



เครื่องดักฟังเสียงวิทยุระบบ FM 27 MHz
FM 27 MHz WIRELESS SOUND MORNITORING

โดย

1. นายบรรพต ชาติน้ำเพชร 38013362

2. นายอัปดุลเราะมัน โต๊ะพา 38013390

วัน เดือน ปี.....-1.ค.ค. 2511

เลขทะเบียน.....038061.....

เลขเรียกหนังสือ...T.39081...ป.14/ด

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องดักฟังเสียงไร้สาย FM 27 MHz

ชื่อนักศึกษา

นายบรรพต

ชาติน้ำเพชร

38013362

นายอับดุลเราะมัน

โต๊ะพา

38013390

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. วิชัย

สุรพัฒน์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2539

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของ การศึกษาหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร

บัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report

FM 27 MHz Wireless Sound Monitoring

By	Mr.Bunprot	Chartnampetch	38013362
	Mr.Abdulrohman	Tohpa	38013390

Project Report Advisor Asst. Pro Vichai Surapat

Department Industrial Technology

Accepted by the Faculty of Engineering, King mongkut's institute of Technology,

Ladgrabang in partial fulfillment of the Project Report Committee

.....Member

.....

Member

.....

.....Member

.....

.....Member

(.....)

เครื่องดักฟังเสียงไร้สายระบบ FM 27 MHz
FM 27 MHz WIRELESS SOUND MONITORING

นายบรรพต ขาติน้ำเพชร 38013362

นายอับดุลเราะมัน โต๊ะพา 38013390

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.วิชัย สุรพัฒน์

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงโครงการเกี่ยวกับ เครื่องดักฟังเสียงไร้สาย ซึ่งใช้หลักการของเครื่องรับส่งระบบ FM Narrow Band ความถี่ใช้งานย่าน CB 27MHz จุดประสงค์เพื่อนำเอาความรู้ที่ได้ศึกษามาประยุกต์ใช้งาน เพื่อประดิษฐ์เป็นอุปกรณ์เครื่องใช้ภายในบ้าน สำหรับเป็นเครื่องดักฟังเสียงและเป็นเครื่องมอร์นิเตอร์ เพื่อใช้เป็นสิ่งอำนวยความสะดวกในการดูแลเด็กทารก และนอกจากนี้เครื่องดักฟังเสียงดังกล่าว ยังสามารถทำการบันทึกเสียง โดยการควบคุมด้วยสัญญาณเสียงที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้ด้วย ซึ่งสามารถนำไปใช้ประโยชน์กับงาน หรือกิจกรรมด้านการล้วงความลับเหล่านี้เป็นต้น

โครงการนี้จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ ๆ สาม ส่วนด้วยกันคือ ภาคเครื่องส่ง ภาคเครื่องรับ และภาคควบคุมการบันทึกเสียง ภาคเครื่องส่งและภาคเครื่องรับนั้น จะสามารถเลือกส่งและรับได้ สอง ความถี่ใช้งานทั้งนี้ เพื่อป้องกันการรบกวนจากสัญญาณความถี่ช่องข้างเคียง โดยส่วนของภาคเครื่องรับนั้น จะเป็นเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ดับเบิลคอนเวอร์ชัน ซึ่งจะให้ผลดีในเรื่องของการกำจัดสัญญาณรบกวนจากช่องความถี่ข้างเคียง ส่วนภาคควบคุมการบันทึกเสียงจะประกอบด้วยภาคต่าง ๆ สอง ส่วนคือ ภาคสวิตช์ และภาคหน่วงสัญญาณ ซึ่งการทำงานของภาคดังกล่าวนี้จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณเสียงจากภาคเครื่องส่ง

FM 27 MHz WIRELESS SOUND MONITERING

Banprot Chatnampetch 38013362

Abdulrohman Tohpa 38013390

ADVISOR

Asst. Pro. Vichai Surapat

Academic year 1996

ABSTRACTS

This Thesis is stated about the cordless remote hearing. This equipment is using The F.M,narrow band transmitter and receiver principal at CB 27 MHz. The purpose of this study is to apply the author knowledge for utilizing the existing natural resources, the radio wavelength or frequency, to build household equipment. This remote hearing device is a monitor assists in babysitting the small child. Besides, This instrument also be able to record the sound by using the voice signal from the transmitter. This character makes this machine applicable in the secret investigation.

This device consists of 3 main components, the radio transmitter, The receiver and the recorded controller. The transmitter and the receiver can switch between two wavelengths. This is to prevent interfacing from nearby frequency. The receiver is the Super heterodyne double conversion type, which yield the most efficient way to eliminate the unwanted sound wave. The recorded controller component complies with 2 parks, switch and signal unit. The signal unit is control by the voice signal from the transmitter.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีอันเนื่องมาจาก ผู้จัดทำได้ร่วมมือ ร่วมแรง ร่วมใจ ทั้งกำลังความคิด กำลังทรัพย์ และความพยายามให้ปริญญานิพนธ์นี้ประสบความสำเร็จ และใน
ที่นี่ต้องขอขอบพระคุณ

ผศ.วิชัย สุรพัฒน์	ที่ช่วยชี้แนะแนวทางและให้คำปรึกษาเป็นอย่างดี
อ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์	ที่ช่วยชี้แนะแนวทางแก้ไขและพัฒนาโครงการให้มีความสมบูรณ์
อ.พินิจ พันธุ์ชื่น	ที่ช่วยให้คำแนะนำและเสียสละเวลาอันมีค่า ให้ความรู้และประสบการณ์ต่าง ๆ มาบอกกล่าวให้เข้าใจ
คุณนิคม ณ. พัทลุง	ที่ให้โอกาส ให้เวลา ตลอดจนสถานที่ในการจัดทำโครงการ
คุณจเร นันทิวาส	ที่ช่วยเหลือเพื่อสถานที่และอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่าง ๆ ในการจัดทำโครงการให้บรรลุผลสำเร็จ

สุดท้ายนี้ ขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้ต่าง ๆ แก่ผู้จัดทำโครงการ มา
ประยุกต์ใช้ให้เกิดประโยชน์ ทั้งนี้และทั้งนั้น ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้การสนับสนุนเป็นอย่างดี
ดี ผู้จัดทำโครงการขอระลึกไว้ ณ ที่นี้

นายบรรพต ชาติน้ำเพชร
นายอัปดุลเราะมัน โต๊ะพา

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ภาคเครื่องส่ง	1
1.2 ภาคเครื่องรับ	3
1.3 ภาคควบคุมการบันทึกเสียง	5
1.4 ขอบเขตการใช้ประโยชน์จากโครงงาน	7
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 การมอดูเลชันเชิงความถี่	8
2.1.1 ลักษณะของคลื่นเอฟเอ็ม	9
2.1.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ	9
2.1.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ	11
2.1.4 คุณสมบัติของคลื่นเอฟเอ็ม	11
2.1.5 การเปรียบเทียบความถี่เบี่ยงเบน	20
2.1.6 ผลของการเปลี่ยนความถี่ในคลื่นเอฟเอ็ม	21
2.1.7 การมอดูเลตสำหรับคลื่นเอฟเอ็ม	23
2.2 บทสรุป	32
2.3 เครื่องรับส่งวิทยุ FM	34
2.3.1 ภาคเครื่องส่ง	34
2.3.2 ภาคเครื่องรับ	35
2.3.3 ตัวอย่างเครื่องรับส่งวิทยุ FM	36
2.3.4 วงจรพื้นฐานของเครื่องรับส่งวิทยุ	38
บทที่ 3 การสร้างและทดสอบ	
3.1 ขั้นตอนในการดำเนินงาน	54

3.2 ส่วนประกอบต่างๆของโครงงาน	54
3.2.1 ภาคเครื่องส่ง	55
3.2.2 ภาคเครื่องรับ	57
3.3.3 ภาคควบคุมการบันทึกเสียง	60
3.3 การสร้าง	63
3.3.1 ภาคเครื่องส่ง	63
3.3.2 ภาคเครื่องรับ	66
3.3.3 ภาคควบคุมการบันทึกเสียง	70
3.4 การทดสอบ	73
3.4.1 ขั้นตอนที่ 1	73
3.4.2 ขั้นตอนที่ 2	94
บทที่ 4 บทสรุป	
4.1 สรุปผลการดำเนินงาน	95
4.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	95
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. ตารางช่วงความถี่สำหรับคลื่นย่านความถี่ CB	
ภาคผนวก ข. ใช้คความถี่สูง	
ภาคผนวก ค. การพันคอยล์ RFC	
ภาคผนวก ง. ขนาดเส้นลวดทองแดงหุ้มฉนวน	
ภาคผนวก จ. การพันคอยล์ให้ได้ค่า L ตามต้องการ	
ภาคผนวก ฉ. คู่มือไอซีที่ใช้ในโครงงาน	
ภาคผนวก ช. การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์และการวางอุปกรณ์	
การใช้งาน Negative Dry Film Photoresist สำหรับการทำให้ PCB ต้นฉบับ	

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้เราจะพบว่าได้มีการใช้วิทยุสื่อสาร (วิทยุรับส่ง) กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะได้มีการนำมาใช้ประโยชน์กับกิจกรรม หรือหน่วยงานต่าง ๆ เป็นจำนวนมาก เช่นกิจกรรมด้านการประมง กิจกรรมธุรกิจการค้าก่อสร้างเหล่านี้เป็นต้น และวิทยุรับส่งย่านหนึ่งที่น่าจะมีความสะดวกในการใช้งานมากที่สุดสำหรับการใช้งานที่ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานที่ขนาดเล็ก ระยะทางไม่ไกลมากนัก ได้แก่วิทยุรับส่งย่าน CB 27 MHz เพราะเครื่องรับส่งที่มีช่วงความถี่ในย่านนี้เราสามารถมีได้โดยไม่ต้องมีการทำเรื่องขออนุญาตจากทางกรมไปรษณีย์โทรเลข

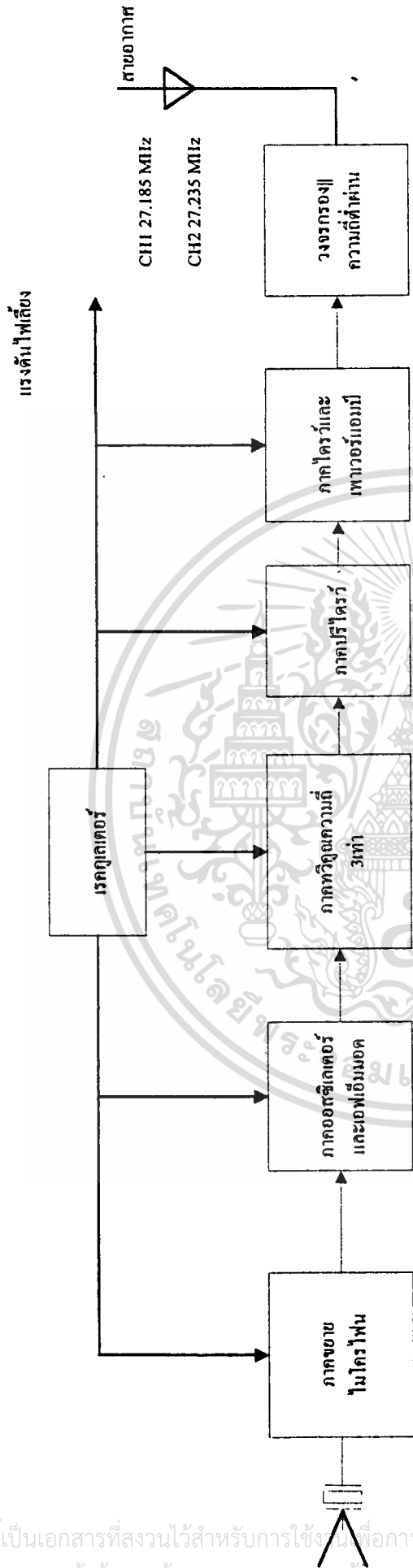
ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้ ทางคณะผู้จัดทำจึงมีแนวความคิดว่า ถ้าหากว่าเราจะนำเอาวิทยุรับส่งดังที่กล่าวมานี้มาประยุกต์ใช้ในการสร้างเป็นเครื่องมอดิเตอร์ เพื่อการใช้งานได้เอนกประสงค์มันก็จะเป็นการช่วยอำนวยความสะดวกสำหรับกิจกรรมที่ทำอยู่ในชีวิตประจำวันได้ ยกตัวอย่างเช่นเป็นเครื่องมอดิเตอร์สำหรับใช้ภายในบ้านเพื่อดักฟังเสียงเด็กร้องสำหรับการดูแลเด็กทารก และทำเป็นเครื่องดักฟังเสียง ที่สามารถบันทึกเสียงได้ สำหรับการดักฟังล้วงความลับต่าง ๆ เหล่านี้เป็นต้น

ดังนั้นจึงได้นำเอาแนวความคิดดังกล่าวนี้ สำหรับสร้างเป็นโครงงานขึ้นโดยยึดเอาหลักการของเครื่องส่งวิทยุระบบ FM ย่าน CB 27 MHz โดยในส่วนของโครงงานชิ้นนี้ เราจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ

1. ส่วนของเครื่องส่ง (TRANSMITTER)
2. ส่วนของเครื่องรับ (RECIEVER)
3. ส่วนของภาคควบคุมการบันทึกเสียง

1.1 ภาคเครื่องส่ง

ในส่วนของเครื่องส่งหรือที่เรียกกันว่าภาคส่งนั้น เรากำหนดให้มี 2 ช่องความถี่ในการส่งที่สามารถเลือกได้ ซึ่งห่างกัน 50 KHz ในที่นี้เลือกใช้ความถี่สำหรับช่องแรกเป็น 27.185 MHz และช่องที่สองเป็น 27.235 MHz เพื่อการหลีกเลี่ยงช่องสัญญาณที่อาจจะมีการรบกวนเกิดขึ้นได้ ที่ด้านรับเนื่องจากเครื่องส่งเครื่องอื่นที่ส่งสัญญาณเข้ามารบกวนโดยใช้ความถี่เดียวกันนี้ และนอกจากนี้เครื่องส่งจะต้องสามารถส่งสัญญาณออกได้ต่อเนื่องตลอดเวลา และกินกระแสไฟต่ำ และภาคส่งดังที่กล่าวมาจะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 1.1

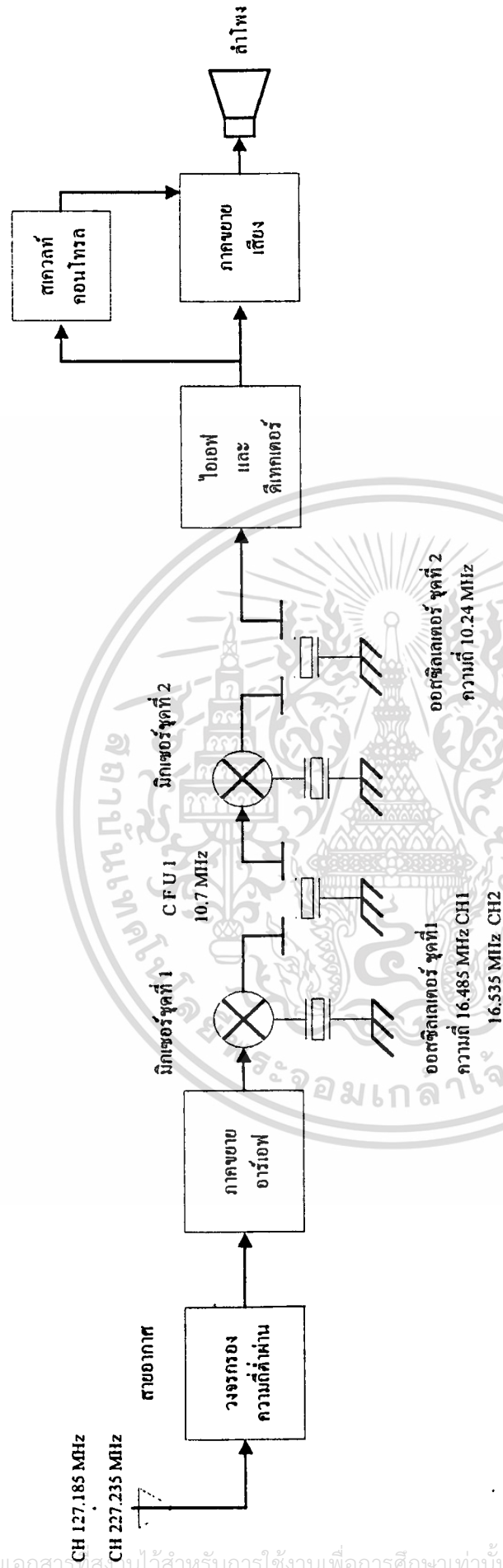


รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกการทำงานของภาคเครื่องส่ง

1.2 ภาคเครื่องรับ

สำหรับส่วนของเครื่องรับหรือที่เรียกกันว่าภาครับนั้น เราเลือกเอาเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮเทอโรไดนาม์ทั้งนี้เพราะวงจรระบบดังกล่าวง่ายต่อการออกแบบในส่วนของการขยายความถี่กลาง เนื่องจากว่าวงจรขยายไม่สามารถที่จะทำการขยายได้ตลอดย่านทุกความถี่ และในขณะเดียวกันความไวของเครื่องรับก็เป็นองค์ประกอบหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นพิเศษ เมื่อคำนึงถึงองค์ประกอบดังที่กล่าวมาข้างต้น เราจึงเลือกลักษณะโครงสร้างของภาครับเป็นแบบดับเบิลคอนเวอร์เตอร์ ช่องสัญญาณความถี่ใช้งาน 2 ช่อง ซึ่งจะทำให้การแปลงความถี่สองครั้ง โดยครั้งแรกจะทำการแปลงจากความถี่ที่เลือกเข้าเป็น 10.7 MHz และครั้งที่สองจะทำการแปลงลงเหลือเพียง 455 KHz ซึ่งผลดีของการใช้เครื่องรับที่มีการแปลงความถี่ถึงสองครั้งก็คือทำให้สัญญาณรบกวนจากความถี่ช่องข้างเคียงไม่สามารถผ่านเข้าไปได้ ต่อจากนั้นสัญญาณจะถูกนำเข้าสู่ภาคดีเทคเตอร์ เพื่อทำการดีเทคสัญญาณออกมาและสัญญาณเสียงที่ออกมาจะถูกขยายให้แรงขึ้นและถูกส่งออกสู่ลำโพงซึ่งเป็นส่วนของมอริเตอร์ต่อไป

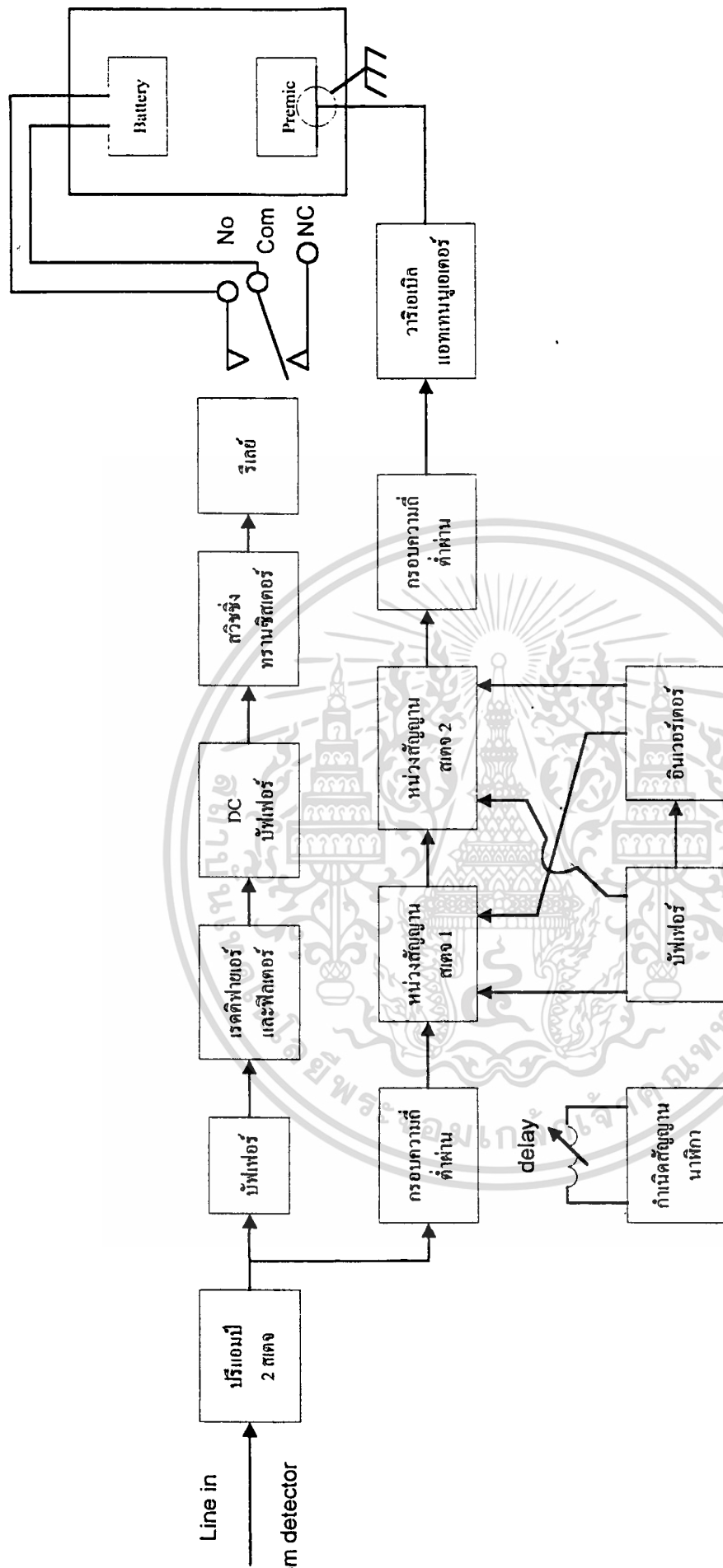
สามารถแสดงส่วนประกอบต่าง ๆ ของการทำงานของภาครับในรูปของบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของงานของภาครับ

1.3 ภาคควบคุมการบันทึกเสียง ในส่วนของภาคควบคุมการบันทึกสัญญาณเสียง จะทำหน้าที่เป็นตัวปิด - เปิด เครื่องบันทึกเสียง โดยใช้สัญญาณเสียงที่ส่งผ่านเครื่องส่ง และ ดีเทค ได้ที่เครื่องรับ ได้เป็นสัญญาณเสียงออกมา และเรดดิไฟร์เป็นระดับแรงดันไฟดีซี เป็นตัวควบคุม การสวิตช์ ON - OFF ของทรานซิสเตอร์ บังคับให้รีเลย์ทำงานเป็นตัดต่อวงจรไฟเลี้ยงของเครื่อง บันทึกเสียง ทำให้เครื่องบันทึกเสียง หมุนและหยุดตามจังหวะการทำงานของรีเลย์ โดยมีเสียงที่ ภาคเครื่องส่งเป็นตัวควบคุม

นอกจากนี้ภาคควบคุมดังกล่าวนี้ ยังมีวงจรหน่วงสัญญาณสำหรับการหน่วงเวลาให้ สัญญาณช้ากว่าสัญญาณจริงที่เข้ามายังอินพุท หรือ line เข้าเพื่อทำให้สัญญาณเสียงมีความเร็ว พอดีกับการหมุนของเทปในช่วงต้น ๆ โดยในช่วงเริ่มแรกสัญญาณจะยังไม่มีการบันทึกลงไปจน กว่า เทปจะมีการหมุนตัวด้วยความเร็วคงที่ก่อน ผลที่เกิดขึ้นก็คือสามารถบันทึกสัญญาณได้ โดย มีรายละเอียดครบถ้วน ไม่ขาดตอนไปในช่วงใดช่วงหนึ่ง และเมื่อสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งขาด หายไป ตัวเทปก็จะหมุนไปชั่วขณะหนึ่งก่อนจะหยุดประมาณ 2 - 3 วินาที อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของรีเลย์บลิ๊อคไดอะแกรม การทำงานของภาคควบคุม สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.3

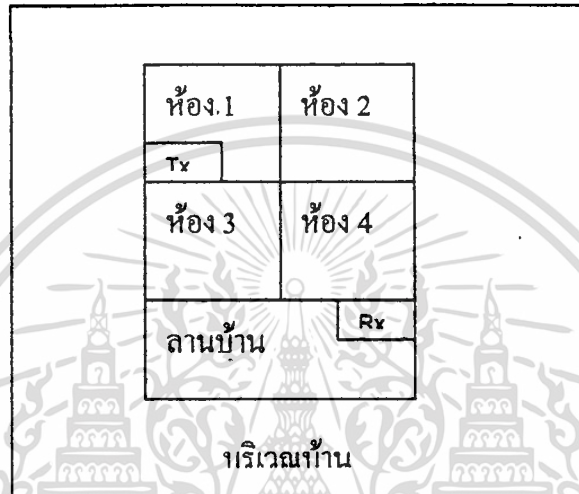


รูปที่ 1.3 แสดงประสิทธิภาพของภาคควบคุมการนับที่เสี่ยง

1.4 ขอบเขตการใช้ประโยชน์จากโครงการนี้

ในการออกแบบโครงการนี้ ทางคณะผู้จัดทำได้มุ่งเน้นวัตถุประสงค์ในการใช้งานหลักๆ ประการด้วยกัน คือ

1. ใช้เป็นเครื่องมือเฝ้าระวัง (monitor) สำหรับเป็นเครื่องอำนวยความสะดวกใช้ภายในบริเวณบ้าน ในการดูแลเด็กอ่อน หรือเด็กทารก สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 แสดงตัวอย่างการใช้งานเครื่องดักฟังเสียงไร้สาย 27 MHz

จากรูปที่ 1.4 สามารถอธิบายได้ว่า สมมติว่าห้องที่ 1 เป็นห้องที่มีเด็กอ่อนอยู่ และ พ่อ แม่ หรือผู้ดูแลเด็กอ่อน ออกมาทำงานที่ลานหน้าบ้าน เราก็จะนำเอาตัวเครื่องส่งไปวางไว้ในห้องที่ 1 ซึ่งเป็นห้องของเด็กอ่อน และเปิด สวิตช์ ON ไว้ตลอดเวลา ตัวเครื่องส่งจะคอยตรวจจับสัญญาณเสียงเด็กร้อง และส่งออกมายังเครื่องรับ ทางด้านเครื่องรับ เมื่อได้รับสัญญาณเสียงมากก็จะแสดง หรือ มอนิเตอร์ออกมาทางลำโพง เตือนผู้ดูแลเด็กอ่อนได้

2.การใช้งานในกรณีของเป็นเครื่องดักฟังเสียง และทำการบันทึกเสียง เพื่อการล้วงความลับโดยการนำเครื่องส่งไปวางไว้ในตำแหน่งมิดชิด ไม่สามารถมองเห็นได้ แต่สามารถตรวจจับสัญญาณเสียงได้ สัญญาณเสียงจะถูกส่งไปยังเครื่องรับ และทางด้านรับ จะทำการกดเทปบันทึกตลอดเวลา แต่ขณะนี้เทปจะไม่มีภาระหมุน จนกว่าจะมีสัญญาณเสียงไปควบคุมให้เทปมีการหมุน และมีการบันทึกเสียง และเมื่อสัญญาณเสียงทางด้านส่งขาดหายไป เทปยังคงหมุนชั่วขณะหนึ่ง เพราะเวลาหน่วยของรีเลย์ อันเนื่องมาจากการทำงานในสภาวะอิมิตัว

บทที่ 2 ทฤษฎี

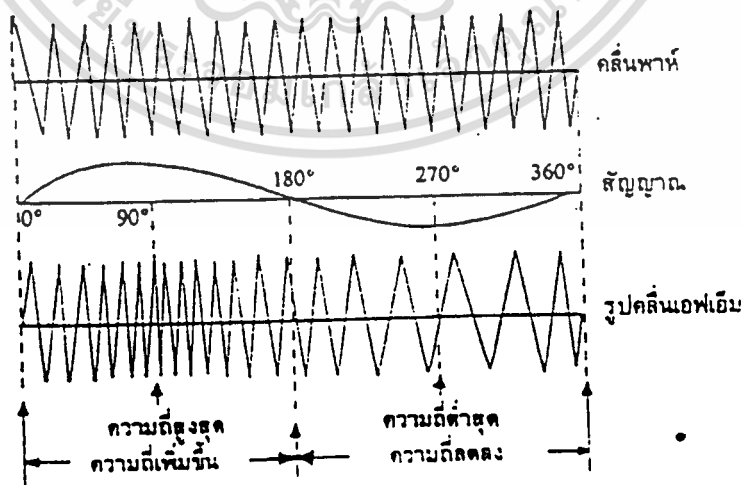
2.1 การมอดูเลชันเชิงความถี่ (FREQUENCY MODULATION)

ในการมอดูเลชันเชิงขนาด (A.M.) มีจุดอ่อนอยู่ที่สัญญาณรบกวน(NOISE) ซึ่งไม่สามารถขจัดออกไปได้ แต่ในกรรมวิธีการมอดูเลชันเชิงความถี่ (F.M.) สามารถแก้ปัญหานี้ได้ หรืออย่างน้อย ก็สามารถลดระดับการรบกวนให้น้อยลง จึงนิยมใช้กันแพร่หลายทั้งในระบบวิทยุสื่อสารและวิทยุกระจายเสียง ในส่วนนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของคลื่นแบบเอฟเอ็ม และกรรมวิธีในการผลิตคลื่นเอฟเอ็ม

2.1.1 ลักษณะของคลื่นเอฟเอ็ม

การมอดูเลชันเชิงความถี่ เป็นกรรมวิธีรวมหรือฝากสัญญาณเข้ากับคลื่นพาห่อีกวิธีหนึ่งในลักษณะที่ความถี่ของคลื่นพาห่จะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ ทั้งนี้ขนาดของคลื่นพาห่ยังคงที่ตลอดเวลา

รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะของคลื่นพาห่ก่อน และหลังถูกมอดูเลท ด้วยสัญญาณที่เป็นคลื่นรูปไซน์ รูปที่แสดงนี้เป็นเพียงตัวอย่างให้เข้าใจง่าย ในทางปฏิบัติความถี่ของคลื่นพาห่กับสัญญาณจะต่างกันมากกว่าที่แสดงไว้ รวมทั้งสัญญาณปกติจะเป็นคลื่นเชิงซ้อน แต่ผลที่ได้ก็เหมือนกับสัญญาณรูปไซน์



