

ชุดเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอมีดติเพล็กซ์พร้อมสายอากาศ
FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH ANTENNA



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 61505
วัน,เดือน,ปี 18 ก.ค. 2549

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH ANTENNA



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR IN DEPARTMENT OF INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ โอมัลติเพล็กซ์พร้อมสายอากาศ
FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH ANTENNA

ชื่อนักศึกษา นายพงศ์ศิริศักดิ์ ไชยสาส์น รหัสนักศึกษา 45015806
นายสรายุทธ เศรษฐบุตติ รหัสนักศึกษา 45015822
นายอรรถพล กีไพโรจน์ รหัสนักศึกษา 45015832

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. สมภพ แก้วมีชัย
อ. กฤดากร กล่อมการ

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

(อ. สมภพ แก้วมีชัย)

(อ. กฤดากร กล่อมการ)
อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเฟล็กพร้อมสายอากาศ	
ชื่อนักศึกษา	นายพงษ์ศิริศักดิ์ ไชยสาส์น	รหัสนักศึกษา 45015806
	นายสรายุทธ เศรษฐบุตรี	รหัสนักศึกษา 45015822
	นายอรรถพล กีไพโรจน์	รหัสนักศึกษา 45015832
อาจารย์ที่ปรึกษา	อ. สมภพ แก้วมีชัย	
ระดับการศึกษา	อ. กฤดากร กล่อมการ	
	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	
ภาควิชา	สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ	
ปีการศึกษา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
	2547	

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นระบบเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์ และสายอากาศ ส่วนสำคัญของระบบเครื่องส่ง FM Stereo Multiplex มี 2 ชุด คือ ชุดเรกซูดเข้ารหัสสัญญาณสเตอริโอ เป็นการเอาสัญญาณเสียงที่ต้องการส่งมาเข้ารหัสให้เป็นสัญญาณสเตอริโอคอน เพื่อให้อุปกรณ์รับสามารถรับสัญญาณสเตอริโอและมีการแยกซ้าย-ขวาได้ ส่วนที่ 2 จะเป็นการส่งสัญญาณคลื่นพาหะความถี่ 107.5 MHz เพื่อให้สามารถเอาสัญญาณเสียงส่งไปได้ และส่วนนี้จะมีการขยายกำลังความถี่วิทยุรวมอยู่ด้วย เพื่อให้ระยะในการส่งได้ไกลขึ้น ส่วนสายอากาศจะเป็นแบบ 2 แพนทเทิล คือในการส่งจะเป็นแบบครอบคลุมพื้นที่และยิงในทิศทางเดียว

Thesis Title FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH ANTENNA

Student Mr. Pongsirisak Chaiyasan ID. 45015806
 Mr. Sarayut Settabidee ID. 45015822
 Mr. Auttaphol Kiphairoj ID. 45015832

Advisor Mr. Sompop Kaewmechai
 Mr. Kitdakorn Klomkam

Graduate laval Bachelor Degree of Information Engineering

Department Information Engineering

Academic Year 2004

Abstract

FM stereo transmitter. The main part of project divided into two part. The first is stereo encoder that use to encoder audio signal into FM baseband signal. The second is FM carrier exciter 107.5 MHz. For audio signal Transmission and this part has power circuit is too. For transmission distance to Receiver and Antenna is dual pattern. Consist cover pattern and direction pattern

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณท่าน อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย และ อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้รับเริ่มโครงการนี้ และได้ให้คำปรึกษาช่วยเหลือตลอดระยะเวลาที่ทำโครงการนี้ทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการนี้

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้กำลังใจตลอดจนสนับสนุนด้านทุนทรัพย์ในระหว่างการทำโครงการมาตลอด

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค

บทที่

1. บทนำ	
1.1 แนวคิดและที่มาของปัญหา	1
1.2 จุดประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	1
2. หลักการเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอแมคดิเพล็กซ์	2
2.1 การมอดูเลตทางความถี่	2
2.2 ดัชนีการมอดูเลต	3
2.3 ไซด์แบนด์ FM	4
2.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM	6
2.5 พรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส	7
2.6 หลักการของเอฟเอ็มสเตอริโอแมคดิเพล็กซ์ และเอสซีเอ	9
2.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	10
2.8 เครื่องส่งสเตอริโอ	11
2.9 การส่งวิทยุกระจายเสียง	12
2.10 พื้นฐานของระบบเฟสล็อกคูล	13
2.10.1 หลักการของวงจรเฟสล็อกคูล	13
2.10.2 พื้นฐานของวงจรเฟสล็อกคูล (Phase Locked Loop)	14
2.11 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function)	15
2.12 ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	16
2.13 ล็อกเรนจ์ (Locked Range)	18
2.14 แคลปเจอร์เรนจ์ (Capture Range)	19

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.16 การตั้งแควระห์ความถี่โดย PLL	21
2.17 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (R.F Power Amplifier)	25
2.17.1 วงจรขยายกำลังคลาสซี	25
2.18 สายอากาศ	29
2.18.1 พื้นฐานของสายอากาศและการกระจายคลื่น	29
2.18.2 สายอากาศ	30
2.19 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับคลื่นวิทยุ	31
2.20 หลักการของสายอากาศ	33
2.21 ลักษณะกระแสและแรงดันบนสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่น	35
2.22 ลักษณะสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น	35
2.23 ลักษณะของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อสายอากาศวางในแนวนอน	37
2.24 อัตราการขยายสายอากาศ	38
2.24.1 หน่วย dB	38
2.24.2 หน่วย dBm	39
2.24.3 หน่วยเนเปอร์	40
2.24.4 หน่วย VU	41
2.25 ตัวสะท้อน	47
2.26 ตัวชี้นำ (Director element)	47
2.27 สายอากาศแบบ 3 อีลิเมนต์	48
2.28 อัตราการขยายสูงสุด (Maximum gain)	48
3. ชุดเครื่องส่งสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์	50
3.1 การออกแบบเครื่องส่งสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์	50
3.2 การปรับแต่งและทดสอบเครื่องส่ง	58
3.3 การออกแบบวงจขยายความถี่วิทยุ	60
3.4 วงจขยายกำลังความถี่วิทยุ (5 Watt)	61
3.5 วงจขยายกำลังความถี่วิทยุ (30 Watt)	61
3.6 การออกแบบสายอากาศ	62
3.7 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศยาก็	67
3.8 ครีเว่นอีลิเมนต์และการแมตซ์สายอากาศยาก็	69

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4. ผลการทดลอง	75
5. สรุปผลการวิจัย	82



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 การมอดูเลตทางความถี่	2
รูปที่ 2.2 การแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM	5
รูปที่ 2.3 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่	6
รูปที่ 2.4 การเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตกับนอยส์	8
รูปที่ 2.5 การปรับแอมพลิตูดที่เครื่องส่ง และดีเอ็มฟาสิตที่เครื่องรับ	9
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างวงจร (a) วงจรปรับแอมพลิตูด (b) วงจรดีเอ็มฟาสิต	9
รูปที่ 2.7 หลักการเครื่องส่งสเตอริโอโมดูลิเฟอิกซ์	12
รูปที่ 2.8 แบนด์วิดท์และการคั่นแบนด์ของ FM	13
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมวงจรต่างๆ ของ PLL	13
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของลูบปิด	14
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของลูบปิด	14
รูปที่ 2.12 โครงสร้างของลูบปิดชนิดป้อนกลับหมด	15
รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของเฟสล็อกกลูบ	15
รูปที่ 2.14 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาสซีฟ	17
รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ แอคทีฟ	17
รูปที่ 2.16 Phase Frequency Detectors ชนิดทริกด้วยขอบขาขึ้นของพัลซและรูปคลื่นของวงจร	20
รูปที่ 2.17 คุณสมบัติอินพุตต่อเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์	21
รูปที่ 2.18 การสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL	22
รูปที่ 2.19 ฟิเตอร์สำหรับ PD (Double Ended)	23
รูปที่ 2.20 วิธีแก้ Transient ด้วย R_1C_1	24
รูปที่ 2.21 รูปคลื่นเอาต์พุตของ PD และ Integrator	24
รูปที่ 2.22 กระแสรั่วไหลของกระแสไบอัสอินพุต	25
รูปที่ 2.23 วงจรขยายคลาส C	26
รูปที่ 2.24 จะแสดงประสิทธิภาพของวงจร(ในทางอุดมคติ)	27
ต่อมูมนำกระแสของทรานซิสเตอร์	
รูปที่ 2.25 รูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจรคลาสซี	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.26 ระบบสื่อสารด้วยวิทยุระหว่างคู่สถานี	31
รูปที่ 2.27 คลื่นในน้ำที่เกิดจากการโยนก้อนหินลงไป	32
รูปที่ 2.28 ภาคตัดขวางของลูกคลื่น	32
รูปที่ 2.29 คลื่นวิทยุกระจายออกจากสายอากาศส่ง	33
รูปที่ 2.30 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันบนสายส่งลึกลงจรที่ปลายสายยาว $\lambda/4$	34
รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันบนสายส่งยาว $\lambda/4$ ปลายสายเปิด	34
รูปที่ 2.32 แสดงหลักการเบื้องต้นของสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น	34
รูปที่ 2.33 แสดงกระแสและแรงดันบนสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น	35
รูปที่ 2.34 แสดงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น	36
รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศที่วางในแนวนอน	37
รูปที่ 2.36 จะเห็นองค์ประกอบสนามไฟฟ้าและทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นอยู่ในระนาบแนวตั้ง จึงเรียกรูปการจัดจิวคลื่นแบบนี้ว่า การจัดจิวแบบแนวตั้ง	38
รูปที่ 2.37 แสดงการบวกกำลังในหน่วย dBm กับ dB	39
รูปที่ 2.38 แสดงการลบกำลังในหน่วย dBm	39
รูปที่ 2.39 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น	44
รูปที่ 2.40 แสดงการต่อตัวพาราซิติคเข้ากับสายอากาศไดโพล	47
รูปที่ 2.41 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศยาคีแบบ 3 อีลิเมนต์ (Yagi 3 element) และรูปแบบการกระจายคลื่น	48
รูปที่ 3.1 วงจรเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเพิล็กซ์	57
รูปที่ 3.2 วงจรขยายคลาสซีที่ใช้งานจริง (1 Watt)	60
รูปที่ 3.3 วงจรขยายคลาสซีที่ใช้งานจริง (5 Watt)	61
รูปที่ 3.4 วงจรขยาย 30 วัตต์ที่ใช้งานจริง	62
รูปที่ 3.5 แสดงผลการทดลองหาอัตราขยายของสายอากาศยาคีสำหรับระยะห่างต่างๆกันระหว่างรีเฟล็กเตอร์และครีเวนอีลิเมนต์ โดยทดลองที่ความสูงจากพื้นดินประมาณ 2λ	63

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.6	แสดงการจذبรีเฟล็กเตอร์3อันเป็นรูปสามเหลี่ยมตามการทดลองของ NBS เพื่อให้ได้ อัตราขยายเพิ่มขึ้นสูงที่สุดกว่าการใช้รีเฟล็กเตอร์อันเดียวอยู่0.75dB	63
รูปที่ 3.7	แสดงการอัตรการขยายของยากิ สำหรับความยาวของบวม6ขนาด	64
รูปที่ 3.8	กราฟช่วยการออกแบบสายอากาศยากิ	65
รูปที่ 3.9	กราฟที่แสดงความยาวของอีลีเมนต์ที่ต้องเพิ่มขึ้นจากผลการทดลองของNBS เมื่อยึดอีลี เมนต์ทะลุผ่านเส้นผ่านศูนย์กลางของบวมกลมโดยสัมผัสทางไฟฟ้ากับบวมด้วย	68
รูปที่ 3.10	แสดงครีเวนอีลีเมนต์และวิธีการแมตซ์แบบต่างๆที่นิยมสายอากาศยากิ	69
รูปที่ 3.11	แสดงรายละเอียดของบ้านแบบต่างๆที่สร้างได้ง่าย และนิยมใช้กันสำหรับระบบ อิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม	72
รูปที่ 3.12	แสดงสายอากาศที่ใช้งานจริง	74
รูปที่ 4.1	สัญญาณ PILOT 19. KHz	75
รูปที่ 4.2	สัญญาณ Carrier 38 KHz	75
รูปที่ 4.3	สายอากาศแบบไดโพล	76
รูปที่ 4.4	สายอากาศแบบยากิ	76
รูปที่ 4.5	สายอากาศแบบยากิและแบบไดโพล	77
รูปที่ 4.6	ผลจากการวัดจาก SPECTRUM ANALYZER	77
รูปที่ 4.7	ผลจากการวัดจากเครื่องวัดความถี่	78
รูปที่ 4.8	วัดค่า SWR ของสายอากาศแบบยากิซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 5A	78
รูปที่ 4.9	วัดค่ากำลังวัตต์ของสายอากาศแบบยากิซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8V 5A	79
รูปที่ 4.10	วัดค่า SWR ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8V 5A	79
รูปที่ 4.11	วัดค่ากำลังวัตต์ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8V 5A	80
รูปที่ 4.12	วัดค่ากำลังวัตต์ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8V 10A	80
รูปที่ 4.13	วัดค่ากำลังวัตต์ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8V 10A	81

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ	6
ตารางที่ 2.2 แสดงกำลังไฟฟ้าในหน่วยวัตต์เทียบกับ dBm	39
ตารางที่ 2.3 อัตราการขยายของสายอากาศ	43
ตารางที่ 2.4 แสดงการเปลี่ยนอัตราส่วนกำลังงานเป็นเดซิเบล	45
ตารางที่ 2.5 แสดงการเปลี่ยนอัตราส่วนแรงดันเป็นเดซิเบล	46
ตารางที่ 3.1 แสดงการปรับตั้งชุดคิพสวิทช์ 10 ตำแหน่ง ในการกำหนดความถี่ส่งออกอากาศ	53
ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงแรงดันตามจุดต่าง ๆ ในวงจรเครื่องส่ง	58
ตารางที่ 3.3 แสดงความยาวที่เหมาะสมของแต่ละอิทธิเมนต์ (ยกเว้นอิทธิเมนต์) สำหรับสายอากาศยาก็ที่มีความยาวของบูบต่างกัน	66



บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดและที่มาของปัญหา

เนื่องจากทางภาค Information Engineering ได้ทำการส่งวิทยุ FM stereo multiplex ย่าน 107.5MHz แต่เนื่องจากผู้จัดทำได้สังเกตเห็นว่ากำลังวัตต์เดิมส่งสัญญาณกระจายเสียงระบบได้ในระยะที่ไม่ไกล และต่อไปในอนาคตสนามบินสุวรรณภูมิตั้งขึ้น เพื่อไม่ต้องการให้สัญญาณวิทยุ 107.5 MHz ไปรบกวนกับสัญญาณของสนามบินจึงได้จัดทำให้สัญญาณที่ออกมาในทิศทางเดียว

1.2 จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาองค์ประกอบของเครื่องส่ง
2. เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องส่ง
3. เพื่อให้สามารถส่งกระจายเสียงได้จริง
4. สามารถออกแบบสายอากาศตามลักษณะการใช้งานได้

1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. เป็นเครื่องส่งสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ ย่านความถี่ 107.5 MHz โดยใช้หลักการ PLL (Phase Locked Loop)
2. มีการเชื่อมต่อชุดแสดงสถานะการทำงานและตรวจสอบ โดยผ่านระบบอินเตอร์เน็ต
3. มีลักษณะการส่งออกอากาศแบบครอบคลุมพื้นที่และสามารถส่งตามทิศทางที่ต้องการได้

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

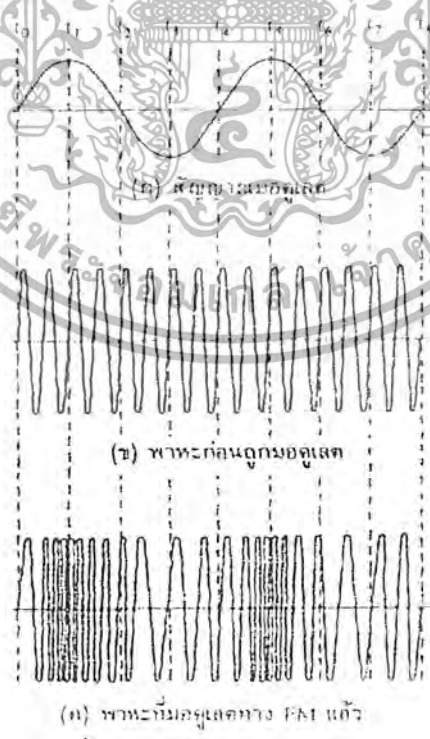
1. เข้าใจองค์ประกอบและหลักการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ FM stereo Multiplex
2. สายอากาศสามารถส่งสัญญาณแบบครอบคลุมพื้นที่และในทิศทางเดียวได้

บทที่ 2

หลักการเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอแม็ติเพล็กซ์

2.1 การมอดูเลตทางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 2.1 (ก) เช่น สัญญาณเสียง ซึ่งเป็นขั้วสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 2.1 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 2.1 (ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดยอดสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1 ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิมหลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลต มีค่าตกลงกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลาง และเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ของพาหะก็จะกลับมาถึงความถี่ของพาหะก็คือความถี่กลางดั้งเดิม ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงที่ความถี่กลาง เมื่อขนาดของสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์



รูปที่ 2.1 การมอดูเลตทางความถี่

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง เรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ คีวีเอชเอ็น ดังตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ตซ์และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิร์ตซ์สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต เช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็น โทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิร์ตซ์อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบนก็ยังเท่าเดิมคือเท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นตัวกำหนดการเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณโตนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป (100 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณโตนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป (50 กิโลเฮิร์ตซ์)

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือคีวีเอชเอ็น) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2.2 ดัชนีการมอดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = f_d / f_m \text{ (ของระบบ FM)}$$

ในที่นี้ f_d คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็น

ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมุติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = 75 \text{ KHz} / 1 \text{ KHz} = 75$$

สังเกตว่าค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง ความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ($f_d \text{ max}$) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ($f_m \text{ max}$) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบนจะเท่ากับ

$$\text{อัตราการเบี่ยงเบน} = f_d \text{ max} / f_m \text{ max}$$

$$= 75 \text{ KHz} / 15 \text{ KHz} = 5$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตสูงขึ้นการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

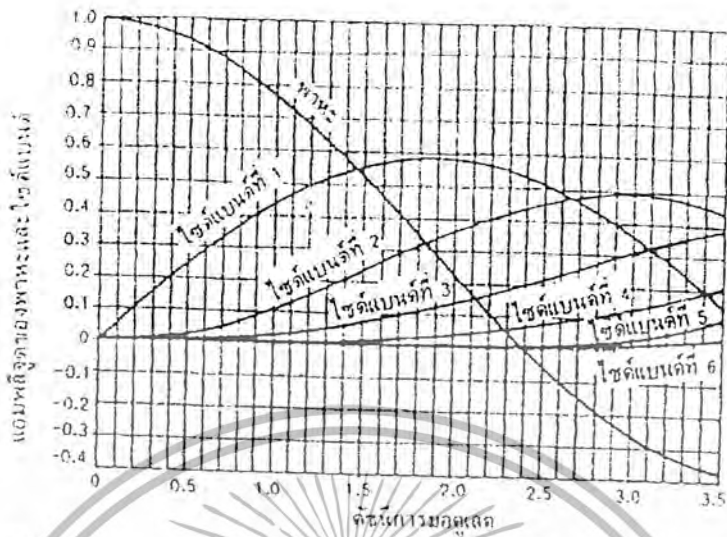
$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (f_d / f_d \text{ max}) * 100$$

ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

$f_d \text{ max}$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.3 ไชด์แบนด์ FM

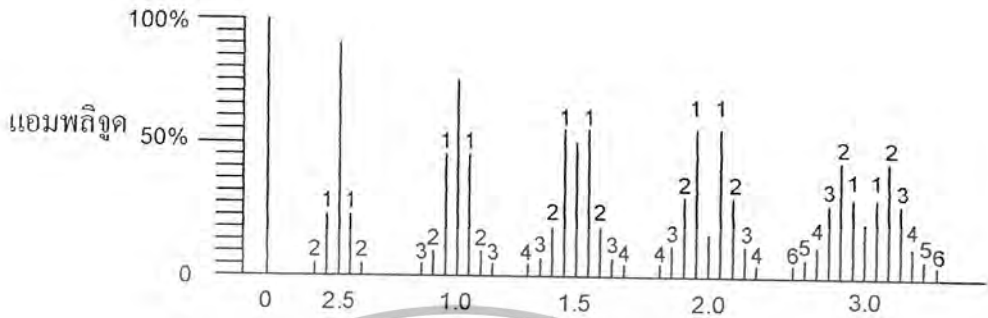
ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไชด์แบนด์ ระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไชด์แบนด์จำนวน 2 ตัว คือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไชด์แบนด์จำนวนอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะทำให้เกิดความถี่เกิดขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไชด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง



รูปที่ 2.2 การแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะจะกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ความถี่สัมพัทธ์ของพาหะกับ ไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแค่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้น จำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ตอนนี้ กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟส ตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย)

กราฟในรูปที่ 2.2 เขียนได้เป็นตารางดังในตารางที่ 3.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้นในที่เราคัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกโดยไม่คำนึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.3



ดัชนีการมอดูเลต

รูปที่ 2.3 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.95	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.26	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	-0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 2.1 การกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

2.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต กล่าวคือไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c + f_m$ ไซด์แบนด์ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_c + 2f_m$...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาด์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ f_d / f_m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลต เราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิร์ตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} m &= f_d / f_m \\ &= 18 \text{ KHz} / 3 \text{ KHz} = 6 \end{aligned}$$

นำค่า $m = 6$ ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตาราง จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= f_m * \text{จำนวนไซด์แบนด์} * 2 \\ &= 3 \text{ KHz} * 9 * 2 \\ &= 54 \text{ KHz} \end{aligned}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า $f_d \text{ max}$ และ $f_m \text{ max}$ โดยไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= 2(m+1) f_m \text{ max} \\ \text{หรือ} \\ BW &= 2(f_d \text{ max} + f_m \text{ max}) \\ \text{เมื่อ} \\ m &= f_d \text{ max} / f_m \text{ max} \end{aligned}$$

จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถได้ว่า

$$\begin{aligned} BW &= 2*(6+1)*3 \\ &= 42 \text{ KHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ} \\ BW &= 2*(18+3) \\ &= 42 \text{ KHz} \end{aligned}$$

เสมือนกับที่เราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในเบื้องต้น

2.5 ฟรีเควนซีฟอสซิลและดีเอมฟอสซิล

รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์โมนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูงมักจะมีแอมพลิจูดต่ำๆ ตัวอย่างเช่น เสียงพูดซึ่งอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 20 - 20000 เฮิร์ตซ์ แต่เสียงพูดทั่วไปมักจะอยู่ช่วง 500 เฮิร์ตซ์ สำหรับผู้ชาย และ 800 เฮิร์ตซ์ สำหรับผู้หญิง เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รวบรวมไว้สำหรับแจกจ่ายในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

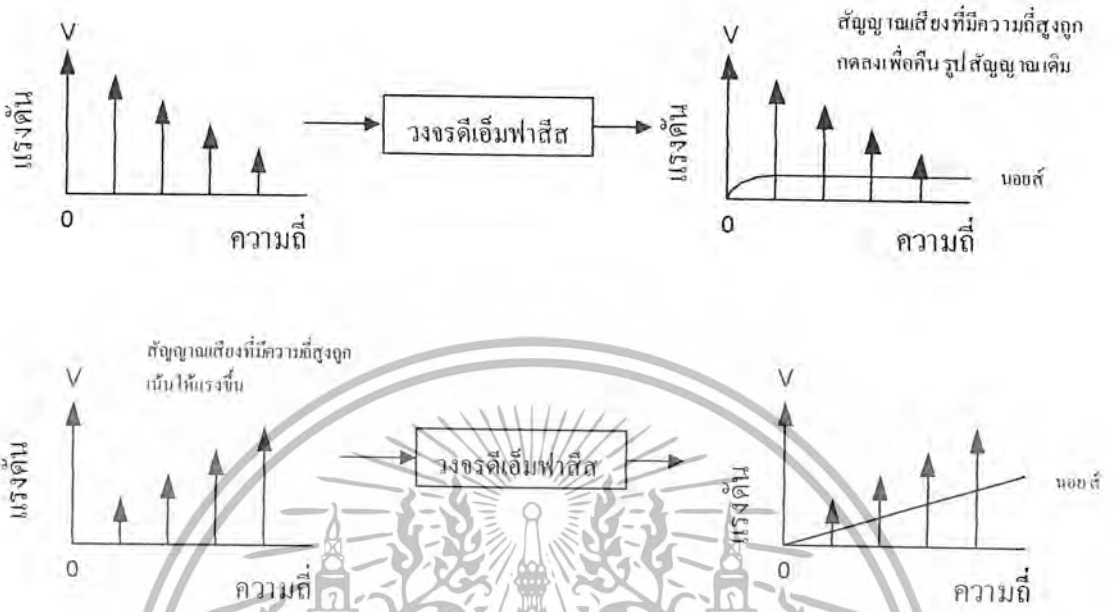
ดังนั้นเราจะเขียนรูปเทียบกันดังรูป จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงมีนอยส์รบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้น ก็โดยการใช้วิธียกระดับหรือเน้น (emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูง กรรมวิธีเรียกว่า 프리เอมฟาสีส (pre-emphasis)

ในรูปที่ 2.4 สัญญาณมอดูเลตจะผ่านขบวนการฟรีเอมฟาสีสที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูง เน้นแรงขึ้นแล้วจึงมอดูเลตที่เครื่องส่งอากาศต่อไปทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนนอยส์รบกวนได้ยากเมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากทำการดีมอดแล้วเราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรลดความถี่สูงลง กรรมวิธีนี้เรียกว่าดีเอมฟาสีส (de-emphasis)

วงจรที่ใช้ในกรรมวิธีฟรีเอมฟาสีสและดีเอมฟาสีสก็คือวงจรฟิลเตอร์นั่นเอง คุณสมบัติของฟิลเตอร์ในคอนเอมฟาสีสกับดีเอมฟาสีสจะต้องเป็นตรงข้ามกัน ในระบบกระจายเสียง FM โดยมากเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งฟรีเอมฟาสีสและดีเอมฟาสีส) เป็นค่าคงตัวเวลา (time constant) เท่ากับ 75 ไมโครวินาที ซึ่งแอมพลิจูดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น (ฟรีเอมฟาสีส) หรือลดลง (ดีเอมฟาสีส) ตั้งแต่ความถี่ 2122 เฮิรตซ์ เป็นต้นดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.4 การเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตกับนอยส์



รูปที่ 2.5 การปรับเอมพีลิมิตที่เครื่องส่ง และดีเอมพีลิมิตที่เครื่องรับ



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างวงจร (a) วงจรปรับเอมพีลิมิต (b) วงจรดีเอมพีลิมิต

2.6 หลักการของเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์ และเอสซีเอ

สัญญาณ FM STEREO MULTIPLEX ประกอบด้วย

1. สัญญาณรวม (Composite signal) หรือเสียงสัญญาณเสียงแบบโมโน เป็นสัญญาณ FM ธรรมดาที่อยู่ในช่วงความถี่ต่ำ ๆ ช่วงประมาณความถี่ 0 – 15 KHz การส่งสัญญาณนี้ออกไปเพื่อให้เครื่องรับ FM ธรรมดารับฟังได้ เขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ว่า $L + R$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สัญญาณตำรอง (Sub signal) หรือ สัญญาณผลต่าง เป็นสัญญาณที่เราส่งเข้าไป เพื่อให้เกิดการถอดรหัสสเตอริโอในเครื่องรับเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า L - R สัญญาณนี้จะถูกมอดูเลตในระบบ AM ทำให้สัญญาณมี 2 เฟส เหมือนกับ AM คือ มีทั้ง $-(L-R)$ และ $+(L-R)$ เมื่อไปถึงเครื่องรับจะทำการถอดรหัส ซึ่งผลของการถอดรหัสสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$2.1 (L+R) + (L-R) = 2L \text{ (สัญญาณด้านซ้าย)}$$

$$2.2 (L+R) - (L-R) = 2R \text{ (สัญญาณด้านขวา)}$$

สัญญาณในระบบ AM จะมีปัญหาในการส่งสัญญาณ เพราะสัญญาณทั้งหมดจะต้องส่งในรูปแบบ FM ฉะนั้นระบบ AM ที่นำมาใช้จะเป็นแบบ AM DOUBLE SIDE BAND SUPPRESSED CARRIER (AM DSBSC) ซึ่งจะตัดความถี่พาหะย่อยออก ความถี่พาหะย่อย (SUB CARRIER) เท่ากับ 38 KHz ความถี่นี้จะไม่ไปรับความถี่การส่ง เมื่อพิจารณาถึงความถี่จะอยู่ในช่วง 23 - 53 KHz (38 ± 15 KHz, $38 - 15$ KHz)

3. สัญญาณจี้หน้า (Pilot signal) ทำหน้าที่ควบคุมให้เครื่องรับและเครื่องส่งทำงานตรงกัน ถ้าไม่มีสัญญาณ Pilot signal 19 KHz เครื่องรับจะไม่สามารถรับสัญญาณสเตอริโออัตโนมัติได้ จำเป็นต้องมีสัญญาณ Pilot มาช่วยในการถอดรหัส

4. สัญญาณเอสซีเอ (SCA signal) เป็นสัญญาณที่อาศัยเครื่องส่งของสถานีวิทยุ FM ใดก็ได้ส่งออกอากาศไปพร้อมกับการออกอากาศของรายการปกติ โดยมีคาร์ตัสสเตอริโอเพื่อผสมสัญญาณแฝงเข้าไป สัญญาณ SCA จะอยู่ในช่วง 60 - 70 KHz โดยมี Center Freq อยู่ที่ 67 KHz ช่วงสวิงอยู่ระหว่าง +7 KHz, -7 KHz

ระบบ FM MONO สวิตช์สวิงจะอยู่ระหว่าง 75 KHz Deviation 100 %

ระบบ FM STEREO MULTIPLEX สวิตช์สวิงจะอยู่ระหว่าง 67.5 KHz Deviation 90 %

ระบบ FM STEREO MULTIPLEX & SCA สวิตช์สวิงจะอยู่ระหว่าง 60 KHz Deviation 80 %

2.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์

เนื่องจากในระบบ AM ไม่มีขั้วสารปนอยู่ในคลื่นพาหะ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศออกไป วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่าวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced modulator) หรือเขียนว่า BM วงจร BM นี้จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะและผลลัพธ์จากการผสมเฉพาะ ไซด์แบนด์เท่านั้น ที่ผ่านไปยังเอาท์พุทได้สัญญาณที่ได้จากวงจรเรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC

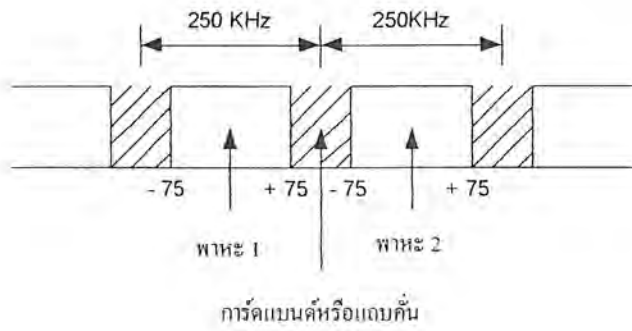
2.8 เครื่องส่งสเตอริโอ

ในรูปที่ 2.7 แสดงแผนผังของเครื่องส่งระบบสเตอริโอโมดูลิเฟอริกซ์ สัญญาณจากไมโครโฟนแกนแนลซ้าย (L) และขวา (R) จะผ่านวงจรขยายแล้วนำมาป้อนแอมป์วงจรบวก A เกิดเป็นสัญญาณ (L+R) สำหรับสัญญาณ (R) อีกทางหนึ่งจะผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ (วงจรขยายธรรมดา) เพื่อกลับเฟสให้เป็น (-R) แล้วป้อนเข้าวงจรบวก B เพื่อบวกกับสัญญาณ L เกิดเป็นสัญญาณ (L - R) ส่วนสัญญาณ R อีกทางหนึ่งจะเข้าสู่วงจรบวก A เพื่อบวกกับ L เกิดเป็นสัญญาณ (L - R) ส่วนสัญญาณ R อีกทางหนึ่งจะเข้าสู่วงจรบวก A บวกกับ L เกิดเป็นสัญญาณ (L+R)

สัญญาณ (L-R) จะป้อนให้กับวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (BM) โดยใช้พาหะรอง 38 KHz พาหะรองนี้เกิดจากออสซิลเลเตอร์ 19 KHz มอดูเลเตอร์โดยวงจรคูณความถี่ที่ได้จาก BM จะเป็นสัญญาณ DSB ของ (L-R) สัญญาณนี้จะผ่านการขยายแล้วป้อนภาคส่ง เช่นเดียวกับสัญญาณ (L+R) ซึ่งต้องหน่วงเวลาเล็กน้อยเพื่อชดเชยเวลาที่สัญญาณ (L-R) ต้องเสียไปในการมอดูเลต ทำให้สัญญาณทั้ง (L+R) และ (L-R) มาถึงภาคส่งพร้อมกัน นอกจากนี้สัญญาณไฟลิต 19 KHz ออสซิลเลเตอร์ก็ส่งให้ภาคส่งด้วย สัญญาณทั้งหมดจะถูกมอดูเลตแบบ FM โดยใช้พาหะหลักร่วมกัน

มาตรฐานวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดไว้ว่า ความเบี่ยงเบนจะต้องเท่ากับ +75 กิโลเฮิร์ตซ์ ไม่ว่าจะป้อนโมโนหรือสเตอริโอ ดังนั้นในระบบสเตอริโอสัญญาณเสียงจะต้องลดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตลงเล็กน้อย เนื่องจากเราต้องมอดูเลตสัญญาณไฟลิต 19 กิโลเฮิร์ตซ์ลงไปด้วย สัญญาณไฟลิตนี้จะมอดูเลตไว้ 10 เปอร์เซ็นต์ของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด 75 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือ $75 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์} \times 10 \text{ เปอร์เซ็นต์} = 7.5 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์}$ ฉะนั้น สัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลต จึงมอดูเลตลดลงไปอีก 90 เปอร์เซ็นต์ กับ 100 เปอร์เซ็นต์ ผิดกันเพียง 10 เปอร์เซ็นต์เท่านั้น ผู้ฟังจะสังเกตไม่ออกว่าความดังลดลง

สังเกตว่า ในส่วนที่เข้ามอดูเลต 90 เปอร์เซ็นต์ ของสัญญาณเสียงนี้ ยังจะต้องแบ่งอีกเป็น 2 ส่วนสำหรับ (L+R) กับ (L-R) เท่า ๆ กันอีก แต่ความจริงไม่เป็นเช่นนั้นเพราะสัญญาณ (L+R) กับ (L-R) รวมกันจะไม่ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าเนื่องจากเมื่อสัญญาณ (L+R) มีค่ามาก สัญญาณ (L-R) จะมีค่าน้อยและในทางกลับกันเมื่อสัญญาณ (L+R) มีค่าน้อยสัญญาณ (L-R) จะกลับมีค่ามาก ดังนั้นการเบี่ยงเบนความถี่จะไม่มีโอกาสเกินได้



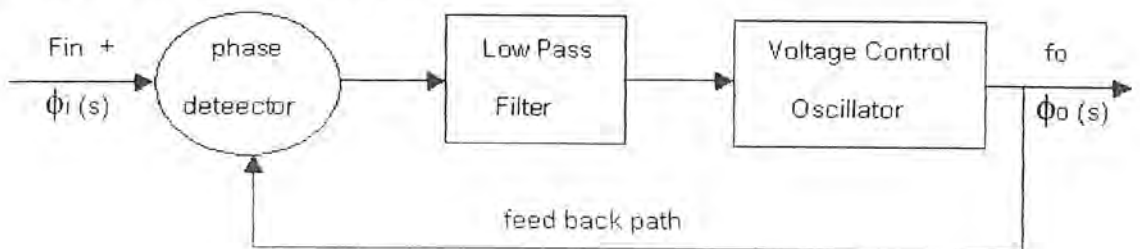
รูปที่ 2.8 แบนด์วิดท์และการ์ดแบนด์ของ FM

2.10 พื้นฐานของระบบเฟสล็อกคูลูป

2.10.1 หลักการของวงจรเฟสล็อกคูลูป

วงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) หรือ PLL เป็นวงจรที่มีรูปของการป้อนกลับ (Feedback Loop) เพื่อนำสัญญาณที่เอาท์พุทบางส่วนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ด้านอินพุท โดยวัตถุประสงค์หลักของวงจร PLL ก็เป็นวงจรติดตามสัญญาณความถี่ใด ๆ ที่เราต้องการ (Desired Signal) ซึ่งเราเรียกววงจรแบบนี้ว่า "Frequency Tracking Circuit" โดยโครงสร้างพื้นฐานของวงจร PLL จะประกอบด้วยวงจรต่างๆ ดังนี้

1. Phase Detector (PD) มีหน้าที่ในการเปรียบเทียบผลความแตกต่างของสัญญาณที่อินพุทของวงจร PLL กับสัญญาณที่ถูกป้อนกลับจากด้านเอาท์พุท
2. Loop Filter เป็นวงจรกรองความถี่ผ่านเฉพาะความถี่ต่ำ Low pass Filter (LPF) ที่มีหน้าที่ในการจำกัดสัญญาณที่มีความถี่สูง ๆ ออกไปให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณ Dc Error Voltage (V_e)
3. Voltage (Voltage Control Oscillator (VCO) มีหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณโดยสามารถในการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ตามการเปลี่ยนแปลงของ V_e โดยรูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรต่างๆ ของ PLL



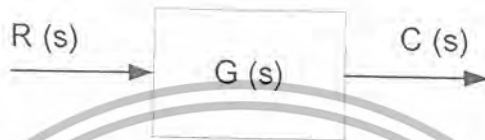
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรต่างๆ ของ PLL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.2 พื้นฐานของวงจรเฟสล็อกคูล (Phase Locked Loop)

หลักการของระบบเฟสล็อกคูล เป็นหลักการของระบบป้อนกลับ (Feedback Control System) ซึ่งแบ่งเป็น

ระบบควบคุมแบบลูปเปิด (Open loop transfer function)

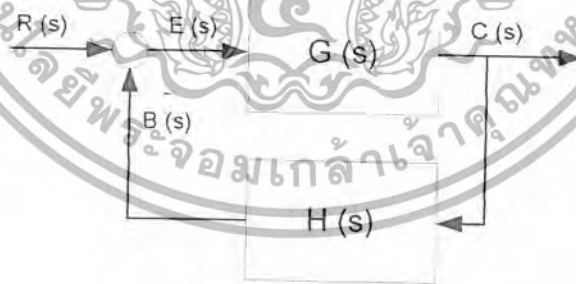


รูปที่ 2.10 โครงสร้างของลูปเปิด

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมระบบเปิดสามารถเขียนทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันได้คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G(s)$$

ระบบควบคุมแบบลูปปิด (Closed loop transfer function)



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของลูปปิด

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมระบบปิดสามารถเขียนทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันได้คือ

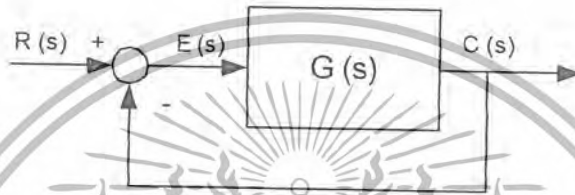
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

ถ้าหาค่าความคลาดเคลื่อน E(s) หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $E(s) = R(s) - B(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)}$
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่เป็นการป้อนกลับหมด (Unity feedback system) สามารถเขียนเป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้คือ

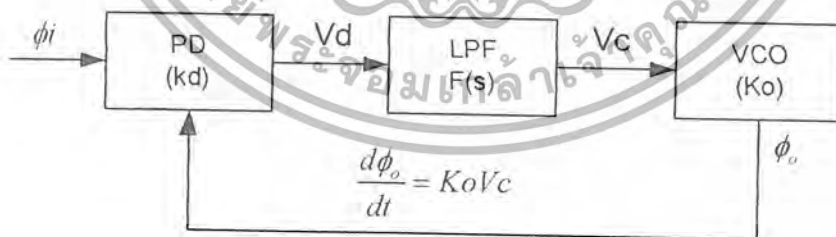
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)}$$



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของลูปป้อนกลับหมด

2.11 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function)

พิจารณาในรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นลูปลักษณะพื้นฐาน (Elementary Loop) ซึ่งประกอบด้วย เฟสดีเทคเตอร์ (PD), ลูปลดเตอร์ (LPF) และโวลเตจคอนโทรลเลอร์ (VCO) ที่ความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของเฟสล็อกลูป

สัญญาณอินพุตมีเฟส $\phi_i(t)$ และเอาต์พุตของ VCO มีเฟส $\phi_o(t)$ สมมุติว่าระบบในสถานะล็อก (Locked) เฟสดีเทคเตอร์ มีการทำงานแบบเชิงเส้นและเฟสดีเทคเตอร์มีเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างจากเฟสของอินพุตทั้งสองดังนั้น

$$Vd = Kd(\phi_i - \phi_o)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ K_d คือ เกนเฟลเตอร์ (Gain Factor) หรือคอนเวอร์ชันเกน (Conversion Gain) วัดเป็นโวลต์ต่อเรเดียน (V/rad)

แรงดัน V_d จะถูกฟิลเตอร์โดยลูปฟิลเตอร์สัญญาณรบกวนและส่วนประกอบของสัญญาณที่เป็นความถี่สูงจะถูกกำจัดออกไป ลูปฟิลเตอร์จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติทางพลศาสตร์ของลูป (Dynamic Performance) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของลูปกำหนดโดย $F(s)$

ความถี่ของ VCO กำหนดจากแรงดันควบคุมที่อินพุต V_c ที่ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป จากความถี่ศูนย์กลางไปด้วยขนาด $\Delta\omega = K_o V_c$ เมื่อ K_o คือ เกนเฟลเตอร์ของ VCO ที่วัดเป็น rad/sec/v เนื่องจากความถี่เป็นอนุพันธ์ (Derivative) ของเฟสการทำงานของ VCO ซึ่งพิจารณาได้จาก

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K_o V_c$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซทรานสฟอร์มจะได้

$$S\phi_o(s) = K_o V_c(s)$$

ดังนั้น

$$\phi_o(s) = \frac{K_o V_c(s)}{S}$$

เฟสของสัญญาณเอาต์พุตของ VCO จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับอินทิกรัลของแรงดันควบคุม (V_c) โดยใช้วิธีการลาปลาซทรานสฟอร์มจะได้

$$V_d(s) = K_d[\phi_i(s) - \phi_o(s)]$$

$$V_c(s) = F(s)V_d(s)$$

$$\phi_o(s) = \frac{K_o V_c}{S}$$

ดังนั้นจะได้สมการพื้นฐานของลูปคือ

$$\frac{\phi_o(s)}{\phi_i(s)} = B(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{S + K_o K_d F(s)}$$

