



สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะ

AN ANTENNA FOR RECEIVING TELEVISION BROADCAST ON VEHICLE



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 54979
วัน,เดือน,ปี: 4 เม.ย. 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะ

AN ANTENNA FOR RECEIVING TELEVISION BROADCAST ON VEHICLE

โดย

นายกิตติ มังกรศรี 44015050

นายภัทรารุช วิริโยทัย 44015073

นายวรพจน์ ทวีพัฒนะพงศ์ 44015079

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะ

AN ANTENNA FOR RECEIVING TELEVISION BROADCAST ON VEHICLE

ผู้จัดทำ

1. นายกิตติ มังกรศรี 44015050
2. นายภัทรารุช วิริโยทัย 44015073
3. นายวรพจน์ ทวีพัฒนะพงศ์ 44015079



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะ

An Antenna for Receiving Television Broadcast on Vehicle

โดย นาย กิตติ มังกรศรี 44015050

นาย กัทรารุช วิริโยทัย 44015073

นาย วรพจน์ ทวีพัฒนาพงษ์ 44015079

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์
รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอ สายอากาศรับสัญญาณการแพร่กระจายคลื่น โทรทัศน์ ซึ่งโครงการนี้ประกอบด้วยสายอากาศสำหรับรับสัญญาณจากช่องสัญญาณที่แพร่กระจายคลื่นต่างๆ ซึ่งครอบคลุมทั้งย่านความถี่วีเอชเอฟและย่านความถี่ยูเอชเอฟ โดยสายอากาศที่ออกแบบสามารถใช้งานร่วมกันเพื่อร่วมรับสัญญาณได้ตามต้องการ ข้อดีของสายอากาศคือมีความกะทัดรัด และจะได้ทำการออกแบบให้สามารถติดตั้งบนยานพาหนะได้และสามารถรับสัญญาณได้จากการแพร่กระจายคลื่นทุกทิศทาง และมีอัตราการขยายสูงและมีการแมชชิงที่ดีพอสำหรับการประยุกต์ใช้งาน

Abstract

This project proposes an antenna for receiving free T.V. broadcasting signal. The antenna structure consists of several antenna types that combine one another to receive the signal for covering both V.H.F. (Very High Frequency) and U.H.F. (Ultra High Frequency) frequency bands. The merit of the antenna is that it has the compact structure and suitable for installing on the vehicle. The antenna is expected to receive the signal from all directions and yields high gain with well matching condition for efficiently receiving constant signal for the actual applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	2
1.4 ประโยชน์ของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 คุณลักษณะของสายอากาศไดโพล	3
2.1.1 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล	3
2.1.2 ไดโพลจิ๋ว (Infinitesimal Dipole)	5
2.1.3 ไดโพลขนาดเล็ก (Small Dipole)	6
2.1.4 ไดโพลที่มีความยาวจำกัด (Finite Length Dipole)	7
2.1.5 สนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล	7
2.1.6 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลจิ๋ว	7
2.1.7 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลขนาดเล็ก	9
2.1.8 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลที่มีความยาวจำกัด	10
2.1.9 อิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศไดโพล	12
2.1.10 ความต้านทานอินพุต	13
2.1.11 ไดโพลเมื่อวางตัวในแนวนอนขนานกับแผ่นตัวนำ	14
2.2 ทฤษฎีภาพเหมือน	19
2.3 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler Effect)	19
2.3.1 แหล่งกำเนิดอยู่กับที่	20
2.3.2 แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ด้วย	21
2.4 การคำนวณค่าลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นในระบบวิทยุเคลื่อนที่	22
2.4.1 ค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นระหว่างสายอากาศ	24
2.4.2 ค่าลดทอนและเส้นโค้งการคาดคะเนของโอกูมูระ	24
2.4.3 สูตรสำหรับการหาค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดลอง	25
2.4.4 การหาแฟคเตอร์การแก้ไข	27
2.4.4.1 แฟคเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดกลางและขนาดเล็ก	28
2.4.4.2 แฟคเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดใหญ่	30
2.5 การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมชซิ่ง	31
2.5.1 การแมชซิ่งวงจรรูปตัวแอล (L Network)	31

	หน้า
2.5.2. การแมชชิงคอมเพล็กซ์โหลด (Complex Load Matching)	34
2.5.2.1. การใช้วงจรแมชชิงแบบใช้อุปกรณ์ 3 ตัว	34
2.5.2.2. การใช้วงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์แบบรูปตัวที (T)	35
2.5.2.3. การออกแบบวงจรแมชชิงแบบค่า Q ต่ำ ผลตอบสนองความถี่กว้าง	36
2.6 การออกแบบวงจรที่ใช้ความถี่สูง	37
2.6.1. อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูง	37
2.6.1.1. เส้นลวด (Wire)	37
2.6.1.2. กระจายความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect)	37
2.6.1.3. ค่าของอินดักเตอร์ในเส้นลวด (L)	38
2.6.1.4. ความต้านทานของเส้นลวด	39
2.6.1.5. ค่าคาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง	40
2.6.1.6. ชนิดของคาปาซิเตอร์	42
2.6.1.7. อินดักเตอร์และคุณสมบัติต่างๆ	43
2.6.1.8. การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดชั้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน	44
2.6.2. วงจรรีโซแนนซ์ (Resonant Circuit)	45
2.6.3. ลักษณะของวงจรรีโซแนนซ์เมื่อต่อโหลดและไม่ต่อโหลด	47
2.6.4. การทรานส์ฟอร์มอิมพีแดนซ์และการคัปปลิง	48
2.6.4. วงจรอินดักทีฟคัปปลิง (Inductive Coupling)	50
2.6.5. วงจรแอคทีฟคัปปลิง (Active Coupling)	51
2.7. วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	52
2.7.1. วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง	52
2.7.2. การไบอัสวงจรขยายสัญญาณของทรานซิสเตอร์	60
2.7.3. การคำนวณหาเสถียรภาพของวงจร	64
2.7.4. การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบใช้ S พารามิเตอร์	67
2.7.5. วิธีหาขอบเขตของความเสถียรภาพบนกราฟสมิทชาร์ท	68
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	70
3.1 การสร้างสายอากาศ	70
3.2 การคำนวณสายอากาศ	71
3.3 การสร้างวงจรขยายสัญญาณ	82
3.4 การเชื่อมต่อสายอากาศเข้ากับอุปกรณ์ขยายสัญญาณ	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	85
4.1 การวัดหาค่า Impedance, Return Loss, SWR	85
4.2 การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น	88
4.3 การวัดผลการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วีเอชเอฟ	90
4.4 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่ยูเอชเอฟ	93
4.5 การทดลองใช้สายอากาศกับเครื่องขยายสัญญาณ	94
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	98
5.1 บทวิจารณ์	98
5.2 บทสรุป	98
5.3 แนวทางการพัฒนา	99

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 2.1	การแจกแจงรูปกระแสนสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสียสายส่งสัญญาณที่ทางออก และ สายอากาศไดโพล	4
รูปที่ 2.2	การแจกแจงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดความยาวต่าง ๆ	5
รูปที่ 2.3	ลักษณะการจัดวางของไดโพลจิว	5
รูปที่ 2.4	การแจกแจงรูปกระแสของไดโพลขนาดเล็ก	6
รูปที่ 2.5	โครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว	10
รูปที่ 2.6	กราฟของค่า R ที่เป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศไดโพล	13
รูปที่ 2.7	อิล็กทริกไดโพลซึ่งวางแนวอนขานานกับแผ่นตัวนำสมบรูณ์ขนาดอนันต์	14
รูปที่ 2.8	ความแรง (Amplitude) ของรูปแบบความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนในระดับต่างกัน	15
รูปที่ 2.9	รูปแบบของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่น	16
รูปที่ 2.10	ความแรงของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลน 2λ และ 5λ	16
รูปที่ 2.11	ค่าความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นและไดเรกทิวิตีของไดโพลที่วางตัวในแนวขนานสูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนขนาดอนันต์	18
รูปที่ 2.12	ค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของ ไดโพลครึ่งความยาวคลื่นที่อยู่เหนือแผ่นตัวนำ	18
รูปที่ 2.13	ภาพเสมือนของกระแสไฟฟ้า และกระแสแม่เหล็กเมื่อวางอยู่เหนือแผ่นโลหะ	19
รูปที่ 2.14	คลื่นของแหล่งกำเนิดอยู่กับที่	20
รูปที่ 2.15	คลื่นของแม่เหล็กกำเนิดเคลื่อนที่	21
รูปที่ 2.16	แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้ามาขังผู้ฟัง และผู้ฟังเคลื่อนที่ออกไปด้วย	21
รูปที่ 2.17	โมนอ-กราฟ (Mono-Graph) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่แคร์เรียร์, ความถี่คอปเปลอร์ และ ความเร็ว	22
รูปที่ 2.18	เส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐานในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์	23
รูปที่ 2.19	กราฟแสดงค่าของ A	26
รูปที่ 2.20	กราฟแสดงค่าของ B	27
รูปที่ 2.21	เส้นโค้งการคาดคะเนสำหรับอัตราการขยายกำลังของสายอากาศเคลื่อนที่เมื่ออยู่ในตัวเมือง	28
รูปที่ 2.22	แฟคเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดกลางและขนาดเล็ก (1)	28
รูปที่ 2.23	ค่าสัมประสิทธิ์ $\xi(f_c)$ และ $\eta(f_c)$	29
รูปที่ 2.24	แฟคเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (1)	30

	หน้า	
รูปที่ 2.25	แฟลคเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (2)	31
รูปที่ 2.26	วงจรการแมชของ Z_S และ Z_L อย่างง่าย	31
รูปที่ 2.27	การใช้วงจรอิมพีแดนซ์แมชซิ่ง เมื่อค่า Z_S และ Z_L ถูกกำหนดมาแล้ว	32
รูปที่ 2.28	วงจรแมชซิ่งที่เป็นวงจรรองความถี่สูงและต่ำ	32
รูปที่ 2.29	วงจรแมชเมื่อโหลดมีค่าไม่เท่ากันและต้องการคุณสมบัติเป็นวงจรรองความถี่ต่ำ	33
รูปที่ 2.30	วงจรเมื่อมองมาทางด้านโหลด	33
รูปที่ 2.31	วงจรเมื่อมองมาทางด้านซอส	33
รูปที่ 2.32	วงจรแมชซิ่งแบบ	35
รูปที่ 2.33	ตำแหน่งของค่าความต้านทานเสมือนที่เกิดขึ้นระหว่างวงจรแอล	35
รูปที่ 2.34	วงจรรูปตัว T ที่ใช้กับ R_S และ R_L ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำๆ	36
รูปที่ 2.35	วงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบวิคท์กว้าง	36
รูปที่ 2.36	การต่อวงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบวิคท์กว้างหลายๆชุดอนุกรมกัน	37
รูปที่ 2.37	บริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว	38
รูปที่ 2.38	วงจรสมมูลย์ของเส้นลวดที่ความถี่สูง	39
รูปที่ 2.39	ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ที่พล็อตจากวงจรรูป 2.38	39
รูปที่ 2.40	กราฟความต้านทานของคาร์บอนด์ และแบบแผ่นโลหะเทียบกับความถี่	40
รูปที่ 2.41	วงจรสมมูลย์ของ	40
รูปที่ 2.42	คุณลักษณะและผลต่างๆในตัวคาปาซิเตอร์	42
รูปที่ 2.43	ความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์แบบต่างๆที่ความถี่ต่างๆ	42
รูปที่ 2.44	ลักษณะเปรียบเทียบวงจรของอินดักเตอร์	43
รูปที่ 2.45	คุณสมบัติของอินดักเตอร์แบบอุดมคติและแบบจริงๆที่ปรากฏรีโซแนนซ์ที่ F_r	43
รูปที่ 2.46	รูปขดลวดที่พันบนแกนแบบวงแหวน	44
รูปที่ 2.47	คุณสมบัติของวงจรรองความถี่กลางแบบสมบูรณ์	45
รูปที่ 2.48	ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่กลางที่เป็นจริง	45
รูปที่ 2.49	วงจรรองความถี่ต่ำอย่างง่าย	46
รูปที่ 2.50	วงจรรองความถี่กลางเมื่อนำโหลด R_L ต่อเข้าวงจร	47
รูปที่ 2.51	จะได้ค่า Q ตามสมการที่ 2.102	47
รูปที่ 2.52	การเทียบค่าระหว่างแบบอนุกรมและแบบขนาน	48
รูปที่ 2.53	Coupling & Matching ในเวลาเดียวกันแสดงวงจรคัปปลิงแบบแทป C และ แทป	48
รูปที่ 2.54	วงจรสมมูลย์ของวงจร ในรูปที่ 2.53	49
รูปที่ 2.55	วงจร C คัปปลิงระหว่างวงจรรีโซแนนซ์ 2 ชุด	49
รูปที่ 2.56	ผลตอบสนองความถี่เมื่อค่า C_c เปลี่ยนแปลงไป	50
รูปที่ 2.57	วงจรอินดักทีฟคัปปลิง	50

	หน้า
รูปที่ 2.58 ผลของการเลือกค่า L มากหรือน้อยไป	51
รูปที่ 2.59 วงจรแอกทีฟกลับปลิง 3 สเตจ	52
รูปที่ 2.60 วงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงในรูปของ Hybrid- π	52
รูปที่ 2.61 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงจะมีค่าอินดักเตอร์ด้วย	53
รูปที่ 2.62 วงจรเทียบเท่าเมื่อใช้ผลของมิลเลอร์ในการแยก C และ R	53
รูปที่ 2.63 วงจรเทียบเท่าทางค่านินพุทของทรานซิสเตอร์	54
รูปที่ 2.64 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เปรียบเทียบกับความถี่	55
รูปที่ 2.65 วงจรเมื่อต้องการหาเอาต์พุทอิมพีแดนซ์	55
รูปที่ 2.66 ลักษณะการต่อวงจรทรานซิสเตอร์	56
รูปที่ 2.67 วงจรทรานซิสเตอร์ในแบบ Two – port Network	56
รูปที่ 2.68 การส่งคลื่นและการสะท้อนคลื่นผ่านวงจร Two – port Network	57
รูปที่ 2.69 คู่มือทรานซิสเตอร์	59
รูปที่ 2.70 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	61
รูปที่ 2.71 วงจรไบอัสแบบมีความต้านทานบ่อนกลับ	62
รูปที่ 2.72 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์แบบง่าย	62
รูปที่ 2.73 วงจรไบอัสที่นิยมใช้กับ FET	63
รูปที่ 2.74 วงจรไบอัส FET อีกแบบหนึ่ง	63
รูปที่ 2.75 วงจรนิวทริสไลน์	66
รูปที่ 2.76 Stability Circle ของทรานซิสเตอร์ซึ่งทำงานในช่วง ไม่มีเสถียรภาพ	68
รูปที่ 3.1 สายอากาศแบบไดโพลพับ Folded Dipole ที่ใช้ในการพิจารณา	70
รูปที่ 3.2 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$ และความสูงตั้งแต่ 0.01λ ถึง 0.5λ	72
รูปที่ 3.3 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $\phi = 90^\circ$ และความสูงตั้งแต่ 0.01λ ถึง 0.5λ	73
รูปที่ 3.4 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$, $\theta = 90^\circ$ และความสูงตั้งแต่ 0.01λ ถึง 0.5λ	74
รูปที่ 3.5 ผลกระทบของความสูง ที่มีกับมุมของ HPBW	75
รูปที่ 3.6 ผลกระทบของความสูง ที่มีกับค่าทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศ	75
รูปที่ 3.7 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $\phi = 0^\circ, 90^\circ$ และความสูงที่ 0.089λ หรือประมาณ 5 cm.	76
รูปที่ 3.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 3 ที่ความถี่ 57.5 MHz	77
รูปที่ 3.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 5 ที่ความถี่ 177.5 MHz	78
รูปที่ 3.10 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 7 ที่ความถี่ 191.5 MHz	79
รูปที่ 3.11 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 9 ที่ความถี่ 205.5 MHz	80
รูปที่ 3.12 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 11 ที่ความถี่ 219.5 MHz	81
รูปที่ 3.13 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่ 537.5 MHz	82

	หน้า	
รูปที่ 3.14	แผนผังการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณย่านความถี่ VHF และ UHF	83
รูปที่ 3.15	การแผ่รังสีอิมพีแดนซ์ของระบบ	84
รูปที่ 3.16	รูปแบบวงจรถ่ายสัญญาณที่ความถี่ VHF และ UHF	84
รูปที่ 4.1	สายอากาศที่ใช้ในการทดลอง	85
รูปที่ 4.2	สมิธชาร์ทของสายอากาศ	87
รูปที่ 4.3	อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดลอง	87
รูปที่ 4.4	การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการทดลอง	88
รูปที่ 4.5	ระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง	89
รูปที่ 4.6	ระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง	89
รูปที่ 4.7	ระนาบมุมกวาดของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง	90
รูปที่ 4.8	วงจรถ่ายสัญญาณ	90
รูปที่ 4.9	ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 3 (57.5 MHz)	91
รูปที่ 4.10	ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 5 (177.5 MHz)	91
รูปที่ 4.11	ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 7 (191.5 MHz)	92
รูปที่ 4.12	ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 9 (205.5 MHz)	92
รูปที่ 4.13	ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 11 (219.5 MHz)	93
รูปที่ 4.14	ผลการตอบสนองความถี่ช่อง itv (537.5 MHz)	93
รูปที่ 4.15	การติดตั้งสายอากาศบนหลังคารถยนต์	94
รูปที่ 4.16	สัญญาณภาพช่อง 5 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่	95
รูปที่ 4.17	สัญญาณภาพช่อง 7 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่	95
รูปที่ 4.18	สัญญาณภาพช่อง 9 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่	96
รูปที่ 4.19	สัญญาณภาพช่อง 11 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่	96
รูปที่ 4.20	สัญญาณภาพช่อง iTV ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่	97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าของ A	25
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าของ B	26
ตารางที่ 4.1 ค่าอัตราการขยายสัญญาณที่ INPUT ค่าต่างๆ	94



1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ในปัจจุบันเป็นที่ยอมรับกันว่าการสื่อสารโทรคมนาคมมีบทบาทสำคัญอย่างยิ่งในสังคมมนุษย์ การสื่อสารหลายระบบ เช่น วิทยุกระจายเสียง โทรทัศน์ และโทรศัพท์ กำลังกลายเป็นส่วนหนึ่งในการดำเนินชีวิตของเรา ฉะนั้นจึงกล่าวได้ว่าการสื่อสารโทรคมนาคมมีประโยชน์ในการดำเนินชีวิตของมนุษย์เป็นอย่างยิ่ง โครงการนี้ได้นำเรื่องการแพร่กระจายคลื่นโทรทัศน์มาเป็นหัวข้อในการศึกษา ซึ่งจะศึกษาเกี่ยวกับปัญหาต่างๆ ในเรื่องการรับสัญญาณโทรทัศน์ของสายอากาศที่ติดตั้งบนยานพาหนะ เนื่องจากยานพาหนะมีการเคลื่อนที่ไปทุกทิศทุกทาง ทำให้สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศที่ติดตั้งไปกับรถยนต์ รับสัญญาณได้ดีไม่ตลอด โดยเฉพาะเมื่อยานพาหนะถูกแวดล้อมไปด้วย ตึก อาคาร หรือ สิ่งก่อสร้างสูงๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

ในปริญญานิพนธ์นี้ แบ่งส่วนของระบบออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของสายอากาศรับสัญญาณ และ ส่วนของวงจรขยายสัญญาณ โดยมีวัตถุประสงค์ ดังนี้

เพื่อเรียนรู้ทฤษฎีต่างๆของสายอากาศแบบไดโพล คุณลักษณะต่างๆ สายอากาศไดโพลเมื่อวางอยู่บนแผ่นสนามตัวนำ (Ground Plane) การออกแบบ และการสร้างสายอากาศไดโพลในความถี่ต่างๆ ข้อจำกัดในการใช้สายอากาศที่มีขนาดจำกัดในช่วงความถี่ที่กว้างและมีความถี่ที่ใช้ไม่สูงมากนัก และ ผลกระทบของสายอากาศกับยานพาหนะที่เลือกทำการติดตั้ง โดยความถี่ที่เลือกมานี้เป็นความถี่ในย่านวีเอชเอฟ (VHF) 30 ถึง 300 MHz และยูเอชเอฟ (UHF) 300 ถึง 3000 MHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่สถานีโทรทัศน์ใช้กัน ทำให้อาจจะทำให้มีการใช้สายอากาศมากกว่า 1 ต้น เพราะย่านความถี่ที่ใช้มีกว้างมาก สายอากาศต้นเดียวอาจจะรับไม่ได้ทุกความถี่ และการหาค่าตำแหน่งในการติดตั้งสายอากาศ เนื่องจากผลกระทบของหลังคาของยานพาหนะบางประเภท เช่น รถยนต์ ก็ถือเป็นตัวนำชนิดหนึ่ง จึงทำให้คุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศไดโพลเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งการหาค่าตำแหน่งในการติดตั้งต้องคำนึงถึงระดับความสูงของสายอากาศที่อยู่บนหลังคาของยานพาหนะ ต้องมีความสูงพอเหมาะในการติดตั้ง และต้องคำนึงถึงทิศทางารับคลื่นสัญญาณ (Directivity) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

เพื่อเรียนรู้ทฤษฎีต่างๆของวงจรขยายสัญญาณในย่านความถี่สูง (RF Amplifier) รวมถึง การออกแบบและคำนวณการสร้างวงจรขยายสัญญาณ เพื่อใช้ในการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศที่มีรับสัญญาณต่ำให้สูงขึ้น เพื่อให้มีระดับสัญญาณเพียงพอที่จะนำไปใช้ ซึ่งจะมีวงจรขยายของแต่ละช่วงความถี่ที่ใช้ โดยความถี่ที่ใกล้กันอาจจะใช้วงจรขยายสัญญาณเพียงชุดเดียว แต่ถ้าความถี่ห่างกันมากต้องแยกชุดวงจรขยายสัญญาณ เพื่อให้ครอบคลุมย่านความถี่ที่ใช้มากที่สุด โดยยังมีอัตราขยายที่

ใกล้เคียงกันทุกย่านความถี่ที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายคือเพื่อเรียนรู้วิธีการแก้ไขซึ่งอุปกรณ์ เพื่อใช้ในการรวมอุปกรณ์ทั้ง 2 ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่างกันเข้าด้วยกัน เพื่อทำให้เกิดการสูญเสียระหว่างอุปกรณ์น้อยที่สุด ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพในการทำงานที่ดี

1.3 ขอบเขตของปริญาณิพนธ์

ออกแบบและสร้างสายอากาศที่สามารถรับสัญญาณ โทรทัศน์ในย่านวีเอชเอฟและยูเอชเอฟ สร้างวงจรขยายสัญญาณในย่านความถี่สูง และการแก้ไขซึ่งได้
ใช้รับสัญญาณโทรทัศน์ย่านวีเอชเอฟและยูเอชเอฟได้

1.4 ประโยชน์ของปริญาณิพนธ์

เมื่อก้าวโดยสรุปแล้ว ปริญาณิพนธ์ฉบับนี้จะประกอบด้วย พื้นฐานทางทฤษฎี วิเคราะห์คุณสมบัติของชุดสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะ พร้อมทั้งให้ข้อมูล และวิธีการออกแบบชุดสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะ โดยจะแยกพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศแต่ละตัว ซึ่งเป็นพื้นฐานในงานวิศวกรรมสายอากาศ ซึ่งเหมาะสำหรับผู้ที่ต้องการศึกษา และสร้างสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎี

2.1 คุณลักษณะของสายอากาศไดโพล

2.1.1 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล

ในหัวข้อนี้จะบรรยายการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระบนตัวนำของสายส่งสัญญาณและสายอากาศ เพื่อที่จะแสดงค่าการแจกแจงกระแส และการแพร่กระจายของสายอากาศไดโพล

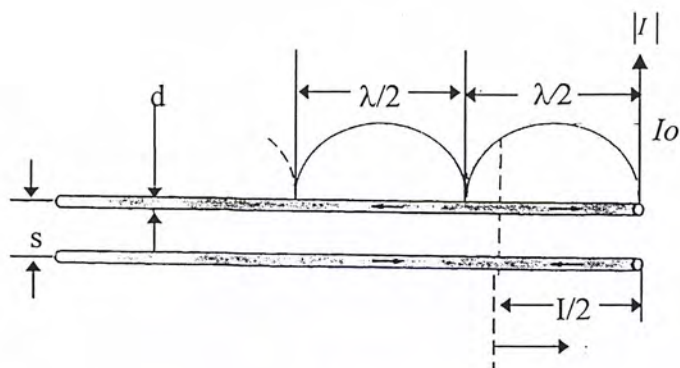
โดยเราเริ่มจากการพิจารณาสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีกระแสสูญเสีย การเคลื่อนที่ของประจุจะสร้างคลื่นกระแสเดินทางที่มีขนาด $I_0/2$ ตามเส้นลวด เมื่อกระแสเดินทางมาถึงปลายของลวดแต่ละเส้นมันจะเกิดการสะท้อนกลับอย่างสมบูรณ์ (ขนาดเท่าเดิมและเฟสกลับ 180°) เมื่อคลื่นสะท้อนรวมกับคลื่นตกกระทบในเส้นลวดแต่ละเส้น จะเกิดคลื่นนิ่งซึ่งมีรูปคลื่นเป็นสัญญาณลักษณะไซน์ (Sinusoidal) ซึ่งมีลักษณะตามรูป 2.1ก จะเห็นได้ว่ากระแสในแต่ละเส้นลวดจะกลับเฟส 180° ทุกๆครึ่งรอบ

สำหรับสายอากาศส่งสัญญาณคู่ที่สมดุลหรือสมมาตรกันกระแสในครึ่งรอบของเส้นลวดหนึ่งมีขนาดเท่ากันแต่เฟสต่างกัน 180° กับกระแสในครึ่งรอบของเส้นลวดอีกเส้นหนึ่ง

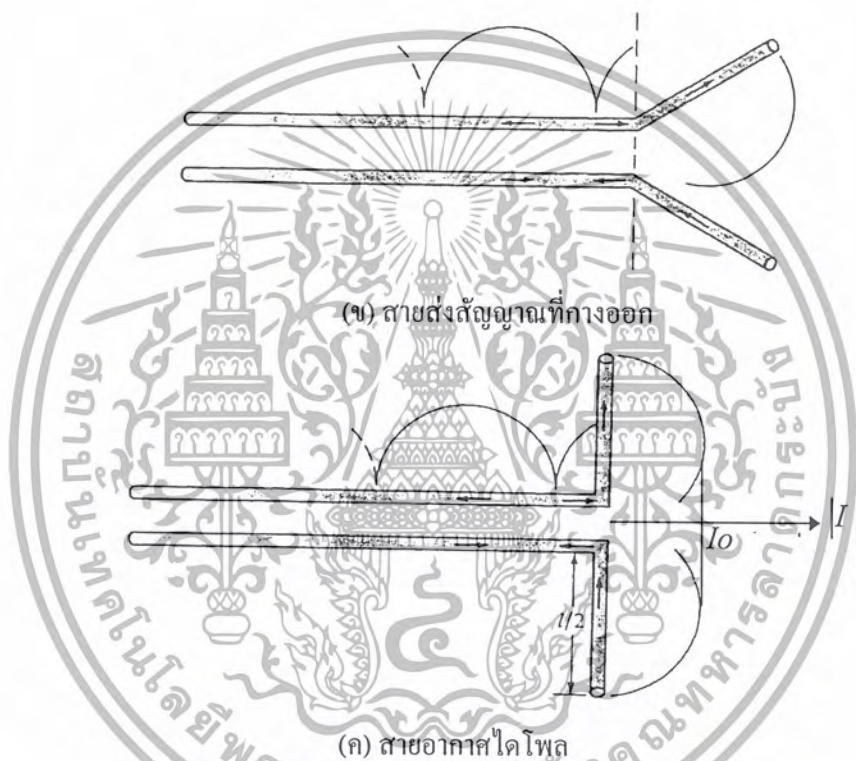
นอกจากนี้ถ้าช่องว่างระหว่างเส้นลวดทั้งสองมีค่าเล็กมากๆ ($S \ll \lambda$) สนามที่แพร่กระจายโดยกระแสแต่ละเส้นลวด จะถูกหักล้างกันเองระหว่างเส้นลวด 2 เส้น ผลลัพธ์สุดท้ายตามอุดมคติ คือ จะไม่มีการแพร่กระจายของสายส่งสัญญาณ

และเมื่อสายส่งสัญญาณระหว่าง $0 \leq z \leq l/2$ เริ่มที่จะกางออกดังรูป 2.1ข เราสามารถที่จะสมมติได้ว่าการกระจายกระแสไม่เหมือนเดิมอย่างแท้จริงในแต่ละเส้นลวด อย่างไรก็ตามเพราะว่าส่วนที่กางออกของแต่ละเส้นลวด ไม่ได้มีผลอย่างใกล้ชิดกับลวดอีกอัน นั่นคือสนามที่แพร่กระจายโดยเส้นลวดเส้นหนึ่งจะไม่ไปหักล้างกับเส้นลวดอีกเส้นหนึ่ง ดังนั้นจะมีการกระจายสุทธิของระบบเกิดขึ้น

และในที่สุดส่วนที่ถูกกางออกของสายส่งจะเป็นดังรูป 2.1ค ซึ่งเป็น โครงสร้างของสายอากาศไดโพลทุกๆไป เพราะว่ารูปแบบกระแสคลื่นนิ่งจึงถูกจัดอยู่ในประเภทสายอากาศคลื่นนิ่ง ถ้า $l \leq \lambda$ เฟสของรูปแบบกระแสคลื่นนิ่งในแต่ละแขนจะเหมือนกันตลอดความยาวของสายอากาศ นอกจากนั้นจะหันในทิศทางเดียวกันในแต่ละแขนดังรูป 2.1 ค ดังนั้นสนามที่แพร่กระจาย โดยแขนทั้งสองของไดโพล



(ก) สายอากาศส่งสัญญาณคู่



(ข) สายส่งสัญญาณที่กางออก

(ค) สายอากาศไดโพล

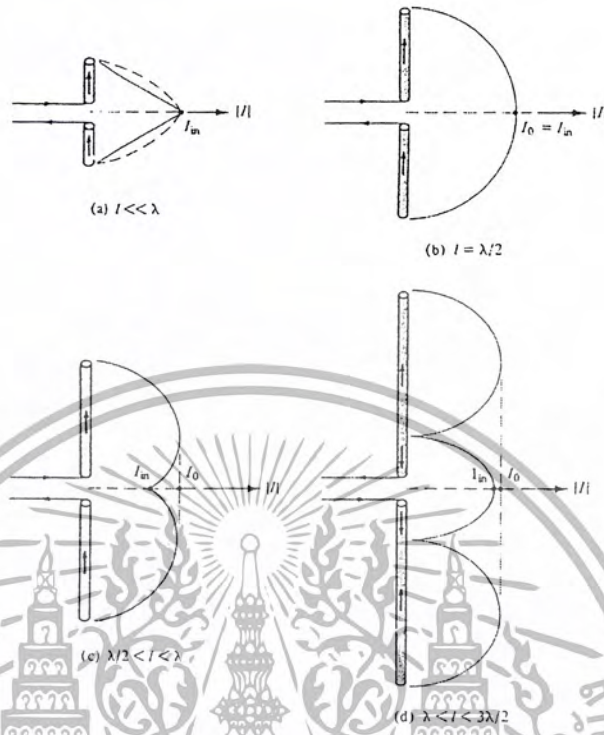
รูปที่ 2.1 การแฉงรูปกระแสวนสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสีย
สายส่งสัญญาณที่กางออกและ สายอากาศไดโพล

(ส่วนตั้งของสายส่งสัญญาณที่ถูกลงออก) จะเสริมกันในแต่ละอันและมุ่งไปยังจุดสังเกต (เฟสเนื่องจากความสัมพันธ์ทางตำแหน่งของแต่ละเส้นลวดเล็กๆ ของแต่ละแขนต้องถูกรวมด้วย เพื่อที่จะได้รูปแบบของการกระจายคลื่นที่สมบูรณ์)

ถ้าเส้นผ่าศูนย์กลางของแต่ละลวดเล็กมาก $d \leq \lambda$ รูปแบบกระแสคลื่นนิ่งตามอุดมคติบนแขนของไดโพล จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งจะเป็น Null (กระแสเป็นศูนย์ที่ปลายสายอากาศ) อย่งไรก็ตามมันขึ้นกับความยาวของสายอากาศ สำหรับการป้อน ณ. กลางสายอากาศไดโพลซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda$, $l = \lambda$, $\lambda/2 < l < \lambda$ และ $\lambda < l < 3\lambda/2$ รูปแบบการกระจายกระแสจะเป็นดังรูป 2.2 รูปแบบของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศที่มีขนาดเล็ก ($\lambda/50 < l < \lambda/10$) สามารถประมาณได้เป็นรูปสามเหลี่ยมเพราะว่า $\sin(kl/2) \approx kl/2$ เมื่อ $kl/2$ เล็กมาก ๆ ซึ่งมันจะแสดงได้ดังรูป



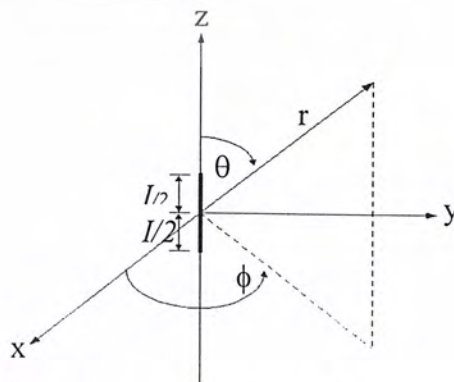
รูปที่ 2.2 การแจกแจงรูปกระแสดของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดความยาวต่าง ๆ

2.1.2 ไดโพลจิ๋ว (Infinitesimal Dipole)

สมมติว่าเราวางเส้นลวดตรงซึ่งมีความยาว $l \ll \lambda$ อย่างสมมาตรที่จุดกำเนิดตามแกน z ดังรูป 2.3 ถึงแม้ว่าไม่สามารถสร้างได้ในทางปฏิบัติ แต่มันจะใช้เป็นส่วนย่อยของอากาศที่มีรูปทรงที่ยู่ยาก นอกจากนี้จะมีความยาวน้อยมากแล้วยังต้องพอมมากด้วย ซึ่งจะสมมติว่ากระแสที่ไหลในลวดนี้มีค่าคงที่ได้ คือ

$$\vec{I}(z') = \hat{a}_z I_0 \quad (2.1)$$

เมื่อ I_0 มีค่าคงที่



รูปที่ 2.3 ลักษณะการจัดวางของไดโพลจิ๋ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะว่าด้นกำเนิดกระแสไฟฟ้า I_c เท่านั้น ดังนั้น I_m I_m และ \bar{F} จะมีค่าเป็นศูนย์และ \bar{A} จะมีค่า

$$\bar{A}(x,y,z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_c \frac{\bar{I}_c(x',y',z') e^{-j\beta R}}{R} dl' \tag{2.2}$$

เมื่อ (x,y,z) แทน โคออร์ดิเนตของจุดที่สังเกต ในขณะที่ (x',y',z') แสดง โคออร์ดิเนตของด้นกำเนิด R เป็นระยะทางจากจุดใด ๆ บนด้นกำเนิดไปยังจุดสังเกต และ C เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของด้นกำเนิด

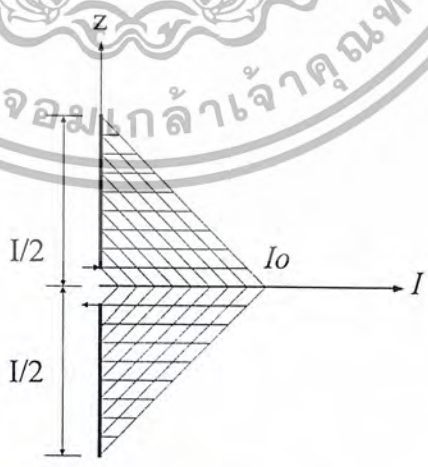
2.1.3 ไดโพลขนาดเล็ก (Small Dipole)

ในสายอากาศไดโพลจิวซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda/50$ จะมีการแจกแจงกระแสคงที่ตลอดความยาวของไดโพลจิว แม้ว่าเราจะสร้างสายอากาศให้มีการแจกแจงกระแสที่ไม่ได้ก็ตาม แต่ก็ใช้ไดโพลจิวเป็นเครื่องช่วยในการคำนวณการแจกแจงกระแสของสายอากาศที่ใช้งานจริง ๆ หากจะประมาณสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งมีความยาว $\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$ ได้ดีแล้ว จะสมมุติให้มีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูป 2.4 สำหรับสายอากาศที่มีความยาวใด ๆ จะมีการแจกแจงกระแสเป็นสัญญาณลักษณะไซน์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจะมีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งจะกำหนดด้วยสมการดังนี้

$$\bar{I}_c(x',y',z') = \begin{cases} \frac{I_0}{l} \left(1 - \frac{2}{l}z'\right) & \Rightarrow 0 \leq z' \leq +\frac{l}{2} \\ \frac{I_0}{l} \left(1 + \frac{2}{l}z'\right) & \Rightarrow -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \tag{2.3}$$

เมื่อ I_0 มีค่าคงที่



รูปที่ 2.4 การแจกแจงกระแสของไดโพลขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 ไดโพลที่มีความยาวจำกัด (Finite Length Dipole)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ซึ่งจะเป็นสายอากาศที่ใช้งานจริงเพื่อลดความยุ่งยากของสมการ จะสมมติว่าไดโพลมีเส้นผ่าศูนย์กลางเล็กมากๆ ซึ่งจะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบสัญญาณลักษณะไซน์ดังนี้

$$\bar{I}_c(x', y', z') = \begin{cases} \bar{a}_z I_0 \sin\left(k\frac{l}{2} - z'\right) \Rightarrow 0 \leq z' \leq +\frac{l}{2} \\ \bar{a}_z I_0 \sin\left(k\frac{l}{2} + z'\right) \Rightarrow -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases}$$

ในที่นี้จะสมมติว่ามีการป้อนกระแสที่กลางของสายอากาศไดโพลและกระแสจะต้องเป็นศูนย์ ณ ตำแหน่งปลายสายอากาศ ซึ่งจะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบสัญญาณลักษณะไซน์ดังรูป 2.2

2.1.5 สนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล

ในการหาสนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล จะใช้วิธีหาศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential) \bar{A} และศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric vector potential) \bar{F} จากนั้นจะหาสนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} ตามสมการ

$$\bar{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi c} \int \bar{I}_c(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.4)$$

$$\bar{F}(x, y, z) = \frac{\varepsilon}{4\pi c} \int \bar{I}_m(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.5)$$

เมื่อ (x, y, z) แทนระบบพิกัดของจุดที่สังเกต ในขณะที่ (x', y', z') แสดงระบบพิกัดของจุดกำเนิด โดยที่ R เป็นระยะทางจากจุดใดๆ บนจุดกำเนิดไปยังจุดสังเกต และ C เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของจุดกำเนิด

2.1.6 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลจิ๋ว

เนื่องจากไดโพลจิ๋วมีขนาดเล็กความยาวน้อยมากๆ เมื่อเปรียบเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจะประมาณได้ว่า

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ &= r \text{ (ค่าคงที่)} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเนื่องจากไดโพลจี้มีการแจกแจงรูปกระแสดวงที่ และมีเฉพาะกระแสไฟฟ้า \bar{I}_z เท่านั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned}\bar{A}(x, y, z) &= \bar{a}_z \frac{\mu I_o l}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-l/2}^{l/2} dz \\ &= \bar{a}_z \frac{\mu I_o l}{4\pi r} e^{-jkr}\end{aligned}$$

โดยการแปลงระบบพิกัดคาร์ทีเซียนไปยังระบบพิกัดทรงกลมโดยอาศัยเมตริกซ์ (Matrix) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\phi \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$A_r = A_z \cos\theta = \frac{\mu I_o l}{4\pi r} e^{-jkr} \cos\theta \quad (2.7ก)$$

$$A_\theta = -A_z \sin\theta = -\frac{\mu I_o l}{4\pi r} e^{-jkr} \sin\theta \quad (2.7ข)$$

$$A_\phi = 0 \quad (2.7ค)$$

ดังนั้นจากสมการความสัมพันธ์ระหว่าง \bar{H} และ \bar{A} คือ

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} \quad (2.8)$$

จะได้ว่า

$$\bar{H} = \bar{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right] \quad (2.9)$$

เมื่อแทน (2.7ก) และ (2.7ข) ลงใน (2.9) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$H_r = 0 \quad (2.10ก)$$

$$H_\theta = 0 \quad (2.11ข)$$

$$H_\phi = j \frac{kI_o l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.11ข)$$

และหาสนาม \bar{E} ได้จาก

$$\bar{E} = -j\omega\bar{A} - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{H} \quad (2.12)$$

เมื่อแทน (2.10) ถึง (2.11ข) ลงใน (2.12) จะได้ว่า

$$E_r = \eta \frac{I_o l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.13ก)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_o l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} + \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.13ข)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.13ค)$$

2.1.7 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลขนาดเล็ก

ในสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจะมีแอมพลิจูดกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยมซึ่งกำหนดดังสมการ (2.3) ดังนั้นจาก (2.4) และ จะคำนวณค่าศักย์เวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\bar{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \left[\frac{1}{a_z} \int_{-l/2}^0 I_o \left(1 + \frac{2z'}{l} \right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' + \frac{1}{a_z} \int_0^{l/2} I_o \left(1 - \frac{2z'}{l} \right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' \right] \quad (2.14)$$

เนื่องจากไดโพลขนาดเล็ก มีความยาวน้อยมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น $\left(L \leq \frac{\lambda}{10} \right)$ ทำให้สามารถประมาณได้ว่า $R \approx r$ ซึ่งมีความผิดพลาดมากที่สุดของเฟสเท่ากับ $\frac{\pi}{10}$ เรเดียน หรือ 18 องศาซึ่งมีค่าน้อยจนตัดทิ้งได้ และมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่นน้อยมาก ฉะนั้นเมื่ออินทิเกรต (2.14) จะได้

$$\bar{A} = \bar{a}_z A_z$$

$$\bar{A} = \bar{a}_z \frac{1}{2} \left[\frac{\mu I_o l}{4\pi r} e^{-jkr} \right] \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่า \bar{A} ของไดโพลจั่ว ดังนั้นค่าของ \bar{E} และ \bar{H} ที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพลสั้นจาก (2.11ก) ถึง (2.11ค) และ (2.13ก) ถึง (2.13ค) เมื่อประมาณเป็นสนามระยะไกล ($kr \gg 1$) จะเป็นดังสมการ

