



สายอากาศแบบเลือกรับสัญญาณสำหรับเครื่องรับโทรทัศน์ย่านยูเอชเอฟ
PATTERN DIVERSITY ANTENNA FOR UHF. TV. RECEPTION



โดย
นายศรีสวัสดิ์ กองพลศรีศิริ
นายสุรชัย ลิ้มปี่แสงรุจิ
นายสรภพ ถิวเกษมสานต์

เลขเรียกหนังสือ..... ปพ กว ๔๓ ๖๕๓๑
เลขทะเบียน..... ๐-๑-๑๘๑๗
วัน เดือน ปี..... ๑๑/๑๑/๖๓

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบเลือกรับสัญญาณสำหรับเครื่องรับโทรทัศน์ย่านยูเอชเอฟ
PATTERN DIVERSITY ANTENNA FOR UHF. TV. RECEPTION

โดย

นายศรีสวัสดิ์ กองพลศรีศิริ 40013026

นายสุรชัย ลิ้มปีแสงรุจี 40013031

นายสรภพ ลีวเกษมสานต์ 40013075

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศแบบเลือกรับสัญญาณสำหรับเครื่องรับโทรทัศน์ย่านยูเอชเอฟ

PATTERN DIVERSITY ANTENNA FOR UHF. TV. RECEPTION

ผู้จัดทำ

1. นายศรีสวัสดิ์ กองพลศรีศิริ 40013026
2. นายสุรชัย ลิ้มปี่แสงรุจี 40013031
3. นายสรภพ ลีวเกษมศานต์ 40013075



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบเลือกรับสัญญาณสำหรับเครื่องรับโทรทัศน์ย่านยูเอชเอฟ
PATTERN DIVERSITY ANTENNA FOR UHF, TV. RECEPTION

โดย นายศรีสวัสดิ์ กองพลศรีศิริ 40013026
นายสุรชัย ลิ้มปีแสงรุจี 40013031
นายสรภท ลีวเกษมสานต์ 40013075

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้ เป็นการออกแบบสายอากาศไดโพลแบบไขว้ และเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพที่ได้รับจากสายอากาศ โดยสายอากาศถูกออกแบบเป็นสายอากาศรับคลื่นความถี่ 537.5 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศที่ทำการวัดประกอบด้วย ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์, ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง, ทิศทางการรับคลื่น และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น เนื่องจากสายอากาศในโครงการนี้ออกแบบให้ใช้งานบนหลังคารถยนต์ เพราะฉะนั้นในการทดสอบสายอากาศจะทำการวางตำแหน่งของสายอากาศให้อยู่เหนือแผ่นตัวนำ เพื่อทำให้เกิดสภาพใกล้เคียงกับการใช้งานจริง และเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ จะทำหน้าที่เลือกสัญญาณจากสายอากาศที่มีสัญญาณที่ดีที่สุดมาใช้งาน

ABSTRACT

This project are designed cross-dipole antenna and vedio stabilizer. Practically investigate the characteristic of cross-dipole antenna which was designed to operate at the frequency of 537.5 MHz.. Input impedance, standing wave ratio, directivity and radiation pattern are measured. Because this antenna was designed to install on the car-roof, therefore in practically investigation would set the antenna upon the ground plane for assume it like the car-roof. And vedio stabilizer use for selected the best signal from antenna.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	2
2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	2
2.1.1 แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)	2
2.1.2 สาร์ฟเฟเวออร์บีมวิตซ์	5
2.1.3 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)	5
2.1.4 ไคเรคตีวิตี (Directivity)	5
2.1.5 ค่าทวีกำลัง (Gain)	6
2.1.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)	8
2.1.7 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)	9
2.1.8 แบนด์วิดท์ (Band width)	14
2.2 คุณลักษณะของสายอากาศไดโพล	14
2.2.1 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล	14
2.2.2 ไดโพลจิ๋ว (Infinitesimal Dipole)	16
2.2.3 ไดโพลขนาดเล็ก (Small Dipole)	17
2.2.4 ไดโพลที่มีความยาวจำกัด (Finite Length Dipole)	18
2.2.5 สนามที่แผ่กระจายจากสายอากาศไดโพล	18
2.2.6 สนามที่แผ่กระจายจากไดโพลจิ๋ว	19
2.2.7 สนามที่แผ่กระจายจากไดโพลขนาดเล็ก	20
2.2.8 สนามที่แผ่กระจายจากไดโพลที่มีความยาวจำกัด	21
2.2.9 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพล	23
2.2.10 ความต้านทานอินพุต	24
2.2.11 ไดโพลเมื่อวางตัวในแนวนอนขนานกับแผ่นตัวนำ	25
2.3 สายนำสัญญาณที่ใช้ในระบบรับสัญญาณ FM. และ TV.	32
2.4 สภาพการไหลของกระแสเมื่อนำสายนำสัญญาณแบบอัมบาแลนซ์ ต่อโดยตรงกับสายแบบบาลานซ์	33
2.4.1 บาดันแบบบาซูก้า (Bazooka balun)	34
2.5 ทฤษฎีภาพเสมือน	35
2.6 ปรัชญาการเคลื่อนที่ดอปเปลอร์ (Doppler Effect)	36
2.7 การคำนวณค่าลดทอนจากการแผ่กระจายคลื่นในระบบวิทยุเคลื่อนที่	44
2.7.1 ค่าลดทอนการแผ่กระจายคลื่นระหว่างสายอากาศแบบไอโซทรอปิค	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
2.7.2	ค่าลดทอนและเส้นโค้งการคาดคะเนของ โอโงมูระ	45
2.7.3	สูตรสำหรับการหาค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดลอง	46
2.7.4	การหาแฟคเตอร์การแก้ไข (Correction factor)	48
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	53
3.1	การสร้างสายอากาศ	53
3.2	การหาค่าแห่งความสูงของสายอากาศ	54
บทที่ 4	การสร้างเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพ	68
4.1	แนวคิดเบื้องต้น	68
4.2	การออกแบบและการสร้าง	68
4.3	การทดลองและผลการทดลอง	78
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง	88
5.1	การวัด และพล็อตกราฟแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	88
5.2	ค่าทวิกำลังของสายอากาศ	93
5.3	การทดลองคุณสมบัติการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้	94
5.4	การวัดค่าความแรงของสัญญาณ (Field Strength) โทรทัศน์ช่อง 29	99
5.5	การทดลองใช้งานสายอากาศกับเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพ	105
บทที่ 6	บทวิจารณ์และบทสรุป	107
6.1	บทวิจารณ์	107
6.2	บทสรุป	108
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
บรรณานุกรม		

สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 2.1	แสดงระบบโคออร์ดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	2
รูปที่ 2.2	แสดงแพทเทอรันหลักระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร	3
รูปที่ 2.3	แสดงโลบต่าง ๆ และ บีมวิดท์ (Beam width) ของแพทเทอรันสายอากาศ	4
รูปที่ 2.4	แสดงแพทเทอรันในแบบลิเนียร์	4
รูปที่ 2.5	แสดงข้ออ้างอิง และการสูญเสียของสายอากาศ	7
รูปที่ 2.6	แสดงสายอากาศส่ง และวงจรสมมูลย์	12
รูปที่ 2.7	แสดงสายอากาศรับ และวงจรสมมูลย์	13
รูปที่ 2.8	แสดงการแจกแจงรูปกระแสนสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสีย , สายส่งสัญญาณที่ทางออก และสายอากาศไดโพล	15
รูปที่ 2.9	แสดงการแจกแจงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดความยาวต่าง ๆ	16
รูปที่ 2.10	แสดงลักษณะการจัดวางของไดโพลจิว	17
รูปที่ 2.11	แสดงการแจกแจงรูปกระแสของไดโพลขนาดเล็ก	18
รูปที่ 2.12	แสดงทิศทางของส่วนประกอบสนามไฟฟ้า	19
รูปที่ 2.13	แสดงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด	21
รูปที่ 2.14	แสดงกราฟของค่า R_p ที่เป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศไดโพล	24
รูปที่ 2.15	แสดงอิมพีแดนซ์อินพุทของไดโพลซึ่งวางแนวขนานกับแผ่นตัวนำสมบรูณ์ขนาดอนันต์	25
รูปที่ 2.16	ไดโพลวางตัวแนวขนานเหนือแผ่นตัวนำสมบรูณ์ขนาดอนันต์	26
รูปที่ 2.17	แสดงความแรง(Amplitude)ของรูปแบบความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนในระดับต่างกัน	28
รูปที่ 2.18	แสดงรูปแบบของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3มิติ เมื่อ ไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่น ($h = \lambda$)	29
รูปที่ 2.19	แสดงความแรงของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลน 2λ และ 5λ	29
รูปที่ 2.20	แสดงค่าความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่น และไดเรกทิวิตี ของไดโพลที่วางตัวในแนวขนานสูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนขนาดอนันต์	31
รูปที่ 2.21	แสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของไดโพลครึ่งความยาวคลื่นที่อยู่เหนือแผ่นตัวนำ	32
รูปที่ 2.22	แสดงสายนำสัญญาณที่ใช้ในระบบรับสัญญาณ FM. และ TV.	32
รูปที่ 2.23	แสดงสภาพการไหลของกระแสเมื่อนำสายโคแอกเซียล ต่อโดยตรงกับสายเบบคู่ขนาน	33
รูปที่ 2.24	รูปร่างของบาลันแบบบาชูก้า และวงจรสมมูล	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
รูปที่ 2.25	แสดงภาพเสมือนของกระแสไฟฟ้า และกระแสแม่เหล็กเมื่อวางอยู่เหนือแผ่นโลหะ	36
รูปที่ 2.26	แสดงคลื่นของแหล่งกำเนิดอยู่กับที่	38
รูปที่ 2.27	แสดงคลื่นของแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่	38
รูปที่ 2.28	แสดงแหล่งกำเนิดเคลื่อนเข้ามายังผู้ฟัง และผู้ฟังเคลื่อนออกไปด้วย	39
รูปที่ 2.29	แสดงโมโน-กราฟ (Mono-Graph) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่แคร์เรียร์, ความถี่คอปเปลอร์ และความเร็ว	39
รูปที่ 2.30	แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับความถี่คอปเปลอร์ของโมบายที่มีความถี่แคร์เรียร์ต่างกัน	40
รูปที่ 2.31	แสดงขนาด และเฟสของสัญญาณจางหายแบบเรย์เลห์ โดยที่ยานพาหนะมีความเร็ว 30 ม./ชม. ความถี่คลื่นพาห้ 900 เมกะเฮิรตซ์	41
รูปที่ 2.32	แสดงบล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณจางหายแบบเรย์เลห์	43
รูปที่ 2.33	แสดงสเปกตรัมคอปเปลอร์ของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ไม่ได้ถูกลมอดุลเลท	43
รูปที่ 2.34	แสดงเส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐานในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์	44
รูปที่ 2.35	แสดงกราฟแสดงค่าของ A	47
รูปที่ 2.36	แสดงกราฟแสดงค่าของ B	48
รูปที่ 2.37	แสดงเส้นโค้งการคาดคะเนสำหรับอัตราการขยายกำลังของสายอากาศเคลื่อนที่ เมื่ออยู่ในตัวเมือง	49
รูปที่ 2.38	แสดงแฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดกลางและเล็ก (1)	49
รูปที่ 2.39	แสดงค่าสัมประสิทธิ์ $\xi(f_c)$ และ $\eta(f_c)$	50
รูปที่ 2.40	แสดงแฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (1)	51
รูปที่ 2.41	แสดงแฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (2)	52
รูปที่ 3.1	แสดงสายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณตรงกลาง	53
รูปที่ 3.2	แสดงสายอากาศไดโพลยาวครึ่งความยาวคลื่นแบบไขว้	54
รูปที่ 3.3	แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/4$	56
รูปที่ 3.4	แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/3$	57
รูปที่ 3.5	แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $5\lambda/12$	58
รูปที่ 3.6	แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/2$	59
รูปที่ 3.7	แสดงการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์	60
รูปที่ 3.8	แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 1 ที่ความสูง $\lambda/4$	61
รูปที่ 3.9	แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 2 ที่ความสูง $\lambda/4$	62
รูปที่ 3.10	แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 1 ที่ความสูง 0.42λ	63
รูปที่ 3.11	แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 2 ที่ความสูง 0.42λ	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
รูปที่ 3.12	แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 1 ที่ความสูง $\lambda/2$	65
รูปที่ 3.13	แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 2 ที่ความสูง $\lambda/2$	66
รูปที่ 3.14	แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง 0.42 λ	67
รูปที่ 4.1	แสดงบล็อกแสดงการทำงานโดยรวม	68
รูปที่ 4.2	แสดงบล็อกแสดงการทำงานของเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ	69
รูปที่ 4.3	แสดงวงจรเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ	70
รูปที่ 4.4	แสดงวงจรแยกสัญญาณคาร์ดิณัล	71
รูปที่ 4.5	แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	73
รูปที่ 4.6	แสดงวงจรกำหนดสัญญาณนาฬิกา	73
รูปที่ 4.7	แสดงวงจรมับ	74
รูปที่ 4.8	แสดงวงจรถอดรหัส	75
รูปที่ 4.9	แสดงวงจรขับสัญญาณเอาต์พุต	76
รูปที่ 4.10	แสดงวงจรเลือกสัญญาณจากสายอากาศ	76
รูปที่ 4.11	แสดงเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ	77
รูปที่ 4.12	แสดงการต่อเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพกับชุดสายอากาศและเครื่องรับ โทรทัศน์	78
รูปที่ 4.13	แสดงวงจรแยกสัญญาณ และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	79
รูปที่ 4.14	แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา, วงจรมับ และวงจรถอดรหัส	80
รูปที่ 4.15	แสดงสัญญาณที่จุด P4 ของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	80
รูปที่ 4.16	แสดงสัญญาณที่ จุด P5 และP6 ของวงจรมับ	80
รูปที่ 4.17	แสดงสัญญาณที่จุด P7 และP8 ของวงจรถอดรหัส	81
รูปที่ 4.18	แสดงสัญญาณที่จุด P9 และP10 ของวงจรถอดรหัส	81
รูปที่ 4.19	แสดงสัญญาณที่จุด P11 และP12 ของวงจรอินเวอร์ตติ้ง	81
รูปที่ 4.20	แสดงสัญญาณที่จุด P13 และP14 ของวงจรอินเวอร์ตติ้ง	82
รูปที่ 4.21	แสดงวงจรขับเอาต์พุต และวงจรเลือกสัญญาณของสายอากาศคันที่ 1	82
รูปที่ 4.22	แสดงการต่อเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพกับเครื่องเน็ตเวิร์ค อนุาไลเซอร์	83
รูปที่ 4.23	แสดงค่าการลดทอนในสภาวะได้รับการเลือก (วัดครั้งที่ 1)	84
รูปที่ 4.24	แสดงค่าการลดทอนในสภาวะได้รับการเลือก (วัดครั้งที่ 2)	85
รูปที่ 4.25	แสดงค่าการลดทอนในสภาวะไม่ได้รับการเลือก (วัดครั้งที่ 1)	86
รูปที่ 4.26	แสดงค่าการลดทอนในสภาวะไม่ได้รับการเลือก (วัดครั้งที่ 2)	87
รูปที่ 5.1	แสดงการจัดตั้งสายอากาศส่ง และรับ ในการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น	88
รูปที่ 5.2	แสดงการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในแนวตั้ง และแนวนอน	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 5.3	แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/4$ ในแนวตั้ง (E-plane) 90
รูปที่ 5.4	แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/4$ ในแนวนอน (H-plane) 90
รูปที่ 5.5	แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง 0.42λ ในแนวตั้ง 91
รูปที่ 5.6	แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง 0.42λ ในแนวนอน 91
รูปที่ 5.7	แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/2$ ในแนวตั้ง 92
รูปที่ 5.8	แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/2$ ในแนวนอน 92
รูปที่ 5.9	แสดงกราฟลักษณะการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้ เมื่อรถเคลื่อนที่เป็นวงกลม 96
รูปที่ 5.10	แสดงกราฟลักษณะการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้เมื่อรถเคลื่อนที่ทางตรง 98
รูปที่ 5.11	แสดงกราฟความสัมพันธ์ของความแรงของสัญญาณเฉลี่ยกับระยะทาง 102
รูปที่ 5.12	แสดงค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการคำนวณและการวัด 103
รูปที่ 5.13	แสดงภาพแผนที่ของจุดที่ทำการวัดความแรงของสัญญาณ 104
รูปที่ 5.14	แสดงภาพการเปรียบเทียบภาพที่รับได้จากสายอากาศทั้งสองแบบ เมื่อสายอากาศแบบไขว้ (ชุดที่ 1) อยู่ในทิศเดียวกับสายอากาศไดโพลธรรมดา 105
รูปที่ 5.15	แสดงภาพการเปรียบเทียบภาพที่รับได้จากสายอากาศทั้งสองแบบ เมื่อเครื่องรักษาระดับสัญญาณเปลี่ยนมาใช้สายอากาศแบบไขว้ชุดที่ 2 106

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าของ A	46
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าของ B	47
ตารางที่ 4.1 แสดงสถานะเอาต์พุตของไอซีวงจรรนับ	74
ตารางที่ 4.2 แสดงสถานะเอาต์พุตของไอซีวงจรถอดรหัส	75
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองวัดแรงดันที่วงจรแยกสัญญาณ และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	79
ตารางที่ 4.4 แสดงผลการวัดแรงดันที่วงจรขับเอาต์พุต และวงจรเลือกสัญญาณของสายอากาศคันที่ 1	82
ตารางที่ 5.1 แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่สายอากาศไดโพลชุดที่ 1 รับได้	94
ตารางที่ 5.2 แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่สายอากาศไดโพลชุดที่ 2 รับได้	95
ตารางที่ 5.3 แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่รับได้	97
ตารางที่ 5.4 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 1 กม.จากอาคารใบหยก2	99
ตารางที่ 5.5 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 2 กม.จากอาคารใบหยก2	99
ตารางที่ 5.6 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 3 กม.จากอาคารใบหยก2	100
ตารางที่ 5.7 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 4 กม.จากอาคารใบหยก2	101
ตารางที่ 5.8 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 5 กม.จากอาคารใบหยก2	101
ตารางที่ 5.8 (ต่อ)แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 5 กม.จากอาคารใบหยก2	102

บทที่ 1

บทนำ

โครงการนี้มีจุดประสงค์เพื่อแก้ไขปัญหาของการรับสัญญาณโทรทัศน์ย่านยูเอชเอฟ (UHF) ที่ติดตั้งในรถยนต์ เนื่องจากรถยนต์มีการเคลื่อนที่ไปทุกทิศทางทำให้สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศที่ติดตั้งไปกับรถยนต์รับสัญญาณได้ดีไม่ตลอด โดยเฉพาะเมื่อรถยนต์ถูกแวดล้อมไปด้วย ตึก อาคาร หรือสิ่งก่อสร้างสูงๆ ทำให้สัญญาณเกิด มัลติพาส เฟดดิ้ง (Multipath Fading) จึงแก้ไขโดยการใส่สายอากาศไดโพลแบบครึ่งความยาวคลื่นสองชุดวางไขว้กัน (กากบาท) เพื่อให้สามารถรับสัญญาณได้ครอบคลุมทิศทางมากขึ้น และเป็นการสะดวกต่อการออกแบบและสร้างในการใช้งานจริง

ในปริญญานิพนธ์นี้ จะกล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ของสายอากาศแบบไดโพล พารามิเตอร์ (Parameter) ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพล สายอากาศไดโพลเมื่ออยู่บนสนามตัวนำ (Ground Plane) การออกแบบและการสร้างสายอากาศไดโพลแบบไขว้ และการหาค่าแห่งในการติดตั้งสายอากาศ เนื่องจากหลังการรถยนต์ก็ถือเป็นตัวนำชนิดหนึ่ง จึงทำให้พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งการหาค่าแห่งในการติดตั้งต้องคำนึงถึงระดับความสูงของสายอากาศที่อยู่บนหลังการรถยนต์ ต้องมีความสูงที่พอเหมาะต่อการติดตั้ง และต้องคำนึงถึงทิศทางการรับคลื่นสัญญาณ (Directivity) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) รวมถึงการคำนวณการสร้างวงจรรักษาระดับของสัญญาณภาพ

ในการทดลองหาค่าแห่งในการติดตั้งสายอากาศจะเริ่มจากการคำนวณ และพล็อตกราฟค่าของทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศในระดับความสูงต่าง ๆ เพื่อทำการเลือกหาระดับความสูงที่ดีที่สุดเมื่อติดตั้งสายอากาศบนสนามตัวนำ โดยที่ทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศยังคงมีทิศทางที่ดีอยู่ จากนั้นจะทำการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ เพื่อหาค่าแห่งที่ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด โดยให้ความสูงอยู่ในระดับที่เลือกมามากที่สุด

ในส่วนของวงจรที่ทำการสลับสัญญาณ เพื่อเลือกสัญญาณที่ชัดเจนมาใช้งาน จะมีสวิทช์เลือกให้เครื่องทำงานกับสายอากาศสองชุด และสี่ชุด และในการเลือกสัญญาณตัวเครื่องจะใช้สัญญาณภาพจากโทรทัศน์ (Video Output) มาทำการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนของสัญญาณที่รับได้กับค่าที่อ้างอิงไว้ เมื่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากเกินไปที่อ้างอิง เครื่องจะสลับไปใช้สายอากาศที่รับสัญญาณได้ดีกว่า

ส่วนสุดท้ายจะเป็นการทดสอบการทำงานของเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพกับตัวสายอากาศ ซึ่งในการทดสอบจะใช้สายอากาศสองชุดแบบไขว้ และแบบสี่ชุด เนื่องจากเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพนี้สามารถใช้งานได้กับสายอากาศสองชุด และสี่ชุด โดยในการทดลองจะทำการถ่ายวีดีโอเพื่อให้สามารถเห็นการทำงาน ได้อย่างต่อเนื่อง

บทที่ 2

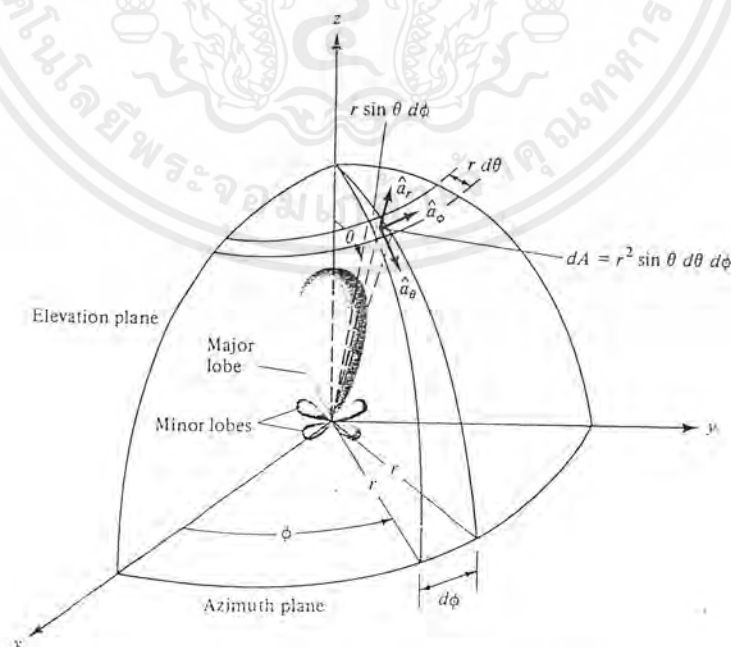
ทฤษฎี

2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

ในการศึกษาเรื่องสายอากาศนั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีความรู้พื้นฐาน เกี่ยวกับพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ เพราะพารามิเตอร์จะเป็นตัวที่บอกให้ทราบถึงประสิทธิภาพของสายอากาศ ซึ่งพารามิเตอร์ของสายอากาศนั้นจะมีอยู่มากมาย แต่ในที่นี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะพารามิเตอร์ที่เป็นพื้นฐานและถูกนำมาใช้บ่อยๆในการกล่าวอ้างอิงเมื่อศึกษาเรื่องสายอากาศ ดังนี้

2.1.1 แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันสเปสโคออร์ดิเนต (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field) การอธิบายคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นจะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity), ความเข้มของสนาม (Field Strength), เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่ รูปที่ 2.1 แสดงระบบ โคออร์ดิเนต ที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นสำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับ ได้ตามแนวรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลง ของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศต่างๆที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศ นั้น

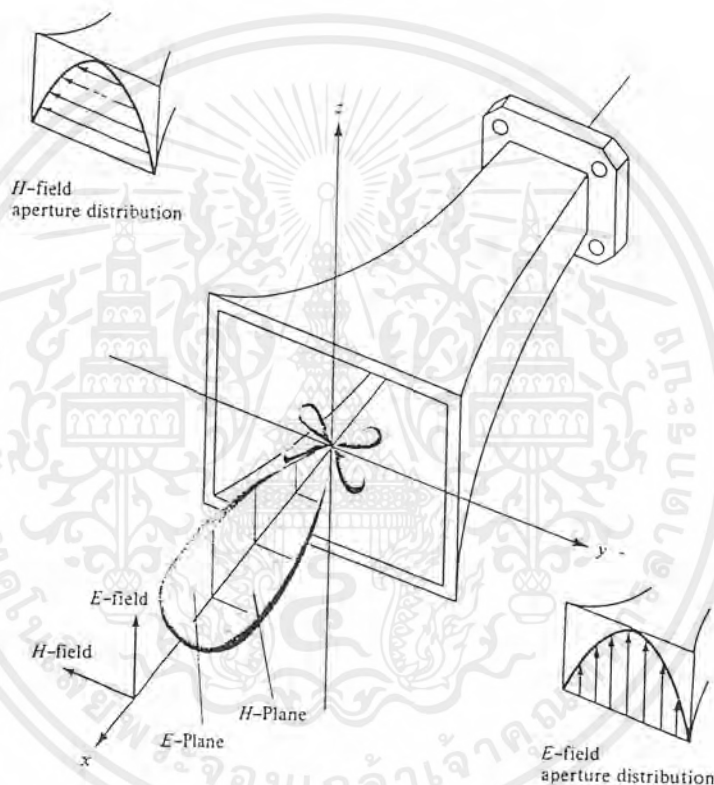


รูปที่ 2.1 แสดงระบบโคออร์ดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.1 แพทเทอรันหลัก

เราจะอธิบายคุณสมบัติ ของสายอากาศในเทอมของ แพทเทอรันหลัก (Principle Pattern) ของ สนามไฟฟ้า (Electric Field – E) และ สนามแม่เหล็ก (Magnatic Field – H) สำหรับสายอากาศ ติเนียร์ โพลาริเซชัน (Linearly Polarization) แพทเทอรันในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุแวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแพทเทอรันในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุแวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่คี่ที่สุด ซึ่งในรูปที่ 2.2 จะแสดงตัวอย่าง แพทเทอรันหลัก โดยมีระนาบ XZ (ระนาบเอเลเวชัน; $\phi = 0$) เป็นระนาบสนามไฟฟ้าหลัก และมีระนาบ XY (ระนาบอาซิมูธ; $\theta = \frac{\pi}{2}$) เป็นระนาบสนามแม่เหล็กหลัก

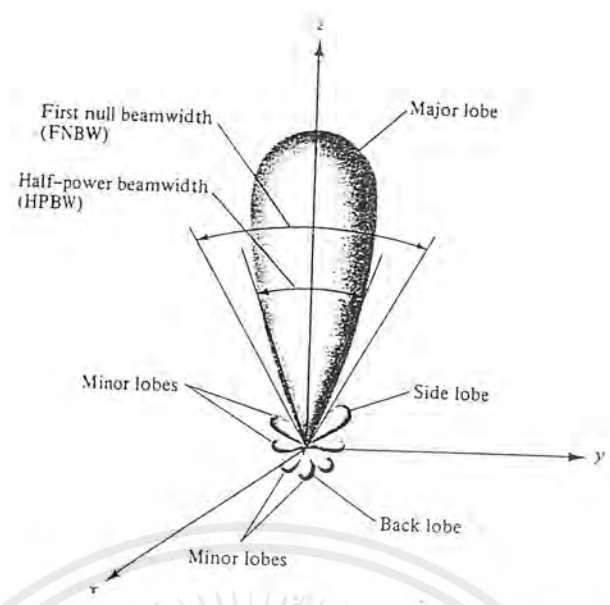


รูปที่ 2.2 แสดงแพทเทอรันหลักระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร

2.1.1.2 โลบของแพทเทอรันการแพร่กระจาย

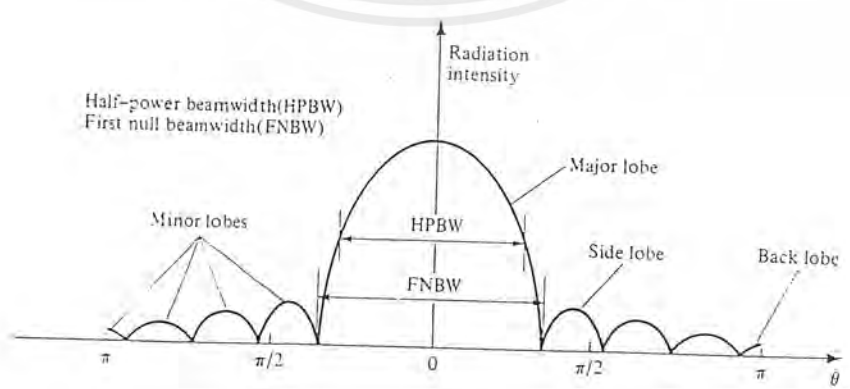
โlobของแพทเทอรันการแพร่กระจายคลื่น (Radiator Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของ แพทเทอรันการแพร่กระจายคลื่น ที่เกิดโดยเป็นบริเวณโดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ ดังรูปที่ 2.3 แสดง โพลาร์แพทเทอรัน (Polar pattern) แบบสามมิติ ซึ่ง โlobแบบต่าง ๆ ดังนี้

โlobหลัก (Major Lobe, Main Lobe) เป็น โlobของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูปที่ 2.4 มีโlobหลักอยู่ในทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิดอาจมี โlobหลักมากกว่าหนึ่ง โlob เช่น สายอากาศแยกบีม (Splitbeam)



รูปที่ 2.3 แสดงโลบต่าง ๆ และ บีมวิดท์ (Beam width) ของแพทเทอรันสายอากาศ

โลบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่ โลบอื่น ๆ เหนือ ไปจากโลบหลัก
 โลบข้างหรือ ไซด์โลบ (Side Lobe) เป็นโลบย่อยที่อยู่ติดกับ โลบหลักและอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโลบหลัก
 โลบหลัง (Back Lobe) ซึ่งเป็น โลบย่อยที่อยู่ในทิศวงกลมตรงข้ามกับ โลบหลัก ปกติแล้วโลบย่อย จะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่น ในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องกำจัด โลบนี้ให้น้อยที่สุด ระดับของโลบย่อยมักจะแสดงเป็นอัตราส่วนของ ความหนาแน่นของกำลังงานในโลบหลัก ซึ่ง เรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โลบ (Sidelobe Ratio) หรือระดับของไซด์โลบ (Side Lobe Level :SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์โลบน้อยกว่า -20 เดซิเบล (dB)



รูปที่ 2.4 แสดงแพทเทอรันในแบบลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์

ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ (Half Power Beamwidth : HPBW) เป็นมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในโลบหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุด ดังแสดงในรูป 2.4 โดยส่วนมากจะใช้คำย่อว่า HPBW แทน

2.1.3 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)

คำจำกัดความของคำว่า ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ในทิศทางที่กำหนดให้ คือกำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นนี้ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศเกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น สามารถหาได้จาก ผลคูณของความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น และผลจากการยกกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

$$U = r^2 \times W_{rad} \quad (2.1)$$

เมื่อ

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

W_{rad} = ความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น (W/m²)

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้ คือ

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |\bar{E}(r, \theta, \phi)|^2 \\ U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ &\approx \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

เมื่อ

\bar{E} = ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

η = อินทริเนสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้น แพทเทอร์นของกำลังงานที่ใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้เช่นกัน

2.1.4 ไดรেকทิวิตี (Directivity)

ก่อนที่จะศึกษาเรื่องไดเรกทิวิตี เราจะควมมีความรู้เรื่องไดเรกทิฟเกน (Directive Gain) เป็นพื้นฐานก่อน

ไดเรกทิฟเกนในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งใช้สำหรับอ้างอิง ซึ่งปกติสายอากาศสำหรับใช้อ้างอิงนี้ จะเป็นไอโซทรอปิก พอยท์ซอร์ส (Isotropic Point Source)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง ไดเรคทีวิตี ก็คือ ค่าไดเรคทีฟเทน ในทิศทางที่มากที่สุด หรือกล่าวได้ว่า ไดเรคทีวิตีของต้นกำเนิด(สายอากาศ) ที่ไม่เป็นไอโซทรอปิก คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นที่มากที่สุดต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของ ไอโซทรอปิก พอยท์ซอร์ส

สมการของ ไดเรคทีฟเทน และ ไดเรคทีวิตี แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.3)$$

$$D_{max} = D_o = \frac{U_{max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.4)$$

เมื่อ

D = ไดเรคทีฟเทน (ไม่มีหน่วย)

D_o = ไดเรคทีวิตี (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_o = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของ ไอโซทรอปิก พอยท์ซอร์ส (W/หน่วยมุมตัน)

P_{rad} = กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

จากสมการที่ (2.3) และ (2.4) เราจะทราบว่าไดเรคทีฟเทนและไดเรคทีวิตีของ ไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์ส มีค่าเป็นหนึ่ง ทั้งนี้เพราะว่า U , U_{max} และ U_o ต่างมีค่าเท่ากัน ไดเรคทีวิตีของ ไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์ส มีค่าเท่ากับหนึ่ง เพราะว่ามันแพร่กระจายกำลังออกไปทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากัน แต่สำหรับต้นกำเนิด(สายอากาศ)แบบอื่นๆนั้นย่อมมีไดเรคทีวิตีมากกว่าหนึ่งเสมอ

ข้อสรุปอีกอย่างหนึ่งที่สามารถสรุปได้คือ ค่าของไดเรคทีฟเทนจะมากกว่าหรือเท่ากับศูนย์ และน้อยกว่าหรือเท่ากับไดเรคทีวิตี ($0 \leq D \leq D_o$)

โดยทั่วไปมักจะแสดงค่าไดเรคทีฟเทน และ ไดเรคทีวิตี เป็น เดซิเบล

$$D(dB) = 10 \log_{10} D$$

$$D_o(dB) = 10 \log_{10} D_o$$

2.1.5 ค่าทวีกำลัง (Gain)

ค่าทวีกำลัง หรือ เกน เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของสายอากาศ ซึ่งค่าทวีกำลังนี้เป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากไดเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ไดเรคทีวิตีอธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้น สามารถหาค่าได้โดยใช้ความสัมพันธ์ ดังนี้

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.5)$$

โดย

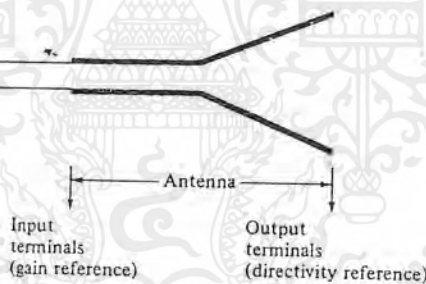
$U(\theta, \phi)$ คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น

P_{in} คือ กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง

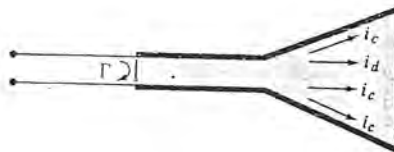
ถ้าไม่มีกรีกกำหนดทิศทางไว้โดยเฉพาะ โดยทั่วไปแล้วเราจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

โดยนัยทั่วไปแล้วเรามักจะพูดถึงเกนสัมพัทธ์ (Relative Gain) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกนในทิศทางที่กำหนดให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะใช้ สายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร (Horn) หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณเกนได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็น ไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย (lossless isotropic) ดังนี้

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.6)$$



(ก) แสดงขั้วอ้างอิงของสายอากาศ



(ข) แสดงการสูญเสียจากการสะท้อนตัวนำและไดอิเล็กตริก
รูปที่ 2.5 แสดงขั้วอ้างอิง และการสูญเสียของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 (ก) เราสามารถเขียนได้ว่า กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ด้วย

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.7)$$

เมื่อ e_r เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ใช้สมการที่ (2.7) จะทำให้สมการที่ (2.6) มีความสัมพันธ์ง่ายเข้าเป็น

$$G_g(\theta, \phi) = e_r \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.8)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับสมการไครเรคทีฟเกนใน (2.3) คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

ในการทำงานเดียวกันค่าสูงสุดของเกน จะสัมพันธ์กับไครเรคทีฟิตี โดย

$$G_o = G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} = e_r D(\theta, \phi) \Big|_{\max}$$

$$G_o = e_r D_o \quad (2.10)$$

ดังนั้นค่าประมาณของเกนจะมีค่าเป็น

$$G_o \approx \frac{30,000}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.10a)$$

ในทางปฏิบัติ เมื่อกำลังถึงเกนมักจะหมายถึงเพาเวอร์เกนที่มีค่าสูงสุด ดังแสดงในสมการที่ (2.10)

$$G_o(\text{dB}) = 10 \log[e_r D_o] \quad (2.11)$$

2.1.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ e_r จะใช้เมื่อเรากำลังถึงการสูญเสียต่างๆที่ขั้ว และภายในโครงสร้างของสายอากาศ การสูญเสียต่างๆของสายอากาศ ดังรูปที่ 2.5 (ข) นั้นอาจมีสาเหตุมาจาก

1. การสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่สมพจน์ (Mismatch) กันระหว่าง สายส่ง (Transmission Line) กับสายอากาศ

2. การสูญเสียทั้งในตัวนำ (Conductor) และฉนวน (Dielectric) (Γ^R)

โดยทั่วไป ค่าประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

$$e_r = e_r e_c e_d \quad (2.12)$$

เมื่อ

e_r = ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)

e_r = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ $= (1 - |\Gamma|^2)$ (ไม่มีหน่วย)

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ขั้วคัสคาของสายอากาศ

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o}$$



เมื่อ

 Z_{in} = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ Z_o = อิมพีแดนซ์คุณสมบัติ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

ปกติ e_c และ e_d คำนวณได้ลำบากส่วนมากมักหาได้จากการทดลอง แต่ก็ยังแยก e_c จาก e_d ไม่ออก ดังนั้นเพื่อความสะดวกมักจะเขียน สมการที่(2.12)ใหม่ได้คือ

$$e_t = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.13)$$

เมื่อ

 $e_{cd} = e_c e_d$ = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.1.7 อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศใดๆ จะเป็นอิมพีแดนซ์ที่ขั้วสายอากาศนั้นๆ อาจเป็นอัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสที่ขั้วของสายอากาศนั้น หรือเป็นอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใดๆ ในในรูปที่ 2.6(ก) โดยที่ a-b เป็นขั้วของสายอากาศ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสที่ขั้วนี้เมื่อไม่ได้ต่อโหลดจะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งมีค่า

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.14)$$

เมื่อ

 Z_A = อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม) R_A = ความต้านทานที่ขั้ว a-b สายอากาศ (โอห์ม) X_A = รีแอกแตนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

โดยทั่วไปความต้านทานในสมการที่ (2.14) จะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน ดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.15)$$

เมื่อ

 R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ R_L = ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

ถ้าหากว่าสายอากาศถูกต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.16)$$

เมื่อ

 R_g = ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม) X_g = รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

สายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง จะแสดงวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 2.6 (ข) ในการหาปริมาณกำลังงานที่ถูกนำมาสู่ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นเพื่อแพร่กระจายออก กับกำลังงานที่สูญเสียในความต้านทานการสูญเสีย R_L ที่กลายเป็นความร้อน ($I^2 R_L / 2$) นั้น เราจะหากระแสที่ไหลภายในลูป (Loop) ได้ดังนี้

$$I_g = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (\text{หน่วย Amp.}) \quad (2.17)$$

และขนาดของกระแสจะมีค่าดังนี้ คือ

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2]^{1/2}} \quad (2.17ก)$$

เมื่อ V_g เป็นศักดาไฟฟ้าค่าสูงสุดของเครื่องกำเนิดสัญญาณ กำลังงานที่ถูกลำมายังสายอากาศเพื่อการแพร่กระจายคลื่น จะมีค่าดังนี้คือ

$$P_r = \frac{|I_g|^2 R_r}{2} = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{Watt.}) \quad (2.18)$$

และกำลังงานที่สูญเสียกลายเป็นความร้อน จะมีค่าดังนี้

$$P_L = \frac{|I_g|^2 R_L}{2} = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{Watt.}) \quad (2.19)$$

กำลังงานส่วนที่เหลือจะเป็นส่วนที่สูญเสียเป็นความร้อนในความต้านทานที่ขั้ว R_g ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ ซึ่งมีค่า ดังนี้

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{Watt.}) \quad (2.20)$$

กำลังงานที่ถูกลำมายังสายอากาศ จะมีค่ามากที่สุด เมื่อเกิดคอนจูเกตแมทช์ (Conjugate Match) นั่นคือจะเกิดเมื่อ

$$R_r + R_L = R_g \quad (2.21)$$

และ $X_A = -X_g$ (2.22)

ในกรณีนี้ สมการที่ (2.18), (2.19) และ (2.20) จะกลายเป็นดังนี้

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.23)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.23) ถึง (2.25) พบว่า

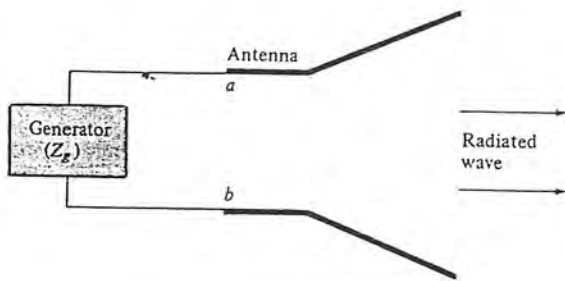
$$P_g = P_r + P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r + R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.26)$$

ดังนั้นกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณ จะต้องจ่ายเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์ จะมีค่าดังนี้

$$P_s = \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[\frac{V_g^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (2.27)$$

ในจำนวนกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่ายออกมาทั้งหมด ครึ่งหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อนภายใน (R_g) ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ และอีกครึ่งหนึ่งจะถูกนำมายังสายอากาศ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์เท่านั้น ในส่วนของกำลังงานที่มายังสายอากาศ ส่วนหนึ่งจะแพร่กระจายออกไป โดยผ่านกลไกที่เกิดจากความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อน ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ ถ้าสายอากาศไม่มีการสูญเสีย ($e_{cd} = 1$) ครึ่งหนึ่งของกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่าย จะแพร่กระจายออกเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์ ในตอนนี้สมมุติว่าเป็นการแมทซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายอากาศกับสายส่ง ($e_r = 1$) ถ้ามีการสูญเสียเนื่องจากไม่แมทซ์แล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง ในรูปที่ 2.6 (ก) แสดงวงจรสมมูลย์นอร์ตันของสายอากาศ กับค่านำเนตสัญญาณเมื่อสายอากาศเป็นสายอากาศส่ง สำหรับการใส่สายอากาศเป็นสายอากาศรับ ดังแสดงในรูป 2.7 (ก) ถ้ามีคลื่นตกกระทบเข้ามายังสายอากาศ จะเหนี่ยวนำให้เกิดศักดาไฟฟ้า (V_r) ซึ่งเทียบได้กับ V_g ในโหมดการส่ง ได้มีการแสดงวงจรสมมูลย์เทวินินไว้ ในรูปที่ 2.7 (ข) ส่วนวงจรสมมูลย์นอร์ตันได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 (ค)

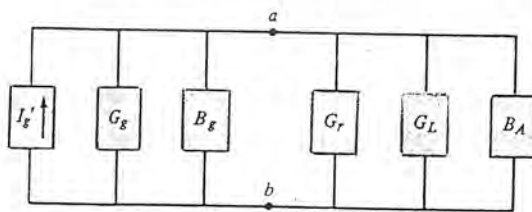
ปกติอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ และจะแมทซ์กับสายส่งเฉพาะในช่วงหนึ่งๆเท่านั้น นอกจากนี้อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศยังขึ้นอยู่กับแฟคเตอร์ต่างๆอีก ได้แก่ รูปทรง วิธีการป้อนสัญญาณ และสิ่งแวดล้อมข้างเคียง เนื่องจากคำนวณได้ยากจึงมักพบว่า ส่วนใหญ่จะหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ได้จากการทดลอง



(ก) แสดงสายอากาศในโหมดการส่ง



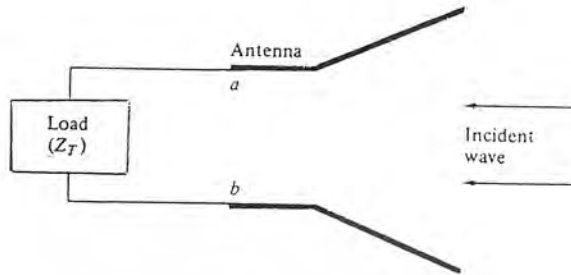
(ข) แสดงวงจรสมมูลย์เทวินิน



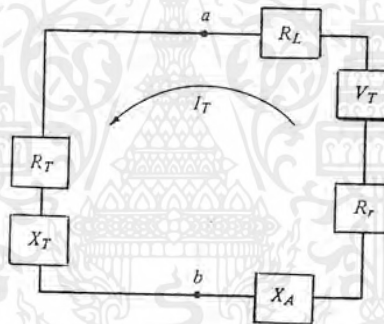
(ค) แสดงวงจรสมมูลย์นอร์ตัน

รูปที่ 2.6 แสดงสายอากาศส่ง และวงจรสมมูลย์

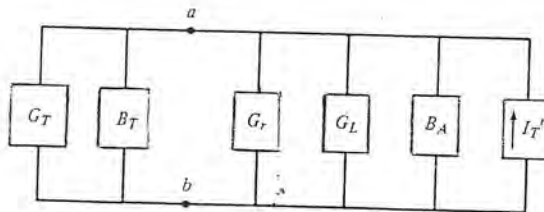
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แสดงสายอากาศในโหมดการรับ



(ข) แสดงวงจรสมมูลย์เทวินิน



(ค) แสดงวงจรสมมูลย์นอร์ตัน

รูปที่ 2.7 แสดงสายอากาศรับ และวงจรสมมูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.8 แบนด์วิดท์ (Band width)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศ ถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้ อาจเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่างๆ ได้แก่ อินพุทอิมพีแดนซ์, แพทเทอรัน, บีมวิดท์, โพลาริเซชัน, ระดับของไซด์โลบ, เบน, ประสิทธิภาพของการแพร่กระจาย ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ คือ ไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบ จนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากข้อกำหนด หรือมาตรฐาน สำหรับสายอากาศแบนด์กว้างมักจะคิดเป็น อัตราส่วนของความถี่ที่ใช้ทำงานได้ด้านสูงต่อความถี่ที่ใช้ทำงานได้ด้านต่ำ เช่น แบนด์วิดท์ 10:1 แสดงว่าความถี่ที่ใช้ได้งานด้านสูง มีค่ามากกว่าความถี่ที่ใช้ทำงานได้ด้านต่ำอยู่ 10 เท่า สำหรับสายอากาศแบนด์แคบ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วยความถี่ด้านต่ำ) หารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น เช่น แบนด์วิดท์ 5 เปอร์เซ็นต์ แสดงว่าผลต่างของความถี่ของช่วงการทำงานของสายอากาศเป็น 5 เปอร์เซ็นต์ของความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น

เนื่องจากคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ (ได้แก่ อินพุทอิมพีแดนซ์, แพทเทอรัน, เบน, โพลาริเซชัน ฯลฯ) ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเดียวกันทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งแต่เพียงอย่างเดียวได้ จึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้เป็นไปตามการประยุกต์ใช้งานแต่ละอย่างไป ปกติแล้วคุณสมบัติของแพทเทอรันกับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ จึงมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ นอกจากนี้แบนด์วิดท์ของเบน, ระดับของไซด์โลบ, บีมวิดท์, โพลาริเซชัน จะมีแบนด์วิดท์ค่าเดียวกับแพทเทอรันแบนด์วิดท์ ในขณะที่แบนด์วิดท์ของอินพุทอิมพีแดนซ์ และประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่นจะเป็นค่าเดียวกับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์

2.2 คุณสมบัติของสายอากาศไดโพล

2.2.1 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล

ในหัวข้อนี้จะบรรยายการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระบนตัวนำที่แสดงตัวเป็นสายส่งสัญญาณและสายอากาศ เพื่อที่จะแสดงค่าการแจกแจงกระแส และการแพร่กระจายของสายอากาศไดโพล