ซึ่ง $B(s)$ เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของลูปปิด (Closed loop transfer function)

2.12 ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Loop Filter หรือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจร PLL โดยส่วนมากจะใช้วงจรกรอง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ต่ำอันดับ 1 (First order lowpass filter) ในการควบคุมการทำงานของลูปโดยสามารถแบ่งเป็น 2 ชนิดคือ

2.12.1 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาสซีฟ (Passive) แบบนี้ไม่จำเป็นต้องใช้แรงดันไฟเลี้ยง



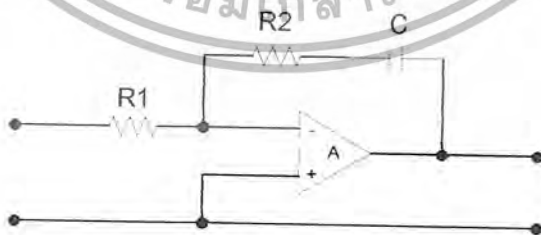
รูปที่ 2.14 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาสซีฟ

จากรูปสามารถเขียน transfer function

แบบ 1 $F(s) = \frac{1}{SRIC + 1}$

แบบ 2 $F(s) = \frac{SC2C + 1}{SC(R1 + R2) + 1}$

2.12.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟ (Active) แบบนี้จะใช้ไฟเลี้ยงให้กับวงจร



รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ แอคทีฟ

จากรูปสามารถเขียน Transfer function ได้คือ

$$F(s) = \frac{-A(SR2C + 1)}{SR2C + 1 + (1+A)(SR1C)}$$

ถ้า A มีขนาดใหญ่มากๆ จะได้

$$F(s) = \frac{-SR2C + 1}{SRIC}$$

2.13 ล็อกเรนจ์ (Locked Range)

เป็นย่านความถี่ซึ่งลูบสามารถ Tracking ตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของอินพุทอาจเรียกได้ ว่า Tracking Range หรือ Hold In range กรณีนี้สภาวะค่านลูบจะอยู่ในสภาวะล็อก กำหนดจาก DC Loop Gain K_v โดย

$$WL = K_v = K_d K_o F(o)$$

ซึ่งไม่ขึ้นกับพารามิเตอร์ของฟิลเตอร์อย่างใดก็ตาม $F(o)$ ของพาสซีฟฟิลเตอร์คือ 1 และของแอกทีฟฟิลเตอร์ คือ A จะเห็นว่าฟิลเตอร์แบบแอกทีฟจะให้ WL กว้างกว่าและความผิดพลาดเชิงเฟสในสภาวะ Steady State น้อยกว่าโดยความผิดพลาดเชิงเฟสคือ

$$\theta_e(s) = \frac{S\theta_i(s)}{S + K_o K_d F(s)}$$

จากทฤษฎี Final Value Theorem จะได้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S^2 \theta_e(s)}{S + K_o K_d F(s)}$$

ถ้าพิจารณาสภาวะ Steady State ของระบบเมื่อการเปลี่ยนอินพุทเป็นแบบขั้นบันได (Step) ทำให้ θ_i เปลี่ยนไปด้วยขนาด $\Delta\theta$ เมื่อลาปลาซทรานสฟอร์มของอินพุทจะเป็น $\theta_i(s) = \frac{A}{S}$ แทนค่าในสมการ จะได้ว่า

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S\Delta\theta}{S + K_o K_d F(s)} = 0$$

กำหนดให้ $F(s) > 0$ กรณีนี้จะพบว่าในทางทฤษฎีแล้วระบบอันดับ 2 (Type 2) จะไม่มีผลของการผิดพลาดในสภาวะ Steady State Error เนื่องจากเฟสอินพุทเปลี่ยนไปในลักษณะ Step

ถ้าพิจารณาความผิดพลาดในสภาวะ Steady State เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุท ด้วยขนาด $\Delta\omega$ เฟสของสัญญาณอินพุทจะเปลี่ยนแปลงไปเป็นแบบ Ramp เมื่อทำการลาปลาซทรานสฟอร์มของอินพุทจะได้ $\phi_i(s) = \frac{\Delta\omega}{S^2}$ แทนค่าลงในสมการ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{S + K_o K_d F(s)} = \frac{\Delta\omega}{K_o K_d F(o)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $K_o K_d F(s)$ เรียกว่า เป็นค่าคงที่ความเร็ว (Velocity Constance) หรือ DC ลูปเกน (K_v) จากสมการ จะพบว่าที่ Δw ขนาดเดียวกัน แอคทีฟฟิลเตอร์จะให้ขนาดของความผิดพลาดเชิงเส้นในสภาวะ Steady State น้อยกว่าแบบพาสซีฟด้วยค่าของ A เท่า ดังนั้นตัว PD จะมีการลื่นเป็ลือกกำลังน้อยกว่า ถ้า $F(s)$ เป็นแบบแอคทีฟ

2.14 แคลปเจอร์เรนจ์ (Capture Range)

หรืออาจเรียกว่า Locked In Range ที่กล่าวมาเป็นสภาวะของระบบเมื่ออยู่ในสภาวะล็อก ส่วน Capture Range เป็นสถานะของระบบก่อนที่จะล็อกซึ่งหมายถึงความถี่อินพุตอยู่ใกล้ความถี่ VCO ขนาดใดลูบจะสามารถล็อกได้ Capture Range (W_c) จะเกี่ยวข้องกับพารามิเตอร์ของฟิลเตอร์ด้วยโดยสำหรับลึค - แล็ก ฟิลเตอร์จะประมาณ

$$W_c \cong WL \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \text{ rad/s}$$

และแอคทีฟฟิลเตอร์

$$W_c = WL \left[\frac{R_2}{R_1} \right]$$

2.15 เฟลด์เทคเตอร์

เฟลด์เทคเตอร์ เป็นวงจรซึ่งให้เอาท์พุทเป็นแรงดัน (Analog) หรือความกว้างของพัลส์ ซึ่งเป็นอัตราที่แปรผันตามความแตกต่างเฟสของสัญญาณอินพุททั้งสองเฟลด์เทคเตอร์เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบ PLL วงจรที่ทำหน้าที่เฟลด์เทคเตอร์ที่ใช้ในการทดลองคือ Phase Frequency Detectors โดยวงจรจะให้เอาท์พุท 3 แบบคือ

1. Double Ended Output
2. Tri State Output
3. Phase Pulse Output

1. Double Ended Output มีขา ϕ_R และ ϕ_V จะให้เอาท์พุทดังนี้

ถ้า $f_v > f_r$ หรือเฟสของ f_v นำหน้า f_r ขา ϕ_V จะเป็น "0" นานเท่ากับเวลาที่นำหน้าอยู่ และ ϕ_R จะเป็น "1" ตลอดเมื่อต่อร่วมกับวงจร Charge Pump จะเป็นตัว Pump Down

ถ้า $f_r > f_v$ หรือเฟสของ f_r นำหน้า f_v ขา ϕ_R จะเป็น "0" นานเท่ากับเวลาที่นำหน้าอยู่ และ ϕ_V จะเป็น "1" ตลอดเมื่อต่อร่วมกับวงจร Charge Pump จะเป็นตัว Pump up

ถ้าความถี่ $f_r = f_v$ และมีเฟสเดียวกัน ϕ_R และ ϕ_V จะเป็น "1" ตลอด ยกเว้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ที่เฟสทั้งสองเข้าใกล้กัน ซึ่งจะเห็นเป็นพัลส์แหลม ๆ (Spike) ดังรูปที่ 2.8 จะไม่สามารถผ่านวงจร LPF ไปได้

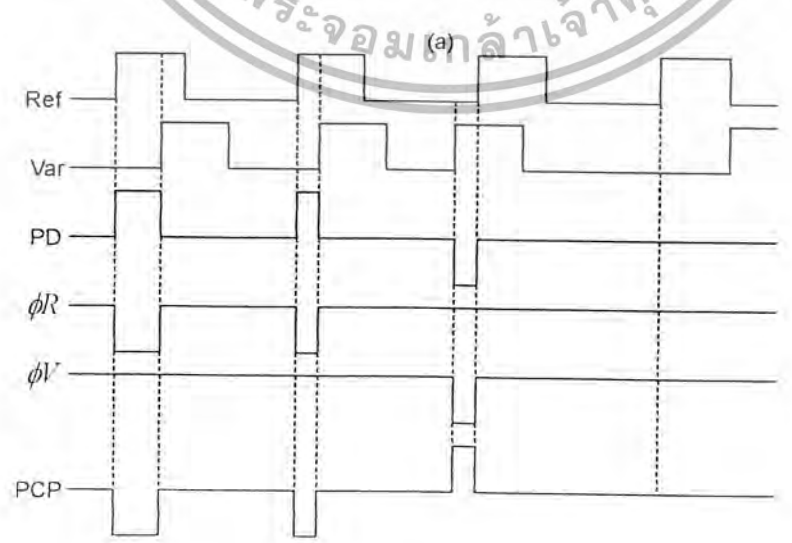
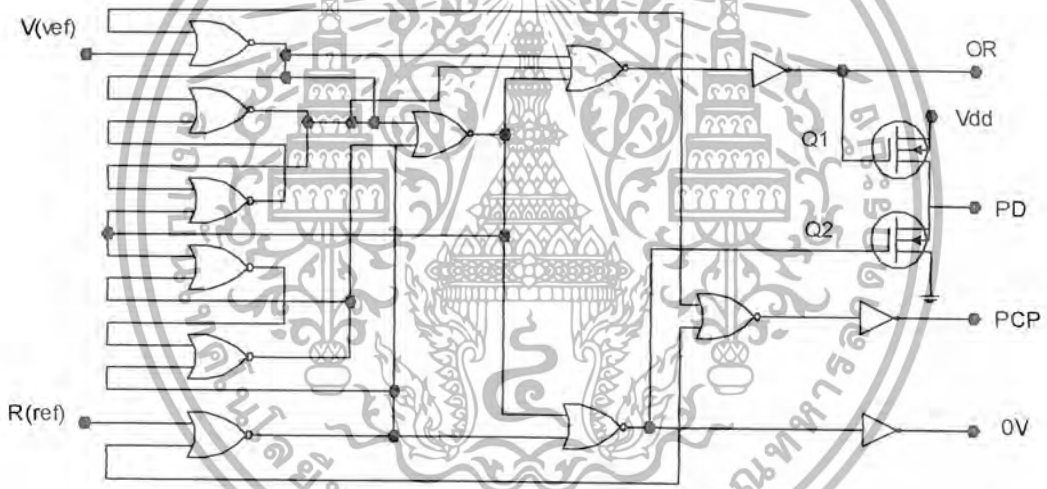
2. Tri State Output ขา PD จะให้เอาท์พุทดังนี้

ถ้า $f_v > f_r$ หรือเฟส f_v นำหน้า f_r จะให้พัลส์เป็นลบ (Q2 นำกระแส)

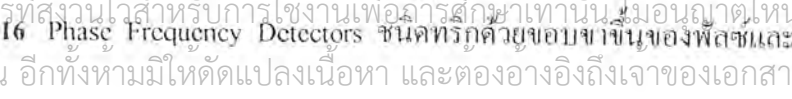
ถ้า $f_v < f_r$ หรือเฟส f_v ล้าหลัง f_r จะให้พัลส์เป็นบวก (Q1 นำกระแส)

ถ้า $f_v = f_r$ และมีเฟสเดียวกัน Output จะมีสถานะเป็น High Impedance (Q1 และ Q2 ไม่นำกระแส)

3. Phase Pulse Output ให้ลอจิก "0" ทุก ๆ ครั้งที่เกิดความต่างเฟสของ f_v และ f_r นอกจากนั้นจะเป็น "1" ซึ่งสามารถใช้แสดงสถานะการล็อกได้



(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2.16 Phase Frequency Detectors ชนิดที่รู้จักด้วยขอบข่ายของพัลส์และรูปคลื่นของวงจร
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 2.16 จะรวมอยู่ในรูปของไอซีตัวเดียว เช่น เบอร์ 4046, 14568 จะมีเฉพาะขา PD และ PCP ส่วนเบอร์ 145157-1 และ 145158-1 จะมีทุกขาที่กล่าวมา ไอซีชนิด TTL ทำงานที่ขอบขาของพัลส์ เช่น เบอร์ MC4044 ทำงานได้ถึง 80 MHz ใช้ในระบบ PLL ที่ต้องการการตอบสนองในย่านกว้าง เช่น วงจร Frequency Synthesizer รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต่างเฟส และแรงดันเอาต์พุต วงจรมี Conversion Gain เท่า $VDD/4$ สำหรับขา PD และ $VDD/2\pi$ สำหรับขา ϕR ϕV



รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์อินพุตต่อเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์

2.16 การสังเคราะห์ความถี่โดย PLL

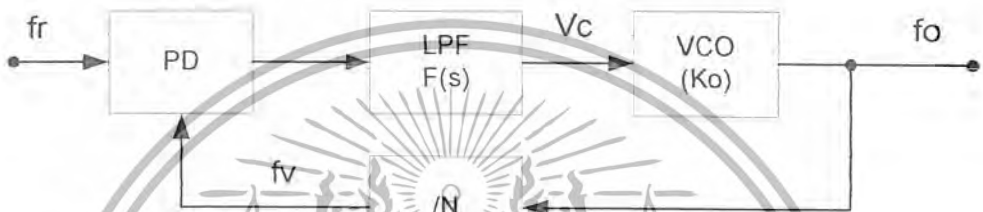
โครงสร้างของระบบ PLL ในรูปที่ 2.9 จะเห็นว่าความถี่ที่ได้จาก VCO มีความถี่เดียวคือ ความถี่อินพุตของลูป เราสามารถเปลี่ยนความถี่ของ VCO ในลูปได้ โดยเพิ่มหรือลดความถี่อินพุตซึ่งจะทำให้ VCO ติดตามความถี่ใหม่ของอินพุตไป เมื่อวงจรอยู่ในสถานะ Steady State ความถี่ของ VCO ก็จะเท่าความถี่ใหม่ของอินพุตอีกครั้ง ซึ่งไม่ได้ให้ความหมายของการสังเคราะห์ความถี่แต่อย่างใด การสังเคราะห์ความถี่ในการสื่อสารต้องการความถี่ที่มีเสถียรภาพสูงทั้งระยะสั้น และระยะยาว ความถี่ที่ต้องการเปลี่ยนไปในลักษณะเป็นขั้น โดยมีลักษณะเป็นการทดแทนคริสตอลในวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ต้องเปลี่ยนตัวใหม่เมื่อต้องเปลี่ยนความถี่

การสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL ทำได้โดยให้ความถี่อินพุตเป็นความถี่อินพุตเป็นความถี่อ้างอิงซึ่งสร้างจากคริสตอลหรืออุปกรณ์สร้างความถี่มาตรฐานควบคุมด้วย Atomic เช่น Cesium หรือ Rubidium จากนั้นสร้างความถี่ VCO ให้ทำงานที่ความถี่ที่วัดด้วยเลขจำนวนเต็มใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของความถี่อ้างอิงที่อินพุทโดย $f_{vco} = Nf_R$ จากนั้นทำการหาร N ก่อนที่จะป้อนเข้า PD กรณีนี้ ความถี่ของ VCO ก็จะเปลี่ยนไปตามจำนวนของตัวหารนั้น

พิจารณาจากรูปที่ 2.18 จะเห็นว่า ตัวหารความถี่ถูกเพิ่มขึ้นมาในส่วนของกรป้อนกลับใน รูปและความถี่เอาต์พุทของตัวหารความถี่ f_v จะนำไปเปรียบเทียบกับ f_r ซึ่งเป็นความถี่อ้างอิง มาตรฐานจากสมการจะเขียนใหม่โดยเพิ่ม K_n ซึ่งเป็นตัวหารความถี่เข้าไป



รูปที่ 2.18 การสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL

$$B(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{S + \frac{K_i K_d F(s)}{K_n}} = \frac{K_o K_d F(s)}{1 + \frac{K_o K_d F(s)}{K_n S}}$$

ซึ่งฟอร์เวอร์ด์เกนของระบบคือ

$$G(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{S}$$

และเกนลูปเปิดคือ

$$G(s)H(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{K_n S}$$

จากสมการ เราสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยนำพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในสมการ เปลี่ยนไปประยุกต์เป็นวงจรจริง แล้วนำมาต่อ ระบบ PD ที่ใช้กับวงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นชนิดดิจิทัล PD แบบเชิงเส้นไม่เหมาะที่จะใช้งานเนื่องจาก

1. ลูปอาจไปล็อกกับความถี่ฮาร์โมนิกของความถี่ที่ต้องการ
2. คุณสมบัตินี้ PD แบบเชิงเส้นจะเป็น Cosine Function ช่วงใช้งานจึงจำกัดในช่วง $\pm \pi/4 rad$
3. ลูปเกนจะขึ้นอยู่กับการขนาดและ Duty Cycle ของสัญญาณอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 4. ถ้าจะล็อกที่ f_r และ f_v จะต้องมismatch ต่างกันถึง 90° องศา
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ เมื่อ K_u ไปในรูป พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนไปคือ W_u ซึ่ง N คือตัวหารใน Feedback Loop ส่วน Damping Factor ยังเหมือนเดิม

ข้อพิจารณาในการออกแบบลูปฟีดแบ็ค

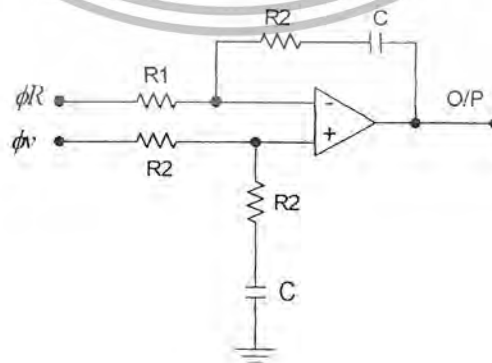
1. เนื่องจากตัวฟีดแบ็คที่ใช้ OP Amp (Integrator) มีฟังก์ชันเป็น Inverting เสียก่อน เพื่อให้ V_c จากฟีดแบ็คสามารถควบคุม VCO ได้ถูกทิศทางกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งทำได้ง่ายที่สุด โดยการสลับอินพุท f_r และ f_v ที่ PD

2. สำหรับ PD เป็น IC CMOS ขา Non - Inverting ของ OP Amp ต้องไปอัสที่ $V_{DD}/2$ ส่วน PD ที่เป็น TLL ต้องควบคุมสมบัติเฉพาะเบอร์

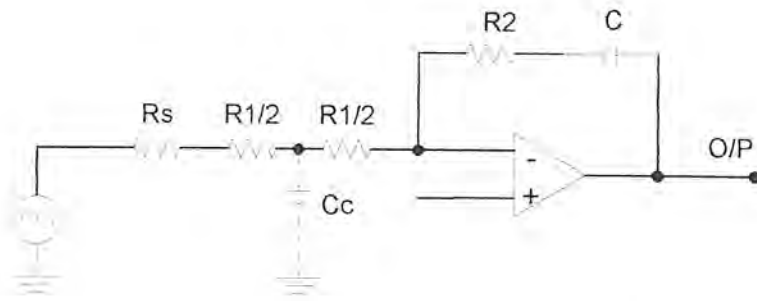
3. กรณี PD ที่มีเอาต์พุทเป็น Double Ended ใช้ในวงจรฟีดแบ็คดังรูปที่ 2.11 ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะมี $K_u = V_{DD}/2\pi$ ส่วน W_u และ Damping Factor ของลูปเหมือนกันแบบ Single Ended

4. วงจรแอลพีฟีดแบ็คอาจเกิดการอิมิตัว ถ้าลูปเกิดการผิดพลาดทางเฟสที่ PD มีขนาดใหญ่ พร้อมกับ Transient Overshoot ขึ้นในลูป กรณีเฉพาะลูปที่ใช้ PD แบบดิจิทัล เนื่องจากเอาต์พุทของ PD เปลี่ยนเป็น "0" หรือ "1" ทันทีทันใด นอกจากนี้ความถี่อินพุทของฟีดแบ็คมักจะมาก ดังนั้นอัตราส่วนของ R_2/R_1 มากกว่า 10 เท่า ความถี่นี้จะขยายออกด้วยอัตราส่วนของ R_2/R_1 ถ้าสามารถทำได้ควรให้อัตราส่วนน้อยที่สุด

วิธีการแก้ไขการอิมิตัวของ Op Amp ทำได้โดยเพิ่มวงจร LRF ก่อนวงจร Integrator ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.19 ฟีดแบ็คสำหรับ PD (Double Ended)

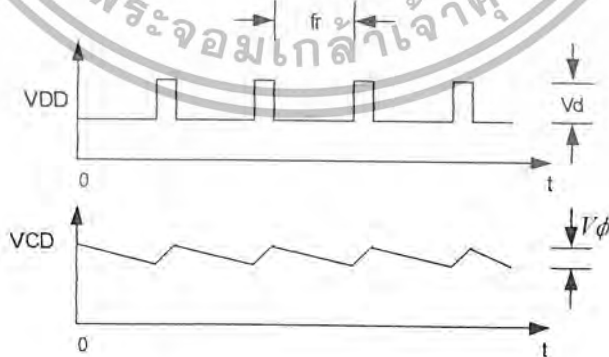


รูปที่ 2.20 วิธีแก้ Transient ด้วย R_1C_1

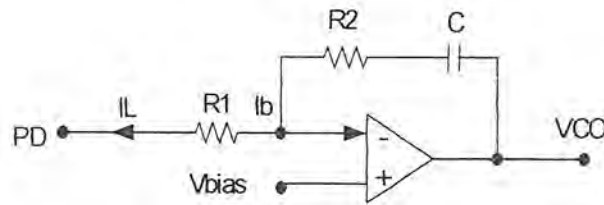
5. แรงดันไปควบคุม VCO ควรมีสัญประกอบที่ไม่ใช่ DC น้อยที่สุดเพราะจะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เกิดเอาต์พุตที่ไม่ต้องการ ดังนั้น W_c ควรกำจัดออกไปให้มากที่สุด จากรูปคลื่นจะทำให้เกิด Side Band ที่สัมพันธ์กับ Carrier ของ VCO โดยประมาณได้จาก

$$\frac{sideband}{(f_o)_{carrier}} \cong \frac{V_\phi K_o}{2W_R}$$

เมื่อ V_ϕ คือ ค่าแรงดัน Peak Value ของ f_r ที่อินพุตของ VCO จะเห็นว่า K_o ของ VCO และ f_r ต่างมีผลกับ Side Band ที่เกิดขึ้นกับความถี่ของ VCO นอกจากนี้ Side Band ยังสัมพันธ์กับ Leakage Current ของ C ใน Integrator และกระแสไบอัสอินพุตของ OP Amp



รูปที่ 2.21 รูปคลื่นเอาต์พุตของ PD และ Integrator



รูปที่ 2.22 กระแสรั่วไหลของกระแสไบอัสอินพุท

$$\frac{\text{Sideband}}{f_o} \cong \frac{R_2 (I_b + I_L) K_o}{W_R}$$

ในกรณีที่จำเป็น สามารถเพิ่มวงจรมีฟิลเตอร์เข้าไประหว่าง Integrator และ VCO เพื่อลดขนาดของ $V\phi$ ในรูปที่ 2.22 เพื่อให้ Side Band ที่เกิดขึ้นน้อยที่สุด ฟิลเตอร์ใช้ได้ทั้งแอกทีฟและพาสซีฟ ถ้าต้องการลดทอนมากก็ใช้แอกทีฟฟิลเตอร์ เนื่องจากการใช้พาสซีฟมากกว่าหนึ่งชุดจะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสมากกว่าการลดทอนสัญญาณ ซึ่งผลที่เลื่อนไปจะต้องนำไปหักจาก Phase Margin ของระบบซึ่งจะทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ ดังนั้นใช้แอกทีฟฟิลเตอร์จะดีกว่า

6. การเพิ่มฟิลเตอร์เข้าไปในรูปของข้อ 4 และ 5 จะทำให้ผลการทำงานของรูปต่างไปจากระบบ Order 2 Type ทั้งนี้ในส่วนของ $B(s)$ จะเพิ่มขึ้นตามโพลของฟิลเตอร์ที่เพิ่มขึ้น การวิเคราะห์การทำงานของระบบจึงทำได้ยาก จึงต้องใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วย โปรแกรม PLL Design Kit ของ Communication Consulting Corporation

2.17 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (R.F Power Amplifier)

2.17.1 วงจรขยายกำลังคลาสซี

วงจรขยายกำลังคลาสซีนิยมใช้ในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเพราะว่าสามารถให้อัตราขยายได้สูงสุด โดยจุดทำงานของคลาสซีจะอยู่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ วงจรขยายกำลังขยายคลาสซีไม่สามารถแสดงลักษณะวงจรและการวิเคราะห์การทำงานในลักษณะมาตรฐานได้ แบบจำลองซึ่งกำหนดให้แสดงการทำงานของวงจรมักมีข้อสมมุติที่เป็นไปได้ยากและ พารามิเตอร์ของตัวแปรหลายตัวไม่สามารถกำหนดได้ล่วงหน้า วงจรขยายกำลังคลาสซี ของอุปกรณ์โซลิดสเตต (Solid State Device) เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และฟิลด์เอฟเฟกชันซิสเตอร์ก็มีการพัฒนาจนต่างจากอุปกรณ์พวกสุญญากาศ (Vacumtube) การเสนอแบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานของวงจรคลาสซีในลักษณะต่างๆ สามารถดูได้จากรายการหนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรจะถูกขับให้ทำงาน โดยสัญญาณอินพุตซึ่งปกติจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะนำกระแสจนอิ่มตัว (Saturate) และไม่นำกระแส (Cut off) กระแสคอลเลกเตอร์ $i_c(\theta)$ จะมีลักษณะเป็นพัลส์ (Pulse) แคบ ๆ ความกว้างของพัลส์ $i_c(\theta)$ จะขึ้นอยู่กับมุมในการนำกระแส (Conduction angle) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและหยุดนำกระแสในแต่ละช่วงบวกและลบของสัญญาณอินพุตในหนึ่งไซเคิล วงจรจึงจะมีประสิทธิภาพสูงกว่า คลาสเอ และ คลาสบี ถ้าสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสจนอิ่มตัวประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรจะหาได้จาก

$$\eta_{max} = (2y - \sin 2y) / (4(\sin y - y \cos y))$$

โดย $2y$ เป็นมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

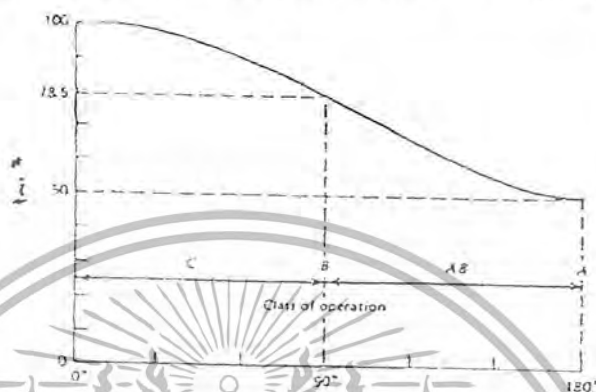


รูปที่ 2.23 วงจรขยายคลาส C

ในวงจรทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์จะทำงานในลักษณะการนำกระแสจนอิ่มตัวและหยุดการนำกระแส ดังนั้น $i_c(\theta)$ จะไม่ได้มีเพียงความถี่เดียวแต่จะประกอบด้วยฮาร์โมนิค (Harmonic) ของสัญญาณอินพุต จากรูปที่ RFC1 จะสมมุติว่ามีความต้านทานสูงมากที่ความถี่ใช้งานวงจร โดยจะมีเพียงกระแสดีซีไหลผ่านวงจรทางเอาต์พุต (Lo,Co) จะต้องมีค่า G สูงพอที่จะให้กระแสที่ไหลมีเฉพาะความถี่อินพุต คาปาซิเตอร์ Cs จะเป็นคาปาซิเตอร์ที่ขาคี C-E ของทรานซิสเตอร์ กระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์, คาปาซิเตอร์ Cs และกระแสเอาต์พุตรวมกันเท่ากับกระแสดีซีที่ไหลผ่าน RFC1 ระยะเวลาใดๆ ผลต่างของ $I_{(i_c(\phi) + i_c(\phi))}$ และ $i_c(\theta)$ จะต้องเท่ากับ I_{dc} ดังนั้น เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงแอคทีฟ (active region) แรงดันที่คอลเลกเตอร์ $V_c(\theta)$ กำหนดจาก แรงดันดีซีลบ

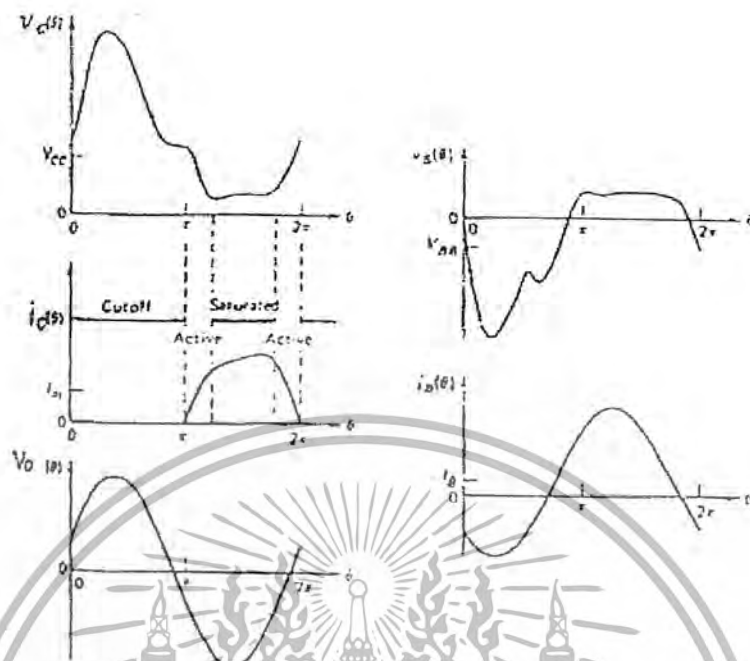
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่เชิงพาณิชย์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยแรงดันเอาต์พุต และแรงดันที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดกระแสประจุให้ C_s ระหว่างช่วงอิมิตัว $V_c(\theta) = V_{sat}$ กระแสส่วนใหญ่ไหลผ่าน C_s และกระแสคอลเลกเตอร์จะเท่ากับผลต่างของ I_{dc} และ $i_o(\theta)$ สำหรับในช่วงคัทออฟจะเป็นแบบเดียวกับช่วงแอกทีฟ โดย $i_o(\theta) = 0$



รูปที่ 2.24 จะแสดงประสิทธิภาพของวงจร (ในทางอุดมคติ) ต่อสมการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.24 แสดงรูปคลื่นในส่วนต่าง ๆ ของวงจร สำหรับขนาดของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์ มุมในการนำกระแส ค่า Q ของวงจรแมทชิงทางอินพุต L_i , C_i และทางเอาต์พุต L_o , C_o แรงดันดีซีที่จ่ายให้วงจร และกำลังงานที่อินพุต การวิเคราะห์เพื่อหาสมการทั่วไปเพื่อกำหนดลักษณะของรูปคลื่นดังกล่าวทำได้ยาก เนื่องจากมีตัวแปรควบคุมได้เพียงแรงดันดีซีและกำลังงานที่อินพุตเท่านั้นและการทำงานที่ถูกต้องของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรอยู่ในลักษณะที่แมชคคยสมบูรณ์ (ZB เท่ากับคอนจูเกทของอินพุตแมชชิงเนทเวิร์ค, Z_c เท่ากับคอนจูเกทของเกทของเอาต์พุตเนทเวิร์ค) ถ้าไม่ทราบพารามิเตอร์ของ Z และ Z_c แล้ว ขนาดของกระแสและแรงดันที่คอลเลกเตอร์อาจมากกว่าแรงดันดีซีที่จ่ายให้ถึง 3-4 เท่า การทำงานของวงจรสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยวิธีวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical analysis) ซึ่งทำได้โดยคอมพิวเตอร์วิเคราะห์การทำงานของแต่ละช่วง (คัทออฟ แอกทีฟ อิมิตัว) เมื่อได้รูปคลื่นที่เสถียร (Stable) ก็จะใช้วิธีแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของรูปคลื่นในหนึ่งไซเคิล ซึ่งก็จะให้ค่าออกมาเป็นขนาดและกำลังของเอาต์พุตได้โดยประมาณ $P_o \approx 0.625$



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจรคลาสิค

ถ้ารับทางค่านอินพุต (รูปขวามือ) เป็นบวกกระแสเข้าขณะ $i_b(\theta)$ เป็นไดโอดที่ B-E จะนำกระแส ดังนั้น $v_b(\theta) \approx V_r$ (แรงดันฟอร์เวิร์ดของไดโอด) ทรานซิสเตอร์ก็จะแอคทีฟ หรืออิมิตัวขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเลกเตอร์ $v_c(\theta)$ กระแสที่ไหลผ่าน RFC2 จะค่อนข้างคงที่ตลอดหนึ่งไซเคิลของอินพุต กระแสเฉลี่ยส่วนใหญ่จะไหลผ่าน $L1$ ทรานซิสเตอร์จะนำกระแสกระแทกทั้ง $i_b(\theta)$ เปลี่ยนขั้วแล้วคายประจุที่สะสมอยู่ที่ขั้วเบส ขณะนี้ B-E จะเป็นรีเวิร์ดไบอัสและผลบวกของกระแสใน $L1$ และ RFC2 จะไหลผ่าน $C1$ และค่าคาปาซิเตอร์ของ B-E ซึ่งจะทำให้แรงดันที่เบสเป็นลบในช่วงแรกและจะกลายเป็นบวกในช่วงต่อมา ทรานซิสเตอร์จะคัทออฟอยู่จนกระทั่งแรงดันที่เบสเพิ่มขึ้นจนเท่ากับ V_r (ซึ่งจะกำหนดมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์) เมื่อแรงดันที่เบสเป็นบวกขนาดเท่ากับ V_r จะทำให้เบสดึงกระแสอินพุตซึ่งจะมีส่วนประกอบเป็นดีซี ดังนั้นกระแสดีซีนี้จะต้องไหลผ่านในวงจรทางอินพุตซึ่งจะเป็น RFC2 และ R_{bb} โดยกระแสดีซีนี้จะไหลผ่าน R_{bb} และทำให้เกิดแรงดันลบ V_{bb} ขึ้น ไบอัสทรานซิสเตอร์ในช่วงคัทออฟ ส่วนประกอบที่เป็นเอซีของอินพุตจะไหลผ่าน $C1$ ในช่วงคัทออฟ

ข้อพิจารณาทางปฏิบัติ

- วงจรเมทซ์ทางอินพุต - เอาท์พุตจำเป็นต้องมีลักษณะคั้งรูปที่ ซึ่งขึ้นอยู่กับ ZB และ ZC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ในบางกรณีจะ ไม่เป็นต้องมี Rbb และ RFC2 จะต้องลงกราวด์โดยเป็นส่วนหนึ่ง หรือ ไม่เป็นของแมชชีนเน็ตเวิร์ค
- RFC1 อาจเป็นส่วนหนึ่งของแมชชีนเน็ตเวิร์ค
- การแมชชีนทางอินพุต - เอาท์พุต อาจใช้ทรานสเฟอร์เมอร์โดยทางเอาท์พุตขดไฟ หมายี่ของทรานสเฟอร์เมอร์จะทำหน้าที่เป็นรีโซแนนซ์ร่วมกับ Cs ซึ่งจะทำให้ คอลเลคเตอร์มีเฉพาะความต้านทานเท่านั้น
- Rbb จะมีค่าระหว่างไม่กี่โอห์มจนถึงไม่กี่ร้อยโอห์ม และค่า Rbb ที่ไม่เหมาะสมจะ ทำให้รอยต่อ B-E เสียหายเนื่องจากเกิดแรงดันรีเวิร์คมากเกินไป ซึ่งแรงดันรีเวิร์คที่ ขา B-E ของทรานซิสเตอร์จะต่ำเพียง 2-7 โวลต์ เท่านั้น กรณีเช่นนี้จะเกิดกับ รอยต่อ B-E เช่นกัน โดยเฉพาะที่คอลเลคเตอร์ที่มีการมอดูเลตสัญญาณในเอเอ็มท ทรานสมิตเตอร์
- อิมพีแดนซ์ของ RFC1-RFC2 จะต้องมากพอที่ความถี่ใช้งานของวงจร (ประมาณ 4-10 เท่าของรีซีตแดนซ์ที่จากคอลเลคเตอร์ และเบส)
- ค่า Q ของ RFC1-RFC2 จะต้องมีค่าน้อย ๆ ไม่เช่นนั้นวงจรอาจออสซิลเลทได้ที่ ความถี่ต่ำ (ต่ำกว่าความถี่ใช้งาน) เนื่องจากคาปาซิเตอร์ที่รอยต่อ B-C ทำให้เกิด การป้อนกลับวงจรจะขาด
- RFC1 จะต้องมีความต้านทานคี่ค่าพอเพราะกระแสคี่ที่ไหลผ่าน จะมีค่าสูงจน เป็น 10 แอมแปร์ ในกรณีที่เป็นเพาเวอร์แอมป์กำลังสูงๆ
- ที่ + Vcc จะต้องมีการบายพาสความถี่ใช้งานของวงจรที่คี่พอ
- ทรานซิสเตอร์ต้องติดตั้งอย่างเหมาะสม มีการระบายความร้อนเพียงพอ

2.18 สายอากาศ

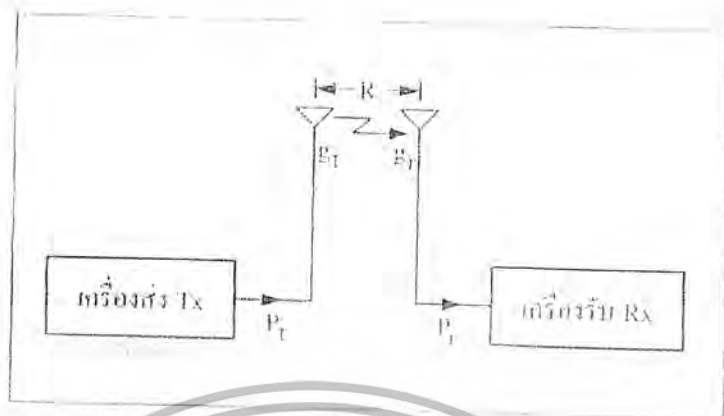
2.18.1 พื้นฐานของสายอากาศและการกระจายคลื่น

การส่งข่าวหรือข้อความจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง อาจทำได้ 2 วิธี การส่งเป็นสัญญาณ ทางไฟฟ้าไปตามสายส่งวิธีหนึ่ง และการส่งโดยไม่ต้องใช้สายส่ง แต่ใช้อากาศการกระจายคลื่นวิทยุ หรือที่เรียกกันว่า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นอีกวิธีหนึ่ง เราอาจกล่าวได้ว่า สายอากาศคือตัวเปลี่ยน สัญญาณไฟฟ้าจากเครื่องส่งให้เป็นคลื่นวิทยุ หรือคือตัวเปลี่ยนคลื่นวิทยุให้เป็นสัญญาณ ไฟฟ้าเข้า เครื่องรับนั่นเอง

2.18.2 สายอากาศ

ในระบบสื่อสารใดๆ เราต้องการให้สัญญาณที่รับได้ปลายทางมีความแรงมากๆ อย่างน้อยที่สุดต้องแรงพอที่จะเอาชนะสัญญาณรบกวนใดๆ ได้ และอยู่ในเกณฑ์ที่ความไวของเครื่องรับจะทำงานได้ ความแรงสัญญาณที่สถานีรับปลายทางจะมีค่าสูงหรือต่ำเพียงไรนั้นขึ้นอยู่กับตัวประกอบที่สำคัญคือ

1. ถ้าเป็นการส่งสัญญาณไปตามสายส่ง สัญญาณส่วนมากจะสูญเสียไปในรูปของความร้อนในสายส่งเนื่องจากความต้านทานภายในขดลวดที่ใช้ทำสายส่ง และเนื่องจากฉนวนที่นำมาทำสายส่งไม่ได้เป็นฉนวนที่สมบูรณ์แบบจริง
2. สำหรับการสูญเสียของสัญญาณในกรณีที่เป็นคลื่นวิทยุกระจายออกจากสายอากาศนั้นก็คล้ายคลึงกับเรื่องของสายส่ง กล่าวคือคลื่นวิทยุบางส่วนจะถูกลดทอนกำลังลงในตัวกลางที่คลื่นเดินทางผ่านไป เช่นถ้าเป็นการส่งคลื่นวิทยุความถี่ต่ำ (Low Frequency) ซึ่งใช้ในการกิจการสื่อสารระหว่างสถานีบนฝั่งกับเรือ คลื่นจะเดินทางไปตามผิวน้ำทะเลและสูญเสียไปเนื่องจากความต้านทานของน้ำทะเล ถ้าเป็นการส่งคลื่นวิทยุความถี่กลาง (MF หรือ Medium Frequency) เช่นที่ใช้กันในย่านวิทยุกระจายเสียงคลื่นวิทยุบางส่วนจะเดินทางไปตามผิวโลก ในกรณีนี้คลื่นจะสูญเสียไปในรูปของความร้อนเนื่องจากความต้านทานของดินหรือของน้ำทะเล ทั้งนี้แล้วแต่ลักษณะของผิวโลกที่คลื่นผ่านไป
3. การสื่อสารในย่านความถี่สูง (HF หรือ High Frequency) นั้น ต้องอาศัยการสะท้อนของคลื่นจากเพดานไฟฟ้า กลับมายังสถานียังโลก เพดานไฟฟ้าหรือชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์นี้อยู่สูงจากพื้นโลกประมาณ 350 กิโลเมตร มีลักษณะเป็นตัวกลางที่ประกอบด้วยอิเล็กตรอนซึ่งมีอนุภาคประจุไฟฟ้าบวก และอนุภาคที่เป็นกลางทางไฟฟ้า เมื่อคลื่นวิทยุเดินทางไปแล้วสะท้อนเพดานไฟฟ้าคลื่นบางส่วนจะถูกดูดกลืนโดยเพดานไฟฟ้าส่วนมาก
4. สำหรับการสื่อสารโดยใช้คลื่นความถี่สูงมาก (VHF หรือ Very High Frequency) เช่น การติดต่อหน่วยทหารลาดตระเวนในป่าการสื่อสารจะเป็นได้ไม่ไกล ทั้งนี้เพราะต้นไม้ใบไม้ในป่าจะดูดกลืนคลื่นวิทยุไว้เป็นส่วนมาก
5. ในกรณีของการสื่อสารโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ (Microwave) เชื่อมโยงระหว่างสถานีถ่ายทอดทวนสัญญาณ การสูญเสียของคลื่นวิทยุจะเนื่องมาจากบรรยากาศ เม็ดฝุ่นละอองหรือออกซิเจนดูดกลืนไว้