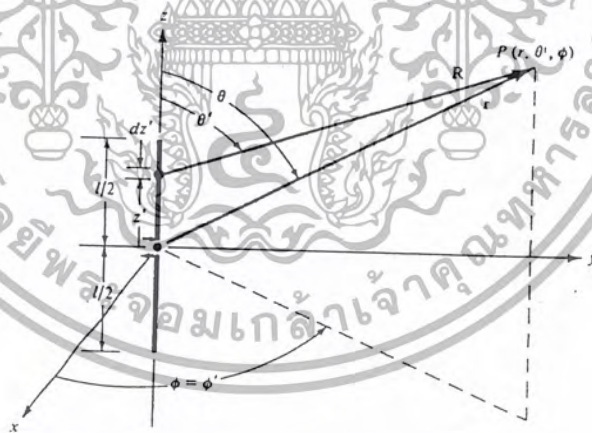
$$E_\theta \approx j\eta \frac{kl_o l \sin \theta}{8\pi r} e^{-jkr} \quad (2.16ก)$$

$$E_r \approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.16ข)$$

$$H_\phi \approx j \frac{kl_o l \sin \theta}{8\pi r} e^{-jkr} \quad (2.16ค)$$

2.1.8 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลที่มีความยาวจำกัด

สายอากาศไดโพลลอม (ซึ่งตามปกติจะมีเส้นผ่าศูนย์กลางเป็นศูนย์) จะมีการแจกแจงกระแสเป็นลักษณะรูปไซน์ซึ่งจะนำไปสู่การหาค่า \bar{E} และ \bar{H} ในระยะต่างๆ ซึ่งจะแสดงในบทของการคำนวณ แต่เนื่องจากวิธีดังกล่าวมีความยุ่งยากในการหาค่าตอบของ \bar{A} เพื่อให้ง่ายขึ้นในที่นี้จะสนใจเฉพาะสนามระยะไกล



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว

สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ถูกแสดงไว้ดังรูป 2.5 สายอากาศดังกล่าวถูกแบ่งเป็นไดโพลจั่วจำนวนมากมายที่มีความยาว $\Delta z'$ ยิ่งแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ มากขึ้น ความยาวจะลดลงเป็น dz' จาก (2.11) และ (2.13) จะแสดงสนาม เมื่อประมาณให้เป็นสนามระยะไกลที่แพร่จากไดโพลจั่วซึ่งเป็นส่วนย่อยของไดโพลที่มีความยาวจำกัดได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$dE_\theta \approx j\eta \frac{kI_e(x', y', z') e^{-jkR}}{4\pi R} \sin\theta dz' \quad (2.17ก)$$

$$dE_r \approx dE_\phi = dH_r = dH_\theta = 0 \quad (2.17ข)$$

$$dH_\phi \approx j \frac{kI_e(x', y', z') e^{-jkR}}{4\pi R} \sin\theta dz' \quad (2.17ค)$$

เมื่อ $R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}$

$$= \sqrt{x^2 + y^2 + (z - z')^2} \quad (2.18)$$

ซึ่งกระจายได้ว่า

$$R = \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2) + (-2zz' + z'^2)}$$

$$= \sqrt{r^2 + (-2rz' \cos\theta + z'^2)} \quad (2.19)$$

เมื่อเป็นสนามระยะไกล จะประมาณได้ว่า

$$R \approx r - z' \cos\theta \quad \text{สำหรับเทอมของเฟส}$$

$$R \approx r \quad \text{สำหรับเทอมของขนาด} \quad (2.20)$$

ซึ่งทำให้เขียน (2.46ก) ใหม่ได้ว่า

$$E_\theta \approx j\eta \frac{kI_e(x', y', z') e^{jkr}}{4\pi r} \sin\theta e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (2.21)$$

จากนั้นทำการรวมผลจากไดโพลจิวแต่ละตัวโดยการอินทิเกรตตลอดความยาว ดังนั้นจะได้ว่า

$$E_\theta = \int_{-l/2}^{l/2} dE_\theta = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \left[\int_{-l/2}^{l/2} I_e(x', y', z') e^{jkz' \cos\theta} dz' \right] \quad (2.22)$$

เรียกพจน์หน้าวงเล็บว่า เอลเมนต์แฟกเตอร์ (Element Factor) และพจน์ภายในวงเล็บเป็นสเปซแฟกเตอร์ (Space Factor) ในกรณีนี้เอลเมนต์แฟกเตอร์มีค่าเท่ากับสนามของไดโพลจิวหนึ่งหน่วยความยาวที่วางอยู่ที่จุดกำเนิด โดยทั่วไปเอลเมนต์แฟกเตอร์มีค่าขึ้นอยู่กับชนิด และทิศทางการไหลของกระแสในขณะที่ยุติแฟกเตอร์เป็นฟังก์ชันของการแอมพลิจูดของสายอากาศ

สนามรวมของสายอากาศจะมีค่าเท่ากับผลคูณของเอลเมนต์แฟกเตอร์กับสเปซแฟกเตอร์ วิธีนี้เรียกว่าการคูณแพทเทิร์นสำหรับแหล่งกำเนิดที่มีการแอมพลิจูดต่อเนื่อง จะเขียนได้ว่า

$$\text{สนามรวม} = (\text{เอลเมนต์แฟกเตอร์}) \times (\text{สเปซแฟกเตอร์}) \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.9 อิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศไดโพล

จากสมการแสดงกำลังที่แพร่กระจายของสายอากาศไดโพล จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 P_{rad} &= \iiint \overline{W}_{av} \cdot d\overline{s} \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \overline{a}_r W_{av} \cdot \overline{a}_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi \\
 &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} W_{av} r^2 \sin \theta d\theta d\phi
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_o|^2}{4\pi} \int_0^{\pi} \frac{\left[\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \right]^2}{\sin \theta} d\theta \tag{2.25}$$

$$\begin{aligned}
 &= \eta \frac{|I_o|^2}{4\pi} \left\{ C + \text{In}(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \text{In}\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

โดยที่ $C = 0.5772$ (ค่าคงที่ของออยเลอร์)

$C_i(x), S_i(x)$ เป็นโคไซน์และไซน์อินทิกรัลตามลำดับ มีค่า

$$C_i(x) = \int_x^{\infty} \frac{\cos y}{y} dy = \int_{\infty}^x \frac{\cos y}{y} dy \tag{2.27}$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \tag{2.28}$$

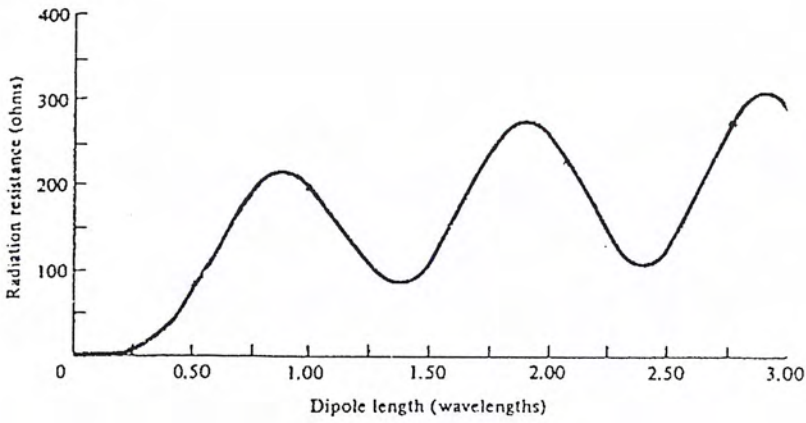
$$\begin{aligned}
 C_i(x) &= \text{In}(\gamma x) - C_i(x) \\
 &= \text{In}(\gamma) + \text{In}(x) - C_i(x) \\
 &= 0.5772 + \text{In}(x) - C_i(x)
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

เมื่อ
$$C_{in}(x) = \int_0^x \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy \tag{2.30}$$

และความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_o|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} &C + \text{In}(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \\ &+ \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \text{In}\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \end{aligned} \right\} \tag{2.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 กราฟของค่า R_r ที่เป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศไดโพล

2.1.10 ความต้านทานอินพุต

สมการ (2.32) เป็นค่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น ณ ตำแหน่งซึ่งกระแสมีค่าสูงสุด มิได้เป็นค่าความต้านทานที่ขั้วของสายอากาศ ดังนั้นถ้าสมมุติว่าไม่มีการสูญเสีย ($R_L = 0$) จะหาความต้านทานอินพุตได้ดังนี้

$$\frac{|I_{in}|^2}{2} R_{in} = \frac{|I_o|^2}{2} R_r \tag{2.32}$$

หรือ

$$R_{in} = \left[\frac{I_o}{I_{in}} \right]^2 R_r \tag{2.33}$$

เมื่อ

- R_{in} = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่อินพุต (จุดป้อนกระแส)
- R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่กระแสมีค่าสูงสุด [(2.32)]
- I_o = ค่ากระแสสูงสุด
- I_{in} = กระแสที่ขั้วอินพุต

สำหรับไดโพลที่ยาว l I_{in} จะสัมพันธ์กับ I_o ดังนี้

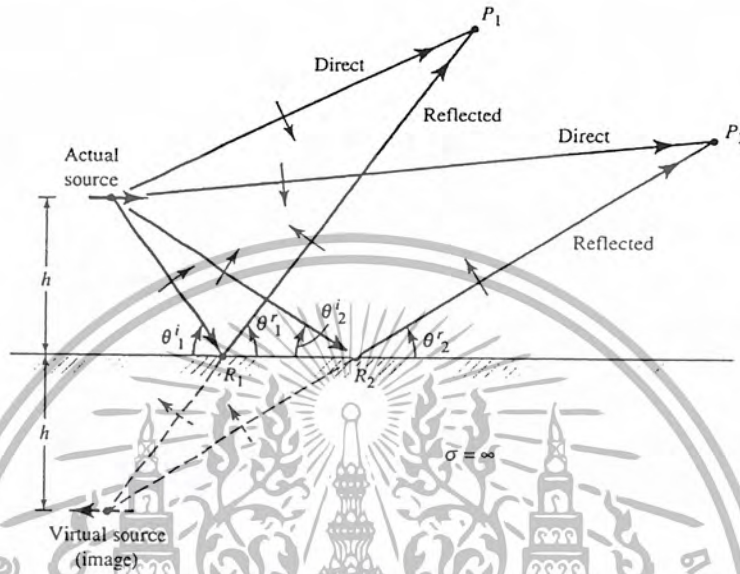
$$I_{in} = I_o \sin\left(\frac{kl}{2}\right) \tag{2.32}$$

จะได้ความต้านทานอินพุตมีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{R_r}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \tag{2.33}$$

2.1.11 ไดโพลเมื่อวางตัวในแนวอนขานานกับแผ่นตัวนำ

ลักษณะของไดโพลเมื่อวางตัวในแนวอนขานานอยู่เหนือแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ (Infinite electric ground plane) ซึ่งแผ่นตัวนำนี้จะเป็นตัวนำที่สมบูรณ์ และมีลักษณะแบนเรียบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 อิเล็กทริก ไดโพลซึ่งวางแนวอนขานานกับแผ่นตัวนำสมบูรณ์ขนาดอนันต์

องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวทางตรง (direct component) จะเขียนได้ว่า

$$E_{\psi}^d = j\eta \frac{kl_0^2 e^{-jk r_1}}{4\pi r_1} \sin \psi \tag{2.36}$$

และองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวสะท้อน (Reflect Component) เขียนได้ดังนี้

$$E_{\psi}^r = jR_h \eta \frac{kl_0^2 e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \tag{2.37}$$

หรือ
$$E_{\psi}^r = -j\eta \frac{kl_0^2 e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \quad \text{เมื่อ } R_h = -1 \tag{2.38ก}$$

R_h คือ reflection coefficient

มุม ψ เป็นมุมวัดจากแกน Y เข้าสู่จุดสังเกต ในการหามุม ψ นั้นในตอนแรกจะดูจาก

$$\cos \psi = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_y \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \sin \phi$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$\sin \psi = \sqrt{1 - \cos^2 \psi} = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \tag{2.38ข}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสังเกตแบบสนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} r_1 &\approx r - h \cdot \cos \theta \\ r_2 &\approx r + h \cdot \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{สำหรับการปรับเปลี่ยนเฟส} \tag{2.39ก}$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad \text{สำหรับการปรับเปลี่ยนแอมพลิจูด} \tag{2.39ข}$$

สนามรวมที่ปรากฏขึ้นเหนือแผ่นกราวด์เพลนโดย ($z \geq 0; 0 \leq \theta \leq \pi/2; 0 \leq \phi \leq 2\pi$) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_{\psi} = E_{\psi}^d + E_{\psi}^r = j\eta \frac{kl_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \cdot [2j \sin(kh \cdot \cos \theta)] \tag{2.40}$$

สมการที่ 2.40 จะประกอบด้วย ผลคูณของสนามไฟฟ้าของเอเลเมนต์แบบเดี่ยว ที่ตั้งห่างจากจุดกำเนิด (origin) อย่างสมมาตรกันกับค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์ที่อยู่ในวงเล็บใหญ่ การเปลี่ยนแปลงของสนามรวมเหนือแผ่นกราวด์เพลนนั้น จะขึ้นอยู่กับระยะความสูงของไดโพลเหนือแผ่นกราวด์เพลน ซึ่งเราสามารถดูรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นที่แสดงเป็น ลอด มิติ ในระนาบ $\phi = 90^\circ$ ได้ดังรูปที่ 2.9 โดยจะแสดงความสูง (h) ต่างๆ ได้แก่ $h = 0, \lambda/8, \lambda/4, 3\lambda/8, \lambda/2, \lambda$



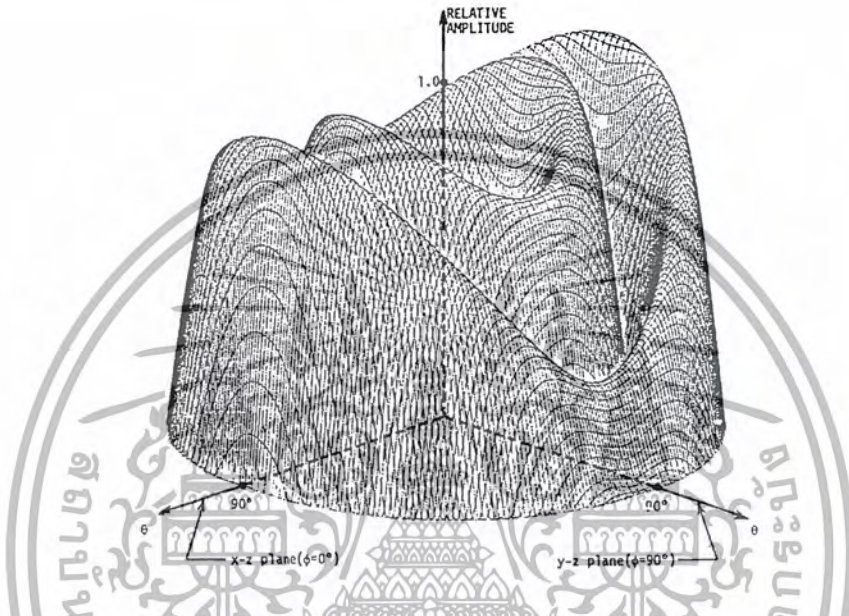
รูปที่ 2.8 ความแรง (Amplitude) ของรูปแบบความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนในระดับต่างกัน

เพื่อจะแสดงลักษณะของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นให้เห็นได้อย่างเด่นชัด จะทำการแสดงแบบ 3 มิติ ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นรูปที่แสดงรูปแบบความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลน เท่ากับหนึ่งความยาวคลื่น ($h = \lambda$) โดยมุมเงย (θ) จะมีมุมเริ่มจาก 0° ถึง 90° และแกน z จะแทนความแรงของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นที่นอร์มอลไลต์แล้วมีค่าจาก 0 ถึง 1 และมุมกวาด (Azimuth: ϕ) จะมีมุมเริ่มจาก 0 ถึง 2π ซึ่งวัดจากแกน x ไปยังแกน y

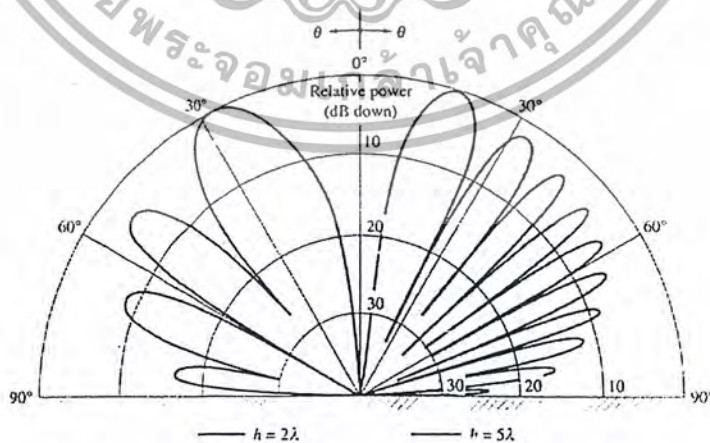
ถ้าเราเพิ่มความสูงของไดโพลจนมากกว่าความยาวคลื่น (h) λ ก็จะทำให้เกิดมี โลบ(Lobe)เพิ่มขึ้นมาเหมือนรูปที่ 2.10 คือเมื่อไดโพลสูง เป็น 2 เท่าของความยาวคลื่น โดยโลบที่เพิ่มขึ้นมาจะเกิดขึ้นๆกันคล้ายกับเปลือกหอย จึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า (Scalloping Effect)

การหาจำนวนของโลบจะสามารถหาได้โดยใช้สมการที่ 2.41

$$\text{จำนวนของโลบ (number of lobes)} \cong 2 \left(\frac{h}{\lambda} \right) \tag{2.41}$$



รูปที่ 2.9 รูปแบบของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เฟลนเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่น



รูปที่ 2.10 ความแรงของความเข้มของกรแพร่กระจายคลื่นในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เฟลน 2λ และ 5λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาค่ากำลังการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Power) หาโดยใช้สมการที่ 2.42 ดังนี้

$$P_{rad} = \eta \frac{\pi}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (2.42)$$

และหาความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นได้จาก

$$R_r = \eta \pi \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (2.43)$$

เมื่อทำการแปลงฟังก์ชัน sine และ cosine จากสมการที่ (2.43) ให้อยู่ในรูปอนุกรม แล้วให้ค่า kh เข้าใกล้ ศูนย์ จะได้ว่า

$$R_r^{kh \rightarrow 0} = \eta \pi \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{2}{3} - \frac{2}{3} + \frac{8}{15} \left(\frac{2\pi h}{\lambda} \right)^2 \right] = \eta \frac{32\pi^3}{15} \left(\frac{l}{\lambda} \right) \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad (2.44)$$

ค่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการใช้สมการที่ (2.45) นั้น ถูกนำไปเขียนเป็นกราฟแสดงได้ดังรูป 2.12 ซึ่งจะหาได้โดยพลอยสูงเหนือแผ่นกรวด์เฟลนตั้งแต่ 0 ถึง 5 เท่าของความยาวคลื่น ($0 \leq h \leq 5\lambda$) เมื่อ $l = \lambda/50$ และให้โคโพลอยอยู่ในสูญญากาศ ซึ่งให้ค่า $\eta = 120\pi$

ค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ได้มาจาก

$$U \cong \frac{r^2}{2\eta} \left| E_{\psi} \right|^2 = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \left(1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi \right) \sin^2(kh \cos \theta) \quad (2.45)$$

ค่าสูงสุดของการแผ่กระจายคลื่นในสมการที่ (2.74) นั้น จะขึ้นกับค่า kh ซึ่งจะใช้เงื่อนไข 21 แบบคือ เมื่อ $kh \leq \pi/2, h \leq \lambda/4$ หรือเมื่อ $kh > \pi/2, h > \lambda/4$ สามารถแสดงค่าสูงสุดจากเงื่อนไขทั้งสองได้ดังนี้

$$U_{max} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \sin^2(kh) \quad \text{เมื่อ } kh \leq \pi/2 (h \leq \lambda/4); (\theta = 0^\circ) \quad (2.46ก)$$

$$U_{max} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \quad \text{เมื่อ } \left[\phi = 0^\circ \text{ and } \sin(kh \cdot \cos \theta_{max}) = 1 \right] \quad (2.46ข)$$

or $\theta_{max} = \cos^{-1}(\pi/2kh)$

หาค่าไดเรกทิวิตีโดยใช้สมการที่ (2.42) และ (2.46ก), (2.46ข) จะได้ดังนี้

$$D_o = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4 \sin^2(kh)}{R(kh)} \quad \text{เมื่อ } kh \leq \pi/2 (h \leq \lambda/4) \quad (2.47ก)$$

$$D_o = \frac{4\pi U_{max}}{P_{max}} = \frac{4}{R(kh)} \quad \text{เมื่อ } kh > \pi/2 (h > \lambda/4) \quad (2.47ข)$$

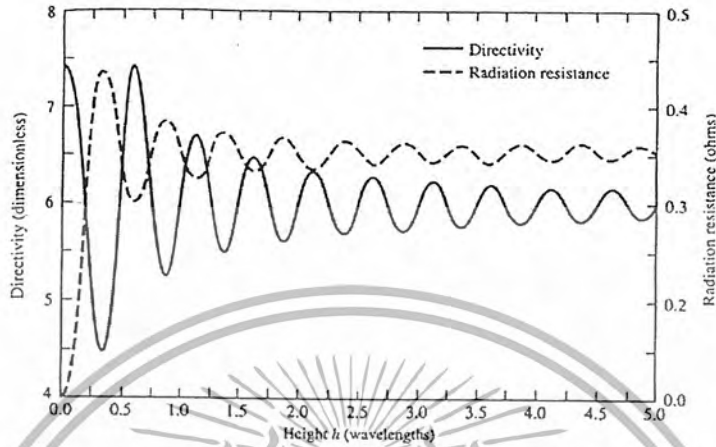
เมื่อ

$$R(kh) = \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (2.47ค)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่า kh มีค่าน้อยมาก(เข้าใกล้ศูนย์)จะทำให้สมการที่(2.47ก)กลายเป็น

$$D_o^{kh \rightarrow 0} = \frac{4 \sin^2(kh)}{\left[\frac{2}{3} - \frac{2}{3} + \frac{8}{15} (kh)^2 \right]} = 7.5 \left(\frac{\sin(kh)}{kh} \right)^2 \tag{2.48}$$

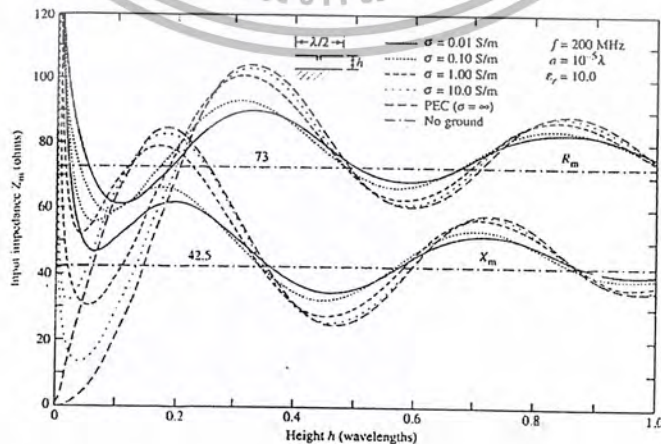


รูปที่ 2.11 ค่าความต้านทานของการแผ่กระจายคลื่น และ ไดเรกทิวิตีของ ไดโพลที่วางตัวในแนวขนานสูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนขนาดอนันต์

เมื่อความสูงเป็นศูนย์ ($h = 0$) จะไม่มีการแผ่กระจายคลื่นเลย ในรูปที่ 2.11 จะมีการแสดงค่าของไดเรกทิวิตีด้วย และจากรูปจะเห็นว่า เมื่อค่า h น้อย ๆ ค่าไดเรกทิวิตีจะมีค่าประมาณ 7.5 และจะมีค่าประมาณ 6 เมื่อ $h \approx (0.725 + n/2)\lambda, n = 0, 1, 2, 3, \dots$

รูปที่ 2.12 นั้นแสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ ของไดโพลครึ่งความยาวคลื่นที่อยู่เหนือแผ่นตัวนำที่มีค่าความนำ (Conductivities) ต่าง ๆ กัน ได้แก่ $10^{-2}, 10^{-1}, 1, 10$ s/m และค่าความนำเป็นอนันต์ โดยจะเปลี่ยนความสูงของไดโพลให้อยู่ในช่วง 0 ถึง λ

จากรูปที่ 2.12 จะเห็นว่าเมื่อความสูงของไดโพลเหนือแผ่นตัวนำเพิ่มมากขึ้น ค่ารีซิสแตนซ์จะเริ่มมีค่าเข้าใกล้ค่าคงที่คือ 73 โอห์มและค่ารีแอกแตนซ์ก็จะเข้าใกล้ค่า 42.5 โอห์ม



รูปที่ 2.12 ค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda/2$ Dipole) ที่อยู่เหนือแผ่นตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทฤษฎีภาพเหมือน

ในสายอากาศที่ใช้งานจริงนั้น บ่อยครั้งที่เรามักจะนำแผ่นสะท้อนคลื่นมาไว้ด้านหลังของตัวสายอากาศเพื่อให้คลื่นสะท้อนออกไปทางด้านหน้าเท่านั้น หรือสายอากาศไปอยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กับวัสดุที่สามารถสะท้อนคลื่นได้ ถ้าแผ่นสะท้อนที่มีขนาดใหญ่มาก การหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทางด้านหน้านั้นจะทำได้โดยการวางสายอากาศสภาพเสมือนที่เหมาะสมไว้ตรงตำแหน่งที่เหมาะสม

ในกรณีที่แผ่นสะท้อนเป็นแผ่นโลหะเรียบ และมีสภาพการนำไฟฟ้าที่ดีมาก ตามเงื่อนไขขอบเขตสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะจะต้องเป็นศูนย์ (เงื่อนไขดังกล่าวนี้บางครั้งเรียกว่าผนังไฟฟ้า) ตามรูปที่ 2.13 ถ้าแหล่งกำเนิดคลื่นเป็นแบบกระแสไฟฟ้าวางขนานกับแผ่นโลหะห่างจากตัวผิวโลหะเป็นระยะทาง d ถ้าเราดึงแผ่นโลหะออกแล้ว วางกระแสไฟฟ้าเสมือนที่ชี้ทิศทางตรงข้ามกับกระแสจริงที่ตำแหน่งห่างจากแผ่นสะท้อนลงมาทางด้านล่างเป็นระยะทาง d เช่นเดียวกัน เราจะพบว่าสนามไฟฟ้าตรงตำแหน่งของผิวโลหะที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าจริงคือ E และที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าเสมือนคือ E จะอยู่ในทิศที่สวนประกอบในแนวสัมผัสมีขนาดเท่ากัน และชี้ทิศทางตรงกันข้ามเสมอ ซึ่งทำให้สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสเป็นศูนย์เสมอ เมื่อเป็นเช่นนี้เราอาจกล่าวได้ว่า กระแสไฟฟ้าเสมือนที่เกิดขึ้นนี้จะทำหน้าที่เหมือนกับแผ่นโลหะสะท้อน เพราะฉะนั้นในการหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศว่าง I เราจะได้โดยวางกระแสไฟฟ้าเสมือนแล้วนำแผ่นโลหะออกดังกล่าวข้างต้น

ในรูปที่ 2.13 ยังได้แสดงกรณีที่กระแสไฟฟ้าอยู่ในแนวตั้งฉากกับแผ่นสะท้อน ซึ่งในกรณีนี้เราจะได้กระแสไฟฟ้าเสมือนชี้ในทิศเดียวกัน สำหรับกระแสแม่เหล็กนั้นทิศทางของกระแสแม่เหล็กเสมือนจะชี้ทิศตรงกันข้ามกับทิศของกระแสไฟฟ้า

ในทางปฏิบัติอาจมีกรณีที่กระแสอยู่ในแนวเฉียงๆ ได้ ในกรณีเช่นนี้สามารถวางกระแสเสมือนได้โดยแยกกระแสจริงให้อยู่ในแนวขนาน และแนวตั้งฉากกับผิวโลหะสะท้อน



รูปที่ 2.13 ภาพเสมือนของกระแสไฟฟ้า และกระแสแม่เหล็กเมื่อวางอยู่เหนือแผ่นโลหะ

2.3 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler Effect)

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ คือปรากฏการณ์ที่ผู้สังเกตได้รับความถี่คลื่นเสียงจากแหล่งกำเนิด (source) คลื่นต่างจากความถี่เดิม ขณะที่ความเร็วสัมพันธ์กันไม่เป็นศูนย์ และสังเกตได้ว่าคลื่นมีความถี่ต่าง

เอกสารนี้เป็นไปจากตอนที่หยุดนิ่งหรือตอนที่ความเร็วสัมพันธ์กันเป็นศูนย์นั้น ไม่นอญญาติให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก้ารนำไปใช้

กำหนด

f_0 เป็นความถี่คลื่นเสียงเมื่อแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตอยู่นิ่งๆ

u เป็นความเร็วของคลื่น

V_s เป็นความเร็วของแหล่งกำเนิด

V_L เป็นความเร็วของผู้สังเกต

f เป็นความถี่ที่สังเกตได้

ตัวอย่างเช่น เมื่อระดับเพลิง หรือรถไฟเปิดสัญญาณขอทาง รถกำลังแล่นเข้าหาผู้สังเกตจะเกิดเหตุการณ์ขึ้น 2 กรณีคือ

- (ก) เสียงจะดังมากขึ้น เพราะรถแล่นเข้าหาผู้สังเกตทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความเข้มมากขึ้น ไม่ใช่ปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์
- (ข) เสียงจะแหลมขึ้น เพราะรถแล่นเข้าหาผู้สังเกตทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่มากขึ้น เป็นปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์

เราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดเสียงได้ 2 แบบคือ

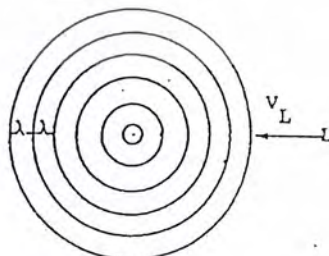
1. แหล่งกำเนิดเสียงแบบหยุดอยู่กับที่
2. แหล่งกำเนิดเสียงแบบสามารถเคลื่อนที่ได้

2.3.1 แหล่งกำเนิดอยู่กับที่

เช่น ถ้า โฟงในห้องฟังเสียง ความยาวคลื่นข้อมเท่ากัน สมมติความเร็วเสียงในอากาศเป็น u ความเร็วของผู้ฟังเป็น V_L ดังรูปที่ 2.14 เมื่อผู้ฟังเข้ามาข้อมได้รับคลื่นมากขึ้น (ความถี่มากขึ้น) ข้อมได้รับความเร็วสัมพัทธ์เป็น $u + V_L$

จากสูตร $V = f\lambda$ $u + V_L = f\lambda$ $f = \frac{u + V_L}{\lambda}$ (2.49)

ในทางกลับกันถ้าผู้ฟังเคลื่อนที่หนีคลื่นเสียงออกไป ข้อมได้ความเร็วสัมพัทธ์น้อยลง เป็น $u - V_L$ สูตร $f = \frac{u - V_L}{\lambda}$ (2.50)



S - source

L - Listener

รูปที่ 2.14 คลื่นของแหล่งกำเนิดอยู่กับที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ด้วย

เช่น รถไฟกำลังแล่นและเปิดหวูดตามรูปที่ 2.15 ทางด้าน นาย ก. จะได้รับ λ ของคลื่นสั้นลง (แต่ นาย ข. หลังรอรถได้ยิน λ ยาวขึ้น) ความยาวคลื่นไม่เกี่ยวกับความเร็วของผู้ฟังเลย สมมติความเร็วเสียงในอากาศเป็น u ความเร็วของแหล่งกำเนิดเสียงเป็น V_s

จากสูตร
$$V = \frac{s}{t}$$

$$s = vt$$

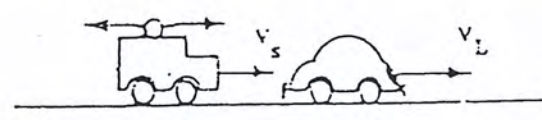


รูปที่ 2.15 คลื่นของแม่เหล็กกำเนิดเคลื่อนที่

ในเวลา t วินาที เสียงคลื่นที่ได้ ut เมตร
 ในเวลา t วินาที แหล่งกำเนิดเสียงเคลื่อนที่ได้ $V_s t$ เมตร
 ระยะทางจริงๆ ที่เคลื่อนที่จะได้จาก แหล่งกำเนิด = $ut - V_s t$ เมตร
 ถ้าแหล่งกำเนิดส่งคลื่นด้วยความถี่ f_o เฮิรตซ์
 1 วินาที จะปล่อยคลื่นออกมา f_o ลูกคลื่น
 t วินาที จะปล่อยคลื่นออกมา $f_o t$ ลูกคลื่น
 $f_o t$ ลูกคลื่น ได้ระยะทาง $ut - V_s t$ เมตร
 1 ลูกคลื่น ได้ระยะทาง $\frac{ut - V_s t}{f_o t}$ เมตร

$$\lambda = \frac{u - V_s}{f_o} \tag{2.51}$$

- ถ้ารวมทั้งสองตอนเข้าด้วยกัน
- (ก) แหล่งกำเนิดเสียงเคลื่อนที่เข้ามายังผู้ฟัง
 - (ข) ผู้ฟังเคลื่อนที่ออกไปด้วย



รูปที่ 2.16 แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้ามายังผู้ฟัง และผู้ฟังเคลื่อนที่ออกไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการ (2.51) ลงในสมการ (2.50) จะได้

$$f = \frac{u - V_L}{(u - V_s) / f_o}$$

$$f = \frac{f_o (u - V_L)}{(u - V_s)} \tag{2.52}$$

ในทางกลับกัน ถ้าแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้ฟัง ผู้ฟังเคลื่อนที่เข้าหาคลื่นเสียง จะได้ความเร็วเป็นลบ เพราะตรงข้ามกับทิศทางที่สมมติไว้ในตอนแรก จะได้ว่า

$$f = \frac{f_o (u + V_L)}{(u + V_s)} \tag{2.53}$$



รูปที่ 2.17 โมโน-กราฟ (Mono-Graph) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเคลื่อนที่เร็วหรือความถี่คอปเปิลเลอร์และความถี่

2.4 การคำนวณค่าลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นในระบบวิทยุเคลื่อนที่

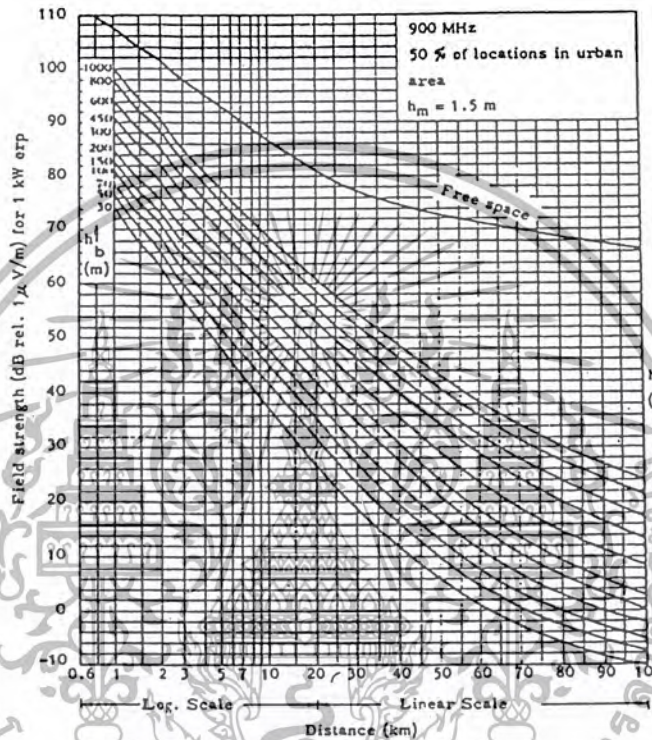
(Empirical Formular for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services)

ในการวางแผนออกแบบระบบวิทยุเคลื่อนที่ภาคพื้นดินนั้น จำเป็นต้องทราบถึง ลักษณะสมบัติการแพร่กระจายคลื่น โดยวิธีการนั้นจะใช้ผลการทดลองหลายๆ ครั้ง และใช้การจัดการข้อมูลสถิติ ซึ่งมีผู้ทำการพัฒนาวิธีการต่างๆ ที่ใช้คำนวณหาความแรงของสัญญาณจากเครื่องส่ง ไปถึงเครื่องรับที่อยู่ห่างกันและแสดงให้เห็นว่าค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นมีว่าสัมพันธ์แบบลอการิทึม (logarithm) กับระยะห่างระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ จากผลการศึกษาทั้งหมดพบว่า ผลการศึกษาของ โอคุมูระ (Y.Okumura) จะ

เหมาะกับการใช้งานจริงมากที่สุด เพราะสามารถหาความแรงของสัญญาณ (field strength) และขอบเขตเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของพื้นที่บริการได้ด้วย นอกจากนี้วิธีการคำนวณค่าคาดคะเน (propagation prediction) การแพร่กระจายคลื่นของไอจุมุระนี้ ถูกใช้เป็นมาตรฐานในการออกแบบระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ (land mobile systems) ของญี่ปุ่นด้วย

ในวิธีการคาดคะเนของไอจุมุระ จะมีการใช้ตัวแปรที่สำคัญในการสร้างเส้นทางโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวแปรพื้นฐาน (Basic median field strength curve) ได้แก่ ความสูงประสิทธิภาพของสายอากาศที่ส่งที่สถานีฐาน (h_b), ความถี่ (f_c) และความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ (h_m)



รูปที่ 2.18 เส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐานในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 2.18 แสดงเส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐาน ของความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์ ในการที่จะวางแผนระบบโดยใช้วิธีนี้จำเป็นต้องเลือกเส้นโค้งที่สอดคล้องกับ f_c , h_b และ h_m แต่วิธีการคาดคะเนของไอจุมุระนี้จะมีผลที่ได้อยู่ในลักษณะของเส้นโค้ง ซึ่งจะยุ่งยากมากในการนำมาวิเคราะห์ ซึ่งต่อมา มาซาฮารุ ฮาตะ (Masaharu Hata) ก็ได้ทำการแก้ไขค่าต่างๆ จากเส้นโค้งให้อยู่ในรูปแบบของสมการ โดยกำหนดสภาพพื้นฐานไว้ดังนี้

- การลดทอนขอสัญญาณจากการแพร่กระจายคลื่นจะพิจารณาจากสายอากาศแบบไอโซทรอปิก
- สมมติให้เป็นพื้นที่ราบเรียบ และจะไม่นำการลดทอนที่เกิดจากสิ่งกีดขวางมาคิด
- สมการพื้นฐานหลักจะคำนวณจากสภาพแวดล้อมในเขตตัวเมือง สำหรับในพื้นที่อื่นๆ จะการใช้แฟคเตอร์การแก้ไขจากสมการพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นระหว่างสายอากาศ

(Propagation Loss between Isotropic Antenna)

เมื่อให้กำลังงานประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไอโซทรอปิก เป็น P_t (dBW : EIRP) และความแรงของสัญญาณที่รับได้โดยสายอากาศไอโซทรอปิก เป็น E (dB μ V/m) ค่าลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่น L_p (dB) ระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิกทั้งสองสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

ถ้า A_{eff} คือระบะหน้าตัดการดึงดูดของสายอากาศไอโซทรอปิกและ P_u คือ ความหนาแน่นของกำลังงานที่รับได้ ดังนั้นเราจะหาลำดับงานที่รับได้ (P_r) ได้คือ

$$P_r \text{ (dBm)} = P_u \text{ (dBm/m}^2\text{)} + 10 \log_{10} (A_{eff})$$

เมื่อ

$$A_{eff} = \lambda^2 / 4\pi \quad \lambda; \text{ คือ ความยาวคลื่น(m)}$$

$$P_u \text{ (dBm/m}^2\text{)} = E \text{ (dB}\mu\text{V/m)} - 10 \log_{10} (120\pi) - 90$$

ขณะที่ค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นคือ ค่าความแตกต่างระหว่างกำลังงานที่แพร่กระจายออกไป กับกำลังงานที่รับได้ โดยการใช้สมการที่ (I) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} L_p \text{ (dB)} &= P_t - P_r \\ &= P_t \text{ (dBm)} - E \text{ (dB}\mu\text{V/m)} - 10 \log_{10} (\lambda^2 / 4\pi) + 145.8 \end{aligned} \quad (2.54)$$

2.4.2 ค่าลดทอนและเส้นโค้งการคาดคะเนของโอคุมูระ

(Okumura's Prediction Curve and Propagation Loss)

เส้นโค้งการคาดคะเนของโอคุมูระ ได้จากการรับสัญญาณที่ถูกส่งที่ 1kW .EIRP / dipole จึงจำเป็นต้องแปลงจาก ERP / dipole ให้เป็น EIRP โดยการแปลงนั้นจะทำให้ได้โดยบวกค่าความแตกต่างของอัตราขยายกำลังระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิกและสายอากาศไดโพล ก็คือ บวกด้วย 2.2 dB เข้าไป

$$P_t \text{ (dBm.EIRP)} = P_t \text{ (dBW.ERP/dipole)} + 2.2 \text{ (dB)} \quad (2.55)$$

เมื่อ P_t คือ 1kW (ERP/dipole) ดังนั้น P_t (dBW.EIRP) จึงมีค่าเท่ากับ 32.2 dB

จากสมการ (2.54) และ (2.57) จะหาค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่น L_p (dB) ระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิก โดยการใช้เส้นโค้งการคาดคะเน และได้ดังสมการต่อไปนี้

$$L_p \text{ (dB)} = 178 - 10 \log_{10} (\lambda / 4\pi) - E \text{ (dB}\mu\text{V/m)} \quad (2.56)$$

