

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบเรดาร์เบื้องต้น



ร.พ.
ร.พ. ๖๒ ๖
๐๕๖๔

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

นายชาตรีกร บุษยชาติพิสกุณี
นายสมชัย วัฒนสุนทรกุล



6 12559 349

โครงการนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASIC RADAR SYSTEM



**A Special project, Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirement, for the Degree of Bachelor of Science
Department, of Applied Physics
Faculty of Science
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang**

1991

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ

โดย

ภาควิชา

อาจารย์ที่ปรึกษา

ระบบเรดาร์เบื้องต้น

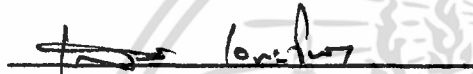
นายชาคริก บุญชาติพิสุทธ์

นายสมชัย วัฒนสุนทรกุล

พิสิทธ์ประยุทธ์

อ.อนพงค์ สรงประภา

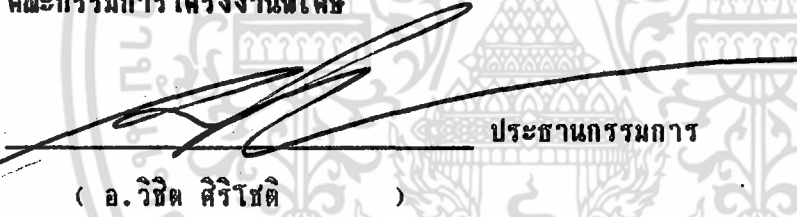
ภาควิชาพิสิทธ์ประยุทธ์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้โครงการพิเศษฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต



(ดร. เสน่ห์ เอกะวิภาค)

หัวหน้าภาควิชาพิสิทธ์ประยุทธ์

คณะกรรมการโครงการพิเศษ



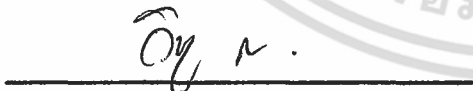
(อ. วิชิต ศิริวิทธิ)

ประธานกรรมการ



(อ.อนพงค์ สรงประภา)

กรรมการ



(อ.วิชาญ กกกนทา)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาพิสิทธ์ประยุทธ์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ

ระบบเรดาร์เบื้องต้น

นักศึกษา

นายชาคริก บุญชาติพิสุทษ์

นายสมชัย วัฒนสุนทรกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.อนงค์ สรงประภา

ภาควิชา

อิเล็กทรอนิกส์ประยุกต์

ปีการศึกษา

2534

บทคัดย่อ

จากวงจรรับส่งเรดาร์ที่มีอยู่ ซึ่งปราศจากข้อมูลวงจรใดๆ ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ ตลอดจนทดสอบการทำงานของส่วนย่อยต่างๆ จากนั้นจึงได้ออกแบบและสร้างสายอากาศจานสะท้อนคลื่นแบบออฟเซตเฟด(offset-feed)ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.21 เมตร ทางยาวโฟกัส 0.81 เมตร ตลอดจนสร้างกล่องวงจรกำเนิดสัญญาณอาพันธ์(Coherent Oscillator: COHO)ที่ความถี่ 30 เมกะเฮิรท์ ทั้งนี้เพื่อจะทำการปรับระบบเดิมให้กลายเป็นระบบเรดาร์แบบ MTI (Moving Target Indicator)ต่อไป ซึ่งจะสมารถใช้ในการตรวจจับตำแหน่งวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ได้

Special Project Title **BASIC RADAR SYSTEM**
Name **Mr.Charkrig Bunyachatpisuth**
 Mr.Somchai Wattanasoontornkul
Special Project Advisor **Mr.Anupong Songprapa**
Department **Applied Physics**
Academic year **1991**



Abstract

Given an unknown X-band transmitter-receiver box, a practical study of pulsed radar system followed. Each subunit has been identified, analysed and tested. A 1.21 meters diameter, 0.81 meters focal length offset-feed parabolic antenna and a 30MHz coherent oscillator circuit has also been designed and constructed. The first one was necessary to facilitate the whole system testing. The second one will be an important subunit for upgrading the system to perform moving target indication (MTI) in the near future.

กติการมประกาศ

โครงการพิเศษนี้สามารถเสร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความช่วยเหลือ และความอนุเคราะห์ จากบุคคลต่างๆ ดังนี้

คุณพ่อคุณแม่

และ

อ.อนุพงศ์ สรงประภา

สำหรับความรู้ ข้อมูล และการดูแลทุกๆด้าน

อ.อนุชิต

สำหรับคำปรึกษา การอนุเคราะห์การด้านรูปประกอบ

คณะกรรมการทุกท่าน

ที่ช่วยตรวจรายงานฉบับนี้

ภาควิชานิเทศศาสตร์

ให้ยืมอุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ

เพื่อนๆทุกคน

ที่คอยให้กำลังใจ และความช่วยเหลือทุกอย่าง

ชาคริก บุษยชาติพิสุทธิ์

สมชัย วัฒนสุนทรกุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อปัญหาพิเศษภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อปัญหาพิเศษภาษาอังกฤษ.....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญรูป.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของระบบเรดาร์.....	3
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับระบบเรดาร์.....	3
2.1.1 ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบเรดาร์.....	6
2.1.2 สมการเรดาร์.....	8
2.1.2.1 ระยะการตรวจจับไกลสุด.....	17
2.1.2.2 RCS.....	17
2.2 สาขอากาศ.....	20
2.2.1 หลักการและตัวแปรพื้นฐาน.....	20
2.2.1.1 ภาวะการย้อนกลับได้.....	20
2.2.1.2 อัตราขยาย สภาวะทิศทาง และช่องประสิทธิผล....	20
2.2.1.3 แพทเทอนของการแพร่.....	22
ความกว้างลำคลื่น.....	24
ไซด์โลบ.....	26
2.2.1.4 การแยกขั้ว.....	27
2.2.1.5 SWR.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2	การวิเคราะห์สายอากาศแบบตัวสะท้อน.....	28
2.2.3	ตัวป้อนแบบฮอร์น.....	31
2.2.4	สายอากาศตัวสะท้อนแบบออฟเซต.....	33
2.3	ระบบสายส่งสัญญาณ.....	33
2.3.1	ท่อนำคลื่น.....	33
2.3.2	คูเพกเซอร์.....	36
2.3.2.1	เซอร์คูเลเตอร์.....	37
2.3.2.2	ตัวป้องกันภาครับ.....	39
	หลอดท้ออาร์.....	39
	ตัวจำกัดขนาดสัญญาณประเภทสารกึ่งตัวนำ.....	40
	อุปกรณ์ร่วมของหลอดท้ออาร์และ	
	ตัวจำกัดขนาดแบบเนื้องาน.....	41
2.4	ภาคส่ง.....	41
2.4.1	ตัวกำเนิดความถี่และตัวขยายกำลัง.....	42
2.4.1.1	หลอดแมกนีตรอน.....	43
2.4.2	มอดูเลเตอร์.....	46
2.4.2.1	มอดูเลเตอร์แบบไล่น์ไทป์.....	47
2.5	ภาครับ.....	51
2.5.1	ภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรตาชน.....	53
2.5.1.1	ตัวตรวจจับและโครงข่ายมิกเซอร์.....	54
	ตัวตรวจจับแบบผลึก.....	54
	มิกเซอร์แบบสมดุค.....	55
2.5.1.2	โลคัลออสซิลเลเตอร์.....	58
	กั้นไดโอด.....	59
2.5.1.3	ภาคขยายความถี่กลาง.....	61
	วงจรขยายแบบหลอด.....	61
	การเลือกใช้และการกรองสัญญาณความถี่กลาง.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2	สัญญาณรบกวนในภาครับ.....	63
2.5.2.1	ลักษณะของสัญญาณรบกวน ทางความร้อนของภาครับ.....	63
2.5.2.2	สัญญาณรบกวนปรากฏ.....	63
2.5.2.3	สัญญาณรบกวนปรากฏของภาครับ.....	67
2.5.3	พิสัยพลวัต.....	68
บทที่ 3	การดำเนินงานการวิจัย.....	70
3.1	ส่วนอุปกรณ์ทางไมโครเวฟและวงจรไบแอส.....	71
	เซอร์คูเลเตอร์.....	71
	พินน์ไดโอด.....	72
	มิกเซอร์แบบผสมคูณ.....	73
	กั้นไดโอดและวงจรการไบแอส.....	73
	หลอดแมกนีตรอน.....	73
3.2	สายอากาศ.....	74
3.3	วงจรมอดูเลเตอร์ของภาคส่ง.....	82
3.4	ภาครับ.....	82
	วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง.....	83
บทที่ 4	ผลการทดลองของงานวิจัย.....	89
4.1	สายอากาศ.....	89
4.2	การหาค่าครึ่งกำลังของฮอร์น.....	91
4.3	ผลการทดลองภาคส่ง.....	92
4.4	ผลการทดลองหาความถี่ของกั้นไดโอด.....	92
4.5	ผลการทดลองมิกเซอร์.....	92
4.6	ผลการทดลองวงจรโมโนสเตเบิล.....	93
4.7	ผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณเบสท์.....	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 ผลการทดลองวางจรวดเนคส์สัญญาณความถี่อาพันธ์.....	95
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	96
บรรณานุกรม.....	98
ประวัติผู้เขียน.....	99
ข้อมูลเฉพาะของสิ่งประดิษฐ์และอุปกรณ์.....	ภาคผนวก ก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูป 2-1	หลักการและส่วนประกอบพื้นฐานของระบบเรดาร์.....	5
รูป 2-2(a)	ความเข้มกำลัง(P_u)ที่ระยะ R สำหรับการแพร่กระจายคลื่นกำลังงาน (P_u) วัดได้จากสายอากาศแบบไอโซโทรปิก.....	10
รูป 2-2(b)	ความเข้มกำลัง(PD)ที่ระยะ R สำหรับการแพร่ออกมาจากสายอากาศ แบบมีทิศทางที่มีอัตราขยาย(gain)เท่ากับ(P_u) วัดได้.....	11
รูป 2-2(c)	power per steradian ที่สะท้อนเข้ามาถึงเรดาร์จากเป้าหมายที่ ระยะ R ด้วยพื้นที่การกระเจิงกลับ(backscatter area)เท่ากับ a.....	11
รูป 2-2(d)	ความหนาแน่นกำลัง PD_e ที่เรดาร์เนื่องจากการกระเจิงกลับจากเป้าที่ ระยะ R ด้วย RCS เท่ากับ σ	12
รูป 2-2(e)	กำลังที่รับได้โดยเรดาร์ จากเป้าที่ระยะ R ซึ่งมี RCS เท่ากับ σ	12
รูป 2-3	แสดงสภาพในการใช้งานจริงของระบบเรดาร์.....	14
รูป 2-4	สมการเรดาร์และอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนขาออก.....	16
รูป 2-5 (a)	แสดงแพทเทอนของลำคลื่นแบบปลายดินสอ.....	23
(b)	แสดงแพทเทอนของมุมเงยในระนาบหลัก.....	23
(c)	แสดงลวดลายแพทเทอนที่ความเข้มค่าหนึ่ง.....	23
รูป 2-6	แสดงแพทเทอนแบบต่างๆในเทอมของ $\sin(X)/X$	25
รูป 2-7	แสดงการกระจายแอมพลิจูดที่เหมาะสมของเทลเลอร์(the optimum Taylor amplitude distribution).....	26
รูป 2-8	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง SWR กับสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	28
รูป 2-9	แสดงการนิยามทิศเวกเตอร์สัมพันธ์กับตำแหน่งตัวป้อน.....	29
รูป 2-10	ภาพเชิงเรขาคณิตของตัวสะท้อน.....	30
รูป 2-11	แสดงฮอร์นแบบต่างๆ (a)แบบ Sectoral H-plane.....	30
	(b)แบบ Sectoral E-plane.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	(c)แบบ Pyramidal horn.....	31
รูป 2-12	ตัวประกอบการลดทอนอัตราขยาย R_s และ R_H ในหน่วย dB.....	32
รูป 2-13	แสดงลักษณะสายอากาศแบบออฟเซตที่ใช้ในโครงการพิเศษ.....	33
รูป 2-14	แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของ โหนด TE ₀₁ ในท่อนำคลื่นแบบหน้าตัดสี่เหลี่ยม.....	34
รูป 2-15	แสดงการสูญเสียในท่อนำคลื่นที่ความถี่ต่างๆ.....	36
รูป 2-16	แสดงตัวอย่างเซอร์คูเลเตอร์แบบสารเฟอร์ไรต์.....	37
รูป 2-17	แสดงตัวอย่างของเซอร์คูเลเตอร์ประเภทสารเฟอร์ไรต์แบบที่.....	38
รูป 2-18	แสดงแรงดันรั่วไหลผ่านหลอดที่อาร์.....	39
รูป 2-19	ภาคส่งแบบพื้นฐาน.....	41
รูป 2-20	รูปแบบภาคส่งพื้นฐาน a) ภาคส่งแบบตัวกำเนิดความถี่กำลังสูง..... b) ภาคส่งแบบตัวกำเนิดความถี่กำลังต่ำ.....	41 41
รูป 2-21	ภาคตัดขวางที่ตำแหน่งหัวคาโทด และหัวแอโนดของแมกนีตรอน.....	43
รูป 2-22	แสดงลักษณะหลอดแมกนีตรอนแบบโคแอกเซียลและแบบอินเวอสิโคแอกเซียล..	44
รูป 2-23	กราฟความสัมพันธ์ของความต่างศักย์ของแมกนีตรอน และนิยามของ สแตติกอิมพีแดนซ์ และไดนามิกอิมพีแดนซ์ของหลอดแมกนีตรอน.....	45
รูป 2-24	การกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยมจากการคายประจุของสายส่งสัญญาณเปิดวงจร.....	48
รูป 2-25	แสดง PFN แบบ GUILLEMIN E-TYPE.....	48
รูป 2-26	โครงสร้างพื้นฐานสำหรับพัลส์มอดูเลต.....	49
รูป 2-27	วงจรพื้นฐานของมอดูเลเตอร์แบบไลนไทม์.....	49
รูป 2-28	แสดงภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดายน์ในรูปแบบการตรวจวัดเฟสแบบ โคฮีเรนซ์.....	54
รูป 2-29	แสดงคุณสมบัติของตัวตรวจจับแบบพลิก.....	54
รูป 2-30	แสดงประสิทธิภาพการรับกับกำลังต้านเข้า (ไมโครเวฟ).....	55
รูป 2-31	แสดงตัวอย่างของวงจรมิกเซอร์แบบสมดุล.....	56
รูป 2-32	แสดงแผนผังของ TRACKING LO(TLO).....	58
รูป 2-33	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของกันไดโอด.....	59

รูป 2-34	แสดงวงจรเสมือนของตัวกำเนิดความถี่แบบกันน้ำไดโอด.....	60
รูป 2-35	แสดงแผนผังของหลอดแอมป์.....	61
รูป 2-36	แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณด้านเข้ากับด้านออกของวงจรขยายแบบหลอด.....	62
รูป 2-37	ตัวประกอบต่างๆที่มีผลต่อระดับสัญญาณรบกวนรวมในภาครับ.....	65
รูป 2-38	การตอบสนองความถี่ของมิกเซอร์ทั้งความถี่สัญญาณและความถี่จินตภาพ.....	68
รูป 3-1.	แสดงส่วนประกอบของระบบ ทั้งส่วนที่มีอยู่เดิม (เส้นทึบ) และส่วนที่ทําเพิ่ม (เส้นประ) ส่วนที่เหลือเป็นส่วนที่ยังไม่ได้ทําการวิจัย.....	70
รูป 3-2	ภาพแสดงอุปกรณ์ต่างๆทางไมโครเวฟ.....	71
รูป 3-3	เซอร์คูเลเตอร์ประเภทสาร์เฟอร์ไรด์ (a) แสดงการส่งผ่านสัญญาณจากภาคส่งสู่สายอากาศ..... (b) แสดงการส่งผ่านสัญญาณจากสายอากาศสู่ภาครับ.....	72 72
รูป 3-4	วงจรสมมูลของพินน้ำไดโอด.....	72
รูป 3-6	วงจรการไบแอสกันน้ำไดโอด.....	73
รูป 3-7	กราฟพาราโบลอยด์ที่มีจุดยอดอยู่ที่จุดกำเนิดในระบบพิกัดฉาก.....	74
รูป 3-8	ภาพตัดสมการ (3.1) ในระนาบ Y-Z.....	75
รูป 3-9	ภาพตัดสมการ (3.1) ด้วยระนาบ X-Z.....	75
รูป 3-10	แสดงเงื่อนไขขอบเขตของพาราโบลาร์เพื่อหาระยะโฟกัสของสายอากาศ.....	76
รูป 3-11	แสดงภาคตัดพาราโบลอยด์ในระนาบ X-Y.....	78
รูป 3-12	กราฟสมการวงกลม $X^2 + Y^2 = (r/2)^2$	79
รูป 3-13	ภาพเงาฉายของสายอากาศบนระนาบ X-Y และการกำหนดคอร์รัค.....	80
รูป 3-14	แสดงสายอากาศที่สร้างเสร็จ.....	80
รูป 3-15	วงจรไลน์ไทป์มอดูเลเตอร์ที่ใช้ในโครงการงาน.....	81
รูป 3-16	วงจรขยายภาคแรก.....	82
รูป 3-17	วงจรกรองสัญญาณ.....	83
รูป 3-18	วงจรขยายแบบหลอด.....	83
รูป 3-19	ลักษณะรูปสัญญาณจาก COHO เมื่อเทียบกับสัญญาณการส่ง.....	84
รูป 3-20	แสดงแผนผังและทิศสัญญาณด้านเข้าและด้านออกของ COHO.....	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3-21	แสดงรูปแบบการวางอุปกรณ์สำหรับการทดลองในส่วนของ COHO	85
รูป 3-22	แผนผังการมอดูเลตแบบพัลส์.....	86
รูป 3-23	วงจรกำเนิดสัญญาณเบิซท์และวงจรถยาย.....	86
รูป 3-24	วงจรฐานเวลาและวงจรหน่วง.....	87
รูป 3-25	แสดงวงจร COHO.....	87
รูป 3-26	แสดงการวางอุปกรณ์ทั้งหมดสำหรับการทดลอง.....	88
รูป 4-1	รูปแบบการทดลองหาแพทเทอนของสายอากาศสำหรับระนาบมุมอะซิมุส.....	89
รูป 4-2	แสดงแพทเทอนที่ได้จากการทดลองในระนาบมุมอะซิมุส.....	89
รูป 4-3	การทดลองหามุมครึ่งกำลังของฮอร์น.....	91
รูป 4-4	ค่ามุมครึ่งกำลังในระนาบ H และระนาบ E ที่ได้จากการทดลอง.....	91
รูป 4-5	ภาคส่งที่ใช้ในการทดลอง.....	92
รูป 4-6	แสดงการทดลองการทำงานของมิทเซอร์.....	93
รูป 4-7	สัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆของวงจรมโนสเทเบิล.....	94
รูป 4-8	แสดงสัญญาณของวงจรถายเบิซท์(ล่าง)เทียบกับ สัญญาณจากฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์(บน).....	94
รูป 4-9	แสดงรูปสัญญาณจากวงจร COHO (ล่าง)เทียบกับ สัญญาณจากวงจรถายเบิซท์(บน).....	95
รูป 4-10	การเทียบเฟสที่ได้จากวงจรถายเบิซท์(บน)และจาก วงจร COHO (ล่าง).....	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตาราง 2-1 รูปแบบข้อมูลที่ได้จากเป้า.....5

ตาราง 2-2 ลักษณะการกระเจิงกลับของรูปทรงต่างๆ.....12

ตาราง 2-3 แสดงตัวอย่างของท่อนำคลื่นตามมาตรฐานของ JIS.....19

ตาราง 3-1 แสดงคุณสมบัติของแมกนีตรอนที่ใช้ในโครงการพิเศษ.....68



บทที่ 1

บทนำ

การนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาใช้ประโยชน์มีได้หลายวิธี และเรดาร์เป็นวิธีการอย่างหนึ่ง คำว่า เรดาร์(radar) เป็นคำที่ใช้ในกองทัพเรือสหรัฐตั้งแต่ปี 1940 เมื่อเริ่มต้นสงครามโลกครั้งที่ 2 โดยเป็นคำย่อมาจาก Radio Detection And Ranging

เรดาร์มีประโยชน์หลายด้านแต่การนำไปใช้งานเฉพาะด้านจะทำให้การออกแบบและเทคนิคทางด้านวิศวกรรมมีความยุ่งยากซับซ้อน โดยทั่วไประบบเรดาร์หนึ่งๆจะทำงานได้หลายหน้าที่ และในขณะที่ทำหน้าที่หนึ่งอยู่จะเรียกว่า โหมด(mode) ตัวอย่างเช่นในเรดาร์ควบคุมการต่อต้านอากาศยาน มักจะมีสองโหมดคือ 1)โหมดหนึ่ง(acquisition mode)ซึ่งเป็นการชี้ตำแหน่งของเป้าหมายที่ตรงพอที่จะเริ่มการติดตาม และ 2)โหมดการติดตาม(Tracking mode) เป็นการกำหนดตำแหน่งเป้าหมายล่วงหน้า

หน้าที่หลักบางประการของเรดาร์ได้แก่

<i>Acquisition</i>	เป็นการกำหนดตำแหน่งเป้าเพื่อการติดตาม
<i>Detection</i>	เป็นการค้นหาและชี้ตำแหน่งของเป้า
<i>Height finding</i>	เป็นการหาความสูงของวัตถุบิน
<i>Homing</i>	เป็นการหาความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดตำแหน่งของเป้ากับที่ตั้งเรดาร์
<i>Mapping</i>	เป็นการแสดง(วาด)บริเวณพื้นที่เป้าหมายที่สนใจ
<i>Navigation</i>	เป็นการหาตำแหน่งของภูมิประเทศที่มีลักษณะเฉพาะ เช่น ทิวประภาคาร หรือวัตถุอื่นๆที่สนใจเช่น เรือ เครื่องบิน
<i>Ranging</i>	เป็นการหาระยะห่างระหว่างเรดาร์กับเป้าที่สนใจ
<i>Reconnaissance</i>	เป็นการสังเกตและตรวจสอบในบริเวณจำกัดหนึ่ง เพื่อหาข้อมูลสำหรับการรักษาความปลอดภัย โดยคำนึงถึงสภาพภูมิประเทศ ตำแหน่งวัตถุที่สนใจ และสถานะการณ์ที่กำหนดเป็นเงื่อนไขไว้
<i>Search</i>	เป็นการค้นหาวัตถุโดยอิสระและมุม(เทียบกับโลก)ภายในบริเวณการตรวจจับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<i>Speed measuring</i>	เป็นการวัดความเร็วของเป้าจากผลของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์
<i>Surveillance</i>	เป็นการสังเกตอย่างต่อเนื่องในพื้นที่หรือบรรยากาศ
<i>Terrain avoidance</i>	เป็นการควบคุมความสูงและเส้นทางการบินให้เป็นไปตามเส้นทางที่ถูกกำหนดไว้ก่อนหน้า ซึ่งเป็นการสแกนแบบ Solid Forward Sector เพื่อที่จะสร้างภาพจำลองสามมิติขึ้นมา ทำให้เครื่องบินที่ใช้ระบบควบคุมการบินแบบนี้สามารถบินไปตามช่องทางเขาได้
<i>Terrain following</i>	เป็นการควบคุมลักษณะการบินให้เป็นเหมือนแบบ Terrain-avoidance แต่การสแกนเป็นการสแกนไปข้างหน้า (ahead-inelevation)
<i>Tracking</i>	เป็นการติดตามการเคลื่อนที่ของเป้า
<i>Tracking-while-scan</i>	เป็นการติดตามการเคลื่อนที่ของเป้า พร้อมไปกับการสแกนหาเป้าอื่นๆ

ระบบเรดาร์แบบออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆคือ เรดาร์ที่ใช้คลื่นการส่งเป็นคลื่นต่อเนื่อง (continuous wave: cw) และเรดาร์ที่ใช้คลื่นการส่งเป็นพัลส์ (pulse radar) ซึ่งในแต่ละประเภทยังถูกพัฒนาออกไปเป็นหลายรูปแบบ รูปแบบที่ได้ศึกษาในโครงการพิเศษเป็นเรดาร์แบบพัลส์ในระบบ MTI (Moving Target Indication) ระบบเรดาร์แบบ MTI โดยรายละเอียดแล้วมีได้หลายรูปแบบ แต่ทุกแบบจะใช้หลักการพื้นฐานเดียวกัน การทำความเข้าใจในรูปแบบใดรูปแบบหนึ่งจะช่วยให้สามารถทำความเข้าใจรูปแบบที่เหลือได้ง่ายขึ้น

และเนื่องจากเราไม่สามารถศึกษาระบบเรดาร์ทั้งระบบได้โดยละเอียด ดังนั้นเนื้อหาที่บรรจุอยู่ในรายงานโครงการพิเศษนี้ จึงเป็นเนื้อหาพื้นฐานเพื่อให้สามารถมองภาพรวมของระบบได้เท่านั้น สำหรับการศึกษารายละเอียดของแต่ละส่วนสามารถค้นคว้าเพิ่มเติมได้จากหนังสือที่แต่งขึ้นโดยเฉพาะ ส่วนวงจรและการทดลองในโครงการพิเศษนี้จะเป็นเพียงบางส่วนของระบบเท่านั้น ซึ่งได้แก่ ภาสอากาศแบบออฟเซต ภาคส่งที่ใช้ตัวกำเนิดความถี่กำลังสูงแบบแมกนีตรอนที่ใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบไลนไทย และวงจรกำเนิดความถี่ถาวร (Coherent oscillator: COHO) ในภาครับ

ซึ่งรูปแบบของระบบเรดาร์แบบ MTI ที่เราศึกษา จะเป็นเพียงระบบเรดาร์ที่ทำการตรวจจับตำแหน่งของเป้าเคลื่อนที่โดยอาศัยปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler effect) ซึ่งใช้ลักษณะการตรวจจับเฟสและความถี่ที่เปลี่ยนไปแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรคาซัน และจะสิ้นสุดที่ตัวตรวจจับการเปลี่ยนเฟส โดยจะไม่กล่าวถึงภาคประมวลผลสัญญาณ ภาคการควบคุมและฐานเวลา และภาคแสดงผล และไม่ได้พิจารณาถึงปัจจัยอื่นที่มีผลต่อการทำงานของระบบ เช่น สัญญาณรบกวนต่างๆ คลื่นการกระเจิงกลับของวัตถุที่ไม่ใช่เป้า และการสะท้อนไหวของภาคตัดทางเรดาร์ (Radar Cross Section: RCS)

จากการศึกษาในครั้งนี้ทำให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของอุปกรณ์ความถี่สูงแบบต่างๆ และรูปแบบวงจรที่ใช้งานจริงในระบบเรดาร์ ซึ่งต้องมีความเที่ยงตรงสูง รวมไปถึงการแก้ปัญหาทางเทคนิคจากการทำสายอากาศแบบออฟเซต



บทที่ 2

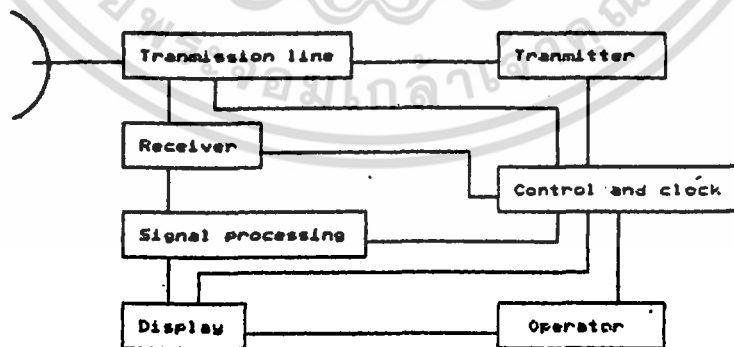
ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของระบบเรดาร์

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานโดยทั่วไปของระบบเรดาร์ ส่วนประกอบและหน้าที่ของภาคต่างๆของระบบเรดาร์ รวมไปถึงการศึกษาเฉพาะในระบบเรดาร์แบบ MTI

2.1 ทฤษฎีและความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบเรดาร์

ส่วนประกอบต่างๆของระบบเรดาร์โดยพื้นฐานแล้วมีลักษณะดังแสดงในรูป 2-1 จุดมุ่งหมายคือการตรวจจับเป้าหมายที่สนใจและบอกข้อมูลต่างๆเช่น ระยะทาง นิกัด ความเร็ว และการแสดงภาพจากจุดที่ตรวจจับได้

พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกสร้างขึ้นภายในภาคส่ง และส่งผ่านไปยังเสาอากาศผ่านคูเพรกเซอร์ (duplexer) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ยอมให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งการส่งและรับผ่านตัวมันได้ในทิศทางที่ถูกต้อง (จึงสามารถใช้เสาอากาศเพียงอันเดียวสำหรับทั้งการรับและการส่ง) เสาอากาศจะประพฤติตัวเหมือนทรานสดิวเซอร์ (transducer) ที่ส่งผ่านพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าไปยังบรรยากาศ โดยทั่วไปเสาอากาศจะสร้างลำคลื่นของพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความเข้มของการแพร่ในทิศทางที่กำหนดไว้ ดังนั้นลำคลื่นจึงสามารถกำหนดตำแหน่งได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากการทำงานร่วมกันของอุปกรณ์เชิงกลและทางไฟฟ้า



รูป 2-1 หลักการและส่วนประกอบพื้นฐานของระบบเรดาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุหรือเป้าหมายที่อยู่ในตำแหน่งที่ล่าคลื่อนของงานสายอากาศส่งไปถึง จะขวางกั้น บางส่วนของพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า พลังงานที่ถูกขวางกั้นนี้จะกระเจิงไปในหลายทิศทาง รอบๆเป้าหมาย และโดยปกติแล้วจะมีส่วนหนึ่งที่จะสะท้อนกลับเข้ามาที่เรดาร์

ส่วนของคลื่นที่สะท้อนกลับมาจะถูกรวบรวมโดยสายอากาศ และถูกส่งผ่านไปในระบบ สายส่งสัญญาณ(transmission line system)สู่ภาครับ

ภาครับจะทำการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาซึ่งเป็นสัญญาณที่อ่อนมาก และทำการแปลง สัญญาณที่มากในรูปความถี่วิทยุให้เป็นสัญญาณความถี่พื้นฐาน(baseband frequency) ภาค รับจะทำการตรวจจับ แยกแยะรูปสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อส่งไปยังภาคการประมวลผลสัญญาณ เพื่อการประมวลผลให้ได้ข้อมูลที่ต้องการและส่งไปยังภาคแสดงผล

ข้อมูลที่ได้จากการประมวลผลของภาคการประมวลผลสัญญาณซึ่งได้แก่ ระยะทาง ทิศ ทาง ความเร็ว ขนาดของเป้าหมาย และอื่นที่ปรากฏในภาคแสดงผลจะถูกเสนอแก่เจ้าหน้าที่ประจำเครื่องเพื่อการตัดสินใจ

พิจารณาให้สัญญาณการส่งเป็นฟังก์ชันของเวลาตามสมการ

$$V_T(t) = \sin(2\pi f_T t + \phi_0) \quad (2.1)$$

เมื่อ ϕ_0 เป็นเฟสที่เวลา $t = 0$ สัญญาณที่สะท้อนกลับจากเป้าเคลื่อนที่ที่ระยะห่าง

$R(t)$ โดย

$$R(t) = R_0 + R\dot{t} \quad (2.2)$$

เมื่อ R_0 เป็นระยะห่างที่ $t = 0$ ในที่นี้จะสมมติว่าความเร่งและอนุพันธ์ลำดับที่สูงขึ้นไปมีค่าเท่ากับศูนย์ และสัญญาณที่สะท้อนกลับมาที่เรดาร์ไม่มีการลดทอนหลังจากการส่งสัญญาณ ไปแล้วเป็นเวลา τ ดังนั้น

$$V_R(t) = V_T(t - \tau) \quad (2.3)$$

หรือ

$$V_R(t) = \sin[2\pi f_T(t - \tau) + \phi_0] \quad (2.4)$$

ดังนั้น ถ้า C คือความเร็วแสง

$$\tau(t) = 2R(t)/C \quad (2.5)$$

เพราะว่า $R \ll C$ จึงสมมติว่าเป้าไม่เคลื่อนที่ในช่วงเวลา τ และสามารถใช้ค่า ในเวลาการรับได้ กล่าวคือที่เวลา t

$$\tau = 2(R_0 + R\dot{t})/C \quad (2.6)$$

แทน (2.6) ใน (2.4) จะได้

$$V_r(t) = \sin(2\pi f_r t - 4\pi f_r R\dot{t}/C - 4\pi f_r R_0/C + \phi_0) \quad (2.7)$$

ให้

$$\begin{aligned} f_r &= -f_r \dot{R}/C \\ &= 2\dot{R}/\lambda_r \end{aligned} \quad (2.8)$$

จะได้

$$V_r(t) = \sin(2\pi(f_r + f_D)t - 4\pi f_r R_0/C + \phi_0) \quad (2.9)$$

ดังนั้นความถี่การรับคือ

$$f_D = f_r + f_D \quad (2.10)$$

โดยทั่วไปเรดาร์จะได้ข้อมูลของเป้าหมายจากการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับเข้ามากับสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ข้อมูลของเป้าหมายที่ได้รับจากเรดาร์ได้แสดงไว้ในตาราง 2-1

ตาราง 2-1 รูปแบบข้อมูลที่ได้จากเป้า

ข้อมูลของเป้า	คู่ของการเปรียบเทียบ	
	สัญญาณที่รับได้	สัญญาณที่ส่งออกไป
ขนาด(RCS)	ความเข้ม(strength)	กำลัง(power)
ระยะ	เวลาที่หน่วงไป	เวลาอ้างอิง
พิกัดมุม	ทิศล้าคลื่นของสายอากาศ	ทิศอ้างอิงของระบบสายอากาศ

2.1.1 ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบเรดาร์

ส่วนประกอบที่สำคัญมี 7 ส่วนคือ ระบบการส่งสัญญาณ สายอากาศ ภาคส่ง ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคการประมวลผลสัญญาณ ภาคแสดงผล และภาคควบคุมและฐานเวลาดังแสดงในรูป 2.1

ระบบสายส่งสัญญาณ(Transmission line system) ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังด้านออกของคลื่นจากภาคส่งสู่สายอากาศและรับสัญญาณการรับป้อนสู่ภาครับ รวมทั้งทำหน้าที่ป้องกันคลื่นกำลังสูงจากแหล่งต่างๆ เข้าไปทำความเสียหายแก่ภาครับด้วย รายละเอียดของภาคนี้ จะกล่าวถึงอีกครั้งในหัวข้อ 2.2

สายอากาศ(Antennas) หน้าที่พื้นฐานของสายอากาศเรดาร์คือเป็นทรานสดิวเซอร์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในการส่งผ่านพลังงานความถี่วิทยุจากสายส่งสัญญาณไปสู่ตัวกลางการแพร่และกระทำในรูปแบบกลับกัน นอกจากนี้สายอากาศยังเป็นตัวกำหนดทิศทางของแนวลำคลื่น(beam directivity) และให้อัตราขยาย(gain)สำหรับทั้งการส่งและการรับพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า รายละเอียดของสายอากาศจะกล่าวถึงอีกครั้งในหัวข้อ 2.3

ภาคส่ง(Transmitter) หน้าที่ของภาคส่งคือการสร้างรูปคลื่นความถี่วิทยุที่มีความถี่และระดับพลังงานที่ต้องการ คลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงอาจสร้างได้โดยตรงจากตัวออสซิลเลตกำลัง(power oscillator) เช่น หลอดแมกนีตรอน(magnetron) หรือ extended interaction oscillator(EIO) หรืออาจได้มาจาก วงจรขยายย่านความถี่วิทยุ(RF-amplifier) หรือตัวขยายแบบลูกโซ่(amplifier chain) ได้แก่ หลอด traveling-wave (TWT) หลอด crossed-field amplifier หลอด extended interaction amplifier(EIA) หรือวงจร solid-state amplifier รูปคลื่น(wave form)ถูกกำหนดจากความต้องการเฉพาะของระบบ ซึ่งเป็นไปได้ตั้งแต่คลื่นต่อเนื่องที่ไม่มีมอดูเลต(unmodulated continuous wave) สำหรับระบบเรดาร์ตรวจจับเป้าเคลื่อนที่(moving target indicator:MTI)แบบง่าย ๆ จนถึงรูปคลื่นที่มีความถี่หรือเฟสที่ซับซ้อน(timecode modulated wave) สำหรับเรดาร์ขั้นสูงที่ใช้ทางการทหาร ภาคส่งเรดาร์จะอธิบายโดยละเอียดอีกครั้งในหัวข้อ 2.4

ภาครับ(Receiver) หน้าที่อย่างแรกของเรดาร์ส่วนภาครับคือการรับสัญญาณสะท้อนจากเป้าหมายที่สายอากาศรวบรวมได้ซึ่งอ่อนมาก มาทำการขยายให้อยู่ในระดับที่ใช้งานได้ และแปลงสัญญาณที่มาจากความถี่วิทยุให้เป็นความถี่กลาง ส่วนประกอบต่างๆของภาครับจะประกอบด้วยตัวตรวจจับแบบผลึก(crystal detector) วงจรขยายและกรองสัญญาณ(amplifier and filter) และโครงข่ายวงจรการตรวจจับ(เช่นแบบ ซุปเปอร์เฮต-

เตอร์โรดาอ์น (Superheterodyne) ในความเป็นจริงแล้วการตอบสนองความถี่ของภาครับควรรจะใกล้เคียงกับสเปกตรัมความถี่คลื่นการส่งของภาคส่ง ซึ่งถ้าเป็นจริงแล้วจะเรียกว่าภาครับที่เหมาะสมหรือในอุดมคติ โดยจะให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) สูงสุด แต่ในบางกรณีนี้ก็ออกแบบระบบเรดาร์อาจต้องการระบบที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต่ำลงเพื่อแลกกับบางอย่างที่สำคัญกว่า เช่น ออกแบบได้ง่ายขึ้นหรือความเที่ยงตรงในการวัดระยะต่ำลง ดังนั้นภาครับในอุดมคติจึงเป็นเพียงสิ่งที่ใช้อ้างอิงสำหรับเปรียบเทียบการทำงานของระบบ ซึ่งรายละเอียดของภาคนี้จะอยู่ในหัวข้อ 2.5

ภาคประมวลผลสัญญาณ (Signal processor) เป็นภาคที่นำสัญญาณที่ได้จากภาครับมาทำการประมวลผลให้ได้ข้อมูลของเป้า เช่น ขนาด ประเภท ตำแหน่ง และเส้นทางการเคลื่อนที่ ตลอดจนจนถึงการทำนายตำแหน่งล่วงหน้า แต่ในที่นี้จะไม่กล่าวถึงเนื่องจากไม่อยู่ในขอบเขตการศึกษา

ภาคแสดงผล (Indicator) หน้าที่และจุดมุ่งหมายหลักของภาคแสดงผลของเรดาร์คือการถ่ายทอดรายละเอียดข้อมูลของเป้าหมายสู่ผู้ใช้หรือเจ้าหน้าที่ประจำเครื่อง ส่วนประกอบของภาคแสดงผล และรูปแบบการนำเสนอข้อมูลขึ้นกับการใช้งานตามรูปแบบเฉพาะอย่างของเรดาร์และความต้องการของผู้ใช้ ในที่นี้จะไม่กล่าวถึงเนื่องจากไม่อยู่ในขอบเขตการศึกษา

ภาคการควบคุมระบบและฐานเวลา (Controller and Clock) หน้าที่หลักของภาคนี้คือ การกำเนิดสัญญาณนาฬิกาเพื่อควบคุมการทำงานของภาคต่างๆให้เหมาะสมและสัมพันธ์กัน ในระบบเรดาร์ที่มีความซับซ้อนมากภาคนี้ยังสามารถควบคุมให้ภาคต่างๆทำงานในรูปแบบเฉพาะเพื่อความเหมาะสมในแต่ละกรณีด้วย ซึ่งในที่นี้จะไม่กล่าวในรายละเอียดของภาคนี้

2.1.2 สมการเรดาร์ (Radar equation)

สมการระยะของเรดาร์ หรือสมการเรดาร์อย่างง่ายนั้นเป็นสมการที่อธิบายภาพพจน์และให้ความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ที่มีประโยชน์เท่าที่นักออกแบบและนักวิจัยระบบเรดาร์จะสามารถหาได้ ในรูปที่สมบูรณ์เกือบจะที่สุดของสมการเรดาร์ไม่เพียงเป็นผลของพารา-

มิเตอร์จากระบบเรดาร์ แต่ยิ่งรวมถึงลักษณะของเป้า ฉากหลังของเป้า เส้นทางของการแพร่และตัวกลาง ดังนั้นเราสามารถใช้อสมการเรดาร์ในการบอกถึงคุณสมบัติในการทำงานและการประเมินราคาระบบได้

สมมติให้ภาคส่งสร้างพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้ากำลัง P_s วัตต์และส่งให้สายอากาศแบบไฮโซโทรปิก(รอบทิศทาง)ดังแสดงในรูป 2-2(อ) เนื่องจากพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายรอบทิศทางดังนั้นความเข้มกำลังงาน(power density)จะเท่ากันตลอดพื้นผิวของทรงกลมสมมติรัศมี R ที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่เรดาร์ และกำลังงานรวมทั้งหมดบนผิวทรงกลมที่รัศมี R ใดๆก็จะเท่ากับ P_s วัตต์(สมมติว่าตัวกลางไม่มีการสูญเสีย) จากหลักของการอนุรักษ์พลังงาน ความเข้มกำลังงานต่อหน่วยพื้นที่ที่ระยะทาง R จากเรดาร์หาได้จากการหารกำลังงานบนพื้นผิว(P_s) ด้วยพื้นที่ทั้งหมด($4\pi R^2$) ดังนั้นที่ระยะห่าง R จากเรดาร์จะได้

$$\text{ความหนาแน่นกำลัง} = P_s / 4\pi R^2 \quad \text{W/m}^2 \quad (2.11)$$

ถ้าสายอากาศรอบทิศทางที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งถูกแทนที่ด้วยสายอากาศแบบมีทิศทางที่มีอัตราขยายกำลัง G_s ทิศทางคลื่นที่สร้างขึ้นจะมีทิศทางดังรูป 2-2(b)และความหนาแน่นกำลังภายในลำคลื่นที่ระยะ R จะหาได้จาก

$$\text{ความหนาแน่นกำลัง}(G_s, R) = P_s G_s / 4\pi R^2 \quad \text{W/m}^2 \quad (2.12)$$

ต่อไปสมมติว่าเป้าหมายอยู่ในแนวทิศการแพร่ของลำคลื่นที่ระยะ R จากเรดาร์ ดังรูป 2-2(c) คลื่นจะตกกระทบเป้าหมายและเกิดการกระเจิงในทิศทางต่างๆ พลังงานบางส่วนจะสะท้อนกลับมายังเรดาร์ ปริมาณของพลังงานที่สะท้อนเข้ามายังเรดาร์จะถูกกำหนดโดยความหนาแน่นกำลังที่ตำแหน่งของเป้าหมายและ σ ซึ่งเป็น RCS ของเป้า ค่า σ จะเป็นตัวบ่งถึงความสามารถในการสะท้อนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของเป้าและมีหน่วยเป็นพื้นที่ ค่า RCS นิยามเป็น 4π เท่าของอัตราส่วนของกำลังต่อหน่วยมุมตัน(solid angle)ที่ถูกสะท้อนโดยเป้าในทิศทางของแหล่งกำเนิดคลื่นกับกำลังต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของคลื่นตกกระทบที่เป้า ดังนั้น

$$\begin{aligned} \sigma &= 4\pi (P_s / 4\pi) / (P_s / 4\pi R^2) \\ \sigma &= 4\pi R^2 P_s / P_s \quad \text{m}^2 \quad (2.13) \end{aligned}$$

หรือ

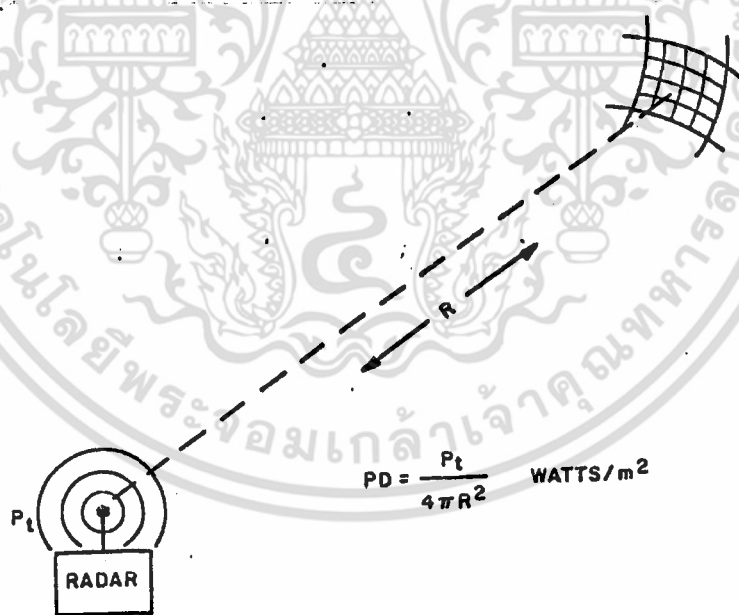
$$P_s / 4\pi = P_s \sigma / 16\pi^2 R^2 \quad \text{W/stredian} \quad (2.14)$$

เมื่อ $1/4\pi P_r$ เป็นกำลังงานต่อหน่วยมุมตันที่สะท้อนในทิศทางแปรคลื่นเรดาร์

ความแตกต่างระหว่าง RCS กับภาคตัดขวางทางเรขาคณิตของเป้ามักจะทำให้เกิดความสับสน เนื่องจากทั้งสองอย่างถูกนิยามและแสดงในหน่วยของพื้นที่ แม้ว่าจะนิยามความสัมพันธ์ระหว่างพื้นที่ทางเรขาคณิตของวัตถุและพื้นที่ทาง RCS ของมัน แต่โดยทั่วไปแล้วมันเป็นการยากที่จะแสดงความสัมพันธ์นั้นอย่างชัดเจน เพื่อให้เข้าใจยิ่งขึ้นเราจะแสดง RCS ของเป้าหมายในเทอมของพื้นที่แบนราบสมมูลของเป้าหมาย

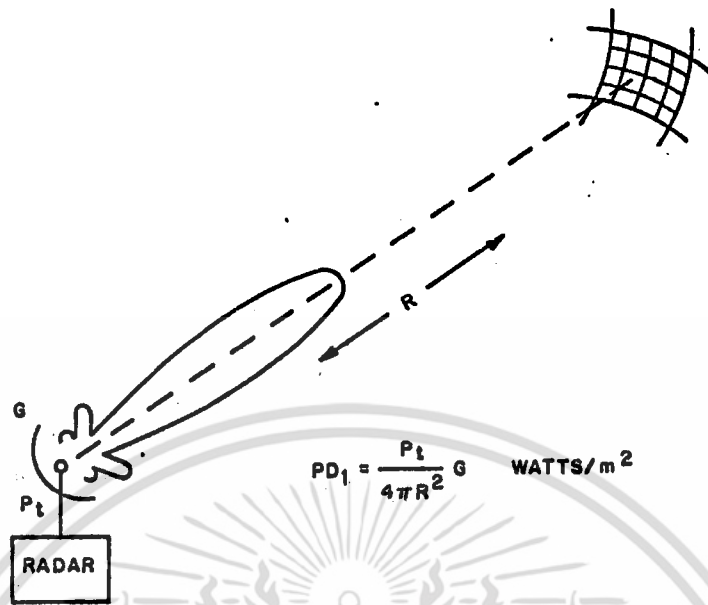
สมมติว่าพื้นที่ทางเรขาคณิตของเป้าซึ่งตั้งฉากกับแนวของเรดาร์ ซึ่งกำหนดเป็น A_n ดังนั้นกำลังที่ถูกรวบรวมบนพื้นที่คือ

$$P_r = P_t A_n / 4\pi R^2 \quad W \quad (2.15)$$

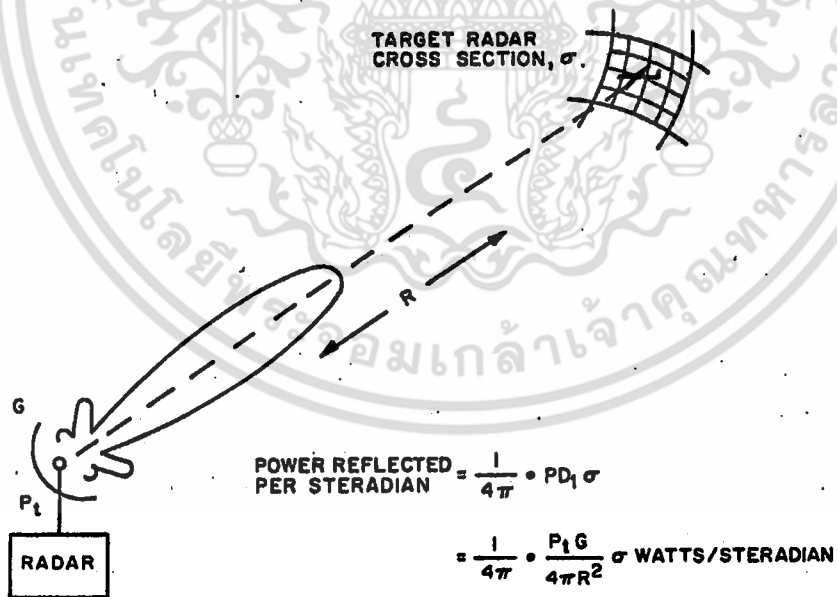


รูป 2-2(a) ความเข้มกำลัง (P_r) ที่ระยะ R สำหรับการแปรกระจายคลื่นกำลังงาน (P_t) วัตถุจากสายอากาศแบบไอโซทรอปิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

