6\pi} \beta^4 (NA)^2 \qquad (2\text{-}6\text{-}91)$$

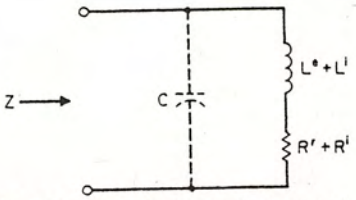


FIG.2-623 Equivalent circuit for input impedance *Z* of an electrically small loop.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับลูปเดียวแบบควอทช์หรือลูปครึ่งวงกลม Impedance ที่ได้คือ

$$Z^{i} = Z^{i} * \text{total length of conductor} \qquad (2\text{-}6\text{-}92)$$

เมื่อ Z^{i} เป็น Impedance ภายในต่อหน่วยความยาวของตัวนำ เหมือนกับพื้นที่หน้าตัดตัวนำของลูป

inductance ภายนอกเป็นการหาจาก

$$L^{e} = \mu_{o} b[\ln(8b/a) - 2] \qquad (2\text{-}6\text{-}93)$$

ค่าความนำภายนอกเมื่อความยาว l_c และ รัศมี b ประมาณค่าตามสูตรของ Lorenz จะได้ว่า

$$L^{e} = K\mu_{o} N^{2} A / l_{c} \qquad (2\text{-}6\text{-}94)$$

เมื่อ K เป็นค่าคงที่ Nagaoka แสดงอยู่ในรูปของอัตราส่วน l_c / 2b(ความยาวต่อเส้นผ่าศูนย์กลาง) ดังแสดงในรูป 2-6-24

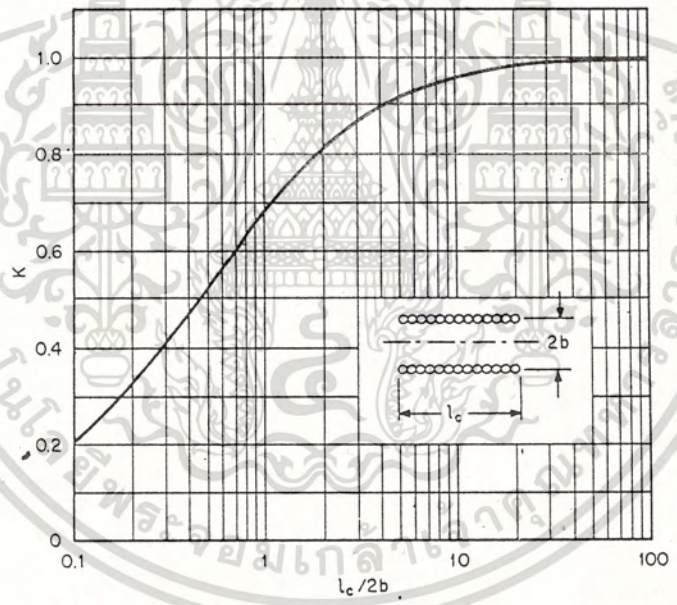


FIG 2-24 Nagaoka's constant *K* for a solenoidal coil as a function of the coil length to the diameter, $\ell_c/2b$.

สำหรับความยาว(l_c / 2b >> 1) K ≈ 1 ใช้สมการ (2-6-94) คิดจำนวนรอบวงปิดความสามารถในการป้องกันไฟฟ้าของฉนั้นไม่ต้องสนใจ ถ้าการคำนวณมีความละเอียดสูงจะทำให้ได้ค่าที่ถูกต้องมากยิ่งขึ้น จะเป็นประโยชน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.11 <u>การพิจารณาลูปทางด้านรับ</u> (RECEIVING LOOP)

กระแสในลูปเล็ก ๆ เป็นการใช้ในสายอากาศรับ โดยการเปิดวงจรทางด้าน V_{oc} เป็นการแผ่กระจายความเข้มของฟลักซ์แม่เหล็กตามระนาบของลูป B_z^i เพราะฉะนั้นจะได้

$$V_{oc} = jwNAB_z^i \tag{2-6-95}$$

เมื่อเส้นแรงแม่เหล็กคิดรูปแบบของพื้นที่ลูป ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{oc} และ B_z^i ที่เกิดในลูป โดยใช้ probe สำหรับความเข้มฟลักซ์แม่เหล็ก เป็นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและเส้นแรงแม่เหล็กที่จุดศูนย์กลางของลูป เมื่อรู้ค่า V_{oc} สามารถหาในส่วนของขนาดของเส้นแรงไฟฟ้า E' และความยาวจำเพาะ h_e โดยที่คลื่นเคลื่อนที่ตามระนาบเวกเตอร์ K_i และดังแสดงในรูป 2-6-25

$$V_{oc} = jwNAB^i \cos\psi_i \sin\theta_i = h_e(\psi_i, \theta_i)E_i \tag{2-6-96}$$

เมื่อ

$$h_e(\psi_i, \theta_i) = V_{oc} / E_i = j\beta NA \cos\psi_i \sin\theta \tag{2-6-97}$$

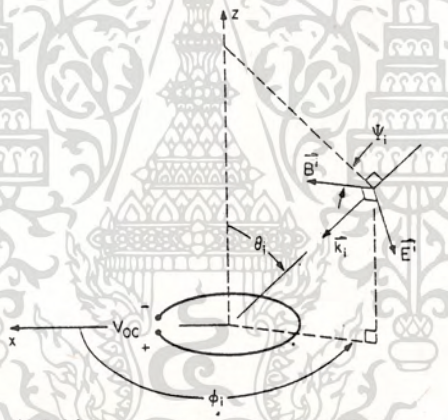


FIG 2-6-25 Plane-wave field incident on receiving loop.

voltage ที่ตกคร่อม load impedance Z_L ต่ออยู่ที่ขั้วของลูปด้วย input impedance Z เป็นการหาจาก Thevenin equivalent circuit ในรูป 2-6-26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

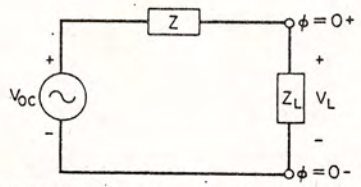


FIG. 5-6 Thévenin equivalent circuit for the receiving loop.

จะได้

$$V_L = \frac{V_{oc} Z_L}{(Z + Z_L)} \qquad (2\text{-}6\text{-}98)$$

จากทฤษฎีของสายอากาศลูป และจากการอ้างอิงจากการทดลองในทางปฏิบัติที่มีผู้เคยทำมาก่อน จึงได้ใช้มาเป็นประโยชน์ในการคำนวณและออกแบบสายอากาศในปริญญานิพนธ์ชิ้นนี้ขึ้น โดยการคำนวณและทำทีละลูปจนครบ 4 ลูป และเอามา match กันเพื่อให้มีทิศทางรอบตัว

2.7 <u>การต่อสายส่งสัญญาณกับสายอากาศ</u>(COUPLING THE LINE TO THR ANTENNA)

การต่อสายส่งสัญญาณเข้ากับสายอากาศ จะต้องต่อสายส่งสัญญาณ(transmission line) กับสายอากาศที่มีคุณสมบัติทาง Impedance ที่เหมือนกัน เช่นถ้าสายอากาศมี Impedance 75 Ω จะต่อสายส่งสัญญาณที่มี Impedance 75 Ω เหมือนกัน เพื่อให้การส่งถ่ายกำลังงานได้สูงสุด แต่ถ้า Impedance ของสายส่งสัญญาณกับสายอากาศไม่เท่ากันจะต้องทำการ Matching เช่น Delta matching , Quarter-wave matching , T-matching , Gamma match , Omega match , Stub matching เป็นต้น ซึ่ง Matching แต่ละชนิด สามารถเลือกใช้งานได้ตามความเหมาะสม ซึ่งถ้าท่านสนใจสามารถอ่านได้จากหนังสือสายอากาศทั่วไปได้

ส่วนในที่นี้จะกล่าวเฉพาะที่ใช้ในปริญญานิพนธ์นี้เท่านั้น สายอากาศลูปเป็นสายอากาศที่สมดุลย์(balance) เช่นเดียวกับสายอากาศไดโพล ซึ่งสายส่งสัญญาณที่ใช้จะต้องเป็นสายที่สมดุลย์ เช่น สาย Two-wire แต่สาย Two-wire มีข้อจำกัดทางด้านความถี่เพราะถ้าใช้งานความถี่สูงจะทำให้คลื่น Radiated ออกไปรบกวนเครื่องมือสื่อสารใกล้เคียง หรือทำให้คลื่นจากเครื่องมือสื่อสารใกล้เคียงรบกวนได้ เพราะฉะนั้นเราจึงเลือกใช้สาย Coaxial จึงมีการ shielded จึงจะไม่มีคลื่น Radiated ออกมาภายนอกสายเลย ตามที่ได้กล่าวมาแล้วตามทฤษฎีที่กล่าวมา

ลักษณะของสายส่งสัญญาณ(Transmission line) ชนิดต่าง ๆ ดังแสดงในรูป 2-7-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

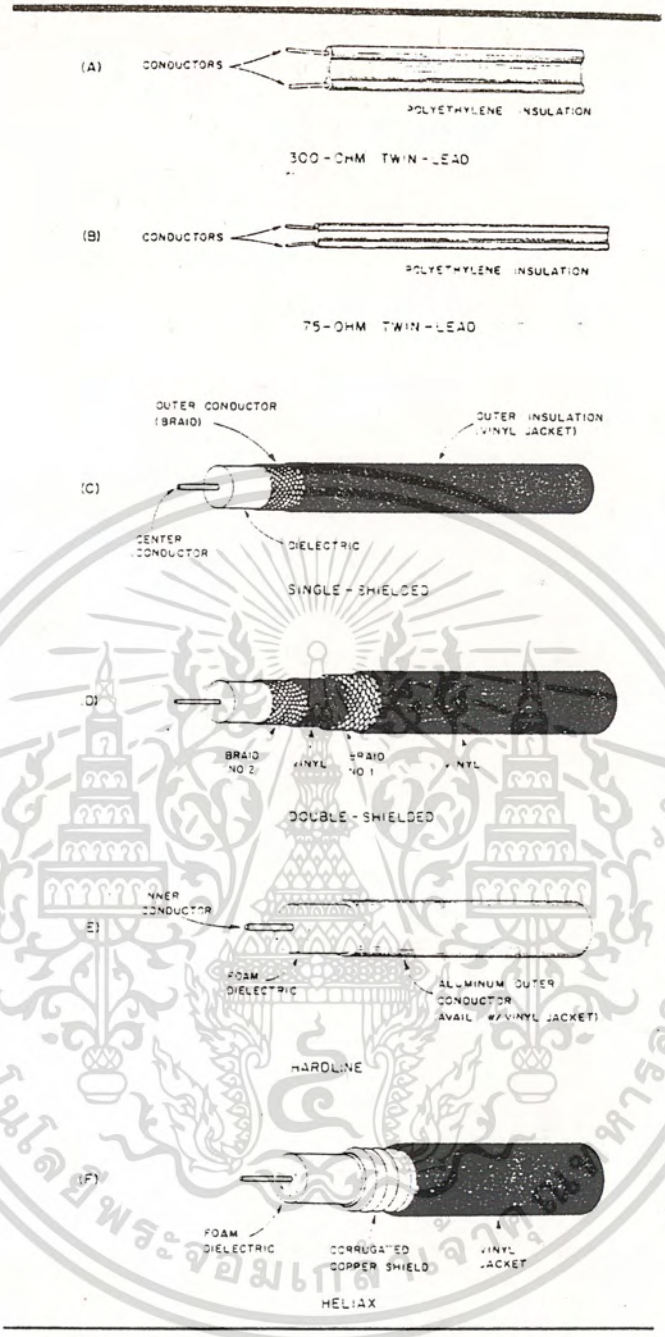


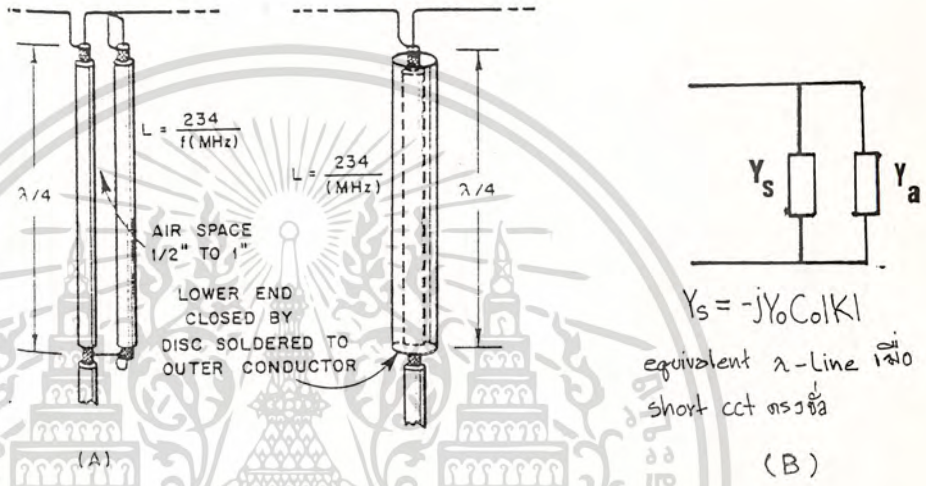
Fig 2-7-1 Construction of flexible parallel conductor and coaxial lines with solid dielectric. A common variation of the double shielded design at D has the braids in continuous electrical contact.

ในการแก้ปัญหาการต่อสายอากาศแบบ balance กับสายส่งสัญญาณ Unbalance โดยใช้ Balun ซึ่ง Balun มาจากการรวมของคำว่า Balamce รวมกับ Unbalance จึงกลายมาเป็น Balun

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.1 BALAN MATCHING

เป็นการต่อโดยตรงของสาย coaxial กับสายอากาศ dummy coaxial ด้านนอกของตัวนำ เป็นการต่อถึงจุด feed จากตัวนำตรงกลาง ถ้าเดินตามขนาดความยาวของสาย coaxial feeder สำหรับความยาวคลื่น $\lambda/4$ แต่ต่อถึง ground และขั้วที่เหลือต่อโดยตรงกับ shield ของสาย coaxial feeder ส่วนตัวนำของ coaxial และภายนอก 2 สายใน 3 สาย ดังรูป 2-6-2(a)



รูป 2-7-2

เราวิเคราะห์โครงสร้างโดยใช้ระบบ balanced (odd) และ Unbalance (even) Unbalanced Mode สนามแม่เหล็กที่ถูกกระตุ้นจาก dipole ที่ไหลผ่านข้างสายลงจุดต่อ ground ระหว่าง shield ของ coaxial 2 shield ผลที่เกิดขึ้นของวงจรถึงสายสัญญาณที่ด้วยการเปิดปลายที่จุดต่อ ground ส่งถ่ายผ่านความยาวของสาย $\lambda/4$ ถึงที่ short circuit ที่ dipole กระแสไม่สมดุลย์ที่ induced ผ่าน dipole หรือที่ตัวนำภายนอกของ coaxial เป็นการ short ที่ทางอินพุท Balanced mode สนามไฟฟ้าที่ไหลผ่านด้านข้างผ่านลง ground Balanced mode circuit ของ shield เป็น $\lambda/4$ ของความยาวคลื่น short circuit stub connected ที่ขนานกับ dipole ดังรูป 2-7-2(b) เราสามารถวิเคราะห์การตอบสนองความถี่ได้จากรูป 2-7-2 Bandwidth ของ balun ทั้ง narrow และที่มีขนาด Bandwidth ใหญ่กว่า dipole

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 REFLECTOR

Reflector เป็นการสะท้อนคลื่น เพื่อบังคับทิศทางการแผ่กระจายคลื่นให้มีลำคลื่น มีความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นไปทิศทางใดทิศทางหนึ่งตามที่ต้องการ

2.8.1 INFINITE GROUND PLANE

การพิจารณา image ด้วยการกำจัดการกระจายของประจุ โดยที่มีเส้นลวดตัวนำที่มีกระแสไหลเมื่อวางขนานกับพื้นโลก และที่ความสูง S เหนือวัสดุ ground plane ดังรูป 2-8-1(a) กระแสที่ไหลในทิศทางของประจุบวก มี velocity v ดังนั้น

$$I = \rho_\ell v \qquad (A) \qquad (2\text{-}8\text{-}1)$$

เมื่อ ρ_ℓ เป็นประจุต่อหน่วยความยาวของตัวนำ ทิศทางประจุบวกไหลไปทางด้านขวาส่วน image ในทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นเราจะได้

$$I' = -\rho_\ell v = -I \qquad (A) \qquad (2\text{-}8\text{-}2)$$

รูป 2-8-1(b) เป็นการวางลวดตัวนำในทางแนวดิ่ง กระแสที่ไหลจะมีทิศทางเหมือนกันทั้งด้านบน ground plane และ images ส่วนรูป 2-8-1(c) เป็นการวางระหว่างแนวตั้งและแนวนอน ทิศทางกระแสดังแสดงในรูป

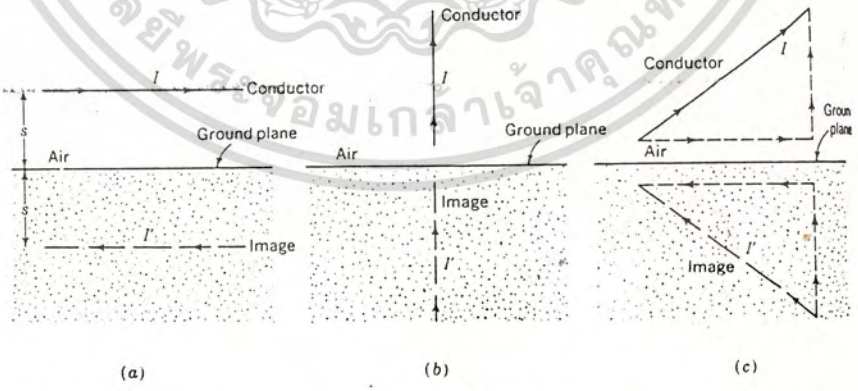


Figure2-8-1Image of a horizontal, vertical, and slant current-carrying conductor over a ground plane.

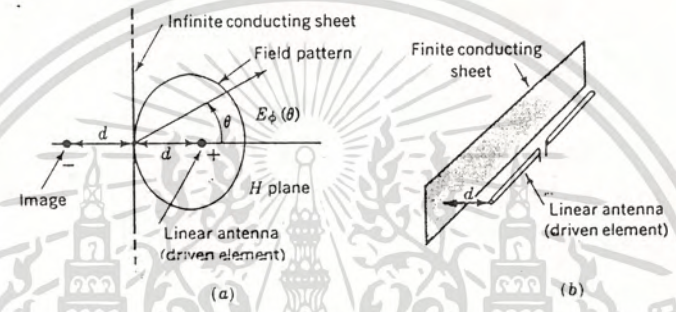
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2 INFINITE-FLAT-SHEET REFLECTOR

ในรูป 2-8-2(a)เป็นสายอากาศแบบเชิงเส้นตั้งอยู่ที่ระยะทาง d จาก infinite flat perfectly ที่เป็นวัสดุแผ่นตัวนำหรือ ground planeองค์ประกอบที่สามารถช่วยในการวิเคราะห์อย่างง่ายโดยแทน ground plane โดย image ของสายอากาศที่ระยะ 2d จากสายอากาศ(ดังรูป 2-8-1) pattern ในระนาบ ϕ (H plane) นั่นคือจุดจ่าย Isotropic ช่องว่างระยะทาง 2d และ phase ตรงกันข้ามหรือ

$$E\phi(\phi) = \sin(\beta d \cos\phi) \qquad (2\text{-}8\text{-}3)$$

ถ้า d = $\lambda/4$ pattern จะเป็นเหมือนในรูป 2-8-2(a) ค่าสูงสุดที่ $\phi = 0$



รูป 2-8-2 สายอากาศเชิงเส้น

2.8.3 APERTURE REFLECTOR

Flat aperture ในระนาบ x-y โดยให้ EM field เป็น polarized(aligned) ความยาวในทิศทาง x และได้

$$E_x = \eta H_y \qquad (2\text{-}8\text{-}4)$$

เส้นแรงแม่เหล็กใน aperture เป็นระนาบคลื่น จะกระจายได้เป็น

$$E\phi = \frac{-j}{\lambda}\frac{e^{-jKr}}{r}\left(\frac{1+\cos\phi}{2}\right)\cos\phi\, F(\phi,\phi)$$

$$E_y = \frac{j}{\lambda}\frac{e^{-jKr}}{r}\left(\frac{1+\cos\phi}{2}\right)\sin\phi\, F(\phi,\phi) \qquad (2\text{-}8\text{-}5)$$

จะได้ aperture factor $F(\phi,\phi)$ โดย

$$F(\phi,\phi) = \iint_{\text{aperture}} E_x(x',y')\, e^{(x',y')}\, dx'dy'$$

$$(x',y') = jK\,(x'\sin\phi\cos\phi + y'\sin\phi\sin\phi) \qquad (2\text{-}8\text{-}6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$E_\theta = \frac{-j}{\lambda} F_o \cos\phi \frac{e^{-jKr}}{r} \quad (2\text{-}8\text{-}7)$$

$$E_\phi = \frac{-j}{\lambda} F_o \sin\phi \frac{e^{-jKr}}{r} \quad (2\text{-}8\text{-}8)$$

เพราะฉะนั้น

$$|E|^2 = |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 = \left[\frac{F_o}{\lambda r}\right]^2 \quad (2\text{-}8\text{-}9)$$

aperture field ในรูป 2-8-3

$$E_x(x',y') = E_o\, e(x',y') \quad (2\text{-}8\text{-}10)$$

เมื่อ E_o มีค่าสูงสุดของ E_x และ $e(x',y') \leq 1$ จะได้ว่า

$$|F_o|^2 = \left|\iint_{aperture} E_x(x',y')dx'dy'\right|^2$$

$$= E_o^2 \left|\iint_{aperture} e(x',y')dx'dy'\right|^2 \leq (E_o A)^2 \quad (2\text{-}8\text{-}11)$$

ดังนั้น

$$A = \iint_{aperture} dx'dy' \quad (2\text{-}8\text{-}12)$$

เมื่อ $E_x = E_o$ ดังนั้น

$$|E|^2_{max} = (E_o A/r)^2 \quad (2\text{-}8\text{-}13)$$

จะได้

$$\text{Power} = \frac{1}{2\eta}(E_o^2) A = \frac{1}{2\eta}(E^2)S \quad (2\text{-}8\text{-}14)$$

เมื่อ S เป็นพื้นที่หน้าตัดของระบบทรงกลมโดย $S = r^2\Omega$

$$\left(\frac{E}{E_o}\right)^2 = \left(\frac{A}{\lambda r}\right)^2 = \frac{A}{r^2\Omega}$$

$$\lambda^2 = A\Omega \quad (2\text{-}8\text{-}15)$$

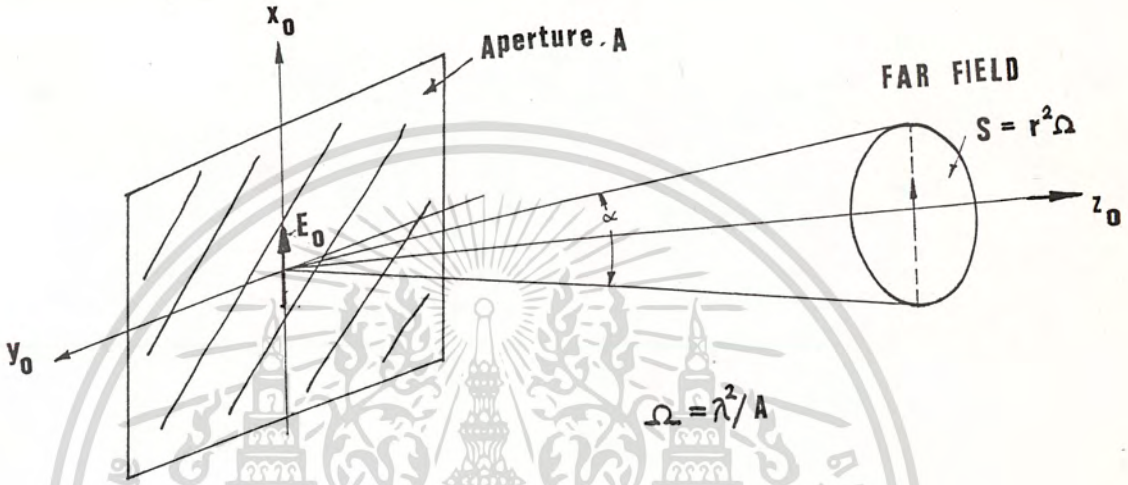
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

cone angle , α , ในรูปอย่างง่ายของ circular cone เป็น

$$\alpha = 2 \cos^{-1}\left[1 - \frac{\Omega}{2\pi}\right] \simeq 2.4$$

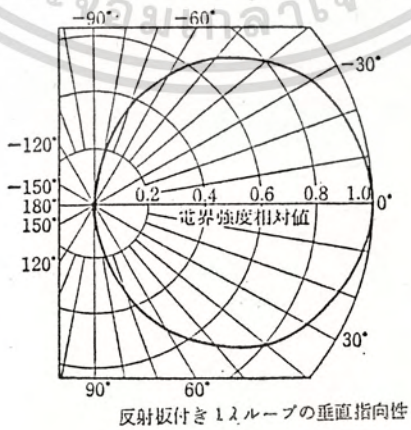
จะได้

$$g = 4\pi A / \lambda^2 \qquad (2\text{-}8\text{-}16)$$



รูป 2-8-3

เมื่อเอา reflector วางไว้ด้านหลัง Loop Antenna จะทำให้ลำคลื่นหรือทิศทางการแผ่กระจายคลื่น พุ่งออกไปข้างหน้า ทำให้ความเข้มของกำลังไปทิศทางที่เราต้องการดังรูป 2-8-4



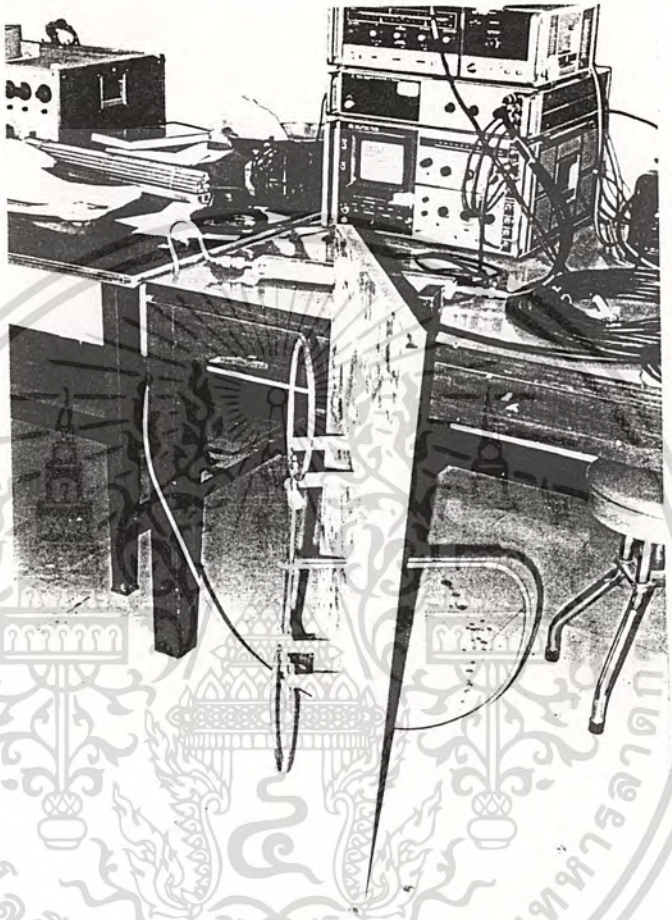
反射板付き1λループの垂直指向性

รูป 2-8-4 Pattern Loop เมื่อใช้ Reflector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การออกแบบและการคำนวณ
(Design & Calculate)

โครงสร้างของ Loop Antenna ดังรูป 3-1

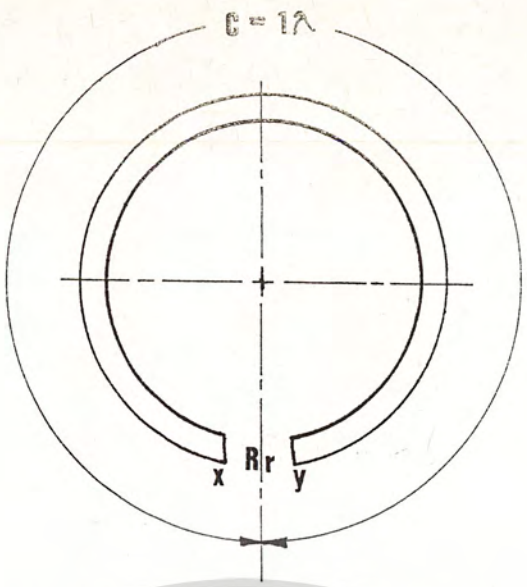


รูป 3-1 Loop Antenna

ในการออกแบบสายอากาสลูป โดยวิเคราะห์จากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้ว ในขั้นตอนแรกเราจะต้องพิจารณาจากสมการความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นเมื่อเป็น Circular Loop จากสมการ (2-6-38)

$$Rr = \eta\left(\frac{2\pi}{3}\right)\left(\frac{KS}{\lambda}\right)N^2 \qquad = 20\pi^2\left(\frac{C}{\lambda}\right)^4 N^2 \qquad (3\text{-}1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3-2 Circular Loop

โดยที่เราให้ Impedance ที่จุด xy เป็น Rr

เมื่อ Rr เป็น Radiation Resistance ของ Loop

เป็น ความยาวคลื่น โดยการเอาความยาวคลื่น ตรงจุดกึ่งกลางของ สัญญาณโทรทัศน์ ช่อง 22 (478 MHz - 485 MHz) ซึ่งเป็น 481.5 MHz

เพราะฉะนั้น

$$\lambda = \frac{299.8\times10^{6}}{f(Hz)} \text{ (m)}$$

$$= \frac{299.8\times10^{6}}{481.5\times10^{6}}$$

$$= 0.6226 \text{ m}$$

$$\lambda = 62.26 \text{ cm}$$

C เป็นเส้นรอบวงของ Loop จาก Report ของญี่ปุ่นบอกไว้ว่าเส้นรอบวงมีค่าเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่น

$$C = 1\lambda = 62.26 \text{ cm}$$

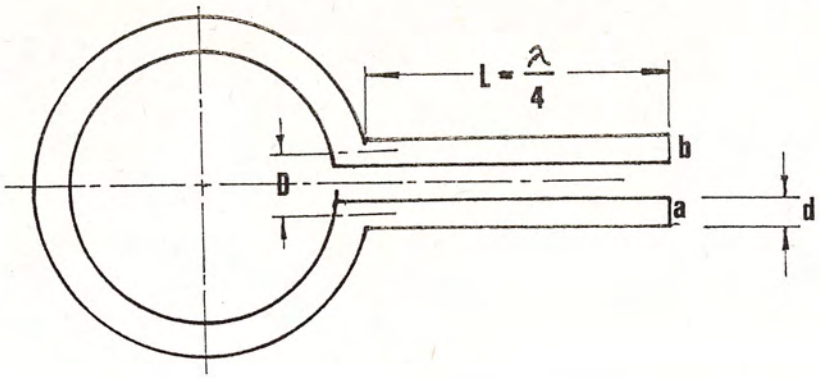
N เป็นจำนวนรอบของลูป ในที่นี้

$$N = 1$$

เพราะฉะนั้น จะได้ Impedance ที่จุด xy เป็น

$$Rr = 197.39 \ \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3-3 λ/4 Transfer