รูปที่ 2.1 การแปรผันทางความถี่ของคลื่นพาห่โดยสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงมอดูเลชั่น ณ เวลาใด ๆ ก็ตาม ความถี่ของคลื่นพาห้จะขึ้นโดยตรงกับขนาดของสัญญาณ ในช่วงเริ่มต้นวัฏจักรของสัญญาณขนาดหรือโวลเตจจะต่ำ เป็นผลให้คลื่นพาห้มีความถี่เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ขณะสัญญาณมีขนาดเข้าใกล้ช่วงสุดท้ายบวก (POSITIVE PEAK) ความถี่ของคลื่นจะเปลี่ยนแปลงอย่างมากและจะมากที่สุด ณ จุด 90° ในวัฏจักรของสัญญาณช่วงระหว่าง 90° และ 180° ขนาดของสัญญาณกลับคืนสู่ศูนย์โวลท์ ช่วงนี้ความถี่ของคลื่นพาห้ก็จะเลื่อนกลับเข้าสู่ค่าความถี่เดิม เหมือนกับตอนที่ไม่มีสัญญาณเข้ามามอดูเลท ถัดมาสัญญาณเข้าสู่ช่วง 270° ขนาดจะเริ่มสูงขึ้นอีกครั้ง แต่จะไปในทิศทางลบ จึงทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้เริ่มเปลี่ยนไปในทางลบ ซึ่งหมายถึงความถี่ต่ำลงและต่ำที่สุด ณ จุด 270°

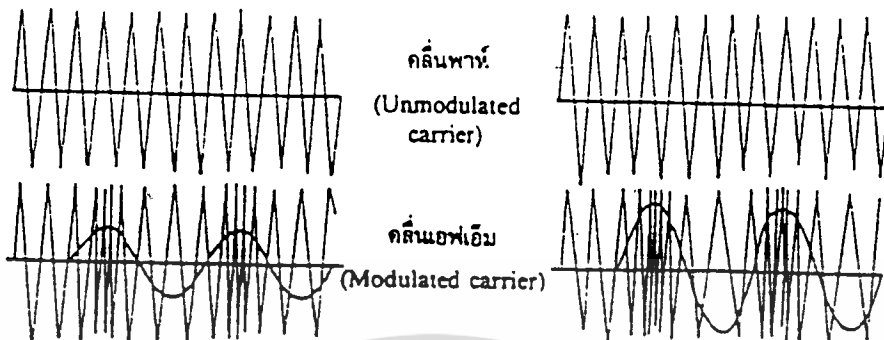
ในทางปฏิบัติจะไม่คำนึงว่า ในครึ่งวัฏจักรบวกของคลื่นรูปไซน์ของสัญญาณจะเป็นผลทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้เพิ่มขึ้นหรือลดลง จุดสำคัญอยู่ที่ว่า ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนเป็นสัดส่วนกับการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณ

ทั้งหมดนี้พอสรุปได้ว่า

- ความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงเป็นขั้นตอน ตามการเปลี่ยนแปลงโวลเตจของสัญญาณ ตลอดเวลา นั่นคือ ในช่วงครึ่งวัฏจักรแรกของสัญญาณความถี่ของคลื่นพาห้จะสูงขึ้น และในช่วงครึ่งวัฏจักรหลังซึ่งมีทิศทางตรงข้าม ความถี่จะต่ำลง
- ความถี่ของคลื่นพาห้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเลย เมื่อขนาดของสัญญาณเป็นศูนย์
- ความถี่ของคลื่นพาห้เพิ่มขึ้นสูงสุดและลดลงต่ำสุดในขณะที่มีขนาดของสัญญาณมีค่าสูงสุด

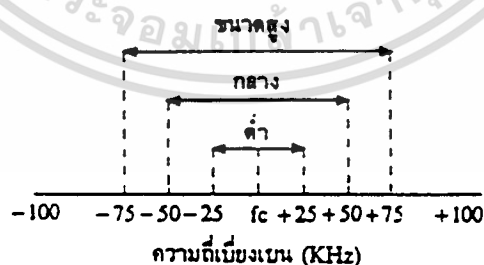
2.1.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ

ในคลื่นเอฟเอ็มนั้น ความถี่ของคลื่นพาห้ที่เปลี่ยนแปลงไปจากความถี่เดิม หรือความถี่ศูนย์กลางไปมากน้อยเท่าไร เรียกว่าความถี่เบี่ยงเบน (FREQUENCY DEVIATION) โดยถูกกำหนดด้วยขนาดสูงสุดของสัญญาณ ถ้าขนาดสูงสุดเปลี่ยนแปลง ค่าความถี่เบี่ยงเบนก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย รูปที่ 2.2 แสดงถึงผลที่เกิดในคลื่นเอฟเอ็มเมื่อขนาดของสัญญาณสูงขึ้น แต่ความถี่ของมันยังคงที่อยู่ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบจึงใช้รูปคลื่นของสัญญาณซ้อนอยู่บนรูปคลื่นเอฟเอ็ม ให้สังเกตความถี่ เบี่ยงเบนเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณมีขนาดเพิ่มขึ้นในรูปที่ 2.2 (ข) (เกิดขึ้นที่ขนาดสูงสุดของสัญญาณ)



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นแอมป์ที่เกิดจากสัญญาณมีขนาดต่าง ๆ กัน

ตัวอย่างเช่น เมื่อคลื่นพาห้ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 3,000 Hz ที่มีขนาดต่ำ ๆ ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นแอมป์เป็น ± 25 KHz เมื่อขนาดของสัญญาณสูงขึ้นสองเท่าความถี่เบี่ยงเบนก็เพิ่มขึ้นสองเท่าด้วยเป็น ± 50 KHz และเมื่อขนาดสูงมากขึ้นอีก ความถี่เบี่ยงเบนก็จะเพิ่มขึ้นอีกเป็น ± 75 KHz ทั้งหมดนี้ความถี่จะแกว่ง (FREQUENCY SWING) ไป 50 KHz, 100 KHz และ 150 KHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การเปลี่ยนแปลงความถี่เบี่ยงเบนโดยขนาดของสัญญาณ

2.1.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ

ความถี่ของสัญญาณเป็นตัวกำหนดอัตราที่ความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไป ถ้าความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห์ก็สูงตามไปด้วย รูปที่ 2.4 นี้ แสดงผลที่มีต่อคลื่นเอฟเอ็มเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น แต่ขนาดสูงสุดยังคงที่อยู่ และเพื่อเป็นการเปรียบเทียบ จึงแสดงรูปคลื่นของสัญญาณให้ซ้อนกับรูปคลื่นเอฟเอ็มในรูปที่ 2.4 (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มจะเร็วกว่าที่เกิดขึ้นในรูป (ก)

ตัวอย่างเช่น เมื่อคลื่นพาห์ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 1,000 Hz มีขนาดทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนขนาดหนึ่ง สมมติ ± 25 KHz ด้วยอัตรา 1,000 ครั้งต่อวินาที เมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็น 2,000 Hz แต่ขนาดยังคงเดิม ความถี่ของคลื่นพาห์จะเบี่ยงเบนเท่าเดิมคือ ± 25 KHz แต่คราวนี้อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่เพิ่มเป็น 2,000 ครั้งต่อวินาที



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีความถี่ต่าง ๆ กัน

2.1.4 คุณสมบัติของคลื่นเอฟเอ็ม

ในการมอดูเลชันเชิงขนาด เราทราบแล้วว่านอกจากความถี่คลื่นพาห์แล้วยังมีความถี่ไซด์แบนด์เกิดขึ้นมาอีกหนึ่งคู่เสมอ ทั้งนี้ก็โดยการศึกษาจากรูปสมการของคลื่นเอฟเอ็ม ทำนองเดียวกัน เพื่อศึกษาคุณสมบัติของคลื่นที่เกิดจากการมอดูเลชันเชิงความถี่บ้าง และแสดงถึงคุณสมบัติของคลื่นเอฟเอ็มให้ชัดเจนยิ่งขึ้น

ลองพิจารณาสมการของคลื่น

$$e = E \sin (wt + \theta) \quad \text{.....(2.1)}$$

เมื่อ E เป็นขนาดโวลเตจของสัญญาณไฟฟ้า

$wt + \theta$ เป็นค่ามุมชั่วขณะและเฟสของฟังก์ชัน

ซึ่งถ้าจะกล่าวถึงคลื่นพาห์ก็สามารถเขียนเป็นสมการของคลื่นพาห์ได้ว่า

$$e_c = E_c \sin \phi \quad \text{.....(2.2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ ω เป็นมุมทางไฟฟ้าของคลื่น ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา (t) และจะสัมพันธ์กับความเร็วเชิงมุม (ANGULAR VELOCITY) และความถี่ของคลื่นดังนี้

$$W = 2\pi f = d\phi(t)/dt \quad \text{.....(2.3)}$$

สมมติว่า สัญญาณที่จะเข้าไปฝากหรือผสมกับคลื่นพาห์แบบเอฟเอ็มนี้ มีสมการเป็น

$$e_m = E_m \cos Wmt$$

หรือ
$$= E_m \cos 2\pi f_m t \quad \text{.....(2.4)}$$

ค่าชั่วขณะของสัญญาณนี้ ไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปมาเป็น

$$f = f_c + f_d \cos 2\pi f_m t \quad \text{.....(2.5)}$$

โดย f_c = ความถี่ของคลื่นพาห์ขณะยังไม่มีสัญญาณเข้ามา

f_d = ความถี่เบี่ยงเบนซึ่งจะมากน้อยเท่าไรขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณ

f_m = ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา

จากสมการ (3-3) และ (3-5) จะได้ว่า

$$d\phi(t)/dt = 2\pi(f_c + f_d \cos 2\pi f_m t) \quad \text{.....(2.6)}$$

ดังนั้น
$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int 2\pi(f_c + f_d \cos 2\pi f_m t) dt \\ &= 2\pi f_c t + (f_d/f_m) \sin 2\pi f_m t + \phi_0 \\ &= W_c t/m_f \sin W_m t + \phi_0 \end{aligned} \quad \text{.....(2.7)}$$

เมื่อ $m_f = f_d/f_m$ ซึ่งเรียกว่า MODULATION INDEX หรือดัชนีการมอดดูเลชัน

ϕ_0 เป็นค่าคงที่ได้จากการ INTEGRATE ซึ่งเป็น PHASE ANGLE เริ่มต้นเมื่อ $t = 0$ ดังนั้น จึงสามารถพิจารณาว่า $\phi_0 = 0$ ได้โดยไม่มีผลต่อการมอดดูเลชันเชิงความถี่เลย

เมื่อแทนค่า $\phi(t)$ จากสมการ (2.7) ลงไปในสมการ (2.2) จะได้

$$\begin{aligned} e_c &= E_c \sin (W_c t + m_f \sin W_m t) \\ &= e \text{ (เมื่อเป็นสมการซึ่งถูกมอดดูเลทแล้ว)} \end{aligned} \quad \text{.....(2.8)}$$

ในคลื่นเอฟเอ็ม สัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่เดียวจะทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นมาหนึ่งคู่เสมอ ส่วนในรูปคลื่นเอฟเอ็ม จำนวนของไซด์แบนด์จะเป็นอย่างไรนั้น ให้กระจายสมการที่ (8) ดู นั่นคือ

$$e = E_c[\sin W_c t * \sin (m_f \sin W_m t)] \quad \text{.....(2.9)}$$

และโดยอาศัย Bessel function สมการ (2.9) ในแต่ละส่วนกระจายออกเป็น

$$\cos(m_f \sin W_m t) = J_0(m_f) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m_f) \sin (2n + 1) W_m t \quad \text{.....(2.10)}$$

$$\text{และ } \sin(mf \sin Wmt) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n+1}(mf) \sin(2n+1) Wmt \quad \text{.....(2.11)}$$

แทนค่าสมการ (2.10) และ (2.11) ลงในสมการ (2.9) พร้อมทั้งจัดรูปให้ดูง่าย
จะได้ว่า

$$\begin{aligned} e = & E_c \sin Wct [J_0(mf) + 2J_2(mf) \cos 2Wmt + 2J_4(mf) \cos 4Wmt + \dots] \\ & + E_c \cos Wct [2J_1(mf) \sin Wmt + 2J_3(mf) \sin \\ & 3Wmt + 2J_5(mf) \sin 5 Wmt + \dots] \end{aligned} \quad \text{.....(2.12)}$$

$$\text{จาก } \sin A \cos B = \frac{1}{2} [\sin(A+B) + \sin(A-B)]$$

$$\cos A \sin B = \frac{1}{2} [\sin(A+B) - \sin(A-B)]$$

แทนค่าลงในสมการ (12) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} e = & J_0(mf) E_c \sin Wct + J_1(mf) E_c [\sin(Wc+Wm)t - \sin(Wc-Wm)t] \\ & + J_2(mf) E_c [\sin(Wc+2Wm)t + \sin(Wc-2Wm)t] \\ & + J_3(mf) E_c [\sin(Wc+3Wm)t - \sin(Wc-3Wm)t] \\ & + J_4 \dots \end{aligned} \quad \text{.....(2.13)}$$

โดยที่ $J_n(mf)$ เป็น Bessel function (ของ mf) แบบแรกทีลำดับ n และมีค่าที่หาได้จาก
สมการต่อเนื่องดังนี้

$$J_n(mf) = \frac{m^n f^n}{2^n n!} \left[1 - \frac{m^2 f^2}{2(2n+2)} + \frac{m^4 f^4}{2(4)(2n+2)(2n+4)} - \frac{m^6 f^6}{2(4)(6)(2n+2)(2n+4)(2n+6)} + \dots \right] \quad \text{.....(2.14)}$$

การหาค่า $J_n(mf)$ คือ กำหนด MODULATION INDEX (mf) เสียก่อน เนื่องจาก mf นี้
สัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณกับความถี่เบี่ยงเบนมันจึงมีค่าต่าง ๆ มากมาย ถ้ากำหนดลง
ไปที่ค่าก็จะได้อาของ $J_n(n = 0, 1, 2, \dots)$ ออกมาตามขนาดของ mf ตารางที่ 1 ได้จากสมการที่
(2.14) อันแสดงให้เห็นถึง ขนาดคลื่นพาห์และไซด์แบนด์ต่าง ๆ ณ ค่า mf ต่าง ๆ กัน

ตารางที่ 2.1

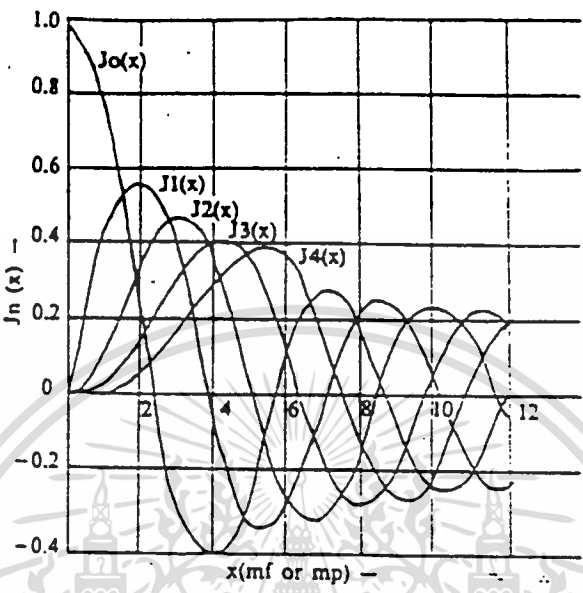
ดัชนีการมอดดูเลชัน	ขนาดของคลื่นพาห์	ขนาดสัมพัทธ์ของไซด์แบนด์								
(m)	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$	$J_9(x)$
0.	1.000									
0.01	0.999	0.005								
0.02	0.999	0.010								
0.05	0.999	0.025								
0.1	0.998	0.050								
0.2	0.990	0.100								
0.5	0.938	0.242	0.310							
1.0	0.765	0.440	0.115	0.003						
2.0	0.224	0.577	0.353	0.129	0.034					
3.0	-0.260	0.339	0.486	0.309	0.132	0.043	0.012			
4.0	-0.397	-0.066	0.364	0.430	0.281	0.132	0.049	0.015		
5.0	-0.178	-0.223	0.047	0.365	0.391	0.261	0.131	0.053	0.018	
6.0	0.151	-0.277	-0.243	0.115	0.350	0.362	0.246	0.130	0.057	0.021

จากค่าตามตารางนี้ จะเห็นว่า เมื่อค่าของ mf เปลี่ยนไปขนาดของคลื่นพาห์และของไซด์แบนด์จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย และเมื่อนำไปพิจารณาพร้อมกับสมการของคลื่นเอพเอ็ม (2.13) จะเห็นว่าไซด์แบนด์เกิดขึ้นมากมายจนถึงอนันต์ เมื่อเทียบกับคลื่นเอเอ็มซึ่งมีไซด์แบนด์เพียงคู่เดียว และในขณะที่ขนาดของคลื่นพาห์ในการมอดดูเลชันเชิงขนาดมีค่าคงที่ตลอดเวลา แต่ในการมอดดูเลชันเชิงความถี่นี้ ขนาดจะเปลี่ยนแปลงไปมา และในบางครั้งมีโอกาสลดลงเป็นศูนย์อีกด้วย เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นขนาดของคลื่นพาห์และไซด์แบนด์ ณ ค่า mf ต่าง ๆ ให้ชัดเจนยิ่งขึ้น จะนำค่าต่าง ๆ ในตารางที่ 2.1 มาเขียนเป็นกราฟ แสดงความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดดูเลชันกับขนาดของไซด์แบนด์ต่างๆ ดังรูปที่ 2.5

ให้สังเกตการเปลี่ยนแปลงขนาดของไซด์แบนด์และคลื่นพาห์ ณ ค่า mf ต่าง ๆ กัน เช่น เมื่อ $mf = 2$ จะเห็นว่าขนาดของไซด์แบนด์สองคู่แรก (J_1 และ J_2) จะมีขนาดสูงกว่าคลื่นพาห์ และที่ mf ประมาณเท่ากับ 2.4 ขนาดของคลื่นพาห์จะลดลงเป็นศูนย์ ณ สภาพเช่นนี้ซึ่งหมายถึงว่ากำลังงานที่ส่งออกไปทั้งหมดจะบรรจุอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งหลายเท่านั้น

ขณะไม่มีสัญญาณเข้ามาผสมนั้น ขนาดของคลื่นพาห์จะสูงสุดและให้มีค่าเท่ากับ 1.0 ถ้าดัชนีการมอดดูเลชันมีค่าขนาดหนึ่ง เมื่อเอาขนาดของคลื่นพาห์และไซด์แบนด์ต่าง ๆ มารวมกันทางพีชคณิตจะรวมกันไม่เท่ากับ 1.0 เนื่องจากเป็นคลื่นกระแสสลับจำเป็นต้องใช้การรวมทางเวกเตอร์ (มีค่าเป็นรากที่สองของผลรวมของกำลังสองของค่าต่าง ๆ)

ในรูปที่ 2.5 นั้น จะเห็นว่า BESSEL FUNCTION หรือขนาดของคลื่นพาห์และไซด์แบนด์
มีโอกาสดลดลงเป็นศูนย์ได้หลายครั้ง ณ ค่าดัชนีต่าง ๆ ซึ่งแสดงดังตารางที่ 2.2



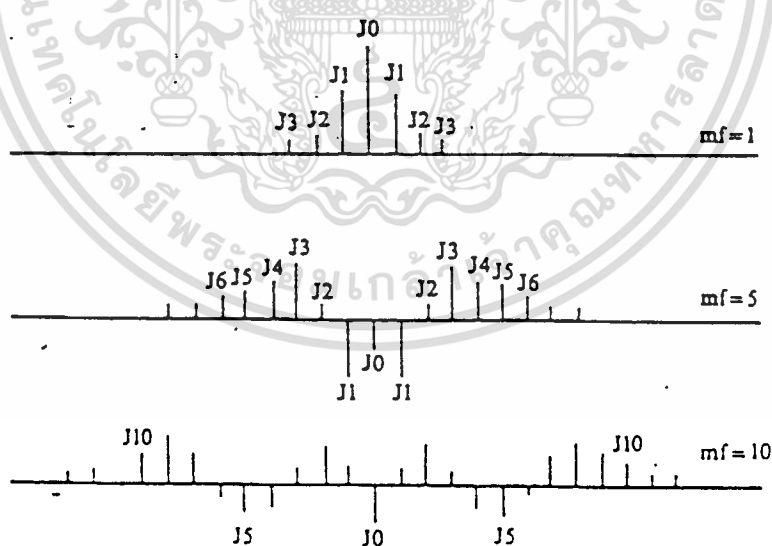
รูปที่ 2.5 เส้นโค้งแสดง BESSEL FUNCTION
ตารางที่ 2.2

Jn=0	n=0	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5
mf	2.408	3.882	5.135	6.379	7.586	8.780
	5.526	7.016	8.417	9.760	11.064	12.337
	8.654	10.173	11.620	13.017	14.373	15.700
	11.794	13.323	14.796	16.224	17.616	18.982
	14.931	16.470	17.960	19.410	20.827	22.220
	18.071	19.616	21.117	22.583	24.018	25.431
	21.212	22.760	24.270	25.749	27.200	28.628

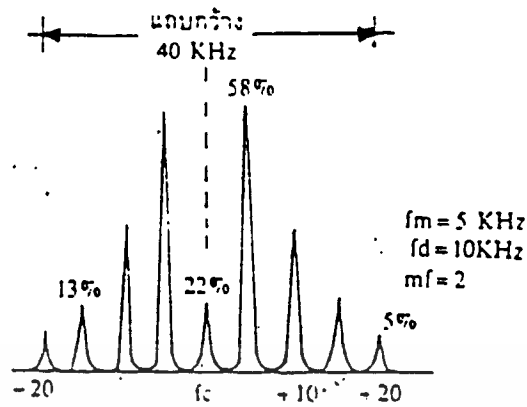
โดยอาศัยตารางที่ 2.2 นี้ จะทำให้สามารถทราบค่าดัชนีการมอดดูเลชั่น เช่น เมื่อขนาด
ของคลื่นพาห์ (JO) ลดลงเป็นศูนย์ครั้งแรก (สังเกตได้จากการใช้เครื่อง F.M. SIDEBAND
ANALYZER) ค่าดัชนีการมอดดูเลชั่น (mf) จะเป็น 2.4 จากนั้นจะทำให้ทราบต่อไปว่าความถี่เบี่ยง
เบน (fd) จะเป็น 2.4 เท่าของความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปมอดดูเลท ซึ่งข้อเท็จจริงนี้สามารถนำ
ไปใช้สำหรับการปรับเทียบ (CALIBRATION) มิเตอร์วัดความถี่เบี่ยงเบนของเครื่องส่งเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

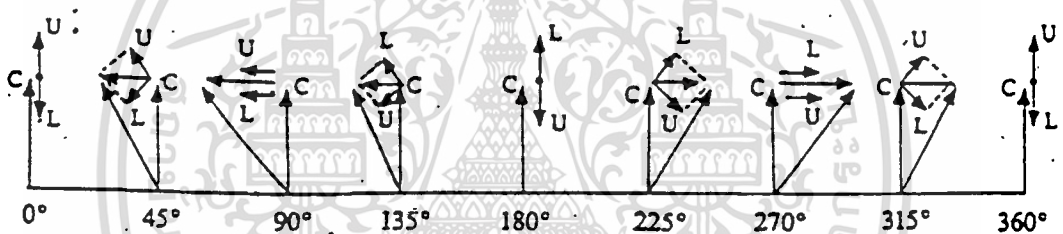
จากรูปที่ 2.5 เมื่อดัชนีการมอดูเลชัน (mf) น้อยกว่า 0.5 จะเกิดไซด์แบนด์เพียงหนึ่งคู่ เหมือนกับระบบเอเอ็ม เพราะคู่ที่ถัดไปมีขนาดต่ำมากจนกระทั่งตัดทิ้งไปได้ แต่อย่างไรก็ตาม การใช้สัญญาณความถี่เดียวมอดูเลทกับคลื่นพาห์ สามารถทำให้เกิดไซด์แบนด์จำนวนหลายคู่และอยู่ห่างกันเป็นระยะเท่ากับความถี่ของสัญญาณนั้น (fm) ซึ่งเขียนออกมาในรูปของแถบความถี่ (FREQUENCY SPECTRUM) ได้ดังรูปที่ 2.6 ลักษณะของแถบความถี่นี้สามารถมองเห็นได้จากการใช้เครื่อง F.M. SIDEBAND ANALYZER มาวัดดู จากรูปที่ 2.5 และ 2.6 นั้น ค่าของคลื่นพาห์และไซด์แบนด์มีค่าทั้งบวกและลบ ซึ่งหมายความว่าเฟสจะกลับกัน 180° แต่ในเครื่อง SPECTRUM ANALYZER นั้น แสดงเฉพาะความสูงของขนาดเท่านั้น จึงแสดงขนาดที่อยู่บนด้านเดียวกันเสมอ ดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งแสดงแถบความถี่ด้านต่ำและด้านสูงอยู่ห่างจากความถี่ของคลื่นพาห์ มีลักษณะสมมาตรกัน จากรูปที่ 2.5 หรือโดยการใช้เครื่องวัดดังกล่าวนี้ก็จะตาม จะเห็นว่ายิ่งค่าดัชนีการมอดูเลชัน (mf) ยิ่งขึ้นสูงเท่าใด ขนาดของไซด์แบนด์ลำดับที่สูง ๆ ก็จะมีขนาดเฉลี่ยมากขึ้น ซึ่งหมายความว่า แถบความถี่แผ่กว้างออกไปยิ่งขึ้น ในกรณีที่ mf น้อยกว่า 0.5 ไซด์แบนด์ เกิดขึ้นเพียงหนึ่งคู่ นั้น เราจะใช้ผลอันนี้ประกอบกับการรวมขนาดของความถี่ต่าง ๆ ด้วยวิธีทางเวกเตอร์ แสดงเป็นรูปคลื่นเอฟเอ็มได้ง่ายขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.6 แสดงแถบความถี่ของไซด์แบนด์ด้านต่ำและด้านสูงของคลื่นเอฟเอ็ม



รูปที่ 2.7 แสดงแถบความถี่ที่ได้จากเครื่องวิเคราะห์ไฮโดรแบนด์



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นเอฟเอ็มจากการรวมทางเวกเตอร์ (m_f มีค่าน้อย ๆ)

2.1.4.1 ความกว้างของแถบความถี่ที่จำเป็นสำหรับคลื่นเอฟเอ็ม

ไฮโดรแบนด์ในคลื่นเอฟเอ็มนั้นมีจำนวนมากมาย แต่ในความเป็นจริงนั้น พลังงานส่วนใหญ่จะรวมอยู่ในไฮโดรแบนด์ลำดับแรก ๆ เท่านั้น ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องห้วงว่าความกว้างของแถบความถี่ (BANDWIDTH) จะกว้างมากจนถึงค่านั้น ในทางปฏิบัติจะพิจารณาเฉพาะไฮโดรแบนด์ที่มีขนาดสูงหรือมีพลังมาก ซึ่งเมื่อรวมกันส่งออกไปแล้ว ทางด้านเครื่องรับทำการแปลสัญญาณ (DETECT) ออกมาแล้ว ได้สัญญาณที่มีความเพี้ยนน้อยที่สุดก็นับว่าเป็นอันใช้ได้ การจะพิจารณาเลือกไฮโดรแบนด์ว่าควรจะใช้ถึงคู่ลำดับที่เท่าไรนั้นมีวิธีการดังนี้

สมมติให้ สัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว มอดูเลทกับคลื่นพาห์แบบเอฟเอ็มได้ไฮโดรแบนด์จำนวนหนึ่งที่มีพลังงานสูงถึงลำดับที่ n ซึ่งเมื่อนำพลังงานรวมส่วนนี้ไปเปรียบเทียบกับพลังงานรวมทั้งหมดเป็นอัตราส่วน A ได้

$$A = \sum_{-n}^n J_n(mf) / \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(mf) \quad \text{.....(2.15)}$$

แต่สมการของ BESSEL FUNCTION ได้ว่า

$$\sum_{-\infty}^{\infty} J_n(mf) = 1 \quad \text{.....(2.16)}$$

ซึ่งหมายความว่า ให้พลังงานรวมทั้งหมดเป็น 100% หรือ 1 นั่นเอง ดังนั้น

$$A = \sum_{-n}^n J_n(mf) \quad \text{.....(2.17)}$$

จากสมการ (2.17) ถ้าสมมติว่า n มีค่าเท่ากับ mf แทนค่าลงไป (ดู 2.1.4.2) จะได้ $A = 0.95$ หรือก็คือ ภายในแถบความถี่ซึ่งกว้างเป็น $2fd$ นี้ 95% ของพลังงานทั้งหมดจะถูกส่งออกไป ทั้งนี้เป็นกรณีที่สัญญาณเป็นคลื่นรูปไซน์ แต่ถ้าสัญญาณเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม และยังคงใช้แถบความถี่กว้างกว่าเดิม พลังงานที่ถูกส่งออกไปจะลดลงเหลือเพียง 80% เท่านั้น แต่ถ้าพิจารณาเพิ่มไซด์แบนด์เข้าไปอีกหนึ่งคู่เสมอ ให้ส่งออกไปถึงคู่ที่ $mf + 1$ พลังงานจะเพิ่มขึ้นเป็น 93% ฉะนั้น ในการหาความกว้างของแถบความถี่จึงพิจารณาถึงรูปที่ $mf + 1$ หรือให้ $n = mf + 1$ ความกว้างของแถบความถี่ขณะนี้มีความกว้างที่เหมาะสมคือเท่าที่จำเป็นสำหรับการส่งและรับจึงเรียกว่า NECESSARY BANDWIDTH ซึ่งมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} BW &= 2(mf + 1)fm \\ \text{หรือ} &= 2(fd + fm) \end{aligned} \quad \text{.....(2.18)}$$

เมื่อ BW = ความกว้างของแถบความถี่เท่าที่จำเป็น

mf = ดัชนีการมอดดูเลชั่น

fm = ความถี่ของสัญญาณ

fd = ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาห์

เมื่อไปพิจารณาตารางที่ 2.5 ซึ่งแสดงเส้นโค้งของ BESSEL FUNCTION ไซด์แบนด์คู่ที่ $mf + 1$ จะมีขนาดประมาณ 0.13 คู่ถัดไป $mf + 2$ จะมีขนาดเพียง 0.05 เท่านั้น จึงพอกำหนดลงไปได้ว่าให้ไซด์แบนด์ถึงคู่ที่ $mf + 1$ ก็เพียงพอแล้ว ในการใช้เครื่องวิเคราะห์ไซด์แบนด์นั้น จึงพิจารณาถึงไซด์แบนด์คู่ที่มีขนาดถึง 10% ของขนาดคลื่นพาห์ ขณะไม่มีการมอดดูเลท ส่วนคู่ที่ต่ำกว่า 10% ให้ตัดทิ้งไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ตัวอย่างเช่น ในการมอดดูเลชันเชิงความถี่ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด $f_d = 75 \text{ KHz}$ และความถี่สูงสุดของสัญญาณ $f_m = 15 \text{ KHz}$ ความกว้างของแถบความถี่เท่าที่จำเป็น $BW = 2(75 + 15) \text{ KHz}$ หรือเท่ากับ 180 KHz