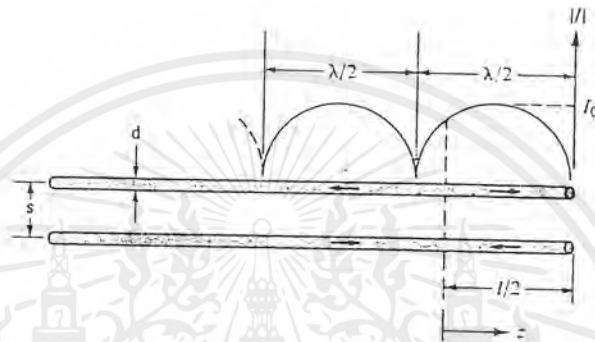
โดยเราเริ่มจากการพิจารณาสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสีย การเคลื่อนที่ของประจุจะสร้างคลื่นกระแสเดินทางที่มีขนาด $I_0/2$ ความเร็วแสง เมื่อกระแสเดินทาง มาถึงปลายของลวดแต่ละเส้น มันจะเกิดการสะท้อนกลับอย่างสมบูรณ์ (ขนาดเท่าเดิมและเฟสกลับ 180°) เมื่อคลื่นสะท้อนรวมกับคลื่นตกกระทบในเส้นลวดแต่ละเส้น จะเกิดคลื่นนิ่งซึ่งมีรูปคลื่นเป็นลักษณะลักษณะไซน์ (Sinusoidal) ซึ่งมีลักษณะตามรูป 2.8 ก จะเห็นได้ว่ากระแสในแต่ละเส้นลวดจะกลับเฟส 180° ทุก ๆ ครึ่งรอบ

สำหรับสายส่งสัญญาณคู่ที่สมดุลหรือสมมาตรกันกระแสในครึ่งรอบของลวดเส้นหนึ่งจะมีขนาดเท่ากันแต่เฟสต่างกันอยู่ 180° กับกระแสในครึ่งรอบของเส้นลวดอีกเส้นหนึ่ง

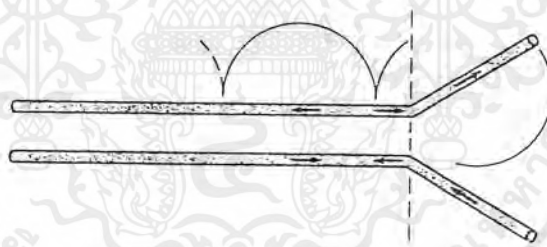
นอกจากนี้ถ้าช่องว่างระหว่างเส้นลวดทั้งสองมีค่าเล็กมากๆ ($S \ll \lambda$) สนามที่แพร่กระจายโดยกระแสของแต่ละเส้นลวด จะถูกหักล้างกันเองระหว่างเส้นลวด 2 เส้น ผลลัพธ์สุดท้ายตามอุดมคติคือ จะไม่มีการแพร่กระจายของสายส่งสัญญาณ

และเมื่อสายส่งสัญญาณระหว่าง $0 \leq z \leq l/2$ เริ่มที่จะกางออกดังรูป 2.8 ข เราสามารถที่จะสมมติได้ว่าการกระจายกระแสไม่เหมือนเดิมอย่างแท้จริงในแต่ละเส้นลวด อย่างไรก็ตามเพราะว่าส่วนที่กางออกของแต่ละเส้นลวดไม่ได้มีผลอย่างใกล้ชิดกับลวดอีกอัน นั่นคือสนามที่แพร่กระจายโดยเส้นลวดเส้นหนึ่งจะไม่ไปหักล้างกับเส้นลวดอีกเส้นหนึ่ง ดังนั้นจะมีการกระจายสุทธิของระบบเกิดขึ้น

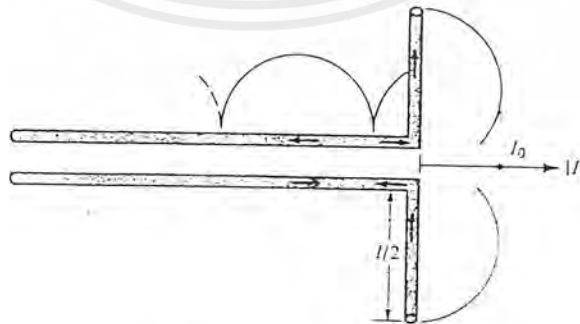
และในที่สุดส่วนที่ถูกกางออกของสายส่งจะเป็นดังรูป 2.8 ค ซึ่งเป็นโครงสร้างของสายอากาศไดโพลทั่ว ๆ ไป เพราะว่ารูปร่างแบบกระแสดก้นหนึ่งจึงถูกจัดอยู่ในประเภทสายอากาศคลื่นนิ่ง ถ้า $l \leq \lambda$ เฟสของรูปร่างแบบกระแสดก้นหนึ่งในแต่ละแขนจะเหมือนกันตลอดความยาวของสายอากาศ นอกจากนั้นจะเห็นในทิศทางเดียวกันในแต่ละแขนตามรูป 2.8 ค ดังนั้นสนามที่แพร่กระจายโดยแขนทั้งสองของไดโพล



(ก) สายส่งสัญญาณคู่



(ข) สายส่งสัญญาณที่กางออก



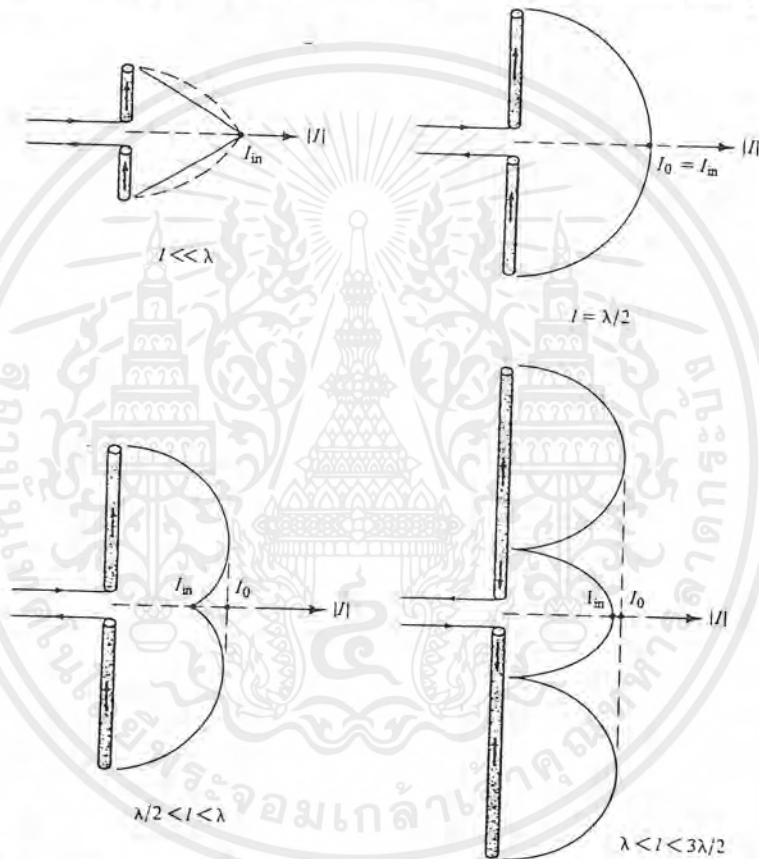
(ค) สายอากาศไดโพล

รูปที่ 2.8 แสดงการแจกแจงรูปกระแสบนสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสีย ,
สายส่งสัญญาณที่กางออก และสายอากาศไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ส่วนตั้งของสายส่งสัญญาณที่ถูกกางออก) จะเสริมกันในแต่ละอันและมุ่งไปยังจุดสังเกต (เฟสเนื่องจากความสัมพันธ์ทางตำแหน่งของแต่ละส่วนเล็ก ๆ ของแต่ละแขนต้องถูกรวมด้วย เพื่อที่จะได้รูปแบบของการกระจายคลื่นที่สมบูรณ์)

ถ้าเส้นผ่าศูนย์กลางของแต่ละลวดเป็นเล็กมาก $d \leq \lambda$ รูปแบบกระแสคลื่นนิ่งตามอุดมคติบนแขนของไดโพล จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งจะเป็น Null (กระแสเป็นศูนย์ที่ปลายสายอากาศ) อย่างไรก็ตามมันขึ้นกับความยาวของสายอากาศ สำหรับการป้อน ณ.กลางสายอากาศไดโพลซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda$, $l = \lambda$, $\lambda/2 < l < \lambda$ และ $\lambda < l < 3\lambda/2$ รูปแบบการกระจายกระแสจะเป็นดังรูป 2.9 รูปแบบของกระแสของสายอากาศที่มีขนาดเล็ก ($\lambda/50 < l < 10$) สามารถประมาณได้เป็นรูปสามเหลี่ยมเพราะว่า $\sin(kl/2) \approx kl/2$ เมื่อ $kl/2$ เล็กมาก ๆ ซึ่งมันแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.9 แสดงการแจกแจงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดความยาวต่าง ๆ

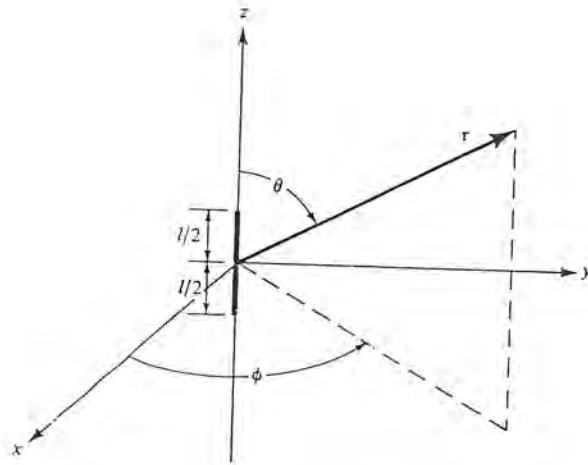
2.2.2 ไดโพลจิ๋ว (INFINITESIMAL DIPOLE)

สมมุติว่าเราวางเส้นลวดตรงซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda$ อย่างสมมาตรที่จุดกำเนิดตามแกน z ดังรูป 2.10 ถึงแม้ว่าจะไม่สามารถสร้างได้ในทางปฏิบัติ แต่มักจะใช้เป็นส่วนย่อยของสายอากาศที่มีรูปทรงที่ยู่ยาก นอกจากจะมีความยาวน้อยมากแล้วยังต้องผอมมากด้วย ซึ่งจะสมมุติว่ากระแสที่ไหลในลวดนี้มีค่าคงที่ได้ คือ

$$\vec{I}(z') = \vec{a}_z I_0 \quad (2.28)$$

เมื่อ I_0 มีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะการจัดวางของไดโพลจิว

เพราะว่าคั่นกำเนิดนำเฉพาะกระแสไฟฟ้า I_e เท่านั้น ดังนั้น I_m I_m และ \bar{F} จะมีค่าเป็นศูนย์ และ \bar{A} จะมีค่า

$$\bar{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_c \bar{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-j\beta R}}{R} dl' \quad (2.29)$$

เมื่อ (x, y, z) แทน โคออร์ดิเนตของจุดที่สังเกต ในขณะที่ (x', y', z') แสดงโคออร์ดิเนตของคั่นกำเนิด R เป็นระยะทางจากจุดใด ๆ บนคั่นกำเนิดไปยังจุดสังเกต และ C เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของคั่นกำเนิด

2.2.3 ไดโพลขนาดเล็ก (SMALL DIPOLE)

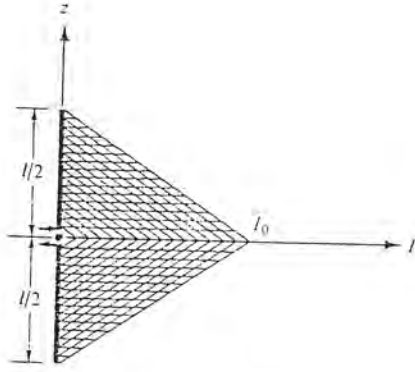
ในสายอากาศไดโพลจิวซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda/50$ จะมีการแจกแจงกระแสตรงที่ตลอดความยาวของไดโพลจิว แม้ว่าจะสร้างสายอากาศให้มีการแจกแจงกระแสตรงที่ไม่ได้ก็ตาม แต่ก็ใช้ไดโพลจิวเป็นเครื่องช่วยในการคำนวณการแจกแจงกระแสของสายอากาศที่ใช้งานจริง ๆ หากจะประมาณสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งมีความยาว $\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$ ได้ดีแล้ว จะสมมติให้มีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูป 2.11 สำหรับสายอากาศที่มีความยาวใด ๆ จะมีการแจกแจงกระแสเป็นสัญญาณลักษณะไซน์

ตั้งที่ได้กล่าวมาแล้วว่าสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจะมีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งจะกำหนดด้วยสมการดังนี้

$$I_e(x', y', z') = \begin{cases} \bar{a}_z I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z'\right) \Rightarrow 0 \leq z' \leq +\frac{l}{2} \\ \bar{a}_z I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z'\right) \Rightarrow -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

เมื่อ I_0 มีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงการแจกแจงกระแสของไดโพลขนาดเล็ก

2.2.4 ไดโพลที่มีความยาวจำกัด (FINITE LENGTH DIPOLE)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ซึ่งจะเป็นสายอากาศที่ใช้งานจริงเพื่อลดความยุ่งยากของสมการ จะสมมุติว่าไดโพลมีเส้นผ่าศูนย์กลางเล็กมาก ๆ ซึ่งจะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบสัญญาณลักษณะไซน์ดังนี้

$$I_e(x', y', z') = \begin{cases} \bar{a}_z I_0 \sin\left(k \frac{l}{2} - z'\right) \Rightarrow 0 \leq z' \leq +\frac{l}{2} \\ \bar{a}_z I_0 \sin\left(k \frac{l}{2} + z'\right) \Rightarrow -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

ในที่นี้จะสมมุติว่ามีการป้อนกระแสตรงกึ่งกลางของสายอากาศไดโพลและกระแสจะต้องเป็นศูนย์ ณ ตำแหน่งปลายสายอากาศ ซึ่งจะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบสัญญาณลักษณะไซน์ดังรูป 2.9

2.2.5 สนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล

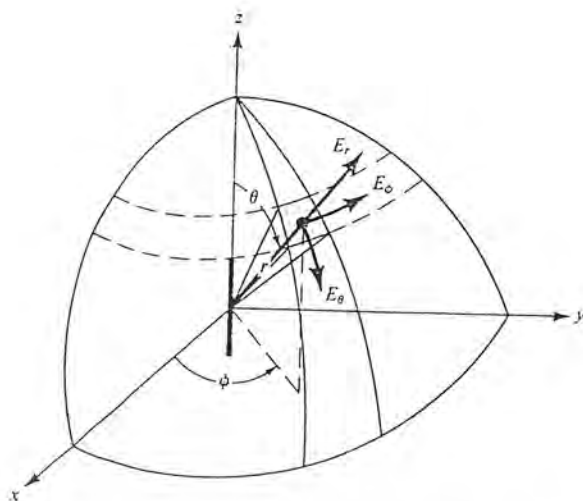
ในการหาสนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล จะใช้วิธีหาศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential) \bar{A} และ ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric vector potential) \bar{F} จากนั้นจะหาสนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} ตามสมการ

$$\bar{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi c} \int \bar{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.32)$$

$$\bar{F}(x, y, z) = \frac{\varepsilon}{4\pi c} \int \bar{I}_m(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.33)$$

เมื่อ (x, y, z) แทนระบบพิกัดของจุดที่สังเกต ในขณะที่ (x', y', z') แสดงระบบพิกัดของจุดกำเนิด โดยที่ R เป็นระยะทางจากจุดใด ๆ บนจุดกำเนิดไปยังจุดสังเกต และ C เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของจุดกำเนิดดังรูป 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงทิศทางของส่วนประกอบสนามไฟฟ้า

2.2.6 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลจิ๋ว

เนื่องจากไดโพลจิ๋วมีขนาดเล็กและความยาวน้อยมาก ๆ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจะประมาณได้ว่า

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ &= r \text{ (ค่าคงที่)} \end{aligned} \quad (2.34)$$

และเนื่องจากไดโพลจิ๋วมีการแจกแจงกระแสคงที่ และมีเฉพาะกระแสไฟฟ้า \vec{I}_e เท่านั้นซึ่งกำหนดโดย (2.8) ดังนั้นจาก (2.12) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \vec{A}(x, y, z) &= \vec{a}_z \frac{\mu l_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-l/2}^{+l/2} dz' \\ &= \vec{a}_z \frac{\mu l_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \end{aligned} \quad (2.35)$$

โดยการแปลงระบบพิกัดคาร์ทีเซียน ไปยังระบบพิกัดทรงกลม โดยอาศัยเมทริกซ์ (Matrix) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$A_r = A_z \cos \theta = \frac{\mu l_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \quad (2.37ก)$$

$$A_\theta = -A_z \sin \theta = -\frac{\mu l_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \theta \quad (2.37ข)$$

$$A_\phi = 0 \quad (2.37ค)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} \quad (2.38)$$

จะได้ว่า

$$\bar{H} = \bar{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right] \quad (2.39)$$

เมื่อแทน (2.37ก) และ (2.37ข) ลงใน (2.39) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$H_r = 0 \quad (2.40ก)$$

$$H_\theta = 0 \quad (2.40ข)$$

$$H_\phi = j \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.40ค)$$

และหาสนาม \bar{E} ได้จาก

$$\bar{E} = -j\omega\bar{A} - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{H} \quad (2.41)$$

เมื่อแทน (2.40ก) ถึง (2.40ค) ลงใน (2.41) จะได้ว่า

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.42ก)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.42ข)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.42ค)$$

2.2.7 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลขนาดเล็กลง

ในสายอากาศไดโพลขนาดเล็กลงจะมีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยมซึ่งกำหนดดังสมการ (2.30) ดังนั้นจาก (2.32) และ จะคำนวณค่าศักย์เวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\bar{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \left[\bar{a}_z \int_{-l/2}^0 I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z' \right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' + \bar{a}_z \int_0^{l/2} I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z' \right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' \right] \quad (2.43)$$

เนื่องจากไดโพลขนาดเล็กลง มีความยาวน้อยมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น $\left(L \leq \frac{\lambda}{10} \right)$ ทำให้

สามารถประมาณได้ว่า $R \approx r$ ซึ่งมีความผิดพลาดมากที่สุดของเฟสเท่ากับ $\frac{\pi}{10}$ เรเดียน หรือ 18 องศา ซึ่งมีค่าน้อยจนตัดทิ้งได้ และมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่นน้อยมาก ฉะนั้นเมื่ออินทิเกรต (2.43) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\bar{A} &= \bar{a}_z A_z \\ &= \bar{a}_z \frac{1}{2} \left[\frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \right]\end{aligned}\quad (2.44)$$

ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่า \bar{A} ของไดโพลจิ๋ว ดังนั้นค่าของ \bar{E} และ \bar{H} ที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพลสั้นจาก (2.40ก) ถึง (2.40ค) และ (2.42ก) ถึง (2.42ค) เมื่อประมาณเป็นสนามระยะไกล ($kr \gg 1$) จะเป็นดังนี้

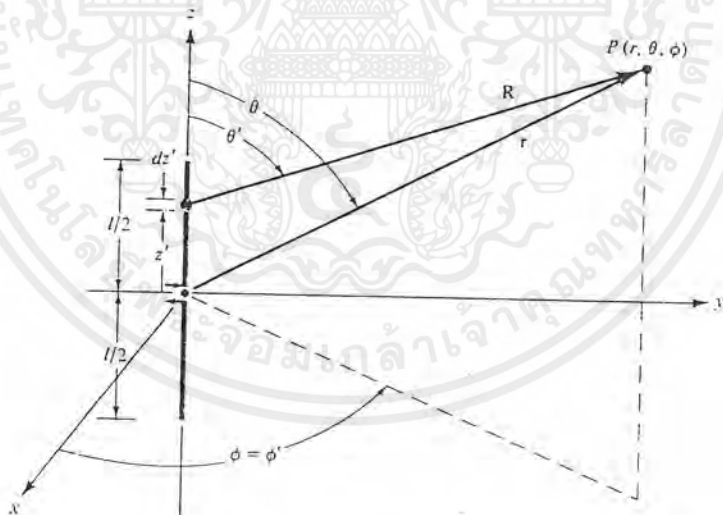
$$E_\theta \approx j\eta \frac{kl_0 I \sin \theta}{8\pi r} e^{-jkr} \quad (2.45ก)$$

$$E_r \approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.45ข)$$

$$H_\phi \approx j \frac{kl_0 I \sin \theta}{8\pi r} e^{-jkr} \quad (2.45ค)$$

2.2.8 สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลที่มีความยาวจำกัด

สายอากาศไดโพลคอม (ซึ่งตามปกติจะมีเส้นผ่านศูนย์กลางเป็นศูนย์) จะมีการแจกแจงกระแสเป็นลักษณะรูปไซน์ตาม (2.31) ซึ่งจะนำไปสู่การหาค่า \bar{E} และ \bar{H} ในระยะต่างๆ ซึ่งจะแสดงในบทการคำนวณ แต่เนื่องจากวิธีดังกล่าวมีความยุ่งยากในการหาค่าตอบของ \bar{A} เพื่อให้ง่ายขึ้นในที่นี้จะสนใจเฉพาะสนามระยะไกล



รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด

สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ถูกแสดงไว้ดังรูป 2.13 สายอากาศดังกล่าวถูกแบ่งเป็นไดโพลจิ๋วจำนวนมากมายที่มีความยาว $\Delta z'$ ยิ่งแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ มากขึ้น ความยาวจะลดลงเป็น dz' จาก (2.40) และ (2.42) จะแสดงสนาม เมื่อประมาณให้เป็นสนามระยะไกลที่แพร่จากไดโพลจิ๋วซึ่งเป็นส่วนย่อยของไดโพลที่มีความยาวจำกัดได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$dE_\theta \approx j\eta \frac{kl_e(x', y', z')e^{-jkR}}{4\pi R} \sin\theta dz' \quad (2.46ก)$$

$$dE_r \approx dE_\phi = dH_r = dH_\theta = 0 \quad (2.46ข)$$

$$dH_\phi \approx j \frac{kl_e(x', y', z')e^{-jkR}}{4\pi R} \sin\theta dz' \quad (2.46ค)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z-z')^2} \end{aligned} \quad (2.47)$$

ซึ่งกระจายได้ว่า

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2) + (-2zz' + z'^2)} \\ R &= \sqrt{r^2 + (-2rz' \cos\theta + z'^2)} \end{aligned} \quad (2.48)$$

เมื่อเป็นสนามระยะไกล จะประมาณได้ว่า

$$\begin{aligned} R &\approx r - z' \cos\theta && \text{สำหรับเทอมของเฟส} \\ R &\approx r && \text{สำหรับเทอมของขนาด} \end{aligned} \quad (2.49)$$

ซึ่งทำให้เขียน (2.46ก) ใหม่ได้ว่า

$$E_\theta \approx j\eta \frac{kl_e(x', y', z')e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta e^{+jkz' \cos\theta} dz' \quad (2.50)$$

จากนั้นทำการรวมผลจากไดโพลจิ๋วแต่ละตัวโดยการอินทิเกรตตลอดความยาว ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_\theta &= \int_{-l/2}^{l/2} dE_\theta \\ &= j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \left[\int_{-l/2}^{l/2} I_e(x', y', z') e^{+jkz' \cos\theta} dz' \right] \end{aligned} \quad (2.51)$$

เรียกพจน์นอกวงเล็บว่า เอลเมนต์แฟกเตอร์ (Element Factor) และพจน์ภายในวงเล็บเป็นสเปซแฟกเตอร์ (Space Factor) ในกรณีนี้เอลเมนต์แฟกเตอร์มีค่าเท่ากับสนามของไดโพลจิ๋วหนึ่งหน่วยความยาวที่วางอยู่ที่จุดกำเนิด โดยทั่วไปเอลเมนต์แฟกเตอร์มีค่าขึ้นอยู่กับชนิด และทิศทางกรวยของกระแส ในขณะที่สเปซแฟกเตอร์เป็นฟังก์ชันของการแจกแจงรูปร่างสายอากาศ

สนามรวมของสายอากาศจะมีค่าเท่ากับผลคูณของเอลเมนต์แฟกเตอร์กับสเปซแฟกเตอร์ วิธีนี้เรียกว่าการคูณแพทเทิร์นสำหรับแหล่งกำเนิดที่มีการแจกแจงอย่างต่อเนื่อง จะเขียนได้ว่า

$$\text{สนามรวม} = (\text{เอลเมนต์แฟกเตอร์}) \times (\text{สเปซแฟกเตอร์}) \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.9 อินทิกรัลที่แฉกของสายอากาศไดโพล

จากสมการแสดงกำลังที่แพร่กระจายของสายอากาศไดโพล จะได้ว่า

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \iint \overline{W}_{av} \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \overline{a}_r W_{av} \cdot \overline{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_{av} r^2 \sin\theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2.53)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\left[\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \right]^2}{\sin\theta} d\theta \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} &= \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.55)$$

โดยที่ $C = 0.5772$ (ค่าคงที่ของออยเลอร์)

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

$$C_i(x) = -\int_x^\infty \frac{\cos y}{y} dy = \int_\infty^x \frac{\cos y}{y} dy \quad (2.56)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \quad (2.57)$$

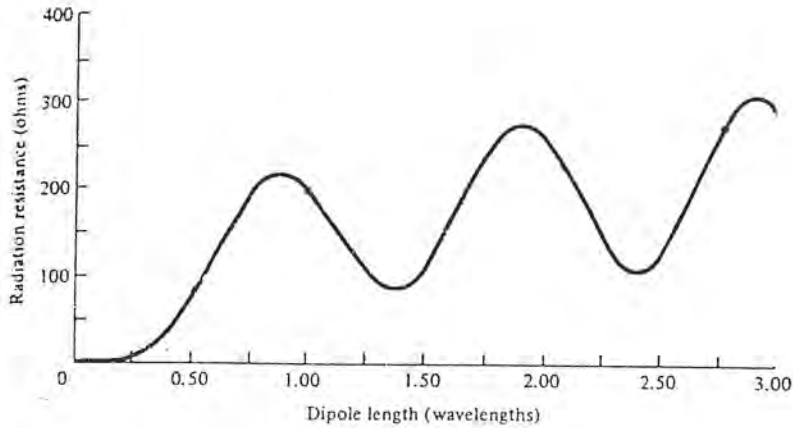
$$\begin{aligned} C_{in}(x) &= \ln(\gamma x) - C_i(x) \\ &= \ln(\gamma) + \ln(x) - C_i(x) \\ &= 0.5772 + \ln(x) - C_i(x) \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$\text{เมื่อ} \quad C_{in}(x) = \int_0^x \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy \quad (2.59)$$

และความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} R_r &= \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 แสดงกราฟของค่า R_r ที่เป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศไดโพล

2.2.10 ความต้านทานอินพุต

สมการ (2.61) เป็นค่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น ณ ตำแหน่งซึ่งกระแสมีค่าสูงสุด มิได้เป็นค่าความต้านทานที่ขั้วของสายอากาศ ดังนั้นถ้าสมมุติว่าไม่มีการสูญเสีย ($R_L = 0$) จะหาความต้านทานอินพุตได้ดังนี้

$$\frac{|I_m|^2}{2} R_m = \frac{|I_0|^2}{2} R_r \quad (2.61)$$

หรือ

$$R_m = \left[\frac{I_0}{I_m} \right]^2 R_r \quad (2.62)$$

เมื่อ

R_m = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่อินพุต (จุดป้อนกระแส)

R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่กระแสมีค่าสูงสุด [(2.61)]

I_0 = ค่ากระแสสูงสุด

I_m = กระแสที่ขั้วอินพุต

สำหรับไดโพลที่ยาว l I_m จะสัมพันธ์กับ I_0 ดังนี้

$$I_m = I_0 \sin(kl/2) \quad (2.63)$$

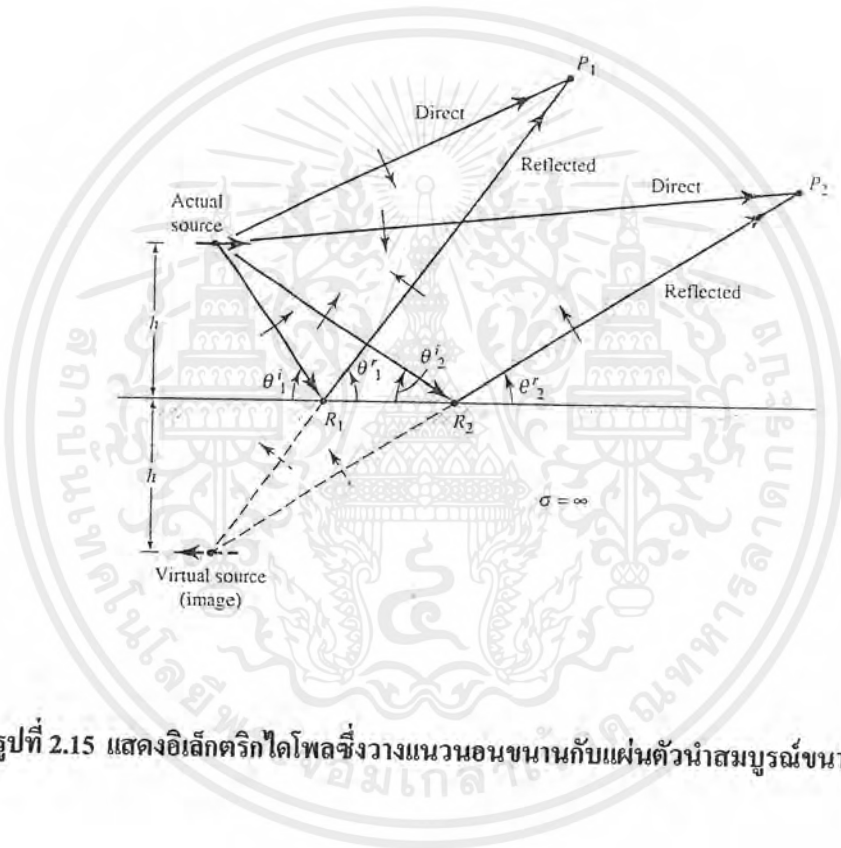
จะได้ความต้านทานอินพุตมีค่าเป็น

$$R_m = R_r / \sin^2(kl/2) \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.11 ไดโพลเมื่อวางตัวในแนวอนชนานกับแผ่นตัวนำ

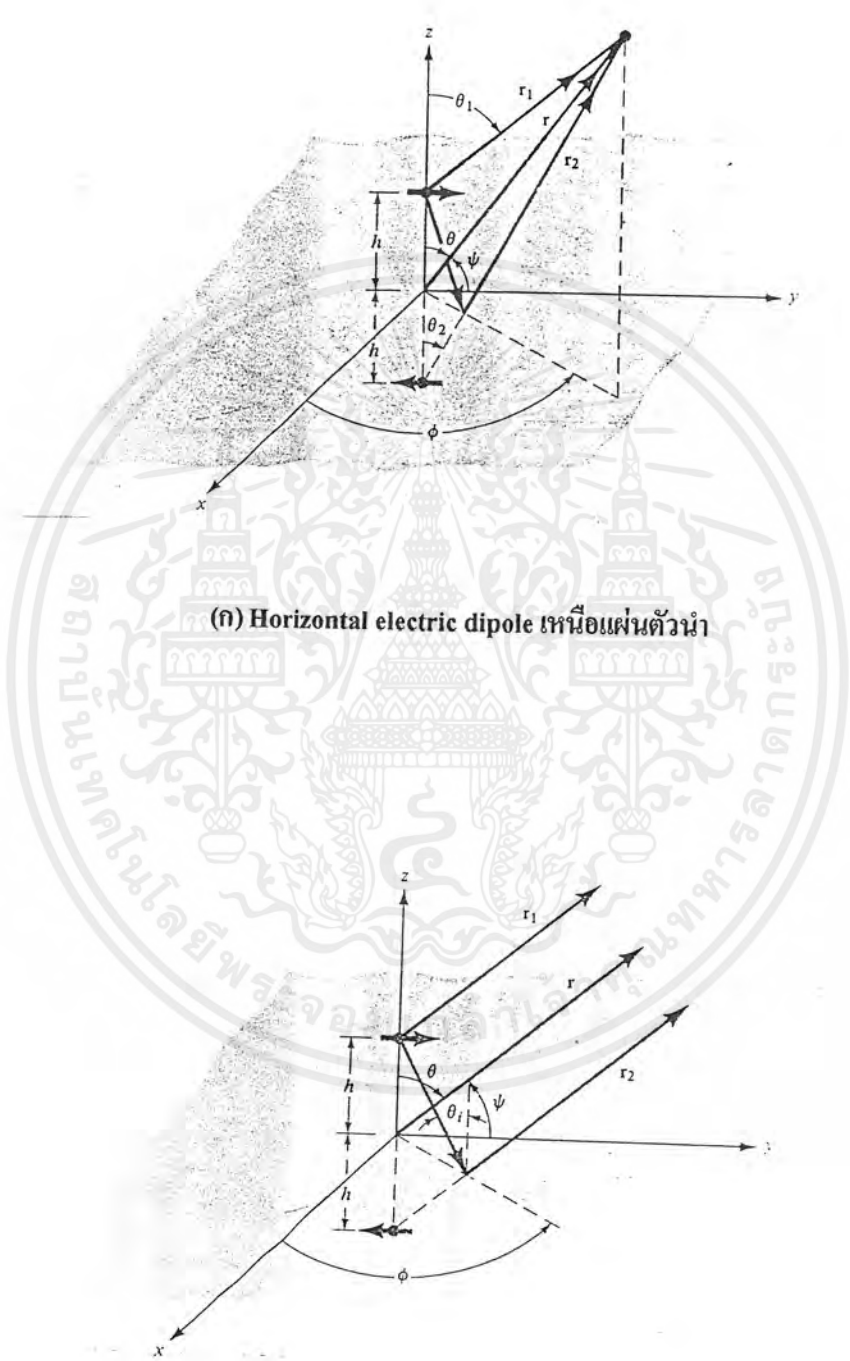
ลักษณะของไดโพลเมื่อวางตัวในแนวอนชนานอยู่เหนือแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ (Infinite electric ground plane) ซึ่งแผ่นตัวนำนี้จะเป็นตัวนำที่สมบูรณ์ และมีลักษณะแบนเรียบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงอิเล็คทริกไดโพลซึ่งวางแนวอนชนานกับแผ่นตัวนำสมบูรณ์ขนาดอนันต์

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไดโพลที่วางตัวแบบนี้ เราจะใช้วิธีการสังเกตแบบสนามระยะไกล (Far field observation) ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) Horizontal electric dipole เหนือแผ่นตัวนำ

(ข) การวิเคราะห์ที่ใช้การสังเกตสนามระยะไกล

รูปที่ 2.16 ไดโพลวางตัวแนวอนเหนือแผ่นตัวนำสมบูรณ์ขนาดอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวทแยงตรง (Direct Component) จะเขียนได้ว่า

$$E_{\psi}^d = jn \frac{kI_0 e^{-jkr_1}}{4\pi r_1} \sin \psi \quad (2.65)$$

และองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวสะท้อน (Reflect Component) เขียนได้ดังนี้

$$E_{\psi}^r = jR_h \eta \frac{kI_0 e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \quad (2.66)$$

หรือ

$$E_{\psi}^r = -j\eta \frac{kI_0 e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \quad \text{เมื่อ } R_h = -1 \quad (2.66ก)$$

R_h คือ reflection coefficient

มุม ψ เป็นมุมวัดจากแกน Y เข้าสู่จุดสังเกต ในการหา มุม ψ นั้น ในตอนแรกจะดูจาก

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

ซึ่งจะได้ว่า

$$\sin \psi = \sqrt{1 - \cos^2 \psi} = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \quad (2.67)$$

จากการสังเกตแบบสนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} r_1 &\approx r - h \cdot \cos \theta \\ r_2 &\approx r + h \cdot \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{สำหรับการปรับเปลี่ยนเฟส} \quad (2.68ก)$$

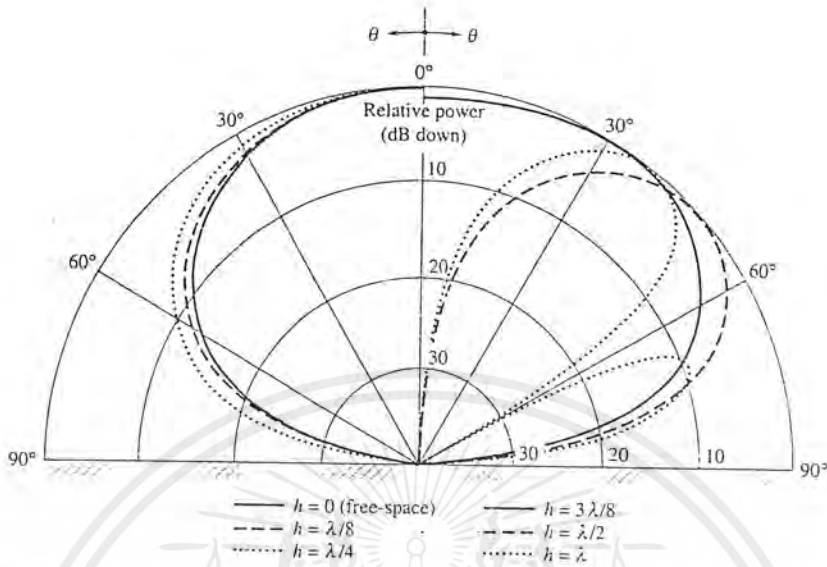
$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad \text{สำหรับการปรับเปลี่ยนแอมพลิจูด} \quad (2.68ข)$$

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

$$E_{\psi} = E_{\psi}^d + E_{\psi}^r = j\eta \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \cdot [2j \sin(kh \cdot \cos \theta)] \quad (2.69)$$

สมการที่ 2.69 จะประกอบด้วย ผลคูณของสนามไฟฟ้าของเอเลเมนต์แบบเดี่ยว ที่ตั้งห่างจากจุดกำเนิด (origin) อย่างสมมาตรกันกับค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์ที่อยู่ในวงเล็บใหญ่ การเปลี่ยนแปลงของสนามรวมเหนือแผ่นกราวด์เพลนนั้น จะขึ้นอยู่กับระยะความสูงของไดโพลเหนือแผ่นกราวด์เพลน ซึ่งเราสามารถดูรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นที่แสดงเป็น 2 มิติในระนาบ $\phi = 90^\circ$ ได้ดังรูปที่ 2.17 โดยจะแสดงความสูง (h) ต่างๆ ได้แก่ $h = 0, \lambda/8, \lambda/4, 3\lambda/8, \lambda/2$ และ λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



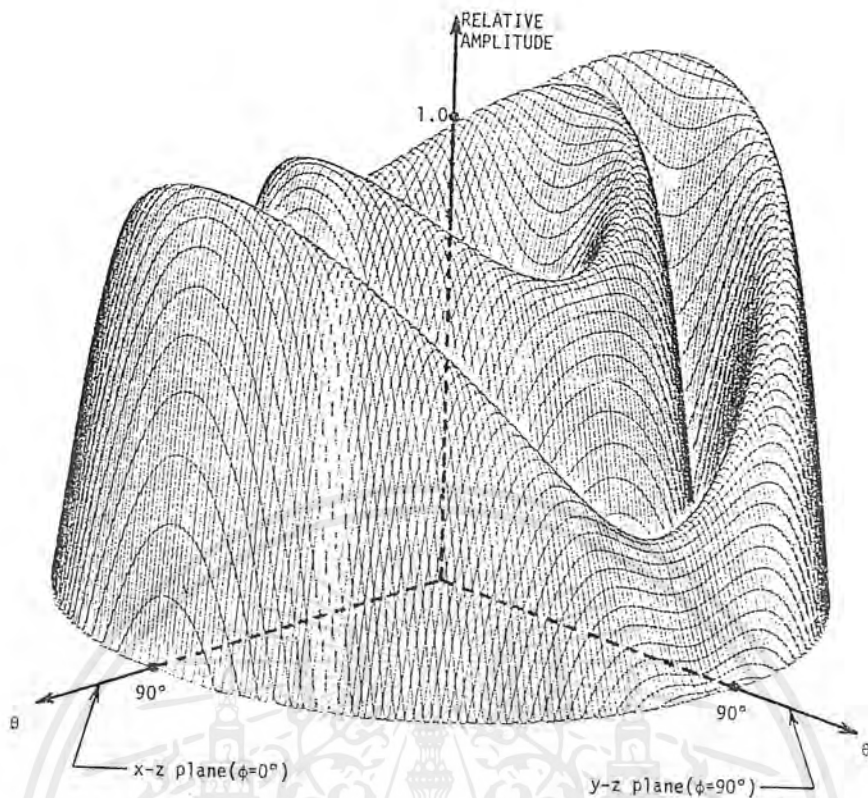
รูปที่ 2.17 แสดงความแรง (Amplitude) ของรูปแบบความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น
ในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เฟลนในระดับต่างกัน

เพื่อจะแสดงลักษณะของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นให้เห็นได้อย่างเด่นชัด จะทำการแสดงแบบ 3 มิติ ดังรูปที่ 2.18 ซึ่งเป็นรูปที่แสดงรูปแบบความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เฟลน 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

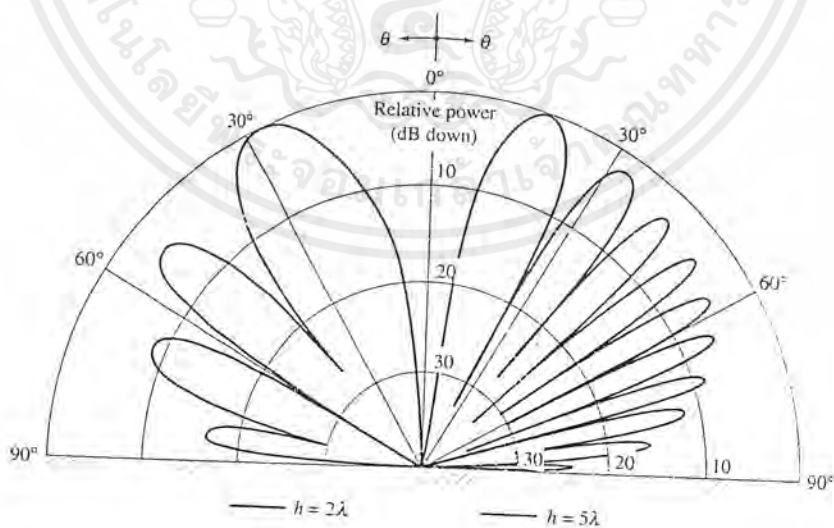
ถ้าเราเพิ่มความสูงของไดโพลจนมากกว่าความยาวคลื่น ($h > \lambda$) ก็จะทำให้เกิดมีโลบ (Lobe) เพิ่มขึ้นเหมือนรูปที่ 2.19 คือเมื่อไดโพลสูง เป็น 2 เท่าและ 5 เท่าของความยาวคลื่น โดยโลบที่เพิ่มขึ้นมาจะเกิดซ้อนๆ กันคล้ายกับเปลือกหอย จึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Scalloping Effect

การหาจำนวนของโลบจะสามารถหาได้โดยใช้สมการที่ 2.70

$$\text{จำนวนของ โลบ (number of lobes)} \cong 2 \left(\frac{h}{\lambda} \right) \quad (2.70)$$



รูปที่ 2.18 แสดงรูปแบบของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เฟลนเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่น ($h = \lambda$)



รูปที่ 2.19 แสดงความแรงของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ $\phi = 90^\circ$ เมื่อไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เฟลน 2λ และ 5λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาค่ากำลังการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Power) หาได้โดยใช้สมการที่ 2.71 ดังนี้

$$P_{rad} = \eta \frac{\pi}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (2.71)$$

และหาความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นได้จาก

$$R_r = \eta \pi \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (2.72)$$

เมื่อทำการแปลงฟังก์ชันที่ Sine และ Cosine จากสมการที่ (2.72) ให้อยู่ในรูปอนุกรม แล้วให้ค่า kh เข้าใกล้ศูนย์ จะได้ว่า

$$R_r^{kh \rightarrow 0} = \eta \pi \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{2}{3} - \frac{2}{3} + \frac{8}{15} \left(\frac{2\pi h}{\lambda} \right)^2 \right] = \eta \frac{32\pi^3}{15} \left(\frac{l}{\lambda} \right) \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad (2.73)$$

ค่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการใช้สมการที่ (2.72) นั้น ถูกนำไปเขียนเป็นกราฟแสดงได้ ดังรูปที่ 2.20 ซึ่งจะให้ไดโพลอยู่สูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนตั้งแต่ 0 ถึง 5 เท่าของความยาวคลื่น ($0 \leq h \leq 5\lambda$) เมื่อ $l = \lambda/50$ และให้ไดโพลอยู่ในสุญญากาศ ซึ่งให้ค่า $\eta = 120\pi$

ค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ได้มาจาก

$$U \cong \frac{r^2}{2\eta} |E_w|^2 = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 (1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi) \sin^2(kh \cos \theta) \quad (2.74)$$

ค่าสูงสุดของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในสมการที่ (2.74) นั้น จะขึ้นกับค่า kh ซึ่งจะใช้เงื่อนไข 2 แบบคือ เมื่อ $kh \leq \pi/2, h \leq \lambda/4$ หรือเมื่อ $kh > \pi/2, h > \lambda/4$ สามารถแสดงค่าสูงสุดจากเงื่อนไขทั้งสองได้ ดังนี้

$$U_{max} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \sin^2(kh) \quad \text{เมื่อ } kh \leq \pi/2 (h \leq \lambda/4); (\theta = 0^\circ) \quad (2.75ก)$$

$$U_{max} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \quad \text{เมื่อ } \left[\phi = 0^\circ \text{ and } \dots \sin(kh \cdot \cos \theta_{max}) = 1 \right. \\ \left. \text{ or } \dots \theta_{max} = \cos^{-1}(\pi/2kh). \right] \quad (2.75ข)$$

หาค่าไดเรคทิวิตีโดยใช้สมการที่ (2.71) และ (2.75ก), (2.75ข) จะได้ดังนี้

$$D_o = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4 \sin^2(kh)}{R(kh)} \quad \text{เมื่อ } kh \leq \pi/2 (h \leq \lambda/4) \quad (2.76ก)$$

$$D_o = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4}{R(kh)} \quad \text{เมื่อ } kh > \pi/2 (h > \lambda/4) \quad (2.76ข)$$

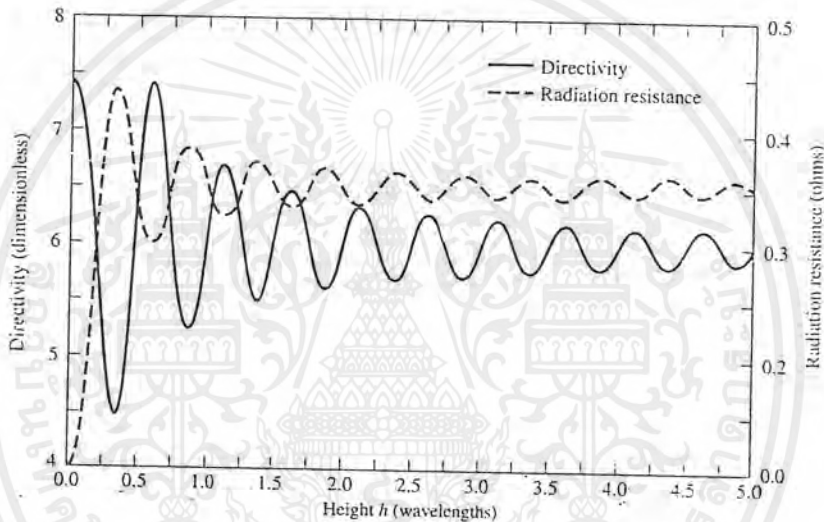
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$R(kh) = \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (2.76ค)$$

เมื่อค่า kh มีค่าน้อยมาก(เข้าใกล้ ศูนย์) จะทำให้สมการที่ (2.76ก) กลายเป็น

$$D_o^{kh \rightarrow 0} = \frac{4 \sin^2(kh)}{\left[\frac{2}{3} - \frac{2}{3} + \frac{8}{15} (kh)^2 \right]} = 7.5 \left(\frac{\sin kh}{kh} \right)^2 \quad (2.77)$$

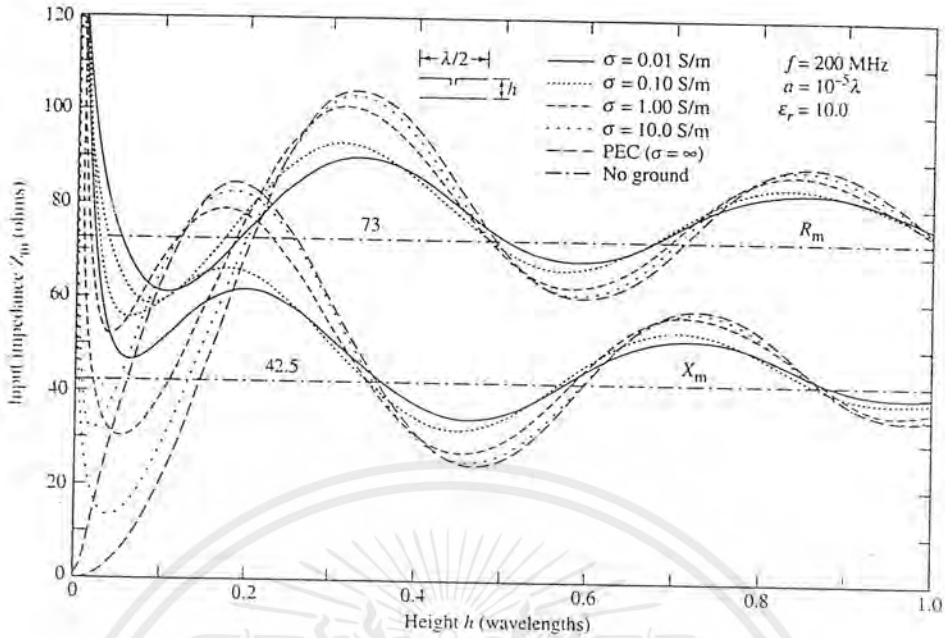


รูปที่ 2.20 แสดงค่าความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่น และไดเรกทิวิตีของไดโพลที่วางตัวในแนวขนานสูงเหนือแผ่นกราวด์เพลนขนาดอนันต์

เมื่อความสูงเป็นศูนย์ ($h = 0$) ก็จะไม่มีการแพร่กระจายคลื่นเลย ในรูปที่ 2.20 จะมีการแสดงค่าของไดเรกทิวิตีด้วย และจากรูปจะเห็นว่า เมื่อค่า h น้อยๆ ค่าไดเรกทิวิตีจะมีค่าประมาณ 7.5 และจะมีค่าประมาณ 6 เมื่อ $h \cong (0.725 + n/2)\lambda, n = 0, 1, 2, 3, \dots$

รูปที่ 2.21 นั้นแสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์(Input Impedance) $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ ของไดโพลครึ่งความยาวคลื่นที่อยู่เหนือแผ่นตัวนำที่มีค่าความนำ(Conductivities) ต่างๆกันได้แก่ $10^{-2}, 10^{-1}, 1, 10$ S/m และค่าความนำเป็นอนันต์ โดยจะเปลี่ยนความสูงของไดโพลให้อยู่ในช่วง 0 ถึง λ

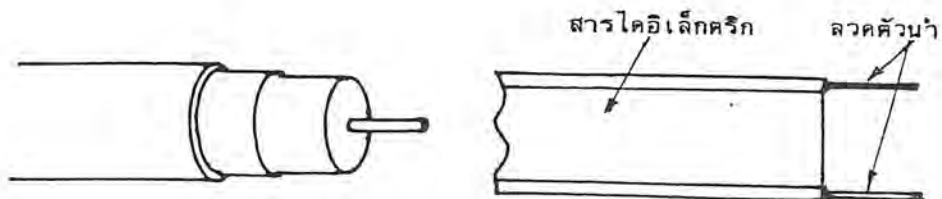
จากรูปที่ 2.21 จะเห็นว่าเมื่อความสูงของไดโพลเหนือแผ่นตัวนำเพิ่มมากขึ้น ค่ารีซิสแตนซ์จะเริ่มมีค่าเข้าใกล้ค่าคงที่คือ 73 โอห์ม และค่ารีแอคแตนซ์ ก็จะเข้าใกล้ค่า 42.5 โอห์ม



รูปที่ 2.21 แสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda/2$ Dipole) ที่อยู่เหนือแผ่นตัวนำ

2.3 สายนำสัญญาณที่ใช้ในระบบรับสัญญาณ FM. และ TV.