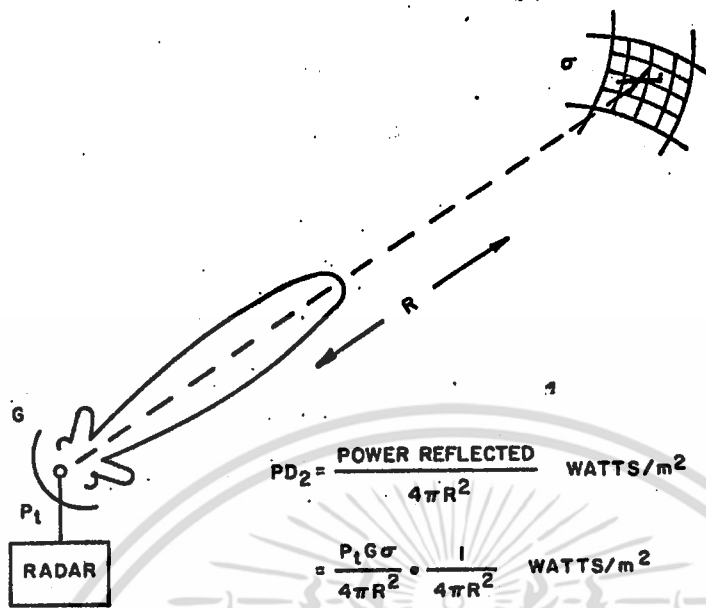


รูป 2-2(b) ความเข้มกำลัง(PD)ที่ระยะ R สำหรับการแพร่ออกมาจากสายอากาศแบบมีทิศทางที่มีอัตราขยาย(gain)เท่ากับ(P_t)วัตต์

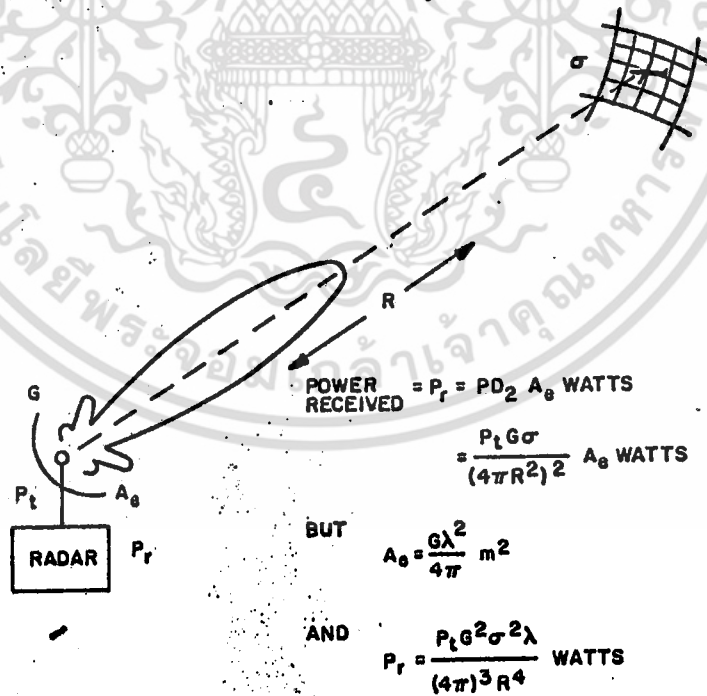


รูป 2-2(c) power per steradian ที่สะท้อนเข้ามาถึงเรดาร์จากเป้าหมายที่ระยะ R ด้วยพื้นที่การกระเจิงกลับ(backscatter area)เท่ากับ σ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-2(d) ความหนาแน่นกำลัง PD_2 ที่เรดาร์เนื่องจากการกระเจิงกลับจากเป้าที่ระยะ R ด้วย RCS เท่ากับ σ



รูป 2-2(e) กำลังที่รับได้โดยเรดาร์ จากเป้าที่ระยะ R ซึ่งมี RCS เท่ากับ σ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังปริมาณ P_e จะสะท้อนกลับมาจากเป้า และเนื่องจากเราได้นิยาม P_e และ A_n สำหรับกรณีของการกระเจิงกลับและพลังงานที่สะท้อนกลับมาโดย A_n จะตรงกลับมาที่เรดาร์ ดังนั้นขบวนการการกระเจิงกลับจะให้อัตราขยายกำลังสัมพันธ์กับขบวนการการกระเจิงกลับแบบไอโซทรอปิกของเป้าทำให้ได้ว่า

$$P_r = P_e G_e \quad W$$

$$= P_e A_n G_e / 4\pi R^2 \quad W \quad (2.16)$$

เมื่อ G_e เป็นอัตราขยายกำลังของพื้นที่แบนราบสมมุติ A_n แหล่งกำเนิดไอโซทรอปิกและความสัมพันธ์ของอัตราขยายกำลังของสายอากาศกับพื้นที่การรับยังผล (effective receiving aperture area) จะเป็น

$$G = 4\pi A / \lambda^2 \quad (2.17)$$

แทนค่า G_e จะได้

$$P_r = (P_e / 4\pi R^2) \times A_n \times (4\pi A_n / \lambda^2)$$

$$= P_e A_n^2 / \lambda^2 R^2 \quad W \quad (2.18)$$

ดังนั้น RCS ของเป้าหมายถึงพื้นที่แบนราบสมมุติ A_n ที่ตั้งฉากกับลำคลื่น จะมีความสัมพันธ์เป็น

$$\sigma = 4\pi A_n^2 / \lambda^2 \quad m^2 \quad (2.19)$$

จากรูป 2-2(b) และ (c) จะเห็นว่าความเข้มกำลังที่เป้าคือ

$$P_e G_e / 4\pi R^2 \quad W/m^2 \quad (2.20)$$

และค่ากำลังต่อหน่วยมุมตัน ที่สะท้อนกลับมายังทิศเรดาร์เป็น

$$P_e G_e \sigma / 16\pi^2 R^2 \quad W/steradian \quad (2.21)$$

P_r เป็นกำลังที่เรดาร์รับได้คิดจากพื้นที่ใช้งานสัมพันธ์ (effective capture area : A_c) ของสายอากาศ ดังแสดงในรูป 2-2(e)

$$P_r = P_e G_e \cdot 1/4\pi R^2 \cdot \sigma \cdot 1/4\pi R^2 \cdot A_c \quad W$$

กำลังที่ส่งไปยังเป้า

ความเข้มกำลังที่เป้า

กำลังสมมุติที่แพร่กลับมาที่เรดาร์

ความเข้มกำลังของคลื่นสะท้อน

กำลังที่รับได้โดยเรดาร์

พื้นที่การรับยังผลของสายอากาศ(effective capture area) กับอัตราขยาย (gain) มีความสัมพันธ์เป็น

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 \tag{2.22}$$

เมื่อ เป็นความยาวคลื่นของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า แทนค่า A_e เราจะได้

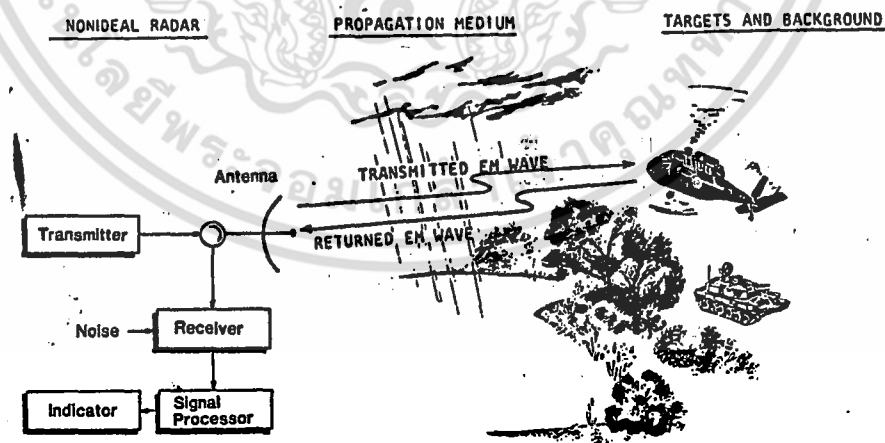
$$P_r = P_t G_t G_r \lambda^2 / (4\pi)^2 R^4 \tag{2.23}$$

เรดาร์ส่วนมากมักจะใช้สายอากาศอินเดียนในการส่งและรับ ดังนั้นสมการเรดาร์จะเป็น

$$P_r = P_t G^2 \lambda^2 / (4\pi)^2 R^4 \tag{2.24}$$

นี่คือสมการเรดาร์อย่างง่ายที่ใช้ในการอ้างอิงและการคำนวณโดยประมาณ สำหรับการคำนวณที่แม่นยำกว่า เราจะต้องคำนึงถึงปัจจัยที่สำคัญดังนี้

- 1 ตัวกลางและเส้นทางการแพร่ของคลื่น
- 2 สัญญาณรบกวนในชั้นบรรยากาศ
- 3 ความสูญเสียของระบบ (ที่เกิดจากอุปกรณ์)
- 4 สัญญาณรบกวนทางความร้อนที่เกิดขึ้นภายในระบบเอง
- 5 ความสูญเสียจากการประมวลผลสัญญาณ
- 6 ความสูญเสียอื่น ๆ ที่เกิดจากการใช้งานเฉพาะด้าน



รูป 2-3 แสดงสภาพในการใช้งานจริงของระบบเรดาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2-3 แสดงให้เห็นสภาพการทำงานจริงมากกว่าที่แสดงในรูป 2-1 เพื่อความสะดวกจะสมมติว่าค่าตัวประกอบการสูญเสีย(loss factor:L)คิดรวมทั้งจาก ตัวของระบบเอง ตัวกลาง และการสูญเสียเนื่องจากการแพร่ และสมมติว่าอุณหภูมิของระบบเท่ากับ 290 K และนิยามตัวประกอบสัญญาณรบกวนระบบ(system noise factor: F_n)เป็น

$$\begin{aligned} F_n &= (N_o/N_i)/(S_o/S_i) \\ &= (S/N)_{input}/(S/N)_{output} \\ &= (SNR)_i/(SNR)_o \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อ N และ S แสดงระดับกำลังของสัญญาณรบกวนและสัญญาณ ส่วน i และ o แสดงถึงเป็นการเข้าและออกตามลำดับ ดังนั้นอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ด้านขาออกของภาครับจะขึ้นกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ด้านเข้าของภาครับ กับตัวประกอบสัญญาณรบกวนของระบบ(F_n)

$$(SNR)_o = (SNR)_i/F_n \quad (2.26)$$

สัญญาณรบกวนทางความร้อนสมดุลที่ด้านเข้าของภาครับ โดยทั่วไปกำหนดโดยสมการ

$$N_i = kTB \quad (2.27)$$

เมื่อ k = ค่าคงที่โบลท์มานซ์

T = อุณหภูมิเคลวิน

B = ความกว้างแถบ(band width)

ให้ L_e และ L_i แทนการสูญเสียของสัญญาณทั้งหมด(สัมพันธ์กับระบบในอุดมคติ) ทั้งภายนอกและภายในเรดาร์ตามลำดับ และให้ A แทนอัตราขยายของภาครับ จะได้กำลังสัญญาณด้านเข้ายังผล(effective input signal power: S_i)คือ

$$S_i = P_r/L_e \quad (2.28)$$

และกำลังสัญญาณขาออก(S_o)คือ

$$S_o = AS_i/L_i = AP_r/L_e L_i = AP_r/L \quad W \quad (2.29)$$

ในทำนองเดียวกัน กำลังสัญญาณรบกวนด้านออกคือ

$$N_o = AF_n N_i = AF_n kTB \quad W \quad (2.30)$$

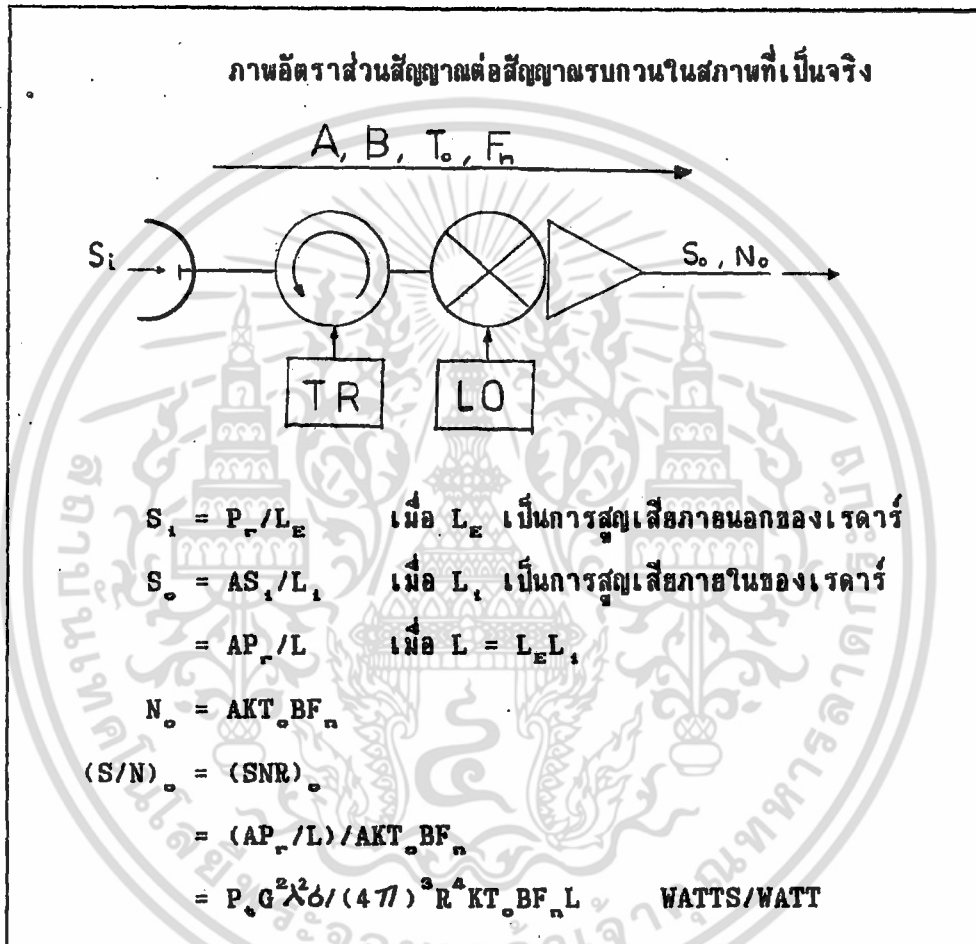
ดังแสดงในรูป 2-4 เราสามารถแสดงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของภาครับในเทอมของสมการเรดาร์ ซึ่งรวมตัวประกอบการสูญเสียและสัญญาณรบกวนได้ด้วย

$$(SNR) = S/N = (AP_r/L)/(AF_n kTB) \tag{2.31}$$

หรือ

$$(SNR) = P_r G^2 \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 R^4 kTB F_n L \tag{2.32}$$

ความสำคัญของ SNR_o คือการมองภาพได้อย่างชัดเจน เมื่อพิจารณาความแตกต่างระหว่างระดับกำลังของสัญญาณกับสัญญาณรบกวนมากกว่าจะดูจากระดับกำลังของสัญญาณโดย



รูป 2-4 สมการเรดาร์และอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนขาออก

ตรง และยังบอกถึงประสิทธิภาพในการตรวจจับ ตัวอย่างเช่น ไม่ควรปรับปรุงประสิทธิภาพการตรวจจับโดยการเพิ่มอัตราขยายกำลังสัญญาณด้านขาออก ขณะที่เวลาเดียวกันนั้น กำลังสัญญาณรบกวนได้เพิ่มด้วยอัตราเดียวกัน

สมการ SNR_o แสดงให้เห็นถึงความสำคัญของภาครับสัญญาณรบกวนต่ำ (low noise

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-amplifier) F_n ต่ำ และการสูญเสียทั้งภายในและภายนอกของเรดาร์

2.1.2.1 ระยะเวลาตรวจจับไกลสุด (Maximum Detection Range)

การวัดระยะเวลาตรวจจับไกลสุดของเป้าด้วย RCS ที่กำหนดเป็นการวัดประสิทธิภาพของเรดาร์ที่สำคัญอย่างหนึ่ง ถ้าจัดสมการเรดาร์ใหม่เป็น

$$R = [P_s G^2 \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 k T B F_n L (S_o/N_o)]^{1/4} \quad (2.33)$$

และนิยามระยะเวลาตรวจจับไกลสุดเป็น

$$R_{max} = [P_s G^2 \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 k T B F_n L (S_o/N_o)_{min}]^{1/4} \quad (2.34)$$

เมื่อ $(S_o/N_o)_{min}$ คืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนด้านขาออกที่ต่ำที่สุด ที่ยังสามารถแยกสัญญาณจากการสะท้อนของเป้าออกได้ โดยปกติจะสมมติให้ S_o/N_o เท่ากับหนึ่งดังนั้น

$$R_{max} = [P_s G^2 \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 k T B F_n L]^{1/4} \quad (2.35)$$

และนี่คือสมการเรดาร์ที่ใช้ประเมินขีดความสามารถของเรดาร์ จากสภาพของเรดาร์เองคุณสมบัติของเป้าและสภาพแวดล้อมในการใช้งาน

2.1.4 ภาคตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross Section: RCS)

เพราะความเข้มของสัญญาณที่ลดลงตามระยะห่างจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณสะท้อนจากเป้าที่ระยะต่างๆจึงมีผลต่อสมการเรดาร์ และกำหนดเป็นฟังก์ชันของซึ่งเรานิยาม RCS ด้วย

$$R = \lim_{R \rightarrow \infty} 4 \pi R^2 (|E_s/E_o|)^2 \quad (2.36)$$

เมื่อ E_o = ความเข้มของสนามการกระเจิงกลับ

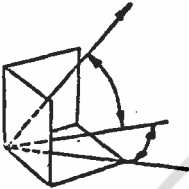
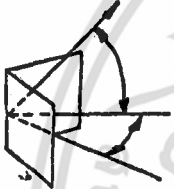
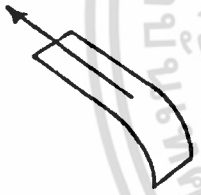

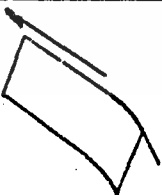
E_s = ความเข้มสนามตกกระทบ

R = ระยะที่ทำการวัด E_s

การที่จะคำนวณหาสมการที่เกี่ยวข้องของ RCS ของวัตถุรูปทรงต่างๆต้องใช้ทฤษฎีทาง

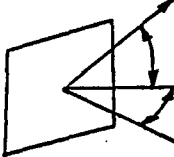
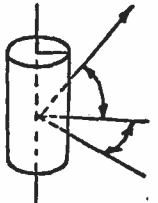
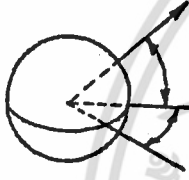
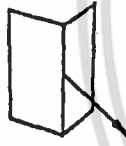

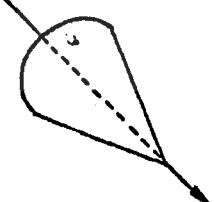
แสงเชิงเรขาคณิตและสมมติฐานของเงื่อนโทขอบเขตที่ซับซ้อน จึงจะไม่ขอล่ามาถึง
ในที่นี้ แต่จะสรุปสมการ RCS ในบางรูปทรงไว้ในตาราง 2-2

ตาราง 2-2 ลักษณะการกระเจิงกลับของรูปทรงต่างๆ

Geometry	Type	Freq. Dep.	Size Dep.	Formula	Remarks
	Square trihedral corner retro-reflector	F^2	L^4	Maximum $\sigma = \frac{12\pi^2}{\lambda^2}$	Strongest return; high RCS due to triple reflection
	Right dihedral corner reflector	F^2	L^4	Maximum $\sigma = \frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2}$	Second strongest; high RCS due to double reflection, tapers off gradually from the maximum with changing θ and sharply with changing ϕ .
	Discontinuity of curvature along a straight line, normal incidence	F^{-2}	L^0	$\frac{\lambda^2}{64\pi^3} \left(\frac{1}{a}\right)^2 \left(1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2\right)^{-3/2}$ $a \geq \lambda$ (1/a) - jump in reciprocal of dy/dx - slope of surface w.r.t. incident ray	Strongest of an infinite sequence of discontinuities. Very weak mechanism which together with 6 shares dominance of nose-on RCS of cone sphere.
	Discontinuity of curvature of a curved edge	F^{-3}	L^{-1}	$f(\theta, \phi) \frac{\lambda^3 b}{a^2} \left(1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2\right)^{-3/2}$ $f(\theta, \phi)$ - function of aspect b - radius of edge $> \lambda$	Important mechanism for traveling wave backscatter where RCS of discontinuity is augmented by gain of traveling wave structure. Dependences are based on dimensional considerations.
	Discontinuity of curvature along an edge	F^{-4}	L^{-2}	$g(\theta, \phi) \lambda \left(\frac{1}{a}\right)^2 \left(1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2\right)^{-3/2}$ $g(\theta, \phi)$ - function of aspect	Important mechanism for traveling wave backscatter where RCS of discontinuity is augmented by gain of traveling wave structure. Dependences are based on dimensional considerations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2-2(ต่อ) ลักษณะการกระเจิงกลับของรูปทรงต่าง ๆ

Geometry	Type	Freq. Dep.	Size Dep.	Formula	Remarks
	Flat plate	F^2	L^4	Maximum $\sigma = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2}$ Normal Incidence	Third strongest; High RCS due to direct reflection, drops off sharply as incidence changes from normal.
	Cylinder	F^1	L^3	Maximum $\sigma = \frac{2\pi ab^2}{\lambda}$ Normal Incidence	Prevalent cause of strong, broad RCS over varying aspect (θ), drops off sharply as azimuth (ϕ) changes from normal. Can combine with flat plate to form dihedral corner reflector.
	Sphere	F^0	L^2	Maximum $\sigma = \pi a^2$ Normal Incidence	Prevalent cause of strong, broad RCS peaks other than those due to large openings in target body. Energy defocused in two directions.
	Straight edge normal incidence	F^0	L^2	$f(\theta, \phi)L^2$ θ - aspect θ_{int} - interior dihedral angle between faces meeting at edge	Limiting case of 2-dimensional curved plate mechanism as radius shrinks to 0. Prevalent cause of strong, narrow RCS peaks from supersonic aircraft.
	Curved edge normal incidence	F^{-1}	L^1	$f(\theta, \theta_{int}) a/\lambda$ $a \geq \lambda$	Limiting case of 3-dimensional curved plate mechanism as principal radius shrinks to 0. The function f is the same as in mechanism 3.
	Apex	F^{-2}	L^0	$\lambda^2 g(a, \beta, \theta, \phi)$ a, β - interior angles of tip θ, ϕ - aspect angles	Limiting case of previous mechanism as a shrinks to 0. For $a=0$, the tip is that of a cone. For $a=0$, the tip is the corner of a thin sheet, or fin.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 สายอากาศ

สายอากาศเรดาร์แบ่งได้เป็นสองประเภทคือ สายอากาศเชิงแสง(optical antennas) และสายอากาศขั้ว(array antennas) โดยสายอากาศเชิงแสงเป็นสาย-อากาศที่ใช้หลักการทางแสงและยังแบ่งเป็นสองกลุ่มคือ สายอากาศตัวสะท้อน(reflector antennas) และสายอากาศแบบเลนส์(lens antennas) สายอากาศตัวสะท้อนใช้มากในระบบเรดาร์ทั่วไป ในขณะที่สายอากาศแบบเลนส์ใช้งานในด้านการสื่อสาร ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะ สายอากาศตัวสะท้อนแบบออฟเซต(off set)ที่ใช้ฮอร์น(horn)เป็นตัว-ป้อน(feed)เท่านั้น

2.2.1 หลักการและตัวแปรพื้นฐาน

ตัวแปรพื้นฐานที่ใช้ในการพิจารณาสายอากาศทุกชนิดคือ

- อัตราขยาย สภาพทิศทางและช่องประสิทธิภาพ(effective aperture)
- แพร่เทอนของการแพร่(Radiation pattern) รวมไปถึงความกว้างลำคลื่น (beamwidth)และไซด์โลบ(sidelobes)
- อิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง(impedance and SWR)
- ภาวะย้อนกลับ(reciprocity)
- การแยกขั้ว(polarization)

2.2.1.1 ภาวะย้อนกลับ

ระบบเรดาร์ส่วนมากใช้สายอากาศทั้งในการรับและการส่ง ดังนั้นสายอากาศที่ใช้จึงต้องเป็นอุปกรณ์ย้อนกลับได้ หลักการของการย้อนกลับได้ก็คือความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ จะเป็นสมการเดียวกันทั้งในการส่งและการรับ

2.2.1.2 อัตราขยาย สภาพทิศทาง และช่องประสิทธิภาพ

ประสิทธิภาพของสายอากาศในการรวบรวมพลังงานให้อยู่ในลำคลื่นแคบๆ สามารถบอกได้ในรูปของอัตราขยายซึ่งนิยามได้สองแบบคือ อัตราขยายทิศทาง(directive gain)และอัตราขยายกำลัง(power gain)ซึ่งอย่างแรกเรียกว่า สภาพทิศทาง และอย่างที่สองเรียกอัตราขยาย

สภาพทิศทาง(G_D) นิยามเป็นความสัมพันธ์ของความเข้มการแผ่รังสีสูงสุด(วัดต่อ steradian)กับความเข้มเฉลี่ยโดย

$$G_D = \frac{\text{ความเข้มการแผ่รังสีสูงสุด}}{\text{ความเข้มการแผ่เฉลี่ย}}$$

$$G_D = \frac{\text{กำลังต่อ steradian สูงสุด}}{\text{กำลังการแผ่ทั้งหมด}/4\pi R^2} \quad (2.38)$$

ซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปความหนาแน่นกำลังการแผ่รังสีสูงสุด(maximum radiated-power density)(วัดต่อพื้นที่) ที่สนามไกลๆ(far-field) ระยะ R ต่อความหนาแน่นเฉลี่ยที่ระยะเดียวกัน กล่าวคือ

$$G_D = \frac{\text{ความหนาแน่นกำลังสูงสุด}}{\text{กำลังการแผ่ทั้งหมด}/4\pi R^2}$$

$$= P_{\text{max}} / (P_o / 4\pi R^2) \quad (2.39)$$

สังเกตว่าการนิยามนี้พิจารณาเฉพาะ ความเข้มข้นของกำลังการแผ่(concentration of radiated) ไม่รวมการสูญเสีย

อัตราขยาย(กำลัง)(Gain:G) เป็นการนิยามที่รวมการสูญเสียต่างๆในสายอากาศ โดยกำหนดในรูปของ กำลังที่ได้รับ(power accepted)ที่ด้านขาเข้าของสายอากาศ(P_o) กล่าวคือ

$$G = \frac{\text{ความเข้มกำลังสูงสุด}}{\text{กำลังที่ได้รับทั้งหมด}/4\pi R^2}$$

$$= P_{\text{max}} / (P_o / 4\pi R^2) \quad (2.40)$$

สำหรับสายอากาศที่ใช้งานจริง กำลังการแผ่(P_o) จะสัมพันธ์กับกำลังที่ได้รับ(P_o) ตามสมการ

$$P_o = \eta P_o \quad (2.41)$$

เมื่อ η = ตัวประกอบประสิทธิภาพการแผ่ของสายอากาศ(radiation effi-

ciency factor of antennas)

ตัวอย่างเช่น ถ้าสายอากาศมี $\eta = 0.79$ มันจะแพร่กำลังออกไปได้ 79 เปอร์เซ็นต์ของกำลังที่รับเข้ามาที่เหลือ $1 - \eta$ หรือ 21 เปอร์เซ็นต์จะกลายเป็นความร้อน

ถ้าเปรียบเทียบสมการ(2.39)และ(2.40) กับ(2.41) จะได้ความสัมพันธ์ของอัตราขยายกับสภาพทิศทางการตามสมการ

$$G = \eta G_D \quad (2.42)$$

ช่องประสิทธิภาพ(Effective aperture) ช่องของเรดาร์คือพื้นที่ฉายของสายอากาศบนระนาบที่ตั้งฉากกับทิศลำคลื่นหลัก แนวคิดของช่องประสิทธิภาพมีประโยชน์เมื่อพิจารณาสายอากาศในหน้าที่การรับ สำหรับสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสียและช่องมีการแพร่คลื่นของสายอากาศมีความสม่ำเสมอตลอดช่องพื้นที่ A ที่ใช้งานกับคลื่นที่มีความยาวคลื่น λ จะได้สภาพทิศทางการเป็น

$$G_D = 4\pi A / \lambda^2 \quad (2.43)$$

นี่คืออัตราขยายสูงสุดที่สามารถหาได้จากสายอากาศที่มีช่อง A และมีการกระจายตัวของคลื่นทั้งแอมพลิจูดและเฟสเท่ากันตลอดทั่วทั้งพื้นที่ช่อง

ในสายอากาศที่ใช้งานจริงการแพร่คลื่นจะไม่สม่ำเสมอตลอดภาคตัดขวางแต่มีลักษณะเร็วเป็นรูปคลื่นสอด(มีค่ามากที่สุดที่จุดศูนย์กลางช่อง) เพื่อที่จะลดใช้ดีโกลบของแพทเทิร์นในกรณีนี้อัตราขยายทิศทางการจะลดลงตามสมการ(2.43)โดย

$$G_D = 4\pi A_e / \lambda^2 \quad (2.44)$$

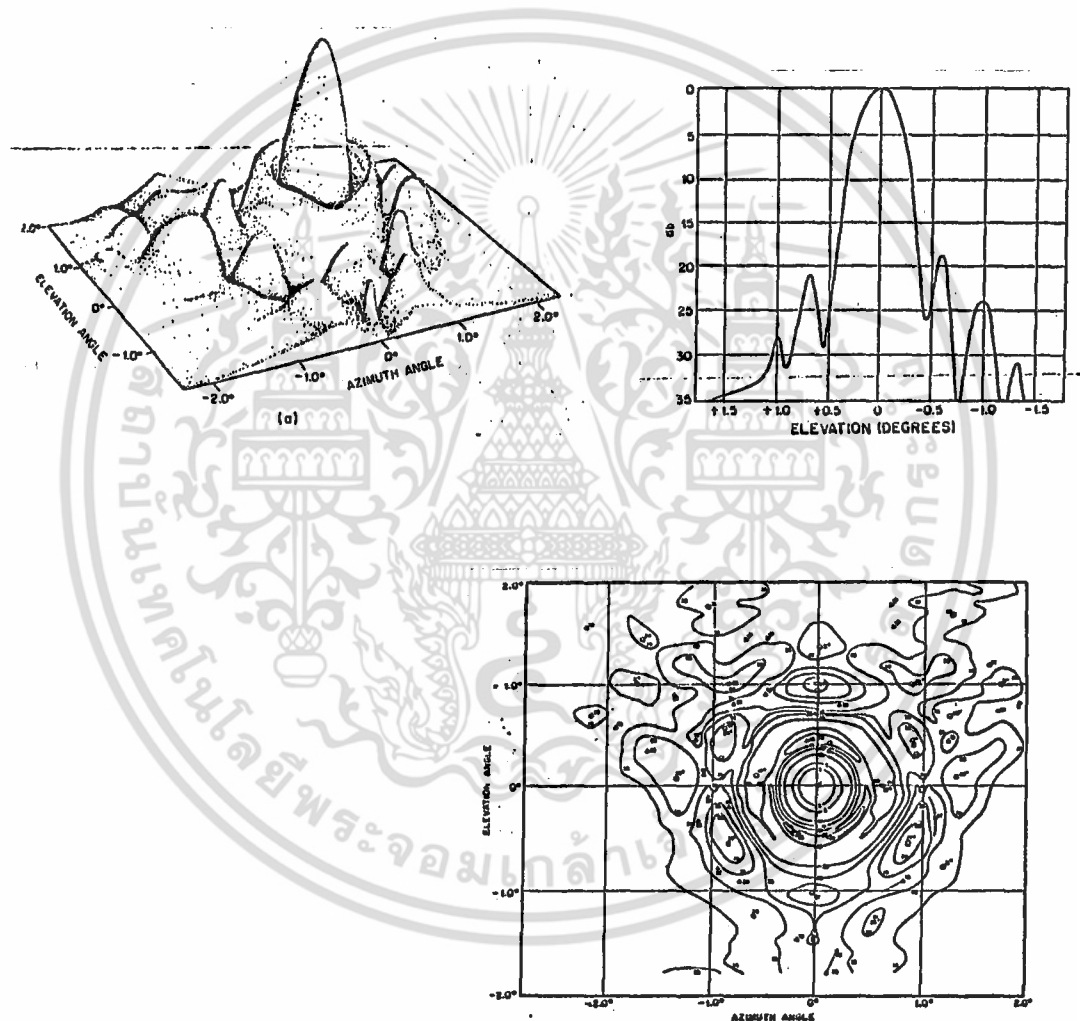
เมื่อ A_e เป็นช่องประสิทธิภาพหรือพื้นที่การรับของสายอากาศ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าช่องทางกายภาพ A ด้วยตัวประกอบ P_e ซึ่งถูกเรียกว่า ประสิทธิภาพของช่อง(aperture-effectiveness)

$$A_e = P_e A \quad (2.45)$$

2.2.1.3 แพทเทิร์นของการแพร่(Radiation Patterns)

การวาดกราฟการแพร่พลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอวกาศสามมิติจะเรียกว่า แพทเทิร์นการแพร่คลื่นของสายอากาศ(ANTENNAS RADIATION PATTERN) ซึ่งสามารถทำได้

หลายวิธีคือ พิกัดเชิงขั้วหรือพิกัดฉาก ความหนาแน่นกำลังหรือกำลังต่อหน่วยมุมตัน(ความเข้มชันการแพร่) รูป 2-5 แสดงแพทเทิร์นการแพร่ของสายอากาศช่องวงกลมแบบสมมาตรของลอคของความเข้มกำลัง(แกนตั้งเป็นเดซิเบล) กับมุมอะซิมุส(azimuth) และมุมเงย(elevation)ในพิกัดฉาก โลบลึก(หรือลำคลื่นหลัก)ของแพทเทิร์นเป็นลำคลื่นแบบปลายดินสอด(pencil beam)ที่ถูกล้อมรอบไปด้วยโบลรอง(minor lobes) ซึ่งเรียกว่าไซด์โบล(side lobes)สเกลมุมมีจุดกำเนิดที่จุดยอดของโบลหลักซึ่งโดยทั่วไปคืออยู่บนแกนอ้างอิงทางไฟฟ้าของสายอากาศ(electrical reference)



รูป 2-5 (a) แสดงแพทเทิร์นของลำคลื่นแบบปลายดินสอด
 (b) แสดงแพทเทิร์นที่ความเข้มค่าหนึ่ง
 (c) แสดงลวดลายแพทเทิร์นที่ความเข้มค่าหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนนี้อาจไม่ใช่แกนเดียวกับแกนเชิงกล (mechanical axis) ของสายอากาศ ซึ่ง เป็นแกนสมมาตรที่เรียกว่า แกนบอร์ไซต์ (Boresight axis) ถ้าแกนทั้งสองไม่ตรงกันซึ่ง เกิดขึ้นได้ในการสร้างสายอากาศ มุมระหว่างแกนทั้งสองเรียกว่า ค่าผิดพลาดบอร์ไซต์ (Biresight error) ซึ่งจะเป็นปัญหาในการวัดทิศทางของเป้า

รูป 2-5(b) เรียกว่า แพทเทิร์นของมุมเงยในระนาบหลัก (principal-plane elevation pattern) ซึ่งเป็นการตัดรูป 2-5(a) ด้วยระนาบขนานแกนมุมเงยที่จุดยอด ของโบลหลักเมื่อมุมอะซิมุสเท่ากับศูนย์ และถ้าตัดรูป 2-5(a) ด้วยระนาบที่ขนานแกนมุม อะซิมุสที่จุดยอดของโบลหลักเมื่อมุมเงยเท่ากับศูนย์จะเรียกกราฟที่ได้ว่า แพทเทิร์นของมุม อะซิมุส (Azimuth pattern)

รูป 2-5(c) เป็นการตัดรูป 2-5(a) ด้วยระนาบแนวนอนที่ตำแหน่งต่างๆ เพื่อการ สังเกตการกระจายกำลังที่มุมต่างๆในอากาศได้ชัดเจนยิ่งขึ้น

มุมอะซิมุสและมุมเงยเป็นพิกัดที่อ้างอิงจากพื้นโลก ดังนั้นเพื่อให้มีลักษณะพิเศษจึงใช้คู่ เฉพาะของระนาบหลัก (principal planes) ของสายอากาศ เรียกว่า ระนาบ E และ ระนาบ H ของสายอากาศแบบแยกขั้วเชิงเส้น (linearly polarized antennas) โดย ระนาบ E เป็นระนาบหลักที่กำหนดโดยสนามไฟฟ้าที่แพร่ออกจากสายอากาศ และระนาบ H เป็นระนาบตั้งฉากกับระนาบ E (เป็นระนาบของสนามแม่เหล็กที่แพร่ออกจากสายอากาศ) ระนาบหลักทั้งสองไม่ขึ้นกับทิศทางหมุนของโลก

แพทเทิร์นสองมิติที่แสดงในรูป 2-5(b) ที่ถูกวาดในพิกัดฉากโดยมีแกนตั้งเป็นเดซิ-เบล เป็นการวาดกราฟที่แสดงความกว้างพิสัยพลวัตของระดับแพทเทิร์นได้อย่างชัดเจน อย่างไรก็ตาม ยังมีรูปแบบอื่นเช่นในรูป 2-6 แสดงสี่รูปแบบในการวาดด้วยแพทเทิร์นของ $\sin(X)/X$ โดย (a) เป็นกราฟในพิกัดเชิงขั้วของความต่างศักย์สัมพันธ์ (ความเข้ม) (b) เป็นกราฟพิกัดฉากของความต่างศักย์ (c) เป็นกราฟในพิกัดฉากของกำลัง (ความหนาแน่น) และ (d) เป็นกราฟในพิกัดฉากของฟังก์ชันลอคของกำลัง (ในเดซิเบล)

ความกว้างลำคลื่น (BEAMWIDTH) ลักษณะที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของสายอากาศคือ ความกว้างลำคลื่นของโบลหลัก (หน้าของเสา) ลำคลื่นของโบลหลักเป็นฟังก์ชันต่อเนื่องของ ความกว้างเปลี่ยนจากจุดยอดซึ่งเป็นศูนย์ (ต่ำสุด) การแสดงความกว้างมักใช้ ความกว้าง ลำคลื่นครึ่งกำลัง (half-power beamwidth: HPBW) ซึ่งอยู่ที่ 0.707 เท่าของระดับความ

ต่างศักย์สูงสุดสัมพันธ์ในรูป 2-6(a) และ (b) ที่ 0.5 เท่าของระดับกำลังสูงสุดสัมพันธ์
 ในรูป 2-6(c) และที่ 3dB ในรูป 2-6(d) ค่าความกว้างครึ่งกำลังนี้ถูกใช้ในการวัด
 อำนาจการแยกแยะของสายอากาศด้วย

ความกว้างลำคลื่นของสายอากาศขึ้นกับขนาดของช่องสายอากาศและการกระจายตัว
 ของแอมพลิจูดและเฟสของคลื่นตลอดทั่วทั้งช่อง โดยความกว้างลำคลื่น(ในระนาบตัด) จะ
 เป็นอัตราส่วนผกผันกับขนาดของช่อง(ในระนาบนั้น) ในเทอมของความยาวคลื่น โดยที่

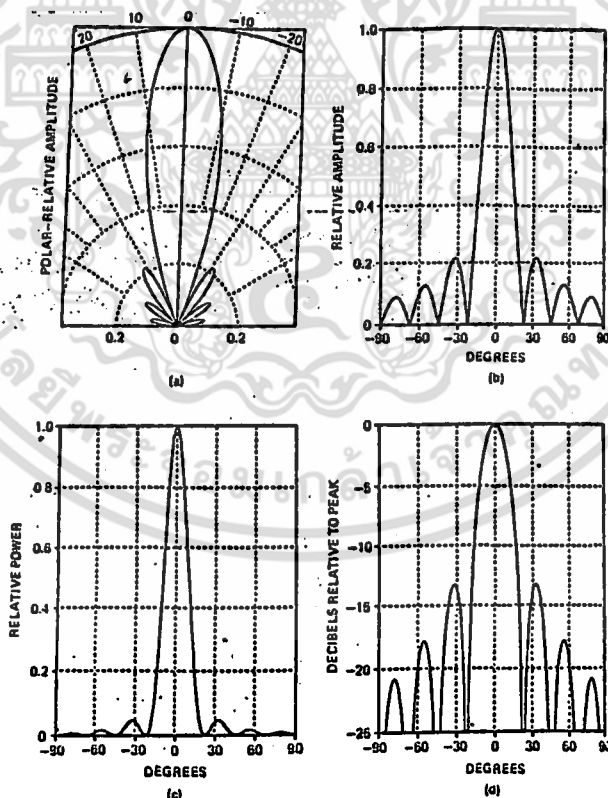
$$HPBW = k \lambda / D \tag{2.46}$$

เมื่อ D เป็นขนาดของช่อง

λ เป็นความยาวคลื่นในอากาศ

k เป็นค่าคงที่(เรียก ตัวประกอบความกว้างลำคลื่น (beamwidth factor))

การกระจายของแอมพลิจูด(สมมติว่าการกระจายของเฟสเป็นแบบเชิงเส้น) จะเป็น
 สัดส่วนกับตัวประกอบความกว้างลำคลื่น ซึ่งแสดงในหน่วยเรเดียนหรือองศา



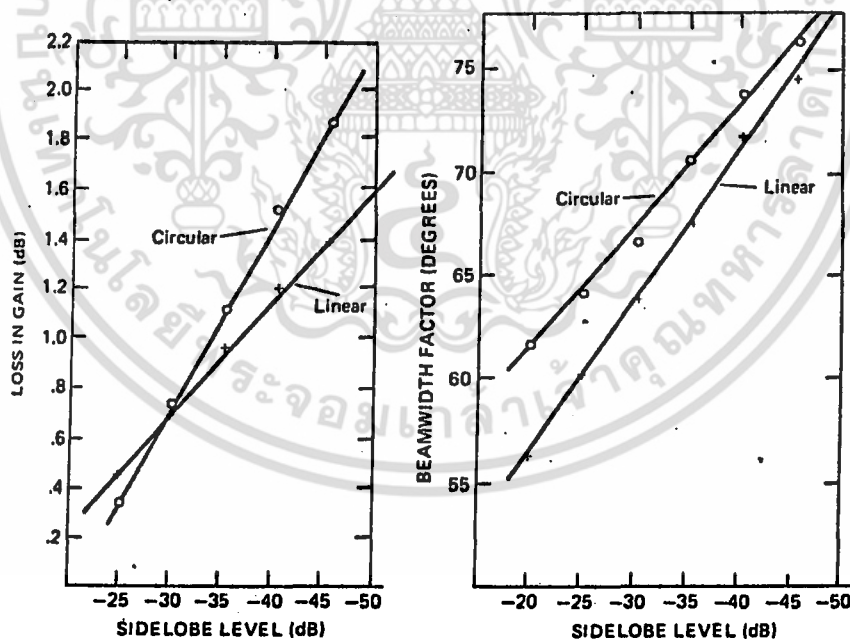
รูป 2-6 แสดงแพทเทอนแบบต่างๆในเทอมของ $\sin(X)/X$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซด์โลบ(side lobes) โครงสร้างโลบของแพทเทอนการแพร่ของสายอากาศ บริเวณรอบๆโลบหลัก(ลำคลื่นหลัก)จะประกอบไปด้วยโลบรอง(minor lobes)จำนวนมาก โลบรองที่ติดกับโลบหลักเรียกว่า **ไซด์โลบ** อย่างไรก็ตามเราอาจใช้คำว่าไซด์โลบสำหรับทุกโลบรอง และเรียกโลบรองที่ติดกับโลบหลักว่า **ไซด์โลบแรก(first-sidelobes)** ส่วนโลบรองที่อยู่ห่างจากโลบหลัก 180 เรียกว่า **แบคโลบ(backlobe)**

ไซด์โลบเป็นตัวสร้างปัญหาในระบบเรดาร์ โดยในขณะที่ส่งต้องสูญเสียกำลังการส่ง บางส่วนเนมาการแพร่คลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ และในขณะที่รับจะทำให้เรารับคลื่นจากทิศทางที่ไม่ต้องการเข้าสู่ระบบ

เพื่อลดไซด์โลบ สายอากาศมักจะถูกออกแบบให้มีการกระจายแอมพลิจูดในลักษณะคูลูเข้าตลอดช่องของมัน สำหรับสายอากาศที่มีอัตราขยายสูงจะมีขนาดของช่องใหญ่ ซึ่งทำให้ความกว้างลำคลื่นและไซด์โลบมีค่ามาก จุดที่เหมาะสมระหว่างไซด์โลบ อัตราขยาย และความกว้างลำคลื่นเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการออกแบบสายอากาศ



รูป 2-7 แสดงการกระจายแอมพลิจูดที่เหมาะสมของเทเลอร์(the optimum Taylor amplitude distribution)

รูป 2-7 แสดงความสัมพันธ์ของการกระจายแอมพลิจูดที่เหมาะสมของเทเลอร์ (The optimum Taylor amplitude distribution) ซึ่งถูกใช้อย่างแพร่หลายในการลดไซด์โลบของสายอากาศเรดาร์

ระดับไซด์โลบ(side lobe levels)ของแพทเทิร์นของสายอากาศ สามารถแสดงได้หลายวิธี วิธีที่นิยมที่สุดคือ ระดับไซด์โลบสัมพัทธ์(relative sidelobe level) ซึ่งนิยามเหมือนระดับจุดสูงสุดของไซด์โลบสัมพัทธ์กับระดับจุดสูงสุดของโลบหลัก หรืออาจแสดงในเทอมของระดับสมมูลสัมพัทธ์กับสายอากาศแบบไฮโซโทรปิก

2.2.1.4 การแยกขั้ว(Polarization)

ทิศการแยกขั้วของสายอากาศแบบนิยามตามทิศของสนามไฟฟ้า(E) สายอากาศโดยทั่วไปเป็นแบบแยกขั้วเชิงเส้น(linearly polarized) ซึ่งอาจเป็นแบบแนวตั้ง(vertically) หรือแบบแนวนอน(horizontally)

เรดาร์บางระบบใช้การแยกขั้วแบบวงกลม(circular polarization:CP) ในกรณีนี้ทิศของสนามไฟฟ้าแปรตามเวลาที่จุดสังเกตหยุดนิ่งใดๆ ซึ่งกวาดหนึ่งรอบต่อหนึ่งคาบของคลื่นในระนาบคงตัวตั้งฉากกับทิศของการแพร่คลื่น CP มีได้สองแบบคือตามเข็มนาฬิกา(RHCP) และทวนเข็มนาฬิกา(LHCP) โดยทิศอ้างอิงบวกคือคลื่นที่เคลื่อนห่างออกจากจุดสังเกต การหาชนิดของ CP ทำได้โดยใช้หลักมือขวา และจากหลักการย้อนกลับได้สายอากาศที่ถูกออกแบบสำหรับการแยกขั้วชนิดใด ก็จะได้รับคลื่นที่มีการแยกขั้วแบบเดียวกันนั้น

2.2.1.5 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio :SWR)

คลื่นนิ่ง เกิดจากการเคลื่อนที่สวนกันของคลื่นที่มีความถี่และแอมพลิจูดเดียวกันในสายส่งสัญญาณหรือในตัวกลาง อัตราส่วนคลื่นนิ่ง(ρ) นิยามเป็น

$$\rho = \frac{\text{ระดับความต่างศักย์หรือกระแสสูงสุด}}{\text{ระดับความต่างศักย์หรือกระแสต่ำสุด}}$$

$$\rho = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|} \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

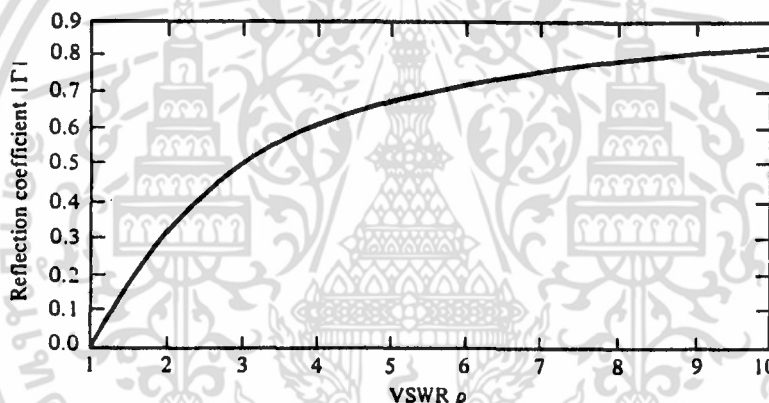
เพราะว่าคลื่นสะท้อนถูกนิยามเป็น ผลคูณของคลื่นตกกระทบกับสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Γ) ดังนั้น