2.4.3 สูตรสำหรับการหาค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดลอง

(Empirical Formula for propagation Loss)

สูตรพื้นฐานของการหาค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นในพื้นที่ตัวเมืองที่มีลักษณะเป็นที่ราบ จะหาได้โดยใช้เส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐาน (Basic median field strength curve) และจากการทดสอบเส้นโค้งนี้จะเห็นว่า ความแรงของสัญญาณ $E (dB\mu V / m)$ นั้นจะเป็นฟังก์ชันของ ระยะทาง $R (km)$ คือ

$$E (dB\mu V / m) = \gamma + \beta \log_{10} R \tag{2.57}$$

เมื่อ γ และ β เป็นค่าคงที่ หาได้จาก $h_b (m)$ และ $f_c (MHz)$ ดังนั้นค่าการลดทอนการแพร่กระจาย คลื่นจะกำหนดได้จากการแทนสมการ (2.57) ลงใน (2.56)

$$L_p (dB) = A + B \log_{10} R \tag{2.58}$$

$$A = 178 - 10 \log_{10} \left(\lambda^2 / 4\pi \right) - \gamma + a (h_m) \tag{2.59}$$

$$B = -\beta \tag{2.60}$$

เมื่อ $a (h_m)$ เป็นแฟคเตอร์สำหรับการแก้ไขของความสูงของสายอากาศที่เคลื่อนที่ $h_m (m)$ ซึ่งใน เส้นโค้งมาตรฐานนั้นจะใช้ $h_m = 1.5 m$ ดังนั้นเราจะให้ $a = 0dB$ เมื่อ $h_m = 1.5 m$ และค่า $a (h_m)$ จะเป็นค่า อื่นเมื่อ h_m เปลี่ยนไป

ในการใช้สมการที่ (2.57) และ (2.58) ค่า A ได้จากการที่ให้ความแรงของสัญญาณ $E (dB\mu V / m)$ ที่ $R = 1 km$ และ B หาได้จากความชันของเส้นโค้งความแรงของสัญญาณ

ตาราง 1	$f_c (MHz)$			
$h_b (m)$	150	450	900	1500
30	105.5	117.0	124.5	132.0
50	103.0	114.0	122.5	129.5
70	101.0	112.0	120.5	127.0
100	98.5	110.0	118.0	125.0
150	96.5	108.0	116.5	123.0
200	94.5	106.0	114.5	121.0

ตารางที่ 2.1 ค่าของ A

ตาราง II	f_c (MHz)			
h_b (m)	150	450	900	1500
30	35.0	35.0	35.7	35.7
50	33.4	34.1	33.8	34.1
70	33.2	32.5	32.2	33.4
100	31.5	31.3	32.5	32.2
150	30.4	30.4	31.1	30.9
200	29.9	29.4	29.9	29.9

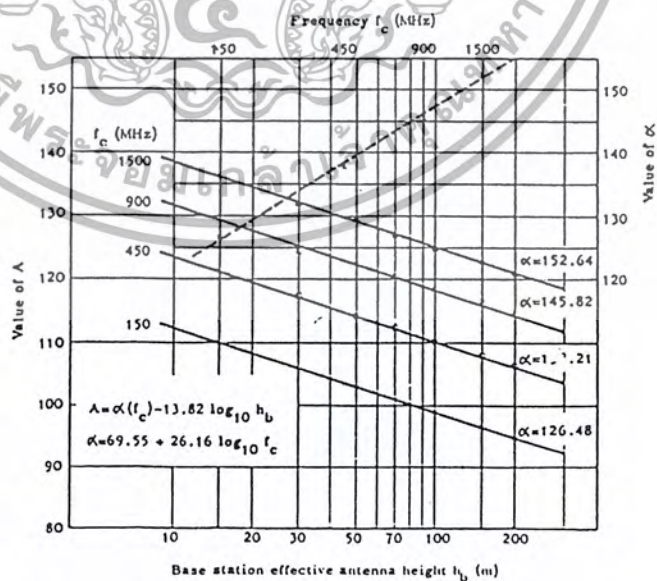
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าของ B

ค่า A และ B หาได้จากการใช้เส้นโค้งความแรงของสัญญาณในตัวกลางพื้นฐานซึ่งได้ค่าดังตารางที่ 2.1 และ 2.2 โดยตารางที่ 2.1 นั้นเป็นตารางแสดงค่าของ A ซึ่งมีลักษณะที่สังเกตได้คือ

- ที่แต่ละความถี่ f_c (MHz) นั้นค่า A จะลดลง เมื่อความสูงของสายอากาศที่สถานีฐาน h_b (m) เพิ่มขึ้น
- เมื่อให้ h_b คงที่แล้วเปลี่ยนค่า f_c ไป โดยการคูณค่า n จะได้ว่า ค่า A จะเพิ่มขึ้นเป็นแบบ $\log n$ ซึ่งค่า A แสดงไว้ในรูปที่ 2.24 จะได้ว่า

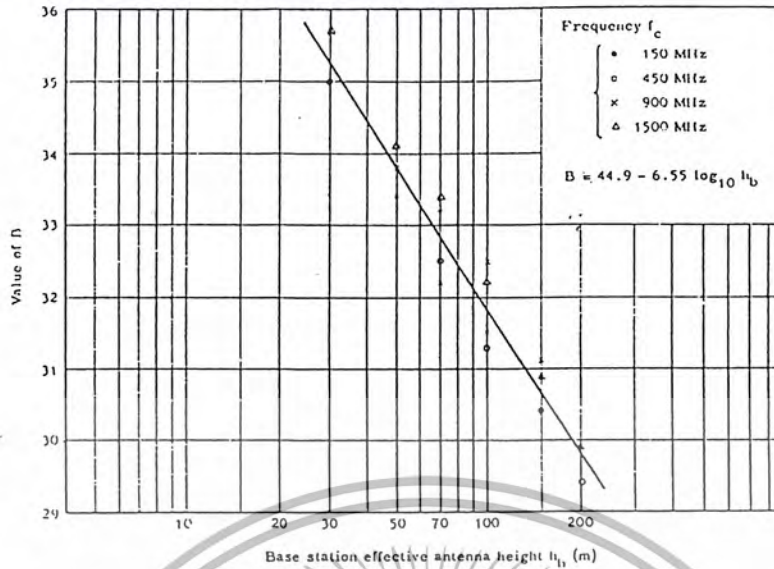
$$A = \alpha - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m)$$

$$\alpha = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c \tag{2.61}$$



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงค่าของ A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 กราฟแสดงค่าของ B

ตารางที่ 2.2 การเปลี่ยนแปลงของค่า B ก็จะมีลักษณะที่สังเกตได้ คือ

- B จะไม่ขึ้นอยู่กับ f_c
- เมื่อ h_b เพิ่มขึ้น ค่า B ก็จะลดลง

ค่า B แสดงไว้ในรูปที่ 2.23 แล้ว เมื่อเรลากเส้นในรูปที่ 2.23 เชื่อมต่อระหว่างค่าเฉลี่ยของแต่ละค่า h_b เราจะได้เป็นกราฟเส้นตรง ซึ่งก็แสดงได้ดังรูป และจะได้

$$B = 44.9 - 6.55 \log_{10} h_b \quad (2.62)$$

เมื่อเราแทนสมการ (2.61) และ (2.62) ลงใน (2.58) สูตรพื้นฐานของค่าการลดทอน การแพร่กระจายคลื่น จะประกอบด้วย

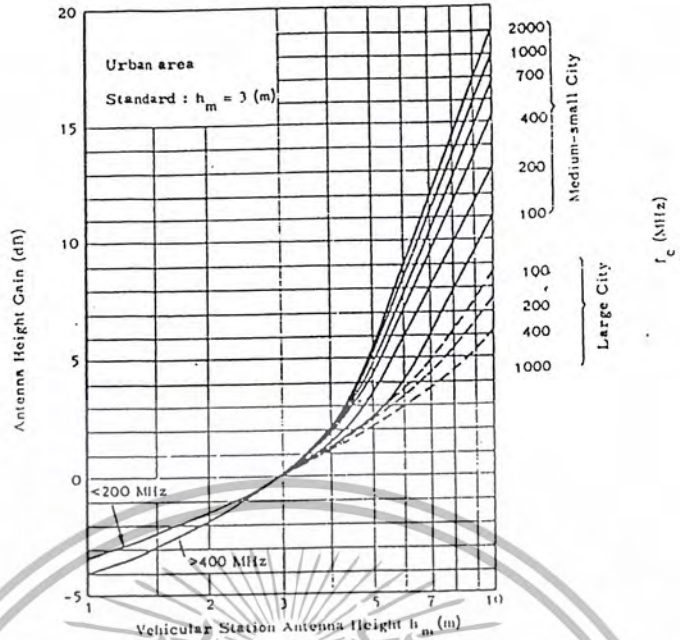
$$L_p \text{ (dB)} = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} R \quad (2.63)$$

เมื่อ $f_c = 150 - 1,500 \text{ MHz}$, $h_b = 30 - 200 \text{ m}$ และ $R = 1 - 20 \text{ km}$

และ $a(h_m)$ คือ แฟกเตอร์การแก้ไข (Correction factor) ของ h_m ซึ่ง $a = 0 \text{ dB}$ เมื่อ $h_m = 1.5 \text{ m}$

2.4.4 การหาแฟกเตอร์การแก้ไข (Correction factor)

ในรูปที่ 2.21 จะมีการแสดงเส้นโค้งการแก้ไข (Correction curve) สำหรับความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ h_m เมื่อใช้ $h_m = 3 \text{ m}$ ในพื้นที่ราบในตัวเมือง



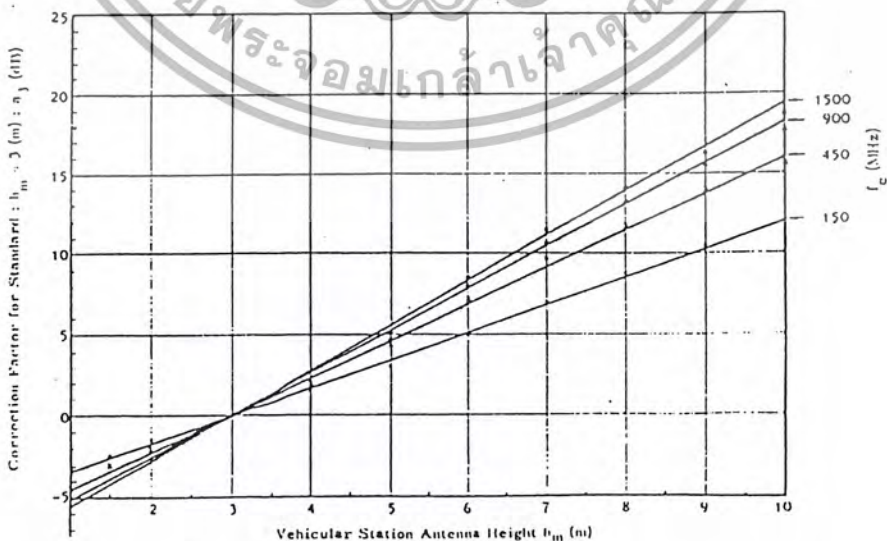
รูปที่ 2.21 เส้นโค้งการคาดคะเนสำหรับอัตราการขยายกำลังของสายอากาศเคลื่อนที่เมื่ออยู่ในตัวเมือง

2.4.4.1 แฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดกลางและขนาดเล็ก

ค่าแฟกเตอร์การแก้ไขที่ใช้สำหรับเมืองที่มีขนาดกลางและขนาดเล็กนั้น ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.22 ซึ่งจะมีลักษณะเป็นกราฟเส้นตรง

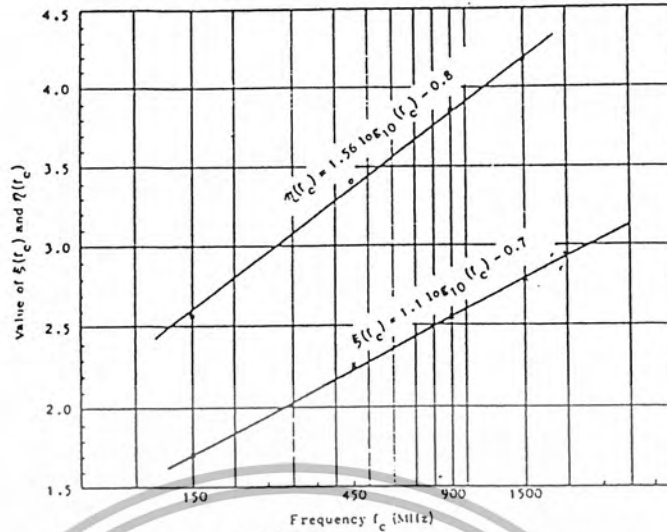
จากสมการที่ (2.63) ค่า h_m ที่ใช้คิดในสมการนี้ คือ $h_m = 1.5$ m. ซึ่งก็จะมี $a = 0$ dB และอาจเขียนแฟกเตอร์การแก้ไขในรูปใหม่ได้เป็น

$$a_{1.5} = \zeta(f_c) \cdot h_m - \eta(f_c) \tag{2.64}$$



รูปที่ 2.22 แฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดกลางและขนาดเล็ก (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 ค่าสัมประสิทธิ์ $\xi(f_c)$ และ $\eta(f_c)$

$$\left. \begin{aligned} \xi(f_c) &= 1.11 \log_{10}(f_c) - 0.7 \\ \eta(f_c) &= 1.56 \log_{10}(f_c) - 0.8 \end{aligned} \right\} \quad (2.65)$$

แทนสมการ (2.65) ลงใน (2.64) จะได้ค่า $a(h_m)$ ของความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ในเมืองขนาดกลางและเล็ก เป็น

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7) * h_m = (1.56 \log_{10} f_c - 0.8) \quad (2.66)$$

เมื่อ

$$h_m = 1 - 10 \text{ เมตร}$$

$$f_c = 150 - 1,500 \text{ เมกะเฮิรตซ์}$$

ค่าความผิดพลาด (Error) ในการเขียนกราฟเส้นตรงในรูปที่ 2.22 นั้น จะเป็นสัดส่วนกับความถี่ ซึ่งที่ $f_c = 1,500$ เมกะเฮิรตซ์ จะเกิดค่าความผิดพลาดประมาณ 1.0 เดซิเบล เมื่อเรารูปร่างที่ 2.21 จะเห็นว่าช่วงที่กราฟมีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด คือ ช่วงที่ h_m ประมาณ 4-5 เมตร ซึ่งเมื่อทำการปรับกราฟให้เป็นกราฟเชิงเส้น (Linear) ดังรูปที่ 2.22 ก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดที่บริเวณนี้มากกว่าบริเวณอื่นด้วย ดังนั้นจึงสามารถประมาณได้ว่า ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นมากที่สุดที่ $f_c = 1,500$ เมกะเฮิรตซ์ และ h_m ประมาณ 4-5 เมตร

2.4.4.2 แฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดใหญ่

ค่าแฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดใหญ่นี้ แสดงเป็นเส้นประ ในรูปที่ 2.21 ซึ่งเส้นโค้งนี้จะมีลักษณะเป็นพาราโบลา และสมการต่อไปนี้ เป็นสมการการประมาณค่าของเส้นโค้งเหล่านี้

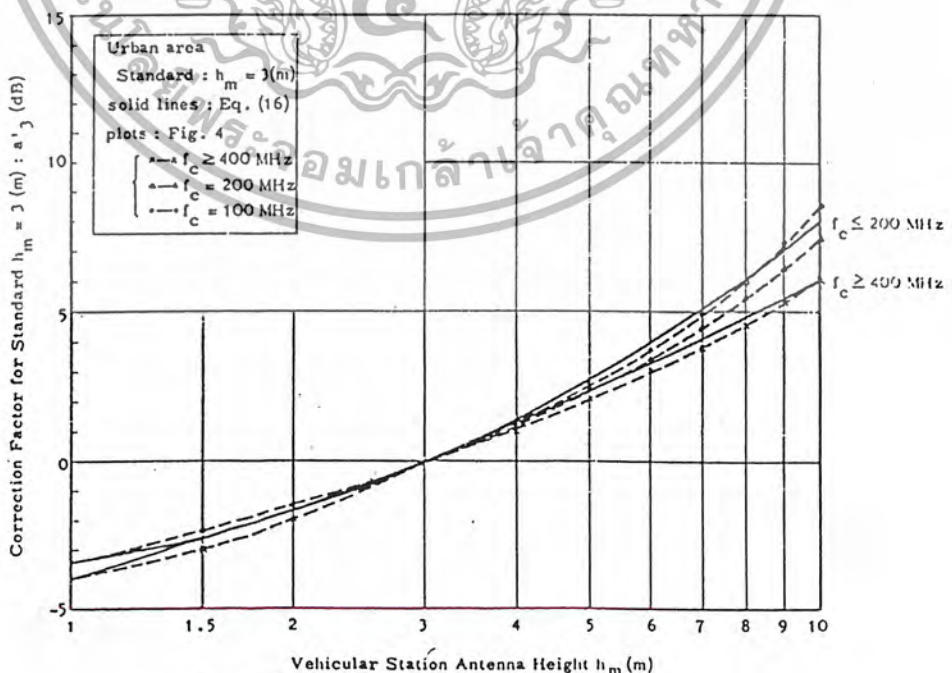
$$\left. \begin{aligned} a'_3 &= 8.29 \cdot (\log_{10} 1.54 \cdot h_m)^2 - 3.69 \text{ (dB)}; f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ &= 3.2 \cdot (\log_{10} 11.75 \cdot h_m)^2 - 7.63 \text{ (dB)}; f_c \geq 400 \text{ MHz} \end{aligned} \right\} \quad (2.67)$$

ต้องการแปลงสมการที่ (2.67) ให้เป็นไปตามเงื่อนไข $a = 0 \text{ dB}$ เมื่อ $h_m = 1.5 \text{ m}$ ดังนั้นจะได้ค่าแฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} a(h_m) &= 8.29 \cdot (\log_{10} 1.54 \cdot h_m)^2 - 1.1 \text{ (dB)}; f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ a(h_m) &= 3.2 \cdot (\log_{10} 11.75 \cdot h_m)^2 - 4.97 \text{ (dB)}; f_c \geq 400 \text{ MHz} \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

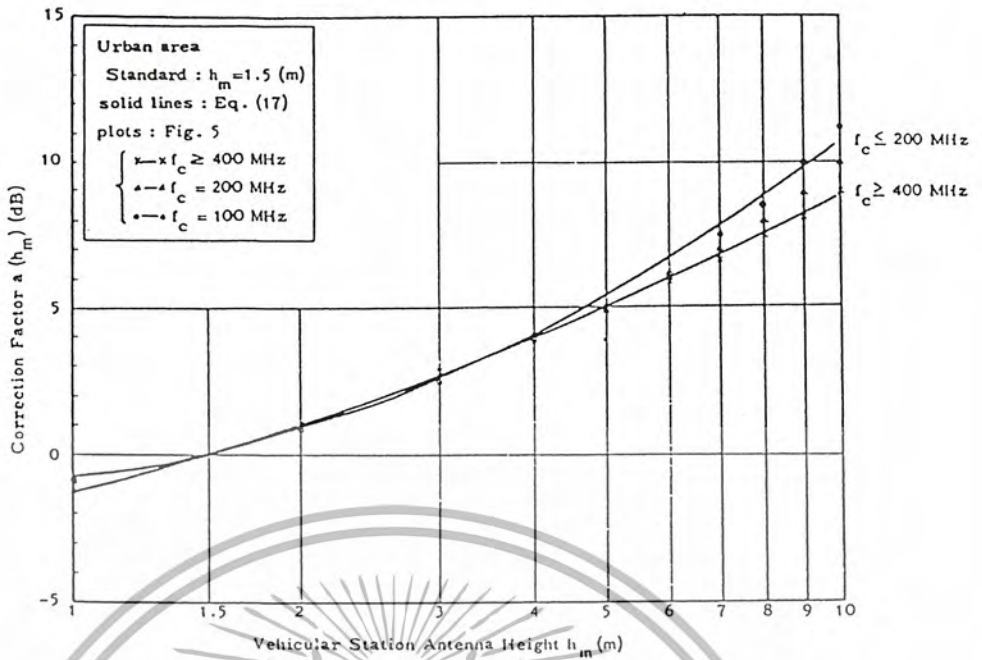
จากรูปที่ 2.24 เส้นโค้งของ $f_c = 200$ เมกะเฮิรตซ์ กับ 100 เมกะเฮิรตซ์ นั้น มีค่าความผิดพลาดเพียง 0.5 เดซิเบล เท่านั้น

จากรูปที่ 2.25 ค่าที่ได้จากสมการที่ (2.68) และรูปที่ 2.21 จะให้ได้เมื่อ $f_c \geq 400 \text{ MHz}$ และจะเกิดค่าความผิดพลาดมากที่สุดในช่วง $f_c \leq 200 \text{ MHz}$ และ $h_m \geq 5 \text{ m}$ ซึ่งมีค่าประมาณ 1 เดซิเบล เพราะฉะนั้นสมการที่ (2.68) จะใช้ในการหาแฟกเตอร์การแก้ไข $a(h_m)$ สำหรับความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ในเมืองขนาดใหญ่ ที่มีความสูงเฉลี่ยของสิ่งปลูกสร้างโดยรอบมากกว่า 15 เมตร



รูปที่ 2.24 แฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

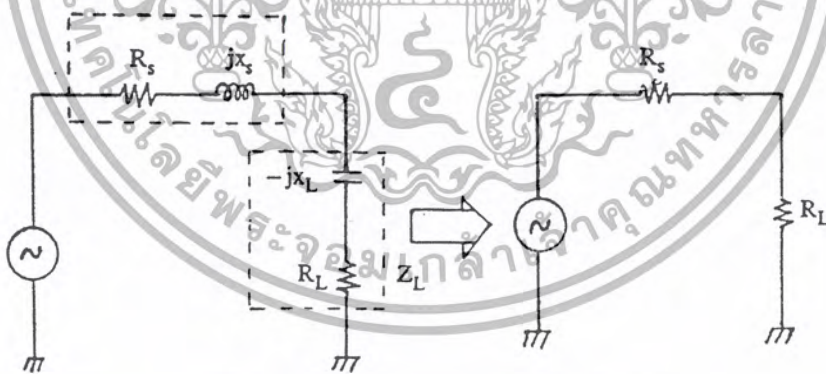


รูปที่ 2.25 แฟคเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (2)

2.5. การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมชชิง

2.5.1. การแมชชิงวงจรรูปตัวแอล (L Network)

วงจรรูปตัวแอลทั่วไปสามารถเขียนให้เป็นวงจรที่ทำการแมชแล้ว ดังรูปที่

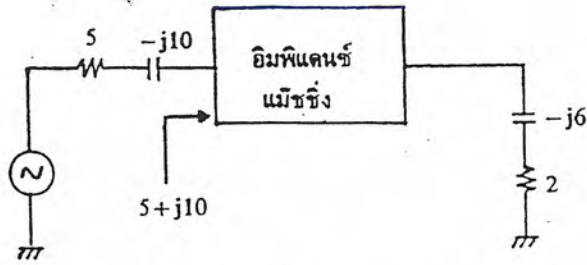


2.26

รูปที่ 2.26 วงจรการแมชของ Z_s และ Z_L อย่างง่าย

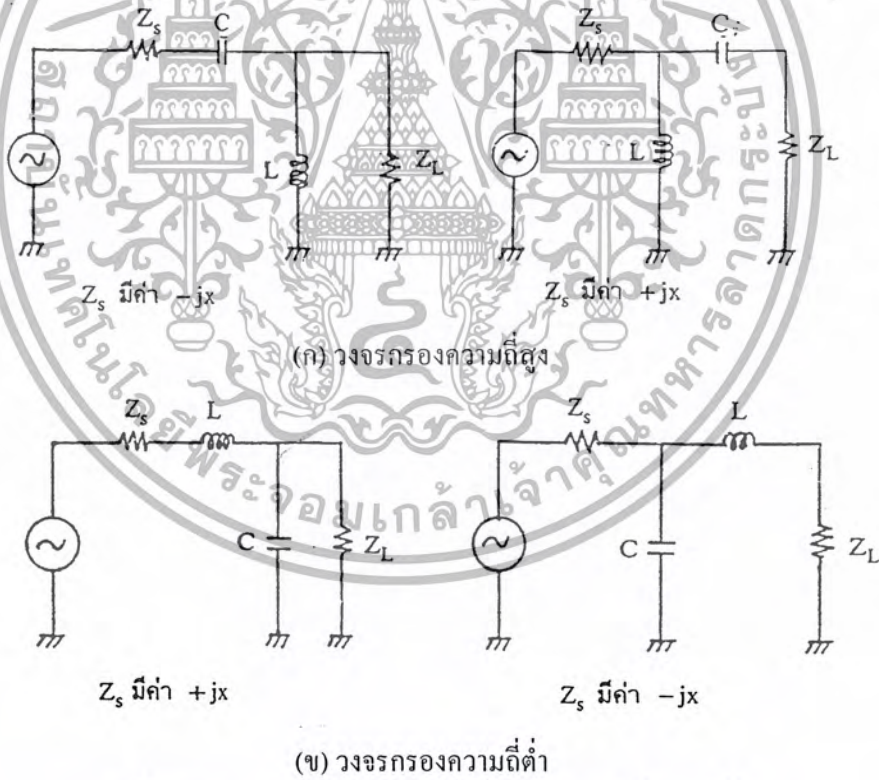
จากรูปที่ 2.26 จะเห็นว่า การใช้ L หรือ C เพื่อช่วยในการแมชอิมพีแดนซ์ สามารถทำได้เมื่อเราทราบค่าอีกค่าหนึ่งว่าเป็น L หรือ C ถ้าเป็น C ก็ต่อโหลดที่มีค่า L เข้าไปเพื่อแก้ค่า jX ถ้าเราไม่สามารถเลือกค่าได้ตามต้องการจึงจำเป็นที่จะต้องใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมชซึ่งเข้าไป เพื่อให้ทั้ง Z_s และ Z_L มีการแมชที่สมบูรณ์ขึ้น ดังวงจรรูปที่ 2.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 การใช้วงจรอิมพีแดนซ์แมชชิง เมื่อค่า Z_s และ Z_L ถูกกำหนดมาแล้ว

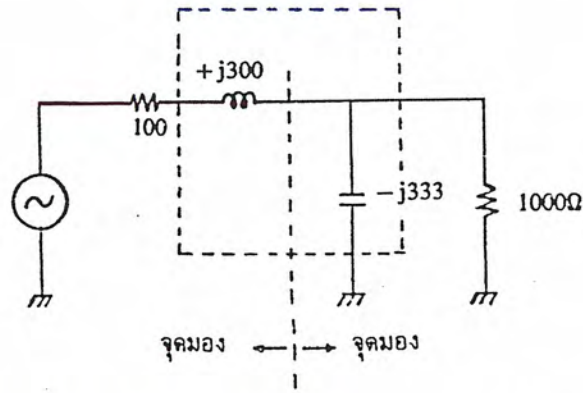
จากวงจรรูปที่ 2.4 ค่าของ Z_s และ Z_L ปรากฏค่าเป็นค่า $-jX$ ทั้งคู่ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องใส่วงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์เข้าไปโดยให้มีคุณสมบัติเมื่อมองเข้าทางด้านทางเข้า (Input) จะเห็นค่าเป็น $5 + j10$ เพื่อให้แมชกับ Z_s นั้นเอง ในขณะที่เดียวกันทางออก (Output) ก็จะทำตัวเป็นค่า Z_s ตัวใหม่ที่มีค่า $2 + j6$ เพื่อให้แมชกัน ในบางครั้งจำเป็นที่จะต้องใส่วงจรกรองความถี่เข้ามาช่วยด้วย เพื่อให้ได้คุณสมบัติรวมตามต้องการ ดังนั้นจึงมีการออกแบบวงจรกรองความถี่ทั้งสองและตัวรูปตัวแอล เพื่อช่วยในการแมชชิง ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.28 แสดงวงจรแมชชิงที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงและต่ำ

บางครั้งในการแมชชิงบางวงจรจะมีความยากมาก เพราะค่าต่างๆของโหลดและซอสอิมพีแดนซ์มีค่าไม่เท่ากันเลยจึงจำเป็นที่จะต้องพิจารณาอย่างดี เช่นวงจรตามรูปที่ 2.29 เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

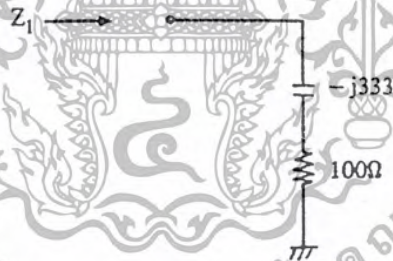


รูปที่ 2.29 วงจรเมฆเมื่อ โหลดมีค่าไม่เท่ากันและต้องการคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 2.29 เมื่อเรามองค่าของอิมพีแดนซ์จากเครื่องจ่ายสัญญาณจะมีค่าอิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม แต่ถ้ามองจากโหลดเข้าจะมีอิมพีแดนซ์ 1000 โอห์ม ในการวิเคราะห์การเมฆนี้ดูได้จากสมการข้างล่างนี้

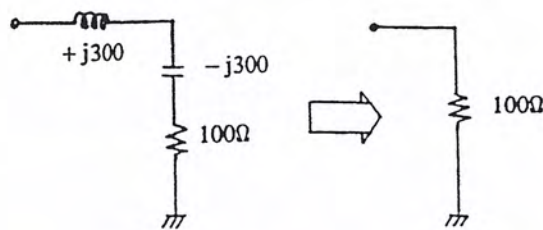
$$\begin{aligned}
 Z_L &= (X_C R_L) / (X_C + R_L) \\
 &= [-j333(1000)] / [-j333 + 1000] \\
 &= 315 - 71.58^\circ \\
 &= 100 - j300 \Omega
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรเมฆมองไปทางโหลดได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 วงจรเมฆมองมาทางด้านโหลด

ในทำนองเดียวกันเมฆมองจากโหลดไปขอจะเห็นค่าอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 วงจรเมฆมองมาทางด้านซอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากที่ได้ออกแบบวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์แล้ว ก็สามารถที่จะหาค่า Q ของวงจรได้คือ

$$Q_S = Q_P = (R_P/R_S) - 1 \quad (2.68)$$

$$Q_S = X_S/R_S \quad (2.69)$$

$$Q_P = R_P/X_P \quad (2.70)$$

$Q_S = Q$ ที่ขั้วอนุกรม

$Q_P = Q$ ที่ขั้วขนาน

$R_P =$ ความต้านทาน

$X_P =$ รีแอกแตนซ์ที่ขนาน

$R_S =$ ความต้านทานที่ต่ออนุกรม

$X_S =$ รีแอกแตนซ์ที่ต่ออนุกรม

2.5.2. การแมชชิงคอมเพล็กซ์โหลด (Complex Load Matching)

จากตัวอย่างที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการแมชชิงค่าโหลดที่เป็นค่าความต้านทานเท่านั้น ในทางปฏิบัติจริงๆ ไม่ค่อยมีมากนักส่วนมากจะเป็นโหลดที่มีค่าคาปาซิทีฟหรืออินดักทีฟอยู่ด้วย ดังนั้นในข้อนี้จึงเป็นการออกแบบวงจรแมชชิงที่ใช้กับวงจรที่เป็นคอมเพล็กซ์โหลด ทั้งนี้รวมถึงการแมชอิมพีแดนซ์ของอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทรานซิสเตอร์ สายส่งสัญญาณ วงจรรวมสัญญาณ วงจรสายอากาศและวงจรต่างๆที่ใช้ทางโทรคมนาคม

ในการหาค่าของคอมเพล็กซ์อิมพีแดนซ์ จะใช้หลัก 2 ประการคือ

1. ใช้หลักการดูดซับพลังงาน (Absorption) เมื่อทดลองใช้วงจรแมชชิงใส่เข้าไปแล้วป้อนสัญญาณด้านอินพุต ถ้าวัดสัญญาณที่สะท้อนกลับไม่ได้ก็แสดงว่า แมชกัน 100% คือพลังงานถูกดูดซับหมด
2. ใช้การรีโชนเนสซ์ เมื่อทราบว่าเป็นวงจรที่ต้องการแมชชิงปรากฏค่าอินดักทีฟหรือคาปาซิทีฟ ก็ใช้คาปาซิเตอร์หรืออินดักเตอร์ ต่อเข้าไปตามลำดับแล้วทำการปรับค่าจนเกิดรีโชนเนสซ์ (ค่าสูงสุดหรือต่ำสุดของค่าแอมพลิจูด)

2.5.2.1. การใช้วงจรแมชชิงแบบใช้อุปกรณ์ 3 ตัว

ในหัวข้อก่อนได้กล่าวถึงการแมช โดยใช้อุปกรณ์ L, C 2 ตัว ต่อเป็นรูปแอล (L) โดยวงจรรูปตัวแอลนี้สามารถแมชวงจรที่เป็นรูปง่ายๆ เช่น มีค่าอิมพีแดนซ์เป็น $R + jX$ หรือ $R - jX$ เท่านั้น และในการใช้วงจรรูปตัวแอลก็ไม่สามารถควบคุมค่า Q ให้ตามต้องการ เมื่อต้องการค่า Q สูงๆเพื่อให้การใช้งานมีแบนด์วิดท์แคบๆ (Narrow Bandwidth) วงจรแบบใช้ 3 อีลีเมนต์ จะสามารถช่วยแก้ปัญหาได้ดีขึ้น วงจรแบบใช้ 3 อีลีเมนต์นี้เรียกชื่อว่า วงจรแบบไพ (π) ในวงจรแบบนี้จะเปรียบเสมือนวงจรแบบแอล (L) สองวงจรต่อชนกันทำให้แมชได้ทั้งด้านอินพุตและเอาต์พุต

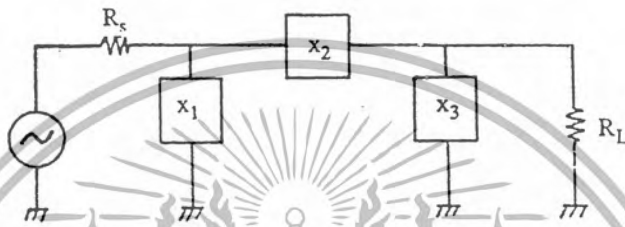
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรแมชชีงแบบ π นี้สามารถคำนวณหาค่า Q ได้จาก

$$Q = (R_H/R) - 1 \tag{2.71}$$

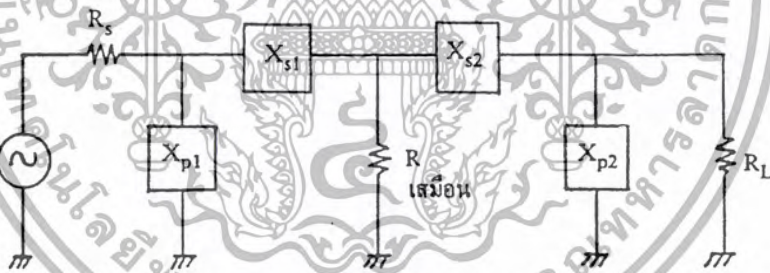
ค่าของ $R_H =$ ค่า R_S หรือ R_L โดยคิดค่าของตัวที่มีค่ามากที่สุด
 $R =$ ค่าความต้านทานเสมือน (Virtual)

ถึงแม้ว่าค่าในการคำนวณจากสมการที่ 2.33 จะมีค่าผิดพลาดบ้างก็สามารถใช้เป็นแนวทางในการคำนวณได้ โดยในทางปฏิบัติจะใช้ค่าประมาณนี้ พร้อมกับทำการปรับค่าให้ได้ตามต้องการ รูปของวงจร π ดูได้จากรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 วงจรแมชชีงแบบ π

ค่าของความต้านทานเสมือนคือ ค่าความต้านทานที่สมมติขึ้นมาว่าอยู่ระหว่างจุดต่อของวงจรแบบแอล ดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 ตำแหน่งของค่าความต้านทานเสมือนที่เกิดขึ้นระหว่างวงจรแอล

2.5.2.2.การใช้วงจรแมชชีงอิมพีแดนซ์แบบรูปตัวที (T)

การออกแบบวงจรแมชชีงอิมพีแดนซ์แบบรูปตัว T จะทำการคำนวณตามแบบวงจรรูปตัว π โดยคำนวณการหาค่าวงจรรูปตัว L สองชุดที่หันหลังชนกันแล้วทำการลดรูปของวงจรลงเป็นแบบรูปตัว T ดังรูปที่ 2.34 วงจรรูปตัว T นี้ ส่วนใหญ่จะใช้ในการแมชระหว่างความต้านทาน R_S และ R_L ที่มีค่าความต้านทานต่ำๆและค่า Q ที่มีค่าปานกลางถึงสูง โดยค่า Q หาได้จาก

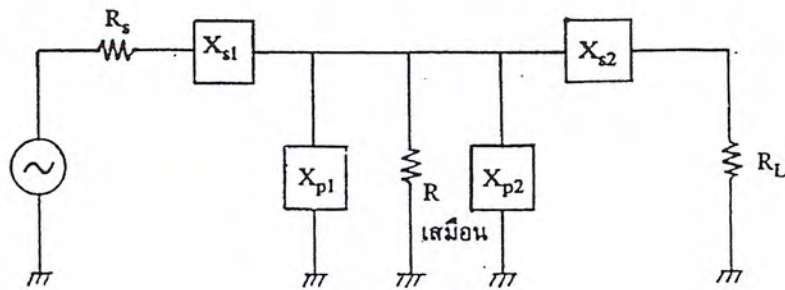
$$Q = (R/R_{Low}) - 1 \tag{2.72}$$

โดยที่

$R_{Low} =$ ค่า R_S หรือ R_L โดยคิดค่าของตัวที่มีค่าต่ำที่สุด

$R =$ ค่าความต้านทานเสมือน (Virtual)

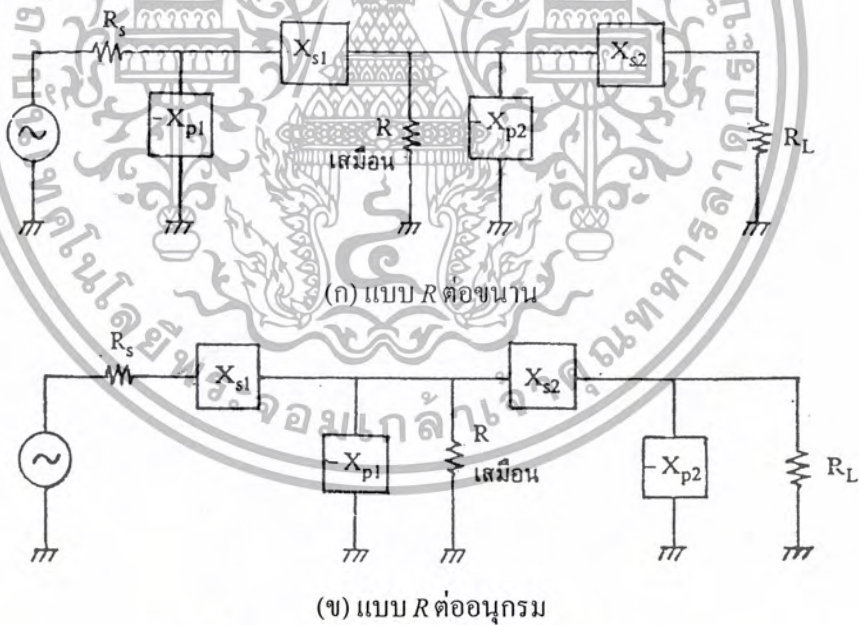
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 วงจรรูปตัว T ที่ใช้กับ R_s และ R_L ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ

2.5.2.3. การออกแบบวงจรแมชชิงแบบค่า Q ต่ำ ผลตอบสนองความถี่กว้าง

ในการออกแบบวงจรแมชชิงในหัวข้อที่แล้วเป็นการออกแบบค่า Q สูง ทั้งนี้ค่า Q จะสูงโดยอัตโนมัติเมื่อใช้วงจรรูป L ค่า Q จะมีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของโหลดโดยตรง แม้ว่าในวงจรแมชชิงรูปตัว T และ π จะสามารถออกแบบให้ค่า Q ก็ยังมีค่าสูงอยู่ดี จึงทำให้ผลตอบสนองของความถี่อยู่ในช่วงแคบๆ (Narrow - band) ในบางครั้งมีความจำเป็นต้องการวงจรแมชชิงที่ให้ผลตอบสนองที่กว้างในหัวข้อนี้จึงแสดงรูปแบบของวงจรมีตามรูปที่ 2.35 ลักษณะเป็นวงจรรูปตัว L เรียงกัน



รูปที่ 2.35 วงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบวิคท์กว้าง

การหาค่า R เสมือน หาได้จากสมการที่ 2.73

$$R = R_s R_L \tag{2.73}$$

ค่า Q หาได้จากสมการที่ 2.74, 2.75

$$Q = (R/R_{Low}) - 1 \tag{2.74}$$

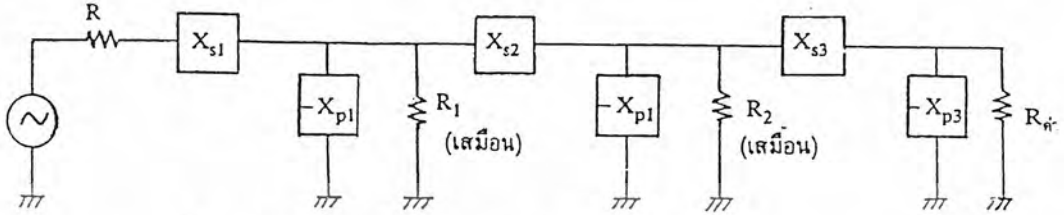
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = (R_H/R) - 1 \quad (2.75)$$

ถ้าทำการต่อวงจรหลายๆชุด (Cascade) จะได้ค่า R เสมือน ตามสมการที่ 2.76 และวงจรตามรูปที่

2.38

$$R_1/R_{Low} = R_2/R_1 = R_3/R_2 \dots = R_H/R_N \quad (2.76)$$



รูปที่ 2.36 การต่อวงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบวิคท์กว้างหลายๆชุดอนุกรมกัน

2.6. การออกแบบวงจรที่ใช้ความถี่สูง

2.6.1. อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูง

2.6.1.1. เส้นลวด (Wire)