ในระบบรับสัญญาณ FM. และ TV. นั้น สายนำสัญญาณจะเป็นแบบโคแอกเซียล 75Ω หรือเป็นแบบสายคู่ขนาน 300Ω รูปที่ 2.22 แสดงโครงสร้างของสายนำสัญญาณทั้งสองแบบนี้ สายแบบโคแอกเซียลนั้นก็จะมีโครงสร้างเหมือนสายโคแอกเซียลที่ใช้ในงานสื่อสารทั่วไป แต่ออกแบบให้อิมพีแดนซ์เป็น 75Ω เท่านั้น สำหรับสายแบบสายคู่ขนานนั้น ตัวสายอาจจะเป็นสายทองแดงเส้นเดี่ยวหรือสายทองแดงแบบตีเกลียว แล้วยึดไว้ด้วยสารโพลีเอทีลีนดังในรูป ตามโครงสร้างสายแบบนี้เป็นสายแบบบาลานซ์ โดยทั่วไปสายแบบสายคู่ขนานจะมีการสูญเสียต่ำกว่าสายโคแอกเซียล แต่เนื่องจากเป็นสายเปิด คือไม่มีการชิลด์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า จึงทำให้ถูกรบกวนจากคลื่นภายนอกได้ง่าย แล้วยังได้รับผลกระทบจากสภาพแวดล้อมได้ง่าย เช่น ถ้ามีหยดน้ำหรือคราบเกลือมาเกาะ ก็จะทำให้ค่าการสูญเสียสูงขึ้นอย่างน่าสังเกต



(ก) สายโคแอกเซียล 75Ω

(ข) สายคู่ขนาน 300Ω

รูปที่ 2.22 แสดงสายนำสัญญาณที่ใช้ในระบบรับสัญญาณ FM. และ TV.

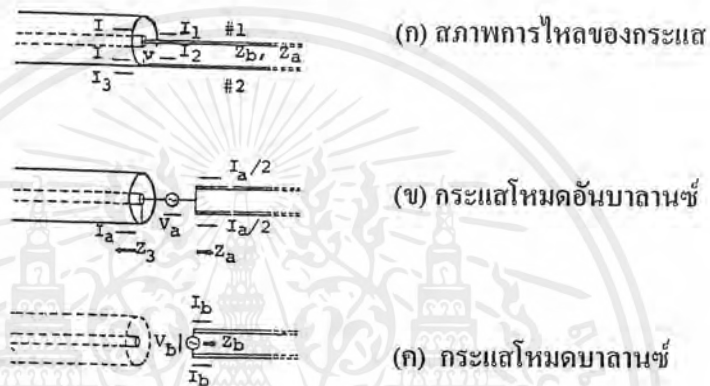
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สภาพการไหลของกระแสเมื่อนำสายนำสัญญาณแบบอิมบาลานซ์ต่อโดยตรงกับสายแบบบาลานซ์

เมื่อนำสายนำสัญญาณแบบอิมบาลานซ์ เช่น สายโคแอกเชียลต่อโดยตรงกับสายแบบบาลานซ์ เนื่องจากคุณสมบัติของสายทั้งสองแบบนี้ไม่เหมือนกัน จะเกิดกระแสในโหมดอิมบาลานซ์ และโหมดบาลานซ์ไหลอยู่ รูปที่ 2.23 แสดงสภาพการไหลของกระแสดังกล่าวนี้ เมื่อให้กระแสและแรงดันในโหมดทั้งสองเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป จากการเปรียบเทียบรูป (ก), (ข) และ (ค) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสในรูปต่อไปนี้

$$I_1 = \frac{I_a}{2} - I_b \quad (2.78)$$

$$I_2 = \frac{I_a}{2} + I_b \quad (2.79)$$



รูปที่ 2.23 แสดงสภาพการไหลของกระแสเมื่อนำสายโคแอกเชียลต่อโดยตรงกับสายแบบคู่ขนาน

และเนื่องจากกระแสที่ไหลที่ผิวในของโลหะนอกของสายโคแอกเชียลมีขนาดเท่ากับกระแสที่ไหลที่โลหะในแต่มีทิศทางตรงกันข้าม เพราะฉะนั้นจากรูปจะได้

$$I_2 + I_3 = -I_a \quad (2.80)$$

$$I_3 = -I_a \quad (2.81)$$

จากรูป 2.23 (ข) และรูป (ค) ซึ่งเป็นรูปของกระแสมอิมบาลานซ์และกระแสบาลานซ์ตามลำดับจะได้

$$\frac{V_a}{I_a} = Z_a + Z_3 \quad (2.82)$$

$$\frac{V_b}{I_b} = Z_b \quad (2.83)$$

ในขณะที่ Z_a และ Z_b เป็นอิมพีแดนซ์ในโหมดอิมบาลานซ์และโหมดบาลานซ์ของสายคู่ขนานตามลำดับ และ Z_3 เป็นอิมพีแดนซ์ของโหมดอิมบาลานซ์ของสายโคแอกเชียลดังแสดงไว้ในรูป และจากรูปทั้งสองจะได้รับความต่างศักย์ ที่จุดเริ่มต้นของสายอันดับที่ 2 เป็นดังนี้คือ

$$V_2 = -I_a Z_3 = \frac{I_b}{2} Z_b + I_a Z_a \quad (2.84)$$

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง I_a และ I_b ในรูปต่อไปนี้

$$I_b = -2 \frac{Z_a + Z_3}{Z_b} I_a \quad (2.85)$$

และเมื่อหาความสัมพันธ์ระหว่าง I_a กับ I โดยใช้สมการ (2.79) – (2.81) ร่วมกับสมการ (2.85) จะได้

$$I_a = \frac{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_b}{Z_a + Z_3} I}{\frac{1}{4} \cdot \frac{Z_b}{Z_a + Z_3} + 1} \quad (2.86)$$

และจากสมการ (2.82) และ (2.83) จะเขียน V_b ในรูปของ I ได้ดังนี้

$$V_b = - \frac{I}{\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{Z_a + Z_3} + \frac{1}{Z_b}} \quad (2.87)$$

จากสมการข้างต้น จะสามารถหาอัตราส่วนของ V_a กับ V_b และ I_a กับ I_b ได้ดังนี้

$$\frac{V_a}{V_b} = -\frac{1}{2} \quad (2.88)$$

$$\frac{I_a}{I_b} = -\frac{Z_b}{2(Z_a + Z_3)} \quad (2.89)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.89) จะเห็นได้ว่า ถ้า Z_a หรือ Z_3 มีค่าเป็นอนันต์ I_a จะเป็นศูนย์ นั่นคือจะมีแต่กระแสโหมคบาลานซ์เท่านั้นที่ไหล อย่างไรก็ตาม Z_a นั้นโดยทั่วไปจะมีค่าไม่เป็นอนันต์ จึงต้องทำให้ Z_3 มีค่าเป็นอนันต์ ชิ้นส่วนที่ทำให้ Z_3 มีค่าเป็นอนันต์นี้เรียกว่าบาลัน (Balun) ซึ่งย่อมาจากคำว่า Balanced to unbalanced converting unit

2.4.1 บาลันแบบบาซูก้า (Bazooka balun)

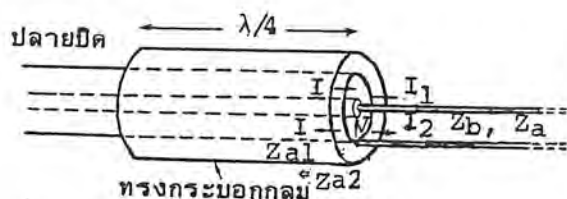
บาลันแบบบาซูก้านี้มีชื่อเรียกตามรูปร่างของบาลัน ซึ่งมีส่วนคล้ายเป็นบาซูก้าดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.24 กล่าวคือที่ปลายสายโคแอกเชียลจะมีปลอกโลหะยาว $\lambda/4$ โอบอยู่ด้านนอกโดยที่ปลายด้านปลายสายโคแอกเชียลเปิดอยู่ ส่วนอีกปลายด้านหนึ่งต่อกับผิวนอกของโลหะนอกของสายโคแอกเชียลสำหรับสายคู่ขนานนั้นจะต่อกับโลหะในและโลหะนอกดังในภาพ ถ้าให้กระแสที่ไหลในส่วนต่าง ๆ เป็นดังที่แสดงในภาพ และให้ Z_a , Z_b เป็นอิมพีแดนซ์ของโหมคอินบาลานซ์ และโหมคบาลานซ์ของสายคู่ขนานตามลำดับ และ Z_{a1} เป็นอิมพีแดนซ์ของบาลันและ Z_{a2} เป็นอิมพีแดนซ์ที่มองจากเปลือกนอกของบาลัน เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันในรูปที่ 2.24

$$I_1 + I_2 = \frac{V}{2(Z_a + Z_{a1} + Z_{a2})} \quad (2.90)$$

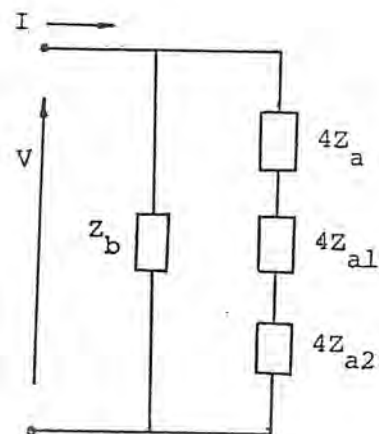
$$I_1 - I_2 = \frac{2V}{Z_b} \quad (2.91)$$

ซึ่งจะได้

$$I = I_1 = V \left\{ \frac{1}{Z_b} + \frac{1}{4(Z_a + Z_{a1} + Z_{a2})} \right\} \quad (2.92)$$



(ก) รูปร่างของบอลลูนแบบบาชูก้า



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.24 รูปร่างของบอลลูนแบบบาชูก้า และวงจรสมมูล

สมการ (2.92) เมื่อนำกลับไปเขียนเป็นวงจรสมมูลจะได้เป็นดังรูปที่ 2.24 (ข) ซึ่งถ้าเราทำให้อิมพีแดนซ์ของบอลลูนคือ Z_{a1} เป็นอนันต์ก็จะมีเพียงกระแสบอลลูนเท่านั้นที่ไหล จากสมการ (2.90) และสมการ (2.92) ก็จะเขียนได้ดังนี้คือ

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (2.93)$$

$$I = I_1 = \frac{V}{Z_b} \quad (2.94)$$

ซึ่งหมายถึง I_1 และ I_2 จะเป็นกระแสที่มีขนาดเท่ากันไหลทิศตรงกันข้ามกันคือกระแสไหลบวกลานชั้นเอง และสมการ (2.94) ก็แสดงให้เห็นว่ากระแสที่ไหลในสายโคแอกเซียลก็จะไหลต่อเข้าสายคู่ขนานไป และเนื่องจากบอลลูนแบบนี้จะมีอัตราการแปลงอิมพีแดนซ์เป็น 1:1 ดังนั้นสายคู่ขนานที่มาต่ออยู่ก็ต้องมีอิมพีแดนซ์ของโหมบวกลานชั้นเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายโคแอกเซียล

บอลลูนแบบบาชูก้านี้จะมีแบนวิธค่อนข้างแคบ เพราะเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความยาวของส่วนที่เป็นบอลลูนจะผิดไปจาก $\lambda/4$ ทันทึ ซึ่งหมายถึงจะมีกระแสบอลลูนชั้นไหล และบอลลูนสูญเสียคุณลักษณะของบอลลูนที่ดีไป

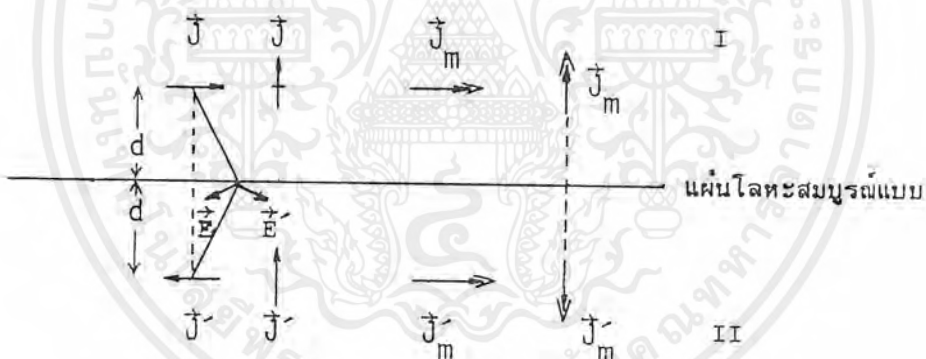
2.5 ทฤษฎีภาพเสมือน

ในสายอากาศที่ใช้งานจริงนั้น บ่อยครั้งที่เรามักจะนำแผ่นสะท้อนคลื่นมาวางไว้ด้านหลังของตัวสายอากาศเพื่อให้คลื่นสะท้อนออกไปทางด้านหน้าเท่านั้น หรือสายอากาศไปอยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กับวัสดุที่สามารถสะท้อนคลื่นได้ ถ้าแผ่นสะท้อนที่มีขนาดใหญ่มาก การหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทางด้านหน้านั้น จะทำได้โดยการวางสายอากาศสภาพเสมือนที่เหมาะสมไว้ตรงตำแหน่งที่เหมาะสม

ในกรณีที่มีแผ่นสะท้อนเป็นแผ่นโลหะเรียบ และมีสภาพการนำไฟฟ้าที่ดีมาก ตามเงื่อนไขขอบเขตสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะ บนผิวโลหะจะต้องเป็นศูนย์ (เงื่อนไขดังกล่าวนี้บางครั้งเรียกว่าผนังไฟฟ้า) ตามรูปที่ 2.25 ถ้าแหล่งกำเนิดคลื่นเป็นแบบกระแสไฟฟ้าวางขนานกับแผ่นโลหะห่างจากผิวโลหะเป็นระยะทาง d ถ้าเราดึงแผ่นโลหะออกแล้ว วางกระแสไฟฟ้าเสมือนที่ชี้ทิศตรงข้ามกับกระแสจริงที่ตำแหน่งห่างจากแผ่นสะท้อนลงมาทางด้านล่างเป็นระยะทาง d เช่นเดียวกัน เราจะพบว่าสนามไฟฟ้าตรงตำแหน่งของผิวโลหะที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าจริงคือ \vec{E} และที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าเสมือนคือ \vec{E}' จะอยู่ในทิศที่ส่วนประกอบในแนวสัมผัสมีขนาดเท่ากัน และชี้ทิศตรงกันข้ามเสมอ ซึ่งทำให้สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสเป็นศูนย์เสมอ เมื่อเป็นเช่นนี้เราอาจกล่าวได้ว่า กระแสไฟฟ้าเสมือนที่เกิดขึ้นนี้จะทำหน้าที่เหมือนกับแผ่นโลหะสะท้อน เพราะฉะนั้นในการคิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศว่าง I เราจะได้โดยวางกระแสไฟฟ้าเสมือนแล้วนำแผ่นโลหะออกดังกล่าวข้างต้น

ในรูปที่ 2.25 ยังได้แสดงกรณีที่กระแสไฟฟ้าอยู่ในแนวตั้งฉากกับแผ่นสะท้อน ซึ่งในกรณีนี้เราจะได้กระแสไฟฟ้าเสมือนชี้ในทิศเดียวกัน สำหรับกระแสแม่เหล็กนั้น ทิศทางของกระแสแม่เหล็กเสมือนจะชี้ทิศตรงกันข้ามกับกรณีของกระแสไฟฟ้า

ในทางปฏิบัติอาจมีกรณีที่กระแสอยู่ในแนวเฉียง ๆ ได้ ในกรณีเช่นนี้ก็สามารถวางกระแสเสมือนได้โดยแยกกระแสจริงให้อยู่ในแนวขนาน และแนวตั้งฉากกับผิวโลหะสะท้อน



รูปที่ 2.25 แสดงภาพเสมือนของกระแสไฟฟ้า และกระแสแม่เหล็กเมื่อวางอยู่เหนือแผ่นโลหะ

2.6 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler Effect)

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ คือปรากฏการณ์ที่ผู้สังเกตได้รับความถี่คลื่นเสียงจากแหล่งกำเนิด (source) คลื่นต่างจากความถี่เดิม ขณะที่ความเร็วสัมพัทธ์กันไม่เป็นศูนย์ และสังเกตได้ว่าคลื่นมีความถี่ต่างไปจากตอนที่หยุดนิ่ง หรือตอนที่ความเร็วสัมพัทธ์เป็นศูนย์

กำหนด

f_0 เป็นความถี่คลื่นเสียงเมื่อแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตอยู่นิ่ง ๆ

u เป็นความเร็วของคลื่น

V_s เป็นความเร็วของแหล่งกำเนิด

V_L เป็นความเร็วของผู้สังเกต

f เป็นความถี่ที่สังเกตได้

ตัวอย่างเช่น เมื่อรถดับเพลิง หรือรถไฟเปิดสัญญาณขอทาง รถกำลังแล่นเข้าหาผู้สังเกตจะเกิดเหตุการณ์ขึ้น 2 กรณีคือ

- (ก) เสียงจะดังมากขึ้น เพราะรถแล่นเข้าหาผู้สังเกตทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความเข้มมากขึ้น ไม่ใช่ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์
- (ข) เสียงจะแหลมขึ้น เพราะรถแล่นเข้าหาผู้สังเกตทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่มากขึ้น เป็นปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

เราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดเสียงได้ 2 แบบคือ

1. แหล่งกำเนิดเสียงแบบหยุดอยู่กับที่
2. แหล่งกำเนิดเสียงแบบสามารถเคลื่อนที่ได้

2.6.1 แหล่งกำเนิดอยู่กับที่

เช่น ลำโพงในห้องฟังเสียง ความยาวคลื่นข้อมเท่ากัน สมมติความเร็วเสียงในอากาศเป็น u ความเร็วของผู้ฟังเป็น V_L ดังรูปที่ 2.26 เมื่อผู้ฟังเข้ามาข้อมได้รับคลื่นมากขึ้น (ความถี่มากขึ้น) ข้อมได้รับความเร็วสัมพัทธ์เป็น $u + V_L$

จากสูตร

$$V = f\lambda$$

$$u + V_L = f\lambda$$

$$f = \frac{u + V_L}{\lambda}$$

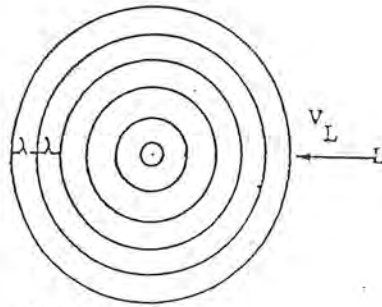
(2.95)

หมายเหตุ ในทางกลับกันถ้าผู้ฟังเคลื่อนที่หนีคลื่นเสียงออกไป ข้อมได้ความเร็วสัมพัทธ์น้อยลง เป็น $u - V_L$

สูตร

$$f = \frac{u - V_L}{\lambda}$$

(2.96)



S - source

L - Listener

รูปที่ 2.26 แสดงคลื่นของแหล่งกำเนิดอยู่กับที่

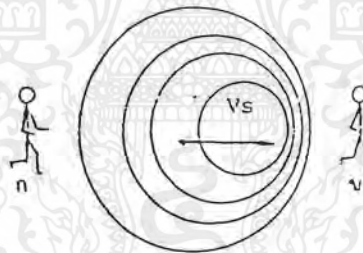
2.6.2 แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ด้วย

เช่น รถไฟกำลังแล่นและเปิดหวูดตามรูปที่ 2.27 ทางด้าน นาย ก. จะได้รับ λ ของคลื่นสั้นลง (แต่ นาย ข. หลังรถได้ยิน λ ยาวขึ้น) ความยาวคลื่นไม่เกี่ยวกับความเร็วของผู้ฟังเลย สมมติความเร็วเสียงในอากาศเป็น v ความเร็วของแหล่งกำเนิดเสียงเป็น V_s

จากสูตร

$$V = \frac{s}{t}$$

$$s = vt$$



รูปที่ 2.27 แสดงคลื่นของแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

ในเวลา t วินาที เสียงเคลื่อนที่ได้ vt เมตร

ในเวลา t วินาที แหล่งกำเนิดเสียงเคลื่อนที่ได้ $V_s t$ เมตร

ระยะทางจริง ๆ ที่เคลื่อนที่จะได้จาก แหล่งกำเนิด = $vt - V_s t$ เมตร

ถ้าแหล่งกำเนิดส่งคลื่นด้วยความถี่ f_0 เฮิรตซ์

1 วินาที จะปล่อยคลื่นออกมา f_0 ลูกคลื่น

t วินาที จะปล่อยคลื่นออกมา $f_0 t$ ลูกคลื่น

$f_0 t$ ลูกคลื่น ได้ระยะทาง $vt - V_s t$ เมตร

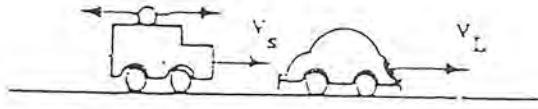
1 ลูกคลื่น ได้ระยะทาง $\frac{vt - V_s t}{f_0 t}$ เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda = \frac{u - V_s}{f_0} \quad (2.97)$$

ถ้ารวมทั้งสองตอนเข้าด้วยกัน

- (ก) แหล่งกำเนิดเคลื่อนเข้ามายังผู้ฟัง
- (ข) ผู้ฟังเคลื่อนออกไปด้วย



รูปที่ 2.28 แสดงแหล่งกำเนิดเคลื่อนเข้ามายังผู้ฟัง และผู้ฟังเคลื่อนออกไปด้วย

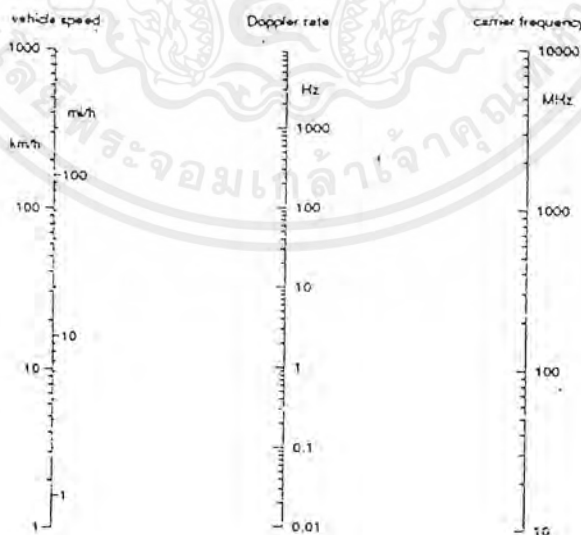
แทนค่าสมการ (2.97) ลงในสมการ (2.96) จะได้

$$f = \frac{u - V_L}{(u - V_s) / f_0}$$

$$f = \frac{f_0(u - V_L)}{u - V_s} \quad (2.98)$$

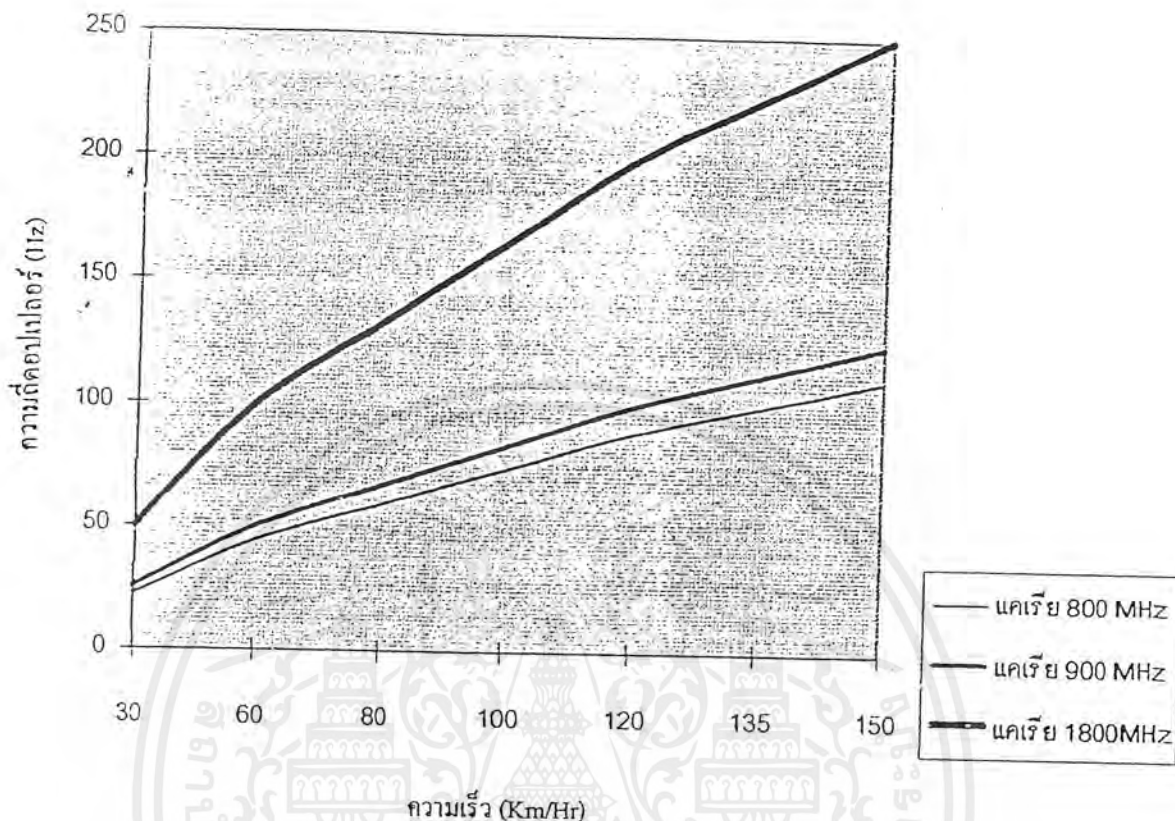
ในทางกลับกัน ถ้าแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้ฟัง ผู้ฟังเคลื่อนที่เข้าหาคลื่นเสียง จะได้ความเร็วเป็นลบ เพราะตรงข้ามกับทิศทางที่สมมติไว้ในตอนแรก จะได้ว่า

$$f = \frac{f_0(u + V_L)}{u + V_s} \quad (2.99)$$



รูปที่ 2.29 แสดงโมโน-กราฟ (Mono-Graph) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่แครี่เรียร์, ความถี่ดอปเปลอร์ และความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

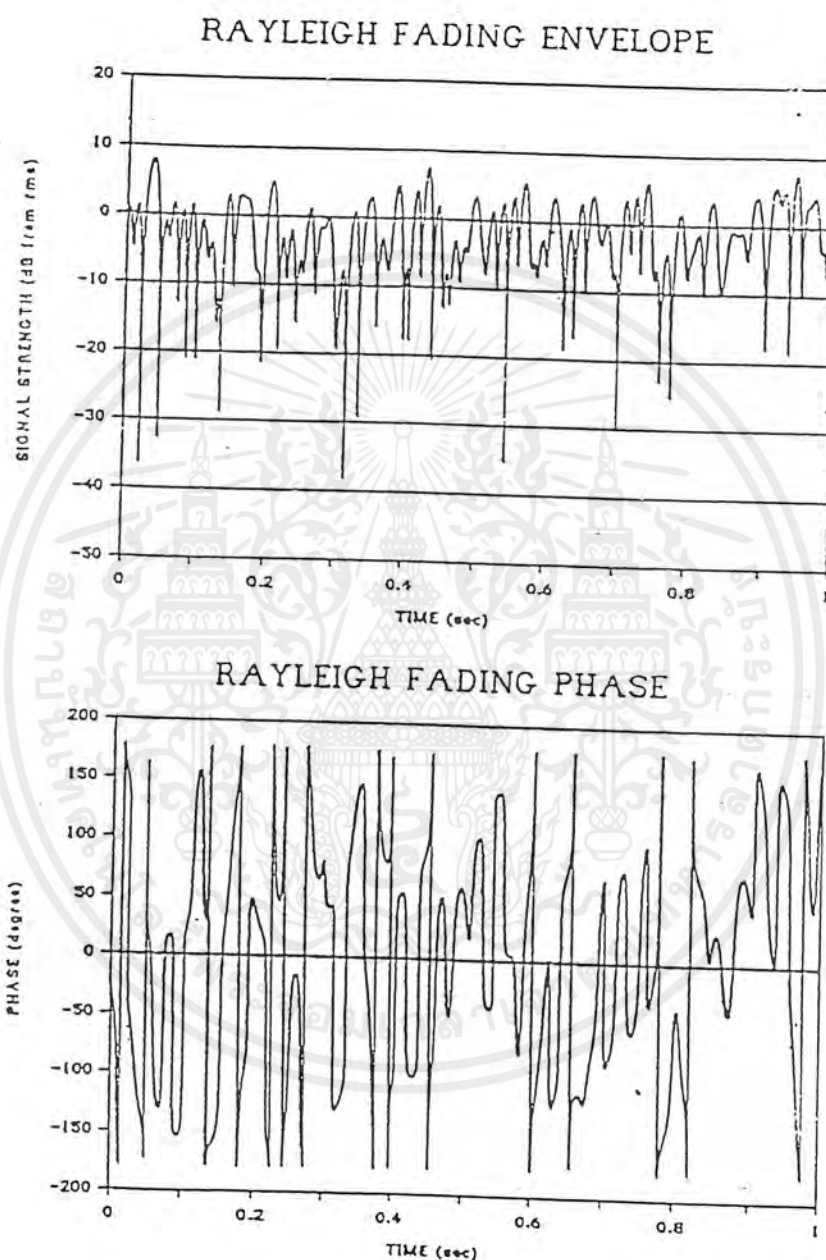


รูปที่ 2.30 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับความถี่ดอปเปลอร์ของโมบายที่มีควสามถี่แคเรียร์ต่างกัน

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับความถี่ดอปเปลอร์ของโมบายที่มีความถี่แคเรียร์ต่างกัน เราสามารถสรุปได้ว่าเมื่อความเร็วของโมบายเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่ดอปเปลอร์เพิ่มขึ้นด้วย และหากความถี่ของแคเรียร์เพิ่มขึ้นก็จะทำให้ความถี่ของดอปเปลอร์เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ซึ่งเมื่อเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวขึ้นจะทำให้สัญญาณที่โมบายรับได้เปลี่ยนไปจากเดิมที่ส่งมา ยิ่งความเร็วของโมบายมีค่ามากเท่าไร หรือความถี่แคเรียร์สูงเท่าไรยิ่งจะทำให้สัญญาณที่โมบายรับได้ผิดเพี้ยนมากขึ้นเท่านั้น ซึ่งจะทำให้คุณภาพเสียงด้อยลง

2.6.3 การจางหายของสัญญาณแบบเรย์เลห์ (Rayleigh Fading)

ถ้าองค์ประกอบแบบหลายเส้นทางของสัญญาณที่รับได้เป็นเส้นทางที่อิสระแล้วลักษณะของสัญญาณดังกล่าวเรียกว่า เรย์เลห์ (Rayleigh) รูปแบบของลักษณะสัญญาณที่รับได้ และเฟสของสัญญาณเป็นฟังก์ชันของเวลาดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 แสดงขนาด และเฟสของสัญญาณจางหายแบบเรย์เล่ย์
โดยที่ยานพาหนะมีความเร็ว 30 ม./ชม. ความถี่คลื่นพาห้ 900 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการแสดงตัวอย่างของช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่เป็นที่ต้องการสำหรับทั้งการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ และการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ของระบบวิทยุเคลื่อนที่ ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์เลห์ที่สามารถที่จะจำลองได้ดังรูปที่ 2.32 จะเห็นว่า มีช่องควอดเรเจอร์ (quadrature) 2 ช่องในแบบจำลอง เอาท์พุทจากแหล่งกำเนิดเกาส์เซียนนอยส์ (Gaussian noise sources) จะถูกจ่ายให้กับวงจรกรองความถี่เพื่อที่จะแทนผลกระทบของความถี่คอปเปอเรอร์ ดังนั้นก่อนที่จะพิจารณาแบบจำลองต่อไป จะต้องมาพิจารณาคอปเปอเรอร์ที่เปลี่ยนแปลงสัญญาณส่งที่ส่งให้ยานพาหนะ ในที่นี้เราจะกำจัดขอบเขตให้อยู่ตามแนวความคิดพื้นฐานเท่านั้น โดยจะพิจารณาการส่งด้วยสัญญาณคลื่นพาห่ที่ไม่มีมอดูเลทจากสถานีส่ง ทิศทางการเคลื่อนที่ของยานพาหนะจะมีทิศทางที่ทำมุมเป็น α_1 โดยอ้างอิงกับสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางจำนวน I เส้นทาง และมีความถี่คลื่นพาห่คือ f_c ที่เปลี่ยนเป็น $f_c + f_m \cos \alpha_1$ โดยที่ $f_m = v / \lambda = v f_c / c$ และ v แทนความเร็วของยานพาหนะ $\lambda = c / f_c$ แทนความยาวคลื่นของความถี่คลื่นพาห่ และ c เป็นความเร็วคลื่นแสง สังเกตว่าความถี่คอปเปอเรอร์สามารถจะเป็นได้ทั้งบวกหรือลบขึ้นอยู่กับ α_1 และที่ความถี่สูงสุดและต่ำสุดของความถี่คอปเปอเรอร์คือ $\pm f_m$ ความถี่สูงสุดและต่ำสุดจะสอดคล้องกับมุม $\alpha_1 = 0$ เมื่อรัศมีแทนด้วยความยาวถนนที่ยานพาหนะเคลื่อนที่อยู่ มันคล้ายกับว่าเป็นการเปลี่ยนความถี่ของหวูดรถไฟที่ได้ยินโดยบุคคลซึ่งกำลังยืนอยู่บนทางรถไฟเมื่อรถไฟมุ่งหน้าเข้ามาหรือถอยออกห่างจากคนนั้น

สมมติว่า α_1 ถูกแบ่งไว้เหมือน ๆ กัน ความถี่คอปเปอเรอร์ มีการแบ่งโคซายน์แบบสุ่ม power spectral density $S(f)$ ของคอปเปอเรอร์สามารถที่จะถูกคำนวณด้วยสมการกำลังสัญญาณที่ได้รับในมุม $d\alpha$ ด้วยกำลังคอปเปอเรอร์ $S(f)df$ โดยที่ df จะได้จากการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของความถี่คอปเปอเรอร์ $f_m \cos \alpha$ ด้วย α กำลังที่รับได้ที่ยานพาหนะขึ้นอยู่กับอัตราขยายกำลังของสายอากาศและการโพลาไรเซชันที่ใช้ ด้วยเหตุนี้การส่งสัญญาณคลื่นพาห่แบบไม่มีการมอดูเลทที่รับได้เป็นสัญญาณแบบหลายทิศทางซึ่งสเปกตรัมไม่ได้มีความถี่คลื่นพาห่ f_c เพียงความถี่เดียว แต่จะมีความถี่ไปเป็น $f_c \pm f_m$ ซึ่งสามารถแสดงสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 2.32 โดยทั่วไปแล้วเราสามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ RF. ที่รับได้เป็น $S(f)$

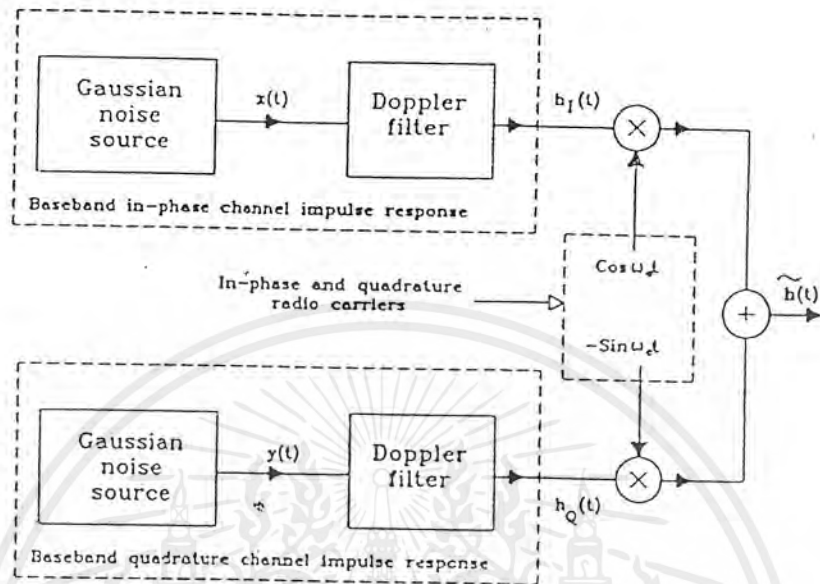
$$s(f) = \frac{A}{\sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \quad (2.100)$$

โดย A เป็นค่าคงที่ สังเกตว่า f_m ขึ้นอยู่กับผลของความเร็วของยานพาหนะและความถี่ที่ส่งออกจากรูปที่ 2.32 ถ้าวงจรกรองคอปเปอเรอร์ไม่ถูกรวมเข้าไว้เช่น $h_1(t) = x(t)$ และ $h_0(t) = y(t)$ แล้ว

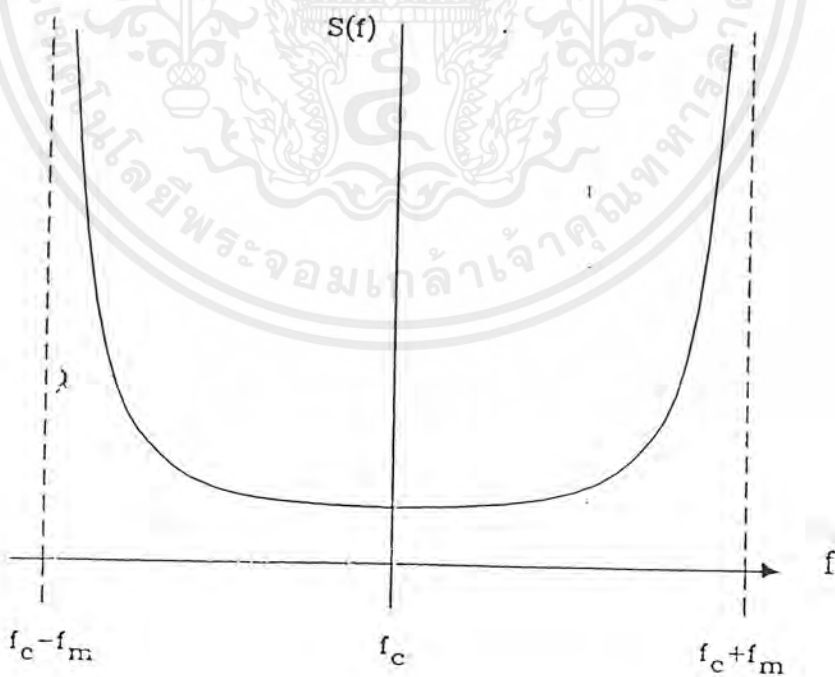
ได้เอาท์พุทคือ

$$h(t) = x(t) \cos \omega_c t - y(t) \sin \omega_c t \quad (2.101)$$

โดยที่ $x(t)$ และ $y(t)$ เป็นค่าเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มของเกาส์เซียนอิสระ



รูปที่ 2.32 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณจางหายแบบเบเรย์เลห์



รูปที่ 2.33 แสดงสเปกตรัมคอปเปลอร์ของสัญญาณคลื่นพาห่ที่ไม่ได้ถูกมอดูเลต

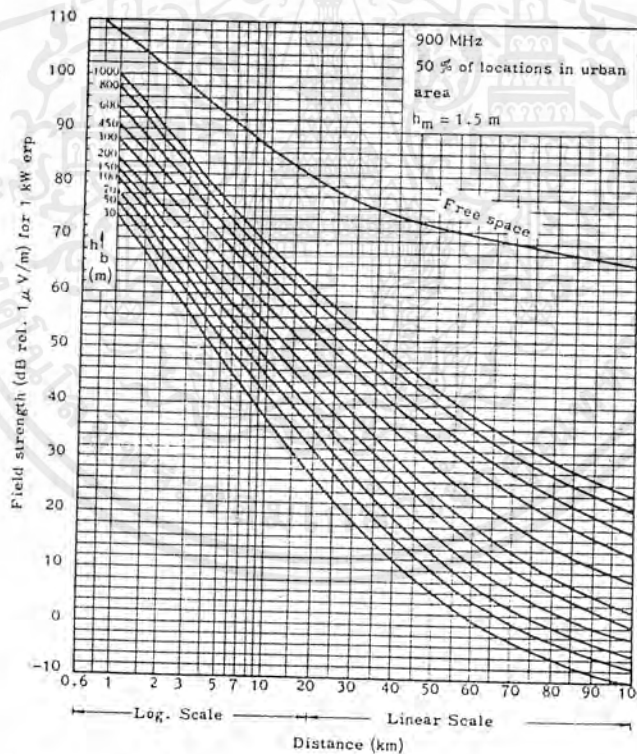
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การคำนวณค่าลดทอนจากการแพร่กระจายคลื่นในระบบวิทยุเคลื่อนที่

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

ในการวางแผนออกแบบระบบวิทยุเคลื่อนที่ภาคพื้นดินนั้น จำเป็นต้องทราบถึง ลักษณะสมบัติ การแพร่กระจายคลื่น โดยวิธีการนั้นจะใช้ผลการทดลองหลายๆครั้ง และใช้การจัดการข้อมูลทางสถิติ ซึ่งมี ผู้ที่ทำการพัฒนาวิธีการต่างๆที่จะใช้คำนวณหาความแรงของสัญญาณจากเครื่องส่งไปถึงเครื่องรับที่อยู่ห่าง กันและแสดงให้เห็นว่าค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นมีความสัมพันธ์แบบลอการิทึม (logarithm) กับ ระยะห่างระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ จากผลการศึกษาทั้งหมดพบว่า ผลการศึกษาของโอคุมูระ (Y.Okumura) จะเหมาะกับการใช้งานจริงมากที่สุด เพราะสามารถหาความแรงของสัญญาณ (field strength) และขอบเขตของพื้นที่บริการได้ด้วย นอกจากนี้วิธีการคำนวณค่าคาดคะเน (propagation prediction) การแพร่กระจายคลื่นของโอคุมูระนี้ ถูกใช้เป็นมาตรฐานในการออกแบบระบบการสื่อสาร เคลื่อนที่ (land mobile systems) ของญี่ปุ่นด้วย

ในวิธีการคาดคะเนของโอคุมูระ จะมีการใช้ตัวแปรที่สำคัญในการสร้างเส้นโค้งความแรงของ สัญญาณที่วัดได้ในตัวแปรพื้นฐาน (Basic median field strength curve) ได้แก่ ความสูงประสิทธิภาพของ สายอากาศส่งที่สถานีฐาน (h_b), ความถี่ (f_c) และความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ (h_m)



รูปที่ 2.34 แสดงเส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐาน ในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 2.34 แสดงเส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐาน ของความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์ ในการที่จะวางแผนระบบโดยใช้วิธีนี้จำเป็นต้องเลือกเส้นโค้งที่สอดคล้องกับ f_c , h_b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ h_m แต่วิธีการคาดคะเนของโอกูมุระนี้จะมีผลที่ได้อยู่ในลักษณะของเส้นโค้ง ซึ่งจะยุ่งยากมากในการนำมาวิเคราะห์ ซึ่งต่อมา มาซาฮารุ ฮาตะ (Masaharu Hata) ก็ได้ทำการแก้ไขค่าต่างๆจากเส้นโค้งให้อยู่ในรูปของสมการ โดยกำหนดสภาพพื้นฐานไว้ดังนี้

- การลดทอนของสัญญาณจากการแพร่กระจายคลื่น จะพิจารณาจากสายอากาศแบบไอโซทรอปิก
- สมมติให้เป็นพื้นที่ราบเรียบ และจะไม่นำการลดทอนที่เกิดจากสิ่งกีดขวางมาคิด
- สมการพื้นฐานหลักจะคำนวณจากสภาพแวดล้อมในเขตตัวเมือง สำหรับในพื้นที่อื่นๆการใช้แฟกเตอร์การแก้ไขจากสมการพื้นฐาน

2.7.1 ค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นระหว่างสายอากาศแบบไอโซทรอปิก

(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} คือระยะหน้าตัดการดึงดูดของสายอากาศไอโซทรอปิก และ P_u คือ ความหนาแน่นของกำลังงานที่รับได้ ดังนั้นเราหาค่ากำลังงานที่รับได้ (P_r) ได้คือ

$$P_r \text{ (dBm)} = P_u \text{ (dBm / m}^2\text{)} + 10 \log_{10} (A_{eff}) \quad (2.102)$$

เมื่อ

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

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

ขณะที่ค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นคือ ค่าความแตกต่างระหว่างกำลังงานที่แพร่กระจายออกไป กับกำลังงานที่รับได้ โดยการใส่สมการที่ (1) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} L_p \text{ (dB)} &= P_t - P_r \\ &= P_t \text{ (dBW)} - E \text{ (dB}\mu\text{V / m)} - 10 \log_{10} (\lambda^2 / 4\pi) + 145.8 \end{aligned} \quad (2.103)$$

2.7.2 ค่าลดทอนและเส้นโค้งการคาดคะเนของโอกูมุระ

(Okumura's Prediction Curve and Propagation Loss)

เส้นโค้งการคาดคะเนของโอกูมุระ ได้จากการรับสัญญาณที่ถูกส่งที่ 1kW EIRP / dipole จึงจำเป็นต้องแปลงจาก ERP / dipole ให้เป็น EIRP โดยการแปลงนั้นจะทำให้โดยบวกค่าความแตกต่างของอัตราขยายกำลังระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิกและสายอากาศไดโพล ก็คือ บวกด้วย 2.2 dB เข้าไป

$$P_t \text{ (dBW .EIRP)} = P_t' \text{ (dBW .ERP / dipole)} + 2.2 \text{ (dB)} \quad (2.104)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.103) และ (2.104) จะหาค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่น L_p (dB) ระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิก โดยการใช้เส้นโค้งการคาดคะเน และได้ดังสมการต่อไปนี้

$$L_p \text{ (dB)} = 178 - 10 \log_{10} (\lambda^2 / 4\pi) - E \text{ (dB}\mu\text{V / m)} \quad (2.105)$$

2.7.3 สูตรสำหรับการหาค่าลดทอนการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดลอง

(Empirical Formula for Propagation Loss)

สูตรพื้นฐานของการหาค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่น ในพื้นที่ตัวเมือง ที่มีลักษณะเป็นที่ราบ จะหาได้โดยการใช้เส้นโค้งความแรงของสัญญาณที่วัดได้ในตัวกลางพื้นฐาน (Basic median field strength curve) และจากการทดสอบเส้นโค้งนี้ จะเห็นว่า ความแรงของสัญญาณ E (dB μ V / m) นั้นจะเป็นฟังก์ชันของระยะทาง R (km) คือ

$$E \text{ (dB}\mu\text{V / m)} = \gamma + \beta \log_{10} R \quad (2.106)$$

เมื่อ γ และ β เป็นค่าคงที่ หาได้จาก h_b (m) และ f_c (MHz) ดังนั้นค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นจะกำหนดได้จากการแทนสมการ (2.106) ลงใน (2.105)

$$L_p \text{ (dB)} = A + B \log_{10} R \quad (2.107)$$

$$A = 178 - 10 \log_{10} (\lambda^2 / 4\pi) - \gamma + a(h_m) \quad (2.108)$$

$$B = -\beta \quad (2.109)$$

เมื่อ $a(h_m)$ เป็นแฟกเตอร์สำหรับการแก้ไขของความสูงของสายอากาศที่เคลื่อนที่ h_m (m) ซึ่งในเส้นโค้งมาตรฐานนั้นจะใช้ $h_m = 1.5m$ ดังนั้นเราจะให้ $a = 0dB$ เมื่อ $h_m = 1.5m$ และค่า $a(h_m)$ จะเป็นค่าอื่นเมื่อ h_m เปลี่ยนไป .