ลองย้อนกลับไปดูความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณ (f_m) ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาห์ (f_d) และดัชนีการมอดดูเลชัน (m_f) ซึ่งมีสมการเป็น

$$m_f = f_d/f_m$$

จากสมการนี้ จะเห็นว่า ถ้าให้ระดับการมอดดูเลชันมีขนาดต่ำคือขนาดของสัญญาณต่ำ ๆ ความถี่เบี่ยงเบนก็ต่ำ m_f จึงมีค่าน้อย ซึ่งขณะนี้จำนวนไซด์แบนด์จะมีเพียงหนึ่งคู่ตลอดเวลาความกว้างของแถบความถี่จะต่ำสุดเป็น $2f_m$ แต่จะต้องมีการทวีคูณความถี่ (FREQUENCY MULTIPLICATION) เพื่อให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้น ซึ่งนับว่าเป็นเรื่องใหญ่พอสมควรในการมอดดูเลชันเชิงความถี่นี้ ดัชนีการมอดดูเลชันจะผูกผันกับความถี่ของสัญญาณ นั่นคือ ถ้า f_m สูง m_f ก็ต่ำ จำนวนไซด์แบนด์น้อย และถ้า f_m ต่ำ m_f จะสูง จำนวนคู่ของไซด์แบนด์ก็จะสูง ดังนั้นถ้าให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของคลื่นพาห์คงที่ไว้ค่าหนึ่ง ความกว้างของแถบความถี่ก็จะมีค่าใกล้เคียงกันหรือเกือบคงที่

มีข้อควรระลึกอย่างหนึ่งว่า ในทางปฏิบัติขนาดของสัญญาณความถี่สูงของระบบกระจายเสียงมักมีค่าต่ำกว่าสัญญาณทางด้านความถี่ต่ำ ดังนั้น ความถี่ของสัญญาณเสียงทางสูงจึงไม่มีผลทำให้ความกว้างของแถบความถี่มีความกว้างแตกต่างกันมากนัก เมื่อเทียบกับสัญญาณความถี่ต่ำ

2.1.4.2 กำลังงานในคลื่นเอฟเอ็ม

ขณะคลื่นพาห์ถูกสัญญาณเข้ามามอดดูเลชันนั้น ความถี่ของคลื่นพาห์เท่านั้นที่เปลี่ยนแปลงไปมา แต่ขนาดของมันยังคงเดิมตลอดเวลา ซึ่งหมายความว่า ระหว่างการมอดดูเลชันกำลังงานทั้งหมดในคลื่นเอฟเอ็มยังคงเท่าเดิมอยู่ และเท่ากับกำลังงานของคลื่นพาห์เพียงอย่างเดียวคือขณะไม่มีการมอดดูเลชัน

ขณะอาศัยค่าขนาดสัมพัทธ์ของไซด์แบนด์ ในตารางที่ 2.1 สามารถแสดงให้เห็นความจริงดังกล่าวนี้ได้ โดยคำนวณกำลังงานทั้งหมด สำหรับค่าหนึ่ง ๆ ของดัชนีการมอดดูเลชัน จะได้ว่ากำลังงานทั้งหมดเป็นผลบวกของกำลังงานในองค์ประกอบ ซึ่งมีของคลื่นพาห์ และไซด์แบนด์คู่ต่าง ๆ และเนื่องจากขนาดสัมพัทธ์จากตารางที่ 2.1 อาจเป็นค่าโวลเตจหรือกระแสในขนาดความถี่ต่าง ๆ กัน การรวมกำลังงานของมันจึงทำได้โดยการถอดรากสอง (SQUARE ROOT) ของผลบวกของกำลังสองของค่าต่าง ๆ ดังกล่าว เมื่อรวมค่าเหล่านี้แล้วจะได้กำลังงาน

ทั้งหมดเท่ากับ 1 หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ก็ได้ 100% ซึ่งเท่ากับกำลังงานของคลื่นพาห้ขณะไม่มีการมอดดูเลชั่น

ตัวอย่างเช่น ณ ค่าดัชนีการมอดดูเลชั่น (mf) = 2

$$\begin{aligned}\text{กำลังงานทั้งหมด} &= \sqrt{22^2 + 2(58)^2 + 2(35)^2 + 2(13)^2 + 2(3)^2} \\ &= \sqrt{10,018} \\ &= 100\%\end{aligned}$$

จากผลที่ระหว่างมอดดูเลชั่น กำลังงานทั้งหมดยังคงที่อยู่ จึงสามารถออกแบบให้ภาคขยายความถี่วิทยุ (RF AMPLIFIERS) ในเครื่องส่งเอฟเอ็มรับกำลังงานค่าสูงสุด (PEAK POWER) ได้ต่ำกว่าของเครื่องส่งเอเอ็มเมื่อกำลังงานทางออกมีค่าเท่ากัน นอกจากนั้นในการจ่ายไฟก็ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องแรงไฟคงที่ (REGULATION) มากนัก

2.1.5 การปรับเทียบความถี่เบี่ยงเบน

ดังได้กล่าวมาแล้วว่า ขณะที่มีการมอดดูเลชั่นเชิงความถี่นั้น กำลังงานจากคลื่นพาห้จะแบ่งส่วนให้ไซด์แบนด์ต่าง ๆ ดังนั้น ขนาดของคลื่นพาห้จึงลดลงในบางขณะอาจต่ำกว่าขนาดของไซด์แบนด์ หรือตกลงเป็นศูนย์สำหรับดัชนีการมอดดูเลชั่นบางค่า ซึ่งในขณะนี้กำลังทั้งหมดจะบรรจุอยู่ในไซด์แบนด์ต่าง ๆ เท่านั้น จุดแรกที่กำลังงานของคลื่นพาห้ตกเป็นศูนย์คือเมื่อดัชนีการมอดดูเลชั่นมีค่า 2.4 จุดถัดไปมีค่า 5.5, 8.6, 11.7 ดูตารางที่ 2.2 ประกอบโดยอาศัยข้อมูลนี้สามารถนำไปใช้ในการปรับเทียบ (CALIBRATION) ความถี่เบี่ยงเบนหรือตรวจสอบความถี่เบี่ยงเบน (DEVIATION MONITOR) ของเครื่องส่งเอฟเอ็ม หลักการดังกล่าวนี้เรียกว่า BESSEL ZERO หรือ BESSEL CARRIER NULL

ตัวอย่างที่ 1 จงหาค่าความถี่เบี่ยงเบนของเครื่องส่งเอฟเอ็ม เมื่อขนาดของสัญญาณความถี่ 10 KHz ทำให้เกิด BESSEL ZERO จุดแรกขึ้น

วิธีทำ ดัชนีการมอดดูเลชั่น (mf) ค่าแรกที่เกิด BESSEL ZERO คือ 2.4 ดังความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาห้ (fd) จึงเป็น

$$\begin{aligned}fd &= mf * fm \\ &= 2.4 * 10 \text{ KHz} \\ &= \pm 24 \text{ KHz}\end{aligned}$$

ตัวอย่างที่ 2 ความถี่สูงสุดของสัญญาณในย่าน 30 Hz ถึง 15 KHz จะมีค่าเท่าไรจึงจะทำให้คลื่นพาห์ของเครื่องส่งเอฟเอ็มเบี่ยงเบนไป ± 100 KHz ให้ใช้วิธีการ BESSEL ZERO ของคลื่นพาห์

วิธีทำ BESSEL ZERO จุดแรกของคลื่นพาห์เกิดเมื่อดัชนีการมอดดูเลชัน (mf) มีค่า 2.4 ดังนั้น ความถี่เบี่ยงเบน (fd) ± 100 KHz จะต้องเกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ (fm) เป็น

$$\begin{aligned} fm &= fd/mf \\ &= 100/2.4 \\ &= 41.7 \text{ KHz ซึ่งอยู่นอกย่าน 30 Hz ถึง 15 KHz} \end{aligned}$$

ต่อไปลองดู BESSEL ZERO จุดที่สองของคลื่นพาห์ เมื่อดัชนีการมอดดูเลชันมีค่า 5.5

$$\begin{aligned} fm &= 100/5.5 \\ &= 18.2 \text{ KHz ซึ่งยังคงอยู่นอกย่านที่ต้องการ} \end{aligned}$$

เมื่อลองใช้จุดที่สาม ซึ่งดัชนีการมอดดูเลชันมีค่า 8.6 จะได้สัญญาณที่มีความถี่เป็น

$$\begin{aligned} fm &= 100/8.6 \\ &= 11.6 \text{ KHz} \end{aligned}$$

ดังนั้น ความถี่สูงสุดของสัญญาณจะต้องเป็น 11.6 KHz จึงจะทำให้ความเบี่ยงเบนของคลื่นพาห์เป็น ± 100 KHz และจะเกิดขึ้นที่ BESSEL ZERO จุดที่สามของคลื่นพาห์

2.1.6 ผลของการเปลี่ยนความถี่ในคลื่นเอฟเอ็ม

บางครั้งในเครื่องส่ง หรือเครื่องรับเอฟเอ็มจำเป็นต้องมีการทวีคูณความถี่(FREQUENCY MULTIPLICATION) แบ่งหรือลดความถี่ (FREQUENCY DIVISION) และแปลงความถี่ให้สูงขึ้นหรือต่ำกว่าเดิม (FREQUENCY CONVERSION) ผลจากการกระทำดังกล่าวนี้จะมีอิทธิพลต่อคุณสมบัติบางประการของคลื่นเอฟเอ็ม โดยเฉพาะความถี่เบี่ยงเบน (FREQUENCY DEVIATION) ของคลื่นพาห์

2.1.6.1 ผลของการทวีคูณความถี่

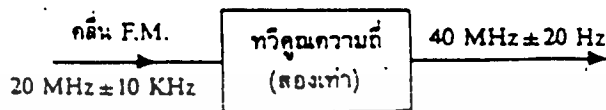
เมื่อผ่านคลื่นเอฟเอ็มเข้าไปในวงจรทวีคูณความถี่ (FREQUENCY MULTIPLIER) ซึ่งเป็นวงจรทางคircuit ประกอบด้วย L-C มีค่าตอบสนองต่อความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูงกว่าคลื่นพาห์เป็นจำนวนทวีคูณ เช่น สอง สาม หรือสี่เท่า ความถี่ที่ออกมา ก็จะยอมเป็นสอง สามหรือสี่เท่าตามไปด้วย เช่น จากสมการ (2.5) ซึ่งแสดงถึงความถี่ของคลื่นเอฟเอ็ม

$$f = fc + fd \cos 2\pi f_m t$$

เมื่อเลือกเอาเฉพาะฮาร์โมนิกส์ที่ n ออกมาจะได้

$$\begin{aligned} f &= n (fc + fd \cos 2\pi f_m t) \\ &= nfc + nfd \cos 2\pi f_m t \end{aligned}$$

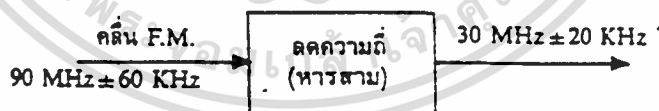
จะเห็นว่า นอกจากคลื่นพาห้จะมีความถี่เพิ่มขึ้นเป็น n เท่าแล้ว ความถี่เบี่ยงเบนยังพลอยเพิ่มขึ้นเป็น n เท่าอีกด้วย ในรูปที่ 2.9 แสดงการป้อนคลื่นเอฟเอ็มที่คลื่นพาห้มีความถี่ 20 MHz และความถี่เบี่ยงเบน ± 10 KHz ผ่านวงจรทวีคูณความถี่สองเท่า (FREQUENCY DOUBLER) ได้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ 40 MHz พร้อมด้วยความถี่เบี่ยงเบน ± 20 KHz ออกมา



รูปที่ 2.9 ผลของการทวีคูณความถี่ที่มีต่อความถี่เบี่ยงเบน

2.1.6.2 ผลของการลดหรือแบ่งความถี่

ในทำนองเดียวกันกับการทวีคูณความถี่เมื่อผ่านคลื่นเอฟเอ็มเข้าไปในวงจรแบ่งความถี่ (FREQUENCY DIVIDER) ความถี่ของคลื่นพาห้พร้อมกับความถี่เบี่ยงเบน จะถูกแบ่งหรือลดลงด้วยจำนวนเท่า ๆ กัน ในรูปที่ 2.10 แสดงถึงคลื่นเอฟเอ็มที่มีความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 90 MHz และความถี่เบี่ยงเบน ± 60 KHz ผ่านวงจรแบ่งความถี่ที่มีอัตรา 3:1 หรือหารด้วย 3) คลื่นพาห้ที่ออกมาจะเหลือความถี่ 30 MHz และความถี่เบี่ยงเบนกลายเป็น ± 20 KHz



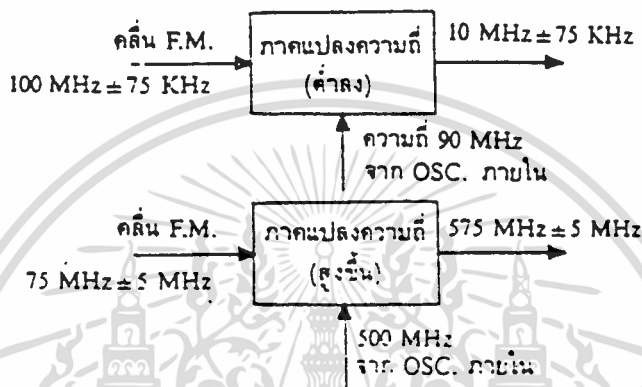
รูปที่ 2.10 ผลของการแบ่งความถี่ที่มีต่อความถี่เบี่ยงเบน

2.1.6.3 ผลของการแปลงความถี่

วงจรแปลงความถี่ (FREQUENCY CONVERTER) ในเครื่องรับเอฟเอ็มจะลดหรือแปลงความถี่ให้ต่ำลง ในขณะที่เครื่องส่ง UHF จะใช้ UP-CONVERTER แปลงความถี่ให้สูงขึ้นและเนื่องจากการทำงานของตัวแปลงความถี่ (CONVERTER) นั้น อาศัยความถี่ของ LOCAL OSCILLATOR เป็นตัวกำหนดความถี่ที่ต้องการ เพราะที่ทางออกของวงจรแปลงความถี่จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาหรือลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ผลบวก หรือความถี่ผลต่างของความถี่ที่เข้ามากับความถี่ของ LOCAL OSC. ถ้าเลือกเอาเฉพาะความถี่ผลต่างอย่างเดียว ความถี่ออกไปก็จะต่ำกว่าที่เข้ามา ถ้าใช้ความถี่ผลบวกอย่างเดียว ความถี่ที่ได้ก็จะสูงกว่าที่เข้ามา ด้วยเหตุนี้เมื่อผ่านคลื่นเอฟเอ็มเข้าไปในวงจรแปลงความถี่ คลื่นพาห์จะถูกแปลงไปเป็นความถี่อื่น โดยกำหนดด้วยความถี่ของ LOCAL OSCILLATOR ส่วนความถี่เบี่ยงเบนยังคงมีค่าเท่าเดิม ดังในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การแปลงความถี่ไม่ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนเปลี่ยนแปลง

2.1.7 มอดูเลเตอร์สำหรับคลื่นเอฟเอ็ม

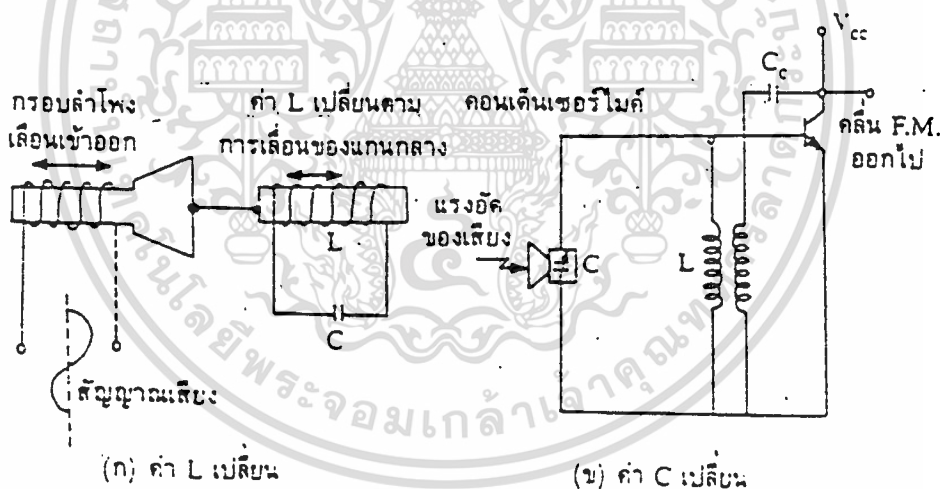
อุปกรณ์หรือตัวผลิตคลื่นเอฟเอ็มมีหลายรูปแบบ โดยขึ้นอยู่กับวิธีการที่จะทำให้คลื่นพาห์มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ ที่นิยมใช้ในเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงและโทรทัศน์ หรือในวิทยุสื่อสารนั้น มีอยู่สองวิธีคือ วิธีโดยตรงและทางอ้อม (DIRECT และ INDIRECT F.M.) สำหรับวิธีการผลิตคลื่นเอฟเอ็มโดยตรงนั้น สัญญาณเสียงจะไปทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรทางคัต ซึ่งควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนไป อันมีผลทำให้ความถี่ที่ผลิตจากออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณโดยตรง ส่วนการผลิตคลื่นเอฟเอ็มทางอ้อม สัญญาณเสียงจะไปทำให้เฟสของความถี่จากออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลง มีผลทางอ้อมทำให้ความถี่ดังกล่าวนี้เปลี่ยนแปลงไปด้วย วิธีนี้คือ การมอดูเลชันเชิงเฟส ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทต่อไป ในบทนี้กล่าวเฉพาะวิธีการผลิตคลื่นเอฟเอ็มโดยตรง โดยการใช้ออสซิลเลชันมอดูเลเตอร์

2.1.7.1 รีแอคแตนซ์มอดดูเลเตอร์

การทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรทางคเปลี่ยนแปลงกระทำได้ทั้งทางกลและทางไฟฟ้า ในทางกลนั้นคลื่นเสียงจะไปทำให้เกิดการสั่นทางกล เช่น การสั่นของลำโพงเมื่อนำไปเชื่อมโยงกับแกนกลางของขดลวดอินดักเตอร์ ดังรูปที่ 2.12 ก็จะทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ L เปลี่ยนแปลงเป็นผลถึงความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรทางคของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงโดยตรง

ตัวอย่างอีกแบบหนึ่งในการทำให้ค่ารีแอคแตนซ์เปลี่ยนแปลงโดยทางกล ดังรูปที่ 2.12 (ข) คลื่นเสียงจะทำให้แผ่นไดอะแฟรมของคอนเดนเซอร์ไมโครโฟนสั่น ซึ่งจะทำให้ค่าความจุประจําตัวของมันเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย วิธีนี้นิยมใช้กับเครื่องส่งเอฟเอ็มขนาดเล็กที่มีกำลังส่งต่ำมาก

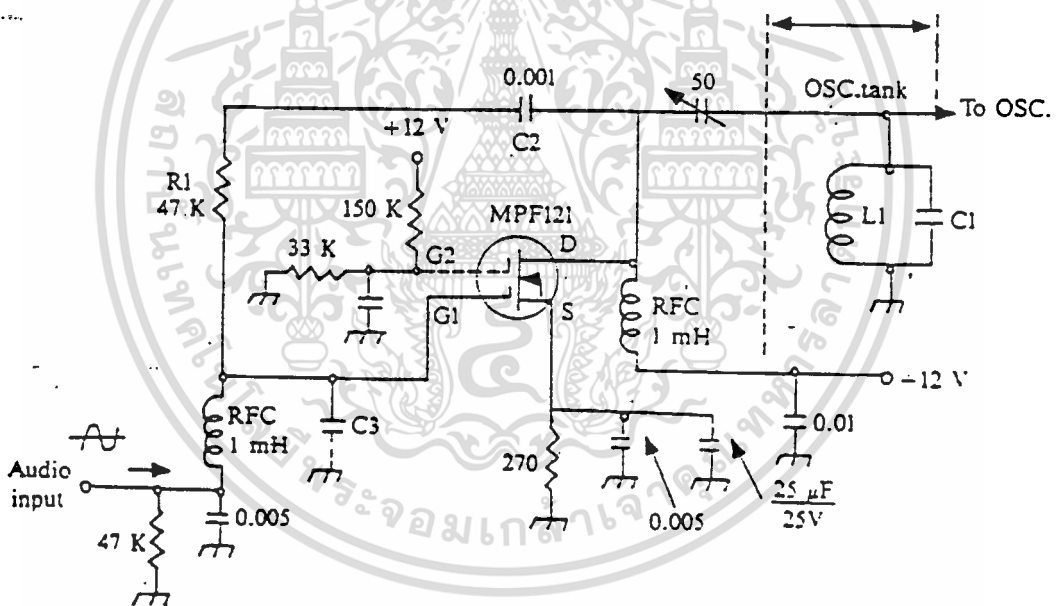
ตามปกติในเครื่องส่งเอฟเอ็มทั่วไปนั้น จะนิยมให้ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรทางคเปลี่ยนแปลงในทางไฟฟ้าคือ หลังจากคลื่นเสียงถูกแปลงเป็นคลื่นไฟฟ้าแล้ว ดังจะกล่าวโดยละเอียดในส่วนนี้



รูปที่ 2.12 การสั่นทางกลทำให้รีแอคแตนซ์เปลี่ยนแปลง

อุปกรณ์ที่เหมาะสมสำหรับใช้เป็นรีแอคแตนซ์มอดดูเลเตอร์นี้อาจจะเป็นหลอดสุญญากาศหรือทรานซิสเตอร์ก็ได้ ต่ออยู่กับวงจรอาร์เอฟทางค (RF TANK) ของออสซิลเลเตอร์ลักษณะที่จะทำหน้าที่เป็นอินดักแทนซ์ (L) หรือแคปาซิแทนซ์ (C) ที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ในรูปที่ 13 แสดงถึงวงจรรีแอคแตนซ์มอดดูเลเตอร์ ซึ่งใช้ MOSFET ทรานซิสเตอร์แบบมีค่า

ทรานส์คอนดักแตนซ์สูง (HIGH-TRANSCONDUCTANCE MOSFET) โดยเกทที่ 1 ของ MOSFET ต่อกร่อมวงจรเทงค์ L1/C1 ของออสซิลเลเตอร์ผ่านทางความต้านทาน R1 และตัวเก็บประจุ C2 ตัวเก็บประจุ C3 นั้นเป็นอินพุตแคปาซิแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นมอดูเลเตอร์ ค่าความต้านทานของ R1 จะสูงกว่าค่ารีแอคแตนซ์ของ C3 เพื่อว่ากระแส RF ที่ผ่าน R1/C3 จะมีเฟสตรงกัน (IN PHASE) กับโวลเตจของ RF ที่ปรากฏตกคร่อมวงจรเทงค์ อย่างไรก็ตาม โวลเตจที่ตกคร่อม C3 ย่อมจะล่าหลัง (LAG) กระแสอยู่ 90° ในขณะที่กระแสในวงจรเดรน (DRAIN CIRCUIT) ของมอดูเลเตอร์จะมีเฟสตรงกันกับโวลเตจที่เกท และด้วยเหตุนี้จึงล่าหลัง กระแสที่ผ่าน C3 อยู่ 90° หรือล่าหลัง RF โวลเตจที่เทงค์อยู่ 90° ด้วย กระแสล่าหลังที่ผ่าน เทงค์ของออสซิลเลเตอร์นี้ แสดงผลเหมือนกับว่ามีอินดักแตนซ์ต่อกร่อมเทงค์นี้ ความถี่จะ เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับขนาดของกระแสล่าหลังของมอดูเลเตอร์ เมื่อโวลเตจของสัญญาณเสียง ทำให้ทรานคอนดักแตนซ์เปลี่ยนแปลง ก็จะทำให้กระแส RF ของเดรนเปลี่ยนแปลงเช่นกัน



รูปที่ 2.13 วงจรรีแอคแตนซ์มอดูเลเตอร์ MOSFET

โดยปกติตัวออสซิลเลเตอร์เองจะทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่จริง เพื่อให้คลื่นความถี่ของคลื่นพหุมีเสถียรภาพสูง จากนั้น จึงนำความถี่นี้ไปทำการทวีคูณความถี่จนถึงความถี่ที่ต้องการจริง

ความไว (SENSITIVITY) ของมอดดูเลเตอร์ (ความถี่เปลี่ยนต่อหนึ่งหน่วยการเปลี่ยนของ โวลเตจของสัญญาณที่เข้ามา) ขึ้นอยู่กับทรานส์คอนดัคแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ที่นำมาทำมอดดูเลเตอร์ และจะเพิ่มขึ้นเมื่อ R_1 มีค่าต่ำลงเมื่อเทียบกับ C_3 นอกจากนี้ ความไวยังเพิ่มขึ้นโดยการเพิ่มเรโซแนนซ์ของ L/C ในทางคของออสซิลเลเตอร์ แต่ต้องคอยระวังเรื่องเสถียรภาพของคลื่นพาหิให้ได้สูงสุด จึงใช้ค่าแคปาซิแตนซ์สูงสุดที่จะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนอยู่ในค่าที่กำหนด ในขณะเดียวกันจะต้องอยู่ภายในย่านการทำงานที่เป็นเชิงเส้นด้วย

การเปลี่ยนแปลงใด ๆ ของโวลเตจที่จ่ายให้กับทรานซิสเตอร์ในมอดดูเลเตอร์จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสตรง ซึ่งย่อมมีผลทำให้ความถี่เปลี่ยนดังกล่าวมาแล้วข้างต้น ฉะนั้น แหล่งจ่ายไฟแก่มอดดูเลเตอร์ และออสซิลเลเตอร์ จึงควรใช้แบบโวลเตจคงที่ (REGULATED POWER SUPPLY)

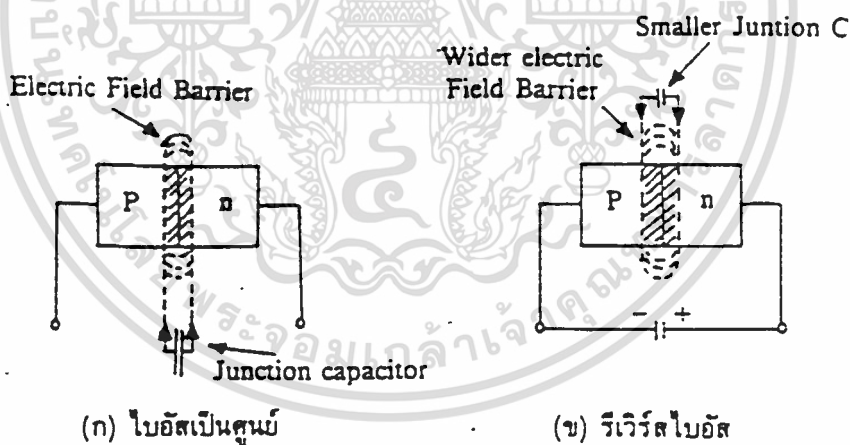
อุปกรณ์อีกอย่างหนึ่งที่มีคุณสมบัติประจำตัวเหมาะสำหรับใช้เป็นรีแอคแตนซ์มอดดูเลเตอร์คือ วาเรคเตอร์หรือวารีแคปไดโอด (VOLTAGE VARIABLE REACTOR หรือ VOLTAGE VARIABLE CAPACITANCE DIODE เขียนย่อว่า VARACTOR หรือ VARICAP) โดยจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวเก็บประจุ ที่ความจุเปลี่ยนแปลงได้ตามโวลเตจที่ตกคร่อมตัวมัน ในรูปที่ 2.14 แสดงถึงคุณสมบัติของวารีแคปขณะไบอัสเป็นศูนย์ และขณะไดร์เวิร์สไบอัส โดยความกว้างของบริเวณสนามไฟฟ้า (ELECTRIC FIELD BARRIER) ตรงรอยต่อพีเอ็น (P-N JUNCTION) จะได้รับอิทธิพลจากโวลเตจตกคร่อมรอยต่อนี้ และเนื่องจากสนามไฟฟ้าสถิตย์ที่เกิดขึ้นทำหน้าที่เสมือนแผ่นเพลททั้งสองของตัวเก็บประจุ โดยที่ระยะระหว่างแผ่นเพลทถูกควบคุมโดยโวลเตจ (และกระแส) ของรอยต่ออะไรก็ตามที่ทำให้ความกว้างของบริเวณรอยต่อพีเอ็นเพิ่มขึ้น ก็จะเหมือนกับว่าแยกให้แผ่นเพลทของตัวเก็บประจุห่างกันมากขึ้น เป็นผลทำให้ความจุน้อยลงจากรูป จะเห็นว่าถ้ารีเวิร์สไบอัสลดลง ค่าความจุตรงรอยต่อจะเพิ่มขึ้น

ในรูปที่ 2.15 (ก) แสดงเส้นโค้งลักษณะของค่าความจุตรงรอยต่อของไดโอดสัญญาณ (SIGNAL DIODES) ทั้ง ๆ ไป ให้สังเกตว่า ในย่านการทำงานแบบรีเวิร์สโวลเตจจนถึง 100 โวลท์ ค่าความจุจะเปลี่ยนไปน้อยมาก ซึ่งเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับรูปที่ 2.15 (ข) ซึ่งแสดงคุณสมบัติของวารีแคปแบบหนึ่งในจำนวนมากมาย โดยที่แตกต่างกันเรื่องความไวของค่าความจุที่จะเปลี่ยนไปต่อโวลท์ ไดโอดทั้งหลายนี้ โดยทั่วไปแล้วการเปลี่ยนแปลงของความจุต่อโวลท์จะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นดังในรูป ไดโอดนี้ถูกสร้างขึ้นอย่างเจาะจงทั้งทางเคมีและทางกายภาพที่จะให้ผลต่อค่าความจุที่รอยต่อ (JUNCTION CAPACITANCE) รูปที่ 2.16 แสดงถึงสัญลักษณ์สามแบบด้วยกันที่ใช้กันทางปฏิบัติ

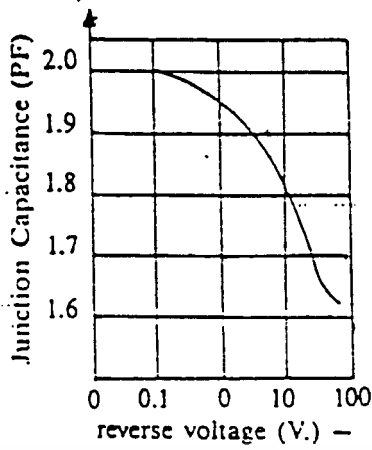
เช่นเดียวกันกับซีเนอร์ไดโอด วาริแคปไดโอด จะให้ทำงานในแบบรีเวิร์สไบอัสเสมอโดยค่าความจุลดลงเมื่อรีเวิร์สไบอัสสูงขึ้น ซึ่งหมายความว่า ค่าความจุจะแปรผกผันกับกับรีเวิร์สไบอัสโวลเตจ ความสัมพันธ์ระหว่างความจุต่อโวลเตจจะเป็นเชิงเส้น ตามธรรมชาติแล้วความจุที่เปลี่ยนแปลงในโวลท์ที่เท่ากันแล้วจะมากกว่าที่เกิดขึ้นในวงจรหลอดรีแอคแตนซ์ทั่ว ๆ ไป

รูปที่ 2.17 (ก) แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ COLPITTS ที่มีตัวเก็บประจุในวงจรเทงค์จูนแยกกัน เพื่อจัดแบ่งโวลเตจป้อนกลับ (FEEDBACK VOLTAGE) ในที่นี้คือ C1 และ C2 รวมกันต่อกับ L เป็นวงจรเทงค์ ให้ระลึกด้วยว่ามีบางส่วนของความจุที่รอยต่อของทรานซิสเตอร์จะแฝงเข้าไปร่วมกับตัวเก็บประจุดังกล่าวนี้ด้วย