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.48)$$

และ

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (2.49)$$

สมการ (2.49) มีประโยชน์ในการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อรู้ค่าอัตราส่วน-คลื่นนิ่ง ซึ่งเป็นค่าที่สามารถทำการทดลองหาได้ รูป 2-8 แสดงความสัมพันธ์ของค่าทั้งสอง



รูป 2-8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง SWR กับสัมประสิทธิ์การสะท้อน

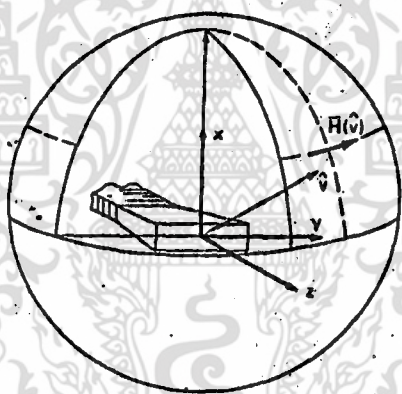
2.2.2 การวิเคราะห์สายอากาศแบบตัวสะท้อน

การคำนวณแพทเทอนการแผ่ของสายอากาศจะต้องสมมติว่า คลื่นจากตัวป้อนที่ตกกระทบบนตัวสะท้อนมีหน้าคลื่นเป็นทรงกลม มีสองวิธีในการหาสนามการแผ่ของสายอากาศแบบตัวสะท้อน วิธีแรกคือวิธีการกระจายกระแส (current-distribution method) ซึ่งเป็นการคำนวณสนามจากกระแสเหนี่ยวนำบนตัวสะท้อนเนื่องจากสนาม เริ่มต้นจากตัวป้อนวิธีที่สองคือวิธีช่องสนาม (aperture-field) โดยการหาค่าสนามที่ระยะไกลๆจากการกระจายสนามในระนาบช่อง ทั้งสองวิธีใช้การพิจารณาโดยวิธีทางแสงเชิงเรขาคณิตและให้ผล-

ลัพท์เดียวกันในเงื่อนไขของ $\lim \lambda / D \rightarrow 0$ อย่างไรก็ตามวิธีแรกสามารถอธิบายผลของค่าความโค้งผิวของสายอากาศที่มีต่อระดับของไรต์โลบและการแยกขั้ว ขณะที่วิธีที่สองเป็นการประมาณโดยสมมติว่าการสะท้อนที่ผิวเกิดคลื่นที่มีหน้าคลื่นเป็นระนาบ ซึ่งจะเป็นจริงสำหรับตัวสะท้อนแบบพลาไปลอยด์ที่ตัวป้อนวางที่จุดโฟกัสเท่านั้น

แม้ว่าสายอากาศส่วนใหญ่จะเป็นอุปกรณ์ย้อนกลับได้ แต่การวิเคราะห์โดยปกติจะทำในสถานะการส่งโดยเริ่มจากการส่งสัญญาณจากตัวป้อนและสังเกตค่าสนามที่ระยะไกลๆ ที่ตัวป้อนเราถือว่าการแยกขั้วยังคงมีรูปแบบที่สมบูรณ์ สนามแม่เหล็ก \vec{H} จากตัวป้อนจะพุ่งกระทบผิวตัวสะท้อนทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำ \vec{J} ที่ตำแหน่งเวกเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉากกับผิวตัวสะท้อน \hat{n} โดยที่

$$\vec{J} = \hat{n} \times \vec{H} \tag{2.50}$$



รูป 2-9 แสดงการนิยามทิศเวกเตอร์สัมพันธ์กับตำแหน่งตัวป้อน

สมมติว่าสนาม \vec{H} เริ่มต้นเป็น $\vec{H}(\hat{v})$ ตั้งฉากกับเวกเตอร์หนึ่งหน่วย \hat{v} (รูป 2-9) โดยขึ้นอยู่กับชนิดของตัวป้อนผิวของตัวสะท้อนถูกแบ่งออกเป็นพื้นที่สี่เหลี่ยมเล็กๆ dA (รูป 2-10) ซึ่งรองรับสนามการแพร่ของตัวป้อน กระแสที่ผิวจะเป็นผลคูณของสนาม \vec{H} กับเวกเตอร์ปกติ \hat{n} ในความสัมพันธ์ของอนุพันธ์ของพื้นที่และเฟสตามสมการ

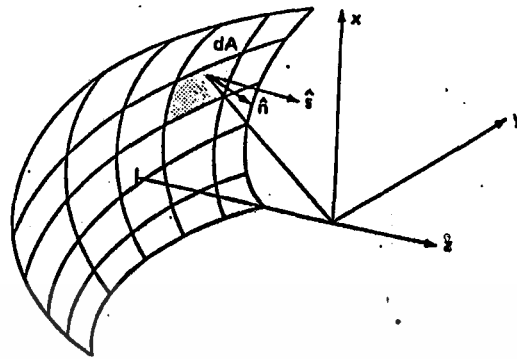
$$\vec{J} = \hat{n} \times \vec{H}(\hat{v}) (\hat{v} \cdot \hat{n}) e^{-ikr} dA / 4\pi r \tag{2.51}$$

เมื่อ r = ระยะจากตัวป้อนถึงผิวการสะท้อน

$$k = 2\pi / \lambda \text{ (เลขคลื่น)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REFLECTOR ANTENNAS



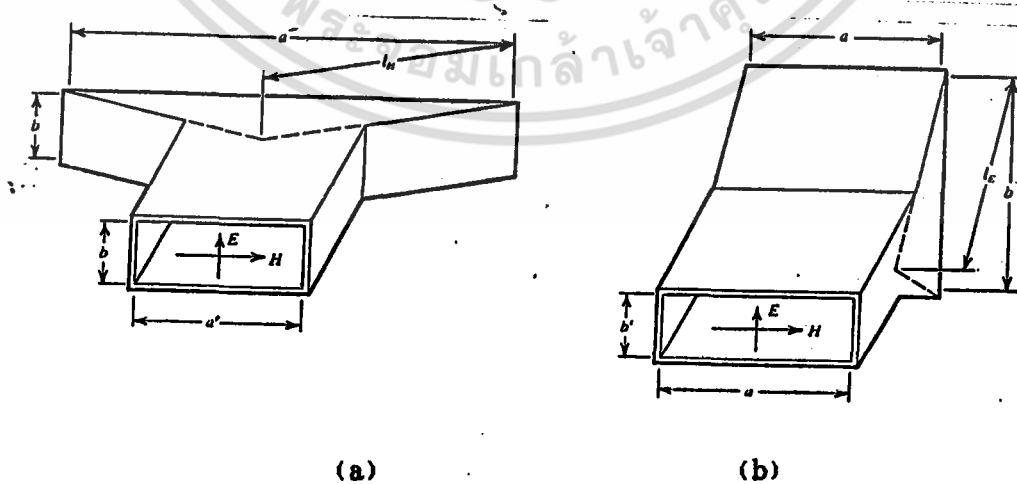
รูป 2-10 ภาพเชิงเรขาคณิตของตัวสะท้อน

แต่ละส่วนของพื้นที่เล็กๆจะสะท้อนอย่างสม่ำเสมอตลอดพื้นผิวและมีตัวประกอบอัตราขยายและทิศการสะท้อน ซึ่งเป็นไปตามกฎของสเนลล์ (Snell's law) ทิศการสะท้อนสามารถหาได้จาก

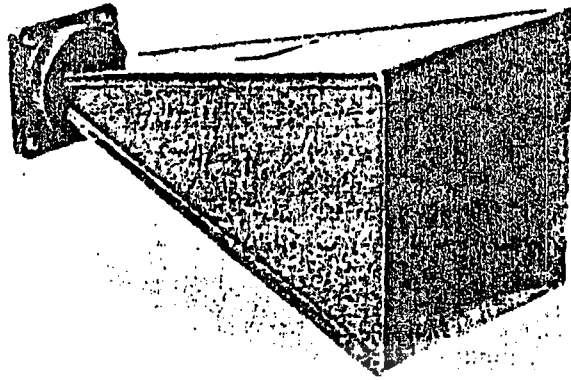
$$\hat{s} = \hat{v} - 2(\hat{n} \cdot \hat{v})\hat{n} \quad (2.52)$$

และอนุพันธ์ของนิเวศการสะท้อนในแต่ละบริเวณพื้นที่เล็กๆ จะถูกแปลงโดยตัวประกอบแพทเทอนซึ่งแสดงด้วยการสะท้อนอย่างสม่ำเสมอในทิศของเวกเตอร์ \hat{s} และถูกกำหนดโดยเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของทิศแพทเทอน \hat{p} โดย

$$\text{ตัวประกอบแพทเทอน} = \frac{4\pi dA \sin\pi\Delta x(S_x - P_x) \sin\pi\Delta y(S_y - P_y)}{\lambda^2 |\hat{n} \cdot \hat{s}| \pi\Delta x(S_x - P_x) \pi\Delta y(S_y - P_y)} \quad (2.53)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c)

รูป 2-11 แสดงฮอร์นแบบต่างๆ (a)แบบ Sectoral H-plane
(b)แบบ Sectoral E-plane
(c)แบบ Pyranidal horn

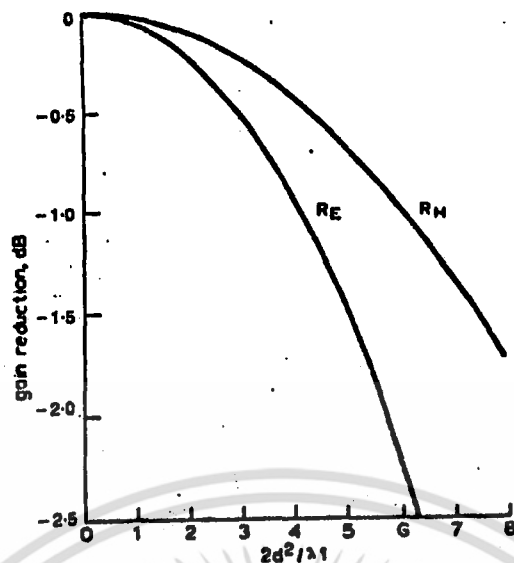
2.2.3 หัวป้อนแบบฮอร์น(Horn feed)

พลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถถูกส่งและรับผ่านท่อนำคลื่นแบบปลายเปิดได้ แต่วิธีนี้ไม่ใช่วิธีที่ดีสำหรับการส่งผ่านคลื่นจากท่อนำคลื่นสู่ตัวกลาง (ส่งคลื่นไปสู่ตัวสะท้อน) จึงต้องใช้ท่อนำคลื่นที่มีลักษณะปลายบานออกเรียกว่า ฮอร์น(Horn) รูป 2-11(a)แสดงฮอร์นแบบ Sectoral H-Plane ซึ่งมีลักษณะปลายบานในทิศของสนามแม่เหล็ก (ที่จุดศูนย์กลางของช่อง) ขนาดของท่อนำคลื่น a' ถูกขยายเป็น a ขณะที่ค่า b ยังคงเท่าเดิม ค่า l_H เรียก ชแลนทเลงก์ (Slant length) รูป 2-11(b) แสดงฮอร์นแบบ Sectoral E-Plane ซึ่งมีลักษณะปลายบานในทิศของสนามไฟฟ้า โดยขนาดของท่อนำคลื่น b' ถูกขยายเป็น b ขณะที่ค่า a คงที่และชแลนทเลงก์คือ l_E และถ้าปลายบานออกทั้งสองด้านเรียกว่า ฮอร์นแบบ Pyramidal ดังแสดงในรูป 2-11(c)

อัตราขยายของฮอร์น(G)ขึ้นกับความยาวคลื่น ค่า a, b และค่าชแลนทเลงก์ ซึ่งหาได้จาก

$$G = G_o R_E R_H \quad (2.54)$$

เมื่อ R_E และ R_H เป็นตัวประกอบการลดอัตราขยาย(gain reduction factor)



รูป 2-12 ตัวประกอบการลดทอนอัตราขยาย R_E และ R_H ในหน่วย dB

ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับค่าความบาน (ระนาบ E และ ระนาบ H) ของฮอร์น ค่าของ R_E และ R_H สามารถหาได้จากกราฟรูป 2-12 การใช้กราฟ R_E ต้องแทน a ใน d และ l'_E ใน l และการใช้กราฟ R_H ต้องแทน b ใน d และ l'_H ใน l ตัวแปร l'_E และ l'_H เป็นฟังก์ชันของระยะห่าง (จากฮอร์น) r และขนาดเส้นแวงที่ตั้งสมการ

$$l'_E = rl_E / (r + l_E) \quad (2.55)$$

และ

$$l'_H = rl_H / (r + l_H) \quad (2.56)$$

G_0 เป็นอัตราขยายที่ระยะไกลๆ (far-field gain) ของห้องสี่เหลี่ยม โดยหาจาก

$$G_0 = 32ab / \pi \lambda^2 \quad (2.57)$$

ดังนั้นอัตราขยายของฮอร์นแบบ pyramidal ในหน่วย dB คือ

$$G(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) + R_E(\text{dB}) + R_H(\text{dB}) \quad (2.58)$$

และสำหรับฮอร์นแบบ sectoral E-plane

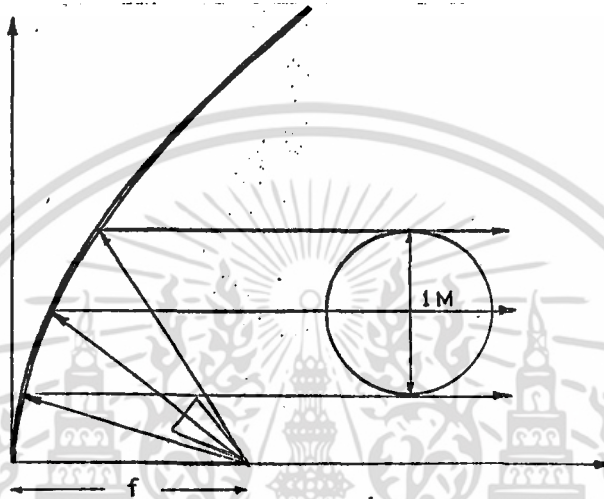
$$G_E(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) + R_E(\text{dB}) \quad (2.59)$$

และสำหรับฮอร์นแบบ sectoral H-plane

$$G_H(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) + R_H(\text{dB}) \quad (2.60)$$

2.2.4 สายอากาศตัวสะท้อนแบบออฟเซต

ในโครงการพิเศษเราใช้สายอากาศแบบออฟเซตที่มีตัวป้อนเป็นฮอร์นแบบ pyrami-dal ดังแสดงในรูป 2-11 สำหรับ ค่าความโค้ง ความยาวโฟกัส และตำแหน่งพิกัด (การวางตำแหน่งตัวป้อน) ดูได้จากรูป 2-13



รูป 2-13 แสดงลักษณะสายอากาศแบบออฟเซตที่ใช้ในโครงการพิเศษ

2.3 ระบบสายส่งสัญญาณ(Transmission Line System)

ระบบสายส่งสัญญาณประกอบด้วย ท่อนำคลื่น(wave guide) ดูเพลกเซอร์(duplexer) และตัวป้องกันภาครับ(receiver protectors)

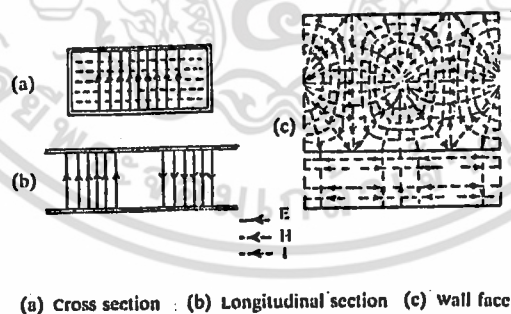
2.3.1 ท่อนำคลื่น(wave guide)

เนื่องจากในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 3 GHz นั้นส่วนใหญ่จะใช้สายโคแอกเซียล(coaxial cable) เป็นสายส่งระหว่างภาคส่งกับสายอากาศซึ่งประกอบด้วยตัวนำด้านใน(inner conductor) และตัวนำด้านนอก(outer conductor) โดยมีไดอิเล็กตริก(dielectric) คั่นกลางระหว่างตัวนำทั้งสอง ถ้าความถี่สูงกว่า 3 GHz ค่าการสูญเสียทางไดอิเล็กตริก(dielectric loss) จะสูงขึ้นอย่างรวดเร็วและเกิดเป็นการสูญเสียทางความร้อน(heat

-loss) ซึ่งจะปลดประสิทธิภาพการรองรับกำลังของสายโคแอกเซียลเอง ด้วยเหตุนี้จึงหันมาใช้ท่อนำคลื่นแทนเพราะท่อนำคลื่นไม่มีตัวนำด้านในและไม่มีไดอิเล็กตริก แต่เป็นท่อกกลางทำหน้าที่เป็นสายส่งสำหรับคลื่นไมโครเวฟ ท่อนำคลื่นมีการสูญเสีย(loss)ต่ำและมีประสิทธิภาพการรองรับกำลังสูง ท่อนำคลื่นที่นิยมใช้กันทั่วไปมีสองแบบคือ แบบหน้าตัดสี่เหลี่ยม(rectangular) กับแบบหน้าตัดวงกลม(circular) ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมนี้ส่วนใหญ่ใช้เป็นสายส่งของคลื่นไมโครเวฟ ส่วนแบบวงกลมใช้เป็นข้อต่อแบบหมุนได้(rotary joint) ทำหน้าที่เป็นตัวต่อระหว่างสายอากาศที่หมุนกับสายส่งอยู่กับที่

ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม มีโหมดการส่ง(Transmission mode) ต่างๆซึ่งคลื่นไมโครเวฟส่งไปในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม แต่โหมดที่ถือว่าเป็นโหมดพื้นฐานของท่อนำคลื่นแบบนี้คือ TE₀₁ ซึ่งมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังรูป 2-14

จากรูปจะเห็นว่ามีสนามไฟฟ้าเฉพาะแต่ในแกน Y เท่านั้นและความเข้มของสนามไฟฟ้าจะมีค่าสูงสุดที่ตรงกลางของท่อนำคลื่น และจะค่อยๆลดลงเป็นศูนย์ที่ผนังของท่อนำคลื่น ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะขนานกับระนาบ x และ ระนาบ z ของท่อนำคลื่นได้ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะจัดวางตัวกันอยู่ในลักษณะที่เฟสตรงกันตามช่วงของความยาวคลื่นภายในท่อนำคลื่น ความยาวของช่วงต่างๆนี้เรียกว่า ความยาวคลื่นในท่อ



รูป 2-14 แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของโหมด TE₀₁ ในท่อนำคลื่นแบบหน้าตัดสี่เหลี่ยม

(Guide wavelength: λ_g) และมักจะมีค่ามากกว่า λ_0 ในอากาศ ดังแสดงตามสมการ

$$\lambda_x = \lambda_0 / (1 - (\lambda_0 / 2a)^2) \quad (2.37)$$

ในที่นี้ λ_0 เป็นความยาวคลื่นในอากาศ

a เป็นด้านยาวของหน้าตัดขวางด้านในของท่อนำคลื่น

ถ้าความยาวคลื่นของไมโครเวฟที่ส่งไปในท่อนำคลื่นอันหนึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าๆหนึ่ง นั่นคือ $\lambda = \lambda_0 = 2a$ แล้วไมโครเวฟจะไม่สามารถส่งผ่านไปได้ ซึ่งจำกัดนี้เรียกว่า ความยาวคลื่นตัดออก (Cut-off wavelength) และความถี่ที่ความยาวคลื่นนี้จะเรียกว่า ความถี่ตัดออก (Cut-off frequency)

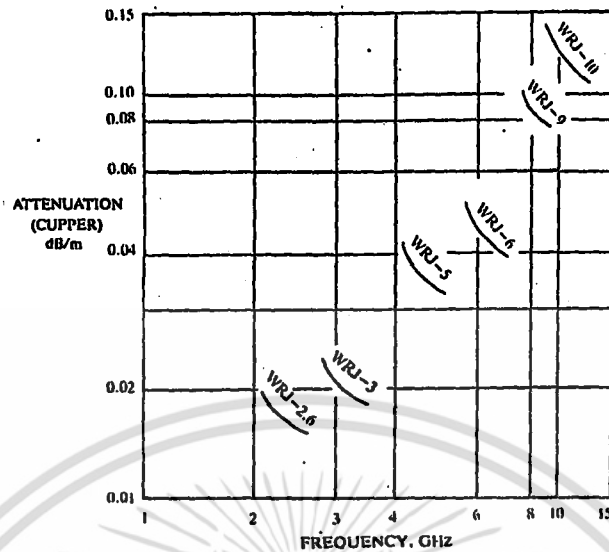
ในทางตรงกันข้ามถ้าความยาวคลื่นสั้นมากเกินไปฮาร์โมนิกของคลื่นไมโครเวฟจะถูกส่งไปด้วย เพราะฉะนั้นขนาดของท่อนำคลื่นจะต้องเลือกตามช่วงความถี่ที่ใช้งาน ท่อนำคลื่นมาตรฐานต่างๆแสดงในตาราง 2-3 และสำหรับการสูญเสียจากการส่งผ่านของท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ทำด้วยทองแดงจะถูกแสดงในรูป 2-15

แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำท่อนำคลื่นไปติดตั้งเข้ากับอุปกรณ์จริงๆแล้วโดยปกติค่าการสูญเสียจะเพิ่มขึ้นประมาณ 1.5 เท่าของค่าที่แสดงในรูป 2-15 นี้

ตาราง 2-3 แสดงตัวอย่างของท่อนำคลื่นตามมาตรฐานของ JIS

JIS	ช่วงความถี่	ขนาดด้านใน(mm)	ขนาดด้านนอก(mm)
WRT-2.6	2.2-3.3	86.4 × 43.2 mm ²	90.4 × 47.2 mm ²
WRT-3	2.6-3.95	72.1 × 34.0 mm ²	76.0 × 38.0 mm ²
WRT-5	3.95-5.85	47.6 × 22.2 mm ²	50.8 × 25.4 mm ²
WRT-6	4.90-7.05	40.0 × 20.0 mm ²	43.2 × 23.2 mm ²
WRT-9	7.09-10.00	28.5 × 12.6 mm ²	31.7 × 15.8 mm ²
WRT-10	8.20-12.4	22.9 × 10.2 mm ²	25.4 × 12.7 mm ²

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-15 แสดงการสูญเสียในท่อนำคลื่นที่ความถี่ต่างๆ

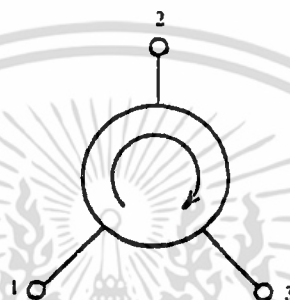
2.3.2 ดูเพลกเซอร์ (duplexers)

ดูเพลกเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำให้สามารถใช้สายอากาศหนึ่งอัน สำหรับทั้งภาครับและภาคส่ง ในช่วงการส่ง มันจะป้องกันภาครับจากคลื่นกำลังสูงจากภาคส่ง และในช่วงการรับ มันจะยอมให้สัญญาณสะท้อนผ่านตัวมัน เข้าสู่ภาครับ ดูเพลกเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กับงานกำลังสูง ส่วนใหญ่จึงสร้างจากสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้คุณสมบัติการแตกตัวของก๊าซ หรือสิ่งประดิษฐ์ประเภทสารกึ่งตัวนำในการใช้งานโดยทั่วไปกำลังภาคส่งอาจสูงถึงระดับเมกะวัตต์หรือมากกว่า แต่กำลังที่ยอมให้ เข้าภาครับอาจน้อยกว่าหนึ่งวัตต์ ดังนั้นดูเพลกเซอร์ที่ใช้จึงควรสามารถเลือกระหว่างภาคส่งและภาครับให้กำลังแตกต่างกันมากกว่า 70dB และลดทอนสัญญาณน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และในช่วงระหว่างการส่งพัลซ หรือเมื่อระบบเรดาร์เลิกทำงาน ภาครับยังคงต้องถูกป้องกันจากคลื่นกำลังสูงของระบบเรดาร์ใกล้เคียง ซึ่งมีความแรงไม่มากพอที่จะกระตุ้นการทำงานของดูเพลกเซอร์แต่มีความแรงพอที่จะทำอันตรายภาครับได้

มีสองวิธีพื้นฐานสำหรับการสร้างดูเพลกเซอร์ วิธีแรกเป็นดูเพลกเซอร์แบบแบรนช์ (branch) และแบบบาลานด์ (balanced) ซึ่งใช้หลอดทออาร์ (TR tube) เป็นตัวแยกภาครับ

และภาคส่ง อีกวิธีใช้เซอรคูเลเตอร์ประเภทสารเฟอร์ไรท์(ferrite)ในการแยกภาครับ และภาคส่ง ส่วนการป้องกันภาครับใช้หลอดที่อาร์ร่วมกับไดโอดลิมิตเตอร์(diode limiter) ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะแบบหลังซึ่งเป็นการใช้เซอรคูเลเตอร์ร่วมกับตัวป้องกันภาค-รับเท่านั้น

2.3.2.1 เซอรคูเลเตอร์



รูป 2-16 แสดงตัวอย่างเซอรคูเลเตอร์แบบสารเฟอร์ไรท์

เซอรคูเลเตอร์ประเภทสารเฟอร์ไรท์ เป็นอุปกรณ์สามหรือสี่ท่า(three-or-four-port device)ซึ่งทำหน้าที่แยกภาคส่งและภาครับออกจากกันดังแสดงในรูป 2-7 โดยใช้คุณสมบัติของ ลักษณะการย้อนกลับไม่ได้(non-reversibility) ของสารเฟอร์ไรท์อันเนื่องมาจาก tensor permeability ของมัน

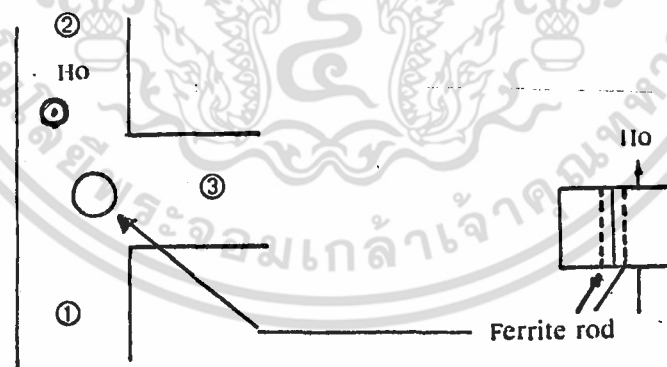
จากรูป จะเห็นว่าคลื่นวิทยุที่เข้ามาที่พอร์ท 1 จะเดินทางไปยังพอร์ท 2 โดยปราศจากการสะท้อนกลับหรือการลดทอนกำลัง และในทำนองเดียวกันคลื่นวิทยุจะเดินทางจากพอร์ท 2 ไปพอร์ท 3 และพอร์ท 1 แต่จะไม่มีคลื่นวิทยุส่งจากพอร์ท 1 ไปยังพอร์ท 3 และจากพอร์ท 3 ไปยังพอร์ท 2 และจากพอร์ท 2 ไปยังพอร์ท 1 ดังนั้นจะเห็นว่าเป็นวงจรที่ทำให้เกิดลักษณะการย้อนกลับไม่ได้

เพราะฉะนั้น ถ้าหากหลอดแมกนีตรอนต่ออยู่กับพอร์ท 1 สายอากาศต่ออยู่กับพอร์ท 2 และภาครับ(ผลึกตัวตรวจจذب)ต่อกับพอร์ท 3 จะทำให้เกิดเป็นคูเพรกเซอรขึ้น ตัวอย่างของเซอรคูเลเตอร์ประเภทสารเฟอร์ไรท์แบบที่(t-type 3-port waveguide ferrite - circulator) แสดงดังรูป 2-17

โดยการนำแท่งเฟอร์ไรท์ใส่เข้าไปในรอยต่อของท่อนำคลื่น และเมื่อมีสนามแม่เหล็ก H_0 จากภายนอกมากระทำต่อแท่งเฟอร์ไรท์ในทิศทางพุ่งเข้าหาแผ่นกระดาษ แท่งเฟอร์ไรท์จะทำให้เกิดค่าความซึมซาบ(permeability)ค่าสูงแก่ negative circular polarization ในส่วนของคลื่นวิทยุที่เดินทางจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และจะให้ negative-permeability(loss factor)แก่ positive circular polarization ของส่วนของคลื่นวิทยุที่เดินทางจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 3 เป็นผลให้แท่งเฟอร์ไรท์ยอมให้คลื่นวิทยุเดินทางไปยังพอร์ต 2 และแสดงตัวด้านคลื่นวิทยุที่จะเดินทางจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 3 เหมือนกับว่าเป็นตัวสะท้อนซึ่งป้องกันคลื่นวิทยุไม่ให้ไปที่พอร์ต 3 ได้

สำหรับคลื่นวิทยุที่มาเข้าพอร์ต 2 แท่งเฟอร์ไรท์จะให้ permeability ค่าสูงแก่ส่วนของคลื่นวิทยุที่เดินทางตรงไปยังพอร์ต 3 แต่จะให้ negative permeability แก่ส่วนของคลื่นวิทยุที่เดินทางไปยังพอร์ต 1 เป็นผลให้คลื่นวิทยุผ่านไปยังพอร์ต 3 เท่านั้น ในทำนองเดียวกันคลื่นวิทยุที่มาเข้าพอร์ต 3 จะถูกส่งผ่านไปออกที่พอร์ต 1 เท่านั้น ดังนั้น จะเกิดทิศทางเดินของคลื่นวิทยุในลักษณะการทำงานของเซอร์คูเลเตอร์

เซอร์คูเลเตอร์ไม่สามารถป้องกันภาครับจากการไม่เข้ากันทางอิมพีแดนซ์ของภาคส่งกับสายอากาศซึ่งทำให้เกิดคลื่นสะท้อนกลับที่อาจมาพอที่จะทำอันตรายภาครับได้ จึงต้อง



รูป 2-17 แสดงตัวอย่างของเซอร์คูเลเตอร์ประเภทสารเฟอร์ไรท์แบบที่

มีตัวป้องกันภาครับไว้ป้องกันอีกชั้นหนึ่ง ตัวป้องกันภาครับอาจใช้ไดโอดสารกึ่งตัวนำหรือ

อุปกรณ์ร่วมของหลอดที่อาร์ กับตัวจำกัดขนาดสัญญาณแบบเฉื่อยงาน

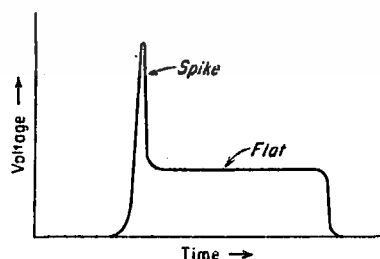
2.2.2.2 ตัวป้องกันภาครับ(Receiver protectors)

หลอดที่อาร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้คุณสมบัติการแตกตัวของก๊าซ(gas-discharge device) ซึ่งถูกออกแบบให้ก๊าซสามารถแตกตัวได้อย่างรวดเร็วเมื่อได้รับพลังงานจากสัญญาณความถี่วิทยุ และรวมตัวกลับคืนได้อย่างรวดเร็วหลังจากพลังงานคลื่นความถี่วิทยุหมดไป โครงสร้างพื้นฐานของหลอดที่อาร์จะประกอบด้วยส่วนของท่อนำคลื่นที่บรรจุเรโซแนนท์-ฟิลเตอร์(resonant filters)หนึ่งหรือมากกว่า และช่องกระเปาะแก้วหุ้มด้วยโลหะที่ครอบก๊าซความดันต่ำไว้ ก๊าซเฉื่อยเช่นอาร์กอนในหลอดที่อาร์มีระดับพลังงานการแตกตัวจึงสามารถเป็นตัวป้องกันภาครับที่ดีและมีอายุการใช้งานยาวนาน

เพื่อเพิ่มความเร็วและเสถียรภาพในการแตกตัวของก๊าซในหลอด ได้มีการเพิ่มอุปกรณ์ช่วยยกกระดบพลังงานของก๊าซซึ่งเรียกว่าเป็นการ คีพ-อไลฟ(Keep-alive) โดยการยิงอิเล็กตรอนไปสู่ก๊าซการทำเช่นนี้เป็นการเพิ่มระดับสัญญาณรบกวนในภาครับ และทำให้อายุการใช้งานหลอดสั้นลง

เนื่องจากการคีพ-อไลฟไม่สามารถทำได้ขณะปิดระบบเรดาร์ จึงอาจมีพลังงานระดับหนึ่งจากบริเวณใกล้เคียงที่สามารถทำอันตรายภาครับได้โดยที่ไม่สามารถกระตุ้นหลอดที่อาร์ให้ทำงานได้ เพื่อป้องกันภาครับจากเหตุการณ์นี้จึงต้องมีอุปกรณ์เปิด-ปิดเชิงกลที่ด้านเข้าของภาครับ

และเนื่องจากหลอดที่อาร์ไม่ใช่สวิทช์ที่สมบูรณ์แบบ ทำให้อาจมีกำลังคลื่นจากภาคส่งรั่วเข้าสู่ภาครับได้ดังรูป 2-18 แสดงลักษณะสัญญาณที่เข้ารั่วสู่ภาครับ ในช่วงเวลาเริ่มแรก



รูป 2-18 แสดงแรงดันรั่วไหลผ่านหลอดที่อาร์

(ประมาณ 10 นาโนวินาที) จะเป็นแรงดันกระชาก เนื่องจากการล่าช้าของการแตกตัวของก๊าซในหลอด หลังจากช่วงแรงดันกระชากจะเป็นช่วงที่เรียกว่า ฟลัท(flat) ซึ่งเป็นกำลังของคลื่นที่ถูกหลอดที่อาร์ลระดับลงก่อนที่จะเข้าสู่ภาครีบโดยหลอดที่อาร์ อันตรกิริยาที่เกิดขึ้นกับภาครีบอาจเกิดได้จากการที่ระดับแรงดันกระชากและแรงดันฟลัทมีขนาดสูงเกินไป

บางส่วนของกำลังจากภาคส่งจะเข้าสู่หลอดที่อาร์ (ก่อนเข้าสู่สายอากาศ) และจะถูกดูดกลืนไปเรียกว่า อาร์ลอส (arc loss) ระดับกำลังที่ถูกดูดกลืนขึ้นกับลักษณะช่องด้านเข้าและก๊าซที่ใช้ในหลอดอาร์ลอส อาจอยู่ในช่วง $\frac{1}{2}$ ถึง 1 dB ในหลอดที่บรรจุไอน้ำ และน้อยกว่า 0.1 dB ในหลอดที่บรรจุอาร์กอน ส่วนในการรับการสูญเสียกำลังจะอยู่ที่ $\frac{1}{2}$ ถึง 1 dB

โดยปกติอายุการใช้งานของหลอดที่อาร์จะถูกจำกัดจากการคืนโพโลว์ จำนวนไอน้ำในหลอด และก๊าซเจือปนที่อยู่ตามผิวผนังหลอด

การคืนโพโลว์อาจถูกแทนด้วย แหล่งกำเนิดคลื่นวิทยุความถี่สูงสำหรับการเกิดอันตรกิริยา (radioactive source) เช่น ทริเทียม (tritium) ซึ่งจะสร้างรังสีเบต้ากำลังต่ำ เมื่อมันได้รับสัญญาณความถี่วิทยุ (ทำตัวเสมือนอิเล็กตรอนในการคืนโพโลว์) ทริเทียมเป็นส่วนประกอบของแผ่นฟิล์มบางของ tritide tritium ไม่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนและยังช่วยเพิ่มอายุการใช้งานของหลอดที่อาร์ และเนื่องจากทริเทียมไม่ต้องการการไบแอส ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องใช้ตัวเปิด-ปิด เบี่ยงกลเหมือนในหลอดที่อาร์ที่มีการคืนโพโลว์ โดยทั่วไปจะวางไดโอดลิมิตเตอร์ไว้ต่อจากหลอดที่อาร์แบบทริเทียมรวมเรียกว่า อุปกรณ์ร่วมของหลอดและตัวจำกัดแบบเฉื่อยงาน (passive TR-limiter) ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลาย

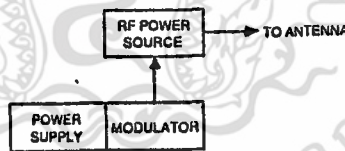
ตัวจำกัดขนาดสัญญาณประเภทสารกึ่งนำ (Solid-State Limiter) ไดโอดสารกึ่งตัวนำแบบ PN และ PIN ถูกสร้างมาเพื่อใช้เป็นตัวจำกัดขนาดสัญญาณ RF และใช้สำหรับเป็นตัวป้องกันภาครีบ ตัวจำกัดในอุดมคติจะยอมให้คลื่นกำลังต่ำผ่านโดยไม่มีการลดทอน แต่ถ้ากำลังคลื่นเหนือกว่าระดับที่กำหนด (threshold) มันจะลดระดับกำลังลงจนมีค่าคงที่ค่าหนึ่งเสมอ จากคุณสมบัตินี้สามารถนำมาใช้เป็นตัวป้องกันภาครีบได้ในสองวิธีขึ้นอยู่กับว่าไดโอดที่ใช้ได้รับการไบแอสหรือไม่ การทำงานของไดโอดเมื่อไม่มีการไบแอสเรียกเฉื่อยงาน (passive) ซึ่งใช้ในงานกำลังต่ำ การทำงานที่มีการไบแอสเรียก ใช้งาน (active) ซึ่งใช้ในงานกำลังสูง PIN ที่ถูกไบแอสสามารถใช้เป็นตัวป้องกันภาครีบแทน

หลอด TR ได้ ไตรอดตัวจำกัดแบบเฉื่อยงานจะสามารถทำงานได้ตลอดเวลาแต่ทนกำลังได้ต่ำกว่าตัวจำกัดแบบไวงาน ดังนั้นการปฏิบัติงานตัวจำกัดประเภทสารกึ่งตัวนำจึงถูกจำกัดอยู่ในระบบงานกำลังต่ำซึ่งบางครั้งน้อยกว่า 1.5 kW

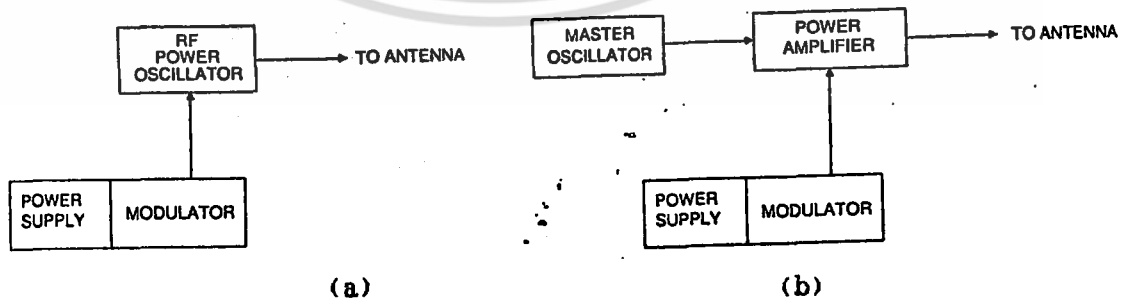
อุปกรณ์ร่วมของหลอดทึอาร์และตัวจำกัดแบบเฉื่อยงาน เป็นการใช้ตัวจำกัดแบบเฉื่อยงานร่วมกับหลอดทึอาร์ ใช้ป้องกันภาครีบจากคลื่นของเรดาร์บริเวณใกล้เคียงเมื่อระบบเรดาร์ปิด อุปกรณ์ร่วมประเภทนี้ไม่ต้องการการไบแอสในการทำงาน การวางอุปกรณ์จะวางตัวจำกัดหลังหลอดทึอาร์ อุปกรณ์ร่วมนี้มีการลดทอนมากกว่าหลอดทึอาร์ที่ใช้การคั่นอโลฟ์แต่จะกำเนิดสัญญาณรบกวนต่ำกว่า หลอดทึอาร์ที่ใช้ร่วมก็มีอายุยาวนานกว่าด้วยเนื่องจากไม่ต้องทำการคั่นอโลฟ์ ส่วนเวลาการคั่นตัวจะเร็วกว่าการใช้หลอดทึอาร์อย่างเดี่ยวแต่จะช้ากว่าการใช้ไตรอดตัวจำกัดประเภทสารเพอร์โรทอย่างเดี่ยว

2.4 ภาคส่งเรดาร์

หน่วยพื้นฐานของภาคส่งเรดาร์คือ แหล่งกำเนิดคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูง(RF power source) มอดูเลเตอร์(modulator) และแหล่งจ่ายไฟ(power supply) ดังแสดงในรูป 2-19 การสร้างสัญญาณความถี่วิทยุกำลังสูงมีสองวิธีแสดงดังรูปที่ 2-20 แบบแรก



รูป 2-19 ภาคส่งแบบพื้นฐาน



รูป 2-20 รูปแบบภาคส่งพื้นฐาน a) ภาคส่งแบบตัวกำเนิดความถี่กำลังสูง b) ภาคส่งแบบตัวกำเนิดความถี่กำลังต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกำเนิดความถี่กำลังสูง จะสร้างสัญญาณความถี่วิทยุกำลังสูงป้อนเข้าสู่สายอากาศโดยตรง แบบที่สองตัวกำเนิดความถี่กำลังต่ำจะสร้างสัญญาณความถี่วิทยุกำลังต่ำป้อนให้สูตัวขยายหลัก เพื่อขยายขนาดสัญญาณให้มีระดับกำลังที่สูงขึ้นก่อนป้อนเข้าสู่สายอากาศ

สัญญาณความถี่วิทยุที่ถูกสร้างขึ้นโดยภาคส่ง อาจเป็นคลื่นต่อเนื่อง (continuous wave: cw) หรือพัลส์ (pulse) โดยที่ขนาดและความถี่ของสัญญาณจะถูกออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้งานเฉพาะด้าน กำลังงานของภาคส่งเรดาร์จะอยู่ในย่านมิลลิวัตต์ถึงพันเมกะวัตต์ ตัวกำเนิดความถี่ทั้งสองแบบอาจเป็นหลอดสูญญากาศ หรือสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ และสำหรับภาคส่งแบบพัลส์ความถี่กว้างของการส่งพัลส์จะอยู่ในช่วงนาโนวินาทีถึงมิลลิวินาที จากนั้นต่อไปจะกล่าวถึงเฉพาะภาคส่งแบบพัลส์

ปัจจัยบางอย่างในการเลือกหรือการออกแบบภาคส่งเรดาร์มีดังนี้

- กำลังสูงสุด
- กำลังเฉลี่ย
- ความกว้างของพัลส์
- ความถี่พัลส์
- ราคา
- อายุการใช้งาน
- ความอ่อนตัวในการปรับแต่งให้เหมาะสมต่อการใช้งาน
- เสถียรภาพ (ของขนาดและเฟสของสัญญาณ)
- ความผิดเพี้ยน
- ประสิทธิภาพ
- ขนาดและน้ำหนัก
- อัตราขยาย
- พิสัยพลวัต
- ความแม่นยำในการทำงานและการบำรุงรักษาง่าย

2.4.1 ตัวกำเนิดความถี่และตัวขยายกำลังของภาคส่ง

แหล่งจ่ายกำลังของภาคส่งมักจะใช้หนึ่งในสองแบบคือ ตัวกำเนิดความถี่หรือตัวขยาย

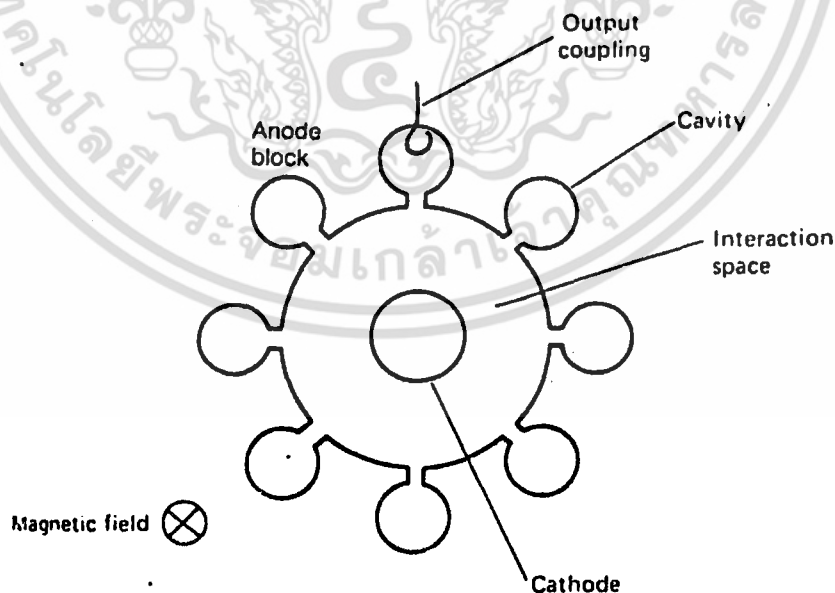
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกำเนิดความถี่แบบกระตุ้นด้วยตัวเอง (self-excited oscillator) ได้แก่ แมกนีตรอน (magnetron) และสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภท bulk-effect เช่น กันไดโอด ตัว impact avalanche and transit time (IMPATT) และตัว limited space-charge accumulation (LSA) เป็นแหล่งจ่ายกำลังที่เหมาะสมสำหรับเรดาร์หลายชนิด ตัวอย่างเช่น หลอด crossed-field (CFA) หลอด klystron หลอด traveling-wave tube (TWT) และ ตัวอย่างแบบทรานซิสเตอร์มีประโยชน์ในการใช้เป็นภาคขยายกำลังภาคสุดท้าย

2.4.1.1 แมกนีตรอน

ตัวกำเนิดความถี่แบบแมกนีตรอนเป็นพัลซไมโครเวฟกำลังสูงแบบแรก ในปัจจุบันยังคงใช้กันอย่างกว้างขวาง แมกนีตรอนมีขนาดเล็กน้ำหนักเบา ใช้แรงดันไฟในการทำงานพอควร ประสิทธิภาพดี โครงสร้างไม่ซับซ้อน และมีช่วงอายุการใช้งานนาน

แมกนีตรอนจะแปลงพลังงานจากสนามคงที่เป็นสนามความถี่วิทยุ ภาคตัดขวางของแมกนีตรอนโดยทั่วไปแสดงในรูป 2-21 ส่วนประกอบหลักของแมกนีตรอนคือ หัวคาโทด หัวแอโนด ช่องการเกิดอันตรกิริยา (interaction space) โพรง (cavity) และตัวส่งผ่าน

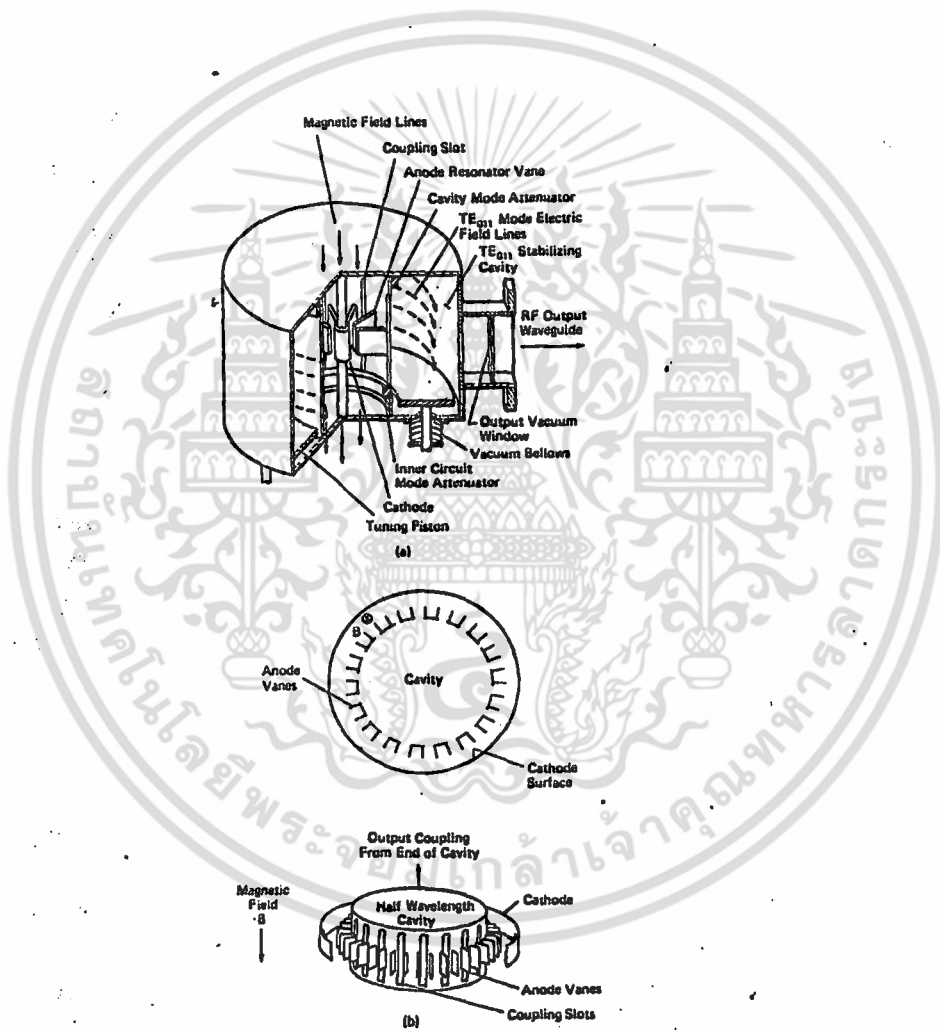


รูป 2-21 ภาคตัดขวางที่ตำแหน่งหัวคาโทด และหัวแอโนดของแมกนีตรอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านออก(output coupling) แมกนีตรอนได้รับพลังงานจากการป้อนสนามแม่เหล็กในแนวตั้งฉากกับรูปร่างและสนามไฟฟ้าระหว่างขั้วอานอดและคาโทด ดังนั้นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะตัดกันในช่วงการเกิดอันตรกิริยา