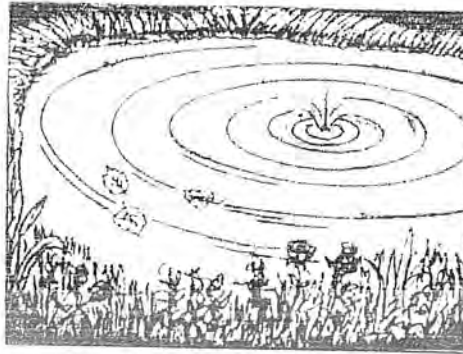


รูปที่ 2.26 ระบบสื่อสารด้วยวิทยุระหว่างคู่สถานี

2.19 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับคลื่นวิทยุ

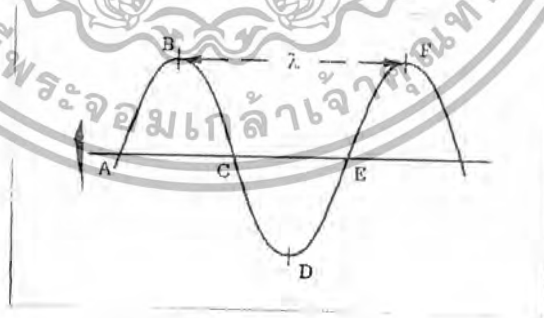
การสื่อสารทางไกลอาจทำได้โดยอาศัยการกระจายคลื่นวิทยุและการกระจายคลื่นวิทยุออกจากสายอากาศคลื่นวิทยุนี้ ได้มีการค้นพบทางทฤษฎีโดยเจมส์ เคลิร์ก แมกซ์เวลล์ (James Clerk Maxwell) ในปี ค.ศ. 1864 และได้กล่าวว่าคลื่นวิทยุก็คือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีความเร็วการเดินทางเท่ากับความเร็วแสงคือ 300,000,000 เมตรต่อวินาที ต่อมาในปี ค.ศ. 1887 ไฮน์ริช เฮิร์ตซ์ (Heinrich Hertz) ได้ทำการทดลองและพิสูจน์ให้เห็นว่า คลื่นวิทยุมีจริง หลังจากนั้นก็ได้มีการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับคลื่นวิทยุและการกระจายคลื่นวิทยุให้ก้าวหน้าไปเป็นอันมากจนถึงปัจจุบัน

ก่อนที่จะทำความเข้าใจเรื่องคลื่นวิทยุ เรามารู้จักกับคำว่าคลื่น “คลื่น” (wave) เสียก่อน ตัวอย่างคลื่นที่รู้จักกันดีก็ได้แก่ คลื่นเสียง คลื่นทะเล เป็นต้น สมมุติว่าเราโยกก้อนหินลงไปในน้ำทันทีที่ก้อนหินกระทบผิวน้ำจะก่อให้เกิดลูกคลื่นของน้ำกระจายออกไปโดยรอบเป็นวงกลม ดังแสดงดังรูปที่ 7.2 สังเกตว่าลูกคลื่นกระจายกว้างออกไปเรื่อยๆ แต่ผิวน้ำนั้นเพียงแต่กระเพื่อมขึ้นลงเท่านั้น ดังนั้นเรากล่าวได้ว่าการเคลื่อนที่หรือการเดินทางของคลื่นนั้นเป็นการเดินทางของพลังงานชนิดหนึ่ง



รูปที่ 2.27 คลื่นในน้ำที่เกิดจากการโยนก้อนหินลงไป

ถ้าเราตั้งเกิดขึ้นน้ำที่กระเพื่อมขึ้นลง จะเห็นว่ามิตลักษณะเป็นลอนคล้ายลอนของดั่งกะสีหรือกระเบื้องลอนมุ่มหลังคาบ้าน ซึ่งหากเราดูทางภาคตัดขวางจะมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ (Sine Wave) ดังแสดงในรูปที่ 2.28 จุดสูงสุดของคลื่นเราเรียกว่า ยอดคลื่น และจุดต่ำสุดของคลื่นเราเรียกว่า ท้องคลื่น ลูกคลื่นแต่ละลูกจะแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพครบ 1 รอบพอดี ในรูปที่ 2.28 การเปลี่ยนแปลงจาก A ถึง E คือ ABCD จะแทนลูกคลื่น 1 ลูก และจะเห็นได้ว่าครบรอบพอดี เพราะหลังจากนั้นแล้วจะเริ่มรอบใหม่หรือลูกคลื่นใหม่ต่อไป

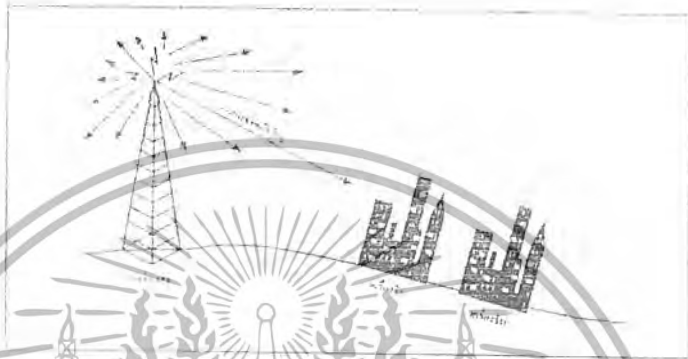


รูปที่ 2.28 ภาคตัดขวางของลูกคลื่น

เมื่อมีการเกิดคลื่นขึ้น เราสามารถวัดระยะห่างระหว่างยอดคลื่นของคลื่นแต่ละลูกได้ ค่าที่ได้เราเรียกว่า ความยาวคลื่น ระยะเวลาที่คลื่นใช้ในการเดินทางเป็นระยะทาง 1 ความยาวคลื่นนี้เราเรียกว่า คาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม้ว่าการอธิบายข้างต้นจะใช้สำหรับคลื่นน้ำ แต่ก็สามารถอนุโลมใช้ได้กับคลื่นวิทยุที่สำคัญก็คือคลื่นจะเกิดขึ้นได้ต้องมีแหล่งกำเนิดในกรณีของคลื่นวิทยุนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้าในสายอากาศ ซึ่งจะเกิดคลื่นวิทยุกระจายออกไปรอบ ๆ สายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 คลื่นวิทยุกระจายออกจากสายอากาศตั้ง

2.20 หลักการของสายอากาศ

สายอากาศเป็นส่วนสำคัญทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง ทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นจากเครื่องส่งให้ออกอากาศและรับคลื่นวิทยุเข้าสู่เครื่องรับ

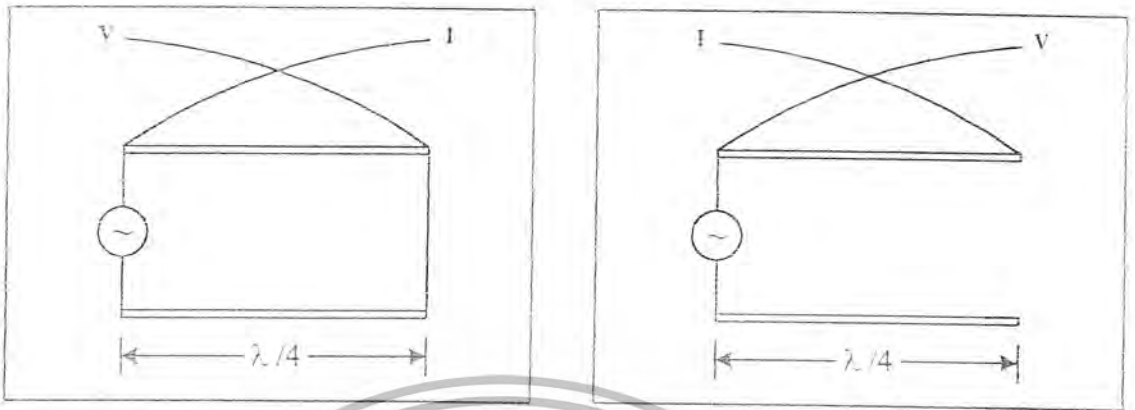
สายอากาศประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ส่วนใหญ่จึงทำด้วยลวดตัวนำเป็นท่อตันหรือกลวง โครงสร้างเป็นเส้นตรงหรือโค้งงอแล้วแต่ลักษณะของสายอากาศและมีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น สายอากาศทำหน้าที่เป็นได้ทั้งสายอากาศและสายส่งหรือสายอากาศรับในทางทฤษฎีมีคุณสมบัติเหมือนกัน

การกระจายคลื่นของสายอากาศ

จากรูปที่ 2.30 แสดงลักษณะสายส่งยาว $\lambda/4$ ปลายสายปิด คลื่นไม่สามารถแพร่กระจายออกไปได้ จากรูปที่ 2.31 เป็นสายส่งยาว $\lambda/4$ ปลายสายเปิด ที่ปลายสายจะมีค่าแรงดันสูงสุด ค่ากระแสต่ำสุด ทำให้มีพลังงานบางส่วนแพร่กระจายออกไป แต่คลื่นที่แพร่กระจายออกไป แต่คลื่นที่แพร่กระจายออกไปน้อยมาก เนื่องจากเหตุผล 2 ประการ คือ

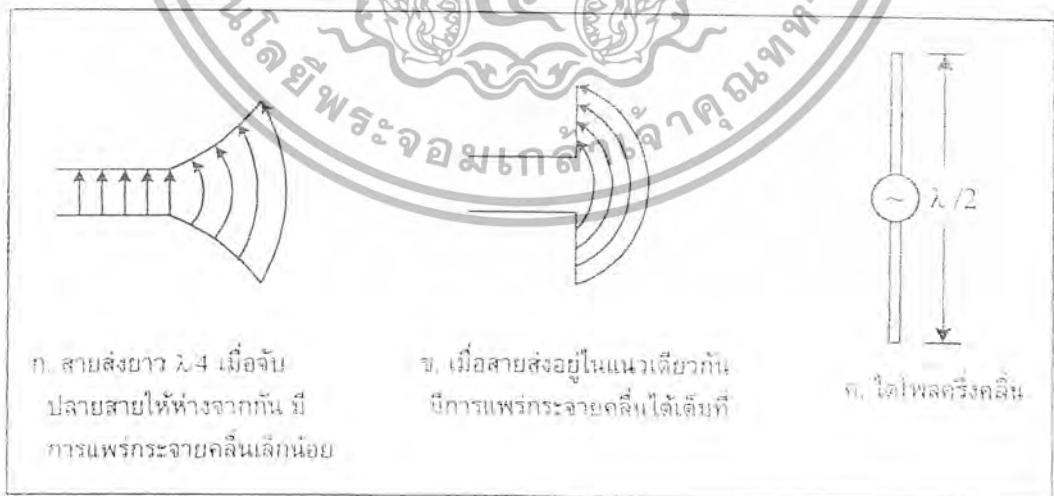
1. สายส่งไม่แมตซ์กับโหลด
2. สายตัวนำสองเส้นอยู่ใกล้กันเกินไป สัญญาณที่เกิดขึ้นในแต่ละเส้นตัวนำจะต่างเฟสกัน

180 องศา คลื่นที่แพร่กระจายออกไปส่วนใหญ่จะหักล้างกันเอง



รูปที่ 2.30 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันบน สายส่งที่ต่อวงจรที่ปลายสายยาว $\lambda/4$ รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันบน สายส่งยาว $\lambda/4$ ปลายสายเปิด

จากสายส่งที่มีความยาว $\lambda/4$ ปลายสายเปิด เมื่อจับปลายสายของเส้นสวดลวดตัวนำทั้งสองให้ห่างออกจากกัน ทำให้โหลดมีค่ามากขึ้นและการแพร่กระจายคลื่นทั้งคู่มีโอกาสหักล้างกันได้น้อยลง พลังงานที่จ่ายให้โหลดมีค่ามากขึ้นและการแพร่กระจายคลื่นจะเพิ่มขึ้นเต็มที่ เมื่อปลายสายอยู่ในแนวเดียวกัน ดังรูปที่ 2.32 ก และ 2.32 ข



ก. สายส่งยาว $\lambda/4$ เมื่อจับ ปลายสายให้ห่างจากกัน มี การแพร่กระจายคลื่นเล็กน้อย

ข. เมื่อสายส่งอยู่ในแนวเดียวกัน มี การแพร่กระจายคลื่นได้เต็มที่

ค. ใต้โพลครึ่งคลื่น

รูปที่ 2.32 แสดงหลักการเบื้องต้นของสายอากาศไอ โพลครึ่งคลื่น

ความยาวสายส่งข้างละ $\lambda/4$ รวมทั้งสองข้างจะมีความยาว $\lambda/2$ มีสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระจายไปรอบๆ จึงเกิดเป็นสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่น (Half wave dipole)

2.21 ลักษณะกระแสและแรงดันบนสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่น

ลักษณะกระแสและแรงดันบนสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่น ดังรูปที่ 2.33 ที่ปลายทั้งสองข้างเหมือนวงจรเปิด มีค่าแรงดันสูงสุดและค่ากระแสต่ำสุด ที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศจะมีค่ากระแสสูงสุดและค่าแรงดันต่ำสุด ในทางทฤษฎีมีค่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่นมีค่าอิมพีแดนซ์ประมาณ 73 โอห์ม จุดกึ่งกลางนี้เรียกว่าจุดฟีด (Feed point) เป็นจุดต่อกับสายส่ง จะมีพลังงานบางอย่างสูญเสียในการแพร่กระจายคลื่นออกไปและไม่สะท้อนกลับมา



รูปที่ 2.33 แสดงกระแสและแรงดันบนสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น

2.22 ลักษณะสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น

ที่ปลายสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นจะมีแรงดันสูงสุดทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่ปลายทั้งสอง สนามไฟฟ้านี้จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ เมื่อมีกระแสบนสายอากาศจะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศ จะมีกระแสไหลมากสนามแม่เหล็กบริเวณนี้จึงมีค่ามาก ทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นรวมกันเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแพร่กระจายออกไปได้เมื่อคลื่นเดินทางห่างออกสายอากาศเท่าใด พลังงานก็จะอ่อนลง ความสูงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นค่าแรงดันที่เหนี่ยวนำบนเส้นลวดตัวนำ ค่านี้เรียกว่าความแรงสนาม(Field strength)

ความแรงสนามนี้ขึ้นอยู่กับระยะทางจากเครื่องส่งและกำลังของเครื่องส่ง ความแรงสนามจะน้อยลงที่จุดที่ห่างออกไป โดยแปรผกผันกับระยะทาง เช่นมีระยะห่างทางไกลออกไป 2 เท่า แยกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรู๊ปงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความแรงสนามจะลดลงครึ่งหนึ่ง ในทำนองเดียวกันถ้ากำลังของเครื่องส่งความแรงของสนามก็จะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงขึ้น ค่ากำลังไฟฟ้าก็จะแปรผันตามกำลังสองของแรงดัน ฉะนั้นความแรงสนามจะเป็นสัดส่วนกับรากที่สองของกำลังที่เครื่องส่ง เช่น กำลังที่เครื่องส่งเพิ่มเป็นสองเท่า ความแรงสนามจะเพิ่มเป็น $\sqrt{2}$ เท่า หรือ 1.414 เท่าของความยาวคลื่นในสายอากาศ



รูปที่ 2.34 แสดงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายอากาศ ไดโพลครึ่งคลื่น

สายอากาศในไดโพลครึ่งคลื่นเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันมาก ความยาวของสายอากาศมีค่า $\lambda/2$ ที่ความถี่ใช้งาน สามารถคำนวณหาความยาวคลื่นได้จากสูตร

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{เมตร}$$

λ คือความยาวคลื่น (เมตร)

C คือความเร็วแสง (300 ล้านเมตรต่อวินาที)

F คือความถี่ที่ใช้งาน (เฮิรตซ์)

สูตรนี้ใช้คำนวณในกรณีที่คลื่นเดินทางในอากาศ ความยาวทางไฟฟ้าของสายอากาศจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ เมื่อความยาวทางฟิสิกส์คงที่ ความถี่และความยาวคลื่นจะแปรผกผันกัน โดยมีความเร็วเป็นตัวกำหนด ความเร็วที่เคลื่อนที่ผ่านสายอากาศขึ้นกับคุณสมบัติของสายส่งด้วย อากาศมีตัวคงที่ 2 อย่างคือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ซึ่งเป็น $8.85 \mu\text{F}/\text{V}$ และค่าเพอมีอะบิลิตี (Permeability) เป็น $1.256 \mu\text{H}/\text{V}$ จะได้ความเร็วของการเคลื่อนที่ของคลื่นในอากาศเป็น $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ความยาวจริงของสายอากาศจะไม่เท่ากับในสายอากาศแต่ขึ้นอยู่กับความหนาของจวนำที่นำมาทำสายอากาศและชนิดของตัวนำ ทั้งนี้จากการเคลื่อนที่ของคลื่นในตัวนำช้ากว่าในอากาศเพราะค่าความต้านทานอนุภาคสารนี้เป็นคนละสารที่ส่งคลื่นไป ดังนั้นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชี้ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

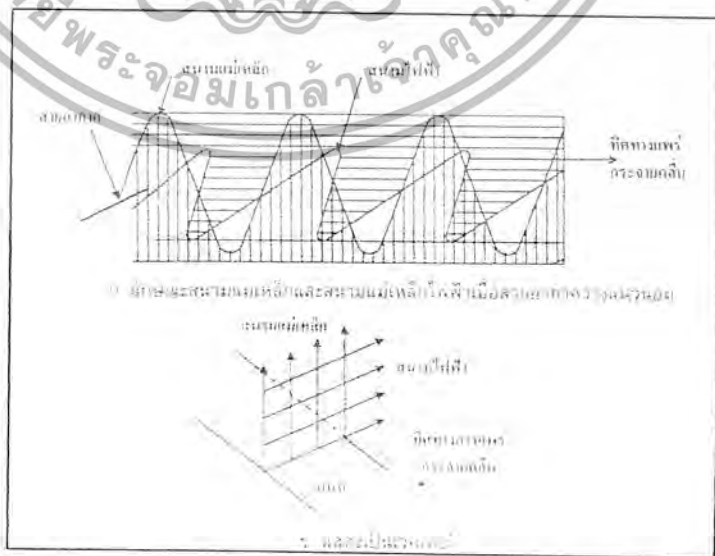
การติดต่อสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุมีความจำเป็นที่จะต้องรู้การจัดชี้ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Wave polarization) เพื่อใช้ในการจักรวาลวิทยาสายอากาศในลักษณะที่สามารถรับ-ส่งคลื่นได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

การจัดชี้คลื่นมี 2 แบบคือ

1. การจัดชี้ทางแนวนอน (Horizontal polarization)
2. การจัดชี้ทางแนวตั้ง (Vertical polarization)

2.23 ลักษณะของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อสายอากาศวางในแนวนอน

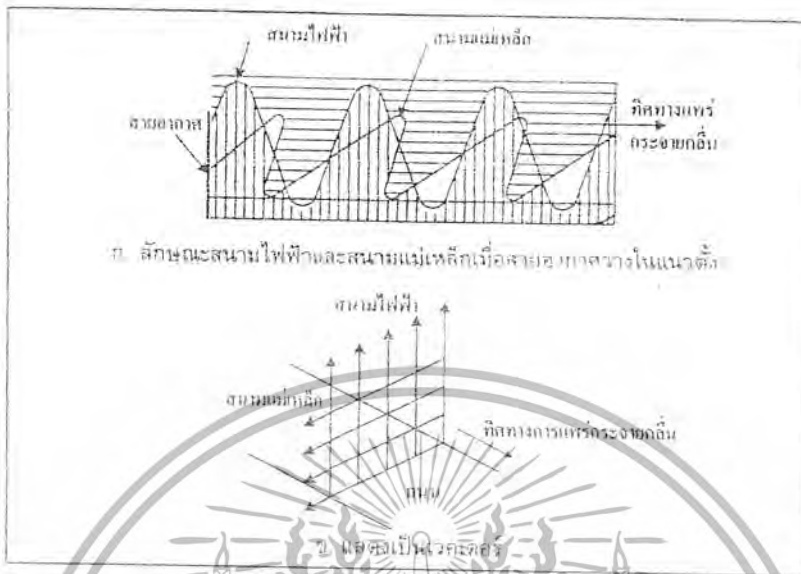
คลื่นวิทยุที่กระจายออกจากสายอากาศจะประกอบด้วย สนามไฟฟ้าเขียนแทนด้วย E และ สนามแม่เหล็กเขียนแทนด้วย H ดังในรูปที่ 2.35 แสดงให้เห็นลักษณะ โครงสร้างของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าที่กระจายออกจากสายอากาศ จะเห็นว่าสนามแม่ไฟฟ้าอยู่ในระนาบแนวนอนในขณะที่ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าอยู่ในระนาบแนวตั้ง ในขณะที่สนามแม่เหล็กอยู่ในระนาบแนวตั้ง องค์ประกอบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากซึ่งกันและกันทั้งคู่จะตั้งฉากกับทิศทางของการเคลื่อนที่ของคลื่น คลื่นวิทยุจะมีคุณสมบัติเป็นทั้งแม่เหล็กและไฟฟ้า ดังนั้นจึงเรียกคลื่น คลื่นวิทยุว่าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า การที่องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและทิศทางการแพร่กระจาย คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและทิศทางการแพร่กระจายคลื่นอยู่ในแนวนอน การจัดชี้ของคลื่นแบบนี้จึง เรียกว่า การจัดชี้แนวนอน



รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะของสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศที่วางใน

แนวนอน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 จะเห็นองค์ประกอบสนามไฟฟ้าและทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นอยู่ในระนาบแนวตั้ง จึงเรียกการจัดขั้วคลื่นแบบนี้ว่า การจัดขั้วแบบแนวตั้ง

2.24 อัตราการขยายสายอากาศ

2.24.1 หน่วย dB

หน่วยรับอัตราขยายในระบบรับส่งที่ใช้เปรียบเทียบกำลังงานไฟฟ้าที่จุดต่างกัน 2 จุดในวงจร เบล (Bel) เป็นชื่อที่ได้จาก Alexander Graham Bell ซึ่งเป็นผู้ผลิตเครื่องโทรศัพท์ หน่วย Bel ใช้แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณ โดยคิดจากลอการิทึมฐาน 10 (Common logarithm) ของอัตราส่วนกำลังเอาต์พุต นั่นคือ

$$\text{จำนวน เบล} = \log \text{ของอัตราส่วนกำลัง}$$

เมื่อกำลังอินพุตและกำลังเอาต์พุตมีอัตราส่วน 1:10 กล่าวได้ว่าระดับเอาต์พุตอินพุต

ในทางปฏิบัติ เบล เป็นหน่วยใหญ่เกินไปจึงใช้เดซิเบล (Decibel) เขียนย่อว่า dB จะเท่ากับ 1/10 ของเบลนั่นคือ

$$\text{จำนวน dB} = 10 \log(P_{out}/P_{in})$$

จำนวน dB จะเป็นอัตราขยายอัตราขยายหรือลดทอน

P_{out} และ P_{in} เป็นกำลังไฟฟ้า 2 จำนวนเปรียบเทียบกัน

dB เป็นหน่วยของอัตราส่วนกำลังไฟฟ้าไม่ได้หมายความว่ากำลังไฟฟ้าขนาดใดขนาดหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งไปไว้สำหรับบริการในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าใดๆ ก็ตาม กรุณาแจ้งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณว่า เป็นการเปลี่ยนแปลงของปริมาณเสียงที่น้อยที่สุดที่มนุษย์สามารถรับรู้ต่อการเปลี่ยนแปลงนั้นๆ

2.24.2 หน่วย dBm

เป็นตัวบอกอัตราขยายหรือค่าลดทอนเมื่อเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้า 1 mW ดังนั้น

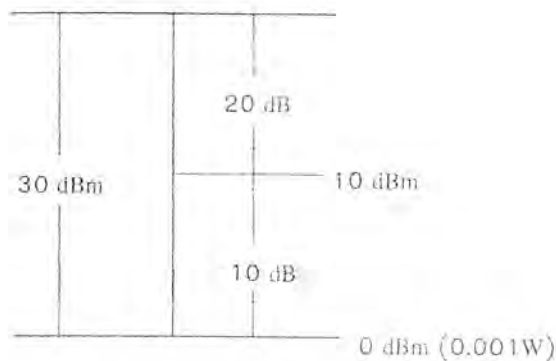
$$\text{กำลัง dBm} = 10 \log (P/0.001)$$

เมื่อ P คือกำลังไฟฟ้ามีหน่วยเป็นวัตต์

กำลัง(วัตต์)	กำลัง (dBm)
1k	60
100	50
10	40
1	30
100 m	20
10 m	10
1 m (จุดอ้างอิง)	0
100 μ	-10
10 μ	-20
1 μ	-30
100 n	-40
10 n	-50
1 n	-60

ตารางที่ 2.2 แสดงกำลังไฟฟ้าในหน่วยวัตต์เทียบกับ dBm

เนื่องจากหน่วย dBm เป็นการเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้า 0.0001 W การบวกหรือลบ ในหน่วย dBm จะได้ผลในหน่วย dBm ดังในรูปที่ 2.37 จากตัวอย่าง 20 dB บวกกับ 10 dB จะได้ผลลัพธ์



รูปที่ 2.37 แสดงการบวกกำลังในหน่วย dBm กับ dB การลบกันของหน่วย dBm ผลลัพธ์จะได้หน่วย dB เพราะหน่วย dBm ใช้อ้างอิงที่ 0.001 W ดังในรูปที่ 2.38 ผลต่างระหว่างค่า dBm จะมีค่า dB



รูปที่ 2.38 แสดงการลบกำลังในหน่วย dBm

2.24.3 หน่วยเนเปอร์

ใช้แสดงอัตราส่วนกำลังในรูปของลอการิทึมธรรมชาติ(Natural logarithm) จะได้กำลังในหน่วยเนเปอร์ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{กำลัง เนเปอร์} &= (1/2) \log (P_{out}/P_{in}) \\ &= \log_e (v_{out}/v_{in}) \\ &= \log_e (I_{out}/I_{in}) \end{aligned}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างหน่วย dB กับ neper มีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 \text{ dB} = 0.1151 \text{ neper}$$

2.24.4 หน่วย VU

การวัดเกี่ยวกับระบบสายส่งส่วนใหญ่ใช้สัญญาณเป็นไซน์ เวฟ (sine wave) ความสูงคงที่ ความถี่เดียว ในบางครั้งจำเป็นต้องวัดระดับของสัญญาณเสียงคำพูดซึ่งเป็นรูปคลื่นผสมมีหลายความถี่ความถี่สูงต่างกัน ถ้ามี dB มิเตอร์วัดเพิ่มจะแกว่งไปมาอย่างมาก จึงมีการพัฒนาเครื่องวัดขึ้นมา เรียกว่า วอลุ่มอินดิเคชั่น

เพื่อให้เห็นความแตกต่างระหว่างระดับกำลังของสัญญาณและระดับเสียงของเสียงพูด จึงมีหน่วยใหม่ขึ้นคือวอลุ่มยูนิต หรือ VU

VU เป็นการชั่งของสัญญาณรูปคลื่นผสมที่มีองค์ประกอบของความถี่แตกต่างกันมากมาย และมีความสูงต่างๆกัน ส่วน dBm จะแสดงระดับของสัญญาณความถี่เดียวที่มีความสูงคงที่เมื่อใช้ VU มิเตอร์วัดระดับของสัญญาณความถี่เดียวการอ่านค่าจาก VU มิเตอร์ และ dBm จะมีค่าเท่ากัน

อัตรากระจายของสายอากาศเป็นตัวเลขที่แสดงอัตราส่วนเปรียบเทียบความแรงสัญญาณที่แพร่คลื่นออกไป หรือรับเข้ามาของสายอากาศต้นหนึ่งกับที่ได้จากสายอากาศอีกต้นหนึ่ง อัตราส่วนมีหน่วย

dB_v เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิก

dB_u เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดไดโพลครึ่งคลื่น

$$\text{dB}_v = (\text{ตัวเลข}) \text{ dB}_u + 2.15$$

การวัดอัตราขยายของสายอากาศย่าน HF จะวัดด้วยการอ้างอิงกับสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นแนวนอน และการวัดอัตราขยายของสายอากาศย่าน VHF และ UHF จะวัดด้วยการอ้างอิงกับสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นในแนวตั้ง

สายอากาศกราวด์ เพลน มีอัตราขยายมากกว่าสายอากาศไอโซทรอปิก 0.3 dB

สายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น มีอัตราขยายมากกว่าสายอากาศไอโซทรอปิก 2.1 dB

สายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น มีอัตราขยายมากกว่าสายอากาศกราวด์เพลน 1.8 dB

เมื่อการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศต่างๆ จะต้องเปรียบเทียบอัตราโดยอาศัยแหล่งอ้างอิงอันเดียวกัน จากตารางที่ 2.3 แสดงการเปรียบเทียบสายอากาศต่างๆ เมื่ออ้างอิงกับสายอากาศไอโซทรอปิก สายอากาศกราวด์เพลนและสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น

อัตราขยายสายอากาศที่ได้จากการเพิ่มความเข้มของคลื่นวิทยุเฉพาะทิศทางที่ต้องการเท่านั้น ส่วนที่เพิ่มได้จากส่วนที่ไม่ต้องการ ให้ความเข้มของคลื่นวิทยุไปในทางนั้นสายอากาศเมื่อ

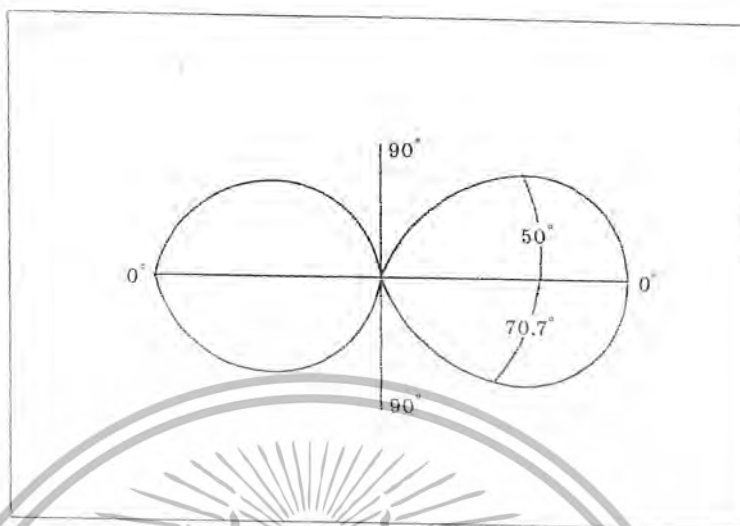
กว้างของทิศทางการแพร่กระจายคลื่นแคบลงอัตราขยายของสายอากาศสามารถสร้างเปรียบเทียบ กับสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นเป็นสายอากาศที่สามารถสร้างและทดสอบคุณสมบัติของมันได้ ในทางปฏิบัติ

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ จะเป็นตัวบอกว่า สายอากาศจะรับสัญญาณได้ดีในทิศทางเดียว มันสามารถที่จะรับสัญญาณในทิศทางอื่นได้แต่ความ ไวในการรับน้อยกว่าในทิศทางนั้น จากรูปที่ 2.39 แสดงรูปการแพร่กระจายคลื่นของไดโพลครึ่ง คลื่นในเทอมของแรงดันที่ตำแหน่งต่างๆ เป็นแบบสองทิศทาง โลปมีขนาดทิศทางเท่ากันทั้งด้าน และด้านหลัง ทิศทางที่มีค่ามากที่สุด อยู่ในแนวเส้นตั้งฉากกับความยาวของสายอากาศมีรูปแบบ เป็น 3 มิติ ที่จุด 70.7% บนเส้นศูนย์กลาง เรียกว่า จุดครึ่งกำลังงานจะเป็นตำแหน่งที่ โลปจะมีความ กว้างมากที่สุด มุมที่แสดงนี้เรียกว่ามุมความกว้างของ โลปจะมีค่า 50 องศา ในทางทฤษฎีสายอากาศ แบบทิศทางเดียวที่สมบูรณ์จะมีมุมกว้างของ โลป 10 องศา ในการออกแบบจะมีค่ามุมนี้หรือน้อย กว่า 18 องศา ส่วนทิศทางที่รับสัญญาณได้น้อยที่สุดเรียกว่า นัต โลป ซึ่งจะอยู่ระหว่างทิศทางที่รับ ได้ดีที่สุดทั้งสอง โลป ที่ตำแหน่งนี้สายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นจะรับสัญญาณไม่ได้เลย

สายอากาศไอโซทรอปิกเป็นแบบอุดมคติ ทางทฤษฎีมีการแพร่กระจายคลื่นในทุกทิศทาง เท่ากัน สายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นจะมีอัตราขยายในทุกทิศทางเป็น 2.15 dB เมื่อเทียบกับ สายอากาศแบบ ไอโซทรอปิกซึ่งมีอัตราขยายเป็น 0 dB

ตารางที่ 2.3 อัตราการขยายของสายอากาศ

ชนิดสายอากาศ	อัตราขยายสูงกว่า		
	ไอโซทรอปิก	กราวด์เพลน	ไดโพนคริ่งคลื่น
ไอโซทรอปิก	0 dB	- 0.3 dB	- 0.21 dB
กราวด์เพลน	0.3 dB	0 dB	- 1.8 dB
ไดโพนคริ่งคลื่น	2.1 dB	1.8 dB	0 dB
5 1/8 แนวตั้ง	3.3 dB	3 dB	1.2 dB
4 สเต็ค ไดโพน	6 dB	5.7 dB	3.9 dB
8 สเต็ค ไดโพน	9 dB	8.7 dB	6.9 dB
2 อีลิเมนต์ ยากิ	7.1 dB	6.8 dB	5 dB
3 อีลิเมนต์ ยากิ	10.1 dB	9.8 dB	8 dB
4 อีลิเมนต์ ยากิ	12.1 dB	11.8 dB	10 dB
5 อีลิเมนต์ ยากิ	14.1 dB	13.8 dB	12 dB
2 อีลิเมนต์ ควอดซ์	9.1 dB	8.8 dB	7 dB
3 อีลิเมนต์ ควอดซ์	12.1 dB	11.8 dB	10 dB
4 อีลิเมนต์ ควอดซ์	14.1 dB	13.8 dB	12 dB



รูปที่ 2.39 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น

อัตราขยายของสายอากาศ ในทางปฏิบัติวัดจากกำลังของสัญญาณสายอากาศที่ต้องการหา อัตราขยายเปรียบเทียบกับกำลังที่เหนี่ยวนำจากสายอากาศแบบไดโพลครึ่งคลื่น ที่เรโซแนนซ์กับ ความถี่ของสัญญาณ โดยวัดที่ระยะห่างเท่ากัน กำลังงานอินพุตเท่ากัน เช่น สายอากาศที่มีอัตราขยาย กำลังเท่า 10 หมายความว่าสายอากาศนี้สามารถส่งคลื่นวิทยุหรือรับคลื่นได้ 10 เท่าของสายอากาศ ไดโพลครึ่งคลื่น ในการทดลองจะวัดเป็นความเข้มสนามสัมพันธ์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับกำลังงาน ดังนี้คือ

$$F_1 / F_2 = NP_1 / P_2$$

F คือความเข้มสนามสัมพันธ์

P คือกำลังงาน

การหาอัตราขยายใช้หน่วย dB ซึ่งสัมพันธ์กับกำลังงาน และแรงดันดังต่อไปนี้

$$\text{กำลังงาน (dB)} = 10 \log (P_{out} / P_{in})$$

$$20 \log (v_{out} / v_{in})$$

ตารางที่ 2.4 แสดงการเปลี่ยนอัตราส่วนกำลังงานเป็นเดซิเบล

อัตราส่วน	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
1	0.00	0.41	0.79	1.14	1.46	1.76	2.04	2.30	2.55	2.79
2	3.01	3.22	3.42	3.62	3.80	3.98	4.15	4.31	4.47	4.62
3	4.77	4.91	5.05	5.05	5.32	5.44	5.56	5.68	5.80	5.91
4	6.02	6.13	6.23	6.23	6.44	6.53	6.63	6.72	6.81	6.90
5	6.99	7.08	7.16	7.16	7.32	7.40	7.48	7.56	7.63	7.71
6	7.78	7.85	7.92	7.92	8.06	8.13	8.20	8.26	8.33	8.39
7	8.45	8.51	8.57	8.57	8.69	8.75	8.81	8.86	8.92	8.98
8	9.03	9.08	9.14	9.14	9.24	9.29	9.34	9.40	9.44	9.49
9	9.54	9.59	9.64	9.64	9.73	9.78	9.84	9.87	9.91	9.96
10	10.00	10.04	10.09	10.09	10.17	10.21	10.25	10.29	10.33	10.37
x 10	+20	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 100	+40	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 1000	+60	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 10 ⁴	+80	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 10 ⁵	+100	-	-	-	-	-	-	-	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

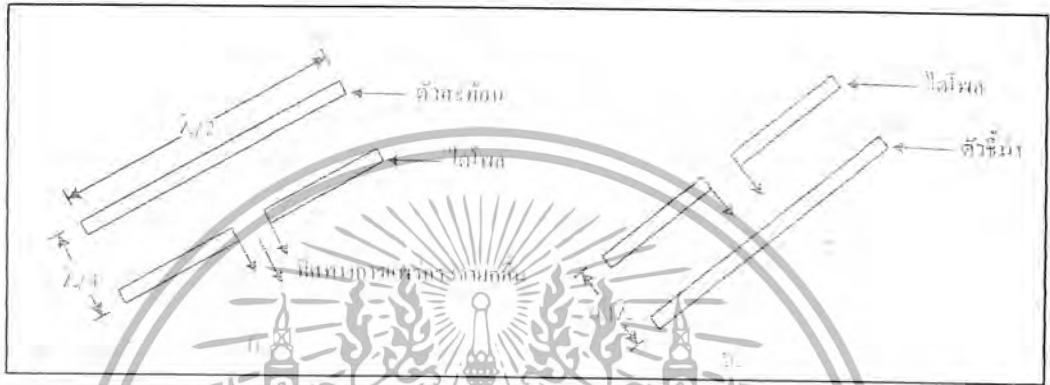
ตารางที่ 2.5 แสดงการเปลี่ยนอัตราส่วนแรงดันเป็นเดซิเบล

อัตราส่วน	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
1	0.00	0.83	1.58	2.28	2.92	3.52	4.08	4.61	5.11	5.58
2	6.02	6.44	6.85	7.23	7.60	7.96	8.30	8.68	8.94	9.25
3	9.54	9.83	10.10	10.37	10.63	10.88	11.13	11.36	11.60	11.82
4	12.04	12.26	12.46	12.67	12.87	13.06	13.26	13.44	13.62	13.80
5	13.98	14.15	14.32	14.46	14.65	14.81	14.96	15.12	15.27	15.42
6	15.56	15.71	15.65	15.99	16.12	16.26	16.39	16.52	16.65	16.78
7	16.90	17.03	17.15	17.27	17.38	17.50	17.62	17.73	17.84	17.95
8	18.06	18.17	18.28	18.38	18.49	18.59	18.69	18.79	18.89	18.99
9	19.08	19.18	19.28	19.37	19.49	19.55	19.65	19.74	19.82	19.91
10	20.00	20.09	20.17	20.26	20.34	20.42	20.50	20.59	20.67	20.75
x 10	+20	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 100	+40	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 1000	+60	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 10 ⁴	+80	-	-	-	-	-	-	-	-	-
x 10 ⁵	+100	-	-	-	-	-	-	-	-	-

จากตารางที่ 2.4 และ 2.5 แสดงการเปลี่ยนจากกำลังงานและอัตราส่วนของแรงดันเป็น dB ตัวอย่างจากตารางที่ 2.4 อัตราส่วนกำลัง 2.6 คู่อากาศเข้ามือในแนวตั้งเลข 2 ไถ่มาทางขวามือให้ตรงกับแนวนอนด้านบนเลข 0.6 จะอ่านค่าได้ 4.15 dB และอัตราส่วนกำลัง 17 โดยการนำ 10×1.7 ได้เท่ากับ 17 ค่าที่อ่านได้ คูจากด้านล่างซ้ายของตารางในตำแหน่ง 10 มีค่าเท่ากับ 10 นำค่า 10 ไปบวกกับค่าที่อ่านได้ในตารางจากค่า 1.7 จะอ่านได้ $10 + 2.3$ เท่ากับ 12.3 dB ในทำนองเดียวกันกับตารางที่ 2.4 การอ่านค่าในตารางที่ 2.5 ซึ่งเป็นอัตราส่วนแรงดัน

2.25 ตัวสะท้อน

สายอากาศที่ไม่ต่อกับสายส่งแต่สามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสหรือแรงดันบนตัวมันได้ เรียกว่า ตัวพาราซิติค ตัวนี้จะวางห่างจากไดโพลเป็นระยะ $\lambda/4$ ไดโพลตัวนี้เรียกว่า ตัวไดร์เวน ทั้ง พาราซิติคและไดร์เวนมีความยาว $\lambda/2$



รูปที่ 2.40 แสดงการต่อตัวพาราซิติคเข้ากับสายอากาศไดโพล

จากรูปที่ 2.40 ก. คลื่นวิทยุเดินทางเข้าตัวไดโพลผ่านเข้าไปยังตัวพาราซิติค ซึ่งห่างจากไดโพล $\lambda/4$ เฟสของคลื่นจะเปลี่ยนไป 90 องศาและเกิดการเหนี่ยวนำกระแสบนตัวพาราซิติคมีการเปลี่ยนเฟสคลื่นไป 180 องศา กระแสที่ไหลในตัวพาราซิติคจะทำให้คลื่นส่วนหนึ่งแพร่กลับเข้ามาทางไดโพล ทำให้เฟสของคลื่นเปลี่ยนไปอีก 90 องศา รวมเฟสของคลื่นที่เปลี่ยนไปทั้งหมดเป็น 360 องศา จึงทำให้คลื่นที่แพร่ในตัวพาราซิติคเสริมกำลังกับคลื่นที่เดินทางเข้ามาถึงไดโพล ตัวพาราซิติคนี้ทำหน้าที่เหมือนตัวสะท้อนคลื่นจึงเรียกว่าตัวสะท้อนสัญญาณ

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ใช้ร่วมกับตัวพาราซิติค ขึ้นอยู่กับปริมาณและเฟสของกระแสที่ไหลในตัวพาราซิติค กระแสที่เกิดการเหนี่ยวนำของคลื่นที่มากกระทบตัวพาราซิติคจะขึ้นอยู่กับความยาวของตัวพาราซิติคและระยะห่างจากตัวไดโพล

ในทางปฏิบัติระยะห่างของตัวสะท้อนจะอยู่ห่างจากไดโพลระหว่าง 0.06λ ถึง 0.25λ และความยาวของตัวสะท้อนจะยาวกว่า $\lambda/2$ ประมาณ 5 %

2.26 ตัวชี้นำ (Director element)

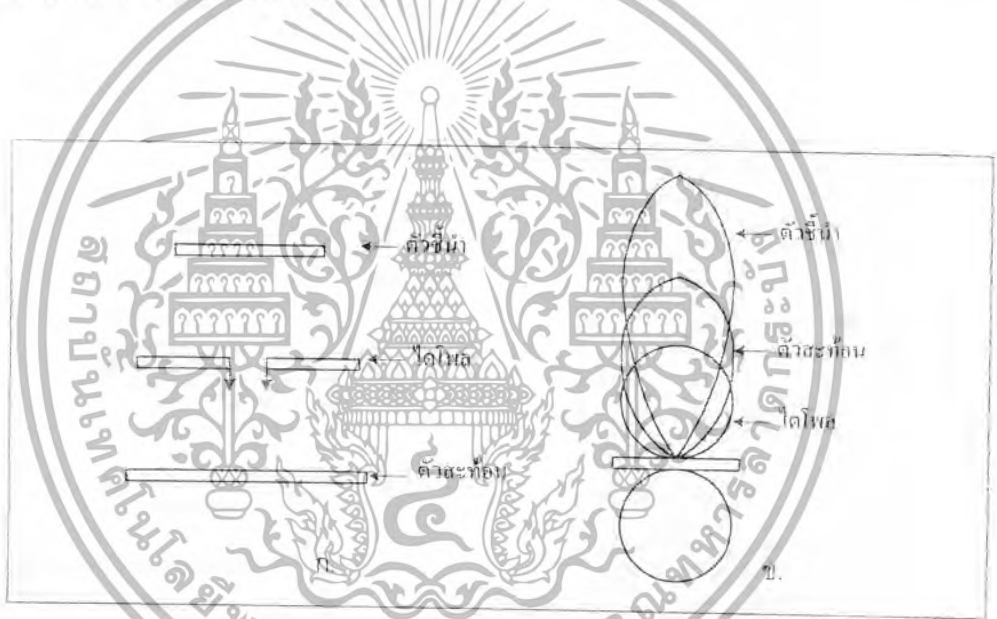
ตัวชี้นำเป็นตัวพาราซิติคที่วางอยู่ด้านหลังของตัวไดโพล ทำหน้าที่คล้ายตัวสะท้อนแต่ทำงานในทิศทางตรงข้ามจึงทำหน้าที่เป็นตัวชี้นำ ความยาวของตัวชี้นำจะสั้นกว่า $\lambda/2$ ประมาณ 10% และระยะห่างจากตัวไดโพลประมาณ 0.1λ ดังรูป 2.40 ข.

แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.27 สายอากาศแบบ 3 อีลิเมนต์

ลักษณะ โครงสร้างเป็นสายอากาศที่นำเอาตัวชี้ นำ ตัวสะท้อน และตัวไดโพลมาประกอบเข้าด้วยกัน โดยตัวสะท้อนจะยาวกว่าไดโพลและเรโซแนนซ์กับความถี่สูงสุดในแบนด์นั้นๆ ส่วนตัวชี้จะสั้นกว่าตัวไดโพลและเรโซแนนซ์กับความถี่ต่ำสุดในแบนด์นั้นๆ ดังรูปที่ 2.41 ก.

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะเป็นแบบทิศทางเดียว มีอัตราการขยาย ประมาณ 7 dB ดังรูปที่ 2.41 ข. โลปที่ 1 เป็นรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพล โลปที่ 2 เมื่อเพิ่มตัวสะท้อน โลปที่ 3 เมื่อเพิ่มตัวชี้จะมีมุมของโลบเล็กลงและอัตราการขยายมากขึ้น สายอากาศชนิดนี้เรียกว่า สายอากาศยาคิ (Yagi) แบบ 3 อีลิเมนต์



รูปที่ 2.41 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศยาคิแบบ 3 อีลิเมนต์ (Yagi 3 element) และรูปแบบการกระจายคลื่น

2.27 อัตราการขยายสูงสุด (Maximum gain)

ความสูงและเฟสของกระแสในตัวพาราซิติคสามารถควบคุมได้โดยการปรับระยะห่างจากตัวไดร์เวนและปรับความยาวให้ได้ค่ารีแอกแตนซ์บริเวณกึ่งกลางของตัวพาราซิติค ใช้หลักการเหนี่ยวนำด้วยตัวเองของตัวพาราซิติคเพื่อให้เกิดอัตราส่วนของโลบด้านหน้าต่อด้านหลังสูงสุดดังรูปที่ 2.40 อัตราขยายสูงสุดเมื่อตัวพาราซิติคห่างจากตัวไดร์เวนประมาณ 0.06λ ที่ระยะ 0.12λ ตัว

อัตราขยายสูงเมื่อตัวพาราซิกติกเป็นตัวสะท้อน ความแตกต่างจะเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มระยะห่าง
 0.18λ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ชุดเครื่องส่งสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์

วงจรนี้แบ่งออกเป็น 4 ภาคใหญ่ ๆ ด้วยกันคือภาคกำเนิดสัญญาณเสียง ภาคกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ภาคเฟสล็อกคูลูป และภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ RF

3.1 การออกแบบเครื่องส่งสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์

อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณเสียง ได้แก่ IC1 และ IC2 ซึ่ง IC1 นั้น จะมีออปแอมป์อยู่ 2 ชุดในตัวเดียวกัน แยกได้เป็น IC1-a และ IC1-b (LM1458) ส่วน IC2 (LM1496) มีหน้าที่ผสมคลื่นแบบสมดุล (Balance Modulation) สัญญาณเสียงช่องซ้าย (Left = L) จะต่อเข้าที่ J1 ส่วนสัญญาณเสียงช่องขวา (Right = R) จะต่อเข้าที่ J2 โดยที่ผลรวมของสัญญาณเสียงช่องซ้ายและช่องขวามี 2 แบบด้วยกัน คือสัญญาณรวมผลบวก (L+R) และสัญญาณรวมผลลบ (L-R)

โดยแนวความคิดการแยกมัลติเพล็กซ์ในเครื่องรับมีอยู่ว่าเครื่องส่งต้องส่งสัญญาณไปยังเครื่อง 2 สัญญาณด้วยกัน คือ

1. สัญญาณ โมโน หรือ (L+R) เป็นสัญญาณหลัก
2. สัญญาณความต่างเสียง (L-R) เป็นสัญญาณรอง

แต่เนื่องจากสัญญาณ (L+R) และ (L-R) ก็คือการเอาสัญญาณเสียง 2 แชนแนลซ้าย(L) และขวา(R)มารวมกัน โดยผสมกันแบบกับเฟสได้(L-R) และถ้าไม่กลับเฟส (L+R) หากนำมารวมกันย่อมทำให้เสียงกวนและหักล้างกัน ไม่ก่อให้เกิดสัญญาณสเตอริโอ จึงต้องมอดูเลชันสัญญาณ L-R ให้เป็นระบบเอเอ็มดับเบิลไซด์แบนด์ (AMDSB) หรือมอดูเลตแบบบาลานซ์มอดูเลต จึงเขียน L-R เสียใหม่เมื่อมอดูเลตแล้วเป็น $\pm(L-R)$ เมื่อ ได้ทั้ง L+R และ $\pm(L-R)$ แล้ว จึงส่งไปมอดูความถี่กับความถี่สถานีส่งในแบบ FM

เมื่อถึงเครื่องรับ เมื่อดีมอดูเลตสัญญาณออกมาแล้ว จึงคืนกลับได้ L+R และ $\pm(L-R)$ เอา $\pm(L-R)$ มาตีเท็กเตอร์เป็น $+(L-R)$ กับ $-(L-R)$ แล้วนำเอาผสมกับ L+R จะได้สัญญาณซ้ายขวาออกมาดังนี้

ก. เมื่อเอา $+(L-R)$ ผสมกับ L+R จะได้

$$L+R+(L-R) = L+R+L-R = 2L$$

$2L$ = เสียงแชนแนลซ้ายที่ดีกว่าเดิม

ข. เมื่อเอา $-(L-R)$ ผสมกับ L+R จะได้

$$L+R-(L-R) = L+R-L+R = 2R$$

$2R$ = เสียงแชนแนลขวาที่ดังกว่าเดิม

วิธีการที่ใช้กับระบบเครื่องส่งกระจายเสียงเอฟเอ็มสเตอริโอ หลักการมีอยู่ว่า นำสัญญาณ (L-R) ไปผสมกับสัญญาณพาห่อย่อย (Sub Carrier) ด้วยความถี่ 38 kHz แล้วจึงเกิดสัญญาณคลื่นพาห่อย่อย $\pm(L-R)$ ผลสุดท้ายก็นำมารวมกับสัญญาณเสียง (L+R)

ความถี่สัญญาณคลื่นพาห่อย่อย 38 kHz นี้ จะอยู่ในช่วงความถี่สัญญาณ 23 kHz ถึง 53 kHz โดยสัญญาณเสียง (L+R) จะมีความถี่สัญญาณอยู่ในช่วงระหว่าง 20 kHz ถึง 15 kHz เมื่อรวมสัญญาณกันแล้วก็จะไม่เกิดการรบกวนกันแต่อย่างใด เพราะ $\pm(L-R)$ เป็นคลื่น AM DSB

IC LM1496 ทำหน้าที่เป็นวงจรปรับลดระดับสัญญาณผสมคลื่นพาห่อย่อย 38 KHz ที่ส่งมาที่ขา 8 เข้ากับสัญญาณ L-R ที่ส่งเข้ามา 1 หรือ 4 ส่งผลการมอดูเลตออกทางขา 12 หรือ ขา 6

IC 74C00 และ IC CD4040 ทำหน้าที่สร้างความถี่ 38 kHz อันเป็น Sub Carrier ของ L-R ในการมอดูเลต โดย IC 74C00 จะผลิตด้วยความถี่คริสตอล XTAL1 ก่อนส่งไปยัง IC CD4040 ให้หารความถี่ออกมาเป็นความถี่ดังนี้

- ความถี่ 38 kHz เกิดจากระบบการหารความถี่ด้วย 128
- ความถี่ 19 kHz เกิดจากระบบหารความถี่ด้วย 256 ใช้เป็นความถี่จูงนำให้เครื่องรับกับเครื่องส่งทำงานตรงกัน
- ความถี่ 12 kHz เป็นโทรเสียง (1,187.5 Hz) ได้จากการหารด้วย 4,096

IC7 เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกลูป (PLL) ใช้ไอซีเบอร์ MC1451-2 ตั้งความถี่สูงสุดได้ 12 MHz สามารถตั้งค่าการหารความถี่ได้ตั้งแต่ 3-16,383 เท่า ใช้เพื่อเปลี่ยนค่าความถี่ในการส่งออกอากาศ โดยตั้งความถี่ด้วยดิพสวิทช์ (DIP Switch) ใช้สวิทช์ 10 ตัว

สัญญาณเสียง โทน (Audio Tone) ความถี่ประมาณ 1.2 kHz ซึ่งส่งออกทางขา 1 ของ IC CD4040 เป็นสัญญาณผลพลอยได้จากวงจรหารที่อยู่ภายใน IC CD4040 สัญญาณเสียงโตนนี้สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการปรับแต่งเครื่องส่งนี้ได้เป็นอย่างดี

แร่คริสตอล X-TAL1 ความถี่ 4.864 MHz ในวงจรนี้ เป็นแร่คริสตอลความถี่ฐาน ในย่าน 5 MHz ซึ่งนิยมใช้กันในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป เป็นแร่คริสตอลขนาดใหญ่

ตัวต้านทาน R30 และ C13 ทำหน้าที่ลดทอนค่าแรงดันที่ได้มาจากเส้นไฟจ่ายให้ลดค่าลงมาอยู่ที่ระดับแรงดัน 8 โวลต์ สำหรับป้อนเป็นไฟจ่ายให้ IC 74C00 และ IC CD4040 นอกจากนี้แล้ว R30 และ C13 ยังทำหน้าที่กันไม่ให้สัญญาณที่ได้จาก IC74C00, IC CD4040 ผ่านทางเส้นจ่ายไฟเข้าไปรบกวนการทำงานของวงจรภาคอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกของเครื่องส่งนี้ มีชิพไอซี MC145151-2 เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่หลัก ชิพไอซีตัวนี้สามารถรับสัญญาณเข้าทางอินพุตได้โดยตรงที่ความถี่สูงสุด 12 MHz ภายในไอซีประกอบด้วยภาคสร้างความถี่อ้างอิง ภาคหารความถี่อ้างอิง ภาคซาร์จ-ปั๊มพีเพสดีเทคเตอร์และภาคหารความถี่ปรับค่าการหารได้ ภาคนี้สามารถเลือกปรับเปลี่ยนค่าการหารได้ตั้งแต่ 3 ถึง 16,383 ในการใช้งานถ้าต้องการเปลี่ยนค่าความถี่ออกอากาศของเครื่องส่งจะต้องปรับเปลี่ยนค่าการหารของภาคนี้

ภาคหารความถี่อ้างอิงจะถูกกำหนดตั้งค่าการหารไว้คงที่การตั้งค่าการหารของภาคนี้ใช้วิธีเลือกบิตกรีโยงเส้นลวดจากกลุ่มขาควบคุมลงกราวด์ ในวงจรนี้ได้ตั้งค่าการหารของภาคการหารความถี่อ้างอิงไว้ที่ 1,024 ทั้งนี้เพื่อต้องการความถี่ที่กำหนดจากเรโคริสตอลค่าความถี่มาตรฐาน 10.240 MHz ที่นิยมใช้กันทั่วไปให้เป็นค่าความถี่อ้างอิง 10 MHz ซึ่งค่าความถี่อ้างอิงจะเป็นจุดกำหนดความละเอียดของการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ในแต่ละขั้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่

ตามปกติของการใช้งานเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง FM ไม่จำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ออกอากาศบ่อยครั้ง เหมือนกับการใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุสื่อสาร จากการที่เครื่องส่งนี้สามารถตั้งค่าความถี่ออกอากาศได้ด้วยการตั้งค่าการหารที่ภาคการหารความถี่ที่ปรับค่าได้แค่เพื่อลดความยุ่งยากที่จะต้องเลือกการบัดกรีโยงเส้นลวดตรงขาไอซีนั้นในแต่ละครั้งที่มีการปรับเปลี่ยนค่าการหารของภาคหารความถี่ที่ปรับค่าได้ จึงจัดให้มีการปรับค่าความถี่ส่งออกอากาศด้วยการปรับตำแหน่งของ SI ซึ่งเป็นจุดคิพสวิตช์ที่วางเรียงกัน 10 ตำแหน่ง จะสามารถเพิ่มหรือลดความถี่ได้ละเอียดขั้นละ 100 kHz

เนื่องจากวงจรสังเคราะห์ความถี่นี้ถูกออกแบบให้สร้างได้ง่าย ดังนั้นการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของวงจรด้วยการเลือกปรับเปลี่ยนค่าการหารของภาคความถี่ที่ปรับค่าการหารได้ จึงมีข้อจำกัดที่ภาค VCO จะสามารถปรับค่าความถี่ในแต่ละช่วงได้กว้างสูงสุด 8 MHz เท่านั้น อย่างไรก็ตามเครื่องส่งนี้ก็ยังสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ส่งออกอากาศได้ครอบคลุมตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 76-108 MHz โดยการปรับแค่เพิ่มเติมที่ภาค VCO เพื่อเลือกช่วงการปรับค่าความถี่ (ตัวอย่างเช่น การปรับภาค VCO ให้ได้ความถี่อยู่ในช่วง 79-84 MHz, 84-92 MHz, 92-100 MHz หรือ 100-108 MHz)

ความถี่ (MHz)		การตั้ง SI									
ความถี่ลงท้ายเลขคู่	ความถี่ลงท้ายเลขคี่	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
88.0	88.1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0
88.2	88.3	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0
88.4	88.5	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0
88.6	88.7	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0
88.8	88.9	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0
89.0	89.1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0
89.2	89.3	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0
89.4	89.5	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
89.6	89.7	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
89.8	89.9	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0
90.0	90.1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
90.2	90.3	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0
90.4	90.5	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
90.6	90.7	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0
90.8	90.9	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0
91.0	91.1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
91.2	91.3	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0
91.4	91.5	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0
91.6	91.7	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0
91.8	91.9	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0
92.0	92.1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0
92.2	92.3	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0
92.4	92.5	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0
92.6	92.7	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0
92.8	92.9	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0
93.0	93.1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
93.2	93.3	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0
93.4	93.5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0
93.6	93.7	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0
93.8	93.9	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0
96.0	96.1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
98.0	98.1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0
100.0	100.1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0
102.0	102.1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
104.0	104.1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
106.0	106.1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
107.4	107.5	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1

ตารางที่ 3.1 แสดงการปรับตั้งชุดคิพสวิทช์ 10 ตำแหน่ง ไม่การกำหนดความถี่ส่งออกภายนอก
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปของการส่งคลื่นวิทยุกระจายเสียงระบบ FM จะต้องมีการเว้นช่องว่างห่าง 200 kHz ระหว่างค่าความถี่แต่ละสถานี ในประเทศสหรัฐอเมริกาและแคนาดามีการกำหนดย่านความถี่ส่งกระจายเสียงระบบ FM โดยเริ่มต้นที่ความถี่ที่ 88.1 MHz และความถี่ช่องต่อไปของสถานีส่งวิทยุต่างๆ จะเพิ่มขึ้นไปช่องละ 200 kHz ตามลำดับจนถึงความถี่ 107.9 MHz ตัวอย่างเช่น ช่องความถี่แต่ละช่องความถี่ต่อไปจะเป็น 88.3, 88.5, 88.7 MHz มีข้อสังเกตที่ตัวเลขค่าความถี่แต่ละช่องเหล่านี้จะลงท้ายด้วยเลขคี่ ซึ่งอาจจะแตกต่างกับในอีกหลายภูมิภาคของโลกที่ค่าความถี่แต่ละช่องจะลงท้ายด้วยเลขคู่ เช่น 90.0, 90.2 หรือ 90.4 MHz

เนื่องจาก IC MC145151-2 สามารถรับสัญญาณเข้าทางอินพุตได้โดยตรงที่ความถี่สูงสุดเพียง 12 MHz ถึงกระนั้น ในวงนี้จึงต้องมี IC8 (74F160ACP) ซึ่งเป็น ไอซีพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) สำหรับทำหน้าที่หารสับต่อสัญญาณความถี่ที่ส่งมาจากภาค VCO ก่อนส่งไปยัง IC MC145151-2 (สัญญาณจากภาค VCO มีความถี่อยู่ในช่วง 76-108 MHz) จะเห็นได้ว่าในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่มีการทำงานที่ความถี่สัญญาณในช่วง 7.6 ถึง 10.8 MHz ส่วนความละเอียดในการปรับเปลี่ยนค่าความถี่จะสามารถปรับได้ขั้นละ 10 kHz (วงจรสังเคราะห์ความถี่ในที่นี้จะทำงานด้วยสัญญาณที่มีค่าความถี่เพียง 1 ใน 10 ของความถี่สัญญาณในภาคส่ง)

IC6 (CA3420) ทำหน้าที่เป็นภาคขยายกันชนให้กับสัญญาณที่ส่งมาจากภาค PLL เฟสดีเทคเตอร์ซึ่งอยู่ภายใน IC MC145151-2 นอกจากนี้ IC6 (CA3420) ยังทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงมัลติเพล็กซ์ ก่อนส่งเข้าไปผสมสัญญาณ (Modulation) แบบ FM เข้ากับสัญญาณ RF ของภาค VCO

Q1 และอุปกรณ์ร่วมทำหน้าที่เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ RF ซึ่งมีที่ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือที่เรียกกันย่อว่าวงจร VCO (Voltage Control Oscillator) ทรานซิสเตอร์ Q2 และ Q3 ร่วมกันทำงานเป็นวงจรกันชนทำหน้าที่เชื่อมต่อสัญญาณ RF บางส่วนจาก Q1 ส่งเข้าไปยังขา 2 ของ IC8 ในอีกทางหนึ่งสัญญาณ RF ส่วนหนึ่งของ Q1 จะส่งผ่านทาง R53 และ C27 เข้าไปขับทรานซิสเตอร์ Q4, Q5 ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณ RF ให้มีกำลังแรงขึ้นก่อนส่งออกไปยังสายอากาศ

Q1, L1 และ D3 ร่วมกันทำหน้าที่เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบเฟสล็อกกลูป (PLL Oscillator) ค่าความถี่ของวงจรมีกำหนด ขึ้นจากคุณสมบัติของ L1, D3 และค่าเก็บประจุแอบแฝง (Stray Capacitance) ซึ่งอยู่ภายในตัว Q1 และเกิดจากการต่อรวมในวงจรของอุปกรณ์อื่นๆ ค่าแรงดันไบอัสของ Q1 จะได้มาจากการต่อวงจรของ D3 และ R45 ค่าเก็บประจุแอบแฝงที่ขาเอาโนดของ D3 จะถูกต่อพ่วง (Shunt) ลงกราวด์โดยผ่าน C22 วงจร VCO นี้สามารถกำเนิดสัญญาณ RF ที่ความถี่ใดๆ ในช่วง 76-108 MHz ได้โดยขึ้นอยู่กับค่าของตัว L1 และค่าแรงดันที่ควบคุมที่ผ่านเข้ามาทาง R44 และ R39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ RF ออกของภาค VCO (จาก Q1) ส่วนหนึ่งจะผ่านทาง C37 เข้าไปยังภาคขยายกันชนซึ่งทำหน้าที่โดย Q2 และ Q3 วงจรขยายกันชนนี้ถูกออกแบบให้สามารถขยายสัญญาณ RF ได้ในย่านกว้าง (Wideband) R47 และ R48 ร่วมกันทำหน้าที่ป้อนกลับและให้ไบอัสแก่ Q2 สัญญาณออกจากขา C ของ Q2 จะผ่านทาง C23 เข้าไปที่ขาเบสของ Q3 R51, R50 ร่วมกันทำหน้าที่จ่ายไปอัสให้กับ Q3 ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณ RF ให้แรงขึ้นเพียงพอที่จะส่งเข้าไปจับไอซี TTL (74F160) ทำงาน IC8 นี้จะถูกจัดวงจรให้ทำหน้าที่นับสิบ (Decade Counter) เพื่อหารค่าความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตให้ได้ความถี่ลดต่ำลง 10 เท่าออกทางเอาต์พุต

สัญญาณที่ปรากฏออกทางขา II ของ IC 74F160 จะมีค่าความถี่เพียง 1 ใน 10 ของสัญญาณที่เข้าทางอินพุต (ขา 2) สัญญาณออกจากขา II (IC 74F160) จะถูกต่อไปเข้าขา 1 ของ IC MC145151-2 เพื่อส่งสัญญาณเข้าไปยังภาคหารความถี่ภายใน ไอซีซึ่งเป็นภาคหารความถี่ที่สามารถกำหนดตั้งค่าการหารได้ (Variable Programmable Divider) การกำหนดตั้งค่าการหารของภาคนี้ จะกระทำโดยการกำหนดตั้งตำแหน่งของคิพสวิทช์ S1 ในการใช้งานตามปกติของเครื่องส่งนี้การกำหนดการตั้งค่าการหารของภาคนี้จะอยู่ในระหว่าง 760-1,080

R40, C17, X-TAL 2 และ C16 เป็นอุปกรณ์ภายนอกที่ทำงานร่วมกับภาคกำเนิดความถี่ที่อยู่ภายใน IC7 ภาคกำเนิดความถี่นี้จะให้สัญญาณออกที่มีความถี่ 10,240 MHz ตามค่าของแร่คริสตอล X-TAL 2 โดยมีตัวเก็บประจุปรับค่าได้ (ทริมเมอร์) C16 เป็นอุปกรณ์สำหรับปรับค่าความถี่ละเอียดเพื่อต้องการให้ได้ค่าความถี่ที่ถูกต้องเที่ยงตรงมากที่สุด ภาคหารความถี่อ้างอิงที่อยู่ภายใน IC MC145151-2 จะทำหน้าที่หารสัญญาณความถี่ 10,240 MHz ด้วยค่าหาร L024 เพื่อผลิตออกเป็นความถี่อ้างอิงค่า 10 KHz

ภาคเฟสดีเท็กเตอร์ที่อยู่ภายใน IC7 จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณแรงดันค่าหนึ่ง ซึ่งขึ้นอยู่กับสัดส่วนความแตกต่างของการเปรียบเทียบเฟสสัญญาณระหว่างสัญญาณความถี่อ้างอิง 10 KHz และสัญญาณความถี่ที่ได้จากภาคหารความถี่ที่กำหนดตั้งค่าหารไว้ ตัวอย่างเช่น สมมุติว่าเฟสสัญญาณจากหารความถี่ปรับค่าได้ล่าหลัง (Lag) กว่าเฟสสัญญาณความถี่อ้างอิงอันเนื่องมาจากสัญญาณ RF ของภาค VCO มีค่าความถี่ลดต่ำลงในกรณีนี้ภาคเฟสดีเท็กเตอร์จะสร้างพัลซ์บวกทวีขึ้นและส่งออกทางขา 4 (IC MC145151-2) ป้อนเข้าไปยังวงจรขั้วต่อตัวอย่างและคงค่าสัญญาณ (Sample and Hold Network) ซึ่งประกอบด้วย R41, C20, R42, R43 และ C19 สัญญาณพัลซ์บวกทวีนี้จะประจุกระแสเข้าไปยัง C19 จนได้ค่าแรงดันไฟตรงตกคร่อมอินพุตขา 3 ของ IC CA3420 เพิ่มสูงขึ้น ส่งผลให้วงจรขยายแรงดัน (Voltage Amplifier) ซึ่งประกอบด้วย IC CA3420, R37, R38, R39 และ R40 ผลิตสัญญาณแรงดันพัลซ์บวกทวีสูงขึ้นส่งออกทางขา 6 ป้อนเข้าไปยัง D3 โดยผ่านทางวงจรซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบด้วย R39 และ R44 ให้ภาค VCO มีการปรับตัวด้วยการผลิตสัญญาณ RF ที่ค่าความถี่สูงขึ้น เป็นการชดเชยที่ความถี่ได้ลดต่ำลงก่อนหน้านี้

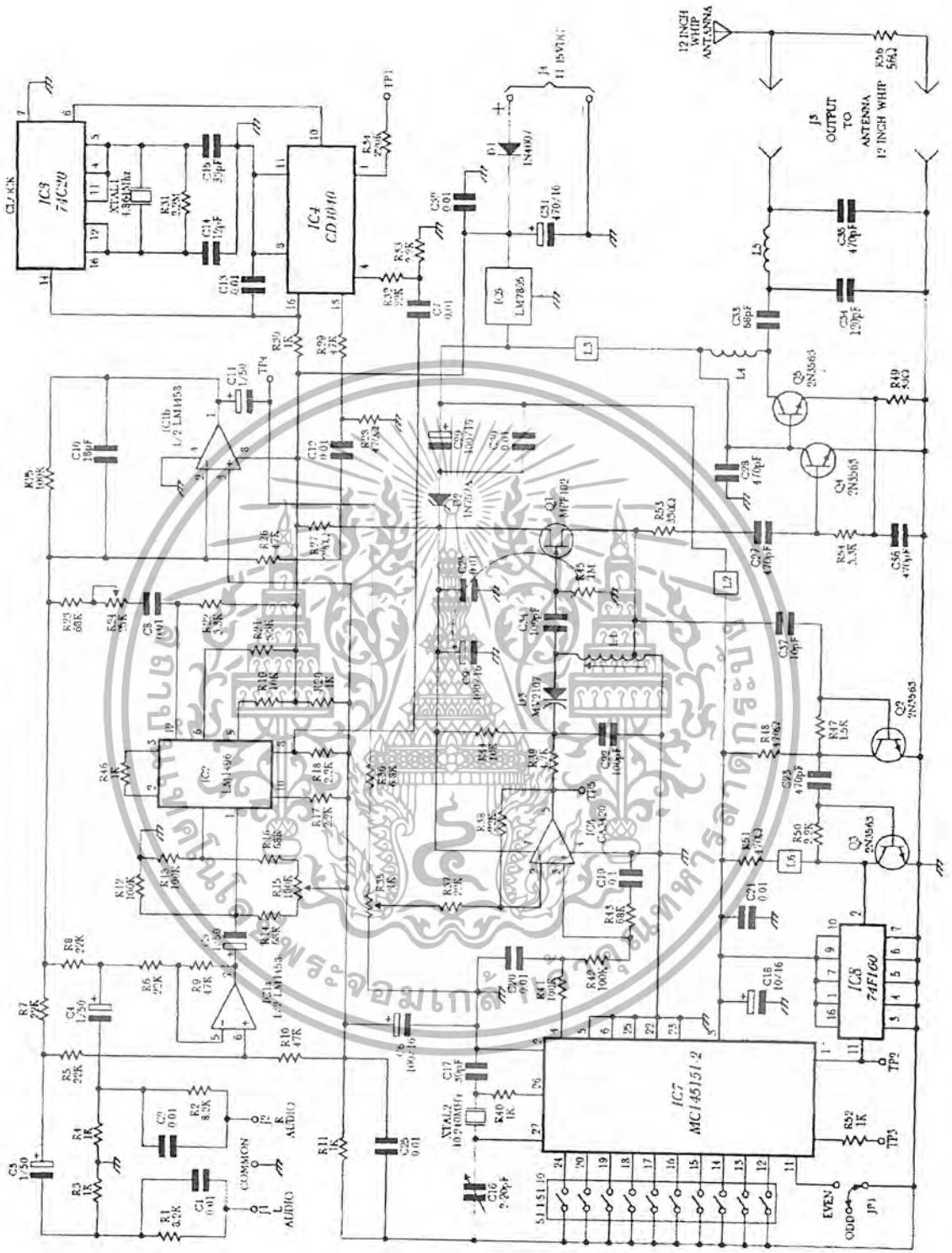
ในทางกลับกันถ้าสัญญาณความถี่ของภาค VCO เลื่อน (Drift) ไปในทิศทางที่ความถี่สูงขึ้น จะมิผลทำให้พัลส์สัญญาณจากภาคหารความถี่ปรับค่าหาร ได้มีเฟสสัญญาณนำหน้า (Lead) เฟสสัญญาณความถี่อ้างอิง สัญญาณแรงดันขงที่ป้อนเข้ามายัง D3 จะลดต่ำลงเป็นเหตุให้ภาค VCO ผลิตสัญญาณ RF ที่ค่าความถี่ลดต่ำลง จนกระทั่งค่าความถี่ของสัญญาณจากภาค VCO ลดลงมาเท่ากับค่าการหาร ที่กำหนดตั้งไว้ที่ภาคหารความถี่ปรับค่าหารคูณ ได้ด้วย 100 เมื่อการทำงานของวงจรมาถึงจุดนี้ หมายความว่าสัญญาณความถี่ของภาค VCO ถูกล็อกความถี่เข้ากับสัญญาณความถี่อ้างอิงแล้ว

สัญญาณเสียงมัลติเพล็กซ์ที่ถูกส่งเข้ามาทางตัวต้านทางปรับค่าได้ R35 จะผ่านทาง R37 เข้ามาที่ขา 2 ของ IC6 และจะถูก IC6 ขยายสัญญาณส่งออกทางขา 6 ส่งป้อนเข้าไปยัง D3 เพื่อผสมสัญญาณแบบ FM เข้ากับสัญญาณความถี่ RF ของภาค VCO เนื่องจากภาค VCO นี้สามารถทำงานตอบสนองต่อสัญญาณแรงดันที่ส่งเข้ามาควบคุมความถี่ด้วยไดนามิกเรนจ์ (Dynamic Range) ที่กว้างมากหลายโวลต์ ค่าแรงดันควบคุมที่เปลี่ยนแปลงไป 1 โวลต์ จะส่งผลทำให้ค่าความถี่ RF ของภาค VCO เปลี่ยนแปลงไปได้มากถึง 1MHz

สัญญาณ RF ออกของภาค VCO มีค่ากำลังประมาณ 10 mV ถูกส่งออกผ่านทาง R53 และ C27 เข้าไปยังภาคขยายกำลัง RF ซึ่งทำงานโดย Q4, Q5 และอุปกรณ์ร่วมที่ประกอบด้วย R49, R54, R56 และ C36 ตัวเก็บประจุ C28 และอินดักเตอร์ L3 ร่วมกันทำหน้าที่กั้นสัญญาณ RF จากภาคขยายกำลังสัญญาณ RF ไม่ให้เข้าไปยังเส้นไฟจ่ายเพื่อป้องกันการรบกวนวงจรภาคอื่นๆ สัญญาณออกของภาคขยายกำลัง RF จะถูกป้อนเข้าไปยังข่ายวงจรแมตชิ่ง (Matching Network) และวงจรกรองความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic Filter) (ประกอบด้วย L4, C33, C34, L5 และ C35) ตรงจุดต่อสัญญาณออกของเครื่องส่งซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม

IC LM7805 ทำหน้าที่เรกูเลตแรงดันไฟฟ้าจ่ายก่อนป้อนให้ IC MC145151-2, IC 74F160 โดยมร L2, C18, C21 ทำหน้าที่กั้นสัญญาณ RF ไม่ให้เข้ามารบกวนแรงดันไฟจ่าย ส่วน C29 และ C30 จะทำหน้าที่ป้องกันทางด้านแรงดันไฟกระชาก (Transient) ภาคมัลติเพล็กซ์สัญญาณเสียงและภาคสร้างสัญญาณนาฬิกาจะได้รับแรงดันไฟจ่าย 12 โวลต์ จากแหล่งจ่ายโดยตรง ในขณะที่ภาค VCO ซึ่งทำงานโดย IC CA3420 จะได้รับแรงดันไฟจ่าย +9V จากการเรกูเลตแรงดันของ D2. R27 โดยมี C9 และ R25 เป็นตัวป้องกันสัญญาณรบกวนตรงจุดป้อนแรงดันไฟจ่ายจากภายนอก มีไดโอด D1 ทำหน้าที่ป้องกันป้อนแรงไฟจ่ายผิดขั้ว C13 และ C32 ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟจ่ายที่ป้อนเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **บทที่ 3.1** มทร.เทคโนโลยีการเกษตรเท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การปรับแต่งและทดสอบเครื่องส่ง

ขั้นตอนแรกของการทดสอบเครื่องส่งนี้เริ่มต้นกันที่การวัดกระแสรวมของเครื่องส่ง ให้ตั้งเครื่องวัดมัลติมิเตอร์ไว้ที่ตำแหน่งวัดกระแส DC ย่าน 500 mA นำสายวัดเส้นบวก (สีแดง) ต่อเข้ากับขาแอนดของ D1 สายวัดเส้นลบ (สีดำ) ต่อเข้าสายไฟจ่ายบวกของแหล่งจ่ายไฟ 13.2 VDC ส่วนสายไฟจ่ายลบของแหล่งจ่ายต่อลงกราวด์ของเครื่องส่ง ค่ากระแสที่วัดได้ควรอยู่ที่ 120 mA

ขั้นตอนต่อไปเป็นการวัดทดสอบค่าแรงดันตามจุดต่างๆ ของวงจรตามตารางค่าแรงดันที่ให้ไว้ที่นี่ ค่าแรงดันตามตารางนี้ได้จากการป้อนค่าแรงดันไฟจ่าย 13.2V ให้กับเครื่องส่ง ถ้าป้อนแรงดันไฟจ่ายให้เครื่องส่งแตกต่างกันไปจากค่า 13.2V ค่าแรงดัน ตามตารางในบางจุดจะแตกต่างกันไปด้วย

IC LM7805	ตรงจุดไฟเข้า	12.6 V
IC CA3420	ขา 7	8.5 V
IC 74F160	ขา 16	5.0 V
IC LM1458	ขา 3	6.4 V
IC MC145151-2	ขา 3	5.0 V
IC LM1458	ขา 7	6.4 V
Q5	ขาคอลเล็กเตอร์	5.0 V
IC LM1458	ขา 1	6.4 V
Q4	ขาคอลเล็กเตอร์	4.6 V
IC CD4040	ขา 16	8-10 V
Q1	ขาทราน	8.5 V

ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงแรงดันตามจุดต่าง ๆ ในวงจรเครื่องส่ง

ขั้นตอนต่อไปให้กำหนดที่ตั้งตำแหน่งของคิพสวิทช์ S1 ไว้ที่ความถี่ 88.1 MHz (ดูตารางที่ 1 แสดงการตั้งตำแหน่งคิพสวิทช์ S1 ที่ความถี่ต่าง ๆ) ถ้าสถานีส่งวิทยุอื่นส่งออกอากาศที่ความถี่นี้อยู่แล้วให้เปลี่ยนไปที่ความถี่ใกล้เคียง ในกรณีที่ต้องการส่งออกอากาศที่ค่าความถี่ซึ่งลงท้ายด้วยเลขคู่ (เช่น ค่าความถี่ 88.00 MHz) ให้โยกหลอดคร่อมบนแผ่นวงจรพิมพ์โดยต่อจากขา 11 ของ IC MC145151-2 ลงกราวด์ ต่อไปใช้มิเตอร์ต่อคร่อมเข้าวัดค่าแรงดันระหว่างขา 1 และขา 4 ของ IC LM 1496(สลับขั้วสายวัดได้) แล้วปรับที่เก็บบิ้น R15 จนอ่านค่าแรงดันจากมิเตอร์ได้ศูนย์โวลท์ (ตั้งย่าน

การวัดไว้ค่าสุด)

นำเครื่องส่งรับวิทยุ FM สเตอริโอมาวางใกล้เครื่องส่งแล้วเปิดเครื่องรับ โดยปรับความถี่ การรับคลื่นอื่นให้ตรงกับความถี่ส่งออกอากาศตามที่ได้ตั้งไว้ในเครื่องส่งแล้วปรับค่าของทริมเมอร์ C16 ในวงจรเครื่องส่ง สังเกตให้ใบของทริมเมอร์ซ้อนกันประมาณ 25% ปรับตัวต้านทานเก็อกม่า R15, R24 และ R35 ไว้ที่ตำแหน่งกึ่งกลาง หมุนปรับแกนเฟอร์ไรต์ของขดคอยล์ L1 ให้สอดเข้าไปใน คอยล์เต็มสุด ใช้เครื่องวัดมัลติมิเตอร์ต่อเข้าวัดค่าแรงดันที่จุดทดสอบ TP5 ตรงขา 6 ของ IC6 (สาย วัดบวกต่อเข้าขา 6 ส่วนสายวัดลบต่อลงกราวด์) ขณะเดียวกันให้สังเกตฟังเสียงจากลำโพงเครื่องรับ พร้อม ๆ กับใช้ไขควงจูนที่ทำด้วยวัสดุซึ่งไม่ใช่โลหะ สอดเข้าไปปรับแกนเฟอร์ไรต์ของ L1 ไปใน ทิศทางที่เคลื่อนออกจากขดคอยล์ ในตอนแรกค่าแรงดันที่อ่านได้จากมิเตอร์จะอยู่ที่ระดับ 8-9 โวลต์ เมื่อปรับแกนเฟอร์ไรต์ของ L1 มาถึงจุดหนึ่งค่าแรงดันนี้จะลดลง ตรงจุดนี้สังเกตว่าเสียงจากลำโพง เครื่องรับวิทยุ FM จะเปลี่ยนไปจากเสียงซ่ากลายเป็นเสียงให้ปรับแกนเฟอร์ไรต์ของ L1 จนกระทั่ง วัดค่าแรงดันตรงจุดทดสอบ TP5 อยู่ในระหว่าง 3 ถึง 4 โวลต์ ในขณะเดียวกันไฟแสดงผล สัญญาณสเตอริโอทางเครื่องรับจะติดสว่างขึ้น ถ้าไฟแสดงผลสัญญาณสเตอริโอยังคงไม่ติดสว่างขึ้น ให้ปรับที่เก็อกม่า R35 ไปในทิศทางค่าสูงสุด จนกระทั่งไฟแสดงโอของเครื่องรับสว่างขึ้นพร้อม กับเสียงซ่าเรียบคงสุด ลองวัดไฟจ่าย 13.2 V ที่ป้อนให้เครื่องส่งจะเห็นว่าไฟแสดงสัญญาณ สเตอริโอจะดับลงพร้อมกับพื้นเสียงซ่าจะดังขึ้น

ต่อไปเป็นการทดสอบ ด้วยการป้อนสัญญาณเสียงเข้าเครื่องส่ง ก่อนอื่นให้หาสายไฟหุ้ม ฉนวนธรรมชาติทั่วไปยาวประมาณ 12 นิ้วมา 1 เส้น นำไปต่อเข้าจุดสัญญาณ RF ออกของเครื่องส่ง เพื่อให้สายไฟเส้นนี้ทำหน้าที่เป็นสายอากาศแพร่กระจายคลื่นจากนั้นจึงต่อสายสัญญาณเสียงจาก เครื่องเสียงสเตอริโอไปเข้าเครื่องส่งที่จุดต่อสัญญาณเสียงเข้า J1 (ช่องขวา) และ (ช่องซ้าย) เมื่อป้อน ไฟจ่ายให้เครื่องส่งแล้วจะได้ยินสัญญาณเสียง (เสียงพูดหรือเสียงเพลง) ตามที่ป้อนให้เครื่องส่งดัง ออกจากเครื่องส่งดังออกจากลำโพงเครื่องรับวิทยุ ลองปรับแต่งที่เก็อกม่า R35 ทางเครื่องส่ง จนกระทั่งได้ระดับความดังเสียงออกทางเครื่องรับพอ ๆ กับเมื่อรับสัญญาณจากสถานีส่งอื่น ๆ ซึ่ง ส่งกระจายเสียงอย่างเป็นทางการต่อไปให้ปลดสัญญาณเสียงที่ต่อมาจากเครื่องเสียงออกแล้วต่อ สัญญาณเสียงโทนจากจุดทดสอบ TPI ของเครื่องส่ง ไปเข้าที่จุดต่อสัญญาณเสียง J1 และ J2 ที่ละ ช่องตามลำดับ จะพบว่าสัญญาณเสียงโทนดังออกทางลำโพงด้านซ้ายหรือขวาตามลำดับ เช่นเดียวกับที่ป้อนเข้าทางเครื่องส่ง ลองป้อนสัญญาณเสียงสลับช่องซ้าย-ขวาไปเรื่อย ๆ พร้อมกับ ปรับแต่งที่เก็อกม่า R24 จนกระทั่งสามารถแยกทิศทางเสียงช่องซ้าย-ขวาสีที่สุด ถ้าไม่มั่นใจในการ ปรับแต่งที่เก็อกม่า R24 ควรปรับตั้งค่า R24 ไว้ที่ตำแหน่งกึ่งกลาง ขบวนการปรับแต่งเครื่องส่งดังที่ ได้อธิบายมา เป็นวิธีการปรับแต่งเบื้องต้นที่ไม่จำเป็นต้องแต่งเครื่องส่งนี้ให้ทำงานได้ดีสมบูรณ์แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าวัดตรงจุดสัญญาณ RF แล้วปรับแต่งที่ทรินเมอร์ C16 ให้อ่านความถี่ได้เที่ยงตรงที่ความถี่ 88.10 MHz (หรือตามค่าความถี่ที่กำหนดตั้งไว้)