ในการใช้สมการที่ (2.106) และ (2.107) ค่า A ได้จากการที่ให้ความแรงของสัญญาณ E (dB μ V / m) ที่ $R = 1km$ และ B หาได้จากความชันของเส้นโค้งความแรงของสัญญาณ

ตาราง I	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 แสดงค่าของ A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

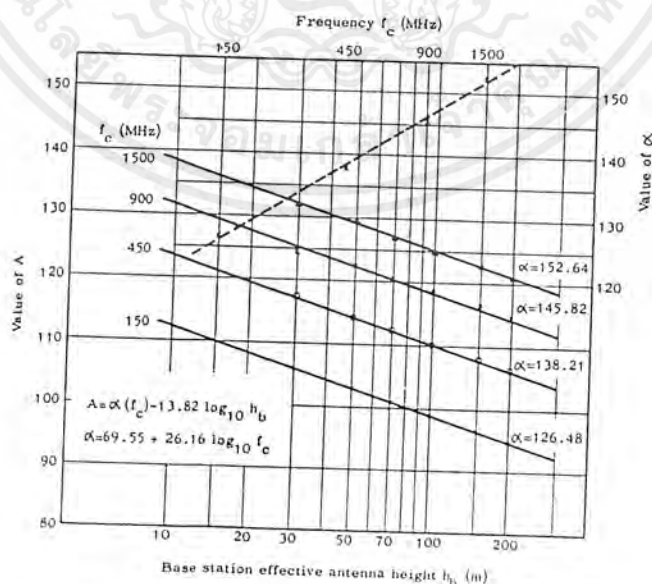
- ที่แต่ละความถี่ f_c (MHz) นั้นค่า A จะลดลง เมื่อความสูงของสายอากาศที่สถานีฐาน h_b (m) เพิ่มขึ้น

- เมื่อให้ h_b คงที่แล้วเปลี่ยนค่า f_c ไปโดยการคูณค่า n จะได้ว่า ค่า A จะเพิ่มขึ้นเป็นแบบ $\log(n)$ ซึ่งค่า A แสดงไว้ในรูปที่ 2.35 จะได้ว่า

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

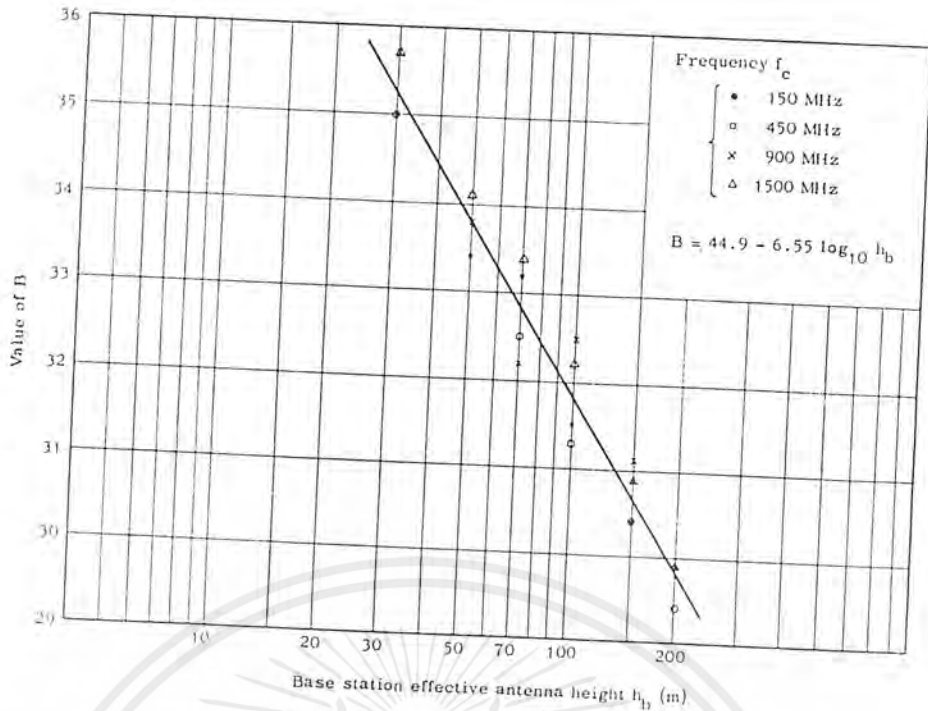
$$\alpha = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c$$

(2.110)



รูปที่ 2.35 แสดงกราฟแสดงค่าของ A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 แสดงกราฟแสดงค่าของ B

ตารางที่ 2.2 การเปลี่ยนแปลงของค่า B ก็จะมีลักษณะที่สังเกตได้ คือ

- B จะไม่ขึ้นอยู่กับ f_c
- เมื่อ h_b เพิ่มขึ้น ค่า B ก็จะลดลง

ค่า B แสดงไว้ในรูปที่ 2.36 แล้ว เมื่อเรลากเส้นในรูปที่ 2.36 เชื่อมต่อระหว่างค่าเฉลี่ยของแต่ละค่า h_b เราจะได้เป็นกราฟเส้นตรง ซึ่งก็แสดงได้ดังรูป และจะได้

$$B = 44.9 - 6.55 \log_{10} h_b \quad (2.111)$$

เมื่อเราแทนสมการ (2.110) และ (2.111) ลงใน (2.107) สูตรพื้นฐานของค่าการลดทอน การแพร่กระจายคลื่น จะประกอบด้วย

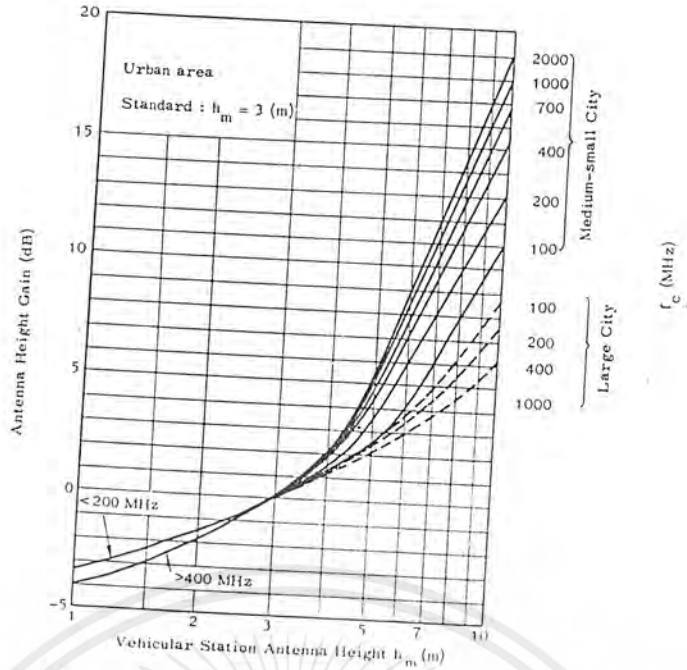
$$L_p (dB) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} R \quad (2.112)$$

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 $h_m = 1.5 \text{ m}$

2.7.4 การหาแฟกเตอร์การแก้ไข (Correction factor)

ในรูปที่ 2.37 จะมีการแสดงเส้นโค้งการแก้ไข (Correction curve) สำหรับความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ h_m เมื่อใช้ $h_m = 3 \text{ m}$ ในพื้นที่ราบในตัวเมือง



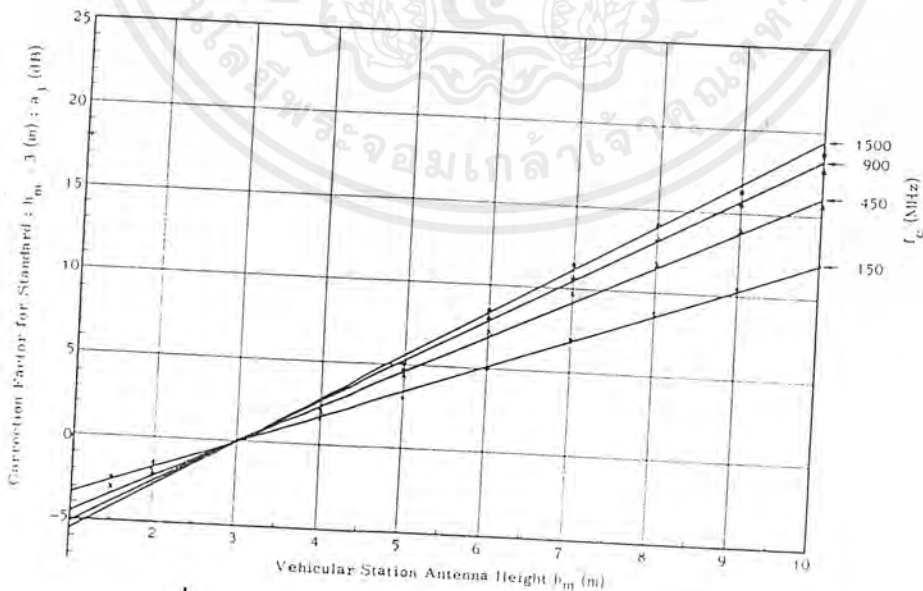
รูปที่ 2.37 แสดงเส้นโค้งการคาดคะเนสำหรับอัตราขยายกำลังของสายอากาศเคลื่อนที่ เมื่ออยู่ในตัวเมือง

2.7.4.1 แฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดกลางและเล็ก

ค่าแฟกเตอร์การแก้ไขที่ใช้สำหรับเมืองที่มีขนาดกลางและเล็กนั้น ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.38 ซึ่งจะมีลักษณะเป็นกราฟเส้นตรง

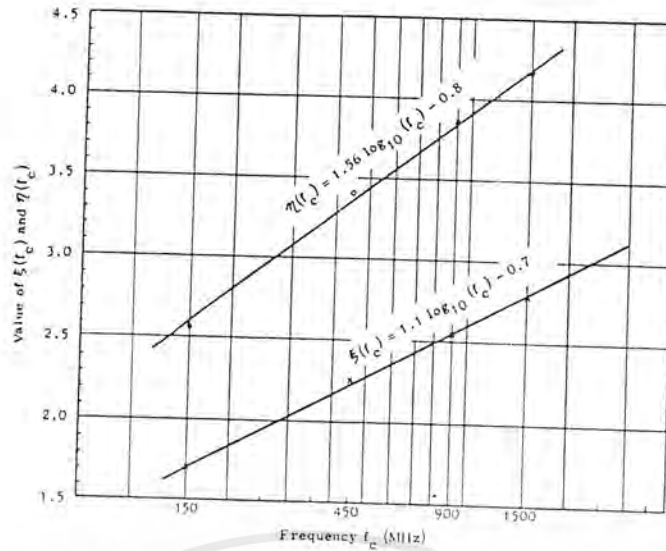
จากสมการที่ (2.112) ค่า h_m ที่ใช้คิดในสมการนี้ คือ $h_m = 1.5m$. ซึ่งก็จะมี $a = 0dB$ และอาจเขียนแฟกเตอร์การแก้ไขใหม่ได้เป็น

$$a_{1.5} = \xi(f_c) \cdot h_m - \eta(f_c) \tag{2.113}$$



รูปที่ 2.38 แสดงแฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดกลางและเล็ก (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ $\xi(f_c)$ และ $\eta(f_c)$

$$\left. \begin{aligned} \xi(f_c) &= 1.1 \log_{10}(f_c) - 0.7 \\ \eta(f_c) &= 1.56 \log_{10}(f_c) - 0.8 \end{aligned} \right\} \quad (2.114)$$

แทนสมการ (2.114) ลงใน (2.113) จะได้ค่า $a(h_m)$ ของความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ ในเมืองขนาดกลางและเล็ก เป็น

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7) \cdot h_m - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8) \quad (2.115)$$

เมื่อ

$$h_m = 1 - 10 \text{ เมตร}$$

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

ค่าความผิดพลาด (Error) ในการเขียนกราฟเส้นตรงในรูปที่ 2.38 นั้น จะเป็นสัดส่วนกับความถี่ ซึ่งที่ $f_c = 1,500$ เมกะเฮิรตซ์ จะเกิดค่าความผิดพลาดประมาณ 1.0 เดซิเบล เมื่อเราดูรูปที่ 2.37 จะเห็นว่าช่วงที่กราฟมีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด คือ ช่วงที่ h_m ประมาณ 4-5 เมตร ซึ่งเมื่อทำการปรับกราฟให้เป็นกราฟเชิงเส้น (Linear) ดังรูปที่ 2.38 ก็จะทำให้เกิด ความผิดพลาดที่บริเวณนี้มากกว่าบริเวณอื่นด้วย ดังนั้นจึงสามารถประมาณได้ว่า ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นมากที่สุดที่ $f_c = 1,500$ เมกะเฮิรตซ์ และ h_m ประมาณ 4-5 เมตร

2.7.4.2 แฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองขนาดใหญ่

ค่าแฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับเมืองใหญ่นี้ แสดงเป็นเส้นประ ในรูปที่ 2.37 ซึ่งเส้นโค้งนี้จะมีลักษณะเป็นพาราโบลา และสมการต่อไปนี้เป็นสมการการประมาณค่าของเส้นโค้งเหล่านี้

$$\left. \begin{aligned} a_3' &= 8.29 \cdot (\log_{10} 1.54 \cdot h_m)^2 - 3.69(\text{dB}) \quad \text{_____}; f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ &= 3.2 \cdot (\log_{10} 11.75 \cdot h_m)^2 - 7.63(\text{dB}) \quad \text{_____}; f_c \geq 400 \text{ MHz} \end{aligned} \right\} \quad (2.116)$$

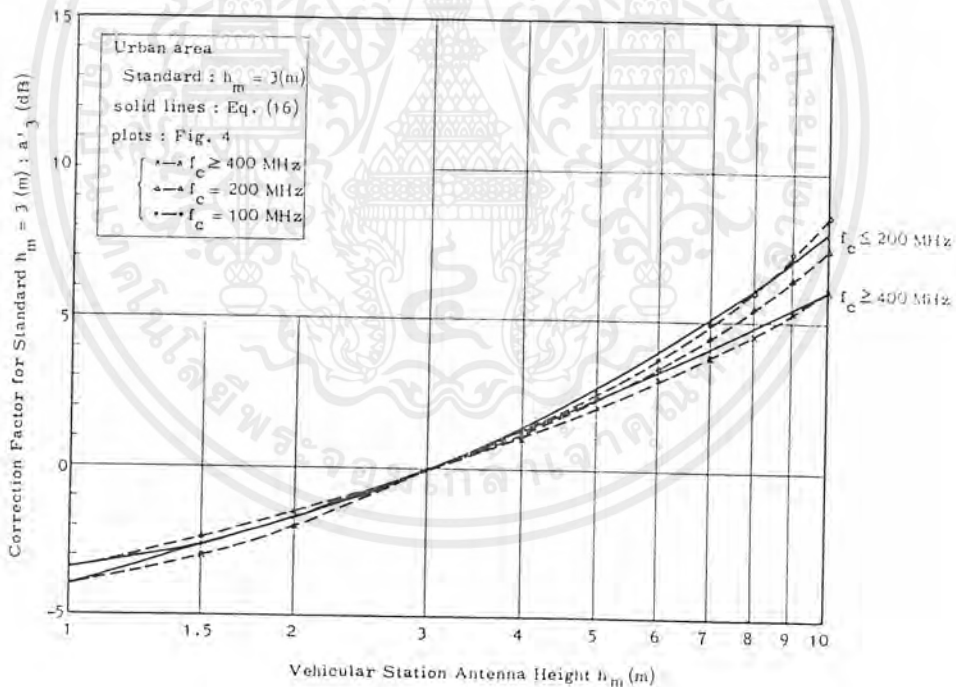
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องทำการแปลงสมการที่ (2.116) ให้เป็นไปตามเงื่อนไข $a = 0\text{dB}$ เมื่อ $h_m = 1.5\text{m}$ ดังนั้นจะได้ค่าแฟกเตอร์การแก้ไขสำหรับความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} a(h_m) &= 8.29 \cdot (\log_{10} 1.54h_m)^2 - 1.1(\text{dB}) && ; f_c \leq 200\text{MHz} \\ a(h_m) &= 3.2 \cdot (\log_{10} 11.75h_m)^2 - 4.97(\text{dB}) && ; f_c \geq 400\text{MHz} \end{aligned} \right\} \quad (2.117)$$

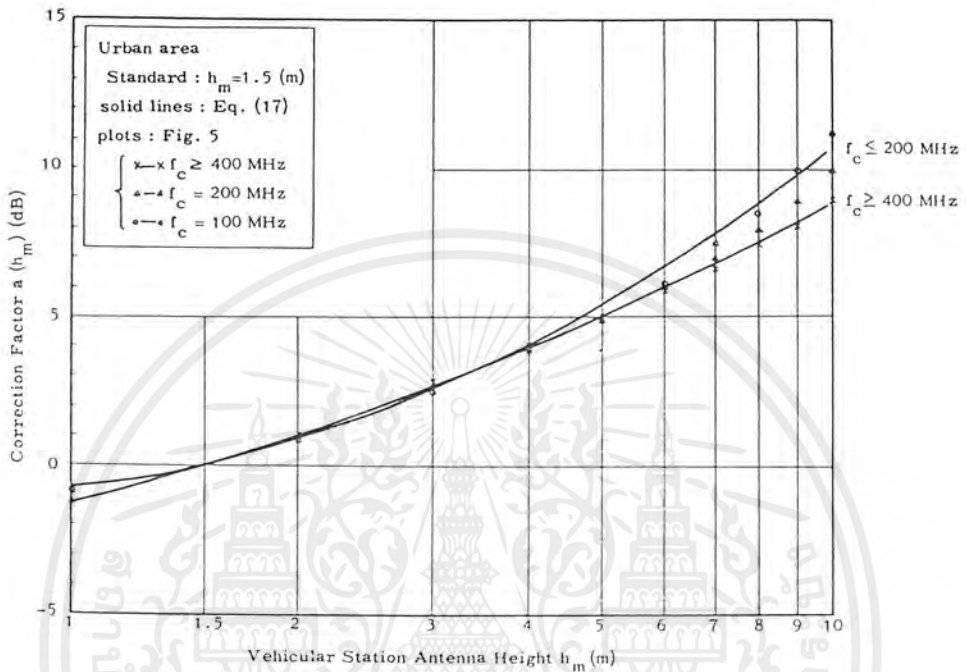
จากรูปที่ 2.40 เส้นโค้งของ $f_c = 200$ เมกะเฮิรตซ์ กับ 100 เมกะเฮิรตซ์ นั้น มีค่าความผิดพลาดเพียง 0.5 เดซิเบล เท่านั้น

จากรูปที่ 2.41 ค่าที่ได้จากสมการที่ (2.117) และรูปที่ 2.37 นั้น จะใช้ได้ดีเมื่อ $f_c \geq 400\text{MHz}$ และจะเกิดค่าความผิดพลาดมากที่สุดในช่วง $f_c \leq 200\text{MHz}$ และ $h_m \geq 5\text{m}$ ซึ่งมีค่าประมาณ เดซิเบล เพราะฉะนั้นสมการที่ (2.117) จะใช้ในการหาแฟกเตอร์การแก้ไข $a(h_m)$ สำหรับความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่ในเมืองขนาดใหญ่ที่มีความสูงเฉลี่ยของสิ่งปลูกสร้างโดยรอบมากกว่า 15 เมตร



รูปที่ 2.40 แสดงแฟกเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.41 แสดงแฟคเตอร์การแก้ไขในเมืองขนาดใหญ่ (2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

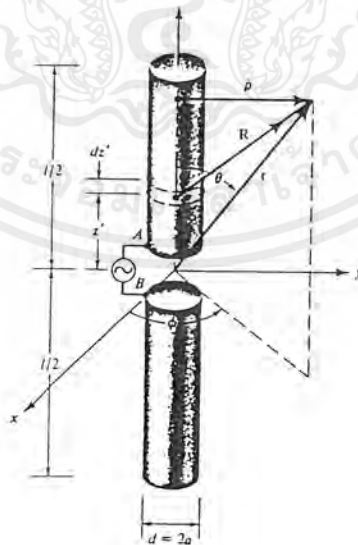
การคำนวณและการสร้าง

3.1 การสร้างสายอากาศ

ในการสร้างสายอากาศนี้ ได้ทำการออกแบบให้สายอากาศทำงานที่ความถี่ 53.75 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีความยาวคลื่น (λ) เท่ากับ 55.814 เซนติเมตร โดยใช้ท่ออลูมิเนียมกลมกลวงเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.96 เซนติเมตร เป็นสายอากาศ แต่เนื่องจากใช้ท่ออลูมิเนียมเป็นสายอากาศทำให้ความเร็วสัญญาณลดลงเหลือ 0.95 เท่าของความเร็วจลื่น เพราะฉะนั้นความยาวคลื่นในการทำสายอากาศจะเท่ากับ 53.023 เซนติเมตร

เนื่องจากเป็นสายอากาศแบบไดโพลครึ่งความยาวคลื่น (half wave dipole) ฉะนั้นจะได้ความยาวสายอากาศ l เท่ากับ 26.511 เซนติเมตร และทำการป้อนสัญญาณ (feed) ตรงกลางสายอากาศในแบบแรงดันระหว่างช่องว่าง (delta-gap voltage) โดยทำการแบ่งสายอากาศเป็น 2 ท่อน เพื่อทำการเชื่อมต่อเข้ากับสายโคแอกเซียลเป็นสายนำสัญญาณ โดยความยาวสายโคแอกเซียลนี้จะคำนึงถึงการใช้งานจริง โดยมีความยาวจากสายอากาศบนหลังการดัดลงมาถึงภายในตัวรถยนต์ในระยะทางที่สั้นที่สุด ในโครงการนี้จะใช้สายยาวประมาณ 3 เมตร และจะต้องใช้สายอากาศ 2 ชุดด้วยกัน เนื่องจากเป็นสายอากาศแบบไขว้กัน

และเนื่องจากสายโคแอกเซียลเป็นสายอิมบาลานซ์ จึงต้องใช้อำพันในการบาลานซ์กระแส ในโครงการนี้จะใช้อำพันแบบบาชูก้า โดยใช้ท่ออลูมิเนียมกลมกลวงเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.96 เซนติเมตร ความยาว $\lambda/4$ สร้างเป็นบาชูก้า



รูปที่ 3.1 แสดงสายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณตรงกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงสายอากาศไดโพลยาวครึ่งความยาวคลื่นแบบไขว้

3.2 การหาตำแหน่งความสูงของสายอากาศ

เนื่องจากเป็นสายอากาศรับ ในการสร้างจึงต้องคำนึงถึง ทิศทางการรับคลื่น ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และผลกระทบจากสนามตัวนำต่อสายอากาศ จึงลำดับขั้นตอนการทดลองสายอากาศดังนี้

- คำนวณ และพล็อตกราฟ ค่าของทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศบนสนามตัวนำ โดยให้ความสูงของสายอากาศบนสนามตัวนำมีค่าต่าง ๆ ดังนี้ $\lambda/4$, $\lambda/3$, $5\lambda/12$ และ $\lambda/2$ เพื่อหาความสูงที่เหมาะสมโดยที่สายอากาศยังมีทิศทางที่ดีอยู่
- นำสายอากาศมาทำการวัด และพล็อตกราฟค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ด้วยเนคเวอร์ค อนาไลเซอร์เพื่อหาระยะความสูงของสายอากาศโดยละเอียดจากค่าความสูงในขั้นตอนแรก โดยมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ดีที่สุด

คำนวณ และพล็อตกราฟค่าทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศจากสูตรที่ (2.74), (2.75ก) และ (2.75ข) คือ

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

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

$$U_{\max} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_o l}{\lambda} \right|^2 \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{array}{l} kh > \pi/2 (h > \lambda/4) \\ [\phi = 0^\circ \text{ and } \sin(kh \cdot \cos \theta_{\max}) = 1 \\ \text{or } \theta_{\max} = \cos^{-1}(\pi/2kh).] \end{array}$$

โดย U/U_{\max} เพื่อเปรียบเทียบค่าความเข้มการแพร่กระจายกับความเข้มการแพร่กระจายสูงสุด โดยใช้ความสูงต่าง ๆ ดังนี้

ที่ $h = \lambda/4$ โดย $0 \leq \theta \leq \pi/2$ และ $0 \leq \phi \leq 2\pi$ $\therefore kh = \pi/2$
 $\therefore \frac{U}{U_{\max}} = (1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi) \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)$

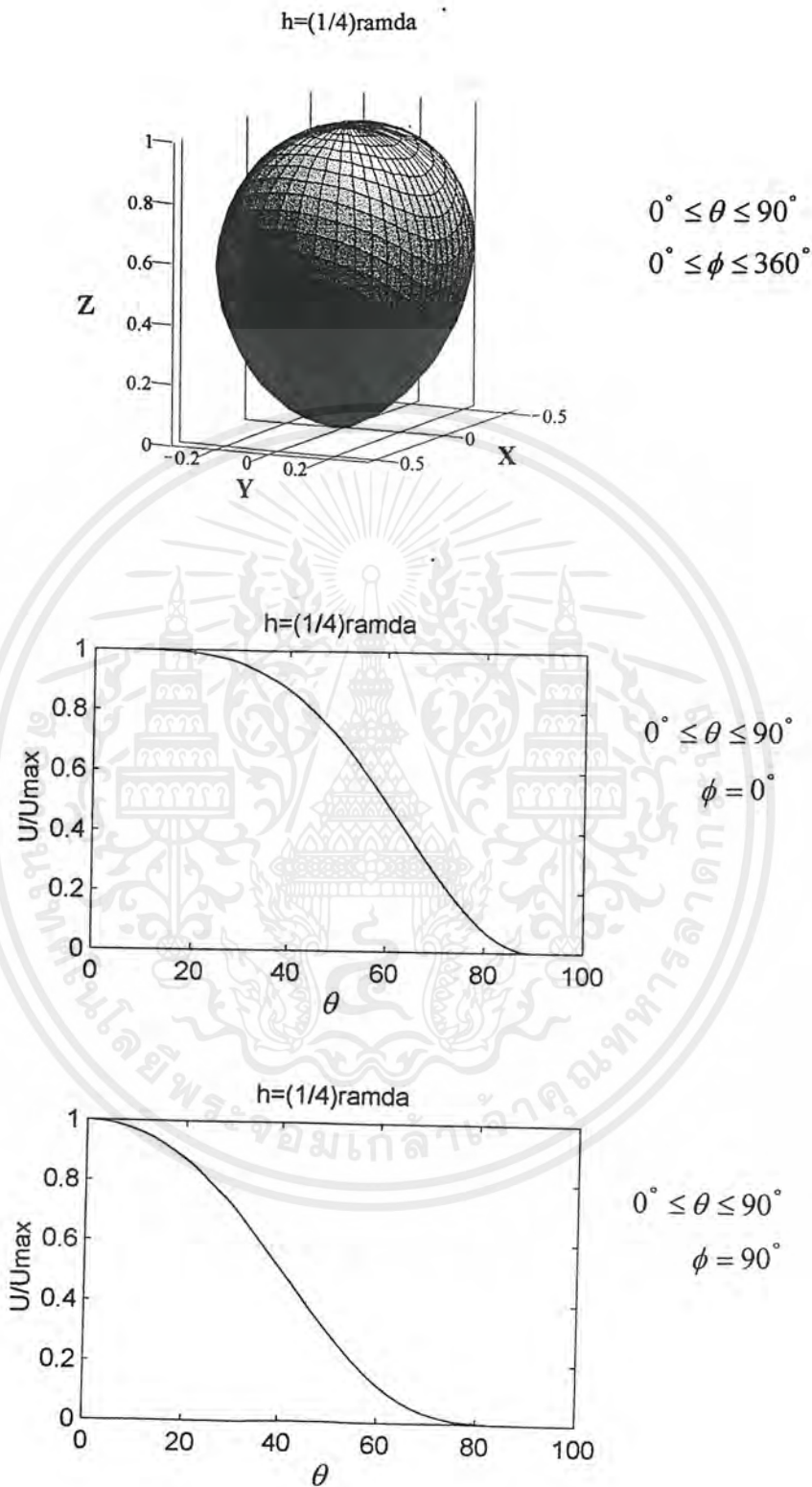
ที่ $h = \lambda/3$ โดย $0 \leq \theta \leq \pi/2$ และ $0 \leq \phi \leq 2\pi$ $\therefore kh = 2\pi/3$
 $\therefore \frac{U}{U_{\max}} = (1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi) \sin^2\left(\frac{2\pi}{3} \cos \theta\right)$

ที่ $h = 5\lambda/12$ โดย $0 \leq \theta \leq \pi/2$ และ $0 \leq \phi \leq 2\pi$ $\therefore kh = 5\pi/6$
 $\therefore \frac{U}{U_{\max}} = (1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi) \sin^2\left(\frac{5\pi}{6} \cos \theta\right)$

ที่ $h = \lambda/2$ โดย $0 \leq \theta \leq \pi/2$ และ $0 \leq \phi \leq 2\pi$ $\therefore kh = \pi$
 $\therefore \frac{U}{U_{\max}} = (1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi) \sin^2(\pi \cos \theta)$

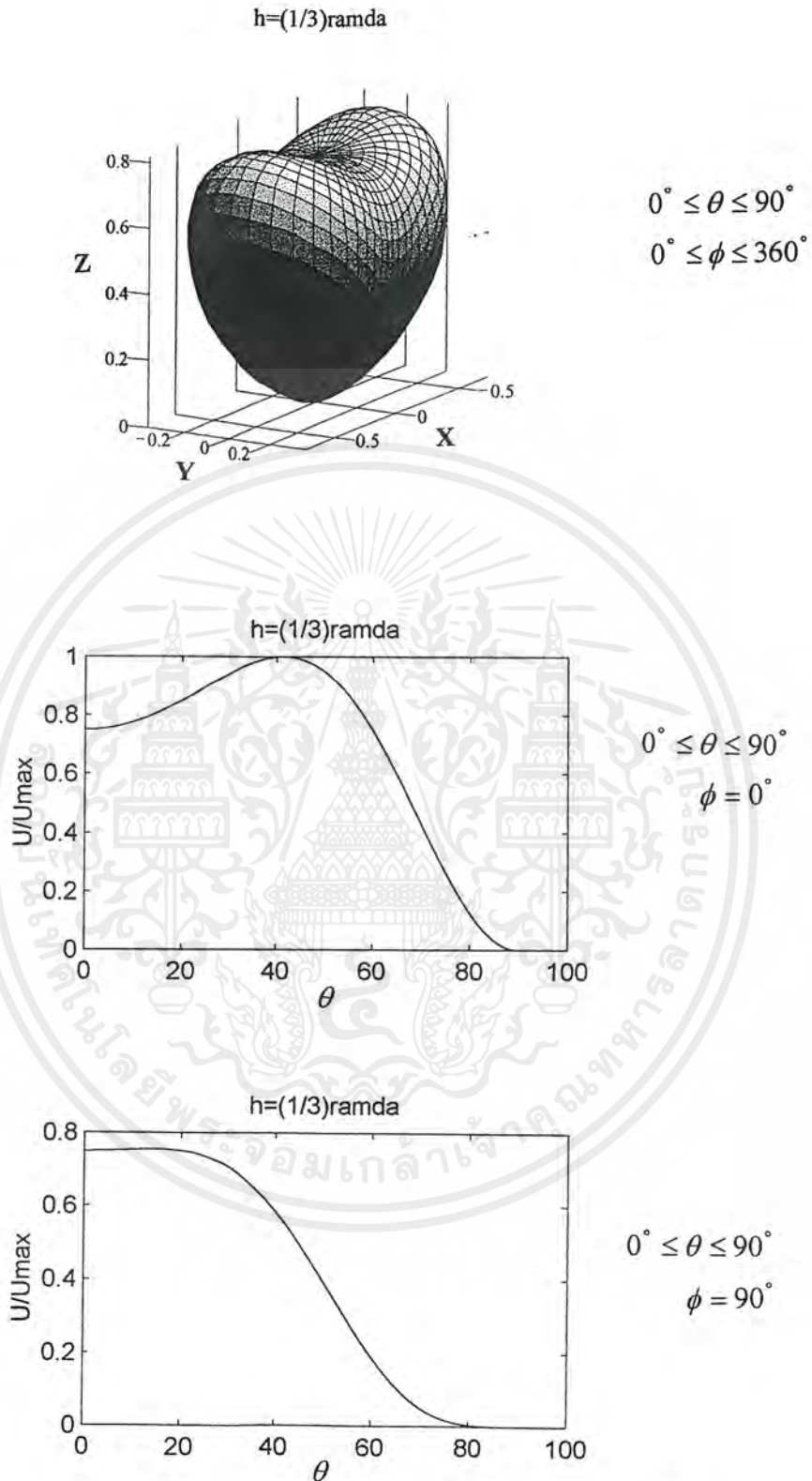
เมื่อแทนค่าของ θ และ ϕ ในสมการที่ความสูงต่าง ๆ จะนำผลมาพล็อตกราฟได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



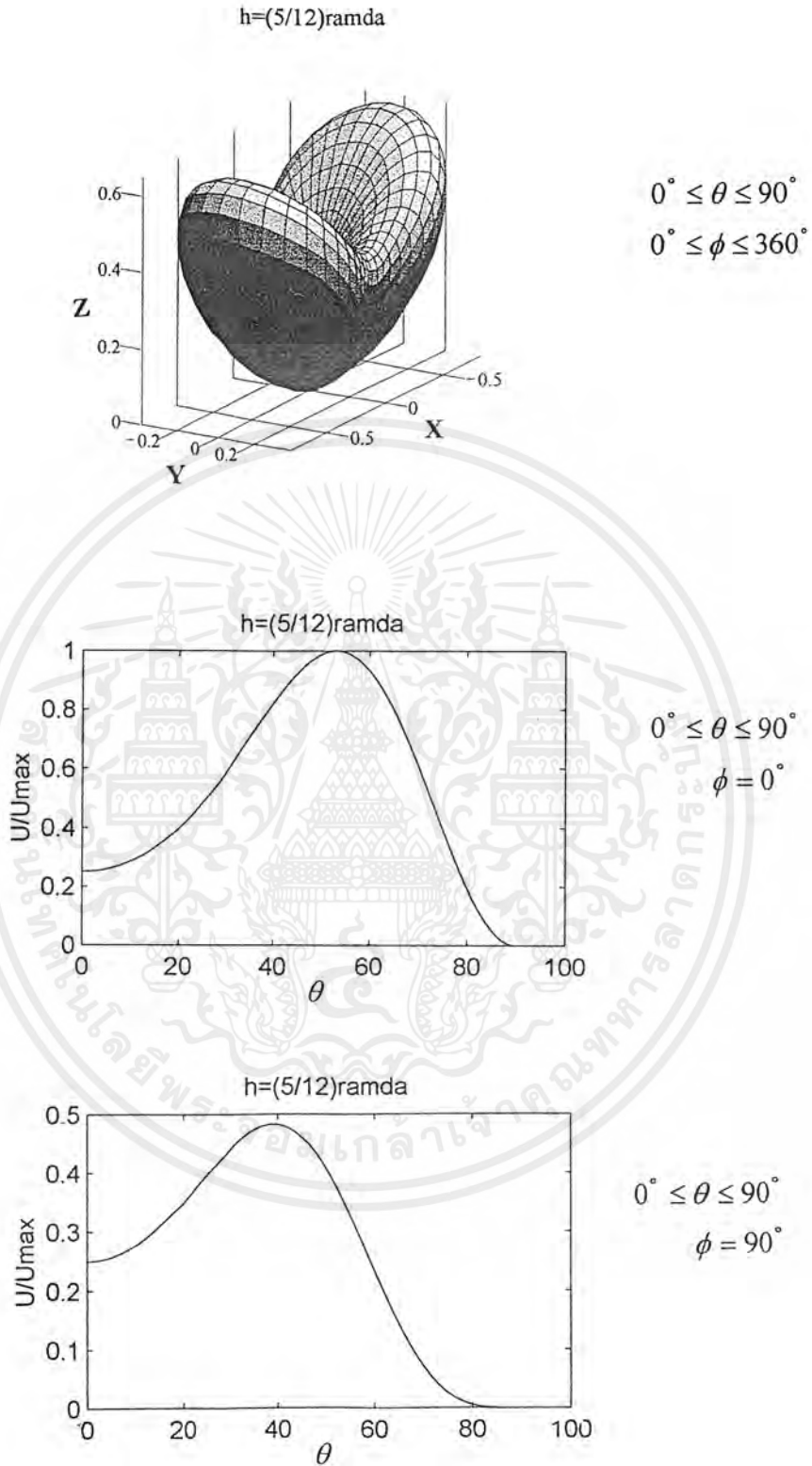
รูปที่ 3.3 แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่มีความสูง $\lambda/4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



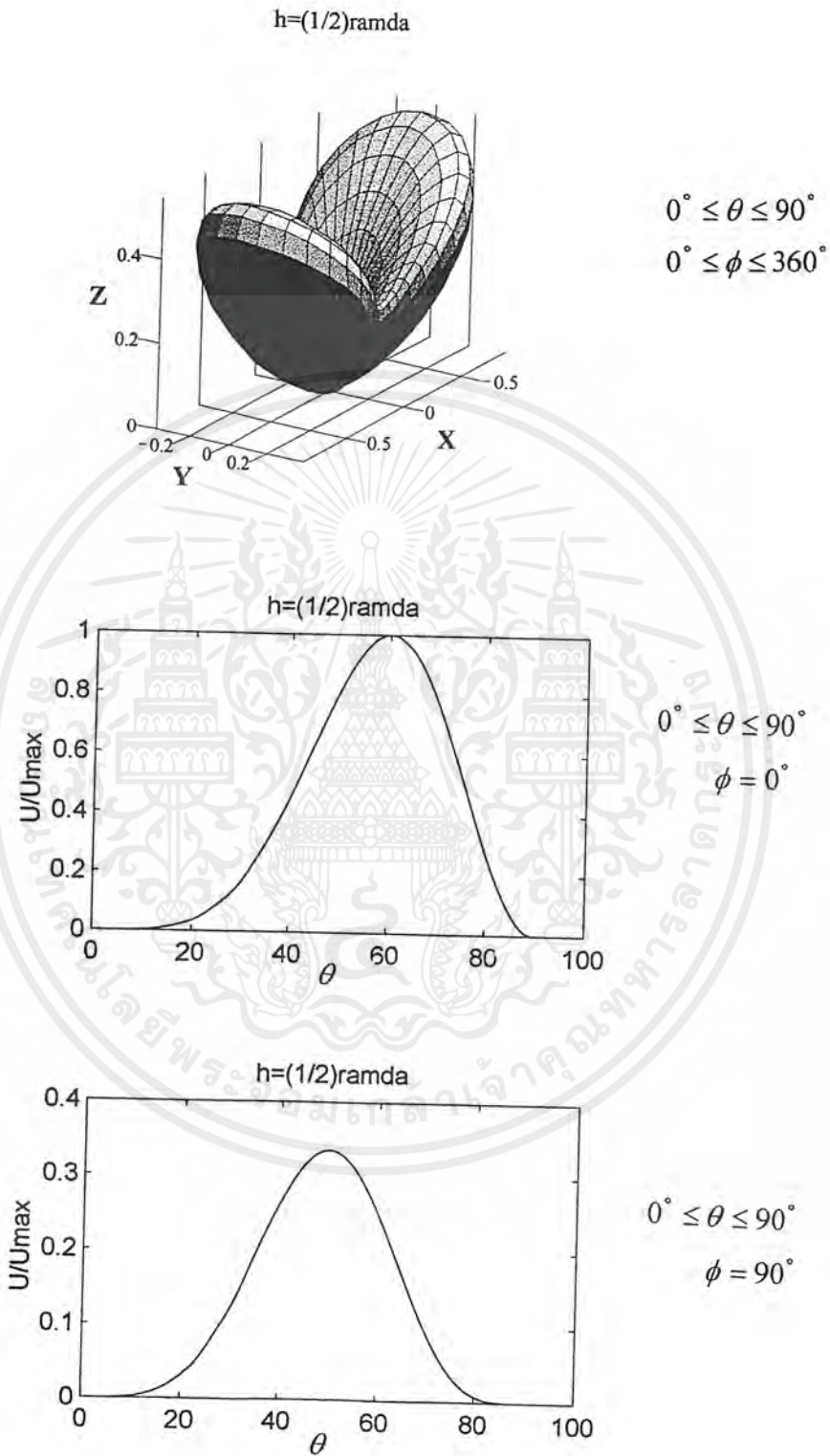
รูปที่ 3.4 แสดงรูป3มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงรูปสามมิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่มีความสูง $5\lambda/12$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงรูปสามมิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่มีความสูง $\lambda/2$

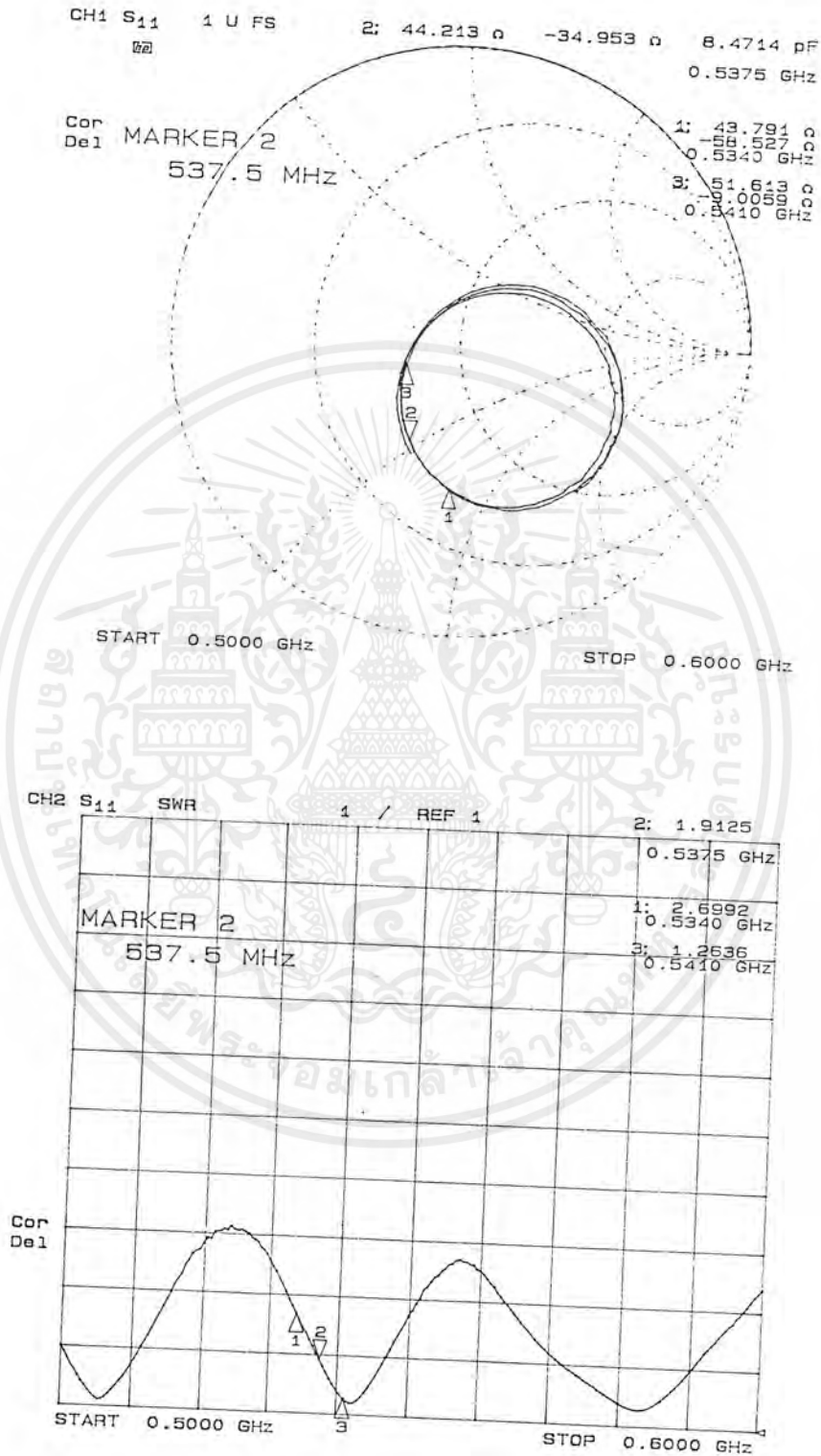
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการคำนวณทดลองแทนค่าความสูงต่าง ๆ จะเห็นว่าขนาดความสูงของสายอากาศที่ระยะ $5\lambda/12$ เป็นช่วงความสูงที่ต่ำที่สุดที่ทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศยังคงมีทิศทางที่ดีอยู่ จากนั้นใช้ความสูงที่ได้นี้ทำการหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด โดยทำการทดลองเปลี่ยนระดับความสูงในระยะที่ใกล้เคียงกับความสูงที่ $5\lambda/12$ เพื่อหาความสูงที่นำไปใช้งาน ซึ่งได้ผลเป็นความสูงที่ระดับ 0.42λ



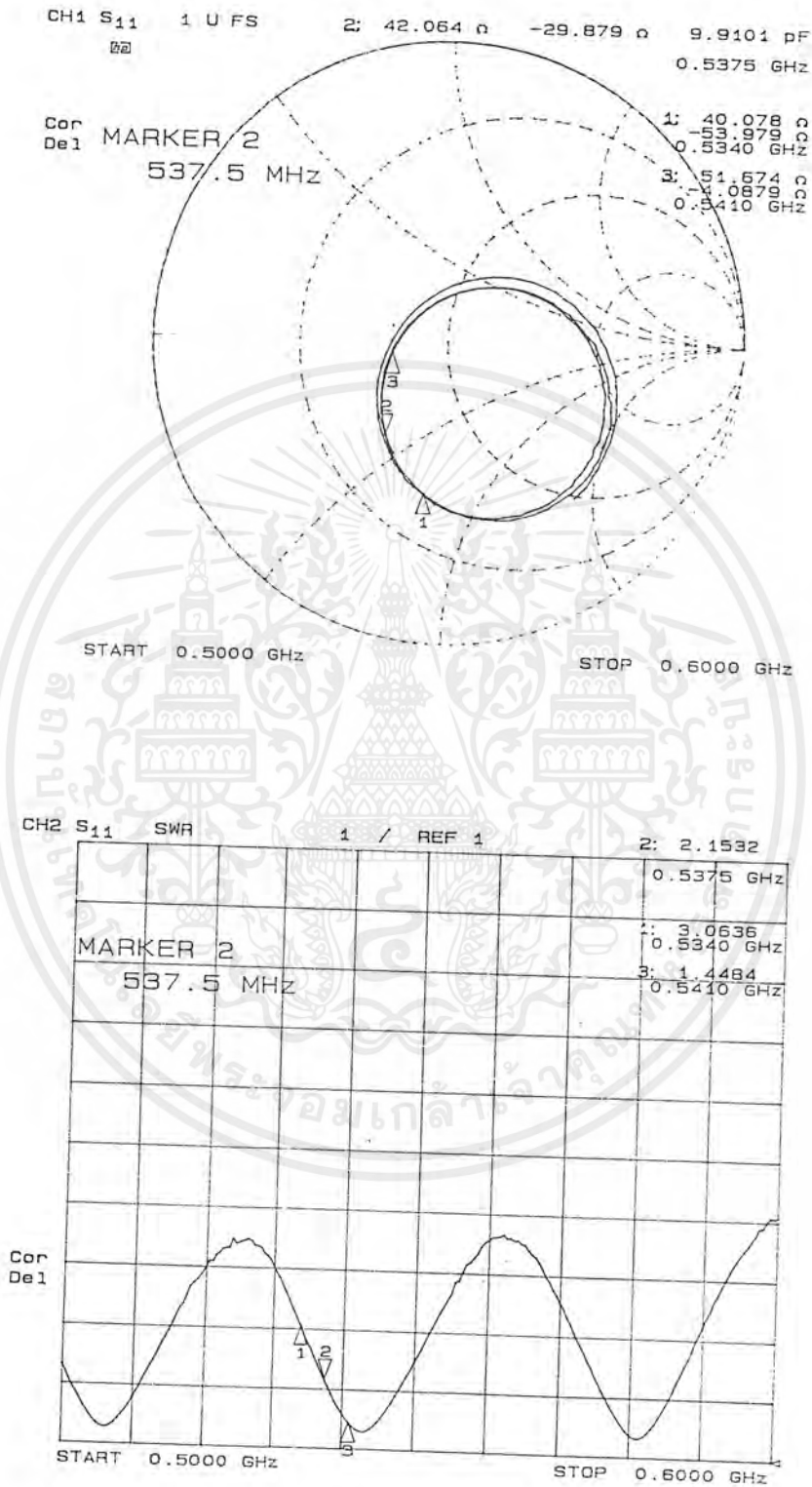
รูปที่ 3.7 แสดงการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