ต้องการให้ Impedance ที่จุด ab มีค่าเป็น 100Ωเพื่อต้องการเอา 2 Loop มาต่อกันที่จุด ab ให้ได้ Impedance 50Ω เพื่อใช้สาย Feed ที่มี Impedance 50Ωซึ่งหาง่ายในท้องตลาดอาศัยสมการ

$$Zab = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan\beta L}{Z_o + jZ_L \tan\beta L} \qquad (3\text{-}2)$$

เมื่อ Zo เป็น Impedance ของ Transmission Line แบบ two wire

Zl เป็น Impedance ของ Loop (Zl = Rr = 197.39Ω)

l เป็น ความยาวของ Transmission Line = λ/4

B เป็น มุมที่เปลี่ยนไปเมื่อคลื่นเดินทางไปมีค่า = 2π/λ

เพราะฉะนั้น

$$Bl = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}$$

$$= \frac{\pi}{2}$$

จะได้

$$\tan\frac{\pi}{2} = \infty$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3-2) จะได้

$$Zab = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \pi/2}{Z_o + jZ_L \tan \pi/2} \qquad (3\text{-}3)$$

จาก (3-3) เอา $j\tan\frac{\pi}{2}$ หารทั้งเศษและส่วน จะได้ว่า

$$Zab = Z_o \frac{\frac{Z_L}{j\tan\frac{\pi}{2}} + Z_o}{\frac{Z_o}{j\tan\frac{\pi}{2}} + Z_L}$$

$$Zab = \frac{Z_o^2}{Z_L} \qquad (3\text{-}4)$$

คำนวณหา Characteristic Impedance ของสาย Z_o

เมื่อ $Zab = 100\ \Omega$

$Z1 = 197.39\ \Omega$

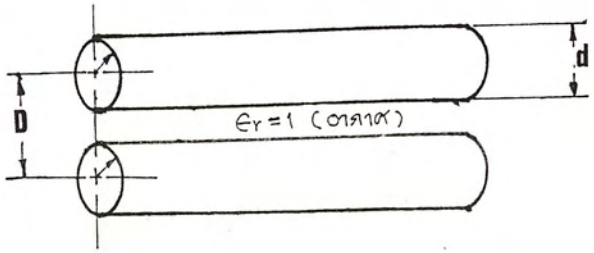
จาก (3-4)

$$Z_o = \sqrt{Zab\ Z1} \qquad (3\text{-}5)$$

$$= \sqrt{100 \times 197.39}$$

$$= 140.49$$

หารูปแบบของ Transmission Line Two-Wire ดังรูป



รูป 3-4 Two-Wire Transmission Line

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2-4-32)

$$Z0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon r}} \log \frac{D}{a}$$

กำหนด เส้นผ่านศูนย์กลางของตัวนำ (d = 1 cm) เพราะฉะนั้น

$$a = 0.5 \quad cm$$

โดยไดเรคติกส์เป็นอากาศ (Er = 1)

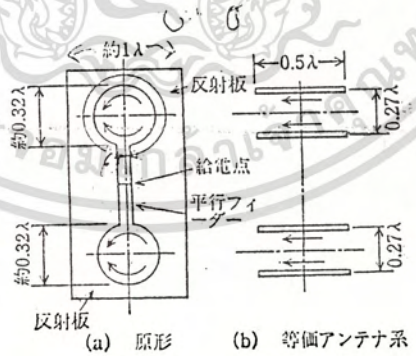
Characteristic Impedance ของสาย Zo = 140.49 Ω

แทนค่าใน (2-4-32)

$$140.49 = 276 \log \frac{D}{0.5}$$

$$D = 1.61 \text{ cm}$$

เราเอา 2 Loop มาต่อกันแล้ว Feedpoint ที่จุดกลางระหว่าง 2 Loop จะได้ Impedance ที่จุด Feedpoint 50 Ω ดังรูป



(a) 原形 (b) 等価アンテナ系

双ループアンテナ

รูป 3-5 เมื่อเอา 2 Loop มาต่อกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปก็เป็นการกำหนดแผ่น Reflector ในทางทฤษฎีแล้ว พื้นที่ของ Reflector จะมีพื้นที่เป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติเอาความเหมาะสม โดยเปรียบเทียบจากตัว Loop โดยใช้แผ่น Reflector เป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า

กำหนดให้ด้านยาว A = 100 cm

ด้านกว้าง B = 60 cm

ส่วนระยะห่าง ระหว่างตัวสายอากาศลูปกับแผ่น Reflector อาศัยจากวิทยานิพนธ์จากของ บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และ Report ของญี่ปุ่น กำหนดระยะห่างระหว่างแผ่น Reflector กับตัวสายอากาศ Loop (H) ที่ทำให้ระยะทางห่างพอที่จะทำให้คลื่นมีความเข้มสูงสุด ในทิศทางบรอดไซด์ในขณะที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่กลาง โดยกำหนด h เป็น

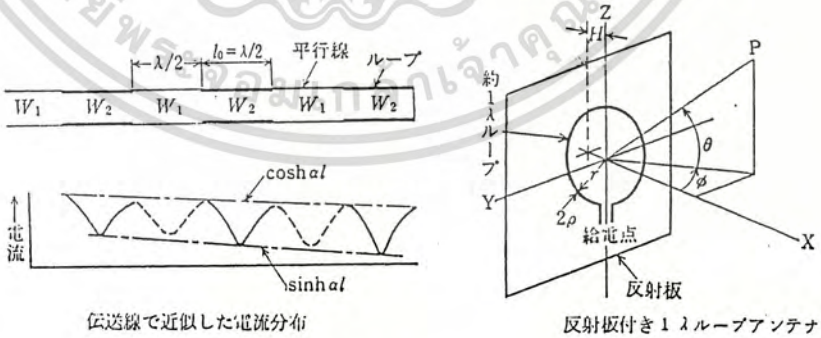
$$H = \frac{\lambda}{4} \qquad (3\text{-}6)$$

$$H = \frac{62.26}{4}$$

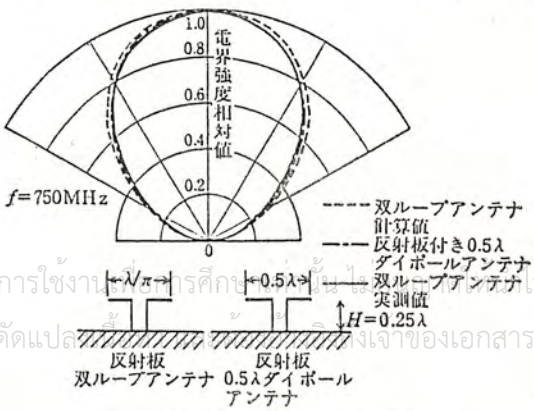
$$H = 15.57 \text{ cm}$$

เพราะฉะนั้น H = L = 15.57 cm

ดังแสดงในรูป 3-6



伝送線で近似した電流分布　　反射板付き1λループアンテナ



รูป 3-6

双ループアンテナの指向性

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หารัศมีของ Loop จาก

$$C = 2\pi r \qquad (3\text{-}7)$$

เพราะฉะนั้น

$$r = \frac{C}{2\pi} \qquad (3\text{-}8)$$

$$r = \frac{62.26}{2\pi} = 9.91 \text{ cm}$$

จากศูนย์ถึงศูนย์กลางของ Loop

$$S = 2L + 2R \qquad (3\text{-}9)$$

$$= 2(15.57) + 2(9.91)$$

$$= 50.96 \text{ cm}$$

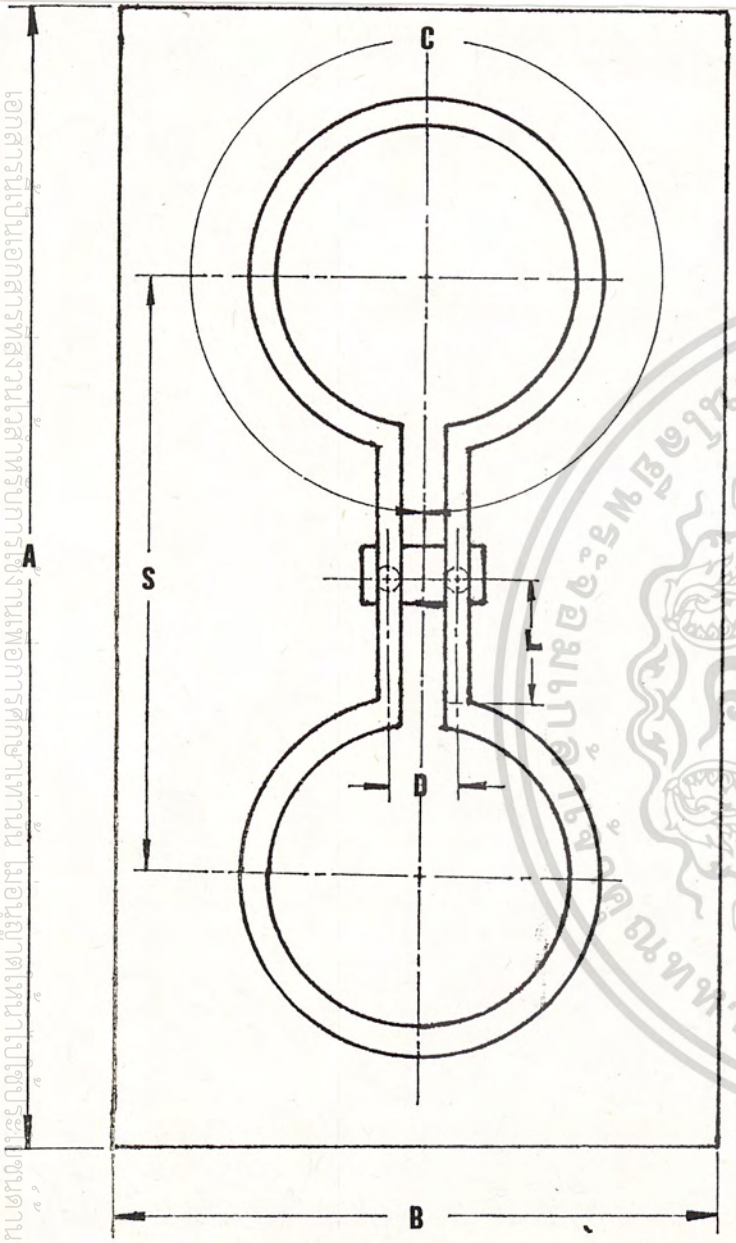
สรุปขนาดต่าง ๆ ของสายอากาศลูปที่ใช้ในการออกแบบดังตาราง 3-1

ตาราง 3-1 ขนาดของ Loop Antenna

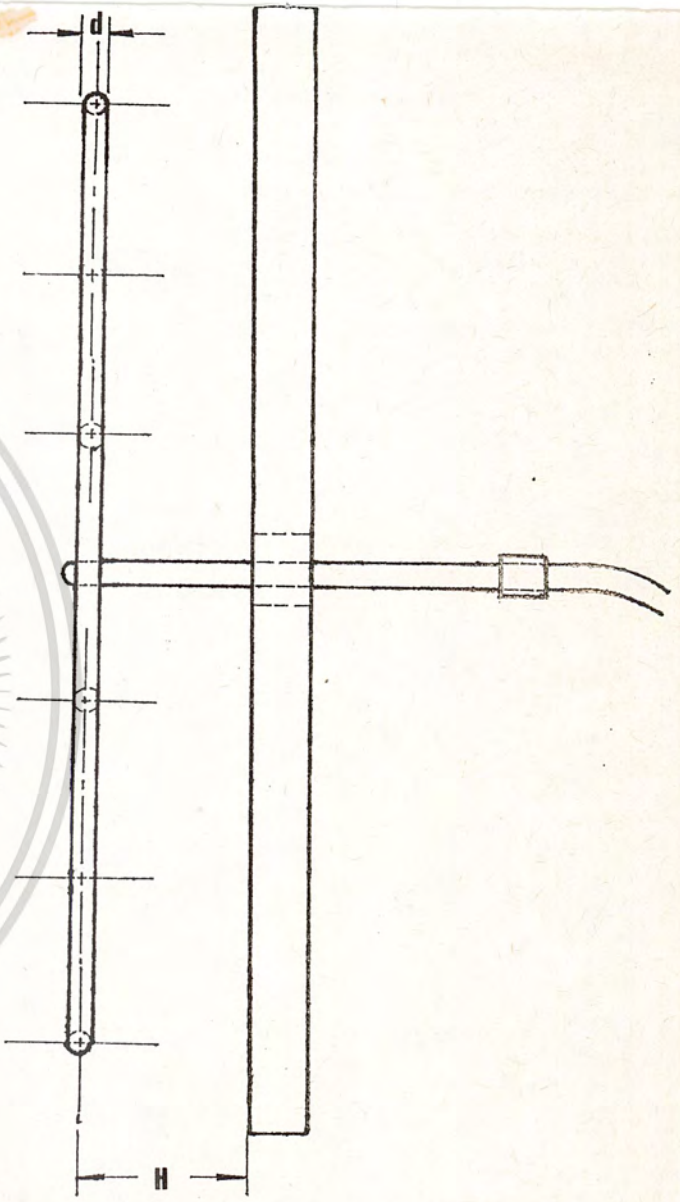
โครงสร้าง	ขนาด (cm)
C	62.26
L	15.57
D	1.61
d	1
S	50.96
H	15.57
A	100
B	60

รูปโครงสร้างของ Loop Antenna ดังแสดงในรูป 3-7 และรูป Loop Antenna จากการทำจริงในทางปฏิบัติดังรูป 3-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

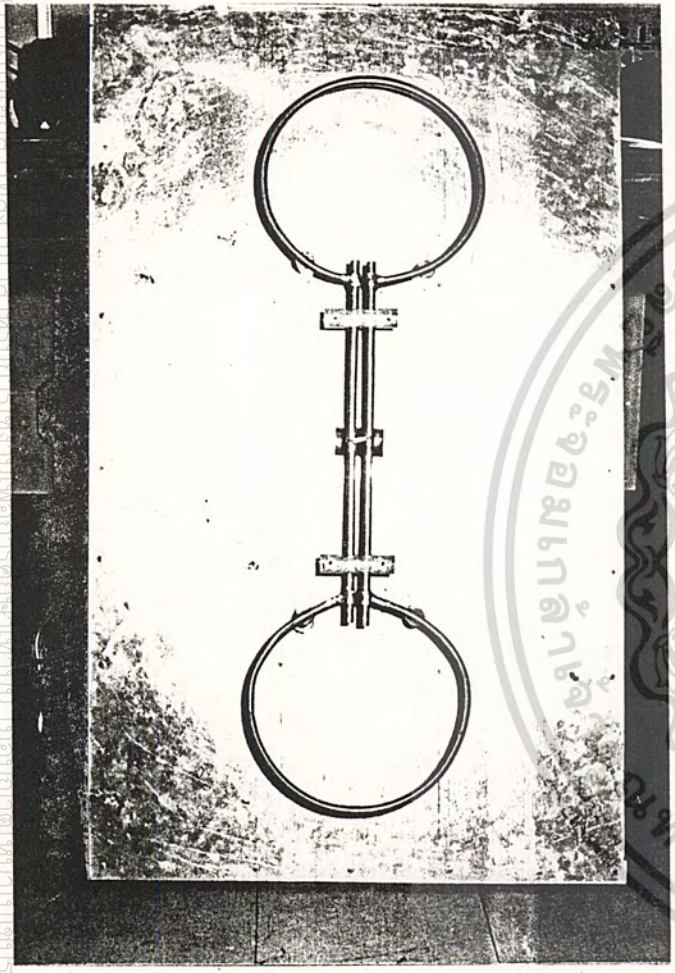


(a) ด้านหน้า

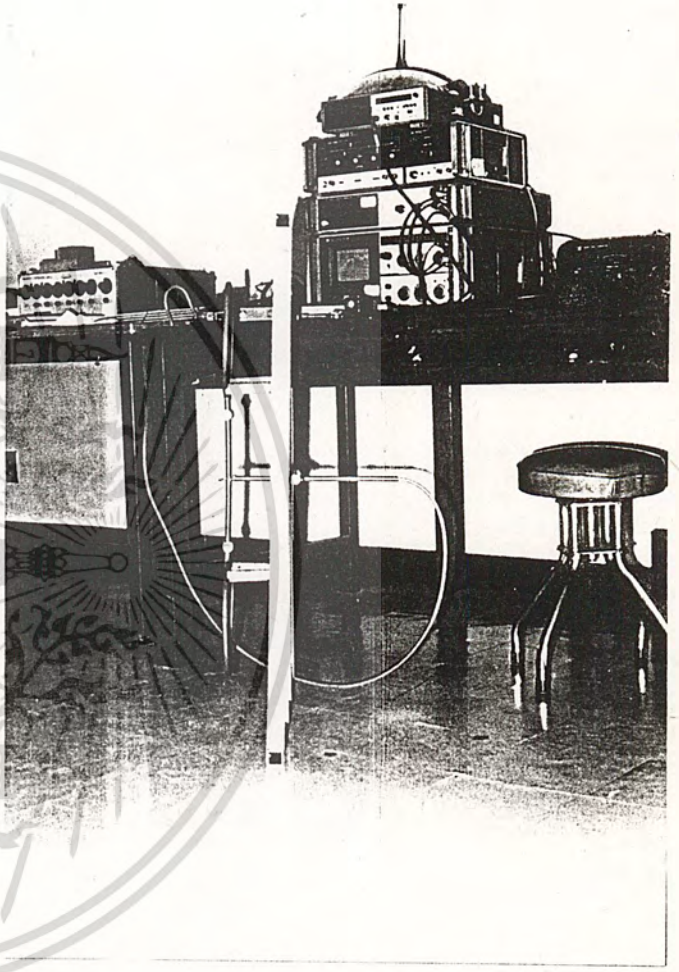


(b) ด้านข้าง

รูป 3-7 แสดงขนาด **Loop Antenna**



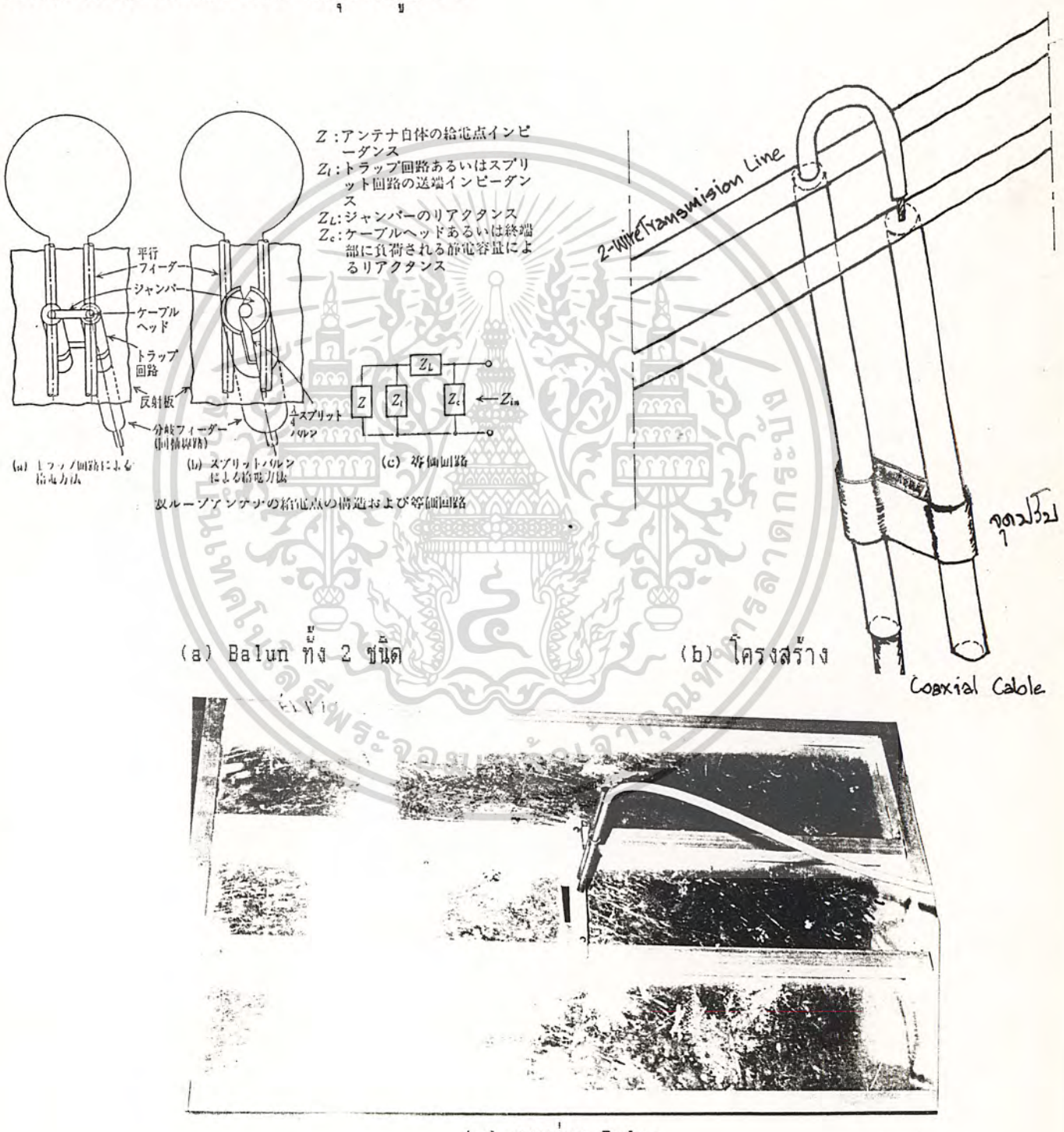
(a) ด้านหน้า



(b) ด้านข้าง

รูป 3-8 Loop Antennas

สายอากาศลูป เป็นสายอากาศแบบ Balance แต่เราใช้ Transmission Line คือสาย Coaxial ซึ่งเป็นแบบ Unbalance จึงทำให้การส่งถ่ายกำลังงานไม่เต็มที่ ทำให้มี Voltage Standing Wave มาก ดังได้กล่าวมาแล้วจากทฤษฎี ดังนั้น จึงใช้การ Matching ระหว่างสายอากาศแบบ Balance กับ Transmission Line แบบ Unbalance จึงใช้ Balun เป็น $\lambda/4$ Short Circuit Balun ซึ่งจุด Short Stub Match ที่ $\lambda/4$ ห่างจากสายอากาศ แต่ในทางปฏิบัติแล้ว จะต้องมีการปรับเลื่อนเพื่อหาจุด Match ที่ทำให้ Return Loss ต่ำสุด ดังรูป 3-9



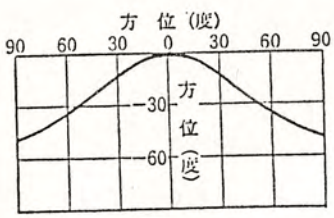
(a) Balun ทั้ง 2 ชนิด (b) โครงสร้าง

(c) ภาพถ่าย Balun

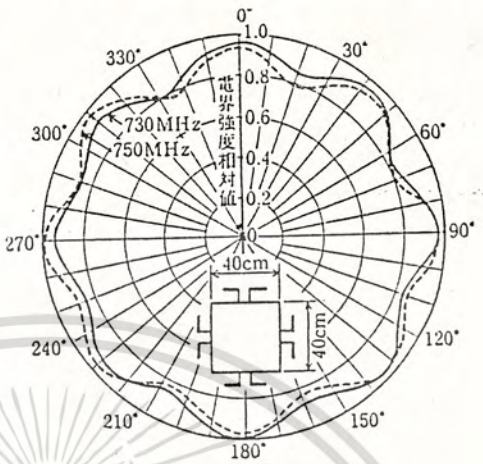
รูป 3-9 Coaxial Balun

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบและการคำนวณสายอากาศสลุปที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นเพียงด้านเดียว เมื่อเราต้องนำมาใช้ในการส่งโทรทัศน์สายอากาศจะต้องมีการแพร่กระจายคลื่นรอบทิศทางเพราะฉะนั้นเราจะต้องเอาสายอากาศสลุป 4ตัว ทำการต่อโดยหันด้านหน้าสายอากาศออกทั้ง 4 ด้าน ให้ได้ Pattern เป็นแบบรอบตัว ดังแสดงในรูปที่ 3-10



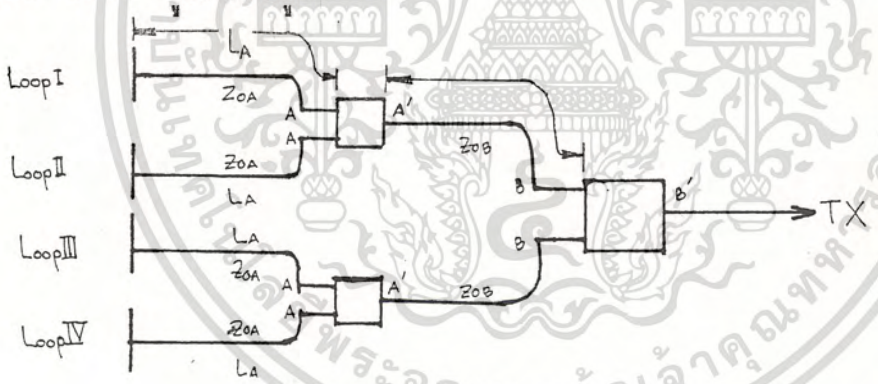
〔図 6.60〕 水平偏波双ループ
アンテナの位相指向性



4面合成水平指向性
(電界強度相対値，同相給電)

รูป 3-10 Pattern เมื่อเอาสายอากาศสลุปมาต่อรวมกัน

การต่อสายอากาศสลุป 4 ตัว เข้าด้วยกัน เพื่อให้ Impedance ที่จุด Feed จากเครื่องส่งโดยมีจุด Feed 50 Ω รูปแบบดังรูป 3-10



รูป 3-11 การต่อ Quare Wave Transfer

ใช้หลักการ Transfer $\lambda/4$ โดยการหาค่า Impedance ของสาย โดยที่เรากำหนด Impedance ที่จุดต่อ โดยอาศัยสมการ (3-5)

$$Zo = \sqrt{Zab\ Z1}$$

แล้วหาความยาว 1A และ 1B โดยตัดความยาวของสายให้ลง $\lambda/4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1A, 1B = \frac{n\lambda}{4} \qquad (3\text{-}10)$$

โดยที่ n : เป็น Odd Number

λ : เป็นความยาวคลื่นในสายส่งสัญญาณ (ดูจาก Characteristic)

การ Matching โดยการ Match ทีละ 2 ตัว เข้าเป็น 1 ชุด เอา 2 ชุดมา Match กันอีกที เพื่อให้ได้จุด Feed 50 Ω ดูรูป 3-11 ประกอบ

STEP I ที่จุด A กำหนด Impedance 50 Ω (ZAB) โดยที่ Loop Antenna มี Impedance 50 Ω (Z1) หา Impedance ของสายส่งสัญญาณเพื่อให้ ZAB = 50 Ω จากสมการ (3-5)

$$Z0A = 50 \times 50 = 50\ \Omega$$

ใช้สายที่ Feed ระหว่างสายอากาศลูปกับจุด A ใช้สายส่งมี Impedance 50 Ω

STEP II เอาสายอากาศลูป 2 ตัวมาขนานกัน ซึ่ง 50 /50 ได้ Impedance ที่จุด A = 25Ω

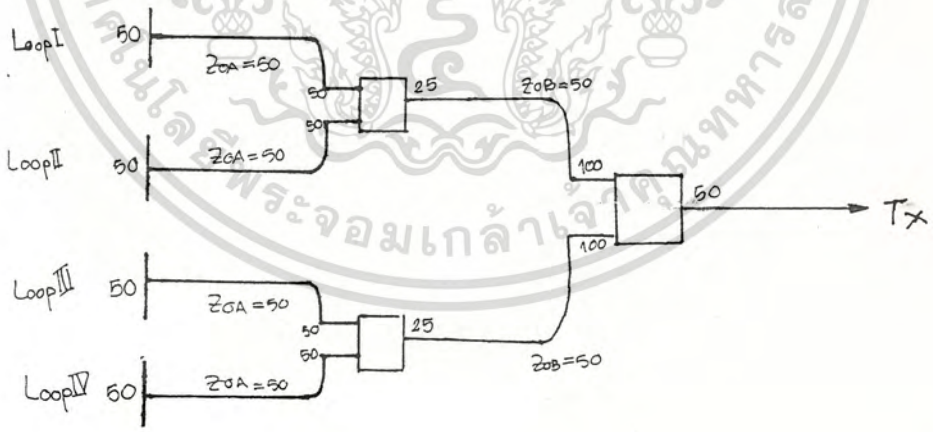
STEP III เมื่อได้จุด A = 25 Ω แล้ว กำหนดที่จุด B ให้มี Impedance 100 Ω เพื่อเอา 100Ω 2 ชุด มาขนานกัน ให้ได้ Impedance ที่จุด B 50 Ω เป็นจุด Feed จากเครื่องส่งโดยใช้สาย 50 Ω จะได้ว่า

$$Z0B = 100 \times 50 = 50\ \Omega$$

ใช้สาย Feed จากจุด A มาจุด B 50 Ω จะได้ Impedance ที่จุด B 100Ω

STEP IV เอา 100Ω 2 ชุดมาขนานกัน จะได้ Impedance ที่จุด Feed จากเครื่องส่ง จุด B 50Ω โดยใช้สายจากเครื่องส่งมาจุด Feed (B) ใช้สาย 50Ω ได้