เส้นลวดในงานวงจรความถี่สูงนั้น เป็นได้ทั้งค่าความต้านทาน ค่าอินดักเตอร์ หรือค่าคาปาซิเตอร์ ถ้าเส้นลวดนั้นอยู่ใกล้กันหรือเป็นทั้ง 3 ค่าพร้อมๆกัน แม้บางค่าจะมีค่าน้อย แต่สำหรับการสื่อสารที่ความถี่สูงๆแล้วมีผลบวกจึงต้องนำมาคิดคำนวณกัน โดยทั่วไปเส้นลวดจะนิยมเรียกกันเป็นเบอร์ เช่น เบอร์ 50 (AWG) AWG มาจาก American Wire Gauge เป็นมาตรฐานอเมริกาที่นิยมใช้กันทั่วไป

แต่ละเบอร์ของเส้นลวดก็มีความหมาย เช่น ลวดเบอร์ 50 AWG จะมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 1 มิล (mil = 1/1000 นิ้ว) ค่าของเส้นผ่านศูนย์กลางนี้สามารถหาได้จากสูตร

$$\text{เส้นผ่านศูนย์กลางลวดเบอร์ AWG } (50-6n) = 2^n \text{ มิล} \quad (2.77)$$

ตัวอย่างเช่น $n = 3$

$$\therefore \text{เส้นผ่านศูนย์กลางลวดเบอร์ } 32 \text{ AWG} = 2^3 = 8 \text{ มิล}$$

หรือถ้า $n = 5$

$$\therefore \text{เส้นผ่านศูนย์กลางลวดเบอร์ } 20 \text{ AWG} = 2^5 = 32 \text{ มิล}$$

จากตัวอย่างข้างบนนี้ ทำให้เราสามารถหาค่าของเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดได้ทุกเบอร์ที่มีขายอยู่ในท้องตลาด

2.6.1.2. กระแสความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect)

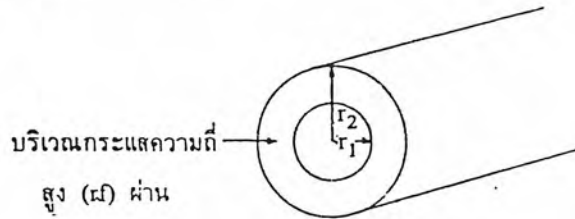
กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวนำ เช่น เส้นลวดทองแดงนั้นที่ความถี่ต่ำจะกระจายทั่วตัวนำ (ถ้าทำการตัดขวางเส้นลวด) ในแนวแกนและจะมีการไหลของกระแสน้อยลงตรงกลางแกน ในขณะที่เริ่มมีความถี่สูงขึ้น ผลอันนี้เรียกว่า กระแสเดินตามผิวของตัวนำ (Skin Effect) โดยทั่วไป กระแสจะไหลที่ผิวลึกลงไปประมาณ 37% ของเส้นผ่านศูนย์กลางของลวด ซึ่งเรียกกันว่า Skin Depth ค่าของ Skin Depth นี้จะ

มากขึ้นขึ้นอยู่กับตัวกลางที่ลวดผ่านอยู่และชนิดของลวดตัวนำนั้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลข้างต้นมานี้ทำให้มีผู้ผลิตสายไฟสำหรับความถี่สูง โดยใช้เป็นลักษณะท่อกลวง เพื่อลดน้ำหนักของลวดลงและยังให้กระแสไหลได้เท่าเดิม

การเกิด Skin Depth ดูได้จากรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 บริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว

การหาพื้นที่หน้าตัดของบริเวณกระแสไหลผ่าน (Skin Depth) สามารถหาได้จากสูตร คือ

$$\text{พื้นที่หน้าตัดทั้งหมด (A}_1\text{)} = \pi r_2^2 \quad (2.76)$$

$$\text{พื้นที่หน้าตัดวงกลมใน (A}_2\text{)} = \pi r_1^2 \quad (2.77)$$

$$\text{พื้นที่ Skin Depth} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (2.78)$$

2.6.1.3. ค่าของอินดักเตอร์ในเส้นลวด (L)

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลในเส้นลวด ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้น โดยมีทิศทางที่ขึ้นกับทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้านั้น ถ้าไฟฟ้าเป็นกระแสสลับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าก็จะสลับตามกระแสไฟด้วย แต่จะเปลี่ยนแปลงช้ากว่ากระแสไฟฟ้า เนื่องจากการเกิดค่าอินดักแทนซ์ขึ้นเรียกกันว่าอินดักแทนซ์ของตัวเอง (Self Inductance) ค่าอินดักแทนซ์ที่ปรากฏในสายนี้จะเป็นตัวบอกถึงคุณภาพของสายตัวนำว่าดีหรือไม่ดีเพียงใด

การหาค่าอินดักแทนซ์ในสาย หาได้ดังนี้คือ

$$L = 0.002l\{2.31\log[(4l/d) - 0.75]\}_{copper} \quad (2.79)$$

โดยที่

L = ค่าอินดักแทนซ์มีหน่วยเป็น μH

l = ความยาวของลวดเป็นเซนติเมตร

d = เป็นเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดเป็นเซนติเมตร

ตัวอย่างการคำนวณ เช่น

ให้หาค่าของอินดักแทนซ์ของลวดทองแดงเบอร์ 22 ซึ่งมีความยาว 5 เซนติเมตร จากสูตร

$$L = 0.002l\{2.31\log[(4l/d) - 0.75]\}$$

$$L = 0.002 \times 5\{2.31\log[(20/d) - 0.75]\}$$

$$d = 25.3 \text{ mil} \times (2.54 \times 10^{-3} \text{ i}) \text{ ซม.}$$

จากสมการที่ 2.77 $1 \text{ นิ้ว} = 2.54 \text{ ซม.}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

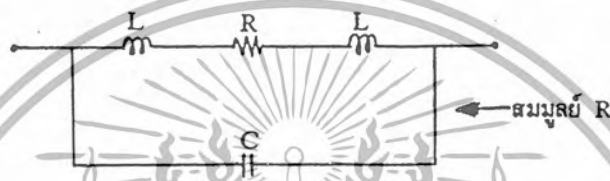
แทนค่า d จะได้

$$\Gamma = 0.005 \times 2.531 \times 10^{-8} (500000000) - 0.2213$$

$$L = 57 \text{ nH}$$

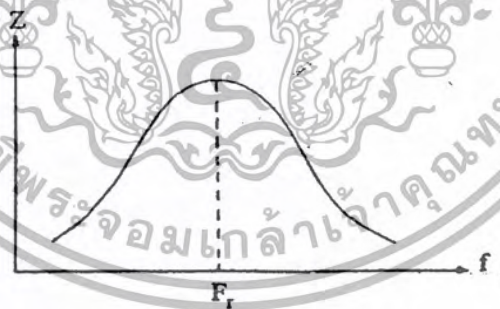
2.6.1.4. ความต้านทานของเส้นลวด

ค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นในเส้นลวดมีหน่วยเป็นโอห์ม โดยให้ค่าจำกัดความโดยผ่านกระแส 1 แอมป์ ได้ความต่างศักย์ 1 โวลต์ เส้นลวดนั้นจะมีความต้านทานเท่ากับ 1 โอห์ม โดยทั่วไปแล้วความต้านทานในเส้นลวดตัวนำจะมีค่าน้อยมากที่ความถี่ต่ำ แต่จะมีค่าสูงขึ้นที่ความถี่สูง เราสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของเส้นลวดได้ดังรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 วงจรสมมูลย์ของเส้นลวดที่ความถี่สูง

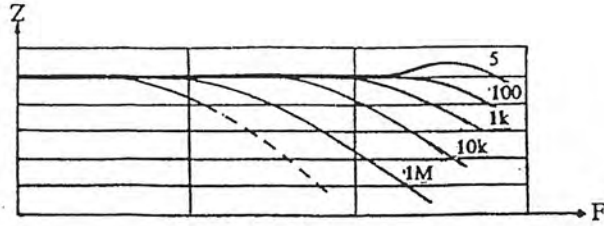
จากรูปที่ 2.38 จะเห็นว่าป็นลักษณะของวงจรอนุรีโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonant) ที่ยอมให้ความถี่สูงมากหรือต่ำมากผ่านได้ ซึ่งสามารถดูได้จากกราฟความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ ดังรูปที่ 2.39



รูปที่ 2.39 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ที่พล็อตจากวงจรรูป 2.38

ในการทำความต้านทานบางครั้งจะใช้ลวดที่มีความต้านทานสูงนำมาพันบนแกนทนความร้อน เพื่อให้ใช้งานได้ดี V เรียกกันว่าความต้านทานแบบขดลวด (Wirewound) มักจะเกิดเป็นค่าความต้านทานแบบรีโซแนนซ์ ดังรูป 2.39 ดังนั้นจะให้ค่าที่ถูกต้องแน่นอนก็เฉพาะงานที่มีความถี่ค่อนข้างแน่นอน ในตอนหลังๆนี้จึงได้มีความต้านทานแบบแผ่นโลหะ (Metal-film) ขึ้น โดยมีคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบขดลวด และแบบคาร์บอนต์ ดังกราฟรูปที่ 2.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

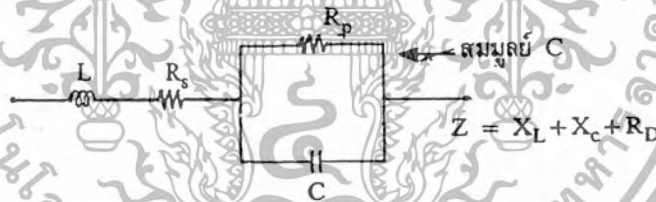


รูปที่ 2.40 กราฟความต้านทานของคาร์บอนด์ และแบบแผ่น โลหะเทียบกับความถี่

จากรูปที่ 2.40 จะเห็นว่าถ้าใช้ความต้านทานแบบคาร์บอนด์ จะใช้งานได้เพียง 10 MHz เท่านั้น ในขณะที่แบบแผ่น โลหะทำงานได้ถึง 100 MHz แต่อย่างไรก็ดีในแบบแผ่น โลหะนี้ถ้าค่าความต้านทานมีค่าน้อยก็จะทำให้ L และ C ปรากฏชัดขึ้น จึงทำให้เกิดรีโซแนนซ์ได้เหมือนกันดังรูป 2.40 เส้นบนสุด (ความต้านทาน 5Ω)

2.6.1.5.ค่าคาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง

การใช้คาปาซิเตอร์ในวงจรความถี่ต่าง ๆ นั้น ก็เป็นสิ่งที่ต้องศึกษาให้ดีเพราะคาปาซิเตอร์นั้นมีหลายแบบด้วยกัน เช่น แบบแผ่นขนาน แบบไมก้า แบบเซรามิค แบบแทนทาลัม แบบไมลา แต่ละแบบก็ให้คุณสมบัติที่ต่างกันออกไปตามความถี่ และที่สำคัญคือจะไม่ปรากฏว่า C ที่แท้จริง แต่จะปรากฏทั้ง L, R และ C ไปด้วยกัน ดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 วงจรสมมูลย์ของ C

คาปาซิเตอร์แบบง่ายที่สุดก็คือแบบใช้แผ่นขั้วขนานกัน (Parallel-plate Capacitor) บางแบบก็มีตัวกลางเป็นอากาศ เช่น พวกคาปาซิเตอร์แบบทริมเมอร์ ที่ปรับค่าได้ที่ใช้ในเครื่องรับวิทยุทั่วไป บางแบบก็มีพลาสติกหรือตัวไดอิเล็กทริก (Dielectric) แบบต่างๆค่าของคาปาซิเตอร์แบบแผ่นขนานนี้หาได้จากรูปที่ 2.42

$$C = Q/V$$

C = ค่าคาปาซิแทนซ์ หน่วยเป็นฟารัด (Farad)

Q = ค่าประจุไฟฟ้า หน่วยเป็นคูลอมบ์ (Coulombs)

V = ความต่างศักย์ของทั้ง 2 ขั้ว หน่วยเป็นโวลต์ (Volt)

ค่าตามสมการที่ C บางครั้งไม่สะดวกในการใช้งาน เพราะไม่รู้ค่าของประจุไฟฟ้า จึงได้มีการแปลงจากสูตรในสมการที่ C ให้เป็นสูตรในสมการที่ 2.80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = 0.2249 \varepsilon A / d \varepsilon_0 \quad (\text{pF}) \quad (2.80)$$

C = ค่าคาปาซิแตนซ์ หน่วยเป็นพิคโอฟารัด (pF)

d = ระยะห่างของเพลต หน่วยเป็นนิ้ว

A = พื้นที่ของเพลต หน่วยเป็นตารางนิ้ว

ε = ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกของตัวกลาง (ฟารัด/เมตร)

ε_0 = ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกของอวกาศ (ฟารัด/เมตร)

$$= 8.854 \times 10^{-12} \quad (\text{f/m})$$

ค่าของไดอิเล็กทริกที่ใช้กันมาก คือ Dielectric Constant (k) = $\varepsilon / \varepsilon_0$

อากาศ = 1

โพลีเทรน = 2.5

กระดาษ = 4

ไมก้า = 5

เซรามิกอ่อน = 10

เซรามิกแข็ง = 100-1000

ในการนำคาปาซิเตอร์ไปใช้งานนั้นจะต้องทราบคุณสมบัติต่างๆ เช่น ค่าแรงดันสูงสุดที่สามารถทนได้ ค่าอุณหภูมิที่ทนได้ ค่าของ R_s (ดูในรูปที่ 2.41) ค่า R_p และ L ทั้งหมดนี้จะทำให้ทราบถึงค่าของเพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power Factor) แน่นอินได้

โดยทั่วไปค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคาปาซิเตอร์แต่ละตัวจะมีค่าคือ

$$PF = \cos \theta \quad (2.81)$$

โดยค่าของ θ จะเป็นเฟสที่นำหน้าอยู่ 90° ใน C แต่ละตัว

ภายในของคาปาซิเตอร์จะมีค่าของ R_s และ R_p ต่อกันอยู่ ซึ่งเป็นค่าความต้านทานทาง AC ของคาปาซิเตอร์ เราเรียกกันว่า เอฟเฟกทีฟ ซีรีส์ รีซิสแตนซ์ (Effective Series Resistance) หรือเรียกย่อๆว่า ESR ค่าของ ESR สามารถหาได้ดังนี้

$$ESR = PF / \omega C (1 \times 10^6) \quad (2.82)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$

คุณสมบัติของคาปาซิเตอร์อีกอันหนึ่งก็คือ ค่าของดิสซิเปชัน แฟกเตอร์ (Dissipation Factor) หรือเรียกย่อๆว่า DF ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$DF = (ESR / X_C) \times 100\% \quad (2.83)$$

ค่าของ DF นี้เป็นอัตราส่วนของความต้านทาน AC ต่อค่าของรีแอกแตนซ์ (Reactance)

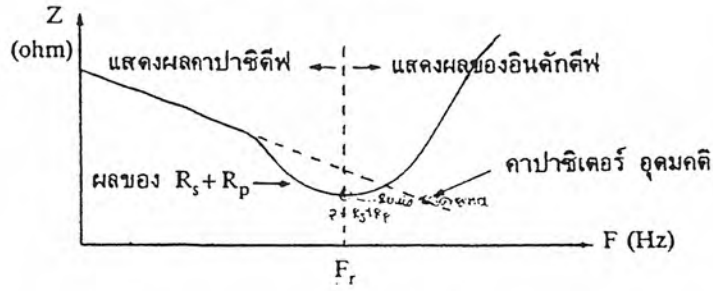
และอีกค่าหนึ่งที่จะลืมไม่ได้ก็คือค่าของควอลิตี้ แฟกเตอร์ (Quality Factor) หรือเรียกย่อๆว่า Q สามารถหาได้จากสูตรที่ 2.83

$$Q = 1/DF = X_C / ESR \quad (2.84)$$

ค่า Q นี้ยิ่งสูงยิ่งดี เพราะจะปรากฏค่า X_C แค้นชัดเจน นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

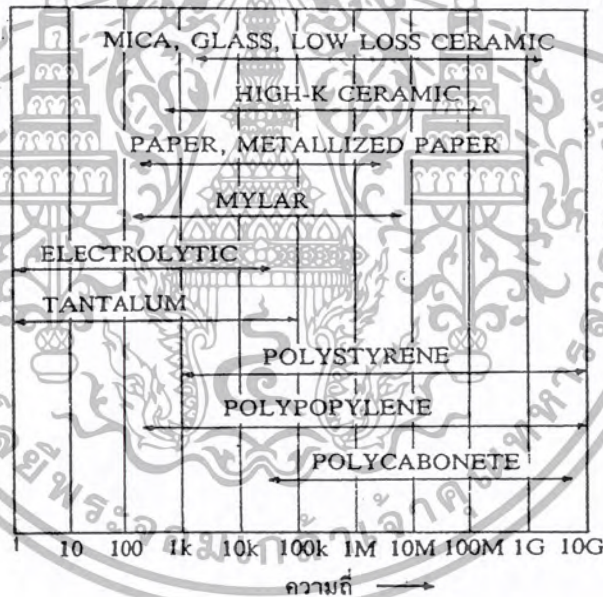
คุณลักษณะของคาปาซิเตอร์ ดูได้จากรูปที่ 2.42



รูปที่ 2.42 คุณลักษณะและผลต่างๆในตัวคาปาซิเตอร์

2.6.1.6. ชนิดของคาปาซิเตอร์

คาปาซิเตอร์มีหลายชนิดด้วยกัน โดยมาถือกันตามค่าของไดอิเล็กตริก เช่น อิเล็กโตรไลติกเปเปอร์ พลาสติก เซรามิก ไมก้า โพลีไทรน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต เทฟลอน ออย กลาส แทนทาลัม เป็นต้น ความเหมาะสมในการใช้คาปาซิเตอร์ในช่วงความถี่ต่างๆดูได้จากตารางรูปที่ 2.43



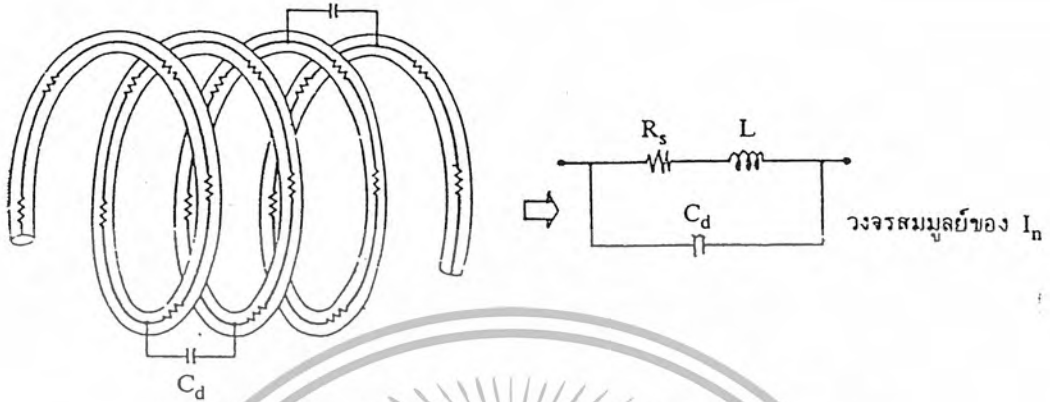
รูปที่ 2.43 ความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์แบบต่างๆที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 2.43 จะเห็นว่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้ได้ดีที่ความสูงเกิน 100 MHz มีด้วยกัน 5 แบบคือ พวกไมก้า เซรามิก โพลีไทรน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต ทั้ง 5 แบบนี้นิยมใช้เซรามิกกันมาก เพราะราคาถูกและยังทำให้เสถียรต่ออุณหภูมิได้ง่าย โดยใช้สาร 2 ชนิดในการทำคาปาซิเตอร์ชนิดแรกเป็นแมกนีเซียมไดรดาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นบวก ชนิดที่สองเป็นแคลเซียมไดรดาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นลบ เมื่อใช้ทั้ง 2 ชนิดผสมกันเป็นคาปาซิเตอร์แบบเซรามิกก็จะทำให้สัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นศูนย์หรือเรียกย่อว่า NPO (Negative Positive Zero)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1.7. อินดักเตอร์และคุณสมบัติต่างๆ

อินดักเตอร์โดยทั่วไป จะมีค่าของความต้านทานภายในและค่าของคาปาซิเตอร์ปรากฏอยู่ที่ความถี่สูงยิ่งปรากฏชัดขึ้น ลักษณะเปรียบเทียบดูได้จากรูปที่ 2.44



รูปที่ 2.44 ลักษณะเปรียบเทียบวงจรของอินดักเตอร์

ค่าของ C_d (Distributed Capacitance) เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้น เนื่องมาจากการอยู่ใกล้กันของเส้นลวดที่ขดทำอินดักเตอร์ ถ้าคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าตามรูปที่ 2.45



รูปที่ 2.45 คุณสมบัติของอินดักเตอร์แบบอุดมคติและแบบจริงๆที่ปรากฏที่ โชนานซ์ที่ F_r

สูตรที่ใช้คำนวณหาค่าต่างๆในอินดักเตอร์ คือ

$$Q = X_L / R_s \tag{2.85}$$

$$Z = X_L X_C / (X_L + X_C) \tag{2.86}$$

(ดูรูปที่ 2.44 และค่าของ R_s มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับ X_L และ X_C)

$$Z = [j\omega L(1/j\omega C)] / [j\omega L + (1/j\omega C)] \tag{2.87}$$

ใช้ $j\omega C$ หารทั้งบนและล่างได้

$$\begin{aligned} Z &= j\omega L / (j\omega L \times j\omega C + 1) \\ &= j\omega L / (j^2 \omega LC + 1) \end{aligned} \tag{2.88}$$

ค่าของ j^2 มีค่าเป็น -1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (2.89)

ที่รีโซแนนซ์ค่า Z มีค่ามาก ๆ ∞ ซึ่งถือได้ว่า ค่าของ $\omega^2 LC$ จะต้องเท่ากับ 1 ตัวหารจึงจะเป็นศูนย์

$$\begin{aligned} \therefore \omega^2 LC &= 1 \\ LC &= 1/\omega^2 \\ \sqrt{LC} &= 1/\omega \\ 2\pi\sqrt{LC} &= 1/f \\ f &= 1/2\pi\sqrt{LC} \end{aligned} \tag{2.90}$$

สูตรในการหาค่า L ในสูตรข้างต้นนี้เป็นสูตรที่สามารถหาค่า L ได้ เมื่อทราบความถี่และ C ที่จตุรีโซแนนซ์ ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วเป็นการยากที่จะแน่ใจได้ว่าต้องพันลวดอย่างไร จึงจะได้ค่า L ตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงได้นำสูตรในการหาค่า L เมื่อทราบลักษณะการพันขดลวด ดังสมการที่ 2.91

เมื่อพันลวดแบบชั้นเดียวแบบไม่มีแกน (แกนอากาศ) จะได้ค่า L เท่ากับ

$$L = (0.394r^2 N^2) / (9r + 10l) \tag{2.91}$$

L = ค่าอินดักแตนซ์ เป็นไมโครเฮนรี่

l = ความยาวของตัว L เป็นเซนติเมตร

r = รัศมีของขดลวด เป็นเซนติเมตร

และค่าของ l ต้องมากกว่า 0.67r จึงจะได้ค่าถูกต้อง

2.6.1.8. การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดชั้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน (Toroid)

การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดชั้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน (Toroid) ถ้าพันเป็นลักษณะดังรูปที่ 2.46 จะได้ค่า L ตามสมการที่ 2.92



รูปที่ 2.46 รูปขดลวดที่พันบนแกนแบบวงแหวน

ค่า $L = N^2 A_L$ (นาโนเฮนรี่) (2.92)

$$A_L = (0.4\pi\mu_1 A_c \times 10^{-2} i) / l_c \tag{2.93}$$

ค่าของ A_L เป็นค่าของดัชนีอินดักแตนซ์ (Inductance Index) มีหน่วยเป็นนาโนเฮนรี่ต่อรอบกำลังสอง โดยที่

L = ค่าของอินดักแตนซ์ เป็นนาโนเฮนรี่

N = จำนวนรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ_r = ค่าของเปอร์มีอิตีวี่ (Permeability)

A_c = พื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น cm^2

l_e = ความยาวของแกนโดยเฉลี่ย เป็น cm

ค่าของ Q ในการพันบนแกนวงแหวนหาได้โดย

$$Q = (R_p/N^2)/(X_p/N^2) = R_p/X_p \tag{2.94}$$

2.6.2. วงจรรีโซแนนซ์ (Resonant Circuit)

ในวงจรฟิลเตอร์ต่างๆไปมักจะได้อินการกล่าวถึงค่า Q ของวงจร ซึ่งถ้าคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่กลางแบบสมบรูณ์จะได้ตามรูปที่ 2.47

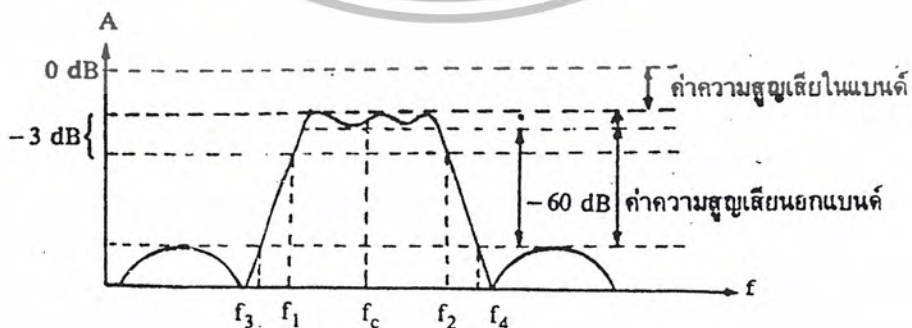


รูปที่ 2.47 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่กลางแบบสมบรูณ์

จากรูปที่ 2.47 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่กลาง ซึ่งมีความถี่กลางอยู่ที่ f_c และมีความกว้างของแบนด์อยู่ระหว่าง f_1 ถึง f_2 ฉะนั้นจะหาค่า Q ได้ตามสมการที่ 2.95

$$Q = f_c/(f_2 - f_1) \tag{2.95}$$

ในทางปฏิบัติจะหาค่า f_1 และ f_2 นั้นเป็นการยาก เนื่องจากช่วงความถี่ตอบสนองจะเป็นดังรูปที่ 2.48



รูปที่ 2.48 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่กลางที่เป็นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

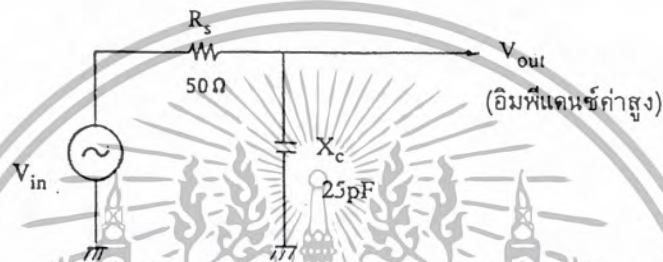
จากรูป 2.48 จะเห็นว่าช่วงความถี่ f_3 ถึง f_1 และ f_2 ถึง f_4 เป็นช่วงความถี่ที่มีความลาดเอียงคิดจากจุด -3 dB จากยอดจนถึง -60 dB จากจุด -3 dB ของยอด ค่าความลาดเอียงนี้เป็นค่าบ่งบอกถึงรูปร่างของผลการตอบสนอง ซึ่งเขียนเป็นสมการที่ 2.96

$$SF = (f_4 - f_3) / (f_2 - f_1) \quad (2.96)$$

โดยค่าของ SF คือ Shape Factor

ในการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ ที่ใช้กับวงจรความถี่สูงนั้นต้องคำนึงถึงค่าต่างๆที่เข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น ค่าของความต้านทานภายในของคาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ ในการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่กลางจะอาศัยหลักการของวงจรกรองความถี่ต่ำและกรองความถี่สูง เพื่อคำนวณหาค่าต่างๆ

จากวงจรกรองความถี่ต่ำ ในรูป 2.49 จะหาค่าของ V_{out}/V_{in} ได้จากสมการที่ 2.97



รูปที่ 2.49 วงจรกรองความถี่ต่ำอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.51 จะได้

$$V_{out} = [X_C / (R_S + X_C)] V_{in} \quad (2.97)$$

โดยทั่วไปในการใช้วงจรกรองความถี่แบบ RC จะให้ความลาดชันของการตอบสนองประมาณ 6 dB ต่อ Octave ในทำนองเดียวกันถ้าใช้อินดักเตอร์แทนคาปาซิเตอร์ในรูปที่ 2.49 จะได้วงจรกรองความถี่สูง ซึ่งค่าของ V_{out} หาได้ตามสมการที่ 2.98

$$V_{out} = [X_L / (R_S + X_L)] V_{in} \quad (2.98)$$

เมื่อรวมสมการที่ 2.97 และ 2.99 เพื่อแสดงค่าของวงจรกรองความถี่กลาง จะได้

$$V_{out} = [X_T / (R_S + X_T)] V_{in} \quad (2.99)$$

เมื่อค่าของรวม

$$X_T = X_C X_L / (X_C + X_L)$$

เมื่อ

$$X_C = 1 / (j\omega C)$$

และ

$$X_L = j\omega L$$

จะได้

$$\begin{aligned} X_T &= [(1/j\omega C)j\omega L] / [(1/j\omega C) + j\omega L] \\ &= (j\omega L/j\omega C) / [(1/j\omega C) + j\omega L] \\ &= [j\omega L/j\omega C(j\omega C)] / [1 + j\omega L(j\omega C)] \\ &= j\omega L / (1 + j^2 \omega^2 LC) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า j^2 มีค่า = -1 ดังนั้นจะได้

$$X_T = j\omega L / (1 - \omega^2 LC) \quad (2.100)$$

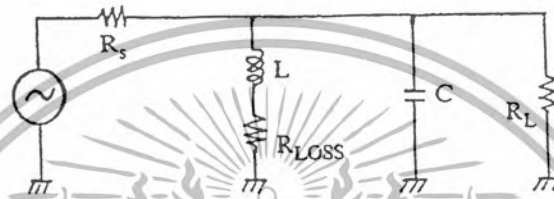
แทนสมการ 2.100 ลงใน 2.99 จะได้

$$V_{out} / V_{in} = [j\omega L / (1 - \omega^2 LC)] / \{R_S + [j\omega L / (1 - \omega^2 LC)]\}$$

คูณด้วย $1 - \omega^2 LC$ ทั้งข้างและบนจะได้

$$V_{out} / V_{in} = j\omega L / [(R_S - \omega^2 R_S LC) + j\omega L] \quad (2.101)$$

จากการใช้วงจรกรองความถี่กลางแบบ RLC นั้นต้องคำนึงถึงโหลดที่จะนำมาต่อเข้ากับวงจรด้วย เพราะค่าโหลดที่นำมาต่อนี้จะทำให้ค่า Q เปลี่ยนไปด้วย ยกตัวอย่างวงจรตามรูปที่ 2.50



รูปที่ 2.50 วงจรกรองความถี่กลางเมื่อนำโหลด R_L ต่อเข้าวงจร

เมื่อเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าจะได้ตามรูปที่ 2.51



รูปที่ 2.51 จะได้ค่า Q ตามสมการที่ 2.102

จากรูปที่ 2.51 จะได้ค่า Q ตามสมการ 2.102

$$Q = R_p / X_p \quad (2.102)$$

ค่าของ Q สามารถเปลี่ยนให้มากหรือน้อยตามต้องการได้ แม้ว่าโหลด R_p จะมีค่าคงที่ ทั้งนี้ทำโดยเปลี่ยนค่าของ L และ C ให้เหมาะสม

2.6.3.ผลของวงจรรีโซแนนซ์เมื่อต่อโหลดและไม่ต่อโหลด

โดยทั่วไปในวงจรแบบพาสซีฟนี้จะมีการสูญเสียภายในวงจร ดังนั้นเมื่อต่อโหลดเข้าไปกับวงจรแล้ว ค่าของความต้านทานจะทำให้ค่า Q ของวงจรเปลี่ยนไปจากตอนที่ยังไม่ได้ต่อโหลด การหาความสัมพันธ์ของความต้านทานในวงจรกับค่าของ Q หาได้จากสมการที่ 2.103

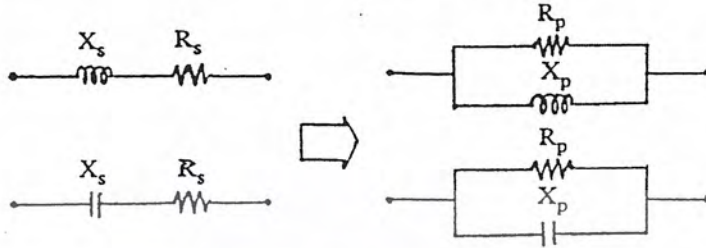
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_p = (Q^2 + 1)R_s \tag{2.103}$$

R_p = ค่าความต้านทานเมื่อคิดแบบขนาน

R_s = ค่าความต้านทานเมื่อคิดแบบอนุกรม

ทั้งในแบบอนุกรมและขนานนี้สามารถเทียบกันได้ ดังรูปที่ 2.52



รูปที่ 2.52 แสดงการเทียบค่าระหว่างแบบอนุกรมและแบบขนาน

ค่าเปรียบเทียบระหว่างแบบอนุกรมและแบบขนาน ดูได้จากสมการที่ 2.104, 2.105, 2.106

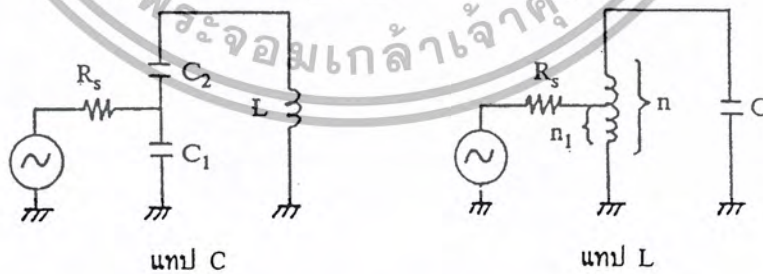
$$X_p = R_p Q \tag{2.104}$$

$$R_p = Q^2 R_s \tag{2.105}$$

$$X_p = X_s \tag{2.106}$$

2.6.4. การทรานฟอร์มอิมพีแดนซ์และการคัปปลิง

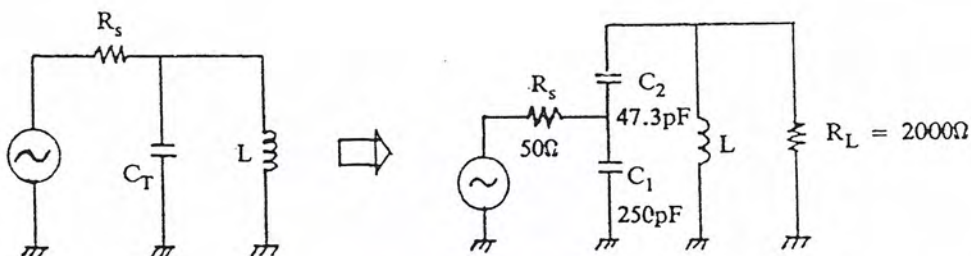
ในการใช้วงจรความถี่สูง โดยทั่วไปจะใช้การขยายสัญญาณแบบคลาสสิก จึงจำเป็นต้องใช้การคัปปลิงแต่ละสเตจ ซึ่งอาจจะใช้คาปาซิเตอร์หรืออินดักเตอร์ก็ได้ ที่นิยมกันมากที่สุดคือ การใช้แทปคาปาซิเตอร์หรือแทปอินดักเตอร์ ทั้งนี้เพราะสามารถที่จะทำการคัปปลิงและแมชอิมพีแดนซ์ได้ในเวลาเดียวกัน วงจรง่าย ๆ ดูได้จากรูปที่ 2.53



รูปที่ 2.53 Coupling & Matching ในเวลาเดียวกันแสดงวงจรคัปปลิงแบบแทป C และ แทป L

จากวงจรคัปปลิงแบบแทปคาปาซิเตอร์ และแทปอินดักเตอร์ ตามรูปที่ 2.53 สามารถเขียนให้เป็นวงจรง่าย ๆ ได้ดังรูปที่ 2.54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.54 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรในรูปที่ 2.53

โดยที่ค่า $R_S = R_S (1 + C_1/C_2)^2$ (2.107)

$C_T = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ (2.108)

และสำหรับค่า R_S ในแทป L จะมีค่าคือ

$R_S = R_S (n/n_1)^2$ (2.109)

ในการใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวคัปปลิงระหว่างวงจรกรองความถี่กลาง 2 วงจร ค่าของ C จะต้องมีความสัมพันธ์กับค่า Q และค่าคาปาซิเตอร์ในวงจรกรองความถี่อื่นๆ ซึ่งหาได้จากสมการที่ 2.110

$C_c = C/Q$ (2.110)

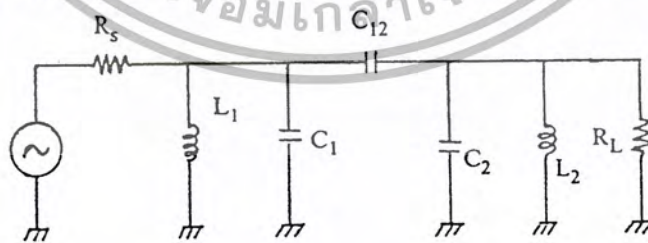
$C_c = C$ ที่ใช้เป็นคัปปลิง

$C = C$ ในวงจรรีโซแนนซ์

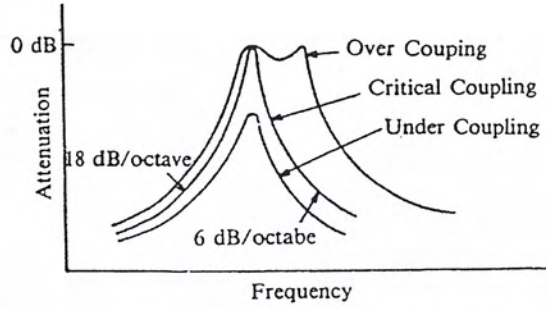
$Q =$ ค่า Q เมื่อต่อโหลดของแต่ละวงจร

ในการต่อวงจรกรองความถี่ที่มี L และ C อย่างละตัวนั้น จะได้การลดลงของความถี่ตอบสนองในอัตรา -3 dB ต่อ Octave

การต่อ C คัปปลิงระหว่างวงจรรีโซแนนซ์ 2 วงจร ดังรูปที่ 2.55 สามารถทำได้โดยคำนวณค่า C_{12} เป็น C_c โดยมีค่าตามสมการที่ 2.110 ผลของการเลือก C_c จะแสดงในรูปที่ 2.56 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าถ้า C_c มีค่ามาก, น้อย, พอดี การตอบสนองความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปเช่นใด

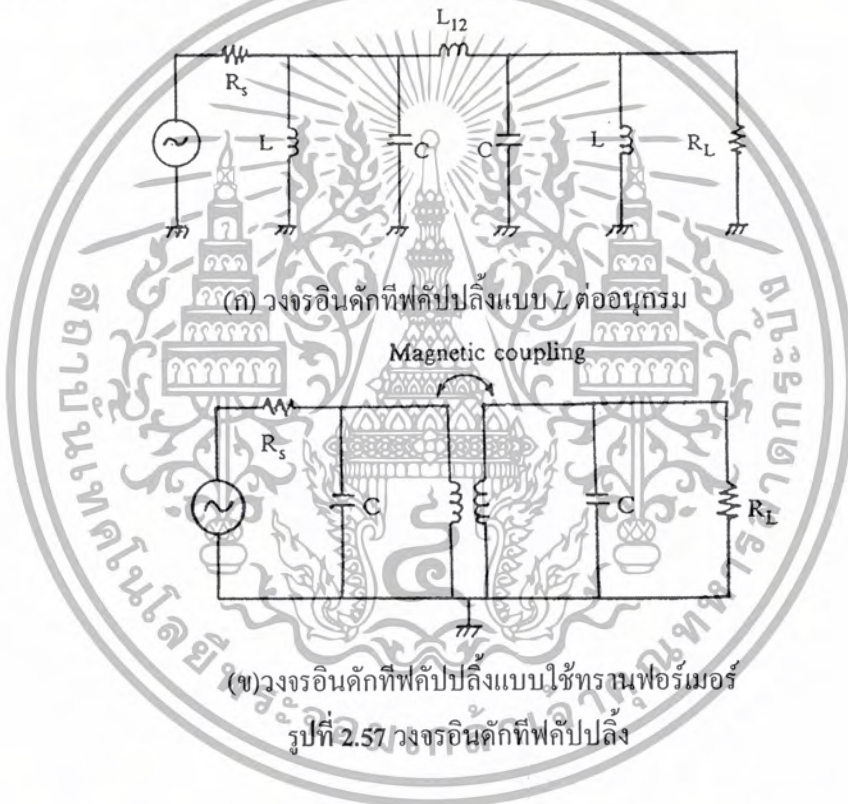


รูปที่ 2.55 วงจร C คัปปลิงระหว่างวงจรรีโซแนนซ์ 2 ชุด



รูปที่ 2.56 ผลตอบสนองความถี่เมื่อค่า C_c เปลี่ยนแปลงไป

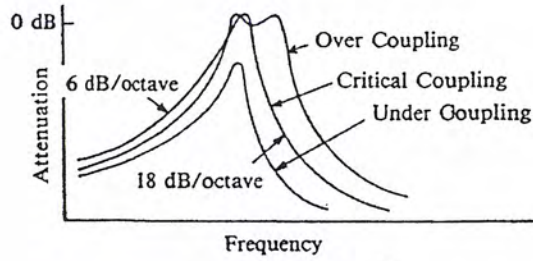
2.6.4. วงจรอินดักทีฟคัปปลิง (Inductive Coupling)



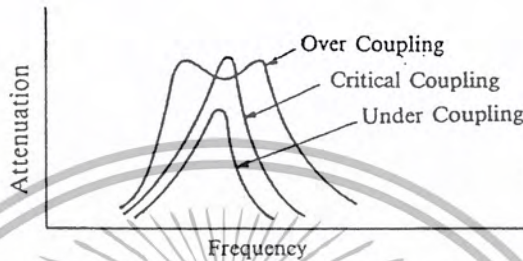
รูปที่ 2.57 วงจรอินดักทีฟคัปปลิง

จากรูปที่ 2.57 ผลของการเลือกค่าอินดักทีฟมากเกินไปจะทำให้เกิดผลตอบสนองความถี่แตกต่างกันออกไป ดูจากรูปที่ 2.58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) อินดัคทีฟคัปปลิง