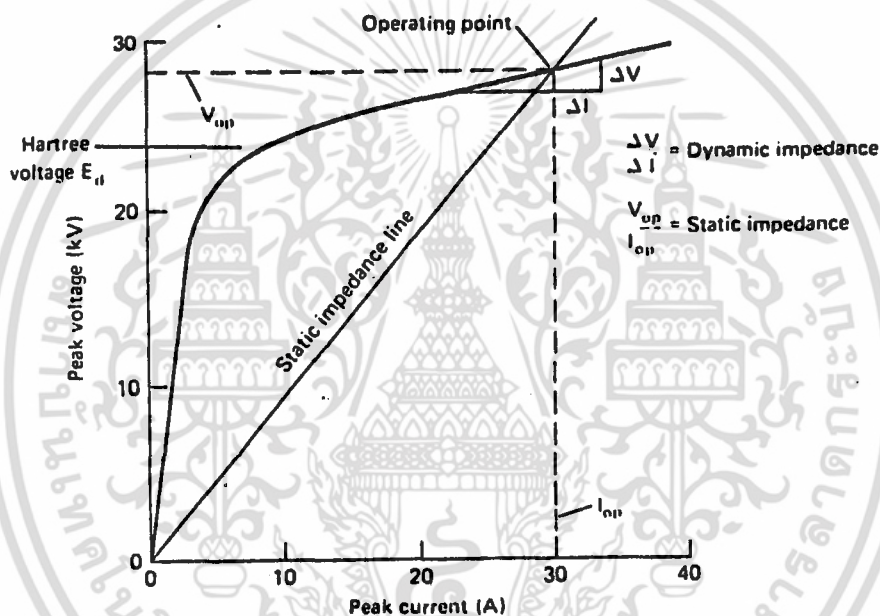
อิเล็กตรอนที่เคลื่อนผ่านช่องการเกิดอันตรกิริยาระหว่างคาโทดกับขั้วอานอด จะถูกกลืนพลังงานจากสนามแม่เหล็กและไฟฟ้าทำให้มันเคลื่อนด้วยความเร่ง และเมื่อมันเคลื่อนผ่านโพรงการกักตุน ก็จะเกิดการกักตุนของคลื่นความถี่วิทยุ ที่ความถี่กักตุนของโพรงนั้น



รูป 2-22 แสดงลักษณะหลอดแมกนีตรอน (a)แบบโคเอกเซียล (b)แบบอินเวอร์ส
-โคเอกเซียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพรงของแมกนีตรอนแบบอื่นได้แก่ แบบไรสซิงซัน(rising sun) แบบโคแอกเซียล (coaxial) และแบบอินเวอร์สโคแอกเซียล(inverted coaxial) รูปแบบของโคแอกเซียล-เซียลเพิ่งจะมานิยมเมื่อไม่กี่ปีมานี้ เนื่องจากได้มีการปรับปรุงเสถียรภาพทางความถี่และมีอายุการใช้งานที่ยาวนานขึ้น ภาพตัดขวางของแมกนีตรอนแบบโคแอกเซียลในรูป 2-22 แสดงโพรง(coaxial cavity)ที่อยู่ภายนอกซึ่งส่งผ่านพลังงานไปที่บริเวณการเกิดอันตรกิริยาเหมือนกับหลอดแมกนีตรอนทั่วไป การเกิดอันตรกิริยาจะใช้พื้นที่รอบๆคาโอดซึ่งเป็นบริเวณที่สนามไฟฟ้าและแม่เหล็กตัดกัน



รูป 2-23 กราฟความสัมพันธ์ของความต่างศักย์ของแมกนีตรอน และนิยามของ สแตติกอิมพีแดนซ์ และไดนามิกอิมพีแดนซ์ของหลอดแมกนีตรอน

โพรงแต่ละแบบ จะเหมาะสมกับอัตราส่วนเฉพาะของสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กที่ป้อนเข้าไปเพื่อที่จะทำให้เกิดการสั่นที่ความถี่ที่ต้องการ รูป 2-23 แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันต่อกระแสของแมกนีตรอนสำหรับสนามไฟฟ้าที่คงที่ โดยปกติแมกนีตรอนจะดึงกระแสเพียงเล็กน้อยจนกว่าความต่างศักย์ระหว่างขั้วคาโอดและอาโนดจะถึงค่าแรงดันวิกฤตซึ่งเรียกว่าแรงดันฮาร์ทรี(Hartree voltage) ค่าแรงดันวิกฤตนี้โดยปกติจะมีค่าประมาณ 90 เเปอร์

- เช่นเดียวกับแรงดันการทำงาน โดยปกติแมกนีตรอนจะดึงกระแสบางส่วนและสร้างความถี่วิทยุถึงแม้ว่าจะป้อนแรงดันต่ำกว่าแรงดันฮาร์ทรี ดังนั้นต้องระวังให้แน่ใจว่าแรงดันการมอดูเลตจะต้องถูกปลดออกทันทีหลังจากพัลส์ที่ต้องการได้ถูกสร้างขึ้นแล้ว

การทำงานของแมกนีตรอนด้วยระดับแรงดันที่ต่ำกว่าหรือเหนือกว่าจุดทำงานเรียกว่า โหมดดิ่ง (moding) เป็นการทำงานในโหมดอื่นนอกเหนือจากโหมดปกติซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่พึงปรารถนาและเมื่อเกิดโหมดดิ่งขึ้นประสิทธิภาพของแมกนีตรอนจะลดลงอย่างมาก และจะเกิดความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่ แมกนีตรอนที่ออกแบบมาอย่างดีโหมดต่างๆจะต้องมีความแตกต่างอย่างชัดเจนของแรงดันที่ป้อนให้กับความถี่ที่เกิดขึ้น การทำงานของแมกนีตรอนจะเสถียรอยู่ในโหมดที่ต้องการถ้าการออกแบบภาคมอดูเลเตอร์เป็นไปอย่างเหมาะสม การทำงานอยู่ในโหมดที่ไม่เหมาะสมจะทำความเสียหายอย่างถาวรแก่แมกนีตรอนได้

การเปลี่ยนความถี่ขาออกของแมกนีตรอนจากการเปลี่ยนกระแสอาโนดเมื่อโวลต์ดิ่งที่เรียกว่า pushing figure (MHz/A) พารามิเตอร์อื่นที่สำคัญในการทำงานของแมกนีตรอนคือ Pulling figure ซึ่งนิยามในรูปความแตกต่างระหว่างความถี่สูงสุดและต่ำสุดของการเกิดความถี่ เมื่อมุมเฟสของโวลต์มีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) เท่ากับ 1.5 เฟสจะเปลี่ยนไป 360° ซึ่งลักษณะการทำงานของแมกนีตรอนนี้จะดูได้จากกราฟเช่น Rieke-diagram ซึ่งแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของโวลต์และมุมเฟสในนิพจน์เชิงขั้ว

ในช่วงระหว่างการทำงานย่านปกติของแมกนีตรอน อิเล็กตรอนที่ออกจากคาโทดจะเปลี่ยนพลังงานไปเป็นรูปสนามความถี่วิทยุและถูกรวบรวมไว้โดยอาโนด จะมีอิเล็กตรอนบางส่วนที่ไปไม่ถึงอาโนดแต่จะย้อนกลับไปตีคาโทด และจะไปเพิ่มความร้อนให้คาโทดถ้ากำลังของตัวสร้างความร้อนที่คาโทดไม่ลดลง ความร้อนย้อนกลับจะทำให้อุณหภูมิที่คาโทดมีค่าสูงเกินและทำความเสียหายแก่หลอด ในทางปฏิบัติกำลังของตัวสร้างความร้อนของหลอดจะลดลงโดยเฉลี่ยเมื่อกำลังด้านขาออกมีค่าเพิ่มขึ้น หลอดแมกนีตรอนกำลังสูงสามารถทำงานแบบความถี่พัลส์สูงได้โดยที่ไม่มีตัวสร้างความร้อนที่ด้านกำลังขาออก

2.4.2 มอดูเลเตอร์(modulators)

มอดูเลเตอร์ หรือตัวกำเนิดพัลส์จะป้อนรูปคลื่นแรงดัน หรือกระแสให้แหล่งจ่ายกำลัง

ไมโครเวฟให้ทำงานที่ถูกต้องตามต้องการ การพิจารณาในการเลือกและการออกแบบ มอดูเลเตอร์สำหรับภาคส่งที่ใช้กับงานเฉพาะด้านจะประกอบด้วย

- ความยาวของฟิล์ม
- แรงดันและกระแสในย่านการทำงาน
- การป้องกันหลอด(จากการสปาร์ค)
- การรักษาสภาพการทำงานในโหมดที่ต้องการ
- ความสม่ำเสมอของแอมพลิจูดและเฟสในหนึ่งฟิล์ม
- ราคา
- น้ำหนักและขนาด
- ประสิทธิภาพ
- ความไวใจได้และการบำรุงรักษา

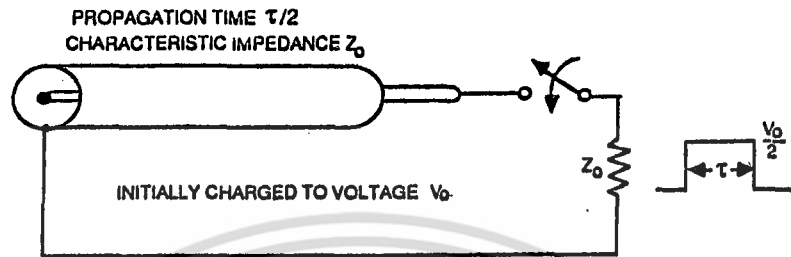
มอดูเลเตอร์พื้นฐานมีหลายชนิดและยังมีข้อปลีกย่อยอื่น ๆ อีก ฟิล์มมอดูเลเตอร์ทั้งหมด จะมีลักษณะแบบเดียวกัน มันจะบรรจุพลังงานที่กักเก็บไว้บางส่วนในรูปสนามแม่เหล็กหรือ สนามไฟฟ้าอย่างใดอย่างหนึ่งและจะสวิตซ์เพื่อที่จะควบคุมการคายพลังงานไปสู่โหลด พลังงานในส่วนที่กักเก็บพลังงานไว้นั้นจะต้องถูกเติมเต็มในช่วงเวลาหนึ่งเสมอโดยแหล่งจ่ายไฟ และจะต้องแยกออกจากส่วนอื่นๆ เพื่อป้องกันการรบกวนกัน

ฟิล์มมอดูเลเตอร์มีสองชนิดใหญ่ๆคือ แบบไลนไทป์(line type) และแบบฮาร์ดทิวป์ (hard tube) ในมอดูเลเตอร์แบบไลนไทป์ พลังงานที่กักเก็บไว้ทั้งหมดจะถูกจ่ายไปให้ โหลดในแต่ละช่วงของฟิล์ม และมอดูเลเตอร์แบบฮาร์ดทิวป์จะมีพลังงานเพียงบางส่วนเท่านั้นที่ถูกจ่ายไปในระหว่างช่วงฟิล์ม ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะแบบไลนไทป์เท่านั้น

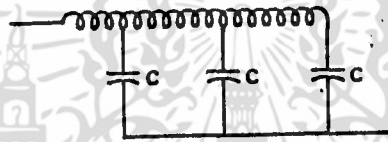
2.4.2.1 มอดูเลเตอร์แบบไลนไทป์

ชื่อของมอดูเลเตอร์แบบไลนไทป์ เกิดจากพฤติกรรมของการกักเก็บพลังงานของมัน ที่มาจากสายส่งแบบเปิดวงจร(open-circuited transmission line) ถ้าความยาวของสายส่งมีเวลาการแพร่ทางเดียวเท่ากับ $T/2$ ถูกต่อดังรูป 2-24 โดยมีแรงดันสะสมเริ่มต้น V เมื่อคายผ่านโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ลักษณะ (characteristic impedance) เท่า

กับ Z_0 พัลส์ความยาว τ ขนาด $V/2$ จะถูกสร้างผ่านโหลด สำหรับความยาวพัลส์ และแรงดันที่ต้องการในทางปฏิบัติต้องใช้สายส่งยาวเกินไป ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงจะใช้ โคร่งข่ายของกลุ่มตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุดังรูป 2-25 เราเรียกว่า โคร่งข่ายวงจร



รูป 2-24 การกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยมจากการคายประจุของสายส่งสัญญาณเปิดวงจร



ความสัมพันธ์

$$Z_0 = \sqrt{L_n / C_n} \quad L_n = \tau Z_0 / 2$$

$$= \sqrt{L_n C_n} \quad L/d = 4/3$$

$$C_n = \tau / 2Z_0 \quad L_c / L = 1.1 - 1.2$$

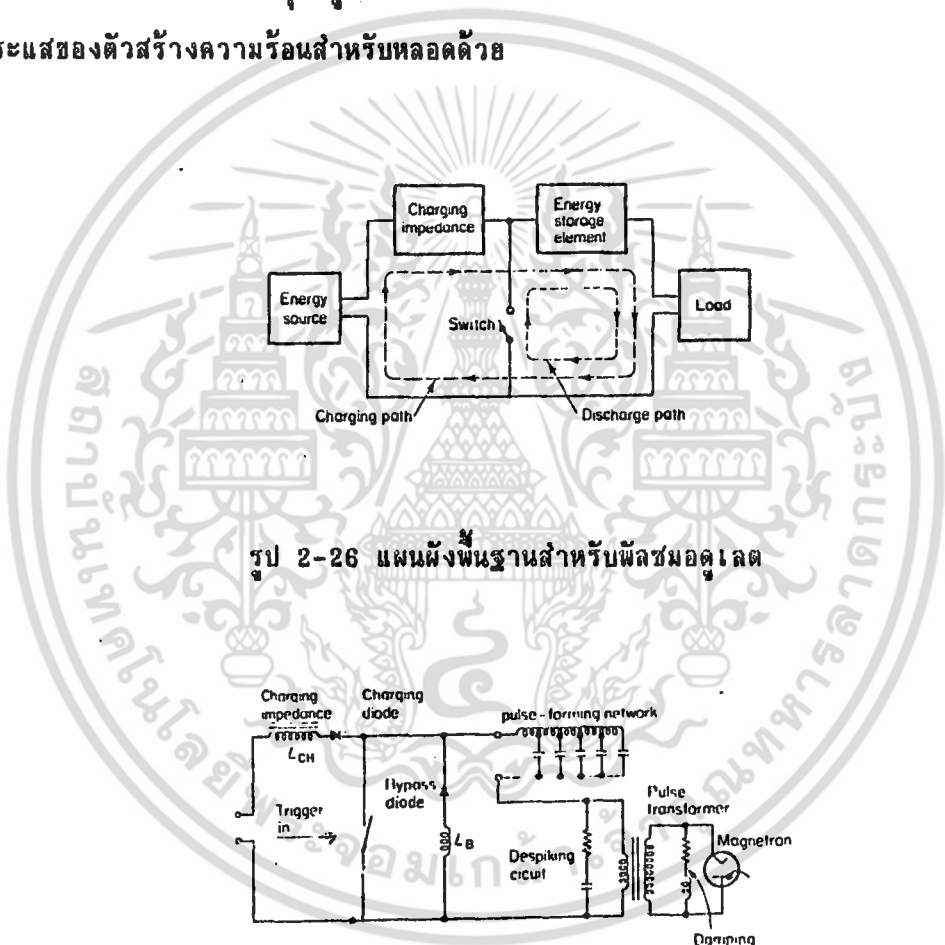
- เมื่อ C_n = คาปาซิแตนซ์รวมของ โคร่งข่ายวงจร L = อินดักแตนซ์ต่อ เซกชั่น (L_n/n)
 L_n = อินดักแตนซ์รวมของ โคร่งข่ายวงจร L_c = อินดักแตนซ์ของ เซกชั่นเมื่อปลายปิด
 τ = ความกว้างพัลส์ จุดครึ่งกำลัง C = คาปาซิแตนซ์ต่อ เซกชั่น (C_n/n)
 Z_0 = อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ L = ความยาวของคอสมล์ ในหนึ่งเซกชั่น
 n = จำนวนของเซกชั่น

รูป 2-25 แสดง PFN แบบ GUILLEMIN E-TYPE

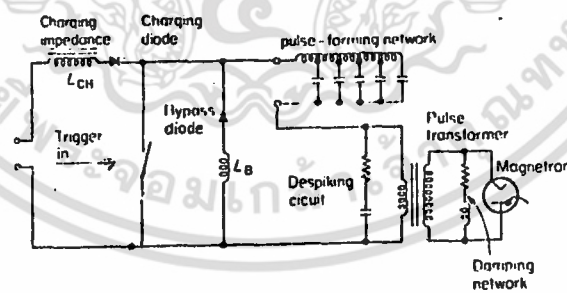
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดพัลส์(Pulse-Forming Network:PFN) PFN เป็นกลุ่มวงจรเสมือนสายส่งแต่มีบางอย่างที่แตกต่างกัน PFN ที่แสดงในรูป 2-25 เรียกว่า Guillmin E-Type network มันจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุค่าเท่าๆกันหลายตัวและขดลวดที่มีแทป(tap) ตามที่ต้องการ จำนวนแต่ละกลุ่มจะขึ้นกับค่า rise time ที่ต้องการ

โพลดของมอดูเลเตอร์แบบไลนไทป์มักต้องการแรงดันไฟที่สูงมาก แรงดันจาก PFN จึงมักถูกขยายขึ้นโดยการใส่ทรานฟอร์มเมอร์แบบแปลงขึ้นระหว่าง PFN กับโพลด(หลอดแมกนีตรอน) การพันขดลวดขุมิของทรานฟอร์มเมอร์แบบแปลงขึ้นจะต้องคำนึงถึงการจ่ายกระแสของตัวสร้างความร้อนสำหรับหลอดด้วย



รูป 2-26 แผนผังพื้นฐานสำหรับพัลส์มอดูเลต



รูป 2-27 วงจรพื้นฐาน(simplified circuit)ของมอดูเลเตอร์แบบไลนไทป์

แผนผังและวงจรพื้นฐานของมอดูเลเตอร์แบบไลนไทป์แสดงในรูป 2-26 และ 2-27 ตามลำดับ สวิตซ์อาจใช้ตัวไฮโดรเจนไทรatron(hydrogen thyatron) ตัวเมอติว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-รีจิกนิตรอน(mercury ignitron) ตัวสปาร์กแกป(spark gap) ตัว scr หรือตัว
 แซททูเรเบิลรีแอคเตอร์(saturable reactor) การปิดของสวิตช์เป็นการเริ่มการมอดูเลต
 โดยการคายประจุของ PFN รูปคลื่นและช่วงความยาวของพัลส์ถูกกำหนดโดยอุปกรณ์
 แบบเนื้องานใน PFN และลักษณะการคายประจุของ PFN สู่โหลด(ที่ไม่เป็นเชิงเส้น)
 ชาร์จ อินдукแตนซ์(charging inductance: L_{ch}) และคาปาซิแตนซ์(capacitance) C
 ของ PFN จะรวมเป็นวงจรก่าทอนซึ่งมีความถี่ก่าทอน (f_0) เท่ากับ $(2\pi)^{-1} (L_{ch} C)^{-1/2}$
 (เมื่อสมมติว่าค่าอินдукแตนซ์ของ PFN และของโหลดเล็กมาก) โดยได้รับพลังงานจากแหล่ง
 จ่ายกระแสตรง ความถี่พัลส์(f_p) จะเป็นสองเท่าของความถี่ก่าทอนถ้าสวิตช์ปิดที่ค่าความ
 ต่างศักย์สูงสุด การทำงานด้วยวิธีนี้ไม่คำนึงถึงผลของชาร์จ อินдукแตนซ์และถูกเรียกว่า ดีซี-
 เรโซแนนทชาร์จ (RESONANT CHARGING) ข้อเสียของดีซีเรโซแนนทชาร์จก็คือความถี่
 จะถูกกำหนดโดยค่าของชาร์จ อินдукแตนซ์และค่าความเก็บประจุรวมของ PFN ถ้าต่อ
 อนุกรมชาร์จ อินдукแตนซ์ หรือโฮลออฟไดโอด(hold-off diode) กับ
 ชาร์จ อินдукแตนซ์ จะทำให้ความถี่พัลส์ไม่ขึ้นกับความถี่ก่าทอน(f_0) หน้าที่ของไดโอดคือ
 การรักษาแรงดันของ PFN เกิดที่ จะถึงเวลาการสวิตช์ปิดเพื่อคายประจุ

บายพาสไดโอด(bypass diode) และตัวเหนี่ยวนำ L_b ที่ต่อขนานกับอุปกรณ์สวิตช์
 จะทำหน้าที่รองรับประจุที่ค้างอยู่ในตัวเก็บประจุ ถ้าโหลดมีความต้านทานด้านเข้าไม่เท่ากับ
 ความต้านทานด้านออกของมอดูเลเตอร์จะทำให้มีประจุตกค้างในตัวเก็บประจุ ค่าความต่าง
 ศักย์สูงสุดในวงจรจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆในแต่ละคาบการทำงาน จนอาจมากเกินกว่าค่าที่ยอมรับ
 ได้สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ ความไม่เท่ากันของความต้านทานนี้อาจทำให้เกิดความต่างศักย์
 กระจุก(spikes) ที่บริเวณท้ายพัลส์ ซึ่งอาจแก้ไขได้ด้วยวงจรป้องกันความต่างศักย์กระจุก
 และวงจรหน่วงจะช่วยลดการยืดยาวที่ปลายพัลส์ และป้องกันการเกิด post-pulse os-
 cillations ซึ่งจะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนและกลายเป็นเป้าหลอกขึ้นได้

ความต้องการของระบบโดยรวมจะเป็นตัวกำหนด ความกว้างพัลส์ และอิมพีแดนซ์
 ของ PFN โดยความกว้างพัลส์สามารถทำได้จากวงจรมอดูเลเตอร์ ในขณะที่อิมพีแดนซ์
 สามารถเลือกได้จากอัตราส่วนของทรานส์ฟอร์เมอร์ ถ้าใช้ตัวไฮโดรเจนไตราทรอน
 เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ค่าอิมพีแดนซ์ของ PFN ที่ 25 และ 50 โอห์มจะถูกปรับให้เข้ากันระ-
 หว่างกระแสสูงและความดันสูง ไฮโดรเจนไตราทรอนหลายแบบได้ถูกออกแบบเพื่อ

ให้สามารถทนกำลังได้สูงที่ค่าอิมพีแดนซ์ 25 และ 50 โอห์ม ถ้าใช้ SCR เป็นสวิตช์ ต้องใช้ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำกว่าของ PFN เนื่องจากการจำกัดของค่าการรองรับความต่างศักย์ตรงสูงสุด (peak forward voltage handing) ของ SCR เอง

2.4 ภาครับเรดาร์

การทำงานของเรดาร์มีระยะไกลสุดที่ระยะที่ เป้าหมายมี RCS ที่สามารถตรวจจับได้ตามสมการเรดาร์อย่างง่าย

$$R_{\max}^4 = (P_s G_s G_r \lambda^2 \sigma_T) / (4\pi)^3 S_{\min} \quad (2.61)$$

เมื่อ R_{\max} = ระยะไกลสุดที่สามารถตรวจจับได้

P_s = กำลังการส่งของภาคส่ง

G_s = กำลังขยายของสายอากาศภาคส่ง

G_r = กำลังขยายของสายอากาศภาครับ

λ = ความยาวคลื่นของคลื่นส่ง

σ_T = RCS ของเป้า

S_{\min} = ความแรงของสัญญาณที่น้อยที่สุดที่ภาครับสามารถตรวจจับได้

ถ้า $G_s = G_r = G = 4\pi A / \lambda^2$ ดังนั้น

$$R_{\max}^4 = P_s G A \sigma_T / (4\pi)^2 S_{\min} \quad (2.62)$$

เมื่อ A = ช่องเรดาร์เชิงประสิทธิภาพ (effective antenna aperture)

ในการใช้งานเฉพาะแบบ การออกแบบจะต้องคำนึงถึงขนาดของสายอากาศ กำลังการส่งของภาคส่ง (P_s) และความแรงของสัญญาณที่น้อยที่สุดที่ภาครับสามารถตรวจจับได้ (S_{\min})

ดังนั้นสมการ (2.53) อาจเขียนได้เป็น

$$R_{\max} = \text{ค่าคงที่} \times (P_s / S_{\min})^{1/4} \quad (2.63)$$

โดย P_s / S_{\min} เรียกว่า RADAR PERFORMANCE FIGURE แม้ว่าสมการ (2.63) จะไม่รวมตัวแปรอื่นเช่น การสูญเสียรวมของระบบ การสูญเสียในบรรยากาศ อัตรายาขารวม และอื่นๆ แต่มันก็แสดงความสำคัญของการออกแบบภาครับ เพราะกำลังส่งของภาคส่ง

ถูกจำกัดด้วยราคาและขนาด ดังนั้นการออกแบบภาครับที่ดีจะทำให้ระบบโดยรวมมีคุณภาพสูงขึ้น

ปัญหาหลักของการออกแบบภาครับคือการทำให้ระบบเรดาร์สามารถแยกสัญญาณสะท้อนของเป้าจากสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด สัญญาณสะท้อน (จากเป้าหมาย) ที่รับได้ เป็นสัญญาณที่อ่อนมากและขีดจำกัดของการตรวจจับสัญญาณที่อ่อนมากนี้โดยทั่วไปขึ้นอยู่กับการรบกวนจากสัญญาณในภาครับของระบบเรดาร์เอง จากสมการ (2.61) ถึง (2.63) ค่า S_{min} เป็นปริมาณเชิงสถิติซึ่งเป็นความสัมพันธ์จากความน่าจะเป็นของการตรวจจับได้และความน่าจะเป็นของการเตือนผิด (false alarm)

นอกเหนือจากสัญญาณรบกวนที่ภาครับ ซึ่งเป็นปัจจัยหลักที่จะต้องพิจารณาแล้ว ปัจจัยอื่นๆ เช่น อัตราขยาย พิสัยพลวัต แบนด์วิธ เสถียรภาพทางเฟสและขนาดของสัญญาณ และจุดอ่อนไหวในกรณีไหลคเกิน และการอิมิตัวจะต้องถูกนำมาพิจารณาด้วย การออกแบบภาครับเรดาร์ขึ้นกับการนำไปใช้งาน รูปคลื่นการส่ง ลักษณะของการแทรกสอดของสัญญาณที่ไม่ต้องการ และรูปแบบของภาคการประมวลผลสัญญาณ

ภาครับจะต้องมีความสามารถในการแยกแยะสัญญาณที่ต้องการจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ สัญญาณที่ไม่ต้องการเหล่านี้อาจมาจาก เรดาร์ตัวอื่น ระบบการสื่อสารการส่งสัญญาณรบกวน สัญญาณรบกวนจากอวกาศ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในตัวเรดาร์เอง รวมไปถึงสัญญาณสะท้อนจากวัตถุที่ไม่ใช่เป้าหมาย (clutter)

ถ้าเราวางสายอากาศไว้ในโพรงวัตถุค่าปิดที่อุณหภูมิ (เคลวิน) T จะเกิดสัญญาณความต่างศักย์ที่ปรากฏที่ด้านนอกของสายอากาศเนื่องจากการเคลื่อนที่อย่างอิสระของอิเล็กตรอนที่ได้พลังงานจากพลังงานความร้อน สัญญาณที่เกิดขึ้นเราเรียกว่า *White noise* หรือ *Thermal noise* หรือ *Johnson noise* ซึ่งจะเป็นตัวประกอบแรกที่กำหนดขีดจำกัดในการทำงานของระบบเรดาร์

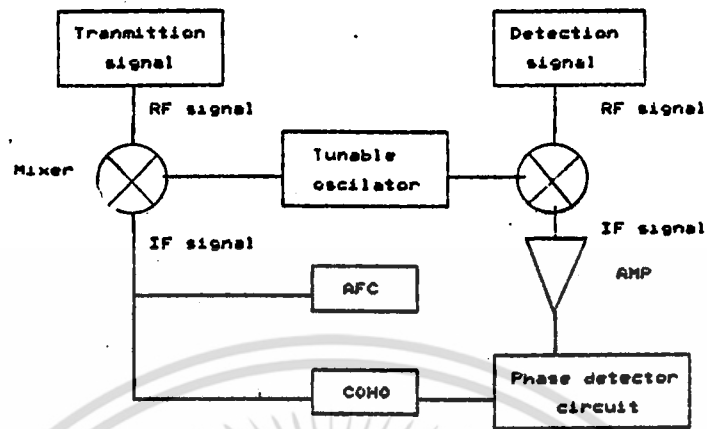
ภาครับของเรดาร์สามารถแบ่งได้หลายวิธี ด้วยการใช้งานหรือโครงสร้างการทำงาน ตัวอย่างเช่นอาจแบ่งเป็น แบบพัลส์คอปเพลอร์ (Pulsed-Doppler) แบบ wideband แบบ dual-polarized และ แบบ log (logarithmic) แต่โดยทั่วไปภาครับสามารถแบ่งเป็นสี่แบบคือ แบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (superheterodyne) แบบซูเปอร์เรเจนเนอเรทีฟ (super regenerative) แบบ crystal video และแบบ tuned radio fre-

quency ในจำนวนสี่แบบนี้ ภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดาย์ถูกใช้มากที่สุดเนื่องจากมันมีค่าความไวสูง กำลังขยายสูง(มีอำนาจการแยกแยะความถี่คลื่นสูงและสามารถปรับเข้ากับระบบต่างๆได้ง่าย

2.5.1 ภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดาย์

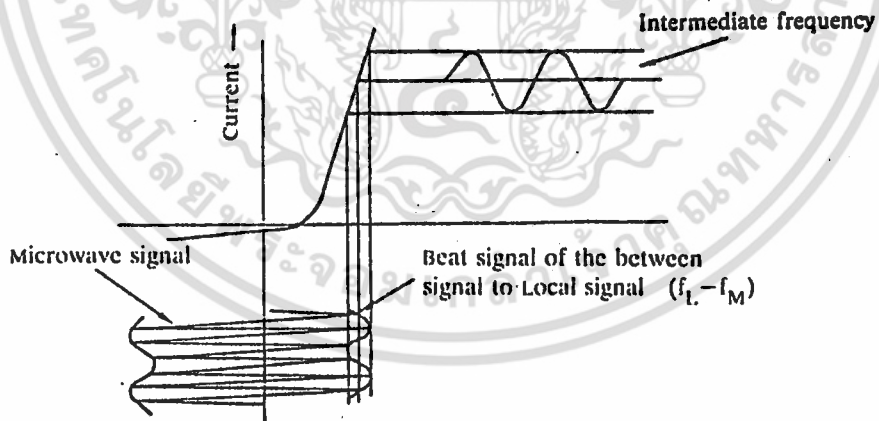
รูป 2-28 แสดงภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดาย์ในรูปแบบหนึ่งของการตรวจวัดเฟสแบบโคฮีเรนท์(COHERENT) ซึ่งเป็นระบบที่ใช้ในโครงการพิเศษ

การทำงานของระบบเริ่มจากการส่ง สัญญาณการส่งบางส่วนจะถูกส่งผ่านมารวมกับสัญญาณจาก LO(Local Oscillator) โดยไดโอดตัวตรวจจับในโครงข่ายมิกเซอร์(MIXER) เพื่อหาผลต่างของความถี่ทั้งสอง และกลายเป็นสัญญาณความถี่ผลต่างไปยังวงจรควบคุมความถี่(Automatic Frequency Control:AFC) ซึ่งเป็นวงจรปรับความถี่ต่างศักย์ควบคุม LO ให้มีความถี่ที่ห่างจากความถี่การส่งคงที่เสมอ(เพราะตัวกำเนิดความถี่ทั้งสองมีการตอบสนองทางความถี่กับอุณหภูมิ) สัญญาณที่ออกจากมิกเซอร์เป็นสัญญาณความถี่กลาง(IF)จะถูกส่งไปที่วงจรกำเนิดความถี่อาพันธ์(Coherent Oscillator:COHO) ซึ่งเป็นโครงข่ายที่จะกำเนิดสัญญาณความถี่กลาง(Intermediate Frequency:IF)ที่มีความถี่คงที่และมีเฟสตรงกับสัญญาณการส่ง เรียกว่า สัญญาณอ้างอิง ในช่วงการรับ สัญญาณที่รับได้จะถูกรวมกับสัญญาณจาก LO(ซึ่งตอนนี้มีผลต่างของความถี่กับความถี่การส่งคงที่เสมอจากการทำงานของวงจร AFC)ที่มิกเซอร์อีกตัว สัญญาณ IF ที่ออกจากมิกเซอร์จะให้ข้อมูลเกี่ยวกับความถี่และเฟสที่เปลี่ยนไป(เทียบกับความถี่การส่ง)เนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์(doppler effect)ของเป้าเคลื่อนที่ เฟสที่เปลี่ยนไปนี้จะถูกตรวจวัดโดยวงจรตรวจจับเฟสเปลี่ยน(Phase detector) สัญญาณที่ได้จากวงจรนี้เรียกว่า สัญญาณภาพ(video signal) สัญญาณภาพร่วมกับค่าพิกัดตำแหน่งของสายอากาศจะถูกส่งต่อไปที่ภาคการประมวลผลสัญญาณเพื่อการประมวลผลหาข้อมูลของเป้าต่อไป



รูป 2-28 แสดงภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดายนในรูปแบบการตรวจวัดเฟสแบบโคลีเรนท

2.5.1.1 ตัวตรวจจับแบบผลึกและมิกเซอร์ (crystal detector and mixer)

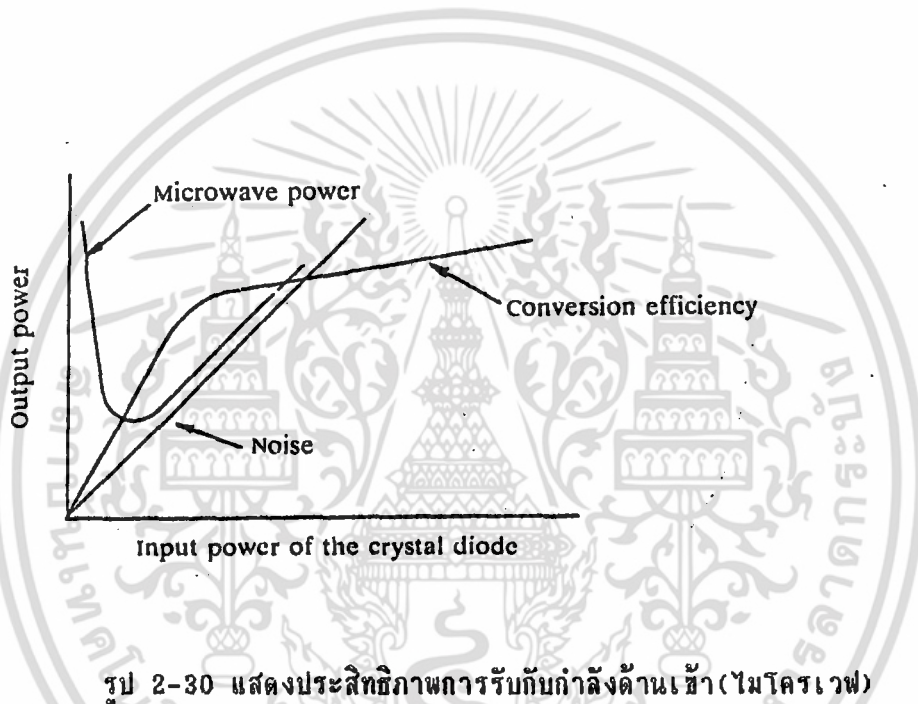


รูป 2-29 แสดงคุณสมบัติของตัวตรวจจับแบบผลึก Schottky diode

ตัวตรวจจับแบบผลึก สำหรับการตรวจจับสัญญาณไมโครเวฟนั้นโดยทั่วไปจะใช้ไดโอดผลึกสารกึ่งตัวนำประเภทซิลิกอน (silicon crystal diode) ทำหน้าที่เป็นตัวตรวจจับ

เมื่อสัญญาณสะท้อนถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณความถี่กลาง กำลังของสัญญาณจะสูญเสียไปเล็กน้อย และอัตราส่วนของกำลังด้านออกต่อกำลังด้านเข้าเรียกว่า การสูญเสียจากการแปลง (conversion loss) คุณสมบัติของไดโอดแบบผลึกแสดงดังรูป 2-29

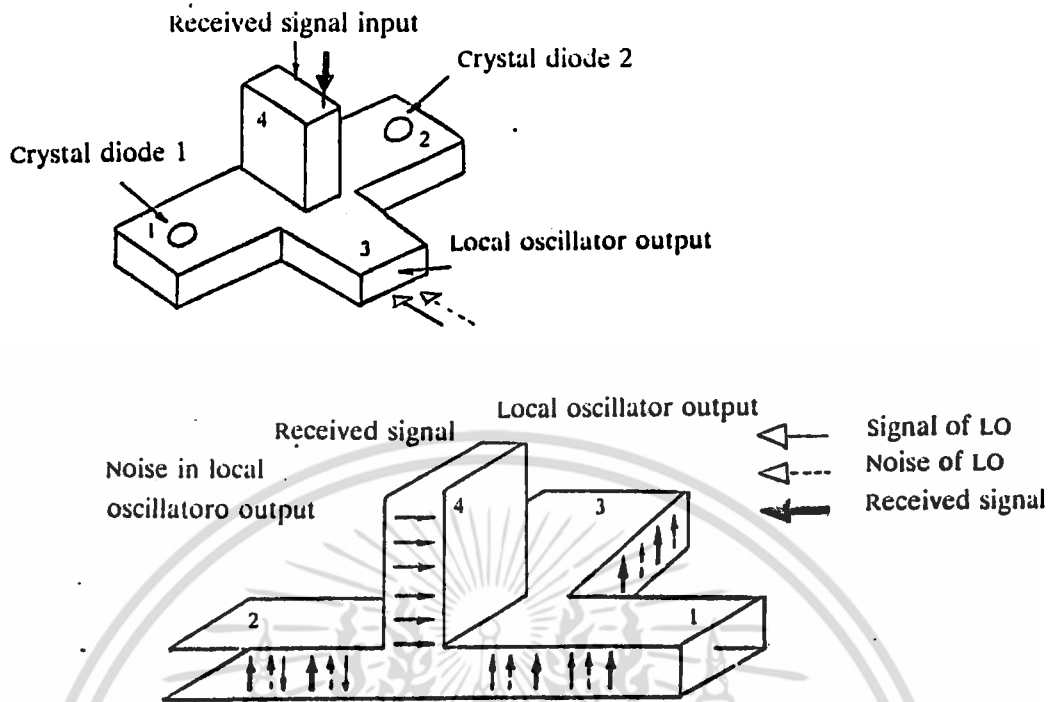
ประสิทธิภาพการแปลง (conversion efficiency) ของไดโอดจะสูงขึ้นเมื่ออัตราส่วนของกระแสที่ผ่านตัวไดโอดต่อแรงดันที่เพิ่มขึ้น เช่นจากรูปจะเห็นว่ากราฟจะสูงขึ้นอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูป 2-30



รูป 2-30 แสดงประสิทธิภาพการรับกับกำลังด้านเข้า (ไมโครเวฟ)

จะเห็นได้ว่ากำลังไมโครเวฟยิ่งสูงจะทำให้ประสิทธิภาพการแปลงของไดโอดยิ่งดี ในทางตรงกันข้ามกระแสที่ไหลในตัวไดโอดจะเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มกำลังด้านเข้าที่เข้ามาเป็นผลทำให้ระดับสัญญาณรบกวนทางความร้อนจะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับกำลังด้านเข้า ดังแสดงในรูป 2-30 เพราะฉะนั้นจุดทำงานที่เหมาะสมสำหรับการรับจะอยู่ที่เมื่อกราฟคุณลักษณะของไดโอดอยู่ในช่วงสมดุลระหว่างประสิทธิภาพการแปลงกับระดับสัญญาณรบกวน

มิกเซอร์แบบสมดุล (Balanced Mixer) มิกเซอร์แบบสมดุลประกอบด้วยโครงสร้างที่นำคลื่นที่เป็น เมจิกที (magic-T) ไดโอดแบบผลึกหนึ่งคู่ และ LO ดังแสดงในรูป 2-31



รูป 2-31 แสดงตัวอย่างของวงจรมิกเซอร์แบบสมดุล

จากรูป จะเห็นว่าด้านออกของ LO ป้อนเข้าที่พอร์ท 3 จะถูกแยกออกเป็น 2 ส่วน ส่วนหนึ่งเดินทางไปยังพอร์ท 1 และอีกส่วนหนึ่งเดินทางไปยังพอร์ท 2 แต่จะไม่มีส่วนใดไปที่พอร์ท 4 เลยเพราะว่าไม่มีการส่งผ่าน (COUPLING) ไปที่พอร์ทนี้ สนามไฟฟ้าในพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ซึ่งมีเฟสตรงกันจะผ่านไปยังไดโอดซึ่งอยู่ในแต่ละพอร์ท สัญญาณที่รับเข้ามา จะเข้าสู่พอร์ท 4 ซึ่งจะถูกแยกออกเป็น 2 ส่วนเช่นกัน และเดินทางไปยังพอร์ท 1 และพอร์ท 2 แต่ที่สนามไฟฟ้าของส่วนทั้งสองจะต่างเฟสกันกล่าวคือ ต่างเฟสกัน 180 องศา ในทำนองเดียวกันจะไม่มีคลื่นเดินทางไปที่พอร์ท 3 เพราะไม่มีการส่งผ่านดังนั้นสัญญาณทั้งสองที่ถูกแยกออกไปจะไปผสมกับส่วนทั้งสองของสัญญาณจาก LO ที่ไดโอดในพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ตามลำดับทำให้เกิดสัญญาณบีท (beat signal) สองอันจากนั้นนำไปป้อนให้แก่ด้านเข้าของภาครับ ในขณะที่เดียวกันก็มีสัญญาณบีทอื่นเกิดขึ้นระหว่างสัญญาณ ด้านออกของ LO กับองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนใน LO ชุดเดียวกัน เนื่องจากไดโอดทั้งสองติดตั้งอยู่ในพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ในลักษณะที่ต่างเฟสกันดังนั้นสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 180 องศาได้แก่สัญญาณบีทจะรวมกัน (เสริมกัน) ในด้านเข้าของภาครับ ส่วนสัญญาณรบกวนที่มีเฟสตรงกันนั้น

จะถูกหักล้างกันไป เป็นผลให้สัญญาณด้านเข้าของภาครับไม่มีสัญญาณรบกวน

เพราะมิกเซอร์ใช้ในการแปลงสัญญาณจากความถี่หนึ่งไปสู่อีกความถี่หนึ่ง โดยการรวมเข้ากับสัญญาณอ้างอิง (LO) ในสิ่งประดิษฐ์แบบไม่เชิงเส้น กระบวนการ การรวมแบบไม่เชิงเส้นจะสร้างความถี่จากผลบวกหรือลบของความถี่ทั้งสอง และจากฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆที่เกิดขึ้น ความถี่ที่ใช้งานจริงคือความถี่ผลลบระหว่างความถี่ทั้งสอง สิ่งประดิษฐ์ซึ่งเป็นทั้งมิกเซอร์และตัวตรวจจับความถี่ย่านไมโครเวฟคือ point contact และ Schottky barrier diode การรวมสัญญาณของสิ่งประดิษฐ์ตัวนี้เป็นการทำงานผ่านการแปลงฟังก์ชันแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear transfer function) ซึ่งแสดงได้โดย

$$I = f(V) = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \dots + a_n V^n \quad (2.64)$$

เมื่อ I และ V เป็นกระแสและความต่างศักย์บนตัวอุปกรณ์ตามลำดับ สำหรับมิกเซอร์ความต่างศักย์จากสัญญาณ RF ($V_{RF} \sin \omega_{RF} t$) และสัญญาณ LO ($V_{LO} \sin \omega_{LO} t$) สามารถเขียนในรูปของ

$$V(t) = V_{RF} \sin \omega_{RF} t + V_{LO} \sin \omega_{LO} t \quad (2.65)$$

เมื่อ ω_{RF} และ ω_{LO} คือความถี่เชิงมุมของสัญญาณ RF และ LO ตามลำดับ ถ้าแทน (2.65) ใน (2.64) จะได้

$$I = a_0 + a_1 (V_{RF} \sin \omega_{RF} t + V_{LO} \sin \omega_{LO} t) + a_2 (V_{RF} \sin \omega_{RF} t + V_{LO} \sin \omega_{LO} t)^2 + \dots + a_n (V_{RF} \sin \omega_{RF} t + V_{LO} \sin \omega_{LO} t)^n \quad (2.66)$$

สองเทอมแรกของสมการ (2.66) เป็นระดับกระแสตรงหรือสัญญาณฐานที่ปรากฏที่ด้านออกของอุปกรณ์ ผลการรวม $\omega_{LO} + \omega_{RF}$ จะปรากฏในเทอมกำลังสองด้วยอัตราส่วน a_2 เทอมเหล่านี้กำเนิดจากฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณด้านเข้าทั้งสอง เทอมกำลังสามและเทอมกำลังสูงขึ้นไปจะกำเนิดความถี่ $3\omega_{LO} + 2\omega_{RF}$ และฮาร์โมนิกอันดับสูงขึ้นไป

$IF(\omega_{IF})$ คือความถี่ด้านออกที่ต้องการจะอยู่ที่ทั้งสองด้านของความถี่สัญญาณด้านเข้า ในการใช้งานโดยทั่วไป เราจะใช้ด้านที่อยู่ต่ำกว่าซึ่งเรียกการรวมสัญญาณแบบนี้ว่า การแปลงลง (down conversion)

2.5.1.2 โวลต์ ออสซิลเลเตอร์ (LOCAL OSCILLATOR: LO)

ภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดายนใช้ LO ร่วมกับมิกเซอร์ในการแปลงสัญญาณสะท้อนที่รับได้ลงไปสู่สัญญาณ IF ซึ่งเป็นความถี่ที่เหมาะสมต่อการกรองและกระบวนการประมวลผลสัญญาณ ภาครับสามารถเลือกความถี่ใช้งานได้โดยการปรับความถี่ของ LO โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงภาค IF

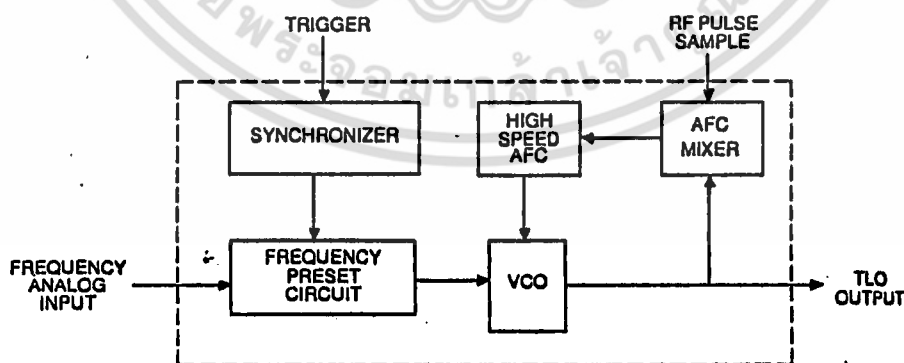
เรดาร์รุ่นใหม่ๆ ส่วนใหญ่จะใช้กันดัไดโอดซึ่งเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ปรากฏการณ์ของกันดั (Gunn effect oscillator) เป็นตัวกำเนิดความถี่ใน LO กันดัไดโอดมีลักษณะของสัญญาณรบกวนที่เหมาะสมต่อการใช้งานแบบ AM และ FM มันต้องการความต่างศักย์ (5-10 Vdc) และกระแสต่ำ (1-3A) มีขนาดเล็กและมีอายุการใช้งานยาวนาน สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก LO จะถูกรวมและแปลงลงไปสู่ IF ซึ่งเป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวนปรากฏ (noise figure) ของมิกเซอร์ตัวประกอบของขีดจำกัดการทำงานของระบบ (I) นิยามเป็น

$$I = 20 \log_{10} [1/2 \pi \Delta f T] \quad (2.67)$$

เมื่อ Δf = ความแตกต่างของความถี่ระหว่างพัลส์

T = เวลาชั่วขณะไปและกลับจากเป้า

การรักษา IF ให้คงที่จำเป็นต้องรักษาผลต่างของความถี่ LO กับความถี่คลื่นส่งให้คงที่เสมอในทุกๆพัลส์การส่ง ดังนั้น LO จึงต้องสามารถแปรความถี่ได้ตลอดช่วงแบนด์วิธ