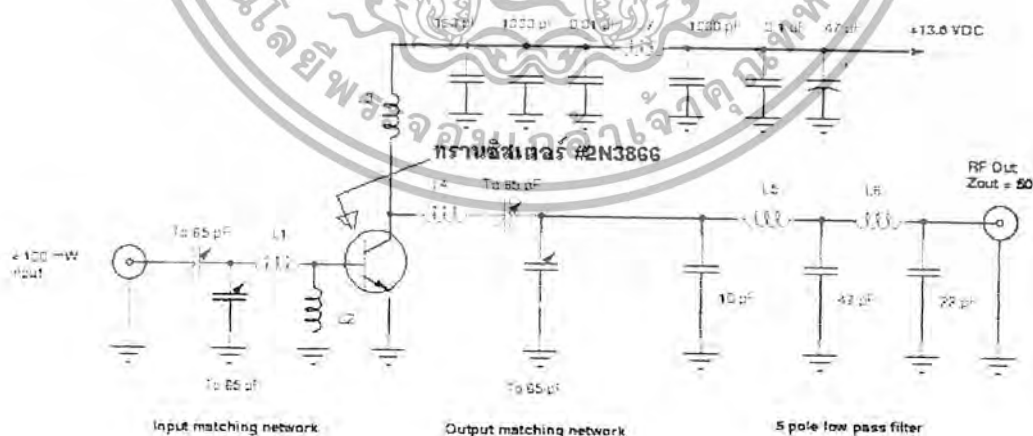
ต่อไปใช้เครื่องนับความถี่และออสซิลโลสโคปต่อเข้าตรวจสอบรูปคลื่นจตุรัส (Square Wave) ค่าความถี่ 1187.5 Hz ที่จุดทดสอบ TP1 ความถี่ที่จุดนี้ถูกต้องจะเป็นการยืนยันในตัวว่าสัญญาณนำร่อง 19 KHz และสัญญาณคลื่นพาห้อย่อย 38 KHz มีค่าความถี่ถูกต้อง

ต่อไปย้ายปรับแต่งที่แกนเฟอร์ไรต์ของคอยล์ L1 พร้อมกับใช้โวลต์มิเตอร์ตรวจวัดค่าแรงดันที่จุดทดสอบ TP5 จนกระทั่งได้ค่าแรงดันประมาณ 3 โวลต์ที่ค่าความถี่ต่ำสุดของช่วงความถี่ที่ตั้งไว้ (ในที่นี้คือความถี่ 88.1 MHz ตามที่ได้ตั้งตำแหน่งคิพลวิตซ์ S1 ไว้)

ต่อไปลองตั้งค่าการหรรที่คิพลวิตซ์ S1 ไปที่ความถี่ 94.5 MHz ที่ค่าความถี่นี้ควรจะวัดค่าแรงดันที่จุดทดสอบ TP5 ได้ประมาณ 7 โวลต์ถ้าไม่ได้ตามนี้ให้ลองตั้งคิพลวิตซ์ S1 สลับไปมาที่ความถี่ 88.1 และ 94.5 MHz พร้อมกับปรับแต่งที่แกนเฟอร์ไรต์ของ L1 จนกระทั่งตรวจวัดค่าแรงดันได้ตามที่อธิบาย

3.3 การออกแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ

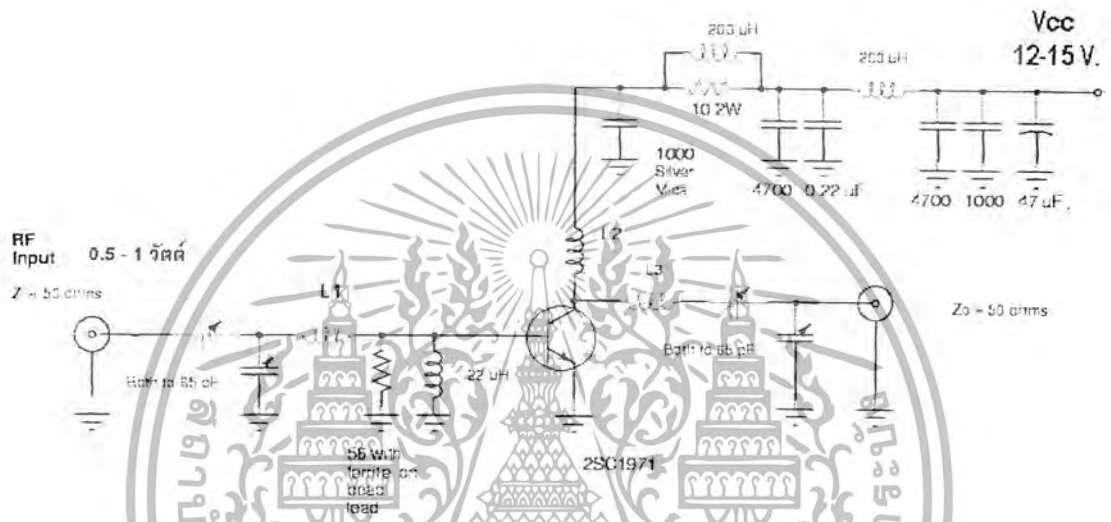
เป็นวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ ทำงานในแบบคลาสซี ซึ่งเป็นวงจรขยายความถี่สูง เพื่อขยายความถี่จากภาคมอดูเลตที่ผลิตความถี่ 107.50 MHz ให้มีความแรงขึ้นเพื่อให้สามารถป้อนให้กับวงจรภาคขยายกำลังต่อไป



รูปที่ 3.2 วงจรขยายคลาสซีที่ใช้งานจริง (1 Watt)

3.4 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (5 Watt)

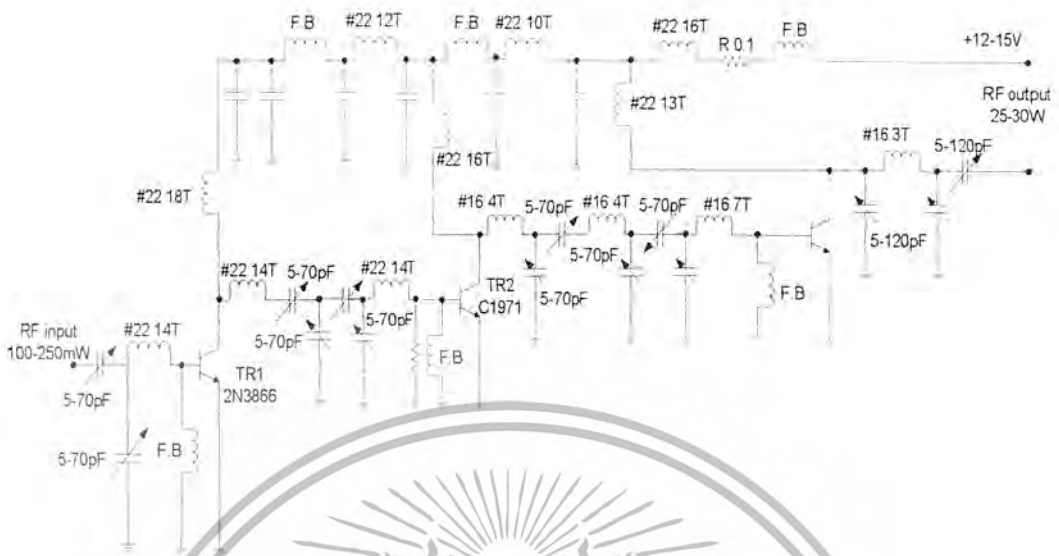
เป็นวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ ทำงานในแบบคลาสซี ซึ่งเป็นวงจรขยายความถี่สูง ให้กำลังออกเอาต์พุตประมาณ 5 Watt



รูปที่ 3.3 วงจรขยายคลาสซีที่ใช้งานจริง (5 Watt)

3.5 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (30 Watt)

เป็นวงจรขยายกำลังให้แรงขับเพื่อสามารถส่งสัญญาณ ให้เกิดงานประมาณ 30 Watt โดยขยายกำลังให้ความถี่ 107.50 MHz



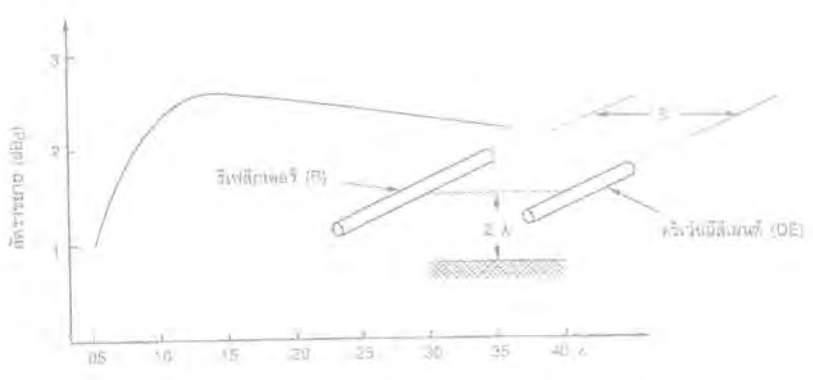
รูปที่ 3.4 วงจรขยาย 30 จัดตั้งที่ใช้งานจริง

3.6 การออกแบบสายอากาศ

สำหรับสายอากาศยาคินัน (โดยให้สายอากาศยาคินันที่อยู่ในสภาวะรับ และทดสอบที่ความถี่ 400 MHz) สามารถสรุปประเด็นที่สำคัญและควรรู้ได้ดังนี้

1. รีเฟล็กเตอร์ วิศวกรของ NBS เริ่มต้นศึกษาจากยาคิ 2 อีลิเมนต์ก่อนว่าระยะและความยาวของรีเฟล็กเตอร์ควรเป็นเท่าไรจึง ได้อัตราการขยายสูงสุด จากผลการทดลองดังรูปที่ 1 พบว่าได้อัตราขยายสูงสุดเป็น 2.6 dB คม็รีเฟล็กเตอร์อยู่หลังครีเวนอีลิเมนต์ 0.2 λ โดยระยะนี้ไม่วิกฤตเท่าไรนัก เพราะแม้จะต่างจาก 0.2 λ ไปบ้าง ก็ไม่ทำให้อัตราขยายลดลงไปมากนัก ดังนั้น ในการทดลองอื่นๆ ถัดจากนี้ของ NBS จึงใช้ระยะห่างระหว่างรีเฟล็กเตอร์และครีเวนอีลิเมนต์เป็น 0.2 λ ตลอด

วิศวกรของ NBS พยายามลองจัดรีเฟล็กเตอร์อีกหลาย ๆ รูปแบบอื่นเพื่อดูว่าเพิ่มอัตราการขยายได้อีกบ้างหรือไม่ ในที่สุด พบว่าเมื่อรีเฟล็กเตอร์อีก 2 อัน แล้วจัดเป็นรูปสามเหลี่ยม (เมื่อมองดูจากด้านข้าง) อย่างที่เรียกว่า trigonal reflector จะได้อัตราขยายเพิ่มขึ้นสูงสุดกว่าแบบที่ใช้รีเฟล็กเตอร์อันเดียวอยู่ 0.75 dB เมื่อทดสอบกับสายอากาศยาคินันที่ยาว 4.2 λ ซึ่ง NBS คาดว่าน่าจะให้ผลทำนองเดียวกันเมื่อไปใช้กับสายอากาศยาคินันที่มีความยาวมุมอื่น ๆ และนำไปใช้ในกรณีที่ต้องการอัตราส่วนระหว่างสัญญาณด้านหน้าต่อด้านหลัง (F/B ratio) สูง



รูปที่ 3.5 แสดงผลการทดลองหาอัตราขยายของสายอากาศสำหรับระยะห่างต่างๆกัน ระหว่างรีเฟล็กเตอร์และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยทดลองที่ความสูงจากพื้นดินประมาณ 2 λ



รูปที่ 3.6 แสดงการจัดรีเฟล็กเตอร์ 3 อันเป็นรูปสามเหลี่ยมตามการทดลองของ NBS เพื่อให้ได้อัตราขยายเพิ่มขึ้นสูงที่สุดกว่าการใช้รีเฟล็กเตอร์อันเดียวอยู่ 0.75dB

2. ไคเร็กเตอร์ เมื่อจัดรีเฟล็กเตอร์แล้วก็มาถึงไคเร็กเตอร์ ซึ่งนับว่าเป็นหัวใจสำคัญ สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบยาก็เลยทีเดียว จากการทดลองพบว่าทั้งขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง ความยาวและระยะห่างของไคเร็กเตอร์ต่างมีผลกระทบถึงกันหมด นอกจากนั้น ยังพบว่ายิ่งใช้ จำนวนไคเร็กเตอร์มากขึ้น (โดยใช้ความยาวบวมเพิ่มขึ้นด้วย) ค่าเหล่านั้นก็ยิ่งวิกฤตมากขึ้น คือมีผล มากขึ้น ขนาดหรือระยะต่าง ๆ ผิดเพี้ยนไปหน่อย ก็มีผลต่อการทำงานอย่างเห็นได้ชัด

ในการทดลองของ NBS นั้น เขาเลือกใช้ไคเร็กเตอร์ที่มีความยาวต่างกันมาวางให้แต่ละตัว ห่างเท่า ๆ กัน ตั้งแต่ 0.1 λ ถึง 0.40 λ บนบวมที่มีความยาวขึ้น ไปถึง 10λ เมื่อลองเอาผลต่าง ๆ เหล่านี้

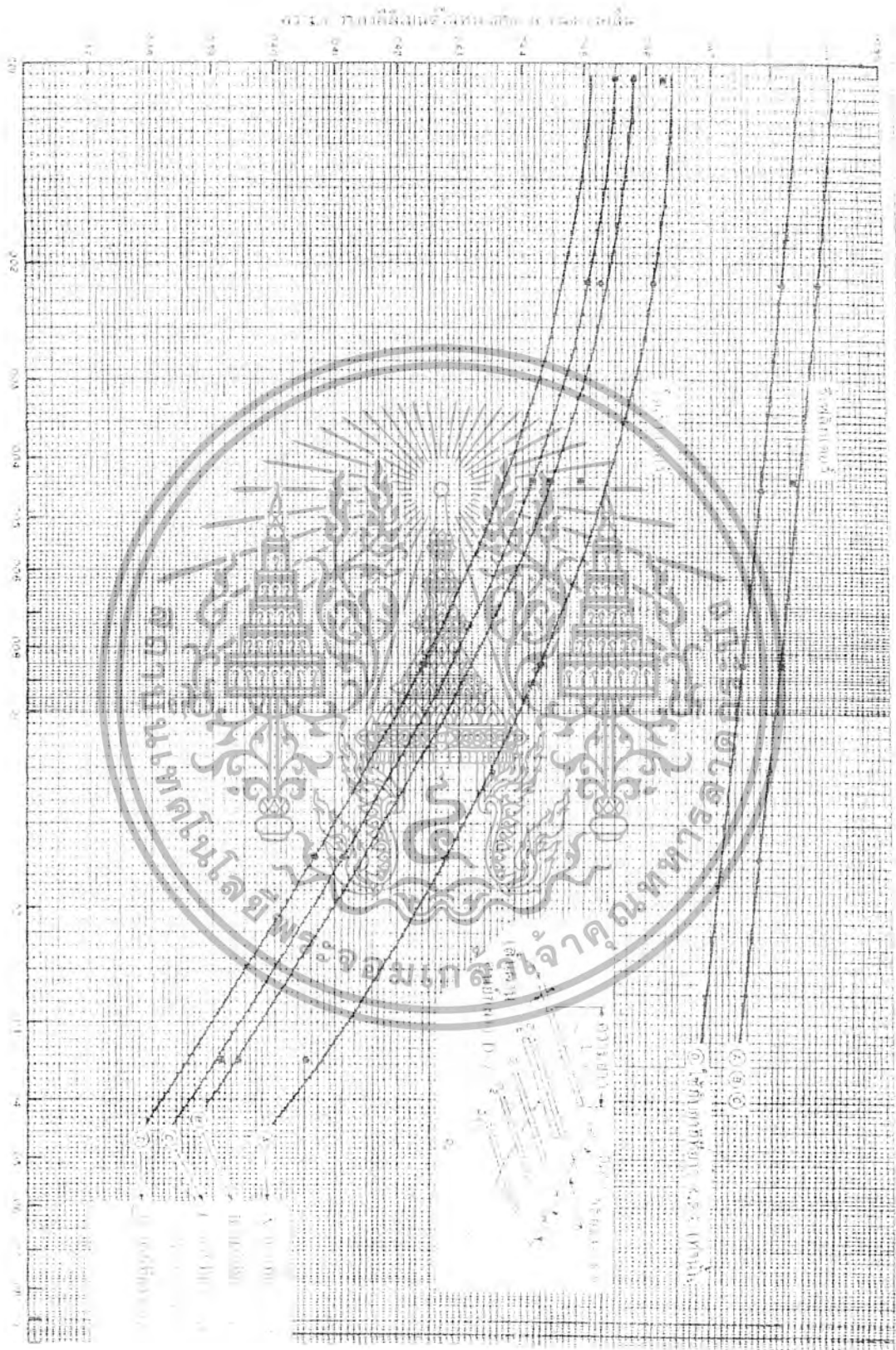
มาลองเขียนกราฟดูก็พบว่า มีระยะห่างที่เหมาะสมที่จะได้อัตราส่วนสูงสุด และเมื่อความยาวขึ้น ระยะห่างที่เหมาะสมของ ไคร์เรคเตอร์ก็เพิ่มขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มอัตราการขยายของ สายอากาศได้อีกถ้าเลือกความยาวของ ไคร์เรคเตอร์แต่ละอันให้เหมาะสมด้วย ในรูปที่ 3.7 แสดง กราฟเปรียบเทียบระหว่างอัตราขยายสูงสุดที่เขาคดลองได้กับความยาวมุมต่าง ๆ กันสำหรับกรณี ที่ให้ความยาวของของ ไคร์เรคเตอร์เท่ากันหมด และสำหรับกรณีที่ให้ความยาวของ ไคร์เรคเตอร์แต่ละ อันอย่างเหมาะสม



รูปที่ 3.7 แสดงการอัตราขยายของขีปนาวุธ สำหรับความยาวของมุม 6 ขนาด

เมื่อจัดความยาวของ ไคร์เรคเตอร์แต่ละอันให้เหมาะสมเพื่อให้ได้อัตราขยายสูงสุด และเมื่อ จัดเมื่อจัดความยาวของ ไคร์เรคเตอร์ให้มีความยาวเท่ากันหมดอย่างเหมาะสม N เป็นจำนวนของ ไคร์เรคเตอร์และ S เป็นระยะห่างระหว่าง ไคร์เรคเตอร์

3. เส้นผ่านศูนย์กลางของอีลิเมนต์ ในการทดลองของ NBS เขาพบว่าเส้นผ่าน ศูนย์กลางของทุกอีลิเมนต์มีผลต่อความยาวที่เหมาะสมของตัวมัน เช่นเมื่อเปลี่ยน ไคร์เรคเตอร์ให้ยาว ขึ้น จะต้องเปลี่ยนความยาวให้สั้นลงกว่าในตารางที่ 3.2 จึงจะได้ผลการทดลองอย่างที่มีความถี่กลางที่ ออกแบบไว้ ดังนั้นเขาจึงทำกราฟรูปที่ 3.8 ขึ้นมาเพื่อใช้กรณีที่ต้องการเปลี่ยนขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางที่ต่างจาก 0.0085 λ โดยใช้ได้กับเส้นผ่านศูนย์กลางตั้งแต่จาก 0.001 λ ถึง 0.04 λ วิธีการใช้กราฟในรูปที่ 3.8 จะได้อธิบายถึงในภายหลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ที่ 3.8.8. แต่สำหรับการออกกั้นบนสายอากาศให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ผลของบวม ข้อมูลทั้งหลายเกี่ยวกับความยาวของแต่ละอีลิเมนต์ของ NBS ได้มาจากการทดลองบนบวมสามเหลี่ยม ซึ่งทำจากฉนวนที่เรียกว่า เฟลทชีกลาสจึงเสมือนหนึ่งเป็น บวมอากาศ หลังจากที่ NBS ทดลองจนได้ความยาวที่เหมาะสมแล้ว จึงได้ศึกษาผลของบวมที่ใช้วัสดุต่างๆ กันที่ขนาดต่างๆ กันด้วยในรายงานของ NBS ระบุว่าเมื่อใช้บวมเป็นไม้แล้ว ผลการทำงานของสายอากาศยากที่จะทำซ้ำเดิมได้เนื่องจากผลของความชื้นของอากาศแม้จะทาน้ำยากันชื้นแล้วก็ตาม แต่เมื่อใช้บวมเป็นโลหะแล้ว พบว่าสามารถทำซ้ำเดิมได้ง่ายเมื่อเพิ่มความยาวของทุก ๆ อีลิเมนต์เพื่อชดเชยผลของบวมในตอนแรก ๆ ดูเหมือนว่าเพิ่มความยาว ไปด้วยค่าคงที่ค่าหนึ่งก็พอแล้ว แต่เมื่อลองทำการทดสอบจริง NBS พบว่าบวมที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็ก (เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น) มีผลต่อความยาวอีลิเมนต์น้อยกว่าบวมที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่กว่า นั่นคือยิ่งบวมใหญ่ ก็ต้องเพิ่มความยาวของอีลิเมนต์มากขึ้น รูปที่ 3.9 แสดงความยาวของทุกอีลิเมนต์ที่ต้องเพิ่มขึ้นเมื่อยึดทะลุผ่านบวมกลมขนาดต่าง ๆ กันที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางถึง 0.04λ นอกจากนี้ NBS ยังพบอีกว่าบวมสี่เหลี่ยมและบวมกลมให้ผลเท่ากัน

ความยาวของบวมยาว	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4
ความยาวของบวมสี่เหลี่ยม	—	—	—	—	—	—
ความยาวของไดโพลครึ่ง (λ)	0.482	0.482	0.482	0.482	0.482	0.476
ความยาวของไดโพลครึ่งที่ 1	0.428	0.428	0.428	0.428	0.428	0.424
ที่ 2	0.324	0.324	0.324	0.324	0.324	0.324
ที่ 3	0.418	0.420	0.407	0.407	0.407	0.420
ที่ 4	—	0.428	0.398	0.398	0.398	0.407
ที่ 5	—	—	0.390	0.394	0.394	0.403
ที่ 6	—	—	0.390	0.390	0.398	0.398
ที่ 7	—	—	0.390	0.386	0.394	0.394
ที่ 8	—	—	0.390	0.386	0.390	0.390
ที่ 9	—	—	0.398	0.386	0.390	0.390
ที่ 10	—	—	0.407	0.386	0.390	0.390
ที่ 11	—	—	—	0.386	0.390	0.390
ที่ 12	—	—	—	0.386	0.390	0.390
ที่ 13	—	—	—	0.386	0.390	0.390
ที่ 14	—	—	—	0.386	—	—
ที่ 15	—	—	—	0.386	—	—
ระยะห่างระหว่างไดโพลครึ่ง (λ)	0.20	0.20	0.25	0.20	0.20	0.308
อัตราขยาย (dB _d) ที่ NBS ระบุ*	7.10	9.20	10.20	12.25	13.40	14.20
กราฟที่ใช้ในการออกแบบ (ดูรูปที่ 4)	A	C	C	B	C	D

ตารางที่ 3.3 แสดงความยาวที่เหมาะสมของแต่ละอีลิเมนต์ (ยกเว้นอีลิเมนต์) สำหรับ

สายอากาศยากที่มีความยาวของบวมต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ครีเวนอิลิเมนต์และการแมตช์ ในรายงานของ NBS ระบุว่าความยาวของครีเวนอิลิเมนต์ไม่ค่อยมีผลต่อการทำงาน (ในด้านอัตราขยายและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น) ของสายอากาศยาคีที่ออกแบบนี้เท่าไรนัก トラบไคที่ความยาวทางไฟฟ้าใกล้เคียง $\lambda / 2$ และยังคงสั้นกว่ารีเฟล็กเตอร์ ดังนั้น NBS จึงไม่ได้ระบุรายละเอียดเกี่ยวกับความยาวที่แน่นอนของครีเวนอิลิเมนต์ และวิธีการแมตช์ จะมีผลตรงที่มักจะทำให้แถบความถี่ใช้งาน (band-width) ของสายอากาศแคบลงเล็กน้อยเพียงใด และบางแบบอาจมีการแผ่คลื่นออกมาด้วย หรือทำให้กระแสในแต่ละซิกของครีเวนอิลิเมนต์ไม่เท่ากัน ซึ่งมีผลให้รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศผิดเพี้ยนไปบ้าง สำหรับการทดลองส่วนใหญ่ของ NBS แล้ว จะใช้โฟลเตคโคโพลเป็นครีเวนอิลิเมนต์ โดยมีโคแอกเซียลบาตัน 4 : 1 และมีสตัปมาช่วยการแมตช์

6. ความแม่นยำในการสร้าง NBS ระบุว่าระยะและขนาดต่างๆ ควรผิดพลาดจากแบบไปไม่เกิน 0.03 λ เพื่อให้ได้ผลการทำงานคืออย่างที NBS ทดลอง เช่นควรผิดพลาดไปไม่เกิน 0.6 เซนติเมตร สำหรับย่านความถี่ 175.50 MHz

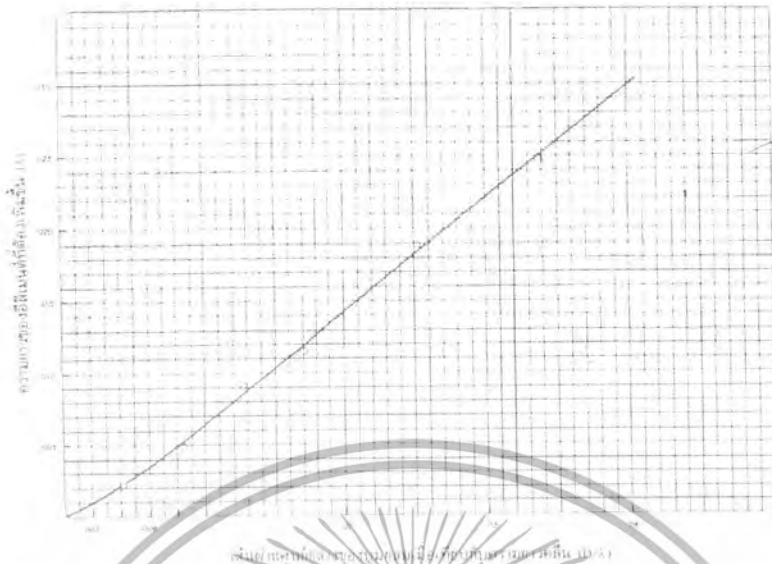
3.7 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศยาคี

เมื่อได้ทราบผลการทดลองต่างๆ ของ NBS แล้ว ลองมาคิดว่าน่าจะนำข้อมูลเหล่านั้นมาออกแบบสายอากาศด้วยตนเองได้อย่างไร ขั้นตอนการออกแบบมีดังนี้

1. ขั้นตอนแรกคือ เลือกว่าอยากได้อัตราการขยายเท่าไร โดยดูจากตารางที่ 1 แล้วดูว่าที่อัตราการขยายที่ต้องการนั้นต้องใช้ความยาวบวมที่เท่าไรสำหรับย่านความถี่ที่ต้องการใช้งาน ถ้าคิดว่ายาวเกินไป ก็ต้องมาซึ่งใจต่อไปว่าจะยอมลดความต้องการในด้านอัตราการขยายลงได้หรือไม่ เพื่อให้ความยาวของบวมสั้นลง

2. เลือกขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของอิลิเมนต์ว่าจะเอาค่าเท่าใดจาก 0.001 λ ถึง 0.04 λ (เพื่อให้สามารถใช้กราฟในรูปที่ 4 ได้) ขนาดที่เลือกนี้ควรแข็งแรงเพียงพอที่จะรับน้ำหนักของมันเองได้โดยไม่โค้งงอ ยิ่งอิลิเมนต์อ้วนขึ้น ก็ยิ่งทำให้แถบความถี่ใช้งานของสายอากาศกว้างขึ้น

3. เลือกขนาดของบวมว่าจะใช้เส้นผ่านศูนย์กลางเท่าไร โดยพิจารณาว่าจะแข็งแรงเพียงพอสำหรับความของบวมที่ต้องการ และกำหนดวิธียึดอิลิเมนต์ด้วยว่า จะยึดลอยเหนือบวมโดยใช้จนวนกั้นระหว่างอิลิเมนต์และบวมหรือจะยึดทะลุสอดเส้นผ่านศูนย์กลางของบวม (ซึ่งจะต้องชดเชยความยาวของทุกอิลิเมนต์โดยใช้กราฟในรูปที่ 5)



รูปที่ 3.9 กราฟที่แสดงความยาวของอิมพีแดนซ์ที่ต้องเพิ่มขึ้นจากผลการทดลองของ NBS เมื่อใช้อิมพีแดนซ์ทะลุผ่านเส้นผ่านศูนย์กลางของบวมกลม โดยสัมพันธ์ทางไฟฟ้ากับบวมด้วย

4. หาหาความยาวจริงของไดเรกเตอร์และรีเฟล็กเตอร์สำหรับค่า d/λ ที่ใช้จากกราฟรูปที่ 4 โดยใช้เส้นกราฟสำหรับความยาวของบวมนั้น ค่าที่อ่านได้โดยตรงเลยคือ ความยาวของรีเฟล็กเตอร์และ ไดเรกเตอร์ตัวที่ 1 (D1) ส่วนไดเรกเตอร์ตัวอื่นๆ ต้องใช้วิธีเทียบระยะห่างบนกราฟที่ห่างจากตำแหน่งที่เส้น d/λ นั้น ๆ ตัดกับเส้นกราฟ ให้ห่างเท่ากับที่ตำแหน่งที่เส้น 0.0085λ ตัดกับเส้นกราฟห่างจากแต่ละ ไดเรกเตอร์ (ดูค่าจากตารางที่ 1) บนเส้นกราฟ แล้วจึงเทียบว่าเท่ากับ ความยาวใด สำหรับรายละเอียดตรงนี้ขอให้ดูจากตัวอย่างการออกแบบจะทำให้เข้าใจดีขึ้น
5. ในกรณีที่อิมพีแดนซ์ผ่านกลางบวม โดยสัมพันธ์ทางไฟฟ้า ให้เพิ่มความยาวของทุกอิมพีแดนซ์โดยใช้กราฟในรูปที่ 3.9
6. เลือกรวิธิการแมตซ์ที่จะใช้ และคำนวณความยาวของครีเวนอิมพีแดนซ์หัวข้อถัดไป เมื่อสร้างเสร็จแล้ว อาจปรับแต่งความยาวของอิมพีแดนซ์ของครีเวนได้อีกเล็กน้อยเพื่อให้ SWR ดีขึ้น สำหรับในการตัดความยาวขึ้นต้น อาจตัดความยาวของอิมพีแดนซ์ให้ยาวประมาณ 0.466λ ก่อน (ซึ่งเทียบเท่ากับใช้ตัวคูณ k หรือ vr เป็นประมาณ 0.93 ก่อน) แล้วจึงค่อยมาตัดให้สั้นลง หรือเพิ่มความยาวขึ้นเล็กน้อยในขณะที่ปรับแต่ง SWR

3.8 ครีเวนอีลิเมนต์และการเมตซ์สายอากาศยาคิ

ในรูปที่ 3.10 แสดงหน้าตาของครีเวนอีลิเมนต์ และการเมตซ์แบบต่าง ๆ ที่นิยมใช้กันกับสายอากาศยาคิ ซึ่งแต่ละแบบต่างก็มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน



รูปที่ 3.10 แสดงครีเวนอีลิเมนต์และวิธีการเมตซ์แบบต่างๆที่นิยมสายอากาศยาคิ

สปลิตไดโพล (split dipole) ในรูปที่ 3.10 (ก) เป็นครีเวนอีลิเมนต์แบบพื้นฐานที่สุด คือเป็นฮาล์ฟเวฟไดโพลที่แยกตรงกลางของไดโพลออกเพื่อให้เป็นจุดต่อสำหรับสายนำสัญญาณ แบบนี้มีข้อเสียอยู่ตรงที่ตัวไดโพลจะมาสัมผัสทางไฟฟ้ากับตัวบวมไม่ได้ จึงต้องมีจนวนมาคั่นนอกจากนั้นแล้วถ้าใช้สปลิตไดโพลอย่างเดียว จะทำให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศยาคิออกมาต่ำไปหน่อย (เช่น

อยู่ในช่วงประมาณ 15 ถึง 25 โอห์ม) จึงต้องใช้วิธีการแมตช์อย่างอื่นมาช่วยยกอิมพีแดนซ์ให้สูงขึ้น สอดคล้องกับสายนำสัญญาณที่ใช้

โพลเดคไดโพล (folded dipole) ในรูปที่ 3.10 (ข) เป็นวิธีหนึ่งที่จะช่วยแก้ปัญหาบางอย่างของสปลิตไดโพลได้ โดยจะช่วยยกอิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้ขึ้นมาเป็นประมาณ 4 เท่าของวิธีที่ใช้สปลิตไดโพล จึงอาจใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณได้ง่ายขึ้นนอกจากนั้นจุดกลางของด้านที่อยู่ตรงข้ามกับจุดต่อสายสามารถยึดเข้ากับบวมได้เลยโดยตรง การยึดติดจึงง่ายขึ้น ข้อดีอีกอย่างหนึ่งคือ โพลเดคไดโพลจะให้แถบความถี่ใช้งานได้กว้างกว่าสปลิตไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของอิลิเมนต์เท่ากัน

ในบางกรณีที่ต้องการเพิ่มอิมพีแดนซ์ของโพลเดคไดโพลธรรมดาอย่างไม่เหมาะสมกับสายนำสัญญาณที่ใช้ ก็อาจเปลี่ยนเป็น โพลเดคไดโพลอย่างในรูปที่ 3.10 (ค) ซึ่งสามารถจัดอิมพีแดนซ์ให้ตรงตามความต้องการได้มากขึ้น โดยให้ด้านที่เป็นจุดต่อสายมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่างจากด้านตรงข้าม (โดยทั่วไปมักจะให้มีขนาดเล็กกว่า) การเปลี่ยนระยะห่าง (S) และ / หรือการเปลี่ยนอัตราส่วนระหว่างเส้นผ่านศูนย์กลาง ($d1 / d2$) จะช่วยให้สามารถแมตช์อิมพีแดนซ์เข้ากับสายนำสัญญาณต่าง ๆ ได้

อย่างไรก็ตาม มีนักวิทยุสมัครเล่นหลายคนพบความไม่สะดวกในการใช้โพลเดคไดโพลทั้งในรูปที่ 3.10 (ข) และ 3.10 (ค) เมื่อใช้กับย่านความถี่สูงกว่า 220 MHz WIHDQ จึงได้ให้วิธีการดัดแปลงเป็นโครงสร้างใหม่ดังรูปที่ 3.10 (ง) ส่วนที่เป็น $d2$ อาจให้แผ่นโลหะแบนมาทำก็ได้

โพลเดคไดโพลทั้งแบบธรรมดาและแบบดัดแปลงที่กล่าวมานี้ สามารถใช้งานได้ดีและเหมาะสมที่จะใช้กับสัญญาณแบบบาลานซ์ ที่นิยมใช้กัน (ที่มีอิมพีแดนซ์ 200 ถึง 300 โอห์ม) เมื่อทดลองจนแมตช์ได้เรียบร้อยแล้ว ก็สามารถนำมาสร้างตามสำหรับต้นอื่น ๆ ได้ง่ายข้อเสียที่สำคัญ คือ กว่าจะแมตช์ครั้งแรกได้ต้องใช้วิธีลองเปลี่ยนขนาดไปมาซึ่งวุ่นวายเอาการ โครงสร้างที่ง่ายขึ้นมาอีกหน่อย คือ เดลต้าแมตช์ (delta match) ดังรูปที่ 3.10 (จ) ซึ่งจริง ๆ แล้วก็คล้ายกับวิธีของ WIHDQ นั่นเอง เดลต้าแมตช์นั้นสร้างได้ง่าย อิมพีแดนซ์ที่จุดต่อสายขึ้นกับความยาว $L1$ และ $L2$ หรืออัตราส่วน $d1 / d2$ แต่ถ้า $L1$ และ $L2$ ยาวมากน้อยเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น อาจมีการแผ่คลื่นออกมาบ้าง ทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง และ / หรือเพิ่มค่าคลื่นด้านข้างให้มากขึ้น

แฮร์พินแมตช์ (hairpin match) ในรูปที่ 3.12 (ฉ) เป็นวิธีแมตช์อีกแบบหนึ่งที่สร้างง่าย โดยใช้ร่วมกับสปลิตไดโพลแฮร์พินซึ่งหน้าตาเป็นรูปตัวยูมาต่อคร่อมจุดต่อสาย ทำหน้าที่เป็นอินดักทีฟรีแอคแตนซ์เพื่อช่วยยกอิมพีแดนซ์เดิมของสายอากาศให้สูงขึ้น ด้วยเหตุนี้ จึงต้องตัดครีเวนอิลิเมนต์ให้สั้นกว่าความยาวโรซเนนซ์เล็กน้อยให้เกิดค่าคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์เพื่อมาชดเชยกับค่า

อินดักทีฟรีแอคแตนซ์ที่เพิ่มเข้ามานี้ อิมพีแดนซ์ที่จุดต่อสายขึ้นอยู่กับระยะห่าง S และความยาว $L1$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 (ข) เป็นวิธีที่เรียกว่า ทีแมตซ์ ทีแมตซ์ทำงานคล้ายกับเคลด้าแมตซ์ปัญหาการแผ่คลื่นน้อยกว่ามาก การปรับอิมพีแดนซ์ทำได้โดยเปลี่ยนค่า L1 และ S และ / หรืออัตราส่วน $d1 / d2$ ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 ทำหน้าที่หักล้างค่าอิมพีแดนซ์ที่เหลืออกของส่วนที่เป็น $d2$ ในบางกรณี ถ้าลดความยาวของดริเวนอีลิเมนต์ลงเล็กน้อย ก็อาจทำให้ไม่ต้องใช้ C1 และ C2 ได้ ข้อเสียที่สำคัญของทีแมตซ์ คือการใช้ตัวเก็บประจุ (ถ้าใช้) ซึ่งอาจทำให้กำลังส่งและสภาพความชื้นของอากาศมีผลต่อการทำงาน นอกจากนี้ โครงสร้างของทีแมตซ์อาจไม่สะดวกในการสร้างสำหรับย่านความถี่ที่สูงกว่า 450 MHz

วิธีสุดท้ายที่ขอแนะนำในที่นี้ คือ แกมมาแมตซ์ (gamma match) ในรูปที่ 3.10 (ข) ซึ่งเป็นแบบลดรูปของทีแมตซ์ คือมีเพียงครั้งเดียวของทีแมตซ์ การแมตซ์แบบนี้เหมาะสำหรับใช้กับสายโคแอกเซียล โดยตรง โดยไม่ต้องใช้บาลันช่วยเหมือนการแมตซ์โดยวิธีอื่นทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วเรียกว่าใช้กับสายนำสัญญาณแบบไม่บาลานซ์ได้โดยตรง ข้อเสียของแกมมาแมตซ์เป็นเช่นเดียวกับทีแมตซ์ คือมีการใช้ตัวเก็บประจุ และมีความยุ่งยากด้านโครงสร้าง ในบางกรณีอาจหลีกเลี่ยงการใช้ตัวเก็บประจุโดยตรงได้ โดยใช้สายโคแอกเซียลสั้น ๆ ที่ถอดเอาชีลด์และฉนวนหุ้มภายนอกออกหมด (เหลือแต่ลวดตัวนำตรงกลาง และโคอีเล็กทริก) มาสอดท่อ $d2$ ซึ่งมีขนาดพอดีกับสายปลายลวดตัวนำตรงกลางที่โผล่ออกมาจากท่อเป็นขั้วสำหรับต่อกับลวดตัวนำตรงกลางของสายโคแอกเซียลที่จะไปหาเครื่องรับ / ส่งวิทยุ ตัวท่อ $d2$ และลวดตัวนำตรงกลางของสายโคแอกเซียลจะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ C1 การปรับค่า C1 ทำได้โดยการปรับความยาวของสายโคแอกเซียลสั้น ๆ นี้ เมื่อปรับแต่งเสร็จ ก็หาทางป้องกัน ไม้ให้น้ำและความชื้นเข้าไปยุ่งกับสายโคแอกเซียลสั้น ๆ เช่นนี้ วิธีนี้จะช่วยลดผลของกำลังส่งและความชื้นลงได้

วิธีการแมตซ์ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นแบบแกมมาแมตซ์เป็นแบบบาลานซ์สายนำสัญญาณที่มาต่อดัวยังต้องเป็นแบบบาลานซ์ด้วย ถ้านำสายสัญญาณแบบไม่บาลานซ์ (เช่น สายโคแอกเซียล) มาต่อโดยตรง อาจมีการแผ่คลื่นออกมาจากสาย ซึ่งอาจทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นผิดเพี้ยนไป และอาจทำให้อัตราขยายของสายอากาศลดลง ดังนั้นในทางปฏิบัติที่นิยมใช้สายนำสัญญาณแบบโคแอกเซียล จึงต้องมีบาลัน มาต่อคั่นระหว่างสายโคแอกเซียลและสายอากาศเพื่อทำการบิบบไม่ให้มีกระแสไหลที่ผิวนอกของสายชีลด์ โดยทั่วไปเรานิยมให้วิธีการแมตซ์แบบบาลานซ์เหล่านี้ยกอิมพีแดนซ์ของสายอากาศขึ้นมาเป็นประมาณ 200 โอห์ม แล้วใช้บาลันแบบ 4 : 1 มาแปลงอิมพีแดนซ์ของสายโคแอกเซียล 50 โอห์ม ให้ขึ้นมาเป็น 200 โอห์ม แบบบาลานซ์เพื่อให้แมตซ์กับสายอากาศพอดี ส่วนแบบแกมมาแมตซ์นั้น มักจะถูกใช้เพื่อยกอิมพีแดนซ์ขึ้นมาเป็น 50 โอห์มเพื่อใช้กับสายโคแอกเซียล 50 โอห์ม คคยตรง รูปที่ 7 แสดงหน้าตาของบาลันแบบต่าง ๆ ที่สร้างได้ง่ายนิยมใช้กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติ อาจดูแนวทางว่าขนาดและระยะต่าง ๆ ของการแมตซ์ ของการแมตซ์แบบต่าง ๆ เป็นอย่างไร ได้จากสายอากาศอื่นที่มีขนาดใกล้เคียงกันสำหรับย่านความถี่ที่ต้องการ แล้วลองเอาขนาดและระยะต่าง ๆ นั้นมาเป็นจุดเริ่มต้นในการสร้างแล้วจึงลองปรับแต่งจนกระทั่งได้ค่า SWR ต่ำที่สุด