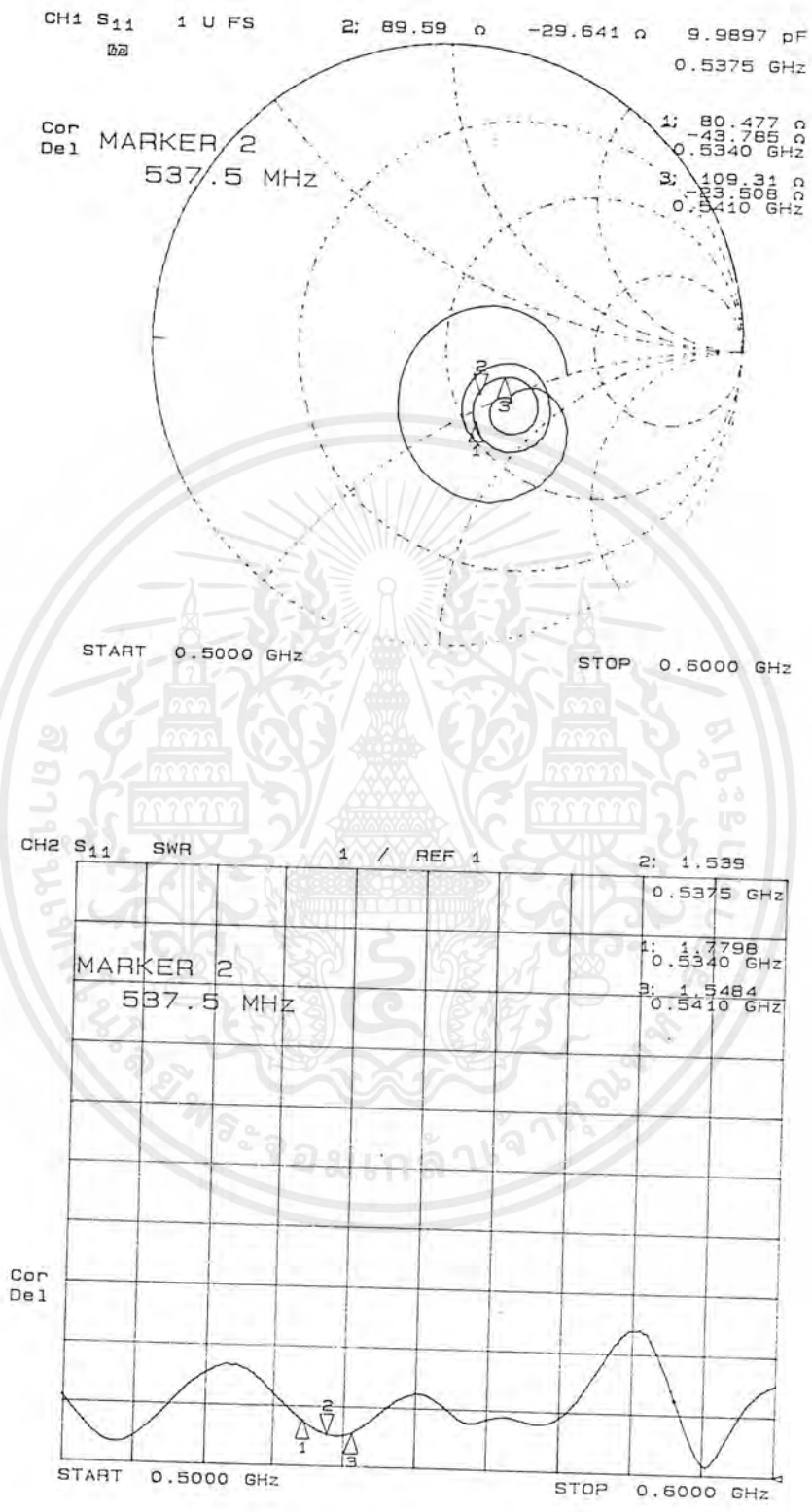
รูปที่ 3.8 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 1 ที่ความสูง $\lambda/4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



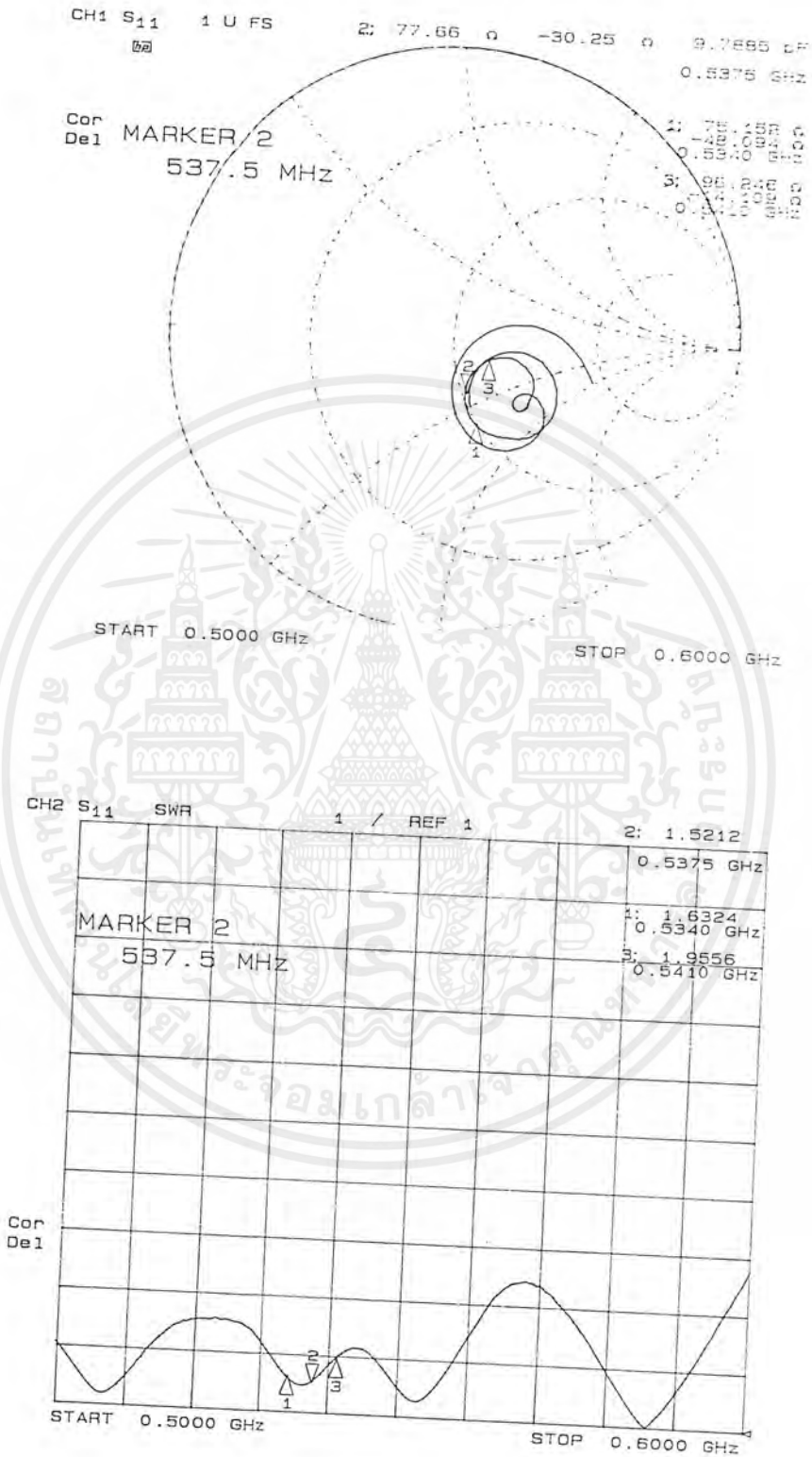
รูปที่ 3.9 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 2 ที่ความสูง λ/4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



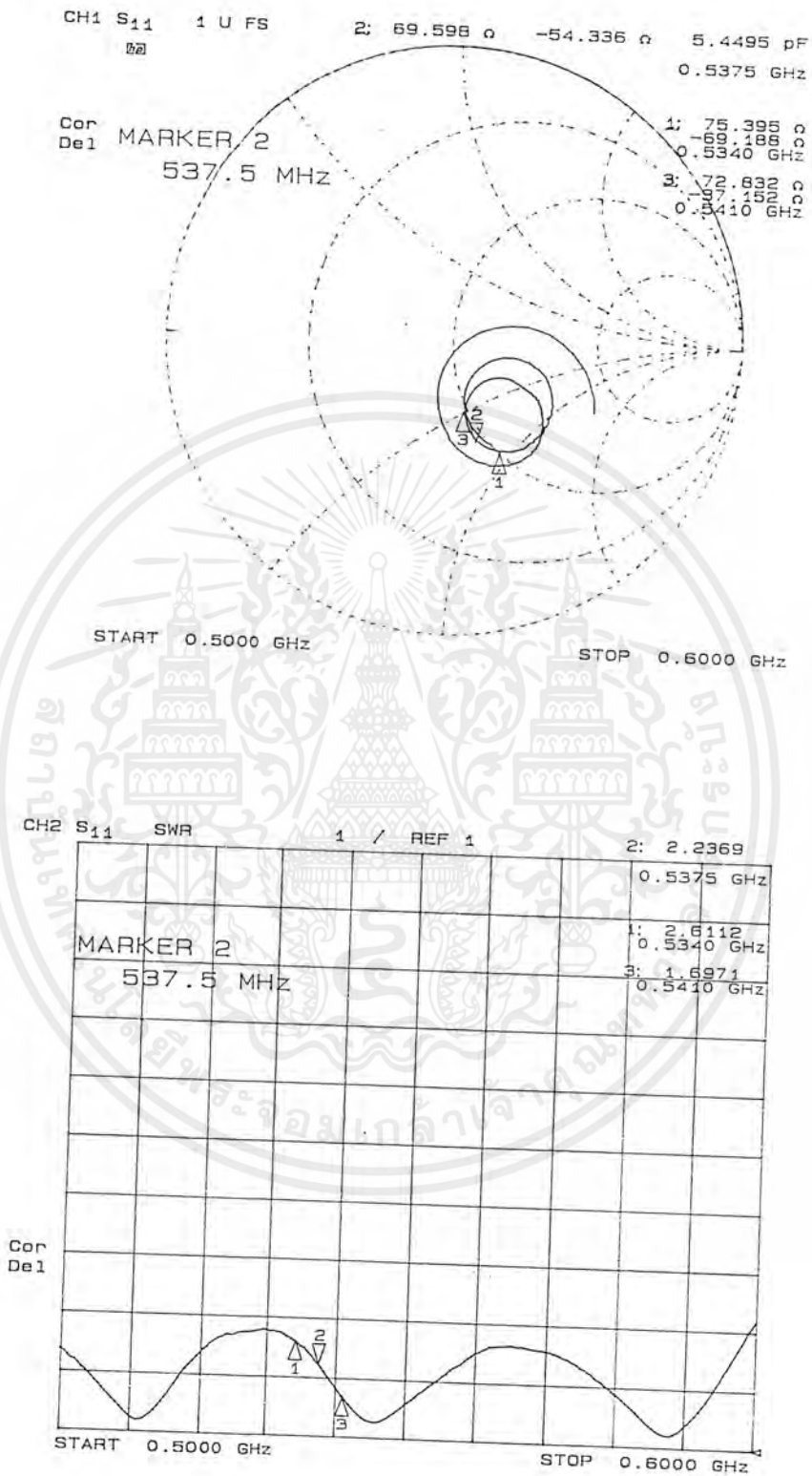
รูปที่ 3.10 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 1 ที่ความสูง 0.42λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



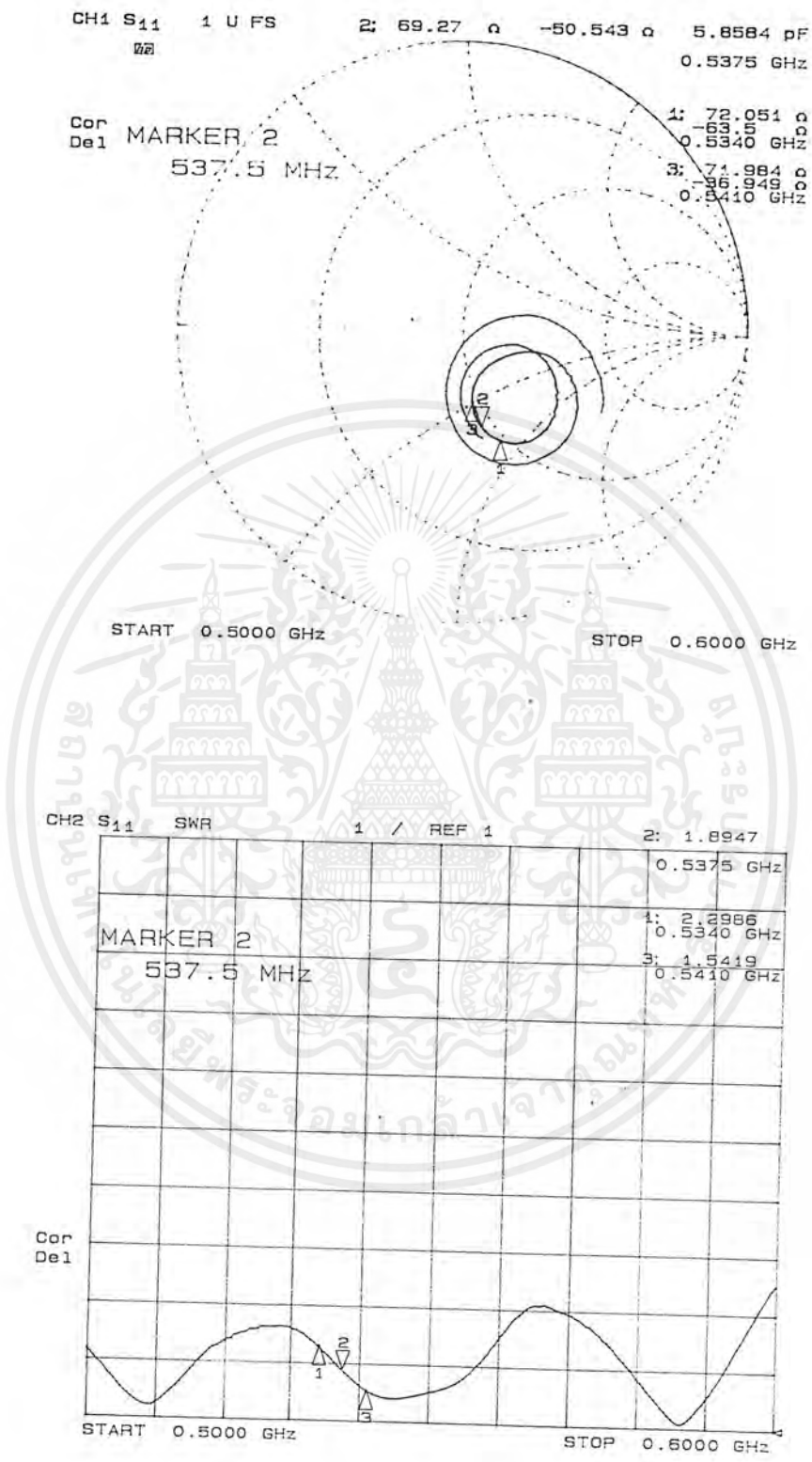
รูปที่ 3.11 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 2 ที่ความสูง 0.42 λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 1 ที่ความสูง $\lambda/2$

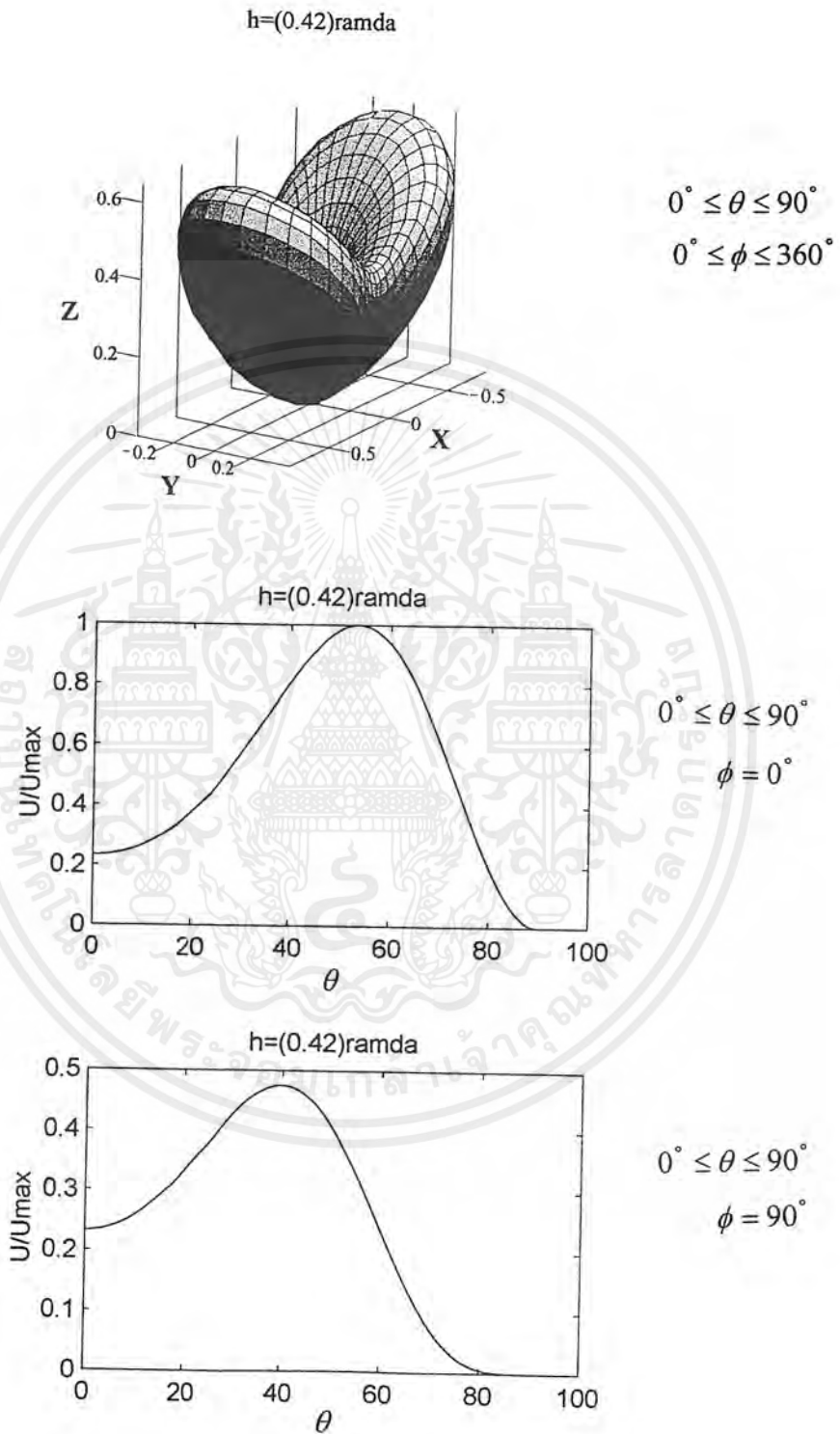
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งและอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชุดที่ 2 ที่ความสูง λ/2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการพล็อตกราฟทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศ ที่ความสูง 0.42λ จากสูตรหน้า 53



รูปที่ 3.14 แสดงรูป 3 มิติ และกราฟแสดงทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศที่ความสูง 0.42λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การสร้างเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ (Video Stabilizer)

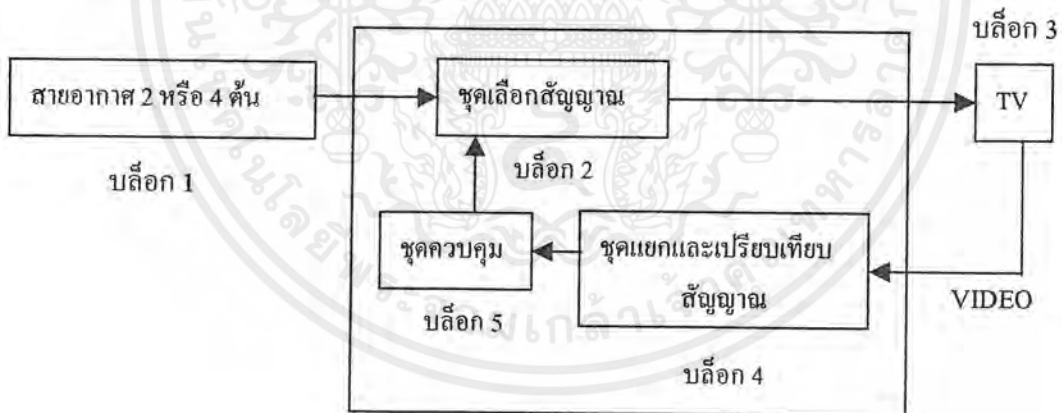
4.1 แนวคิดเบื้องต้น

จากพฤติกรรมของสัญญาณภาพโทรทัศน์บนรถที่ไม่สามารถให้ประสิทธิภาพของการรับชมได้ดี เนื่องจาก

1. สัญญาณภาพไม่คมชัด เกิดสัญญาณรบกวน ภาพเกิดสโนว์ สัญญาณภาพบางครั้งชัดบ้างไม่ชัดบ้าง
2. มีการเลื่อนขึ้นของสัญญาณภาพ
3. เกิดเงาซ้อนของภาพจากสาเหตุดังกล่าวได้ทำการพิจารณาถึงสาเหตุของอาการต่าง ๆ และทำการทดลอง

4.2 การออกแบบและการสร้าง

จากเหตุที่ว่าทิศทางสายอากาศเปลี่ยนแปลงมีผลต่อการรับสัญญาณภาพบนจอเครื่องรับแนวคิดการทำโครงการก็เกิดขึ้นที่ว่า จะรักษาทิศทางของสายอากาศให้เป็นไปในทิศทางเดิมแม้ว่าหากทิศของรถเปลี่ยนไป ซึ่งจำเป็นต้องใช้สายอากาศจำนวน 2 หรือ 4 คัน เพียงพอกับทิศทางของสัญญาณทั้ง 4 หรือ 8 ทิศ จากแนวความคิดก็สามารถที่จะเขียนแทนวงจรต่าง ๆ โดยบล็อกการทำงาน โดยรวม ได้ดังรูป



รูปที่ 4.1 บล็อกแสดงการทำงานโดยรวม

จากบล็อกแสดงการทำงานโดยรวม สามารถที่จะอธิบายการทำงานเป็นส่วนใหญ่ๆ ดังต่อไปนี้

1. ชุดสายอากาศ (บล็อก 1) ชุดนี้จะประกอบขึ้นด้วยสายอากาศจำนวน 2 หรือ 4 คัน เพื่อครอบคลุมทิศทางการรับทั้ง 4 หรือ 8 ทิศ สายอากาศทั้ง 2 หรือ 4 คันจะเป็นตัวรักษาทิศทางการรับให้คงที่ในกรณีที่สัญญาณที่รับ ได้มีคุณภาพ แต่รถเกิดการเปลี่ยนทิศทางการเคลื่อนที่ สัญญาณจากสายอากาศเพียงหนึ่งคันที่ได้รับในชุดนี้จะถูกส่งไปยังชุดต่อไป

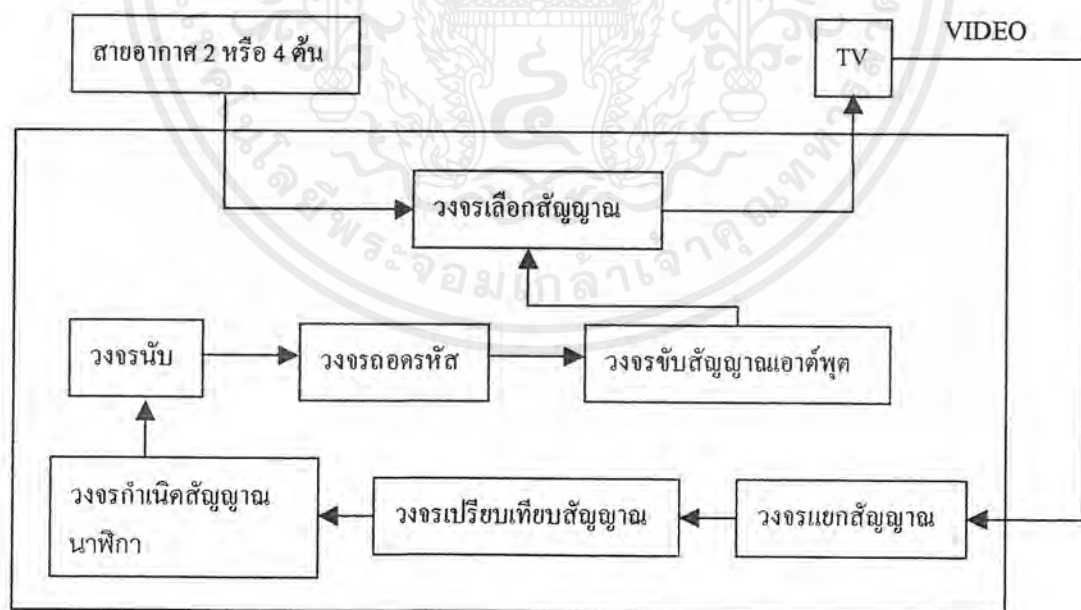
2. ชุดเลือกสัญญาณ (บล็อก 2) ชุดนี้จะทำหน้าที่เลือกรับสัญญาณ(โดยถูกควบคุมจากชุดควบคุม)จากสายอากาศต้น ใดต้นหนึ่งเท่านั้น ที่จะส่งให้กับจุดต่อสายอากาศ ของเครื่องรับโทรทัศน์

3. เครื่องรับโทรทัศน์ (บล็อก 3) จะใช้กับเครื่องรับที่มีจุดต่อออกของสัญญาณ Video out จุดต่อสายอากาศและเป็นแทนเครื่องแบบ Cool chassis เนื่องจากจะมีการนำสัญญาณภาพรวม (Composite video) ไปใช้งาน

4. ชุดแยกและเปรียบเทียบสัญญาณ(บล็อก 4) ในส่วนชุดแยกและเปรียบเทียบสัญญาณจะประกอบด้วย วงจรแยกสัญญาณ (Signal detection) จะรับสัญญาณจากจุดต่อ Video out ของเครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อทำการตรวจเช็คสัญญาณที่รับได้แล้วทำการ detect ให้อยู่ในรูปแรงดัน ก่อนที่จะส่งไปยังวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ทำการเปรียบเทียบระดับแรงดันที่รับ ได้กับระดับแรงดันอ้างอิง วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) จะให้เอาต์พุตเป็นระดับแรงดันสูง (logic 1) หรือ ไม่ก็ระดับแรงดันต่ำ (logic 0) ก่อนส่งเข้าชุดควบคุม (Control unit)

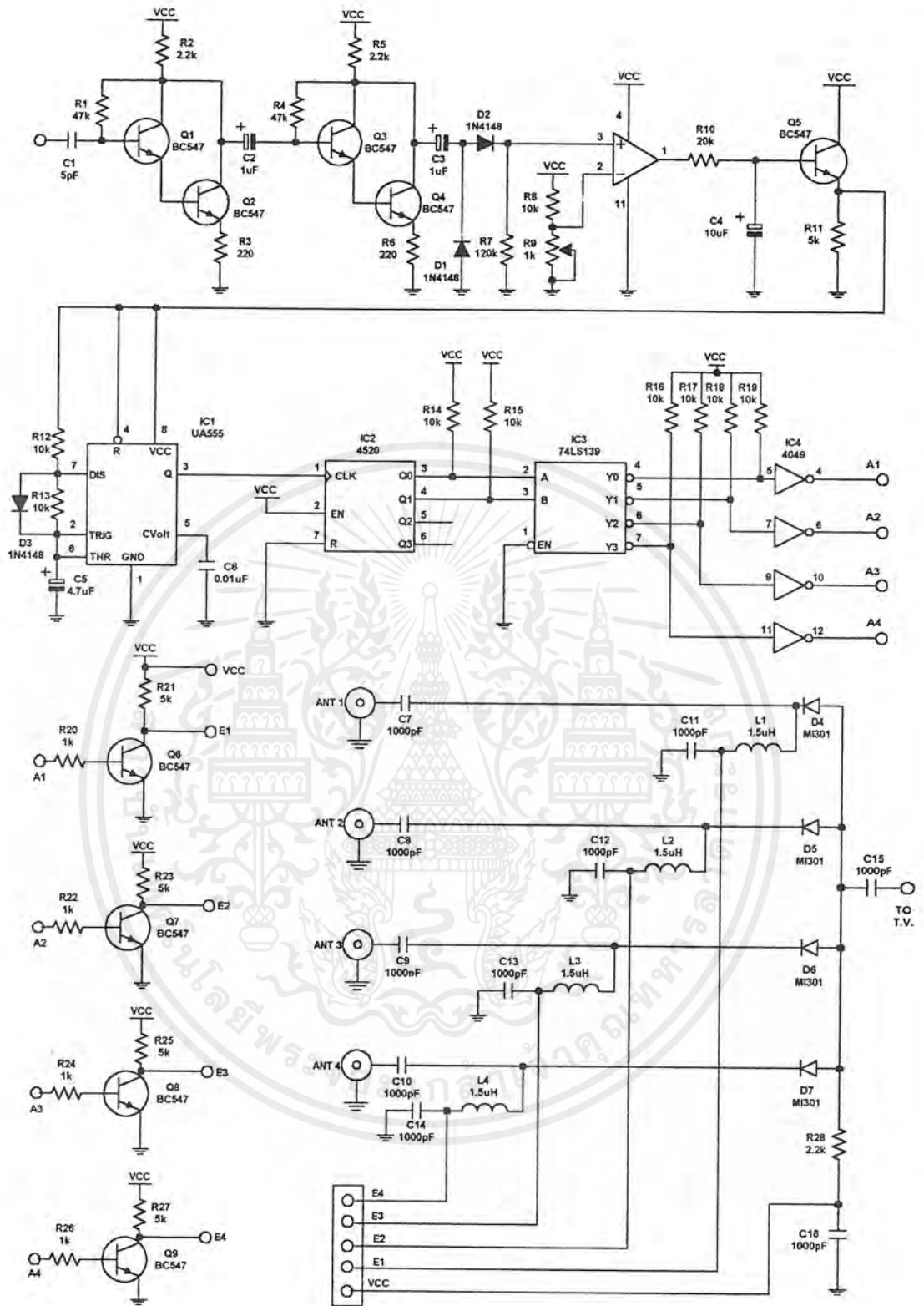
5.ชุดควบคุม (บล็อก 5) ชุดควบคุมจะทำงานเมื่อเอาต์พุตที่ได้จากชุดเปรียบเทียบสัญญาณเป็นระดับแรงดันสูง (logic 1) ชุดนี้จะทำหน้าที่ในการเลือกรับสายอากาศที่มีระดับสัญญาณที่แรงเพียงต้นเดียว

จากการทำงานดังอธิบายแล้วในรูปบล็อกแสดงการทำงานโดยรวม คือ ไปก็จะเป็นในส่วนของวงจรการใช้งานจริงของ โครงการ จากวงจรการใช้งานจริงก็สามารถที่จะแยกอธิบายเป็นส่วน ๆ ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



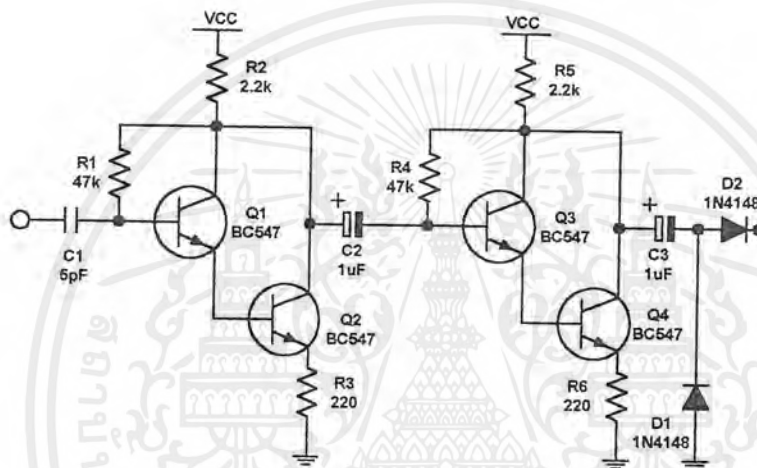
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรแยกสัญญาณ

จะจัดวงจรเป็นวงจรคาร์ลิงตันสองชุดทำการต่อแบบแคสเคด (Cascade) กัน กระแสของทรานซิสเตอร์ตัวแรกจะมาขับเบสของทรานซิสเตอร์ตัวที่สอง วงจรคาร์ลิงตันจะมีค่าความต้านทานด้านอินพุตที่สูง สามารถที่จะดึงสัญญาณจากเครื่องรับโทรทัศน์มาใช้งานได้โดย

สำหรับวงจรคาร์ลิงตันชุดแรกจะรับอินพุตเข้าเป็นสัญญาณภาพรวม (composite video) จากเครื่องรับเข้ามาเพื่อทำการ detect ระดับสัญญาณรบกวน (noise) ของสัญญาณภาพรวม เอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในลักษณะเป็นสัญญาณไฟตรง สำหรับ ในกรณีที่สัญญาณภาพรวมที่รับได้มีสัญญาณรบกวนมาก เอาต์พุตที่ได้จากชุดแยกสัญญาณก็จะเป็นระดับแรงดัน ไฟตรงที่มีค่ามากหากสัญญาณภาพรวมที่รับได้มีการรบกวนของสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำหรือไม่มี จะได้อเอาต์พุตของวงจรเป็นระดับแรงไฟตรงที่ต่ำด้วย



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรแยกสัญญาณคาร์ลิงตัน

จากวงจรเมื่อพิจารณาทางไฟตรง สามารถที่จะทำการคำนวณหาค่ากระแสที่ขาเบสได้จากสมการ

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)}$$

$$= \frac{12 - 1.2}{47k + 10k(2.2k + 220)}$$

จะได้ค่า

$$I_B = 0.445 \mu A$$

และจะได้

$$I_C = \beta * I_B$$

$$= 4.45 \text{ mA}$$

จากสมการ

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$$= 12 - 4.45 \text{ mA}(2.2k + 220)$$

$$= 1.231 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาทางสัญญาณไฟกระแสสลับสามารถที่จะคำนวณหาค่าต่าง ๆ ได้จากสมการต่อไปนี้
เช่น หาค่าอัตราขยายสัญญาณ A_v ได้จากสมการ

$$\begin{aligned} A_v &= -\frac{R_C}{R_E} \\ &= -\frac{2.2k}{220} \\ &= -10 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

หาค่าอัตราขยายกระแส A_i ได้จากสมการ

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{R_B}{R_E + R_C + \frac{R_B}{\beta}} \\ A_i &= \frac{47k}{220 + 2.2k + \frac{47k}{10k}} \\ &= 19.38 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

หาค่าความต้านทานด้านอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned} Z &= \frac{\beta R_E R_B}{R_B + \beta R_E (1 + |A_v|)} \\ &= \frac{10k * 220 * 47k}{47k + (10k * 220 * 11)} \\ &= 4.3k\Omega \end{aligned}$$

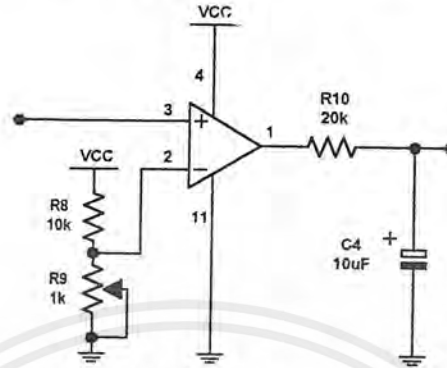
หาค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุตของวงจรได้จากสมการ

$$\begin{aligned} Z_O &= R_C \parallel R_B \\ &= \frac{2.2k * 47k}{2.2k + 47k} \\ &= 2.1k\Omega \end{aligned}$$

2. วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณเป็นวงจรออปแอมป์ แบบ Comparator ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณไฟตรงระหว่างสองขาทางอินพุต โดยที่ขาอินพุตเวอร์จิง (ขา+) จะเป็นระดับแรงดันจากเอาต์พุตของวงจรแยกสัญญาณในชุดด้านหน้า ส่วนขาอินพุตเวอร์จิง (ขา-) จะเป็นระดับแรงดันเปรียบเทียบ (Comparator) ซึ่งเป็นค่าแรงดันที่มาจากทรานสดิวเซอร์ ในส่วนของความแรงสัญญาณที่สามารถยอมรับได้ ส่วนเอาต์พุตจะเป็นระดับแรงดันสองระดับคือ ระดับแรงดันสูง (logic 1) และระดับแรงดันต่ำ (logic 0) เอาต์พุตจะเป็นระดับแรงดันสูง (logic 1) เมื่อระดับแรงดันที่ขาอินพุตเวอร์จิงมากกว่าระดับแรงดันเปรียบเทียบ (Reference) ที่ขาอินพุตเวอร์จิง ในทางตรงกันข้ามหากระดับแรงดันที่ขาอินพุตเวอร์จิงมีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับขาอินพุตเวอร์จิง เอาต์พุตที่ได้จะเป็นแรงดันต่ำ

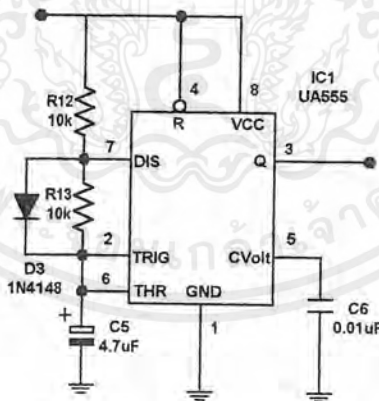
สำหรับแรงดันสูงและค่านั้นจะขึ้นอยู่กับแรงไฟที่เป็นไฟเลี้ยง ออปแอมป์ในที่นี้ได้ใช้แรงไฟบวก 12 โวลต์ และแรงไฟ 0 โวลต์ ดังนั้นเอาต์พุตที่เป็นแรงดันสูงจะมีค่าประมาณแรงไฟบวกส่วนเอาต์พุตที่เป็นแรงดันต่ำจะมีค่าประมาณแรงไฟศูนย์โวลต์ สำหรับวงจรเอาต์พุตของชุดเปรียบเทียบสัญญาณจะมีวงจร RC ต่ออยู่ซึ่งวงจรมีค่านี้จะใช้ในการแก้ปัญหาที่เกิดจากการทำงานของวงจรในกรณีที่มีการเปลี่ยนช่อง



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

3. วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock Signal)

วงจรชุดนี้จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ความถี่ต่ำ เพื่อป้อนเข้าวงจรนับ (Counter) ซึ่งความถี่ที่ใช้ในการทดลองเป็นความถี่ต่ำเพื่อการทำงานที่มีประสิทธิภาพ วงจรสามารถที่จะตอบสนองการทำงานได้ทัน ความถี่ที่ใช้มีค่าประมาณ 10 Hz และมีค่าควิตซ์ไซเคิล 50% ในการออกแบบจะกำหนดค่าให้ ความต้านทานในวงจรมีค่าที่เท่ากัน



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

สำหรับค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุในวงจรสามารถที่จะคำนวณได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2RC \ln 2}$$

จากวงจรกำหนดค่า $R_{12} = R_{13} = 10k$ และ $f = 10Hz$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \frac{1}{2fR \ln 2}$$

$$= \frac{1}{2 * 10 * 10k * \ln 2}$$

$$= 7.2 \mu F$$

สำหรับในวงจรใช้ค่าตัวเก็บประจุ $4.7 \mu F$

ดังนั้นจะสรุปค่าต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา ได้ดังนี้

$$R_{12} = R_{13} = 10k$$

$$C = 7.2 \mu F$$

$$f = 10Hz$$

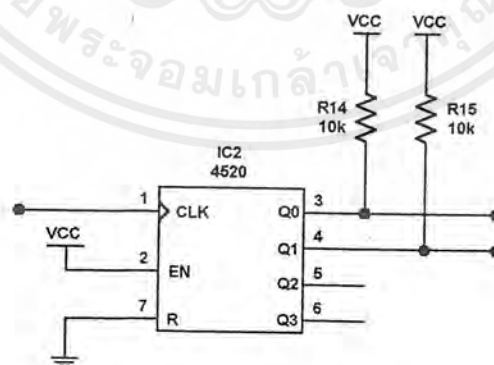
ค่า duty cycle = 50 %

4. วงจรนับ (Counter)

วงจรส่วนนี้เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรนับ โดยจะรับสัญญาณนาฬิกา จากวงจรส่วนด้านหน้าเข้ามาเป็นสัญญาณนาฬิกาป้อนให้วงจรนับทำงาน ในวงจรนับชุดนี้จะใช้ไอซีซีเอ็มอส (IC CMOS) เบอร์ 4520 ซึ่งเป็นไอซีนับ 0-15 เป็นฐานสอง ซึ่งโครงการนี้จะใช้ไอซีเบอร์นี้เปลี่ยนแปลงการนับ 4 ครั้งเท่านั้น คือ

Q ₁	Q ₀	Decimal
0	0	0
0	1	1
1	0	2
1	1	3

ตารางที่ 4.1 แสดงสถานะเอาต์พุตของไอซีวงจรนับ



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรนับ

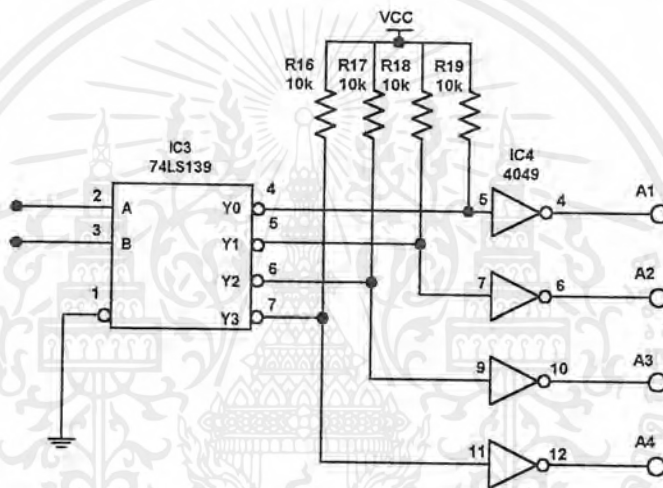
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วงจรถอดรหัส (Decoder)

สำหรับวงจรถอดรหัสใช้ไอซีถอดรหัสเบอร์ 74LS139 ซึ่งเป็น ไอซีถอดรหัสชนิด 2 อินพุต ให้ 4 เอาต์พุต ตารางการทำงานสามารถที่จะเขียนได้ดังนี้

อินพุต		เอาต์พุต			
B	A	Y ₃	Y ₂	Y ₁	Y ₀
0	0	1	1	1	0
0	1	1	1	0	1
1	0	1	0	1	1
1	1	0	1	1	1

ตารางที่ 4.2 แสดงสถานะเอาต์พุตของไอซีวงจรถอดรหัส



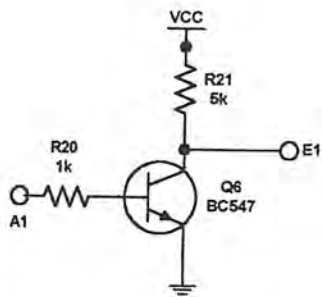
รูปที่ 4.8 วงจรถอดรหัส

อินพุตของชุดถอดรหัสจะรับมาจากวงจรนับ โดยป้อนเข้าที่อินพุต A และ B เอาต์พุตจะมีลักษณะมีการทำงานที่สถานะใดสถานะหนึ่ง (เทียบค่ากับเลขฐานสิบ) จะให้เอาต์พุตที่สถานะนั้นเป็นศูนย์ ดังนั้นเอาต์พุตจากวงจรถอดรหัสจะผ่านวงจรเปลี่ยนสัญญาณ (Inverter) ก่อนที่จะป้อนให้วงจรขับสัญญาณเอาต์พุตต่อไป

6. วงจรขับสัญญาณเอาต์พุต (Output Driver)

ชุดนี้ประกอบขึ้นด้วย 4 ส่วนแยกจากกัน จะรับอินพุตมาจากวงจรถอดรหัส ซึ่งจะเห็นได้ว่าในสถานะใดสถานะหนึ่งของวงจรขับสัญญาณจะให้เอาต์พุตเป็นกราวด์เพียงชุดเดียวซึ่งก็สืบเนื่องมาจากการทำงานของชุดถอดรหัสที่ให้เอาต์พุตเป็นสถานะการทำงานเพียงชุดเดียวเช่นกัน พิจารณาจากรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

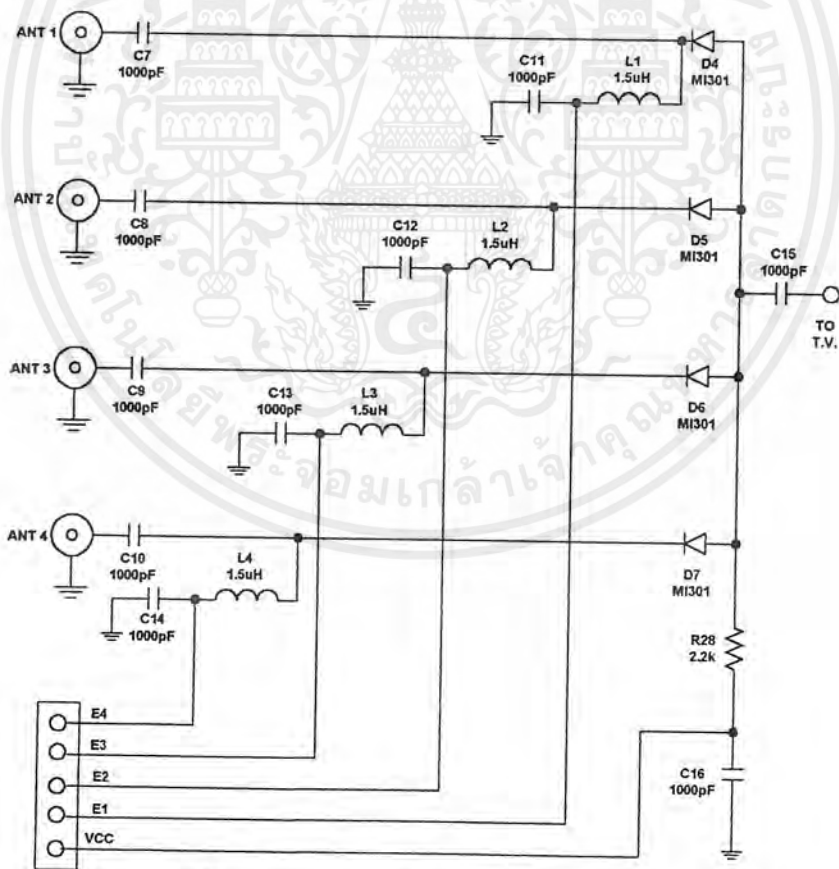


รูปที่ 4.9 แสดงวงจรขับสัญญาณเอาต์พุต

จากรูปเมื่ออินพุตที่รับเข้ามาเป็น logic 1 ทรานซิสเตอร์จะทำงานเหมือนกับสวิตช์เทียบระหว่างขาอีมีเตอร์กับขาคอลเลกเตอร์ซึ่งคล้องกันและไปต่อกับกราวด์ วัตต์เอาต์พุตที่ประมาณกราวด์ logic 0 ในสถานะที่ไม่มีสัญญาณที่อินพุต เอาต์พุตจะวัดได้แรงดันประมาณแหล่งจ่าย (Vcc) หรือสถานะ logic 1

7. วงจรเลือกสัญญาณ

สัญญาณจากวงจรขับสัญญาณเอาต์พุต(Output Driver) จะถูกส่ง ไปควบคุมยังวงจรเลือกสัญญาณ ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงวงจรเลือกสัญญาณจากสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