STEP V คำนวณหาความยาว 1A และ 1B ดังสมการ (3-10) โดยการตัดให้ลง Quarter Wave

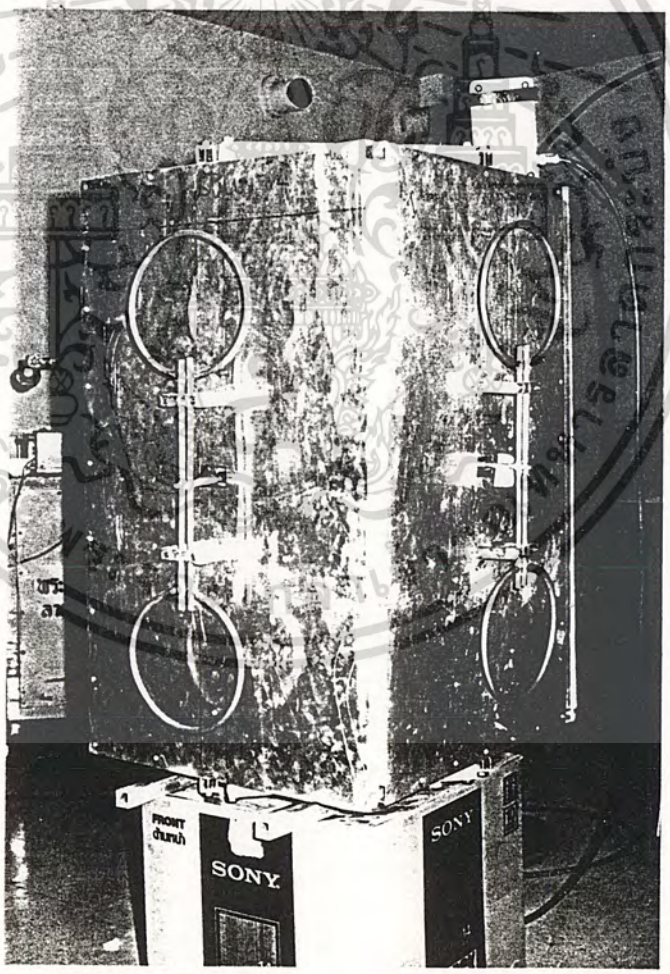


รูป 3-12 แสดงค่า Impedance ที่จุดต่าง ๆ

สายที่มี Impedance 50Ω RG-8/U , RG-58/U เป็นต้น แต่ความเร็วของเครื่องในสายไม่เท่ากัน ดูได้จากสเปคสาย

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความยาวของสายส่งสัญญาณไม่ได้กำหนดไว้ในรูป 3-12 เพราะว่าในทางปฏิบัติ จะมีการตัดความยาวตามความจำเป็นเพียงแต่ตัดให้ลง $\lambda/4$ เท่านั้นสายอากาศลูปเมื่อนำ 4 ตัวมาต่อเข้าด้วยกัน ดังแสดงในรูป 3-12



รูป 3-12 สายอากาศลูป (Loop Antenna) Matching กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. การทดลอง

(Experiment)

จุดประสงค์ :

เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศลูป ก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ค่าต่าง ๆ ที่ทำการหา มีดังนี้

- การวัดหาอัตราส่วนของสัญญาณที่ส่งออกไปกับสะท้อนกลับมา (Return Loss)
- การวัดอัตราส่วนคลื่นสะท้อน (SWR)
- การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Pattern)
- การทดลองส่ง (Transmitting)

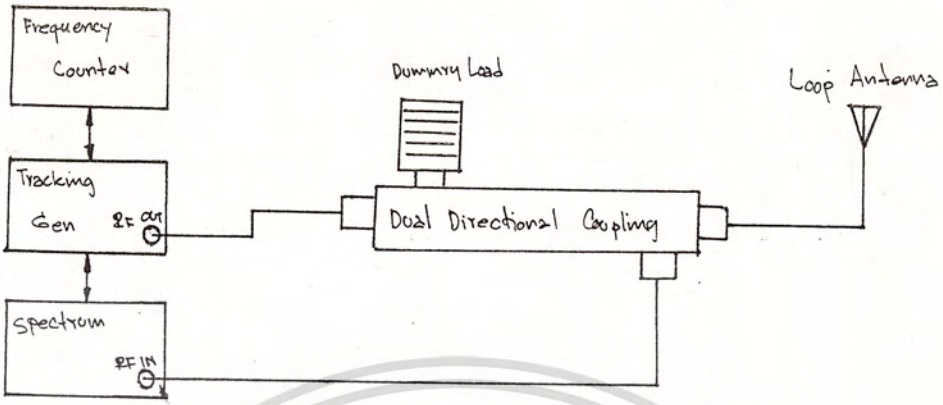
อุปกรณ์ :

1. Tracking Generator
2. R.F. Generator
3. Frequency Counter
4. Video Pattern Generator
5. Frequency Counter
6. Power Meter
7. Field Strength Meter
8. Television Transmitting
9. Television
10. Dvial Directial Coupling
11. Dummy Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 การวัด Return Loss

ลักษณะการวัดดังแสดงในรูป 4-1



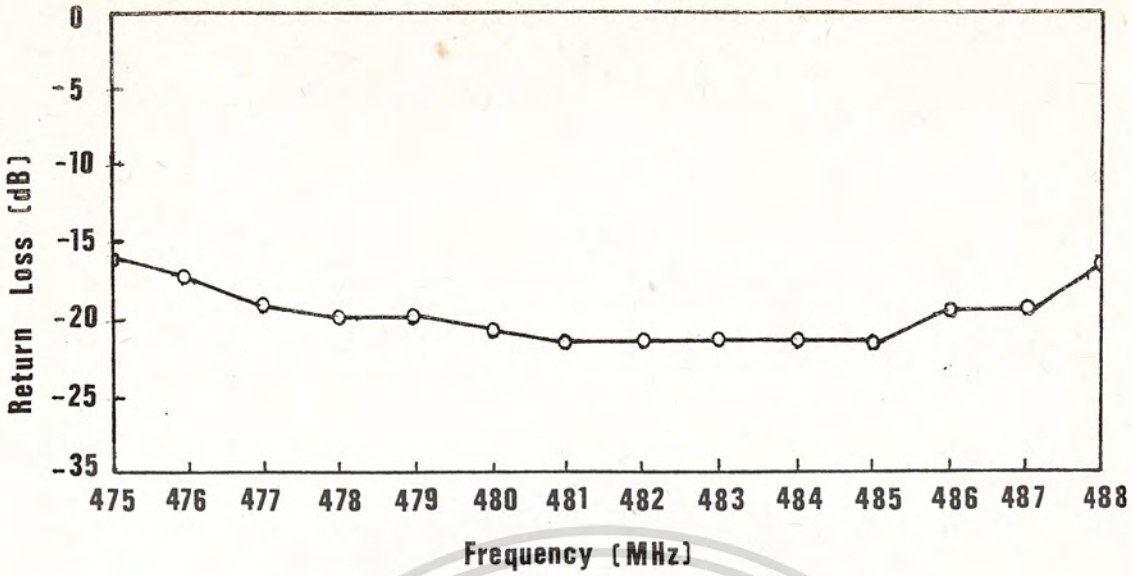
รูป 4-1 BLOCK DIAGRAM การวัด Return Loss

ค่าที่ได้ดังแสดงในตาราง 4-1

ตาราง 4-1 ผลการวัด Return Loss

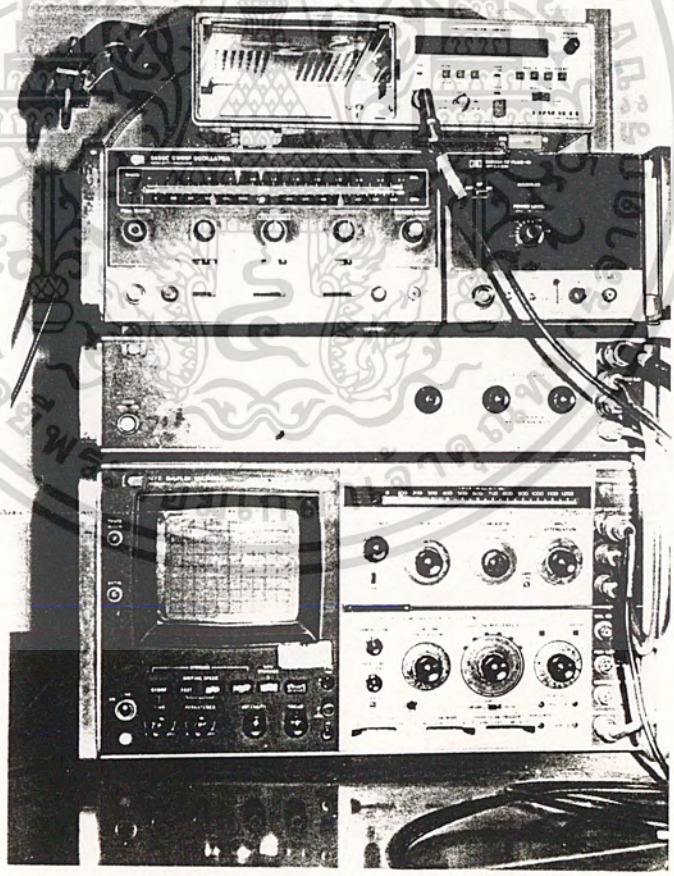
Frequency (MHz)	Return Loss (dB)
475	-16
476	-17
477	-19
478	-20
479	-20
480	-21
481	-22
482	-22
483	-22
484	-22
485	-22
486	-20
487	-20
488	-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



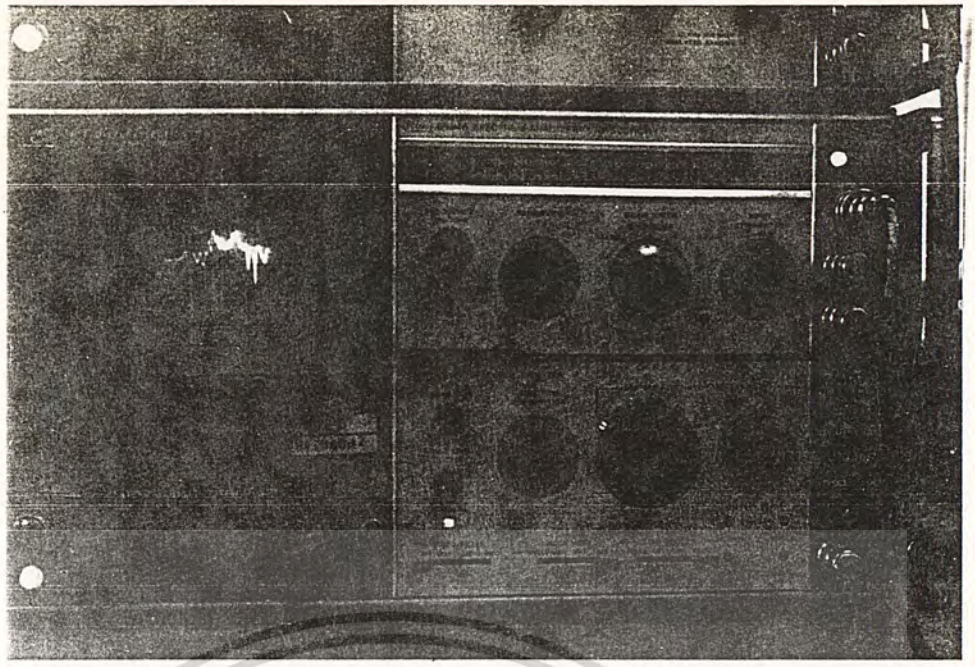
รูป 4-2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ต่าง ๆ กับ Return Loss

ภาพเครื่องมือที่ใช้ในการวัดดังรูป 4-3 และ รูป 4-4 เป็น Return Loss ที่ถ่ายมาจากการวัดจริง



รูป 4-3 แสดงเครื่องมือการวัด Return Loss

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4-4 Wave Forme Return Loss

4-2 การวัด SWR

แสตนดิ้งเวฟเรโช(SWR) เป็นอัตราส่วนของสัญญาณที่เกิดขึ้น จากการที่อิมพีแดนซ์ของสายอากาศรับ กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลัง ไม่เหมาะสมกัน ทำให้สัญญาณที่ส่งออกจากแหล่งกำเนิดวิ่งไปตามสายส่ง พอมาถึงโหลดก็จะสะท้อนกลับมาจากแหล่งกำเนิดอีก SWR จะมากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งและโหลด ว่าแตกต่างกันมากน้อยเท่าใด ในทางทฤษฎีแล้วเราสามารถคำนวณค่า SWR ไว้ในหลาย ๆ ลักษณะ เช่น คำนวณจากกำลัง คือ

$$SWR = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}} \qquad (4\text{-}1)$$

เมื่อ Pf : Forward Power

Pr : Reflect Power

หรือ $$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \qquad (4\text{-}2)$$

และ/หรือ $$SWR = \frac{Z_L}{Z_o} \quad (Z1 > Zo) \qquad (4\text{-}3)$$

$$SWR = \frac{Z_o}{Z_L} \quad (Zo > Z1) \qquad (4\text{-}4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ค่า SWR ได้จากการนำเอาผลการวัด Return Loss มาคำนวณโดยใช้สมการ

$$SWR = \frac{1 + 10^{(\frac{R}{20})}}{1 - 10^{(\frac{R}{20})}} \qquad (4\text{-}5)$$

เมื่อ R : Return Loss (dB)

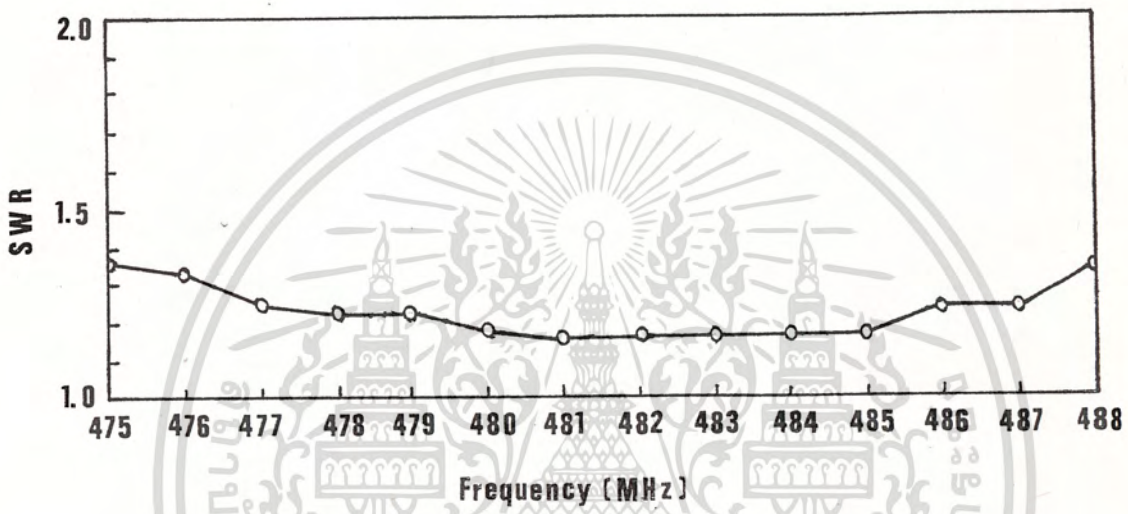
จะได้ค่าในตาราง 4-2

ตาราง 4-2 SWR ที่ความถี่ต่างๆ

Frequency (MHz)	SWR
475	1.37
476	1.32
477	1.25
478	1.22
479	1.22
480	1.19
481	1.17
482	1.17
483	1.17
484	1.17
485	1.17
486	1.22
487	1.22
488	1.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง SWR กับความถี่ต่าง ๆ ดังแสดงในรูป 4-5



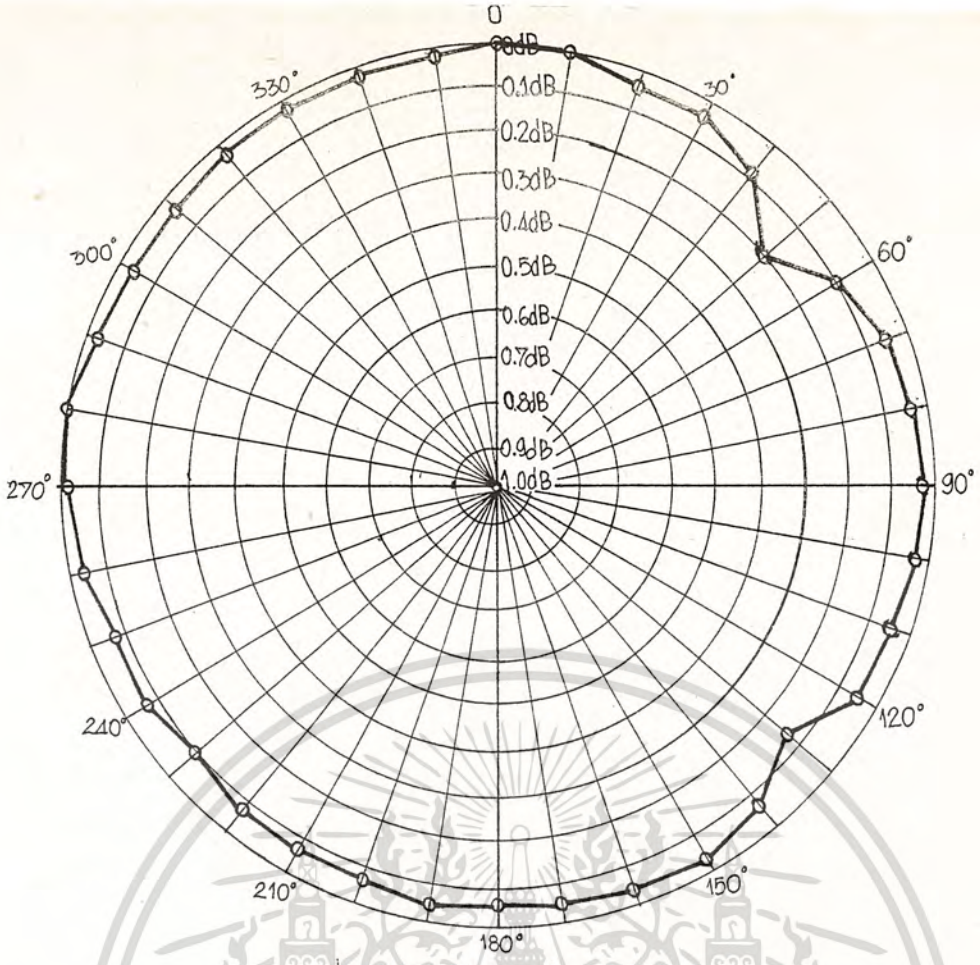
รูป 4-5 ความสัมพันธ์ SWR ในย่านความถี่

เพราะฉะนั้น วิธีการที่จะทำให้ SWR ต่ำที่สุด คือ การปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด

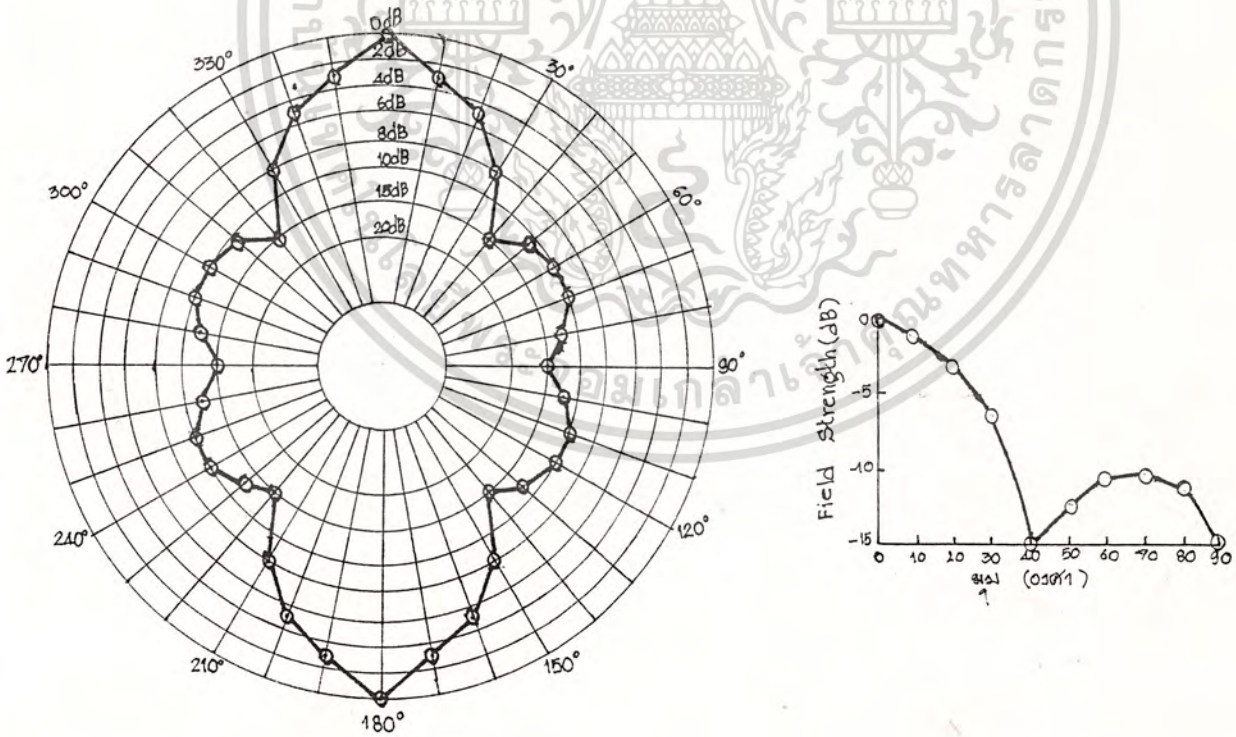
4-3 การวัด Pattern

Pattern สายอากาศ คือลักษณะของการกระจายคลื่นออกจากสายอากาศ ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของสายอากาศ และการติดตั้ง โดยการใช้สายอากาศครึ่งความยาวคลื่น จะใช้เป็นสายอากาศมาตรฐาน หรือสายอากาศสำหรับเปรียบเทียบโดยแสดงในรูป 4-6 เป็น Pattern ของสายอากาศลูป และในรูป 4-7 เป็น Vertical Radiation Pattern

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4-6 Pattern Loop Antenna

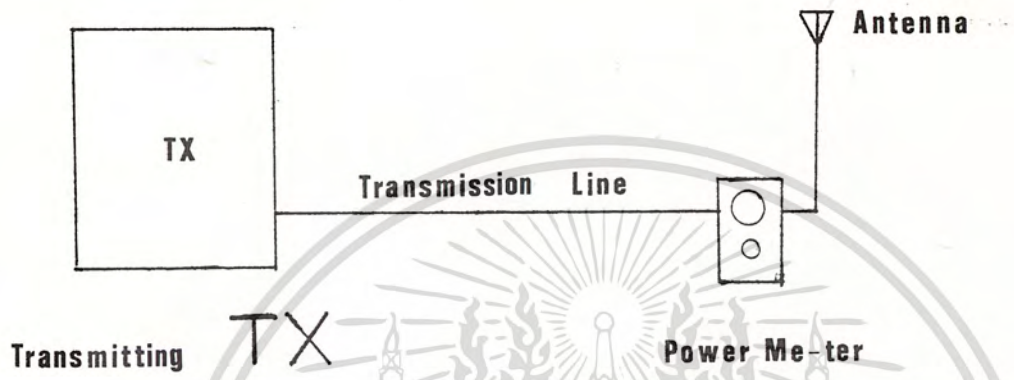


รูป 4-7 Vertical Radiation Patterns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-4 การทดลองส่ง

การส่งโดยการเอาเครื่องส่งต่อกับสายอากาศโดยผ่าน Power Meter ดังรูป 4-8



รูป 4-8 BLOCK DIAGRAM การส่ง TV.

การทดลองส่งโดยการปรับสายอากาศ Impedance ของสายอากาศ MATCH และสายส่งสัญญาณ รวมทั้ง OUTPUT Impedance ของเครื่องส่งให้ MATCH กันทั้งระบบ ค่าที่ดีที่สุดได้ Reflected Power เป็น 1 mw โดยใช้เครื่องส่ง 1watt จะหา SWR ได้จากมาการ (4-1) จะได้ว่า

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{Pr}{Pt}}}{1 - \sqrt{\frac{Pr}{Pt}}} \qquad (4\text{-}6)$$

โดยที่ต่อ Power Meter ติดกับสายอากาศ วัดได้ 800 mw แสดงสูญเสีย (Loss) ไปในสายส่ง 200 mw เพราะฉะนั้นที่ส่งจริงๆ เพียง 800 mw (Pf) จากการสะท้อนกลับมา 1 mw (Pr) แทนค่าใน (4-6) จะได้

$$SWR = 1.073$$

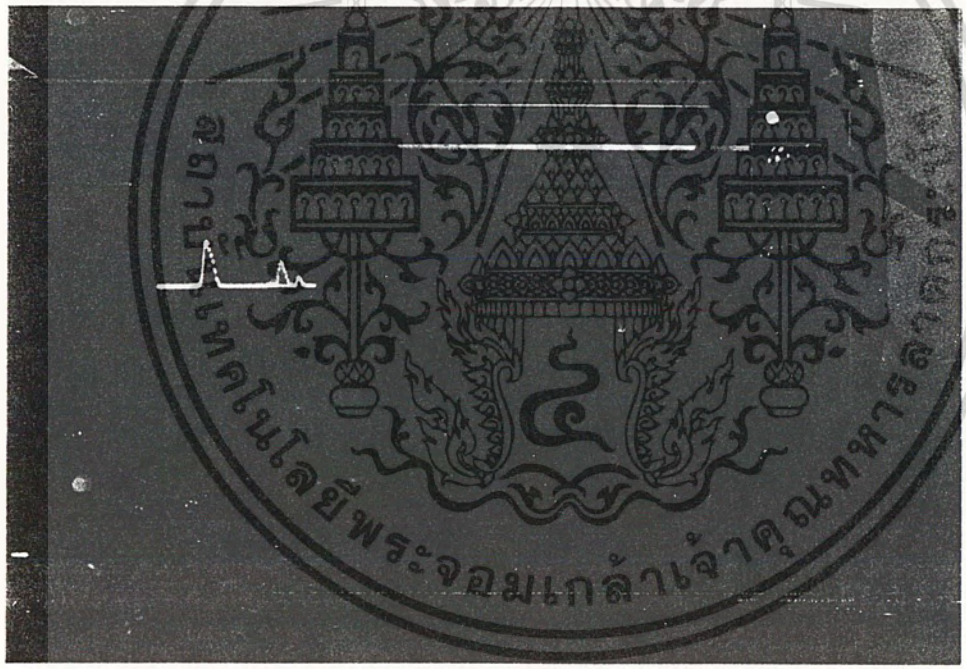
จากการใช้เครื่องส่ง 1 Watt เพื่อทดลองว่า สายอากาศกับเครื่องส่งและสายส่งสัญญาณ เราสามารถใช้งานรวมกันเป็นระบบได้ เพราะให้ค่า SWR ที่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปก็ทำการทดลองส่งกับเครื่องส่งที่มีกำลังส่ง 10 watts โดยทดลองส่งในที่โล่งเพื่อป้องกันการสะท้อนจากสิ่งรอบข้าง จากการส่งปรากฏว่า วัดกำลังส่งที่ปลายสายได้ 4.5 Watts ที่เป็นเช่นนี้เพราะเกิดการสูญเสียในสายส่งสัญญาณมากเกินไป มีคลื่นสะท้อนกลับมาก 0.015 w แทนค่าใน (4-6) จะได้

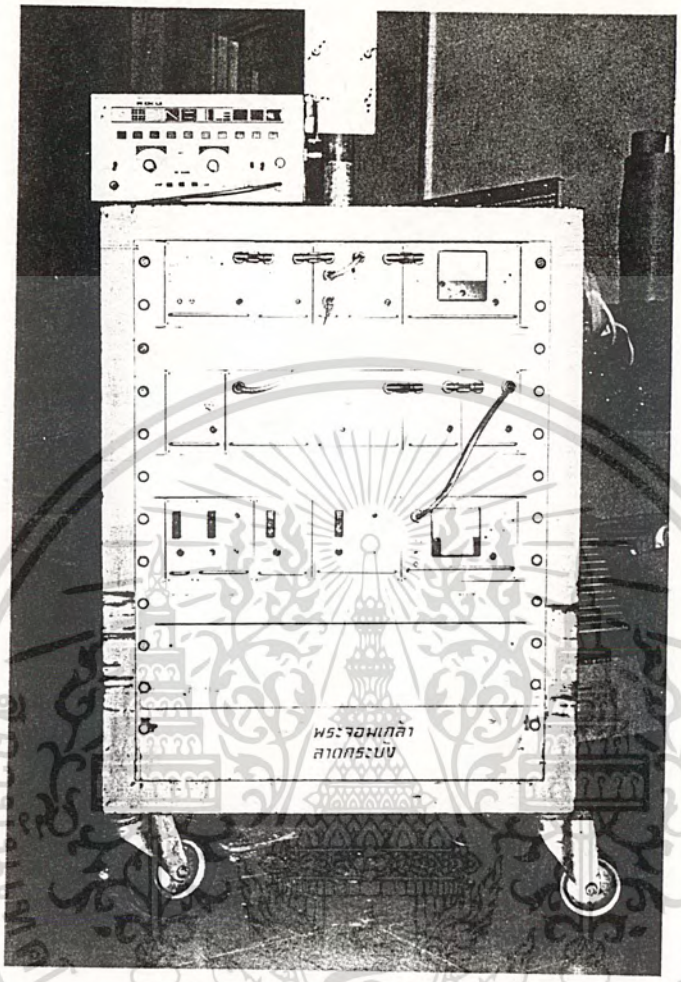
SWR = 1.123

ซึ่งสัญญาณที่ปรากฏบน Spectrum Analizer ได้ดังรูป 4-9 ของสัญญาณที่รับได้



รูป 4-9 Spectrum สัญญาณ TV ช่อง 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4-10 เครื่องส่งโทรทัศน์ช่อง 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ประเมินผล

จากการทดลองสายอากาศลูปที่ได้ออกแบบมา สำหรับการวัดค่า Return Loss ความถี่ตั้งแต่ 478-485 MHz จะให้ Return Loss ต่ำ ซึ่งมีความกว้างของการตอบสนองความถี่ (Band Width) เพียงพอที่จะใช้ในการส่งโทรทัศน์ได้ ซึ่ง SWR ได้ทำการทดลองจากความถี่ 475-488 MHz โดยให้ SWR อยู่ระหว่าง 1.17-1.37 ซึ่งในย่านความกว้างของช่องสัญญาณโทรทัศน์ช่อง 22 จากความถี่ 478-485 MHz จะได้ SWR อยู่ระหว่าง 1.22-1.17 ซึ่งในการส่ง SWR ไม่ควรเกิน 1.3 จึงจะทำให้เครื่องส่งปลอดภัยจากการสะท้อนกลับของกำลังส่ง ปรากฏว่าสายอากาศลูป ที่ได้ออกแบบขึ้นมานี้ สามารถใช้ส่งโทรทัศน์กับช่อง 22 ได้อย่างปลอดภัยกับเครื่องส่งที่มีอยู่แล้ว