(ข) ทรานส์ฟอร์เมอร์คัปปลิง

รูปที่ 2.58 ผลของการเลือกค่า L มากหรือน้อยไป

ส่วนค่าของ L_{12} สามารถหาได้จากสมการที่ 2.111

ที่

$$L_{12} = QL \tag{2.111}$$

L_{12} = ค่าอินดัคแทนซ์ของ L ที่นำมาคัปปลิง

Q = Q ที่โหลดแล้วของวงจรเดียวของแต่ละวงจร

L = ค่าอินดัคแทนซ์

2.6.5. วงจรแอคทีฟคัปปลิง (Active Coupling)

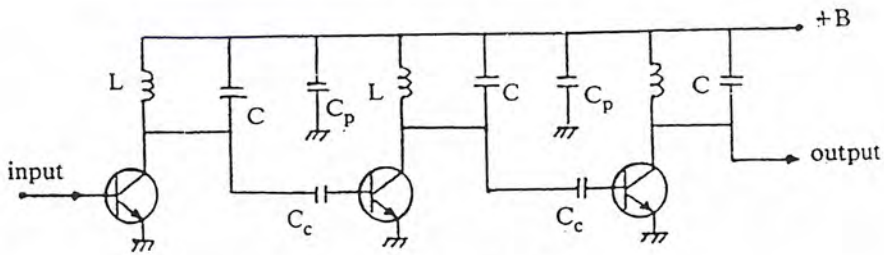
บางครั้งการออกแบบวงจรตรงความถี่กลางยังต้องการให้มีแบนด์วิดท์แคบๆซึ่งทำได้โดยต่อวงจรอนุกรมกันหลายๆสเตจ (Cascaded Resonant) โดยการต่อแบบแอคทีฟคัปปลิงคือ นำเอาทพุทของวงจรแอคทีฟสเตจหนึ่งไปต่อกับอินพุทของอีกสเตจหนึ่ง เป็นผลให้สัญญาณวิ่งได้ทิศทางเดียวดังในรูปที่ 2.61 ถ้าสมมติ Q เมื่อโหลดแล้วมีค่าเท่ากันทุกสเตจจะได้ Q รวมคือ

$$Q_{total} = Q/2^{1/n} - 1 \tag{2.112}$$

Q_{total} = ค่า Q รวมของวงจรทั้งหมดที่ต่ออนุกรมกันอยู่

Q = ค่า Q ของแต่ละวงจร

n = จำนวนวงจรรีโซแนนซ์

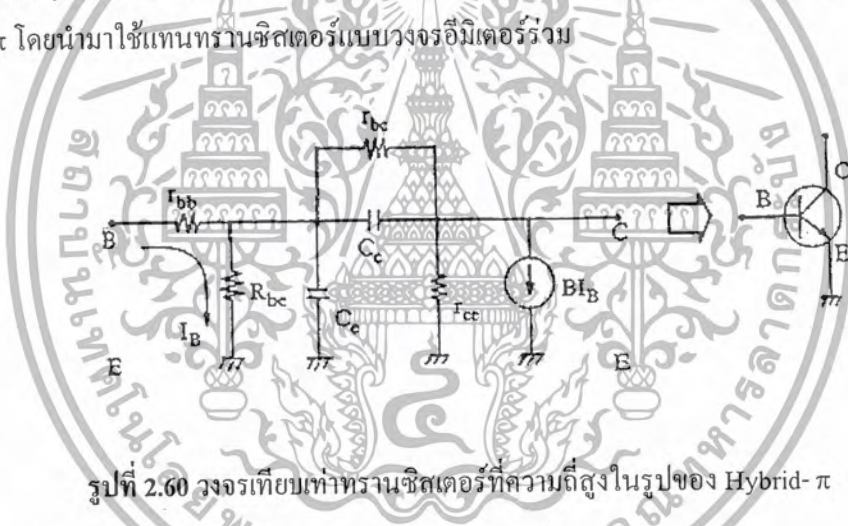


รูปที่ 2.59 วงจรแอกทีฟกลับปลั๊ก 3 สเตจ

2.7. วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

2.7.1. วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

ในหัวข้อ 2.6 ได้แสดงให้เห็นถึงวงจร R, L, C ที่ความถี่สูงไปแล้ว ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรเทียบเท่าของวงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง โดยจะอาศัย Y และ S พารามิเตอร์เป็นตัวช่วยในการคำนวณ อันจะทำให้เราทราบค่าอัตรขยายการป้อนกลับที่เหมาะสม ลักษณะของทรานซิสเตอร์สามารถแทนได้ด้วยวงจรง่าย ๆ ของความต้านทาน คาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ ตามรูปที่ 2.60 ซึ่งอาศัยการต่อวงจรแบบ Hybrid- π โดยนำมาใช้แทนทรานซิสเตอร์แบบวงจรอิมิเตอร์รวม

รูปที่ 2.60 วงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงในรูปของ Hybrid- π

จากรูปที่ 2.60

r_{bb} = ความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อมองจากขาเบสเข้าไปถึง Junction ซึ่งเป็นลักษณะ Forward Bias โดยทั่วไปจะประมาณ 1 k Ω

r_{be} = เป็นเสมือนความต้านทานป้อนกลับที่ขาเบสและคอลเลกเตอร์ โดยทั่วไปค่าจะสูงมากขนาด 1 M Ω ถึง 5 M Ω

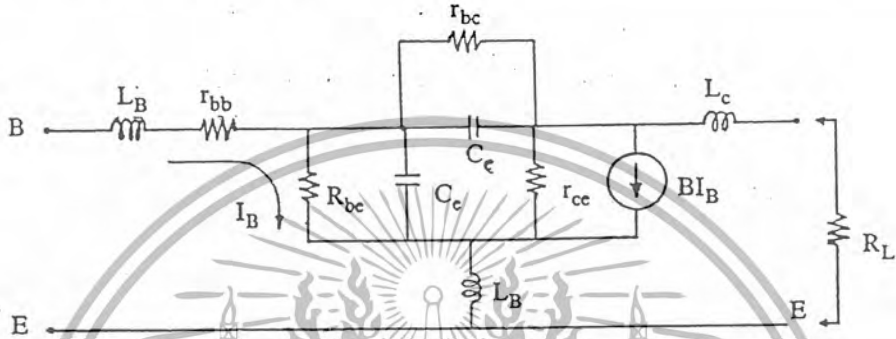
r_{ce} = ความต้านทานทางด้านเข้าที่พู่ระหว่างขาคอลเลกเตอร์และขาอิมิเตอร์ โดยทั่วไปถ้าเป็นทรานซิสเตอร์กำลังต่ำจะมีค่าประมาณ 100 k Ω

C_c = ค่าคาปาซิเตอร์ระหว่างจังก์ชันและอิมิเตอร์ บางครั้งเราเรียกว่า ดิฟฟิวชันคาปาซิเตอร์ (Diffusion Capacitor) โดยทั่วไปประมาณ 100 pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

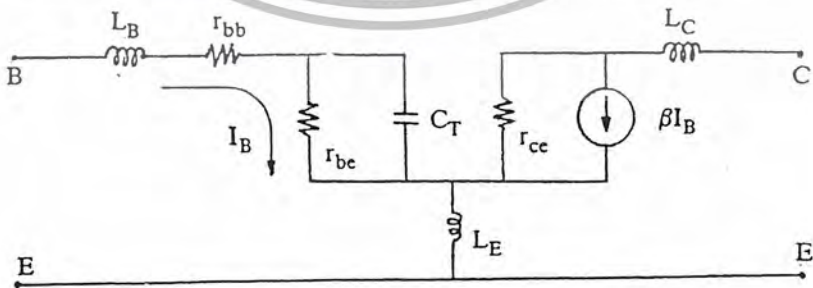
C_c = คาปาซิเตอร์ระหว่างขาคอลเลกเตอร์และเบสจันชั้นของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยประมาณ 3 pF ค่าคาปาซิเตอร์นี้จะทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณ บางครั้งจึงเรียกว่าฟีดแบ็คคาปาซิเตอร์ (Feedback Capacitor)

จากรูปที่ 2.60 ค่าของกระแส I_B ที่เกิดขึ้นจะมีผลทำให้วงจร Current Source จ่ายกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์มีค่าเท่ากับ βI_B ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ $I_C = \beta I_B$ จากสมการนี้จะเห็นว่าเป็นสมการที่ใช้ทั่วไปกับความถี่ที่ไม่สูงนัก เมื่อความถี่ที่ใช้มีค่าสูงขึ้นขาของทรานซิสเตอร์ก็จะมีผลเป็นอินดักเตอร์ขึ้นมาและจะต้องนำมาคิดด้วย ดังรูปที่ 2.61



รูปที่ 2.61 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงจะมีค่าอินดักเตอร์ด้วย

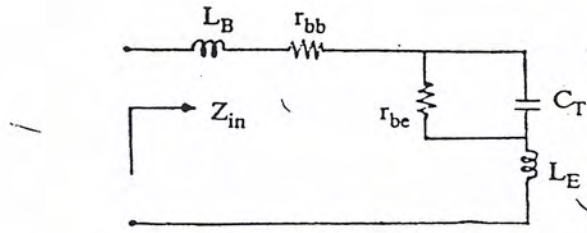
ในรูปที่ 2.61 เมื่อต้องการคำนวณหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ ก็สามารถทำได้โดยการมองจากขา B และ C แต่ความยุ่งยากจะเกิดขึ้นเมื่อไม่สามารถแยกได้ว่าค่า r_{bc} จะนำมาพร้อมกับอินพุทอิมพีแดนซ์หรือเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ จึงมีผู้คิดวิธีแยกค่า r_{bc} ออกเป็น 2 ตัว ตัวหนึ่งต่อขนานกับวงจรทางอินพุท ส่วนอีกตัวต่อขนานกับวงจรเอาต์พุท การแยกเช่นนี้เรียกกันว่าวิธีของมิลเลอร์ (Miller Effect) และโดยหลักการเดียวกันก็สามารถแยกค่า C_c ออกเป็น 2 ด้านคือทางด้านอินพุทและทางด้านเอาต์พุท เพื่อง่ายในการคำนวณเช่นเดียวกัน ค่าของ C_c เมื่อใช้การแยกค่าด้วยวิธีของมิลเลอร์จะได้ C_x ค่าใหม่ขนานอยู่กับ C_c โดยจะมีค่าเป็น $C_c (1 - \beta R_L)$ เมื่อค่าของ R_L เป็นค่าของ $C_c + C_x$ ถือเป็นค่า C รวมได้เป็น C_T วงจรทางด้านอินพุทของทรานซิสเตอร์จึงเป็นดังรูปที่ 2.62



รูปที่ 2.62 วงจรเทียบเท่าเมื่อใช้ผลของมิลเลอร์ในการแยก C และ R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแยกให้เห็นค่าชัดเจนทำได้โดยเขียนแยกเฉพาะด้านอินพุต ดูได้ในรูปที่ 2.63



รูปที่ 2.63 วงจรเทียบเท่าทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์

ค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์หาได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} Z_{in} &= j\omega L_B + r_{bb} + \frac{[(1/j\omega C_T) + r_{be}] + j\omega L_E}{[(1/j\omega C_T) + r_{be}]} \\ &= j\omega(L_B + L_E) + r_{bb} + \frac{r_{be}}{(1 + r_{be}j\omega C_T)} \\ &= j\omega L_B + r_{bb} + \frac{r_{be}}{(1 + r_{be}j\omega C_T)} \end{aligned}$$

จากสมการหาค่า Z_{in} ถ้าสมมติให้

$$L_B = 20 \text{ nH}$$

$$r_{be} = 1000 \Omega$$

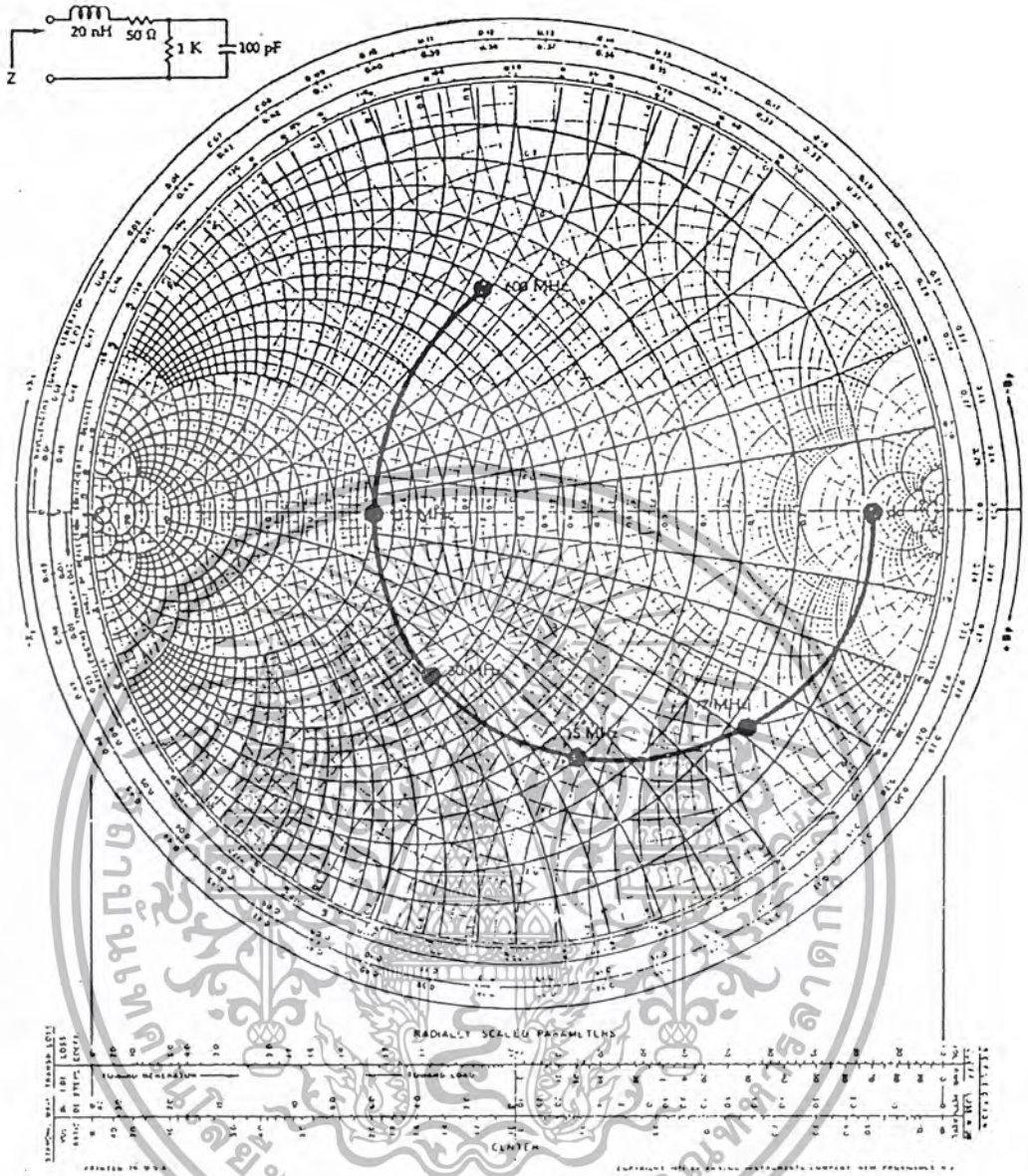
$$r_{bb} = 50 \Omega$$

$$C_T = 100 \text{ pF}$$

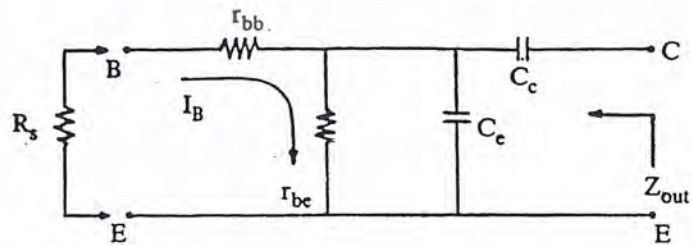
แล้วลองทำการพล็อต Z_{in} ลงในสมิธชาร์ทตามรูปที่ 6.3 จะเห็นว่าค่าของ Z_{in} จะมีค่ามากที่สุดที่ 100 Ω สำหรับ DC และมีค่าน้อยที่สุด 50 Ω ที่ความถี่ประมาณ 112 MHz ค่าของ Z_{in} จะแปรเปลี่ยนเป็นได้ทั้งแอดมิตแทนซ์และอิมพีแดนซ์ ดังนั้นบางครั้งสำหรับการทดลองที่นำเอาคู่มือทรานซิสเตอร์มาใช้จะต้องดูคู่มือว่าเป็นแอดมิตแทนซ์หรืออิมพีแดนซ์ที่ความถี่เท่าใด

ส่วนการหาค่าของแอมิตแทนซ์หรืออิมพีแดนซ์ก็สามารถวิเคราะห์จากรูปที่ 2.60 และเขียนได้เป็นรูปที่ 2.65

ลักษณะการต่อใช้งานทรานซิสเตอร์ขยายสัญญาณที่ความถี่สูง จะมีลักษณะการต่อใช้งานได้ 3 แบบดังรูปที่ 2.66

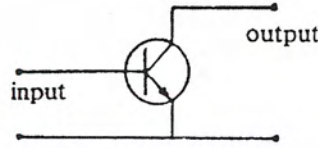


รูปที่ 2.64 คาอินพุทอิมพีแดนซ์เปรียบเทียบกับความถี่

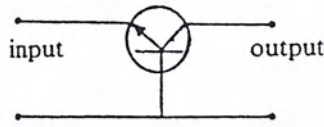


รูปที่ 2.65 วงจรเมื่อต้องการหาเอาต์พุทอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก.แบบอีมิตเตอร์ร่วม

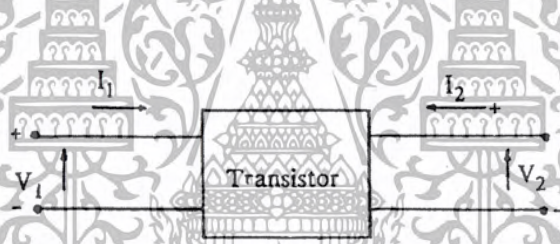


ข.แบบเบสร่วม



ค.แบบคอลเลกเตอร์ร่วม

รูปที่ 2.66 ลักษณะการต่อวงจรทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.67 วงจรทรานซิสเตอร์ในแบบ Two – port Network

จากรูปที่ 2.66 จะเห็นวงจรทรานซิสเตอร์สามารถใช้หลักการของ Two – port Network มาพิจารณาค่าต่างๆได้ โดยเขียนวงจรทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในรูปของ Two – port แบบ Back Box ดังรูปที่ 2.67

จากรูปที่ 2.67 สามารถหาค่า Y พารามิเตอร์ได้โดยอาศัยการลัดวงจรด้านใดด้านหนึ่งจะได้ค่า Y ดังนี้คือ

$$Y_i = I_1/V_1 | V_2 = 0 \tag{2.112}$$

$$Y_r = I_1/V_2 | V_1 = 0 \tag{2.113}$$

$$Y_f = I_2/V_1 | V_2 = 0 \tag{2.114}$$

$$Y_o = I_2/V_2 | V_1 = 0 \tag{2.115}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

Y_i = Input Admittance

Y_r = Reverse – transfer Admittance

Y_f = Forward – transfer Admittance

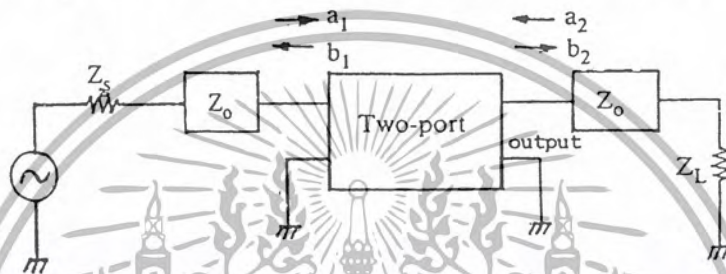
Y_o = Output Admittance

และในรูปที่ 2.67 หากค่า I_1 และ I_2 ได้คือ

$$I_1 = Y_i V_1 + Y_r V_2 \quad (2.116)$$

$$I_2 = Y_f V_1 + Y_o V_2 \quad (2.117)$$

ในบางครั้งจาก Two – port Network ก็นิยามหากันในรูปของ S พารามิเตอร์ โดยเขียนวงจรดังรูปที่ 2.68



รูปที่ 2.68 การส่งคลื่นและการสะท้อนคลื่นผ่านวงจร Two – port Network

ในรูปที่ 2.68 นั้น a_1 เป็นสัญญาณที่ส่งจากแหล่งกำเนิดสัญญาณส่งไปยังเข้าที่พู่ โดยผ่าน Two – port Network และสะท้อนกลับมามีค่า b_1 ในขณะที่สัญญาณสะท้อนกลับที่โหลดมีค่า a_2 และสะท้อนกลับเข้าโหลดอีกมีค่าเป็น b_2 ดังนั้นเราสามารถเขียนเป็นสมการ ได้คือ

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2.118)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2.119)$$

โดยที่

S_{11} = Input Reflection Coefficient

S_{12} = Reverse Transmission Coefficient

S_{21} = Forward Transmission Coefficient

S_{22} = Output Reflection Coefficient

หรือเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$S_{11} = b_1/a_1 \big|_{a_2 = 0} \quad (2.120)$$

$$S_{22} = b_2/a_2 \big|_{a_1 = 0} \quad (2.121)$$

$$S_{21} = b_2/a_1 \big|_{a_2 = 0} \quad (2.122)$$

$$S_{12} = b_1/a_2 \big|_{a_1 = 0} \quad (2.123)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง S พารามิเตอร์ และ Y พารามิเตอร์ สามารถหาความสัมพันธ์กัน ได้ดังนี้คือ

$$S_{11} = [(1 - Y_i)(1 + Y_o) + Y_r Y_f] / [(1 + Y_i)(1 + Y_o) - Y_r Y_f] \quad (2.124)$$

$$S_{12} = -2Y_r / [(1 + Y_i)(1 + Y_o) - Y_r Y_f] \quad (2.125)$$

$$S_{21} = -2Y_f / [(1 + Y_i)(1 + Y_o) - Y_r Y_f] \quad (2.126)$$

$$S_{22} = [(1 + Y_i)(1 - Y_o) + Y_r Y_f] / [(1 + Y_i)(1 + Y_o) - Y_r Y_f] \quad (2.127)$$

$$Y_i = [(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12} S_{21}] / [(1 + S_{22})(1 + S_{11}) - S_{12} S_{21}] (1/Z_o) \quad (2.128)$$

$$Y_r = -2S_{12} / [(1 + S_{22})(1 + S_{11}) - S_{12} S_{21}] (1/Z_o) \quad (2.129)$$

$$Y_f = -2S_{21} / [(1 + S_{22})(1 + S_{11}) - S_{12} S_{21}] (1/Z_o) \quad (2.130)$$

$$Y_o = [(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}] / [(1 + S_{22})(1 + S_{11}) - S_{12} S_{21}] (1/Z_o) \quad (2.131)$$

ตัวอย่างการดู S พารามิเตอร์จากคู่มือทรานซิสเตอร์ความถี่สูง (เบอร์ 2N 5179 $f_T = 200$ MHz)

จากรูปที่ 2.69 เป็นคู่มือทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 5179 ของบริษัทโมโตโรล่า ในคู่มือหน้าแรกจะเป็นขีดจำกัดของทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ที่ทดสอบกับความถี่ต่ำ และโดยทั่วไปสามารถใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแบบอัตรายขยายสัญญาณรบกวนต่ำ หรือเป็น Oscillator หรือเป็น Mixer ก็ได้ ในหน้าที่ 2 จะเป็นคุณสมบัติทางไดนามิกส์ของทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจรความถี่สูงตัวที่สำคัญๆ ก็มีเช่น


f_T = Transition Frequency ดูได้จาก Gain Bandwidth Product ของทรานซิสเตอร์นี้สามารถหาได้ โดยดูค่าความถี่ที่มีอัตรายขยายเป็น 0 dB หรือมีอัตรายขยายเป็น 1 นั่นเอง ในการออกแบบเราไม่สามารถนำทรานซิสเตอร์ไปออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูงกว่าค่า f_T นี้ได้

C_{cb} = Collector - to - Base Capacitance เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่วัดที่ความถี่ 1 MHz โดยป้อนสัญญาณที่มีความแรง 10 V และไม่ต่อขั้วอิมิตเตอร์

h_{fe} = อัตรายขยายกระแสสูงสุดของวงจรรขยาย แบบอิมิตเตอร์ร่วม โดยวัดที่ความถี่ 1 kHz สำหรับวงจรรขยายความถี่สูงจะต้องดูกราฟแบนด์วิดท์โปรดักต์ด้วย จึงจะคำนวณได้ถูกต้องกว่า

$r_c C_c$ = Collector - to - Base Time Constant เป็นการวัดการป้อนกลับ โดยทั่วไปจะมีค่าน้อย (ยิ่งน้อยยิ่งดี)

ส่วนข้อมูลในหน้าที่ 3 รูปที่ 1 เป็นวงจรที่ใช้ในการวัดค่าของ NF (Noise Figure) โดยไปอัสไว้ที่ $V_{CE} = 6$ V และ $I_C = 1.5$ mA โดยมีความต้านทานอินพุทที่ 50Ω ส่วนรูปที่ 2 แสดงวงจรสร้างความถี่ที่ 500 MHz รูปที่ 3 เปรียบเทียบค่า NF ที่ความถี่ต่างๆกัน รูปที่ 4, 5 เปรียบเทียบ NF กับความต้านทาน Source และกระแสคอลเลกเตอร์



MOTOROLA
Semiconductors
BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85034


2N5179

The RF Line

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

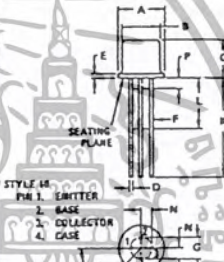
- High Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mA dc}$
- Low Collector-Base Time Constant –
 $r_b C_c = 14 \text{ ps (Max) @ } I_E = 2.0 \text{ mA dc}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure –
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$



***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mA dc	V_{CE0}	12	V dc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	20	V dc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	2.5	V dc
Collector Current	I_C	50	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200	mW
		1.34	mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	300	mW
		1.71	mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

*Indicates JEDEC Registered Data.



MILLIMETERS		INCHES	
SUM.	MIN.	MAX.	MIN.
A	5.91	6.84	0.233
B	4.57	4.95	0.179
C	4.92	5.33	0.170
D	8.41	8.53	0.316
E	-	1.75	0.050
F	0.41	0.44	0.016
G	2.54	8.00	0.100
H	0.81	1.17	0.031
J	0.71	1.27	0.028
K	12.70	-	0.500
L	6.35	-	0.250
M	8.25	-	0.325
N	1.27	8.50	0.050
P	-	1.27	0.050

ALL JEDEC dimensions and names apply

CASE 20-03
TO-72

รูปที่ 2.69 คู่มือทรานซิสเตอร์

ในหน้าที่ 4 ของคู่มือ รูปที่ 1 แสดงสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนคลื่นด้านอินพุท รูปที่ 2 แสดงสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนคลื่นด้านเอาท์พุท รูปที่ 3 แสดงสัมประสิทธิ์การส่งสัญญาณกลับ รูปที่ 4 แสดงสัมประสิทธิ์ของการส่งคลื่น

ในหน้าที่ 5 ของคู่มือแสดงค่า S_{11} และ S_{22} ตั้งแต่ความถี่ 100-900 MHz โดยใช้ $V_{CE} = 6V$ และ I_C 2 ค่าคือ 5 mA และ 1.5 mA

จากรูปที่ 11, 12, 13, 14 และ 15 ในคู่มือจะทำให้เราทราบค่า S พารามิเตอร์ ดังนี้คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{11} = 0.65 \angle 309^\circ$$

$$S_{22} = 0.84 \angle 348^\circ$$

$$S_{12} = 0.03 \angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 8.2 \angle 123^\circ$$

สำหรับค่า S_{21} และ S_{12} ซึ่งเป็นตัวแสดงอัตราขยายในแบบ Forward และ Reverse สามารถคำนวณเป็นค่า dB ได้คือ

$$S_{12} \text{ (dB)} = 20 \log_{10} 0.03$$

$$= -30.5 \text{ dB}$$

$$S_{21} \text{ (dB)} = 20 \log_{10} 8.2$$

$$= 18.3 \text{ dB}$$

ส่วนการหาค่า Z_{in} สามารถดูได้จากรูปที่ 15 ในคู่มือหน้า 6 เช่น Z_{in} ที่ความถี่ 100 MHz ไบอัสที่ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ กระแส $I_C = 5 \text{ mA}$ จะได้ Z_{in} ที่

$$Z_{in} = 48 - j79 \Omega$$

2.7.2. การไบอัสวงจรรขยายสัญญาณของทรานซิสเตอร์

การไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานนั้นคือ การให้ศักดาและกระแสที่เหมาะสมกับทรานซิสเตอร์ ปัจจุบันนิยมใช้ทรานซิสเตอร์แบบซิลิกอน การไบอัสที่ขาเบสและอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีค่าประมาณ 0.7 V ที่อุณหภูมิห้อง (25°C) และจะแปรเปลี่ยนเป็น $2.5 \text{ mV}/^\circ \text{C}$ โดยจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นผู้ออกแบบจึงมักจะคำนึงการแก้การเปลี่ยนแปลงนี้โดยนำเอา R_E ต่อเข้าไปเพื่อควบคุมการไบอัสให้เปลี่ยนแปลงน้อยลง การเปลี่ยนแปลง V_{BE} นี้เรียกเป็น ΔV_{BE} ซึ่งการเปลี่ยนค่า V_{BE} นี้จะมีผลทำให้ค่า I_C เปลี่ยนแปลงด้วยเรียกเป็นค่า ΔI_C ดังสมการที่ 2.132

$$\Delta I_C = (\Delta V_{BE} I_C) / V_E \quad (2.132)$$

โดยที่

V_E = ศักดาที่ขาอีมิเตอร์

I_C = กระแสที่ผ่านขาคอลเลกเตอร์

จากสมการที่ 2.132 ค่าของ I_C ก็มักจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของ β และค่า β ก็จะแปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิด้วย นอกจากนี้ β ที่ทางโรงงานให้มายังเป็นค่าเฉลี่ยอีก จึงทำให้ผู้ออกแบบยุ่งยากมากในการคำนวณจึงมีผู้คิดสมการการออกแบบใหม่โดยดูได้จากสมการที่ 2.133

$$\Delta I_C = I_{C1} (\Delta \beta / \beta_1 \beta_2) [1 + (R_B / R_E)] \quad (2.133)$$

โดยที่

β_1 = ค่าต่ำสุดของ β

β_2 = ค่าสูงสุดของ β

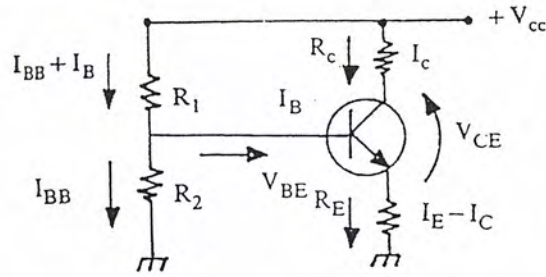
$\Delta \beta = \beta_2 - \beta_1$

I_{C1} = กระแสคอลเลกเตอร์ เมื่อ $\beta = \beta_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_B = R_1 \parallel R_2$ จากรูปที่ 2.70

$R_E =$ ความต้านทานที่ต่อระหว่างอิมิตอร์กับกราวด์



รูปที่ 2.70 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.70 พอดีจะสรุปการออกแบบได้ดังนี้

1. เลือกค่าจุดกรทำงานของทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสม เช่น $I_C = 1\text{mA}$, $V_C = 10\text{V}$, $V_{CC} = 20\text{V}$, $\beta = 50$ โดยดูจากคู่มือทรานซิสเตอร์ประกอบ
2. กำหนดให้ค่า $V_E = 2.5\text{V}$ (25% ของ V_C) เพื่อเสถียรภาพที่ดี
3. ประมาณค่า $I_E = I_C$ เพื่อสะดวกในการคำนวณหรือจะคิด $I_E = I_C + I_B$ ก็ได้ (เมื่อค่า β มีค่ามากกว่าทั้ง 2 วิธีนี้จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก)

4. หาค่า R_E เมื่อทราบค่า I_E และ V_E

$$R_E = V_E / I_E$$

5. จากค่าของ V_{CC} , V_C และ I_C หาค่าของ R_C ได้

$$R_C = (V_{CC} - V_C) / I_C$$

6. จากค่า I_C และ β คำนวณหาค่าของ I_B

$$I_B = I_C / \beta$$

7. จากค่าของ V_E และ V_{BE} คำนวณหาค่าของ V_{BB}

$$V_{BB} = V_E + V_{BE}$$

8. ให้ค่าของ I_{BB} มีค่ามากกว่า I_B มากๆ เพราะเมื่อ I_B เปลี่ยนแปลงจะได้มีผลกระทบต่อ I_{BB} น้อยมาก ให้

$$I_{BB} = 1.5\text{mA}$$

9. คำนวณหาค่า R_1 ได้

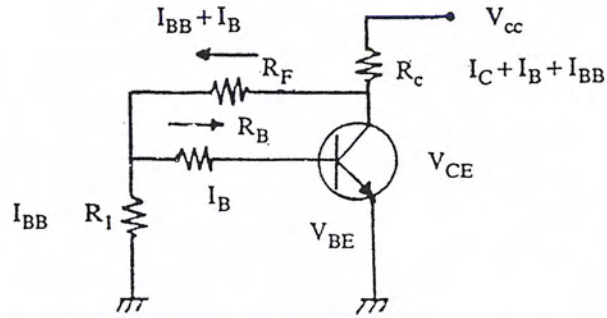
$$R_1 = V_{BB} / I_{BB}$$

10. หาค่าของ R_2 จากค่า V_{CC} , V_{BB} , I_{BB} และ I_B

$$R_2 = (V_{CC} - V_{BB}) / (I_{BB} + I_B)$$

บางครั้งผู้ออกแบบนิยมออกแบบวงจรตามรูปที่ 2.71 ซึ่งเป็นวงจรที่นิยมใช้กันพอสมควรโดยต่อความต้านทานป้อนกลับจากขาคอลเลกเตอร์โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

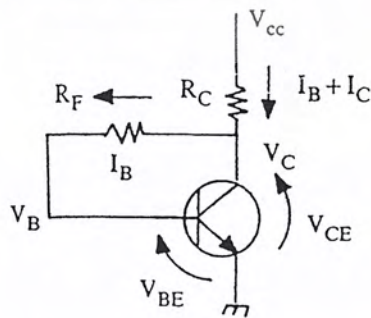


รูปที่ 2.71 วงจรไบอัสแบบมีความต้านทานป้อนกลับ R_F

จากวงจรรูปที่ 2.71 สามารถคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้

1. เลือกจุดไบอัสให้เหมาะสมโดยให้
 $I_C = 10 \text{ mA}, V_C = 10 \text{ V}, V_{CC} = 20 \text{ V}, \beta = 50$
2. ให้ค่า V_{BB} และ I_{BB} เปลี่ยนแปลงน้อยมาก โดยถือว่าไม่เปลี่ยนแปลง
 $V_{BB} = 2 \text{ V}, I_{BB} = 1 \text{ mA}$
3. หาค่าของ I_B จากค่าของ I_C และ β
 $I_B = I_C / \beta$
4. หาค่า R_B จาก $V_{BB}, V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ และ I_B
 $R_B = (V_{BB} - V_{BE}) / I_B$
5. หาค่า R_1 จาก V_{BB} และ I_{BB}
 $R_1 = V_{BB} / I_{BB}$
6. หาค่า R_F เมื่อทราบค่าของ V_{BB}, I_{BB}, I_B และ V_C
 $R_F = (V_C - V_{BB}) / (I_{BB} + I_B)$
7. หาค่าของ R_C โดยที่
 $R_C = (V_{CC} - V_C) / (I_C + I_B + I_{BB})$

หรือจะใช้การออกแบบวงจร ตามรูปที่ 2.72 ก็ได้



รูปที่ 2.72 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์แบบง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าต่างๆในรูปที่ 2.72 สามารถคำนวณได้ดังนี้คือ

1. เลือกจุดการทำงานที่เหมาะสมโดยให้

$$I_C = 10 \text{ mA}, V_C = 10 \text{ V}, V_{CC} = 20 \text{ V}, \beta = 50$$

2. คำนวณหาค่า I_B จาก I_C และ β ได้

$$I_B = I_C / \beta$$

3. หาค่า R_F เมื่อทราบค่าของ $V_C, V_B = V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ และ I_B ได้

$$R_F = (V_C - V_B) / I_B$$

4. หาค่า R_C เมื่อทราบค่า I_B, I_C, V_{CC} และ V_C

$$R_C = (V_{CC} - V_C) / (I_C + I_B)$$

ถ้าเป็นการออกแบบของ FET (Field – Effect Transistor) ก็จะหาค่ากระแสที่ผ่านขาเดรน (Drain) I_D ได้ ดังสมการที่ 2.134

$$I_D = I_{DSS} [1 - (V_{GS} / V_P)]^2 \tag{2.134}$$

โดยที่

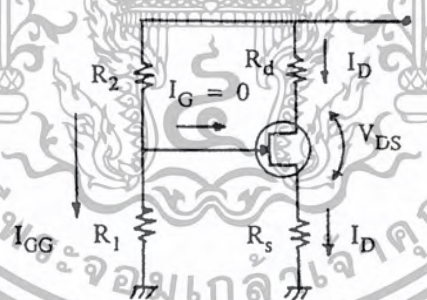
I_D = กระแสขาเดรน

I_{DSS} = กระแสเดรนเมื่อ $V_{GS} = 0$

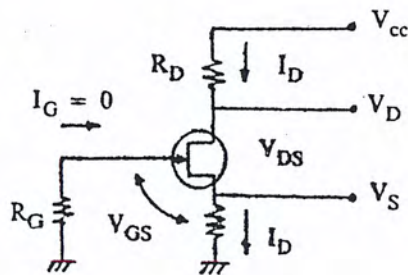
V_{GS} = ศักครระหว่างขาเดรนและเกต

V_P = ค่าของ Pinch – off Voltage

การออกแบบวงจรขยายที่ใช้ FET ที่นิยมใช้กันมากจะมีวงจรไบอัส ตามรูปที่ 2.73 และ 2.74



รูปที่ 2.73 วงจรไบอัสที่นิยมใช้กับ FET



รูปที่ 2.74 วงจรไบอัส FET อีกแบบหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3. การคำนวณหาเสถียรภาพของวงจร

ในการออกแบบวงจรขยายความถี่สูง บางครั้งอาจเกิดการผิดพลาดหรือไม่แน่ใจว่าวงจรที่ออกแบบมาแล้วนั้นสามารถทำงานได้ดีตลอดไปหรือไม่ นอกจากวิธีการทดลองใช้งานจริงแล้วยังมีวิธีการคำนวณหาเสถียรภาพของวงจรได้ โดยอาศัย Y พารามิเตอร์ช่วยในการคำนวณ การคำนวณหาความเสถียรภาพ ของวงจรมีที่นิยมใช้อยู่ 2 วิธีคือ

1. วิธีของลินวิลล์ (Linville)
2. วิธี Stern Stability Factor

วิธีของลินวิลล์ใช้ C เป็นตัวแสดงค่า Linville Stability Factor โดย C มีค่าเป็น

$$C = \frac{|Y_r Y_f|}{|2g_i g_o - \text{Re}(Y_r Y_f)|} \quad (2.135)$$

โดยที่

Y_r = The Reverse – Transfer Admittance

Y_f = The Forward – Transfer Admittance

g_i = The Input Conductance

g_o = The Output Conductance

Re = The Real Part of The Product in Parenthesis

$||$ = ค่า Magnitude

ผลจากการคำนวณค่า C ในสมการที่ 2.135 มีค่าน้อยกว่า 1 แสดงว่าวงจรนั้นสามารถทำงานได้ดี แม้ว่าจะมีค่าโหลดหรือซอสิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปบ้างเล็กน้อย วงจรจะไม่แสดงอาการออสซิลเลตให้เสียเสถียรภาพของวงจร

แต่ถ้าผลการคำนวณปรากฏว่า C มีค่ามากกว่า 1 วงจรจะมีแนวโน้มการเกิดออสซิลเลตให้ระว่างค่าโหลดและซอสิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไป อาจจะทำให้เกิดการออสซิลเลตได้

ส่วนวิธี Stern Stability Factor จะใช้ค่า K เป็นตัวแสดงเสถียรภาพ ซึ่งค่า K สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.136

$$K = \frac{[2(g_i + G_s)(g_o + G_L)]}{|Y_r Y_f| + \text{Re}(Y_r Y_f)} \quad (2.136)$$

โดยที่

G_s = The Source Conductance

G_L = The Load Conductance

ถ้าคำนวณค่า K ได้มากกว่า 1 แสดงว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ แต่ถ้าค่า K มีค่าน้อยกว่า 1 วงจรมีแนวโน้มว่าจะเกิดออสซิลเลตขึ้น ณ ที่บางความถี่ บางครั้งผู้ออกแบบอาจจะสับสนไม่แน่ใจว่าจะคำนวณความเสถียรภาพจากค่า K หรือค่า C ดี ดังนั้นพอสรุปได้ว่าถ้าอยากทราบเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ให้ใช้คำนวณค่า C จะดีกว่า แต่ถ้าจะหาเสถียรภาพของวงจรควรเลือกคำนวณค่า K

ดีกว่า และค่าอีกค่าหนึ่งที่สำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณก็คือ อัตราขยายสัญญาณสูงสุดที่สามารถทำได้ โดยวงจรจะยังมีเสถียรภาพอยู่ การหาอัตราขยายสัญญาณสูงสุด หาได้จากสมการที่ 2.137

$$MAG = |Y_i|^2 / 4g_i g_o \quad (2.137)$$

โดยที่

MAG = อัตราขยายสูงสุด (Maximum Available Gain)