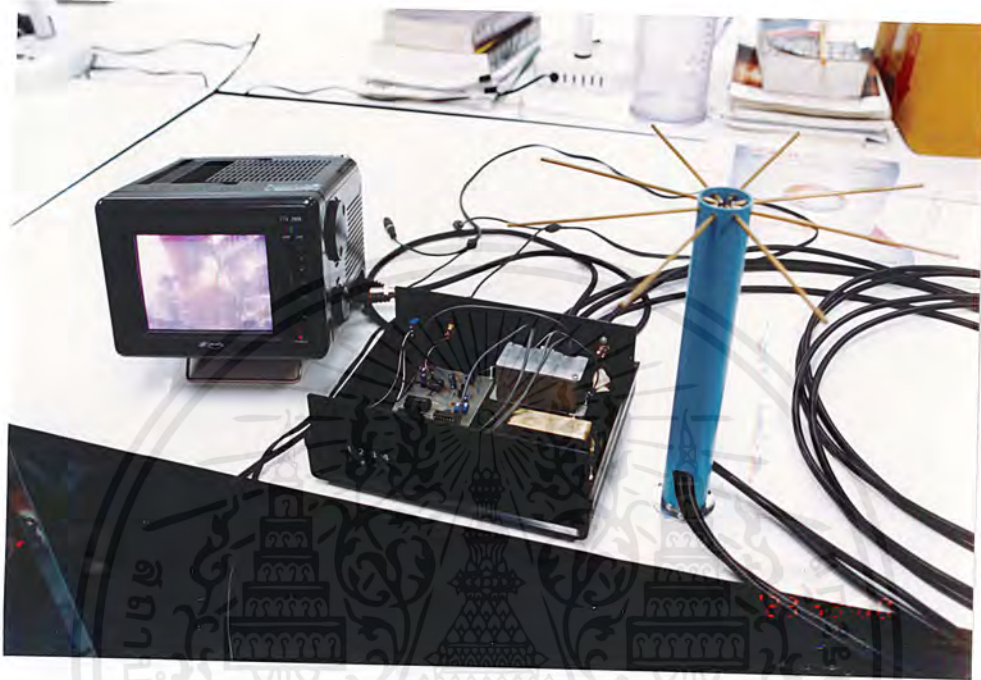
จากรูปที่ 4.10 สัญญาณที่เป็นระดับแรงดันที่มาจากวงจรขับสัญญาณเอาต์พุตจะถูกส่งมาควบคุม หากระดับสัญญาณเป็น logic 0 เป็นการสั่งให้เลือกรับสายอากาศคันนั้น ซึ่งไดโอดในชุดนั้น ๆ จะได้รับการไบอัสตรงเพียงชุดใดชุดหนึ่ง(จาก 4 ชุด) สมมติว่าเป็นจุด E1 ส่วนจุด E2, E3 และ E4 จะได้รับ ระดับแรงดันเป็นบวกให้กับวงจร ไดโอดเปรียบคั้งไม่ได้เลือกรับก็จะมีระดับแรงไฟเป็น logic 1 ไดโอดได้รับการไบอัสกลับเปรียบเป็นสวิตช์ เปิด สัญญาณไม่สามารถที่จะส่งผ่านยังเครื่องรับได้ สำหรับค่าขดลวดใน วงจรจะทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณความถี่สูงจากสายอากาศเข้าไปรบกวนระบบการควบคุมและจะมีตัวเก็บ ประจุทำหน้าที่ผ่านสัญญาณความถี่สูงลงกราวด์



รูปที่ 4.11 แสดงเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ

4.3 การทดลองและผลการทดลอง

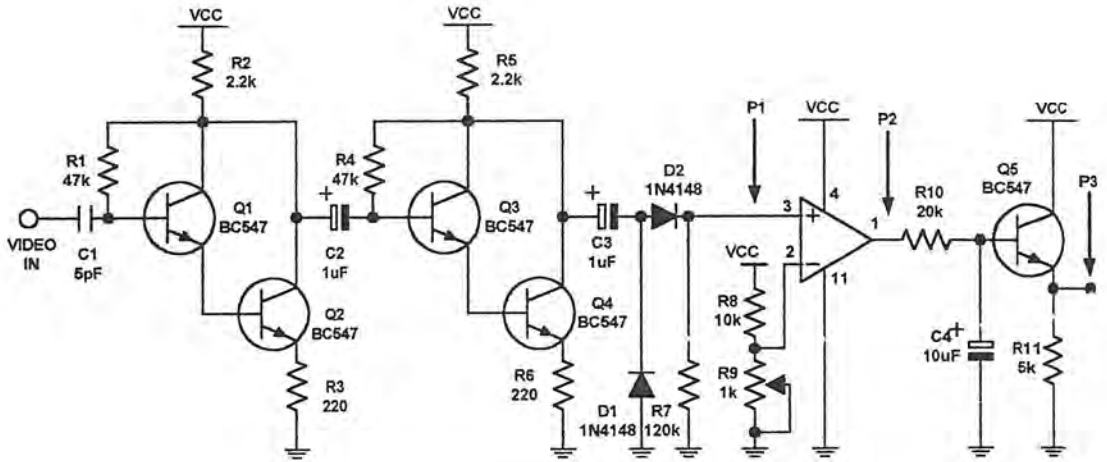
การทดลองนี้จะนำเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพมาต่อกับโทรทัศน์และชุดสายอากาศ กรณีนี้จะใช้สายอากาศ 4 คั่น วางในตำแหน่งมุมที่แตกต่างกัน 45 องศาตั้งรูป และทำการทดลองตามขั้นตอนต่อไปนี้



รูปที่ 4.12 แสดงการต่อเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพกับชุดสายอากาศและเครื่องรับโทรทัศน์

4.3.1 ผลการทดลองวงจรแยกสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

หลังจากทำการต่อเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพกับชุดสายอากาศและเครื่องรับโทรทัศน์ ในหัวข้อนี้ จะทำการวัดระดับแรงดันที่วงจรแยกสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณของเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ โดยวัดที่จุด P1, P2 และ P3 ตามลำดับ ดังรูป 4.13 โดยจะทำการวัดผลใน 2 กรณีคือ กรณีที่สัญญาณภาพจากโทรทัศน์ที่รับได้ปกติ(สัญญาณภาพจากจุด Video out ของโทรทัศน์คมชัด) และกรณีที่สัญญาณภาพจากโทรทัศน์ที่รับได้ถูกรบกวน(สัญญาณภาพจากจุด Video out ของโทรทัศน์มีสโนว์)



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรแยกสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

สัญญาณอินพุต (VIDEO IN)	ระดับแรงดัน (V)		
	ที่จุด P1	ที่จุด P2	ที่จุด P3
สัญญาณที่รับได้ปกติ	0.05	0	0.1
สัญญาณที่รับได้ถูกรบกวน	0.2	11	9.6

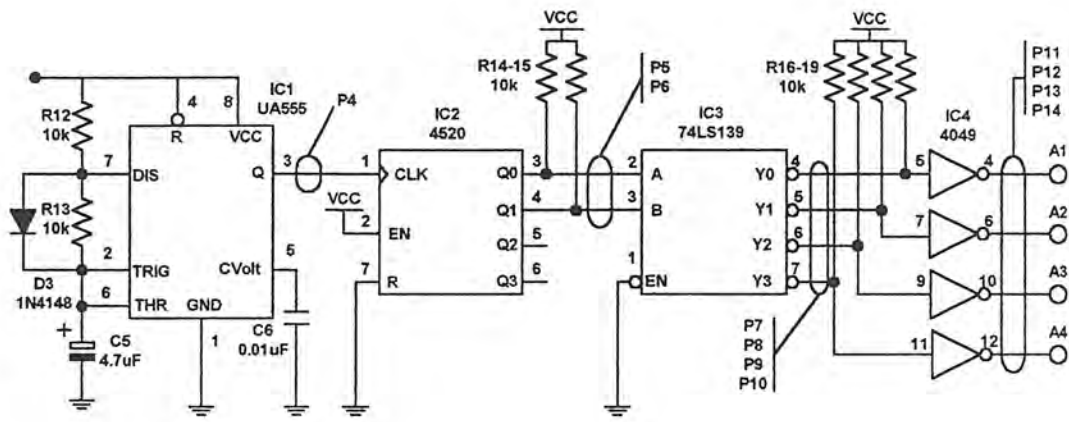
(เมื่อแรงดันที่ขา 2 ของออปแอมป์มีค่า 0.1 V)

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองวัดแรงดันที่วงจรแยกสัญญาณและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

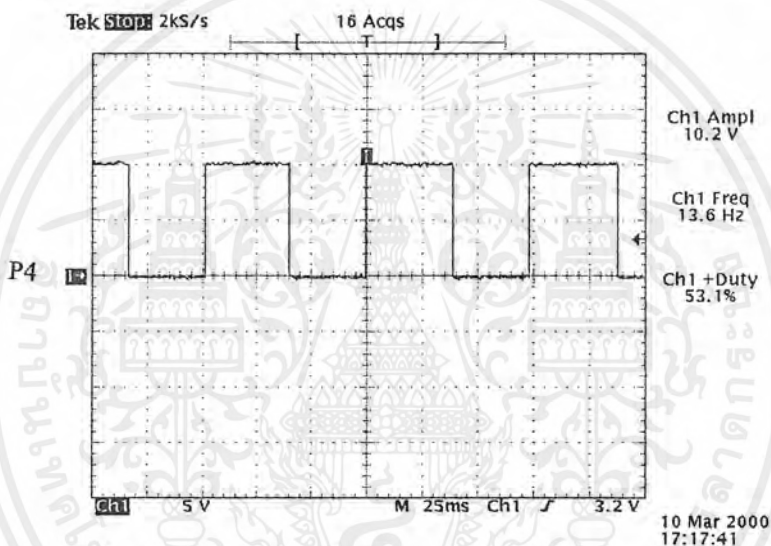
ผลจากการทดลองในหัวนี้ ผลที่ได้ออกมาจะแสดงให้เห็นว่า เมื่อสัญญาณภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ถูกรบกวน(มีสโนว์) จะส่งผลให้วงจรแยกสัญญาณ(ชุดวงจรคาร์ลิงตัน 2 ชุด)ขยายสัญญาณรบกวนทำให้ระดับแรงดันที่จุด P1 มีค่าสูงกว่าแรงดันที่ขา 2 (0.1 V) ของออปแอมป์ ทำให้ออปแอมป์ของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณทำงาน ให้เอาต์พุตที่จุด P2 เป็น logic 1 ส่งผลให้ ทรานซิสเตอร์(Q5)ทำงาน และแรงดันจุด P3 เพิ่มขึ้นเพื่อเป็น ไฟเลี้ยง ไปจ่ายให้วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาทำงานต่อไป

4.3.2 ผลการทดลอง วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา วงจรนับ และวงจรถอดรหัส

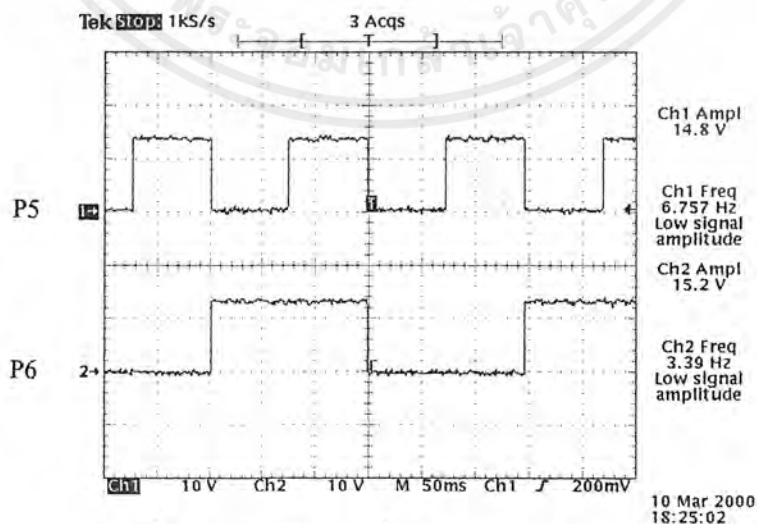
ในหัวข้อนี้ จะทำการวัดสัญญาณโดยใช้ออสซิลอสโคป ในกรณีที่วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาทำงาน(เมื่อสัญญาณที่เครื่องโทรทัศน์ถูกรบกวน มีสโนว์) โดยจะทำการวัดที่จุด P4 ของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ,ที่จุด P5 P6 ของวงจรถัด ,ที่จุด P7 P8 P9 P10 ของวงจรถอดรหัส และที่จุด P11 P12 P13 P14 ของเอาต์พุต ไอซีอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 4.14



รูป 4.14 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา วงจรนับ และวงจรถอดรหัส

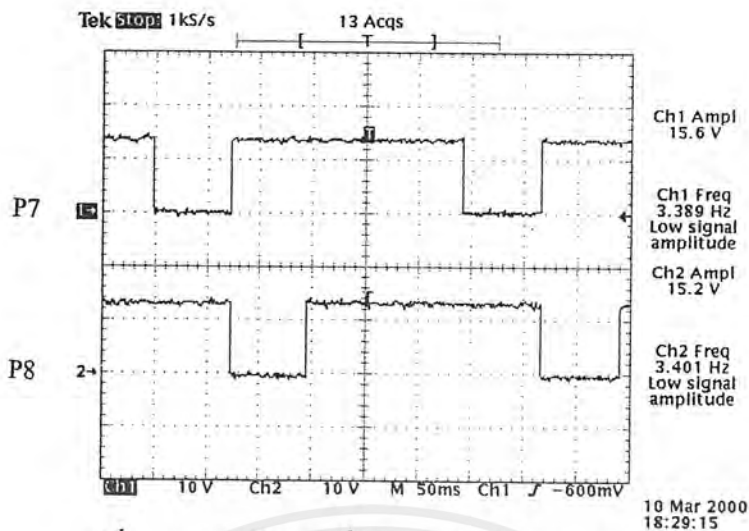


รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณที่จุด P4 ของวงจกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

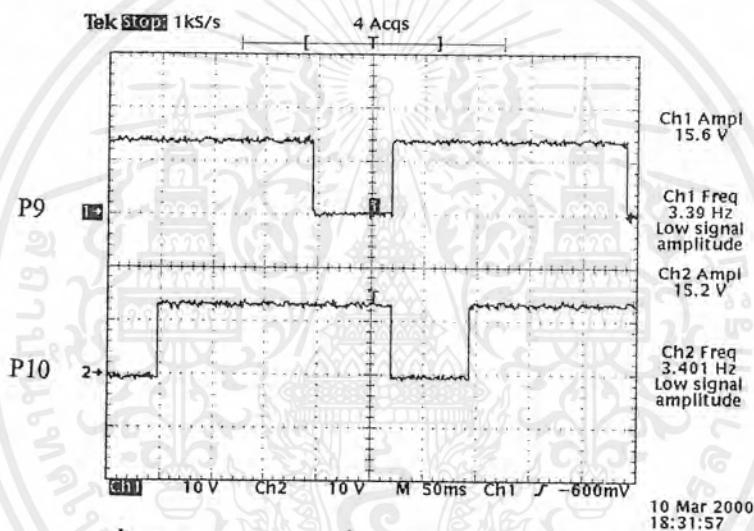


รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณที่จุด P5 และ P6 ของวงจรนับ

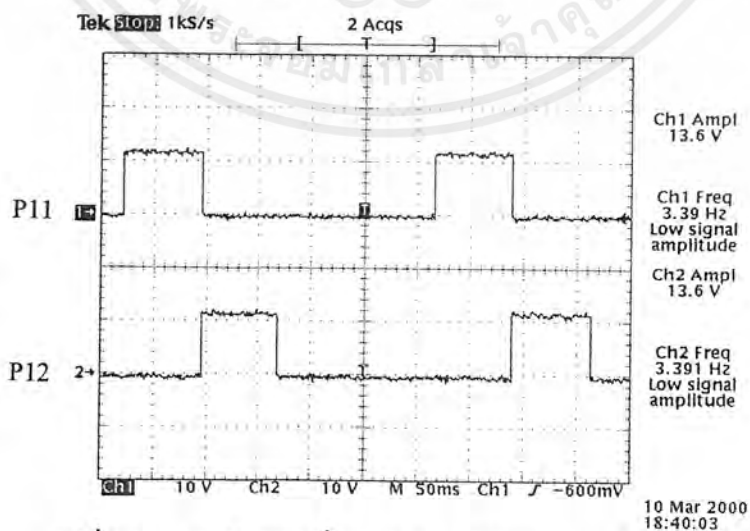
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณที่จุด P7 และ P8 ของวงจรอครหัท

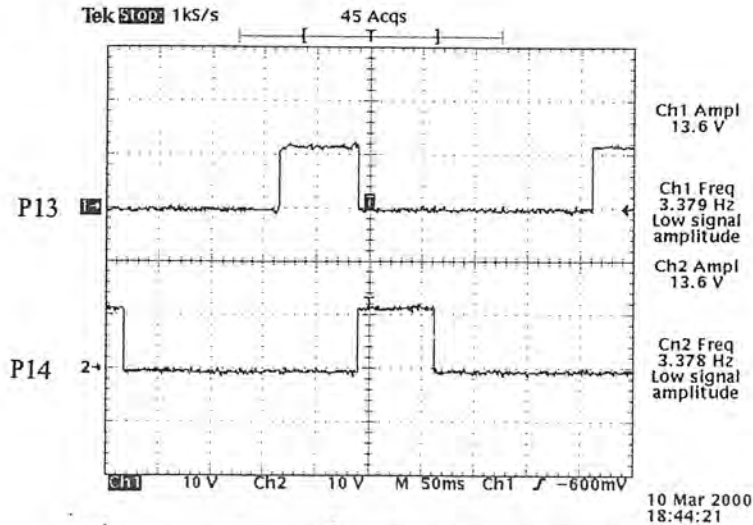


รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณที่จุด P9 และ P10 ของวงจรอครหัท



รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณที่จุด P11 และ P12 ของวงจรอินเวอร์ตติง

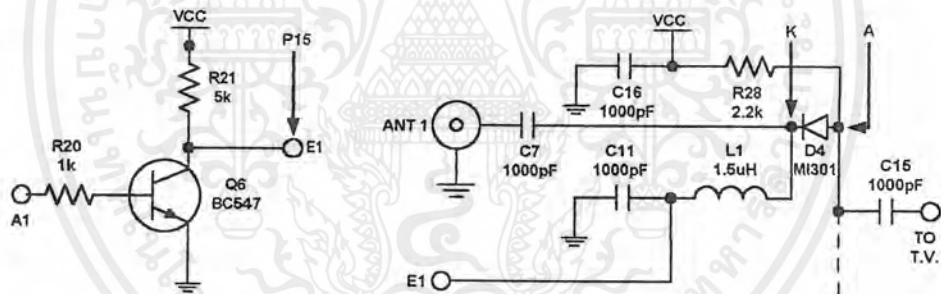
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณที่จุด P13 และ P14 ของวงจรอินเวอร์ตติง

4.3.3 ผลการทดลองวงจรขับสัญญาณเอาต์พุตและวงจรเลือกสัญญาณ

การทดลองนี้จะสังเกตที่สายอากาศคันที่ 1 (ANT 1) และทำการวัดแรงดันที่วงจรขับเอาต์พุตที่จุด P15 และวัดแรงดันที่ไดโอด (D4) ที่ขา A (อานอด) เทียบกับขา K (แคโทด) ของวงจรเลือกสัญญาณ ทั้งหมดที่กล่าวมานี้จะทำการวัดใน 2 กรณี คือกรณีที่สายอากาศคันที่ 1 ถูกเลือก กับกรณีที่สายอากาศคันที่ 1 ไม่ได้ถูกเลือก



รูปที่ 4.21 แสดงวงจรขับเอาต์พุตและวงจรเลือกสัญญาณของสายอากาศคันที่ 1 (ANT 1)

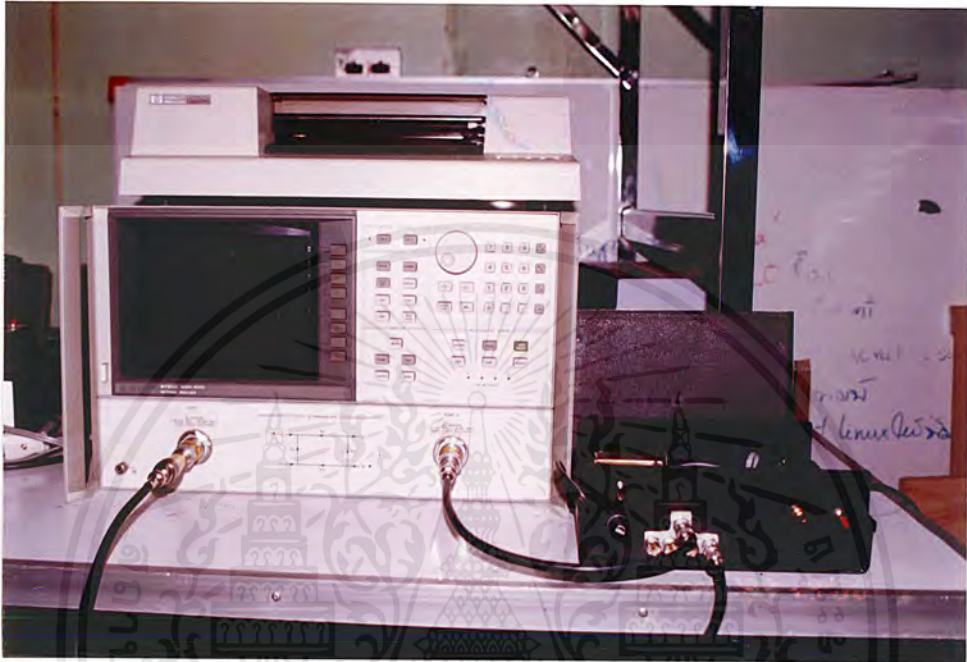
สถานะสายอากาศคันที่ 1 (ANT 1)	แรงดันที่จุด P15 (V)	แรงดัน A เทียบ K (V)
สถานะสายอากาศถูกเลือก	0.04 (logic 0)	0.7 (ไปอัสตรง)
สถานะสายอากาศไม่ได้ถูกเลือก	12 (logic 1)	-11 (ไปอัสกลับ)

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการวัดแรงดันที่วงจรขับเอาต์พุตและวงจรเลือกสัญญาณของสายอากาศคันที่ 1 (ANT 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 ผลการทดลองหาค่าการลดทอนของวงจรเลือกสัญญาณ

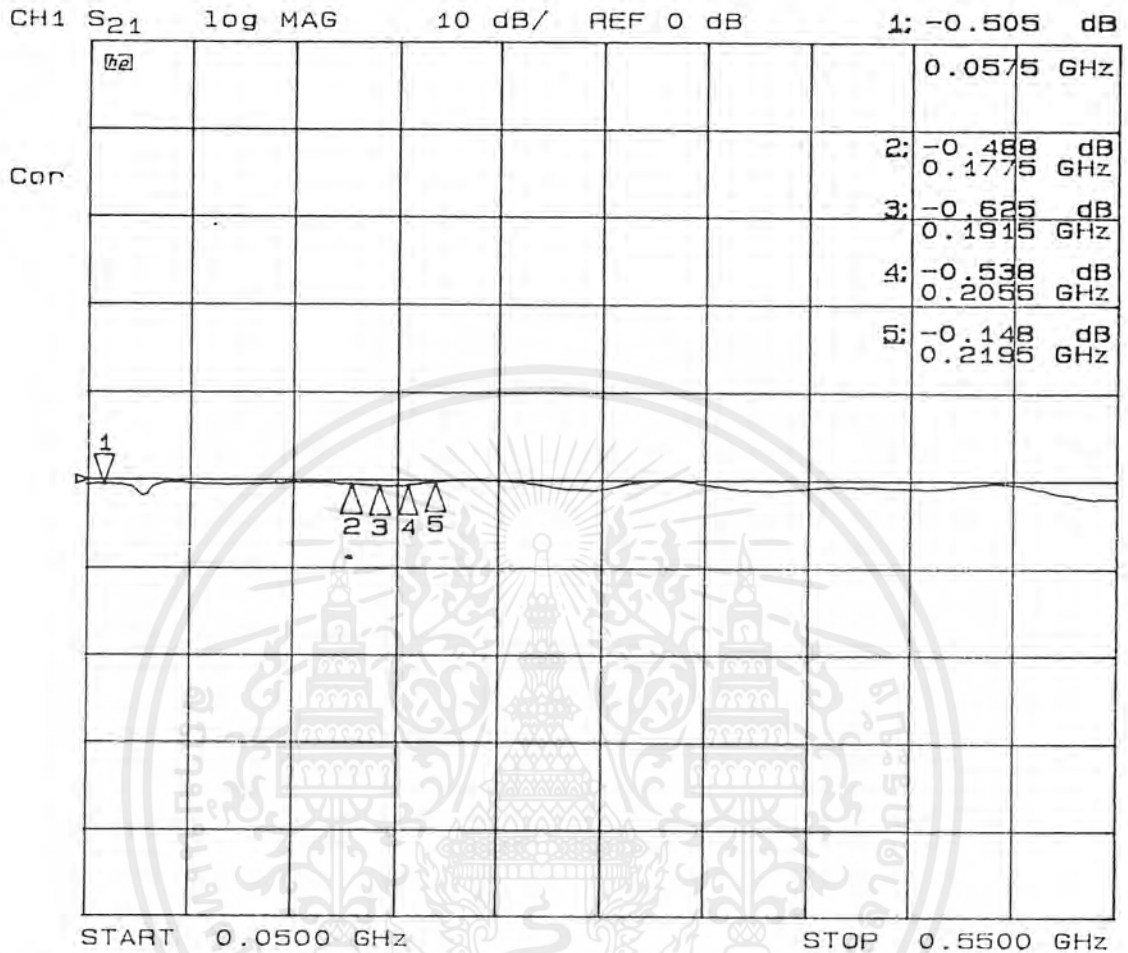
ในหัวข้อนี้ จะทำการทดลองหาค่าการลดทอนของวงจรเลือกสัญญาณ โดยจะใช้อินพุต (ANT 1) ของวงจรเลือกสัญญาณ ซึ่งเดิมเคยเป็นอินพุตของสายอากาศคันที่ 1 กับเอาต์พุตของวงจรเลือกสัญญาณ ซึ่งเดิมเคยเป็นจุดต่อที่จะต้องต่อเข้ากับจุดต่อสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์ นำอินพุตและเอาต์พุตดังกล่าวนี้มาต่อกับเครื่อง Network Analyzer เพื่อหาค่าลดทอน ดังรูป



รูปที่ 4.22 แสดงการต่อเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพกับเครื่อง Network Analyzer

เพื่อทำการหาค่าลดทอนของวงจรเลือกสัญญาณ(หรือค่าลดทอนของเครื่องรักษาระดับของสัญญาณภาพ) โดยจะพิจารณาใน 2 กรณีคือ 1.กรณีที่จุดต่ออินพุต (ANT 1) กับ เอาต์พุต ของวงจรเลือกสัญญาณ ส่งผ่านสัญญาณได้สะดวก (อยู่ในสภาวะได้รับการเลือก) 2. กรณีที่จุดต่ออินพุต (ANT 1) กับ เอาต์พุต ของวงจรเลือกสัญญาณ ไม่ยอมให้ส่งผ่านสัญญาณได้สะดวก (อยู่ในสภาวะไม่ได้รับการเลือก)

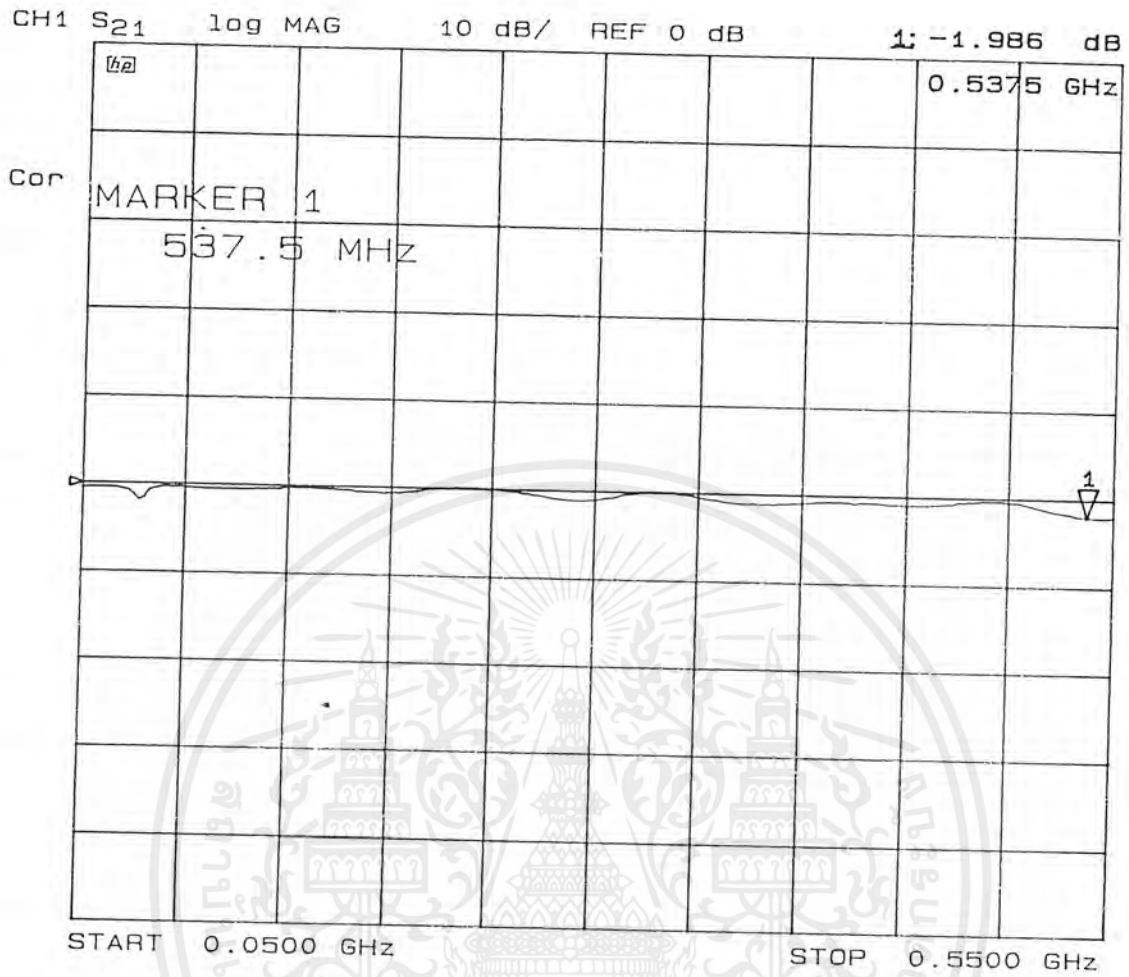
1. กรณีสี่ที่จุดต่ออินพุต (ANT 1) กับ เอาต์พุต ของวงจรเลือกสัญญาณอยู่ในสภาวะได้รับการเลือกผลของค่าลดทอนดังรูป 4.23



รูปที่ 4.23 แสดงค่าการลดทอนในสภาวะได้รับการเลือก(วัดครั้งที่1)

จากรูปที่ 4.23 มีรายละเอียดดังนี้คือ

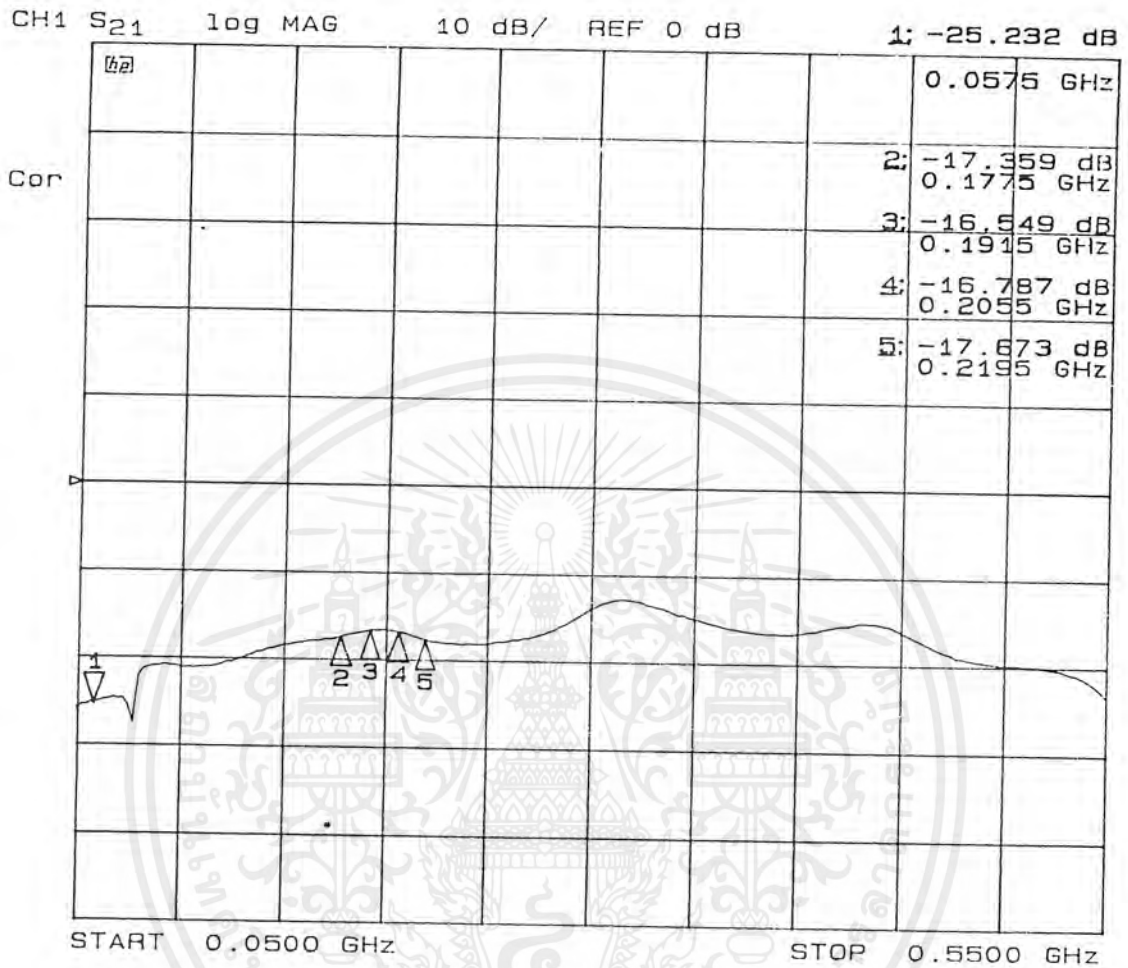
- ที่จุด 1 แสดงการลดทอน 0.505 dB ที่ความถี่ 57.5 MHz (TV ช่อง 3)
- ที่จุด 2 แสดงการลดทอน 0.488 dB ที่ความถี่ 177.5 MHz (TV ช่อง 5)
- ที่จุด 3 แสดงการลดทอน 0.625 dB ที่ความถี่ 191.5 MHz (TV ช่อง 7)
- ที่จุด 4 แสดงการลดทอน 0.538 dB ที่ความถี่ 205.5 MHz (TV ช่อง 9)
- ที่จุด 5 แสดงการลดทอน 0.148 dB ที่ความถี่ 219.5 MHz (TV ช่อง 11)



รูปที่ 4.24 แสดงค่าการลดทอนในสถานะได้รับการเลือก(วัดครั้งที่2)

จากรูปที่ 4.24 มีรายละเอียดดังนี้คือ
 ที่จุด 1 แสดงการลดทอน 1.986 dB ที่ความถี่ 537.5 MHz (ช่อง iTV)

2.กรณีจุดต่ออินพุต(ANT 1) กับเอาต์พุต ของวงจรเลือกสัญญาณอยู่ในสถานะไม่ได้รับการเลือก ผลของค่าลดทอนดังรูป 4.25

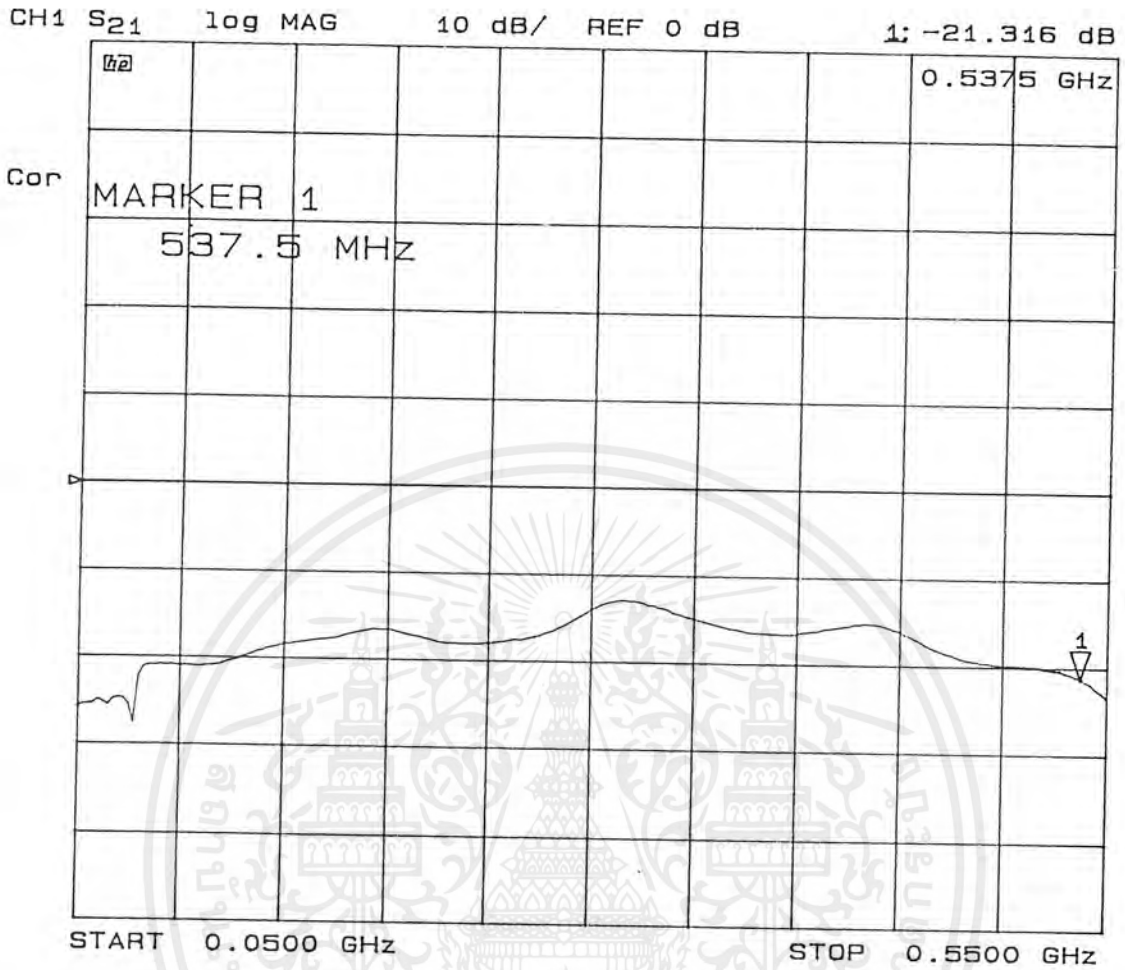


รูปที่ 4.25 แสดงค่าการลดทอนในสถานะไม่ได้รับการเลือก(วัดครั้งที่1)

จากรูปที่ 4.25 มีรายละเอียดดังนี้คือ

- ที่จุด 1 แสดงการลดทอน 25.232 dB ที่ความถี่ 57.5 MHz (TV ช่อง 3)
- ที่จุด 2 แสดงการลดทอน 17.359 dB ที่ความถี่ 177.5 MHz (TV ช่อง 5)
- ที่จุด 3 แสดงการลดทอน 16.549 dB ที่ความถี่ 191.5 MHz (TV ช่อง 7)
- ที่จุด 4 แสดงการลดทอน 16.787 dB ที่ความถี่ 205.5 MHz (TV ช่อง 9)
- ที่จุด 5 แสดงการลดทอน 17.673 dB ที่ความถี่ 219.5 MHz (TV ช่อง 11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 แสดงค่าการลดทอนในสถานะไม่ได้รับการเลือก(วัดครั้งที่2)

จากรูปที่ 4.26 มีรายละเอียดดังนี้คือ

ที่จุด 1 แสดงการลดทอน 21.316 dB ที่ความถี่ 537.5 MHz (ช่อง iTV)

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การวัด และพล็อตกราฟแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ทำการวัด และพล็อตกราฟแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ในระดับความสูง $\lambda/4$, 0.42λ และ $\lambda/2$ เพื่อดูผล และทำการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระดับดังกล่าว ด้วยสเปกตรัม อนุภาคนิวเคลียร์



รูปที่ 5.1 แสดงการจัดตั้งสายอากาศส่ง และรับในการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น



(ก) วัดการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้ง (E-plane)

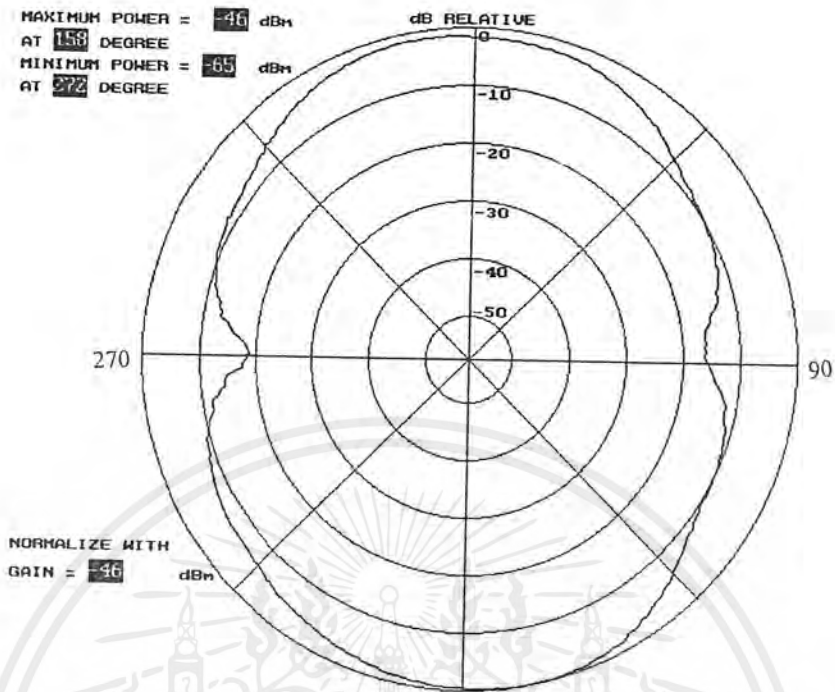


(ข) วัดการแพร่กระจายคลื่นในแนวนอน (H-plane)

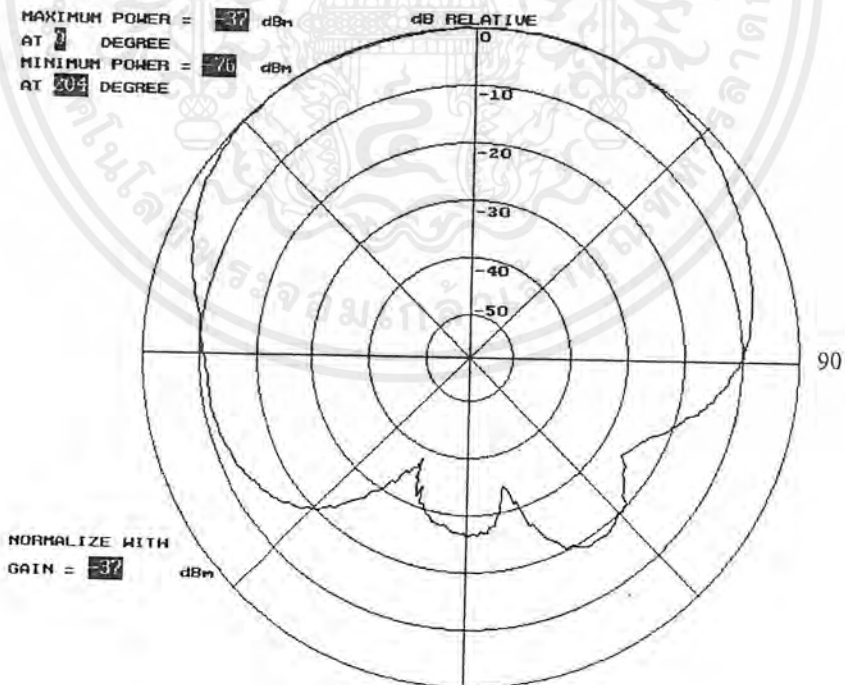
รูปที่ 5.2 แสดงการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในแนวตั้ง และแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัด และพล็อตกราฟแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดนี้

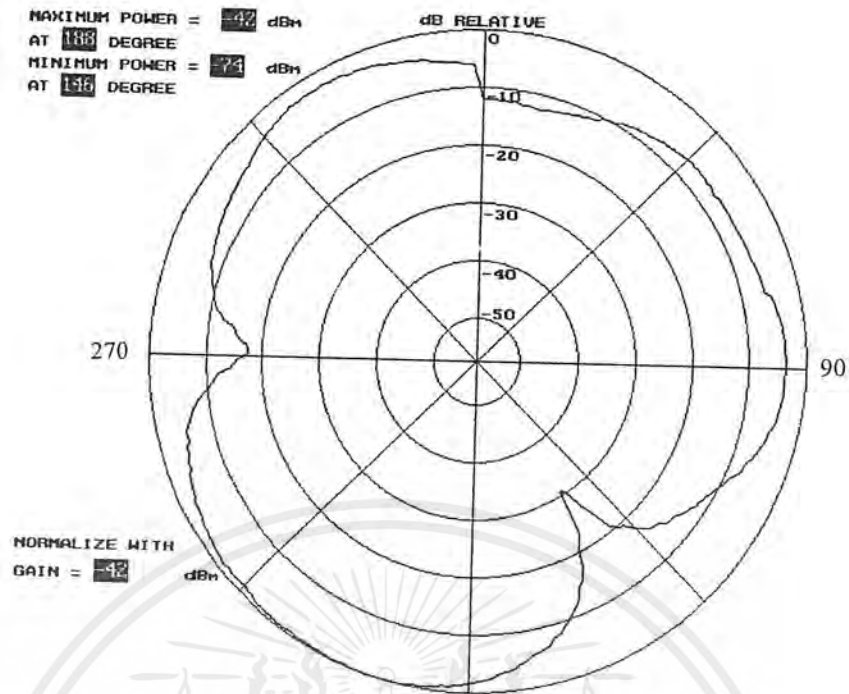


รูปที่ 5.3 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/4$ ในแนวตั้ง (E-plane)

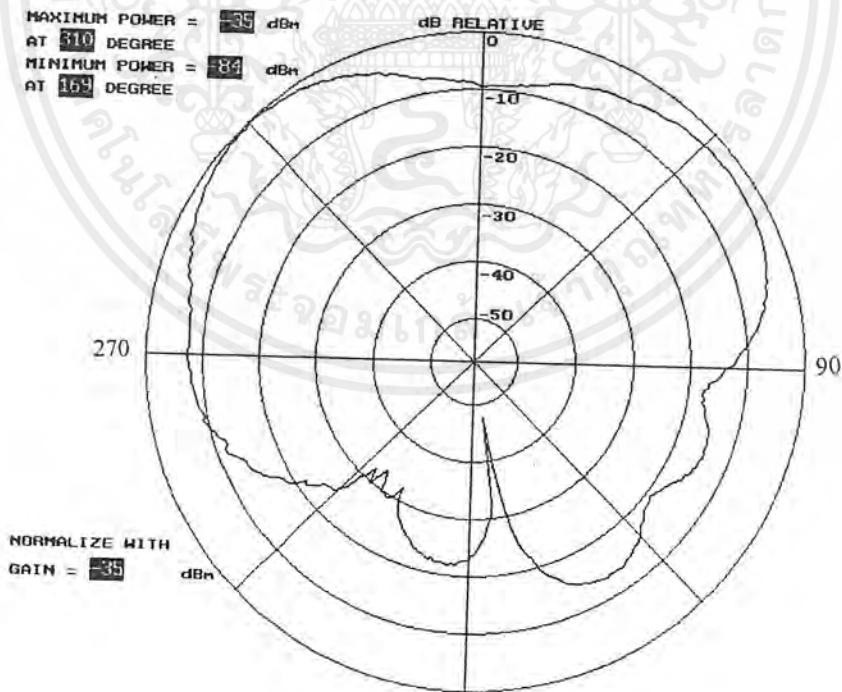


รูปที่ 5.4 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/4$ ในแนวนอน (H-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