ส่วนรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศลูป(Pattern) ดังแสดงในรูป 4-6 และรูป 4-7 ซึ่งการส่งโทรทัศน์ต้องการสายอากาศที่มีการแพร่กระจายคลื่นรอบทิศทาง ปรากฏว่าจาก Horizontal Pattern ให้การแพร่กระจายคลื่นที่ค่อนข้างจะเท่ากันในทิศทางรอบตัว จะมีกำลังตกลงมาบ้างตรงมุมต่อของการแผ่สะท้อนคลื่น ซึ่งการทดลองวัดในระยะประมาณ 50 เมตร เมื่อระยะทางไกลๆ จะทำให้เกิดการรวมตัวมากขึ้น แต่กำลังจะอ่อนลง ส่วนรูป 4-7 เป็นมุมการรับคลื่นทาง Vertical ถ้าเราหาอัตราการขยายของสายอากาศลูปจาก Pattern ดังกล่าวโดยใช้สมการ

$$\text{Gain} = \frac{41,253}{\theta E \, \theta H}$$

โดยที่ $\theta H = 360^\circ$

$\theta E = 40^\circ$

เราจะได้ Gain = 2.86 dB ซึ่งเป็นการเทียบกับไอโทรปิค ซึ่งจะเห็นว่าค่อนข้างต่ำถ้าเทียบกับ Loop ตัวเดียว ซึ่งจะได้ประมาณ 22 dB ซึ่งถือว่าสูงพอควร

อย่างไรก็ตาม จากการคำนวณ การออกแบบ และทดลองส่งกับเครื่องส่งจริง สายอากาศลูปที่เป็นปริญญานิพนธ์นี้ สามารถนำไปใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. สรุป
(SUMMARY)

จุดมุ่งหมายของปริญญานิพนธ์นี้ เพื่อออกแบบสายอากาศลูป นำไปใช้ในการส่งโทรทัศน์ย่านความถี่สูงมาก (UHF) โดยใช้ช่อง 22 จากผลการออกแบบและการทดลอง สรุปได้พอสังเขป ดังนี้

1. การวิเคราะห์ทางทฤษฎี จะได้ลูป 1 ตัว มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม แล้วเอาลูป 4 ตัว มาต่อกันโดยใช้ Quarter Wave Transfer เพื่อให้เป็นสายอากาศที่มีการกระจายคลื่นแบบรอบตัว

2. ค่า SWR ที่ได้จะอยู่ในช่วงต่ำกว่า 1.3 ช่วงความถี่ประมาณ 877-887 MHz ซึ่งมีความกว้าง (Band Width) ประมาณ 12 MHz ซึ่งมีย่านความถี่พอที่จะใช้ในการส่งโทรทัศน์ได้ เพราะในการส่ง SWR ไม่ควรเกิน 1.3

3. สายอากาศลูปแบบรอบตัว มีคุณสมบัติดีพร้อมทั้งทางด้านอิมพีแดนซ์และแพทเทอร์นของการแพร่กระจายคลื่น เหมาะสำหรับการส่งโทรทัศน์, เอฟเอ็ม หรือสำหรับนักวิทยุสมัครเล่น

ในระบบสายอากาศส่งที่มีกำลังส่งมาก ๆ นั้น จะต้องมีการแมทช์สายส่งกับสายอากาศให้มี SWR ต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการส่ง และป้องกันคลื่นสะท้อนกลับมายังเครื่องส่ง

ปริญญานิพนธ์นี้ผู้สนใจสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานให้เหมาะสมกับลักษณะการใช้งานได้ตามลักษณะงานนั้น ๆ ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง (Reference Books)

1. CONSTANTINE A. BALANIS : ANTENNA THEORY Analysis and Design : JOHN WILEY & SONS, 1983
2. John D. Kraus : ANTENNAS : McGraw-Hill Book Company, Second Edition, 1st printing, 1988
3. Pulished by the American Radio Relay League : THE ARPL ANTENNA BOOK : Copyright Secured under the Pan-American Convention, 15th Edition third printing, 1990
4. Rajeswari Chatterjee : Antenna Theory and Praction : WILRY EASTERN LIMITED, 1988
5. F.R. Connor : Antennas : Introductory Topics in Electronics and Telecommunication, SI Units, Edward Arnold, 1972
6. THOMAS A. MILLIGAN : MODERN ANTENNA DESIGN : McGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1985
7. JOHN GRIFFITHS : RADIO WAVE PROPAGATION AND ANTENNAS An Introduction : Prentice-Hall International, 1987
8. HAROLD MOTT : POLARIZATION IN ANTENNAS AND RADAR : JOHN WILEY & SONS, 1986
9. Benjamin Rulf, Gregory A. Robertshaw : Understanding Antennas for Radar, Communications, and Avionics : VAN NOSTRAND REINHOLD, 1987
10. William H. Hayt, Jr. : ENGINEERING ELECTROMAGNETICS : Fifth Edition McGraw-Hill Book Company, 1989
11. John D. Kraus : ELECTROMAGNETICS : Third Edition, McGraw-Hill Book Company, 1984
12. Bernard Grob :BASIC TELEVISION AND VIDEO SYSTEM : McGraw-Hill Book Company, FIFTH EDITION, 1988
13. Stan Prentiss : MODERN TELEVISION Service and Repair : PRENTICE HALL, Englewood Clifs, New Jersey 07632, 1990
14. Wayne Tomasi : ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEM Fundamentals Through Advanced : PRENTICE HALL, Englewood Cliffs, New Jersey 0632, 1988
15. LLOYD TEMES : ELECTRONIC COMMUNICATION : INTERNATIONAL EDITIONS, Schaum's Outline Series, McGraw-Hill BOOK COMPANY, 1986

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

16. ยืน ภู่วรวรรณ, สุธี จันทรัตนวงศ์ : เทคนิคการออกแบบและติดตั้งสายอากาศโทรทัศน์-เอฟเอ็ม : บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, 2529

17. ณรงค์ เหมกรณ์ : แม่เหล็กไฟฟ้า : ตำราชุดวิศวกรรมศาสตร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง, 2533

18. ดร.ธวัช เมฆสวรรค์, โยชิคะซึ ซาวามุระ :เทคนิคการซ่อมเครื่องรับโทรทัศน์สี: บริษัท สำนักพิมพ์-ดวงกมล จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 6, 2534

19. นิกร อนันตธนรัตน์, เสน่ห์ ไมตรีจิตร : คู่มือปฏิบัติการ ฟอ.272 สายส่งและสายอากาศ : ภาควิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์, มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์, 2531

20. ผลงานการวิจัยจากญี่ปุ่นเรื่อง : สายอากาศย่าน UHF (LOOP ANTENNA) : ได้รับความอนุเคราะห์จากอาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูรณ์

21. งานวิจัยเรื่อง : คุณสมบัติของสายอากาศแบบรอดไซด์ลู้ปวงกลม : โดย บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก A-1 คำชี้แนะการกระจายเสียง

A-1. Outline

1.1 Frequencies Used by the Broadcasting Service

The frequencies allocated to broadcast service were decided by the Ordinary Administrative Radio Conference held in Geneva in 1959. As shown in Table 1.1, the world is divided into three regions, each being allocated its own.

Table 1.1 Frequency Allocation for Broadcast Use (above VHF)

(1959 Geneva)

Frequency Band	Region 1	Region 2	Region 3
VHF	41 ~ 68 MHz	54 ~ 74.6 MHz 75.4 ~ 88	44 ~ 50 MHz 54 ~ 68
	87.5 ~ 100	88 ~ 108	87 ~ 108*1
	174 ~ 230	174 ~ 216	170 ~ 216*2
UHF	470 ~ 960	470 ~ 890	470 ~ 585*3 610 ~ 960
SHF	11,700 ~ 12,700	11,700 ~ 12,700	11,700 ~ 12,700

Note: 1. In Japan the frequency band of 76 ~ 87 MHz is also allocated to broadcast service.
2. In Japan the frequency band of 216 ~ 222 MHz is allocated to broadcast service.
3. In the Republic of China, the Republic of Korea, Japan and the Philippines the frequency band of 585 ~ 610 MHz is also allocated to broadcast service.

The table merely lists frequency bands above VHF, but in each country frequencies are assigned to television broadcast channels and/or FM broadcast channels from among allocated frequencies and based on objectives of the country.

Although television broadcasting is now using frequencies in the VHF, UHF and SHF bands, stations using the VHF and UHF bands are dominant in the whole world.

1.2 Minimum Field Strength in Service Area

Field strength matching to the characteristics of home using television receivers should be provided so as to realize good reception at any time within the service area of a television broadcast station.

The minimum field strength required for service areas in Japan is prescribed based on the receiver having the characteristics shown in Table 1.2 and the Radio Law provides that it shall be 0.5 mV/m (54 dB/μV) in the VHF band, but 3 mV/m (70 dB/μV) in the UHF band.

In deciding the values, factors including receiver's internal noise, and otherwise were taken into account to enable reception by a reference receiver and an antenna to obtain S/N 35 dB of a receiving picture.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1.2 Desirable Characteristics of TV Broadcast Receiver for Reference Use

Item		Electrical Characteristics	
		VHF	UHF
1.	Intermediate frequency	Picture frequency 58.75 MHz Sound frequency 54.25 MHz	
*1'.	Input impedance at the antenna terminal	300Ω	200Ω
*1''.	VSWR	Within 2	Within 3
2.	Noise-limited sensitivity	Under 57 dB	Under 62 dB
3.	Minimum rejection of the lower adjacent sound carrier	Above 33 dB	
4.	Minimum rejection of the upper adjacent picture carrier	Above 12 dB	
5.	Minimum image-rejection ratio (Monochrome) (Color)	Above 55 dB Above 60 dB	Above 30 dB Above 45 dB
6.	Minimum intermediate-freq. rejection ratio	Above 60 dB	
7.	Cross-modulation	No interference should be noticed at 100 dB of interference channel input	
8.	Intermodulation	No interference should be noticed at 100 dB of interference channel input	
9.	Intermediate-frequency beats interference	No interference should be noticed at 100 dB of interference channel input	
10.	Spurious radiation	Low band Under 54 dB High band Under 64 dB	Under 65 dB
11.	Maximum drift of the local oscillator between 2 min. and 60 min. after the picture appears (Monochrome) (Color)	Within +200 kHz ~ −400 kHz Within +100 kHz ~ −100 kHz	

* The receiver for channel planning television service is not required to consider the items with an asterisk.

Generally noise which gives rise to an extremely big interference at receiving television broadcast is impulsive city noise caused by sparks of automobile ignition plugs and various electric machines and tools.

Because field strength of the city noise is high level in a city where automobile traffic is heavy, it is necessary that the minimum field strength is also high in value.

Receiving antennas considered here as standard are in the VHF band Yagi antennas with 3 to 5 elements and in the UHF band Yagi antennas with about 8 elements.

1.3 Polarization of Broadcasting Wave

Wave polarization includes horizontal polarization and vertical polarization, but both have little difference in wave propagation characteristic.

When wave is reflected from mountains or others, the reflected wave may cause ghost images, depending on areas. Horizontal polarization and vertical polarization are not always equal in

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

field strength of the reflected wave from mountains. Vertical polarization seems slightly disadvantageous to such a ghost. However, there is no remarkable difference between the two.

A little disadvantage to the ghost in vertical polarization derives from the difference of directivity in the horizontal plane of receiving antennas.

Fig. 1.1 shows directivities. For example, in case a Yagi antenna is used as a horizontally polarized receiving antenna or a vertically polarized receiving antenna, it is obvious that the latter is broader in directivity in the horizontal plane than the former.

Accordingly, the vertically polarized receiving antenna is susceptible to the effect by reflected waves, which is a cause for its being disadvantageous to the ghost.

The effect by reflected waves can be, however, removed through the improvement of directivity in the horizontal plane of receiving antennas.

In an area of hide of mountains vertical polarization seems a little strong in field strength of the wanted wave, when a receiving antenna is directed toward the transmitting point.

Today nearly half of TV broadcast translator stations in Japan are utilizing vertically polarized wave.

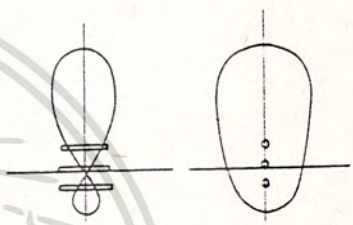


Fig. 1.1 An Example of Directivity in the Horizontal Plane of a 3-element Yagi Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก A-2 ลักษณะทั่วไปสายอากาศส่ง

A-2. General Study on Transmitting Antenna

2.1 Transmitting Antenna Height and Line-of-Sight Distance

Generally a region within a line-of-sight distance from the transmitting antenna is regarded as a service area.

In Fig. 2.1, assuming that the earth is a smooth spherical earth, R is the effective radius of the earth, H_T is the height to transmitting antenna center from the spherical earth, H_R is the height to the receiving antenna from the spherical earth and Dm is the maximum surface distance between the transmitting and the receiving point on the earth, Dm can be calculated by the following equation:

$$Dm\ (km) = 4.12\ (\sqrt{H_T(m)} + \sqrt{H_R(m)}) \quad \ldots\ldots\ (2.1)$$

where $R \gg H_T, H_R$, the radius of the earth R_0 is 6,370 km, the ratio of the effective radius to the true radius of the earth is $\frac{4}{3}$, the effective radius of the earth $R = \frac{4}{3} R_0 = 8{,}500$ km, and the unit for H_T and H_R is [m].

Fig. 2.2 shows the relation between the transmitting antenna height (H_T) and the maximum surface distance (Dm).

The maximum surface distance from the transmitting antenna center lies in the direction of the horizon. The depression angle below antenna center in the direction of the horizon is given by the following equation.

$$\theta_H\,(\text{degree}) = \frac{360^\circ}{2\pi R} \cdot Dm = 0.0278\sqrt{H_T(m)} \quad \ldots\ldots\ (2.2)$$

Fig. 2.2 illustrates the relation between the height to transmitting antenna center (H_T) and the depression angle below antenna center in the direction of the horizon (θ_H).

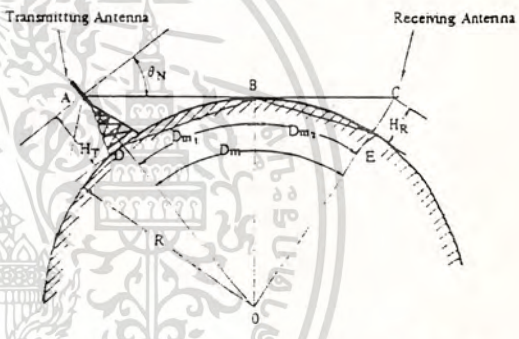


Fig. 2.1 Ray Paths for Antennas above Spherical Earth

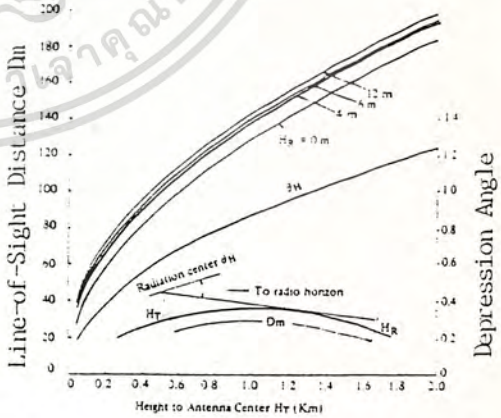


Fig. 2.2 Relation among Transmitting Antenna Height, Line-of-Sight Distance Dm, and Depression Angle below Horizontal Plane from Antenna Center (Curve showing optimum tilt for the maximum range and line-of-sight distance.)

2.2 Vertical Beam Tilt Control

Tilting the main lobe of a transmitting antenna toward the service area is indispensable to the best use of the radiated power.

Tilting of direction of the main lobe is called beam tilt and angle of tilting is called tilt angle.

Fig. 2.3 Illustrates the effect on the principal service area by the presence of beam tilt in a 12-section super-turnstile antenna.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In the figure the tilt angle (θ_t) is 1°, which is designed double the depression angle (θ_H) below antenna center in the direction of the horizon.

The hatched section of the figure is an area where the power radiated to the service area is increased by means of beam tilt.

As shown, the power to be radiated to the service area can be increased by beam tilt.

Tilt angle (θ_t) for a transmitting antenna is usually designed $\theta_t \geqq \theta_H$. In value usually it is about 1°, but for the transmitting antenna of a low-power station it is sometimes 5° to 6° since the main radiation is directly beamed to a specific region.

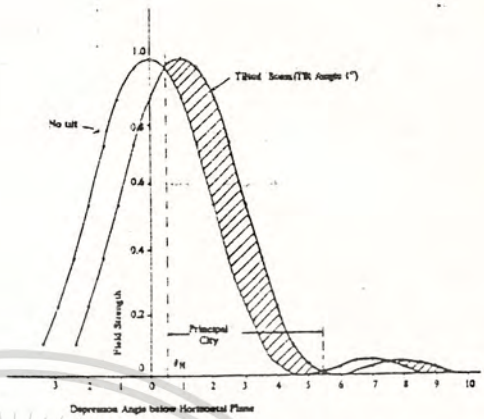
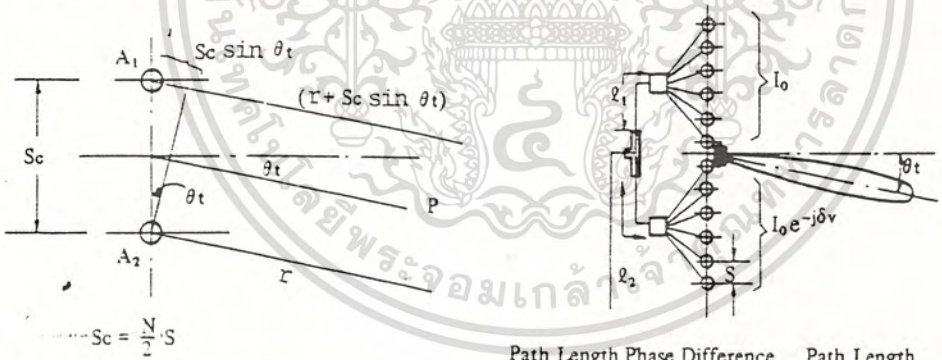


Fig. 2.3 Effect of Beam Tilt on Signal Over Principal City

There are two ways for beam tilt, electrical method and mechanical one.

The former is suitable for small tilt angle and mainly for VHF transmitting antenna whereas the latter, which is a method to mechanically tilt the antenna itself to the required direction, is mainly for UHF transmitting antenna.

Fig. 2.4 (a) explains the principle of the electrical method in a 2-element antenna.



(a) Fundamental Sketch of 2-element Array

Path Length Phase Difference $\delta v = \frac{360}{\lambda} Sc \sin \theta_t$

Path Length $(\rho_2 - \rho_1) = \ell_2 - \ell_1 = Sc \sin \theta_t$

Fig. 2.4 Beam Tilting of a N-element Array

Assuming in the figure that radiator spacing between A_1 and A_2 is Sc, tilt angle is θ_t, and the main beam radiation is required to tilt toward point P.

To achieve the purpose, radiation from radiator A_1 and that from radiator A_2 should join each other in the direction of θ_t.

Suppose the distance from radiator A_2 to point P is r, the distance from radiator A_1 to point P is $(r + Sc \sin \theta_t)$ and thus the path difference $(Sc \sin \theta_t)$ is produced.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In other words, compared with radiation from radiator A_2, radiation from radiator A_1 is delayed by the phase difference that corresponds to the path difference ($\frac{360°}{\lambda}$ Sc sin θ_t). As shown in the same Fig. (b), the beam can be thus tilted by compensation of the length which corresponds to the path difference for the difference in feeder length between the branch point and the two junction boxes.

Generally beam tilt accompanies power gain decrease. For instance, power gain decreases about 6% when tilt angle in a 12-section super-turnstile antenna is 1°.

2.3 Null Point and Null Fill-In

In order to increase power gain, usually many radiators are stacked.

In a N-section antenna where radiators are equally spaced, directivity in the vertical plane will be given by the following equation if each radiator is excited by current of the same phase and same amplitude.

$$D(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)}{N\sin\left(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta\right)} F(\theta) \quad \ldots (2.3)$$

where F (θ) is the directivity of one radiator, S is radiator spacing and N is the number of radiators.

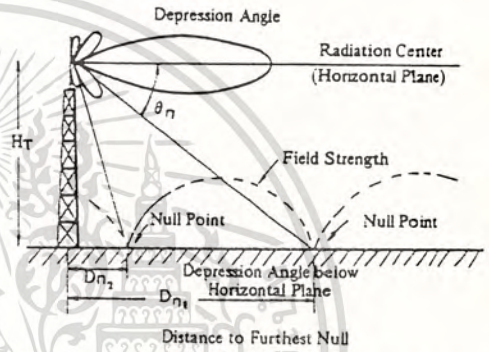


Fig. 2.5 Effect of Vertical Pattern Nulls on Close in Coverage

In Equation (2.3) if $\sin\left(\frac{N\pi s}{\lambda}\sin\theta\right) = 0$, depression angle below antenna center will be $\theta n = \sin^{-1}\left(\frac{n\lambda}{Ns}\right)$ (n is an integer such as 1, 2, 3, ...) and that a region in such a direction as satisfying this is theoretically zero in field strength of the direct wave, which region is called a null point, as illustrated in Fig. 2.5.

The number of null points increases in proportion to the number of antenna radiators.

Assuming that height to antenna center is H_T and the earth is flat, the distance to null point from antenna D_N can be approximately calculated by the following equation:

$$D_n = H_t \cot\theta_n = H_T \operatorname{cosec}\theta_n \sqrt{1-\sin^2\theta_n} = H_T \frac{Ns}{n\lambda}\sqrt{1-\left(\frac{n\lambda}{Ns}\right)^2}$$

$$D_n = H_t \cot\theta_n = H_T \operatorname{cosec}\theta_n \sqrt{1-\sin^2\theta_n} = H_T \frac{Ns}{n\lambda}\sqrt{1-\left(\frac{n}{N\cdot\frac{s}{\lambda}}\right)^2} \quad \ldots\ldots (2.4)$$

As a practical question, the field strength of null points should be adjusted somehow, and the adjustment of the field strength of null points is called null fill-in.

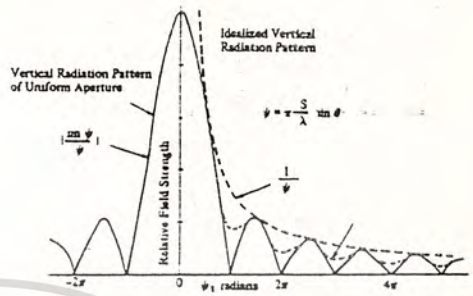
An ideal null fill-in is one by which a service area can be nearly equal everywhere in field strength. To attain this, vertical directivity of the transmitting antenna should shape into a pattern which is proportional to cosecant of the depression angle, that is to say, into the cosecant beam.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

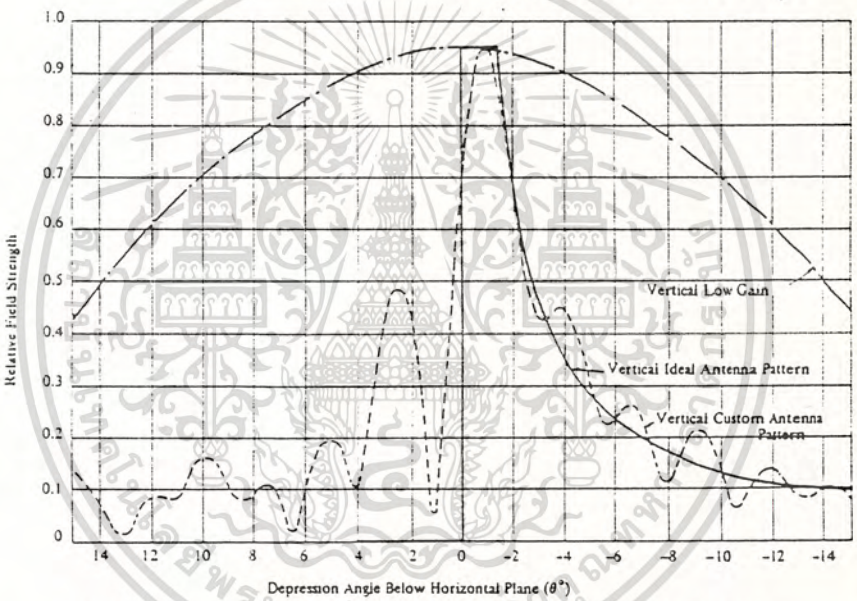
Fig. 2.6 (a) illustrates a vertical directivity, and a vertical ideal directivity of uniform aperture. The same Fig. (b) shows an example of the actual antenna directivity designed equivalent to the vertical ideal directivity.

The feeding system for an antenna with many radiators is generally complicated, but formation of a directivity which is equivalent to the vertical ideal directivity is attained without difficulty.

Dividing stacked radiators into the upper array and lower and varying the ratio of exciting power is a means to achieve the simplest null filling.



(a) Illustrating Vertical Radiation Pattern Shaping by Null Filling



(b) An Actual Example of Vertical Directivity of a UHF Transmitting Antenna (1.0° Beam Tilt, Gain 18.7)

Fig. 2.6 Shaping the Vertical Radiation Pattern of a Uniform Array by Null Filling

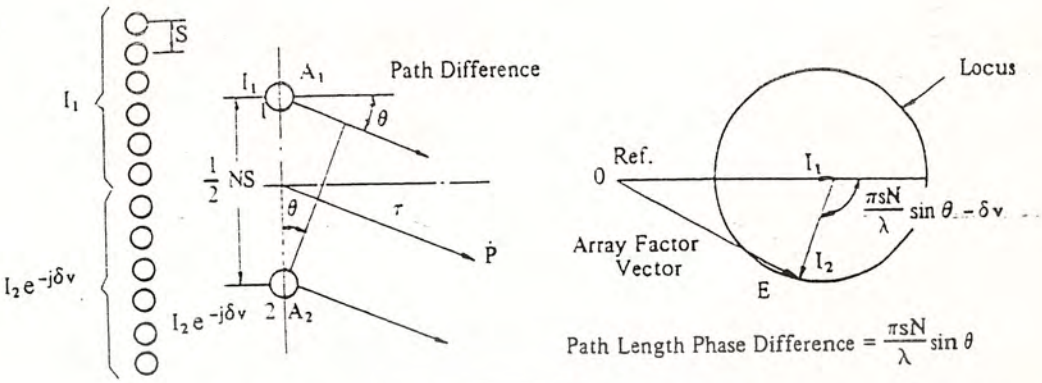
The principle is explained below.

Assume that in Fig. 2.7 (a) the upper-half array and lower-half are represented by radiators A_1 and A_2, as illustrated in the same Fig. (b).

Field strength $\dot{E}$ at the point P, which is far away from the antenna, is proportional to a vector sum of I_1 and I_2 if the radiators are excited by currents I_1 and I_2, as shown in the same Fig. (c).

$I_1 = I_2$, when the exciting power of the radiators is equal. In a particular direction where the field strength – $\dot{E}_1$ & $\dot{E}_2$ – which is produced at point P by the currents – I_1 & I_2 – becomes antiphase due to the depression angle – θ –, $E = E_1 - E_2 = 0$ occurrs and results to cause so-called null point.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) N-section Array (b) Fundamental Sketch of 2-element Array (c) 2-element Array Factor Showing the Effect of Amplitude to prevent Null Formation

Fig. 2.7 Effect of Current Amplitude Unbalance in Reducing Depth of Vertical Pattern Nulls

However, the null point is not caused even where $\dot{E}_1$ and $\dot{E}_2$ appear antiphase, when the radiators A_1 and A_2 are excited by $|\dot{E}_1| = |\dot{E}_2|$, namely, by different power.

Now, assuming that N-number radiators are divided into two arrays having the same number of radiators and the ratio of exciting power is Kp, the overall vertical directivity is

$$D(\theta) = [(1 + Kp) + 2\sqrt{Kp} \cdot \cos(\frac{N\pi s}{\lambda}\sin\theta - \delta_v)]^{\frac{1}{2}} \cdot A_N \quad \ldots\ldots (2.5)$$

$$A_N = \frac{\sin(\frac{N}{2} \cdot \frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta)}{\sin(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta)} \cdot F(\theta)$$

$$Kp = \text{Ratio of power}\left(\frac{\text{Upper-half array}}{\text{Lower-half array}}\right)$$

where S is radiator spacing and F_θ is the directivity of one radiator.

Kp will be $\frac{I_1^2}{I_2^2}$ (= Kp), provided that I_1 and I_2 are the respective exciting currents of the arrays. δv is the phase difference of the current I_1 with respect to the current I_2, for having the beam tilted.

An example of numerical values for Equation (2.5) is given in Fig. 3.8 in part 3.

In dividing radiators of N-number into equal two and exciting the upper and the lower arrays with different power, note that adjustment of the field strength of null points in the odd number directions of null angle $\theta n = \sin^{-1}(\frac{n\lambda}{Ns})$, namely, n = 1, 3, 5, ... is possible except the field strength of null

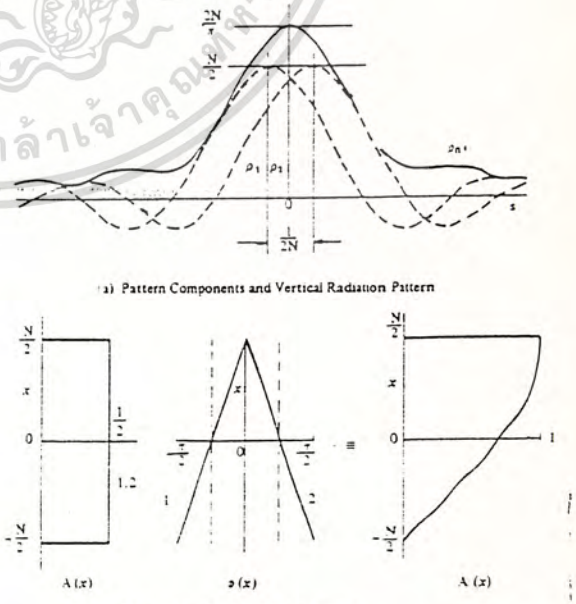


Fig. 2.8 Principles of Twin-Beam Method

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

points in the even number directions.

This method of dividing a N-section antenna into two equal arrays and exciting them with different power in order to eliminate null points is called unequal power division. Since this is the simplest method as it varies only the amplitude of the current without changing the phase, it is widely used in VHF transmitting antennas.