ค่าของ MAG จะมีค่ามากที่สุด เมื่ออยู่ในกรณีของ

$$Y_r = 0$$

$$Y_L = \text{ค่า Complex Conjugate ของ } Y_o$$

$$Y_S = \text{ค่า Complex Conjugate ของ } Y_i$$

ในทรานซิสเตอร์ค่า Y_r จะเท่ากับ 0 ก็ต่อเมื่อไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณเลย ซึ่งในทางปฏิบัติ นั้นมักจะทำได้ ดังนั้นในการคำนวณจากสมการที่ 2.137 นั้น ผู้ออกแบบจึงมักจะเผื่อค่าไว้พอสมควร เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดออสซิลเลชัน เช่น ค่าของค่าอัตราขยายสูงสุดได้ 30 dB ก็จะใช้จริงแค่ 28 dB เป็นต้น โดยเผื่อค่าการเปลี่ยนแปลงจุดไบอัส เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ส่วนการหาค่า Conjugate Match ของ Y_S และ Y_L จะทำให้เกิดการถ่ายทอดกำลังสูงสุด การคำนวณทำได้จากสมการที่ 2.138, 2.139, 2.140, 2.141 และ 2.142

$$G_S = \left\{ 2g_i g_o - \text{Re}(Y_r Y_f) \right\}^2 - |Y_r Y_f|^2 / 2g_o \quad (2.138)$$

$$B_S = -jb_i + [\text{Im}(Y_r Y_f) / 2g_o] \quad (2.139)$$

$$G_L = \left\{ 2g_i g_o - \text{Re}(Y_r Y_f) \right\}^2 - |Y_r Y_f|^2 / 2g_i \quad (2.140)$$

$$G_L = G_S g_o / g_i \quad (2.141)$$

$$B_L = -jb_o + [\text{Im}(Y_r Y_f) / 2g_i] \quad (2.142)$$

โดยที่ค่า

G_S = The Source Conductance

B_S = The Source Susceptance

G_L = The Load Conductance

B_L = The Load Susceptance

Im = The Imaginary Part of The Product in Parenthesis

ค่าอัตราขยายอีกตัวหนึ่งที่มีผู้ออกแบบควรทราบก็คือ อัตราขยายรวมโดยคิดจากชอส์ติงโหลด โดยรวมการสูญเสียในวงจรเมซซิ่งไว้ด้วย เรียกว่า Transducer Gain ค่าอัตราขยายรวมนี้คือ G_T หาได้จากสมการที่ 2.143

$$G_T = 4G_S G_L |Y_f|^2 / \left| (Y_i + Y_S)(Y_o + Y_L) - Y_f Y_r \right|^2 \quad (2.143)$$

บางครั้งการออกแบบวงจรคำนวณค่า C หรือ K ออกมาเป็นค่าที่ส่อแว่วว่าจะเกิดการออสซิลเลต

หรือไม่มีเสถียรภาพในการทำงาน ผู้ออกแบบจำเป็นต้องหาวิธีอื่นที่ดีกว่า เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เลือกการไบอัสเสียใหม่แล้วคำนวณค่า C หรือ K อีก จนได้วงจรที่มีเสถียรภาพขึ้น
2. เลือกทรานซิสเตอร์เบอร์ใหม่ที่มีคุณสมบัติดีขึ้น
3. เลือกวงจรอินพุทและเอาต์พุทที่ไม่แมชกับทรานซิสเตอร์ เพื่อลดอัตราขยาย

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณให้มีเสถียรภาพ บางครั้งไม่สามารถทำได้ดีแม้จะพยายามเปลี่ยนการไบอัสหรือการลดอัตราขยายแล้วก็ตาม สาเหตุหนึ่งเนื่องมาจากผลของ Y_r ที่มีค่าเป็นคอมเพล็กซ์ แอดมิตแทนซ์ $G_r + jb_r$ ถ้าเราสามารถตัดค่าของ $+jb_r$ ให้หมดไปก็จะเหลือแต่ค่า G_r ซึ่งง่ายต่อการแมชวงจร ดังนั้นจึงมีผู้นำเอาวงจรนิวทรัลไลซ์ (Neutralization Circuit) มาใช้ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 วิธี ดังรูปที่ 2.75

การคำนวณเพื่อดูเสถียรภาพของวงจรให้ทำตามกรรมวิธีดังนี้คือ

1. เลือก G_s ค่าที่เหมาะสมจากคู่มือทรานซิสเตอร์ โดยดูค่า NF ด้วย
2. เลือกค่า K ที่มีค่ามากกว่า 1 วงจรจะได้มีเสถียรภาพดี
3. หาค่า G_L จากค่า G_s และ K
4. หาค่า B_s และ B_L จากค่า G_s และ G_L
5. คำนวณค่า Y_{in} ของทรานซิสเตอร์ โดยให้

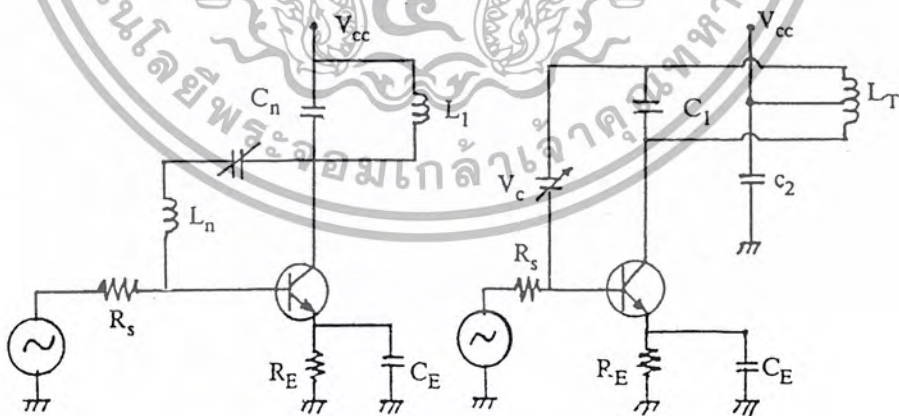
$$Y_{in} = Y_i - [Y_r Y_o / Y_o Y_L] \tag{2.144}$$

ที่ $Y_i = G_L$

6. เมื่อทราบค่า Y_{in} แล้วกำหนดให้ B_s มีค่าเครื่องหมายตรงข้ามกับอิมเมจินารีเทอมของ Y_{in}
 $\therefore B_s = -Y_{in}$
7. คำนวณค่าอัตราขยายของวงจร

(ก) สำหรับ $Y_r = +jb$

(ข) สำหรับ $Y_r = -jb$



รูปที่ 2.75 วงจรนิวทรัลไลซ์

2.7.4. การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบใช้ S พารามิเตอร์

ในคู่มือทรานซิสเตอร์บางครั้งจะให้ข้อมูลมาเป็น S พารามิเตอร์ การคำนวณหาเสถียรภาพของวงจรจึงให้วิธีหาค่า C หรือ K ไม่ได้ ต้องใช้หาค่า D_S (Intermediate Quantity) ในสมการที่ 2.145

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.145)$$

จากนั้นจึงเอาค่า D_S มาหาค่า K (Rollett Stability Factor) ในสมการที่ 2.146

$$K = [1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2] / [2|S_{12}||S_{21}|] \quad (2.146)$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 แสดงว่าวงจรมีเสถียรภาพดี

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 แสดงว่าวงจร ไม่มีเสถียรภาพอาจเกิดการออสซิลเลตบางความถี่ได้

ถ้าคำนวณออกมาแล้วค่า K น้อยกว่า 1 ให้จัดการดังนี้

1. เลือกจุดไบอัสใหม่
2. เลือกทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างออกไป
3. ทำการลดอัตราขยายโดยให้วงจรไม่แมชกัน

ส่วนค่าอัตราขยายสูงสุดที่ได้จากสมการที่ 2.147

$$MAG = 10 \log [|S_{21}| / |S_{12}|] + 10 \log [K + K^2 - 1] \text{ dB} \quad (2.147)$$

จากสมการที่ 2.145 จะเห็นว่าค่า $+K^2 - 1$ จะมีปัญหาในการคำนวณ เพราะต้องเลือกเพียงเครื่องหมายเดียว การเลือกเครื่องหมายสามารถทำได้โดยหาค่า B_1 เสียก่อนจากสมการที่ 2.148

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.148)$$

ถ้าค่า B_1 มีเครื่องหมายลบก็ให้ใช้ $+K^2 - 1$ ถ้า B_1 มีเครื่องหมายเป็นบวกก็ให้ใช้ $-K^2 - 1$

บางครั้งการออกแบบวงจรยังไม่แมชกันดีระหว่างทรานซิสเตอร์กับโหลด เราสามารถหาการสะท้อนกลับของคลื่นได้จากสมการที่ 2.149

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.149)$$

โดยค่า B_2 หาได้จากสมการที่ 2.150

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.150)$$

ส่วนค่าแมกนิจูดของสัญญาณสะท้อนกลับหาได้จากสมการที่ 2.151

$$|\xi_L| = [B_2 + B_2^2 - 4|C_2|^2]^{1/2} / |C_2| \quad (2.151)$$

ในทำนองเดียวกันก็สามารถหาค่าของสัญญาณสะท้อนกลับด้านซอสได้ ดังสมการที่ 2.152

$$|\xi_S| = [S_{11} + (S_{12} S_{21} \xi_L)] / [1 - (\xi_L - S_{22})] \quad (2.152)$$

ค่าของ ξ_L และ ξ_S สามารถพล็อตในสมิทชาร์ทได้

ส่วนการหาค่าอัตราขยายรวม (Transducer Gain) หาได้จากสมการที่ 2.153

$$G_T = \left[\frac{|S_{21}|^2 (1 - |\xi_S|^2) (1 - |\xi_L|^2)}{|(1 - S_{11} \xi_S)(1 - S_{22} \xi_L) - S_{12} S_{21} \xi_S \xi_L|^2} \right] \quad (2.153)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายโดยกำหนดค่าอัตราขยายไว้แล้วสามารถทำได้ โดยการคำนวณและใช้สมิธชาร์ทช่วย ดังรายละเอียดในการคำนวณดังต่อไปนี้

1. คำนวณหาค่า D_S โดยใช้สมการที่ 2.145

2. คำนวณหาค่าของ D_2 โดย

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.154)$$

3. คำนวณหา C_2 โดย

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.155)$$

4. คำนวณหา G โดย

$$G = \text{Gain} / |S_{21}|^2 \quad (2.156)$$

โดยค่า Gain ใช้เฉพาะค่าบวกและเป็นเท่าไม่ใช่ dB

5. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมในสมิธชาร์ทได้จาก

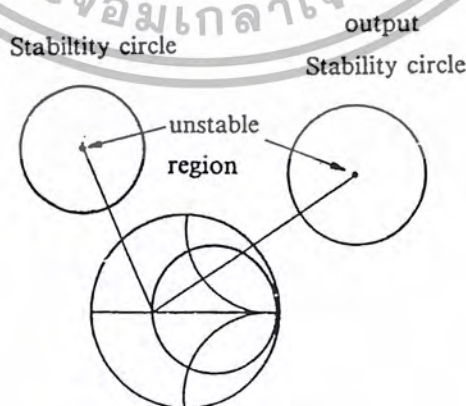
$$r_o = GC_2 / (1 + D_2 G) \quad (2.157)$$

6. คำนวณหาระศิมของรัศมีของวงกลมในสมิธชาร์ทจาก

$$P_o = [1 - (2K |S_{12} S_{21}| G) + |S_{12} S_{21}|^2 G^2] / (1 + D_2 G) \quad (2.158)$$

2.7.5. วิธีหาขอบเขตของความเสถียรภาพบนกราฟสมิธชาร์ท

วิธีหาขอบเขตของความเสถียรภาพบนกราฟสมิธชาร์ท เป็นวิธีที่ดีที่สุดในการตรวจสอบเสถียรภาพของวงจร เพราะจากวิธีการหาค่า C และ X เพื่อตรวจสอบเสถียรภาพนั้นยังมีขีดจำกัดอยู่เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าซอสและโหลดอิมพีแดนซ์ขึ้นทรานซิสเตอร์มักจะออกซิเลต ถ้าใช้วิธีพล็อตลงในสมิธชาร์ทเราก็จะพบพื้นที่ที่ปลอดภัยได้ โดยรู้ว่าโหลดและซอสอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงได้ช่วงใด ช่วงวงกลมที่วงจรมีเสถียรภาพเราเรียกว่า Stability Circle ซึ่งโดยปกติจะมีทั้งวงกลมเสถียรภาพของอินพุตและเอาต์พุต ถ้าวงกลมเสถียรภาพของอินพุตและเอาต์พุตอยู่นอกสมิธชาร์ท แสดงว่าวงจรไม่มีเสถียรภาพ ดูตามรูปที่ 2.76



รูปที่ 2.76 Stability Circle ของทรานซิสเตอร์ซึ่งทำงานในช่วงไม่มีเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการคำนวณคุณสมบัติของวงจร โดยการนำค่าที่คำนวณไปพล็อตในสมิธชาร์ท ทำได้ดังนี้

1. คำนวณค่า D_s โดยใช้สมการที่ 2.145
2. คำนวณหาค่า C_1 โดย

$$C_1 = S_{11} - (D_s S_{22}^*) \quad (2.159)$$

3. คำนวณหาค่า C_2 จากสมการ 2.157
4. คำนวณหาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุตโดย

$$R_{S_1} = C_1 / (|S_{11}|^2 - |D_s|^2) \quad (2.160)$$

5. คำนวณหารัศมีจาก

$$P_{S_1} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.161)$$

6. คำนวณจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางเอาต์พุตจาก

$$r_{S_1} = \frac{C_2}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \quad (2.162)$$

7. คำนวณหารัศมีจาก

$$P_{S_2} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.163)$$



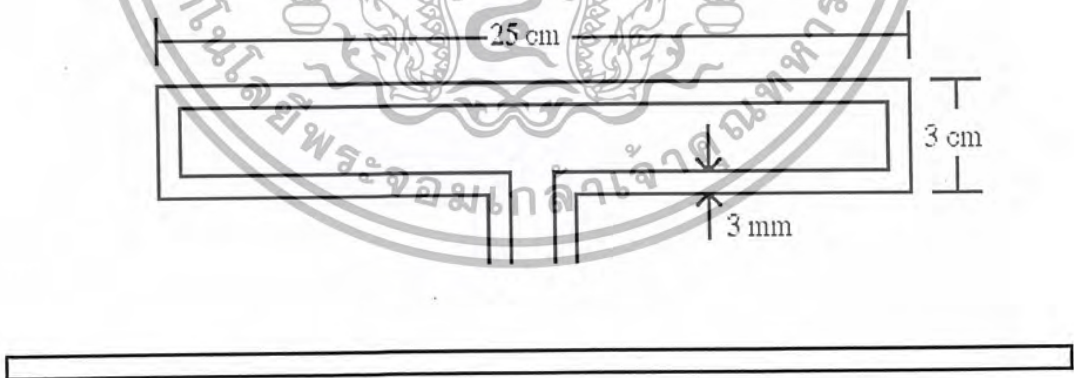
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การสร้างสายอากาศ

ในการสร้างสายอากาศนี้ได้ทำการออกแบบให้สายอากาศทำงานที่ความถี่ VHF และ UHF ซึ่งพยายามทำให้สายอากาศมีขนาดเล็กที่สุด และมีองค์ประกอบน้อยที่สุด เพื่อให้มีขนาดกะทัดรัด สะดวกในการติดตั้ง โดยใช้เส้นลวดทองเหลืองเส้นผ่านศูนย์กลาง 3 mm. เป็นสายอากาศ โดยเลือกค่าอ้างอิงที่ใช้ในการออกแบบ คือค่าความถี่ที่ 537.5 MHz ซึ่งมีค่าความยาวคลื่นเท่ากับ 55.8 cm ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้สามารถออกแบบสายอากาศได้ขนาดเล็กที่สุด

โดยสายอากาศนี้เลือกใช้เป็นสายอากาศแบบไดโพลพับ (Folded Dipole) เพราะเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติเด่น คือ มีค่าอิมพีแดนซ์ที่ค่อนข้างสูง เหมาะสำหรับการรับสัญญาณ และออกแบบโดยให้ความยาวทั้งหมดเท่ากับความยาวคลื่นที่ใช้ โดยความกว้างของสายอากาศต้องน้อยกว่า $\lambda/16$ (3.4875 cm.) ดังนั้นจึงเลือกความกว้างของสายอากาศที่ 3 cm. เพื่อให้น้อยกว่า $\lambda/16$ และเพื่อให้สะดวกในการออกแบบ ดังนั้นสายอากาศจึงมีความยาว λ ประมาณ 25 cm. และทำการป้อนสัญญาณ (feed) ตรงกลางที่ข้างใดข้างหนึ่งของสายอากาศ เพื่อทำการเชื่อมต่อเข้ากับสายโคแอกเซียลเป็นสายนำสัญญาณ และต่อเข้ากับวงจรแม่ซิงค์เพื่อเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณต่อไป แต่เพราะสายอากาศในตระกูลของไดโพลนั้นให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางค่อนข้างน้อย ดังนั้นจึงใช้แผ่นตัวนำสะท้อนรองข้างใต้สายอากาศอีกทีหนึ่งเพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทาง โดยเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นตัวนำเพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุดในการติดตั้ง



รูปที่ 3.1 สายอากาศแบบไดโพลพับ Folded Dipole ที่ใช้ในการพิจารณา

3.2 การคำนวณสายอากาศ

เนื่องจากเป็นสายอากาศรับสัญญาณ ในการสร้างจึงต้องคำนึงถึง ทิศทางการรับคลื่นค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และผลกระทบจากสนามตัวนำต่อสายอากาศ

โดยในที่นี้จะกล่าวถึง การคำนวณ และพล็อตกราฟค่าของทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศบนสนามตัวนำ โดยเปลี่ยนค่าความสูงของสายอากาศเป็นค่าต่างๆ เพื่อหาความสูงที่เหมาะสมสำหรับติดตั้ง โดยที่ยังคงมีทิศทางการรับคลื่น และคุณสมบัติอื่นๆที่ดีอยู่

สมการของสายอากาศที่ใช้ในการคำนวณ และพล็อตกราฟค่าของทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศโดยเปลี่ยนค่าความสูงเป็นค่าต่างๆ คือ

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = j\eta \frac{k}{2\pi} \left[\frac{\left(\cos\left(\frac{kl}{2} \sin(\theta) \sin(\phi)\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \right)}{1 - (\sin(\theta) \sin(\phi))^2} \right] (2j \sin(kh \cos(\theta)) \cos(\theta) \sin(\phi)) \quad (3.1)$$

และ

$$E_{\phi}(\theta, \phi) = j\eta \frac{k}{2\pi} \left[\frac{\left(\cos\left(\frac{kl}{2} \sin(\theta) \sin(\phi)\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \right)}{1 - (\sin(\theta) \sin(\phi))^2} \right] (2j \sin(kh \cos(\theta)) \cos(\phi)) \quad (3.2)$$

โดยเมื่อเอาทั้ง 2 สมการมารวมกันจะได้

$$E_t(\theta, \phi) = \sqrt{\left(|E_{\theta}(\theta, \phi)| \right)^2 + \left(|E_{\phi}(\theta, \phi)| \right)^2} \quad (3.3)$$

โดยที่ E_{θ} และ E_{ϕ} ได้มาจากการเปลี่ยนแกนของสมการโคโพล

ซึ่งใช้มุม θ ตั้งแต่ -90° ถึง 90° แล้วคิดมุม ϕ ที่ 0° และ 90°

ในที่นี้จะพิจารณาตั้งแต่ 0 ถึง 0.4λ

โดย

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} \left(E_t(\theta, \phi) \right)^2 \quad (3.4)$$

ที่ $\phi = 0^{\circ}$

$$U_{max} = U(0, 0)$$

ที่ $\phi = 90^{\circ}$

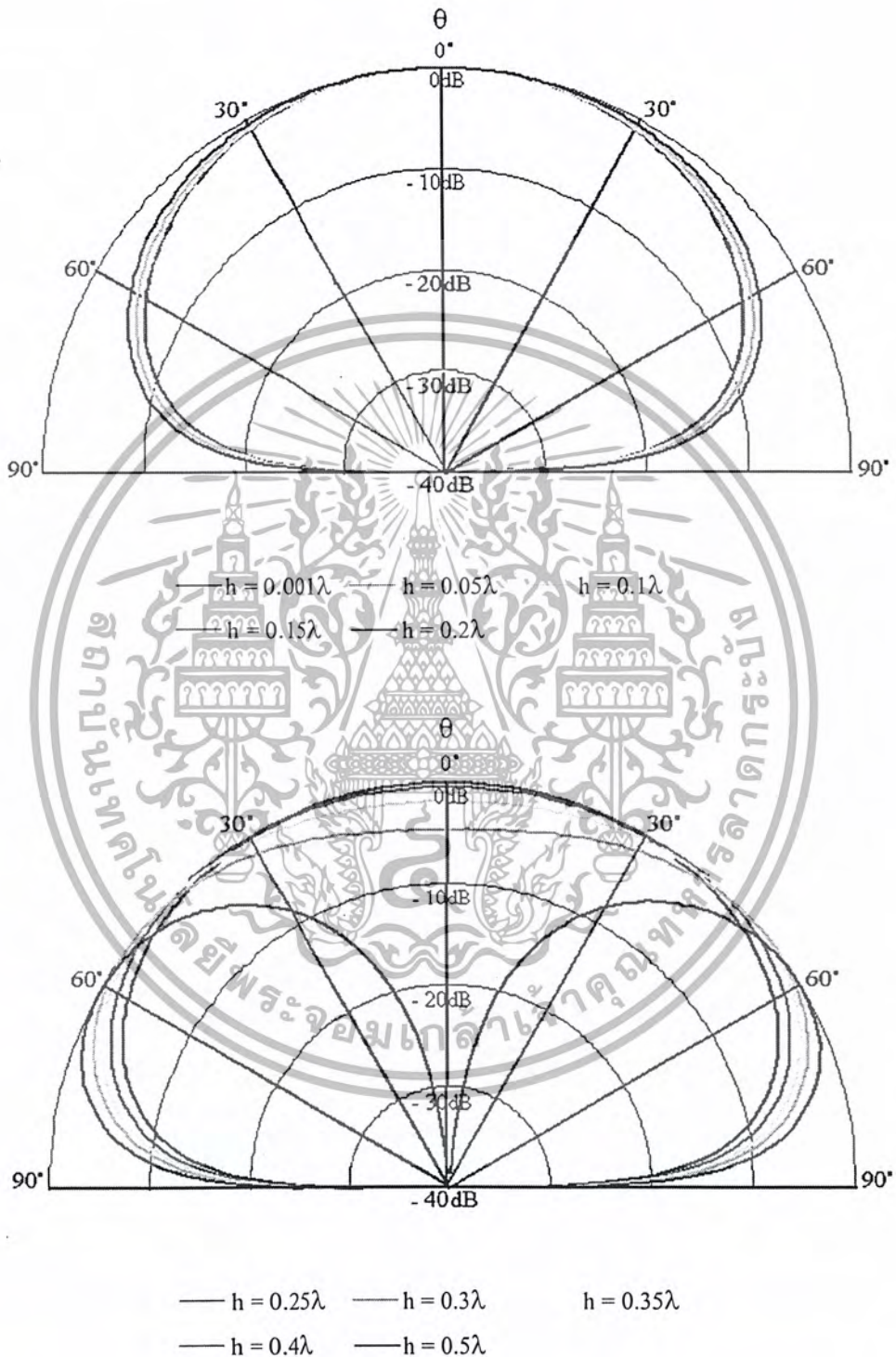
$$U_{max} = U(0, 90)$$

$$P_{rad} = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} U(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (3.5)$$

$$D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

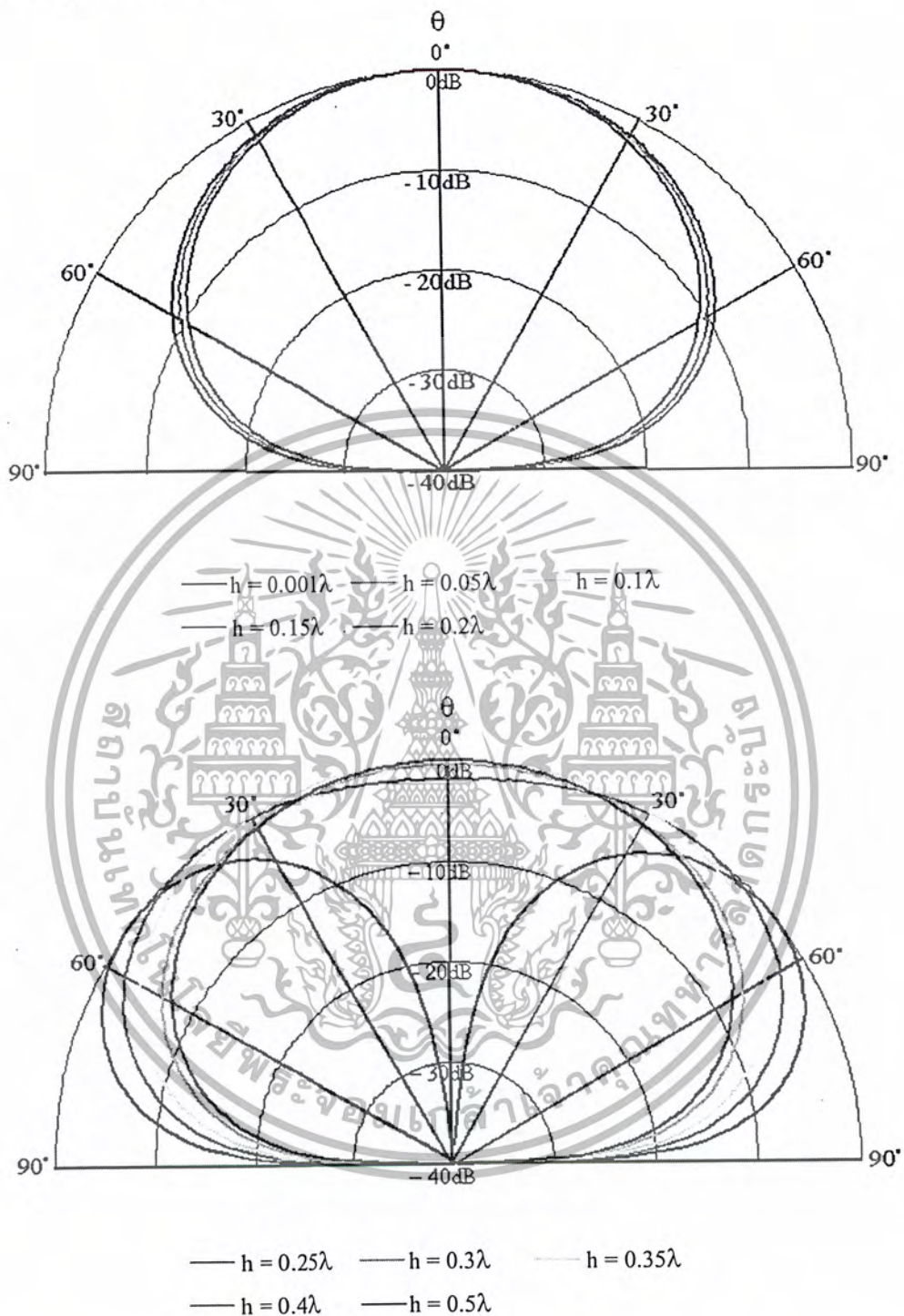
ซึ่งมีรูปแบบสนามไฟฟ้าเป็นแบบต่างๆ โดยกำหนดมุมต่างๆ ดังนี้
ที่มุม $\phi = 0^\circ$, $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$



รูปที่ 3.2 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$ และความสูงตั้งแต่ 0.01λ ถึง 0.5λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

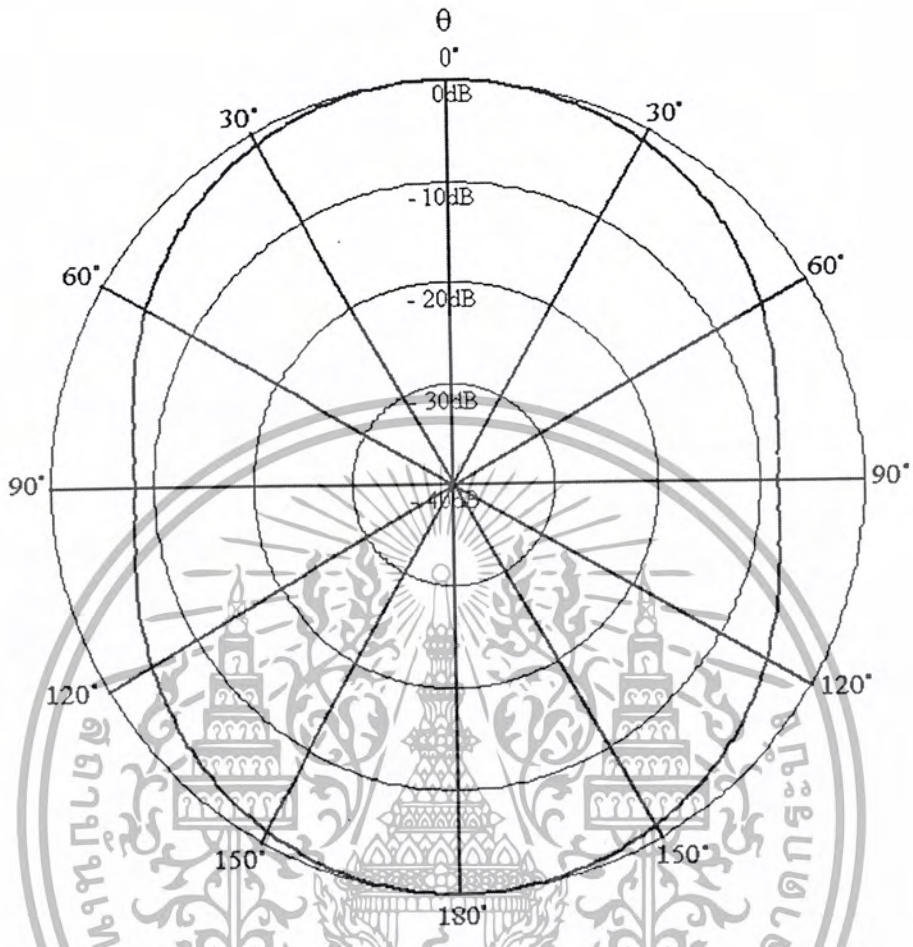
ที่มุม $\phi = 90^\circ$, $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$



รูปที่ 3.3 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $\phi = 90^\circ$ และความสูงตั้งแต่ 0.01λ ถึง 0.5λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

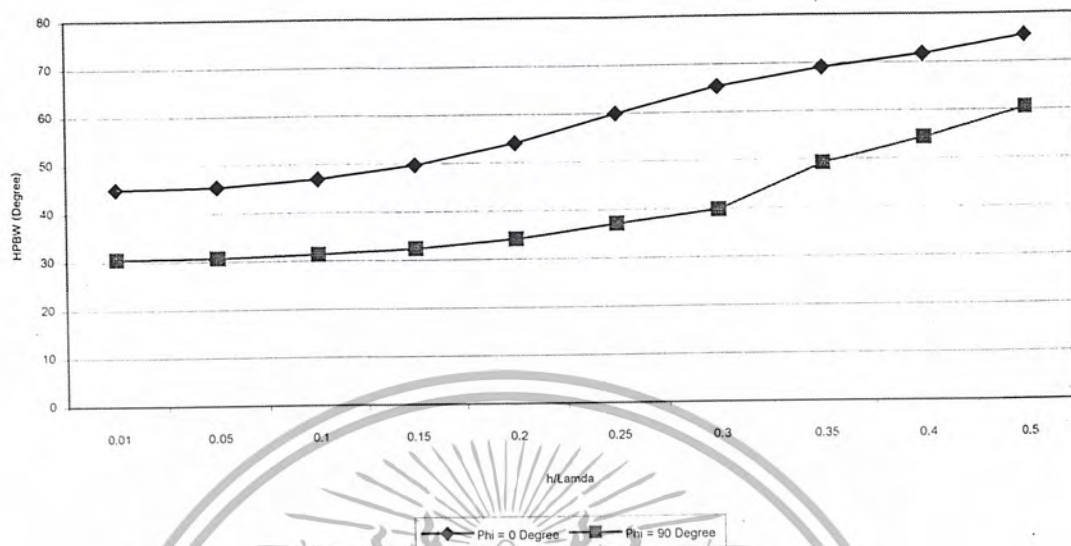
ที่มุม $-90^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$, $\theta = 90^\circ$



รูปที่ 3.4 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$, $\theta = 90^\circ$ และความสูงตั้งแต่ 0.01λ ถึง 0.5λ

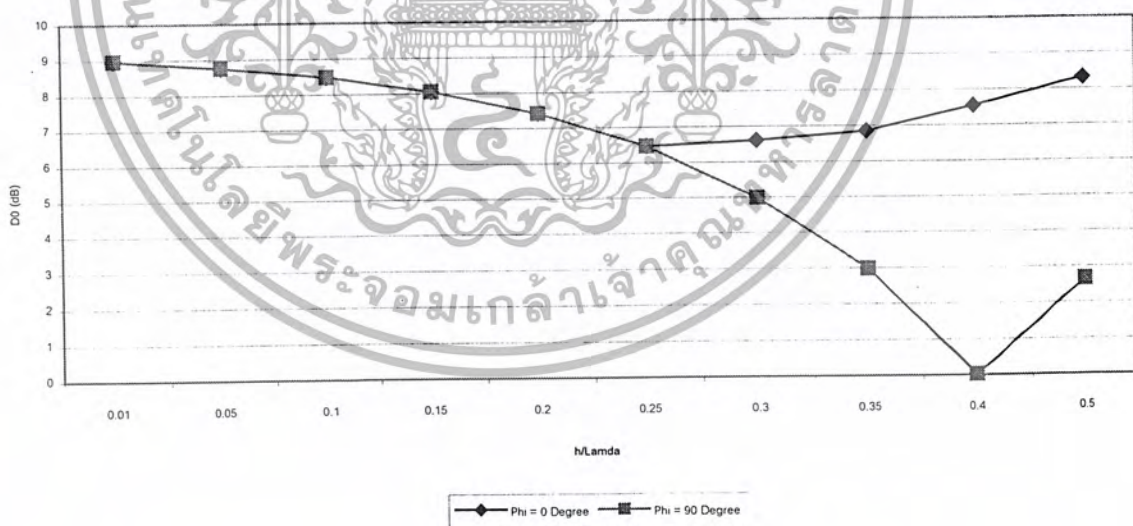
จะเห็นว่าที่ความสูงมีค่ามาก รูปแบบสนามไฟฟ้าจะแคบเป็นองศาที่กว้างกว่า รูปแบบสนามที่มีความสูงน้อย แต่จะมีรูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุมกวาดเหมือนกันทุกๆค่าความสูง

เมื่อพิจารณารูปแบบการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าแล้ว จึงมาพิจารณาผลของความสูงของสายอากาศที่มีต่อ HPBW (Degree)



รูปที่ 3.5 ผลกระทบของความสูง ที่มีกับมุมของ HPBW

จากรูปที่ 3.4 ค่ามุม HPBW จะเพิ่มกว้างขึ้นเมื่อสายอากาศมีความสูงเพิ่มขึ้น จากนั้นจึงมาพิจารณาค่าทิศทางการรับคลื่น



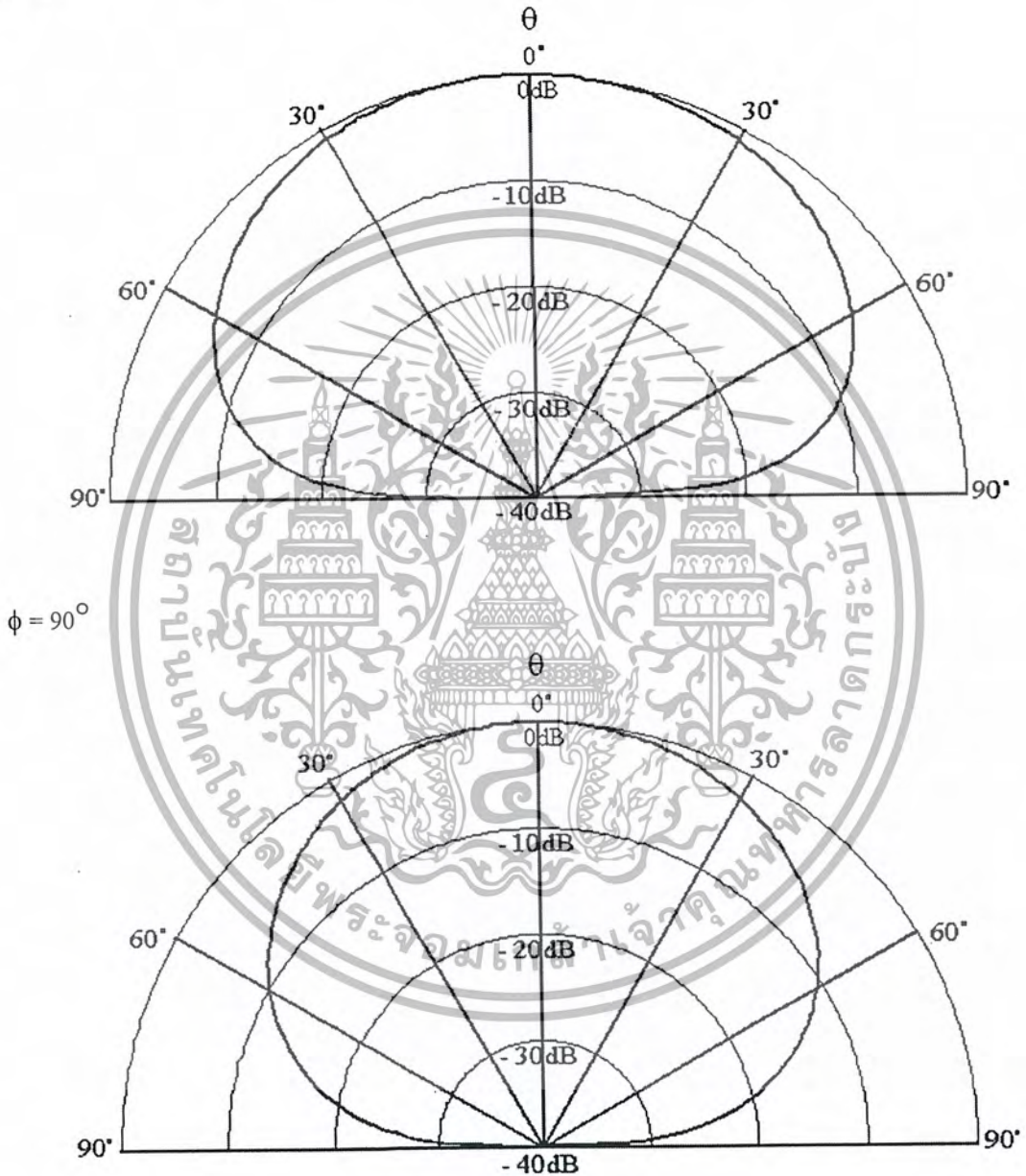
รูปที่ 3.6 ผลกระทบของความสูง ที่มีกับค่าทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศ

ก็จะเห็นว่าที่ความสูงมีค่ามาก ค่าทิศทางการรับคลื่นจะลดลง ซึ่งอาจจะทำให้รับคลื่นสัญญาณได้ไม่ดัดนั้น ดังนั้น ในกรณีนี้จึงเลือกค่าความสูงที่ 0.09λ หรือประมาณ 5 cm. ในการติดตั้งสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อมูลทั้งหมดนี้นำมาสร้างสายอากาศโดยมีคุณสมบัติดังนี้สายอากาศมีความยาวเท่ากับ 25 cm. มีความสูงจากแผ่นตัวนำ 5 cm. โดยมีค่าHPBW ที่มุม $\phi = 0^\circ$ คือที่ $\theta = 46.49^\circ$ และที่มุม $\phi = 90^\circ$ คือที่ $\theta = 33.317^\circ$ มีค่าทิศทางการรับคลื่นที่มุม $\phi = 0^\circ$ และที่ $\phi = 90^\circ$ คือ 8.807 dB เหมือนกัน

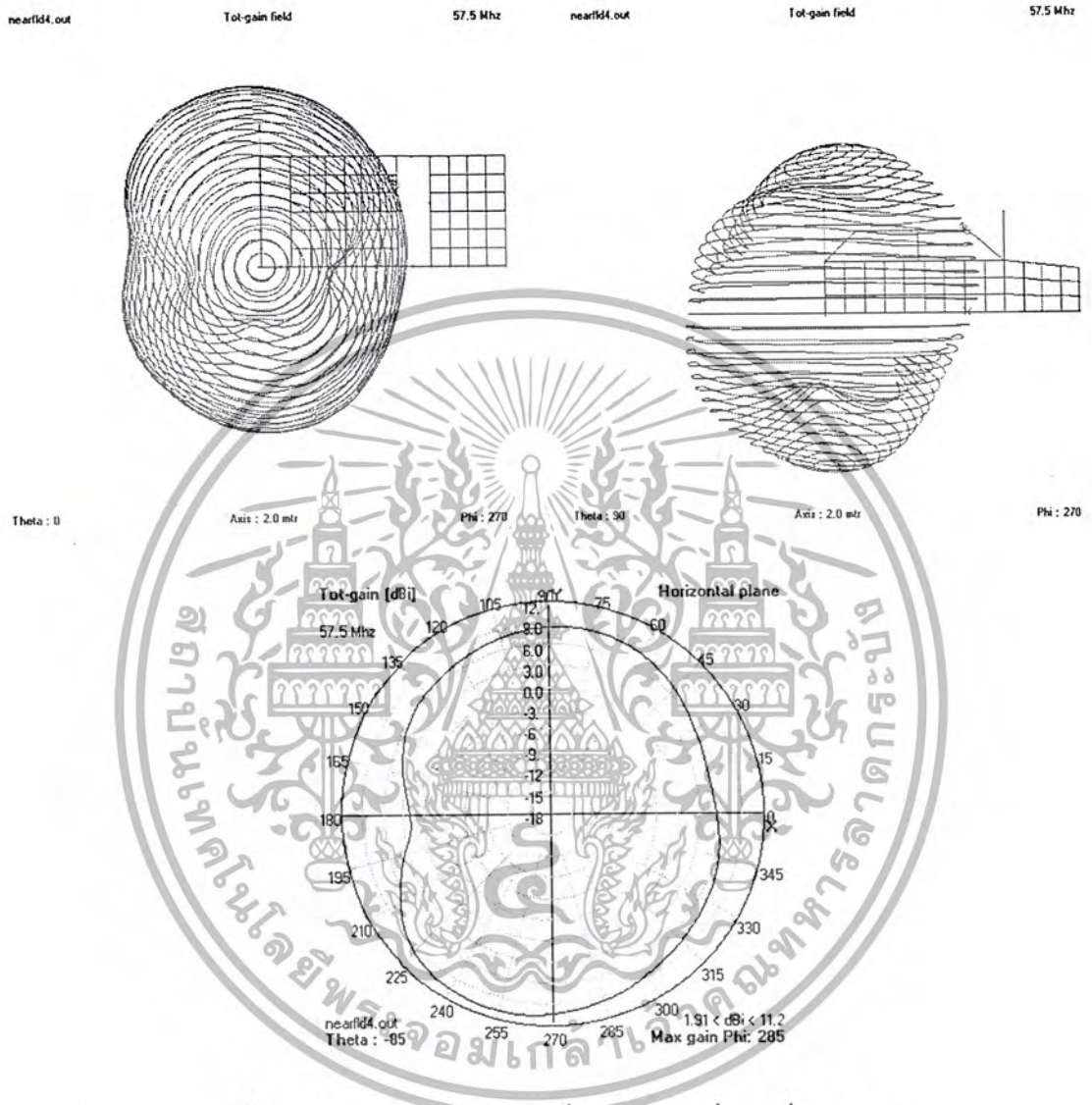
$$\phi = 0^\circ$$



รูปที่ 3.7 รูปแบบสนามไฟฟ้าที่มุม $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $\phi = 0^\circ, 90^\circ$
และความสูงที่ 0.089λ หรือประมาณ 5 cm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