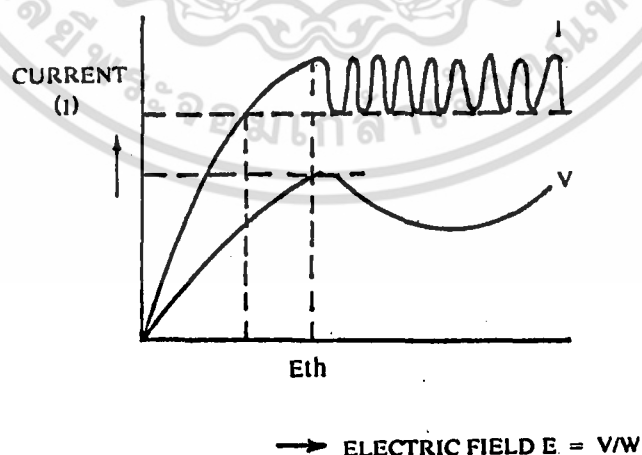
รูป 2-32 แสดงแผนผังของ TRACKING LO (TLO)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของภาคส่ง การทำงานดังกล่าวเรียกว่า Tracking LO (TLO) (รูป 2-32) ตัวส่งผ่านตรง (direct coupling) จะดึงสัญญาณการส่งบางส่วนมารวม (ที่มิกเซอร์) กับความถี่จากตัวกำเนิดความถี่ที่ควบคุมด้วยความต่างศักย์ (Voltage-Controlled Oscillator: VCO) แบบเวเรกเตอร์จูน-กันน์ (varactor-tuned Gunn) ผลต่างของความถี่จากสัญญาณทั้งสองซึ่งเรียก สัญญาณผิดพลาด จะถูกส่งเข้าสู่วงจรควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control: AFC) ความเร็วสูง ซึ่งมีสัญญาณด้านขาออกเป็นความต่างศักย์ไปควบคุมความถี่ของกันน์ไดโอด

กันน์จะสร้างความถี่ตามที่ถูกปรับไว้ตลอดช่วงการส่งและการรับของคลื่นหนึ่งพัลส์ ซึ่งเมื่อสิ้นสุดการรับ (จากระยะไกลสุด) ในหนึ่งพัลส์ วงจรตั้งความถี่ (frequency preset circuit) จะรับสัญญาณควบคุมจากวงจรภายนอก (frequency analog input) เพื่อปรับความต่างศักย์ให้ VCO สร้างคลื่นความถี่มาตรฐานขึ้นมาก่อน และเมื่อเริ่มการส่งอีกครั้งหนึ่ง สัญญาณควบคุมการส่ง (Trigger) ก็จะถูกส่งมาที่วงจร synchronizer และส่งต่อไปที่วงจรตั้งความถี่เพื่อปลดการควบคุม VCO จากวงจรตั้งความถี่ ซึ่งในขณะนั้น VCO จะถูกควบคุมโดย AFC ความเร็วสูงเพื่อสร้างคลื่นความถี่ที่เหมาะสมกับคลื่นส่งในพัลส์นั้น

ตัวกำเนิดความถี่แบบกันน์ (GUNN OSCILLATOR) ตัวกำเนิดความถี่แบบกันน์เป็นตัวกำเนิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าย่านความถี่ไมโครเวฟที่ใช้คุณสมบัติของ ปรากฏการณ์แบบกันน์ของผลึก Ga-As ชนิด N ส่วนประกอบของตัวกำเนิดจะประกอบด้วยผลึกที่มีอิเล็กตรอนบรรจุอยู่ในกล่องเซรามิกขนาดเล็ก เพื่อให้ได้คุณสมบัติการกระจายความร้อน



รูป 2-33 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของกันน์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏการณ์แบบกันของผลึก Ga-As ชนิด N สามารถทำให้เกิดขึ้นได้โดยการจ่ายสนามไฟฟ้าแรงสูงแก่ผลึก ถ้าหากสนามไฟฟ้ามีค่าต่ำกว่า 300 กิโลโวลต์ต่อเมตร ผลึกจะแสดงตัวเป็นตัวต้านทาน ทำให้กระแสไหลเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้ผลึก เมื่อสนามไฟฟ้ามีค่ามากเกินไประดับหนึ่งซึ่งเรียกว่า ค่าสนามขีดจำกัด (Threshold field) ใช้สัญลักษณ์ E_{TH} จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าต่อกระแสเป็นลักษณะของความต้านทานแบบบลบดิ่งแสดงในรูป 2-33

ในการใช้งานจริง กันไดโอดจะมีวงจรถูกำทอนอยู่ภายนอกเพื่อรับเอาพลังงานไมโครเวฟที่เกิดขึ้นภายในออกไปภายนอกอย่างมีประสิทธิภาพ ความถี่ของการออสซิลเลชันตัวกำเนิดความถี่ขึ้นอยู่กับสมบัติของกันไดโอด ถ้ามีแวลเทอรไดโอดต่อกับวงจรถูกำทอนจะทำให้สามารถควบคุมความถี่ได้ช่วงหนึ่ง โดยการไบแอสย้อนกลับให้แก่รอยต่อ P-N ของแวลเทอรไดโอด ดังนั้นแวลเทอรไดโอดนี้จะแสดงตัวคล้ายตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ซึ่งร่วมกันกับวงจรถูกำทอนของโพรงการกำทอนในช่วงความถี่ไมโครเวฟที่แน่นอนช่วงหนึ่ง

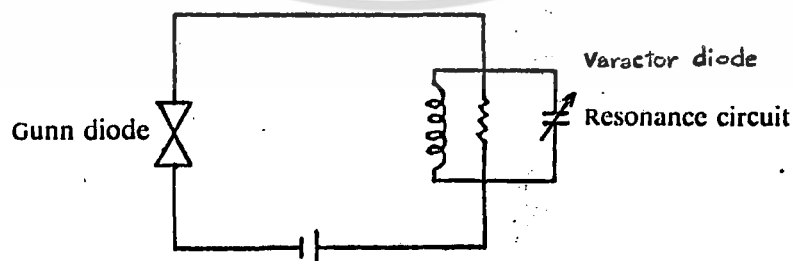
การเปลี่ยนความถี่การกำทอนของตัวกำเนิดความถี่แบบกันไดโอดทำได้สองวิธีคือ

1. การปรับเชิงไฟฟ้า เป็นวิธีใช้การเปลี่ยนแรงดันที่ป้อนให้แก่แวลเทอรไดโอด เพื่อจะเปลี่ยนค่าการเก็บประจุของวงจรถูกำทอน

2. การปรับเชิงกล เป็นวิธีที่ใช้แท่งตัวนำหรือแท่งไดอิเล็กตริกสอดเข้าไปในโพรงการกำทอนที่อยู่ในกันไดโอดเพื่อเปลี่ยนค่าแอมิตแดนซ์ของวงจรถูกำทอน

วิธีทั้งสองอาจนำมาใช้ร่วมกันทำให้สามารถเปลี่ยนความถี่ของกันไดโอดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

วงจรเสมือนของตัวกำเนิดแบบกันไดโอด แสดงดังรูป 2-34



รูป 2-34 แสดงวงจรเสมือนของตัวกำเนิดความถี่แบบกันไดโอด

2.5.1.3 ภาคขยายความถี่กลาง(IF AMPLIFIER)

การเลือกใช้ความถี่ในภาคขยายความถี่กลาง ต้องคำนึงถึงสัญญาณรบกวนปรากฏของภาคขยายอัตราขยายที่ต้องการและกำลังด้านออก ระดับสัญญาณต่ำสุดที่สามารถถูกขยายได้ (noise floor: P_n) สามารถคำนวณได้จาก

$$P_n = -114 \text{ dBm} + 10 \log B + F \tag{2.68}$$

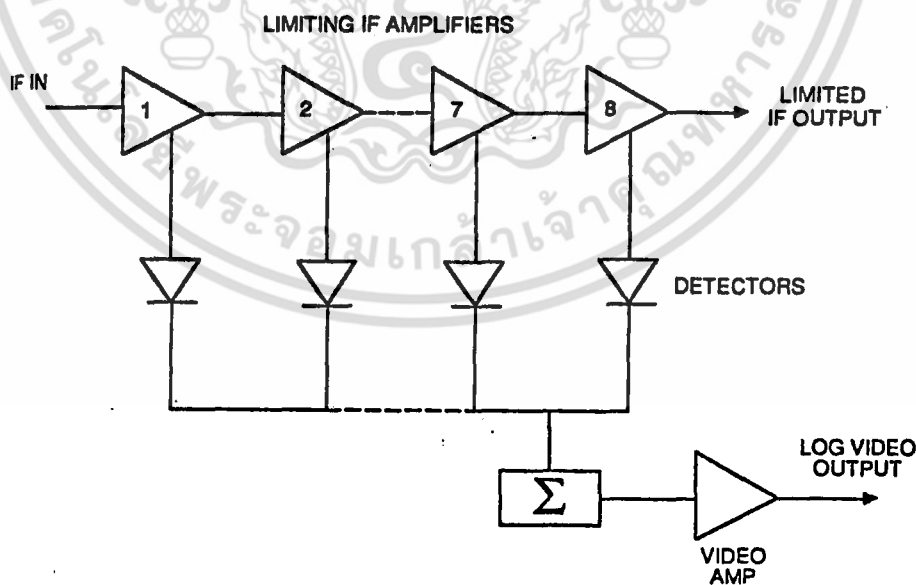
เมื่อ B = ความกว้างแถบ(MHz)

F = สัญญาณรบกวนปรากฏของภาคขยาย(dB)

ความกว้างแถบถูกกำหนดโดยภาคกรองสัญญาณของภาครับ(ก่อนภาคขยาย IF) หรือจากความกว้างแถบของภาคขยาย

ภาคขยายและตัวตรวจจับ IF แบบฟังก์ชันลอค (LOGARITHMIC IF AMPLIFIER/ DETECTOR) ถูกเรียกโดยทั่วไปว่า ลอคแอมป์(log amp) เป็นอุปกรณ์ที่สัญญาณด้านออกให้เป็นฟังก์ชันลอคของสัญญาณด้านเข้า พบได้ในเกือบทุกระบบเรดาร์เนื่องจากมันมีพิสัยพลวัตขนาดใหญ่ที่กว้างมาก(70-80dB)

โครงสร้างแผนผังของลอคแอมป์แสดงในรูป 2-35 ชุดของตัวตรวจจับกับภาคขยายIF ที่มีช่วงการขยายเชิงเส้นก่อนการอ้อมตัวไม่เท่ากันต่อเรียงกัน กลายเป็นวงจรฟังก์ชันลอค(โดย



รูป 2-35 แสดงแผนผังของลอคแอมป์

การประมาณแบบเชิงเส้น) สัญญาณด้านออกของทุกชุดจะถูกรวมกันโดยวงจรรวมสัญญาณแล้วส่งต่อไปสู่ภาคขยายสัญญาณภาพ (video amp)

การทำงานของหลอดแอมป์สามารถแสดงได้จากสมการ

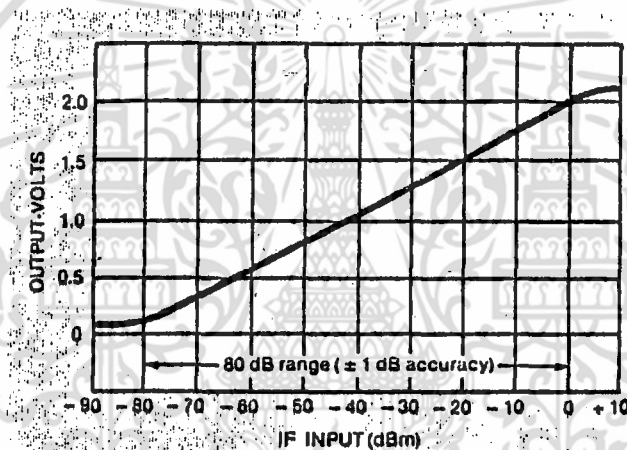
$$E_{out} = K \log(E_1/E_2)_{in} \quad (2.69)$$

เมื่อ E_{out} = ผลต่างของความต่างศักย์ด้านออก เมื่อสัญญาณด้านขาเข้าเปลี่ยนจาก

$$E_1 \text{ เป็น } E_2$$

K = ค่าคงที่ของความขึ้นหลอด

(E_1/E_2) = อัตราส่วนของสัญญาณ IF ด้านขาเข้า



รูป 2-36 แสดงตัวอย่างความสัมพันธ์ของสัญญาณด้านเข้ากับด้านออกของวงจรหลอดแอมป์

การเลือกใช้และการกรองสัญญาณ IF การเลือกใช้ความถี่ IF ขึ้นกับลักษณะรูปคลื่นที่ส่ง อุปกรณ์ทางไมโครเวฟ วงจรในภาคต่างๆและรูปแบบของภาคประมวลผลสัญญาณที่ใช้ หลักสำคัญในการกำหนดพารามิเตอร์เพื่อลดระดับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในภาครับอยู่ที่การเลือกภาคกรองสัญญาณของภาค IF ซึ่งความกว้างแถบของภาครับต้องกว้างพอสำหรับความกว้างแถบของสัญญาณรับที่ต้องการตรวจจับ ถ้ากว้างเกินไปจะทำให้สัญญาณรบกวนสามารถเข้าสู่ภาครับได้มาก แต่ถ้าแคบเกินไปก็จะเกิดการสูญเสียกำลังของสัญญาณ

รับ ซึ่งทั้งสองกรณีจะทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าลดลง

โครงข่ายวงจรที่มีการตอบสนองความถี่ที่ให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดเรียกว่าแมทช์ฟิลเตอร์ (Match filter) ซึ่งถูกออกแบบให้เป็น complex conjugate ของพัลส์ด้านเข้า เราสามารถหาความกว้างแถบ (B) สำหรับภาครับระบบซูเปอร์เฮตเตอร์-โทรได้น์โดยประมาณเท่ากับส่วนกลับของความกว้างพัลส์ (T)

2.5.2 สัญญาณรบกวนในภาครับ

2.5.2.1 ลักษณะของสัญญาณรบกวนทางความร้อนของภาครับ

ขีดจำกัดแรกของความสามารถในการตรวจจับสัญญาณที่สะท้อน มาจากสัญญาณรบกวนทางความร้อน (thermal noise = N_p) ในรูปของ Johnson และแบบอื่นๆ กำลังสัญญาณรบกวนโดยส่วนใหญ่เกิดจากตัวกำเนิดความถี่และโครงข่ายวงจรต่างๆที่กำหนดโดย

$$N_p = kTB \tag{2.70}$$

เมื่อ N_p = กำลังของสัญญาณรบกวน

k = ค่าคงที่ของโบลทซ์มาน (1.38×10^{-23} w-sec/kelvin)

T = อุณหภูมิของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (kelvin)

B = ความกว้างแถบของกำลังสัญญาณรบกวน

สมการ (2.70) แสดงให้เห็นว่ากำลังของสัญญาณรบกวนไม่ขึ้นกับค่าอิมพีแดนซ์และเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิและแบนด์วิธ ถ้าภาครับไม่มีการสร้างสัญญาณรบกวน สัญญาณรับที่สะท้อนเข้ามาจะมากกว่ากับสัญญาณรบกวนความร้อนภายใน (N_p) แต่เนื่องจากภาครับมีการสร้างสัญญาณรบกวน ทำให้สัญญาณที่สะท้อนเข้ามาต้องมีขนาดแรงพอ

2.5.2.2 สัญญาณรบกวนปรากฏ (noise figure)

ขบวนการตรวจจับหรือการแปลงลงในภาครับ เป็นการกำกับสัญญาณที่สะท้อนมาจากเป้าหมายรวมกับสัญญาณรบกวน เนื่องจากความสูญเสียภายในวงจร จากภายในอุปกรณ์สาร

กึ่งตัวนำที่ใช้ในมิกเซอร์ และจากวงจรขยาย IF การวัดประสิทธิภาพและการกระจายของสัญญาณรบกวนของโครงข่ายวงจรถูกจะอยู่ในรูปของสัญญาณรบกวนปรากฏ (F) ซึ่งนิยามโดย

$$F = (S_i/N_i)/(S_o/N_o) \quad (2.71)$$

เมื่อ S_i = กำลังของสัญญาณขาเข้า

S_o = กำลังของสัญญาณขาออก

N_i = กำลังของสัญญาณรบกวนขาเข้า

N_o = กำลังของสัญญาณรบกวนขาออก

ในหน่วยเดซิเบลได้

$$F(\text{dB}) = 10\text{Log}_{10}[(S_i/N_i)/(S_o/N_o)] \quad (2.72)$$

ถ้าโครงข่ายวงจรมิสร้างสัญญาณรบกวน มันจะลดทอนหรือขยายทั้งสัญญาณสะท้อนและสัญญาณรบกวนขาเข้าด้วยอัตราขยายเดียวกัน นั่นคือ $S_o = S_i G$ และ $N_o = N_i G$ โดย G เป็นอัตราขยายของโครงข่ายวงจรถูกซึ่งสัญญาณรบกวนปรากฏ (F) จะเท่ากับหนึ่ง (0dB) ถ้าโครงข่ายวงจรมิสร้างสัญญาณรบกวน (ซึ่งเป็นปกติ) F จะมากกว่าหนึ่ง การสูญเสีย (เช่น เกิดจากตัวลดทอน) จะมีอัตราขยาย $G = 1/L$ เมื่อ L เป็นอัตราส่วนการสูญเสีย ($L > 1$) สัญญาณรบกวนปรากฏของการลดทอนที่อุณหภูมิการทำงาน 290 K จะเท่ากับอัตราส่วนการสูญเสียของมัน ถ้าอุณหภูมิไม่เท่ากับ 290 K ค่าสัญญาณรบกวนปรากฏจะกำหนดโดย LT/T_o เมื่อ T เป็นอุณหภูมิขณะนั้น ค่า F ที่อุณหภูมิมาตรฐาน 290 K ถูกใช้สำหรับสัญญาณรบกวนทางความร้อนของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของโครงข่ายวงจรถูก สัญลักษณ์ T_o คืออุณหภูมิสัมบูรณ์ 290 K ดังนั้น (2.71) และ (2.72) จะเขียนรวมได้เป็น

$$F = (N_o/GN_i) = (KT_B/gkT_o B) \quad (2.73)$$

เมื่อ G = อัตราขยายกำลังของโครงข่ายวงจรถูก ($G = S_o/S_i$)

T = สัญญาณรบกวนทางความร้อนของโครงข่ายวงจรถูกด้านออก

T_o = สัญญาณรบกวนทางความร้อนที่อุณหภูมิมาตรฐานของโครงข่ายวงจรถูกด้านเข้า

ในกรณีที่โครงข่ายวงจรถูกสองชุดมาต่อเรียงกัน สัญญาณรบกวนปรากฏรวมคือ

$$F_T = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 \quad (2.74)$$

เมื่อ F_T = สัญญาณรบกวนปรากฏรวมทั้งหมด

F_1 = สัญญาณรบกวนปรากฏของโครงข่ายวงจรรภาคแรก

G_1 = อัตราขยายกำลังของโครงข่ายวงจรรภาคแรก

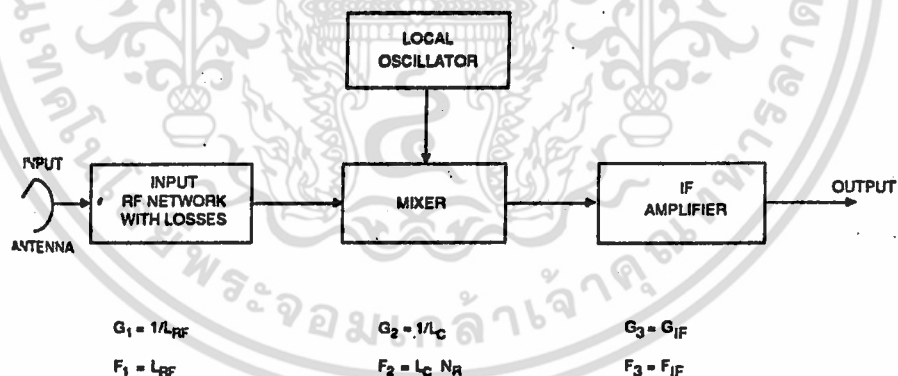
F_2 = สัญญาณรบกวนปรากฏของโครงข่ายวงจรรภาคที่สอง

ถ้าภาคแรกมีอัตราขยายมากพอ ค่าสัญญาณรบกวนปรากฏของโครงข่ายวงจรรวมจะถูกกำหนดโดยภาคแรก ค่าอัตราขยายของภาคแรกใช้กำหนดสัญญาณรบกวนปรากฏรวมให้อยู่ในเงื่อนไข $F_T \leq F_1 + X \text{ dB}$ เมื่อ X เป็นค่าคงที่ในหน่วยเดซิเบล จากสมการ(2.74) จะได้อัตราขยายภายใต้สภาวะดังกล่าวคือ

$$G_1 \gg [(F_2 - 1)/F_1][1/10^{X/10} - 1] \tag{2.75}$$

สำหรับโครงข่ายวงจรรจำนวน N ภาคที่ต่อเรียงกัน ค่าสัญญาณรบกวนปรากฏรวมสามารถเขียนได้ในรูปทั่วไปคือ

$$F_N = F_1 + (F_2 - F_1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + \dots + (F_N - 1)/G_1 G_2 \dots G_{N-1} \tag{2.76}$$



$$F_T = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + \dots$$

where L_{RF} = front end RF losses
 L_C = conversion loss of mixer

รูป 2-37 ตัวประกอบต่างๆที่มีผลต่อระดับสัญญาณรบกวนรวมในภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดายน์ สัญญาณความถี่วิทยุจะถูกแปลงลงเป็นสัญญาณความถี่กลาง ดังนั้นระดับสัญญาณรบกวนของภาครับจะถูกกำหนดโดยโครงข่ายมิกเซอร์และวงจรขยายความถี่กลาง สัญญาณรบกวนปรากฏของมิกเซอร์สามารถแสดงได้จากสมการ(2.65) แต่สัญญาณรบกวนทางความร้อน(สัมพัทธ์)ของมันจะแตกต่างกันไปเพราะมันไม่ใช้โครงข่ายวงจรของอุปกรณ์แบบเฉื่อยงาน อัตราส่วนของสัญญาณรบกวนทางความร้อน(สัมพัทธ์)ต่อสัญญาณรบกวนทางความร้อนที่อุณหภูมิมาตรฐานถูกนิยามโดย N_n ดังนั้นสัญญาณรบกวนปรากฏของมิกเซอร์(F_M)เท่ากับ $L_c N_n$ เมื่อ L_c เป็นการสูญเสียจากการแปลงในมิกเซอร์ สัญญาณรบกวนปรากฏทั้งหมดของมิกเซอร์และวงจรขยาย IF หาได้จาก

$$F_o = F_M + (F_{IF} - 1)/G_M \quad (2.77)$$

เมื่อ F_o = สัญญาณรบกวนปรากฏทั้งหมดของมิกเซอร์

F_M = สัญญาณรบกวนปรากฏของมิกเซอร์

F_{IF} = สัญญาณรบกวนปรากฏของภาคแรกของวงจรขยายความถี่กลาง

G_M = $1/L_c$

ดังนั้นสัญญาณรบกวนปรากฏทั้งหมดของมิกเซอร์หาได้จาก

$$\begin{aligned} F_o &= L_c N_n + (F_{IF} - 1)/(1/L_c) \\ &= L_c (N_n + F_{IF} - 1) \end{aligned} \quad (2.78)$$

ค่าตัวประกอบเหล่านี้จะถูกแสดงในรูป(2-37)

กำลังของสัญญาณสะท้อนกลับต่ำสุด(S_{min}) ซึ่งสามารถตรวจจับได้ที่ด้านออกของมิกเซอร์/วงจรขยายความถี่กลางนั้นขึ้นกับค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(S_o/N_o)ที่ด้านออกที่ต้องการสำหรับการตรวจจับ และระดับกำลังสัญญาณรบกวนด้านออกของภาครับ ดังนั้น

$$S_{min} = kT_o B + (S_o/N_o)_{min} \quad (2.79)$$

ซึ่งจะปรากฏในสมการเรดาร์กล่าวคือ

$$R_{max}^4 = P_e G_a \sigma_T / (4\pi)^2 kT_o B F (S_o/N_o)_{min} \quad (2.80)$$

เพราะ S_{min} เป็นค่าพารามิเตอร์วิกฤตของการออกแบบเรดาร์(สมมติว่าอัตราส่วน S_o/N_o เป็น 0dB) ในหน่วยเดซิเบลวัตต์(dBW)หรือมิลลิวัตต์(dBm)กล่าวคือ

$$S_{min} (dBm) = -114 \text{ dBm} + 10 \log B + F \quad (2.81)$$

เมื่อ B = แบนด์วิธของสัญญาณรบกวนในหน่วย MHz

F = สัญญาณรบกวนปรากฏของมิกเซอร์/วงจรรขยายความถี่กลางในหน่วยเดซิเบล

ค่าของ $(S_o/N_o)_{dB}$ ในสมการ (2.79) และ (2.80) เป็นปริมาณเชิงสถิติที่เกี่ยวข้องกับลักษณะของเป้า การแทรกสอด แบบของภาคการประมวลผล และการนำไปใช้งาน แต่โดยทั่วไปสำหรับการตรวจจับที่เชื่อถือได้มีค่าอยู่ระหว่าง 10 ถึง 20 dB

2.5.2.3 สัญญาณรบกวนปรากฏของภาครับ

ในภาครับแบบซูเปอร์เฮตเตอร์โรดายน จะให้การตอบสนองความถี่อย่างเท่าๆกันทั้งความถี่ที่อยู่เหนือและต่ำกว่าความถี่ LO รูป 2-38 แสดงตำแหน่งของสองความถี่ที่วางห่างจากความถี่ LO เท่ากับ IF และถูกเรียกว่า ช่องสัญญาณ (Signal channel) และช่องจินตภาพ (Image channel) ที่มิกเซอร์ทั้งความถี่สัญญาณและความถี่จินตภาพจะไม่มี ความแตกต่างกัน ทั้งสองความถี่จะถูกผสมกับความถี่ LO เกิดเป็นสัญญาณที่ความถี่ IF ในการหาสัญญาณรบกวนปรากฏของมิกเซอร์จะต้องพิจารณา broadband noise source ซึ่งเกิดขึ้นในทั้งสองด้านของความถี่ LO และส่งผลต่อทั้งความถี่สัญญาณและความถี่จินตภาพ สัญญาณรบกวนปรากฏในรูป broadband noise figure เรียกว่า Double Sideband Noise Figure: DSBNF ค่าสัญญาณรบกวนปรากฏนี้เป็นข้อมูลเฉพาะที่ให้มากับมิกเซอร์แต่ละตัว

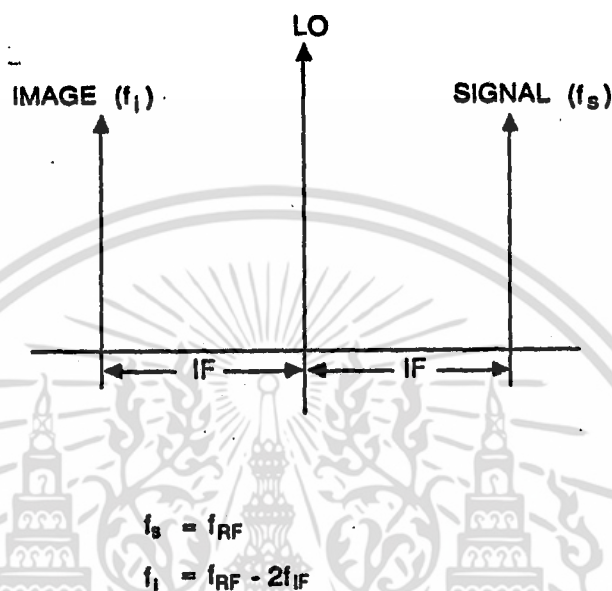
เมื่อสัญญาณสะท้อนที่รับได้จะครอบคลุมทั้งย่านความถี่ที่สูงและต่ำกว่า ค่าสัญญาณรบกวนปรากฏ หาได้จาก

$$F_{DSB} = N_o / GkT_o (2B) \quad (2.82)$$

ในระบบเรดาร์ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนขาเข้า เกิดจากสัญญาณรบกวนในด้านความถี่สัญญาณเท่านั้น ไม่รวมสัญญาณรบกวนจากด้านความถี่จินตภาพ สัญญาณสะท้อนที่เข้าสู่ภาครับจึงมีความถี่ด้านเดียว ดังนั้นสัญญาณรบกวนปรากฏจึงกำหนดเป็น Single Sideband Noise Figure: SSBNF และหาได้จาก

$$F_{SSB} = N_o / GkT_o B \quad (2.83)$$

และสัญญาณรบกวนขาออกที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง SSBNF จะมีค่ามากกว่า DSBNF สองเท่า(สูงกว่า 3dB)



รูป 2-38 การตอบสนองความถี่ของมิกเซอร์ทั้งความถี่สัญญาณและความถี่จินตภาพ

2.5.3 พิสัยพลวัต(dynamic range)

สำหรับการตรวจจับที่ระยะไกลสุด ภาครับเรดาร์ต้องการระดับสัญญาณด้านเข้าที่มีขนาดอย่างน้อยเท่ากับระดับสัญญาณรบกวนของภาครับเอง ในความเป็นจริงอาจมีสัญญาณความเข้มสูงจากเป้าหมาย RCS ขนาดใหญ่ในระยะใกล้ๆ เข้าสู่ภาครับได้ ดังนั้นภาคหน้าของภาครับจำเป็นต้องสามารถแปลงสัญญาณความเข้มสูงนั้นให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม โดยไม่ทำให้เกิดความเพี้ยนมากเกินไป และไม่เกิดการอิ่มตัว(saturation)ขึ้นในภาครับจนถึงจุดที่จะทำลายอุปกรณ์ภาครับบางตัว(เช่นไดโอดมิกเซอร์ใหม่) ในกรณีทั่วไป พิสัยพลวัตขณะใดๆในช่วง 70-100 dB สามารถสร้างได้ ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของมิกเซอร์ สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือภาคต่างๆที่ต่อจากมิกเซอร์(เช่น ภาคขยาย IF และตัวตรวจจับ)จะต้องไม่อิ่มตัวก่อน

ภายในช่วงพัลส์พลวัตของมิกเซอร์ การวางตัวลดทอนสัญญาณ(RF signal attenuator) หน้ามิกเซอร์ จะช่วยเพิ่มพัลส์พลวัตของภาครับ แต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มวงจรต่างๆเข้าไปที่ภาคหน้าของภาครับจะเป็นการเพิ่มการสูญเสียก่อนเข้าสู่มิกเซอร์ และเป็นการเพิ่มระดับสัญญาณรบกวน ทำให้ ความไวการตอบสนองลดลง

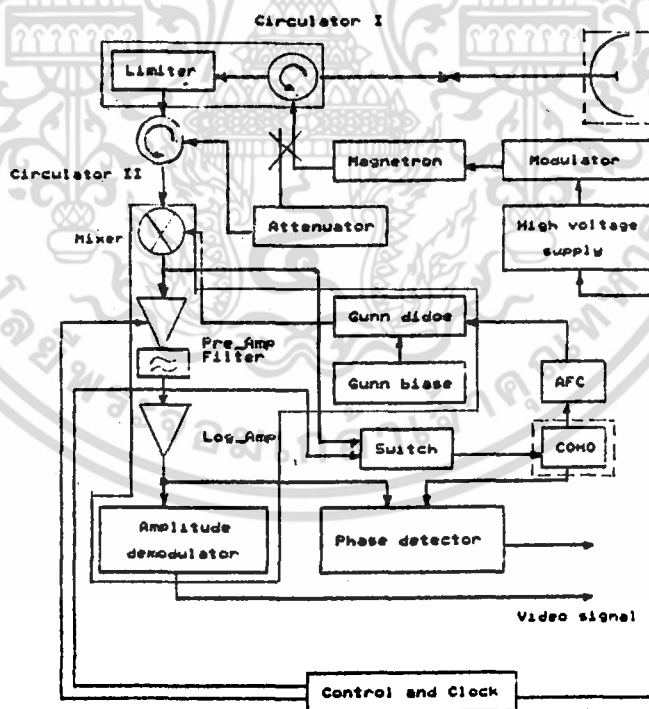


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การดำเนินงานการวิจัย

เนื่องจากมีอุปกรณ์บางอย่างที่จำเป็นต่อระบบเรดาร์แบบ MTI ซึ่งเราไม่สามารถจัดหาได้ ดังนั้นการดำเนินการวิจัยของเราจึงเป็นการศึกษาอุปกรณ์และวงจรของระบบเดิมในส่วนที่สามารถนำมาใช้ร่วมกับระบบที่คิดไว้ได้ ทำเพิ่มในส่วนที่สามารถจำลองสัญญาณด้านเข้าของส่วนนั้นได้โดยไม่มีผลจากตัวแปรอื่นมากนัก ซึ่งได้แก่ สายอากาศและตัวกำเนิดความถี่ออสซิลเลเตอร์ (Coherent oscillator: COHO)

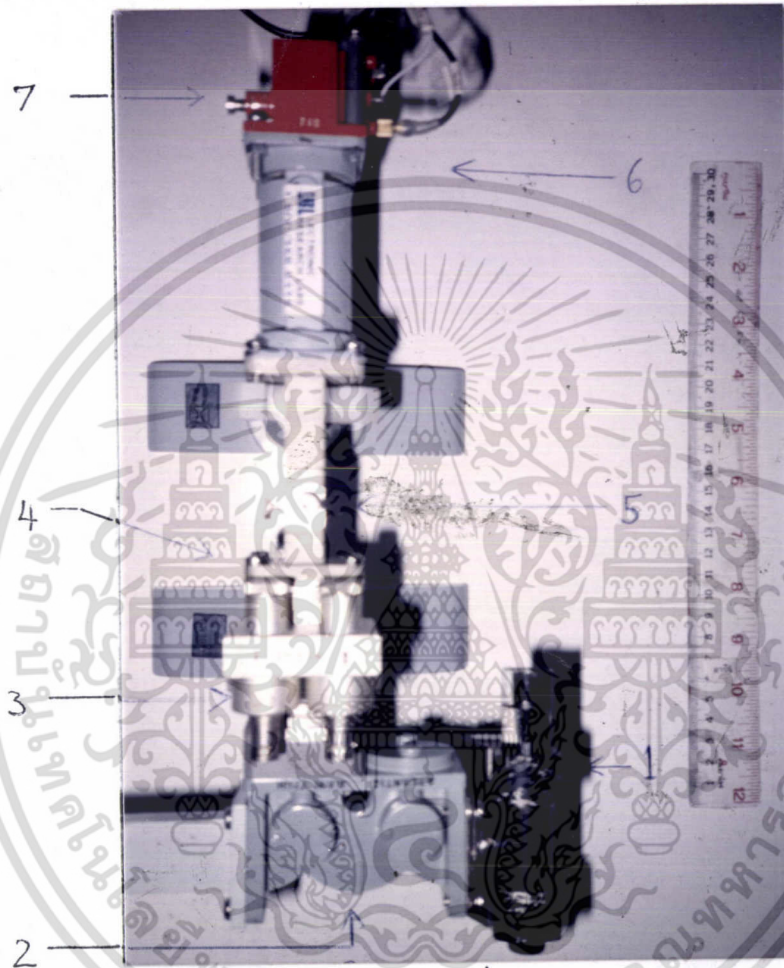
การปรับระบบที่มีอยู่เดิมให้กลายเป็นระบบ MTI ต้องการส่วนเพิ่มเติมหลายส่วน รูป 3-1 จะแสดงส่วนที่มีในระบบเดิม (เส้นทึบ) กับส่วนที่เพิ่มเติมขึ้น (เส้นประ) ส่วนที่เหลือเป็นส่วนที่ยังไม่ได้ทำการวิจัยหรือไม่สามารถจัดหาได้ สำหรับลักษณะการทำงานของส่วนต่างๆสามารถดูได้จากแต่ละหัวข้อในบทที่ 2 ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะในรูปแบบที่ใช้จริงในโครงการเท่านั้น โดยแบ่งหัวข้อเป็นส่วนอุปกรณ์ทางไมโครเวฟ สายอากาศ ภาคส่ง และภาครับ



รูป 3-1 แสดงส่วนประกอบของระบบ ทั้งส่วนที่มีอยู่เดิม (เส้นทึบ) และส่วนที่เพิ่มเติม (เส้นประ) ส่วนที่เหลือเป็นส่วนที่ยังไม่ได้ทำการวิจัย

3.1 ส่วนอุปกรณ์ทางไมโครเวฟและวงจรการไบแอส

ประกอบด้วยอุปกรณ์จากภาคต่างๆของระบบดังแสดงในรูป 3-2



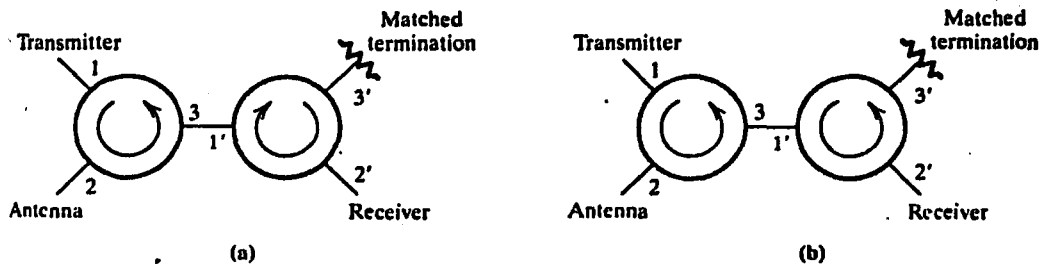
1. magnetron
2. circulator
3. pin diode
4. mixer diode
5. attenuator
6. isolator
7. Gunn diode

รูป 3-2 ภาพแสดงอุปกรณ์ต่างๆทางไมโครเวฟ

เซอร์คูเลเตอร์ เพื่อความชัดเจนเราจะแสดงภาพจำลองของเซอร์คูเลเตอร์ที่ใช้ใน
โครงการในรูป 3-3

ในขณะการส่ง(รูป 3-3(a)) ภายในเซอร์คูเลเตอร์ตัวแรก คลื่นการส่งจะเคลื่อน
จากพอร์ท 1 สู่อพอร์ท 2 และเข้าสู่สายอากาศพลังงานส่วนใหญ่จึงถูกส่งผ่านไปสู่อสายอากาศ
แต่มีพลังงานบางส่วนที่จะเคลื่อนต่อไปสู่อพอร์ทที่ 3 และเข้าสู่พอร์ท 1 ของเซอร์คูเลเตอร์
ตัวที่สองและจะเคลื่อนต่อไปสู่อพอร์ทที่ 3 จนถูกดูดกลืนเกือบหมดโดยโหลดทูลดหลอก(dummy load)
ดังนั้นจึงเหลือกำลังคลื่นเพียงเล็กน้อยที่จะเข้าสู่ภาครับได้ ในขณะการรับ(รูป 3-3(b))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

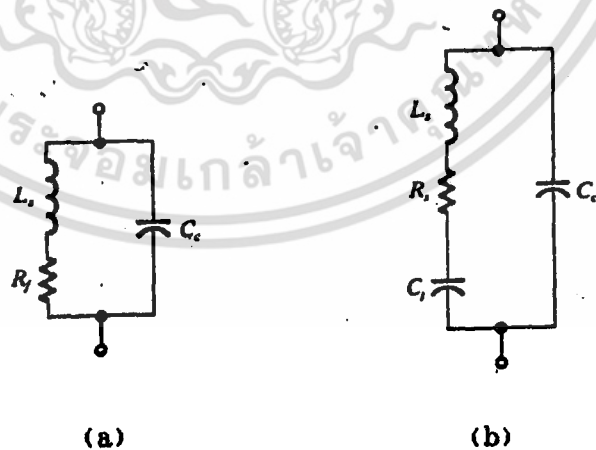


รูป 3-3 เซอร์คูเลเตอร์ประเภทสารเฟอร์ไรท์

- (a) แสดงการส่งผ่านสัญญาณจากภาคส่งสู่สายอากาศ
- (b) แสดงการส่งผ่านสัญญาณจากสายอากาศสู่ภาครับ

สนามแม่เหล็ก H_u (สนามคงที่สำหรับการกำหนดทิศการเคลื่อนที่ของคลื่นในเซอร์คูเลเตอร์) จะถูกกลับทิศ คลื่นการรับจะเคลื่อนรอบเซอร์คูเลเตอร์ตัวแรกจากพอร์ที่ 2 สู่พอร์ที่ 3 และเข้าสู่พอร์ที่ 1 ของเซอร์คูเลเตอร์ตัวที่สอง จนถึงพอร์ที่ 2 และเข้าสู่ภาครับ พลังงานคลื่นบางส่วน จะเคลื่อนต่อไปสู่พอร์ที่ 3 และถูกดูดกลืนโดย dummy load

พินนไดโอด พินนไดโอดในระบบถูกใช้เป็นตัวลดทอนระดับสัญญาณจากการไม่เข้ากันทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับภาคส่ง เนื่องจากพินนไดโอดในรูป 3-2 ถูกวางไว้ภายในท่อนำคลื่นทำให้ไม่สามารถมองเห็นได้ เราจะแสดงวงจรสมมูลของพินนไดโอดในรูป 3-4 แทน



รูป 3-4 วงจรสมมูลของพินนไดโอด

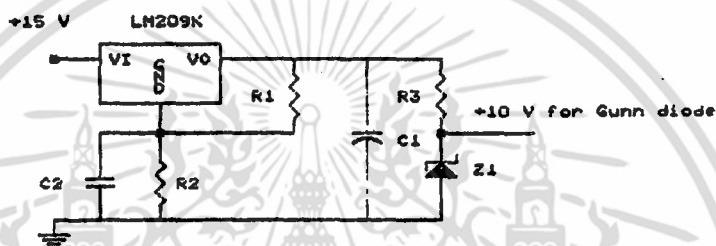
- (a) เมื่อไบแอสตรง (b) เมื่อไบแอสกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิกเซอร์แบบสมดุล มิกเซอร์ในระบบ ประกอบด้วย ท่อนำคลื่นแบบเมจิกที่ร่วมกับตัวตรวจจับแบบผลึกเบอร์ 1N

กัมมันต์ไดโอด กัมมันต์ไดโอดที่ใช้เป็นชนิด Tunable Gunn ซึ่งสามารถปรับความถี่สัญญาณด้านออกได้โดยการปรับแรงดันที่ป้อนให้แวลเรเตอร์ไดโอดเพื่อเปลี่ยนค่าความเก็บประจุของวงจรการก้ำทอน

สำหรับวงจรการไบแอสกัมมันต์ไดโอด แสดงในรูป 3-6



รูป 3-6 วงจรการไบแอสกัมมันต์ไดโอด

แมกนีตรอน คุณสมบัติของแมกนีตรอนที่ใช้แสดงในตาราง 3-1

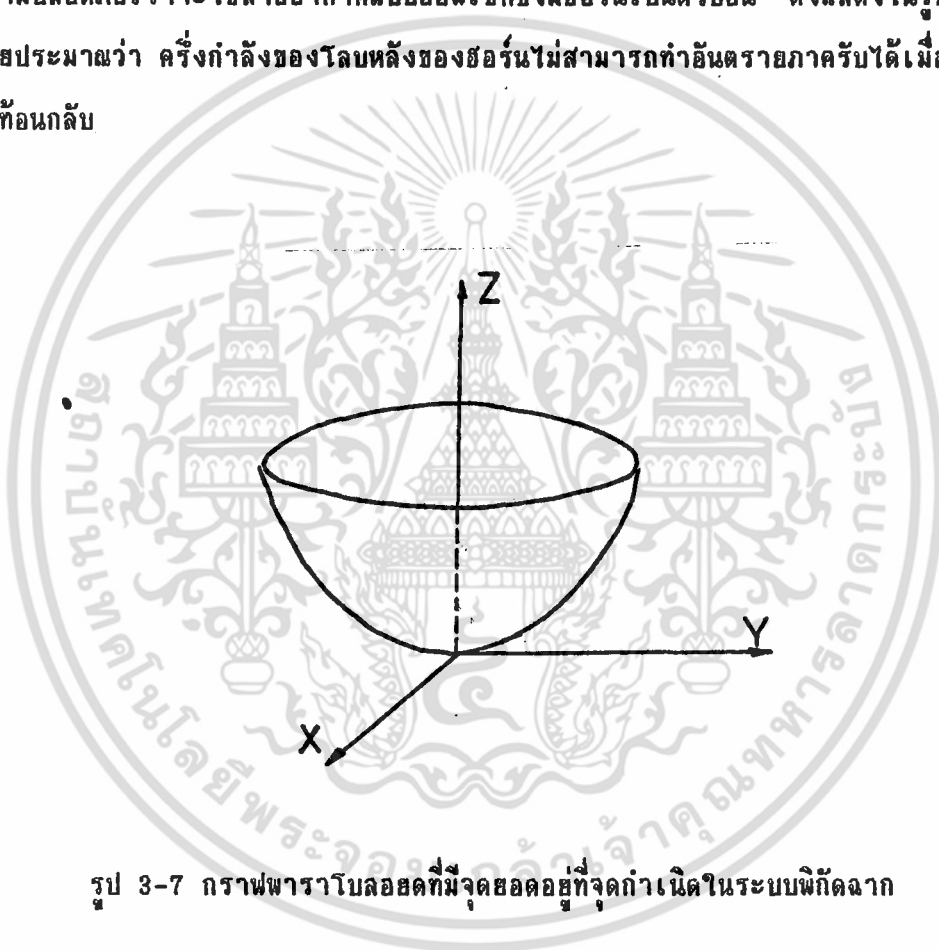
TUBE-TYPE	L-4601 C
BAND	X
FREQUENCY (GHz)	9.375
PEAK POWER (kW)	9.5
DUTY CYCLE	0.00035
NOM. ANODE VOLTAGE (kV)	5.7
PEAK ANODE CURRENT (A)	5.707

ตาราง 3-1 แสดงคุณสมบัติของแมกนีตรอนที่ใช้ในโครงการพิเศษ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 สายอากาศ

ถึงแม้ว่าจะมีคูเพกเซอร์แบบเซอร์คูเลเตอร์สองตัว สำหรับการเลือกภาคส่ง/ภาครับ และ ฟินไดโอดสำหรับการป้องกันภาครับแต่การออกแบบสายอากาศให้มีอิมพีแดนซ์เหมาะสมกับระบบเดิมเป็นสิ่งที่ยากมาก การไม่เข้ากับทางอิมพีแดนซ์อาจทำให้สูญเสียการส่งบางส่วนสะท้อนกลับสู่ภาครับได้ถึงแม้ว่าจะมีฟินไดโอด ป้องกันไว้อีกชั้นหนึ่งแล้วก็ตาม เพื่อความปลอดภัยเราจะใช้สายอากาศแบบออฟเซตซึ่งมีฮอร์นเป็นตัวป้อน ดังแสดงในรูป 3-7 โดยประมาณว่า ครึ่งกำลังของโบลหลังของฮอร์นไม่สามารถทำอันตรายภาครับได้เมื่อมีการสะท้อนกลับ



รูป 3-7 กราฟพาราโบลอยด์ที่มีจุดยอดอยู่ที่จุดกำเนิดในระบบพิกัดฉาก

การวิจัยในส่วนนี้ใช้ค่ามุมครึ่งกำลังของฮอร์นที่ใช้ในระนาบ E และ ระนาบ H ซึ่งดูได้จากหัวข้อ 4.2 ในบทที่ 4 เพื่อการหาระยะโพกัสของพาราโบลอยด์ของสายอากาศ รวมไปถึงคำนวณหาพิกัดของสายอากาศในระบบพิกัดฉาก ที่ให้ภาพการฉายในระนาบตั้งฉากกับทิศลำคลื่นเป็นวงกลมรัศมีหนึ่งเมตร

พิจารณาสมการพาราโบลอยด์(กราฟรูป 3-8)ในกรณีที่ $A = B = a$

$$\frac{X^2}{A^2} + \frac{Y^2}{B^2} = cZ^2$$

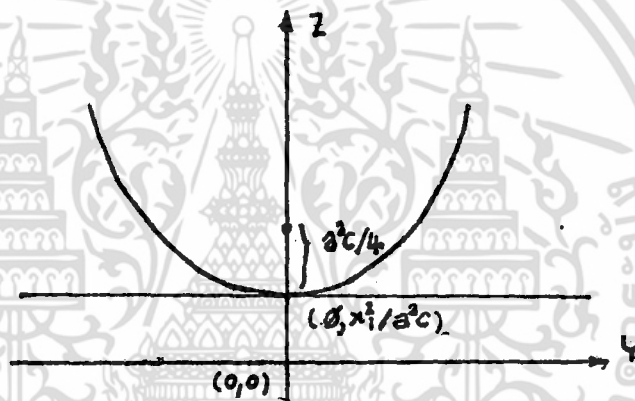
$$X^2 + Y^2 = a^2 c Z^2 \quad (3.1)$$

ถ้าตัดสมการพื้นผิว(3.1)ด้วยระนาบ $Y-Z$ ที่ $X = x_1$ จะได้

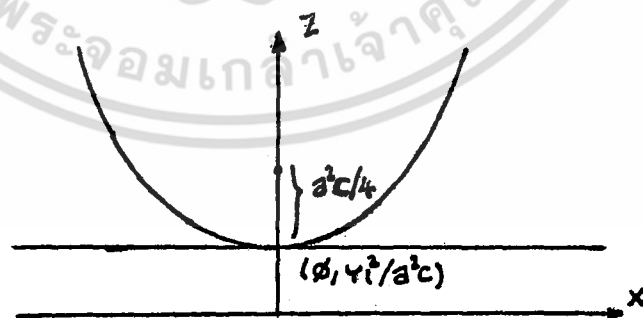
$$x_1^2 + Y^2 = a^2 c Z^2$$

$$Y^2 = 4(a^2 c/4)(Z - x_1^2/a^2 c) \quad (3.2)$$

ซึ่งเป็นสมการพาราโบลาในระนาบ $Z-Y$ ที่มีจุดกำเนิดอยู่ที่ $(0, x_1^2/a^2 c)$ และมีระยะโฟกัสเท่ากับ $a^2 c/4$ ดังแสดงในรูป 3-8