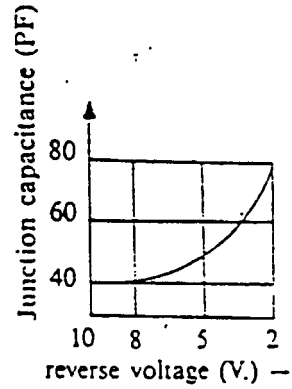
ต่อไปลองหันมาดูวงจรในรูปที่ 2.17 (ข) ดูบ้าง จะเห็นว่าเป็นวงจรเดียวกันกับในรูป (ก) เพียงแต่เพิ่มอุปกรณ์เข้าไปอีก ในที่นี้วาริแคปไดโอด D1 และ D2 จะถูกรีเวิร์สไบอัสตลอดเวลาไบอัสนี้จะผ่านมาระหว่างรีซิสเตอร์ R1 และ R2 ตัวเก็บประจุ C3 และ C4 มีค่ามากพอที่คาร์รีแอคแตนซ์ ณ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะน้อยมากจนไม่นำมาคิด จึงทำหน้าที่เป็นตัวกันไฟเลี้ยงเท่านั้น ทางด้านสัญญาณที่ป้อนเข้ามา สมมติว่ากำลังอยู่ในช่วงไซเคิลลบ ค่าความจุของไดโอด D1 และ D2 ย่อมต้องเปลี่ยนแปลงไป



รูปที่ 2.14 วาริแคปไดโอด

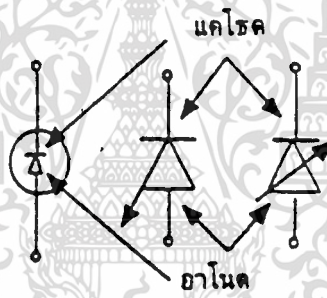


(ก) ไดโอดสัญญาณ

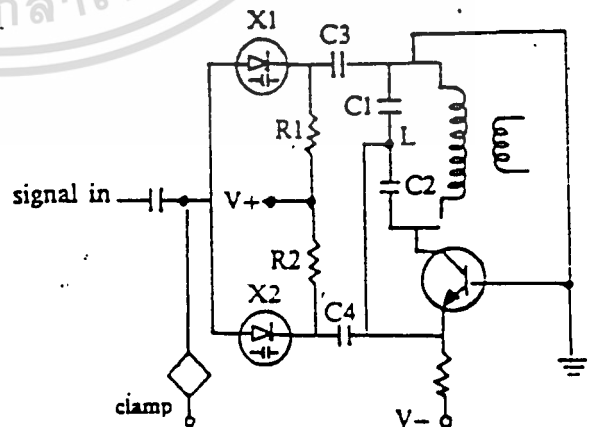
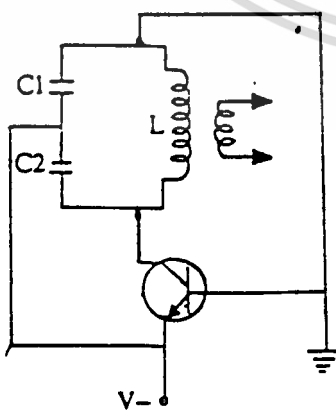


(ข) วาริแคปไดโอด

รูปที่ 2.15 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุที่รอยต่อเมื่อโวลเตจเปลี่ยน



รูปที่ 2.16 สัญลักษณ์ของวารีแคปไดโอด



รูปที่ 2.17 การใช้วารีแคปสำหรับสร้างคลื่นเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามค่าชั่วขณะของโวลเตจของสัญญาณเสียงและขณะนี้รีเวิร์สไบอัสถูกทำให้เพิ่มมากขึ้น ค่าความจริงลดลงตามลำดับขั้นของสัญญาณ แต่เนื่องจาก D1, D2 ต่อคร่อม C1 จึงมีผลทำให้ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เพิ่มขึ้น ในทำนองเดียวกัน ขณะที่สัญญาณเข้ามาในช่วงไซเกิลบวก จะทำให้ความถี่ลดลง ณ ทางออกจึงเกิดการผสมทางความถี่ (FREQUENCY MODULATED) ออกมา (แต่ไม่เป็นเชิงเส้น)

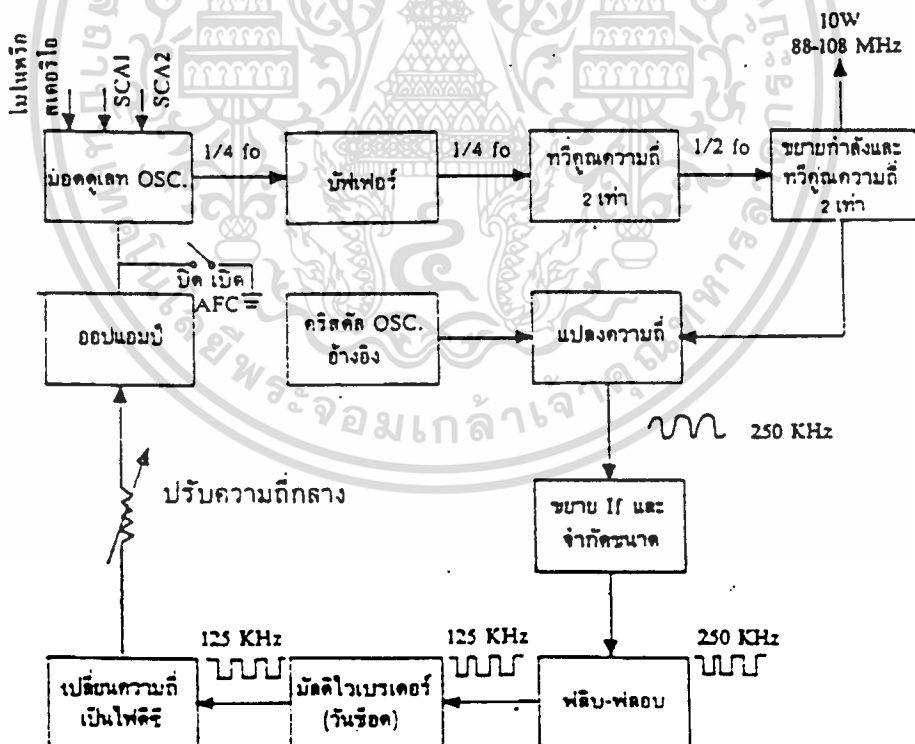
สังเกตได้ด้วยว่า สามารถที่จะต่อไดโอด D1 และ D2 ให้มีขั้วกลับกันกับในรูปโดยยังคง ใช้ทรานซิสเตอร์เดิม และขั้วของสัญญาณเดิม แต่รีเวิร์สไบอัสจากขั้วบวกเดิมต้องเป็นขั้วลบ แทน ในกรณีนี้ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะลดลงเมื่อสัญญาณในช่วงลบเข้ามา และความถี่ จะเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณในช่วงบวกเข้ามาบ้าง ถ้าวจรที่มีไดโอดต่อกลับกันกับชุดแรก ถูกนำไป ใช้ร่วมกับชุดแรกโดยมีสัญญาณเสียงที่เข้ามาเป็นชุดเดียวกัน ลักษณะการต่อแบบ PUSH-PULL ของการผสมเชิงความถี่นี้มีโอกาสที่จะไปจำกัดความไม่เป็นเชิงเส้นของการมอดูเลชั่น อันเกิด มาจากไดโอดที่มีความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจกับค่าความจริงไม่เป็นเชิงเส้นให้หมดไปได้ ถ้าไม่ ใช้วิธีนี้แล้ว จะต้องใช้ภาคขยายที่มีคุณสมบัติมีความไม่เป็นเชิงเส้น (NONLINEAR AMPLIFIER) ที่มีลักษณะกลับกันกับของตัวมอดูเลเตอร์เข้ามาช่วย เพื่อให้เกิดความเป็นเชิงเส้นในที่สุด

2.1.7.2 การควบคุมความถี่อัตโนมัติสำหรับเอฟเอ็มโดยตรง(AFC FOR DIRECT F.M.)

เนื่องจากมอดูเลเตอร์สำหรับคลื่นเอฟเอ็มที่เป็นแบบเอฟเอ็มโดยตรงนี้ ตัวออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่ผลิตคลื่นพาห้อาศัยวงจรแทงค์ L/C เป็นตัวกำหนดความถี่ ซึ่งไม่สามารถใช้ออสซิลเลเตอร์แบบผลึกแร่ควบคุมความถี่ (CRYSTAL OSCILLATOR) ได้ ความถี่ของคลื่นพาห้จึงมีโอกาสเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะแวดล้อม เช่น อุณหภูมิและความชื้น จำเป็นต้องมีการควบคุมความถี่อัตโนมัติเข้ามาช่วย โดยใช้ออสซิลเลเตอร์แบบผลึกแร่ ซึ่งคุณสมบัติทางความถี่มีเสถียรภาพสูงมาก กำเนิดความถี่หนึ่งออกมา ปกติต่ำกว่าความถี่จริงของคลื่นพาห้ เมื่อให้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์นี้กับความถี่คลื่นพาห้มาตีกัน (BEAT) เกิดเป็นความถี่ผลต่าง แล้วลดความถี่ลงไปอีกจนได้เป็นไฟด์ซีซึ่งขนาดและขั้ว (MAGNETUDE AND POLARITY) เป็นไปตามจำนวนความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปจากความถี่จริงของคลื่นพาห้ ซึ่งปริมาณของไฟด์ซีนีจะถูกป้อนไปยังรีแอคแตนซ์มอดูเลเตอร์ เพื่อควบคุมความถี่ให้มาอยู่ที่ความถี่กึ่งกลางของคลื่นพาห้ (CENTER FREQUENCY)

รูปที่ 2.18 แสดงผังของส่วนที่เป็นเอ็กไซเตอร์ (EXCITER UNIT) ของเครื่องส่งเอฟเอ็มแบบใช้วาริแคปร่วมกับวงจรควบคุมความถี่อัตโนมัติ (AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL; AFC) ตัวออสซิลเลเตอร์แบบผลึกแร่จะผลิตความถี่อ้างอิงขึ้นมา มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ของ

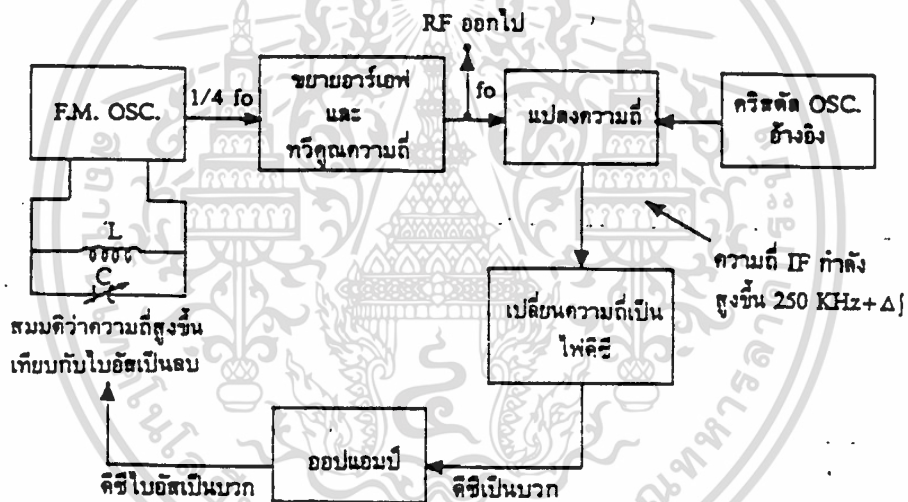
คลื่นพาห้อยู่ 250 KHz ป้อนให้กับภาคมิกเซอร์ เพื่อให้ติดกับความถี่วิทยุที่ได้จากเอาต์พุตของเอ็กไซเตเตอร์เกิดเป็นความถี่ผลต่างซึ่งมีค่าเป็น 250 KHz ออกมา จากนั้นก็ถูกส่งเข้าไปขยายและจำกัดขนาดในภาคถัดไป ความถี่นี้จะมีส่วนที่ถูกมอดูเลชั่นติดมาด้วย แต่จะมีความถี่กลางอยู่ที่ 250 KHz และมีรูปร่างเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม (SQUARE WAVE) เพื่อป้อนให้วงจร FLIP-FLOP ทำการลดความถี่ลงมาครึ่งหนึ่ง และได้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมอย่างแท้จริงออกมา แล้วส่งไปยังวงจรมัลติไวเบรเตอร์แบบวัน-ช็อต (ONE-SHOT MULTIVIBRATOR) ซึ่งจะทำให้เกิดพัลส์ที่มีความกว้างและขนาดคงที่ โดยไม่คำนึงถึงรูปร่างของพัลส์ที่เข้ามา (พัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่ได้จะเกิดขึ้นทุกครั้งที่สัญญาณทางเข้ามีทิศทางสูงขึ้นในทางบวก) ส่วนอัตราการทวนซ้ำ (REPETITION RATE) หรือความถี่จะขึ้นอยู่กับความถี่ที่เข้ามา ค่าแรงไฟตีสี่เหลี่ยมของพัลส์รูปสี่เหลี่ยมนี้ก็จะขึ้นอยู่กับความถี่ด้วย เมื่อป้อนพัลส์เหล่านี้ให้กับ ภาคคอนเวอร์เตอร์ (CONVERTER STAGE) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ และวงจรกรอง (FILTER CIRCUIT) เอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นระดับแรงไฟตีสี่ที่เป็นสัดส่วนกับความถี่



รูปที่ 2.18 ผังแสดงเอ็กไซเตเตอร์กับการควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรอง ได้รับการออกแบบให้ไม่รับรู้กับการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ หรือความถี่ เบี่ยงเบน จากการมอดดูเลชั่น ฉะนั้น วงจรกรองจะไม่สามารถตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ ที่มากกว่า 5 Hz ได้ทัน ตัวไปเห็นติโอมิเตอร์ปรับ AFC (CENTER-FREQUENCY ADJUSTMENT) ทำหน้าที่ปรับหรือกำหนดจำนวนดีซีโวลต์ที่จะป้อนให้กับออฟแอมป์ มีขนาดเป็นศูนย์โวลต์ดีซี เมื่อความถี่อยู่ประมาณ 250 KHz เมื่อเกิดการแกว่งใด ๆ นอกเหนือจากความถี่นี้ก็จะเกิด โวลต์ดีซีป้อนให้ออฟแอมป์ทำการขยาย โวลต์ดีซีสำหรับปรับความถี่ (AFC CORRECTION VOLTAGE) นี้ จะต่อกับขาอินพุตของวารีแคปไดโอด เพื่อดึงความถี่ที่กึ่งกลางของเอฟเอ็มออสซิลเลเตอร์ให้อยู่ในค่าที่กำหนด ถ้าไม่ต้องการให้ AFC ทำงานก็ต่อสวิตช์เอาโวลต์ดีซีนี้ลงกราวด์ไป



รูปที่ 2.19 แสดง AFC LOOP

ในรูปที่ 2.19 แสดงผังอย่างง่าย ๆ ของ AFC LOOP แต่เพียงอย่างเดียวโดยแสดงถึง สภาวะที่ความถี่กึ่งกลางของคลื่นพาห์เกิดสูงขึ้นกว่าปกติ ในเครื่องส่งที่กล่าวนี้ หมายถึงว่า ความดันไฟฟ้าลบที่วารีแคปสูงขึ้น ฉะนั้น AFC LOOP จะต้องทำดีซีไบอัสให้สูงขึ้นไปในทางบวก เท่ากันกับที่เป็นลบสูงขึ้น เพื่อดึงความถี่ของคลื่นพาห์ให้กลับมาที่ความถี่กึ่งกลางตามปกติ

2.2 บทสรุป

ในระบบการมอดดูเลชั่นเชิงความถี่ ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลง หรือเบี่ยงเบนไปจากความถี่เดิมหรือความถี่กึ่งกลาง (CENTER FREQUENCY) มากน้อยเท่าไรขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณที่เข้าไปผสม ส่วนความถี่ของสัญญาณ เป็นตัวกำหนดอัตรา-การเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห้

- ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (MAXIMUM FREQUENCY DEVIATION) หรือ 100% มอดดูเลชั่น จะสูงสุดเท่าไรขึ้นอยู่กับระบบของการส่ง เช่น

เครื่องส่งเอฟเอ็มกระจายเสียงสูงสุด ± 75 KHz

เครื่องส่งโทรทัศน์ (เสียง) สูงสุด ± 50 KHz

เครื่องส่งวิทยุโทรศัพท์ สูงสุด ± 15 KHz

ดังนั้น เปอร์เซนต์มอดดูเลชั่นจึงกำหนดได้จาก

$$\begin{aligned}\% \text{ มอดดูเลชั่น} &= \text{ความถี่เบี่ยงเบนจริง} * 100 / \text{ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด} \\ &= f_d * 100 / \Delta F_c\end{aligned}$$

- ดัชนีการมอดดูเลชั่น (MODULATION INDEX) กำหนดได้ด้วยอัตราส่วนของความถี่เบี่ยงเบนต่อความถี่ของสัญญาณที่จะเข้าไปทำการผสมกับคลื่นพาห้ ค่าที่ออกมาจะเป็นตัวเลขทศนิยมหรือจำนวนเต็ม (ไม่ได้ออกมาเป็นเปอร์เซ็นต์) เมื่อใช้ร่วมกับ BESSEL FUNCTION จะทำให้ทราบ ขนาด และจำนวนของไซด์แบนด์ที่เกิดจากการมอดดูเลชั่นซึ่งจะนำไปหาความกว้างของแถบความถี่ (BANDWIDTH) ของคลื่นเอฟเอ็มได้

$$\begin{aligned}\text{ดัชนีการมอดดูเลชั่น} &= \text{ความถี่เบี่ยงเบน/ความถี่ของสัญญาณ} \\ mf &= f_d / f_m\end{aligned}$$

- อัตราส่วนการเบี่ยงเบน (DEVIATION RATIO) เป็นอัตราส่วนของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (ที่ทำให้เกิด 100% มอดดูเลชั่น) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่ไปผสมมีประโยชน์สำหรับหาความกว้างสูงสุดของแถบความถี่ของระบบเอฟเอ็ม

$$\begin{aligned}\text{อัตราส่วนการเบี่ยงเบน} &= \text{ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด/ความถี่สูงสุดของสัญญาณ} \\ &= \Delta F_c / F_m\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

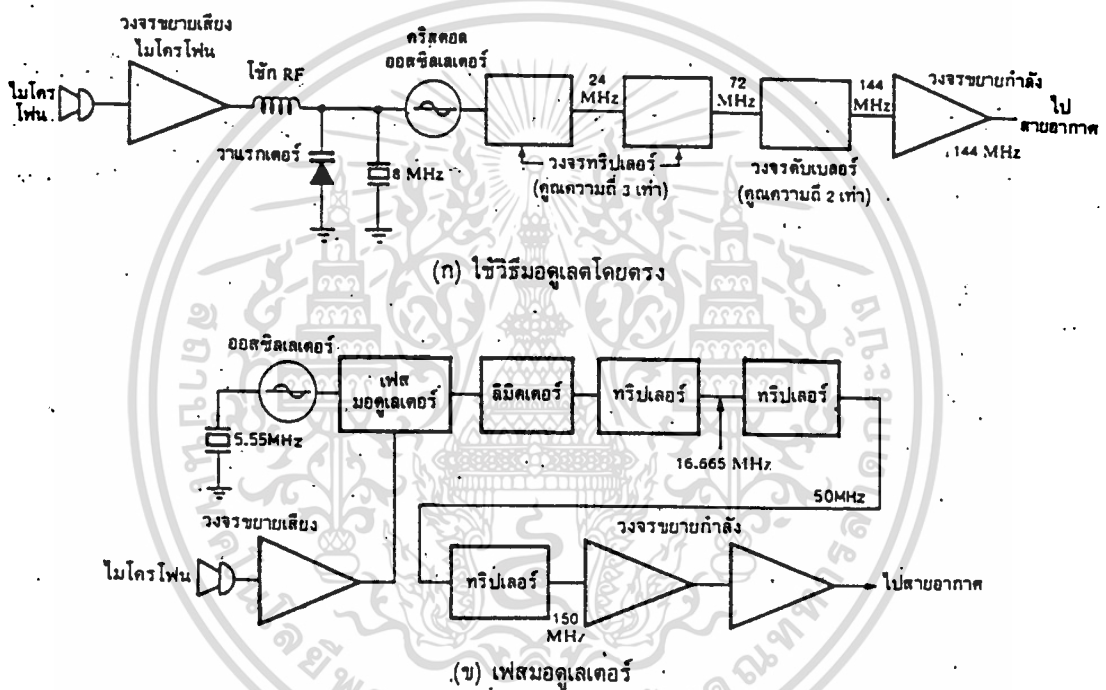
- ความกว้างของแถบความถี่ (BANDWIDTH) ในทางปฏิบัติความกว้างของแถบความถี่จะพิจารณาจำนวนของไซด์แบนด์ ถึงคู่ที่มีขนาดต่ำกว่า 10% ของขนาดของคลื่นพาห์ เรียกว่าความกว้างของแถบความถี่ที่จำเป็น (NECESSARY BANDWIDTH) สำหรับคลื่น F.M.
- การผลิตคลื่นเอฟเอ็ม โดยอาศัยหลักการเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวงจรเทงค์ L-C ซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่ของออสซิลเลเตอร์ เรียกว่า การผลิตคลื่นเอฟเอ็มโดยตรง (DIRECT F.M.) ความถี่ของคลื่นพาห์จากออสซิลเลเตอร์แบบนี้มีเสถียรภาพทางความถี่ไม่ตึงนักต้องใช้ในการควบคุมความถี่อัตโนมัติ (AFC) เข้ามาช่วย แต่การมอดูเลชันในช่วงเป็นเชิงเส้นจะกว้าง ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนในขั้นตอนก่อนข้างสูง ในเครื่องส่งแบบนี้จึงใช้วงจรควบคุมความถี่ไม่มากนัก จำนวนความถี่ที่ควบคุมก็เท่าความถี่เบี่ยงเบนที่ควบคุมขึ้นเท่านั้น



2.3 เครื่องรับส่งวิทยุ FM

2.3.1 ภาคเครื่องส่ง

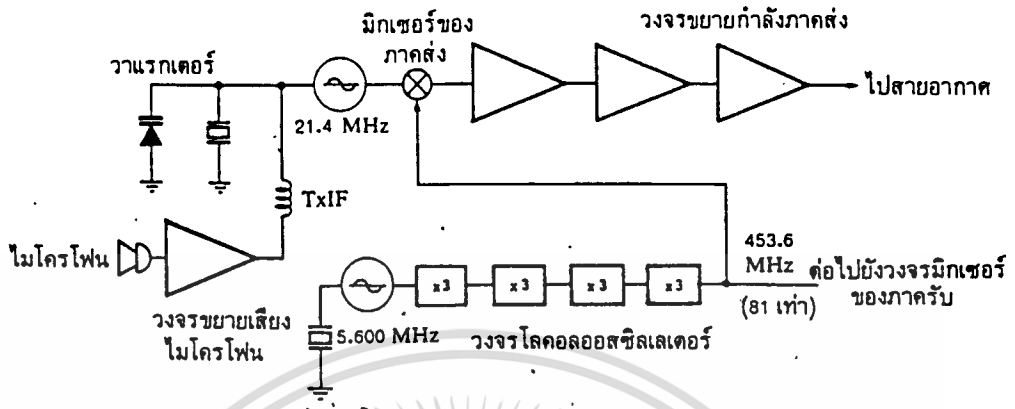
ในวงจรพื้นฐานของระบบเครื่องส่งจะประกอบไปด้วย ออสซิลเลเตอร์กับมอดูเลเตอร์ และวงจรมัลติพลาย ซึ่งทำหน้าที่คูณความถี่ให้ได้ความถี่ที่ต้องการ เพื่อขยายกำลังส่งออกอากาศต่อไปดังรูป ที่ 2.20 ก สัญญาณ FM จากมอดูเลเตอร์จะผ่านการคูณความถี่ 3 เท่า รวม 2 ครั้ง เป็น 9 เท่า



รูปที่ 2.20 แผนผังของเครื่องส่ง VHF/FM

เครื่องส่งบางชนิด จะทำการมอดูเลตที่ความถี่ IF ของภาคเครื่องรับเสียก่อน แล้วจึงนำไปเฮตเทอโรไดนาบ์กับความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ ในที่นี้ความถี่ IF ของภาคเครื่องรับเท่ากับ 21.4 เมกะเฮิรตซ์ และความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์เท่ากับ 453.6 เมกะเฮิรตซ์ (ได้จากการคูณความถี่คริสตอล 5.6 เมกะเฮิรตซ์ 81 เท่า) วิธีนี้มีข้อดีตรงที่ เราใช้คริสตอลเพียงก้อนเดียวต่อความถี่ใช้งานหนึ่งความถี่ โดยใช้ร่วมกันทั้งสถานะรับและสถานะส่ง นอกจากนี้ ภาคเครื่องส่งก็ไม่จำเป็นต้องมีวงจรมัลติพลายต่างหากอีก

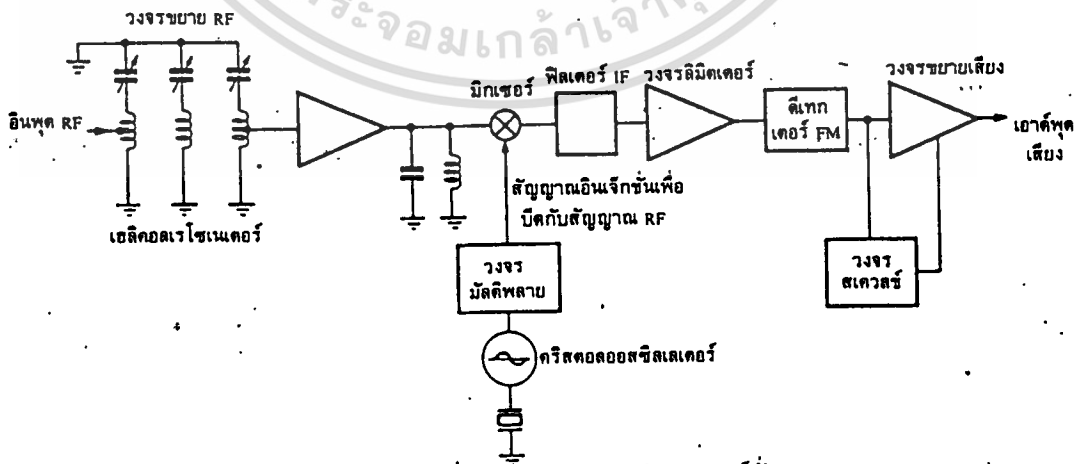
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 แผนผังของเครื่องส่ง UHF/FM

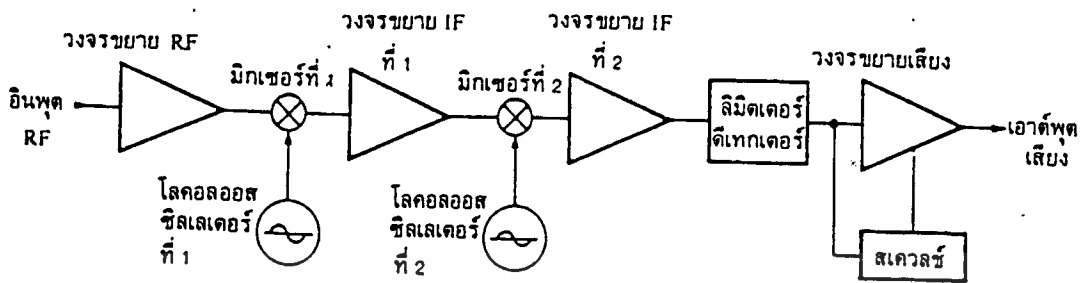
2.3.2 ภาคเครื่องรับ

เครื่องรับ FM ในย่านความถี่ VHF ส่วนใหญ่เป็นแบบดับเบิลคอนเวอร์ชัน สำหรับในย่านความถี่ VHF บางครั้งอาจใช้แบบทริเบิลคอนเวอร์ชัน (TRIPLE CONVERSION) ดังรูปที่ 2.22 แสดงแผนผังของเครื่องรับชนิดซิงเกิลคอนเวอร์ชัน สังเกตว่าวงจรส่วนหน้าชนิดที่มีค่า Q สูงมาก เรียกว่าเฮลิคอน-เรโซเนเตอร์ (HELICAL RESONATOR) ส่วนในรูปแสดงแผนผังของเครื่องรับชนิดดับเบิลคอนเวอร์ชัน



รูปที่ 2.22 เครื่องรับ FM แบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน

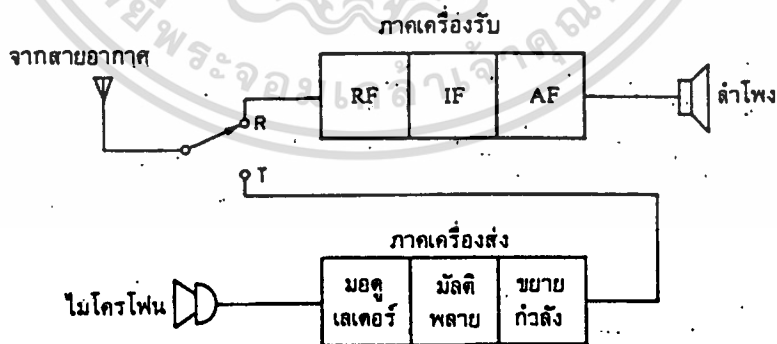
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



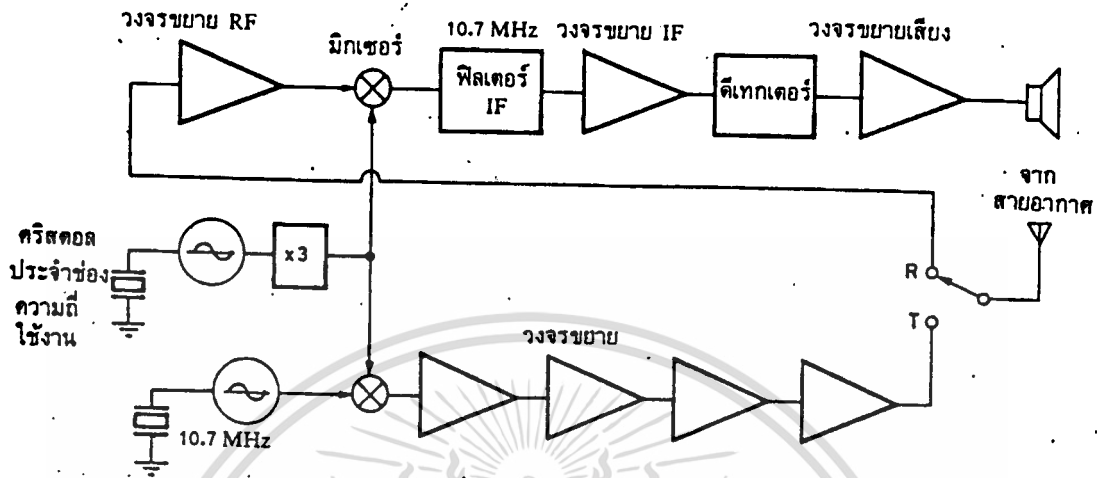
รูปที่ 2.23 เครื่องรับ FM แบบดับเบิลคอนเวอร์ชัน