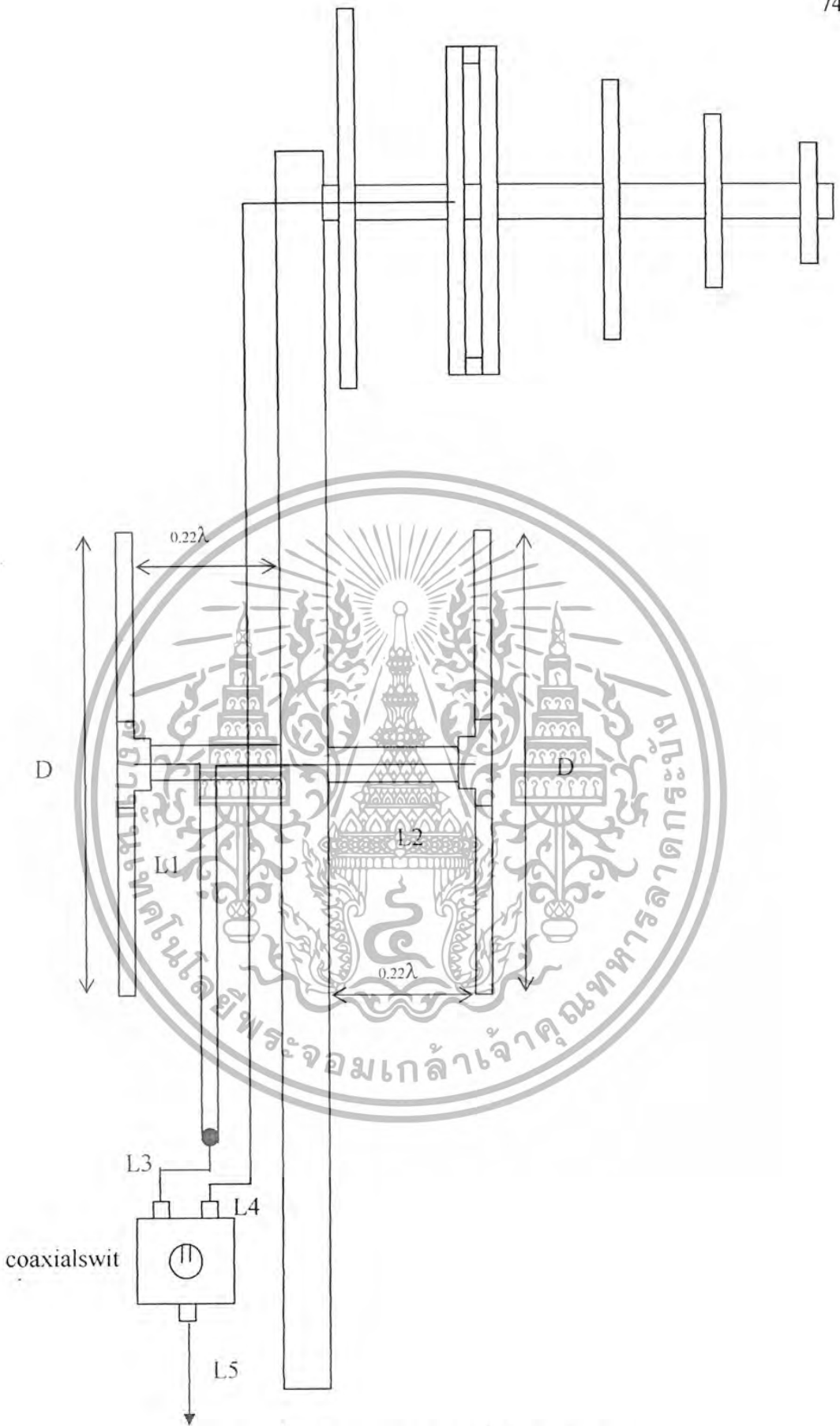


รูปที่ 3.11 แสดงรายละเอียดของบาลันแบบต่างๆที่สร้างได้ง่าย และนิยมใช้กันสำหรับระบบอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม

การออกแบบไดโพลรอบทิศทาง

Director	=	$\lambda/2$ *ความเร็วอากาศของท่อ
	=	$\lambda/2$ *0.896
จาก λ	=	V/f
	=	29980/107.50
	=	2.7888m
Director	=	$\lambda/2$ *0.896
	=	2.7888/2*0.896
	=	1.2493m
L1,L2	=	$\lambda/2$ *0.896 (ใช้สาย RG 11)
L3,L4,L5	=	ยาวเท่าไรก็ได้





รูปที่ 3.12 แสดงสายอากาศที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

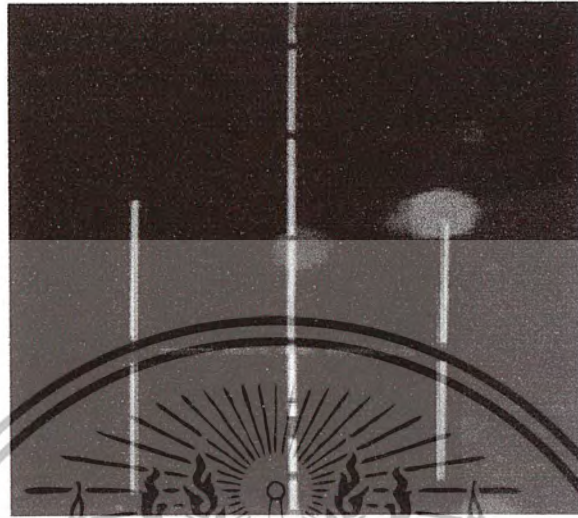
จากรูปที่ 4.1 เป็นสัญญาณ PILOT 19 KHz วัดจากขา 13 ของ IC CD4040



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณ carrier 38 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.3 เป็นสายอากาศแบบไดโพลมีการกระจายคลื่นรอบทิศทาง



รูปที่ 4.3 สายอากาศแบบไดโพล

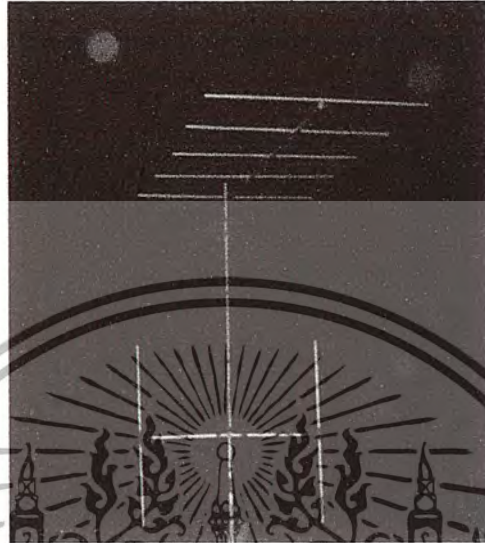
จากรูปที่ 4.4 เป็นสายอากาศแบบขากิที่มีการกระจายคลื่นในทิศทางเดียว



รูปที่ 4.4 สายอากาศแบบขากิ

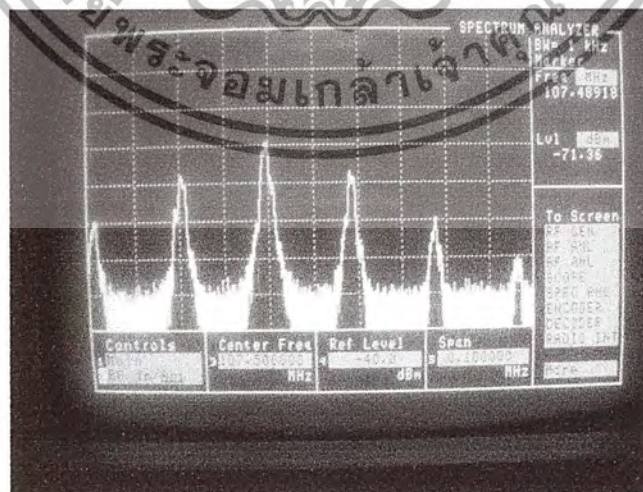
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 เป็นการรวมสายอากาศแบบยางิกและแบบไดโพลให้อยู่ในเสาเดียวกันโดยการทำงานจะใช้ coaxial switch ในการเลือกว่าจะใช้สายอากาศแบบใด



รูปที่ 4.5 สายอากาศแบบยางิกและไดโพล

จากรูปที่ 4.6 แสดงการวัด spectrum จากการเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์โดยส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ 107.5 MHz



รูปที่ 4.6 แสดงผลการวัดจาก SPECTRUM ANALYZER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลจากการวัดจากเครื่องวัดความถี่



รูปที่ 4.8 วัดค่า SWR ของสายอากาศแบบขาคีซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วัดค่ากำลังวัตต์ของสายอากาศแบบยาจิกซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 5 A



รูปที่ 4.10 วัดค่า SWR ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 วัดค่ากำลังวัตต์ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 5 A



รูปที่ 4.12 วัดค่า SWR ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 10 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 วัดค่าวัดตั้งของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งจ่าย power supply ให้ 13.8 V 10 A



บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

จากการวิจัยและการทดลองในการทำเครื่องส่งสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์พร้อมสายอากาศ สามารถแยกการอธิบายถึงผลการทดลองและปัญหาที่เกิดขึ้นได้ดังนี้

ส่วนของ VCO จะต้องมีการปรับ L1 บ้าง เพื่อให้ความถี่สามารถล็อกอยู่ที่ความถี่ 107.5 MHz

การล็อกไม่ล็อกคือ เริ่มแรกทำการตั้ง Dipswitch ที่คำนวณไว้ แล้วใช้เครื่องวัดสัญญาณจับที่ RF OUTPUT จากนั้นทำการปรับ L1 แล้วสังเกตดูที่เครื่องวัดสัญญาณ ว่าได้ค่าใกล้เคียงหรือยัง ถ้าได้ค่าที่ใกล้เคียงแล้วจะทำการล็อกหรือบางครั้ง เมื่อมีการล็อกเกิดขึ้น แต่ถ้าลองเอาเครื่องรับโดยตั้งความถี่ 107.5 MHz ถ้าไม่ป้อนสัญญาณเสียงเข้าไปเครื่องรับจะไม่มีเสียงเกิดขึ้น

ส่วนการตัดแปลงระบบกำลัง ทำการย้ายขดลวด L3 ที่รับไฟจากรีเลย์เตอร์ (LM7805) +5V ให้ไปต่อกับไฟ +12V ทั้งนี้เพื่อเพิ่มกำลังการรับให้เพียงพอต่อการจะไปเชื่อมกับวงจร RF Amplifier

ส่วนชุดขยายสัญญาณความถี่วิทยุปัญหาที่เกิดขึ้นคือ กระแสที่จ่ายจากภาค Supply ไม่เพียงพอในการขยายกำลังส่ง ทางคณะผู้จัดทำได้ทำการแก้ไขโดยการเพิ่มขนาดของกระแสใน Supply ให้เพิ่มขึ้น

ส่วนของสายอากาศ ได้ขนาดของสายอากาศจากการคำนวณมาก็ตาม แต่ต้องอาศัยทางปฏิบัติด้วยเพื่อให้แน่ใจว่า เครื่องส่งเราส่งไปแล้วจะไม่มีกำลังกลับเข้ามายังเครื่องส่งของเราอีก อาจทำให้เครื่องส่งเกิดความเสียหายได้

บรรณานุกรม

- ทนง โชติสรยุทธ์ , รวมบทความและโครงการวิทยุสมัครเล่น1 .บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น , 2537.
- บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์ , นักเลงสายอากาศ. กรุงเทพฯ : สถาบันอิเล็กทรอนิกส์กรุงเทพรังสิต, 2541.
- ยุทธนา เนาวกุล , ธนิต ชุ่มชื่น , ปริญญาณีพนธ์อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต . ศ.จ.ศ. , 2543.
- สุชาติ กังวารจิตต์ , เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร. บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น , 2541.
- J.K. Hardy , High Frequency Circuit Design . Reston , Viging , 1979.
- W.F. Egan , Frequency Synthesis by Phase Lock Loop , Wiley . New york , 1981.





ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

74F160A • 74F162A Synchronous Presettable BCD Decade Counter

General Description

The 74F160A and 74F162A are high-speed synchronous decade counters operating in the BCD (8421) sequence. They are synchronously presettable for applications in programmable dividers. There are two types of Count Enable inputs plus a Terminal Count output for versatility in forming synchronous multistage counters. The F160A has an asynchronous Master Reset input that overrides all other inputs and forces the outputs LOW. The F162A has a Synchronous Reset input that overrides counting and parallel loading and allows all outputs to be simultaneously reset on the rising edge of the clock. The F160A and F162A are high speed versions of the F160 and F162.

Features

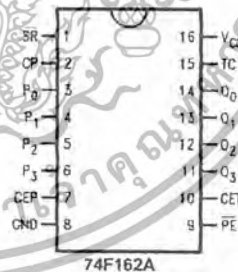
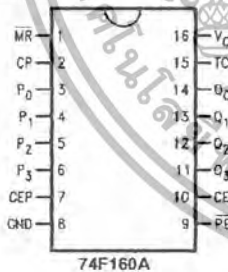
- Synchronous counting and loading
- High-speed synchronous expansion
- Typical count rate of 120 MHz

Ordering Code:

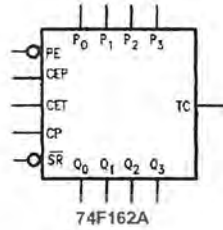
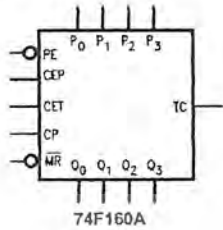
Order Number	Package Number	Package Description
74F160ASC	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150 Narrow
74F160ASJ	M16D	16-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
74F160APC	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide
74F162ASC	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150 Narrow
74F162APC	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagrams

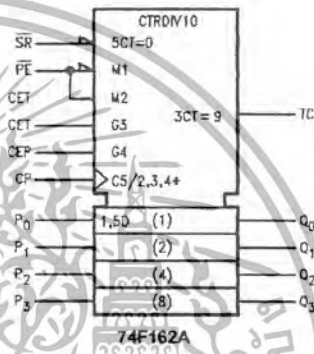
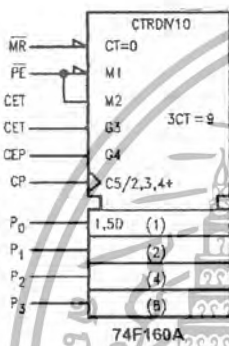


Logic Symbols



74F160A
IEEE/IEC

74F162A



Unit Loading/Fan Out

Pin Names	Description	U.L.	
		HIGH/LOW	Input I_{IH}/I_{IL} Output I_{OH}/I_{OL}
CEP	Count Enable Parallel Input	1.0/1.0	20 μ A/-0.6 mA
CET	Count Enable Triickle Input	1.0/2.0	20 μ A/-1.2 mA
CP	Clock Pulse Input (Active Rising Edge)	1.0/1.0	20 μ A/-0.6 mA
MR (74F160A)	Asynchronous Master Reset Input (Active LOW)	1.0/1.0	20 μ A/-0.6 mA
SR (74F162A)	Synchronous Reset Input (Active LOW)	1.0/2.0	20 μ A/-1.2 mA
P ₀ -P ₃	Parallel Data Inputs	1.0/1.0	20 μ A/-0.6 mA
PE	Parallel Enable Input (Active LOW)	1.0/2.0	20 μ A/-1.2 mA
Q ₀ -Q ₃	Flip-Flop Outputs	50/33.3	-1 mA/20 mA
TC	Terminal Count Output	50/33.3	-1 mA/20 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The 74F160A and 74F162A count modulo-10 in the BCD (8421) sequence. From state 9 (HLLH) they increment to state 0 (LLLL). The clock inputs of all flip-flops are driven in parallel through a clock buffer. Thus all changes of the Q outputs (except due to Master Reset of the (F160A) occur as a result of, and synchronous with, the LOW-to-HIGH transition of the CP input signal. The circuits have four fundamental modes of operation, in order of precedence: asynchronous reset (F160A), synchronous reset (F162A), parallel load, count-up and hold. Five control inputs—Master Reset (MR, F160A), Synchronous Reset (SR, F162A), Parallel Enable (PE), Count Enable Parallel (CEP) and Count Enable Trickle (CET)—determine the mode of operation, as shown in the Mode Select Table. A LOW signal on MR overrides all other inputs and asynchronously forces all outputs LOW. A LOW signal on SR overrides counting and parallel loading and allows all outputs to go LOW on the next rising edge of CP. A LOW signal on PE overrides counting and allows information on the Parallel Data (P_n) inputs to be loaded into the flip-flops on the next rising edge of CP. With PE and MR (F160A) or SR (F162A) HIGH, CEP and CET permit counting when both are HIGH. Conversely, a LOW signal on either CEP or CET inhibits counting.

The F160A and F162A use D-type edge-triggered flip-flops and changing the SR, PE, CEP and CET inputs when the CP is in either state does not cause errors, provided that the recommended setup and hold times, with respect to the rising edge of CP, are observed.

The Terminal Count (TC) output is HIGH when CET is HIGH and counter is in state 9. To implement synchronous multistage counters, the TC outputs can be used with the CEP and CET inputs in two different ways. Please refer to the F568 data sheet. The TC output is subject to decoding spikes due to internal race conditions and is therefore not recommended for use as a clock or asynchronous reset for flip-flops, counters or registers. In the F160A and F162A decade counters, the TC output is fully decoded and can only be HIGH in state 9. If a decade counter is preset to an illegal state, or assumes an illegal state when power is applied, it will return to the normal sequence within two counts, as shown in the State Diagram.

Logic Equations:

$$\text{Count Enable} = \text{CEP} \times \text{CET} \times \overline{\text{PE}}$$

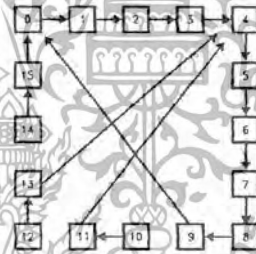
$$\text{TC} = Q_0 \times \overline{Q_1} \times \overline{Q_2} \times Q_3 \times \text{CET}$$

Mode Select Table

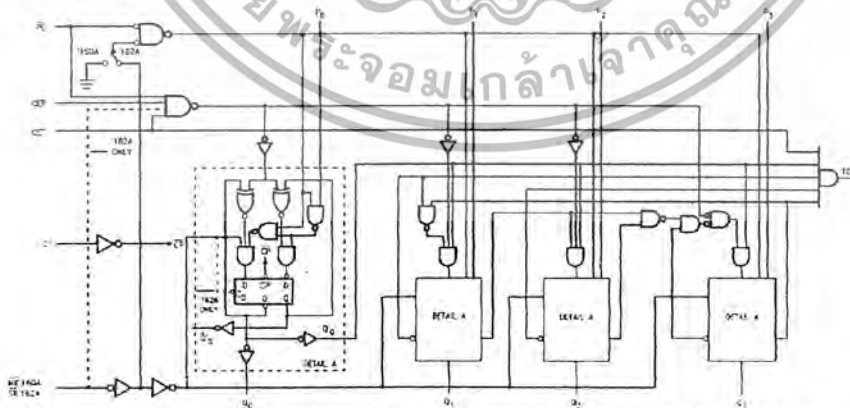
SR	PE	CET	CEP	Action on the Rising Clock Edge (✓)
L	X	X	X	Reset (Clear)
H	L	X	X	Load (P _n → Q _n)
H	H	H	H	Count (Increment)
H	H	L	X	No Change (Hold)
H	H	X	L	No Change (Hold)

*For 74F162A only
 H = HIGH Voltage Level
 L = LOW Voltage Level
 X = Immaterial

State Diagram



Logic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Storage Temperature	-65°C to +150°C
Ambient Temperature under Bias	-55°C to +125°C
Junction Temperature under Bias	-55°C to +150°C
V _{CC} Pin Potential to Ground Pin	-0.5V to +7.0V
Input Voltage (Note 2)	-0.5V to +7.0V
Input Current (Note 2)	-30 mA to +5.0 mA
Voltage Applied to Output in HIGH State (with V _{CC} = 0V)	
Standard Output	-0.5V to V _{CC}
3-STATE Output	-0.5V to +5.5V
Current Applied to Output in LOW State (Max)	twice the rated I _{OL} (mA)
ESD Last Passing Voltage (Min)	4000V

Recommended Operating Conditions

Free Air Ambient Temperature	0°C to +70°C
Supply Voltage	+4.5V to +5.5V

Note 1: Absolute maximum ratings are values beyond which the device may be damaged or have its useful life impaired. Functional operation under these conditions is not implied.

Note 2: Either voltage limit or current limit is sufficient to protect inputs.

DC Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	V _{CC}	Conditions
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V		Recognized as a HIGH Signal
V _{IL}	Input LOW Voltage			0.8	V		Recognized as a LOW Signal
V _{CD}	Input Clamp Diode Voltage			-1.2	V	Min	I _{IN} = -16 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	10% V _{CC}	2.5		V	Min	I _{OH} = -1 mA
		5% V _{CC}	2.7		V	Min	I _{OH} = -1 mA
V _{OL}	Output LOW Voltage	10% V _{CC}		0.5	V	Min	I _{OL} = 20 mA
I _{IH}	Input HIGH Current			5.0	μA	Max	V _{IN} = 2.7V
I _{BI}	Input HIGH Current Breakdown Test			7.0	μA	Max	V _{IN} = 7.0V
I _{CEX}	Output HIGH Leakage Current			50	μA	Max	V _{OUT} = V _{CC}
V _{ID}	Input Leakage Test	4.75			V	0.0	I _{ID} = 1.9 μA All Other Pins Grounded
I _{OD}	Output Leakage Circuit Current			3.75	μA	0.0	V _{OD} = 150 mV All Other Pins Grounded
I _{IL}	Input LOW Current			-0.6	mA	Max	V _{IN} = 0.5V (CP, CEP, P _n , MR (F160A))
				-1.2	mA	Max	V _{IN} = 0.5V (CEI, SR (F162A), PE)
I _{OS}	Output Short-Circuit Current	-60		-150	mA	Max	V _{OUT} = 0V
I _{CC}	Power Supply Current		37	55	mA	Max	V _O = HIGH

AC Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{V}$ $C_L = 50\text{ pF}$			$T_A = -55^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{V}$ $C_L = 50\text{ pF}$		$T_A = 0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$ $V_{CC} = -5.0\text{V}$ $C_L = 50\text{ pF}$		Units
		Min	Typ	Max	Min	Max	Min	Max	
f_{MAX}	Maximum Count Frequency	90	120		75		80		MHz
t_{PLH}	Propagation Delay, Count	3.5	5.5	7.5	3.5	9.0	3.5	8.5	ns
t_{PHL}	CP to Q_n (\overline{PE} Input HIGH)	3.5	7.5	10.0	3.5	11.5	3.5	11.0	ns
t_{PLH}	Propagation Delay, Load	4.0	6.0	8.5	4.0	10.0	4.0	9.5	ns
t_{PHL}	CP to Q_n (\overline{PE} Input LOW)	4.0	6.0	8.5	4.0	10.0	4.0	9.5	ns
t_{PLH}	Propagation Delay	5.0	10.0	14.0	5.0	16.5	5.0	15.0	ns
t_{PHL}	CP to TC	5.0	10.0	14.0	5.0	15.5	5.0	15.0	ns
t_{PLH}	Propagation Delay	2.5	4.5	7.5	2.5	9.0	2.5	8.5	ns
t_{PHL}	CET to TC	2.5	4.5	7.5	2.5	9.0	2.5	8.5	ns
t_{PHL}	Propagation Delay	5.5	9.0	12.0	5.5	14.0	5.5	13.0	ns
t_{PHL}	MR to Q_n (74F160A)								
t_{PHL}	Propagation Delay	4.5	8.0	10.5	4.5	12.5	4.5	11.5	ns
t_{PHL}	MR to TC (74F160A)								

AC Operating Requirements

Symbol	Parameter	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{V}$		$T_A = -55^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{V}$		$T_A = 0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{V}$		Units
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{S(H)}$	Setup Time, HIGH or LOW	4.0		5.5		4.0		ns
$t_{S(L)}$	P_n to CP (74F160A)	5.0		5.5		5.0		ns
$t_{S(H)}$	Setup Time, HIGH or LOW	5.0				5.0		ns
$t_{S(L)}$	P_n to CP (74F162A)	5.0				5.0		ns
$t_{H(H)}$	Hold Time, HIGH or LOW	2.0		2.5		2.0		ns
$t_{H(L)}$	P_n to CP	2.0		2.5		2.0		ns
$t_{S(H)}$	Setup Time, HIGH or LOW	11.0		13.5		11.5		ns
$t_{S(L)}$	\overline{PE} or \overline{SR} to CP	8.5		10.5		9.5		ns
$t_{H(H)}$	Hold Time, HIGH or LOW	2.0		2.0		2.0		ns
$t_{H(L)}$	\overline{PE} or \overline{SR} to CP	0		0		0		ns
$t_{S(H)}$	Setup Time, HIGH or LOW	11.0		13.0		11.5		ns
$t_{S(L)}$	CEP or CET to CP	5.0		6.0		5.0		ns
$t_{H(H)}$	Hold Time, HIGH or LOW	0		0		0		ns
$t_{H(L)}$	CEP or CET to CP	0		0		0		ns
$t_{W(H)}$	Clock Pulse Width (Load)	5.0		5.0		5.0		ns
$t_{W(L)}$	HIGH or LOW	5.0		5.0		5.0		ns
$t_{W(H)}$	Clock Pulse Width (Count)	4.0		5.0		4.0		ns
$t_{W(L)}$	HIGH or LOW	6.0		8.0		7.0		ns
$t_{W(L)}$	MR Pulse Width, LOW (74F160A)	5.0		5.0		5.0		ns
t_{REC}	Recovery Time							ns
t_{REC}	MR to CP (74F160A)	6.0		6.0		6.0		ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.5MHz, Low Supply Voltage, Low Input Current BiMOS Operational Amplifiers

The CA3420A and CA3420 are integrated circuit operational amplifiers that combine PMOS transistors and bipolar transistors on a single monolithic chip. The CA3420A and CA3420 BiMOS operational amplifiers feature gate protected PMOS transistors in the input circuit to provide very high input impedance, very low input currents (less than 1pA). The internal bootstrapping network features a unique guardbanding technique for reducing the doubling of leakage current for every 10°C increase in temperature. The CA3420 series operates at total supply voltages from 2V to 20V either single or dual supply. These operational amplifiers are internally phase compensated to achieve stable operation in the unity gain follower configuration. Additionally, they have access terminals for a supplementary external capacitor if additional frequency roll-off is desired. Terminals are also provided for use in applications requiring input offset voltage nulling. The use of PMOS in the input stage results in common mode input voltage capability down to 0.45V below the negative supply terminal, an important attribute for single supply application. The output stage uses a feedback OTA type amplifier that can swing essentially from rail-to-rail. The output driving current of 1.5mA (Min) is provided by using nonlinear current mirrors.

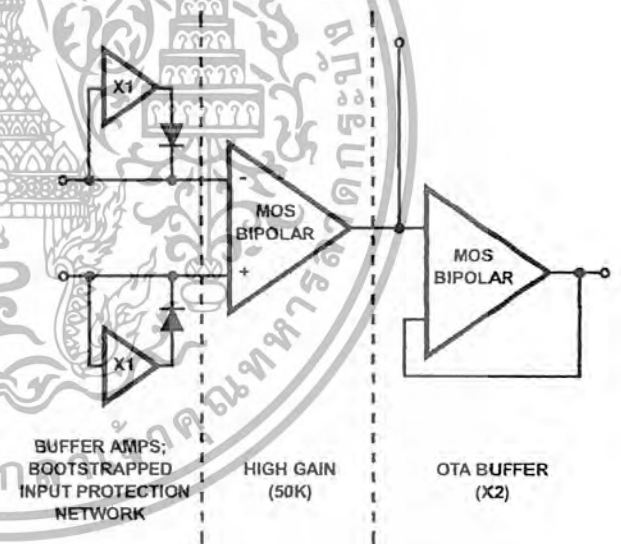
Features

- 2V Supply at 300µA Supply Current
- 1pA Input Current (Typ) (Essentially Constant to 85°C)
- Rail-to-Rail Output Swing (Drive ±2mA into 1kΩ Load)
- Pin Compatible with 741 Operational Amplifiers

Applications

- pH Probe Amplifiers
- Picoammeters
- Electrometer (High Z) Instruments
- Portable Equipment
- Inaccessible Field Equipment
- Battery-Dependent Equipment (Medical and Military)

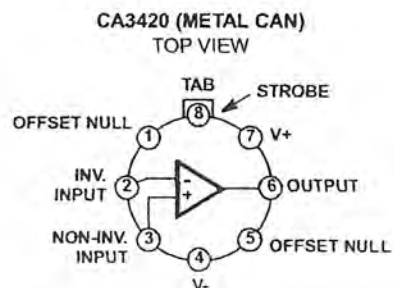
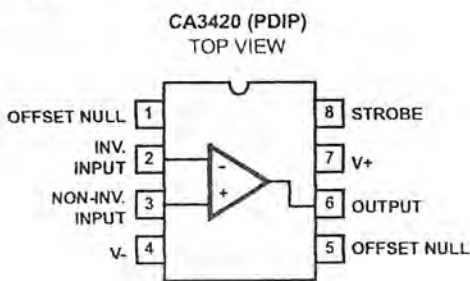
Functional Diagram



Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA3420AT	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA3420E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3

Pinouts



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Intersil Corporation. Intersil Corporation 2000
 หมายเหตุ: เอกสารนี้มีความละเอียดสูงและอาจมีข้อผิดพลาดได้ กรุณาตรวจสอบข้อมูลทุกครั้งก่อนนำไปใช้

CA3420, CA3420A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (V+ to V-)22V
Differential Input Voltage15V
DC Input Voltage(V+ + 8V) to (V- -0.5V)
Input Current1mA
Output Short Circuit Duration (Note 1)Indefinite

Operating Conditions

Temperature Range-55°C to 125°C
-------------------	---------------------

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 2)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC} (°C/W)
PDIP Package	105	N/A
Metal Can Package	165	80
Maximum Junction Temperature (Metal Can Package)	175°C	
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C	
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C	

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- Short circuit may be applied to ground or to either supply.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance, $V_{SUPPLY} = \pm 10V, T_A = 25^\circ C$

PARAMETER		SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3420A	CA3420	UNITS
Input Resistance		R_i		150	150	$T\Omega$
Input Capacitance		C_i		4.9	4.9	pF
Output Resistance		R_o		300	300	Ω
Equivalent Input Noise Voltage		e_n	$f = 1kHz$	62	62	nV/ \sqrt{Hz}
			$f = 10kHz$	38	38	nV/ \sqrt{Hz}
Short-Circuit Current	Source	I_{OM+}		2.6	2.6	mA
	To Opposite Supply	Sink	I_{OM-}	2.4	2.4	mA
Gain Bandwidth Product		f_T		0.5	0.5	MHz
Slew Rate		SR		0.5	0.5	V/ μs
Transient Response	Rise Time	t_R	$R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$	0.7	0.7	μs
	Overshoot	OS		15	15	%
Current from Terminal 8	To V-	I_{g+}		20	20	μA
	To V+	I_{g-}		2	2	mA

Electrical Specifications For Equipment Design, At $V_{SUPPLY} = \pm 1V, T_A = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3420			CA3420A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$ V_{IO} $		-	5	10	-	2	5	mV
Input Offset Current (Note 3)	$ I_{IO} $		-	0.01	4	-	0.01	4	pA
Input Current (Note 3)	$ I_{ii} $		-	1	5	-	0.02	5	pA
Large Signal Voltage Gain	A_{OL}	$R_L = 10k\Omega$	10	100	-	20	100	-	kV/V
			80	100	-	86	100	-	dB
Common Mode Rejection Ratio	CMRR		-	560	1800	-	560	1000	$\mu V/V$
			55	65	-	60	65	-	dB
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR+}		0.2	0.5	-	0.2	0.5	-	V
	V_{ICR-}		-	-1.3	-	-1	-1.3	-	V
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$\Delta V_{IO}/\Delta V$	-	100	1000	-	32	320	$\mu V/V$
			60	80	-	70	90	-	dB
Max Output Voltage	V_{OM+}	$R_L = \infty$	0.90	0.95	-	0.90	0.95	-	V
	V_{OM-}		-0.85	-0.91	-	-0.85	-0.91	-	V
Supply Current	$I+$		-	350	650	-	350	650	μA
Device Dissipation	P_D		-	0.7	1.1	-	0.7	1.1	mW
Input Offset Voltage Temperature Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$		-	4	-	-	4	-	$\mu V/^\circ C$

NOTE:

- The maximum limit represents the levels obtainable on high speed automatic test equipment. Typical values are obtained under laboratory conditions.

CA3420, CA3420A

Electrical Specifications For Equipment Design, at $V_{SUPPLY} = \pm 10V$, $T_A = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3420			CA3420A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$ V_{IO} $		-	5	10	-	2	5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$ I_{IO} $		-	0.03	4	-	0.03	4	pA
Input Current (Note 4)	$ I_I $		-	0.05	5	-	0.05	5	pA
Large Signal Voltage Gain	A_{OL}	$R_L = 10k\Omega$	10	100	-	20	100	-	kV/V
			80	100	-	86	100	-	dB
Common Mode Rejection Ratio	CMRR		-	100	320	-	100	320	$\mu V/V$
			70	80	-	70	80	-	dB
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR+}		8.5	9.3	-	9.0	9.3	-	V
	V_{ICR-}		-10	-10.3	-	-10	-10.3	-	V
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$\Delta V_{IO}/\Delta V$	-	32	320	-	32	320	$\mu V/V$
			70	90	-	70	90	-	dB
Max Output Voltage	V_{OM+}	$R_L = \infty$	9.7	9.9	-	9.7	9.9	-	V
	V_{OM-}		-9.7	-9.85	-	-9.7	-9.85	-	V
Supply Current	I_+		-	450	1000	-	450	1000	μA
Device Dissipation	P_D		-	9	14	-	9	14	mW
Input Offset Voltage Temperature Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$		-	4	-	-	4	-	$\mu V/^\circ C$

NOTE:

- The maximum limit represents the levels obtainable on high speed automatic test equipment. Typical values are obtained under laboratory conditions.

Typical Applications

Picoammeter Circuit

The exceptionally low input current (typically 0.2pA) makes the CA3420 highly suited for use in a picoammeter circuit. With only a single 10G Ω resistor, this circuit covers the range from $\pm 1.5pA$. Higher current ranges are possible with suitable switching techniques and current scaling resistors. Input transient protection is provided by the 1M Ω resistor in series with the input. Higher current ranges require that this resistor be reduced. The 10M Ω resistor connected to pin 2 of the CA3420 decouples the potentially high input capacitance often associated with lower current circuits and reduces the tendency for the circuit to oscillate under these conditions.

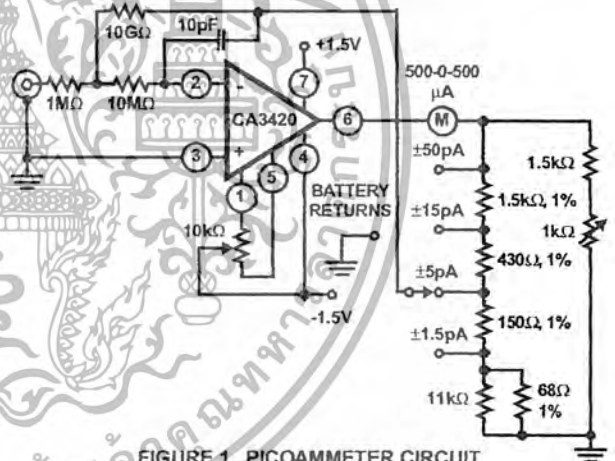


FIGURE 1. PICOAMMETER CIRCUIT

High Input Resistance Voltmeter

Advantage is taken of the high input impedance of the CA3420 in a high input resistance DC voltmeter. Only two 1.5V "AA" type penlite batteries power this exceedingly high-input resistance (>1,000,000M Ω) DC voltmeter. Full-scale deflection is $\pm 500mV$, $\pm 150mV$, and $\pm 15mV$. Higher voltage ranges are easily added with external input voltage attenuator networks.

The meter is placed in series with the gain network, thus eliminating the meter temperature coefficient error term.

Supply current in the standby position with the meter undeflected is 300 μA . At full-scale deflection this current rises to 800 μA . Carbon-zinc battery life should be in excess of 1,000 hours.

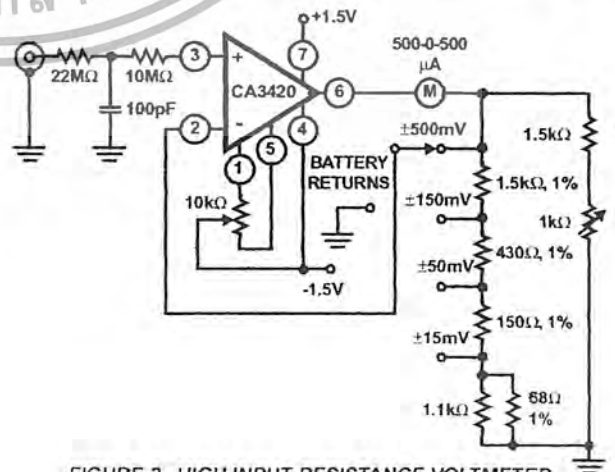


FIGURE 2. HIGH INPUT RESISTANCE VOLTMETER

Typical Performance Curves

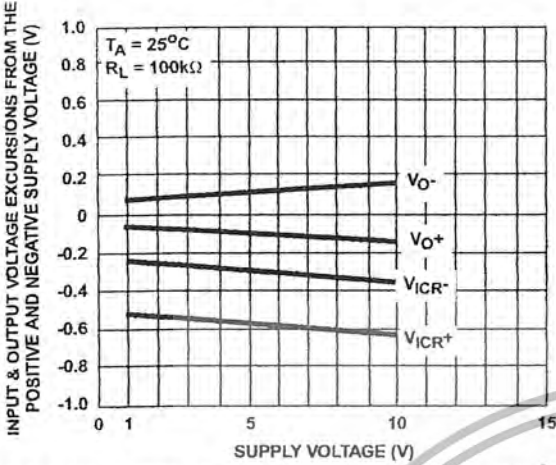


FIGURE 3. OUTPUT VOLTAGE SWING AND COMMON MODE INPUT VOLTAGE RANGE vs SUPPLY VOLTAGE

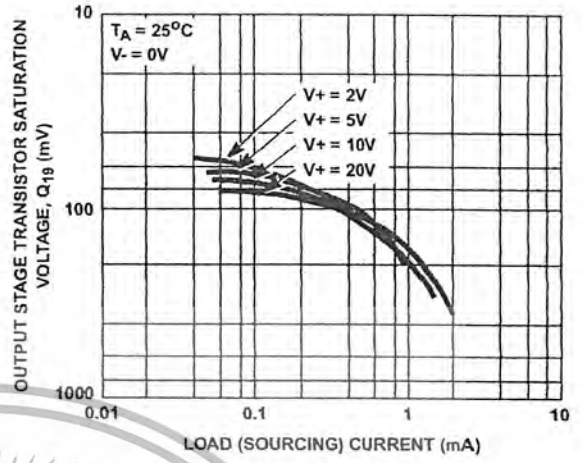


FIGURE 4. OUTPUT VOLTAGE vs LOAD SOURCING CURRENT

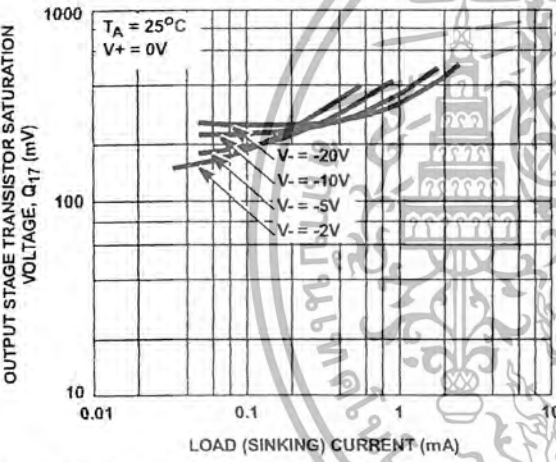


FIGURE 5. OUTPUT VOLTAGE vs LOAD SINKING CURRENT

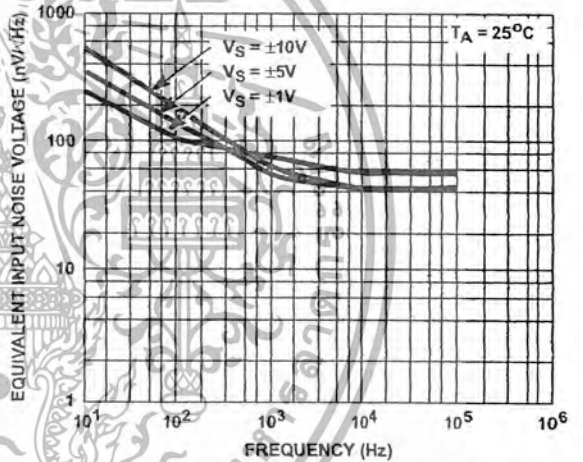


FIGURE 6. INPUT NOISE VOLTAGE vs FREQUENCY

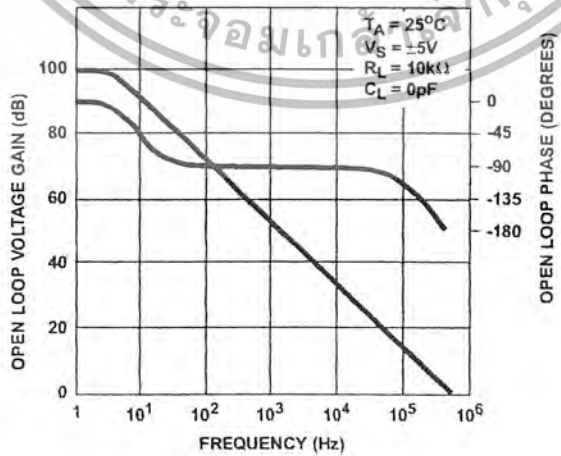
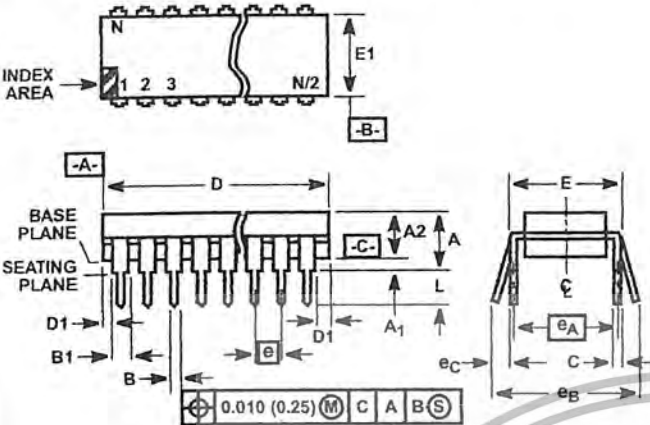


FIGURE 7. OPEN LOOP GAIN AND PHASE SHIFT RESPONSE

Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)



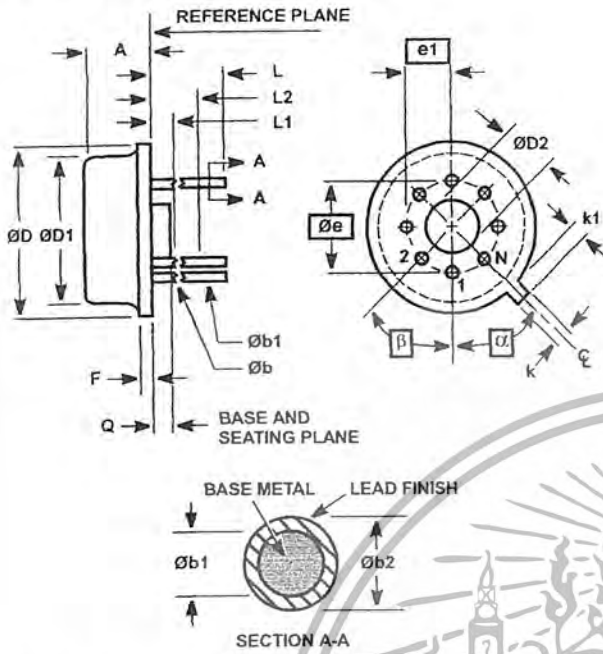
E8.3 (JEDEC MS-001-BA ISSUE D)
8 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-	0.210	-	5.33	4
A1	0.015	-	0.39	-	4
A2	0.115	0.195	2.93	4.95	-
B	0.014	0.022	0.356	0.558	-
B1	0.045	0.070	1.15	1.77	8, 10
C	0.008	0.014	0.204	0.355	-
D	0.355	0.400	9.01	10.16	5
D1	0.005	-	0.13	-	5
E	0.300	0.325	7.62	8.25	6
E1	0.240	0.280	6.10	7.11	5
e	0.100 BSC		2.54 BSC		-
eA	0.300 BSC		7.62 BSC		6
eB	-	0.430	-	10.92	7
L	0.115	0.150	2.93	3.81	4
N	8		8		9

- NOTES:
1. Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the inch dimensions control.
 2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
 3. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
 4. Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge GS-3.
 5. D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
 6. E and eA are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum -C-.
 7. eB and eC are measured at the lead tips with the leads unconstrained. eC must be zero or greater.
 8. B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
 9. N is the maximum number of terminal positions.
 10. Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E18.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

Rev. 0 12/93

Metal Can Packages (Can)



T8.C MIL-STD-1835 MACY1-X8 (A1)
8 LEAD METAL CAN PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.165	0.185	4.19	4.70	-
$\varnothing b$	0.016	0.019	0.41	0.48	1
$\varnothing b1$	0.016	0.021	0.41	0.53	1
$\varnothing b2$	0.016	0.024	0.41	0.61	-
$\varnothing D$	0.335	0.375	8.51	9.40	-
$\varnothing D1$	0.305	0.335	7.75	8.51	-
$\varnothing D2$	0.110	0.160	2.79	4.06	-
e	0.200 BSC		5.08 BSC		-
e1	0.100 BSC		2.54 BSC		-
F	-	0.040	-	1.02	-
k	0.027	0.034	0.69	0.86	-
k1	-0.027	0.045	0.69	1.14	2
L	0.500	0.750	12.70	19.05	1
L1	-	0.050	-	1.27	1
L2	0.250	-	6.35	-	1
Q	0.010	0.045	0.25	1.14	-
α	45° BSC		45° BSC		3
β	45° BSC		45° BSC		3
N	8		8		4

Rev. 0 5/18/94

NOTES:

- (All leads) $\varnothing b$ applies between L1 and L2. $\varnothing b1$ applies between L2 and 0.500 from the reference plane. Diameter is uncontrolled in L1 and beyond 0.500 from the reference plane.
- Measured from maximum diameter of the product.
- α is the basic spacing from the centerline of the tab to terminal 1 and β is the basic spacing of each lead or lead position (N-1 places) from α , looking at the bottom of the package.
- N is the maximum number of terminal positions.
- Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M - 1982.
- Controlling dimension: INCH.