รูป 3.8 ภาพตัดสมการ(3.1)ในระนาบ Y-Z



รูป 3-9 ภาพตัดสมการ(3.1)ด้วยระนาบ X-Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

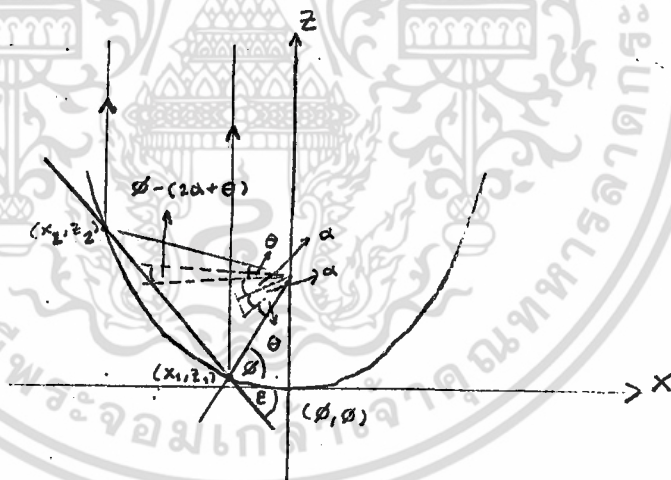
ในทำนองเดียวกันให้ตัดสมการ(3.1)ด้วยระนาบ $X-Z$ ที่ตำแหน่ง $Y = y_1$ จะได้

$$X^2 = 4(a^2 c/4)(Z - y_1^2/a^2 c) \quad (3.3)$$

และรูป(3.9)ซึ่งมีจุดยอดอยู่ที่ $(0, y_1^2/a^2 c)$ และระยะโฟกัสเท่ากับ $a^2 c/4$

จะสังเกตเห็นว่าสมการ(3.2)และ(3.3)เป็นสมการพาราโบลาร์ที่มีระยะโฟกัสเท่ากัน และจากการทดลองการหามุมครึ่งกำลังของฮอว์นทำให้เรารู้ว่ามุมครึ่งกำลังของระนาบ และ ระนาบ H มีค่าเท่ากัน ดังนั้นการพิจารณาหาพิกัดของสายอากาศจึงสามารถกระทำได้ในสองมิติโดยเราเลือกที่จะทำกับระนาบ $X-Z$ แต่เพื่อความสะดวกในการพิสูจน์เราจะเลื่อนจุดยอดของกราฟรูป 3-9 ไปที่จุดกำเนิด ซึ่งการกระทำนี้จะไม่ผลต่อการคำนวณ

ให้พิจารณากราฟในรูป 3-10 ซึ่งเป็นกราฟพาราโบลาร์ในระนาบ $X-Z$ มีจุดกำเนิดที่ $(0,0)$ และจุดโฟกัสที่ $(0, P)$ ซึ่งแสดงการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตส่วนโค้งของพาราโบลาร์ที่จะนำมาทำเป็นสายอากาศ โดยเราริเริ่มสำหรับระนาบนี้เป็นระนาบ H



รูป 3-10 แสดงเงื่อนไขขอบเขตของพาราโบลาร์เพื่อหาระยะโฟกัสของสายอากาศ

จากรูปจะเห็นว่าเหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นได้เพียงหนึ่งกรณีของค่า P , ϕ , x_1 และ x_2 และจะได้ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆตามสมการต่อไปนี้

$$x_1 = -h \cos(\phi - (2\alpha + \theta)) \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tan \epsilon = (x_2 - x_1) / (z_2 - z_1) \quad (3.5)$$

$$r = |x_2| - |x_1| \quad (3.6)$$

จากสมการ $Z = X^2/4p$ และ $Z_1 = a_1 X + p$ ที่จุดตัดจะได้

$$\begin{aligned} x_1^2 &= 4p(a_1 x_1 + p) \\ &= 4pa_1 x_1 + 4p^2 \end{aligned}$$

$$x_1^2 - 4pa_1 x_1 - 4p^2 = 0$$

$$\begin{aligned} x_1 &= 4pa_1 \pm \sqrt{(-4pa_1)^2 - 4(-4p^2)} \\ &= 2p(a_1 - \sqrt{a_1^2 + 1}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$x_2 = 2p(a_2 - \sqrt{a_2^2 + 1}) \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.4) เท้ากับ (3.7) จะได้

$$\begin{aligned} 2p[\tan \phi - \tan^2 \phi + 1] &= -h \cos(\phi - (2\alpha + \theta)) \\ &= -h \cos(\phi - (2\alpha + \theta)) \\ &= \frac{-h \cos(\phi - (2\alpha + \theta))}{2[\tan \phi - \tan^2 \phi + 1]} \end{aligned} \quad (3.9)$$

แทน (3.9) ใน (3.8) ได้

$$\begin{aligned} x_2 &= \frac{-h \cos(\phi - (2\alpha + \theta))}{2[\tan \phi - \tan^2 \phi + 1]} \\ &\quad \times \tan(\phi - 2(\alpha + \theta)) - \sqrt{\tan^2(\phi - 2(\alpha + \theta)) + 1} \end{aligned} \quad (3.10)$$

แทน (3.4) และ (3.10) ใน (3.6) จะได้

$$\begin{aligned} r &= \left| \frac{-h \cos(\phi - (2\alpha + \theta))}{2[\tan \phi - \tan^2 \phi + 1]} \right. \\ &\quad \times \left. \left[\tan(\phi - 2(\alpha + \theta)) - \sqrt{\tan^2(\phi - 2(\alpha + \theta)) + 1} \right] \right. \\ &\quad \left. - \left[\frac{-h \cos(\phi - (2\alpha + \theta))}{2[\tan \phi - \tan^2 \phi + 1]} \right] \right| \end{aligned} \quad (3.11)$$

จากสมการ (3.10) เราสามารถหาค่า ϕ ได้ (เมื่อกำหนด r)

และหาค่า x_1 จากการแทนค่า ϕ จาก (3.11) ใน (3.4)

และหาค่า P จาก (3.9)

และหาค่า x_2 จาก (3.6)

และสุดท้ายคือค่า z_1 และ z_2 จากสมการ $Z = a_1 X + p$ และ $Z = a_2 X + p$ ตาม

ลำดับ

จากสมการและขั้นตอนทั้งหมดจะสามารถเขียนเป็นโปรแกรมสำหรับการหาค่าตัวแปรต่างๆได้

ผลการคำนวณ เมื่อ $r = 1$ m และ $h = 0.2$ m จะได้

angle = 2.379118 radial

focus = 0.810469 m

X_e = -1.155827 m

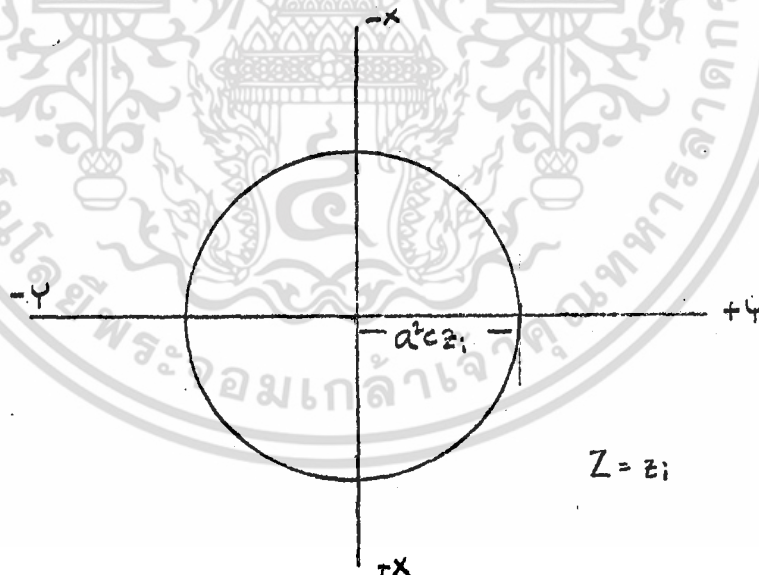
X_1 = -0.155827 m

ทำให้เราสามารถวาดกราฟของส่วนโค้งพาราโบลาร์ในระนาบ X-Z ได้ และเนื่องจากการตัดสมการ(3.1)ด้วยระนาบขนานแกน Z ใดๆ จะให้กราฟพาราโบลาร์ในแนวระนาบมีระยะโฟกัสเท่ากับ $a^2 c/4$ เสมอ เราจึงใช้กราฟพาราโบลาร์เดียวกันสำหรับระนาบ E (ระนาบ Y-Z)

พิจารณาตัดสมการ(3.1)ด้วยระนาบ X-Y ที่ $Z = Z_1$ ใดๆ เราจะได้สมการวงกลม

$$X^2 + Y^2 = |a^2 c z_1|^2 \quad (3.12)$$

ดังรูป 3-11



รูป 3-11 แสดงภาคตัดพาราโบลอยด์ในระนาบ X-Y

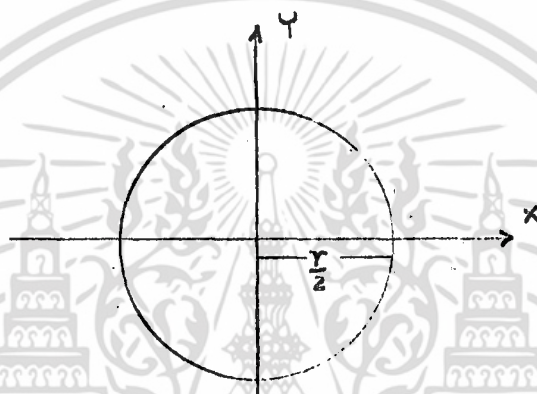
เส้นประจะเป็นภาพฉายของสาธอากาศในทิศของ Z เราจะทำการตัดภาพฉายนี้ใน

ระนาบ E และระนาบ H ด้วยเส้นตรงที่มีระยะห่างเท่ากัน โดยพิจารณาตามขั้นตอนต่อไปนี้

พิจารณาสมการวงกลม $f_1(x,y)$ ที่มี $r/2$ ในระนาบ X-Y ดังรูป 3-13

จะได้ความยาวคอร์ด(AB) = $2\sqrt{(r/2)^2 - x_1^2}$ และจุดบนสมการ $f_2(x)$ ที่ทำให้คอร์ด(CD) ยาวเท่ากับ AB จะอยู่ที่พิกัด $(-r^2/2 - x_1^2, r^2/2 - x_1^2/4p)$ และ $(r^2/2 - x_1^2, r^2/2 - x_1^2/4p)$

ถ้าเราแบ่ง r เป็น N ส่วนเท่าๆกัน จะหาค่าความยาวคอร์ด AB ที่ $x_1 = nr/N$ เมื่อ $n \in [1, N - 1]$ ได้จาก



รูป 3-12 กราฟสมการวงกลม $X^2 + Y^2 = (r/2)^2$

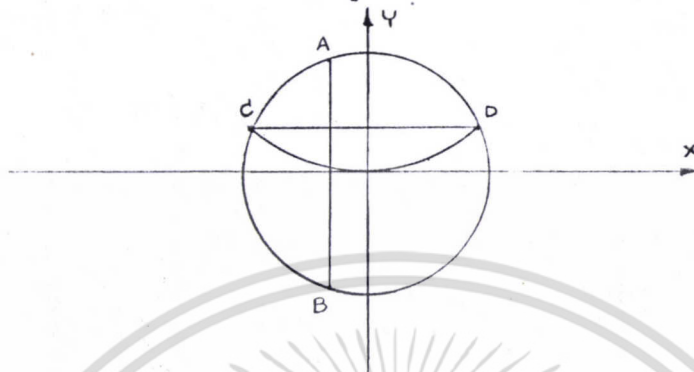
$$\begin{aligned} \text{ความยาวคอร์ด } AB_n &= 2 \sqrt{(r/2)^2 - [r(N - 2n)/2N]^2} \\ &= 2 \sqrt{(r/2)^2 [1 - ((N - 2n)/N)^2]} \\ &= r \sqrt{1 - [1 - 2n/N]^2} \end{aligned}$$

ในโครงการพิเศษให้ $N = 8$ ได้

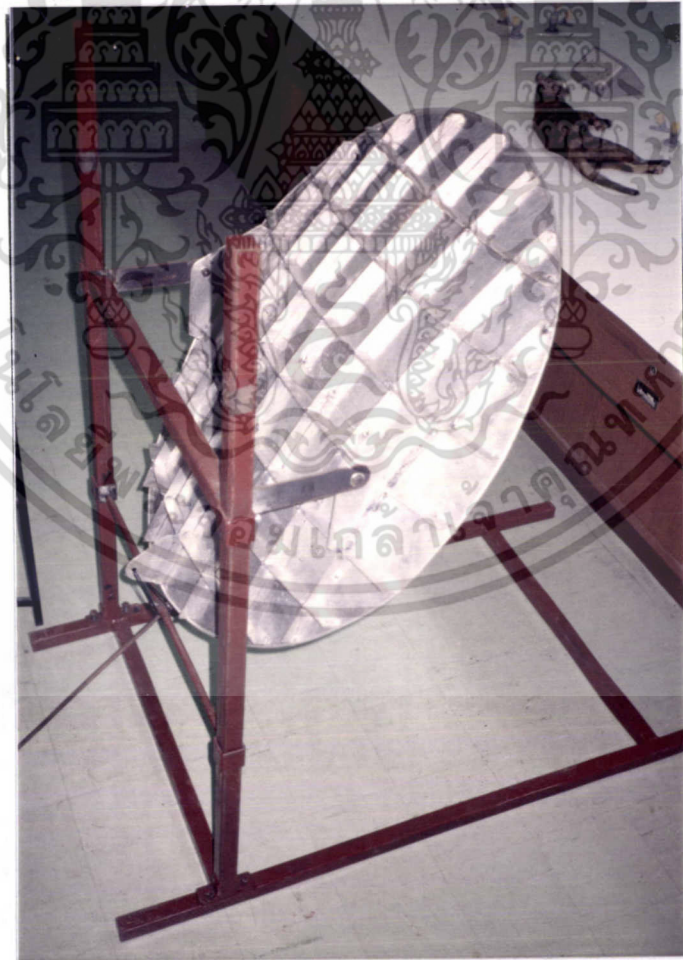
เมื่อ	$n = 1$	ความยาวคอร์ด AB = 0.3
	= 2	» ————— » = 0.4
	= 3	» ————— » = 0.458257569
	= 4	» ————— » = 0.489694968
	= 5	» ————— » = 0.5

ในการสร้าง จะตัดส่วนของพาราโบลาร์ในระนาบ X-Z ให้มีเงาการฉายในระนาบ X-Y ยาวเท่ากับความยาวคอร์ดของวงกลมที่ได้คำนวณไว้ 8 เส้น และตัดส่วนของพารา-

โบลารในระนาบ Y-Z ตามเงื่อนไขขอบเขตให้ความยาวเท่ากับควมยาวคอร์ด์นั้นจำนวน 8 เส้นเช่นกัน สายอากาศที่ได้แสดงในรูป 3.13

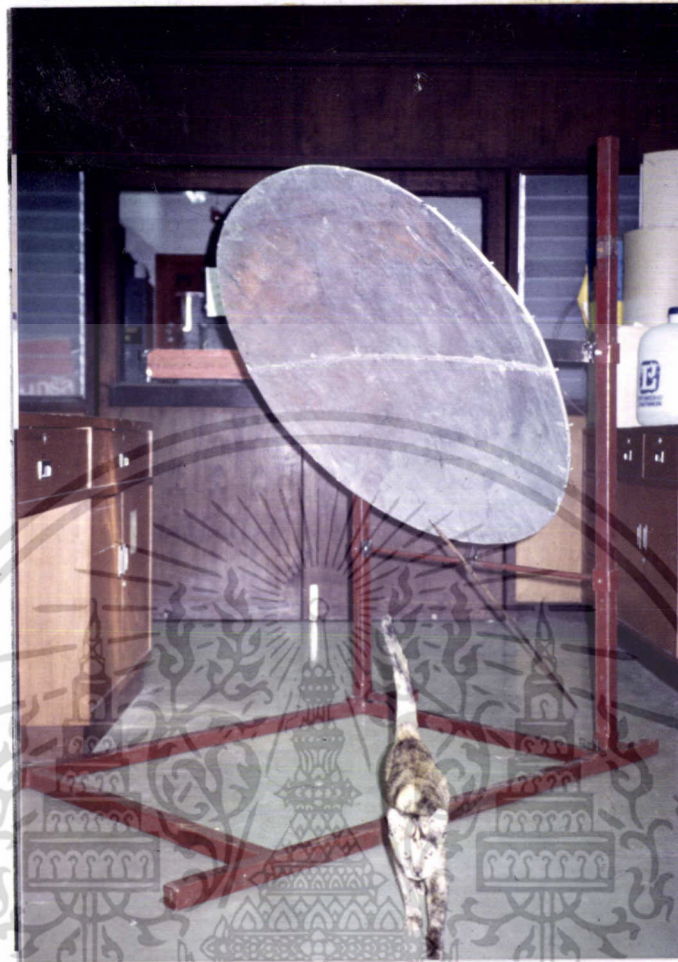


รูป 3.13 ภาพเงาฉายของสายอากาศบนระนาบ X-Y และการกำหนดคอร์ด์ และสายอากาศที่สร้างเสร็จมีลักษณะดังรูป 3-14

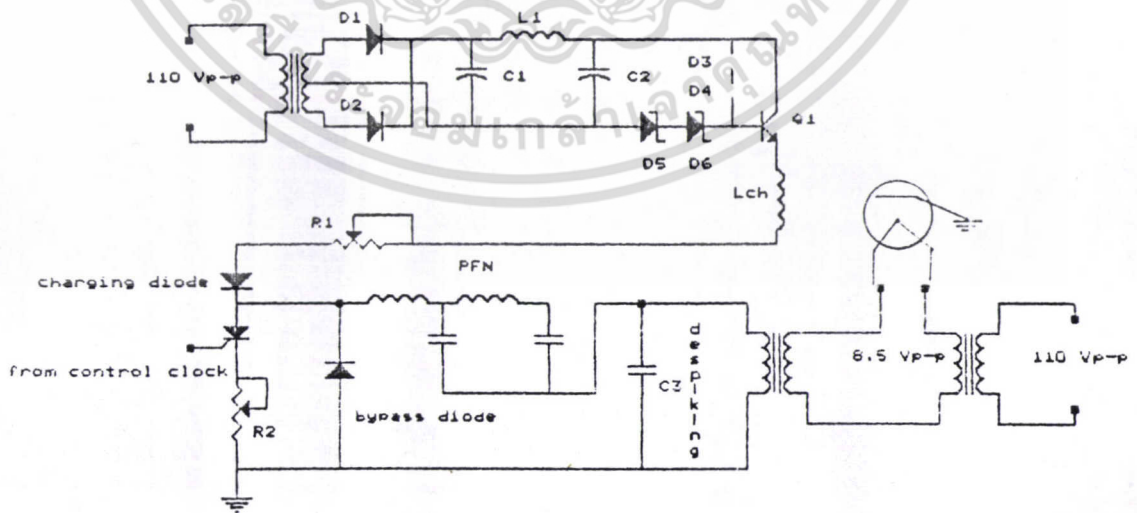


รูป 3-14 แสดงลักษณะของสายอากาศที่สร้างเสร็จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3-14 (ต่อ) แสดงลักษณะของสายอากาศที่สร้างเสร็จ



รูป 3-15 วงจรไลเนียร์โหมดคอนโทรลที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เยี่ยมชมเว็บไซต์นี้เพื่อใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรมอดูเลเตอร์ของภาคส่ง

วงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้เป็นแบบโชนโทป ซึ่งลักษณะการทำงานได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 2.4.2.1 ในส่วนรายละเอียดวงจรได้แสดงไว้ในรูป 3-15

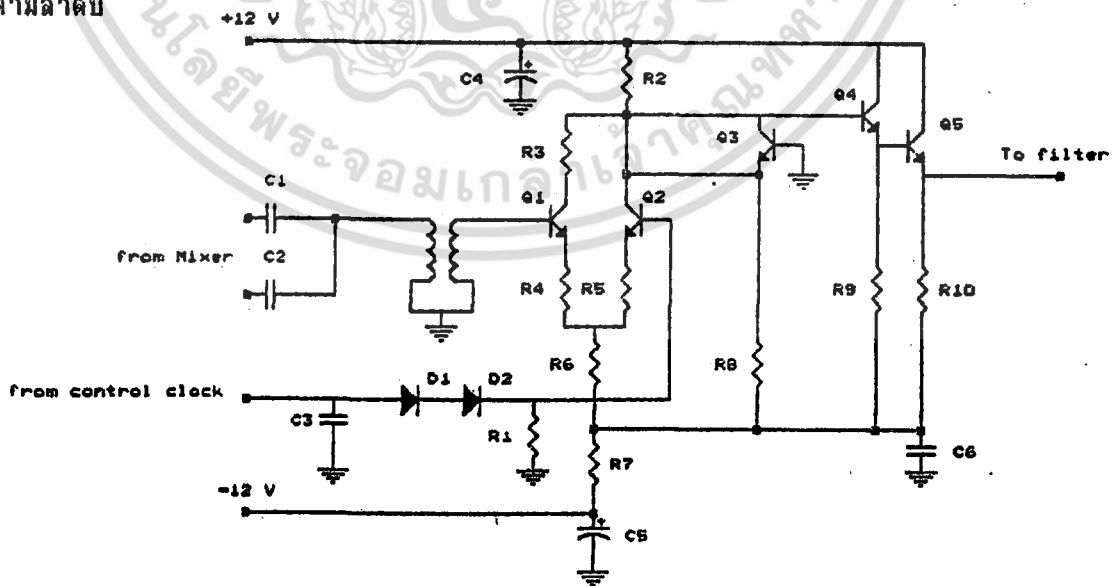
3.4 ภาครับ

เนื่องจากระบบเรดาร์ที่มีอยู่เป็นแบบจับวัตถุที่อยู่นิ่ง หรือเคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่ำมาก ซึ่งทำได้โดยการตรวจวัดแอมพลิจูดของสัญญาณสะท้อน การที่จะทำให้เป็นระบบเรดาร์แบบ MIT จึงต้องเพิ่มเติมวงจรดังต่อไปนี้

1. ตัวกำเนิดความถี่อ้างอิง
2. วงจรเปรียบเทียบเฟส
3. วงจรควบคุมความถี่อัตโนมัติ

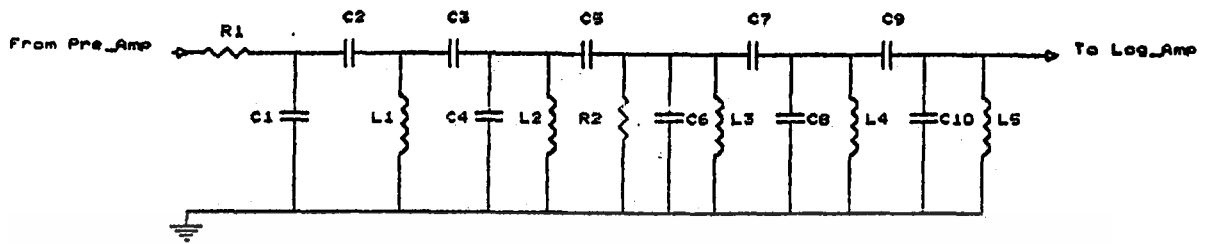
แต่เนื่องจากเวลาที่จำกัด เราจึงศึกษาและทดลองสร้างเฉพาะส่วนของ COHO ซึ่งรายละเอียด หลักการเบื้องต้น และส่วนประกอบต่างๆของมันจะถูกกล่าวไว้ในหัวข้อนี้

วงจรรภาครับของระบบเดิมประกอบด้วยวงจรหลัก 3 วงจรคือ วงจรขยายภาคแรก วงจรกรองสัญญาณและวงจรขยายแบบลอค ซึ่งแสดงในรูป 3-16 3-17 และ 3-18 ตามลำดับ

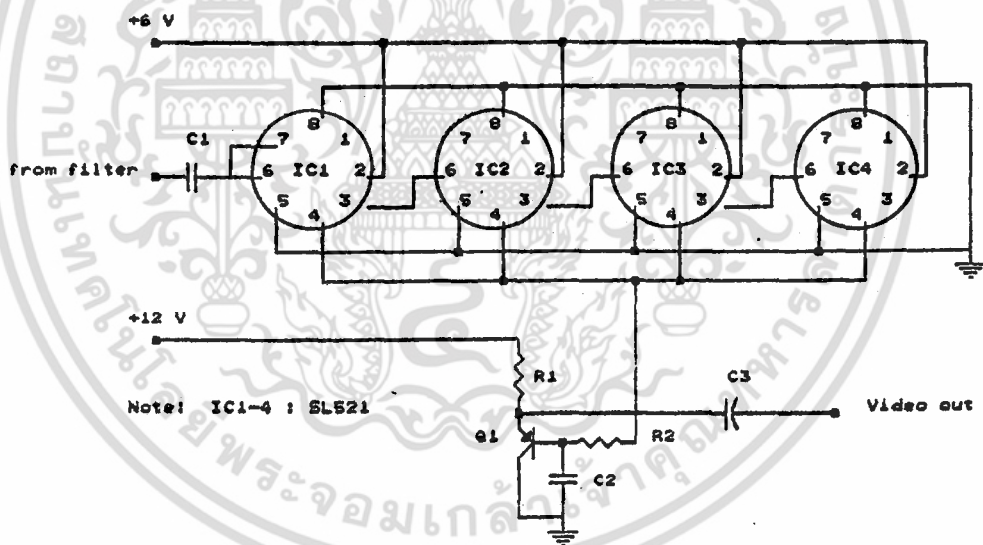


รูป 3-16 วงจรขยายภาคหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3-17 วงจรกรองสัญญาณ



รูป 3-18 วงจรขยายแบบล็อก

ตัวกำเนิดความถี่สัมพันธ์ (coherent oscillator: COHO) เนื่องจากสัญญาณ IF

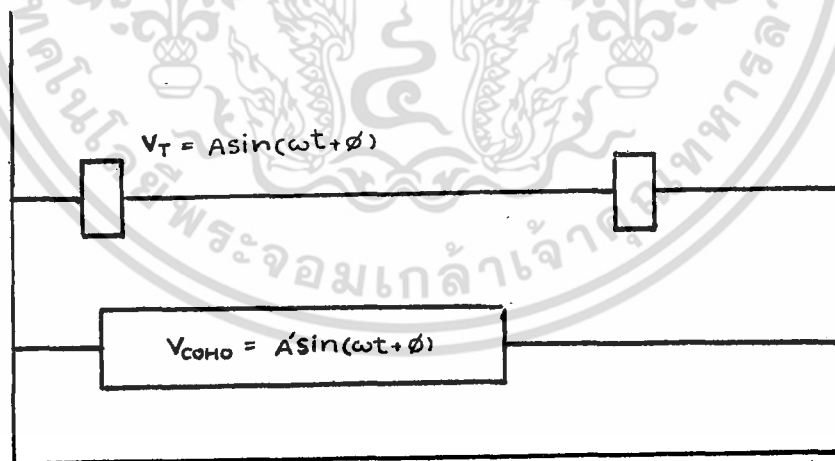
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ออกมาจากมิกเซอร์ภาคสัญญาณอ้างอิงเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆแล้วหายไป ก่อนจะมีสัญญาณสะท้อนกลับเข้ามาทางมิกเซอร์ภาครับ การเปรียบเทียบหาความต่างเฟสระหว่างสัญญาณส่งกับสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากเป้าจึงไม่สามารถทำได้โดยตรง จึงจำเป็นต้องหาวิธีการที่จะมีช่วงเวลาของสัญญาณอ้างอิงที่นานพอที่จะสามารถเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่สะท้อนกลับมาซึ่งเหตุผลดังกล่าวเป็นที่มาของหลักการของตัวกำเนิดความถี่อาพันธ์

โดยพื้นฐานแล้ว COHO เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณอิสระที่มีความถี่เดียวกับสัญญาณ IF ที่ออกมาจากมิกเซอร์ ซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณไมโครเวฟระหว่างแมกนีตรอนกับกันไดโอดซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวส่งและตัวกำเนิดสัญญาณอ้างอิงตามลำดับ จากวงจรภาครับที่มีอยู่คาดว่าความถี่ที่ออกมาจากมิกเซอร์มีค่าเท่ากับ 30MHz COHO ที่สร้างขึ้นมาจึงต้องกำเนิดสัญญาณความถี่ดังกล่าวแต่ต้องมีช่วงเวลายาวนานกว่าช่วงความกว้างของพัลส์ความถี่สูงที่ถูกส่งออกไปยังเป้า แต่จะไม่เกินช่วงระยะห่างระหว่างพัลส์และจะต้องเพียงพอที่จะทำให้พัลส์ที่สะท้อนกลับเข้ามาเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณจาก COHO ได้ดังแสดงในรูป 3-19

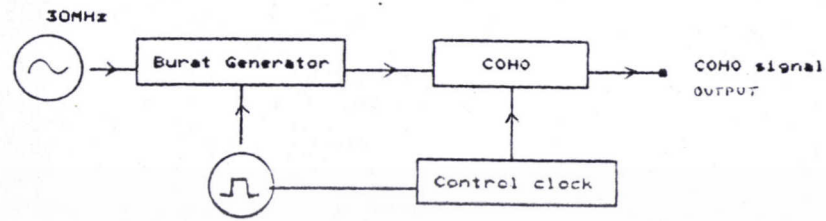
COHO ที่สร้างขึ้นจะต้องมีคุณสมบัติพิเศษดังต่อไปนี้

1. บังคับให้หยุดการกำเนิดความถี่ได้
2. มีความกว้างแถบแคบ กล่าวคือต้องมีความถี่คงที่ไม่ผิดเพี้ยน
3. จะต้องมีเฟสตรงกันกับสัญญาณการส่งที่ถูกส่งออกไป



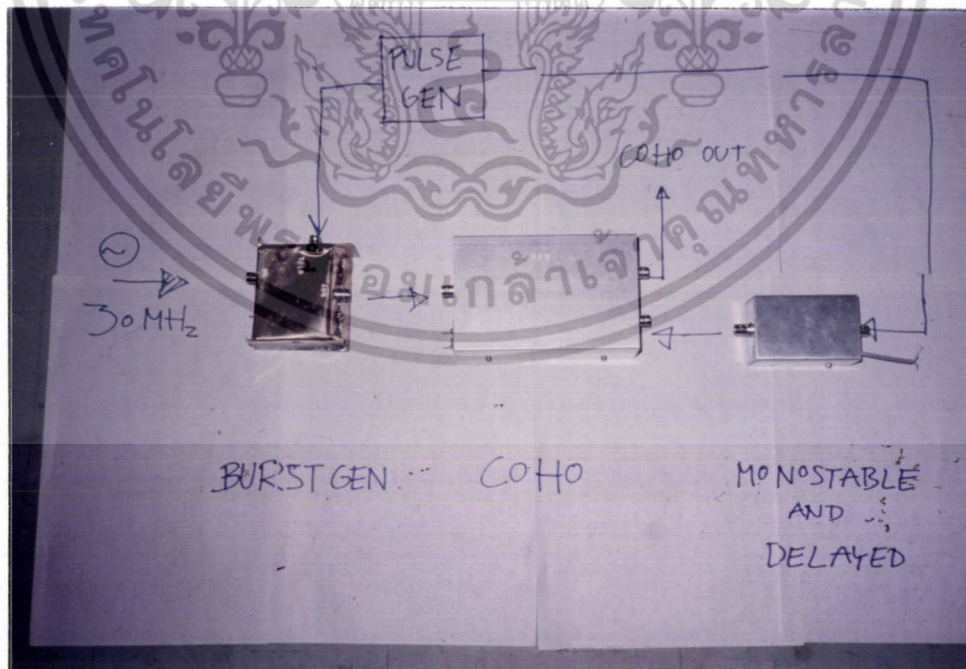
รูป 3-19 ลักษณะรูปสัญญาณจาก COHO เมื่อเทียบกับสัญญาณการส่ง

จากสมบัติของ COHO ทำให้เราได้รูปแบบของ COHO ตามรูปที่ 3-20



รูป 3-20 แสดงแผนผังและทิศสัญญาณด้านเข้าและด้านออกของ COHO

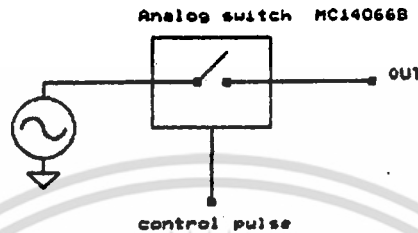
โดยที่การบังคับจังหวะการเริ่มและการหยุดของตัวกำเนิดสัญญาณจะใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุม(control clock) ความกว้างแถบของ COHO ขึ้นกับลักษณะของวงจรภายในและการมีเฟสตรงกันกับสัญญาณพัลซที่ถูกส่งออกไปนั้น จะใช้การกระตุ้นของสัญญาณจากมิกเซอร์ ซึ่งในที่นี้จะใช้สัญญาณจากตัวกำเนิดสัญญาณเบสท์(burst generator)เป็นตัวแทน และในส่วนของสัญญาณนาฬิกาควบคุมจะมาจากวงจรโมโนสเตเบิล(monostable)และวงจรหน่วง(delay)ที่มีตัวกำเนิดความถี่พัลซป้อนเข้าทางด้านเข้าดังรูป 3-21



รูป 3-21 แสดงรูปแบบการวางอุปกรณ์สำหรับการทดลองในส่วนของ COHO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกวนนำไปใช้

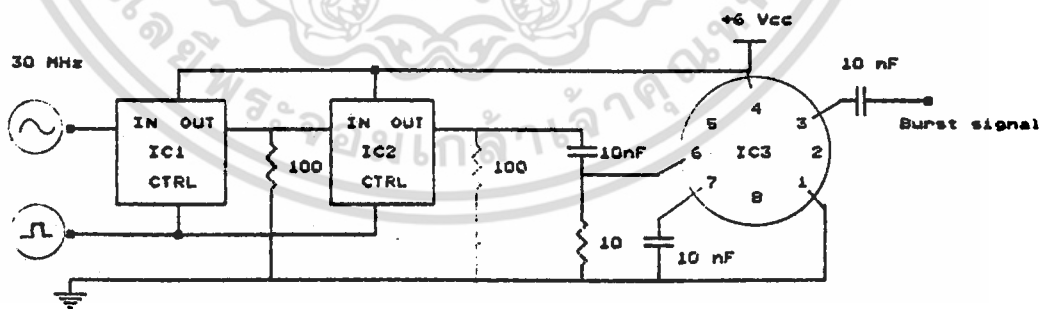
การสร้างตัวกำเนิดสัญญาณเบรชท์ เป็นการจำลองสัญญาณการส่งที่ออกมาจากมิกเซอร์ โดยใช้หลักการของอะนาล็อกสวิทช์กับการมอดูเลตแบบพัลส์ ดังรูป 3-22



รูป 3-22 แผงผังของการมอดูเลตแบบพัลส์

สัญญาณที่ออกมาจากอะนาล็อกสวิทช์จะอยู่ในรูปของสัญญาณเบรชท์ ซึ่งช่วงจังหวะของพัลส์ถูกกำหนดโดยสัญญาณควบคุมที่ป้อนให้ อะนาล็อกสวิทช์จะทำหน้าที่ปิด-เปิดตามช่วงเวลาของสัญญาณควบคุม

วงจรที่ใช้ในการทดลองของตัวกำเนิดสัญญาณเบรชท์แสดงในรูป 3-23



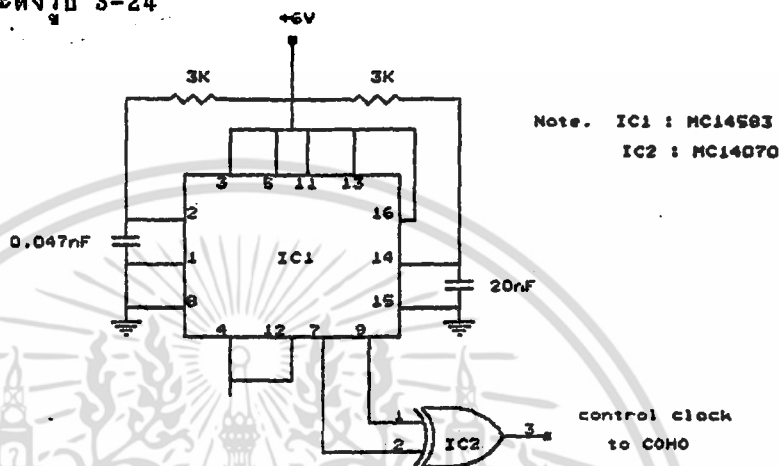
* IC3 : 5L 560

รูป 3-23 วงจรกำเนิดสัญญาณเบรชท์และภาคขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

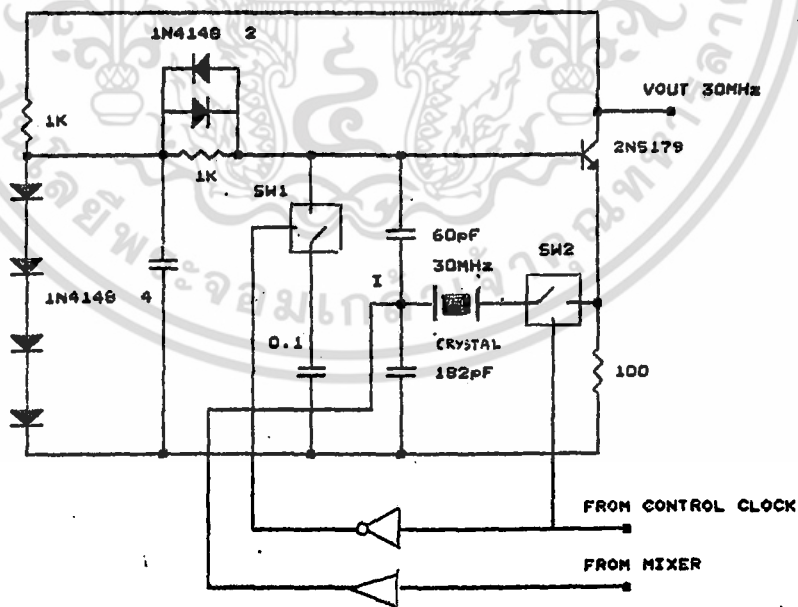
ส่วนในด้านสัญญาณนาฬิกาควบคุมสำหรับ COHO เราจะใช้หลักการของวงจรมอนอสเตเบิลที่มีการหน่วงเวลาไปเล็กน้อย เพื่อป้องกันการไม่คงที่ของเฟสจากการส่งในช่วงแรก ของแมกนีตรอน ช่วงเวลาการหน่วงกำหนดด้วยค่า RC

วงจรมอนอสเตเบิลมีลติไวเบอเรเตอร์และ OR เกท ที่ใช้เป็นฐานเวลาและวงจรหน่วงตามลำดับ มีลักษณะดังรูป 3-24



รูป 3-24 วงจรฐานเวลาและวงจรหน่วง

ส่วนวงจร COHO ที่ใช้ในการทดลองมีลักษณะดังรูป 3-25 ซึ่งมีพื้นฐานมาจากวงจร



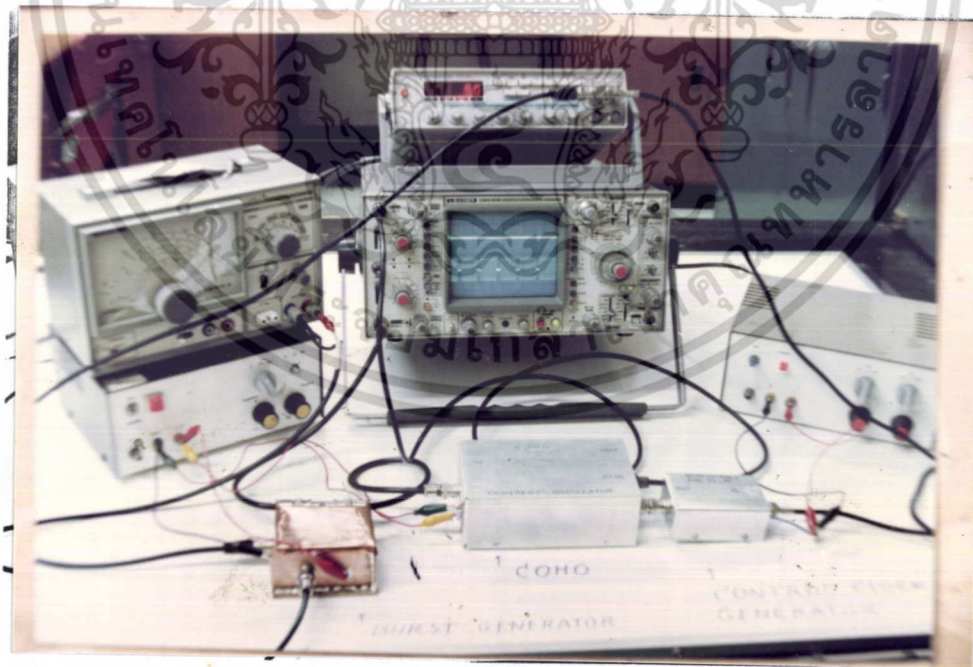
รูป 3-25 แสดงวงจร COHO (SW₁, SW₂ : MC14066B)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดความถี่แบบบัทเลอร์ (Buttler oscillator) โดยใช้คริสตัลความถี่ 30MHz เป็นกำเนิดความถี่ จากวงจรจะเห็นว่าใช้อะนาล็อกสวิตช์สองตัวทั้งนี้ไว้เพื่อให้ทำงานร่วมกัน

เพื่อบังคับให้ตัวกำเนิดความถี่หยุดทำงาน โดยปกติเมื่อสัญญาณควบคุมเป็นหนึ่งเข้าสู่ อะนาล็อกสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (SW1) ทำให้ตัวกำเนิดความถี่ทำงาน และเมื่อมีสถานะเป็นศูนย์ตัว -กำเนิดความถี่ก็จะหยุดทำงาน แต่ในทางปฏิบัติจะไม่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากความกว้างแถบที่ แฉกของของตัวกำเนิดความถี่เองถูกกำหนดด้วยค่า Q ที่สูงของ L และ C ทำให้ตัวกำเนิด ความถี่หยุดทำงานไม่ทัน เพื่อแก้ปัญหาจึงใช้พัลส์สถานะศูนย์ผ่านตัวอินเวอร์เตอร์เพื่อให้เป็น สถานะหนึ่งไปกระตุ้นทำให้อะนาล็อกสวิตช์ตัวที่สอง (SW2) ปิดและเกิดการกรองผ่านขึ้น จึง ทำให้ตัวกำเนิดความถี่หยุดการทำงานได้

แต่เพราะว่าเฟสของตัวกำเนิดความถี่ต้องตรงกับเฟสของสัญญาณการส่ง ซึ่งสามารถ ทำได้โดยการป้อนสัญญาณเบสซ์ที่จุด I เพื่อไปบังคับเฟสของตัวกำเนิดความถี่ให้เป็นไปตาม เฟสของสัญญาณเบสซ์ที่ป้อน ส่วนการวางอุปกรณ์ในการทดลองวงจร COHO อยู่ในรูป 3-26



รูป 3-26 แสดงการวางอุปกรณ์ทั้งหมดสำหรับการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลองของงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองการทำงานของอุปกรณ์หรือวงจร ทั้งจากในส่วนของระบบเดิมและส่วนที่เพิ่มเติมขึ้น ซึ่งได้แก่ สายอากาศ ภาคส่ง ตัว LO แบบกันไดโอด ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ และ ภาครับส่วน COHO

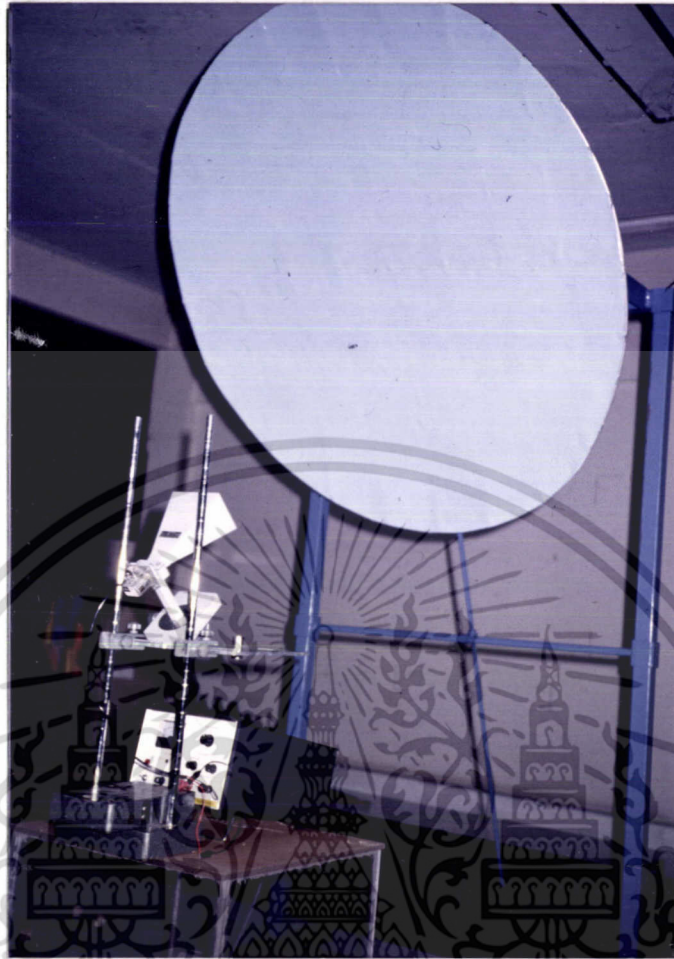
4.1 สายอากาศ

ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 ถึงคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศ แต่เนื่องจากคุณสมบัติในหลายหัวข้อต้องทำการทดลองกับระบบในสภาพการทำงานจริง ซึ่งเราไม่สามารถทำได้ ดังนั้นในส่วนนี้ เราจึงทำการทดลองเฉพาะการหาแพทเทอนของมัน โดยใช้ GUNN DIODE เป็นตัวส่งแทนหลอดแมกนีตรอน และใช้เครื่องวัดกำลังทางไมโครเวฟ วัดค่ากำลังคลื่นที่ตำแหน่งมุมอะซิมูตต่างๆโดยตรง รูป 4-1 แสดงรูปแบบการทดลองนี้ และผลการทดลองที่ได้แสดงไว้ในรูป 4-2 สำหรับระยะ ลังเกต 10 เมตร

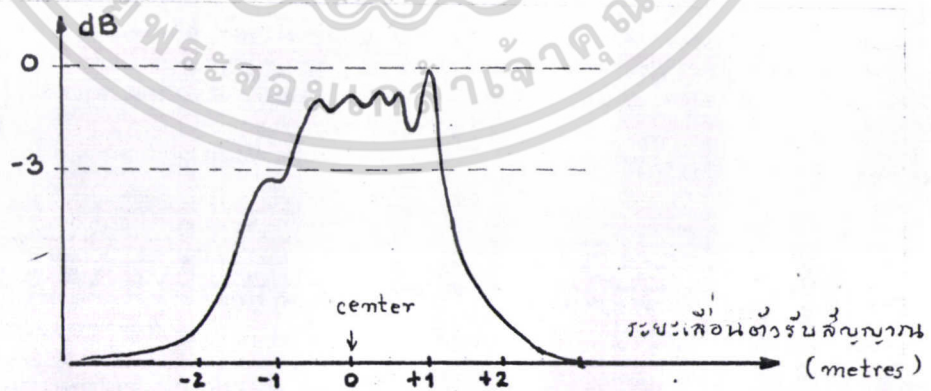


รูป 4-1 รูปแบบการทดลองหาแพทเทอนของสายอากาศสำหรับระนาบมุมอะซิมูต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4-1 (ต่อ) รูปแบบการทดลองหาแพทเทอนของสายอากาศสำหรับระนาบมุมเอซิมุส

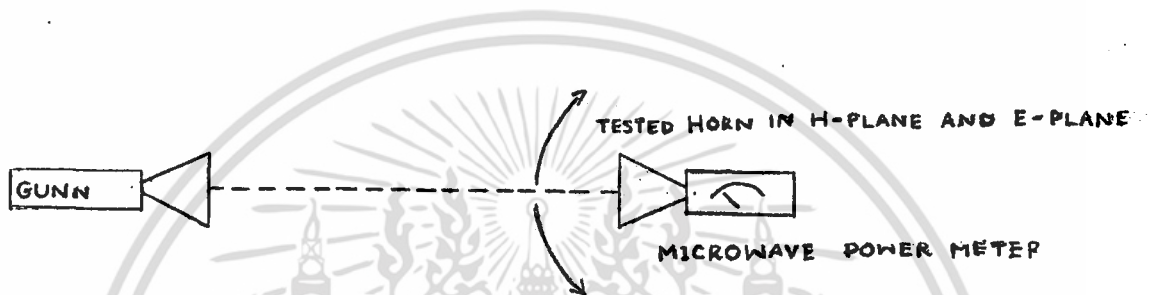


รูป 4-2 แสดงแพทเทอนที่ได้จากการทดลองในระนาบมุมเอซิมุส

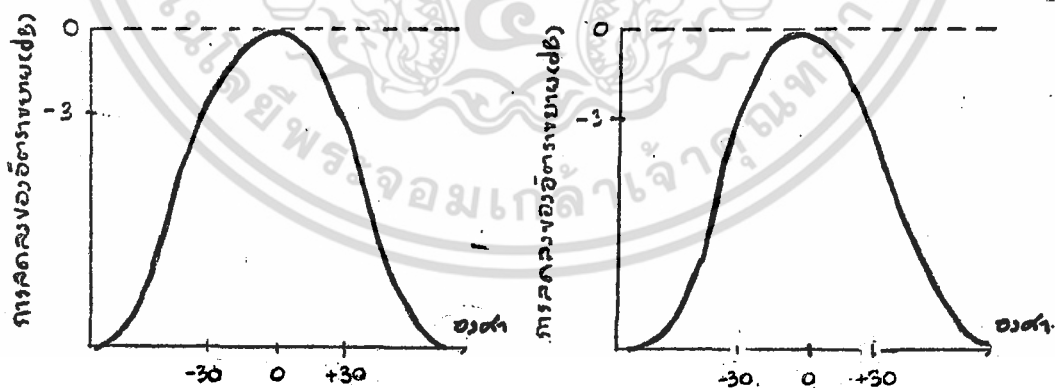
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การหาค่าครึ่งกำลังของฮอร์น