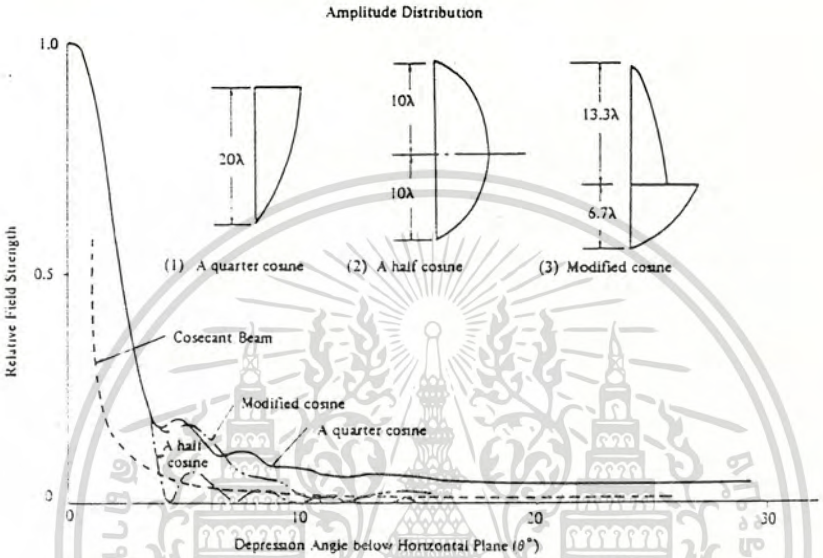


Fig. 2.9 An Example of Null Filling Calculation by Twin-beam Method

*Twin beam method is an another method for null filling, in which case two antennas differing in vertical pattern are placed one over the other to enable them to mutually compensate possible null points, as shown in Fig. 2.8.

In practice phase of the current exciting each radiator is held constant and the amplitude alone is designed to be in a quarter cosine distribution or half cosine distribution along antenna aperture. Fig. 2.9 shows an example of calculating null filling by twin beam method.

*Stationary-phase method is one by which, although current distribution along antenna aperture is uniform as shown in Fig. 2.10 (a), the phase of the exciting current is varied so that it could match the required directivity as shown in the same Fig. (b).

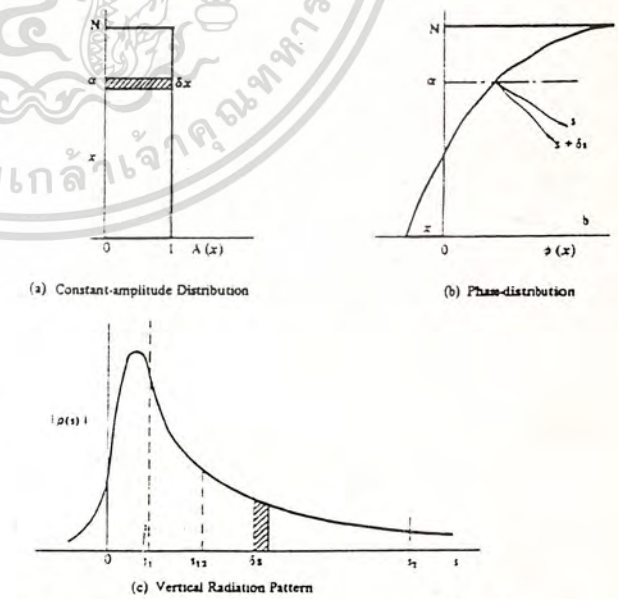
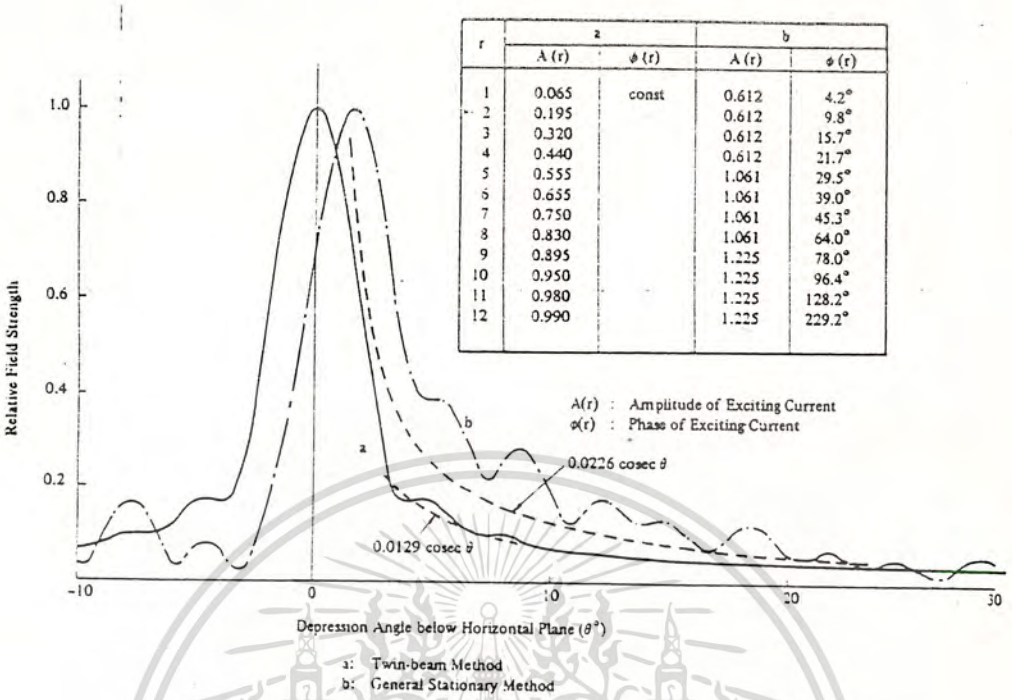


Fig. 2.10 Null Filling by Stationary-phase Method

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



r	a		b	
	A (r)	φ (r)	A (r)	φ (r)
1	0.065	const	0.612	4.2°
2	0.195		0.612	9.8°
3	0.320		0.612	15.7°
4	0.440		0.612	21.7°
5	0.555		1.061	29.5°
6	0.655		1.061	39.0°
7	0.750		1.061	45.3°
8	0.830		1.061	64.0°
9	0.895		1.225	78.0°
10	0.950		1.225	96.4°
11	0.980		1.225	128.2°
12	0.990		1.225	229.2°

Fig. 2.11 Illustrating Vertical Radiation Pattern Shaping by Null Filling (12-section 2-L Stacked Loop Antenna)

General stationary-phase method, which is designed to alter amplitude and phase of the exciting current along antenna aperture, is a kind of stationary-phase method. For example, in this case an antenna is divided into three sections, upper, middle and lower, and exciting power and phase of each antenna section are varies as illustrated in Fig. 2.11.

Phase perturbation and Woodward method, or the like are also the others. However, actually unequal power division is mostly used.

Note that whatever method is used, the limited number of radiators involves difficulty of approach to the cosecant beam.

*P.C.J. Hill, Proc. IEE Vol. 116 No. 8 August 1969.

Various methods are available for null filling as mentioned. However, note also that null filling accompanies some decrease in power gain.

For example, in case that stacked radiators are divided into the upper and the lower arrays and power to excite them is at a ratio of 7 : 3, power gain shows a decrease of about 4%.

In unequal power division, ratio of power between the upper and the lower arrays is distributed based on ratio of impedance viewed from

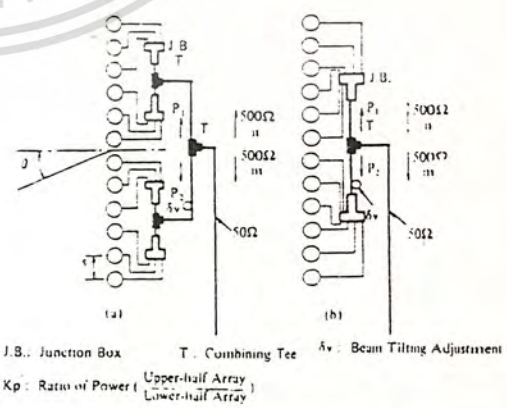


Fig. 2.12 Transmission Line Systems for Feeding Antennas of 12-section Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the branch point.

That is, when ratio of power is n/m, the respective impedances looking into the upper and the lower arrays from the branch point should be designed $\frac{500}{n}(\Omega)$ and $\frac{500}{m}(\Omega)$, provided that characteristic impedance of the main feeder is 50Ω.

For example, when n/m = 7/3, impedances looking into the respective arrays from the branch point should be designed $\frac{500}{7}(\Omega)$ and $\frac{500}{3}(\Omega)$.

Needless to say, the impedances $\frac{500}{7}(\Omega)$ and $\frac{500}{3}(\Omega)$ become $\frac{1}{\frac{1}{\frac{500}{7}}+\frac{1}{\frac{500}{3}}} = 50\ (\Omega)$ at the the branch point as being connected in parallel.

2.4 Power Gain

Power gain of a VHF and a UHF transmitting antenna is defined as power gain referred to a half-wave dipole antenna. Expressions of power gain fall into two categories, available gain and actual gain. However, usually the latter is used.

Available gain represents the maximum power gain available at the aperture of a given antenna whereas actual gain signifies a net power gain meaning available gain minus those losses including:

1) loss by mismatching of antenna input impedance to characteristic impedance of the transmission line between the antenna and the transmitter,
2) loss in the RF cable which is branched from the transmission line to feed antenna radiators directly,
3) loss in the matching circuit.

Power gain of the antenna which is omnidirectional in the horizontal plane takes only vertical directivity into account for calculation, which gain is generally called directive gain.

In a transmitting antenna with the arrangement shown in Fig. 2.13. directive gain (Gd) in the horizontal direction referred to a half-wave dipole antenna can be calculated by the following equation:

$$Gd = \frac{1}{1.641} \cdot \frac{\int_0^{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} E_0^2 \cos\theta \cdot d\theta \cdot d\phi}{\int_0^{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} E^2(\theta,\phi)\cos\theta \cdot d\theta \cdot d\phi} \text{ (Times)} \quad \ldots\ldots \quad (2.6)$$

where E_0 is the field strength produced at a distant point P by isotropic radiator, and it is a uniform value for all directions. $E(\theta, \phi)$ is the field strength produced at the point P by transmitting antenna.

In the figure suppose $E(\theta, \phi)$ is a uniform value for every direction in the X-Y plane. In other words, if it is designed omnidirectional in the horizontal plane and regarded as a function of vertical directivity alone, Equation (2.6) is transformed into the following:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Gd = \frac{2}{1.641} \cdot \frac{1}{\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} D_0^2(\theta) \cos\theta \, d\theta} \quad \text{(Times)} \quad \ldots\ldots \quad (2.7)$$

where $D_0(\theta)$ is the vertical directivity of the transmitting antenna, considered somewhat a normalized vertical directivity with 1 as its maximum value. Also, 1 is taken as a normalized value for the case by the isotropic radiator.

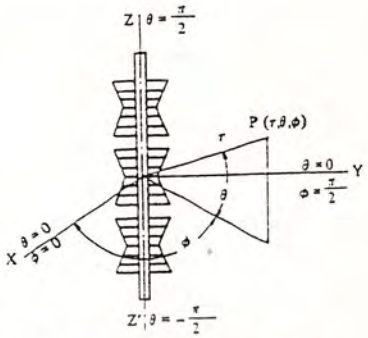


Fig. 2.13 A 3-section Super-turnstile Antenna

Next, assuming η as antenna efficiency, power gain of the transmitting antenna is

$$G_A = \eta \cdot Gd \quad \text{(Times)} \quad \ldots\ldots \quad (2.8)$$

Note that the power gain of a transmitting antenna nearly equals the directive gain because transmitting antenna efficiency η can be generally considered 100%.

Actually, calculation of the actual gain of a transmitting antenna takes into account not only power gain (G_A), which depends on antenna array, but also decrease of power gain due to beam tilt and null fill-in as well as losses in the branch cable, etc.

In an omnidirectional transmitting antenna, the maximum power gain (available gain) available at a given aperture is sometimes calculated by the following equation:

$$G = 1.22 A_0 = 1.22 S/\pi \cdot N \quad \text{(Times)} \quad \ldots\ldots \quad (2.9)$$

where A is antenna aperture, S is radiator spacing and N is the number of radiators.

The actual value is about 10% lower than that calculated by Equation (2.9), when inequality in current exciting each radiator and losses in the branch cable, and the like are taken into account

2.5 Transmission Line Systems for Feeding Antennas

There are two feeding systems for transmitting antennas. One is in-phase feeding system in which adjoining radiators are excited by current of the same phase and same amplitude, and the other is quadrature phasing feeding system where radiators are excited by current of the same amplitude, but with a mutual phase difference of 90°.

The in-phase feeding system employs a constant impedance notch diplexer, as a diplexer to combine the output of a picture transmitter with that of a sound transmitter. The quadrature phasing feeding system uses a bridge diplexer or a constant impedance notch diplexer.

Fig. 2.14 (a) illustrates the quadrature phasing feeding system, the standard type using a bridge diplexer and two main transmission lines.

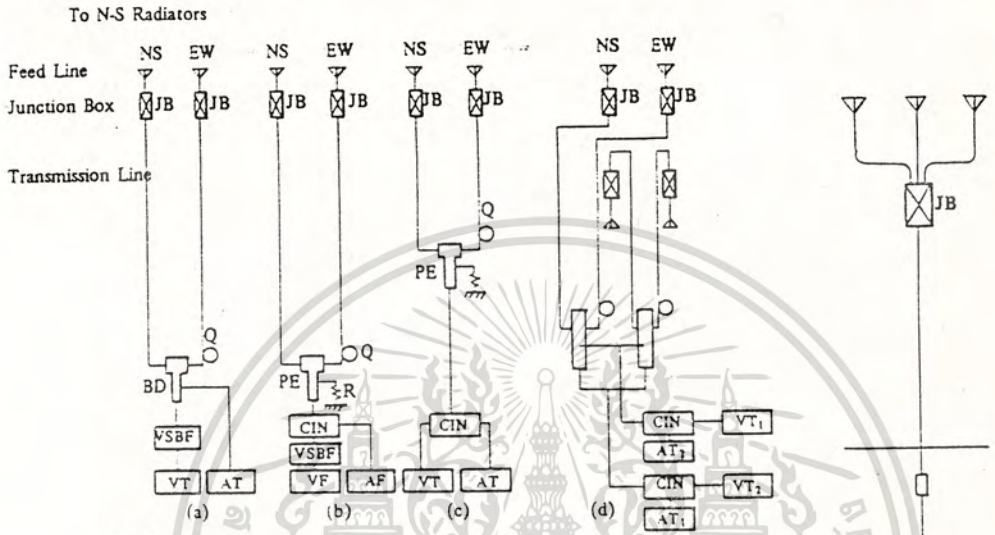
This is used mainly for the feeding of omnidirectional antennas, such as super-turnstile antennas, etc.

The same Fig. (b) shows the type using a constant impedance notch diplexer, and (c) shows

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the one using a filterplexer and a main transmission line. (d) illustrates the in-phase feeding system with one transmission line. This is for the feeding of omnidirectional and directional antennas and particularly used in television broadcast translator stations.

The in-phase feeding system is usually used in UHF transmitting antennas, but in the VHF band both systems are used.



JB: Junction Box
BD: Bridge Diplexer
Q: Quadrature Phasing Length
PE: Bridge Power Equalizer
VSBF: Vestigial Sideband Filter
VT: Picture Transmitter
AT: Sound Transmitter
CIN: Constant Impedance Notch Diplexer. A filterplexer (combined vestigial sideband filter and diplexer) may also be used.
R: Terminating Resistor
S_1, S_2: Translator

Fig. 2.14 Transmission Line Systems for Feeding Antennas

2.6 Considerations in the Selection of a Transmitting Antenna

Adequate selection of a transmitting antenna is very important for providing service to the required area. In selecting a transmitting antenna, the relation between antenna location and service area and the most suitable combination of antenna height and effective radiated power (ERP) should be considered.

(1) Transmitting Antenna Location

For the selection of a transmitting antenna location, understanding of the topography, radius and outline of the service area is a prerequisite.

In other words, concerning topography a study must be made into the geographical features of mountain range which are likely to cause a serious interference in wave propagation and also into the population distribution inside the service area in order to estimate a future change in distribution of population.

Furthermore, the study must cover the sites of the other transmitting stations in the same service area, road conditions, power lines, water sources, weather conditions, air routes,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

character of the ground, wave interference, relay techniques for programs, and others.

Concerning relay techniques for programs, a comparative study should be made on relay by microwave and that by cable or broadcast wave.

Especially for relay by broadcast wave, understanding of real conditions on frequency of fading throughout a year is indispensable to the study of countermeasures.

The location of transmitting antenna must be determined based on the study of such matters and also in due consideration of the best use of natural configurations of the ground and high lands. For the decision naturally an economic compromise may be required besides technical considerations.

(2) Effective Radiated Power*

The determination of the location of a transmitting station should be followed by a decision on effective radiated power (ERP) for each region so that the required field strength for the service area could be obtained.

The decision of ERP for each region must take into account interference in the other stations.

*ERP can be calculated by the product of transmitting antenna gain and transmitter output power. In calculating the transmitter output power, naturally a loss in the transmission line between transmitter output terminal and antenna input terminal should be subtracted.

Increase of ERP requires increase of either transmitter output power or power gain of transmitting antenna. The decision on which should be increased must be made based on a comparative study on expenses for equipment, operation and maintenance, and also in consideration of relations with service area.

(3) Antenna Power Gain and Antenna Height

In an antenna of the same type, power gain increases in proportion to the number of stacked radiators. As an example, Fig. 2.15 illustrates variations in relative value of field strength according to depression angles, when the same power is fed to a 12-section super-turnstile antenna (A) and to a 6-section super-turnstile antenna (B). Note that the figure considers the antenna (A) as reference.

Also note that shown shaded in the figure illustrates those regions of increase or decrease in field strength, when one antenna is substituted directly for the other.

As shown, usually field strength in the neighborhood of an antenna does not increase as high as originally expected, when the antenna used is a high-gain transmitting antenna.

On the other hand, field strength at a distant point increases, when antenna height above the ground is increased. However, regions low in field strength appear in the immediate vicinity of the transmitting antenna.

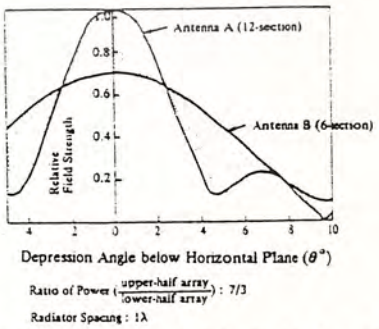


Fig. 2.15 Comparison of the Field Strength Curves between a 12-section and a 6-section Super-turnstile Antenna under Identical Circumstances

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

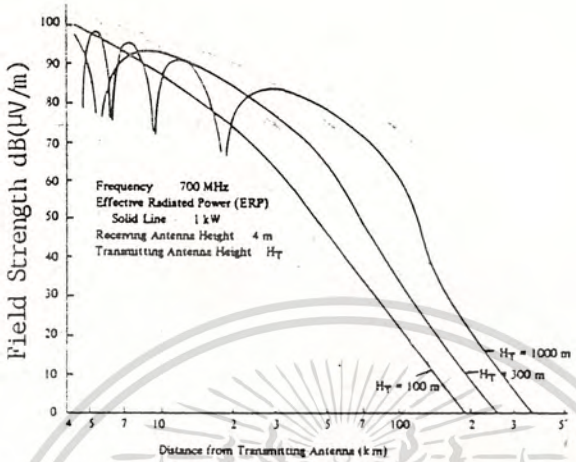


Fig. 2.16 Relation among ERP, Transmitting Antenna Height and Field Strength of Service Area

Fig. 2.16 takes a UHF transmitting antenna for an example to show relations between transmitting antenna height and receiving field strength.

As illustrated, the higher the antenna height, the higher the receiving field strength in some regions in the neighborhood of the transmitting antenna but the lower in some other regions.

Antenna height is, therefore, increased when the principal region of the service area is distant. However, it is not necessarily good to increase it too high, when the main service area is near the transmitting antenna.

(4) Choice between an Omnidirectional and a Directional Antenna

A very important study, also related to the site selection of a transmitting antenna, is a choice between an omnidirectional and a directional antenna for transmitting antenna.

Assuming that the distance from transmitting point to the boundary of service area is r, ERP in the main beam considering antenna height above the ground is Po, height to the transmitting antenna is H_T, area of the service area is A and the field strength of receiving point is E, the following can be established with regard to the field strength at a point far away from the transmitting point, according to wave propagation equation.

$$\begin{aligned} r &\propto \sqrt[4]{P_0} \\ A &\propto \sqrt{P_0} \\ E &\propto H_T \sqrt{P_0} \end{aligned} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.1)$$

Now, if an omnidirectional antenna is installed at the center of a service area and $P_0 = 1$, area of the service area is $A = \pi r^2$, as shown in Fig. 2.17 (a).

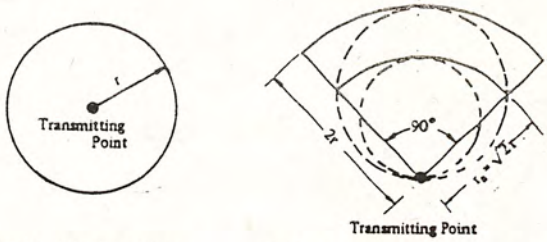
Next, if a directional antenna (with a quarter-circle horizontal pattern) is installed at a corner of a service area and the same transmitter as that of Fig. 2.17 (a) is used, $P_0 = 4$, in which case the radius of the service area ra extends by $\sqrt{2}$, double the area of the same Fig. (a).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

However, service area itself decreases by ½ to $\frac{\pi(\sqrt{2}\,r)^2}{4} = \frac{\pi r^2}{2}$.

Therefore, $P_0 = 16$ is indispensable if area is desired as wide as that of the same Fig. (a).

To increase P_0, there is no other alternative than increase of transmitter output power or increase of power gain in the horizontal plane of the transmitting antenna or increase of transmitting antenna height.



(a) Omnidirectional Antenna

(b) Directional Antenna (with a quarter-circle horizontal pattern)

Fig. 2.17 Relative Positions between Transmitting Point and Service Area

However, for the actual antenna to maintain a quarter-circle horizontal pattern, theoretically it is impossible to increase power gain in the horizontal plane beyond twice. Therefore, the condition $P_0 = 16$ can only be satisfied by either increasing antenna height above the ground or increasing power gain of the antenna. This involves more construction expenses.

Accordingly, when service is required to cover an extensive area, selecting the center of the service area for the antenna location and using an omnidirectional antenna are definitely desirable, as illustrated in Fig. 2.17 (a).

Naturally, when the transmitting antenna can not be installed at the center of the service area owing to such circumstances as geographical conditions and the like, there is no choice but to adopt a directive antenna.

As already mentioned, use of a directive antenna is not necessarily advantageous except when it is for a specific and very limited area.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A–3. Television Transmitting Antennas

3.1 Types of Television Transmitting Antennas

The television broadcast bands now used in various countries in the world extend over a wide range from 40 MHz to 900 MHz and as shown in Table 3.1, there are many kinds of television transmitting antennas.

Table 3.1 Types of Television Transmitting Antennas

Antenna Type	VHF	UHF
Dipole Antenna	(1) Super-Gain Antenna (2) 4-Dipole Antenna with Flat Sheet Reflector (3) Skew Antenna (4) WOR-type Antenna (5) Yagi Antenna	(1) 4-Dipole Antenna with Flat Sheet Reflector (2) Yagi Antenna
Loop Antenna		(1) Stacked Loop Antenna
Helical Antenna	(1) Helical Antenna	(1) Helical Antenna
Corner Antenna	(1) Corner Reflector Antenna	(1) Corner Reflector Antenna
Slotted Antenna	(1) Slot Antenna (2) Traveling-wave Slot Antenna (3) Slotted-ring Antenna	(1) Slot Antenna (2) Omniguide Antenna (3) Cosecant Antenna (4) Slot-Excited Corner Reflector
Zig-Zag Antenna		(1) Zig-Zag Antenna
Batwing Antenna	(1) Super-Turnstile Antenna	

The Japan television transmitting antennas used in the VHF band are mostly super-turnstile antennas and/or supergain antennas and those used in the UHF band are stacked loop antennas.

Television broadcast translator stations are using, beside those mentioned, Yagi antennas, corner reflector antennas and others.

Generally power gain of the omnidirectional transmitting antennas ranges from approximately 8 to 11 dB in the VHF band and 13 to 15 dB in the UHF band.

3.2 Permissible Reflection-Coefficient of TV Transmitting Antennas

Ghost images develop in the picture if the impedance of the television transmitting antenna and the characteristic impedance of the transmission line are not matched.

Permissible reflection-coefficient of the television transmitting antenna should be below 2.5% (VSWR below 1.05) in voltage reflection-coefficient for the picture carrier and the color sub-carrier, when color television broadcast is considered.

Permissible reflection-coefficient of the transmission line varies with length of the transmission line. When the length is very short, the ghost images are not noticeable even at a large reflection-coefficient.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 Super-Turnstile Antennas

(1) Outline

The super-turnstile antenna is one of the typical television transmitting antennas in the VHF band.

The structure is one in which batwing antennas are designed to intersect at right angles, as shown in Fig. 3.1.

Usually, the radiators intersecting at right angles are excited by current with 90 degree phase difference.

Fig. 3.2 shows the feeder from the transmitter to the antenna.

The TV diplexer is a device to allow the feeding of both the television signal and the television aural signal to the same transmitting antenna without detrimental cross-talk.

Fig. 3.3 illustrates an example of the feeding system of a 8-section super-turnstile antenna.

The E-W and the N-S radiators are fed similarly, but with 90 degree phase difference.

Power capacity of the antenna depends on the permissible transmitting power in the RF cable feeding the antenna radiators directly.

The radiators are generally made of galvanized steel. Note that the batwing antennas are sometimes combined with a reflector and installed on the sides of a tower.

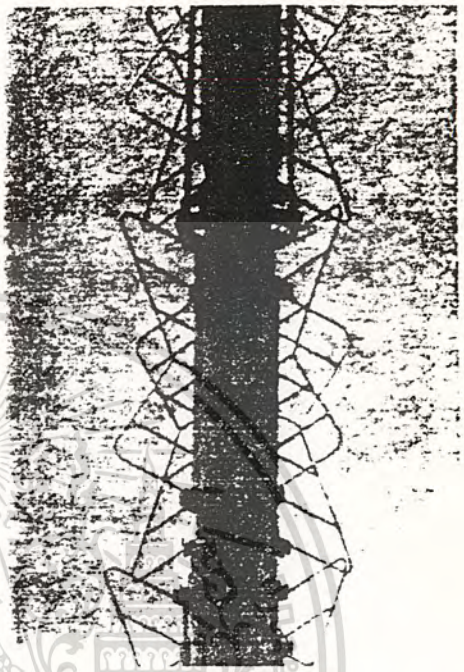


Fig. 3.1 Close-up of Super-Turnstile Antenna with Typical Feed Lines (10 kW)

(2) Feeding System of a Batwing Antenna

As illustrated in Fig. 3.4, the feeding system of a batwing antenna is generally of the branching type in which each radiator is fed with a separated RF cable.

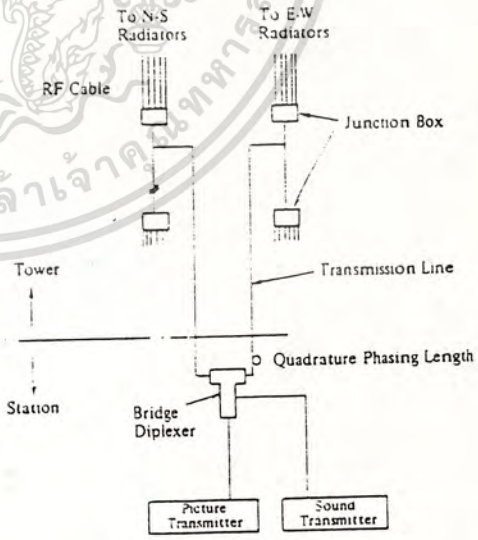


Fig. 3.2 Transmission Line Systems for Feeding Super-Turnstile Antenna

The RF cables are the same in length, and 72Ω in characteristic impedance. As shown in the same figure, the outer conductor of one RF cable is connected with a radiator on one side and its inner conductor is connected with the central sectionalized steel pole whereas the outer conductor of the other RF cable is connected with the pole and its inner conductor is connected with a radiator on the other side.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

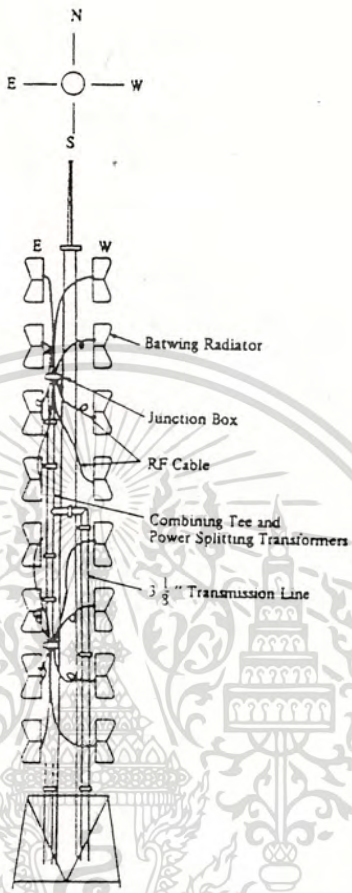


Fig. 3.3 8-Section Super-turnstile Antenna Feed System
(Power is fed to the junction-box through 3-1/8 inch transmission line and then to individual radiators through smaller RF cables.)

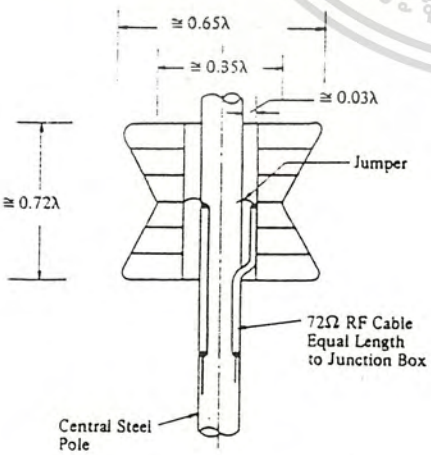


Fig. 3.4 (a) Feed System of a Batwing Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note: Pay attention to the method of mounting the jumper.