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site www.intersil.com

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA
Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (321) 724-7000
FAX: (321) 724-7240

EUROPE
Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusée
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2 724 2111
FAX: (32) 2 724.22.05

ASIA
Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4020BC • CD4040BC • CD4060BC
14-Stage Ripple Carry Binary Counters •
12-Stage Ripple Carry Binary Counters •
14-Stage Ripple Carry Binary Counters

General Description

The CD4020BC, CD4060BC are 14-stage ripple carry binary counters, and the CD4040BC is a 12-stage ripple carry binary counter. The counters are advanced one count on the negative transition of each clock pulse. The counters are reset to the zero state by a logical "1" at the reset input independent of clock.

Features

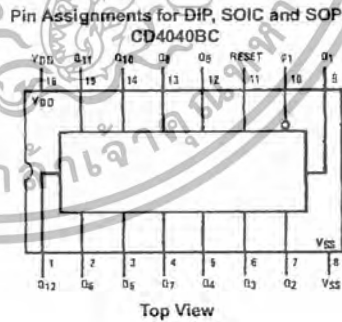
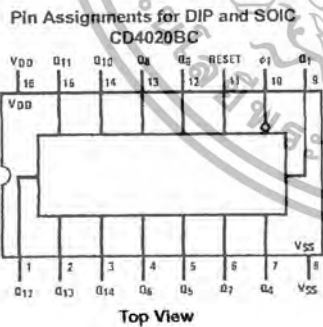
- Wide supply voltage range: 1.0V to 15V
- High noise immunity: $0.45 V_{DD}$ (typ.)
- Low power TTL compatibility: Fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Medium speed operation: 8 MHz typ. at $V_{DD} = 10V$
- Schmitt trigger clock input

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4020BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4020BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
CD4040BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4040BCSJ	M16D	16-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
CD4040BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
CD4060BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4060BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagrams

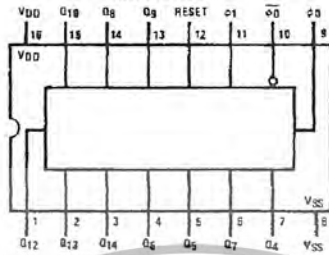


CD4020BC • CD4040BC • CD4060BC 14-Stage Ripple Carry Binary Counters • 12-Stage Ripple Carry Binary Counters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

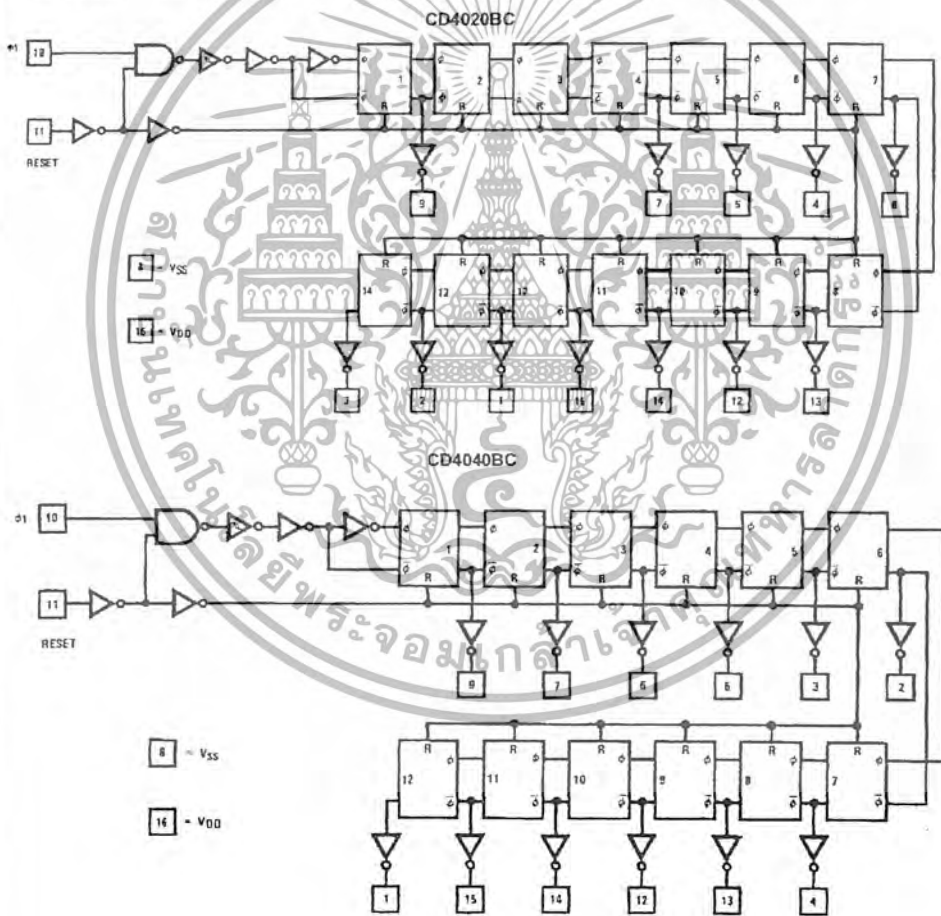
Connection Diagrams (Continued)

Pin Assignments for DIP and SOIC
CD4060BC

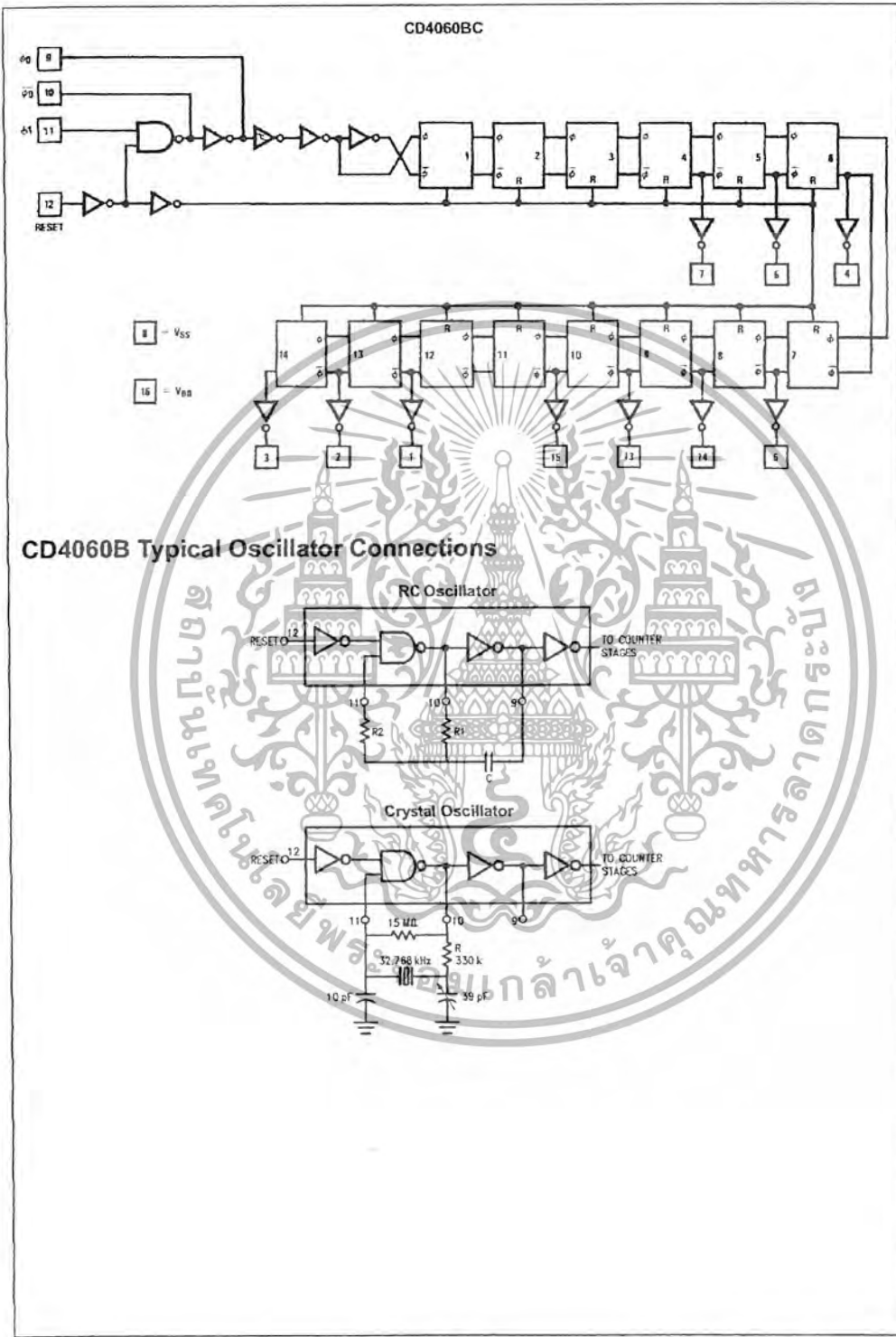


Top View

Schematic Diagrams



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

(Note 2)

Supply Voltage (V_{DD})	-0.5V to +18V
Input Voltage (V_{IN})	-0.5V to $V_{DD}+0.5V$
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Package Dissipation (P_D)	
Dual-in-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage (V_{DD})	+3V to +15V
Input Voltage (V_{IN})	0V to V_{DD}
Operating Temperature Range (T_A)	-40°C to +85°C

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C		+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		20		20		150	μA
		$V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		40		40		300	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		80		80		600	μA
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05	0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05	0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05	0.05	V
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5	4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10	9.95		V
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15	14.95		V
V_{IL}	LOW Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5		2	1.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$		3.0		4	3.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0		6	4.0		V
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$	-3.5		3.5	3	3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$	-7.0		7.0	6	7.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$	-11.0		11.0	9	11.0		V
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.52		0.44	0.88	0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.3		1.1	2.25	0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	3.6		3.0	8.8	2.4		mA
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.52		-0.44	-0.88	-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.3		-1.1	-2.25	-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-3.6		-3.0	-8.8	-2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.30		10^{-5}	-0.30		μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.30		10^{-5}	0.30		μA

Note 3: Data does not apply to oscillator points e_0 and e_6 of CD4060BC. I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 4)

CD4020BC, CD4040BC $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}\Omega$, $t_r = t_f = 20\text{ ns}$, unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{PHL1} , t_{PLH1}	Propagation Delay Time to Q_1	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		250 100 75	550 210 150	ns ns ns
t_{PHL} , t_{PLH}	Interstage Propagation Delay Time from Q_n to Q_{n+1}	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		150 60 45	330 125 90	ns ns ns
t_{THL} , t_{TLH}	Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		100 50 40	200 100 80	ns ns ns
t_{WL} , t_{WH}	Minimum Clock Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		125 50 40	335 125 100	ns ns ns
t_{CL} , t_{CL}	Maximum Clock Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$			No Limit No Limit No Limit	ns ns ns
f_{CL}	Maximum Clock Frequency	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	1.5 4 5	4 10 12		MHz MHz MHz
$t_{PHL(R)}$	Reset Propagation Delay	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		200 100 80	450 210 170	ns ns ns
$t_{WH(R)}$	Minimum Reset Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		200 100 80	450 210 170	ns ns ns
C_{IN}	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance			50		pF

Note 4: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 5)

CD4060BC $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}\Omega$, $t_r = t_f = 20\text{ ns}$, unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{PHL4} , t_{PLH4}	Propagation Delay Time to Q_4	$V_{DD} = 5\text{V}$		550	1300	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		250	525	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		200	400	ns
t_{PHL} , t_{PLH}	Interstage Propagation Delay Time from Q_n to Q_{n+1}	$V_{DD} = 5\text{V}$		150	330	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		60	125	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		45	90	ns
t_{THL} , t_{TLH}	Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		100	200	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		50	100	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		40	80	ns
t_{WL} , t_{WH}	Minimum Clock Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$		170	500	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		65	170	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		50	125	ns
t_{CL} , t_{CL}	Maximum Clock Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5\text{V}$			No Limit	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$			No Limit	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$			No Limit	ns
f_{CL}	Maximum Clock Frequency	$V_{DD} = 5\text{V}$	1	3		MHz
		$V_{DD} = 10\text{V}$	3	8		MHz
		$V_{DD} = 15\text{V}$	4	10		MHz
$t_{PHL(R)}$	Reset Propagation Delay	$V_{DD} = 5\text{V}$		200	450	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		100	210	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		80	170	ns
$t_{WH(R)}$	Minimum Reset Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$		200	450	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		100	210	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		80	170	ns
C_{IN}	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance			50		pF

Note 5: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM1458/LM1558 Dual Operational Amplifier

General Description

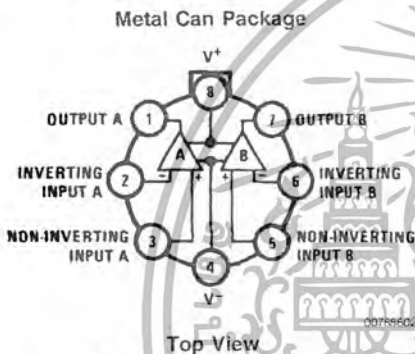
The LM1458 and the LM1558 are general purpose dual operational amplifiers. The two amplifiers share a common bias network and power supply leads. Otherwise, their operation is completely independent.

The LM1458 is identical to the LM1558 except that the LM1458 has its specifications guaranteed over the temperature range from 0°C to +70°C instead of -55°C to +125°C.

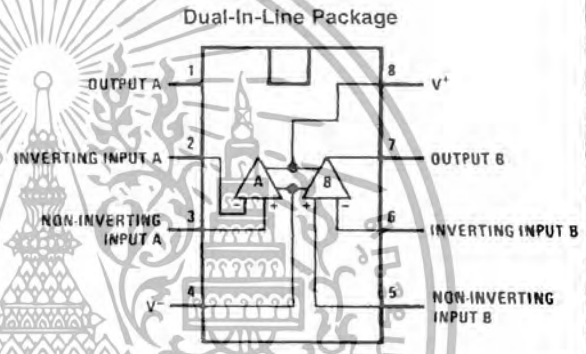
Features

- No frequency compensation required
- Short-circuit protection
- Wide common-mode and differential voltage ranges
- Low-power consumption
- 8-lead can and 8-lead mini DIP
- No latch up when input common mode range is exceeded

Connection Diagrams



Order Number LM1558H,
LM1558H/883 or LM1458H
See NS Package Number H08C



Order Number LM1558J/883, LM1458M,
LM1458MX or LM1458N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

LM1458/LM1558 Dual Operational Amplifier

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 5)

Supply Voltage	
LM1558	±22V
LM1458	±18V
Power Dissipation (Note 2)	
LM1558H/LM1458H	500 mW
LM1458N	400 mW
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 3)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	
LM1558	-55°C to +125°C
LM1458	0°C to +70°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD tolerance (Note 6)	300V

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM1558			LM1458			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	200		80	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	500		200	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.3	1.0		0.3	1.0		M Ω
Supply Current Both Amplifiers	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$		3.0	5.0		3.0	5.6	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	160		20	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5	mV
Input Offset Current				500			300	nA
Input Bias Current				1.5			0.8	μA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq \text{k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±12	±14		±12	±14		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±12			±12			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	77	96		77	96		dB

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM1558 is 150°C, while that of the LM1458 is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 20°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 187°C/W, junction to ambient.

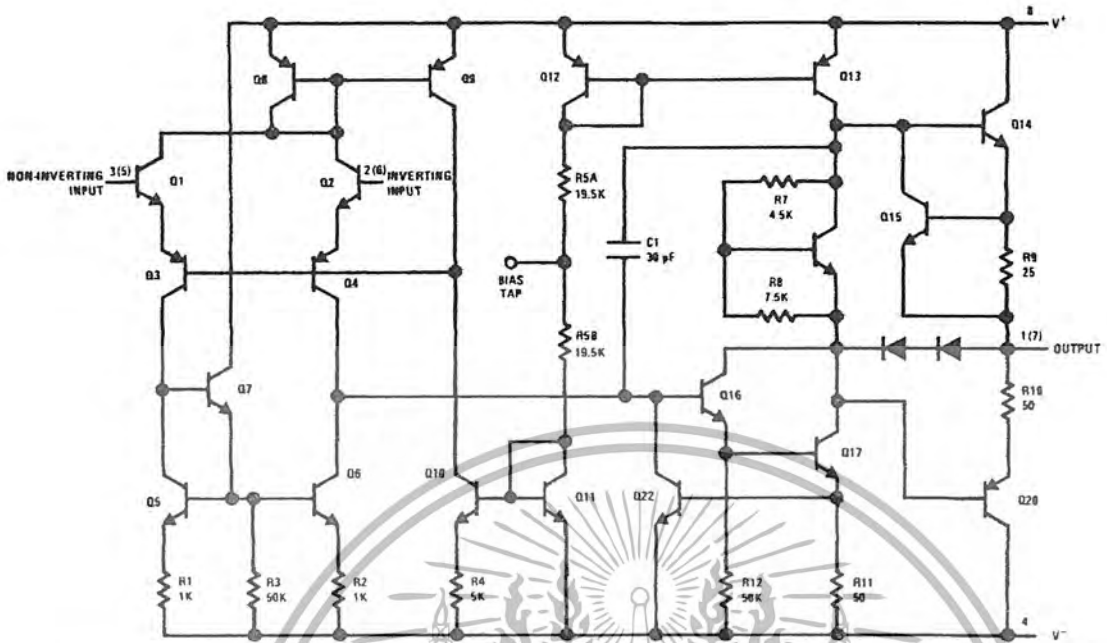
Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM1458, however, all specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{V}$.

Note 5: Refer to RETS 1558V for LM1558J and LM1558H military specifications.

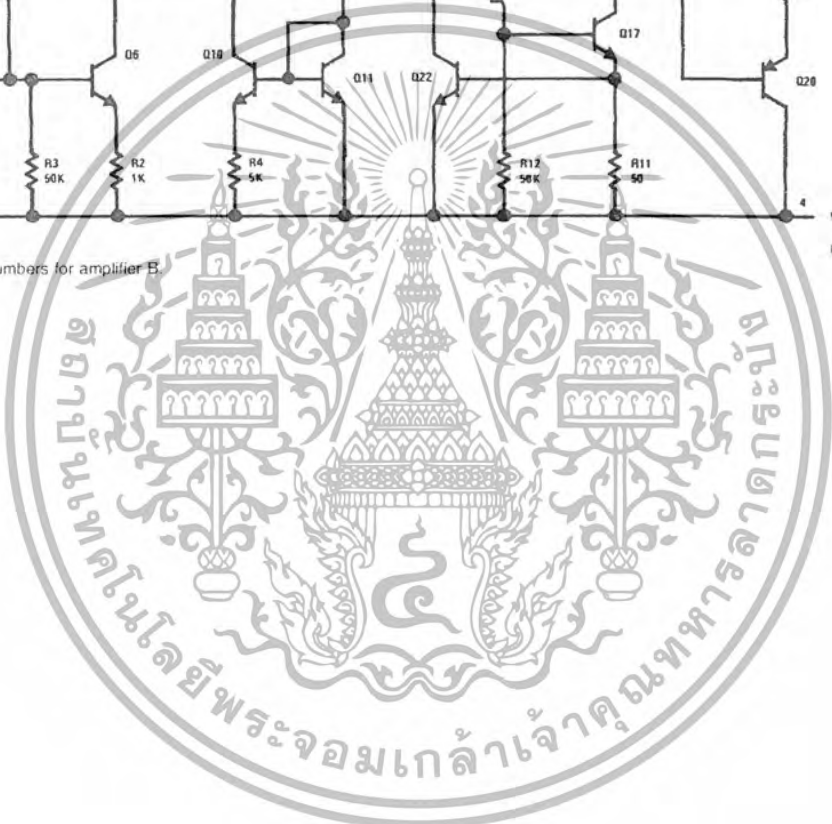
Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram

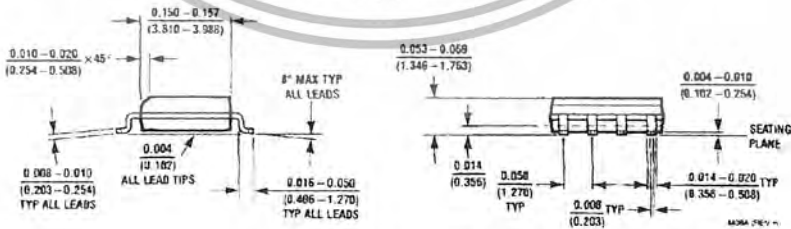
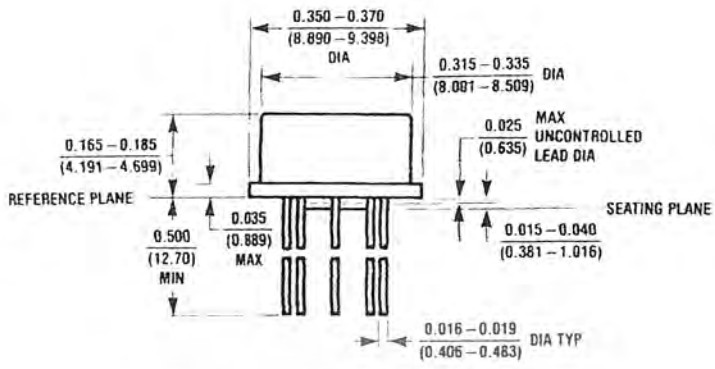


00758601

Numbers in parentheses are pin numbers for amplifier B.

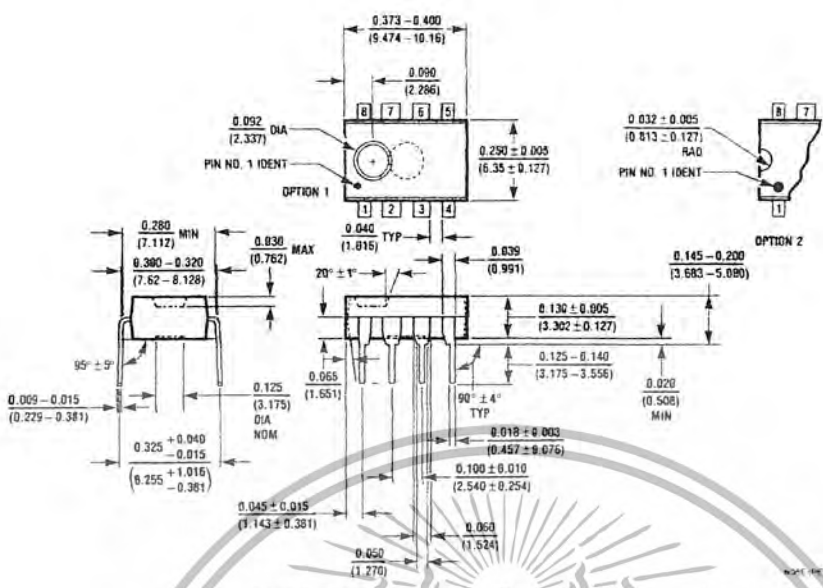


Physical Dimensions inches (millimeters)
unless otherwise noted



Small Outline Package (M)
Order Number LM1458M or LM1458MX
NS Package Number M08A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)




Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM1458N
 NS Package Number N08E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

 <p>National Semiconductor Americas Customer Support Center Email: nsw.feedback@nsc.com Tel: 1-800-272-9959</p>	<p>National Semiconductor Europe Customer Support Center Fax: +49 (0) 180-530 85 86 Email: europe.support@nsc.com Deutsch: Tel: +49 (0) 69 9508 6206 English: Tel: +44 (0) 870 24 0 2171 Français: Tel: +33 (0) 1 41 91 8790</p>	<p>National Semiconductor Asia Pacific Customer Support Center Email: ap.support@nsc.com</p>	<p>National Semiconductor Japan Customer Support Center Fax: 81-3-5639-7507 Email: jpn.feedback@nsc.com Tel: 81-3-5639-7560</p>
--	---	---	--

www.national.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 หมายเหตุ: ทุกๆ ครั้งที่มีการแก้ไข หรือเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM1596/LM1496 Balanced Modulator-Demodulator

General Description

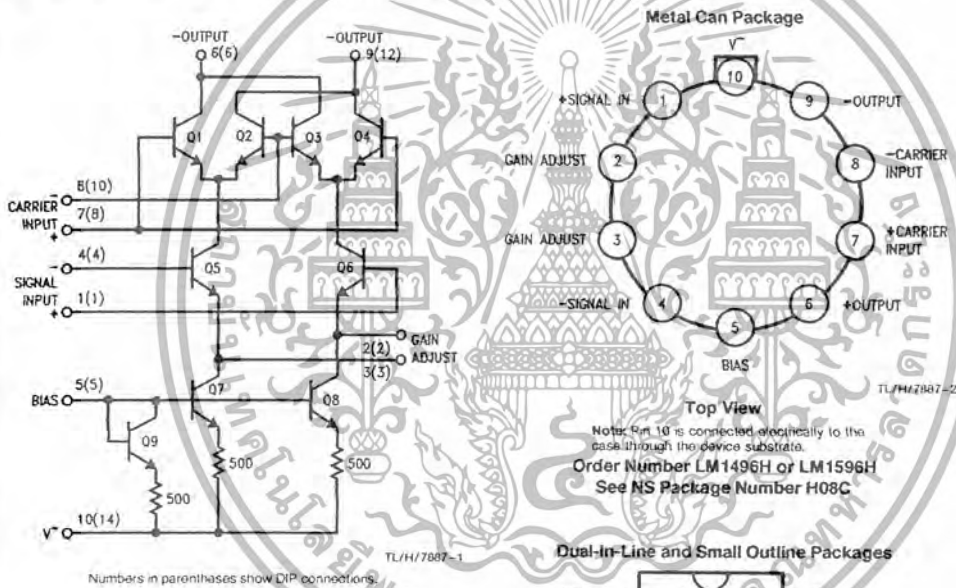
The LM1596/LM1496 are doubled balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

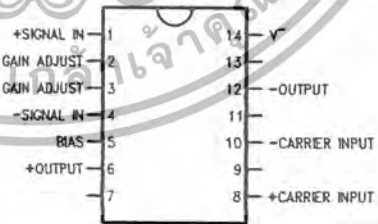
Features

- Excellent carrier suppression
65 dB typical at 0.5 MHz
50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

Schematic and Connection Diagrams



Dual-In-Line and Small Outline Packages



Order Number LM1496M or LM1496N
 See NS Package Number M14A or N14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	$\pm 5.0V$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm (5 + I_5 R_0)V$
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Bias Current (I_5)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	-55°C to +125°C
LM1496	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-85°C to +150°C

Soldering Information

- Dual-In-Line Package
 - Soldering (10 seconds) 260°C
- Small Outline Package
 - Vapor Phase (60 seconds) 215°C
 - Infrared (15 seconds) 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and their effects on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified, see test circuit)

Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted	40			40			μ Vrms
	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 10$ kHz, offset adjusted	140			140			μ Vrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted	0.04	0.2		0.04	0.2		mVrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, not offset adjusted	20	100		20	150		mVrms
Carrier Suppression	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted	50	65		50	65		dB
	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted	50			50			dB
Transmittance Bandwidth	$R_C = 50\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave	300			300			MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_8 = 0.5V_{dc}$	80			80			MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$	200			200			k Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$	2.0			2.0			pF
Single Ended Output Resistance	$f = 10$ MHz	40			40			k Ω
Single Ended Output Capacitance	$f = 10$ MHz	5.0			5.0			pF
Input Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$	12	25		12	30		μ A
Input Bias Current	$(I_7 + I_8)/2$	12	25		12	30		μ A
Input Offset Current	$(I_1 - I_4)$	0.7	5.0		0.7	5.0		μ A
Input Offset Current	$(I_7 - I_8)$	0.7	5.0		5.0	5.0		μ A
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$	2.0						nA/ $^\circ C$
	$(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$				2.0			nA/ $^\circ C$
Output Offset Current	$(I_6 - I_9)$	14	50		14	60		μ A
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$	90						nA/ $^\circ C$
	$(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$				90			nA/ $^\circ C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, unless otherwise specified, see test circuit) (Continued)

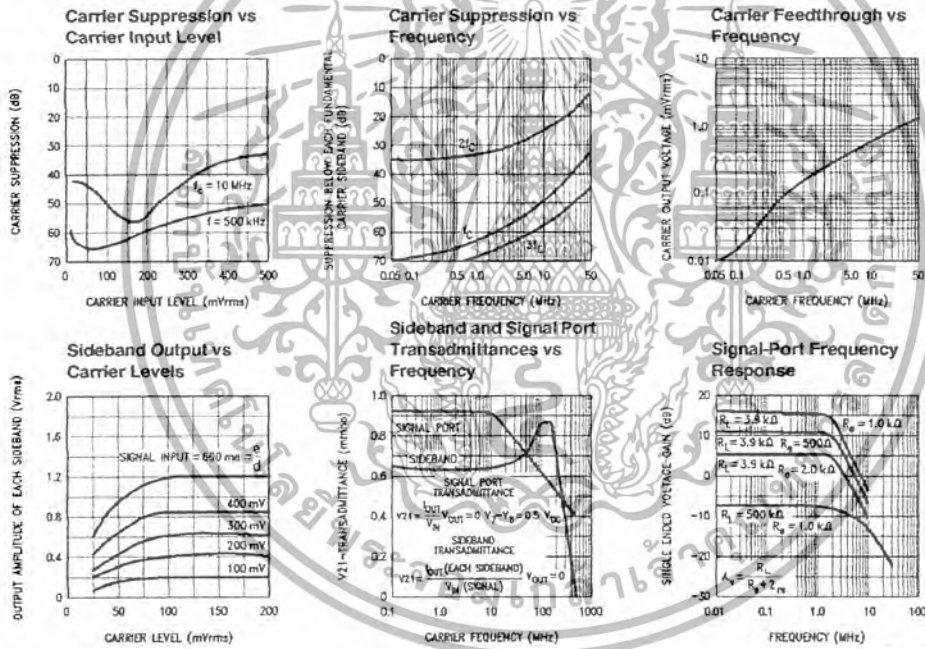
Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	f _S = 1.0 kHz		5.0		5.0			V _{p-p}
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	V ₇ - V ₈ = 0.5 Vdc		-85		-85			dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			8.0		8.0			Vdc
Differential Output Swing Capability			8.0		8.0			V _{p-p}
Positive Supply Current	(I ₆ + I ₉)		2.0	3.0	2.0	3.0		mA
Negative Supply Current	(I ₁₀)		3.0	4.0	3.0	4.0		mA
Power Dissipation			33		33			mW

Note 1: LM1596 rating applies to case temperatures to +125°C; derate linearly at 6.5 mW/°C for ambient temperature above 75°C. LM1496 rating applies to case temperatures to +70°C.

Note 2: Voltage applied between pins 6-7, 8-1, 9-7, 9-8, 7-4, 7-1, 8-4, 6-8, 2-5, 3-5.

Note 3: Refer to rets1596x drawing for specifications of military LM1596H versions.

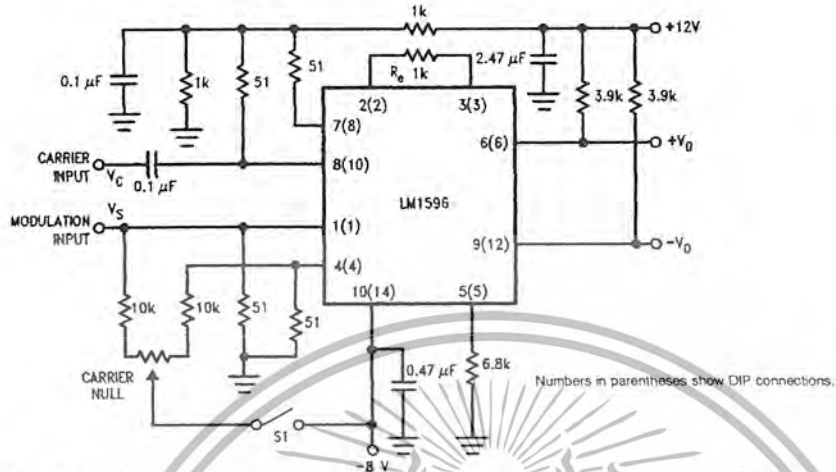
Typical Performance Characteristics



TL/H/7887-5

Typical Application and Test Circuit

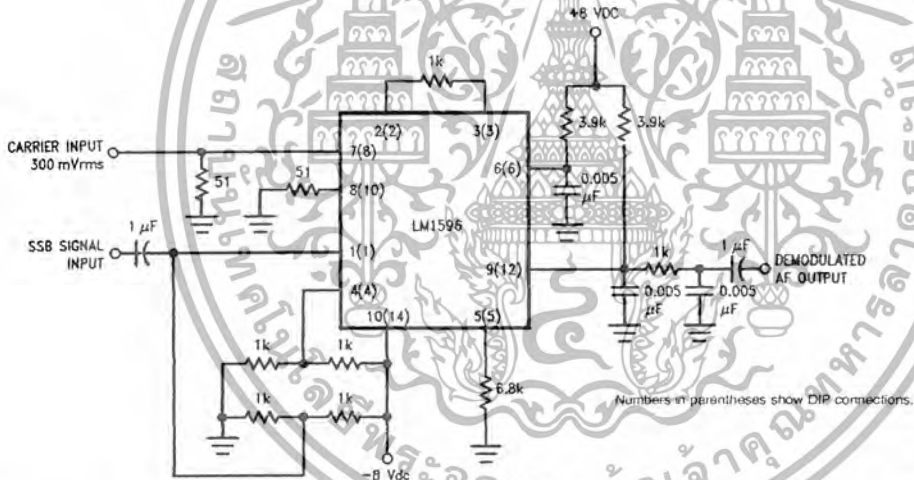
Suppressed Carrier Modulator



Note: S₁ is closed for "adjusted" measurements.

TL/H/7887-1

SSB Product Detector

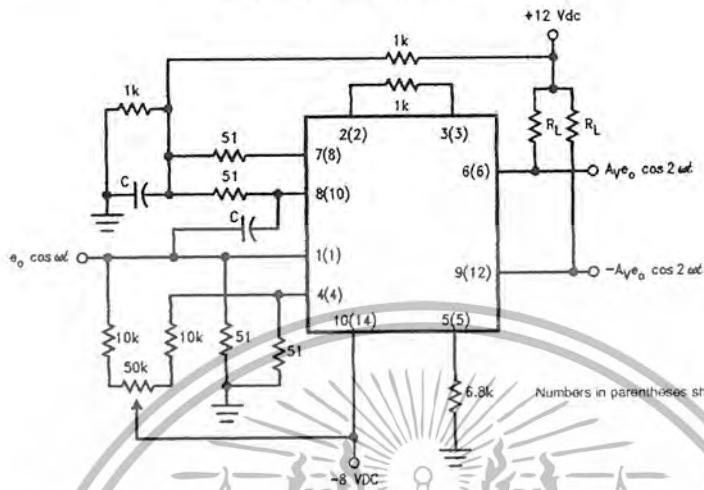


TL/H/7887-8

This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 5.0 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

Typical Applications (Continued)

Broadband Frequency Doubler



TL072-7

The frequency doubler circuit shown will double low-level signals with low distortion. The value of C should be chosen for low reactance at the operating frequency. Signal level at the carrier input must be less than 25 mV peak to maintain operation in the linear region of the switching differential amplifier. Levels to 50 mV peak may be used with some distortion of the output waveform. If a larger input signal is available a resistive divider may be used at the carrier input, with full signal applied to the signal input.

MC145151-2
MC145152-2
MC145155-2
MC145156-2
MC145157-2
MC145158-2

PLL Frequency Synthesizer Family

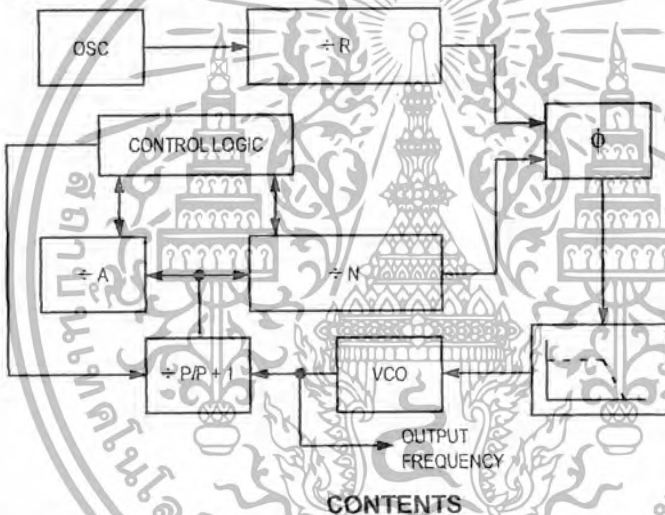
CMOS

The devices described in this document are typically used as low-power, phase-locked loop frequency synthesizers. When combined with an external low-pass filter and voltage-controlled oscillator, these devices can provide all the remaining functions for a PLL frequency synthesizer operating up to the device's frequency limit. For higher VCO frequency operation, a down mixer or a prescaler can be used between the VCO and the synthesizer IC.

These frequency synthesizer chips can be found in the following and other applications:

- CATV
- AM/FM Radios
- Two-Way Radios

- TV Tuning
- Scanning Receivers
- Amateur Radio



CONTENTS

	Page
DEVICE DETAIL SHEETS	
MC145151-2 Parallel-Input, Single-Modulus	2
MC145152-2 Parallel-Input, Dual-Modulus	5
MC145155-2 Serial-Input, Single-Modulus	9
MC145156-2 Serial-Input, Dual-Modulus	13
MC145157-2 Serial-Input, Single-Modulus	17
MC145158-2 Serial-Input, Dual-Modulus	20
FAMILY CHARACTERISTICS	
Maximum Ratings	23
DC Electrical Characteristics	23
AC Electrical Characteristics	25
Timing Requirements	26
Frequency Characteristics	27
Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms	27
DESIGN CONSIDERATIONS	
Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design	28
Crystal Oscillator Considerations	29
Dual-Modulus Prescaling	30

REV 1
8/95



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145151-2

Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer
Interfaces with Single-Modulus Prescalers

The MC145151-2 is programmed by 14 parallel-input data lines for the N counter and three input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable-reference divider, digital-phase detector, and 14-bit programmable divide-by-N counter.

The MC145151-2 is an improved-performance drop-in replacement for the MC145151-1. The power consumption has decreased and ESD and latch-up performance have improved.