ในการออกแบบสายอากาศเราได้ประมาณว่า ตัวป้องกันภาครับจะสามารถทนค่าครึ่งกำลังจากคลื่นการส่งโดยไม่ทำให้เกิดความเสียหายแก่ภาครับ ในการทดลองนี้เราใช้การวัดกำลังคลื่นไมโครเวฟจากเครื่องวัดโดยตรง(รูป 4-3)แล้วทำการเปลี่ยนตำแหน่งมุมเพื่อหาค่ามุมครึ่งกำลังในระนาบ H และ E และผลที่ได้แสดงในรูป 4-4



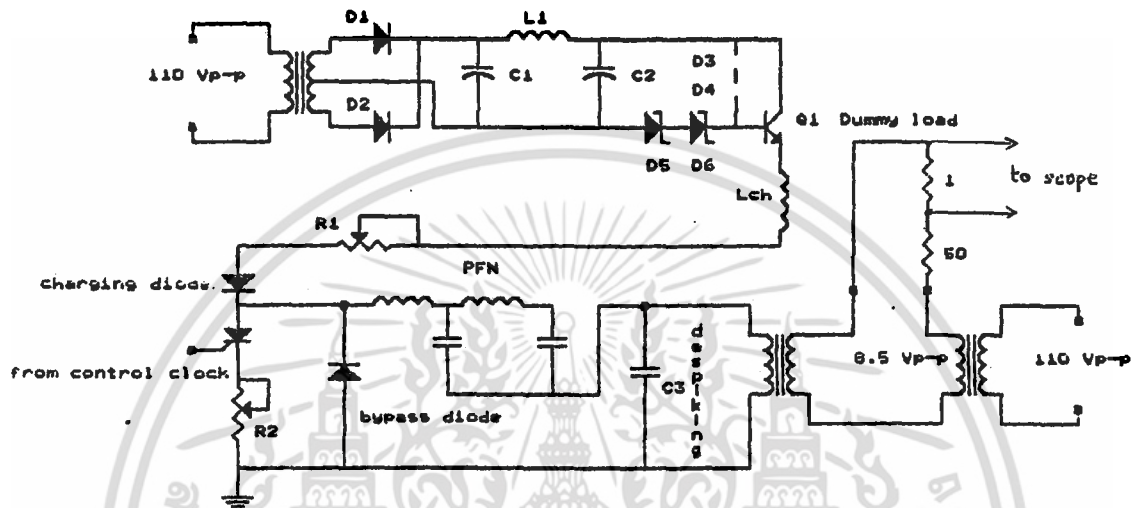
รูป 4-3 การทดลองหามุมครึ่งกำลังของฮอร์น



รูป 4-4 ค่ามุมครึ่งกำลังในระนาบ H (a) และระนาบ E (b) ที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองภาคส่ง



รูป 4-5 ภาคส่งที่ใช้ในการทดลอง

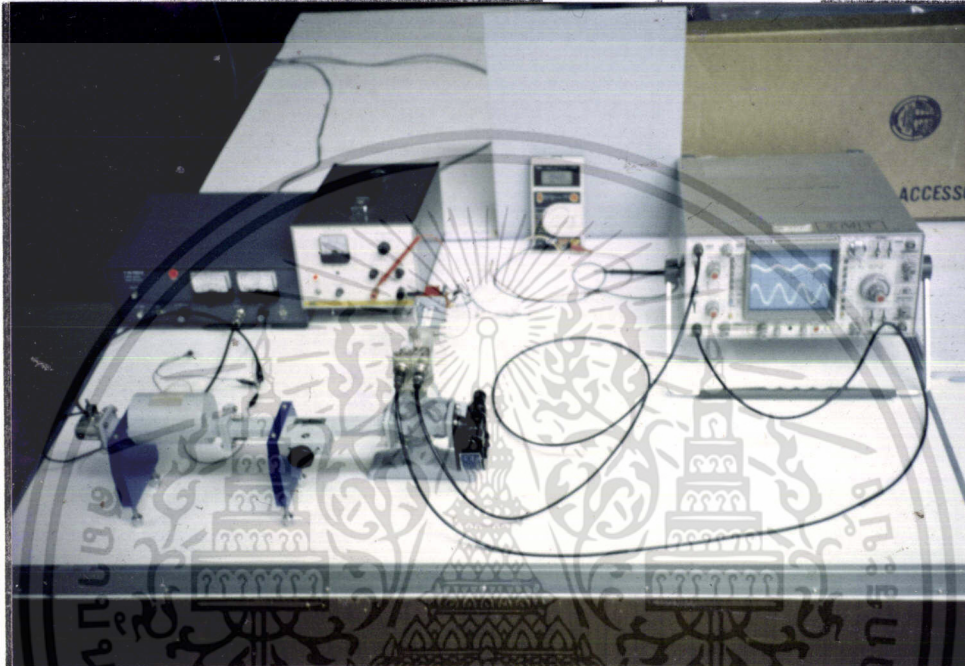
เนื่องจากภาคส่งจากระบบเรดาร์เดิมมีระบบการป้องกันต่างๆที่ค่อนข้างซับซ้อน เพื่อความสะดวกและเพื่อป้องกันหลอดแมกนีตรอนเสียหายหากวงจรเกิดการผิดพลาด เราจึงใช้วงจรสำหรับการทดลองการส่งดังรูป 4-5 โดยแทนหลอดแมกนีตรอนด้วยความต้านทานขนาด 50 โอห์ม ความจริงแล้วหลอดแมกนีตรอนเป็นอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น การทำเช่นนี้อาจทำให้ผลการทดลองที่ผิดพลาดไปบ้าง ผลการทดลองได้ค่ากำลังที่ผ่านตัวต้านทานเท่ากับ 4.151 kW ซึ่งต่ำกว่าค่าที่ควรจะเป็นที่ 9.5 kW ตามข้อมูลของหลอดแมกนีตรอน

4.4 ผลการทดลองหาความถี่ของกันันไดโอด

การทดลองในส่วนนี้ เราทำได้โดยการใช้การทดลองการหาค่ารั้งความยาวคลื่นจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธี VSWR ผลที่ได้คือ GUNN มีความถี่เท่ากับ 9.3 GHz



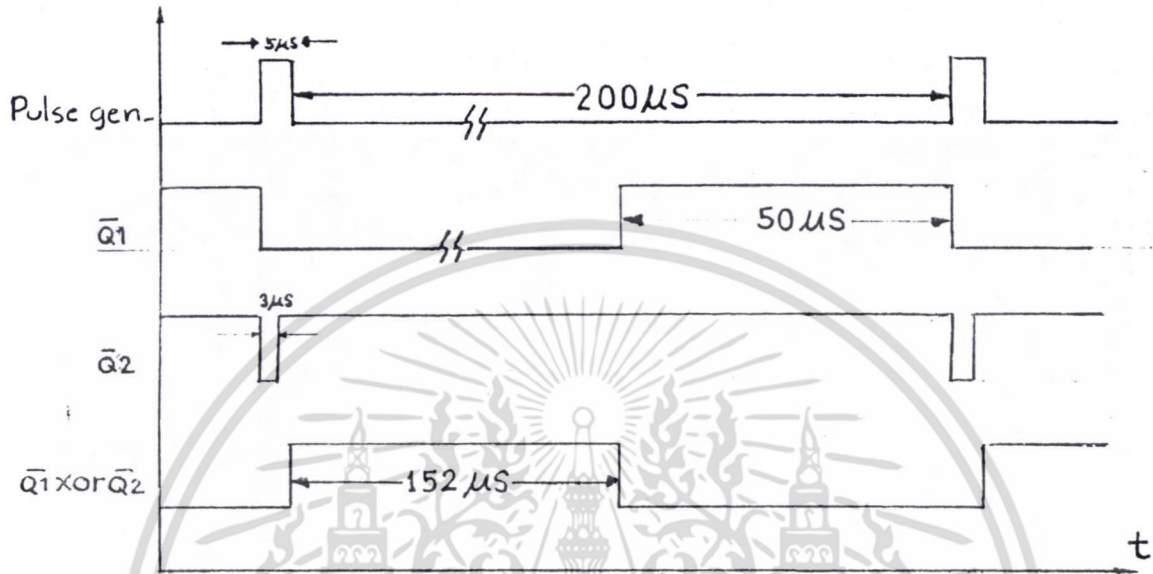
รูป 4-6 แสดงการทดลองการทำงานของมิกเซอร์

4.5 ผลการทดสอบมิกเซอร์

สำหรับการทดสอบการทำงานของมิกเซอร์แบบสมดุล สามารถทำได้โดยป้อนคลื่นไมโครเวฟจากกันดัไดโอดทางด้านเข้าจากตำแหน่งหลอดแมกนีตรอนและที่ตำแหน่งตัวกำเนิดความถี่ LO และตรวจจับคลื่นรวมที่ด้านออกของมิกเซอร์โดยตรง ลักษณะการทดลองและผลที่ได้แสดงในรูป 4-6

4.6 ผลการทดลองเฉพาะวงจรโมนอสเตเบิล แสดงดังรูป 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4-7 สัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆของวงจรโมนอสเตเบิล

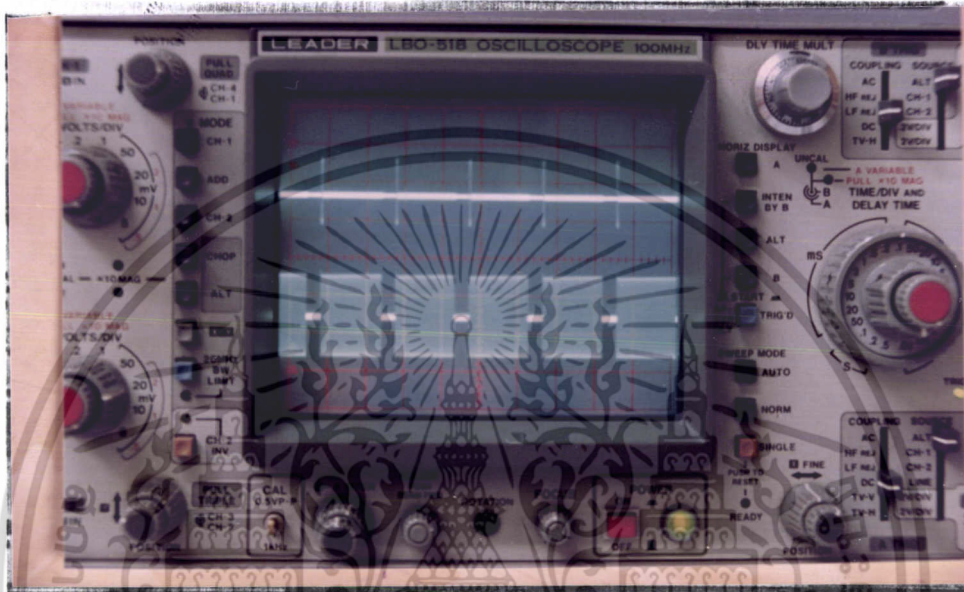


รูป 4-8 แสดงสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณเบิสท์(ล่าง) เทียบกับสัญญาณจาก ฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์

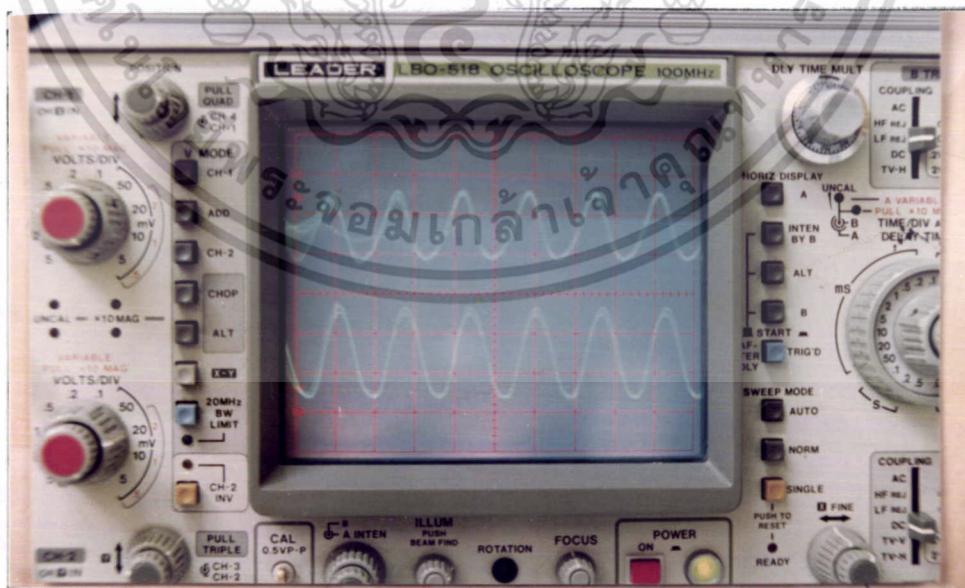
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 ผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณเบสท์ แสดงในรูป 4-8

4.8 ผลการทดลองวงจร COHO แสดงในรูป 4-9 โดยวงจร COHO ที่สร้างมีอัตราขยายประมาณ 16 dB และสำหรับการเปรียบเทียบเฟสสัญญาณทั้งสองแสดงในรูป 4-10



รูป 4-9 แสดงรูปสัญญาณจากวงจร COHO (ล่าง) เทียบกับสัญญาณจากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณเบสท์(บน)



รูป 4-10 การเทียบเฟสที่ได้จากวงจรถ่ายกำเนิดความถี่เบสท์(บน) และจากวงจร COHO (ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดข้างต้น จะเห็นว่าในขณะที่ระบบที่ทำการวิจัยยังไม่เสร็จสมบูรณ์ ยังมีอุปกรณ์และส่วนอื่นๆที่ยังไม่ได้ทำการวิจัยขึ้น หรือจัดหาไม่ได้ จึงไม่สามารถทำการทดลองจริงทั้งระบบ ในส่วนของระบบที่มีอยู่เดิมเราได้ทำการศึกษาแล้วบางส่วน แต่ยังมีบางส่วนที่ยังต้องศึกษาเพิ่มเติม การทำความเข้าใจกับระบบเดิมอย่างละเอียด และทดลองการทำงานอย่างเต็มรูปแบบ จะช่วยให้เรารู้ถึงประสิทธิภาพและลักษณะการทำงานของระบบเรดาร์ที่ใช้ในการทำงานจริง

สำหรับผลการทดลองต่างๆอาจสรุปได้ดังนี้

ภาคส่ง	วงจรไลน์ไทป์มอดูเลต	กำลังผ่านสูงสุดสำหรับโหลดความต้านทาน 50Ω เท่ากับ 4.151 kW
สายอากาศ	จานสะท้อน ตัวป้อนฮอร์น	* มุมอะซิมูตรีก่าลิ่งที่ 30° มุมเงยรีก่าลิ่งที่ 30°
ภาครับ	วงจร COHO วงจรจำลองสัญญาณการส่ง	30 MHz, 40 mV _{rms} ความกว้างพัลส์ 5 ns, 1 V _{rms}
	วงจรการหน่วงเวลา	ช่วงเวลาการหน่วงน้อยกว่า 0.1 S
	กัมมันต์ไดโอด	ความถี่ 9.3 GHz, ใช้กำลัง 34 mW
	วงจรขยายภาคแรก	*
	วงจรกรองสัญญาณ	*
	วงจรลดแอมป์	*

* ยังไม่สามารถทำการทดสอบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ในส่วนของอุปกรณ์ทางไมโครเวฟซึ่งต้องใช้การทดลองเท่านั้นจึงจะสามารถกำหนดคุณสมบัติของมันได้ สำหรับในส่วนของวงจรเนื่องจากทศกุ่มือเครื่องของระบบเดิมทำให้เราต้องทำการหาภาพรวมของวงจรทั้งหมดเอง ซึ่งอาจเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ รวมไปถึงปัญหาของการหาข้อมูลของอุปกรณ์บางตัวซึ่งหาไม่ได้ ทำให้ไม่สามารถศึกษาวงจรได้ทั้งหมด สำหรับข้อแนะนำในการวิจัยขั้นต่อไป จากการศึกษาในขั้นแรกนี้ทำให้เรารู้ถึงลักษณะและระดับสัญญาณด้านเข้าและด้านออกที่จำเป็นโดยประมาณเกือบทั้งหมด รวมไปถึงเส้นทางและลำดับการไหลของสัญญาณส่วนต่างๆของระบบ เราสามารถทดลองจริงกับระบบเดิมเพื่อศึกษาคุณสมบัติของอุปกรณ์บางตัวที่ไม่รู้ และรู้ถึงลักษณะและระดับของสัญญาณที่แน่นอนแล้ว จึงเริ่มทำการวิจัยในส่วนที่ยังขาดหายไปสำหรับการทำระบบเรดาร์แบบ MTI ต่อไป และในส่วนที่เพิ่มขึ้นแล้วเช่น สายอากาศ ยังจะต้องทำการศึกษาโดยละเอียดอีกครั้ง เนื่องจากในการคำนวณที่ทำไว้ยังไม่ได้รวมพารามิเตอร์อีกหลายตัว ซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของระบบอย่างมาก

บรรณานุกรม

1. อภินันท์ มัชฌานนท์ มารีนเรด้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร พ.ศ.2533
2. Dennis Roddy in Microwave Technology, Prentice-Hall,
Englewood cliffs, New Jersey, 1986
3. Jerry L.Eaves and Edward K. Rudy in Principles of-
Modern Radar, Van Nostrand Reinhold Company Inc.,
New York, 1987
4. Merrill I. Skolnik in Introduction to Radar System,
2th, McGRAW-HILL, Singapore, 1981
5. Merrill I. Sholnik in Radar Handbook, 2th,
R.R. Donnelly & Sons, 1990
6. Nadav Levanon in Radar Principles, John Wiley & Sons,
New York, 1988

ประวัติผู้แต่ง

นายสมชัย วิณสุนทรกุล เกิดเมื่อวันที่ 14 มกราคม พ.ศ. 2512 สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสวนกุหลาบวิทยาลัยในปี พ.ศ. 2530 เข้าศึกษาต่อในระดับอุดมศึกษาที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง คณะวิทยาศาสตร์ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์เมื่อปี พ.ศ. 2531 และสำเร็จการศึกษาในปี พ.ศ. 2534

นายชาคริก บุษยชาติพิสุทธิ์ เกิดเมื่อวันที่ 10 สิงหาคม พ.ศ. 2512 สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนวัดราชบพิธในปี พ.ศ. 2530 เข้าศึกษาต่อในระดับอุดมศึกษาที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง คณะวิทยาศาสตร์ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์เมื่อปี พ.ศ. 2531 และสำเร็จการศึกษาในปี พ.ศ. 2534



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

**CMOS SSI
QUAD EXCLUSIVE "OR" AND "NOR" GATES**

The MC14070B quad exclusive OR gate and the MC14077B quad exclusive NOR gate are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS logic gates find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired.

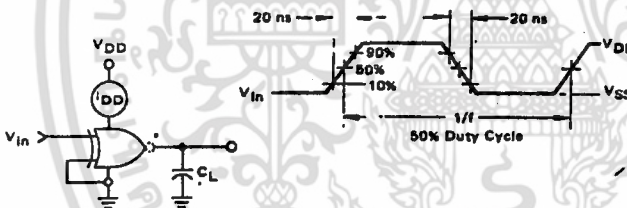
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- All Outputs Buffered
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Double Diode Protection on All Inputs
- MC14070B — Replacement for CD4030B and CD4070B Types
- MC14077B — Replacement for CD4077B Type

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	- 0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

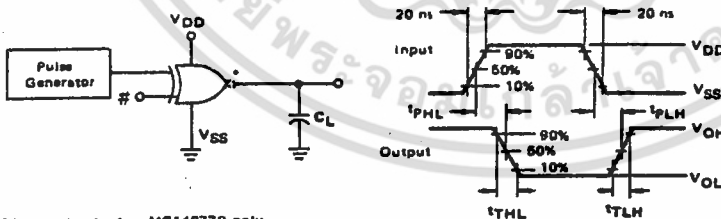
*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: Plastic "P" Package: - 12mW/°C from 65°C to 65°C
Ceramic "L" Package: - 12mW/°C from 100°C to 125°C

FIGURE 1 — POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



*Inverted output on MC14077B only.

FIGURE 2 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



* Inverted output on MC14077B only.
Connect unused input to V_{DD} for MC14070B, to V_{SS} for MC14077B.

MC14070B

QUAD EXCLUSIVE "OR" GATE

MC14077B

QUAD EXCLUSIVE "NOR" GATE



CASE 632
L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE



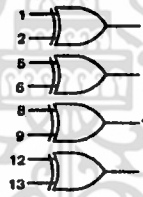
CASE 646
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE

ORDERING INFORMATION

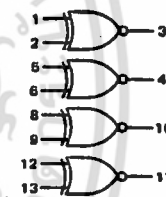
A Series: - 55°C to + 125°C
MC14XXXBAL (Ceramic Package Only)

C Series: - 40°C to + 85°C
MC14XXXBCP (Plastic Package)
MC14XXXBCL (Ceramic Package)

MC14070B
Quad Exclusive OR
Gate

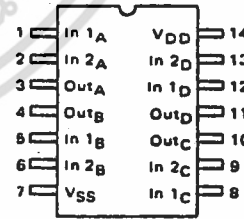


MC14077B
Quad Exclusive NOR
Gate



V_{DD} = Pin 14
V_{SS} = Pin 7
(Both Devices)

PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14070B•MC14077B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	T _{low} *		25°C			T _{high} *		Unit
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max	
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage V _{in} = 0 or V _{DD}	"0" Level V _{IL} (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V _{IH} (V _O = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 Vdc)	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device) Source (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mA _{dc}
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—	
		10	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—	
		15	-4.2	—	-3.4	-8.8	—	-2.4	—	
	Sink (V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—
			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—
Output Drive Current (CL/CP Device) Source (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	I _{OH}	5.0	-2.5	—	-2.1	-4.2	—	-1.7	—	mA _{dc}
		5.0	-0.52	—	-0.44	-0.88	—	-0.36	—	
		10	-1.3	—	-1.1	-2.25	—	-0.9	—	
		15	-3.6	—	-3.0	-8.8	—	-2.4	—	
	Sink (V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	I _{OL}	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—
			10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—
Input Current (AL Device)	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA _{dc}
		15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	
		15	—	—	—	—	—	—	—	
Input Current (CL/CP Device)	I _{in}	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μA _{dc}
		15	—	—	—	—	—	—	—	
		15	—	—	—	—	—	—	—	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
		—	—	—	—	—	—	—	—	
		—	—	—	—	—	—	—	—	
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μA _{dc}
		10	—	0.50	—	0.0010	0.50	—	15	
		15	—	1.00	—	0.0015	1.00	—	30	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	1.0	—	0.0005	1.0	—	7.5	μA _{dc}
		10	—	2.0	—	0.0010	2.0	—	15	
		15	—	4.0	—	0.0015	4.0	—	30	
Total Supply Current** (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (0.3 μA/kHz) f + I _{DD}							μA _{dc}
		10	I _T = (0.6 μA/kHz) f + I _{DD}							
		15	I _T = (0.9 μA/kHz) f + I _{DD}							
Output Rise and Fall Times** (C _L = 50 pF) †TLH, †THL = (1.35 ns/pF) C _L + 33 ns †TLH, †THL = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns †TLH, †THL = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	†TLH, †THL	5.0	—	—	—	100	200	—	—	ns
		10	—	—	—	50	100	—	—	
		10	—	—	—	50	100	—	—	
		15	—	—	—	40	80	—	—	
Propagation Delay Times** (C _L = 50 pF) ‡PLH, ‡PHL = (0.90 ns/pF) C _L - 130 ns ‡PLH, ‡PHL = (0.38 ns/pF) C _L - 57 ns ‡PLH, ‡PHL = (0.26 ns/pF) C _L - 37 ns	‡PLH, ‡PHL	5.0	—	—	—	175	350	—	—	ns
		10	—	—	—	75	150	—	—	
		10	—	—	—	75	150	—	—	
		15	—	—	—	65	110	—	—	

*T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.
 *T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50\text{ pF}) + (C_L - 50) V_{in}$$

Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

QUAD ANALOG SWITCH/QUAD MULTIPLEXER

The MC14066B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. This quad bilateral switch is useful in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

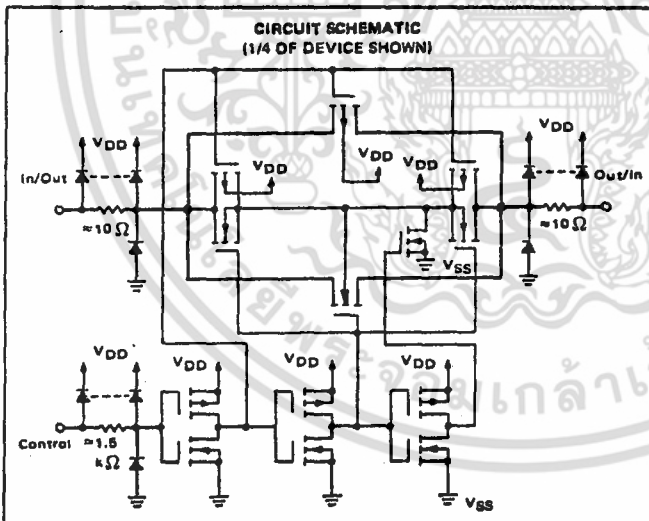
The MC14066B is designed to be pin-for-pin compatible with the MC14016B, but has much lower ON resistance. Input voltage swings as large as the full supply voltage can be controlled via each independent control input.

- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Linearized Transfer Characteristics
- Low Noise – 12 nV/√Cycle, $f \geq 1$ kHz typical
- Pin-for-Pin Replacement for CD4016, CD4066, MC14016B
- For Lower RON, Use The HC4066 High-Speed CMOS Device

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to VSS)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in}	Input Current (DC or Transient), per Control Pin	± 10	mA
I _{sw}	Switch Through Current	± 25	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
 †Temperature Derating: Plastic "P" Package: -12mW/°C from 65°C to 85°C
 Ceramic "L" Package: -12mW/°C from 100°C to 125°C



CMOS SSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

QUAD ANALOG SWITCH QUAD MULTIPLEXER



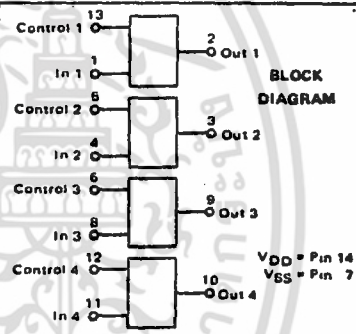
L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

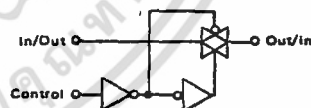
ORDERING INFORMATION

A Series: -55°C to +125°C
 MC14XXXBAL (Ceramic Package Only)

C Series: -40°C to +85°C
 MC14XXXBCP (Plastic Package)
 MC14XXXBCL (Ceramic Package)



LOGIC DIAGRAM AND TRUTH TABLE (1/4 OF DEVICE SHOWN)



Control	Switch	Logic Diagram Restrictions
0 = VSS	OFF	VSS ≤ V _{in} ≤ VDD
1 = VDD	ON	VSS ≤ V _{out} ≤ VDD

MC14066B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V _{DD}	Test Conditions	T _{low} ^a		25°C			T _{high} ^a		Unit
				Min	Max	Min	Typ ^b	Max	Min	Max	
SUPPLY REQUIREMENTS (Voltages Referenced to V_{SS})											
Power Supply Voltage Range	V _{DD}	—		3	18	3	—	18	3	18	V
Quiescent Current Per Package (AL Device)	I _{DD}	5	Control Inputs: V _{in} = V _{SS} or V _{DD} ; Switch I/O: V _{SS} ≤ V _{I/O} ≤ V _{DD} ; and ΔV _{switch} ≤ 500 mV ^{**}	—	0.25	—	0.005	0.25	—	7.5	μA
		10		—	0.50	—	0.010	0.50	—	15	
		15		—	1.00	—	0.015	1.00	—	30	
Quiescent Current Per Package (CL/CP Device)	I _{DD}	5	Control Inputs: V _{in} = V _{SS} or V _{DD} ; Switch I/O: V _{SS} ≤ V _{I/O} ≤ V _{DD} ; and ΔV _{switch} ≤ 500 mV ^{**}	—	1.0	—	0.005	1.0	—	7.5	μA
		10		—	2.0	—	0.010	2.0	—	15	
		15		—	4.0	—	0.015	4.0	—	30	
Total Supply Current (Dynamic Plus Quiescent, Per Package)	I _{DD(AV)}	5 10 15	T _A = 25°C only (The channel component, (V _{in} - V _{OUT}) R _{ON} , is not included.)	T _{YPICAL}			(0.07 μA/kHz) × I _{DD} (0.20 μA/kHz) × I _{DD} (0.36 μA/kHz) × I _{DD}			μA	
CONTROL INPUTS (Voltages Referenced to V_{SS})											
Low-Level Input Voltage	V _{IL}	5	R _{ON} = per spec. I _{off} = per spec.	—	15	—	2.25	15	—	15	V
		10		—	30	—	4.50	30	—	30	
		15		—	40	—	6.75	40	—	40	
High-Level Input Voltage	V _{IH}	5	R _{ON} = per spec. I _{off} = per spec.	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V
		10		7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15		11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Input Leakage Current (AL Device)	I _{in}	15	V _{in} = 0 or V _{DD}	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA
Input Leakage Current (CL/CP Device)	I _{in}	15	V _{in} = 0 or V _{DD}	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μA
Input Capacitance	C _{in}	—		—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
SWITCHES IN AND OUT (Voltages Referenced to V_{SS})											
Recommended Peak-to-Peak Voltage Into or Out of the Switch	V _{I/O}	—	Channel On or Off	0	V _{DD}	0	—	V _{DD}	0	V _{DD}	V _{p-p}
Recommended Static or Dynamic Voltage Across the Switch ^{**} (Figure 1)	ΔV _{switch}	—	Channel On	0	600	0	—	600	0	300	mV
Output Offset Voltage	V _{OO}	—	V _{in} = 0 V, No load	—	—	—	10	—	—	—	μV
ON Resistance (AL Device)	R _{ON}	5	ΔV _{switch} ≤ 500 mV ^{**} , V _{in} = V _{IL} or V _{IH} (Control), and V _{in} = 0 to V _{DD} (Switch)	—	800	—	250	1050	—	1300	Ω
		10		—	400	—	120	500	—	550	
		15		—	220	—	80	280	—	320	
ON Resistance (CL/CP Device)	R _{ON}	5	ΔV _{switch} ≤ 500 mV ^{**} , V _{in} = V _{IL} or V _{IH} (Control), and V _{in} = 0 to V _{DD} (Switch)	—	880	—	250	1050	—	1200	Ω
		10		—	450	—	120	500	—	520	
		15		—	250	—	80	280	—	300	
Δ ON Resistance Between Any Two Channels in the Same Package	ΔR _{ON}	5		—	70	—	25	70	—	135	Ω
		10		—	50	—	10	50	—	95	
		15		—	45	—	10	45	—	85	
Off-Channel Leakage Current (AL Device) (Figure 6)	I _{off}	15	V _{in} = V _{IL} or V _{IH} (Control) Channel to Channel or Any One Channel	—	±100	—	±0.05	±100	—	±1000	nA
Off-Channel Leakage Current (CL/CP Device) (Figure 6)	I _{off}	15	V _{in} = V _{IL} or V _{IH} (Control) Channel to Channel or Any One Channel	—	±300	—	±0.05	±300	—	±1000	nA
Capacitance, Switch I/O	C _{I/O}	—	Switch Off	—	—	—	10	15	—	—	pF
Capacitance, Feedthrough (Switch Off)	C _{I/O}	—		—	—	—	0.47	—	—	—	pF

^a T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.

T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

^b Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes, but is intended as an indication of the IC's potential performance.

^{**} For voltage drops across the switch (ΔV_{switch}) > 600 mV (> 300 mV at high temperature), excessive V_{DD} current may be drawn, i.e. the current out of the switch may contain both V_{DD} and switch input components. The reliability of the device will be unaffected unless the Maximum Ratings are exceeded. (See first page of this data sheet.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* ($C_L = 50$ pF, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

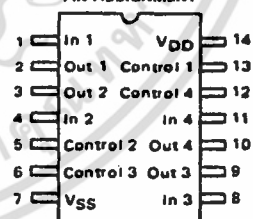
Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ #	Max	Unit	
Propagation Delay Times $V_{SS} = 0$ Vdc Input to Output ($R_L = 10$ k Ω) $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.17 \text{ ns/pF}) C_L + 15.5 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.08 \text{ ns/pF}) C_L + 6.0 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 4.0 \text{ ns}$ Control to Output ($R_L = 1$ k Ω) (Figure 2) Output "1" to High Impedance Output "0" to High Impedance High Impedance to Output "1" High Impedance to Output "0"	t_{PLH}, t_{PHL}	5.0 10 15	— — —	20 10 7.0	40 20 15	ns	
	t_{PHZ}	5.0 10 15	— — —	40 35 30	80 70 60	ns	
	t_{PLZ}	5.0 10 15	— — —	40 35 30	80 70 60	ns	
	t_{PZH}	5.0 10 15	— — —	60 20 15	120 40 30	ns	
	t_{PZL}	5.0 10 15	— — —	60 20 15	120 40 30	ns	
	Second Harmonic Distortion $V_{SS} = -5$ Vdc $(V_{in} = 1.77$ Vdc, RMS Centered @ 0.0 Vdc, $R_L = 10$ k Ω , $f = 1.0$ kHz)	—	5.0	—	0.1	—	%
	Bandwidth (Switch ON) (Figure 3) $V_{SS} = -5$ Vdc $(R_L = 1$ k Ω , $20 \text{ Log } \frac{V_{out}}{V_{in}} = -3$ dB, $C_L = 50$ pF, $V_{in} = 5$ V _{p-p})	—	5.0	—	65	—	MHz
	Feedthrough Attenuation (Switch OFF) $V_{SS} = -5$ Vdc $(V_{in} = 5$ V _{p-p} , $R_L = 1$ k Ω , $f_{in} = 1.0$ MHz) (Figure 3)	—	5.0	—	-50	—	dB
	Channel Separation (Figure 4) $V_{SS} = -5$ Vdc $(V_{in} = 5$ V _{p-p} , $R_L = 1$ k Ω , $f_{in} = 8.0$ MHz) (Switch A ON, Switch B OFF)	—	5.0	—	-50	—	dB
	Crosstalk, Control Input to Signal Output (Figure 5) $V_{SS} = -5$ Vdc $(R_1 = 1$ k Ω , $R_L = 10$ k Ω , Control $t_{TLH} = t_{THL} = 20$ ns)	—	5.0	—	300	—	mV _{p-p}

*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.
 #Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

TEST CIRCUITS

FIGURE 1 — ΔV ACROSS SWITCH

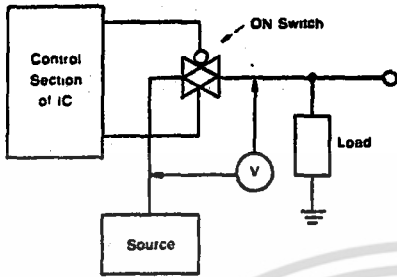


FIGURE 2 — TURN-ON DELAY TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

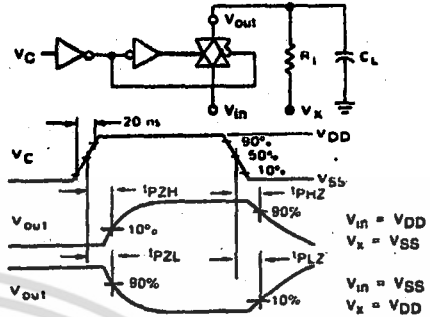


FIGURE 3 — BANDWIDTH AND FEEDTHROUGH ATTENUATION

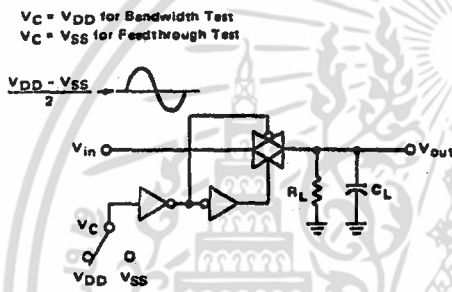


FIGURE 4 — CHANNEL SEPARATION

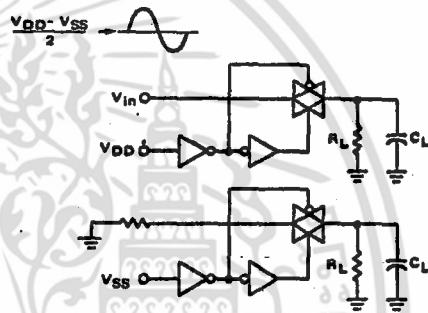


FIGURE 5 — CROSSTALK, CONTROL TO OUTPUT

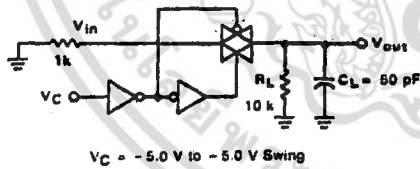
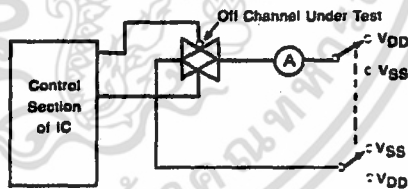


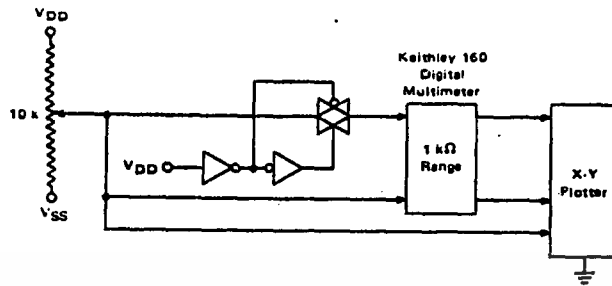
FIGURE 6 — OFF CHANNEL LEAKAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

FIGURE 7 - CHANNEL RESISTANCE (R_{ON}) TEST CIRCUIT



TYPICAL RESISTANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 8 - $V_{DD} = 7.5 \text{ V}$, $V_{SS} = -7.5 \text{ V}$

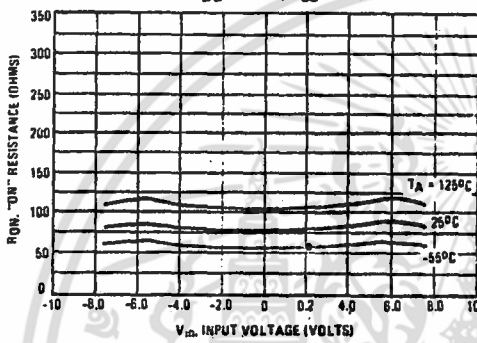


FIGURE 9 - $V_{DD} = 5.0 \text{ V}$, $V_{SS} = -5.0 \text{ V}$

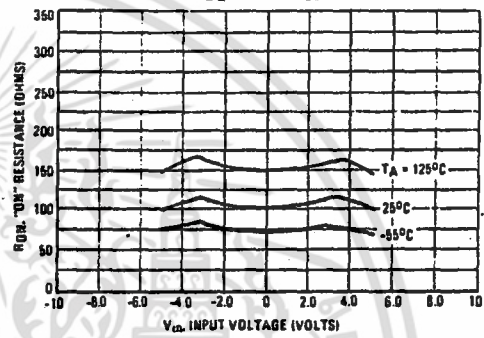


FIGURE 10 - $V_{DD} = 2.5 \text{ V}$, $V_{SS} = -2.5 \text{ V}$

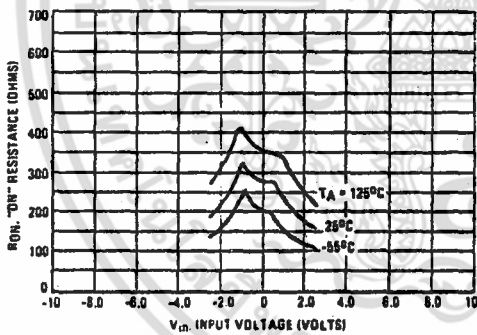
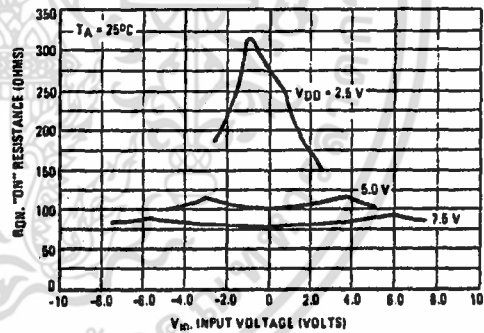


FIGURE 11 - COMPARISON AT 25°C, $V_{DD} = -V_{SS}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

APPLICATIONS INFORMATION

Figure A illustrates use of the Analog Switch. The 0-to-5 volt digital control signal is used to directly control a 5 volt peak-to-peak analog signal.

The digital control logic levels are determined by V_{DD} and V_{SS} . The V_{DD} voltage is the logic high voltage; the V_{SS} voltage is logic low. For the example, $V_{DD} = +5\text{ V} = \text{logic high}$ at the control inputs; $V_{SS} = \text{GND} = 0\text{ V} = \text{logic low}$.

The maximum analog signal level is determined by V_{DD} and V_{SS} . The analog voltage must not swing higher than V_{DD} or lower than V_{SS} .

The example shows a 5 volt peak-to-peak signal which allows no margin at either peak. If voltage transients above V_{DD} and/or below V_{SS} are anticipated on the analog channels, external diodes (D_x) are recommended as shown in Figure B. These diodes should be small signal types able to absorb the maximum anticipated current surges during clipping.

The *absolute* maximum potential difference between V_{DD} and V_{SS} is 18.0 volts. Most parameters are specified up to 15 volts which is the *recommended* maximum difference between V_{DD} and V_{SS} .

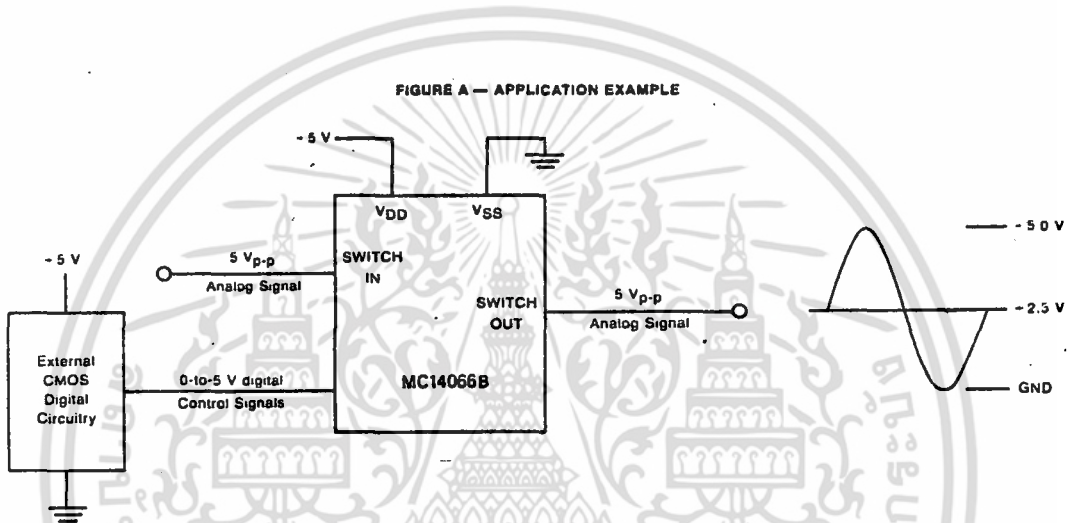
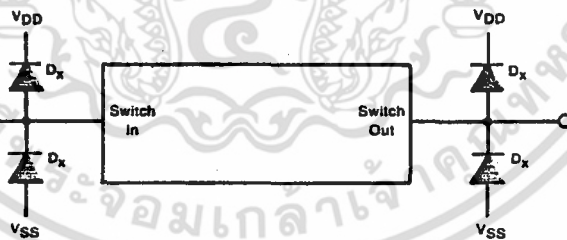


FIGURE B — EXTERNAL GERMANIUM OR SCHOTTKY CLIPPING DIODES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SL521

140MHz WIDEBAND LOG AMPLIFIER

The SL521A, B and C are bipolar monolithic integrated circuit wideband amplifiers, intended primarily for use in successive detection logarithmic IF strips, operating at centre frequencies between 10MHz and 100MHz. The devices provide amplification, limiting and rectification, are suitable for direct coupling and incorporate supply line decoupling. The mid-band voltage gain of the SL521 is typically 12dB (4 times). The SL521A, B and C differ mainly in the tolerance of voltage gain and upper cut-off frequency.

The device is also available as the SL521AC which has guaranteed operation over the full Military Temperature Range and is screened to MIL-STD-883C Class B. Data is available separately.

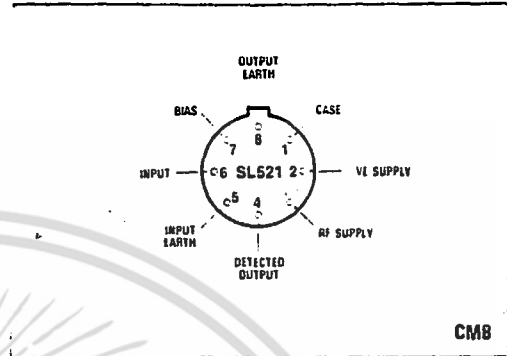


Fig. 1 Pin connections - bottom view

FEATURES

- Well-Defined Gain
- 4dB Noise Figure
- High I/P Impedance
- Low O/P Impedance
- 165MHz Bandwidth
- On-Chip Supply Decoupling
- Low External Component Count

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Non-simultaneous)

Storage temperature range	-55°C to +175°C
Chip operating temperature	-175°C
Chip-to-ambient thermal resistance	250°C/W
Chip-to-case thermal resistance	80°C/W
Maximum instantaneous voltage at video output	+12V
Supply voltage	+9V

ORDERING INFORMATION

SL521 A CM	SL521 BB CM
SL521 B CM	SL521 CB CM
SL521 C CM	SL521 AC CM
SL521 AB CM	SL521 A BSS2 CM

APPLICATIONS

- Logarithmic IF Strips with Gains up to 108dB and Linearity better than 1dB

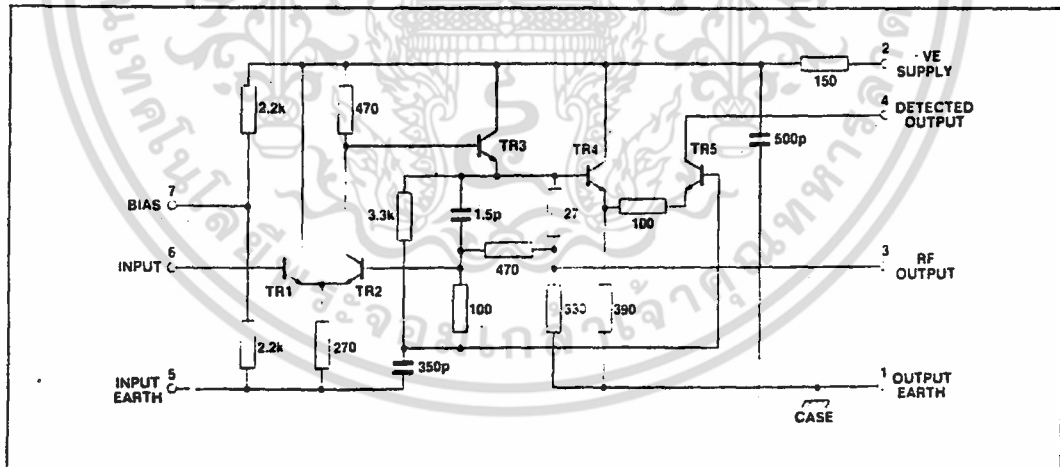


Fig. 2 Circuit diagram - SL521

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

Temperature = $+22^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$

Supply voltage = +6V

DC connection between input and bias pins.