Fig. 3.4 (b) Feed System of a Batwing Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

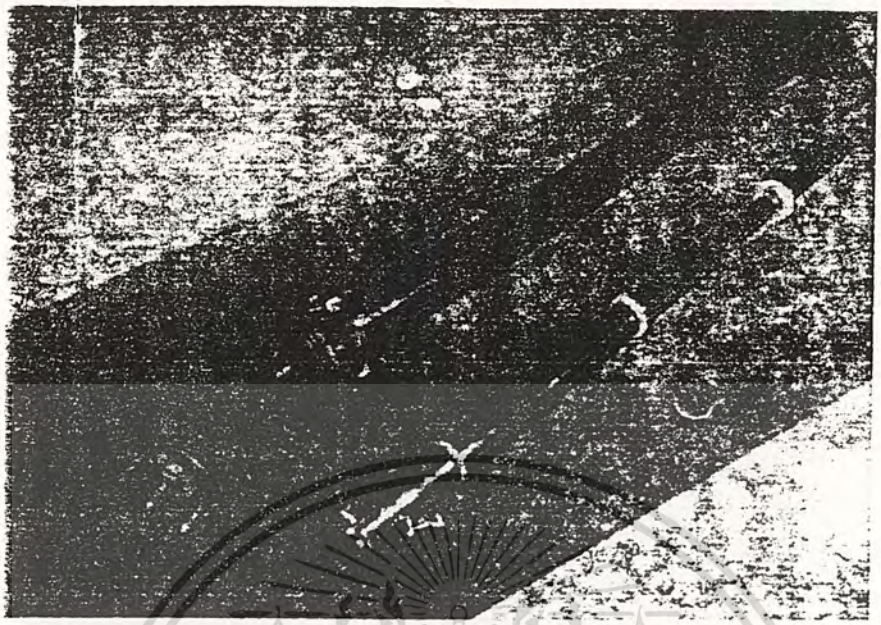


Fig. 3.4 (c) Structure of a Junction Box

Fig. 3.4 (d) Feeding RF Cable Ends

(3) Antenna Patterns

The horizontal pattern of single-unit batwing antenna having such a structure as illustrated in Fig. 3.5 (a) can be theoretically obtained, but in actual application it can be taken as equivalent to that of a dipole antenna of 2a in length.

The horizontal pattern of a super-turnstile antenna where two batwing antennas are placed cross-wise as shown in the same Fig. (b) can be calculated by the following equation:

$$D_{(\Phi)} = \sqrt{D_1^2(\phi) + D_2^2(\phi) + 2D_1(\phi) \cdot D_2(\phi) \cos \delta_0} \qquad \ldots\ldots\ldots (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

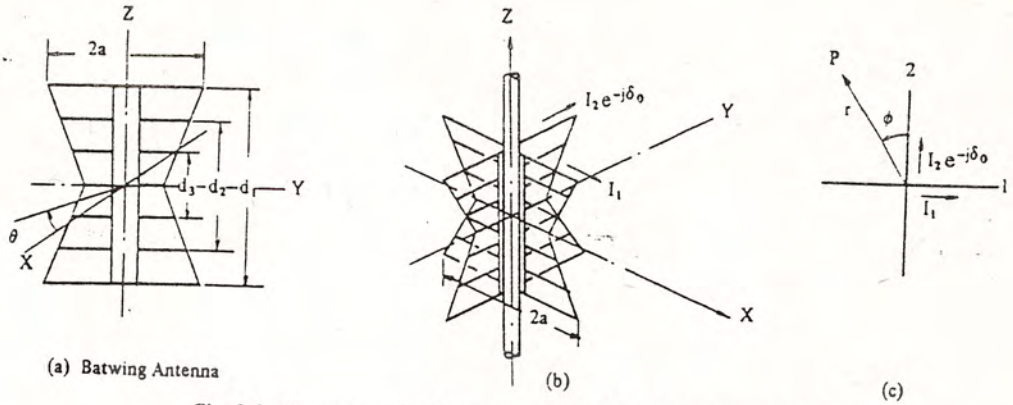


Fig. 3.5 Illustrations for Pattern Calculation of a Super-turnstile Antenna

where

$$D_{1(\phi)} = Ki\, D_{2(\phi)}$$

$$Ki = \frac{I_2}{I_1}$$

I_1 and $I_2 e^{-j\delta_0}$ are the currents exciting the radiators 1 and 2.

In actual antenna, it is very difficult to shape its horizontal pattern into an omnidirectional pattern of perfect circle because of effects by the center steel pole, for example. However, circularity (ratio of $\frac{\text{min. field strength}}{\text{max. field strength}}$) between the maximum value and the minimum value of the pattern in the horizontal plane is generally about 3 to 6 dB.

The horizontal pattern of a batwing antenna is shown in Fig. 3.6 (a), its vertical pattern is shown in (b) and the horizontal pattern of the super-turnstile antenna is shown in (c).

Next, theoretically the vertical pattern of the batwing antenna can also be obtained, but in practice its equivalent is calculated by the following equation:

$$F_{(\theta)} = \frac{1}{2.5508}\left\{0.0941 + 0.7501\cos\left(\frac{\pi d_3}{\lambda}\sin\theta\right) + 0.9995\cos\left(\frac{\pi d_2}{\lambda}\sin\theta\right) + 0.7071\cos\left(\frac{\pi d_1}{\lambda}\sin\theta\right)\right\} \quad \ldots\ldots (3.2)$$

Another, refer to a vertical pattern when batwing antennas are stacked multi-stage, for example, a N-section antenna shown in Fig. 3.7 (a).

Assuming that the currents exciting the upper-half array (A_1) and lower-half (A_2) are I_1 and $I_2 e^{-\delta v}$, in addition the respective directivity coefficients are $D_{1(\theta)}$ and $D_{2(\theta)}$, the resultant vertical pattern is expressed by the following equation:

$$D_{(\theta)} = \left[D_{1(\theta)}^2 + Kp\, D_{2(\theta)}^2 + 2D_{1(\theta)}\, D_{2(\theta)}\sqrt{Kp}\cos\left(\frac{2\pi Sc}{\lambda}\sin\theta - \delta v\right)\right]^{1/2} \cdot F_{(\theta)} \quad \ldots (3.3)$$

where Sc is the spacing between the array-centers and Kp is the ratio of exciting power between the two arrays, that is, ratio of power $\frac{\text{upper-half array}}{\text{lower-half array}}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

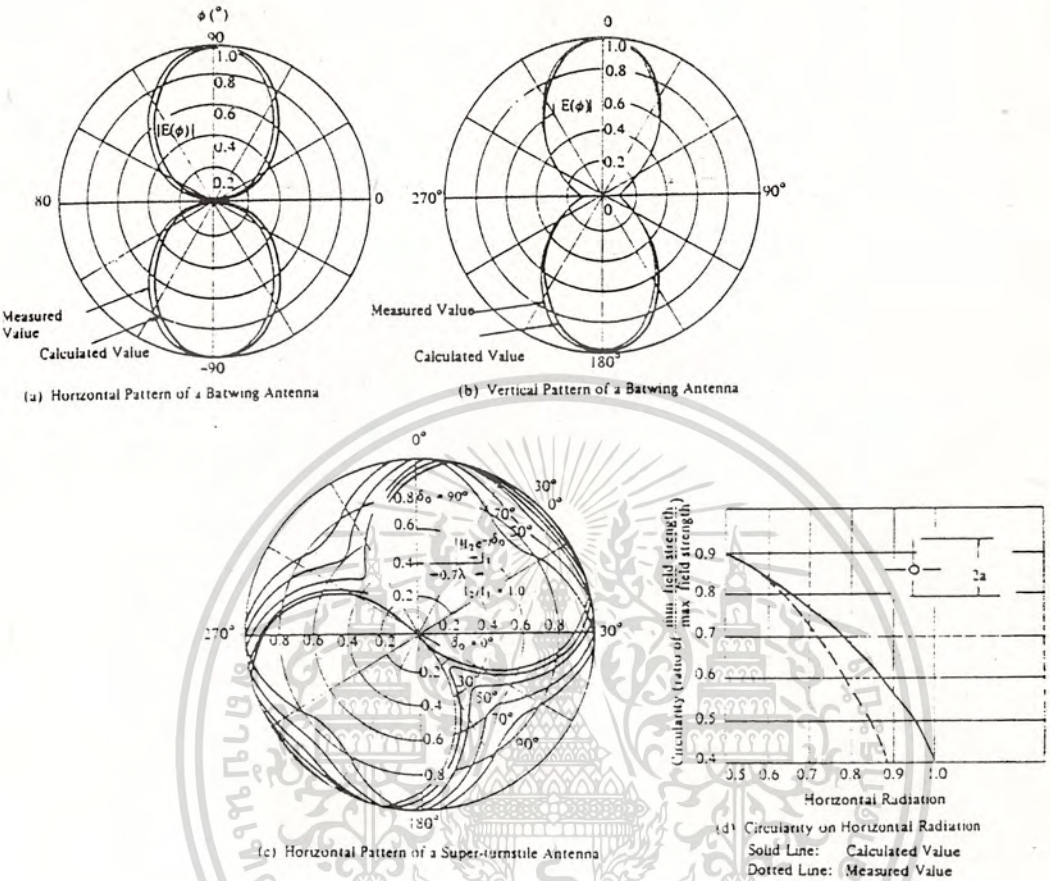


Fig. 3.6 Horizontal Pattern and Vertical Pattern

Fig. 3.8 illustrates an example of vertical patterns of super-turnstile antennas.

Also in Fig. 3.7 (b), assuming that a 12-section transmitting antenna is divided into four arrays with each having three radiators and the currents to excite the respective arrays are $I_1 e^{j\delta_1}$, $I_2 e^{j\delta_2}$, $I_3 e^{j\delta_3}$ and $I_4 e^{j\delta_4}$, the resultant vertical pattern can be calculated by the following equation:

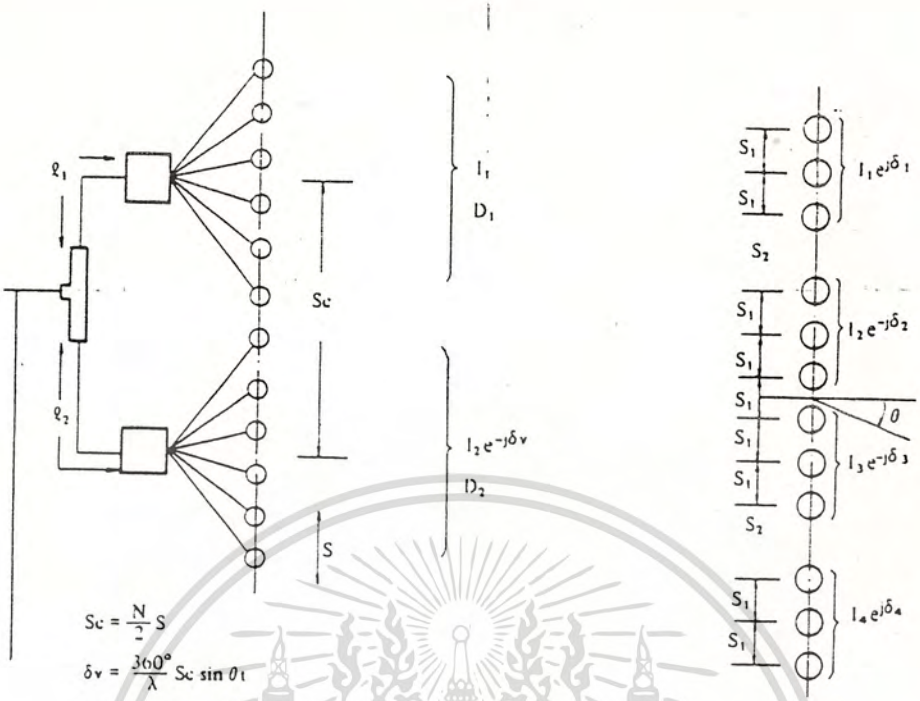
$$D_{(\theta)} = [D^2_{1(\theta)} + D^2_{2(\theta)} + D^2_{3(\theta)} + D^2_{4(\theta)} + 2D_{1(\theta)} D_{2(\theta)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda}(s_2 + 2s_1)\sin(\delta_2 - \delta_1)\}$$

$$+ 2D_{1(\theta)} D_{3(\theta)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda}(s_2 + 5s_1)\sin\theta + (\delta_3 - \delta_1)\}$$

$$+ 2D_{1(\theta)} D_{4(\theta)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda}(2s_2 + 7s_1)\sin\theta + (\delta_4 - \delta_1)\}$$

$$+ 2D_{2(\theta)} D_{3(\theta)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda}(3s_1)\sin\theta + (\delta_3 - \delta_2)\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$Sc = \frac{N}{2} S$

$\delta_v = \frac{360^\circ}{\lambda} Sc \sin \theta_t$

$\ell_2 - \ell_1 = Sc \sin \theta_t$

θ_t: Angle of Beam Tilt

s: Radiator Spacing

D_1, D_2: Directivity of Upper-Half Array or Lower-Half Array

(a)

Fig. 3.7 12-Section Transmitting Antenna

$$+2D_{2(\theta)} D_{4(\theta)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda}(s_2 + 5s_1)\sin\theta + (\delta_4 - \delta_2)$$

$$+2D_{3(\theta)} D_{4(\theta)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda}(s_2 + 2s_1)\sin\theta + (\delta_3 - \delta_3)\ ]^{1/2} \quad \ldots\ldots\ (3.4)$$

where,

$$D_{1(\theta)} = I_1 \{ 2\cos(\frac{2\pi}{\lambda} s_1 \sin\theta) + 1 \} F_{(\theta)}$$

$$D_{2(\theta)} = I_2 \{ 2\cos(\frac{2\pi}{\lambda} s_1 \sin\theta) + 1 \} F_{(\theta)}$$

$$D_{3(\theta)} = I_3 \{ 2\cos(\frac{2\pi}{\lambda} s_1 \sin\theta) + 1 \} F_{(\theta)}$$

$$D_{4(\theta)} = I_4 \{ 2\cos(\frac{2\pi}{\lambda} s_1 \sin\theta) + 1 \} F_{(\theta)}$$

$F_{(\theta)}$ is the vertical pattern of a one-section super-turnstile antenna.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

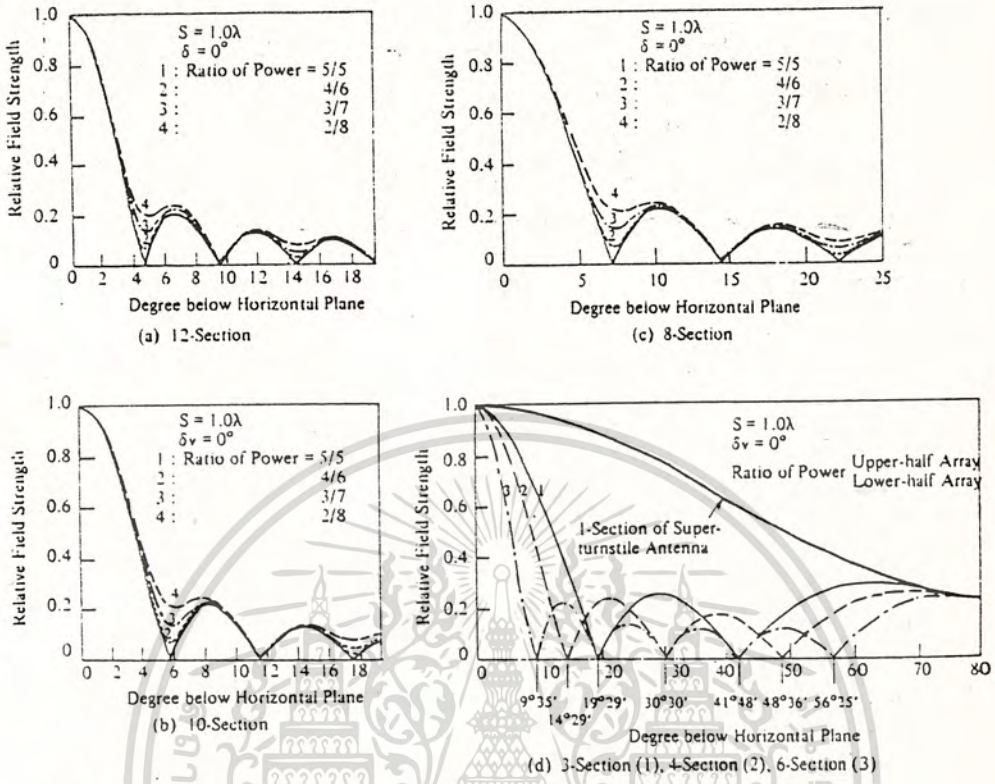


Fig. 3.8 An Example of Calculated Vertical Patterns of a Super-turnstile Antenna

(4) Power Gain

Fig. 3.9 shows power gain (available gain) when radiators, which are placed at equal spacing, are excited with current of the same phase and same amplitude.

Actual gain decreases by about 10 to 20% lower than the values shown in the same figure, because of a decrease of power gain due to null filling and beam tilting, and also because of losses in the RF cable and in the matching circuit.

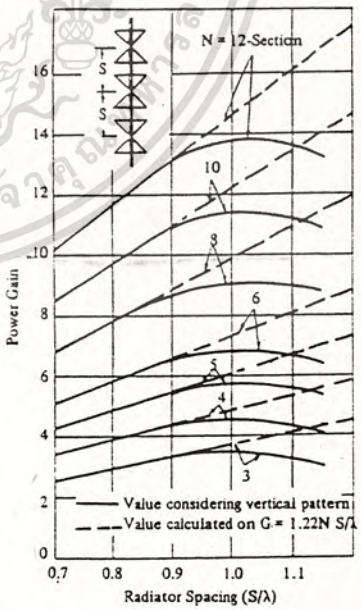


Fig. 3.9 Power Gain of a Super-turnstile Antenna

3.4 Dipole Antenna with Flat Screen Reflector

(1) Outline

The dipole antenna with a flat screen reflector includes various types, such as the combination of a half-wave dipole antenna and a reflecting screen illustrated in Fig. 3.10 (a), the combination of two one-wavelength dipole antennas and a reflecting screen in (b) and that of four one-wavelength dipole antennas and a reflecting screen in (c), and such like.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

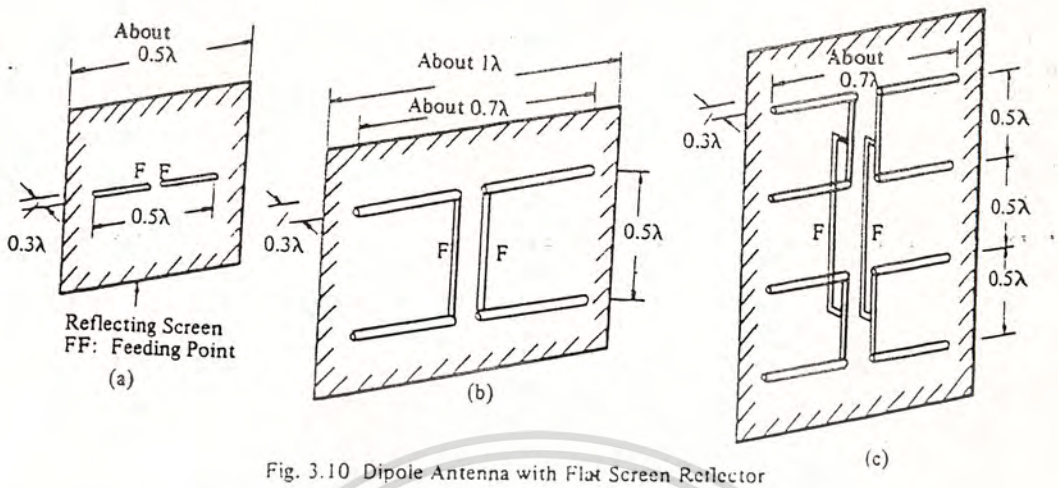


Fig. 3.10 Dipole Antenna with Flat Screen Reflector

Sometimes (a) is called a super-gain antenna.

In practice dipole antennas with a reflecting screen are arranged on the sides of a supporting tower, and the pattern in the horizontal plane or in the vertical plane can be changed by adjusting the number of radiators to be arranged and also by feeding methods.

In one case, adjoining radiators of a super-gain antenna are excited by the current with 90° phase difference and in other case, they are excited by in-phase current.

Feeding of a super-gain antenna employs one RF cable of 72Ω in characteristic impedance, the outer conductor of which is connected with one side of the dipole radiator and the inner conductor is connected with the other side of the radiator, as shown in Fig. 3.11.

Note that the RF cable is connected with the radiator through the series stub.

(2) Antenna Patterns

As methods by which to obtain an omnidirectional pattern by arranging dipole antennas with a reflecting screen on the sides of an antenna supporting tower, there are those shown in Fig. 3.12.

The same Fig. (a) is used for a horizontally polarized antenna and (b) is used for a vertically polarized antenna.

This kind of omnidirectional pattern by four radiators are obtained by combination of the patterns in the four quadrants one after another after calculating them separately.

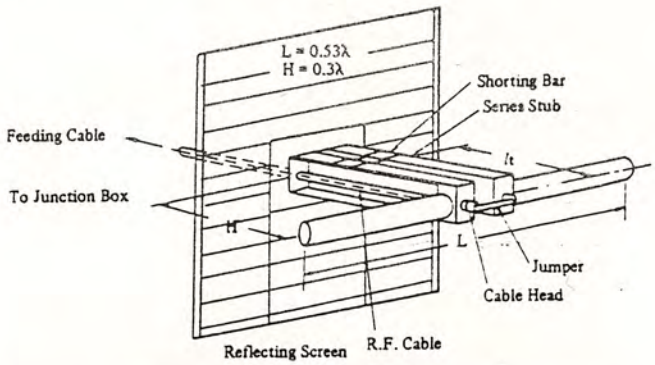
Now, assuming in the horizontally polarized antenna shown in Fig. 3.13 that the radiators 1 and 2 are excited by the currents I and $Ie^{j\delta_0}$, the horizontal pattern in the first quadrant can be calculated by the following equation:

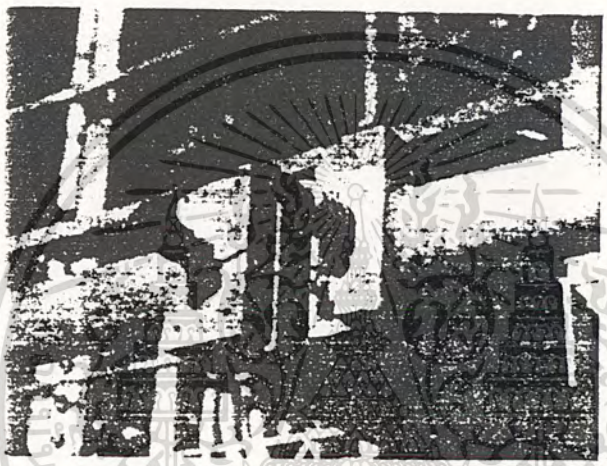
$$D_{(\theta)} = \sqrt{D_{1(\phi)}^2 + D_{2(\phi)}^2 + 2D_{1(\phi)} \cdot D_{2(\phi)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda} d (\cos\phi - \sin\phi)\} + \delta_0} \quad \ldots\ldots (3.5)$$

In case of the horizontally polarized antenna shown in the same Fig. (a),

$$D_{1(\phi)} = \sin\{\frac{2\pi}{\lambda} H \sin\phi\} \frac{\cos(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\phi) - \cos(\frac{\pi L}{\lambda})}{\sin\phi}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





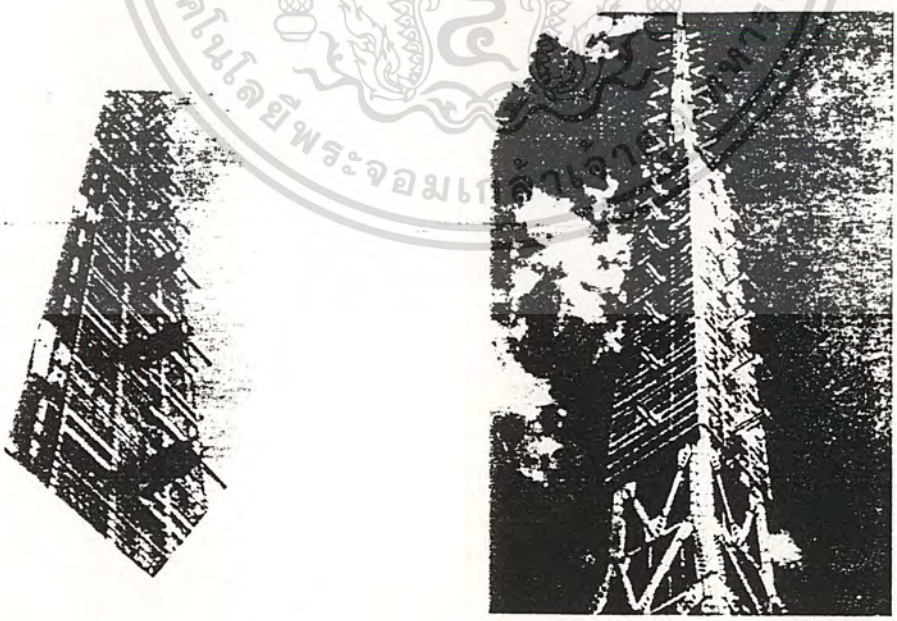
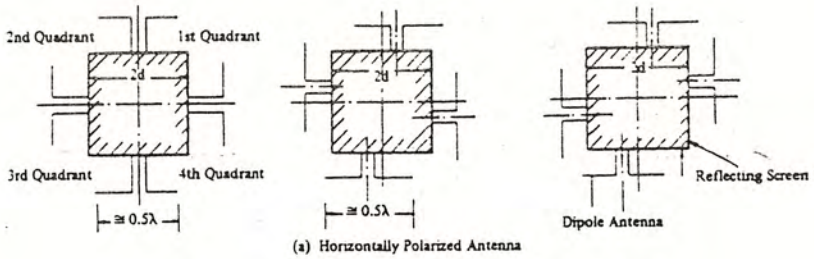
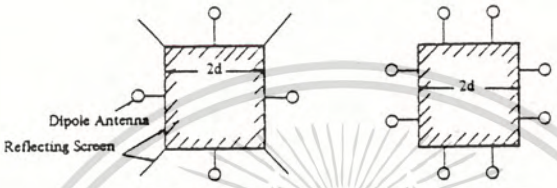


Fig. 3.11 Feed System of a Dipole Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Horizontally Polarized Antenna



(b) Vertically Polarized Antenna

Fig. 3.12 Configurations of Radiators to obtain Omnidirectional Pattern

$$D_{2(\phi)} = Ki \sin\left\{\frac{2\pi}{\lambda} H \cos\phi\right\} \frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\sin\phi\right) - \cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\cos\phi}$$

$$Ki = \frac{I_2}{I_1}$$

and, in case of the vertically polarized antenna shown in the same Fig. (b),

$$D_{1(\phi)} = \sin\left\{\frac{2\pi}{\lambda} H \sin\phi\right\}$$

$$D_{2(\phi)} = Ki \sin\left\{\frac{2\pi}{\lambda} H \cos\phi\right\}$$

Table 3.2 gives equations for the calculation of some typical horizontal patterns, when a bridge diplexer is used and radiators 1 and 2 are excited by current with 90° phase difference.

The resultant patterns here are calculated in consideration of only the amplitude characteristic among radiation characteristics, but in strict sense, the phase characteristic must also be considered.

Fig. 3.14 (a) shows an example of pattern, when a bridge diplexer is used to effect the excitation. As shown in the figure, the pattern of the picture carrier (V) is different from that of the sound carrier (A).

The same Fig. (b) shows the pattern, when each radiator is excited by current of the same amplitude and same phase.

In order to best improve a circularity on horizontal radiation, in-phase feeding is advisable, as illustrated in these figures.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

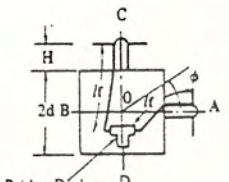
Table 3.2 Equation for Horizontal Pattern Calculation

Conventions:

$A_1 \equiv D_1(\phi)$

$A_2 \equiv D_2(\phi)$

$d \equiv \frac{2\pi}{\lambda}$



Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \cos(md(\cos\phi - \sin\phi))}$$

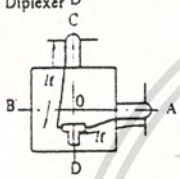
Area of COB $D(\phi) = A_2$

Area of DOA $D(\phi) = A_1$

$$A_1 = \sin mH \sin\phi \; \frac{\cos\frac{\pi L}{\lambda}\cos\phi - \cos(\frac{\pi L}{\lambda})}{\sin\phi}$$

$$A_2 = \sin mH \cos\phi \; \frac{\cos\frac{\pi L}{\lambda}\sin\phi - \cos(\frac{\pi L}{\lambda})}{\cos\phi}$$

$$m = \frac{2\pi}{\lambda}$$

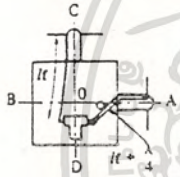


Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of COB $D(\phi) = A_2$

Area of DOA $D(\phi) = A_1$

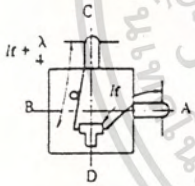


Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of COB $D(\phi) = A_2$

Area of DOA $D(\phi) = A_1$

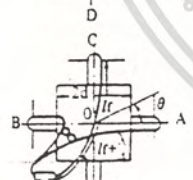


Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of COB $D(\phi) = A_2$

Area of DOA $D(\phi) = A_1$



Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of COB

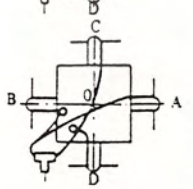
$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of BOD

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of DOA

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$



Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of COB

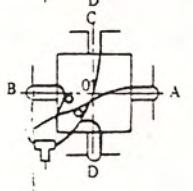
$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of BOD

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of DOA

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$



Area of AOC

$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

Area of COB

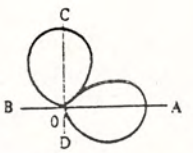
$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

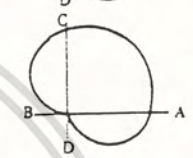
Area of BOD

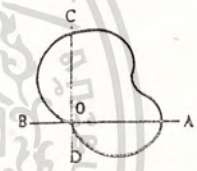
$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

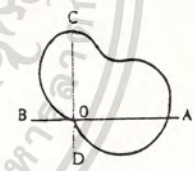
Area of DOA

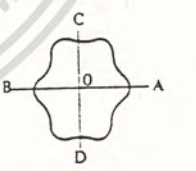
$$D(\phi) = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin md(\cos\phi - \sin\phi)}$$

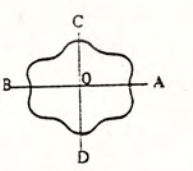


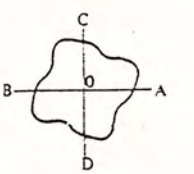












เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

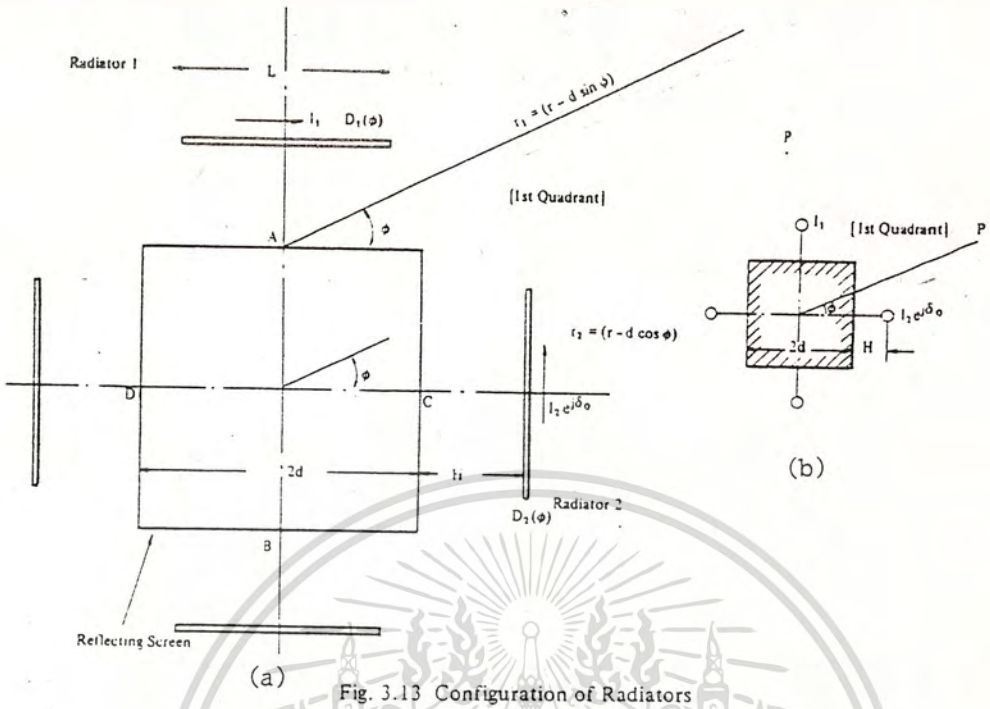


Fig. 3.13 Configuration of Radiators

A circularity on horizontal radiation attributable to the width of an antenna tower structure is shown in Fig. 3.15.