2.3.3 ตัวอย่างเครื่องรับส่งวิทยุ FM

เครื่องรับส่งวิทยุส่วนใหญ่ ภาคเครื่องรับกับภาคเครื่องส่งจะแยกออกจากกันโดยไม่ใช้วงจรร่วมกัน ดังแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.24 แต่ก็ยังมีเครื่องรับส่งวิทยุบางชนิดที่ใช้วงจรไลคอลลอสซิลเลเตอร์ร่วมกัน ดังรูป โดยใช้คริสตอลเพียงก้อนเดียวกัน ทั้งในสภาวะรับและสภาวะส่ง สังเกตว่า



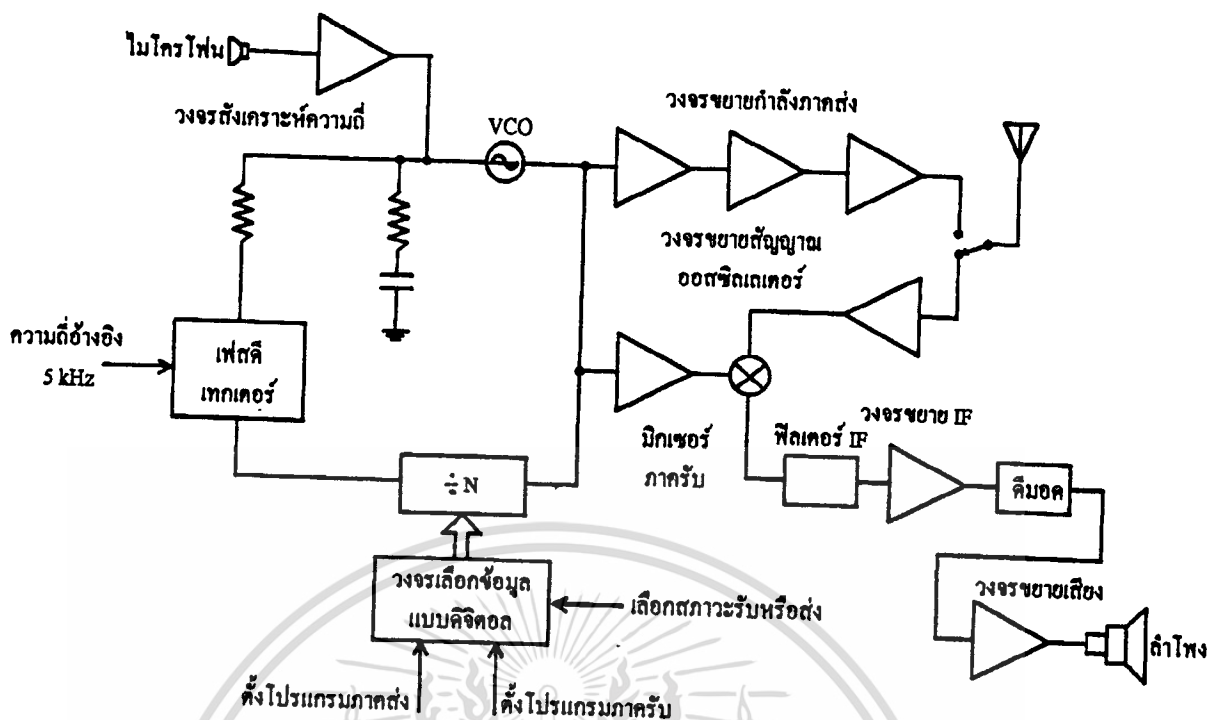
รูปที่ 2.24 เครื่องรับส่งวิทยุ FM ซึ่งแยกภาคเครื่องรับและภาคเครื่องส่ง



รูปที่ 2.25 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกัน

ในสภาวะส่งเราจำเป็นต้องนำสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์มามิกซ์กับออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ IF เสียก่อน เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานที่ต้องการ สังเกตอีกด้วยว่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะต่างกันอยู่เท่ากับความถี่ IF พอดี

เครื่องรับส่งวิทยุอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่หรือซินธิไซเซอร์แทนโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ ข้อดีของเครื่องรับส่งวิทยุชนิดซินธิไซเซอร์นี้ก็คือเหมาะกับการที่ต้องใช้ความถี่หลายความถี่ ช่วยให้ประหยัดคริสตัลไปได้หลายก้อน (และสามารถตั้งความถี่ใช้งานได้สะดวก) แต่ข้อควรจำของเครื่องรับส่งในระบบนี้ก็คือ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ของระบบสังเคราะห์ความถี่จะต้องขยับไปหรือออฟเซตไปเท่ากับความถี่ IF



รูปที่ 2.26 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบส่งความถี่

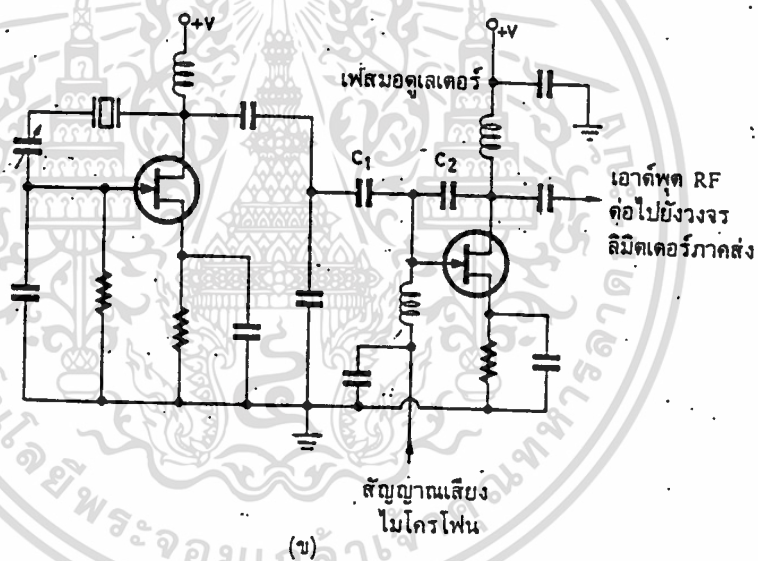
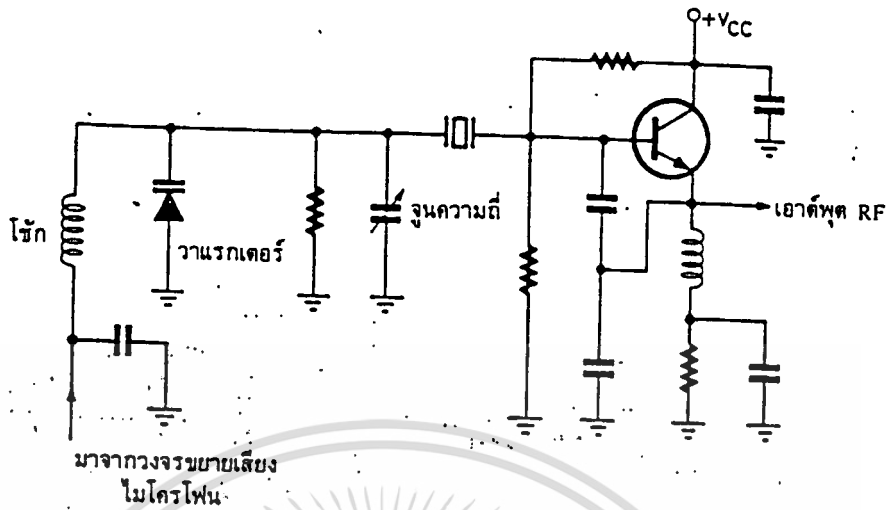
2.3.4 วงจรพื้นฐานของเครื่องรับส่งวิทยุ

2.3.4.1 มอดูเลเตอร์ FM การกำเนิดสัญญาณ FM สามารถทำได้ 2 วิธีคือ วิธี FM โดยตรง (DIRECT FM) ซึ่งเราต้องวงจรรีแอกแตนซ์เข้ากับแรงดันความถี่แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตอลอสซิลเลเตอร์ โดยเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาร์เพกเตอร์ไดโอดวิธี FM โดยอ้อม (INDIRECT FM) เราใช้วิธีมอดูเลตทางเฟสได้เป็นสัญญาณ PM แล้วเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นสัญญาณ FM โดยการแก้ผลตอบสนองของความถี่ของสัญญาณเสียงที่จะเข้าทำการมอดูเลตปกติความถี่เบี่ยงเบนจะมีค่า ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (คิดรวม 2 ข้างเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์) โดยทั่วไปแรงดันความถี่จะเปลี่ยนไปได้ประมาณ 0.05 เปอร์เซ็นต์ นั่นคือ สามารถมอดูเลตให้ความถี่เบี่ยงเบนไปได้ประมาณ ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้น ถ้าความถี่แปรปรวนไว้มากเกินไป การมอดูเลตจะเบี่ยงเบนไปได้ไม่เท่ากันทั้งสองข้าง คือ จะมากข้างหนึ่งและน้อยข้างหนึ่ง ทำให้เกิดความเพี้ยน หลักการมอดูเลชันทั่วไปก็ใช้การเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาร์เพกเตอร์ไดโอดเช่นกัน

ความจริงการกำเนิดสัญญาณ FM ทั้ง 2 วิธี ก็ให้ผลคล้ายกัน จะแตกต่างกันก็ตรงที่ในกรณีเฟสมอดูเลชัน ความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลตเมื่อความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนจะยิ่งมาก นั่นคือ ที่ความถี่ศูนย์หรือ DC จะไม่มีการมอดูเลต

ฉะนั้น เมื่อสัญญาณ PM รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

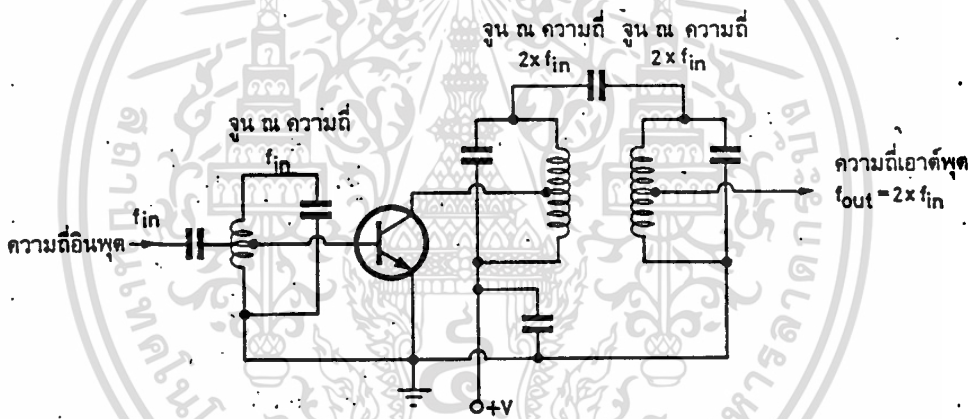
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 วงจรมอดูเลเตอร์ (ก) วิธี FM โดยตรง ใช้การเปลี่ยนความถี่คริสตอลด้วยรารีแคป
(ข) วิธี FM โดยอ้อม ใช้เฟสล็อกเลเตอร์

จากเฟสล็อกเลเตอร์จะต้องถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ FM เราก็สามารถทำได้โดยนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรมวิธีเพื่อให้สัญญาณความถี่ต่ำ ๆ แรงขึ้น ก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต

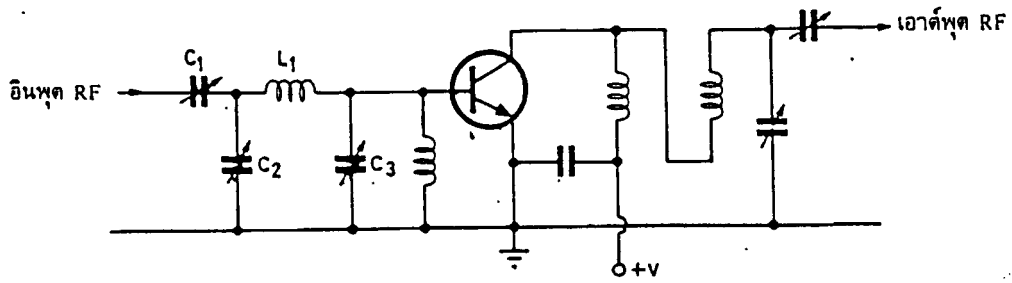
2.3.4.2 วงจรมัลติพลาย เป็นวงจรขยายที่มีอินพุตขับด้วยสัญญาณแรงเต็มที่ และเอาต์พุตเป็นวงจรที่จูนไว้ ณ ความถี่ฮาร์มอนิกของสัญญาณอินพุตวงจรนี้ก็เหมือนกับวงจรขยายจูน ธรรมดา เพียงแต่ระดับสัญญาณอินพุตป้อนเข้าแรงกว่า และอุปกรณ์ที่ใช้ เช่น ทรานซิสเตอร์ ต้องทำงานในย่านความถี่สูงขึ้น การขับด้วยสัญญาณแรงเต็มที่ช่วยทำให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้น ฉะนั้น ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัมเกี่ยวกับความถี่ของวงจรจึงมีความสำคัญมาก ในรูปแสดงให้เห็นวงจรมัลติพลาย ซึ่งคูณความถี่เป็น 2 เท่า สังเกตว่าวงจรจูนด้านอินพุตจะจูนไว้ ณ ความถี่ที่ต้องการจะคูณ ส่วนด้านเอาต์พุตจูนไว้ ณ ความถี่ 2 เท่า หรือฮาร์มอนิกที่สอง (วงจรคูณ 2 นี้ เรียกว่าดับเบิลอร์) ถ้าเราต้องการคูณ 3 เท่า เราก็ใช้วงจรจูน ณ ความถี่ฮาร์มอนิกที่สาม (วงจรคูณ 3 เท่าเรียกว่า ทริปลเลอร์) วงจรมัลติพลายส่วนใหญ่จะใช้ตัวคูณ 2 หรือ 3 เท่า เนื่องจากตัวคูณสูงกว่านี้มักจะให้ประสิทธิภาพด้อยลง ถ้าเราต้องการคูณหลาย ๆ เท่า เราก็ใช้วงจรมัลติพลายหลาย ๆ ชุดมาต่อกัน



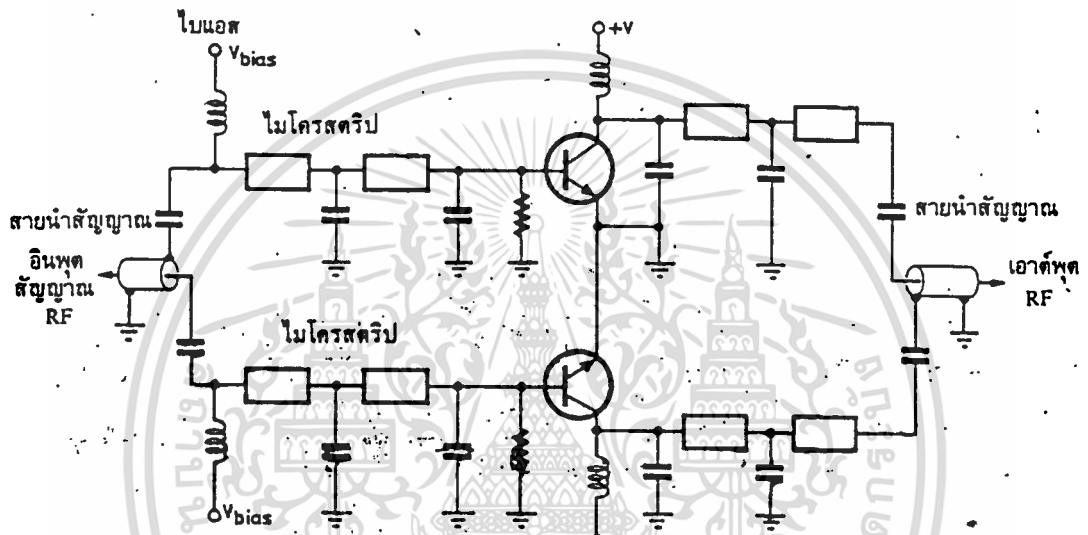
รูปที่ 2.28 วงจรดับเบิลอร์

2.3.4.3 วงจรขยายกำลัง RF ในกรณีของระบบ FM เราสามารถใช้วงจรขยายคลาส C ซึ่งประสิทธิภาพสูงกว่าในการขยายกำลังได้ โดยทั่วไปวงจรขยายกำลังมักจะเป็นวงจรง่าย ๆ แต่การจัดวางอุปกรณ์จำเป็นต้องพิถีพิถัน โดยเฉพาะวงจรที่ทำงานในย่านความถี่สูง ในรูปแสดงวงจรขยายกำลังในย่านความถี่ VHF 150 เมกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าเราใช้ตัวเก็บประจุปรับค่าได้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์ คือ ทำให้อิมพีแดนซ์อินพุตกับเอาต์พุตเท่ากัน ในรูปเป็นวงจรขยายกำลังลิเนียร์ในย่านความถี่ UHF ซึ่งต่อวงจรขยายเป็นวงจรพหุคูณ สังเกตว่าเราใช้อุปกรณ์สตริปไลน์ (STRIP LINE) เป็นส่วนหนึ่งของวงจร สตริปไลน์ ในที่นี้ มักทำเป็นลายวงจบบนแผ่นวงจรพิมพ์ (PRINTED-CIRCUIT BOARD) เรามักพบสตริปไลน์ในวงจรขยายกำลังที่ทำงานที่ระดับกำลังสูงมาก

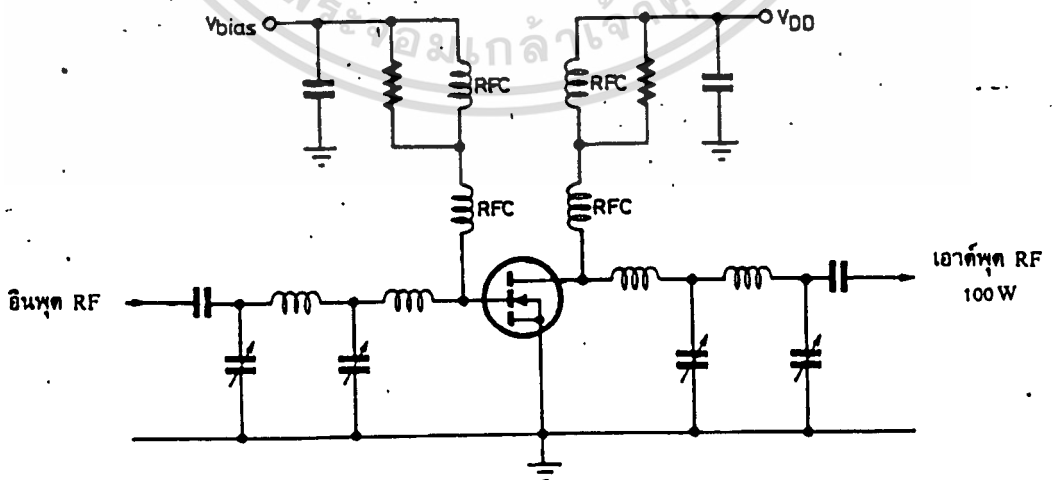
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 วงจรขยายกำลังคลาส C ในย่านความถี่ VHF



รูปที่ 2.30 วงจรขยายกำลังลิเนียร์ในย่านความถี่ UHF

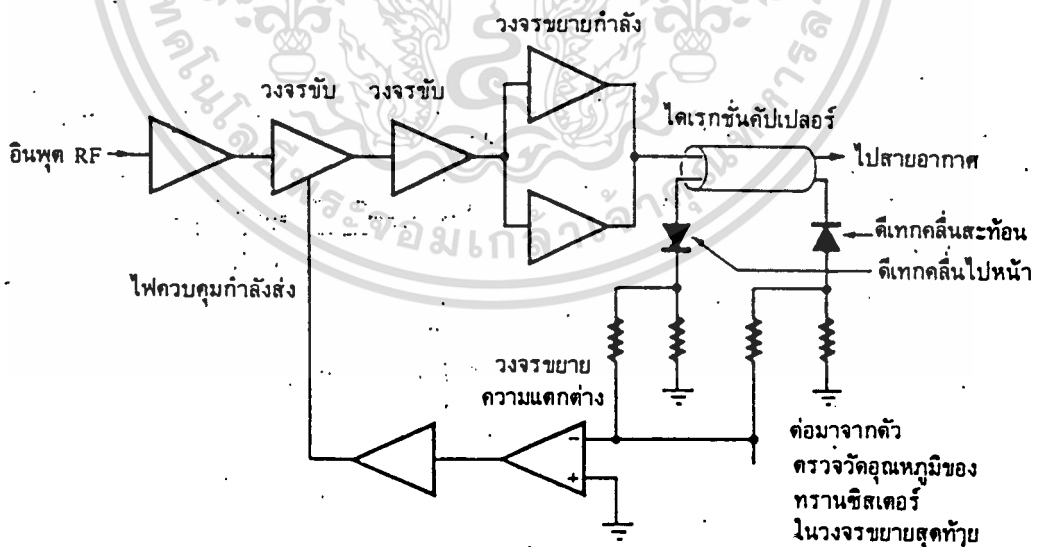


รูปที่ 2.31 วงจรขยายกำลังใช้ MOSFET สำหรับความถี่ 144 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายกำลังอีกแบบหนึ่ง ซึ่งใช้ MOSFET กำลัง (POWER MOSFET) สามารถทำงานได้ถึง 100 วัตต์ ความถี่ใช้งานขึ้นไปได้ถึงย่าน VHF ลักษณะวงจรจะเป็นดังรูป ข้อดีของ MOSFET ก็คือมีความเพี้ยนต่ำและมีอินเตอร์มอดน้อย

2.3.4.4 ระบบป้องกันวงจรรขยายกำลัง RF โดยปกติภาควิทยายกำลัง (นิยมเรียกว่า PA) ควรมีระบบป้องกันเพื่อควบคุมกำลังส่งให้คงที่ และป้องกันมิให้ทรานซิสเตอร์ภาคสุดท้ายชำรุด เพราะคลื่นสะท้อนกลับ (VSWR สูงเกินไป) ในรูปที่ 2.32 เป็นตัวอย่างระบบป้องกันของเครื่องขนาดกำลังส่ง 100 วัตต์ สังเกตว่าปริมาณสัญญาณเอาต์พุตตรวจวัด (SENSE) โดยใช้ไดเรกชันคัปเปิลเลอร์ (DIRECTIONAL COUPLER) ซึ่งอยู่ระหว่างฮาร์มอนิกฟิลเตอร์กับสายอากาศ ถ้ากำลังส่งมากเกินไปหรือมีกำลังสะท้อนมากเกินไป คลื่นขับสู่ภาควิทยายกำลังจะถูกบังคับให้ลดลง อย่างไรก็ตาม การป้อนกลับจากไดโอดตัวที่ตีเทกคลื่นไปหน้า (FORWARD) ของไดเรกชันคัปเปิลเลอร์ก็จะทำให้กำลังส่งเพิ่มขึ้นไป จนกระทั่งถึงค่าที่กำหนดไว้ ส่วนไดโอดตัวที่ตีเทกคลื่นสะท้อนจะทำให้เอาต์พุตลดลง ถ้าคลื่นสะท้อนมาก ฉะนั้น กำลังสะท้อนจะถูกควบคุมไว้ไม่เกินระดับหนึ่ง



รูปที่ 2.32 วงจรป้องกันภาควิทยายกำลังสุดท้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

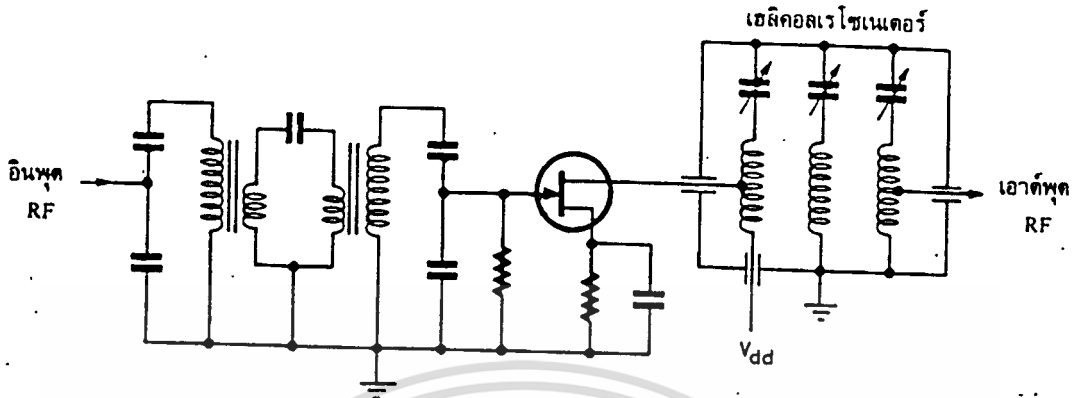
โดยทั่วไป วงจรป้องกันนี้เรานิยมใช้การตรวจวัดอุณหภูมิด้วยเสมอ ถ้าเครื่องส่งใช้งานหนักหรือการระบายความร้อนไม่ดีพอ ตัวตรวจวัดอุณหภูมิ เช่น เทอร์มิสเตอร์จะบังคับภาคส่งให้หยุดส่งจนกว่าอุณหภูมิจะลดลง วงจรป้องกันบางชนิดใช้วิธีควบคุมหรือจำกัดกระแสที่ไหลในวงจร PA เพื่อเพลาการทำงานลง

2.3.4.5 วงจรขยาย RF ปกติแล้วเครื่องรับ AM สามารถทำงานได้โดยไม่ต้อง

วงจรขยาย RF แต่สำหรับเครื่องรับ FM เราจำเป็นต้องมีวงจรขยาย RF เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณขนาดเล็ก ๆ ได้ ระบบ FM มีภูมิต้านทานต่อออยส์ ฉะนั้น ความไวจึงสูงสังเกตว่าเครื่องรับ FM ความไวไม่เกิน 1 ไมโครโวลต์ แต่เครื่องรับ AM ความไวประมาณ 30 ไมโครโวลต์ ถ้าหากเราไม่ใช้วงจรขยาย RF ในเครื่องรับ ออยส์ที่เกิดจากมิกเซอร์ก็จะกลบทับสัญญาณที่ต้องการรับจนหมดสิ้น การขยายสัญญาณอินพุตให้แรงขึ้นก่อนจะป้อนให้มิกเซอร์จะช่วยให้ความไวดีขึ้น นอกจากวงจรขยาย RF จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตแล้ว แบบด์วิดท์ช่วงความถี่ทำงานของวงจรยัง ช่วยตัดความถี่สูง และกั้นสัญญาณจากฮอสซิลเลเตอร์มิให้ย้อนกลับไปสู่สายอากาศด้วย

วงจรขยาย RF ที่นิยมใช้ในเครื่องรับ FM มักเป็น FET เนื่องจากมีช่วงไดนามิกกว้าง และมีภูมิต้านทานต่อออยส์ รวมทั้งมีเสถียรภาพดี ถ้าหากเครื่องรับใช้งานหลายความถี่และช่วงห่างของความถี่ใช้งาน (FREQUENCY SPREAD) ไม่ห่างกันมากนัก วงจรขยาย RF อาจจะใช้แบบที่มีย่านความถี่ผ่านไม่ต้องกว้างนัก และสามารถใส่เฮลิคอลลเรโซเนเตอร์ร่วมกับวงจรส่วนหน้าด้วย โดยมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 2.33

ตัวเฮลิคอลลเรโซเนเตอร์นี้มีลักษณะเหมือนกับลวดสายนำสัญญาณที่เป็นเกลียว (SPIRAL) ปลายด้านหนึ่งลัดวงจร ปลายอีกด้านหนึ่งเปิดวงจร ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย (CHARACTERISTIC IMPEDANCE) จะมีค่าสูง ลวดดังกล่าวปิดทึบอยู่ในช่องโลหะและมีช่องสำหรับให้พลังงานผ่านจากช่องหนึ่งไปยังอีกช่องหนึ่ง ค่า Q (UNLOADED) ของเฮลิคอลลเรโซเนเตอร์นี้สูงมาก คุณสมบัตินี้เองที่ทำให้สามารถกำจัดอินเตอร์มอดและสัญญาณเงา
วงจรในรูป 2.33



รูปที่ 2.33 วงจรขยาย RF ซึ่งใช้เฮลิคอลลเรโซเนเตอร์

2.3.4.6 มิกเซอร์อาจเป็นแบบใช้ทรานซิสเตอร์ หรืออาจเป็นแบบใช้ไดโอด ซึ่งเป็นมิกเซอร์แบบพาสซีฟ ในเครื่องรับรุ่นใหม่เรานิยมใช้บาลานซ์มิกเซอร์ ซึ่งให้คุณสมบัติการกำจัดอินเตอร์มอดูเลชันและขยายสัญญาณได้ด้วย เครื่องรับบางแบบก็ใช้ MOSFET ชนิดเกตคู่เป็นมิกเซอร์

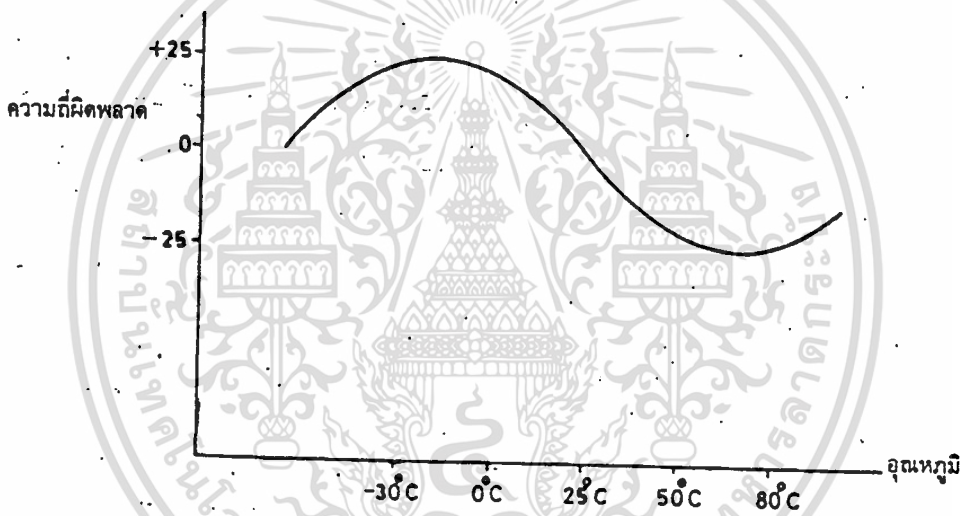
2.3.4.7 ไลคอลลอสซิลเลเตอร์ ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณอินเจกชันให้แก่วงจรมิกเซอร์ในกรณีวิธีเฮเทอโรไดนามิก เครื่องรับที่ใช้แรงบังคับความถี่มักจะกำเนิด สัญญาณอินเจกชันโดยคริสตอลลออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรมัลติพลาย เครื่องรับบางแบบก็ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