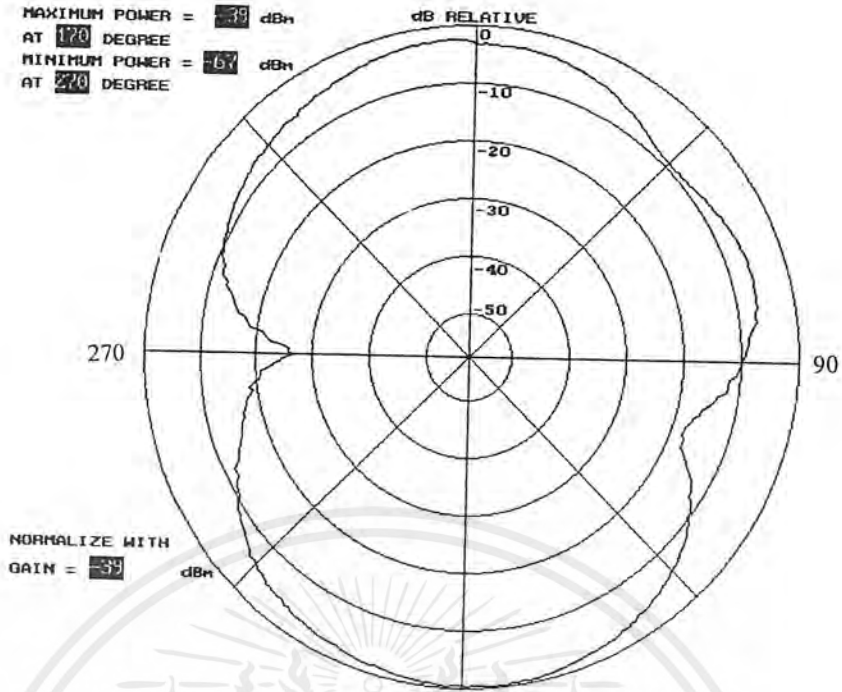


รูปที่ 5.5 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง 0.42λ ในแนวตั้ง (E-plane)

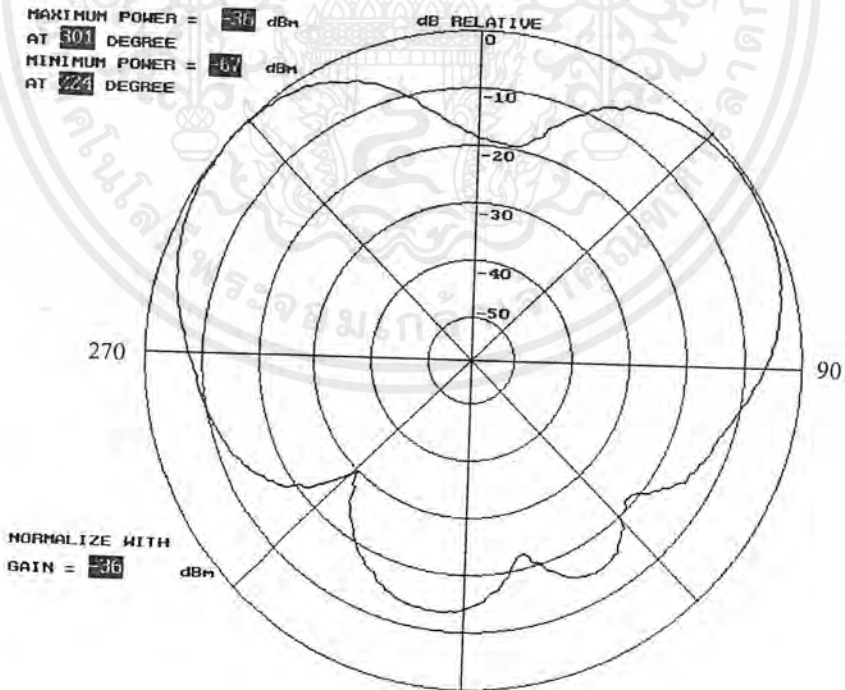


รูปที่ 5.6 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง 0.42λ ในแนวนอน (H-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/2$ ในแนวตั้ง (E-plane)



รูปที่ 5.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความสูง $\lambda/2$ ในแนวนอน (H-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ค่าทวิกำลังของสายอากาศ

จากการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเราสามารถหาค่าทวิกำลังของสายอากาศได้ดังนี้

$$G_r \text{ (dBi)} = P_r \text{ (dBm)} - P_t \text{ (dBm)} - G_t \text{ (dBi)} + L_t \text{ (dB)} + L_r \text{ (dB)} + L_f$$

$$G_r \text{ (dBi)} = 3.6 \text{ dBi}$$

จากการคำนวณค่าทวิกำลังของสายไดโพลไซวี ได้เท่ากับ 3.6 dBi



5.3 การทดลองคุณสมบัติการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้ (Cross dipole)

ทำการติดตั้งสายอากาศไดโพลไขว้ บนหลังคารดโดยให้อยู่สูงจากหลังคารด 23.5 เซนติเมตร จากนั้นก็เคลื่อนรถไปครั้งละ 3 เมตร โดยเส้นทางการเคลื่อนที่จะเป็นลักษณะวงกลม แล้วทำการวัดความแรงของสัญญาณ(field strength) ในแต่ละจุด ซึ่งได้ผลดังต่อไปนี้

สายอากาศไดโพลชุดที่ 1							
จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)
1.	62	21	61	41	46	61	72
2.	69	22	59	42	62	62	77
3.	69	23	58	43	62	63	62
4.	62	24	47	44	67	64	76
5.	65	25	65	45	70	65	65
6.	64	26	63	46	70	66	63
7.	67	27	56	47	70	67	74
8.	70	28	60	48	61	68	78
9.	67	29	48	49	67	69	76
10.	62	30	54	50	68	70	75
11.	62	31	51	51	69	71	68
12.	66	32	57	52	72	72	69
13.	65	33	51	53	68	73	69
14.	69	34	56	54	69	74	67
15.	60	35	50	55	76	75	57
16.	48	36	51	56	77	76	66
17.	56	37	55	57	74	77	70
18.	61	38	54	58	65	78	71
19.	63	39	60	59	73	79	70
20.	65	40	59	60	74	80	70

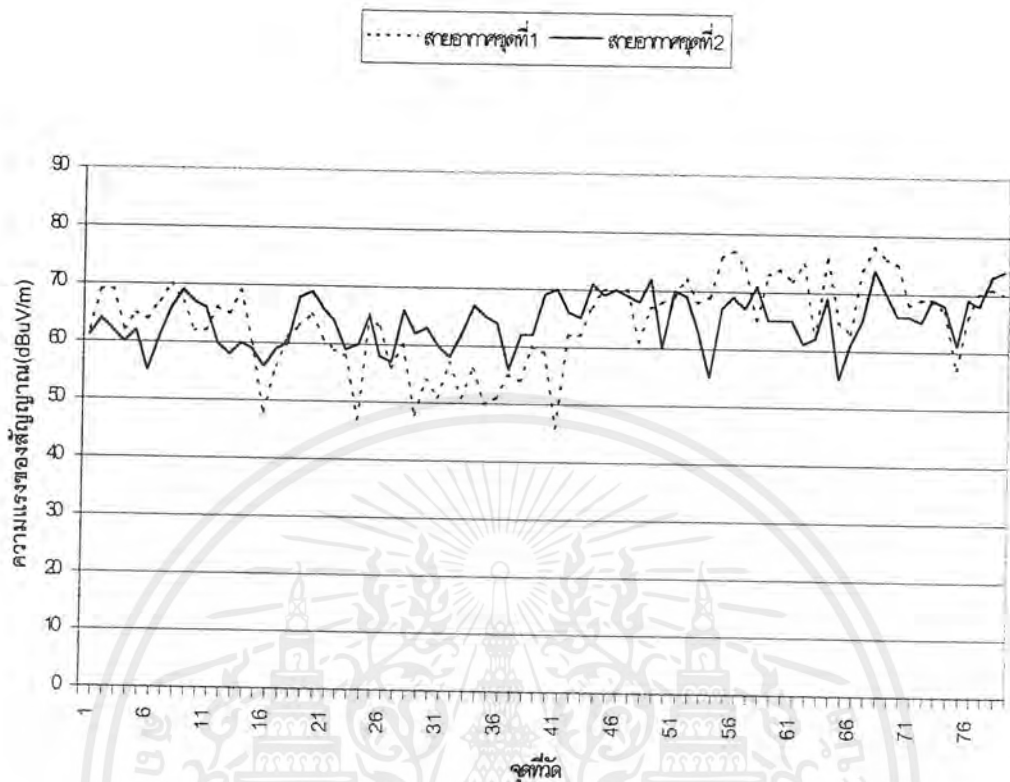
ตารางที่ 5.1 แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่สายอากาศไดโพลชุดที่ 1 รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศไดโพลชุดที่ 2							
จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV/m)
1	61	21	66	41	70	61	65
2	64	22	64	42	66	62	61
3	62	23	59	43	65	63	62
4	60	24	60	44	71	64	69
5	62	25	65	45	69	65	55
6	55	26	58	46	70	66	61
7	61	27	57	47	69	67	65
8	66	28	66	48	68	68	74
9	69	29	62	49	72	69	70
10	67	30	63	50	60	70	66
11	66	31	60	51	70	71	66
12	60	32	58	52	69	72	65
13	58	33	62	53	63	73	69
14	60	34	67	54	55	74	68
15	59	35	65	55	67	75	61
16	56	36	64	56	69	76	69
17	59	37	56	57	67	77	68
18	60	38	62	58	71	78	73
19	68	39	62	59	65	79	74
20	69	40	69	60	65	80	72

ตารางที่ 5.2 แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่สายอากาศไดโพลชุดที่ 2 รับได้

นำผลการวัดความแรงของสัญญาณที่ได้มาเขียนเป็นกราฟดังรูปที่ 5.9 เพื่อคุณลักษณะการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้



รูปที่ 5.9 แสดงกราฟลักษณะการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้เมื่อรถเคลื่อนที่เป็นวงกลม

จากรูปที่ 5.9 จะเห็นว่า เมื่อรถมีการเคลื่อนที่ไปแบบวงกลม สายอากาศไดโพลแต่ละชุดที่ประกอบกันเป็นสายอากาศแบบไขว้วันั้น จะรับสัญญาณได้ในระดับที่แตกต่างกัน ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับว่า สายอากาศชุดใดได้มีทิศทางไปตรงกับทิศทางที่มีสัญญาณเข้ามาที่มีความแรงระดับใด และจากผลการวัดสัญญาณที่ได้นี้ จะเห็นว่าสายอากาศไดโพลทั้งสอง สามารถนำไปใช้ในการเลือกรับสัญญาณได้เพราะระดับความแรงของสัญญาณที่รับได้ไม่เท่ากันคือ ในขณะที่สายอากาศชุดหนึ่งรับสัญญาณได้น้อย สายอากาศอีกชุดก็จะรับสัญญาณได้สูงกว่า

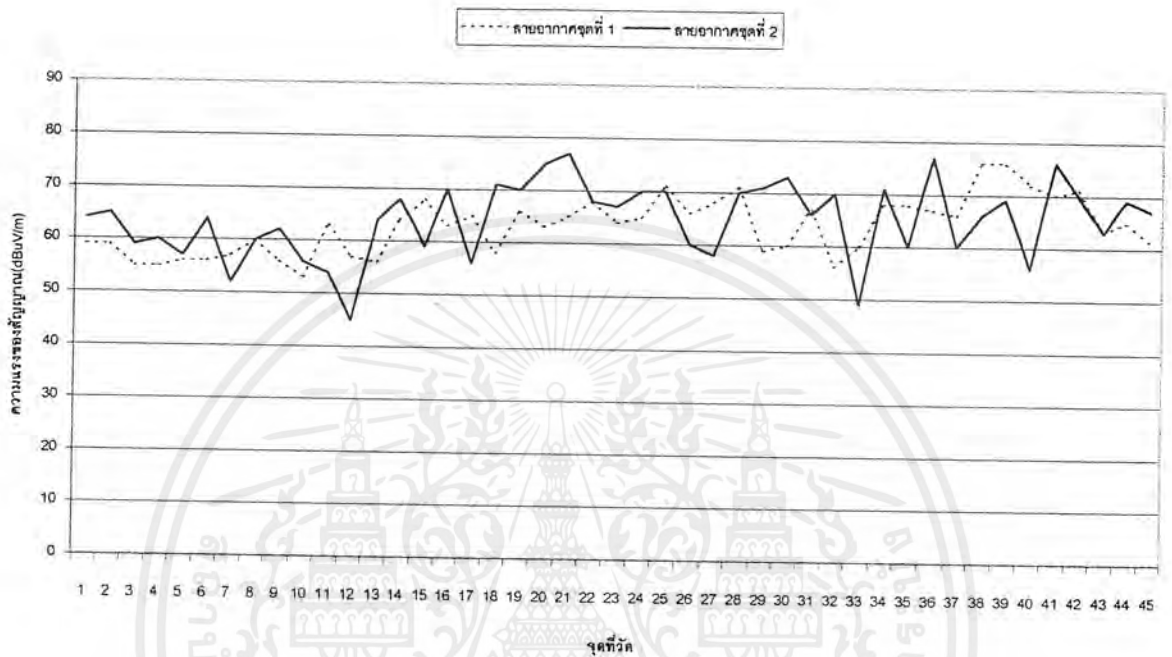
การวัดค่าความแรงของสัญญาณเมื่อ รถเคลื่อนที่ในทางตรง

สายอากาศไดโพลชุดที่ 1				สายอากาศไดโพลชุดที่ 2			
จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dB μ V/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dB μ V/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dB μ V/m)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dB μ V/m)
1.	59	25	71	1.	64	25	70
2.	59	26	66	2.	65	26	60
3.	55	27	68	3.	59	27	58
4.	55	28	71	4.	60	28	70
5.	56	29	59	5.	57	29	71
6.	56	30	60	6.	64	30	73
7.	57	31	67	7.	52	31	66
8.	60	32	56	8.	60	32	70
9.	56	33	60	9.	62	33	49
10.	53	34	68	10.	56	34	71
11.	63	35	68	11.	54	35	60
12.	57	36	67	12.	45	36	77
13.	56	37	66	13.	64	37	60
14.	64	38	76	14.	68	38	76
15.	68	39	76	15.	59	39	69
16.	63	40	72	16.	70	40	56
17.	65	41	70	17.	56	41	76
18.	58	42	71	18.	71	42	70
19.	66	43	63	19.	70	43	63
20.	63	44	65	20.	75	44	69
21.	65	45	61	21.	77	45	67
22.	68			22.	68		
23.	64			23.	67		
24.	65			24.	70		

ตารางที่ 5.3 แสดงค่าความแรงของสัญญาณที่ได้รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลจากรายที่ นำมาเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 แสดงกราฟลักษณะการรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลไขว้เมื่อรถเคลื่อนที่ทางตรง

จากกราฟรูปที่ 5.10 จะเห็นว่า การรับสัญญาณของสายอากาศไดโพลแต่ละชุด รับค่าความแรงของสัญญาณต่างกัน ซึ่งโดยปกติแล้วจะต้องมีสายอากาศชุดใดชุดหนึ่งรับได้ค่าสูงกว่า แต่จากผลการวัดที่วัดได้นี้ ในบางจุดสายอากาศชุดที่เคยรับสัญญาณได้สูงกว่าก็จะรับสัญญาณได้น้อยกว่าสายอากาศอีกชุด ทั้งนี้ เนื่องมาจากที่จุดนั้นอาจจะเกิดการหักล้างกันระหว่างคลื่นทางตรง(Direct path wave) กับคลื่นที่สะท้อน(Reflect path wave) ทำให้ความแรงของสัญญาณในทิศทางนั้นลดลง

5.4 การวัดค่าความแรงของสัญญาณ(Field strength)โทรทัศน์ช่อง 29 (ความถี่ 534-541 MHz)

ทำการวัดค่าความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ช่อง29 ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่สถานีโทรทัศน์ ไอทีวี ใช้ในการส่งออกอากาศที่อาคารไพบยท2 โดยระยะที่ทำการวัดนั้น จะแบ่งเป็นระยะห่างจากอาคารไพบยท2 เป็นรัศมี 1,2,3,4 และ 5 กิโลเมตร ซึ่งได้ผลการวัดดังต่อไปนี้

ที่ระยะ 1 กิโลเมตร

จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)
A1	76	A7	76
A2	63	A8	63
A3	82	A9	82
A4	76	A10	76
A5	73	A11	73
A6	70	A12	70
ค่าเฉลี่ยความแรงของสัญญาณ		70.92	

ตารางที่ 5.4 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 1 กม.จากอาคารไพบยท2

ที่ระยะ 2 กิโลเมตร

จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)
B1	73	B12	55
B2	75	B13	38
B3	58	B14	55
B4	61	B15	62
B5	65	B16	65
B6	76	B17	60
B7	58	B18	80
B8	64	B19	70
B9	51	B20	68
B10	67	B21	65
B11	62	B22	75
ค่าเฉลี่ยความแรงของสัญญาณ		63.77	

ตารางที่ 5.5 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 2 กม.จากอาคารไพบยท2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ระยะ 3 กิโลเมตร

จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)
C1	55	C21	53
C2	64	C22	61
C3	65	C23	60
C4	60	C24	58
C5	58	C25	65
C6	65	C26	60
C7	65	C27	60
C8	57	C28	60
C9	74	C29	50
C10	75	C30	57
C11	61	C31	77
C12	65	C32	68
C13	63	C33	74
C14	66	C34	73
C15	71	C35	68
C16	62	C36	59
C17	63	C37	64
C18	65	C38	57
C19	56	C39	60
C20	53		
ค่าเฉลี่ยความแรงของสัญญาณ		62.74	

ตารางที่ 5.6 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 3 กม.จากอาคารโบหยก2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ระยะ 4 กิโลเมตร

จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)
D1	56	D16	65	D31	41
D2	63	D17	68	D32	58
D3	78	D18	44	D33	40
D4	60	D19	45	D34	41
D5	60	D20	60	D35	40
D6	68	D21	59	D36	66
D7	63	D22	60	D37	40
D8	72	D23	35	D38	61
D9	66	D24	52	D39	76
D10	62	D25	61	D40	62
D11	77	D26	69	D41	67
D12	53	D27	58	D42	66
D13	61	D28	59	D43	76
D14	64	D29	56	D44	49
D15	64	D30	30	D45	59
ค่าเฉลี่ยความแรงของสัญญาณ			58.44		

ตารางที่ 5.7 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 4 กม.จากอาคารใบหยก2

ที่ระยะ 5 กิโลเมตร

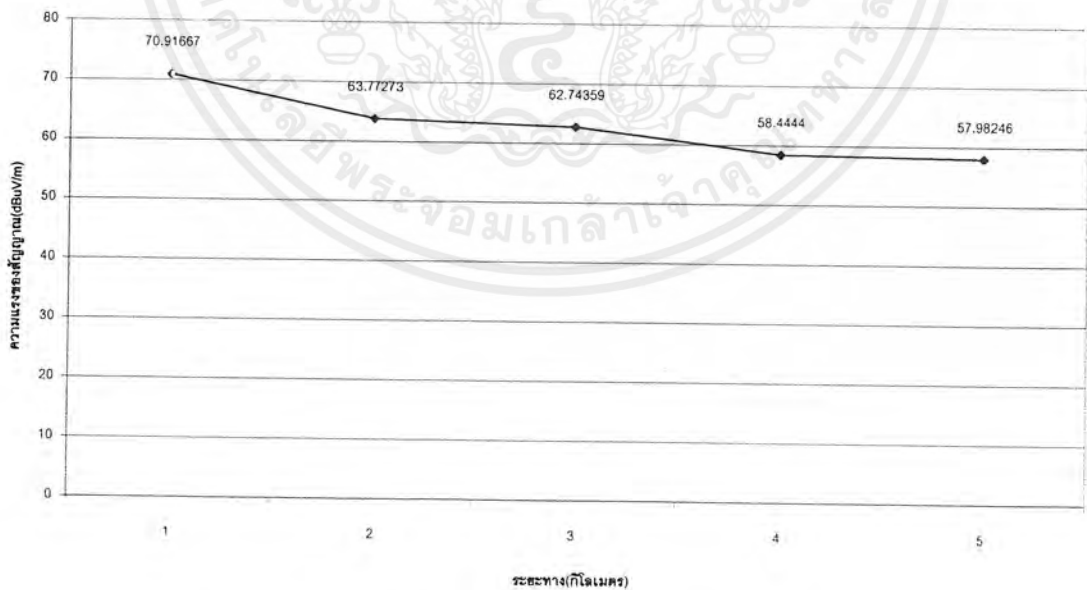
จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของ สัญญาณ(dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของ สัญญาณ(dBuV)
E1	58	E20	58	E39	62
E2	57	E21	59	E40	75
E3	68	E22	60	E41	32
E4	53	E23	73	E42	35
E5	65	E24	59	E43	35
E6	60	E25	65	E44	40

ตารางที่ 5.8 แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 5 กม.จากอาคารใบหยก2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

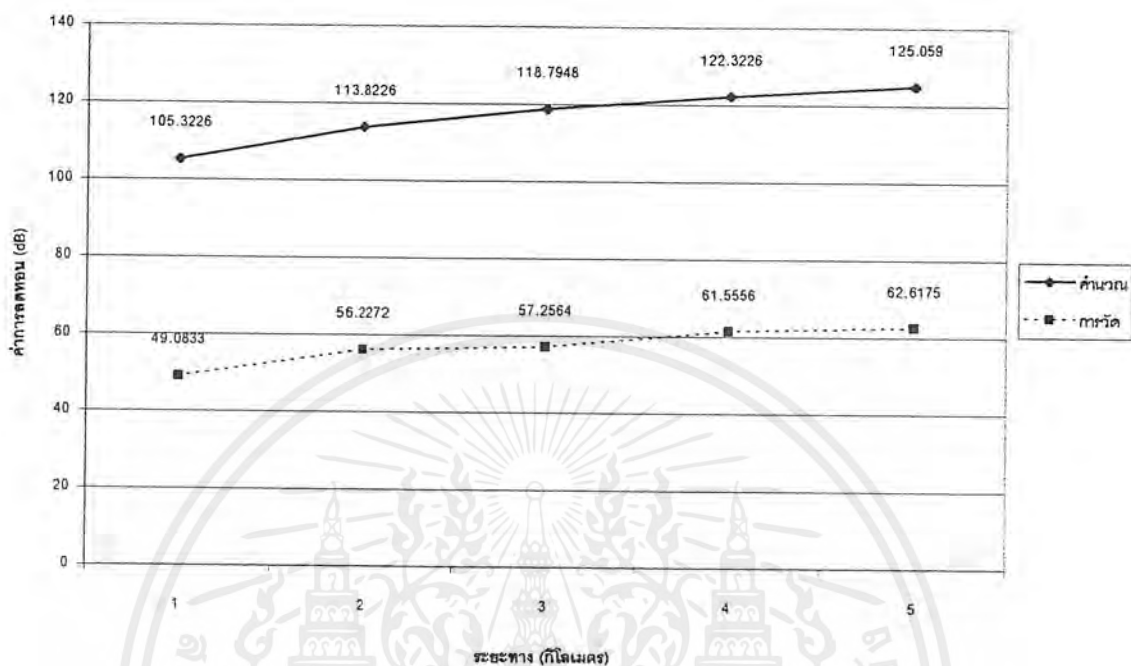
จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)	จุดที่วัด	ความแรงของสัญญาณ (dBuV)
E7	55	E26	86	E45	32
E8	60	E27	61	E46	39
E9	69	E28	56	E47	45
E10	74	E29	37	E48	35
E11	76	E30	45	E49	36
E12	69	E31	51	E50	61
E13	66	E32	53	E51	70
E14	63	E33	50	E52	60
E15	75	E34	40	E53	75
E16	67	E35	61	E54	66
E17	63	E36	56	E55	62
E18	57	E37	58	E56	67
E19	53	E38	72	E57	70
ค่าเฉลี่ยความแรงของสัญญาณ			57.98		

ตารางที่ 5.8 (ต่อ) แสดงความแรงของสัญญาณที่วัดได้ที่ระยะรัศมี 5 กม. จากอาคารโบสถ์ 2



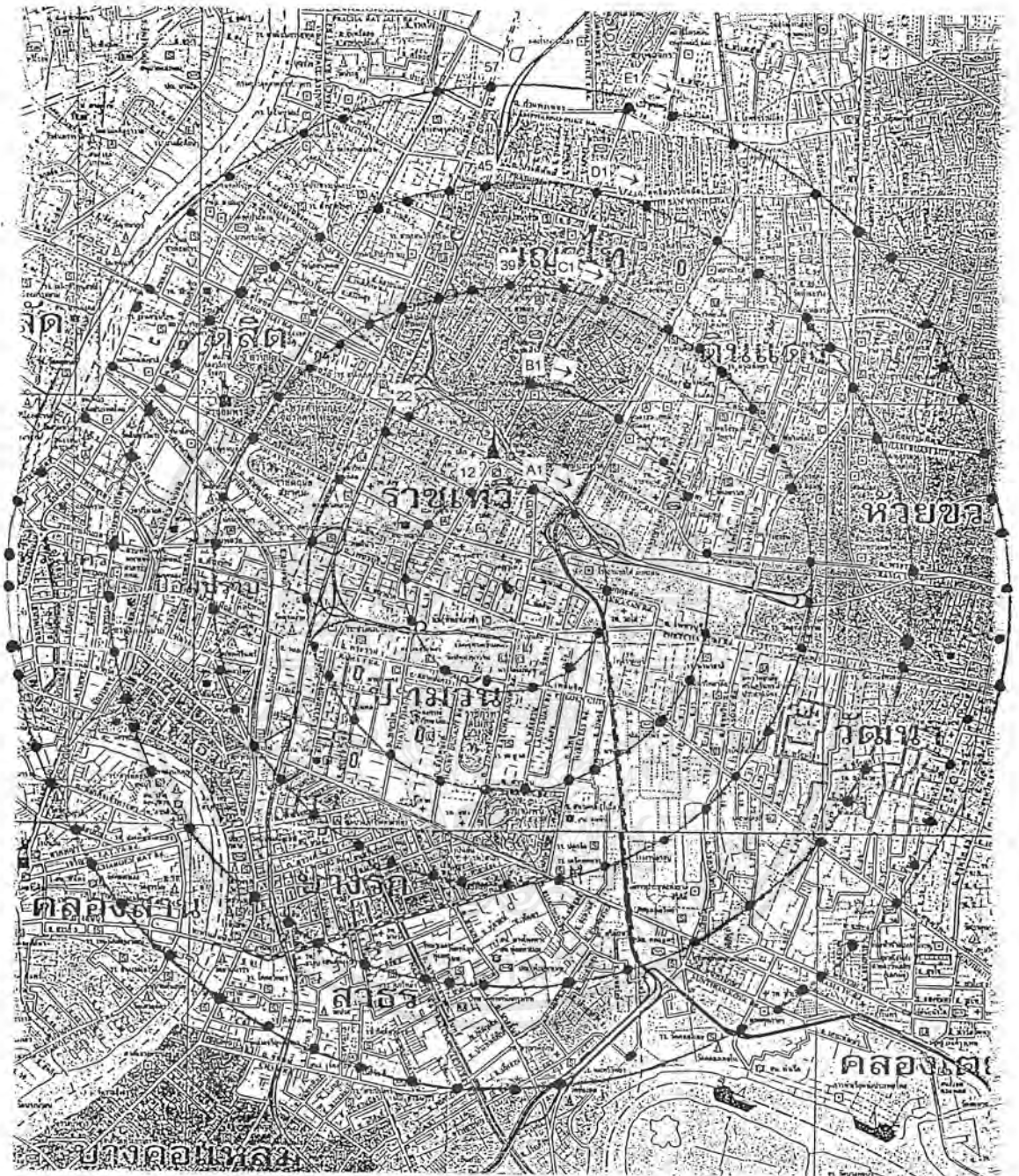
รูปที่ 5.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของความแรงของสัญญาณเฉลี่ยกับระยะทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 แสดงค่าการลดทอนการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการคำนวณและการวัด

จากรูปที่ 5.12 จะเห็นว่าค่าการลดทอนที่ได้จากการคำนวณโดยใช้สูตรของมาซาฮารุ ฮาตะนั้น จะมีค่ามากกว่าค่าการลดทอนที่ได้จากการวัด ทั้งนี้เนื่องจาก สูตรการคิดค่าการลดทอนของฮาตะ นั้นเป็นสูตรที่ใช้ในพื้นที่กรุงโตเกียว อีกทั้งใช้ความสูงเสาส่งและกำลังการส่งที่ไม่เท่ากันกับระบบการส่งของสถานีโทรทัศน์ไอทีวี โดยไอทีวีจะใช้เสาส่งและกำลังการส่งที่สูงกว่า ดังนั้น ค่าการลดทอนที่ได้จากการวัดจึงต่ำกว่าค่าจากการคำนวณ และจากกราฟที่ได้นั้น ค่าความแตกต่างของค่าการลดทอนที่ได้จากทั้งสองวิธีจะมีค่าเฉลี่ยประมาณ 59.71 เดซิเบล ซึ่งทำให้สามารถใช้ในการคำนวณหาค่าการลดทอนโดยวิธีใช้สูตรของฮาตะมาทำการคำนวณหาค่าการลดทอนในเขตพื้นที่กรุงเทพมหานครได้ โดยเมื่อใช้สูตรของฮาตะหาค่าการลดทอนแล้วให้ลบออกด้วย 59.71 เดซิเบล ก็จะได้ค่าประมาณของค่าการลดทอนของสัญญาณโทรทัศน์ช่อง 29 ของไอทีวี ในเขตกรุงเทพฯ ได้



รูปที่ 5.13 แสดงภาพแผนที่ของจุดที่ทำการวัดความแรงของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 การทดลองใช้งานสายอากาศกับเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพ

ในการทดลองนี้จะใช้สายอากาศไดโพลแบบไขว้ที่ออกแบบไว้ เทียบกับสายอากาศไดโพลธรรมดาที่ความสูงเดียวกันบนหลังคารถยนต์ โดยให้สัญญาณจากสายอากาศแบบไขว้ผ่านเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพก่อนเข้าเครื่องรับโทรทัศน์ และสัญญาณจากสายอากาศไดโพลธรรมดาต่อเข้ากับโทรทัศน์โดยตรง

จากรูปที่ 5.14 เป็นการทดลองเปรียบเทียบสายอากาศทั้งสองแบบ โดยที่ทิศทางการรับสัญญาณของสายอากาศทั้งสองแบบอยู่ในทิศทางเดียวกัน สายอากาศแบบไขว้จะใช้สายอากาศชุดที่ 1 (หันอยู่ในทิศทางเดียวกันกับสายอากาศไดโพลธรรมดา) ซึ่งจะสังเกตได้จากสถานะของไฟแสดงผลที่ตัวเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพ จะอยู่ในตำแหน่งของสายอากาศชุดที่ 1 จะเห็นว่าภาพของโทรทัศน์มีความชัดเจนทั้งคู่



รูปที่ 5.14 แสดงภาพการเปรียบเทียบภาพที่รับได้จากสายอากาศทั้งสองแบบ เมื่อสายอากาศแบบไขว้ (ชุดที่ 1) อยู่ในทิศเดียวกับสายอากาศไดโพลธรรมดา

จากนั้นทำการเปลี่ยนตำแหน่งของรถยนต์ (โดยไม่มีการเคลื่อนย้ายตำแหน่งของสายอากาศ) ไปยังจุดที่ทำให้โทรทัศน์ที่ต่อกับสายอากาศไดโพลธรรมดาระดับสัญญาณได้ไม่ดี (ภาพสั่นหรือมีสีโนว)

จากรูปที่ 5.15 จะเห็นว่าเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งรถยนต์ดังกล่าวแล้ว ภาพของโทรทัศน์ที่ต่อกับสายอากาศไดโพลธรรมดาจะมีสัญญาณรบกวน ส่วนชุดของสายอากาศแบบไขว้ เครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพจะทำการสลับสัญญาณที่รับจากสายอากาศชุดแรกไปยังชุดที่ 2 ซึ่งสังเกตได้จากไฟแสดงผลของเครื่อง จะเห็นว่าภาพของโทรทัศน์ที่ต่อกับสายอากาศแบบไขว้จะยังคงชัดเจนอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 แสดงภาพการเปรียบเทียบภาพที่รับได้จากสายอากาศทั้งสองแบบ
เมื่อเครื่องรักษาระดับสัญญาณเปลี่ยนมาใช้สายอากาศแบบไขว้ชุดที่ 2

ในการทดลองส่วนสุดท้ายจะเป็นการถ่ายภาพที่โทรทัศน์รับได้ด้วยกล้องวีดีโอขณะที่รถยนต์มีการเคลื่อนที่ เพื่อดูผล และการเปลี่ยนแปลงของภาพที่รับได้

บทที่ 6

บทวิจารณ์และบทสรุป

6.1 บทวิจารณ์

จากการทดลองในขั้นตอนต่าง ๆ ผลที่ได้เมื่อเทียบกับทฤษฎีแล้วมีลักษณะที่สอดคล้องกับทฤษฎี แต่จะมีความแตกต่าง และข้อผิดพลาดเกิดขึ้นพอสมควร ทั้งนี้อาจเป็นเพราะความผิดพลาดจากหลายสาเหตุคือ

1. ความผิดพลาดจากคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้สร้างสายอากาศไม่เป็นไปตามเงื่อนไขในทางทฤษฎี เนื่องจาก เงื่อนไขของการคำนวณนั้น สายอากาศไดโพลต้องมีลักษณะเป็นตัวนำสมบูรณ์ แต่ในการสร้างชิ้นงานเพื่อทดสอบได้ใช้ท่ออลูมิเนียม ซึ่งอาจมีความนำไม่เพียงพอต่อเงื่อนไขในทางทฤษฎี
2. ความผิดพลาดจากความไม่ละเอียด และสมบูรณ์ของตัวโครงงานที่สร้างขึ้นมา ทั้งตัวสายอากาศเอง สายนำสัญญาณที่ต่อกับสายอากาศ และแผ่นสนามตัวนำ
3. ความผิดพลาดจากอุปกรณ์การวัด และวิธีการวัด ซึ่งในการวัดคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศนั้น อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้วัดจะไม่สมบูรณ์ 100% และยังจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกับวัตถุต่าง ๆ ไปรบกวนสายอากาศ
4. ความผิดพลาดในการวัดความแรงของสัญญาณตามจุดต่าง ๆ ในการทำกราฟการลดทอนของสัญญาณ เกิดจากในบางตำแหน่งไม่สามารถเข้าถึงจุดที่อยู่ในรัศมีที่จะทำการวัดสัญญาณได้ ทำให้ต้องทำการวัดสัญญาณ ในระยะใกล้เคียงแทน
5. ความผิดพลาดจากอุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรของเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพ ทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณ เมื่อสัญญาณผ่านตัวเครื่อง
6. ความผิดพลาดจากประสิทธิภาพของเครื่องรักษาระดับสัญญาณภาพ และสภาพแวดล้อมในบางตำแหน่ง ทำให้ภาพที่รับได้มีความไม่ชัดเจนได้

6.2 บทสรุป

จากการคำนวณและการทดลองตามขั้นตอนในโครงการ แสดงให้เห็นว่าเมื่อสายอากาศแบบโคโพลวางอยู่เหนือสนามตัวนำ ทำให้พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากคลื่นเกิดการสะท้อนกับสนามตัวนำ และเกิดโคโพลสมมติขึ้นด้านหลังสนามตัวนำตามทฤษฎีภาพเสมือน

ในการทดลองขั้นแรก ผลจากรูปวงรี และกราฟ จะเห็นว่าทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศเปลี่ยนแปลงตามความสูงของสายอากาศ เมื่อความสูงอยู่ที่ $\lambda/2$ ทิศทางการรับคลื่นอยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ แต่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นจะค่อนข้างต่ำ เมื่อความสูงอยู่ที่ $5\lambda/12$ ทิศทางการรับคลื่นอยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ และความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นพอใช้ เมื่อความสูงอยู่ที่ $\lambda/3$ ทิศทางการรับคลื่นจะเปลี่ยนไป โดยจะมีทิศทางที่พุ่งขึ้นมาก แต่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นจะดีขึ้น เนื่องจากมีการสะท้อนกลับมากขึ้น เมื่อความสูงอยู่ที่ $\lambda/4$ ทิศทางการรับคลื่นจะเสียไป โดยจะมีทิศทางที่พุ่งขึ้นหมด แต่ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นจะสูงมาก

จากผลการทดลองดังกล่าวจึงเลือกใช้ความสูงที่ $5\lambda/12$ เนื่องจากมีทิศทางการรับคลื่นที่ดี ถึงแม้จะมีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในขนาดปานกลาง แต่จะให้ความสำคัญที่ทิศทางในการรับคลื่นเป็นอันดับแรก

ขั้นตอนที่สอง จะทำการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ที่ดีที่สุดในช่วงความสูงที่หามาในขั้นตอนแรก เพื่อหาความสูงของสายอากาศที่ใช้งานได้จริง โดยได้ทดลองทำการปรับระยะความสูงแล้วสังเกตผลการเปลี่ยนแปลงของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ซึ่งในการทดลองเปลี่ยนความสูงในระยะที่ใกล้เคียงกับความสูง $5\lambda/12$ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเปลี่ยนแปลงไม่มาก คือเกือบจะใกล้เคียงกัน ฉะนั้นจึงได้เลือกใช้ความสูงในช่วง 0.42λ เป็นความสูงที่ใช้งานได้จริง

ขั้นตอนสุดท้าย ผลจากการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น จะมีลักษณะทิศทางไปตามแบบของทฤษฎี

ในส่วนของการทำกราฟค่าลดทอนของสัญญาณ จะใช้ค่าความแรงของสัญญาณที่วัดตามจุดต่างๆ มาทำการหาค่าเฉลี่ยในแต่ละระยะของรัศมีที่ 1, 2, 3, 4 และ 5 กิโลเมตร รอบเสาส่ง และเมื่อนำมาเทียบกับค่าการลดทอนที่ได้จากการใช้สูตรของฮาดะ จะได้ว่าค่าการลดทอน ที่ได้จากการวัดจะน้อยกว่า ทั้งนี้เพราะว่า สภาพะพื้นฐานที่ใช้ในสมการ ไม่เหมือนกับที่ใช้จริงเช่น ความสูงของเสาส่งไอทีวีและกำลังที่ใช้ส่ง นั้นมีค่าสูงกว่า ทำให้เกิดการลดทอนที่ต่ำกว่าการใช้สูตรของฮาดะ และสูตรของฮาดะจะใช้ในกรง โคเกียว แต่จากการวัดนี้เป็นการวัดในกรงเทพ ซึ่งจากผลที่ได้จะได้ว่าความแตกต่างของค่าลดทอนที่ได้จากทั้งสองวิธีจะต่างกันโดยเฉลี่ยประมาณ 59.71 เดซิเบล

ในส่วนของการรักรักษาระดับสัญญาณภาพ จากการทดลองจะเห็นว่าเครื่องสามารถเลือกสลับสัญญาณไปที่สายอากาศที่รับสัญญาณได้ดีกว่าได้ โดยเครื่องจะเปรียบเทียบระดับความแรงของสัญญาณรบกวนกับค่าแรงดันที่ค้างไว้ ถ้าสัญญาณรบกวนมากเกินค่าที่ค้างไว้ เครื่องก็จะทำการเลือกสัญญาณจากสายอากาศใหม่

ภาคผนวก

DESCRIPTION

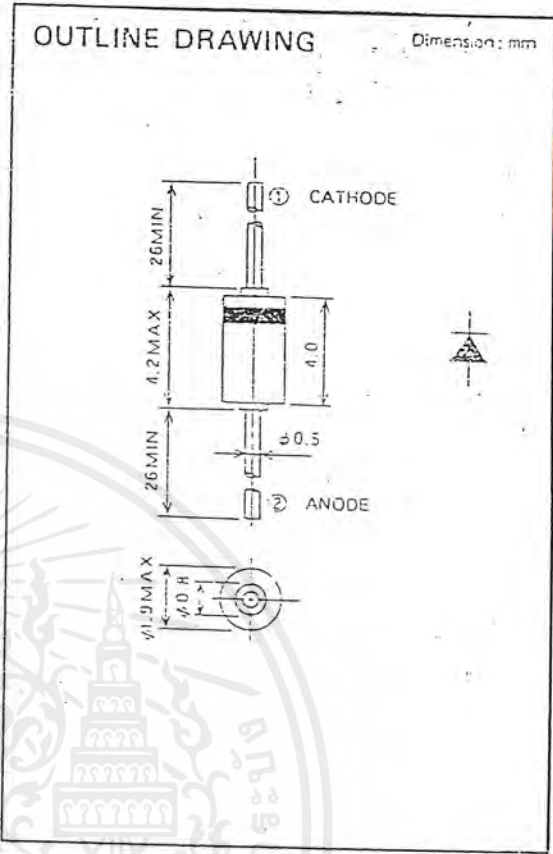
The M1301 PIN diode is employing high reliability glass construction, designed for solid state antenna switches in commercial two-way radios.

FEATURES

- Low insertion loss
- High isolation
- Small glass construction

APPLICATION

Antenna switching



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a = 25°C)

Symbol	Parameter	Rating	Unit
V _{RM}	Repetitive peak reverse voltage	80	V
I _{FSM} *	Forward surge current	2.0	A
P	Power dissipation	350	mW
T _J	Junction temperature	-175	°C
T _{stg}	Storage temperature	-55 ~ +175	°C

* : t = 1sec

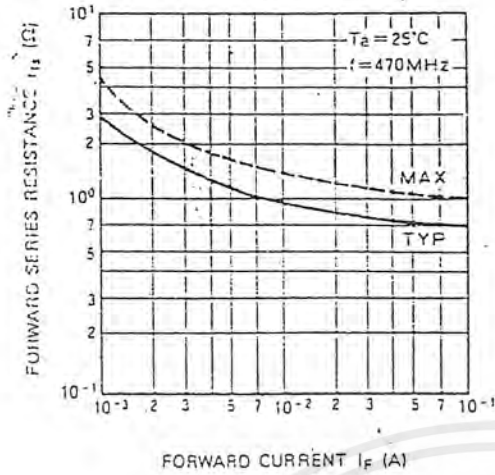
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
I _R	Reverse current	V _R = 60V			150	nA
V _{BR}	Reverse break-down voltage	I _R = 10 μA	80			V
I _F	Forward current	V _F = 1.0V	100			mA
C _t	Diode capacitance	V _R = 0V, f = 1MHz			3.0	pF
r _{FS}	Forward series resistance	I _F = 20mA, f = 470MHz			1.2	Ω
L	Lead inductance	V _F = 0V, f = 50MHz	20			nH
L _{tot}	Lead inductance	Total lead length 10mm		2.5		nH

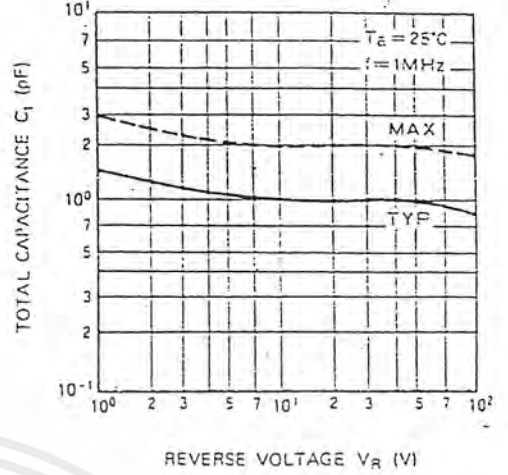
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE DATA

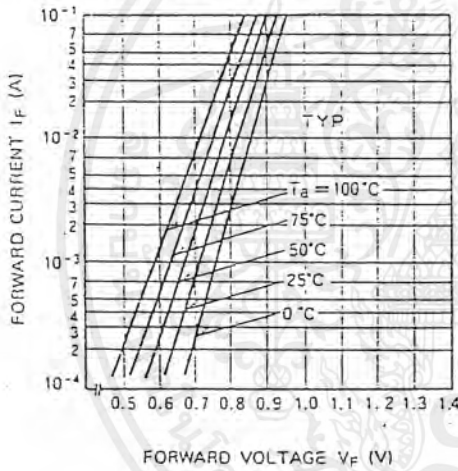
FORWARD SERIES RESISTANCE VS. FORWARD CURRENT CHARACTERISTICS



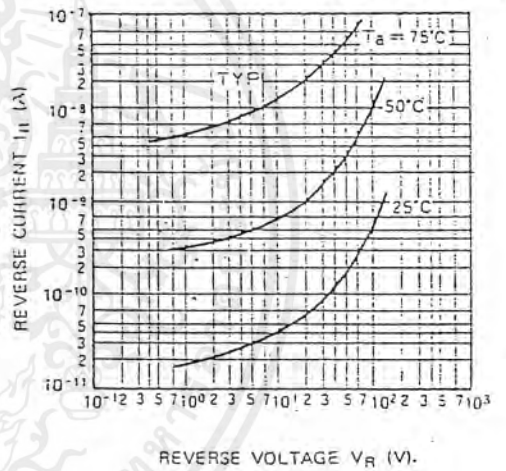
TOTAL CAPACITANCE VS. REVERSE VOLTAGE CHARACTERISTICS



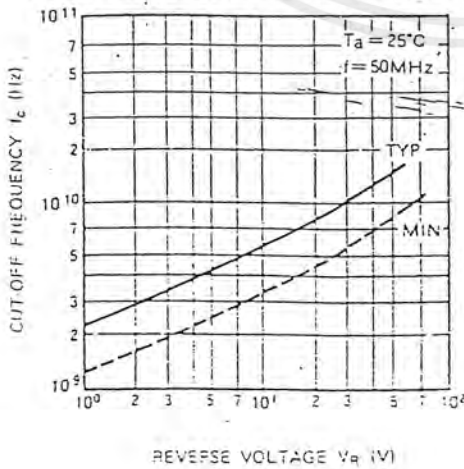
FORWARD CURRENT VS. FORWARD VOLTAGE CHARACTERISTICS



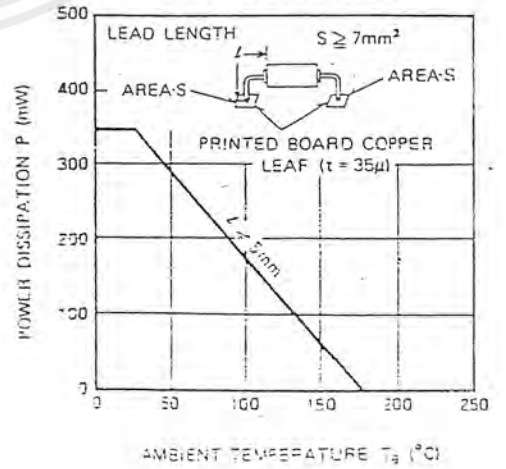
REVERSE CURRENT VS. REVERSE VOLTAGE CHARACTERISTICS



CUT-OFF FREQUENCY VS. REVERSE VOLTAGE CHARACTERISTICS

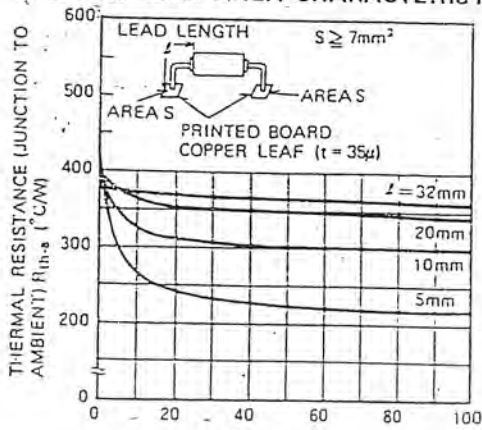


POWER DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE CHARACTERISTICS



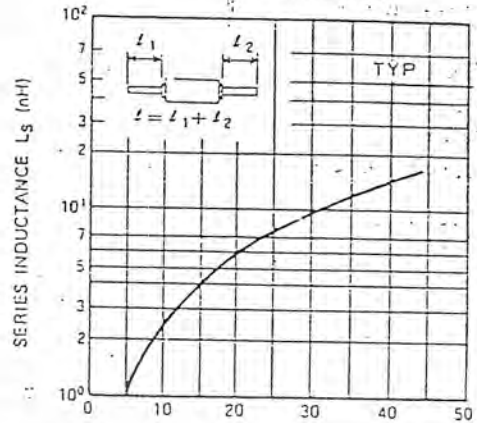
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THERMAL RESISTANCE (JUNCTION TO AMBIENT) VS. PRINTED BOARD COPPER LEAF AREA CHARACTERISTICS



PRINTED BOARD COPPER LEAF AREA S (mm²)

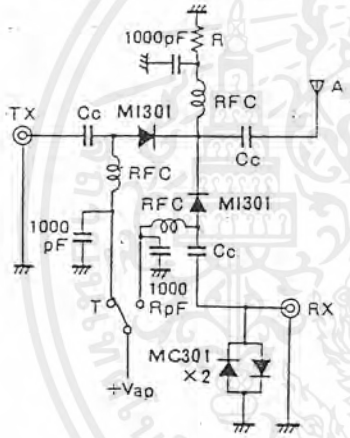
SERIES INDUCTANCE VS. TOTAL LEAD LENGTH CHARACTERISTICS



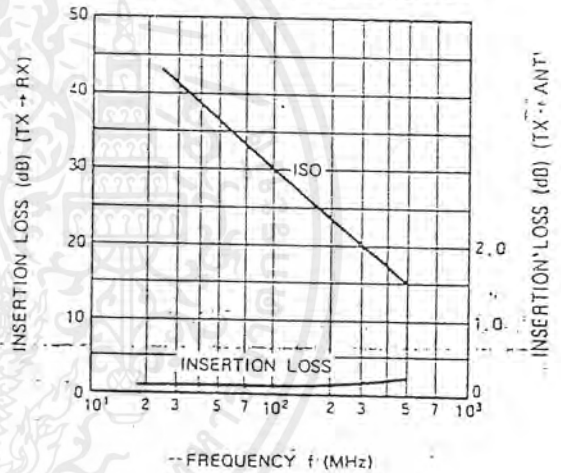
TOTAL LEAD LENGTH l (mm)

APPLICATION

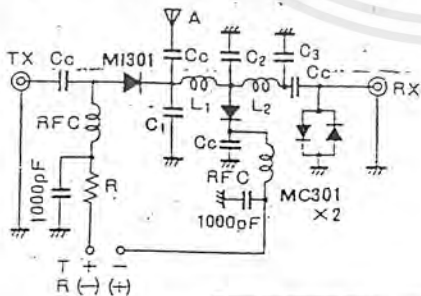
SINGLE POLE DOUBLE THROW SWITCHING CIRCUIT



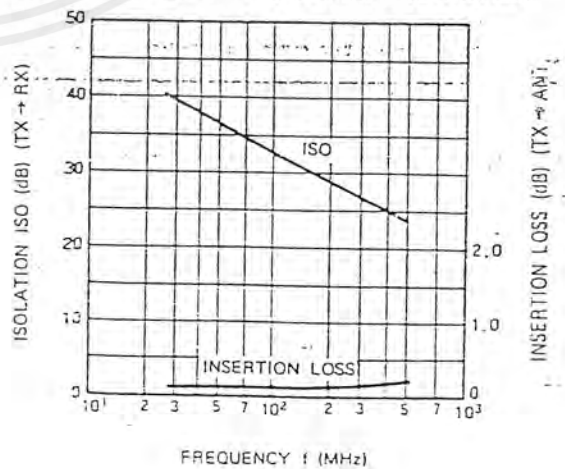
SINGLE POLE DOUBLE THROW SWITCHING CHARACTERISTICS



SINGLE POLE DOUBLE THROW SWITCHING CIRCUIT (λ/4 TYPE)



SINGLE POLE DOUBLE THROW SWITCHING (λ/4 TYPE) CHARACTERISTICS



	C ₁	C ₂	C ₃	L ₁ , L ₂
50MHz	45pF	90pF	135pF	230nH
144MHz	15pF	24pF	6pF	75nH
440MHz	3pF	7pF	2pF	25nH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4518B
SCL4520B



CMOS DUAL UP COUNTERS

FEATURES

- ◆ Two Independent 4-Bit Counters
- ◆ Internally Synchronous for High Speed
- ◆ Dual BCD (SCL4518B) and Dual Binary (SCL4520B) Configurations
- ◆ Direct Reset
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ Trigger from either Edge of Clock Signal
- ◆ Static Operation— DC to 5MHz @ 10Vdc

DESCRIPTION

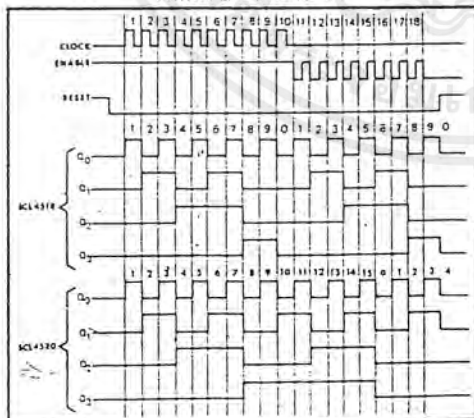
The SCL4518B Dual BCD Counter and the SCL4520B Dual Binary Counter are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement-mode devices in a single monolithic structure. Each consists of two identical, independent, internally synchronous 4-stage counters. The counter stages are type-D flip-flops, with interchangeable Clock and Enable lines for incrementing on either the positive-going or negative-going transition as required when cascading multiple stages. Each counter can be cleared by applying a high level on the Reset line. In addition, the SCL4518B will count out of all undefined states within two clock periods. These complementary MOS up counters find primary use in multi-stage synchronous or ripple counting applications requiring low power dissipation and/or high noise immunity.