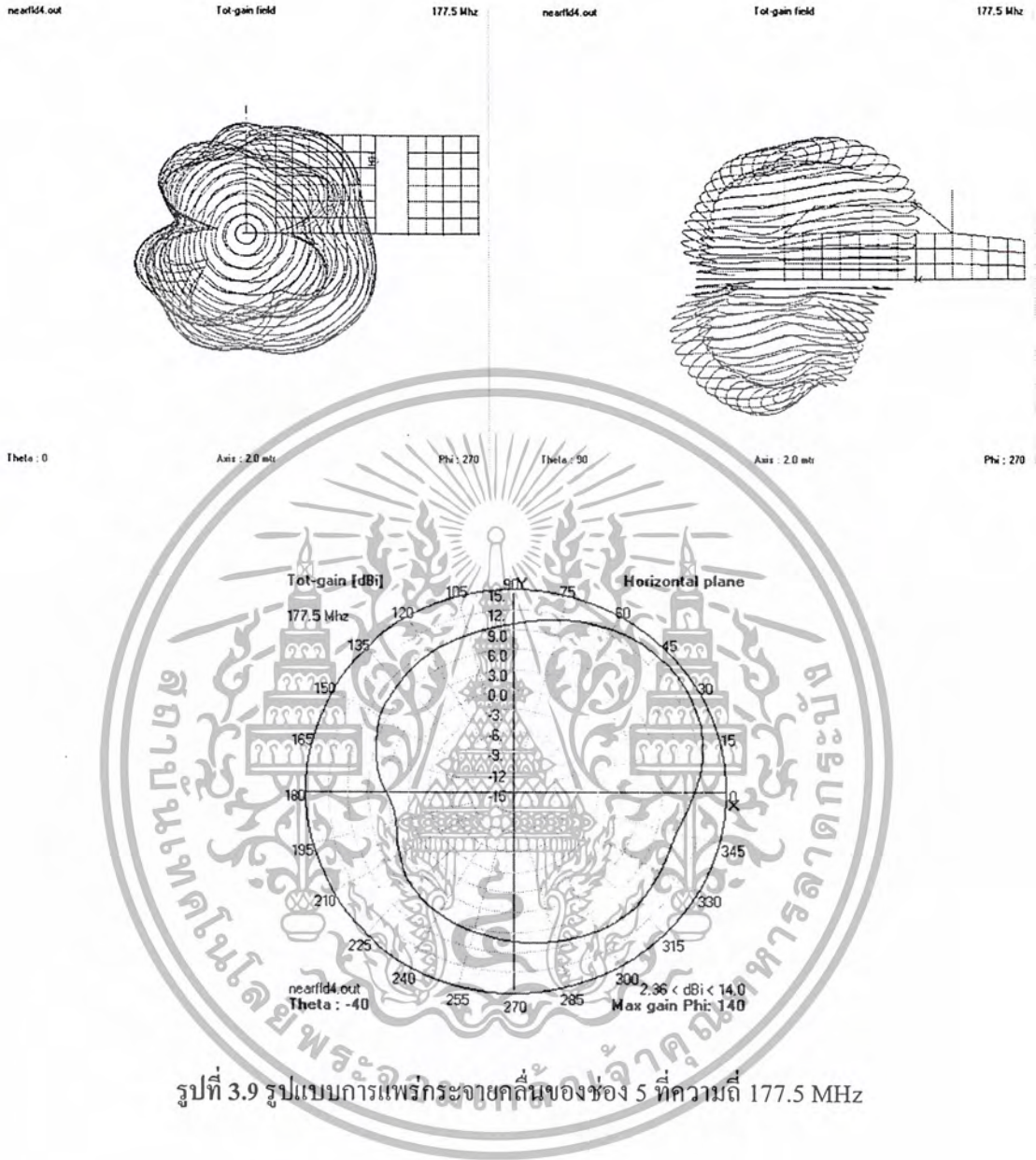
จากนั้นจึงมาศึกษารูปแบบการแพร่กระจายคลื่น อันมีผลกระทบจากการนำสายอากาศติดตั้งบนรถยนต์ โดยเปลี่ยนความถี่ที่ใช้พิจารณาโดยใช้ความถี่ของช่องสัญญาณต่างๆ ที่สถานีโทรทัศน์ไอช้อยู่ ดังนี้ ที่ความถี่ช่อง 3 (57.5 MHz)



รูปที่ 3.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 3 ที่ความถี่ 57.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

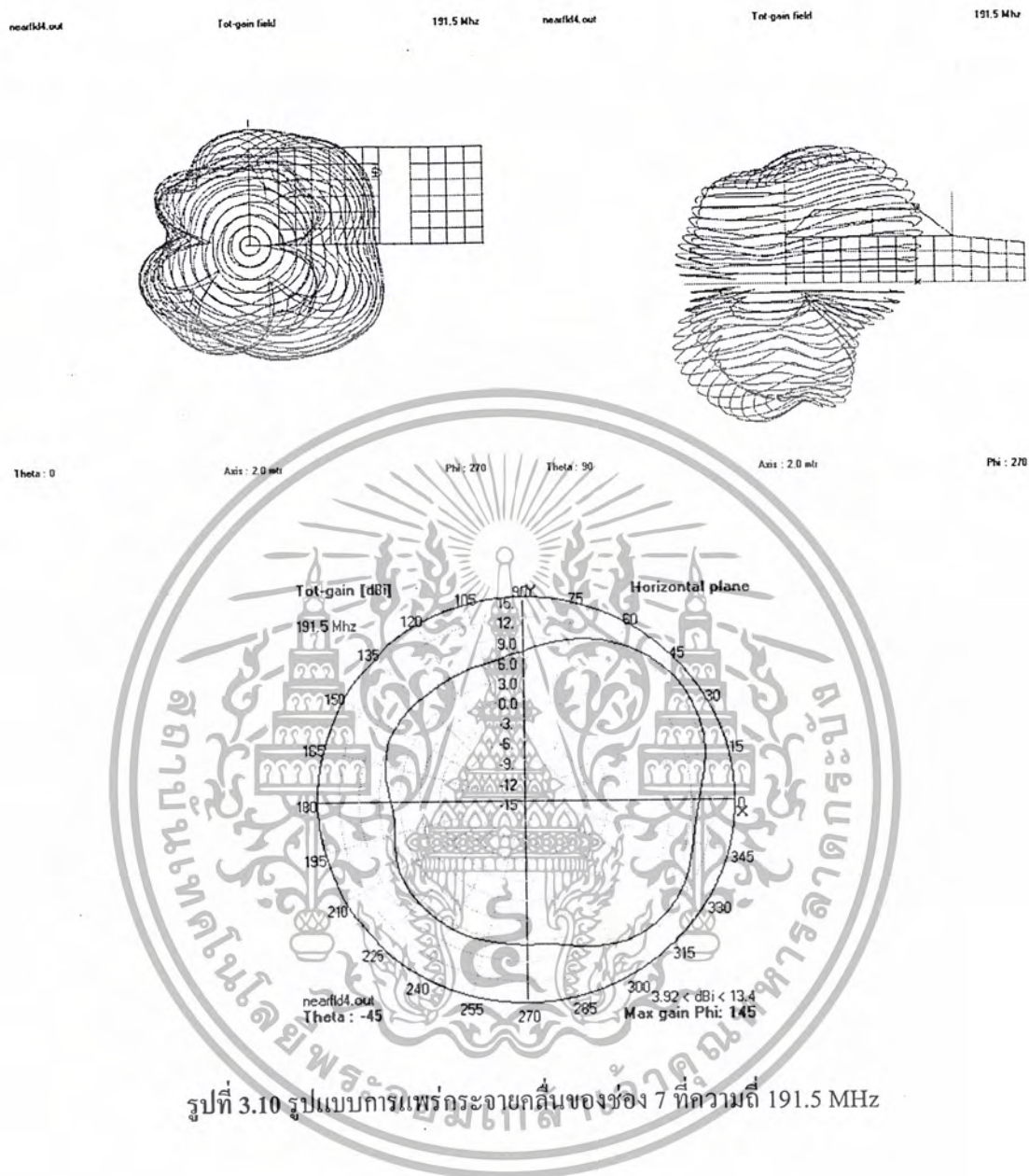
ที่ความถี่ช่อง 5 (177.5 MHz)



รูปที่ 3.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 5 ที่ความถี่ 177.5 MHz

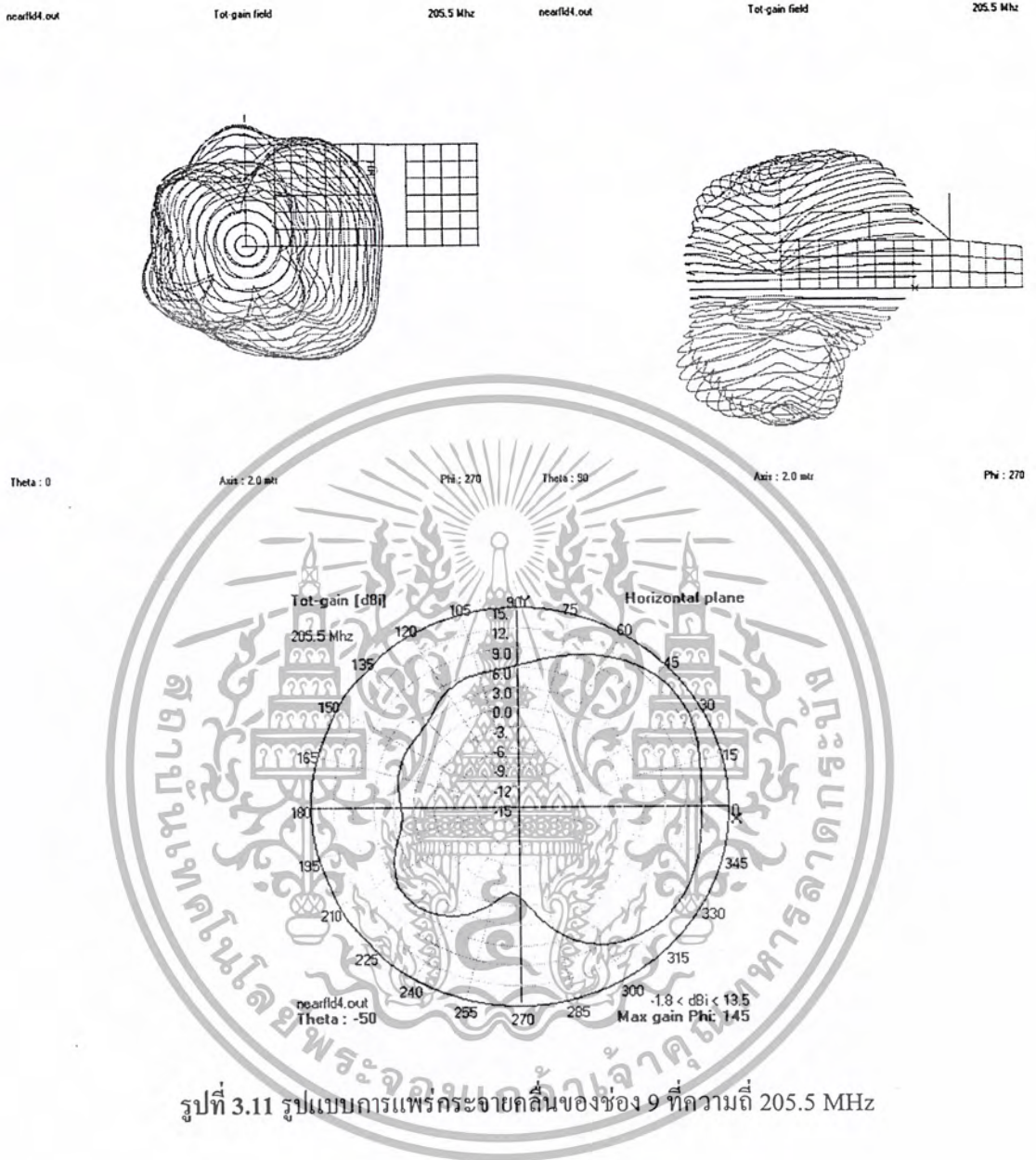
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ช่อง 7 (191.5 MHz)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

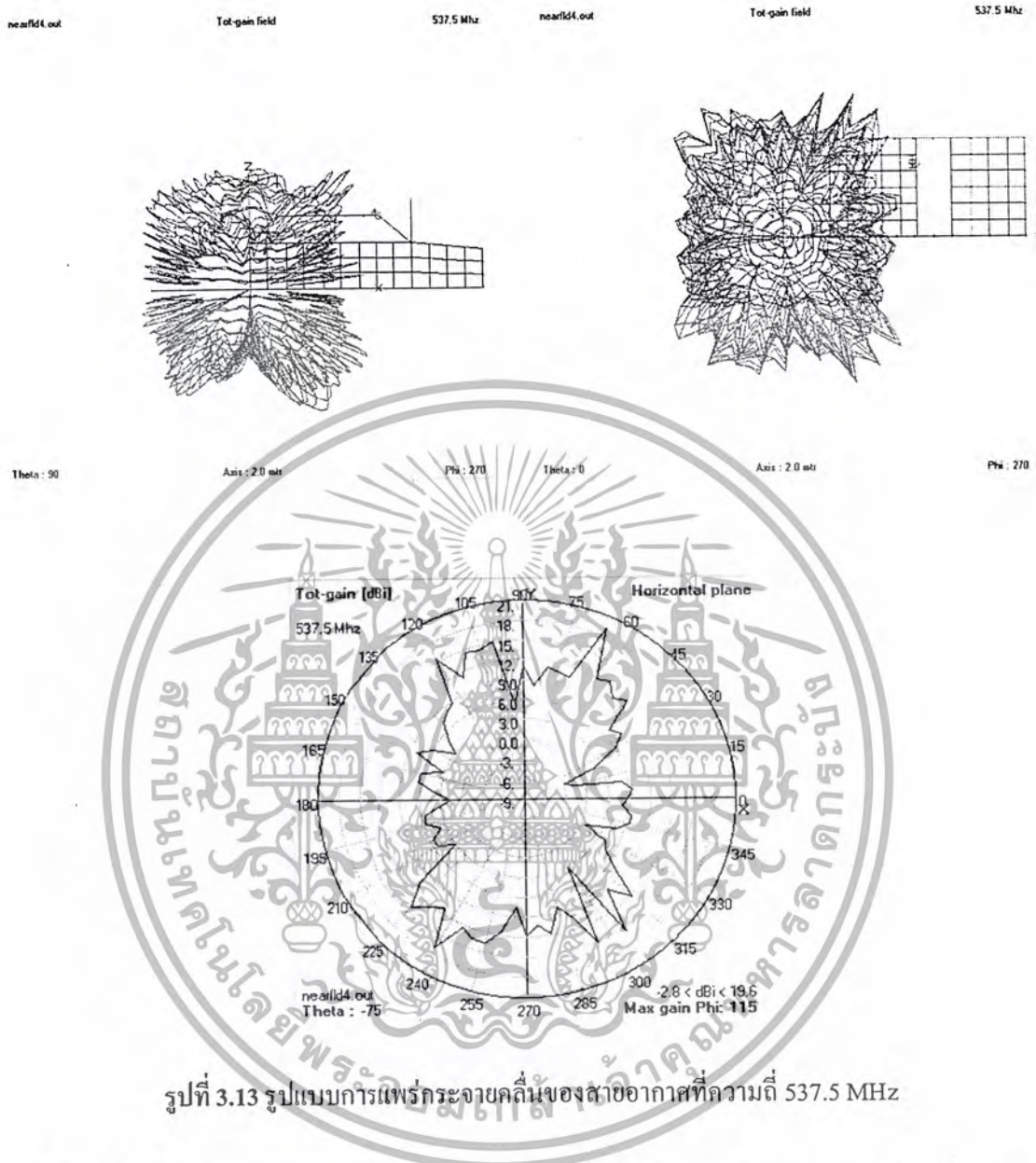
ที่ความถี่ช่อง 9 (205.5 MHz)



รูปที่ 3.11 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของช่อง 9 ที่ความถี่ 205.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ช่อง i.T.V. (537.5 MHz)



รูปที่ 3.13 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่ 537.5 MHz

จะเห็นว่าเมื่อนำผลกระทบจากรอยนดมาพิจารณาแล้ว จะทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นดีขึ้น เพราะตัวถังรอยนดเองก็ช่วยในการสะท้อนคลื่นด้วย ทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น และค่าสภาพเจาะจงทิศทางดีขึ้นด้วย

3.3 การสร้างวงจรขยายสัญญาณ

ในการสร้างสายอากาศที่รับคลื่นในย่าน UHF และ VHF ที่มีขนาดเล็กในทางกายภาพนั้น ขนาดทางไฟฟ้าก็จะเล็กตามไปด้วย ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียของพลังงานค่อนข้างมาก เพราะมีค่าความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นน้อย ทำให้เกิดการสะท้อนสัญญาณที่ตัวกลางสายอากาศ เพราะสายอากาศจะมีค่า

การนำไฟฟ้าที่ค่อนข้างสูงเมื่อความถี่สูงขึ้น ทำให้สัญญาณที่เขามายังตัวรับโทรทัศน์นั้นมีค่าน้อย ซึ่งทำให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเห็นไปเซประยะชันดานการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากองค์ประกอบต่างๆสามารถกวนสัญญาณได้ และตัวรับสัญญาณโทรทัศน์นั้นอาจ จะไม่สามารถรับสัญญาณนั้นได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ดังนั้นจึงต้องมีวงจรขยายสัญญาณเพื่อที่จะรับสัญญาณที่มีค่าน้อยๆมาขยายให้ขนาดของสัญญาณ มีค่ามากกว่าเดิม เพื่อทำให้มีค่าเพียงพอที่เครื่องรับโทรทัศน์สามารถทำงานได้ และลดสัญญาณรบกวนให้ น้อยลง ทำให้มีประสิทธิภาพในการรับสัญญาณมากขึ้น

ส่วนในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณนั้น จะแบ่งวงจรออกเป็น 3 ยานความถี่ คือ ความถี่ สัญญาณช่อง 2~4 ความถี่สัญญาณช่อง 5~12 และความถี่สัญญาณช่อง 21~69 เพราะถ้าใช้วงจรขยาย ตัว เดียวอาจจะทำให้มีปัญหาด้านเสถียรภาพของวงจร และทำให้ลำบากในการแม็ชวงจรขยายเข้ากับ สาย อากาศ โดยวงจรขยายสัญญาณนั้นเป็นแบบอิมิตอร์ร่วม Class C ซึ่งนิยมใช้ในงานวงจรที่ใช้ใน ย่าน ความถี่สูง มีอัตราขยายประมาณ 20 dB ซึ่งรูปที่ 3.9 เป็นแผนผังการติดตั้งวงจร โดยสัญญาณอินพุท จะเข้า มาที่สายอากาศ แล้วจะถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณ และเอาที่พหุของสัญญาณจะไปเข้าที่ โทรทัศน์ต่อ ไป โดยรูปแบบวงจรแสดงไว้ตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.14 แผนผังการทำงานของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่ VHF และ UHF

3.4 การแม็ชสายอากาศเข้ากับอุปกรณ์ขยายสัญญาณ

การติดตั้งสายอากาศเข้ากับอุปกรณ์ขยายสัญญาณนั้น จำเป็นต้องใช้การแม็ชอุปกรณ์เข้าด้วยกัน เพราะอุปกรณ์แต่ละชิ้นมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน ซึ่งถ้านำมาติดตั้งเข้าด้วยกันจะทำให้เกิดการสูญเสีย ของสัญญาณมาก ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพไม่ดีนัก จึงต้องมีการแม็ชอุปกรณ์ให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากัน เพื่อ ลดการสูญเสียของสัญญาณ ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น โดยการแม็ชสายอากาศเข้ากับวงจรขยาย สัญญาณนั้นไม่นิยมใช้วิธีการแม็ชที่ตัวสายอากาศ เช่น การใช้สตั๊ป หรือวิธีอื่นๆ เพราะส่วนใหญ่การแม็ชที่ ตัวสายอากาศนั้นจะให้ผลตอบสนองช่วงความถี่ที่แคบ และเมื่อมีการเปลี่ยนอิมพีแดนซ์ทางด้านขอส จะ ทำให้สูญเสียการแม็ชได้ง่าย ทำให้ไม่นิยมใช้ ดังนั้นจึงใช้วงจร LC แม็ชซึ่งแทน โดยวงจรที่ใช้จะมี คุณ สมบัติเป็นวงจรที่มีค่า Q ต่ำ ซึ่งจะให้ผลตอบสนองความถี่ในช่วงความถี่ที่กว้าง สามารถรองรับ ย่าน ความถี่ที่รับเข้ามาซึ่งมีช่วงความถี่ที่กว้างมากๆได้ และมีเสถียรภาพสูง โดยวงจรแม็ชซึ่งอิมพีแดนซ์เป็นไป ตามรูปที่ 3.9

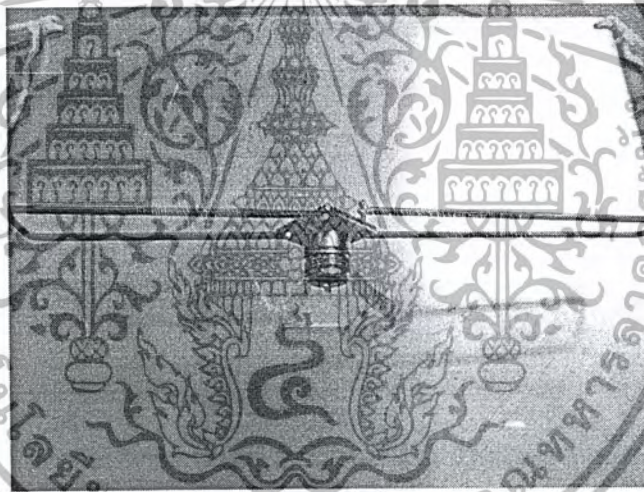
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

เมื่อได้ศึกษาทฤษฎี และได้นำทฤษฎีต่างๆมาออกแบบ และสร้างเป็นสายอากาศไดโพลแบบห้วง ในบทนี้จะเป็นการแสดงค่าพารามิเตอร์(Parameter)ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับคุณสมบัติของสายอากาศไดโพล แบบห้วงที่ได้สร้างขึ้นมาและเพื่อเปรียบเทียบผลว่า มีค่าตรงตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ ซึ่งคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศที่จะหาหมีดังต่อไปนี้คือ อิมพีแดนซ์(Impedance) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio:SWR) การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ(Return Loss) รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น(Radiation Pattern)ซึ่งคุณสมบัติต่างๆเหล่านี้เป็นคุณสมบัติหลักๆที่ใช้เลือก หรือตัดสินใจว่า สายอากาศนี้เหมาะกับ งานของเราหรือไม่ การวัดคุณสมบัติต่างๆ นั้นจะถูกแบ่งออก เป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ

1. การวัดหาอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ
2. การวัดหาสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.1 สายอากาศที่ใช้ในการทดลอง

4.1 การวัดค่า Impedance, Return Loss, SWR

อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด คือ

- เครื่อง Network Analyzer
- N-Type Calibrate Kit
- สายอากาศที่ต้องการทดสอบ

ก่อนทำการทดลอง จำเป็นต้อง Calibrate เครื่อง Network Analyzer เสียก่อน โดยมีขั้นตอนดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

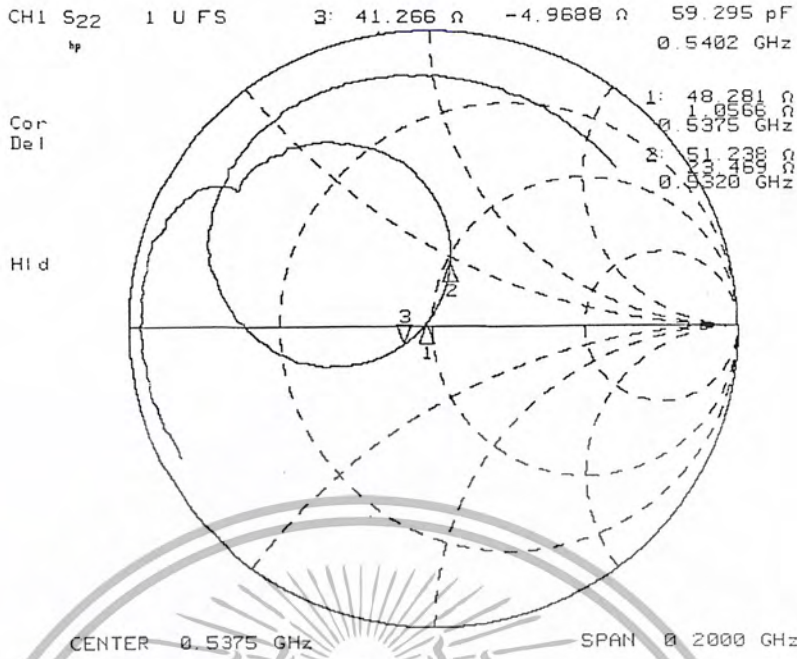
1. ตั้งย่านความถี่ที่ต้องการดูแลที่สายอากาศตอบสนอง ว่าอยู่ในความถี่ใดบ้าง เนื่องจากสายอากาศที่ออกแบบไว้ให้ Resonance ที่ความถี่ 537.5 MHz เพราะฉะนั้นจึงตั้งที่ 337.5-737.5 MHz
2. ตั้งค่า Marker เพื่อให้แสดงค่าต่างๆ ที่ความถี่ที่ต้องการ ในปริิณญาณิพนธ์นี้คือ Marker1 ตั้งที่ความถี่ 537.5 Marker2 ตั้งที่ความถี่ 532 MHz Marker3 ตั้งที่ความถี่ 542 MHz
3. กดที่ปุ่ม CAL (calibrate) เพื่อตั้งเครื่องให้เที่ยงตรงพร้อมที่จะใช้งาน
4. เลือก connector ที่ใช้ในการ calibrate ในปริิณญาณิพนธ์นี้คือ connector เป็นแบบ N-Type
5. หลังจากนั้นจะมี 3 คำสั่งขึ้นที่หน้าจอด้านขวามือ คือ Short Open และ Load ก็ให้นำตัว calibrate ใสเข้าไปที่ละตัว หลังจากนั้นจึงกดปุ่มข้างคำสั่งนั้นๆ เช่นเมื่อเราใส่ตัว calibrate short เข้าไปแล้ว ก็กดที่ short แล้วเลือกว่าเป็น Connector ตัวผู้หรือตัวเมียแล้วกดปุ่ม Done คำสั่งที่หน้าจอก็จะเปลี่ยนเป็น Short ทำจนครบทั้ง 3 ตัวแล้วกดที่ปุ่ม Done
6. หลังจาก Calibrate เรียบร้อยแล้ว จำเป็นที่จะต้องปรับค่า Electrical Delay ด้วยเนื่องจากว่าเครื่อง Network Analyzer เหมาะสมที่จะใช้งาน 2 พอร์ต(port) พร้อมกัน แต่ถ้าใช้งานเพียงพอร์ตเดียว จำเป็นต้องปรับค่า Electrical Delay เสียก่อน เพื่อปรับให้ค่าศูนย์อยู่ที่ ศูนย์จริงๆ โดยก่อนอื่นต้องเปลี่ยนหน้าจอให้แสดงเป็นสมิทชาร์ท(Smith Chart) เสียก่อน โดยการกดที่ปุ่ม Format และ Electrical Delay ตามลำดับ หลังจากนั้นใส่ตัว Calibrate Short เข้าไป จากที่ทราบว่า เมื่อ Short Circuit จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากับศูนย์ ตำแหน่งที่อิมพีแดนซ์ มีค่าเท่ากับ ศูนย์บนสมิทชาร์ท คือตำแหน่งซ้ายสุด แต่ตอนนี้จะพบว่าไม่ได้อยู่ที่ตำแหน่งที่ควรจะต้อง เพราะฉะนั้นเราจำเป็นที่จะต้องปรับให้ถูกต้อง
7. หลังจากนั้นจึงนำสายอากาศเข้าไปใส่ แล้วกดที่ปุ่ม Format แล้วกดที่ปุ่มต่างๆ ที่ต้องการดูค่า เช่น SWR, LOG MAG (Return Loss), Smith Chart (Impedance) ซึ่งค่าต่างๆ ที่ได้มีดังนี้คือ

วัดที่ความถี่ 537.5 MHz

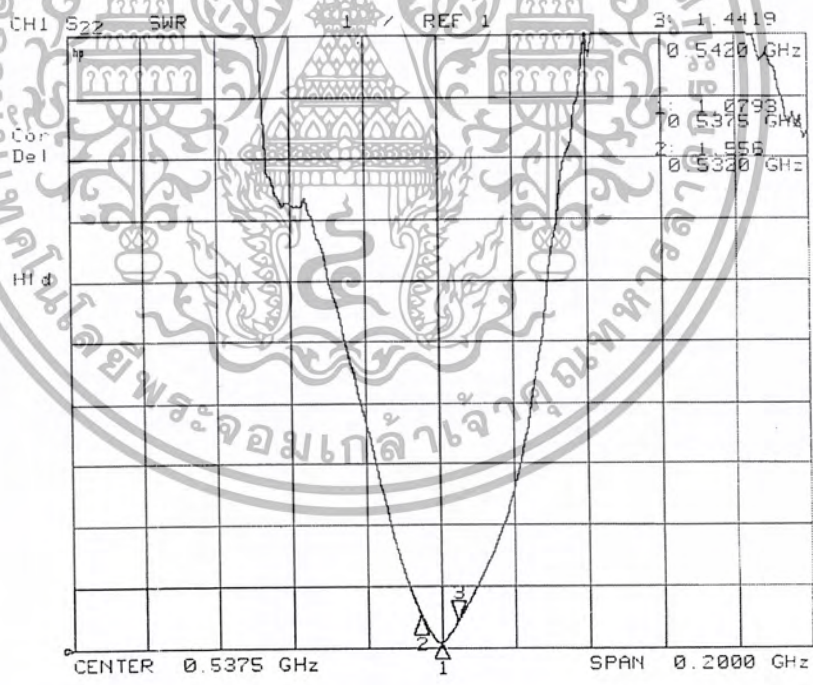
อิมพีแดนซ์ $Z_{in} = 48.281 + j1.0566 \Omega$

อัตราส่วนคลื่นนิ่ง SWR = 1.079

การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ Log Mag = -31.52 dB

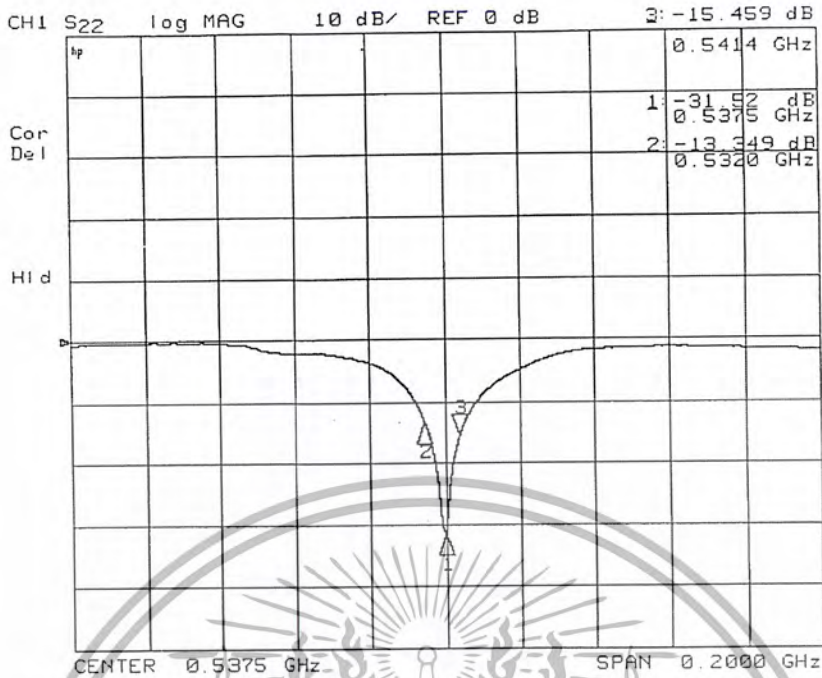


รูปที่ 4.2 สมบัติของสายอากาศ



รูปที่ 4.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการทดลอง

4.2 การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศคือ การวัดหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยส่วนใหญ่รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น มักคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล(Far Field) ซึ่งสามารถคำนวณหาระยะทางของสนามระยะไกลได้จาก

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$$

เมื่อ

- D คือ ด้านที่ยาวที่สุดของสายอากาศ ซึ่งในปริญญานพจน์นี้เป็นสายอากาศไดโพลแบบหึ่ง เพราะฉะนั้นด้านที่ยาวที่สุดคือเส้นทะแยงมุมของสายอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$33 \text{ cm}$$

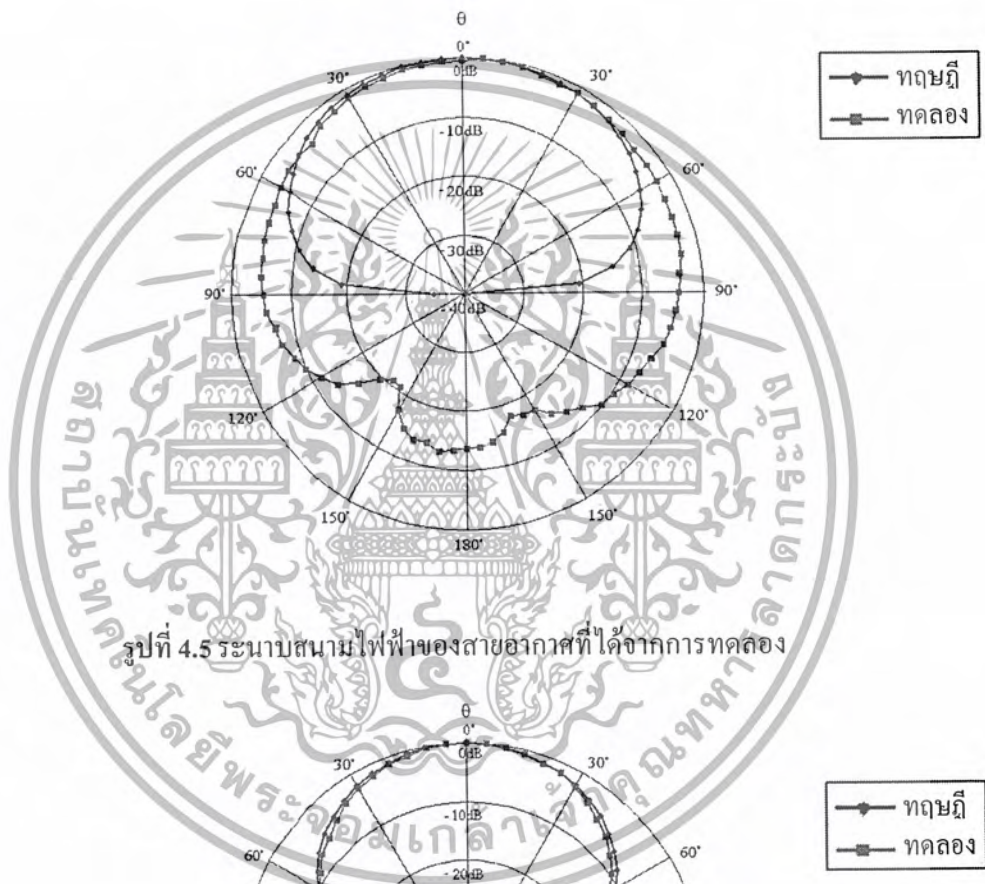
- λ คือ ความยาวคลื่นมีค่าเท่ากับ 0.5581 m

$$R \geq \frac{2(40)^2}{55.8} = 57.34 \text{ cm}$$

เมื่อทราบสนามระยะไกลแล้วต่อมาเราต้องสร้างสายอากาศที่รู้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่แน่นอนเพื่อนำสายอากาศนั้นมาทำเป็นสายอากาศส่ง และนำสายอากาศไดโพลแบบหึ่งที่สร้างขึ้นมาเป็นสายอากาศรับ

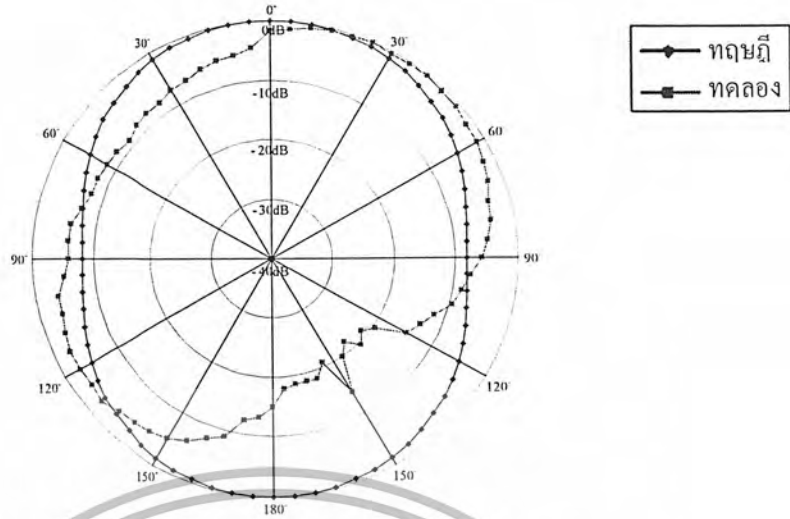
อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด คือ

- เครื่อง Network Analyzer
- ชุด Calibrate Kit
- สายอากาศที่ต้องการทดสอบ ในปริญญานิพนธ์นี้คือสายอากาศไดโพลแบบห้วง
- สายอากาศที่จะใช้เป็นตัวส่ง ในปริญญานิพนธ์นี้คือสายอากาศไดโพลแบบห้วงที่ทำขึ้นมาใหม่
- แท่นหมุน 360 องศา ที่ควบคุมด้วย Stepping Meter
- สาย Coaxial ยาว 5 เมตร และ 10 เมตร



รูปที่ 4.6 ระบายสนามแม่เหล็กของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

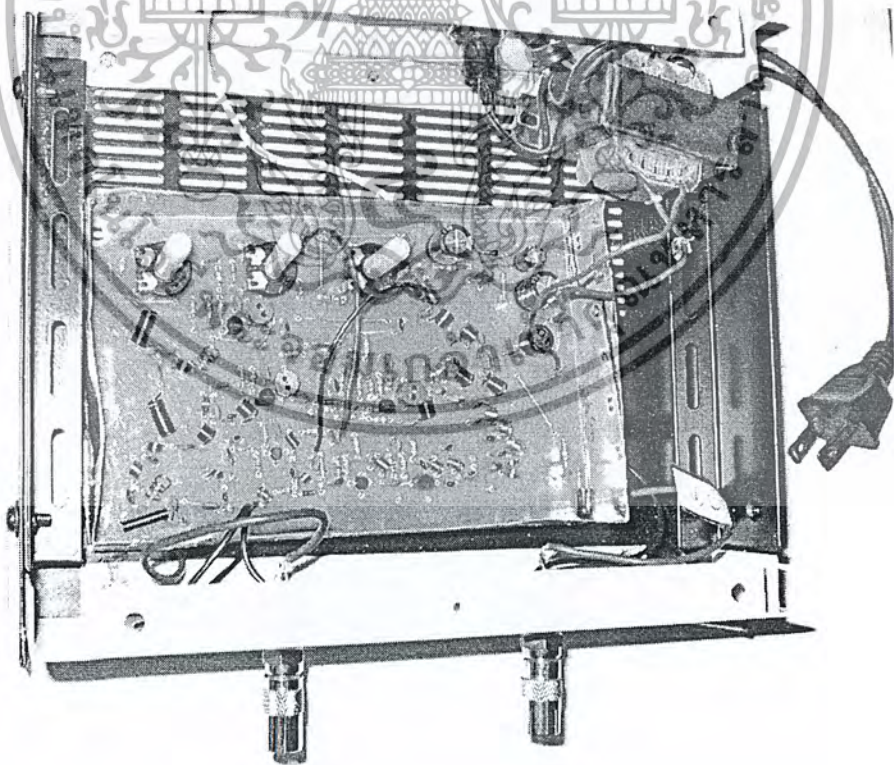
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ระนาบมุมกวาดของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