คุณสมบัติของไลคอลลอสซิลเลเตอร์นี้ มีความสำคัญต่อคุณภาพของเครื่องรับ โดยเฉพาะความถี่จะต้องเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดีกว่า 10 PPM (ย่อมาจาก PART PER MILLION หรือส่วนในล้านส่วน) ตลอดย่านอุณหภูมิใช้งาน ถ้าเครื่องรับธรรมดาอาจใช้แรงบังคับความถี่ธรรมดาก็ได้ แต่ถ้าต้องการความถี่เที่ยงตรงมากจำเป็นต้องใช้แรบอบในกล่องโลหะ (OVEN) ที่ควบคุมอุณหภูมิได้ ข้อเสียของการอบแรบก็คือเปลืองพลังงานไฟฟ้าไปบางส่วน

คริสตอลลออสซิลเลเตอร์อีกแบบหนึ่งซึ่งใช้วิธีอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อ ช่วยชดเชยความถี่มิให้ไหลเลื่อน (DRIFT) ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีชดเชยอุณหภูมิแบบนี้เรียกว่า TCXO (TEMPERATURE COMPENSATED CRYSTAL OSCILLATOR) การเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออุณหภูมิของแร่ไม่เป็นลิเนียร์ (ไม่เป็นเชิงเส้น) แต่เป็นรูปตัว S ฉะนั้นวิธีชดเชยอุณหภูมิจึงต้องเป็นแบบนอนลิเนียร์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของคริสตอลลอซซิลเลเตอร์ก็คือ สัญญาณต้องมีความบริสุทธิ์ (ทางความถี่) มิฉะนั้นเมื่อป้อนให้กับมิกเซอร์จะทำให้มีผลตอบสนองปาวเรียส (SPURIOUS RESPONSE) วิธีแก้ที่นิยมใช้ก็คือใช้การซีลด์และใช้ฟิลเตอร์กรองความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการออกไปเสียก่อน นอกจากนี้ คุณสมบัติของโลคอลลอซซิลเลเตอร์ก็มีผลต่อซีเลกติวิตี การเลือกรับสัญญาณและขจัดสัญญาณข้างเคียงของเครื่องรับด้วย เนื่องจากปรากฏการณ์มิกซ์แบบผกผัน (RECIPROCAL MIXING) ถ้าสัญญาณอินเจกชันมีนอยส์ปนอยู่ พลังงานอินพุตจะถูกมอดูเลตด้วยนอยส์เมื่อป้อนไปยังวงจรขยาย สัญญาณที่นอยส์ก็จะผ่านฟิลเตอร์ IF ได้ ซีเลกติวิตีจึงเลวลง ด้วยเหตุนี้สัญญาณช่องข้างเคียงอาจมีนอยส์ล้น (SPILLOVER) แทรกเข้าไปในช่องความถี่ใช้งานได้



รูปที่ 2.34 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของผลึกแร่ต่ออุณหภูมิ

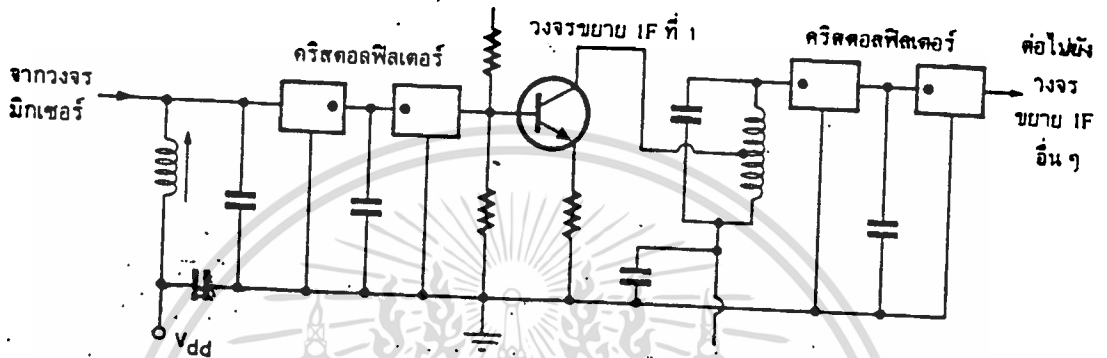
2.3.4.8 วงจรขยาย IF เอาต์พุตที่ได้จากมิกเซอร์จะป้อนเข้าสู่คริสตอลฟิลเตอร์ (วงจรกรองความถี่แบบคริสตอล) ทันทัน ดังในรูป ซึ่งใช้ฟิลเตอร์ 2 ขั้ว (POLE) 2 ตัวแมตช์กัน (MATCHED PAIR) คู่หนึ่งต่อกับอินพุตของวงจร IF และอีกคู่หนึ่งต่อที่เอาต์พุตของวงจร IF

ในกรณีของซิงเกิลคอนเวอร์ชันจะมีวงจรคริสตอลฟิลเตอร์และวงจร IF ต่อถัดมาจากมิกเซอร์ แต่ถ้าเป็นในกรณีของดับเบิลคอนเวอร์ชันจากมิกเซอร์ที่หนึ่งจะเป็นคริสตอลฟิลเตอร์ผ่านวงจร IF ค่าสูง และเข้าวงจรมิกเซอร์ที่สองและผ่านเซรามิกฟิลเตอร์กับวงจร IF ค่าต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลำดับ

ในระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ อัตราขยายส่วนใหญ่มักจะมาจากภาค IF ในเครื่องรับยุคแรก ๆ เรามักใช้หลอดหรือทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีมือแปลงคัปเปิลระหว่างสเตจ (ภาค) แต่ในยุคหลังนี้ ภาค IF จะมีค่าต่ำเราจึงนิยมใช้ไอซีเพียงตัวเดียวทำหน้าที่เป็น IF และดีมอดสำเร็จในตัว

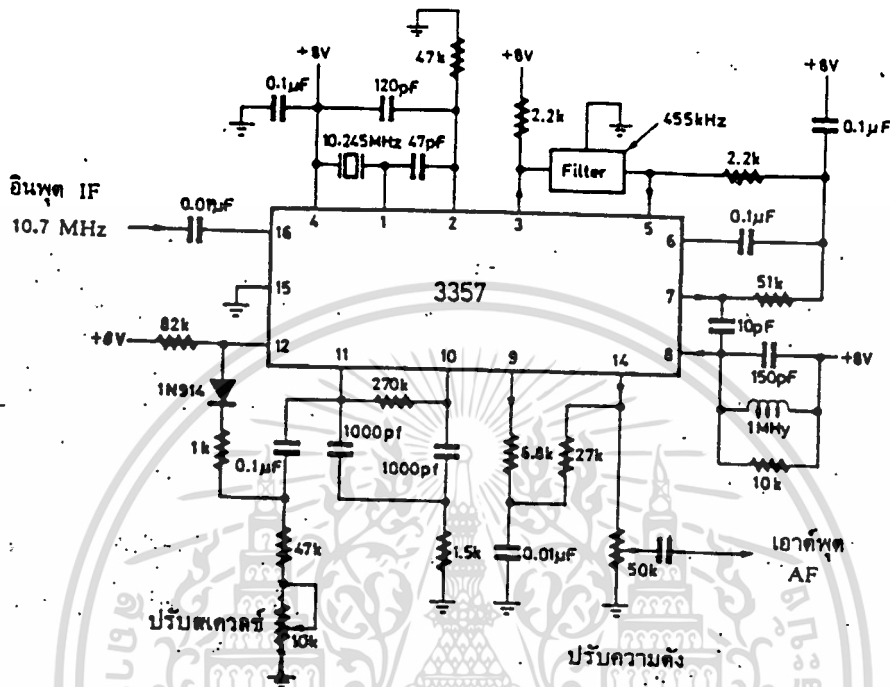


รูปที่ 2.35 วงจรขยาย IF ซึ่งใช้คริสตอลฟิลเตอร์คู่

ตัวอย่างไอซีที่ทำหน้าที่เป็นภาค IF

ไอซีที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นของโมโตโรล่าเบอร์ MC 3357 เป็นไอซีที่นิยมอย่างแพร่หลาย ซึ่งประกอบไปด้วยภาคคริสตอลออสซิลเลเตอร์ บาลานซ์มิกเซอร์ วงจรขยายลิมีเตอร์ วงจรดีมอด และวงจรสแควล์ ไอซีเบอร์นี้ออกแบบสำหรับระบบดับเบิลคอนเวอร์ชัน คริสตอลออสซิลเลเตอร์เป็นแบบคอลปิตต์ ซึ่งต่อภายในกับบาลานซ์มิกเซอร์ โดยปกติอินพุตจะมีค่า 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (หรือใกล้เคียงนี้) IF ที่สองเท่ากับ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

สังเกตว่าแร่ที่ป้อนให้มิกเซอร์คือ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อปัดกับสัญญาณที่ได้จาก IF ที่หนึ่ง (10.7 เมกะเฮิร์ตซ์) จะได้ความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ออกจากขา 3 ไปยังเซรามิกฟิลเตอร์ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าขา 5 แล้วขยายที่วงจขยายแล้วต่อเข้าภาคลิมิตเตอร์และดีมอดที่วงจรควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ (QUADRATURE DETECTOR) สัญญาณเสียงที่ได้จะขยายที่วงจรขยายเสียง แล้วป้อนผ่านขบวนการสquelch (SQUELCH) ต่อไป

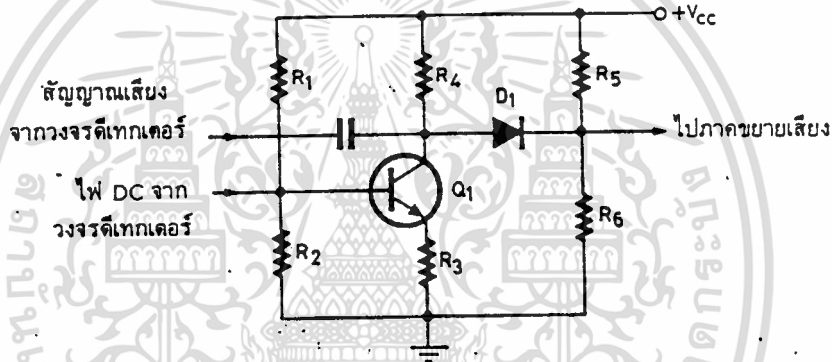


รูปที่ 2.37 ตัวอย่างวงจรใช้งานของ 3357

ไอซีที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้อีกเบอร์หนึ่งเป็นของ RCA เบอร์ CA 3089 ได้ออกแบบสำหรับระบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน ซึ่งมี IF เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ความไว (LIMITING SENSITIVITY) ของ CA 3089 จะน้อยกว่า MC 3357 อินพุต IF ป้อนเข้าวงจรขยาย/ลิมิตเตอร์ 3 สเตจแล้วออกไปยังควอดราเจอร์ทีเทกเตอร์ วงจรลิมิตเตอร์แต่ละวงจรผ่านสัญญาณออกไปตรวจระดับสัญญาณที่วงจรดีเทกเตอร์ (LEVEL DETECTOR) ซึ่งมีประโยชน์ในขบวนการ AGC หรือป้อนให้ S-METER เพื่อวัดความแรงสัญญาณ สำหรับสเกลของ CA 3089 นี้เป็นชนิดที่ไวต่อระดับสัญญาณ ซึ่งแตกต่างจากเบอร์ MC 3357 ซึ่งเป็นแบบทำงานด้วยนอยส์ (NOISE ACTIVATED)

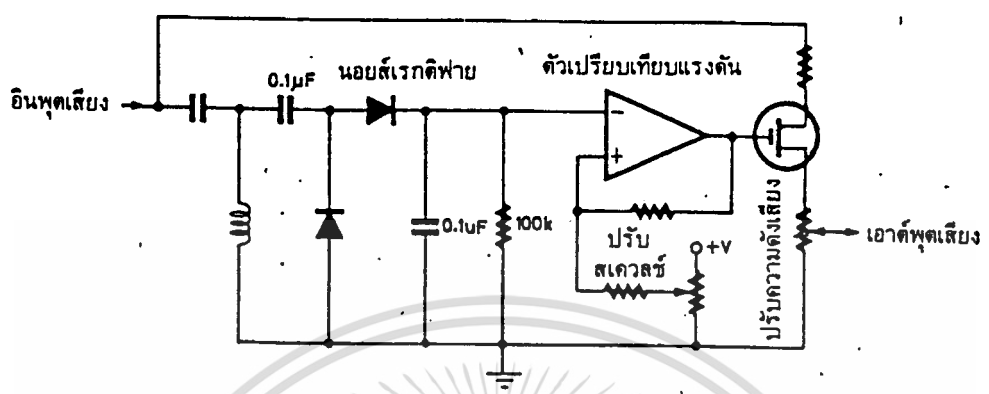
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4.9 มิวท์หรือสquelch ในเครื่องรับที่มีความไวสูง สัญญาณอินพุตที่สายอากาศจะถูกขยายให้แรงมากขึ้นเพื่อป้องกันวงจรตีเทกเตอร์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ (ไม่มีพาด) ไฟ AGC จะทำให้เครื่องรับมีอัตราขยายเต็มที่ เครื่องรับจึงขยายแต่นอยส์ออกมา เสียงรบกวนของนอยส์ที่ออกมาจะสร้างความรำคาญต่อผู้ใช้เครื่องวิทยุ การกำจัดเสียงรบกวนนี้เราใช้วงจรสquelch หรือมิวท์ (MUTE) วงจรตัดเสียงรบกวนมีหลายชนิด ในรูปที่ 2.42 เราใช้แรงดัน DC มาปิดเปิดวงจรขยายเสียง แรงดัน DC ดังกล่าวจะมีค่าเป็นสัดส่วนผกผันกับความแรงของสัญญาณ (พาด) ป้องกันแกว่งจรวิตซ์ Q_1 เมื่อสัญญาณแรง แรงดัน DC จะทำให้ Q_1 OFF แรงดันคอลเล็กเตอร์สูงขึ้น ไดโอด D_1 นำกระแส สัญญาณเสียงจะผ่านไปวงจรขยายเสียงได้ ถ้าหากพาดเป็นศูนย์ Q_1 จะ ON ทำให้ไดโอด D_1 หยุดนำกระแส เปรียบเสมือนเปิดวงจร นอยส์จึงถูกสกัดกั้นมิให้ไปขยายออกลำโพง



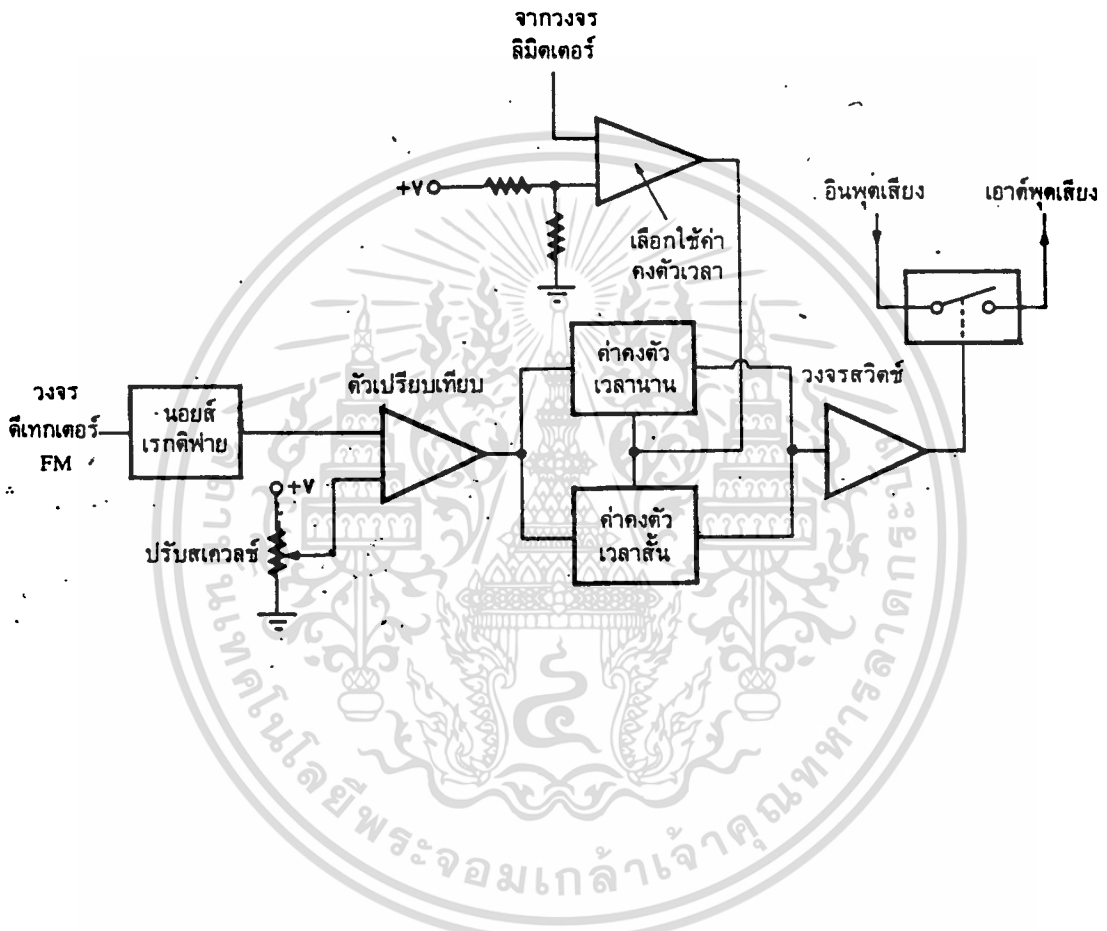
รูปที่ 2.42 วงจรสquelch แบบใช้พาดบังคับ

ในรูป ที่ 2.43 แสดงหลักการของระบบสquelch อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งนิยมใช้แพร่หลาย นอยส์ถูกกรองจากสัญญาณเสียงออกมาและเรกติฟาย (หรือตีเทก) เป็นไฟ DC ป้อนไปเปรียบเทียบกับระดับอ้างอิงที่ปรับได้ที่วงจรเปรียบเทียบ (COMPARATOR) แล้วนำไปบังคับจรวิตซ์ให้ปิดเปิดเส้นทางของสัญญาณเสียงที่จะออกไปขยาย



รูปที่ 2.43 วงจรสควอร์ของเครื่องรับ FM แบบใช้นอยส์บัค

วงจรสควอร์บางชนิดใช้ค่าคงตัวเวลา (TIME CONSTANT) 2 ชุด คือ ชุดหนึ่งสั้น (เร็ว) กับอีกชุดหนึ่งยาว (ช้า) โดยเลือกใช้ชุดค่าคงตัวเวลาสั้นเมื่อสัญญาณแรง และใช้ชุดค่าคงตัวเวลายาวเมื่อสัญญาณอ่อน เหตุที่ต้องทำเช่นนี้ก็เพราะว่าในกรณีที่สัญญาณอ่อน สควอร์จะปิด ๆ เปิด ๆ ทำให้สัญญาณขาดตอนเป็นช่วง ๆ รับฟังไม่รู้เรื่อง สังเกตว่าถ้าใช้ค่าคงตัวเวลาสั้นตอนท้ายสัญญาณที่รับฟังจะมีเสียงฟอดสั้น ๆ แต่ถ้าใช้ค่าคงตัวเวลายาวตอนท้ายสัญญาณจะเป็นเสียงขุ่นนานขึ้น รูปแสดงวงจรสควอร์แบบมีวงจรค่าคงตัวเวลา 2 ชุด การเลือกใช้ค่าคงตัวเวลาชุดใดชุดหนึ่งจะให้การควบคุมโดยระดับสัญญาณจากลิมิเตอร์



รูปที่ 2.44 ระบบสเกลเวอร์แบบเลือกใช้ค่าคงตัวเวลาได้ 2 ค่า

บทที่ 3

การสร้างและการทดสอบ

3.1 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

ในการดำเนินงานในโครงการที่ 2 (Project II) นั้น เราได้ทำการปรับปรุง เปลี่ยนแปลง และพัฒนาต่อเนื่องจากโครงการที่ 1 (Project I) ซึ่งเป็นเครื่องดักฟังแบบไร้สาย ความถี่ใช้งานย่าน CB 27 MHZ ที่ประกอบไปด้วยเครื่องส่งและเครื่องรับ 2 ช่องความถี่ใช้งานให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น เป็นต้นว่าส่งและรับได้ในระยะทางที่ไกลขึ้น ความไว (Selectivity) ดีขึ้น และยังสามารถใช้งานกับแบตเตอรี่ (Battery) ได้นานกว่า นอกจากนี้ยังสามารถใช้กับไฟ 220 V โดยผ่าน อะแดปเตอร์ (adapter) 9 V ได้ด้วย

ในส่วนของการพัฒนานั้นเรานำเอาเครื่องดักฟัง ดังกล่าวนั้น ให้สามารถบันทึกเสียงได้ โดยการควบคุมด้วยเสียง (Voice) ที่ส่งมาจากเครื่องส่ง โดยมีวงจรสำคัญสำหรับภาคนี้อยู่ 2 ส่วน ได้แก่ ภาคสวิตช์ (Switch) และภาคหน่วยสัญญาณ (delay line)

ซึ่งวงจรทั้งสองส่วนนี้เราได้รวมเป็นชุดเดียวกัน สำหรับเป็นตัวควบคุมเครื่องบันทึกเสียง (Corder) โดยในส่วนของการรายละเอียดจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

3.2 ส่วนประกอบต่าง ๆ ของโครงการ

ดังได้กล่าวมาแล้วจากหัวข้อที่ 3.1 จะพบว่าโครงการนี้จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนด้วยกันได้แก่

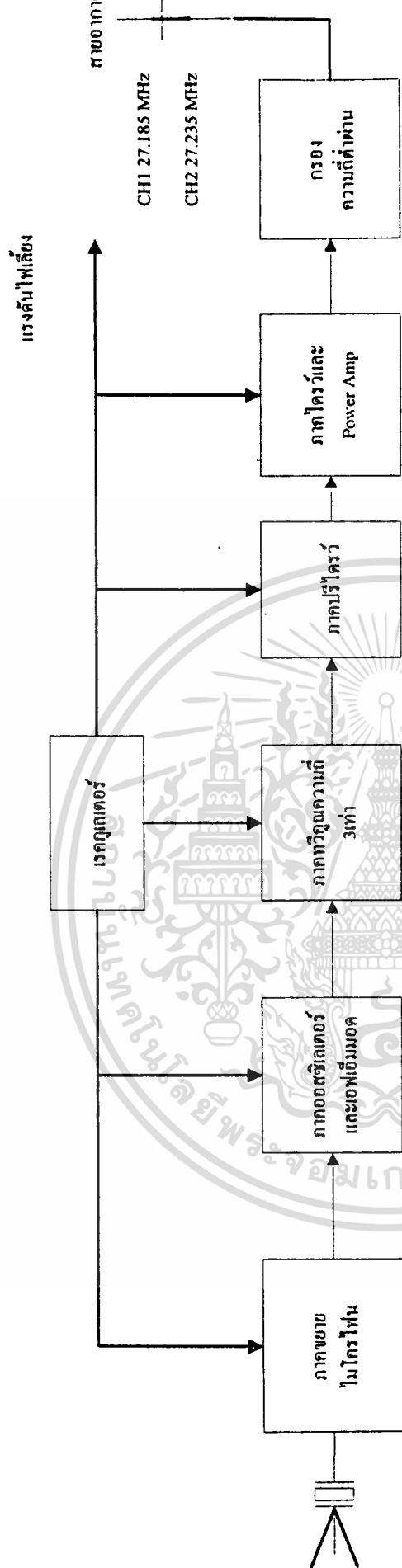
1. ภาคเครื่องส่ง (Transmitter)
2. ภาคเครื่องรับ (Receiver)
3. ภาคควบคุมการบันทึกเสียง (Control Corder)

ซึ่งทั้งสามส่วนมีรายละเอียดการทำงาน สามารถอธิบายเป็นภาคๆ ดังต่อไปนี้

3.2.1 ภาคเครื่องส่ง บล็อกไดอะแกรมนั้นแสดงไว้ดังรูป 3.1 เมื่อพิจารณาดูแล้วการทำงานไม่ซับซ้อนเหมือนภาครับเริ่มจากสัญญาณจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยคอนเดนเซอร์ไมค์แล้ว ทำการขยายสัญญาณเสียงนั้นให้มีความแรงสูงขึ้นสัญญาณที่ถูกขยายนี้จะถูกนำไปมอดูเลตกับความถี่วิทยุหรือความถี่อาร์เอฟซึ่งถูกสร้างขึ้นจากภาคออสซิลเลเตอร์ มีความถี่เท่ากับ 9.0616 MHz เมื่อทวีคูณความถี่เป็นสามเท่าก็จะได้เท่ากับ 27.1848 MHz ตามที่ต้องการแล้วส่งไปทำการขยายที่ภาคปริไดรฟ์เวอร์และภาคไดรฟ์เวอร์ก่อนที่จะเข้าสู่ภาคขยายความถี่อาร์เอฟ

ต่อไปการมอดูเลตในภาคนี้อจะเป็นการมอดูเลตทางความถี่ หรือ เอฟเอ็ม (Frequency modulation: FM)

เอาท์พุทที่ได้จากภาคขยายความถี่อาร์เอฟสุดท้ายจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านส่งออกสู่สายอากาศ เพื่อให้มีเฉพาะความถี่อาร์เอฟ 27.185 MHz เท่านั้นที่ถูกส่งออกไป และในบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1 ในสามบล็อกแรกจะใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ผ่านการเรกกูเลตเสียก่อนเพื่อรักษาแรงดันให้คงที่เพื่อการกำเนิดความถี่ที่เที่ยงตรง

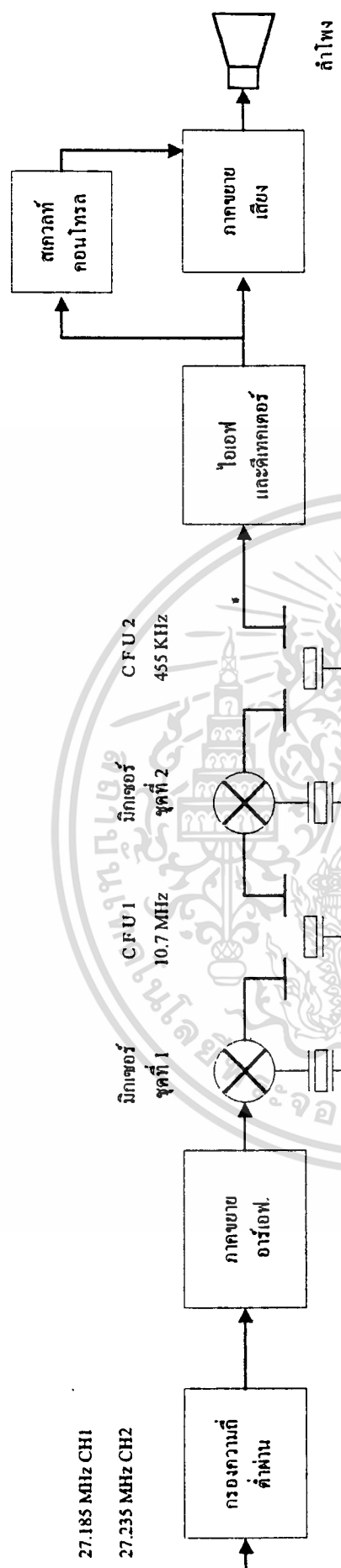


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของภาคส่ง

3.2.2 **ภาคเครื่องรับ** เป็นระบบดับเบิลคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างตามบล็อกไดอะแกรมรูป 3.2 จะสังเกตเห็นได้ว่าจะประกอบด้วยภาคกำหนดความถี่และภาคมิกเซอร์อย่างละสองชุด ซึ่งบล็อกการทำงานของระบบตามบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวเป็นผลทำให้การกรองความถี่ที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นเพราะในส่วนของภาคไอเอฟ (IF) ของทั้งสองบล็อกจะประกอบด้วยชุดกรองความถี่เซรามิกฟิลเตอร์ (ceramic filter: CFU) ซึ่งคุณสมบัติของอุปกรณ์ตัวนี้จะยอมให้ความถี่ที่ถูกต้องตรงกับค่าของเซรามิกฟิลเตอร์ผ่านไปได้เท่านั้น และจากการกรองความถี่ทั้งสองขั้นนี้เองทำให้สัญญาณความถี่ที่ใกล้เคียงหรือช่องข้างเคียงไม่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่นี้ไปได้หรือถ้าได้ก็น้อยมาก ผลที่ตามมาคือประสิทธิภาพหรือความไวในการรับสัญญาณจะดีขึ้นอย่างมากและไม่มีการแทรกซ้อนของความถี่ข้างเคียง

ในส่วนของรายละเอียดแต่ละบล็อก พอที่จะอธิบายให้ละเอียดได้ดังนี้

1. จำนวนช่องความถี่ใช้งาน ในโครงงานนี้ได้ทำการออกแบบวงจรให้สามารถส่งรับได้สองช่องสัญญาณความถี่ โดยการเปลี่ยนค่าความถี่คริสตอล ในภาคออสซิลเลเตอร์ความถี่มูลฐานของภาครับและภาคส่ง X'TAL 1 และ X'TAL 2 L1 และ L2 ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในส่วนของวงจรต่อไป
2. ในภาครับและภาคส่งส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดความถี่จะอาศัยแหล่งจ่ายแรงดันไฟแบบเรกติเลตเข้ามาช่วยเพื่อไม่ต้องการให้ความถี่ทั้งทางด้านรับและด้านส่งเกิดการเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนของแรงดัน และวงจรทำงานได้เต็มประสิทธิภาพที่แรงดันไฟเลี้ยง 7.2 V ถึง 15 V
3. ทางด้านความไวของภาครับนั้น สามารถวัดสัญญาณได้ต่ำถึง 0.3 μV ดังนั้นสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามามีระดับความแรงของสัญญาณต่ำ ๆ เครื่องรับก็ยังสามารถรับได้ดีดังนั้นก็ช่วยลดข้อจำกัดในเรื่องของระยะห่างระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่ง
4. ที่ภาคไดรฟ์เวอร์ได้ออกแบบใส่ตัวต้านทานซาอิมิเตอร์ (Re) และตัวเก็บประจุอิมิเตอร์ (Ce) เพื่อการเพิ่มกำลังส่ง โดยสามารถเพิ่มกำลังส่งที่ภาคนี้
5. ที่วงจรกรองความถี่โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter) สามารถปรับปรุงความถี่ฮาร์มอนิกน้อยกว่า -60 dB



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของงานของภาครับ

การทำงานของภาครับ ตามบล็อกไดอะแกรมของภาครับที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 เริ่มจากสายอากาศซึ่งทำหน้าที่รับสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการ 27.185 MHz CH1 และ 27.235 MHz CH2 ซึ่งอาจมีความถี่ใกล้เคียงแทรกแซงเข้ามาได้บ้างบางส่วน แล้วทำการขยายความถี่วิทยุนี้ที่ภาคขยายอาร์เอฟหรือที่เรียกกันทั่วไปว่า อาร์เอฟ ฟรอนเอนด์ (frontend) ทำการขยายความถี่ให้แรงขึ้นในระดับหนึ่ง

สัญญาณที่ผ่านการขยายที่ภาคขยายอาร์เอฟแล้วจะถูกนำมารวมกับความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นเองด้วยคริสตัลที่ภาคมิกเซอร์ (Mixer) ความถี่ออสซิลเลเตอร์มูลฐานนี้เป็นความถี่ออสซิลเลเตอร์ชุดหนึ่งมีค่าความถี่เท่ากับ 16.485 MHz (CH1) และ 16.535 MHz (CH2) การผสมกันของความถี่อาร์เอฟและความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้จะทำให้เกิดความถี่ใหม่ขึ้นมาทั้งความถี่ที่สูงขึ้นและความถี่ที่ต่ำลง (upper และ lower) ในภาคมิกเซอร์นี้จะเป็นการเอาความถี่มูลฐานไปหักล้างกับความถี่อาร์เอฟดังนั้นความถี่ที่ออกมาจากภาคมิกเซอร์จะเท่ากับ 27.185 MHz ลบด้วย 16.485 MHz จะได้ความถี่ไอเอฟเท่ากับ 10.7 MHz

ความถี่เอาต์พุตของมิกเซอร์ชุดที่หนึ่งจะถูกเซรามิกฟิลเตอร์ CFU 1 บล็อกเอาเฉพาะความถี่ตามค่าของ CFU 1 เท่านั้นในที่นี้ใช้ค่า 10.7 MHz ผ่าน CFU 1 ไปได้และจะถูกทำการรวมความถี่เข้ากับความถี่ออสซิลเลเตอร์มูลฐานอีก ในภาคคอนเวอร์เตอร์หรือออสซิลเลเตอร์ชุดที่สองเพื่อทำการลดความถี่ไอเอฟลงมาให้เหลือ 455 KHz

ความถี่ไอเอฟ 10.7 MHz เมื่อรวมกับความถี่มูลฐานที่ภาคออสซิลเลเตอร์กำเนิดขึ้นมามีความถี่เท่ากับ 10.240 MHz เมื่อรวมกับความถี่ที่ภาคมิกเซอร์แล้ว ความถี่ไอเอฟที่ออกจากภาคมิกเซอร์ชุดนี้จะมีค่าความถี่เท่ากับ 455 KHz ผ่าน CFU 2 เพื่อบล็อกเอาเฉพาะความถี่ไอเอฟ 455 KHz นี้เท่านั้นเข้าไปทำการขยายความแรงและทำการดีเทคเอาสัญญาณความถี่เสียงออกมาที่ภาคขยายไอเอฟและดีเทคเตอร์ตามลำดับ สัญญาณที่ออกจากภาคนี้อจะเป็นความถี่เสียงเข้าทำการขยายออกสู่ลำโพงต่อไป

3.2.3 ภาคควบคุมการบันทึกเสียง (Control Corder)

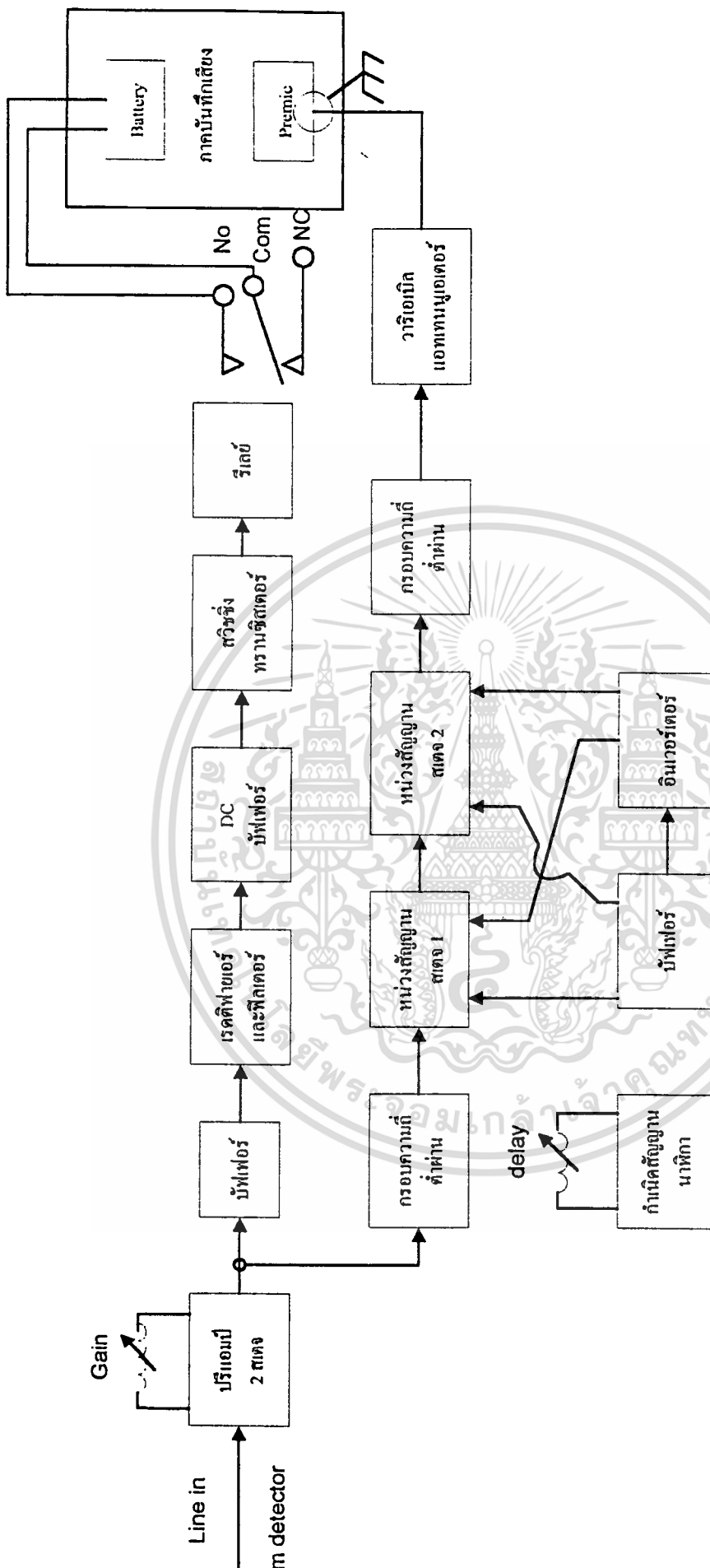
3.2.3.1 ส่วนประกอบของภาคควบคุมการบันทึกเสียง

ภาคบันทึกเสียงจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ ๆ 2 ส่วนด้วยกัน คือ ภาคสวิตช์ (Switch) และภาคหน่วงสัญญาณ ซึ่งการทำงานของภาคสวิตช์จะถูกควบคุม โดย Voice ที่ส่งมาจากเครื่องส่ง และ ดีเทก (detect) ได้ที่เครื่องรับ และนำไปควบคุมการ on – off ของตัว recorder ซึ่งผลดีสำหรับการควบคุมเช่นนี้ก็คือ

1. ไม่เปลืองกระแสเพราะไม่ต้องป้อนให้กับตัว Corder ตลอดเวลา โดยที่ตัวบันทึกเสียง (Corder) จะมีกระแสเข้าไปต่อเมื่อมีสัญญาณเสียงไปควบคุมหรือกระตุ้น (Trig) เท่านั้น

2. ในการบันทึกเสียงนั้น เทปจะไม่มีการหมุนอยู่ตลอดเวลา อันเป็นเนื่องมาจากการที่ไม่มีกระแสไฟป้อนเข้าไป เทปจะมีการหมุนก็ต่อเมื่อมีกระแสป้อนเข้าไปเมื่อมีสัญญาณเสียงไปควบคุมเท่านั้น ทำให้ไม่เปลืองเนื้อเทป

และส่วนที่ 2 ของภาคบันทึกเสียงก็คือ เสียงจริงที่ดีเทกออกมา เพื่อประโยชน์ในการบันทึกเสียงให้สามารถบันทึกได้ทุกชั่วขณะ โดยรายละเอียดของข่าวสารไม่ขาดหายไป ซึ่งทั้งสองส่วนนี้เราสามารถแสดง บล็อกไดอะแกรมการทำงานได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคควบคุมการบันทึกเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3.2 ระบบการทำงานของภาคควบคุมการบันทึกเสียง

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.3 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังต่อไปนี้ ในบล็อกแรกเป็นพรีแอมป์ 2 สเตจ เป็นแบบ โลว noise (Low noise) หรือมีสัญญาณรบกวนต่ำในสเตจแรกจะขยายให้ต่ำกว่า 1 Vrms และใน สเตจที่ 2 จะปรับอัตราขยายทางแรงดันได้ประมาณ 54 dB และให้ระดับเอาต์พุตประมาณ 7 Vp-p

สัญญาณจากพรีแอมป์จะแยกออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกจะเข้าบัฟเฟอร์ แล้วนำสัญญาณเสียงไปเรคตีไฟร์ และถูกกรองให้เรียบ สัญญาณที่เป็นไฟ DC จะถูกส่งให้กับ DC บัฟเฟอร์ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง DC บัฟเฟอร์นี้จะมีอัตราขยายทางแรงดันต่ำ แรงดันจาก DC บัฟเฟอร์นี้จะถูกนำไปขับสวิทช์ ทราานซิสเตอร์ทำงานและทำให้รีเลย์ทำงาน หน้าคอนแทคเป็นแบบ NC ในขณะที่มีสัญญาณเสียงเข้ามานี้ รีเลย์จะทำงานเร็วและค้าง 2 – 3 วินาที หลังจากเสียงหายไปแล้ว รีเลย์จะทำงานช้ากว่าสารถึงตัวนำรีเลย์ใช้เวลาประมาณ 16 MS ในการทำให้หน้าคอนแทคทำงาน แต่ที่รีเลย์เพราะสะดวก และใช้งานได้ง่าย

สัญญาณจากพรีแอมป์อีกส่วนหนึ่งจะนำไปเข้าวงจรหน่วงสัญญาณ เพื่อหน่วงสัญญาณวงจรหน่วงสัญญาณนี้ จะใช้อุปกรณ์หน่วงสัญญาณแบบอนาล็อก หรืออุปกรณ์หน่วงสัญญาณแบบ bucket brigade delay lines หรือ BBD ซึ่งในที่นี้ เราใช้ ไอซี หน่วงสัญญาณ เบอร์ TDA 1022 มีอัตราการหน่วง 512 สเตจจากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.3 จะเห็นว่า สัญญาณที่ได้จากพรีแอมป์ ก่อนจะเข้าอินพุตของวงจรหน่วงสัญญาณ จะต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) เพื่อป้องกันการบิดเบี้ยวของสัญญาณ อันเนื่องมาจากความถี่สูง ในวงจรนี้จะใช้ไอซี หน่วงสัญญาณ 2 ตัว มาต่ออนุกรมกัน ดังนั้นจึงมีจำนวนสเตจเท่ากับ 1024 สเตจ เพื่อให้เวลาหน่วงสัญญาณนานขึ้น การทำงานของไอซีหน่วงสัญญาณจะถูกควบคุมด้วย สัญญาณนาฬิกา (Clock pulse) แบบ 2 เฟส โดยเฟสแรกใช้ในการควบคุมการเลื่อนข้อมูล และอีกเฟสหนึ่งควบคุมสัญญาณนาฬิกาทางอินพุต ดังนั้นจึงต้องผลิตวงจรสัญญาณนาฬิกาแล้วนำสัญญาณที่สร้างได้มาอินเวอร์สโดยอินเวอร์เตอร์ ให้มีเฟสที่ต่างกับเฟสที่สร้างขึ้น ก็จะได้สัญญาณนาฬิกาที่มี 2 เฟส ป้อนให้กับไอซีหน่วงสัญญาณ สัญญาณที่เอาต์พุตของไอซีหน่วงสัญญาณ จะต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองความถี่สูงที่เกิดจากสัญญาณไม่ต่อเนื่อง หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนอินพุตแต่ถูกหน่วงเวลา และจะถูกนำไปเข้าวงจร แอดเทนนูเอเตอร์ที่ปรับได้ (Variable attenuator) เพื่อลดระดับ แล้วป้อนให้กับภาคปริโมด์ของภาคบันทึกเสียงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การสร้าง

3.3.1. ภาคเครื่องส่ง (Transmitter)

วงจรใช้งานจริงที่สมบูรณ์ของภาคส่ง (transmitter) แสดงดังรูปที่ 3.4 สามารถอธิบายการทำงานดังต่อไปนี้

เริ่มจากไมโครโฟน ซึ่งเป็นแอมคอนเดนเซอร์ไมค์ ทำหน้าที่แปลงสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยมี R 18 เป็นตัวต้านทานไบแอสให้กับ MIC ชุด R_1 และ C_1 จะทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่เสียงเท่านั้น คัปปลิง (coupling) ผ่าน C_2 ไปเข้าขาเมสของ Q_1 มี R_4 R_5 และ C_{∞} ไบแอสให้ และ R2 ทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณ เพื่อกำหนดอัตราขยายของ Q_1 โดยในวงจรแล้ว เรียกว่า วงจรขยายสัญญาณไมโครโฟน R_3 R_6 R_7 และ C_4 ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณเสียงผ่านไปได้เท่านั้น

สัญญาณเสียงจาก Q_1 จะถูกส่งเข้าขาเมสของ Q_2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตคงที่ 9.0616 MHz (CH_1) 9.078 MHz (CH_2) โดยอนุกรมกับวงจรจูน L สำหรับ CH_1 และ L2 สำหรับ CH_2 ซึ่งความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตขึ้นมาจะเปลี่ยนแปลงไปตามความจุของ VC_1 ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันของสัญญาณเสียงที่เข้ามา กล่าวคือ พอมีเสียงเข้ามาแรงดันจะเปลี่ยนแปลงขึ้นลงตามลักษณะความแรงของสัญญาณเสียงที่เข้ามา จึงทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงมากบ้างน้อยบ้าง ถึงเรียกว่าเกิดการมอดูเลตทางความถี่ (frequency Modulation)

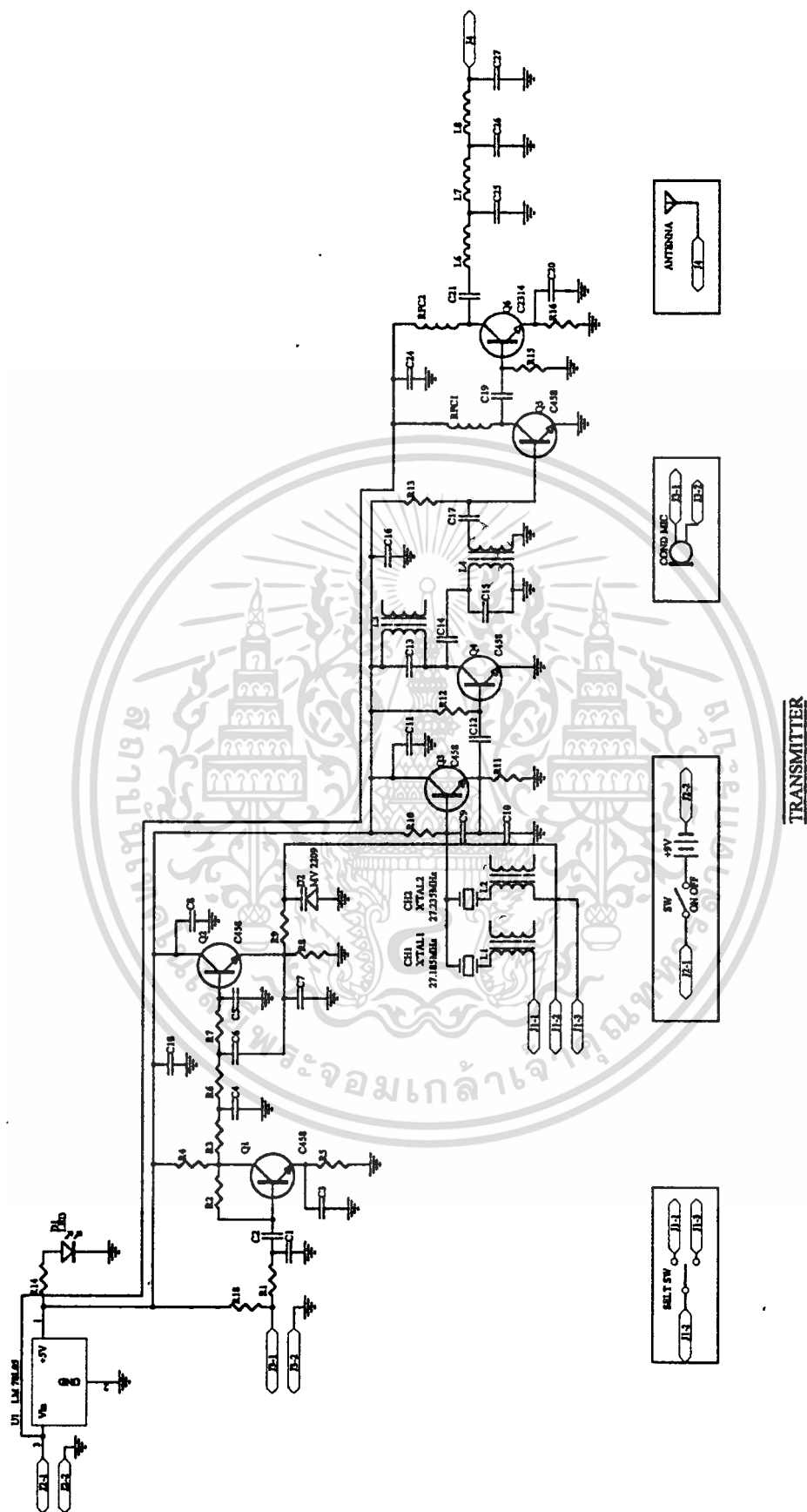
เนื่องจากความถี่ ออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดขึ้นมาจากความถี่มูลฐานในออร์เคอที่ปิ้งของ X'TAL (CH_1) มีค่าความถี่เท่ากับ 9.0616 MHz และของ X'TAL 2 (CH_2) มีค่าความถี่เท่ากับ 9.078 MHz เท่านั้นจึงต้องอาศัยวงจรทวีคูณความถี่ 3 เท่า โดยมี Q_4 ทำหน้าที่เป็นตัวขยายฮาร์มอนิกที่ 3 ซึ่งมี L3 และ C13 ทำหน้าที่จูนความถี่เรโซแนนซ์ที่ 27.185 MHz (CH_1) และ 27.235 MHz (CH_2) แต่ที่เอาท์พุทของ Q_4 ที่ V1 คอลเลคเตอร์จะมีความถี่ฮาร์มอนิกที่หนึ่ง และฮาร์มอนิกที่สองของแต่ละช่องออกมาด้วย

จากความถี่ที่ปะปนออกมากับความถี่ 27.185 MHz (CH_1) และ 27.235 MHz (CH_2) เราต้องการเพียงความถี่หลังเท่านั้น จึงต้องทำการกำจัดความถี่ที่ปะปนออกมาด้วยให้ออกไป โดยให้วงจรแทงค์ L4 และ C15 ต่อบนลักษณะดับเบิลจูน ก็จะได้ความถี่ 27.185 MHz (CH_1) และ 27.235 MHz (CH_2) ออกมา คัปปลิงผ่าน C17 ไปเข้าภาคไดรฟ์เวอร์ต่อไป

ทรานซิสเตอร์ Q_5 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุ ให้มีความแรงอยู่ในระดับหนึ่งเสียก่อน โดยมี R_{13} ไบแอสกระแสเมส ให้เอาท์พุทที่ชาคอลเลคเตอร์จะถูกคัปปลิ่งผ่าน C_{19} ไปเข้าขาเบสของ Q_6 ซึ่งจะต่อกับ R_{16} และ C_{20} ลงกราวน์ เพื่อจำกัดอัตราขยายของภาคเพาเวอร์เนื่องจากเวอร์ ภาคส่งในโครงการนี้ได้จำกัดให้ สามารถส่งได้ต่อเนื่องตลอดเวลาและกันกระแสไฟต่ำ จากนั้นจะถูกคัปปลิ่งผ่าน C_{21} เข้าไปยังภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมี C_{25} C_{26} C_{27} และ L_6 L_7 L_8 ทำหน้าที่ในกรกรองความถี่ฮาร์มอนิกที่สูงกว่าออกไป จากนั้นความถี่ใช้งานก็จะถูกแพร์คี่นออกอากาศ โดยผ่านสายอากาศเพื่อส่งไปยังเครื่องรับต่อไป

ในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำนั้นมักจะเกิดปัญหากับการเกิดฮาร์มอนิกออกไปรบกวนความถี่โทรทัศน์ย่านความถี่ต่ำ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องจัดวงจรกรองความถี่ต่ำให้มีประสิทธิภาพดีที่สุด อย่างน้อยก็ให้ได้มากกว่า 60 db ขึ้นไปจะดี เพื่อกกรองเอาเฉพาะความถี่ใช้งานออกอากาศเท่านั้น





รูปที่ 3.4 แสดงวงจรมาร์คเครื่องส่ง

3.3.2. ภาคเครื่องรับ (Receiver)

3.3.2.1. วงจรภาครับ

ในส่วนของวงจรใช้งานจริงของภาครับนั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 โดยมีลักษณะการทำงานดังต่อไปนี้

เริ่มจากความถี่อาร์เอฟที่ส่งจากเครื่องส่ง ความถี่ 27.185 MHz (CH_1) หรือ 27.235 MHz (CH_2) จะเข้ามายังสายอากาศ ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งประกอบด้วย L_1 , L_2 , L_3 และ C_1 , C_2 , C_3 เพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ใช้งานเท่านั้น แต่อาจจะมีความถี่อื่นปะปนเข้ามาบ้าง แต่มีปริมาณไม่มากนัก

จากวงจรกรองความถี่ต่ำจะถูกส่งมายังวงจรชุดกรองความถี่อาร์เอฟและภาคขยายอาร์เอฟ โดยมี C_4 เป็นตัวคัปปลิงสัญญาณ โดยมี D_1 , D_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรคัปปลิง และป้องกันสัญญาณที่แรงเกินไป ซึ่งอาจจะเป็นอันตรายต่อ L_4 และวงจรต่อไปได้ L_4 , C_5 , C_7 และ L_5 จะทำหน้าที่จูนเอาเฉพาะความถี่ใช้งาน ส่วนความถี่อื่นจะถูกบายพาสลงกราวด์ โดย C_8 ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณที่ผ่านการจูนเอาเฉพาะความถี่เข้าสู่ขาเบสของ Q_1 ทำเป็นภาคขยายความถี่อาร์เอฟ ในบางครั้งสัญญาณที่รับเข้ามา จะมีความแรงของสัญญาณที่ต่ำมาก จึงต้องทำการขยายสัญญาณนั้นให้มีความแรงของสัญญาณอยู่ในระดับหนึ่งเสียก่อน โดยมี R_1 ทำหน้าที่ไบแอสกระแสให้กับขาเบส L_6 ปรับอัตราขยายความถี่อาร์เอฟของ Q_1 และปรับระดับสัญญาณ เพื่อการผสมสัญญาณในภาคมิกเซอร์ด้วย

ทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำหน้าที่เป็นชุดกำเนิดความถี่มูลฐาน ทำงานร่วมกับ X'TAL1 (CH_1) หรือ X'TAL2 (CH_2) ซึ่งคริสตัลทั้งสองนี้จะใช้ความถี่มูลฐานที่แตกต่างกัน สำหรับการรับแบบ 2 ช่วง ความถี่ โดยมีซีเลคเตอร์สวิตช์ (Selector SW) เป็นสวิตช์เลือกรับช่องสัญญาณ มี R_2 และ R_3 ต่อเป็นวงจรคอมมอนคอลเลคเตอร์ และมี $C10$ และ $C11$ ทำหน้าที่รักษาเสถียรภาพการกำเนิดความถี่ของคริสตัล ตัวเก็บประจุ $C14$ จะคัปปลิงสัญญาณความถี่ ออสซิลเลเตอร์มาเข้าสู่ขาเกต G_1 ของ Q_3

เพื่อการผสมความถี่กับความถี่อาร์เอฟที่คัปปลิงผ่าน L_6 มาเข้าสู่ขาเกต G_2 ของ Q_3 ซึ่ง Q_3 นี้เป็นทรานซิสเตอร์มอสเฟตแบบเกตคู่ (dual gate mosfet) สัญญาณที่ออกมาทางขาซอร์ส (S) ของ Q_3 จะเป็นความถี่ที่ถูกลดลงมาเป็นความถี่กลางไอเอฟ ค่าความถี่ 10.7 MHz L_7 จะทำหน้าที่ปรับอัตราขยายและเรโซแนนซ์ความถี่ของ Q_3 ความถี่ไอเอฟนี้จะผ่าน L_4 เข้าสู่วงจรกรองความถี่ CFU₁ เพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz เท่านั้นผ่านไปได้ ความถี่อื่นจะถูกบล็อกไม่ให้ผ่าน $C18$

จะคัปปลิงความถี่ 10.7 MHz เข้าสู่ขา 16 ของ U2 ซึ่งภายในไอซีจะประกอบด้วยวงจรมิกเซอร์ ชุดที่ 2 และ ออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 2 จึงทำให้การออกแบบวงจรส่วนหลังค่อนข้างง่าย

ดังนั้นภาคมิกเซอร์ภายในและภาคออสซิลเลเตอร์ภายในก็จะทำการผสมสัญญาณความถี่ ไอเอฟ 10.7 MHz เข้ากับความถี่ออสซิลเลเตอร์มูลฐาน XTAL3 ความถี่ 10.24 MHz ที่ต่ออยู่ที่ขา 1 และขา 2 ของ U2 มี C26 เป็นตัวรักษาเสถียรภาพของความถี่ออสซิลเลเตอร์ จากนั้นจะเหลือความถี่ไอเอฟ 455 KHz จะออกทางขา 3 ของ U2 เข้าสู่ชุดกรองความถี่ CFU2

ที่ชุดกรองความถี่ CFU2 นี้จะกรองเอาเฉพาะความถี่ 455 KHz ผ่านไปได้เท่านั้น เข้าสู่ขา 5 ของ U2 โดยมี C23 และ C24 ทำหน้าที่เป็นวงจรที่คัปปลิง ขดลวด L8 และ R_9 ที่ต่ออยู่ที่ขา 8 ของ U2 ทำหน้าที่เป็นควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ และทำการดีเทคเอาสัญญาณเอฟแอม ออกมาทางขา 9 ผ่านวงจรกรองสัญญาณ R_{13} , R_{14} , C_{31} , C_{32} และคัปปลิงผ่าน C_{33} โดยมีโวลุ่ม VR 1 ทำหน้าที่เร่งระดับความดังของเสียง และสัญญาณอีกส่วนจะถูกแยกเพื่อไปเข้าวงจรควบคุมการบันทึกเสียง โดยนำสัญญาณส่วนนี้เข้าไปยัง line in ของราคาควบคุมการบันทึกเสียงที่ขา 2 ของ U1 จะเป็นขาอินพุทของภาคขยายเสียง มี C_{30} ต่อระหว่างขา 1 กับขา 8 เพื่อเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณ R_{15} , C_{34} ทำหน้าที่ป้องกันการออสซิลเลตความถี่สูง และ C35 ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณออกสู่ลำโพง

3.3.2.2 วงจรสquelch คอนโทรล

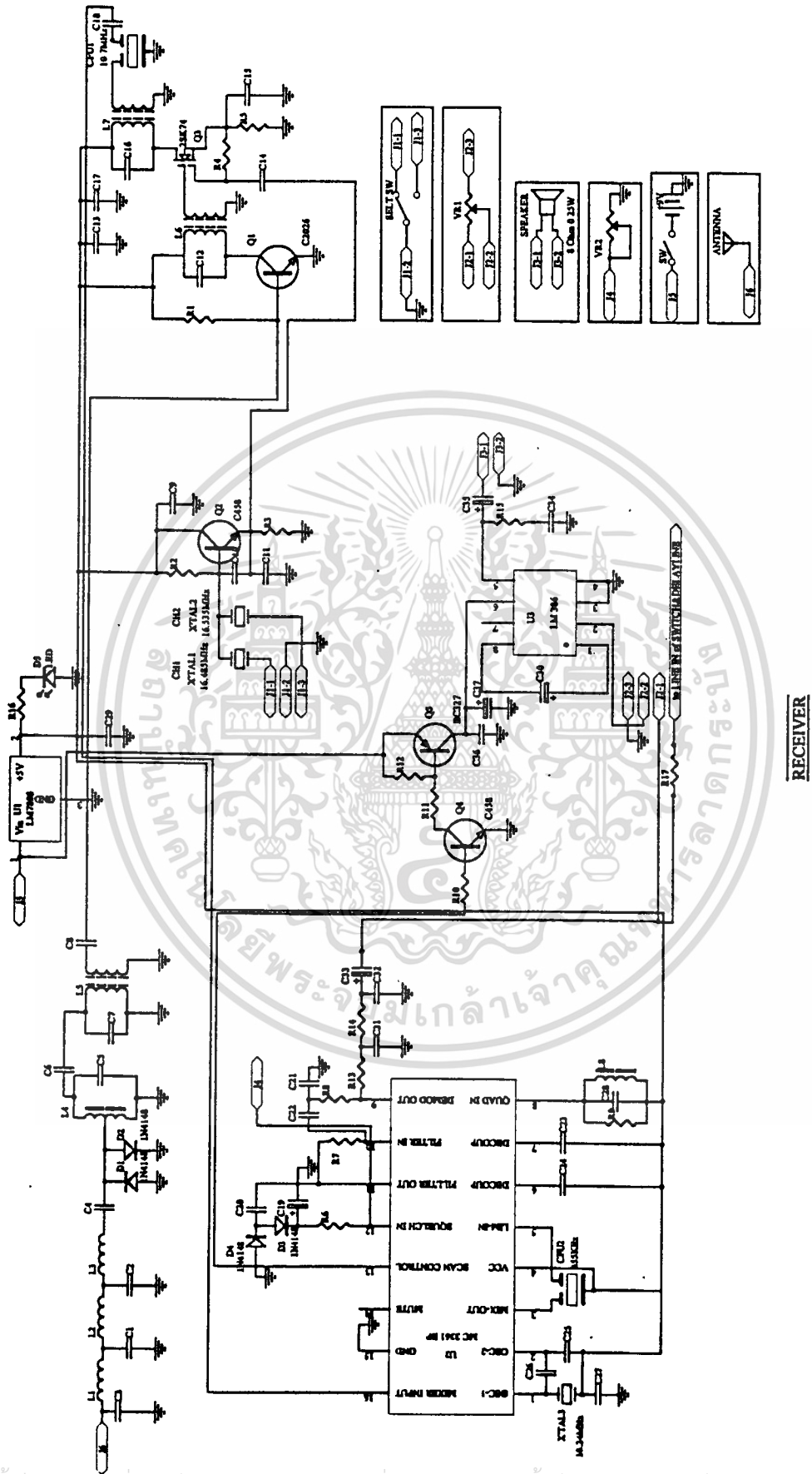
วงจรสquelch (Squelch control) เป็นหัวใจสำคัญของเครื่องรับ - ส่ง โดยจะทำหน้าที่ลดเสียงซ่า หลักการทำงานของวงจรสquelch นี้ จะอาศัยหลักการนำเอาเสียงซ่า (noise) มากทำการเปรียบเทียบและควบคุมการเปิด-ปิดภาคขยายเสียง เพื่อต้องการให้ภาคขยายเสียงทำงานเฉพาะช่วงที่มีสัญญาณความถี่วิทยุถูกส่งมายังเครื่องรับเท่านั้น