- Operating Temperature Range: - 40 to 85°C
- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On- or Off-Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- ÷ N Counter Output Available
- Single Modulus/Parallel Programming
- 8 User-Selectable ÷ R Values: 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192
- ÷ N Range = 3 to 16383
- "Linearized" Digital Phase Detector Enhances Transfer Function Linearity
- Two Error Signal Options: Single-Ended (Three-State) or Double-Ended
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

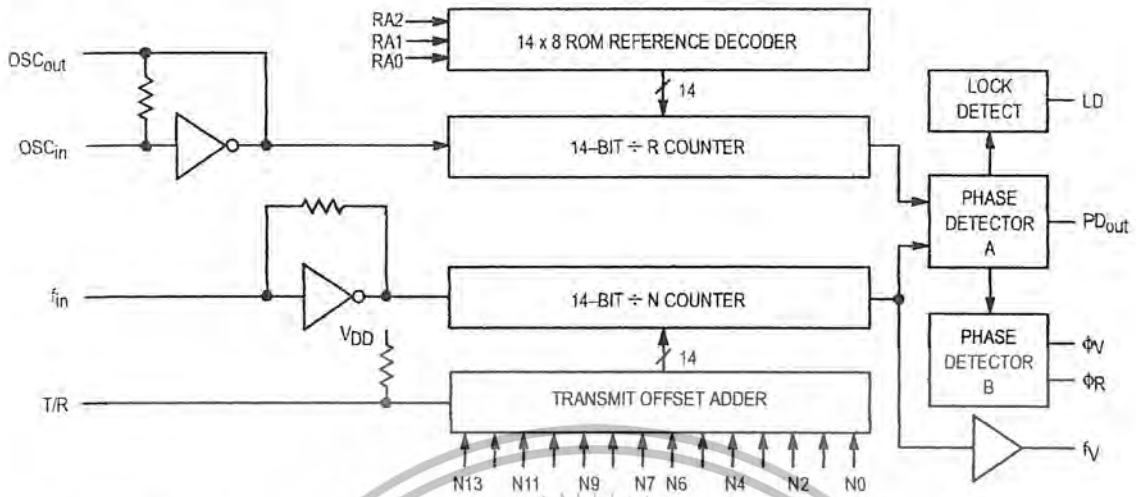
ORDERING INFORMATION

MC145151P2 Plastic DIP
MC145151DW2 SOG Package

PIN ASSIGNMENT

f_{in}	1	28	LD
V_{SS}	2	27	OSC _{in}
V_{DD}	3	26	OSC _{out}
PD _{out}	4	25	N11
RA0	5	24	N10
RA1	6	23	N13
RA2	7	22	N12
ϕ_R	8	21	T/R
ϕ_W	9	20	N9
ϕ_V	10	19	N8
N0	11	18	N7
N1	12	17	N6
N2	13	16	N5
N3	14	15	N4

MC145151-2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 - N13 inputs and inputs RA0, RA1, and RA2 have pull-up resistors that are not shown.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in} Frequency Input (Pin 1)

Input to the $\div N$ portion of the synthesizer. f_{in} is typically derived from loop VCO and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0 - RA2 Reference Address Inputs (Pins 5, 6, 7)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider, as defined by the table below.

Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

N0 - N11 N Counter Programming Inputs (Pins 11 - 20, 22 - 25)

These inputs provide the data that is preset into the $\div N$ counter when it reaches the count of zero. N0 is the least significant and N13 is the most significant. Pull-up resistors en-

sure that inputs left open remain at a logic 1 and require only an SPST switch to alter data to the zero state.

T/R Transmit/Receive Offset Adder Input (Pin 21)

This input controls the offset added to the data provided at the N inputs. This is normally used for offsetting the VCO frequency by an amount equal to the IF frequency of the transceiver. This offset is fixed at 856 when T/R is low and gives no offset when T/R is high. A pull-up resistor ensures that no connection will appear as a logic 1 causing no offset addition.

OSC_in, OSC_out Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSC_in to ground and OSC_out to ground. OSC_in may also serve as the input for an externally-generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC_in, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSC_out.

OUTPUT PINS

PD_out Phase Detector A Output (Pin 4)

Three-state output of phase detector for use as loop-error signal. Double-ended outputs are also available for this purpose (see ϕ_V and ϕ_R).

- Frequency $f_V > f_R$ or f_V Leading: Negative Pulses
- Frequency $f_V < f_R$ or f_V Lagging: Positive Pulses
- Frequency $f_V = f_R$ and Phase Coincidence: High-Impedance State

ϕ_R, ϕ_V
Phase Detector B Outputs (Pins 8, 9)

These phase detector outputs can be combined externally for a loop-error signal. A single-ended output is also available for this purpose (see **PD_{out}**).

If frequency f_V is greater than f_R or if the phase of f_V is leading, then error information is provided by ϕ_V pulsing low. ϕ_R remains essentially high.

If the frequency f_V is less than f_R or if the phase of f_V is lagging, then error information is provided by ϕ_R pulsing low. ϕ_V remains essentially high.

If the frequency of $f_V = f_R$ and both are in phase, then both ϕ_V and ϕ_R remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

f_V
N Counter Output (Pin 10)

This is the buffered output of the $\div N$ counter that is inter-

nally connected to the phase detector input. With this output available, the $\div N$ counter can be used independently.

LD
Lock Detector Output (Pin 28)

Essentially a high level when loop is locked (f_R, f_V of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

POWER SUPPLY

V_{DD}
Positive Power Supply (Pin 3)

The positive power supply potential. This pin may range from +3 to +9 V with respect to V_{SS} .

V_{SS}
Negative Power Supply (Pin 2)

The most negative supply potential. This pin is usually ground.

TYPICAL APPLICATIONS

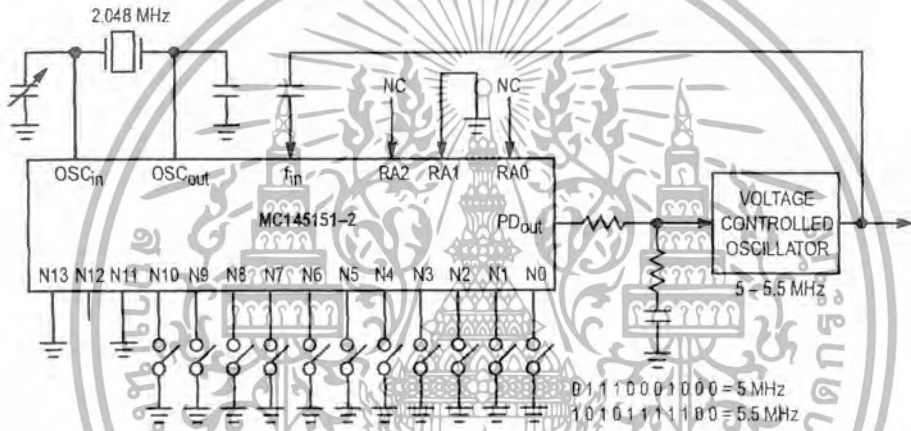
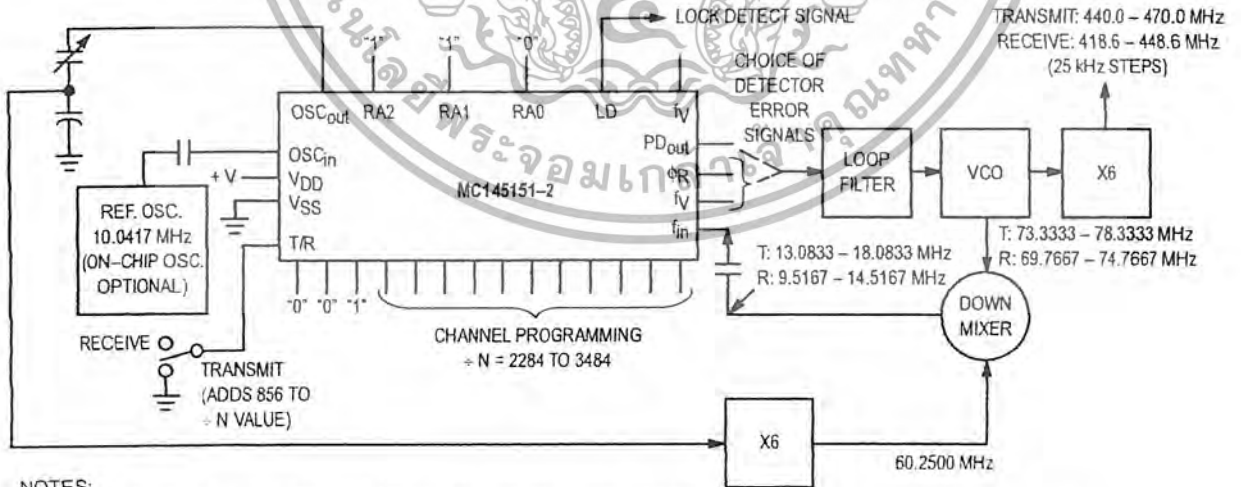


Figure 1. 5 MHz to 5.5 MHz Local Oscillator Channel Spacing = 1 kHz



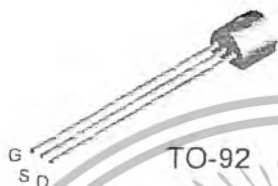
NOTES:

- $f_R = 4.1667$ kHz; $\div R = 2410$; 21.4 MHz low side injection during receive.
- Frequency values shown are for the 440 - 470 MHz band. Similar implementation applies to the 406 - 440 MHz band. For 470 - 512 MHz, consider reference oscillator frequency X9 for mixer injection signal (90.3750 MHz).

Figure 2. Synthesizer for Land Mobile Radio UHF Bands

MC145151-2 Data Sheet Continued on Page 23

MPF102



N-Channel RF Amplifier

This device is designed for electronic switching
Applications such as low ON resistance analog switching.
Sourced from Process 50.

Absolute Maximum Ratings* TA=25 degree C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{DG}	Drain-Gate Voltage	25	V
V _{GS}	Gate-Source Voltage	-25	V
I _{GF}	Forward Gate Current	10	mA
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +155	degree C

* This ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These rating are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics TA = 25 degrees C unless otherwise noted.

Symbol	Characteristic	Max	Units
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25 degrees C	350 2.8	mW mW/degrees C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	125	degrees C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	degrees C/W

* Device mounted on FR-4 PCB 1.5" X 1.6" X 0.06"

N-Channel RF Amplifier
(Continued)

Electrical Characteristics TA= 25 degrees C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS						
V _{(BR)GSS}	Gate-Source Breakdown Voltage	I _G =-1.0μA, V _{DS} =0	-25			V
I _{GSS}	Gate Reverse Current	V _{GS} =-15V, V _{DS} =0			-2.0	nA
V _{GS(off)}	Gate-Source Cutoff Voltage	V _{DS} =15V, I _D =2nA			-8.0	V
V _{GS}	Gate-Source Voltage	V _{DS} =15V, I _D =200μA	-0.5		-7.5	V
ON CHARACTERISTICS						
I _{DSS}	Zero-Gate Voltage Drain Current	V _{DS} =15V, V _{GS} =0	2.0		20	mA
g _{fs}	Forward Transconductance	V _{GS} =0V, V _{DS} =15V, f=1kHz	2000		7500	μS
Capacitance						
C _{iss}	Common-Source Input Capacitance	V _{GS} =15V, V _{DS} =0V f=1 MHz			7.0	pf
C _{rss}	Common-Source reverse Transfer Capacitance	V _{GS} =15V, V _{DS} =0V f=1 MHz			3.0	pf

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE_x[™]
CoolFET[™]
CROSSVOLT[™]
E²CMOS[™]
FACT[™]
FACT Quiet Series[™]
FAST[®]
FAST_r[™]
GTO[™]
HiSeC[™]

ISOPLANAR[™]
MICROWIRE[™]
POP[™]
PowerTrench[™]
QS[™]
Quiet Series[™]
SuperSOT[™]-3
SuperSOT[™]-6
SuperSOT[™]-8
TinyLogic[™]

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Silicon planar epitaxial overlay transistors

2N3866; 2N4427

DESCRIPTION

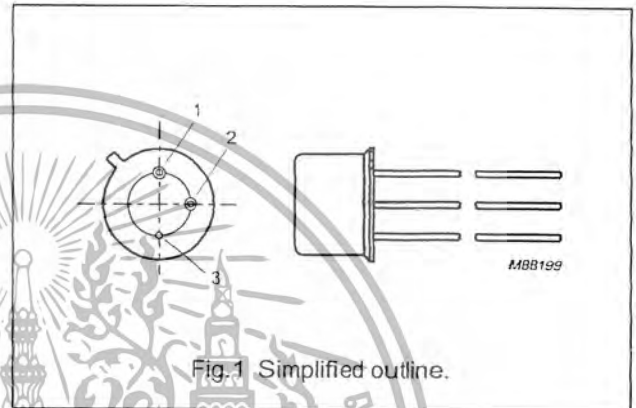
NPN overlay transistors in TO-39 metal packages with the collector connected to the case. The devices are primarily intended for class-A, B or C amplifiers, frequency multiplier and oscillator circuits.

APPLICATIONS

- The transistors are intended for use in output, driver or pre-driver stages in VHF and UHF equipment.

PINNING - TO-39/1

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CEr}	collector-emitter voltage 2N3866 2N4427	$R_{BE} = 10 \Omega$		55 40	V V
V_{CE0}	collector-emitter voltage 2N3866 2N4427	open base		30 20	V V
V_{EBO}	emitter-base voltage 2N3866 2N4427	open collector		3.5 2.0	V V
I_C	collector current (DC)			0.4	A
$I_{C(AV)}$	average collector current	measured over any 20 ms period		0.4	A
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_{mb} = 25^\circ C$		3.5	W
f_T	transition frequency	$I_C = 50 \text{ mA}$; $V_{CE} = 15 \text{ V}$; $f = 200 \text{ MHz}$	500		MHz
T_J	junction temperature			200	$^\circ C$

RF performance

TYPE NUMBER	f (MHz)	V_{CE} (V)	P_o (W)	G_p (dB)	η (%)
2N3866	400	28	1	>10	>45
2N4427	175	12	1	>10	>50

Silicon planar epitaxial overlay transistors

2N3866; 2N4427

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	2N3866		—	55	V
	2N4427		—	40	V
V _{CER}	collector-emitter voltage	R _{BE} = 10 Ω			
	2N3866		—	55	V
	2N4427		—	40	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	2N3866		—	30	V
	2N4427		—	20	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector			
	2N3866		—	3.5	V
	2N4427		—	2.0	V
I _C	collector current (DC)			0.4	A
I _{C(AV)}	average collector current	measured over any 20 ms period		0.4	A
I _{CM}	collector current peak value			0.4	A
P _{tot}	total power dissipation	up to T _{mb} = 25 °C		3.5	W
T _{stg}	storage temperature		-65	+200	°C
T _j	junction temperature			200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R _{th j-a}	thermal resistance from junction to ambient in free air		200	K/W
R _{th j-mb}	thermal resistance from junction to mounting base		50	K/W
R _{th mb-h}	thermal resistance from mounting base to heatsink	note 1	1.0	K/W
		note 2	2.5	K/W

Notes

1. Mounted with top clamping washer 56218.
2. Mounted with top clamping washer 56218 and a boron nitride washer for electrical insulation.

Silicon planar epitaxial overlay transistors

2N3866; 2N4427

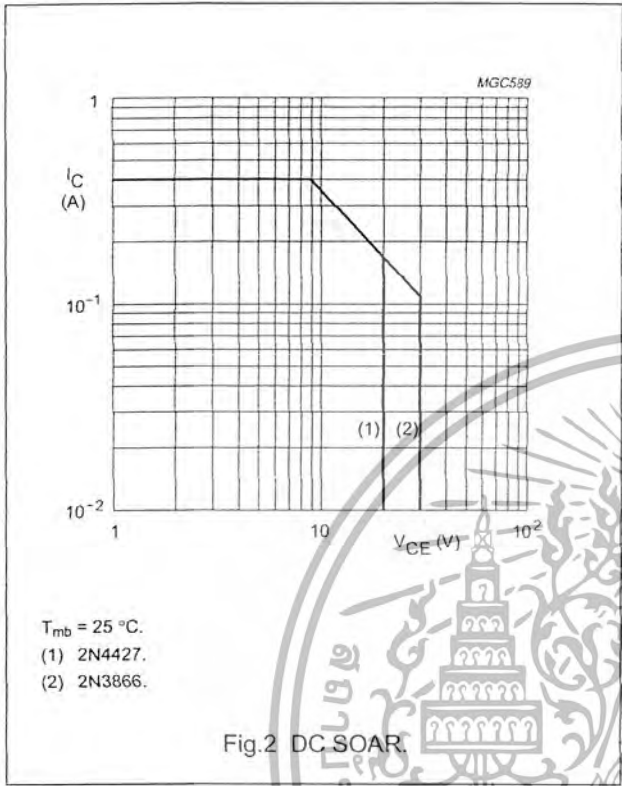


Fig.2 DC SOAR.

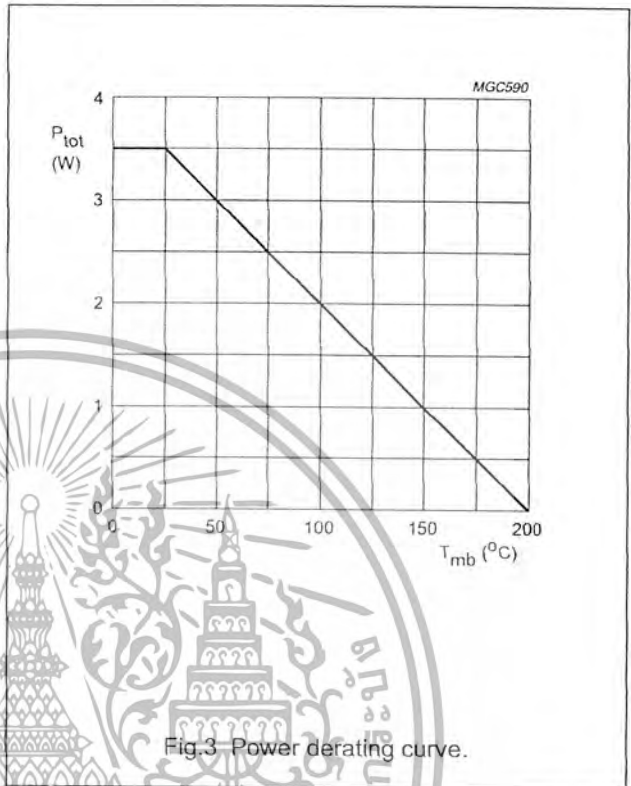


Fig.3 Power derating curve.

Silicon planar epitaxial overlay transistors

2N3866; 2N4427

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{(BR)CBO}	collector-base breakdown voltage 2N3866 2N4427	open emitter; I _C = 100 μA	55 40	— —	V V
V _{(BR)CEO}	collector-emitter breakdown voltage 2N3866 2N4427	open base; I _C = 5 mA	30 20	— —	V V
V _{(BR)CER}	collector-emitter breakdown voltage 2N3866 2N4427	R _{BE} = 10 Ω; I _C = 5 mA	55 40	— —	V V
V _{(BR)EBO}	emitter-base breakdown voltage 2N3866 2N4427	open collector; I _E = 100 μA	3.5 2	— —	V V
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N3866 2N4427	I _C = 100 mA; I _B = 20 mA		1 0.5	V V
I _{CEO}	collector leakage current 2N3866 2N4427	open base; V _{CE} = 28 V open base; V _{CE} = 12 V		20 20	μA μA
h _{FE}	DC current gain 2N3866 2N3866 2N4427 2N4427	I _C = 50 mA; V _{CE} = 5 V I _C = 360 mA; V _{CE} = 5 V I _C = 100 mA; V _{CE} = 5 V I _C = 360 mA; V _{CE} = 5 V	6 5 10 5	200 — 200 —	
f _T	transition frequency	I _C = 50 mA; V _{CE} = 15 V; f = 200 MHz	500	—	MHz
C _c	collector capacitance 2N3866 2N4427	V _{CB} = 28 V; I _E = I _B = 0; f = 1 MHz V _{CB} = 12 V; I _E = I _B = 0; f = 1 MHz	— —	3 4	pF pF

APPLICATION INFORMATION

Table 1 RF performance at T_{mb} = 25 °C.

TYPE NUMBER	f (MHz)	V _{CE} (V)	P _o (W)	G _p (dB)	I _c (mA)	η (%)
2N3866	100	28	1.8	>10	<107	>60
	250	28	1.5	>10	<107	>50
	400	28	1.0	>10	<79	>45
2N4427	175	12	1.0	>10	<167	>50
	470	12	0.4	>10	67	50

Silicon planar epitaxial overlay transistors

2N3866; 2N4427

Ruggedness

The transistors are capable of withstanding a load mismatch corresponding to $VSWR = 3 : 1$ varied through all phases, under the conditions mentioned in Table 1.

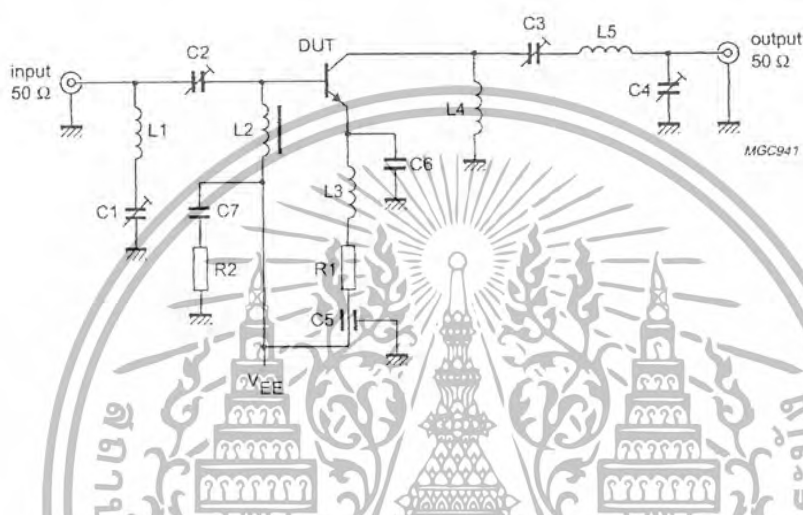


Fig.4 Test circuit for the 2N3866 at 400 MHz.

List of components (see Fig.4)

COMPONENT	DESCRIPTION	VALUE	DIMENSIONS	CATALOGUE No.
C1, C2, C3	air trimmer capacitor	4 to 29 pF		
C4	air trimmer capacitor	4 to 14 pF		
C5	feed-through capacitor	1 nF		
C6	capacitor	12 pF		
C7	capacitor	12 nF		
R1	resistor	5.6 Ω		
R2	resistor	10 Ω		
L1	2 turns 1.0 mm copper wire	—	int. diameter 6 mm; winding pitch 3 mm	
L2	Ferroxcube choke coil	Z = 450 Ω; f = 250 MHz		4312 020 36690
L3, L4	6 turns enamelled 0.5 mm copper wire	100 nH	int. diameter 3.5 mm	
L5	2 turns 1.0 mm copper wire	—	int. diameter 7 mm; winding pitch 2.5 mm; leads 2 × 15 mm	

PN3563



C
B
E

TO-92

NPN RF Amplifier

This device is designed for use as RF amplifiers, oscillators and multipliers with collector currents in the 1.0 mA to 30 mA range. Sourced from Process 43. See PN918 for characteristics.

Absolute Maximum Ratings* TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	15	V
V _{CBO}	Collector-Base Voltage	30	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	2.0	V
I _C	Collector Current - Continuous	50	mA
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max	Units
		PN3563	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350	mW
		2.8	mW/°C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	125	°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	°C/W

NPN RF Amplifier
 (continued)

Electrical Characteristics

TA= 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{CE(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage*	$I_C = 3.0 \text{ mA}, I_B = 0$	15		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu\text{A}, I_E = 0$	30		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$	2.0		V
I_{CBO}	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 15 \text{ V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 15 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$		0.05 5.0	μA nA
ON CHARACTERISTICS*					
h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 8.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	20	200	
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 8.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	600	1500	MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$ $V_{CB} = 0, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		1.7 3.0	pF pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{BE} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0, f = 140 \text{ MHz}$		2.0	pF
h_{fe}	Small-Signal Current Gain	$I_C = 8.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 1.0 \text{ MHz}$	20	250	
$rb'Cc$	Collector Base Time Constant	$I_C = 8.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 79.8 \text{ MHz}$	8.0	25	pS
FUNCTIONAL TEST*					
G_{pe}	Amplifier Power Gain	$I_b = 8.0 \text{ mA}, V_{CB} = 10 \text{ V},$ $f = 200 \text{ MHz}$	14	26	dB

 *Pulse Test: Pulse Widths 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$

2SC1946A

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

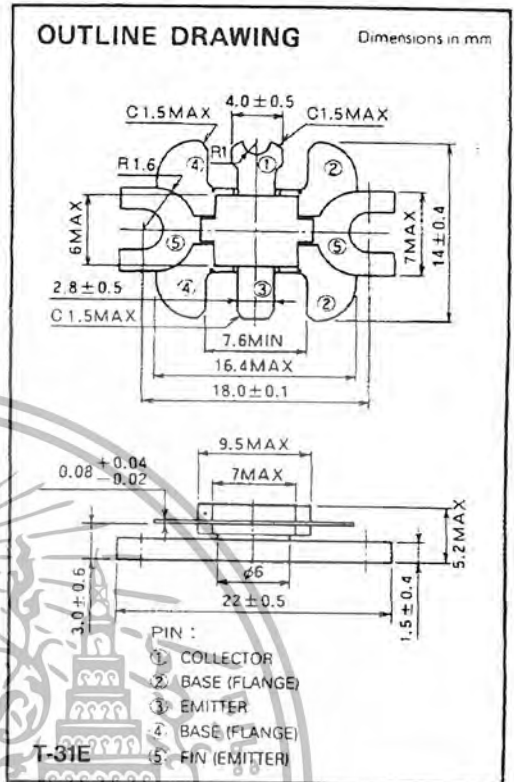
2SC1946A is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers on VHF band mobile radio applications.

FEATURES

- High power gain: $G_{pe} \geq 10\text{dB}$
@ $V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_O = 30\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction and gold metallization for high reliability and good performances.
- Low thermal resistance ceramic package with flange.
- Ability of withstanding more than 20:1 load VSWR when operated at $V_{CC} = 15.2\text{V}$, $P_O = 30\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$.
- Equivalent input/output impedance at rated operating conditions: $Z_{in} = 0.65 + j1.4\Omega$
 $Z_{out} = 1.9 + j0.75\Omega$

APPLICATION

25 watts output power amplifiers in VHF band mobile radio applications.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
V _{CB0}	Collector to base voltage		35	V
V _{EB0}	Emitter to base voltage		4	V
V _{CE0}	Collector to emitter voltage	$R_{FE} = \infty$	17	V
I _C	Collector current		7	A
P _C	Collector dissipation	T _a = 25 °C	3	W
		T _C = 25 °C	50	W
T _j	Junction temperature		175	°C
T _{stg}	Storage temperature		-55 to 175	°C
R _{th-a}	Thermal resistance	Junction to ambient	50	°C/W
R _{th-c}	Thermal resistance	Junction to case	3	°C/W

Note: Above parameters are guaranteed independently.

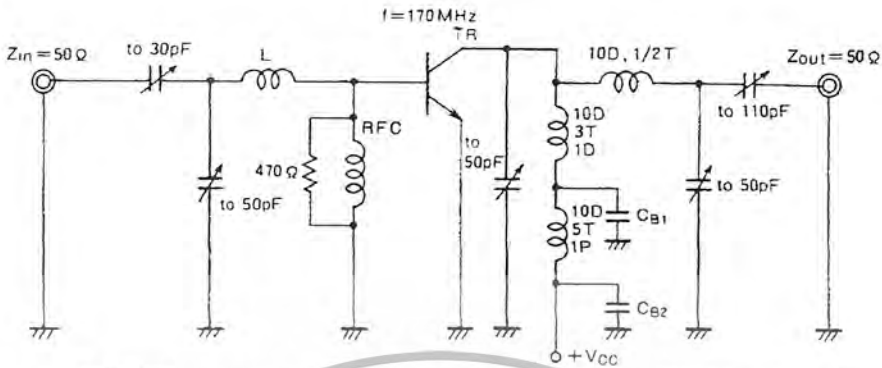
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
V _{(BR)EBO}	Emitter to base breakdown voltage	I _E = 10 mA, I _C = 0	4			V
V _{(BR)CBO}	Collector to base breakdown voltage	I _C = 10 mA, I _E = 0	35			V
V _{(BR)CEO}	Collector to emitter breakdown voltage	I _C = 0.1 A, R _{BE} = ∞	17			V
I _{CB0}	Collector cutoff current	V _{CB} = 25 V, I _E = 0			2	mA
I _{EB0}	Emitter cutoff current	V _{EB} = 3 V, I _C = 0			1	mA
h _{FE}	DC forward current gain *	V _{CE} = 10 V, I _C = 0.2 A	10	50	180	—
P _O	Output power	V _{CC} = 13.5 V, P _{in} = 3 W, f = 175 MHz	30	35		W
η _C	Collector efficiency	V _{CC} = 13.5 V, P _{in} = 3 W, f = 175 MHz	60	70		%

Note: * Pulse test, P_w = 150 μs, duty = 5%

Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change

TEST CIRCUIT

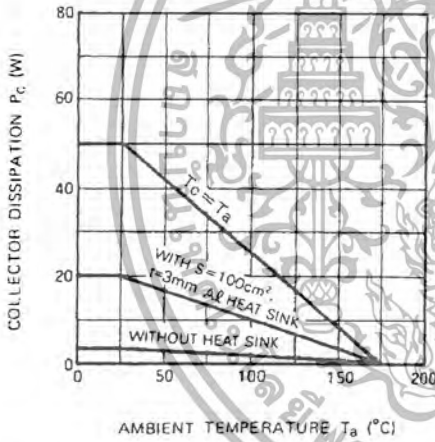


- L: Length 10mm
- RFC: 0.4mm enameled wire 12T with Ferrite Bead
- CB1: 220pF, 2200pF in parallel
- CB2: 220pF, 2200pF, 10uF in parallel

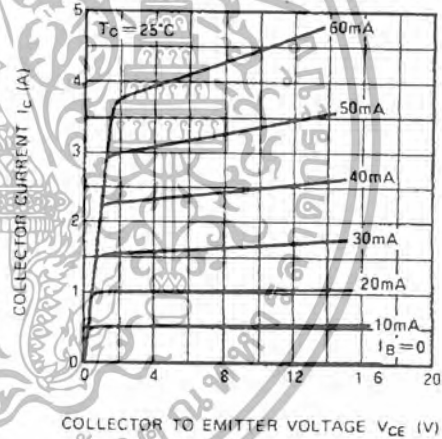
Notes: All coils are made from 1.5mm diameter silver plated copper wire. Coil dimensions in millimeter. D: Inner diameter of coil. T: Turn number of coil. P: Pitch of coil.

TYPICAL PERFORMANCE DATA

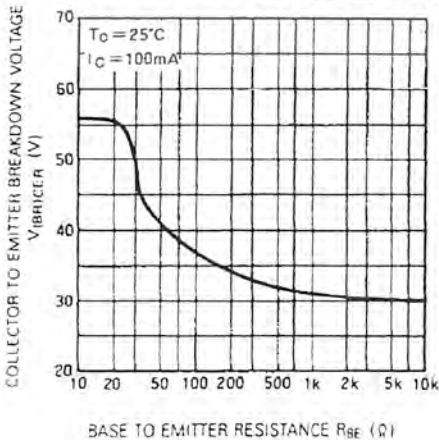
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



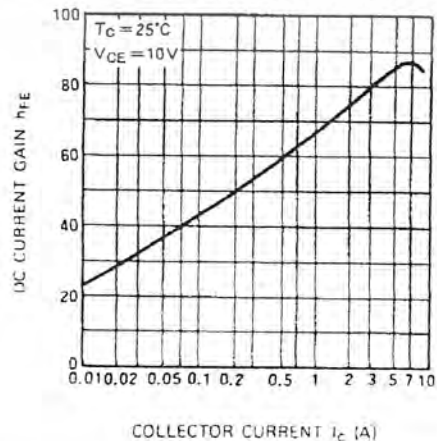
COLLECTOR CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



COLLECTOR TO EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE TO EMITTER RESISTANCE

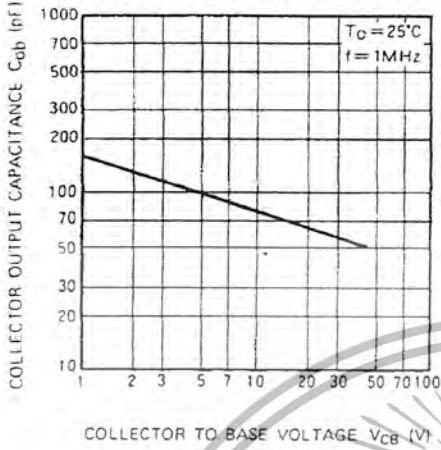


DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT

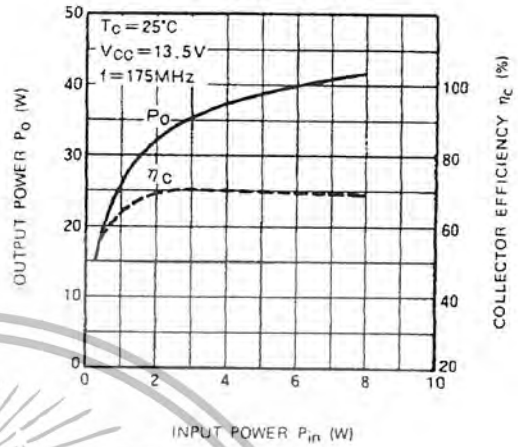


NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

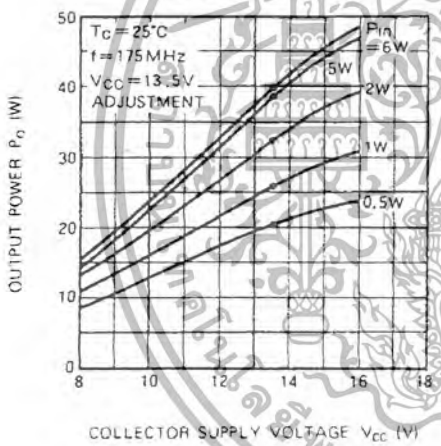
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR 2SC1971

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

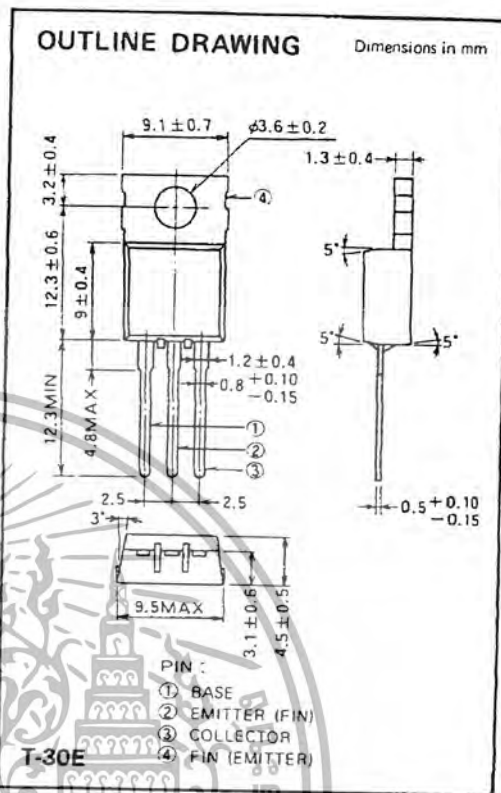
2SC1971 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers on VHF band mobile radio applications.

FEATURES

- High power gain: $G_{pe} \geq 10\text{dB}$
@ $V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_o = 6\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction, gold metallization for high reliability and good performances.
- TO-220 package similar is combinient for mounting.
- Ability of withstanding more than 20:1 load VSWR when operated at $V_{CC} = 15.2\text{V}$, $P_o = 6\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$.

APPLICATION

4 to 5 watts output power amplifiers in VHF band applications.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
V_{CBO}	Collector to base voltage		35	V
V_{EBO}	Emitter to base voltage		4	V
V_{CEO}	Collector to emitter voltage	$R_{BE} = \infty$	17	V
I_C	Collector current		2	A
P_C	Collector dissipation	$T_a = 25^\circ\text{C}$ $T_c = 25^\circ\text{C}$	1.5 12.5	W
T_j	Junction temperature		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		-55 to 150	$^\circ\text{C}$
R_{th-a}	Thermal resistance	Junction to ambient	83	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{th-c}		Junction to case	10	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Note: Above parameters are guaranteed independently

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

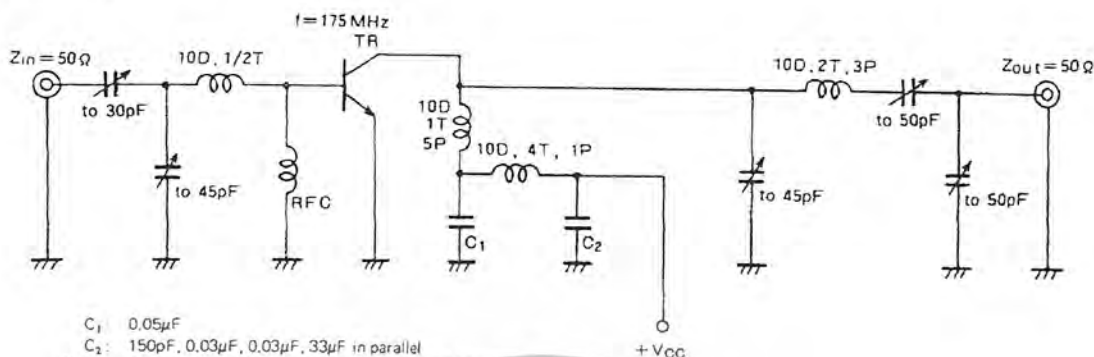
Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$V_{(BR)EBO}$	Emitter to base breakdown voltage	$I_F = 5\text{mA}$, $I_C = 0$	4			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector to base breakdown voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $I_E = 0$	35			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector to emitter breakdown voltage	$I_C = 50\text{mA}$, $R_{BE} = \infty$	17			V
I_{CBO}	Collector cutoff current	$V_{CB} = 25\text{V}$, $I_E = 0$			500	μA
I_{EBO}	Emitter cutoff current	$V_{EB} = 3\text{V}$, $I_C = 0$			500	μA
h_{FE}	DC forward current gain*	$V_{CE} = 10\text{V}$, $I_C = 0.1\text{A}$	10	50	180	—
* P_o	Output power	$V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_{in} = 0.6\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$	6	7		W
η_C	Collector efficiency	$V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_{in} = 0.6\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$	60	70		%

Note: * Pulse test, $P_w = 150\mu\text{s}$, duty = 5%

Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change

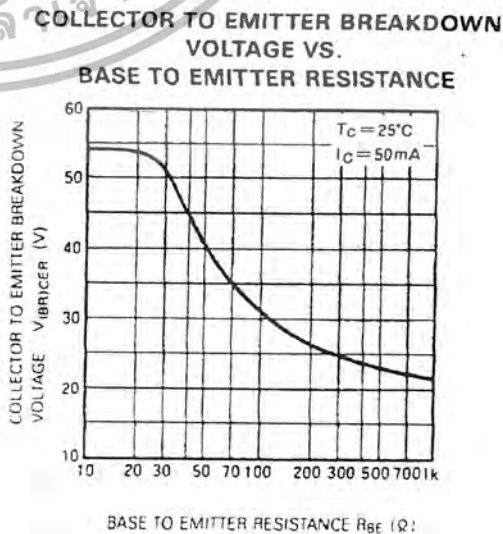
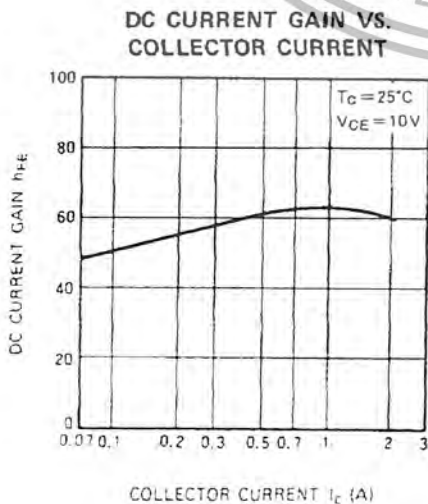
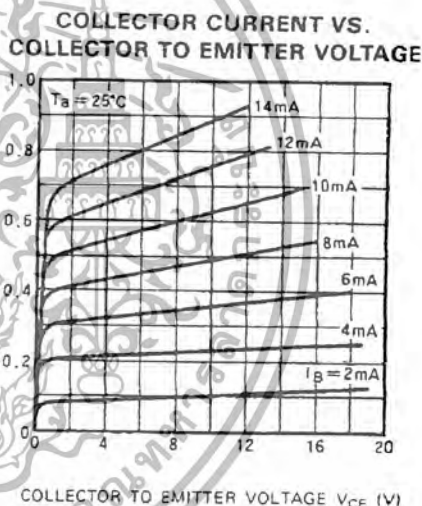
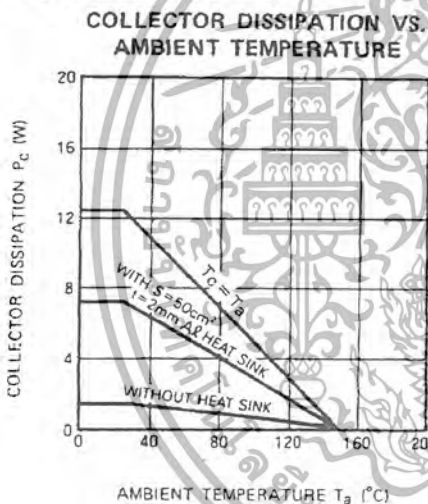
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST CIRCUIT



- C₁: 0.05μF
- C₂: 150pF, 0.03μF, 0.03μF, 33μF in parallel
- Notes: All coils are made from 1.5mmφ silver plated copper wire
- Coil dimensions in milli-meter
- D: Inner diameter of coil
- T: Turn number of coil
- P: Pitch of coil

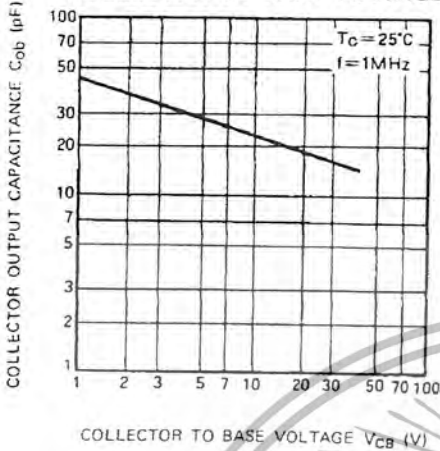
TYPICAL PERFORMANCE DATA



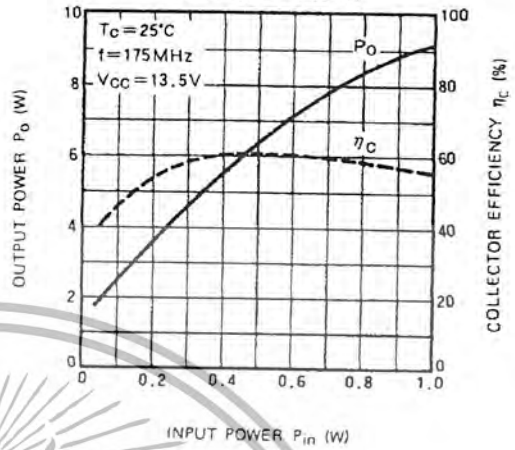
MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR
2SC1971

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE