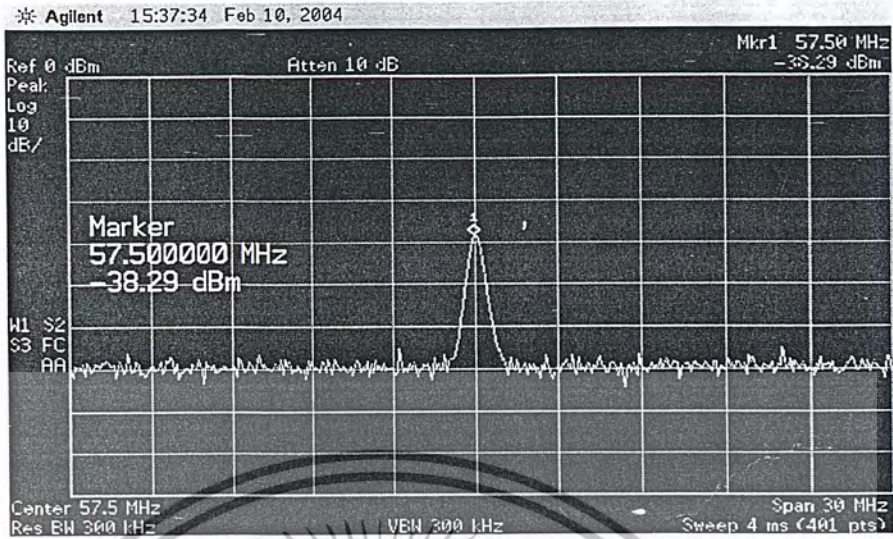
4.3 การวัดผลการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วีเอชเอฟ

ในการวัดผลการตอบสนองความถี่นั้นเราจะใช้สเปกตรัมอานาไลซ์เซอร์ โดยใช้ SIGNAL ANALYZE)ป้อนสัญญาณรูปไซน์ที่ input ของวงจรขยายสัญญาณ

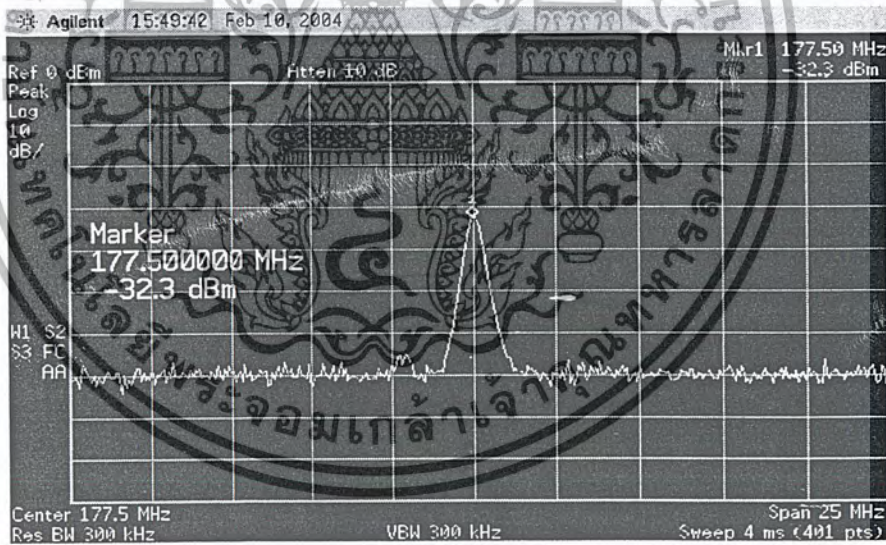


รูปที่ 4.8 วงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

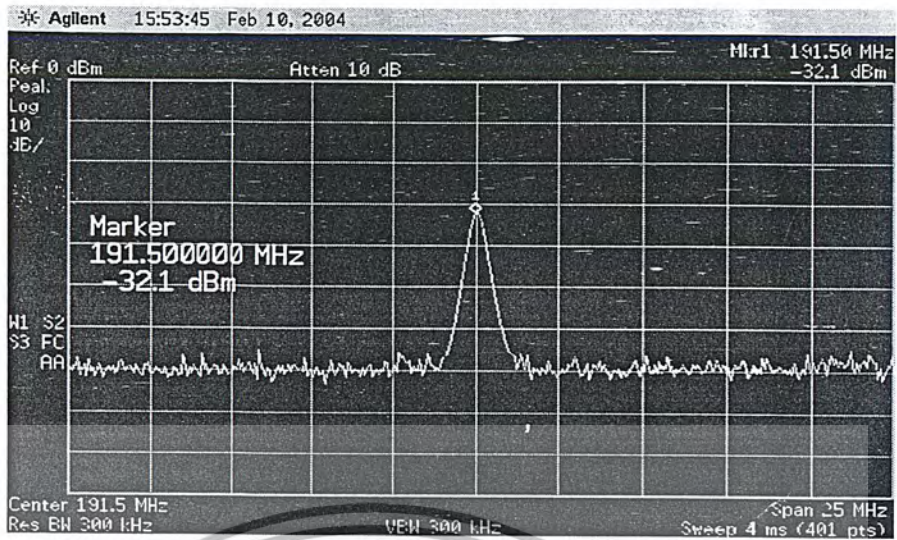


รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองความถี่ของ 3 (57.5 MHz)

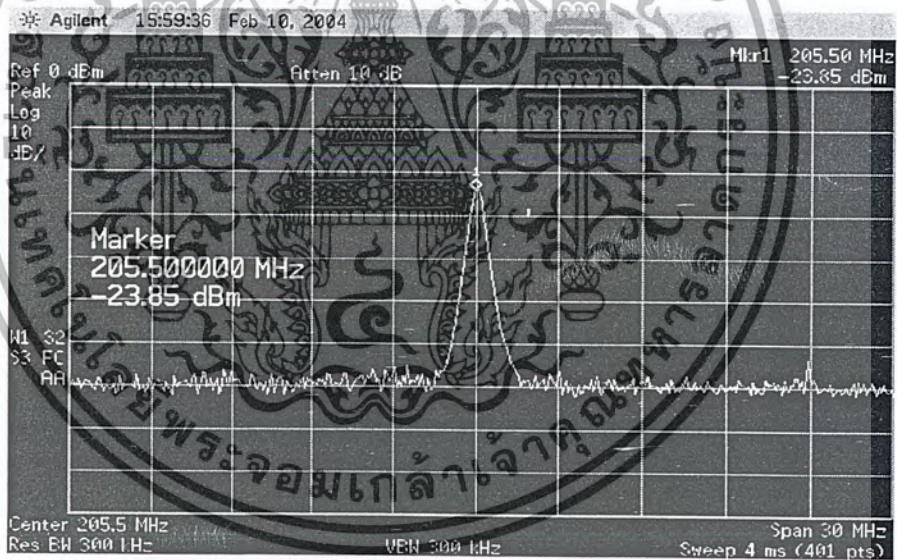


รูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองความถี่ของ 5 (177.5 MHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

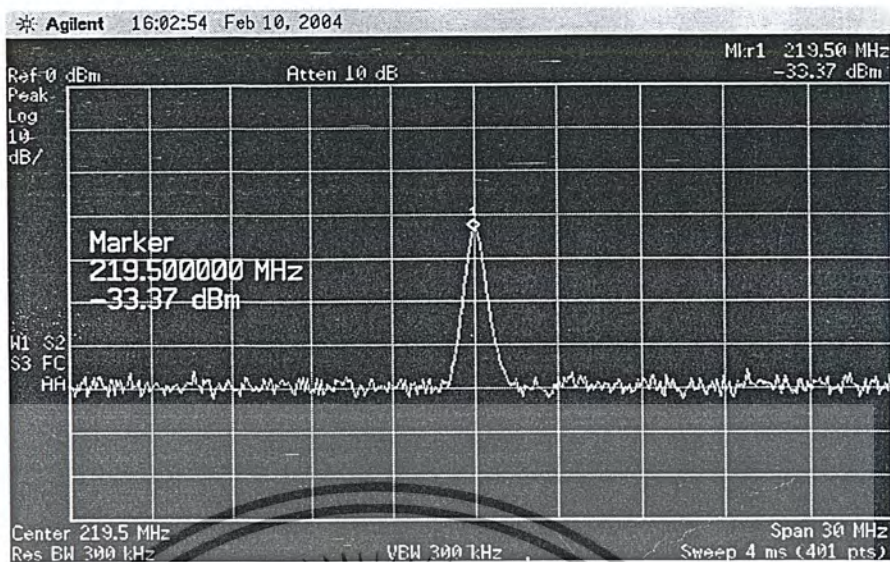


รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 7 (191.5 MHz)



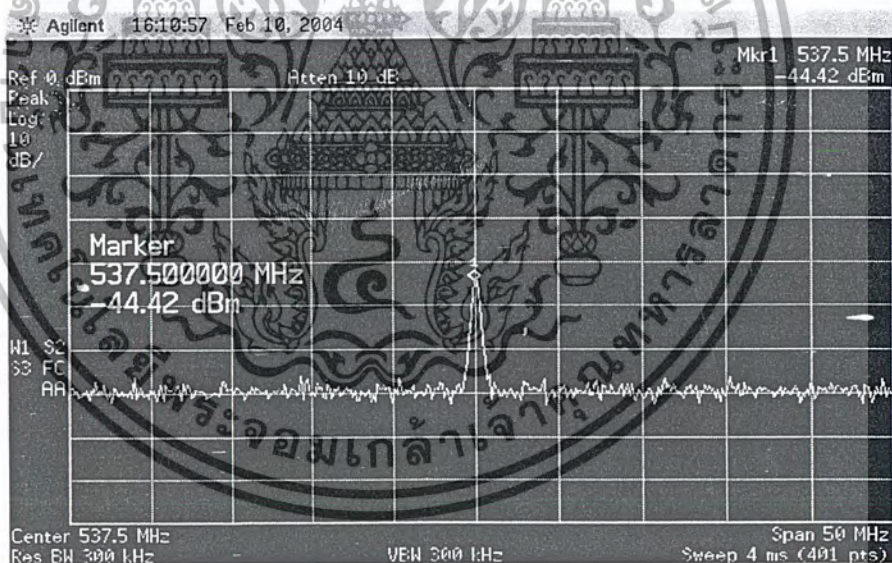
รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองความถี่ช่อง 9 (205.5 MHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลการตอบสนองความถี่ของ I1 (219.5 MHz)

4.4 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่เอชเอฟ



รูปที่ 4.14 ผลการตอบสนองความถี่ของ itv (537.5 MHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INPUT SIGNAL (dBm)	OUTPUT SIGNAL ch-3(dBm)	OUTPUT SIGNAL ch-5(dBm)	OUTPUT SIGNAL ch-7(dBm)	OUTPUT SIGNAL ch-9(dBm)	OUTPUT SIGNAL ch-11(dBm)	OUTPUT SIGNAL ch-itv(dBm)
-90	-65	-60	-60	-53	-61	-68
-85	-61	-56	-56	-48	-58	-65
-80	-57	-51	-51	-43	-53	-61
-75	-52	-47	-47	-38	-49	-58
-70	-47	-42	-42	-33	-44	-53
-65	-43	-37	-37	-28	-39	-48
-60	-38	-32	-32	-23.85	-33.37	-44

ตารางที่ 4.1 ค่าอัตราขยายสัญญาณที่ INPUT ค่าต่างๆ

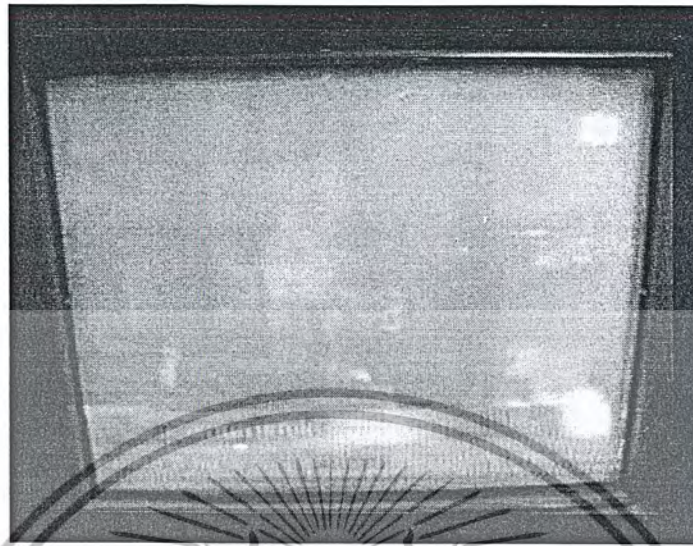
4.5 การทดลองใช้สายอากาศกับเครื่องขยายสัญญาณ

ในการทดลองนี้เราจะใช้สายอากาศไดโพลแบบหึ่งที่ออกแบบไว้ต่อกับเครื่องขยายสัญญาณเพื่อ ดูผล การเปลี่ยนแปลงของภาพ

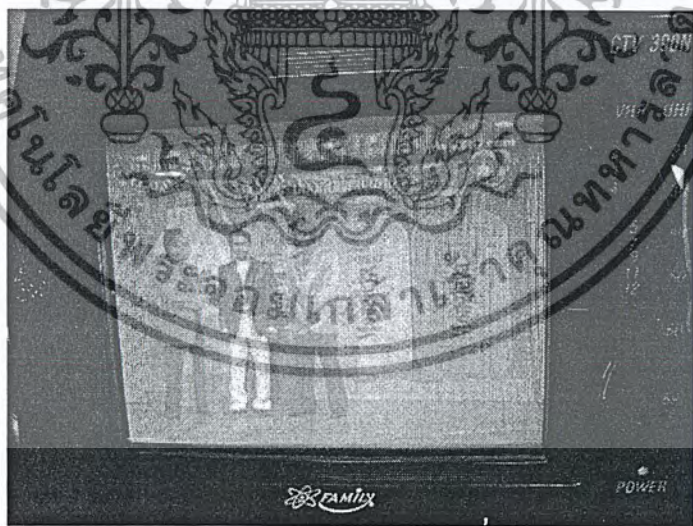


รูปที่ 4.15 การติดตั้งสายอากาศบนหลังการรถยนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

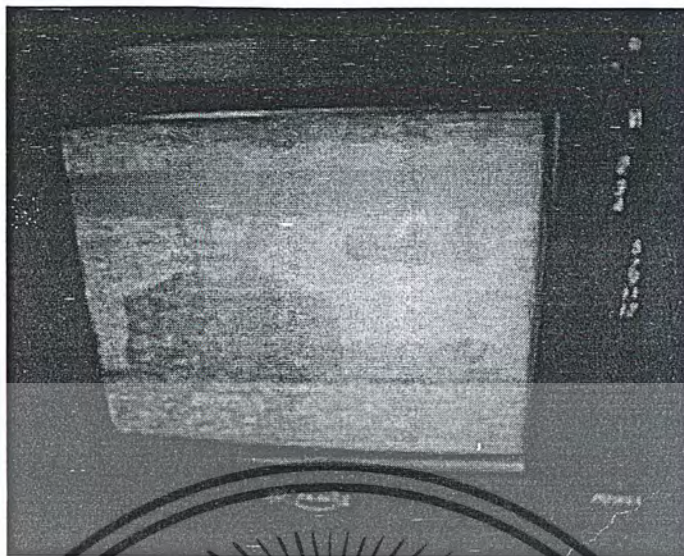


รูปที่ 4.16 สัญญาณภาพช่อง 5 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่



รูปที่ 4.17 สัญญาณภาพช่อง 7 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

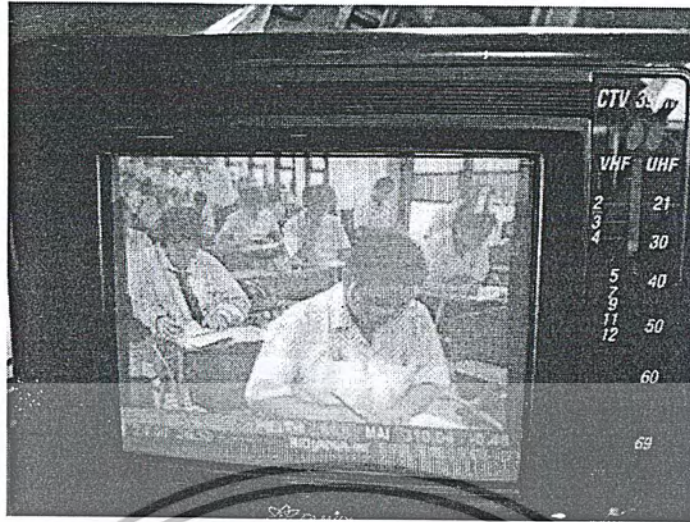


รูปที่ 4.18 สัญญาภาพช่อง9 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่



รูปที่ 4.19 สัญญาภาพช่อง11 ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 สัญญาณภาพช่องiTV ที่บันทึกได้ขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

5.1 บทวิจารณ์

จากการทดลองในขั้นตอนต่างๆ ผลที่ได้เมื่อเทียบกับทฤษฎีแล้วมีลักษณะสอดคล้องกับทฤษฎี แต่จะมีความแตกต่าง และข้อผิดพลาดพอสมควร ทั้งนี้อาจเป็นเพราะความผิดพลาดหลายสาเหตุ คือ

1. ความผิดพลาดจากคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไม่เป็นไปตามเงื่อนไขในทางทฤษฎี เนื่องจาก เงื่อนไขในการคำนวณนั้น สายอากาศไดโพลต้องมีลักษณะเป็นตัวนำสมบูรณ์ แต่ในการสร้างชิ้นงานเพื่อทดสอบจะใช้ทองเหลืองแทน ซึ่งอาจมีความนำ ไม่เป็นไปตามทฤษฎี
2. ความผิดพลาดจากความไม่ละเอียด และสมบูรณ์ของตัวโครงงานที่สร้างขึ้นมาทั้งตัวสายอากาศเอง และองค์ประกอบอื่นๆ เช่น สายนำสัญญาณที่มีความต้านทานที่ไม่เป็นไปตามทฤษฎี การสูญเสียจากข้อต่อ และแผ่นตัวนำที่ไม่ใช่ตัวนำสมบูรณ์ และไม่ได้ขนาดตามทฤษฎี

5.2 บทสรุป

จากการคำนวณ และการทดลองตามขั้นตอนในโครงงาน แสดงให้เห็นว่าเมื่อสายอากาศวางอยู่เหนือสนามตัวนำ ทำให้พารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศเปลี่ยนไป เนื่องจากคลื่นเกิดการสะท้อนกับสนามตัวนำ และเกิดสายอากาศสมมติขึ้นด้านหลังสนามตัวนำนั้นตามทฤษฎีภาพเสมือน

ในการทดลองขั้นแรก ผลจากกราฟ จะเห็นว่าทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศจะเปลี่ยนไปตามความสูงของสายอากาศ โดยที่เมื่อความสูงมากขึ้นค่าทิศทางการรับคลื่นจะลดลง เพราะมีการสะท้อนกลับของสายอากาศต่ำลง โดยความสูงที่ยังคงมีค่าทิศทางการรับคลื่นที่ดีนั้นคือ ประมาณ 0.01λ ถึง 0.33λ

จากการทดลองดังกล่าวได้เลือกใช้ความสูงที่ 0.09λ (ประมาณ 5 cm.) เนื่องจากต้องการเพื่อความสูงเอาไว้สำหรับการติดตั้งอุปกรณ์ และมีค่าทิศทางการรับคลื่นที่ไม่ต่างจากค่าสูงสุดเท่าใดนัก

ขั้นตอนที่ต่อไปเป็นการนำสายอากาศมาติดตั้งบนแผ่นสนามตัวนำ โดยใช้ความสูงที่เราเลือกใช้แล้วทำการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ เมื่อได้ค่าต่างๆเหล่านี้แล้ว จึงนำสายอากาศมาทำการแมตช์ซึ่งโดยกำหนดความถี่ที่ใช้งานกับสายอากาศ คือ 537.5 MHz เพื่อทำให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ เพื่อลดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ทำให้ไม่มี การสูญเสียกำลังเมื่อมีการส่งผ่านคลื่นไปยังสายนำสัญญาณ

ในการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะรูปแบบเป็นไปตามแบบที่คล้ายกับทฤษฎี

ในส่วนของวงจรถ่ายสัญญาณภาพ จากการทดลองจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถขยายสัญญาณที่รับจากสายอากาศให้มีกำลังแรงขึ้นทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณได้แรงในทุกทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณภาพที่รับได้ในขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่มีความคลาดเคลื่อนทางความถี่เนื่องจากปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ ที่ทำให้ความถี่ของสัญญาณที่รับได้มีความแตกต่างจากแหล่งกำเนิด

5.3 แนวทางการพัฒนา

เนื่องจากว่าสัญญาณภาพที่รับได้ในขณะที่ยานพาหนะนั้นเคลื่อนที่ที่มีความคลาดเคลื่อนทางความถี่เนื่องจากปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ ที่ทำให้ความถี่ของสัญญาณที่รับได้มีความแตกต่างจากแหล่งกำเนิดจะทำการแก้ไขต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการสาขอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์สำหรับติดตั้งบนยานพาหนะนี้ จะมีอาจเสร็จสิ้นได้เลย ถ้าไม่ได้รับความช่วยเหลือจากท่านอาจารย์ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้ พร้อมกันนี้ยังได้ให้คำแนะนำต่างๆ ด้วยดีเสมอมาตลอดทั้งการทำงาน ข้าพเจ้าจึงขอกราบขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์เป็นอย่างสูง และต้องขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์สมผล โกศลวิตร ท่านอาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยแนะนำ และติชมต่างๆ เพื่อให้ข้าพเจ้ากลับไปศึกษาในบ้างจุดที่ข้าพเจ้าบกพร่องละเอียดไปจึงเป็นผลให้งานมีความสมบูรณ์แบบมากยิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Constantine A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design Second Edition, John Wiley and Sons Inc, 1997
2. ถวิล พึ่งมา, การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม, Japan International Cooperation Agency, 2534



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SC1906

Silicon NPN Epitaxial Planar

HITACHI

ADE-208-1058 (Z)
1st. Edition
Mar. 2001

Application

- VHF amplifier
- Mixer, Local oscillator

Outline

TO-92 (2)



1. Emitter
2. Collector
3. Base

2SC1906

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

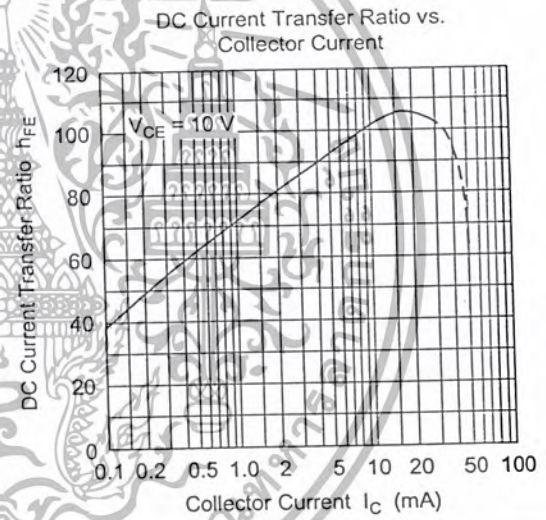
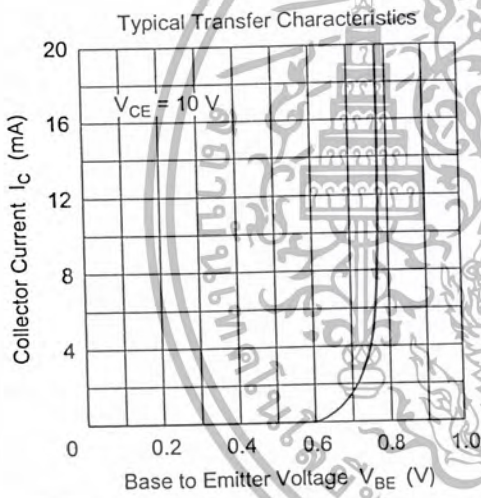
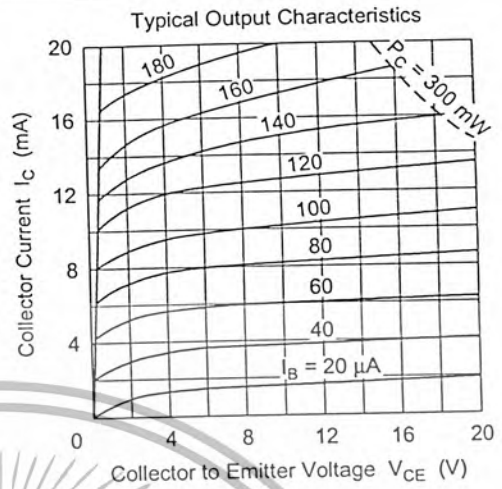
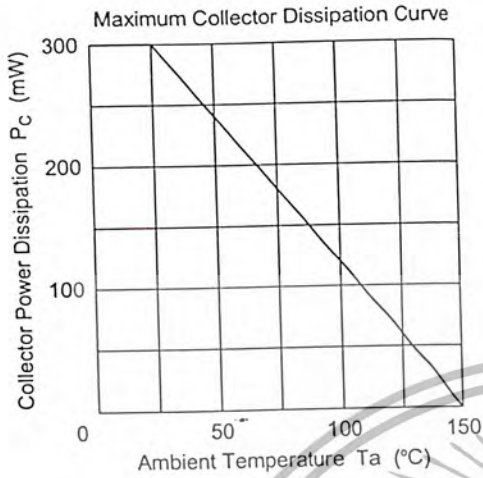
Item	Symbol	Ratings	Unit
Collector to base voltage	V_{CBO}	30	V
Collector to emitter voltage	V_{CEO}	19	V
Emitter to base voltage	V_{EBO}	2	V
Collector current	I_C	50	mA
Emitter current	I_E	-50	mA
Collector power dissipation	P_C	300	mW
Junction temperature	T_j	150	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150	°C

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Item	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test conditions
Collector to base breakdown voltage	$V_{(BR)CBO}$	30	—	—	V	$I_C = 10 \mu A, I_E = 0$
Collector to emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CEO}$	19	—	—	V	$I_C = 3 mA, R_{BE} = \infty$
Emitter to base breakdown voltage	$V_{(BR)EBO}$	2	—	—	V	$I_C = 10 \mu A, I_C = 0$
Collector cutoff current	I_{CBO}	—	—	0.5	μA	$V_{CB} = 10 V, I_E = 0$
DC current transfer ratio	h_{FE}	40	—	—	—	$V_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA$
Gain bandwidth product	f_T	600	1000	—	MHz	$V_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA$
Collector output capacitance	C_{ob}	—	1.0	2.0	pF	$V_{CB} = 10 V, I_E = 0, f = 1 MHz$
Collector to emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	—	0.2	1.0	V	$I_C = 20 mA, I_B = 4 mA$
Base time constant	$r_{bb} \cdot C_c$	—	10	25	ps	$V_{CB} = 10 V, I_C = 10 mA, f = 31.8 MHz$
Power gain	PG	—	33	—	dB	$V_{CE} = 10 V, f = 45 MHz, I_C = 5 mA$
			18	—		$V_{CE} = 10 V, f = 200 MHz, I_C = 5 mA$

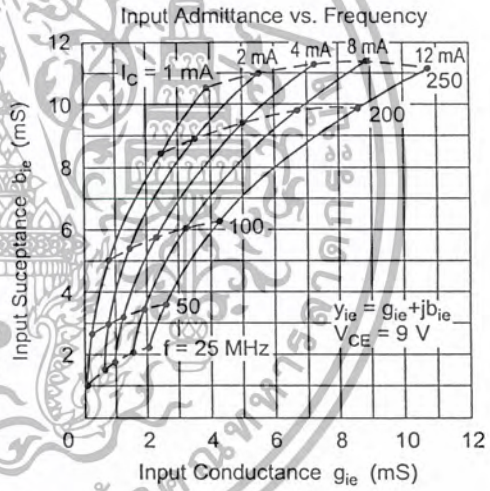
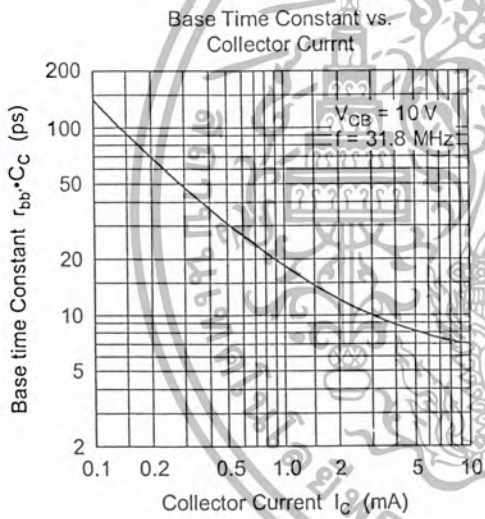
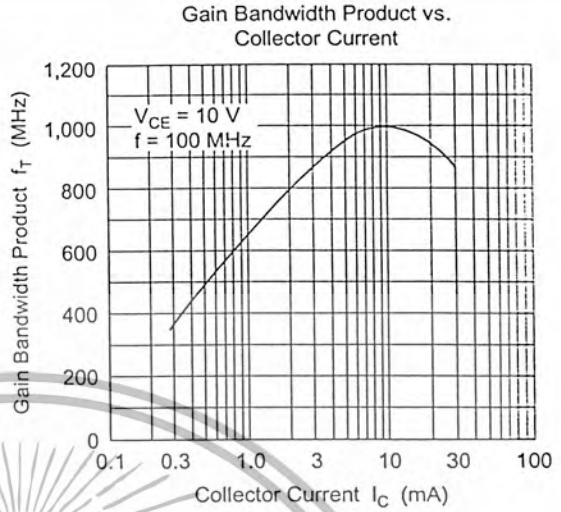
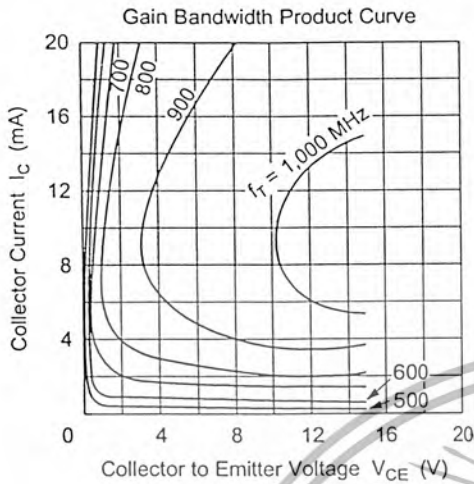
HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



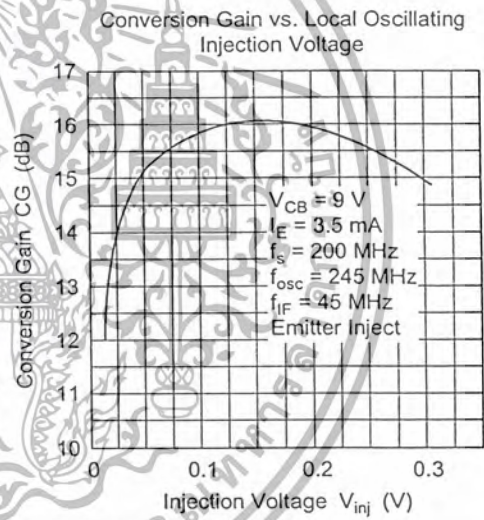
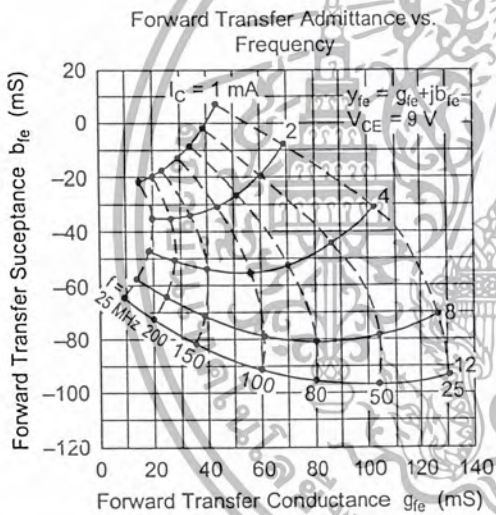
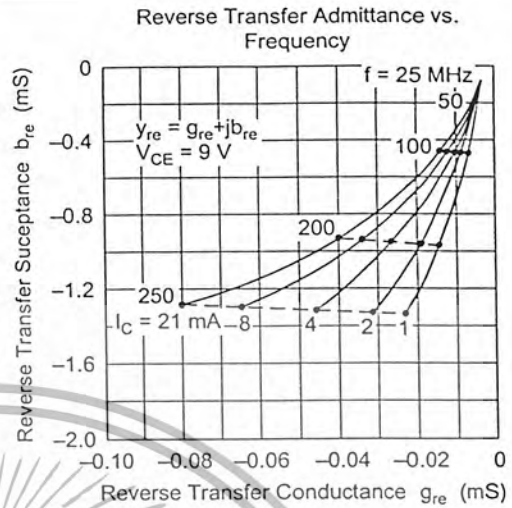
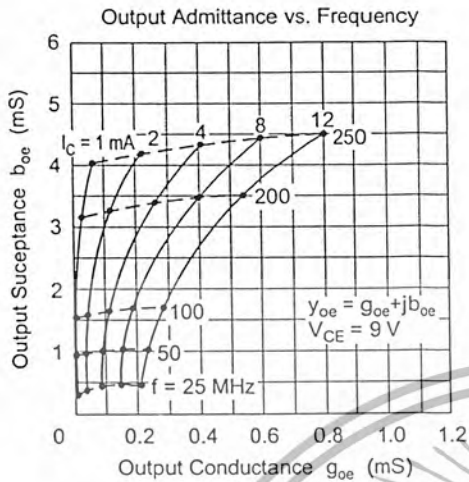
HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



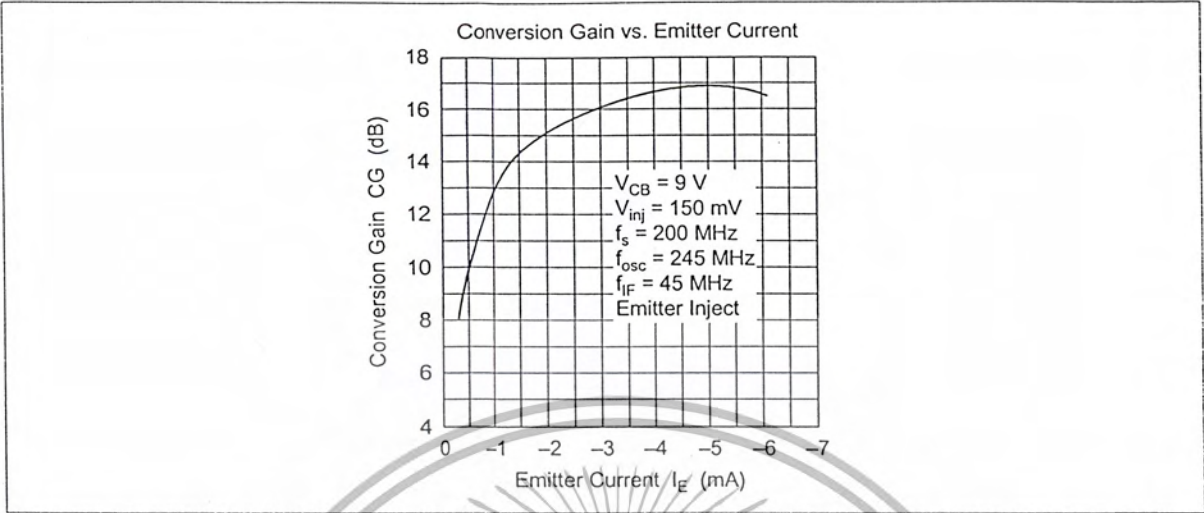
HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

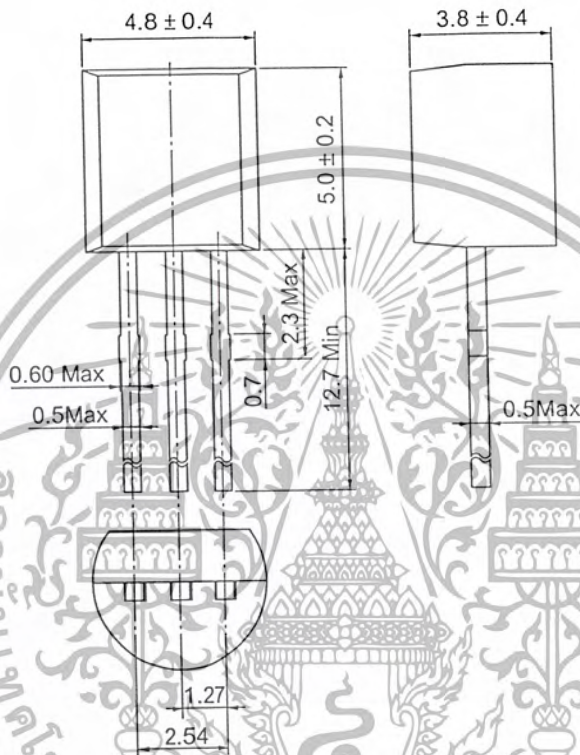


HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 6
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

As of January, 2001
Unit: mm



Hitachi Code	TO-92 (2)
JEDEC	Conforms
EIAJ	Conforms
Mass (reference value)	0.25 g

HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Cautions

1. Hitachi neither warrants nor grants licenses of any rights of Hitachi's or any third party's patent, copyright, trademark, or other intellectual property rights for information contained in this document. Hitachi bears no responsibility for problems that may arise with third party's rights, including intellectual property rights, in connection with use of the information contained in this document.
2. Products and product specifications may be subject to change without notice. Confirm that you have received the latest product standards or specifications before final design, purchase or use.
3. Hitachi makes every attempt to ensure that its products are of high quality and reliability. However, contact Hitachi's sales office before using the product in an application that demands especially high quality and reliability or where its failure or malfunction may directly threaten human life or cause risk of bodily injury, such as aerospace, aeronautics, nuclear power, combustion control, transportation, traffic, safety equipment or medical equipment for life support.
4. Design your application so that the product is used within the ranges guaranteed by Hitachi particularly for maximum rating, operating supply voltage range, heat radiation characteristics, installation conditions and other characteristics. Hitachi bears no responsibility for failure or damage when used beyond the guaranteed ranges. Even within the guaranteed ranges, consider normally foreseeable failure rates or failure modes in semiconductor devices and employ systemic measures such as fail-safes, so that the equipment incorporating Hitachi product does not cause bodily injury, fire or other consequential damage due to operation of the Hitachi product.
5. This product is not designed to be radiation resistant.
6. No one is permitted to reproduce or duplicate, in any form, the whole or part of this document without written approval from Hitachi.
7. Contact Hitachi's sales office for any questions regarding this document or Hitachi semiconductor products.

HITACHI

Hitachi, Ltd.

Semiconductor & Integrated Circuits

Nippon Bldg., 2-6-2, Ohte-machi, Chiyoda-ku, Tokyo 100-0004, Japan

Tel: Tokyo (03) 3270-2111 Fax: (03) 3270-5109

URL	North America	: http://semiconductor.hitachi.com/
	Europe	: http://www.hitachi-eu.com/hel/ecg
	Asia	: http://sicapac.hitachi-asia.com
	Japan	: http://www.hitachi.co.jp/Sicd/indx.htm

For further information write to:
Hitachi Semiconductor (America) Inc.
 179 East Tasman Drive,
 San Jose, CA 95134
 Tel: <1> (408) 433-1990
 Fax: <1> (408) 433-0223

Hitachi Europe GmbH
 Electronic Components Group
 Domacher Straße 3
 D-85622 Feldkirchen, Munich
 Germany
 Tel: <49> (89) 9 9180-0
 Fax: <49> (89) 9 29 30 00

Hitachi Europe Ltd.
 Electronic Components Group
 Whitebrook Park
 Lower Cookham Road
 Maidenhead
 Berkshire SL6 8YA, United Kingdom
 Tel: <44> (1628) 585000
 Fax: <44> (1628) 585160

Hitachi Asia Ltd.
 Hitachi Tower
 16 Collyer Quay #20-00,
 Singapore 049318
 Tel: <65>-538-6533/538-8577
 Fax: <65>-538-6933/538-3877
 URL: <http://www.hitachi.com.sg>
Hitachi Asia Ltd.
 (Taipei Branch Office)
 4/F, No. 167, Tun Hwa North Road,
 Hung-Kuo Building,
 Taipei (105), Taiwan
 Tel: <886>- (2)-2718-3666
 Fax: <886>- (2)-2718-8180
 Telex: 23222 HAS-TP
 URL: <http://www.hitachi.com.tw>
Hitachi Asia (Hong Kong) Ltd.
 Group III (Electronic Components)
 7/F., North Tower,
 World Finance Centre,
 Harbour City, Canton Road
 Tsim Sha Tsui, Kowloon,
 Hong Kong
 Tel: <852>- (2)-735-9218
 Fax: <852>- (2)-730-0281
 URL: <http://www.hitachi.com.hk>

 Copyright © Hitachi, Ltd., 2000. All rights reserved. Printed in Japan.
 Colophon 2.0

HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 8
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA
Semiconductors
BOX 20917 • PHOENIX, ARIZONA 85034

2N5179

The RF Line

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

- High Current-Gain - Bandwidth Product -
 $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mA dc}$
- Low Collector-Base Time Constant -
 $t_{b'c} = 14 \text{ ps (Max) @ } I_C = 2.0 \text{ mA dc}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure -
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$

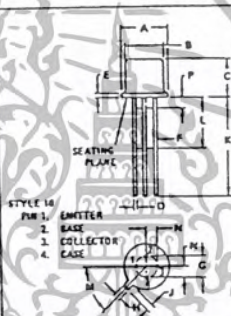


4.5 dB @ 200 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mA dc	V _{CEO}	12	V _{dc}
Collector-Base Voltage	V _{CB}	20	V _{dc}
Emitter-Base Voltage	V _{EB}	2.5	V _{dc}
Collector Current	I _C	50	mA dc
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	200	mW
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	200	mW
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +200	°C

*Indicates JEDEC Registered Data



DIM	MIN	TYP	MAX	INCHES	MAX
A	0.31	0.34	0.29	0.270	
B	0.57	0.35	0.17	0.19	
C	0.37	0.33	0.17	0.19	
D	0.41	0.33	0.16	0.21	
E	-	0.16	-	0.20	
F	0.11	0.08	0.11	0.19	
G	0.54	0.52	0.10	0.25	
H	0.31	1.17	0.03	0.04	
J	0.31	1.17	0.03	0.04	
K	0.79	-	0.50	-	
L	0.28	-	0.24	-	
M	0.25	-	0.15	-	
N	1.27	0.50	0.20	0.25	
P	-	1.27	-	0.25	

ALL JEDEC dimensions and tolerances apply

CASE 20-03
TD-72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้