TRUTH TABLE

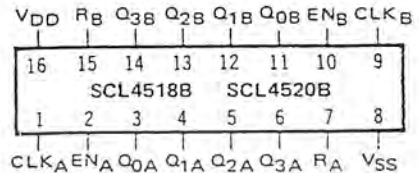
CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
—	1	0	Increment Counter
0	—	0	Increment Counter
—	X	0	No Change
X	—	0	No Change
—	0	0	No Change
1	—	0	No Change
X	X	1	Q0 thru Q3 = 0

X = Don't Care

TIMING DIAGRAM



CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

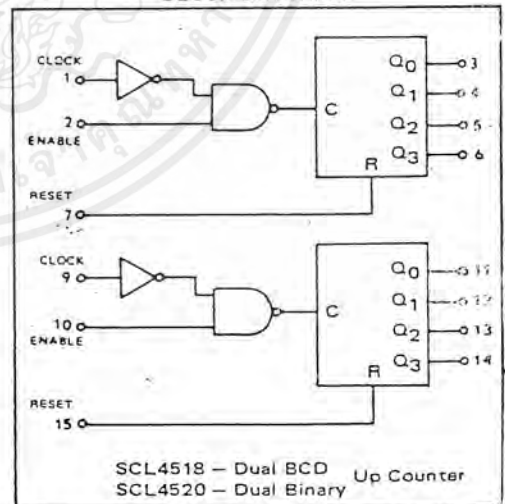
- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C

BLOCK DIAGRAM



SCL4518 - Dual BCD Up Counter
SCL4520 - Dual Binary Up Counter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS

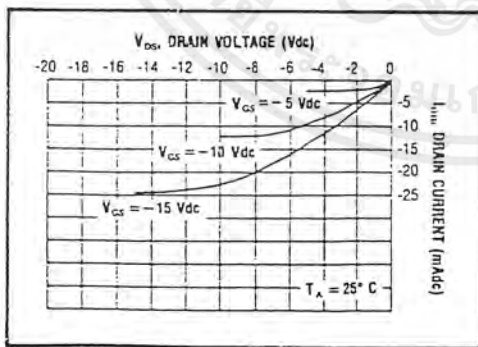
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ¹		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	—	5	—	0.05	5	—	150	μA _{dc}
			—	10	—	0.1	10	—	300	
			—	15	—	0.2	20	—	600	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = + 85°C for E device.

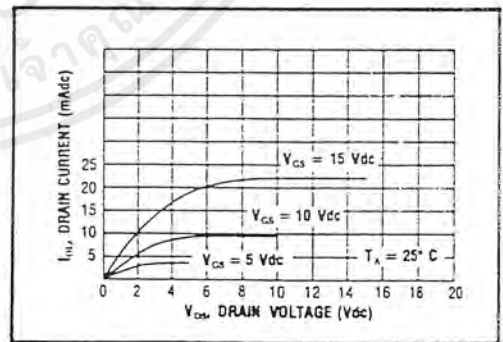
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
CLOCKED OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME From Clock or Clock Enable	t _{PLH, tPHL}	5	—	225	450
		10	—	100	200
		15	—	80	160
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH, tTHL}	5	—	130	260
		10	—	65	130
		15	—	50	100
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	—	120	240
		10	—	50	100
		15	—	40	80
MINIMUM CLOCK ENABLE PULSE WIDTH	PW _{CE}	5	—	200	400
		10	—	90	180
		15	—	75	150
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	1.0	2.0	—
		10	2.5	5.0	—
		15	3.0	6.0	—
MAXIMUM CLOCK OR CLOCK ENABLE RISE & FALL TIME ¹	t _{rCL, t_{fCL}}	5	15	—	—
		10	5	—	—
		15	3	—	—
RESET OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PHL}	5	—	225	450
		10	—	100	200
		15	—	80	160
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW _R	5	—	120	240
		10	—	50	100
		15	—	40	80
RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	—	100	200
		10	—	50	100
		15	—	40	80

When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.

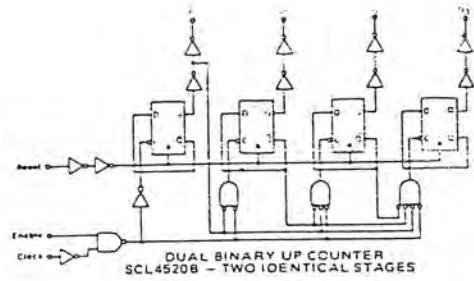
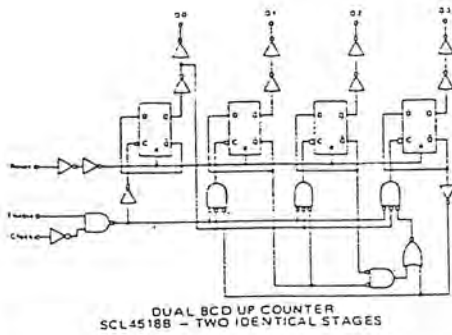


Typical P-Channel Source Current Characteristics

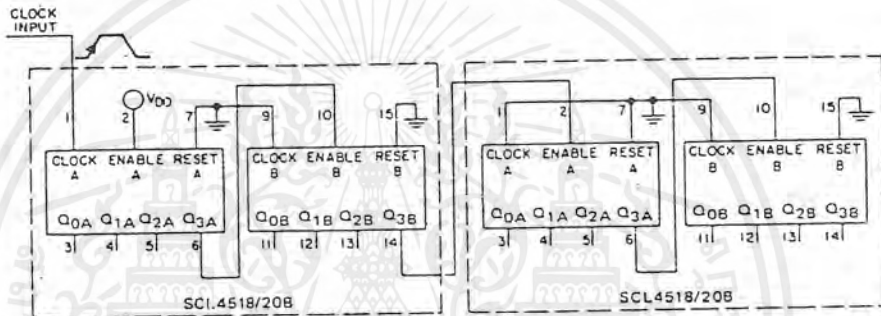


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

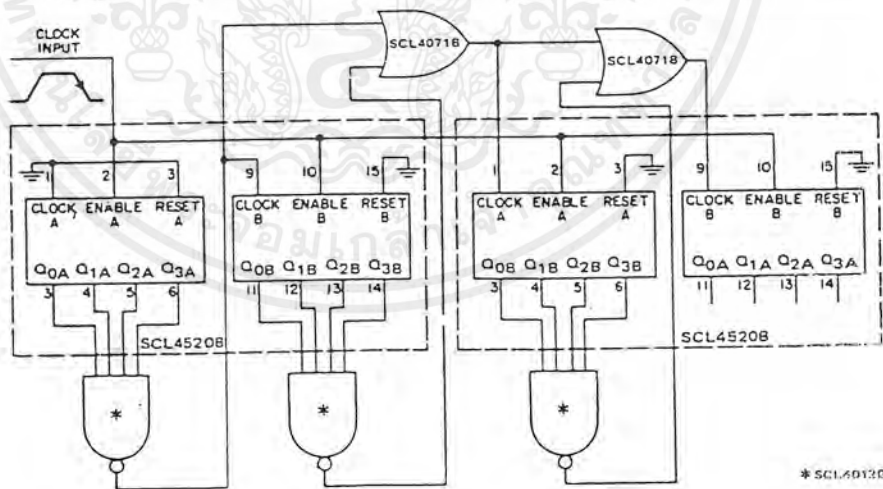
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



APPLICATIONS INFORMATION



Ripple cascading of four counters with positive-edge triggering.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS ^{1,2}

PARAMETER	V _{CC} (V _{dcl})	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units		
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.			
QUIESCENT DEVICE CURRENT	V _{CC}	V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	5	1.0	—	0.005	1.0	—	30	μA _{dc}		
			10	2.0	—	0.01	2.0	—	60			
			15	4.0	—	0.02	4.0	—	120			
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE SCL4049UB	V _{IH}	V _{OL} =0.5V V _{OL} =1.0V V _{OL} =1.5V	5	4.0	—	2.75	4.0	—	4.0	V _{dcl}		
			10	8.0	—	5.5	8.0	—	8.0			
			15	12.0	—	8.25	12.0	—	12.0			
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE SCL4049UB	V _{IL}	V _{OH} =3.6V V _{OH} =7.2V V _{OH} =10.8V	5	1.0	—	1.0	2.25	—	1.0	V _{dcl}		
			10	2.0	—	2.0	4.5	—	2.0			
			15	3.0	—	3.0	6.75	—	3.0			
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H devices	I _{OL}	V _{OL} =0.4V V _{OL} =0.5V V _{OL} =1.5V V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	5	4.0	—	3.2	6.4	—	2.4	mA _{dc}		
			10	10	—	8.0	16	—	5.6			
			15	30	—	24.0	40	—	16.8			
			E device	5	3.8	—	3.2	6.4	—		2.6	mA _{dc}
				10	9.6	—	8.0	16	—		6.4	
				15	28	—	24.0	40	—		19	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.

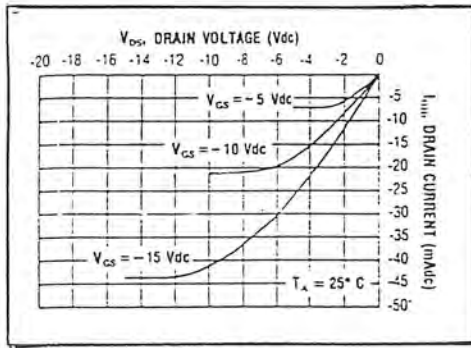
= +85°C for E device.

³ These devices have been designed to meet the balanced output drive current specifications for Output High (Source) Current. Consult Family Specifications.

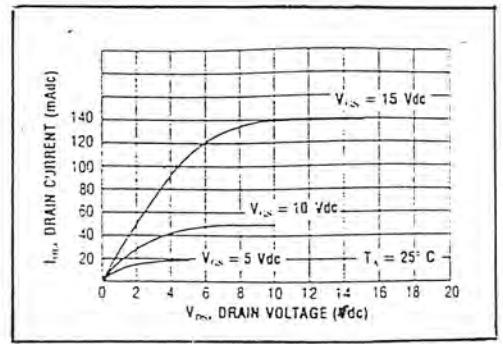
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{IN} (V _{dcl})	V _{CC} (V _{dcl})	Min.	Typ.	Max.	Units	
PROPAGATION DELAY TIME SCL4049UB	t _{PLH}	5	—	60	120	ns	
		10	—	32	65		
		15	—	25	50		
	SCL4050B	10	5	—	45	90	ns
		15	5	—	45	90	
		5	5	—	70	140	
SCL4049UB	10	10	—	40	80	ns	
	15	15	—	30	60		
	10	5	—	45	90		
SCL4050B	t _{PHL}	5	—	32	65	ns	
		10	—	20	40		
		15	—	15	30		
	SCL4049UB	10	5	—	15	30	ns
		15	5	—	10	20	
		5	5	—	55	110	
SCL4050B	10	10	—	27	55	ns	
	15	15	—	15	30		
	10	5	—	50	100		
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{FLH}	5	—	80	160	ns	
		10	—	40	80		
		15	—	30	60		
	SCL4049UB	t _{FHL}	5	—	30	60	ns
			10	—	20	40	
			15	—	15	30	
INPUT CAPACITANCE SCL4049UB	C _{IN}	—	—	15	22.5	pF	
		—	—	—	—		

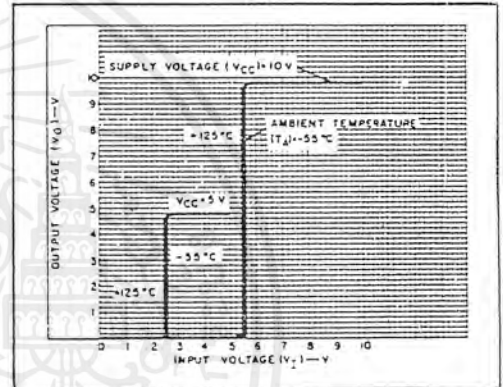
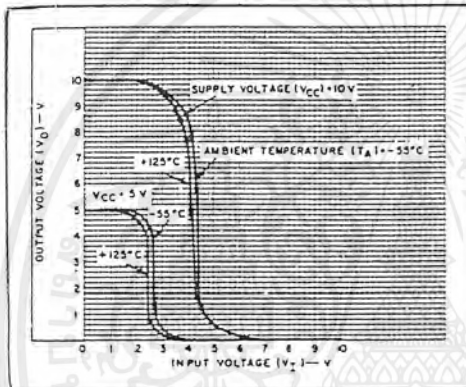
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Typical P-Channel
Source Current Characteristics



Typical N-Channel
Sink Current Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

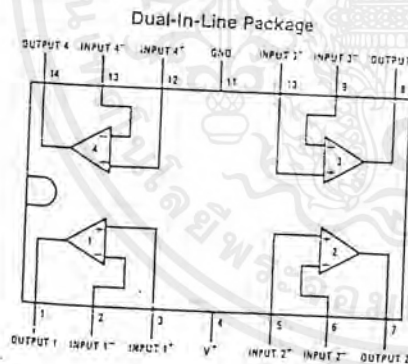
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz
(temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply 3V to 32V
or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV
and offset current 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to $V^+ - 1.5V$

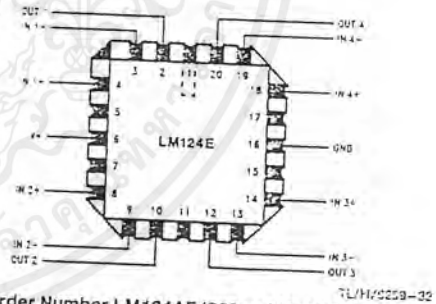
Connection Diagram



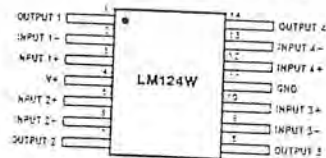
Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883**,
LM124AJ/883*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M,
LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

*LM124A available per JM38510/11005
**LM124 available per JM38510/11005



Order Number LM124AE/883 or LM124E/883
See NS Package Number E20A



Order Number LM124AW/883 or LM124W/883
See NS Package Number W14B

Electrical Characteristics $V^1 = +5.0V$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source	$V_O = 2V$		$V_{IN}^1 = +1V,$ $V_{IN}^2 = 0V, V^1 = 15V$		10		20		10		20		mA
	Sink	$V_O = 1V,$ $V_{IN}^1 = 0V, V^1 = 15V$		10		15		5		8		5		

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A/LM2902 must be derated based on a θ_{JA} of 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 80°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a θ_{JA} of 150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^1 can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^1 . At values of supply voltage in excess of 1.5V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers. Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is above 0V. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode channels. In addition to this diode action, there is also lateral PNP parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^1 voltage level (or to ground for a large β -value) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output stages will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3V$ (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: $V_O \leq 1.4V, R_{IS} \leq 0\Omega$ with V^1 from 5V to 20V, and over the full input common-mode range (0V to $V^1 - 1.5V$) for LM2902, V^1 from 5V to 20V.

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

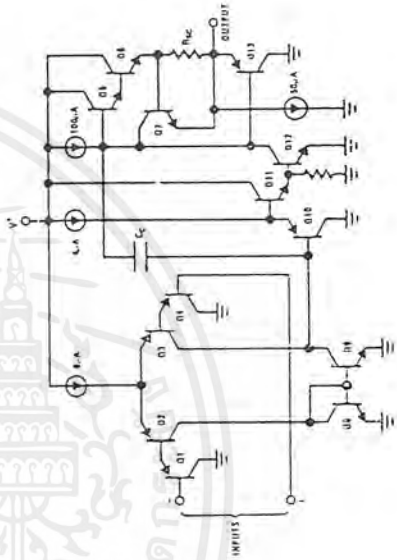
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^1 - 1.5V$ (at 25°C), but either or both inputs can go to 1.32V without damage (1.20V for LM2902), independent of the magnitude of V^1 .

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external joints. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

Note 9: Refer to NETS124/AX for LM124A military specifications and refer to NETS124X for LM124 military specifications.

Note 10: Minimum body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram (Each Amplifier)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

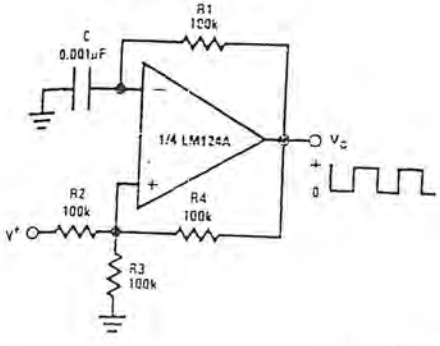
Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 6)	$f = 1 \text{ kHz}$ to 20 kHz , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)			-120	-120	-120	-120	-120	-120	-120	-120	-120	-120	dB
Output Current	Source	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mA
	Sink	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA
Short Circuit to Ground	$V_{IN}^+ = 1V, V_{IN}^- = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V, T_A = 25^\circ\text{C}$	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	μA
	$V_{IN}^- = 1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 200 \text{ mV}, T_A = 25^\circ\text{C}$	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 2) $V^+ = 15V, T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 5)	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7	20	7	20	7	20	7	20	7	20	7	20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN}(+) = I_{IN}(-), V_{CM} = 0V$	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	nA
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$	10	200	10	200	10	200	10	200	10	200	10	200	pA/ $^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IN}(+) \text{ or } I_{IN}(-)$	40	100	40	100	40	100	40	100	40	100	40	100	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = +30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$)	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	V
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ (V_O Swing = $1V$ to $11V$) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	V/mV
	$V^+ = 30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	V
Output Voltage Swing	$V^+ = 5V, R_L = 10 \text{ k}\Omega$	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	mV
	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	mV
N.C.	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	mV
	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	23	24	23	24	23	24	23	24	23	24	23	24	mV

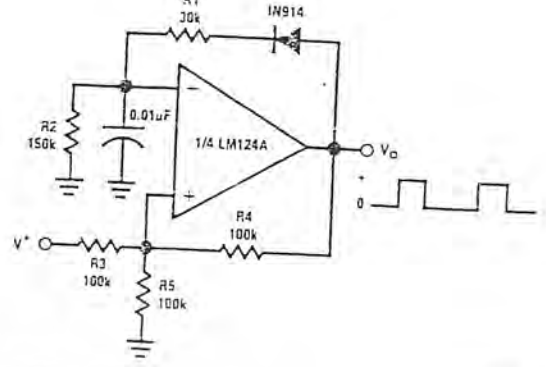
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

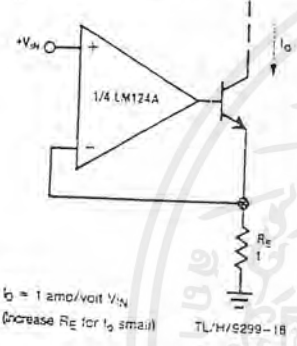
Squarewave Oscillator



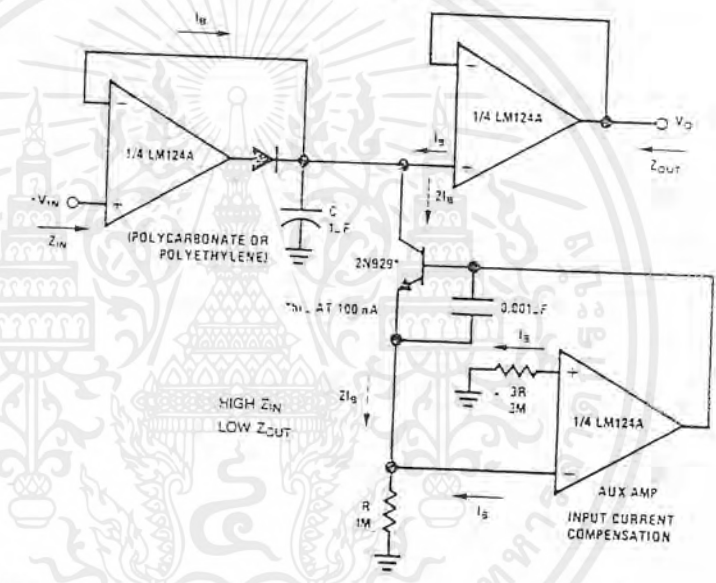
Pulse Generator



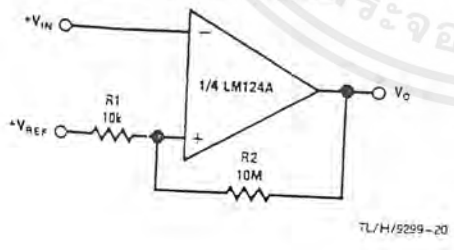
High Compliance Current Sink



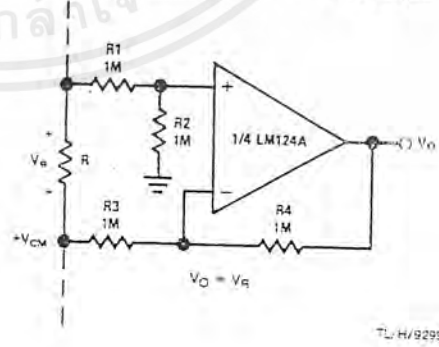
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis

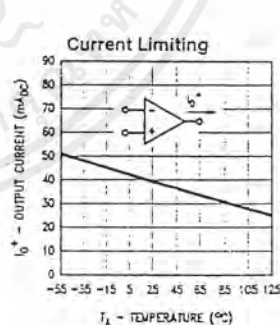
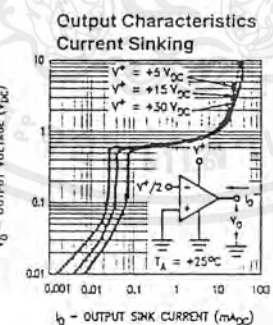
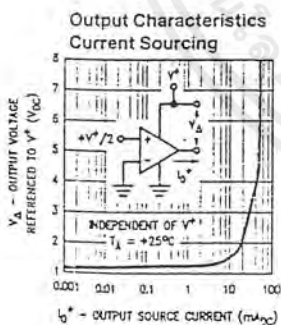
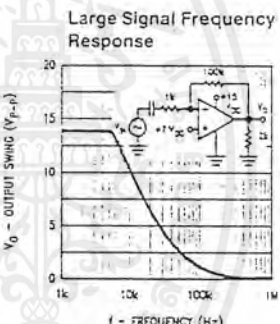
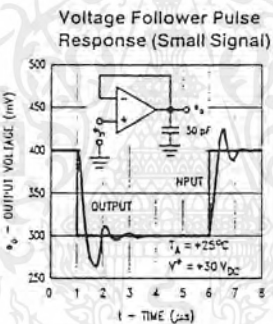
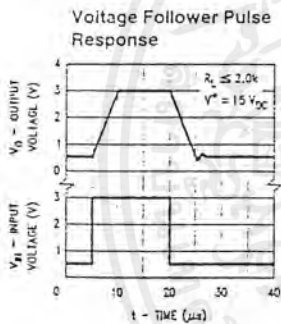
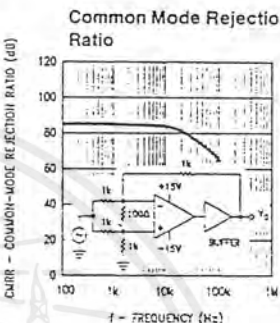
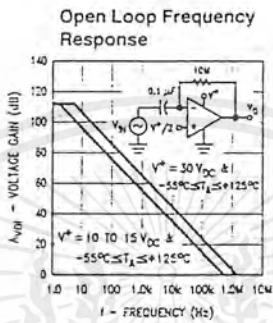
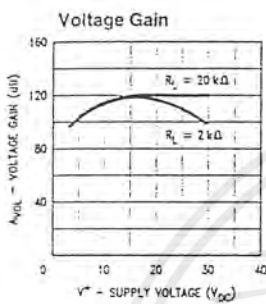
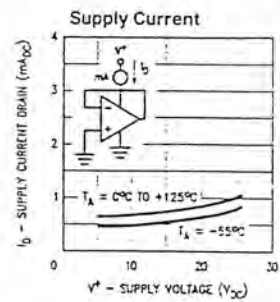
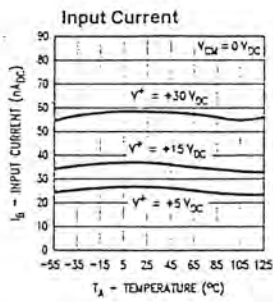
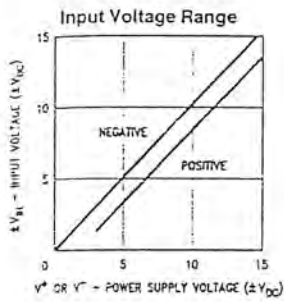


Ground Referencing a Differential Input Signal



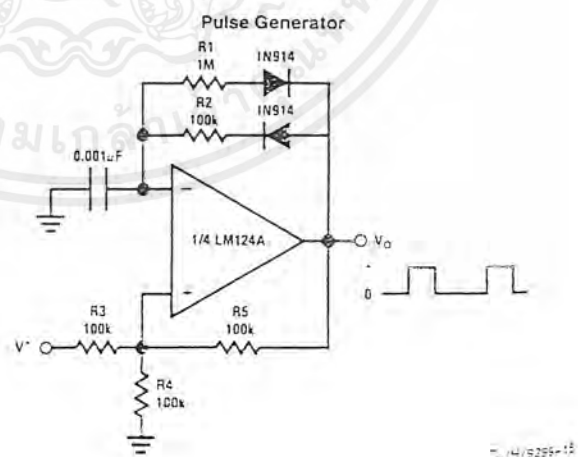
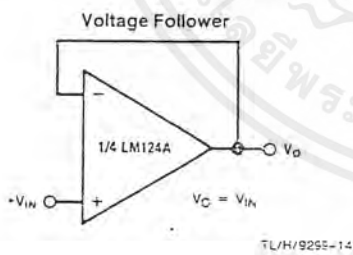
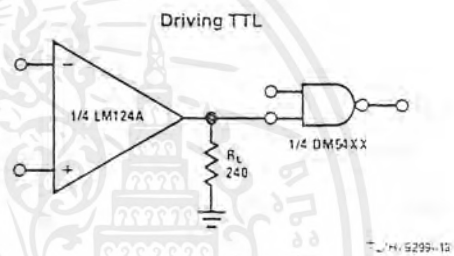
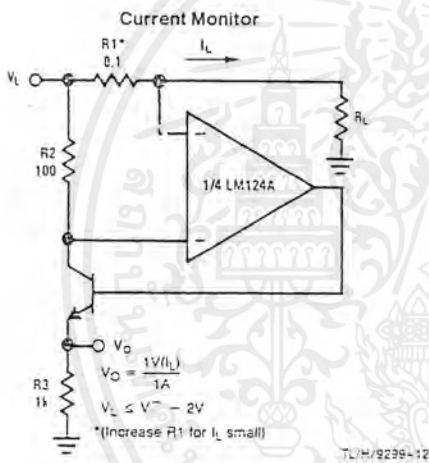
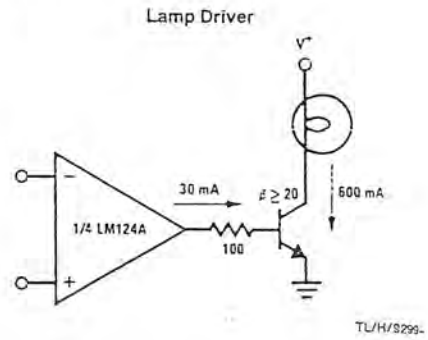
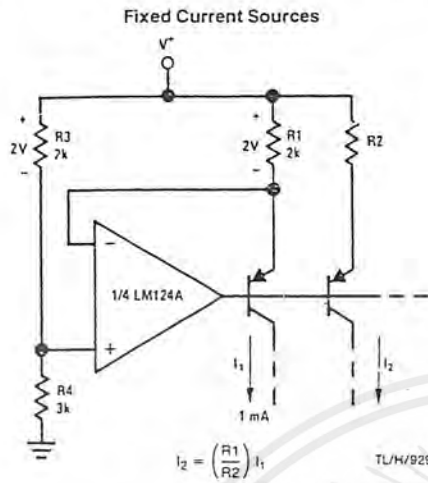
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

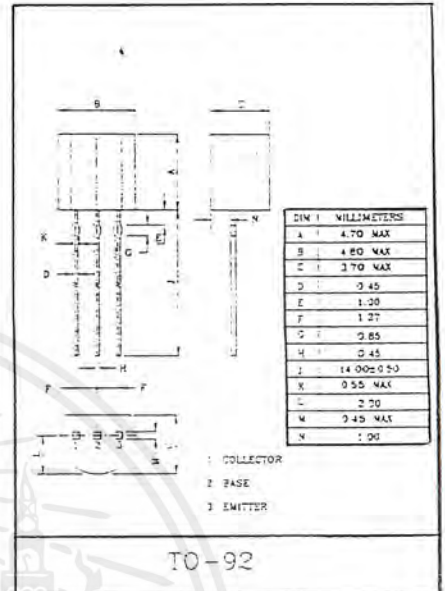
GENERAL PURPOSE APPLICATION.
SWITCHING APPLICATION

FEATURES

- High Voltage : BC546 $V_{CE0}=65V$.
- For Complementary With PNP Type BC556/557/558.

MAXIMUM RATINGS ($T_a=25^{\circ}C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	BC546	80	V
	BC547	50	
	BC548	30	
Collector-Emitter Voltage	BC546	65	V
	BC547	45	
	BC548	30	
Emitter-Base Voltage	BC546	6	V
	BC547	6	
	BC548	5	
Collector Current	BC546	100	mA
	BC547	100	
	BC548	100	
Emitter Current	BC546	-100	mA
	BC547	-100	
	BC548	-100	
Collector Power Dissipation	P_c	625	mW
Junction Temperature	T_j	150	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55~150	$^{\circ}C$



BC546/7/8

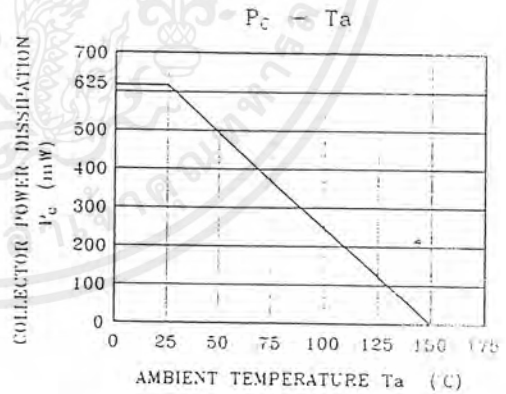
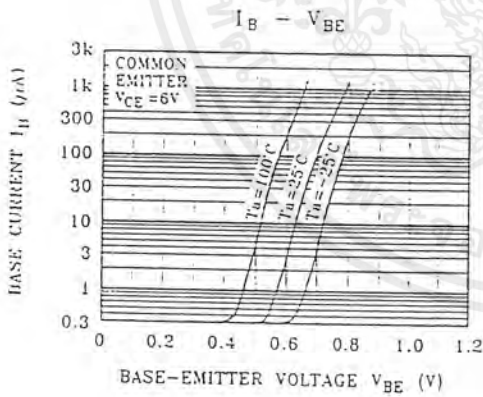
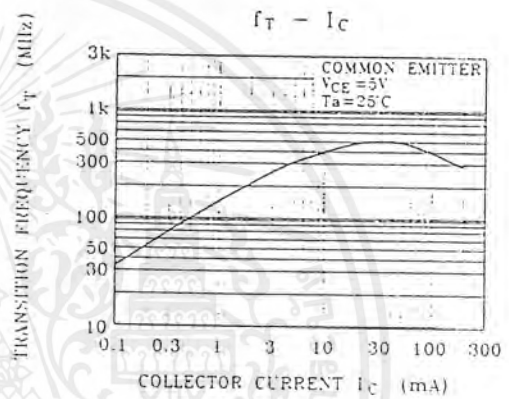
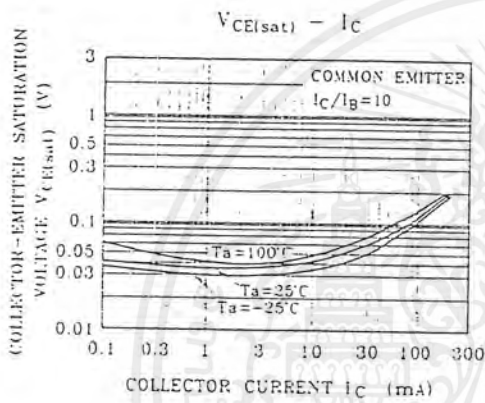
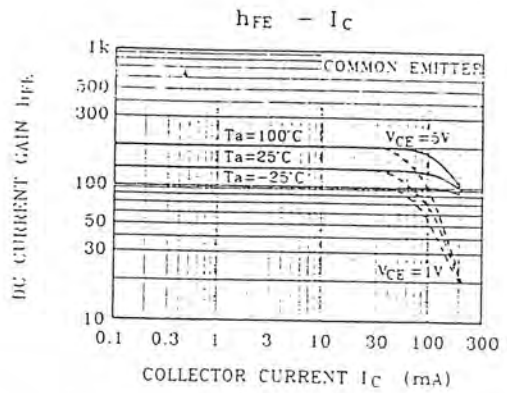
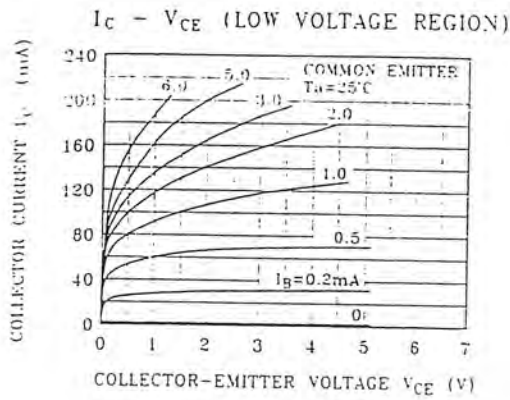
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a=25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I _{CB0}	V _{CB} =30V, I _E =0	-	-	15	nA
DC Current Gain (Note)	BC546	V _{CE} =5V, I _C =2mA	200	-	450	
	BC547		200	-	800	
	BC548		200	-	800	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	I _C =100mA, I _B =5mA	-	-	0.6	V
Base-Emitter Saturation Voltage	V _{BE(sat)}	I _C =100mA, I _B =5mA	-	0.9	1.1	V
Base-Emitter Voltage	V _{BE(on)1}	V _{CE} =5V, I _C =2mA	0.55	-	0.7	V
	V _{BE(on)2}	V _{CE} =5V, I _C =10mA	-	-	0.75	V
Transition Frequency	f _T	V _{CE} =5V, I _C =10mA, f=100MHz	-	150	-	MHz
Collector Output Capacitance	C _{tr}	V _{CE} =10V, f=1MHz	-	-	45	pF
Noise Figure	NF	V _{CE} =5V, I _C =0.1mA, R _L =10kΩ, f=1kHz	-	1.0	10	dB

NOTE: According to the value of h_{FE} the BC546, BC547, BC548 are classified as follows.

CLASSIFICATION		B	C
h _{FE}	BC546	200 ~ 450	-
	BC547	200 ~ 450	420 ~ 800
	BC548	200 ~ 450	420 ~ 800

BC546/7/8



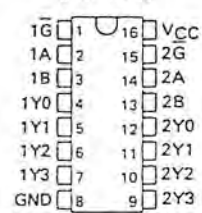
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES SN54LS139A, SN54S139, SN74LS139A, SN74S139 DUAL 2-LINE TO 4-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

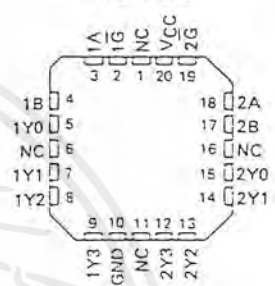
REVISED APRIL 1985

- Designed Specifically for High-Speed:
 - Memory Decoders
 - Data Transmission Systems
- Two Fully Independent 2-to-4-Line Decoders/Demultiplexers
- Schottky Clamped for High Performance

SN54LS139A, SN54S139 ... J OR W PACKAGE
SN74LS139A, SN74S139 ... D, J OR N PACKAGE



SN54LS139A, SN54S139 ... FK PACKAGE
SN74LS139A, SN74S139 ... FN PACKAGE



NC - No internal connection

description

These Schottky-clamped TTL MSI circuits are designed to be used in high-performance memory decoding or data-routing applications requiring very short propagation delay times. In high-performance memory systems these decoders can be used to minimize the effects of system decoding. When employed with high-speed memories utilizing a fast enable circuit the delay times of these decoders and the enable time of the memory are usually less than the typical access time of the memory. This means that the effective system delay introduced by the Schottky-clamped system decoder is negligible.

The circuit comprises two individual two-line to four-line decoders in a single package. The active-low enable input can be used as a data line in demultiplexing applications.

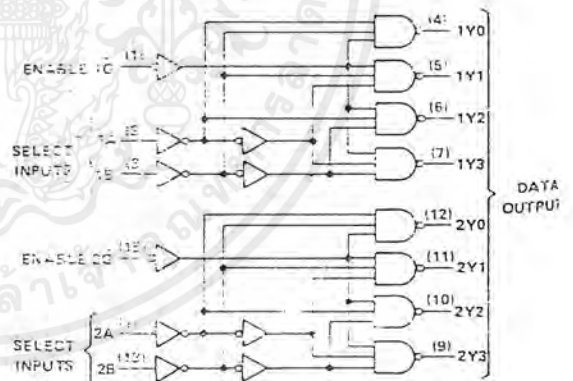
All of these decoders, demultiplexers feature fully buffered inputs, each of which represents only one normalized load to its driving circuit. All inputs are clamped with high-performance Schottky diodes to suppress line-ringing and to simplify system design. The SN54LS139A and SN54S139 are characterized for operation range of -55°C to 125°C . The SN74LS139A and SN74S139 are characterized for operation from 0°C to 70°C .

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUTS			
ENABLE	SELECT	Y0	Y1	Y2	Y3
\bar{G}	B A				
H	X X	H	H	H	H
L	L L	L	H	H	H
L	L H	H	L	H	H
L	H L	H	H	L	H
L	H H	H	H	H	L

H = high level, L = low level, X = irrelevant

logic diagram

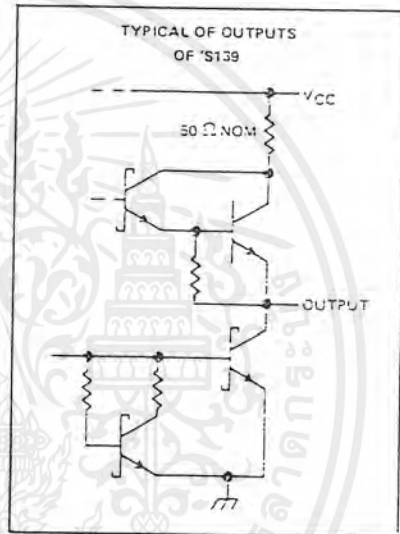
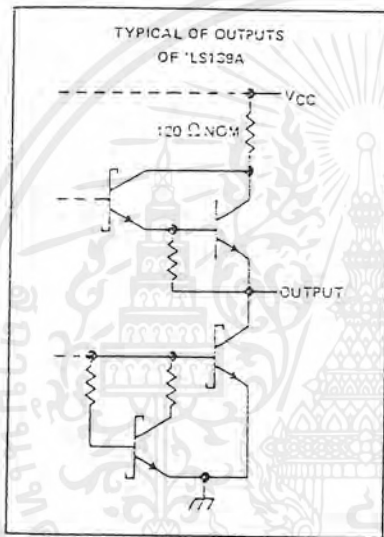
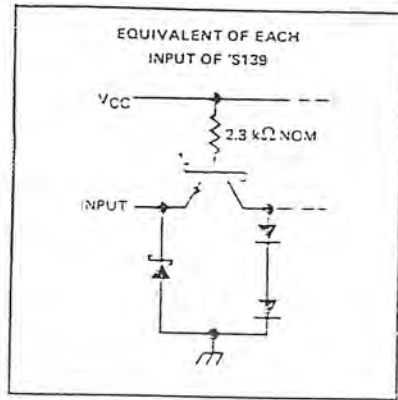
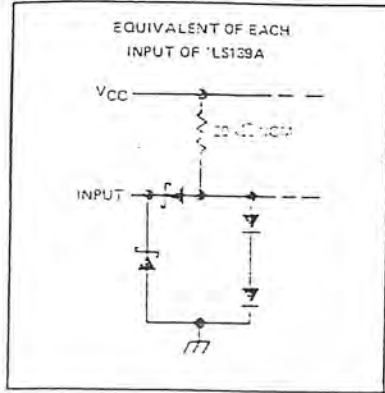


Pin numbers shown on logic notation are for D, J or N packages.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES SN54LS139A, SN54S139, SN74LS139A, SN74S139
DUAL 2-LINE TO 4-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

Schematics of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, VCC (see Note 1)	7 V
input voltage: 'LS139A, 'LS139	7 V
'S139	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54LS139A, SN54S139	-55°C to 125°C
SN74LS139A, SN74S139	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES SN54LS139A, SN74LS139A
DUAL 2-LINE TO 4-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

recommended operating conditions

	SN54LS139A			SN74LS139A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH} High-level input voltage	2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I _{OH} High-level output current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL} Low-level output current			4			8	mA
T _A Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

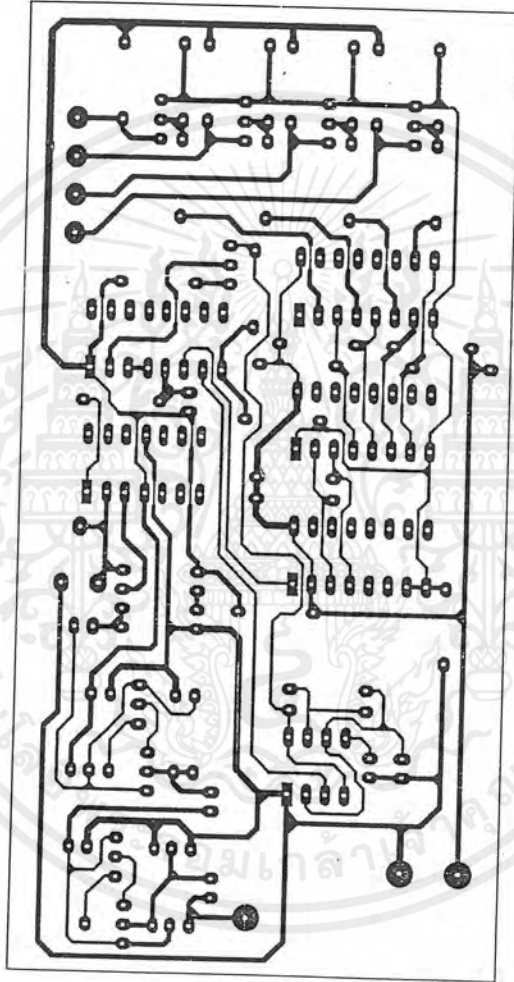
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS139A		SN74LS139A		UNIT		
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN		TYP ‡	MAX
V _{IK}	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA			-1.5		-1.5	V	
V _{OH}	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = MAX, I _{OH} = -0.4 mA	2.5	3.4	2.7	3.4		V	
V _{OL}	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = MAX, I _{OL} = 4 mA, I _{OL} = 8 mA	0.25	0.4	0.25	0.4		V	
I _I	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V		0.1		0.1		mA	
I _{IH}	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V		20		20		µA	
I _{IL}	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V		-0.4		-0.4		mA	
I _{OS} †	V _{CC} = MAX	-20		-100		-20	-100	mA
I _{CC}	V _{CC} = MAX, Outputs enabled and open		6.8	11		6.8	11	mA

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see note 2)

PARAMETER †	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	LEVELS OF DELAY	TEST CONDITIONS	SN54LS139A SN74LS139A			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
t _{pLH}	Binary	Any	2	R _L = 2 kΩ, C _L = 15 pF	13	20		ns
t _{pHL}					22	33		ns
t _{pLH}	Select	Any	3		18	29		ns
t _{pHL}					25	38		ns
t _{pLH}	Enable	Any	2		16	24		ns
t _{pHL}					21	32		ns

† t_{pLH} = propagation delay time, low to high level output; t_{pHL} = propagation delay time, high-to-low-level output.
NOTE 2 See General Information Section for load circuits and voltage waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับความกรุณาจาก รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำแนะนำชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนความรู้ความเข้าใจในด้านต่าง ๆ ขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยในการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวคือ

- คุณชูวงศ์ พงศ์เจริญพานิชย์ คุณคมศักดิ์ เมฆสมุทร คุณอาฉัตร เหมือนชู และคุณไพศาล งามจรรยาพร ที่ได้ให้คำปรึกษาต่างๆ
- เจ้าหน้าที่ประจำห้องปฏิบัติการ ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ แห่งศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือเพื่อทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์, “ทฤษฎีสายอากาศ,” สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ, 2536
- [2] ถวิต พึ่งมา, “ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์,” สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ, 2541
- [3] ชาญวิทย์ ประสานการ, “ประสบการณ์ในงานอิเล็กทรอนิกส์,” เซมิคอนดักเตอร์, ฉบับที่ 112, หน้า 151, 2534
- [4] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, “วิศวกรรมสายอากาศ,” สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, กรุงเทพฯ, 2537
- [5] C.A.Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design,” Harper and Row Publishers, Newyork, 1982
- [6] Masaharu Hata, “Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services,” IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. VT-29, NO. 3, P. 317-322, August 1980
- [7] F.Bogart, “Introduction to Digital Circuit,” Mc Graw Hill, Inc, PP. 267-270, 1992
- [8] W. Ott, “Noise Reduction Techniquet in Electronic System,” Sohn Wiley & Sons, Inc 9-202, 1987