Characteristic	Circuit	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Voltage gain, $f = 30\text{MHz}$	A	11.5		12.5	dB	10 ohms source, 8pF load
	B	11.3		12.7	dB	
	C	11.0		13.0	dB	
Voltage gain, $f = 60\text{MHz}$	A	11.3		12.7	dB	
	B	11.0		13.0	dB	
	C	10.7		13.3	dB	
Upper cut-off frequency (Fig. 3)	A	150	170		MHz	10 ohms source, 8pF load
	B	140	170		MHz	
	C	130	170		MHz	
Lower cut-off frequency (Fig. 3)	ABC		5	7	MHz	10 ohms source, 8pF load
Propagation delay	ABC		2		ns	
Maximum rectified video output current (Fig. 4 and 5)	A	1.00		1.10	mA	$f = 60\text{MHz}$, 0.5V rms input
	B	0.95		1.15	mA	
	C	0.90		1.20	mA	
Variation of gain with supply voltage	ABC		0.7		dB/V	
Variation of maximum rectified output current with supply voltage	ABC		25		%/V	
Maximum input signal before overload	ABC	1.8	1.9		V rms	See note below
Noise figure (Fig. 6)			4	5.25	dB	$f = 60\text{MHz}$, $R_s = 450\text{ohms}$
Supply current	A	12.5	15.0	18.0	mA	
	B	12.5	15.0	18.0	mA	
	C	11.5	15.0	19.0	mA	
Maximum RF output voltage			1.2		Vp-p	

Note: Overload occurs when the input signal reaches a level sufficient to forward bias the base-collector junction to TR1 on peaks

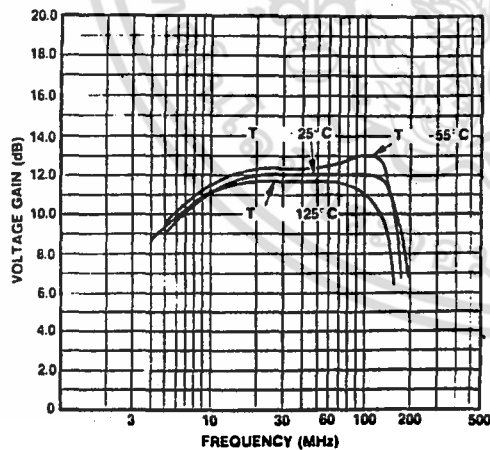


Fig.3 Voltage gain v. frequency (typical)

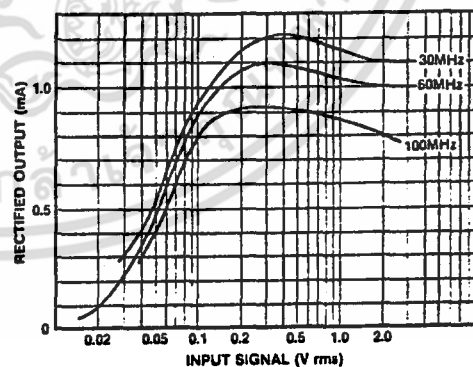


Fig.4 Rectified output current v. input signal (typical)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SL521

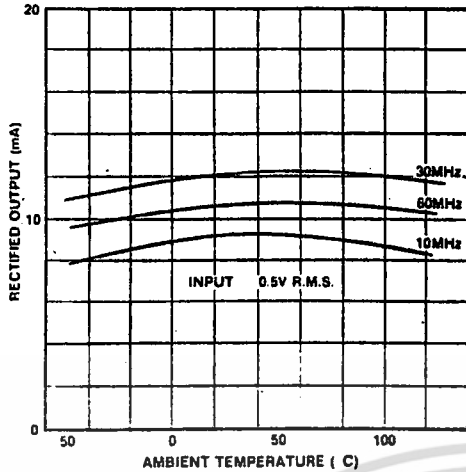


Fig 5 Maximum rectified output current v. temperature (typical)

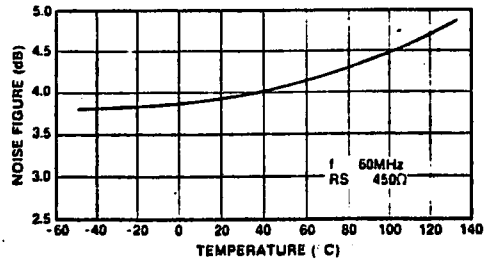


Fig.6 Noise figure v. temperature (typical)

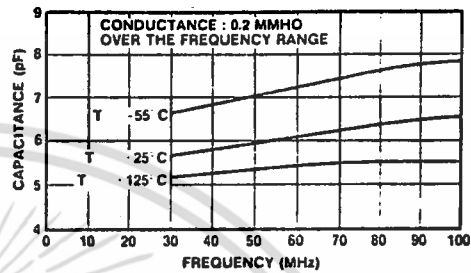


Fig.7 Input admittance with open-circuit output (typical)

OPERATING NOTES

The amplifiers are intended for use directly coupled, as shown in Fig 8.

The seventh stage in an untuned cascade will be giving virtually full output on noise.

Noise may be reduced by inserting a single tuned circuit in the chain. As there is a large mismatch between stages a simple shunt or series circuit cannot be used. The choice of network is also controlled by the need to avoid distorting the logarithmic law, the network must give unity voltage transfer at resonance. A suitable network is shown in Fig.9. The value of C1 must be chosen so that at resonance its admittance equals the total loss conductance across the tuned circuit. Resistor R1 may be introduced to improve the symmetry of filter response, providing other values are adjusted for unity gain at resonance.

A simple capacitor may not be suitable for decoupling the output line if many stages and fast rise times are required. Alternative arrangements may be derived, based on the parasitic parameters given.

Values of positive supply line decoupling capacitor required for untuned cascades are given below. Smaller values can be used in high frequency tuned cascades.

	Number of stages			
	6 or more	5	4	3
Minimum capacitance	30nF	10nF	3nF	1nF

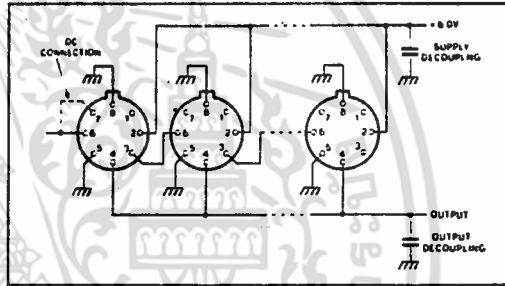


Fig.8 Direct coupled amplifiers

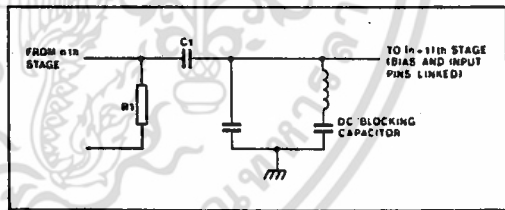


Fig.9 Suitable interstage tuned circuit

The amplifiers have been provided with two earth leads to avoid the introduction of common ground lead inductance between input and output circuits. The equipment designer should take care to avoid the subsequent introduction of such inductance.

The 500pF supply decoupling capacitor has a resistance of, typically, 10Ω. It is a junction type having a low breakdown voltage and consequently the positive supply current will increase rapidly if the supply voltage exceeds 7.5V (see Absolute Maximum Ratings).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Parasitic Feedback Parameters (Approximate)

The quotation of these parameters does not indicate that elaborate decoupling arrangements are required: the amplifier has been designed specifically to avoid this requirement. The parameters have been given so that the necessity or otherwise of further decoupling, may become a matter of calculation rather than guesswork.

$$\frac{I_4}{V_6} = \frac{\text{RF current component from pin 4}}{\text{Voltage at pin 6}} = 20 \text{ mmhos}$$

(This figure allows for detector being forward biased by noise signals).

$$\frac{V_6}{V_4} = \frac{\text{Effective voltage induced at pin 6}}{\text{Voltage at pin 4}} = 0.003$$

$$\frac{I_2}{V_6} = \frac{\text{Current from pin 2}}{\text{Voltage at pin 6}} = 6 \text{ mmhos (f = 10MHz)}$$

$$\left[\frac{V_6}{V_2} \right]_a = \frac{\text{Voltage induced at pin 6}}{\text{Voltage at pin 2}} = 0.03 \text{ (f = 10MHz)}$$

Voltage at pin 2
(pin 6 joined to pin 7 and
fed from 300Ω source)

$$\left[\frac{V_6}{V_2} \right]_b = \frac{\text{Voltage induced at pin 6}}{\text{Voltage at pin 2}} = 0.01 \text{ (f = 10MHz)}$$

Voltage at pin 2
(pin 7 decoupled)

$$\frac{I_2}{V_6} \left[\frac{V_6}{V_2} \right]_a \left[\frac{V_6}{V_2} \right]_b \text{ decrease with frequency above 10MHz at 6dB/octave}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SL560

300MHz LOW NOISE AMPLIFIER

This monolithic integrated circuit contains three very high performance transistors and associated biasing components in an eight-lead TO-5 package forming a 300MHz low noise amplifier. The configuration employed permits maximum flexibility with minimum use of external components. The SL560C is a general purpose low noise, high frequency gain block.

The device is also available as the SL560AC which has guaranteed operation over the full Military Temperature Range and is screened to MIL-STD-883C Class B. Data is available separately.

FEATURES

- Gain up to 40dB
- Noise Figure less than 2dB (Rs 200 ohm)
- Bandwidth 300MHz
- Supply Voltage 2-15V (Depending on Configuration)
- Low Power Consumption

APPLICATIONS

- Radar IF Preamplifiers
- Intra-Red Systems Head Amplifiers
- Amplifiers in Noise Measurement Systems
- Low Power Wideband Amplifiers
- Instrumentation Preamplifiers
- 50 ohm Line Drivers
- Wideband Power Amplifiers
- Wide Dynamic Range IF Amplifiers
- Aerial Preamplifiers for VHF TV and FM Radio

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage (Pin 4)	+15V
Storage temperature	-55°C to 150°C (CM) -55°C to 125°C (DP)
Junction temperature	150°C (CM) 125°C (DP)
Thermal resistance	
Junction-case	60°C/W (CM)
Junction ambient	220°C/W (CM) 230°C/W (DP)
Maximum power dissipation	See Fig.15
Operating temperature range	-55°C to +125°C (CM) -55°C to +100°C (DP) at 100mW

ORDERING INFORMATION

SL560 AC CM
SL560 C CM
SL560 C DP

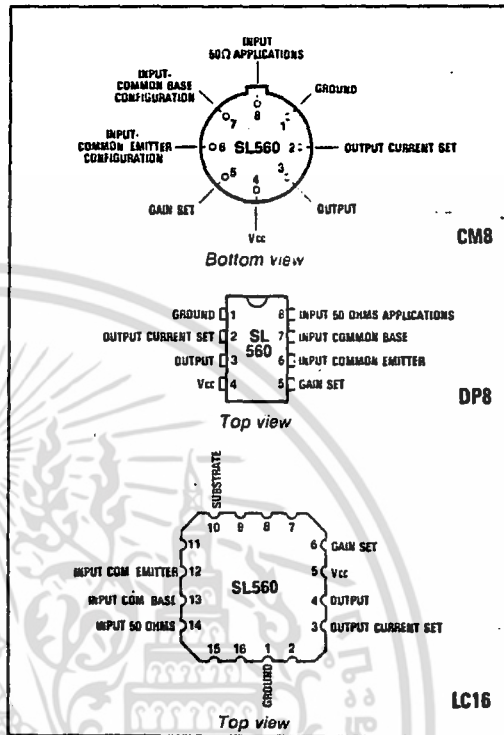


Fig.1 Pin connections

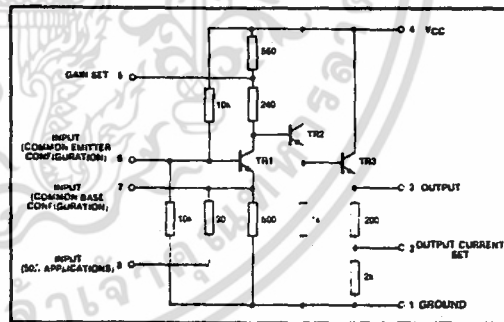


Fig.2 SL560C circuit diagram

SL560 C LC
SL560 CB CM
SL560 C BSS2 NA CM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

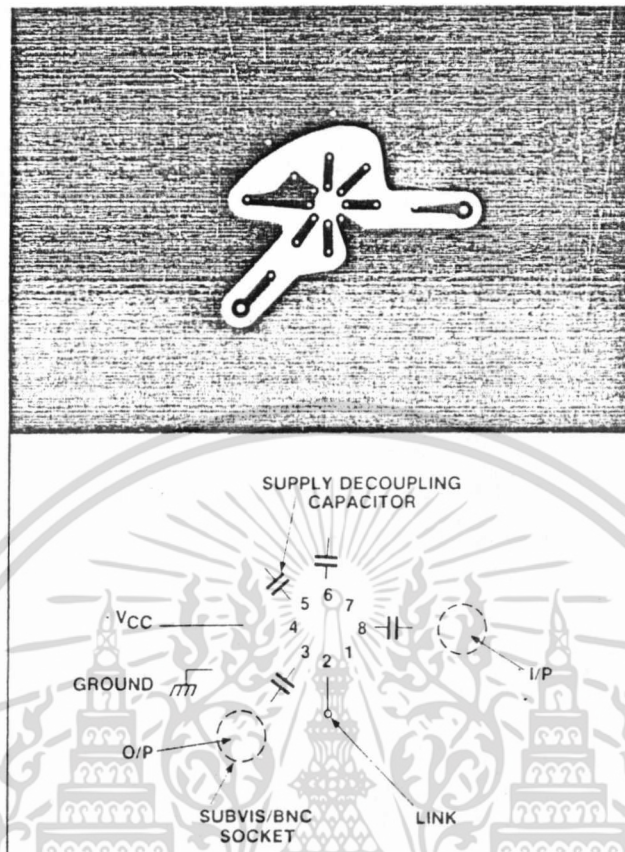


Fig 3 PC layout for 50Ω line driver (see Fig 6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SL560

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

Frequency = 30MHz; Vcc = 6V; Rs = Rl = 50Ω; Tamb = 25°C; Test Circuit: Fig.6

Characteristic	Value			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.		
Small signal voltage gain	11	14	17	dB	10MHz - 220MHz Vcc 6V } See Fig.5 Vcc = 9V Rs = 200Ω Rs = 50Ω
Gain flatness		± 1.5		dB	
Upper cut-off frequency		250		MHz	
Output swing	-5	+7		dBm	
		+11		dBm	
Noise figure (common emitter)		1.8		dB	
		3.5		dB	
Supply current		20	30	mA	

CIRCUIT DESCRIPTION

Three high performance transistors of identical geometry are employed. Advanced design and processing techniques enable these devices to combine a low base resistance (R_{bs}) of 17Ω (for low noise operation) with a small physical size - giving a transition frequency, f_t, in excess of 1GHz.

The input transistor (TR1) is normally operated in common base, giving a well defined low input impedance. The full voltage gain is produced by this transistor and the output voltage produced at its collector is buffered by the two emitter followers (TR2 and TR3). To obtain maximum bandwidth the capacitance at the collector of TR1 must be minimised. Hence, to avoid bonding pad and can capacitances, this point is not brought out of the package. The collector load resistance of TR1 is split, the tapping being accessible via pin 5. If required, an external roll-off capacitor can be fixed to this point.

The large number of circuit nodes accessible from the outside of the package affords great flexibility, enabling the

operating currents and circuit configuration to be optimised for any application. In particular, the input transistor (TR1) can be operated in common emitter mode by decoupling pin 7 and using 6 as the input. In this configuration, a 2dB noise figure (Rs = 200Ω) can be achieved. This configuration can give a gain of 35dB with a bandwidth of 75MHz (see Figs. 8 and 9) or, using feedback 14dB with a bandwidth of 300MHz (see Figs. 10 and 11).

Because the transistors used in the SL560C exhibit a high value of f_t, care must be taken to avoid high frequency instability. Capacitors of small physical size should be used, the leads of which must be as short as possible to avoid oscillation brought about by stray inductance. The use of a ground plane is recommended.

Further applications information is available in the 'Broadband Amplifier Applications' booklet.

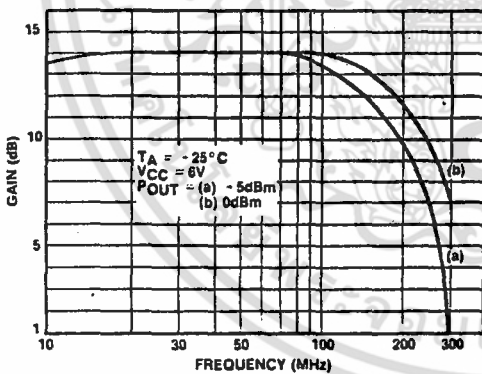


Fig.4 Frequency response, small signal gain is of a typical device

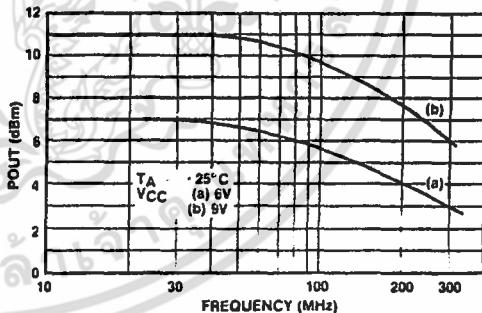


Fig.5 Frequency response, output capability (loci of maximum output power with frequency, for 1dB gain compression (typical))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

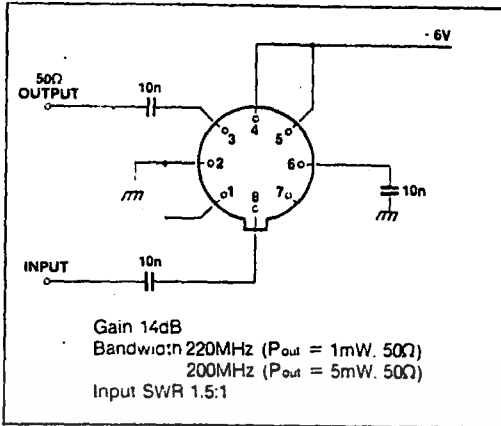


Fig.6 50Ω line driver The response of this configuration is shown in Fig.4.

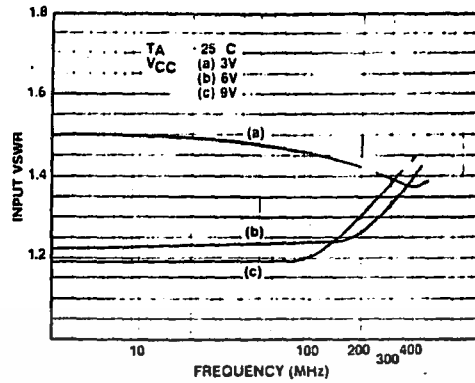


Fig.7 Input standing wave ratio plot of circuit shown in Fig.6 (typical)

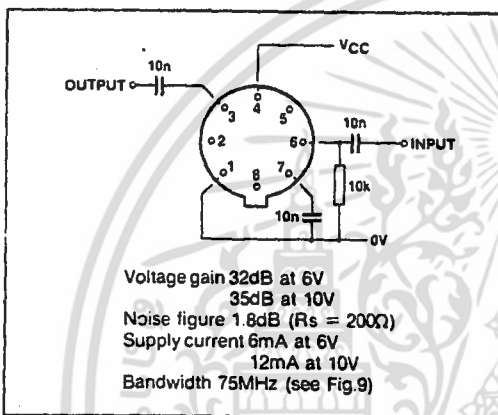


Fig.8 Low noise preamplifier

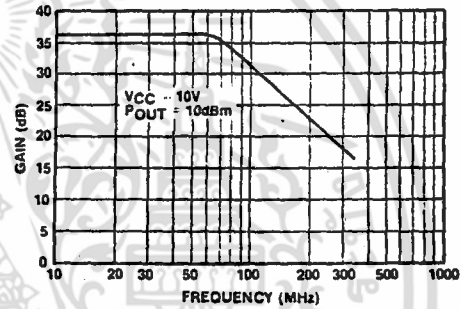


Fig.9 Frequency response of circuit shown in Fig.8 (typical)

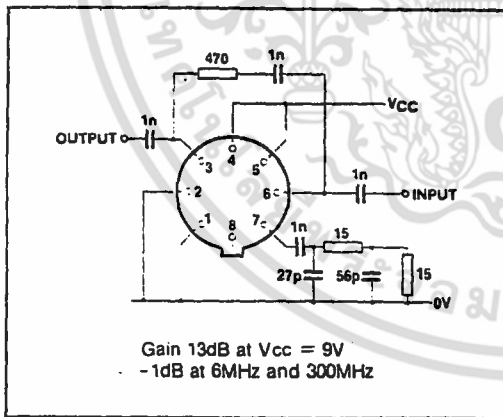


Fig.10 Wide bandwidth amplifier

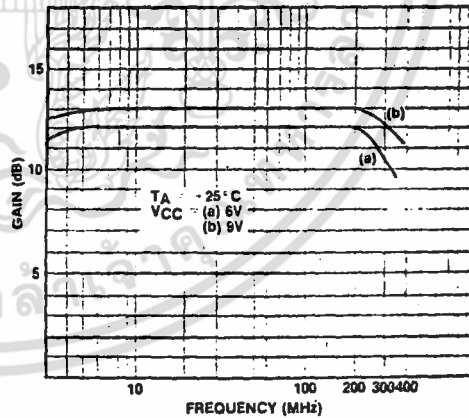


Fig.11 Frequency response of circuit shown in Fig.10 (typical)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

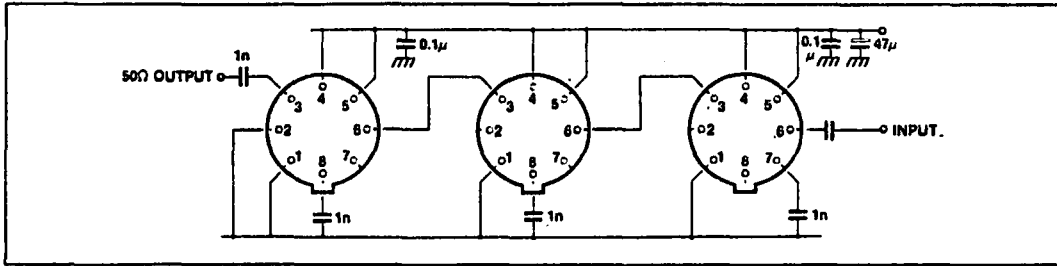


Fig. 12 Three-stage directly-coupled high gain low noise amplifier

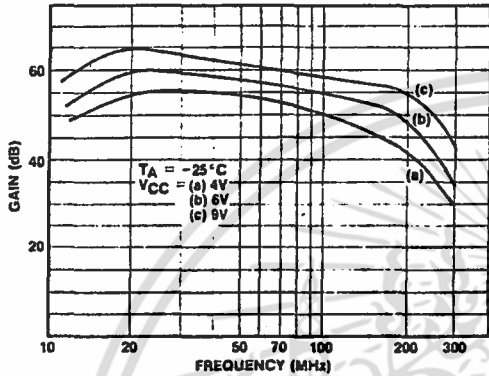


Fig. 13 Frequency response of circuit shown in Fig. 12 (typical)

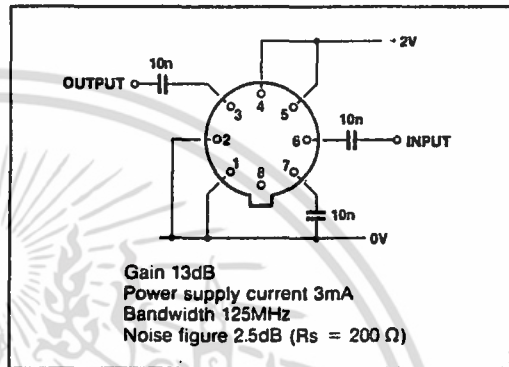


Fig. 14 Low power consumption amplifier

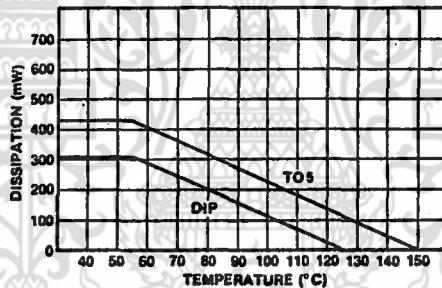


Fig. 15 Ambient operating temperature v. degrees centigrade (typical)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MC14538B

DUAL PRECISION RETRIGGERABLE/RESETTABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

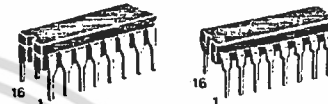
The MC14538B is a dual, retriggerable, resettable monostable multivibrator. It may be triggered from either edge of an input pulse, and produces an accurate output pulse over a wide range of widths, the duration and accuracy of which are determined by the external timing components, C_X and R_X .

- Unlimited Rise and Fall Time Allowed on the A Trigger Input
- Pulse Width Range = 10 μ s to 10 s
- Latched Trigger Inputs
- Separate Latched Reset Inputs
- 3.0 Vdc to 18 Vdc Operational Limits
- Triggerable from Positive (A Input) or Negative-Going Edge (B-Input)
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-pin Compatible with MC14528B and CD4528B (CD4098B)
- Use the MC5474HC4538 for Pulse Widths Less Than 10 μ s with Supplies Up to 5 V.

CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

DUAL PRECISION RETRIGGERABLE/RESETTABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATOR



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

ORDERING INFORMATION

A Series: -55°C to +125°C
MC14XXXBAL (Ceramic Package Only)

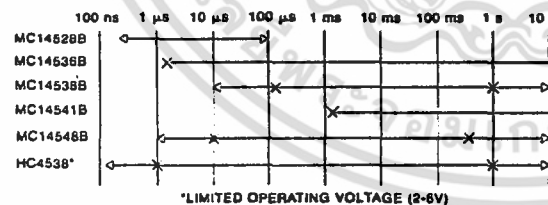
C Series: -40°C to +85°C
MC14XXXBCP (Plastic Package)
MC14XXXBCL (Ceramic Package)

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}, I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

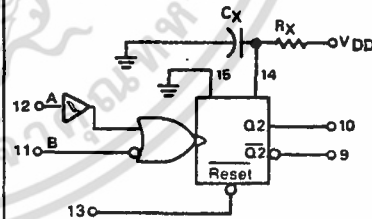
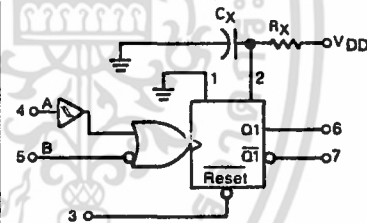
*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: Plastic "P" Package: -12mW/°C from 65°C to 85°C
Ceramic "L" Package: -12mW/°C from 100°C to 125°C

ONE-SHOT SELECTION GUIDE



Total Output Pulse Width Range $\leftarrow \rightarrow$
Recommended Pulse Width Range $\times \times$

BLOCK DIAGRAM



R_X and C_X are external components.
 V_{DD} = Pin 16
 V_{SS} = Pin 8, Pin 1, Pin 15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{dC}	T _{low} *		25°C			T _{high} *		Unit
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max	
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0 V _{in} = 0 or V _{DD}	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	V _{dC}
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	V _{dC}
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 or 0.5 V _{dC}) (V _O = 9.0 or 1.0 V _{dC}) (V _O = 13.5 or 1.5 V _{dC}) (V _O = 0.5 or 4.5 V _{dC}) (V _O = 1.0 or 9.0 V _{dC}) (V _O = 1.5 or 13.5 V _{dC})	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V _{dC}
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V _{dC}
		10	7.0	—	7.0	5.60	—	7.0	—	
		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device) (V _{OH} = 2.5 V _{dC}) (V _{OH} = 4.6 V _{dC}) (V _{OH} = 9.5 V _{dC}) (V _{OH} = 13.5 V _{dC}) (V _{OL} = 0.4 V _{dC}) (V _{OL} = 0.5 V _{dC}) (V _{OL} = 1.5 V _{dC})	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc
		10	-0.84	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—	
		15	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—	
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Output Drive Current (CL/CP Device) (V _{OH} = 2.5 V _{dC}) (V _{OH} = 4.6 V _{dC}) (V _{OH} = 9.5 V _{dC}) (V _{OH} = 13.5 V _{dC}) (V _{OL} = 0.4 V _{dC}) (V _{OL} = 0.5 V _{dC}) (V _{OL} = 1.5 V _{dC})	Source I _{OH}	5.0	-2.5	—	-2.1	-4.2	—	-1.7	—	mAdc
		10	-0.52	—	-0.44	-0.88	—	-0.36	—	
		15	-1.3	—	-1.1	-2.25	—	-0.9	—	
	Sink I _{OL}	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—	
		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—	
Input Current, Pin 2 or 14	I _{in}	15	—	±0.05	—	±0.00001	±0.05	—	±0.5	μAdc
Input Current, Other Inputs (AL Device)	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Current, Other Inputs (CL/CP Device)	I _{in}	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance, Pin 2 or 14	C _{in}	—	—	—	—	25	—	—	—	pF
Input Capacitance, Other Inputs (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package) Q = Low, Q̄ = High	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package) Q = Low, Q̄ = High	I _{DD}	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μAdc
		10	—	40	—	0.010	40	—	300	
		15	—	60	—	0.015	60	—	600	
Quiescent Current, Active State (Both) (Per Package) Q = High, Q̄ = Low	I _{DD}	5	—	2.0	—	.04	.20	—	2.0	mAdc
		10	—	2.0	—	.08	.45	—	2.0	
		15	—	2.0	—	.13	.70	—	2.0	
**Total Supply Current at an external load capacitance (C _L) and at external timing network (R _X , C _X)	I _T	5.0 10.0 15.0	$I_T = (3.5 \times 10^{-2}) R_X C_X f + 4 C_X f + 1 \times 10^{-5} C_L f$ $I_T = (8 \times 10^{-2}) R_X C_X f + 9 C_X f + 2 \times 10^{-5} C_L f$ $I_T = (1.25 \times 10^{-1}) R_X C_X f + 12 C_X f + 3 \times 10^{-5} C_L f$ where: I _T in μA (one monostable switching only), C _X in μF, C _L in pF, R _X in k ohms, and f in Hz is the input frequency.							

*T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.
 T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.
 *The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}.
 Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

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

Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{dc}	All Types			Unit
			Min	Typ †	Max	
Output Rise Time †TLH = (1.35 ns/pF) C _L + 33 ns †TLH = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns †TLH = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	†TLH	5.0 10 15	-- -- --	100 50 40	200 100 80	ns
Output Fall Time †THL = (1.35 ns/pF) C _L + 33 ns †THL = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns †THL = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	†THL	5.0 10 15	-- -- --	100 50 40	200 100 80	ns
Propagation Delay Time A or B to Q or \bar{Q} †PLH, †PHL = (0.90 ns/pF) C _L + 255 ns †PLH, †PHL = (0.36 ns/pF) C _L + 132 ns †PLH, †PHL = (0.26 ns/pF) C _L + 87 ns Reset to Q or \bar{Q} †PLH, †PHL = (0.90 ns/pF) C _L + 205 ns †PLH, †PHL = (0.36 ns/pF) C _L + 107 ns †PLH, †PHL = (0.26 ns/pF) C _L + 82 ns	†PLH, †PHL	5.0 10 15 5.0 10 15	-- -- -- -- -- --	300 150 100 250 125 95	600 300 220 500 280 180	ns
Input Rise and Fall Times Reset B Input A Input	t _r , t _f	5 10 15 5 10 15 5 10 15	-- -- -- -- -- -- No Limit	-- -- -- 300 1.2 0.4	15 5 4 1.0 0.1 0.05	µs ms --
Input Pulse Width A, B, or Reset	t _{WH} , t _{WL}	5.0 10 15	170 90 80	85 45 40	-- -- --	ns
Retrigger Time	t _{rr}	5.0 10 15	0 0 0	-- -- --	-- -- --	ns
Output Pulse Width – Q or \bar{Q} Refer to Figures 8 and 9 C _X = 0.002 µF, R _X = 100 kΩ C _X = 0.1 µF, R _X = 100 kΩ C _X = 10 µF, R _X = 100 kΩ	T	5.0 10 15 5.0 10 15 5.0 10 15	198 200 202 9.3 9.4 9.5 0.91 0.92 0.93	210 212 214 9.85 10 10.14 0.965 0.98 0.99	230 232 234 10.5 10.6 10.7 1.03 1.04 1.06	µs ms s
Pulse Width Match between circuits in the same package. C _X = 0.1 µF, R _X = 100 kΩ	100(T ₁ - T ₂) T ₁	5.0 10 15	-- -- --	±1.0 ±1.0 ±1.0	±6.0 ±5.0 ±5.0	%

*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

OPERATING CONDITIONS

External Timing Resistance	R _X	--	5.0	--	*	kΩ
External Timing Capacitance	C _X	--	0	--	No Limit†	µF

* The maximum usable resistance R_X is a function of the leakage of the capacitor C_X, leakage of the MC14538B, and leakage due to board layout and surface resistance. Susceptibility to externally induced noise signals may occur for R_X > 1 MΩ.

† If C_X > 15 µF, use discharge protection diode per Fig. 11.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

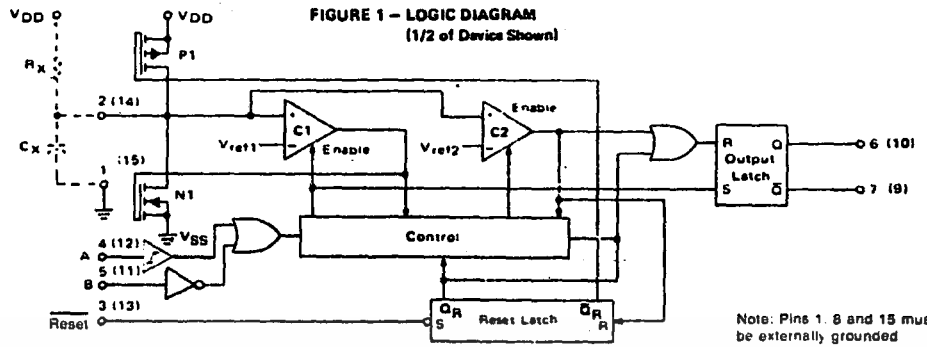


FIGURE 2 - POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

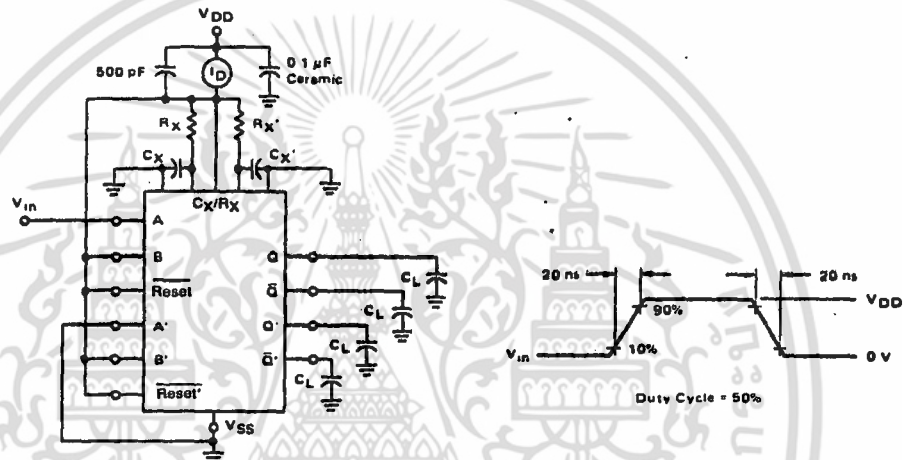
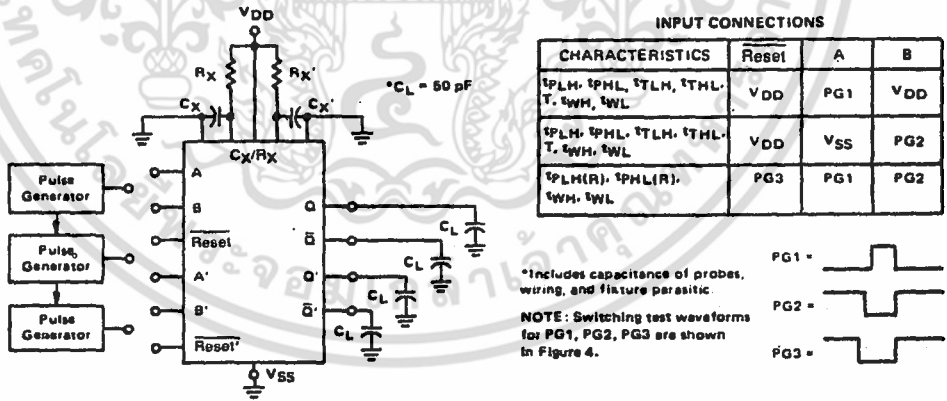


FIGURE 3 - SWITCHING TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

FIGURE 4 – SWITCHING TEST WAVEFORMS

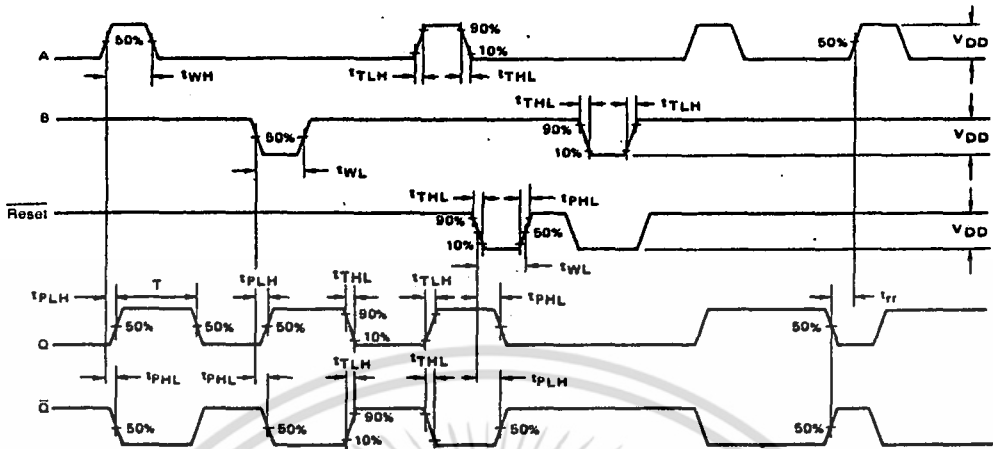


FIGURE 5 – TYPICAL NORMALIZED DISTRIBUTION OF UNITS FOR OUTPUT PULSE WIDTH

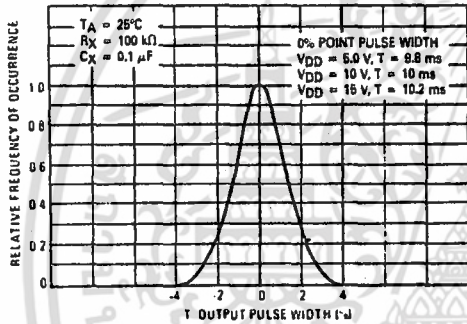


FIGURE 6 – TYPICAL PULSE WIDTH VARIATION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE V_{DD}

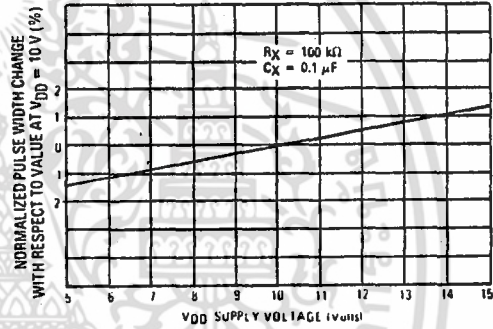
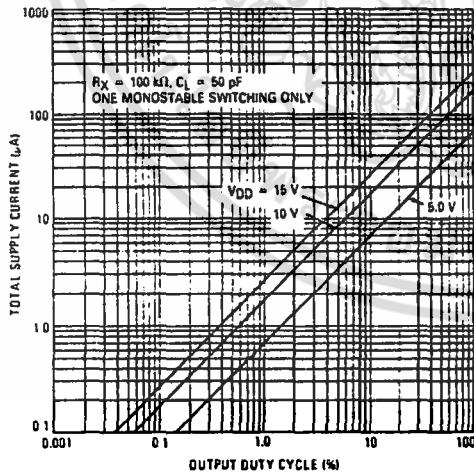


FIGURE 7 – TYPICAL TOTAL SUPPLY CURRENT versus OUTPUT DUTY CYCLE



FUNCTION TABLE

Reset	Inputs		Outputs	
	A	B	Q	Q̄
H		H		
H	L			
H		L	Not Triggered	Not Triggered
H	H		Not Triggered	Not Triggered
H	L, H,	H	Not Triggered	Not Triggered
H	L	L, H,	Not Triggered	Not Triggered
L	X	X	L	H
	X	X	Not Triggered	Not Triggered

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

FIGURE 8 - TYPICAL ERROR OF PULSE WIDTH EQUATION versus TEMPERATURE

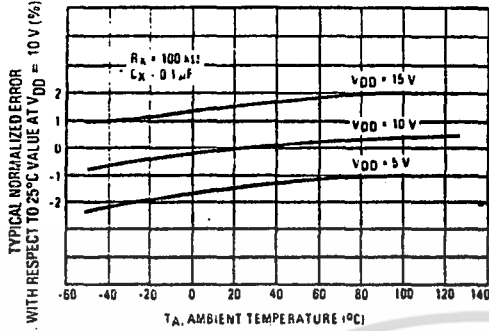
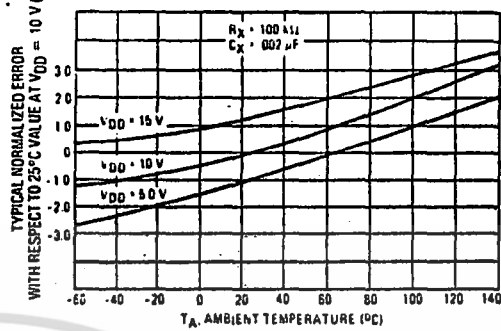
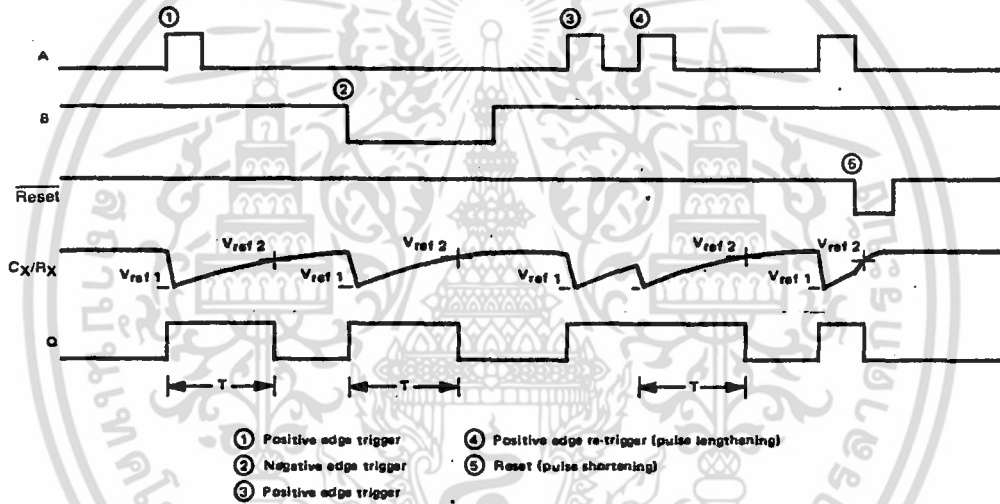


FIGURE 9 - TYPICAL ERROR OF PULSE WIDTH EQUATION versus TEMPERATURE



THEORY OF OPERATION

FIGURE 10 - Timing Operation



TRIGGER OPERATION

The block diagram of the MC14538B is shown in Figure 1, with circuit operation following.

As shown in Figure 1 and 10, before an input trigger occurs, the monostable is in the quiescent state with the Q output low, and the timing capacitor Cx completely charged to VDD. When the trigger input A goes from VSS to VDD (while inputs B and Reset are held to VDD) a valid trigger is recognized, which turns on comparator C1 and N-channel transistor N1 (1). At the same time the output latch is set. With transistor N1 on, the capacitor Cx rapidly discharges toward VSS until Vref1 is reached. At this point the output of comparator C1 changes state and transistor N1 turns off. Comparator C1 then turns off while at the same time comparator C2 turns on. With transistor N1 off, the capacitor Cx begins

to charge through the timing resistor, Rx, toward VDD. When the voltage across Cx equals Vref2, comparator C2 changes state, causing the output latch to reset (Q goes low) while at the same time disabling comparator C2 (2). This ends the timing cycle with the monostable in the quiescent state, waiting for the next trigger.

In the quiescent state, Cx is fully charged to VDD causing the current through resistor Rx to be zero. Both comparators are "off" with total device current due only to reverse junction leakages. An added feature of the MC14538B is that the output latch is set via the input trigger without regard to the capacitor voltage. Thus, propagation delay from trigger to Q is independent of the value of Cx, Rx, or the duty cycle of the input waveform.

MC14538B

RETRIGGER OPERATION

The MC14538B is retriggered if a valid trigger occurs ③ followed by another valid trigger ④ before the Q output has returned to the quiescent (zero) state. Any retrigger, after the timing node voltage at pin 2 or 14 has begun to rise from $V_{ref 1}$, but has not yet reached $V_{ref 2}$, will cause an increase in output pulse width T. When a valid retrigger is initiated ④, the voltage at C_X/R_X will again drop to $V_{ref 1}$ before progressing along the RC charging curve toward V_{DD} . The Q output will remain high until time T, after the last valid retrigger.

RESET OPERATION

The MC14538B may be reset during the generation of the output pulse. In the reset mode of operation, an input pulse on \overline{Reset} sets the reset latch and causes the capacitor to be fast charged to V_{DD} by turning on transistor P1 ⑤. When the voltage on the capacitor reaches $V_{ref 2}$, the reset latch will clear, and will then be ready to accept another pulse. If the \overline{Reset} input is held low, any trigger inputs that occur will be inhibited and the Q and \overline{Q} outputs of the output latch will not change. Since the Q output is reset when an input low level is

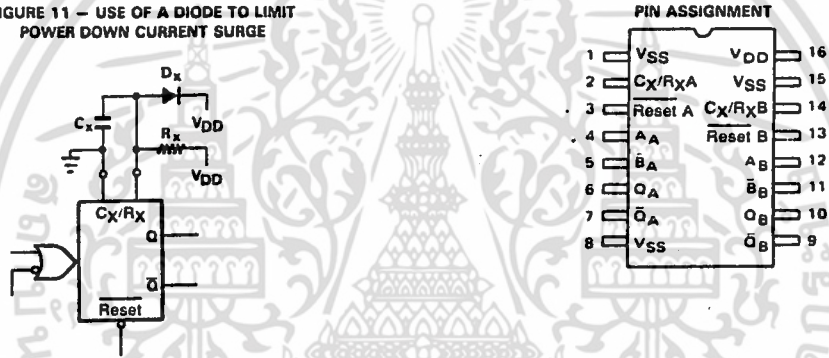
detected on the \overline{Reset} input, the output pulse T can be made significantly shorter than the minimum pulse width specification.

POWER-DOWN CONSIDERATIONS

Large capacitance values can cause problems due to the large amount of energy stored. When a system containing the MC14538B is powered down, the capacitor voltage may discharge from V_{DD} through the standard protection diodes at pin 2 or 14. Current through the protection diodes should be limited to 10 mA and therefore the discharge time of the V_{DD} supply must not be faster than $(V_{DD}) \cdot (C) / (10 \text{ mA})$. For example, if $V_{DD} = 10 \text{ V}$ and $C_X = 10 \mu\text{F}$, the V_{DD} supply should discharge no faster than $(10 \text{ V}) \times (10 \mu\text{F}) / (10 \text{ mA}) = 10 \text{ ms}$. This is normally not a problem since power supplies are heavily filtered and cannot discharge at this rate.

When a more rapid decrease of V_{DD} to zero volts occurs, the MC14538B can sustain damage. To avoid this possibility use an external clamping diode, D_X , connected as shown in Fig. 11.

FIGURE 11 — USE OF A DIODE TO LIMIT POWER DOWN CURRENT SURGE



MC14538B

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 12 — RETRIGGERABLE MONOSTABLES CIRCUITRY

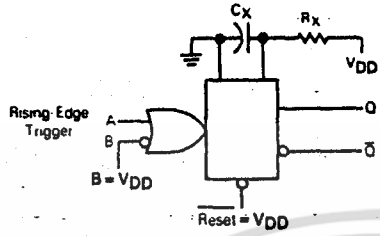


FIGURE 13 — NON-RETRIGGERABLE MONOSTABLES CIRCUITRY

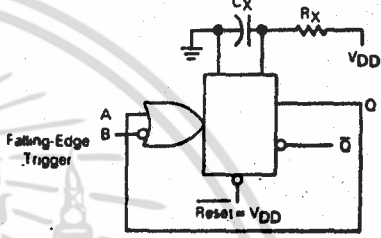
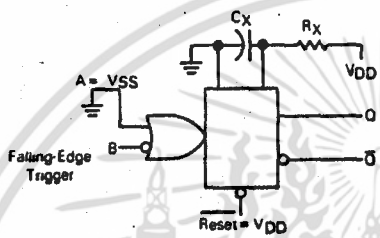
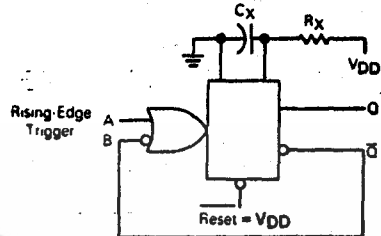
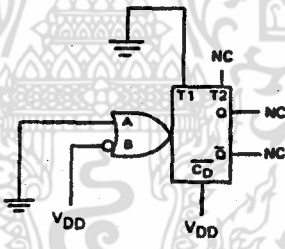


FIGURE 14 — CONNECTION OF UNUSED SECTIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้