Next, in case where two arrays divided from arrays that are stacked at equal spacing are excited by the currents I_1 and $I_2 e^{-j\delta v}$, as shown in Fig. 3.16, the vertical pattern can be calculated by the following equations :

In case of horizontal polarization,

$$\left.\begin{aligned} D_{(\theta)} &= [(1 + Kp) + 2\sqrt{Kp}\{\cos(\frac{\pi s}{\lambda} \cdot N \sin\theta - \delta v)\}]^{1/2} \cdot A_N \\ A_N &= \frac{\sin(\frac{N\pi s}{2\lambda}\sin\theta)}{\sin(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta)} \cdot \sin(\frac{2\pi H}{\lambda}\cos\theta), \qquad Kp = (\frac{I_2}{I_1})^2 \end{aligned}\right\} \quad \ldots\ldots (3.6)$$

In case of vertical polarization,

$$\left.\begin{aligned} D_{(\theta)} &= [(1 + Kp) + 2\sqrt{Kp}\{\cos(\frac{N\pi s}{\lambda}\sin\theta - \delta v)\}]^{1/2} \cdot A_N \\ A_N &= \frac{\sin(\frac{N}{2}\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta)}{\sin(\frac{\pi s}{\lambda}\sin\theta)} \sin(\frac{2\pi H}{\lambda}\cos\theta) \cdot \frac{\cos(\frac{\pi L}{\lambda}\sin\theta) - \cos(\frac{\pi L}{\lambda})}{\cos\theta} \end{aligned}\right\} \quad \ldots\ldots (3.7)$$

where N is the number of radiators, s is spacing between radiators, H is the distance from the radiators to the reflecting screen and L is the radiator length.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

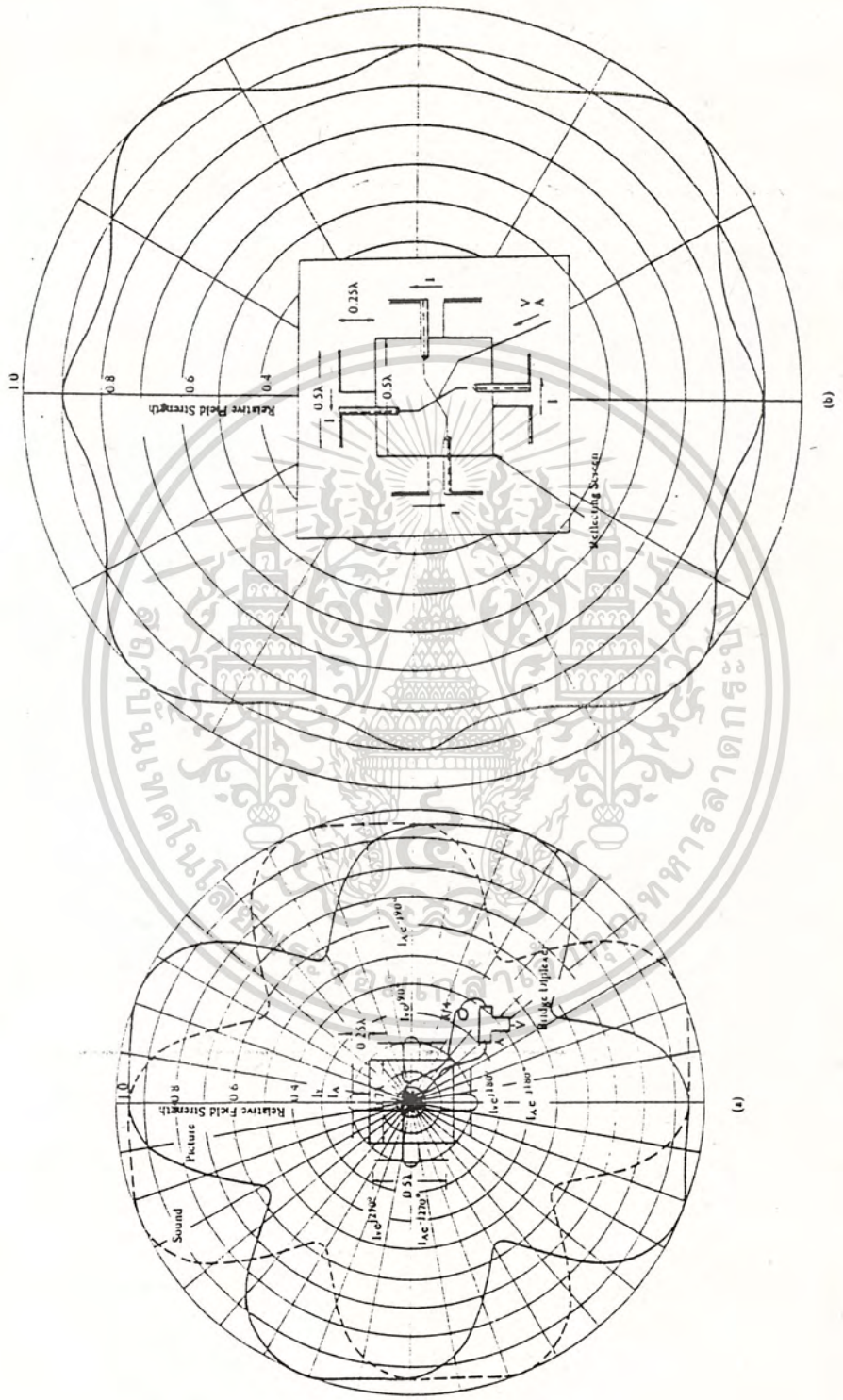


Fig. 3.14 An Example of Horizontal Patterns of Picture Signal and Sound Signal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

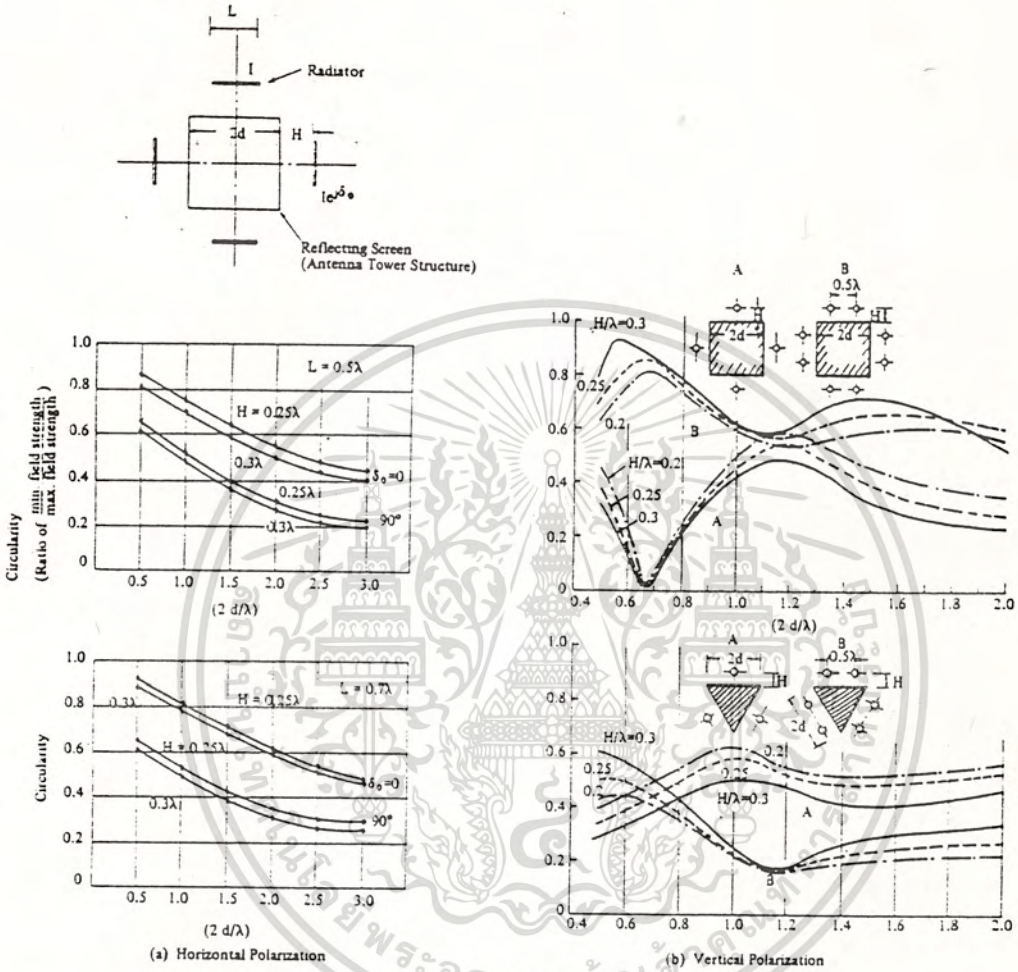


Fig. 3.15 Circularity on Horizontal Radiation

(3) Power Gain

Assuming that the pattern in the horizontal plane is omnidirectional, power gain can be calculated by integrating the vertical pattern, according to Equation (2.7).

Fig. 3.17 shows an example of power gain, but actually the values shown in the same figure, decreases due to a decrease of power gain caused by null fill-in and beam tilt and also due to a loss in the matching circuit, like the case in a super-turnstile antenna.

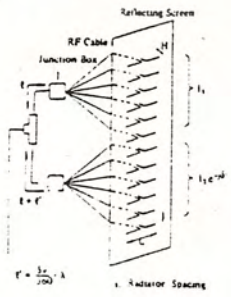


Fig. 3.16 Configuration of 12-Radiators

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 Antenna with Skew

This antenna is adopted when the cross-section size of an antenna tower structure is very large. In construction, 4 or more radiators are symmetrically placed around a supporting tower and the radiation from each radiator is integrated so that an almost circular, omnidirectional pattern can be obtained in the horizontal plane, as shown in Fig. 3.18.

The feeding methods are represented by one in which each radiator is excited by the current of the same phase and same amplitude, and the other where adjoining radiators are excited by the current with 90° phase difference. Usually the latter is used.

As radiators, dipole antennas with reflecting screen, Yagi antennas, corner reflector antennas and others are used.

The antenna with skew can be used not only for a horizontally polarized antenna but also for a vertically polarized antenna.

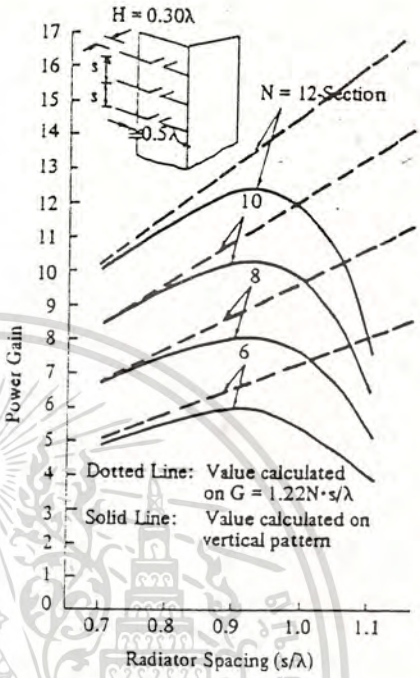
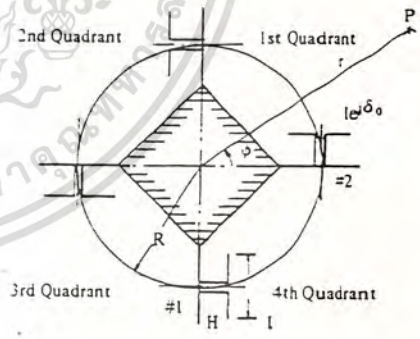


Fig. 3.17 Power Gain of a Super-Gain Antenna

The omnidirectional pattern in the horizontal piane can be obtained by combining the pattern in each quadrant one after another, like the case in dipole antennas with reflecting screen.

Namely, in the same figure, when the radiators are symmetrically arranged around a circle whose radius is R, the pattern in the first quadrant can be calculated by the following equation:

$$D_{(\phi)} = [D_{1(\phi)}^2 + D_{2(\phi)}^2 + 2D_{1(\phi)} D_{2(\phi)} \cos\{\frac{2\pi}{\lambda} R (\cos\phi + \sin\phi) + \delta_0\}]^{1/2} \quad \ldots\ldots (3.8)$$



H: Distance between Radiator and Screen
L: Radiator Length
R: Circle Radius

Fig. 3.18 (a) Multiple Unit Antennas with Skew

Where, in the case of a horizontally polarized antenna using dipole antennas with reflecting screen for its radiators, $D_{1(\phi)}$ and $D_{2(\phi)}$ are

$$D_{1(\phi)} = \sin(\frac{2\pi}{\lambda} H \cos\phi) \frac{\cos(\frac{\pi L}{\lambda}\sin\phi) - \cos(\frac{\pi L}{\lambda})}{\cos\phi}$$

$$D_{2(\phi)} = \sin(\frac{2\pi}{\lambda} H \sin\phi) \frac{\cos(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\phi) - \cos(\frac{\pi L}{\lambda})}{\sin\phi}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

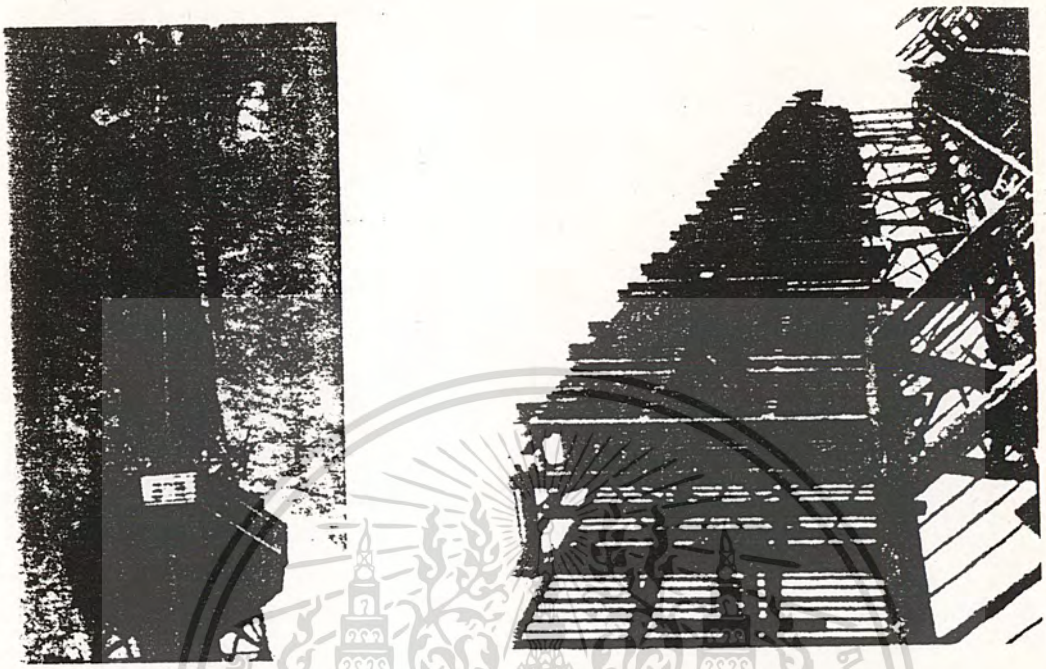


Fig. 3.18 (b) An Actually Applied Example of Antennas with Skew
(Antenna for Educational Broadcast of the NHK Nagoya TV Transmitting Station)

In the case of a vertically polarized antenna, $D_{1(\phi)}$ and $D_{2(\phi)}$ can be expressed by the following equation:

$$D_{1(\phi)} = \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} H \cos\phi\right)$$

$$D_{2(\phi)} = \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} H \sin\phi\right)$$

The circularity of the horizontal pattern $D_{(\phi)}$ displays a periodical change due to radius R of the circumference on which the radiators are arranged. Fig. 3.19 (a) shows an example of the horizontal pattern, and the same Fig. (b) shows the relation between the radius R and the worst null.

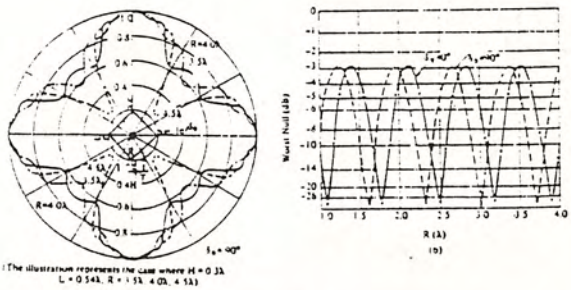


Fig. 3.19 Field Pattern and Worst Null Depth Calculations of an Antenna with 90° Skew

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 Traveling-Wave Slot Antenna

In form, the antenna is a coaxial line. with pairs of slot radiators cut longitudinally in a vertical pole. In each pair the slots are fed in opposite phase, and the pairs are displaced a quarter wavelength from each other along the pole. Every other pair is in one vertical plane and the remaining pairs in another perpendicular to this.

Below is the principle of the feeding system. In the coaxial line. supposing that loads are coarsely connected at equal spacing with the inner conductor, substantially the circuit can be regarded as a line with a certain sort of loss having a uniform distribution of the loads, even though a little reflection is present in each load. As a result. a traveling wave which attenuates

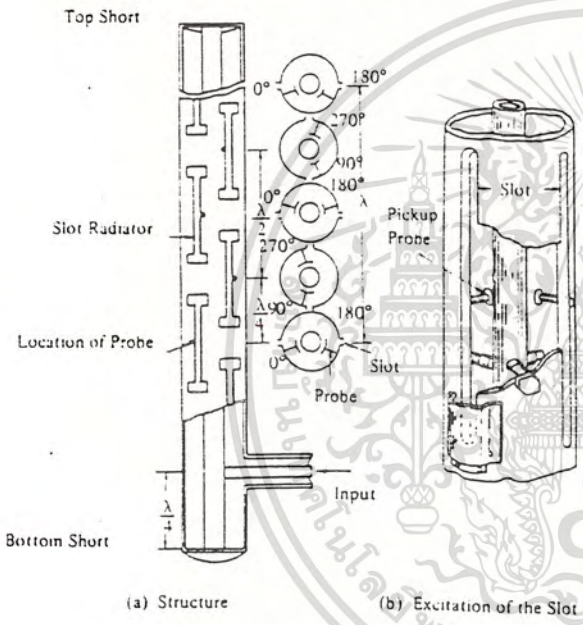


Fig. 3.20 (a) (b) Traveling-Wave Slot Antenna

exponentially flows on the inner conductor, and each slot radiator has a wide-band characteristic as it is fed with the traveling wave.

The horizontal pattern of a pair of slot radiators is in the form of 8.

Two pairs of the upper slot radiator and lower behave equivalently to a turnstile antenna whereby the horizontal pattern can be improved.

Fig. 3 20 (c) An Example of Traveling-Wave Slot Antenna

Actually, the horizontal pattern shapes into an almost circle as it is less affected by pole diameter when this is below 0.3 wavelength.

Each pair of slot radiators, however, will be accompanied gradually with tendency of detuning when the pole becomes much slender compared with the wavelength, on which occasion the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

phase difference between the upper slot radiator and lower is no longer 90° and furthermore intensity of the field strength radiated from each slot radiator varies with one another. Consequently, the resultant field strength is no longer in the form of a circular, omnidirectional pattern.

A practical question is that because the probes are all adjusted to the same size, the current exciting them will attenuate exponentially as it proceeds to upper sections. The power exciting the slot radiators at each section is, therefore, distributed exponentially so that a vertical pattern which is equivalent to the cosecant beam can be obtained. However, unless the antenna has more than ten sections, it can not make use of the specific feature of a traveling wave antenna.

Actually the bandwidth obtainable is as small as only 5% of design frequency because band characteristic is narrowed due to the spacing between pairs of slot radiators designed at ¼ wavelength.

3.7 Stacked-Loop Antenna

This is an antenna developed as a UHF television transmitting antenna. The basic type is one where two one-wavelength loop antennas, which are arranged before a reflecting screen as shown in Fig. 3.21, are connected by a parallel-line wire and fed at the center of the wire.

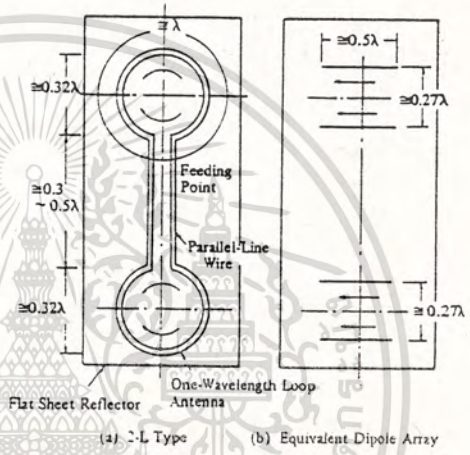
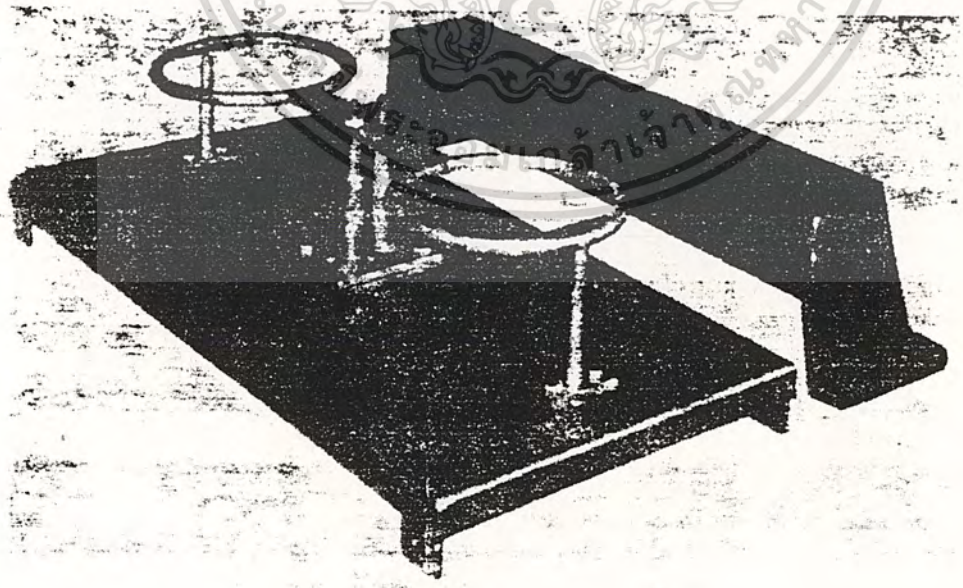


Fig. 3.21 (a) (b) Stacked-Loop Antenna



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

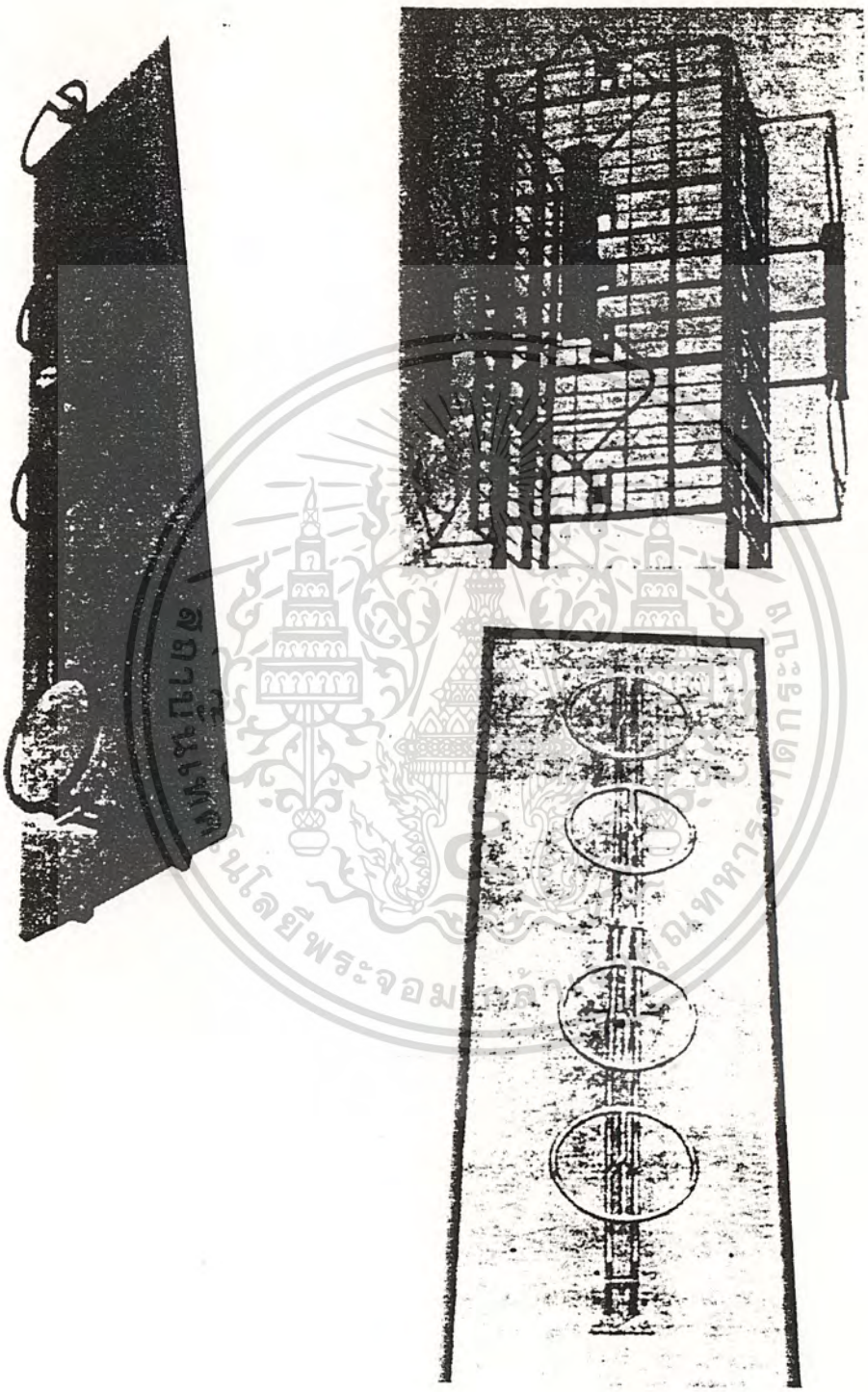


Fig. 3.21 (d) Examples of Stacked-Loop Antenna used in NHK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

As one-wavelength loop antenna, there are a circular-loop antenna and a rectangular-loop antenna. Usually the former is adopted.

Since a loop is one-wavelength around, the radiation current along one loop flows as indicated by the arrows.

Thus, the vertical components in the radiation components offset one another to leave the horizontal components alone, so that the antenna will function as a horizontally polarized antenna, whose radiation characteristic is equivalent to that of a dipole array shown in Fig. (b).

The stacked-loop antenna is a type where generally four or six loop antennas are connected by a parallel-line wire and fed at the center so that the antenna can be made high-gain.

Supposing that the current distribution on a loop is in a sinusoidal wave distribution, the pattern of a one-wavelength loop antenna with a reflecting screen shown in Fig. 3.22 (a) can be expressed by the following equations:

$$\left.\begin{aligned} D_{0(\phi)} &= [J_0(\sin\phi) + J_2(\sin\phi)]\cos\phi \sin\left[\frac{2\pi}{\lambda} H \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}\right)\cos\phi\right] \quad \text{(X-Y Plane)} \\ D_{0(\theta)} &= [J_0(\sin\theta) - J_2(\sin\theta)] \sin\left[\frac{2\pi H}{\lambda}\left(1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}\right) \cdot \cos\theta\right] \quad \text{(X-Z Plane)} \end{aligned}\right\} \quad (3.9)$$

where J_0 and J_2 vary with Bessel function, H is the distance from the loop antenna to the reflecting screen, f_0 is design frequency and Δf is the deviation from design frequency.

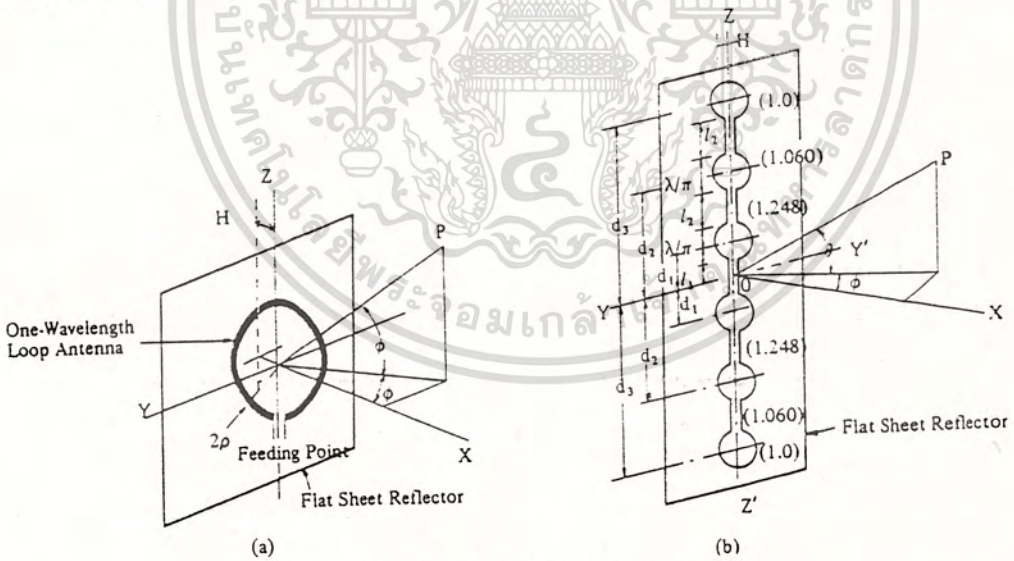


Fig. 3.22 Stacked-Loop Antenna Array

In the figure note that the pattern in the X-Y plane is almost the same with that of a dipole antenna with a reflecting screen, and the pattern in the X-Z plane is equal with that of a 2-section half-wave dipole antenna with a reflecting screen where two half-wave dipole antennas are placed at a spacing of 0.27 wavelength like an equivalent dipole array shown in Fig. 3.21 (b). Fig. 3.23 illustrates the radiation pattern of a one-wavelength loop antenna and that of a stackedloop antenna.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

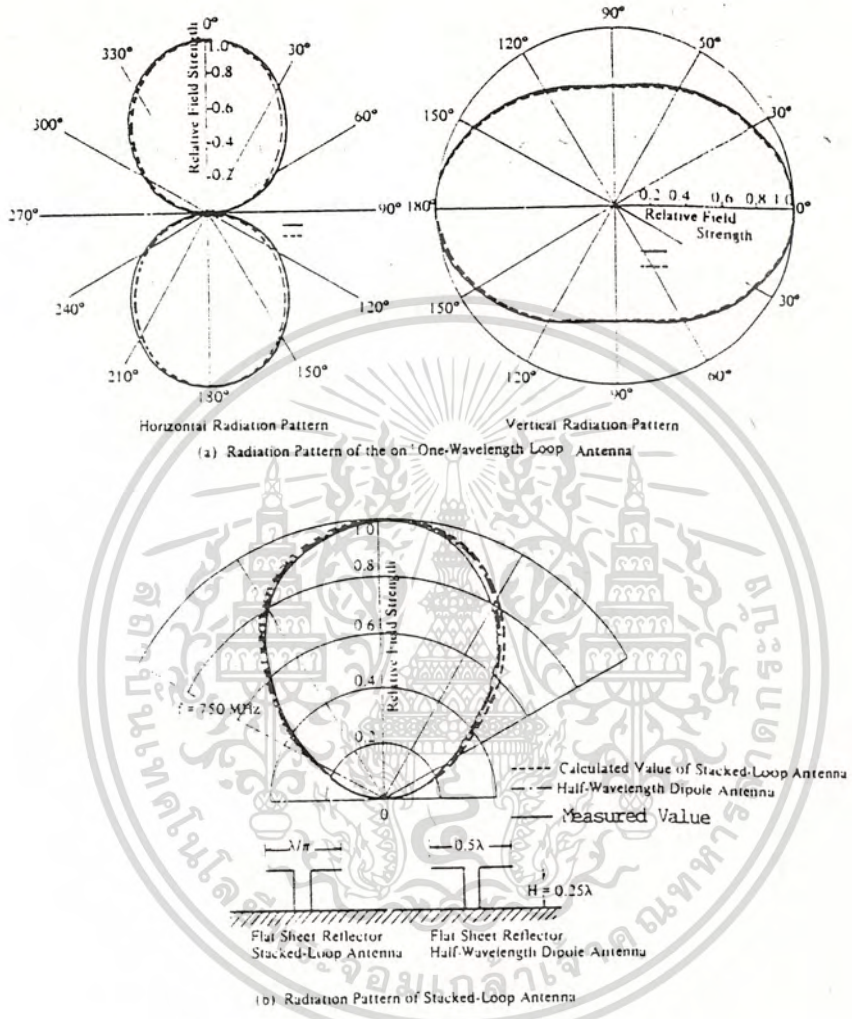


Fig. 3.23 Radiation Patterns of Loop-Antenna and Stacked-Loop Antenna

In consideration of array factors attributable to stack arrangement, the vertical pattern of a stacked-loop antenna shown in Fig. 3.22 (b) can be calculated by the following equations:

2-L type: $$D_{(\theta)} = \cos\left\{\frac{2\pi}{\lambda} d_1 \left(1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}\right) \sin\theta\right\} \cdot D_{0(\theta)}$$

4-L type: $$D_{(\theta)} = \left[1.060 \cos\left\{\frac{2\pi}{\lambda} d_1 \left(1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}\right) \sin\theta\right\} + \cos\left\{\frac{2\pi}{\lambda} d_2 \left(1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}\right) \sin\theta\right\}\right] \cdot D_{0(\theta)} \quad \cdots\cdots (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6-L type: $D_{(\theta)} = [1.248 \cos\{\frac{2\pi}{\lambda} d_1 (1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}) \sin\theta\} + 1.060 \cos\{\frac{2\pi}{\lambda} d_2 (1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}) \sin\theta\} + \cos\{\frac{2\pi}{\lambda} d_3 (1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}) \sin\theta\}] \cdot D_{0(\theta)}$

where,

$$D_{0(\theta)} = [J_0(\sin\theta) - J_2(\sin\theta)] \cdot \sin[\frac{2\pi H}{\lambda}(1 \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}) \cdot \cos\theta]$$

$$d_1 = l_1 + \frac{\lambda}{2\pi}$$

$$d_2 = l_1 + l_2 + \frac{3\lambda}{2\pi}$$

$$d_3 = l_1 + l_2 + \frac{5\lambda}{2\pi}$$

l_2: Length of the parallel-line wire connecting loops = 0.50λ

The figure in parenthesis in the same Fig. (b) represents ratio of the current (calculated from actual measured value) flowing in the loop.

Fig. 3.24 shows an example of the vertical pattern.

Power gain will increase in proportion to the number of loops. For instance, assuming in antenna shown in Fig. 3.22 (a) that l_1 = 0.25λ and H = 0.25λ, power gain in the plane of a 2-L type is 9.0 dB, 4-L type 12.1 dB and 6-L type 13.8 dB.

Usually, frequency band available in a 2-L type is about 20% of design frequency, 4-L type 16% and 6-L type 12%.

The horizontal pattern of a stacked-loop antenna arranged on the sides of a square steel tower is just the same with the case of a super-gain antenna.

Fig. 3.25 shows an example.

This figure shows an example of the horizontal pattern when the radiators are arranged on the sides of a square steel tower, and also shows the circularity within the horizontal plane.

Stacked-loop antennas are used not only in the UHF band but also in the VHF band as television and/or FM transmitting antennas.

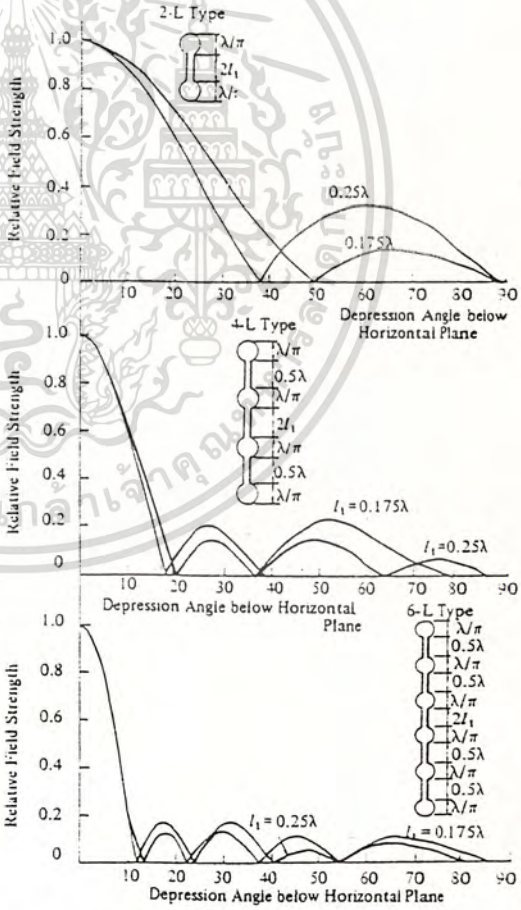


Fig. 3.24 Vertical Radiation Patterns of a Stacked-Loop Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

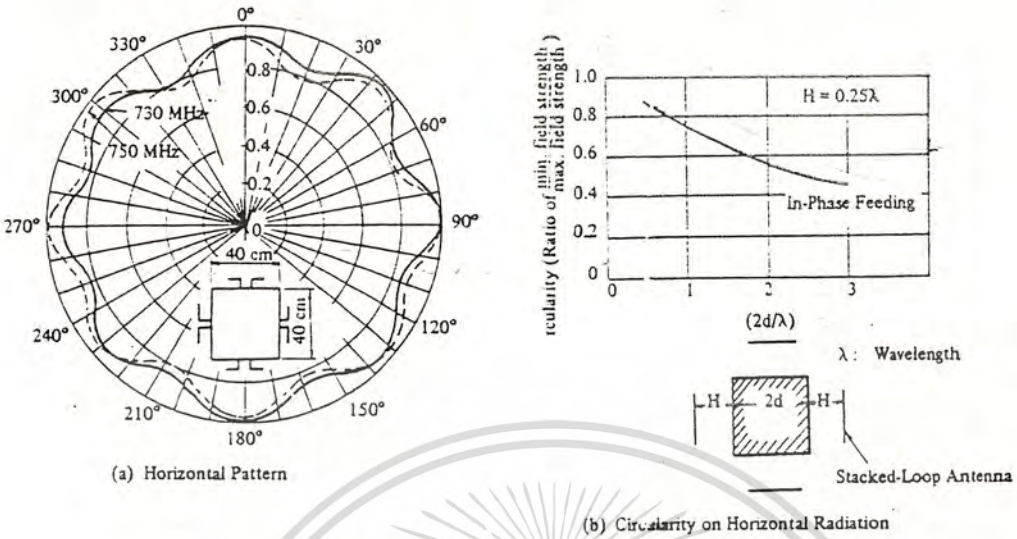


Fig. 3.25 Measured Resultant Horizontal Radiation Pattern (4-Side) and Circulating on Horizontal Radiation of a Stacked-Loop Antenna

3.8 Side-Fire Helical Antenna

Properly speaking, the so-called helical antenna which is used as a UHF television transmitting antenna should be called a side-fire helical antenna.

This is designed to radiate a radio-frequency wave in a horizontal direction, namely, a direction at right angles with direction of the helix winding.

The side-fire helical antenna (hereinafter called a helical antenna) has, as its radiators, the left-hand helix and right-hand which are joined at the center of a usually round mast section and wound in mutually opposite directions upwards and downwards around the mast section, as shown in Fig. 3.26.

Actually used helix length of one turn is two-wavelengths or three-wavelengths.

Helix diameter is about 1/100 wavelength and pitch is approximately ¼ wavelength. The number of turns is 5 to 6 each upwards and downwards, which form one section. In actual use, usually several sections are placed one over the other.

The feeding methods are represented by one by which to feed between the round mast section and the joint of upper helix and lower, as shown in Fig. 3.26 (a), and the other by which to feed between the upper helix and the lower helix, as shown in the same Fig. (b).

In the former, part of the resultant field strength radiated from the upper helix and lower, that is, the vertically polarized

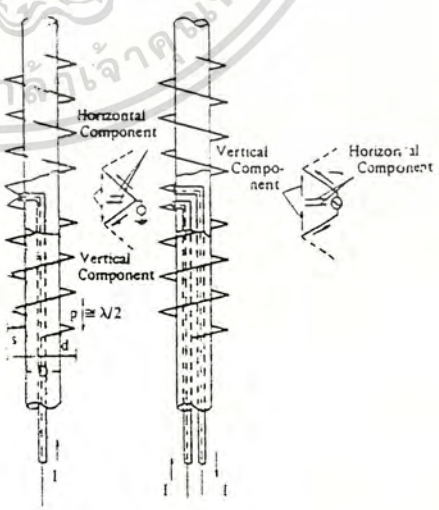


Fig. 3.26 (a) Side-Fire Helical Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

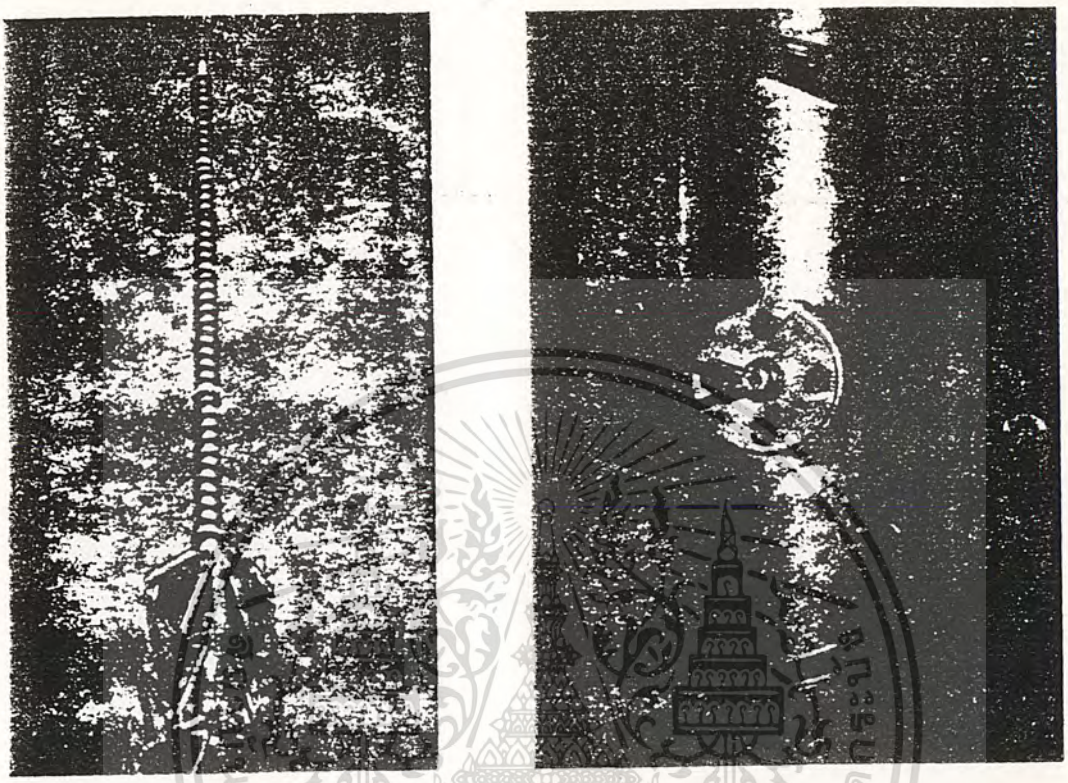


Fig. 3.26 (b) An Example of 4-Section Side-Fire Helical Antenna

components in the axial direction offset one another to leave only the horizontally polarized components that intersect at right angles with the axis, so that the antenna acts as a horizontally polarized antenna. In the latter, only the field intensity in the axial direction component is left to cause the antenna to function as a vertically polarized antenna.

Insulator

The methods for fixing the helices to the round mast section include one by which to support them partially with teflon insulators and the other by which to support them continuously with fibre glass reinforced plastics that are small in dielectric loss and dielectric constant.

On the helices, a traveling-wave current which attenuates exponentially flows from the feeding point to the both ends.

The attenuation of the traveling-wave current flowing in the helix depends on the distance from the helix to the round mast section. It is about 4 dB per turn of helix when the distance is 0.1 wavelength and about 6 dB when the distance is 0.15 wavelength.

In actual helical antenna, the distance from the helix to the round mast section is designed 0.1 to 0.15 wavelength.

The horizontal pattern of a helical antenna is almost circular, omnidirectional.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

When the helix length of one turn is an integral multiple of wavelength, and also assuming that pitch is P, the helix length of one turn is l_1 and attenuation is αl, the vertical pattern can be approximately calculated by the following equation.

$$D(\theta) = \frac{\cos\left\{\frac{1}{2}\frac{2\pi}{\lambda} p \cdot \sin\theta\right\}}{1 - 2e^{-\alpha l}\cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}l}\cdot\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} p \sin\theta\right) + e^{-2\alpha l}\cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\cdot 2l}} \quad \ldots\ldots (3.11)$$

Fig. 3.27 shows an example of the calculations of vertical pattern.

Power gain will increase fivefold when αl = 5 dB, P/λ = 0.5 and the number of turns is five each upwards and downwards.

The available of frequency band of a helical antenna is approximately within 10% of design frequency, whereas impedance of the feeding point is about 100Ω.

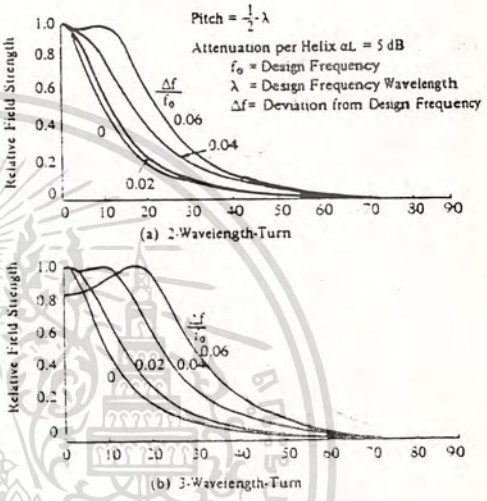


Fig. 3.27 Frequency Characteristic of Vertical Pattern of a Helical Antenna

3.9 Zig-Zag Antenna

This is an antenna used in combination with a reflecting screen, with its conductor bent in a zig-zag form, as illustrated in Fig. 3.28.

As illustrated in the same Fig. (b), since the current on the antenna flows in the directions of the arrows, the vertically polarized components in the radiated strength offset one another to leave only the horizontal components to cause the antenna to act as a horizontally polarized antenna.

Within the range of the bending angle of radiators being αa = 60° to 90°, the horizontal pattern is nearly constant and equivalent to that of a dipole antenna with a reflecting screen whereas the vertical pattern depends on the number of bends of the zig-zag conductor. For example, when the number of bends is five each upwards and downwards like that of the same figure, the vertical pattern is about 15° in half power beam width.* (*Angular width of the major lobe at a level which is 3 dB down from the maximum.)

The power gain of an omnidirectional antenna with its radiators placed on the sides of a square steel tower is 1.1 times of aperture length (L/λ).

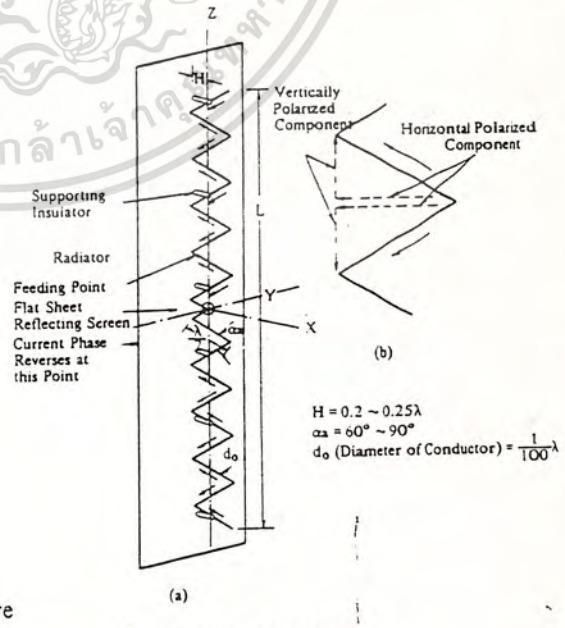


Fig. 3.28 Zig-Zag Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The impedance of the feeding point varies with the bending angle of radiators.

It is about 100Ω when αa = 60°, and the frequency band available is about 10% of design frequency.

3.10 Yagi Antenna and Others

The Yagi antenna is widely used as a receiving antenna. Furthermore, it is used as a transmitting antenna, particularly when the service area is limited to a very narrow region.

When it is used as a television transmitting antenna, a greater importance is attached so as to acquire a wider-band in radiation characteristics. For this, the antenna itself is composed of larger-diameter conductors, and that a reactance compensation stub which realizes broader impedance characteristic is applied at the feeding point.

Fig. 3.29 (a) shows illustration of the structure of a driven element for a Yagi antenna in which coaxial cable is used for feeding system.

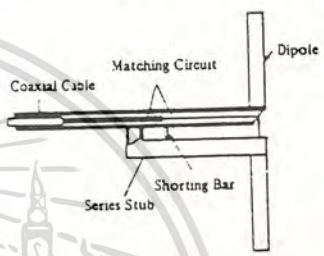


Fig. 3.29 (a) Structure of Driven Element

As shown in Fig. 3.30, there is another antenna where a loop measuring about one-wavelength around functions as a radiator before and after which other loops also measuring about one-wavelength around are arranged to act as reflectors and/or directors. The radiation characteristic of the one-wavelength loops which form this antenna is equivalent to that of an antenna array where half-wave dipole antennas are stacked at a spacing of 0.27 wavelength. The radiation characteristic of the 4-element loop antenna shown in the figure is, therefore, equivalent to that of an antenna array where 4-element Yagi antenna is stacked 2 sections.

This antenna is equally suitable for the VHF and UHF bands, and characterized in that the pattern in the horizontal plane and that in the vertical plane are almost identical.

Needless to say, this antenna can be used either as a transmitting antenna or as a receiving antenna.

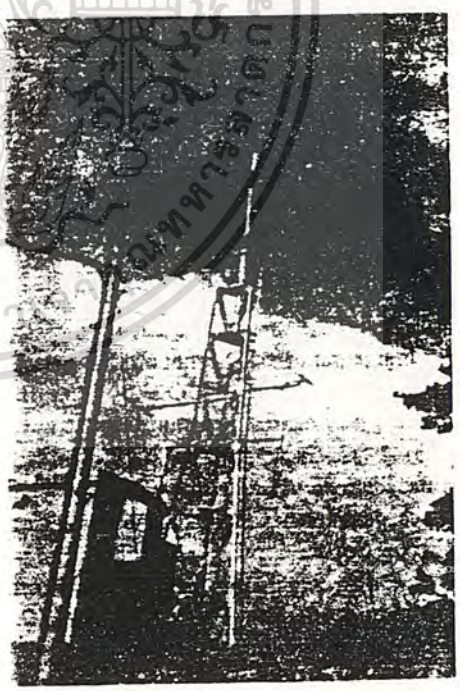


Fig. 3.29 (b) An Example of a TV Broadcast Translator Station Employing Yagi Antenna for the Transmitting Antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

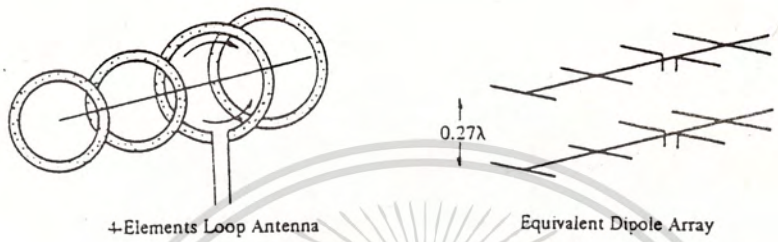


Fig. 3.30 (a) 4-Element Loop Antenna

Fig. 3.30 (b) An Practical Example of 5-Element Loop Antenna used as a Transmitting Antenna for TV Broadcast Translator Station

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก A-4 สายส่งสัญญาณ

A-4. Transmission Line

Nowadays, coaxial transmission lines for broadcast use are represented by, for high-power use, large-diameter coaxial rigid transmission line (copper) (hereinafter called coaxial transmission line for short), semi-flexible air-dielectric coaxial cable and waveguide and, for low-power use, semi-flexible air-dielectric coaxial cable and/or solid-dielectric coaxial cable.

4.1 Rigid Coaxial Transmission Line

(1) Types and Structures of Rigid Coaxial Transmission Line

The coaxial transmission line for TV transmission use, currently employed in Japan, is that of 50Ω in characteristic impedance. Fig. 4.1 shows an example of its structure.

The transmission line is one in which the inner conductor is supported within the outer conductor by means of insulating heads, washers, or pegs inserted.

Table 4.1 lists kinds of rigid coaxial transmission lines now manufactured in Japan.

(2) Electrical Characteristics of Rigid Coaxial Transmission Line

(a) Characteristic Impedance

Characteristic impedance is normally defined as the impedance looking into an infinite length of line.

Any choice of a standard characteristic impedance must be a compromise between mechanical convenience, attenuation, power-handling capacity (flashover) and temperature rise.

The relation between these factors and the diameter ratio is shown in Fig. 4.2.

The characteristic impedance of a coaxial transmission line now in use as a main transmission line is 50.0Ω, and in this case the diameter ratio between the inside diameter of the outer conductor and the outside diameter of the inner conductor, $\frac{Din}{dout}$, is 2.302.

Usually the electrical characteristics of a coaxial transmission line vary with the diameter ratio between the inner conductor and outer. In Fig. 4.2 (a), for instance, suppose the space between the outer conductor and inner is air and the inside diameter of the outer conductor is maintained at a certain value. attenuation is minimum at $\frac{Din}{d\,out} = 3.6$ as shown by Curve a in the same figure, on which occasion the characteristic impedance becomes 76Ω.

On the other hand, when power is transmitted to the transmission line, power loss due to attenuation of the transmission line turns entirely into heat to cause temperature rise of the line.

The heat generation occurs in the inner conductor, insulating material and outer conductor, and heat capacity is proportional to the ratio of their contributing to the respective attenuations, however, the greatest is temperature rise of the inner conductor.

Suppose the insulating material between the inner conductor and outer is air, maximum power-handling capacity as limited by temperature rise of inner conductor reaches its maximum at $\frac{Din}{d\,out} = 1.885$ (characteristic impedance 38Ω).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Unit: mm

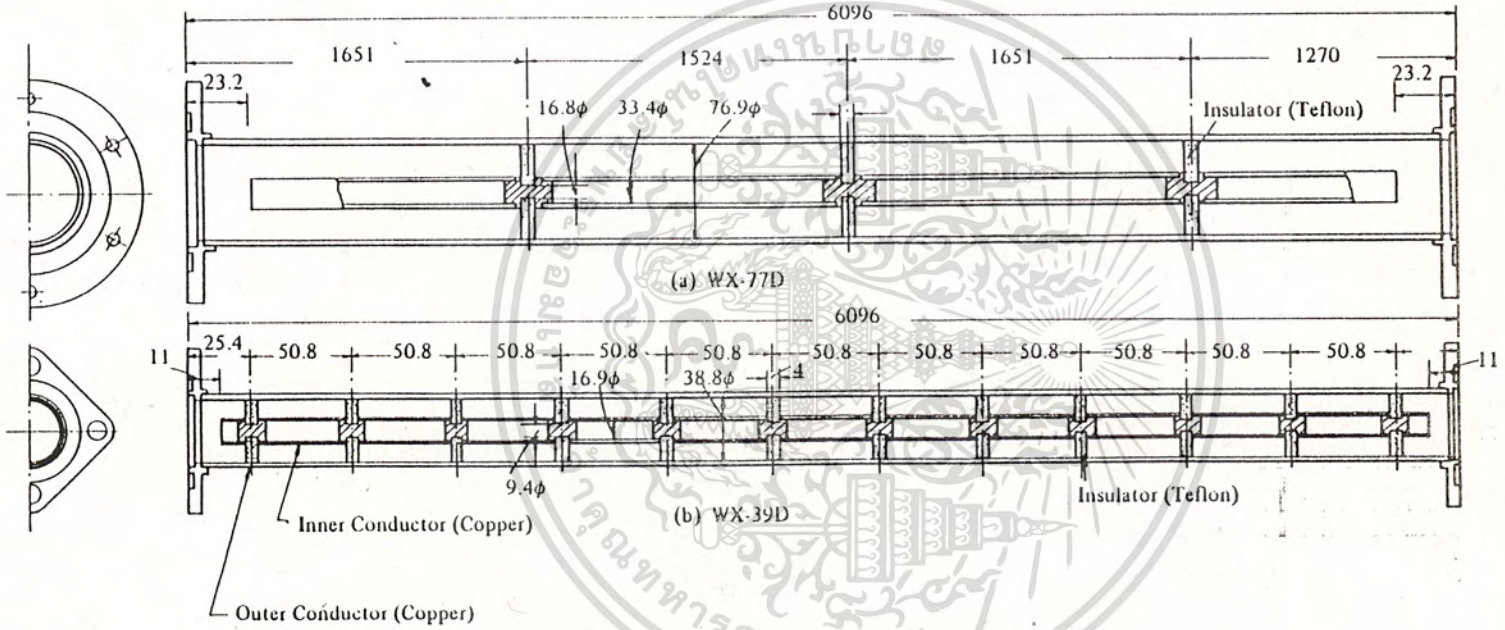
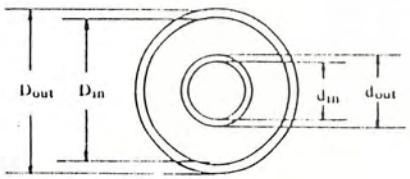


Fig. 4.1 An Example of Structure of Rigid Transmission Line (50Ω)

	Dimensions in mm																	Remarks	
	Outer Conductor						Inner Conductor						Characteristic Impedance (Ohms)			Standard Length (m)	TE_{11} Mode Cut off Freq. (GHz)	EIA Standard (U.S.A.)	IEC Standard
	D_{out}		D_{in}		Wall Thickness		d_{out}		d_{in}		Wall Thickness								
	Dia.	Tol.	Dia	Tol	Nominal	Maximum Deviation from Average	Dia	Tol.	Dia.	Tol.	Nominal	Maximum Deviation from Average	Nominal	Max.	Min.	6.096			
WX-152D	155.6	±0.2	151.9	±0.2	1.8	0.3	66.0	±0.1	64.0	±0.1	1.0	0.2	50	50.15	49.81	6.096	0.9	$6\frac{1}{8}$"	339-1 IEC 50-156
WX-120D	123.2	±0.2	120.0	±0.2	1.6	0.25	52.1	±0.1	50.1	±0.1	1.0	0.15	50	50.24	49.81	6.096	1.1	–	339-1 IEC 50-123
WX-77D	79.4	±0.15	76.9	±0.15	1.2	0.2	33.4	±0.1	31.3	±0.1	1.0	0.15	50	50.30	49.70	6.096	1.8	$3\frac{1}{8}$"	339-1 IEC 50-70
WX-39D	41.3	±0.1	38.8	±0.1	1.2	0.15	16.9	±0.07	14.90	±0.07	1.0	0.10	50	50.23	49.43	6.096	3.5	$1\frac{5}{8}$"	339-1 IEC 50-41
WX-20D	22.22	±0.07	19.94	±0.07	1.2	0.13	8.66	±0.05	7.39	±0.05	0.6	0.08	50	50.56	49.45	6.096	6.8	$\frac{7}{8}$"	339-1 IEC 50-22