วงจรสquelch มีส่วนประกอบที่ค่อนข้างซับซ้อน แต่สำหรับโครงงานนี้เราได้นำเอา IC MC 3361BP ซึ่งมีอุปกรณ์และการทำงานภายในไว้หมด นำอุปกรณ์ภายนอกต่อร่วมนิคหน่อย

การทำงานมีดังนี้ คือ สัญญาณเสียงที่ออกมาจากขา 9 ของ U2 นั้นจะมีสัญญาณรบกวนออกมาสลับกับสัญญาณความถี่เสียง กล่าวคือเมื่อไม่มีความถี่วิทยุเข้ามาที่ขา 16 ของ U2 จะทำให้ไอซีผลิตสัญญาณรบกวนเป็นจำนวนมากออกมาที่ขา 9 แต่พอมีความถี่วิทยุเข้ามาที่ขา 16 จะทำให้สัญญาณรบกวนลดลงถึงระดับต่ำมากๆ หรือหายไปเลย

แต่เนื่องจากขณะใช้งาน สัญญาณที่ออกที่ขา 9 ของ U2 จะมีทั้งสัญญาณเสียง และ สัญญาณรบกวนออกมา แต่ที่ต้องการในตอนนี้คือ สัญญาณรบกวนเท่านั้น จึงใช้ R_8 , C_{21} และ C_{22} ทำหน้าที่กรองเอาสัญญาณเสียงออกเหลือแต่สัญญาณรบกวนเท่านั้นไปเข้าขา 10 และทำการขยายสัญญาณ ให้แรงขึ้นโดยมี R_7 ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดอัตราขยายของออปแอมป์ภายในไอซี

สัญญาณรบกวนที่ผ่านการขยายแล้ว จะถูกส่งผ่าน C_{20} , D_3 และ D_4 ทำหน้าที่เป็น วงจรทวีแรงดัน (Voltage doubler) และทำการเรดตีไฟอีกด้วย โดยมี C_{19} ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟ ให้เรียบ วัลูมสเทลท์ VR_2 จะปรับแรงดันให้วงจรเปรียบเทียบกับแรงดันภายในไอซี โดยจ่ายให้กับขา 12 ของ U2 ซึ่งจะทำให้เอาท์พุทควบคุมในลักษณะพัลส์ออกมาทางขา 13 ลักษณะพัลส์ที่ออก ทางเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันขา 13 จะมีลักษณะดังนี้คือ เมื่อแรงดันที่ขา 12 ของ U2 ต่ำกว่า 0.6 V หรือเป็น "0" จะให้เอาท์พุท "1" ออกไปทางขา 13 และในทางกลับกัน ถ้าแรงดันที่ ขา 12 สูงกว่า 0.6 โวลต์หรือเป็น "1" จะให้เอาท์พุทเป็น "0" ที่ขา 13 ของ U2 โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_4 และ Q_5 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ เพื่อ เปิด - ปิด แรงดันไฟที่จะจ่ายให้กับภาคขยายเสียง U2 ทาง ขา 6 ตามจังหวะการปรับที่วัลูมสเทลท์นั่นเอง



RECEIVER

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 ภาควิชาควบคุมการบันทึกเสียง

วงจรใช้งานของภาควิชาควบคุมการบันทึกสัญญาณเสียงได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 ซึ่งมีหลักการทำงานคือ สัญญาณที่ ดีเทคออกมาแล้วจากขา 9 ของ U2 ภาควิชาเครื่องรับและย่านวงจรของความถี่ต่ำผ่าน จะถูกต่อเข้าไปยังวงจรปริแอมป์แบบโลว์นอย (Low noise) IC_{1a} เป็นออปแอมป์ที่จัดวงจรขยายที่มีการป้อนกลับแบบ อินเวอร์ซิง (inverting) โดยมี R₄ เป็นตัวป้อนกลับ ส่วน C₃ เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อป้องกันการเกิดดิสทอร์ชัน (Distortion) อัตราการขยายของ IC_{1a} จะมีประมาณ 100 เท่า สัญญาณจาก IC_{1a} จะต่อตรงเข้าที่ อินพุตของ IC_{1b} ซึ่งจัดเป็นวงจรขยายแบบนอนอินเวอร์ซิง (non inverting) อัตราขยายทางแรงดันสามารถปรับได้ 5-7 เท่า โดยปรับที่ VR₁ สัญญาณจาก IC_{1b} จะไปขับ TR₁ ที่ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ให้ทำงาน สัญญาณจาก TR₁ จะผ่าน C₅ และถูกเรียดไฟร์ด้วย D₁ และ D₂ ซึ่งต่อเป็นวงจรเรียดไฟร์แบบฟูลเวฟ (full wave) และมี C₆ ทำหน้าที่เป็นตัวฟิลเตอร์แรงดันก็จะส่งให้กับ IC₂ ซึ่งจะตํามีค่าประมาณ 1 เท่า แรงดันของ IC₂ จะทำให้ TR2 "on" ซึ่งทำให้รีเลย์ทำงาน มันจะถูกหน่วงเวลาให้ทำงานต่อ 2-3 วินาที หลังจากไม่มีสัญญาณเสียงเวลาที่หน่วงนี้จะขึ้นอยู่กับ R₈ ซึ่งมีค่ามาก เมื่อเวลา C₆ ดิสชาร์ตจึงต้องใช้เวลา 2-3 วินาทีนั่นเอง

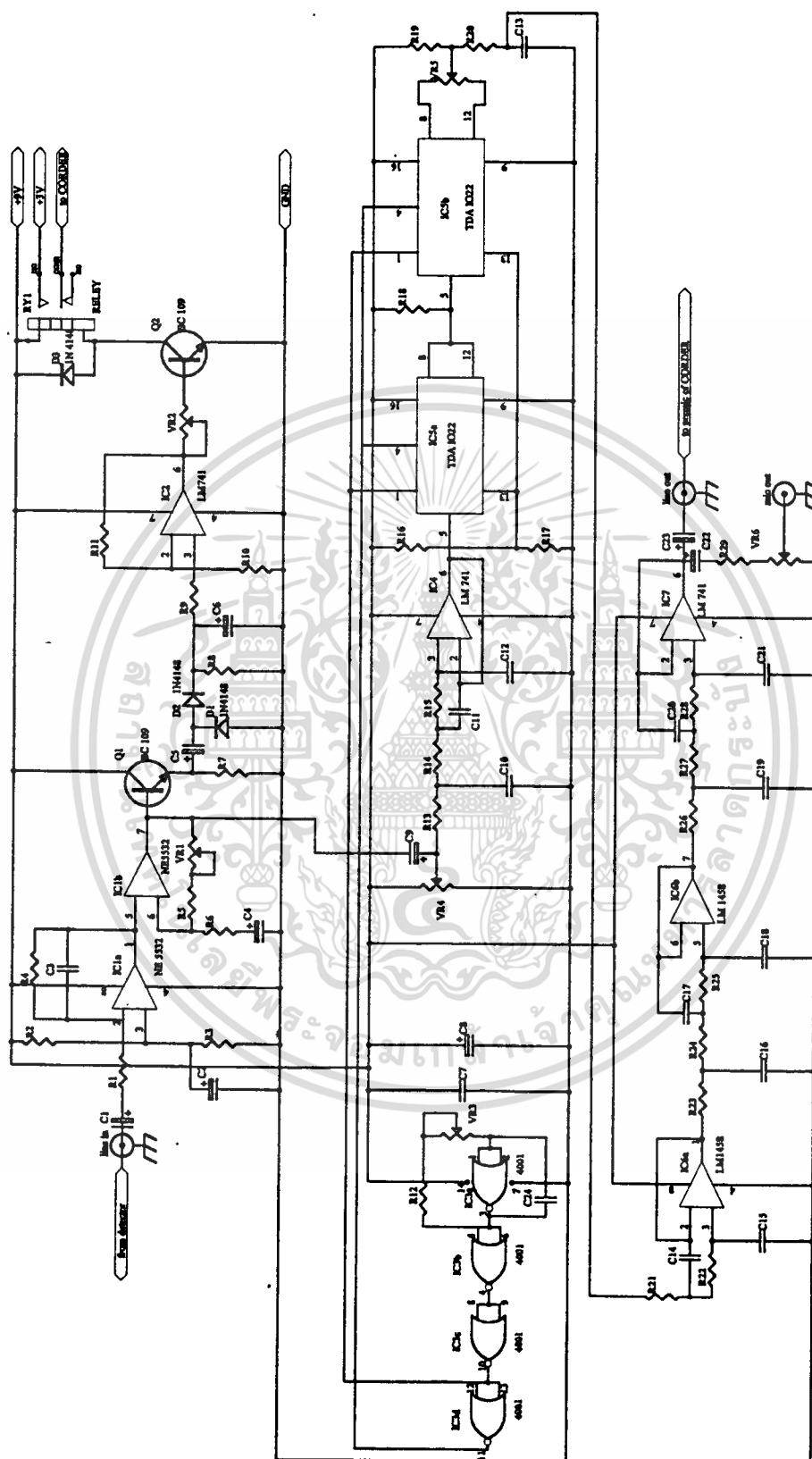
สัญญาณที่ถูกขยายจาก IC_{1b} จะดิปลิ่งผ่าน C₉ มาเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบออร์เดอร์ที่ 3 (-18 dB/octave) ซึ่งประกอบด้วย IC₄ R₁₃ R₁₄ R₁₅ C₁₀ C₁₁ C₁₂ สัญญาณจาก IC₄ จะถูกต่อโดยตรงกับไอท่วงสัญญาณคือ IC₅ และมี VR₄ เป็นตัวปรับค่าแรงดันไปดิสทางอินพุต สัญญาณจาก IC_{5a} จะถูกต่อตรงไปยัง IC_{5b} เช่นเดียวกันและมี R₁₈ ให้แรงดันไปแอสคิงที่ IC_{5a} และ IC_{5b} ต่ออนุกรมกัน ทำให้มีการหน่วงสัญญาณได้นานยิ่งขึ้น โดยมีจำนวนสเตจรวมเป็น 1024 สเตจ เวลาที่หน่วงสัญญาณนอกจากจะขึ้นอยู่กับจำนวนสเตจของไอซีหน่วงสัญญาณแล้ว ยังขึ้นอยู่กับสัญญาณนาฬิกา โดยปกติทั่วไปจะเห็นว่ามีไอซีที่ผลิตสัญญาณแบบ 2 เฟส

สำหรับการใช้ไอซี หน่วงสัญญาณโดยเฉพาะสำหรับในวงจรนี้จะใช้ ออร์เกต (orgate) โดย IC₃ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณนาฬิกา IC_{3a} และ IC_{3b} ประกอบเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยมี C₂₄ และ R₁₃ และ VR₃ ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่ที่ผลิตได้สามารถจะปรับได้ที่ VR₃ สัญญาณนาฬิกาจะผ่าน บัฟเฟอร์ IC_{3c} และต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ IC_{3d} เพื่อกลับเฟส สัญญาณนาฬิกาที่สร้างขึ้น สัญญาณนาฬิกาที่ออกจากเอาต์พุต IC_{3a} และ IC_{3d} จะนำไปปรับให้กับ IC_{5a} และ IC_{5b} ที่ขา 4 สัญญาณนาฬิกาที่ผลิตขึ้นจาก IC₃ จะปรับได้อยู่ในช่วง 3 KHz – 24 KHz ดังนั้น เวลาที่หน่วงสัญญาณก็จะสามารถปรับได้อยู่ในช่วง 21 MS – 17 OMS สัญญาณที่ถูกหน่วงจะถูกป้อนออกมาทางเอาต์พุตขา 8 และขา 12 ของ IC 5b VR5 จะเป็นตัวปรับความสมดุลย์ของเอาต์

พุทธทั้งสอง สัญญาณที่ได้นี้จะนำไปเข้าวงจรของความถี่ต่ำโดย IC_{6a} , IC_{6b} และ IC_7 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีจุดตัดเท่ากับวงจรกรองความถี่ต่ำทางอินพุต (IC_4) และสัญญาณเอาต์พุตสุดท้ายที่ออกมาจากขา 6 ของ IC_7 จะเป็นสัญญาณที่สมบูรณ์สัญญาณนี้จะดับปลิงผ่าน C_{22} ผ่าน R_{29} และ VR_6 จะเป็นตัวปรับระดับสัญญาณเอาต์พุต และนำสัญญาณที่ได้นี้ไปเข้าวงจร ปริมาตร ของ ภาควัสดุสัญญาณเสียง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SWITCH&DELEYLINE

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรมหาควบคุมการบันทึกเสียง

3.4 การทดสอบ

เมื่อเราได้ศึกษาถึงรายละเอียดในส่วนของหลักการทำงานและในส่วนของวงจรใช้งานจริง ของโครงงานนี้แล้ว นำวงจรที่ได้จากการทดลองมาประกอบเป็นวงจรที่สมบูรณ์ ซึ่งได้แบ่งเป็นภาคต่าง ๆ ดังกล่าวคือ

1. ภาคส่ง (Transmitter)
2. ภาครับ (Receiver1)
3. ภาคควบคุมการบันทึกเสียง (Control Corder)

ต่อไปเราจะได้ทดสอบ การทำงานของภาคต่าง ๆ โดยในขั้นตอนแรกจะทำการทดสอบโดยการแยกเป็นอิสระออกจากกัน จากนั้นในขั้นตอนที่ 2 จะได้นำวงจรทั้งหมดทุกภาคมาทดสอบการทำงานร่วมกัน

3.4.1. ขั้นตอนที่ 1

3.4.1.1 การทดสอบภาคเครื่องส่ง (Transmitter)

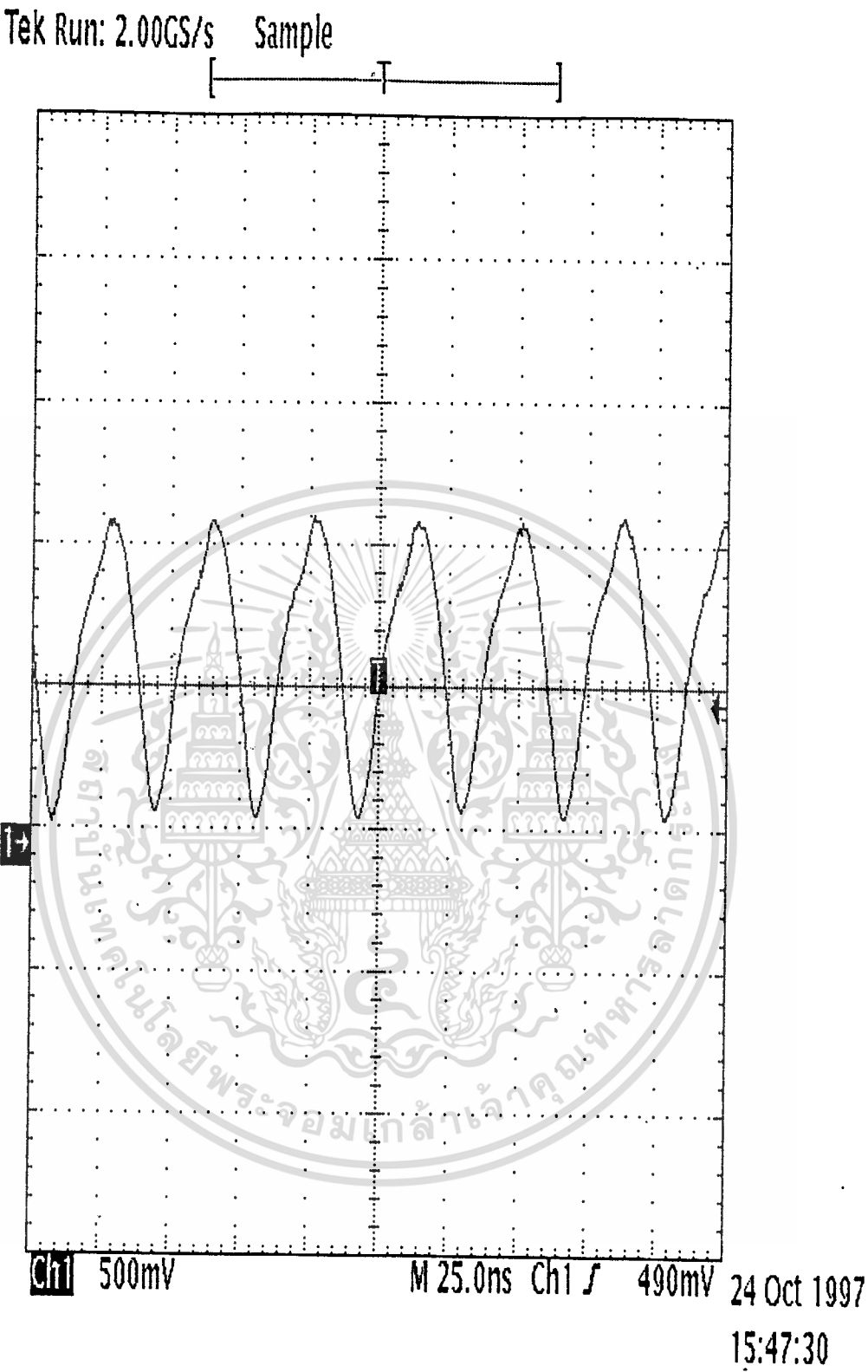
เมื่อประกอบวงจรเครื่องส่ง (Transmitter) ซึ่งเป็น วิทยุคลื่นไมด์ ความถี่ส่งออก 2 CH คือ CH1 ความถี่ 27.185 MHz และ CH2 ความถี่ 27.235 MHz มาทำการทดสอบ ตามขั้นตอนดังนี้

1. นำเครื่องส่งต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ 9V และใช้ Ammeter ต่อกับอนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ วัดปริมาณกระแสที่วงจรเครื่องใช้ไปขณะส่งออกเท่ากับ 50 mA
2. นำปลั๊ก 3 NC ต่อเข้ากับเครื่องวัดกำลังส่ง แล้วทำการวัดกำลังส่งขณะส่งสัญญาณออกไป อ่านค่าได้ 423 mW
3. ใช้ ออสซิลโลสโคป วัดสัญญาณตามจุดต่าง ๆ ได้ผลดังรูป

3.1 รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณที่วัดได้ ที่เอาท์พุทของภาคขยายไมโครโฟน เมื่อป้อนสัญญาณ input เป็นโตนเสียง (sine wave) ระดับโวลท์ต่ำ ๆ เข้าที่ input ของภาคขยายไมโครโฟน

3.2 รูปที่ 3.8, 3.9 แสดงสัญญาณที่วัดได้จาก คริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่มีคริสตอลและ Q_3 ทำงานร่วมกับ L1 หรือ L2 ในการผลิตความถี่ 9.0616 MHz สำหรับ CH1 หรือ 9.078 MHz สำหรับ CH2 จะสังเกตเห็นว่าความถี่จะคลาดเคลื่อนไปจากที่คำนวณไว้เล็กน้อย ไม่เที่ยงตรงแต่ ณ ความถี่นี้ถือว่าความถี่เลื่อนไปเล็กน้อย เมื่อทดสอบใช้งานจริงยังสามารถรับได้อยู่

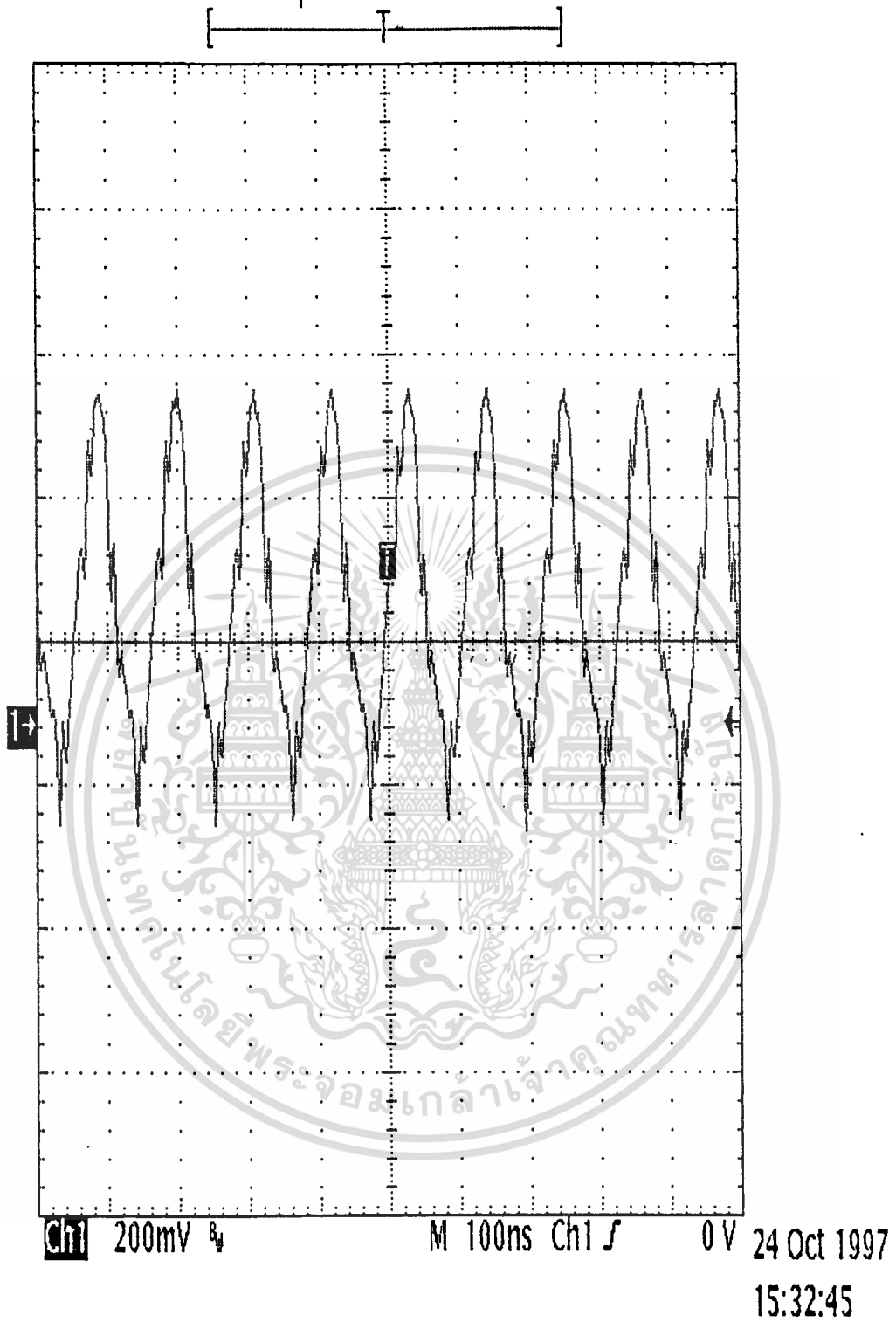
3.3 รูปที่ 3.40 แสดงสัญญาณที่วัดได้ที่เอาท์พุทของภาคเพาเวอร์แอมป์ ขณะใช้ความถี่ CH 1 ในการส่งสัญญาณแพร่ออกอากาศ



รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณที่ได้จากภาคขยายไมโครโฟน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

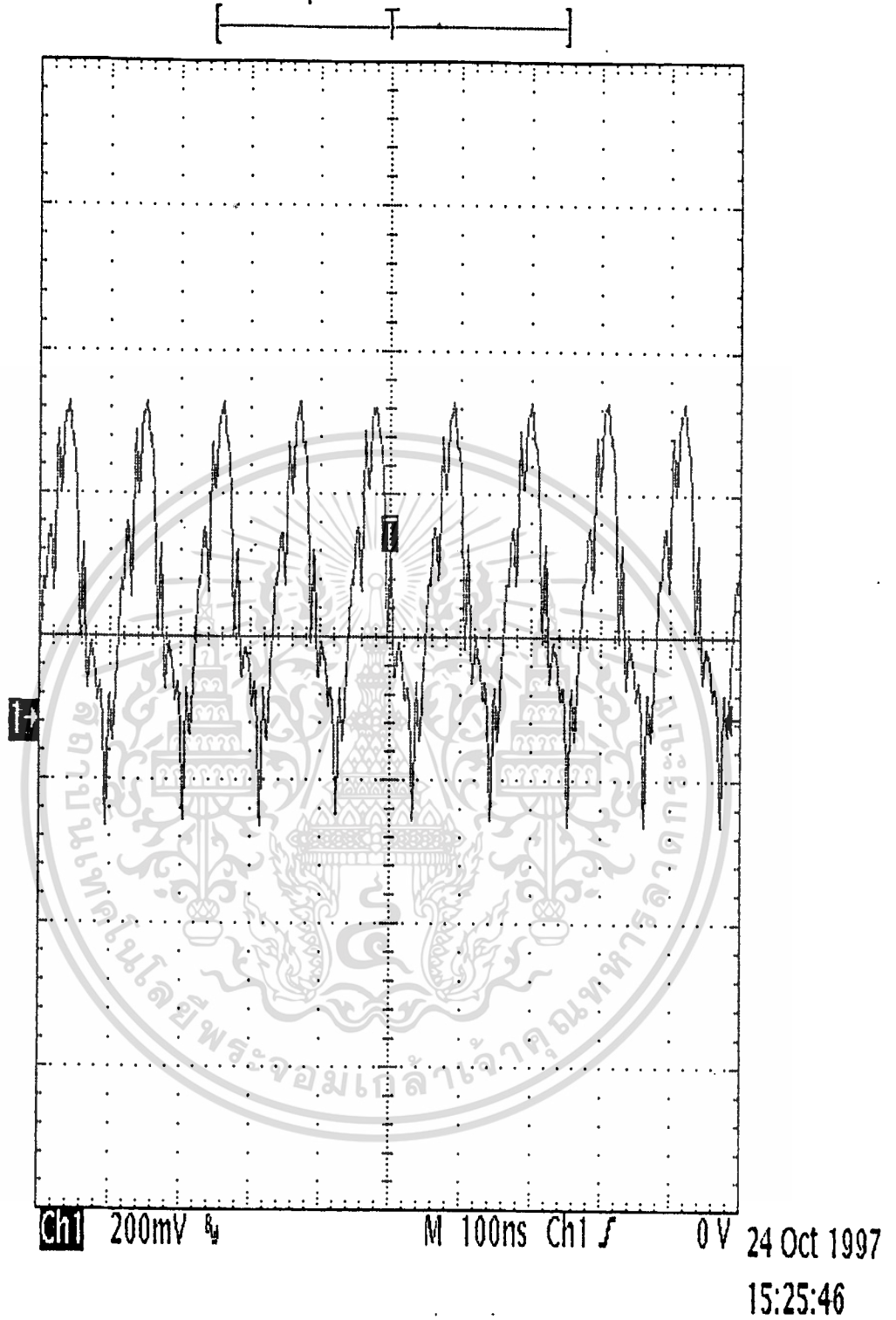
Tek Run: 500MS/s Sample



รูปที่ 3.8 แสดงสัญญาณความถี่ที่ผลิตได้จากออสซิลเลเตอร์ CH1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

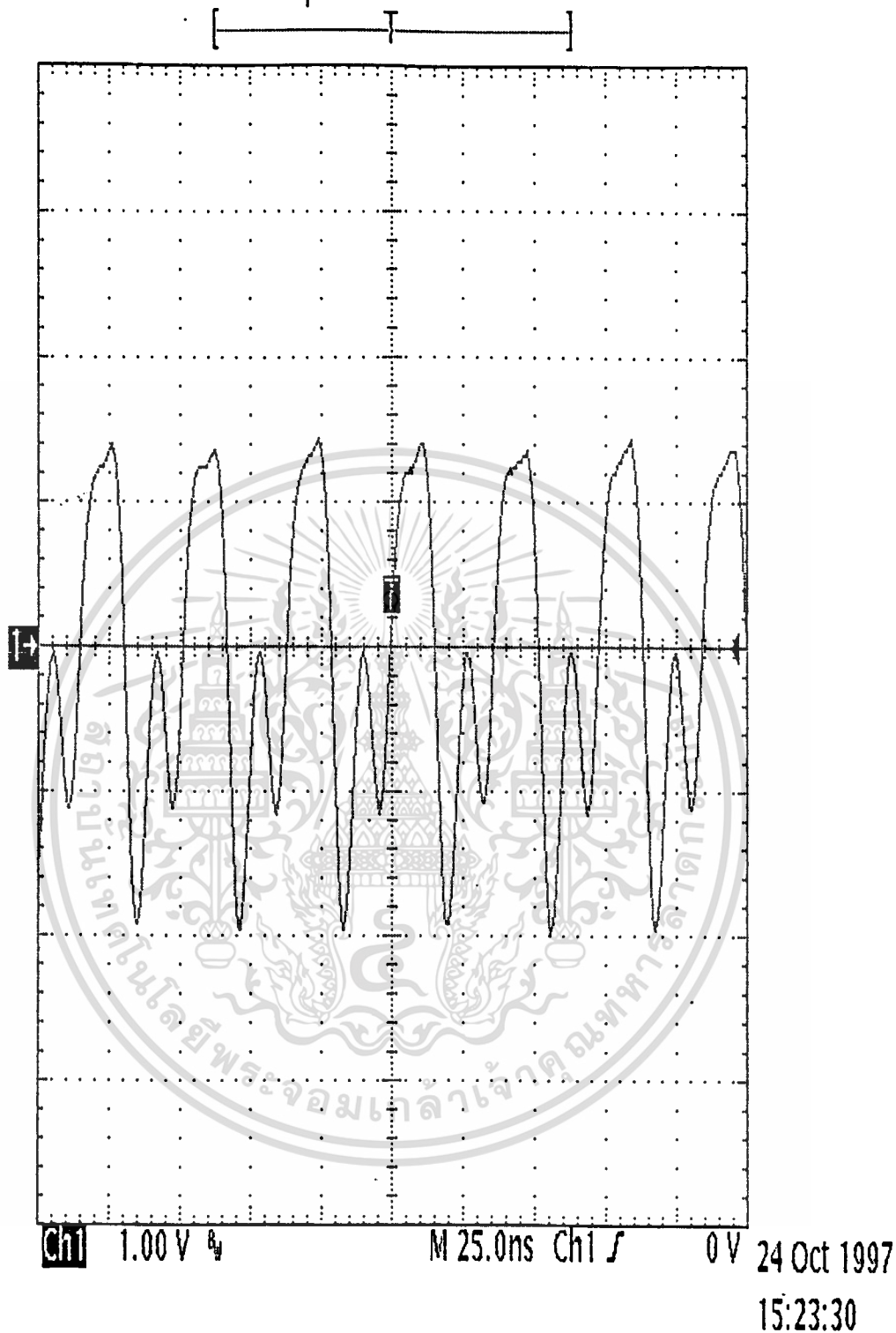
Tek Run: 500MS/s Sample



รูปที่ 3.9 แสดงสัญญาณความถี่ที่ผลิตได้จากออสซิลเลเตอร์ CH2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 2.00GS/s Sample



รูปที่ 3.40 แสดงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเพาเวอร์แอมป์

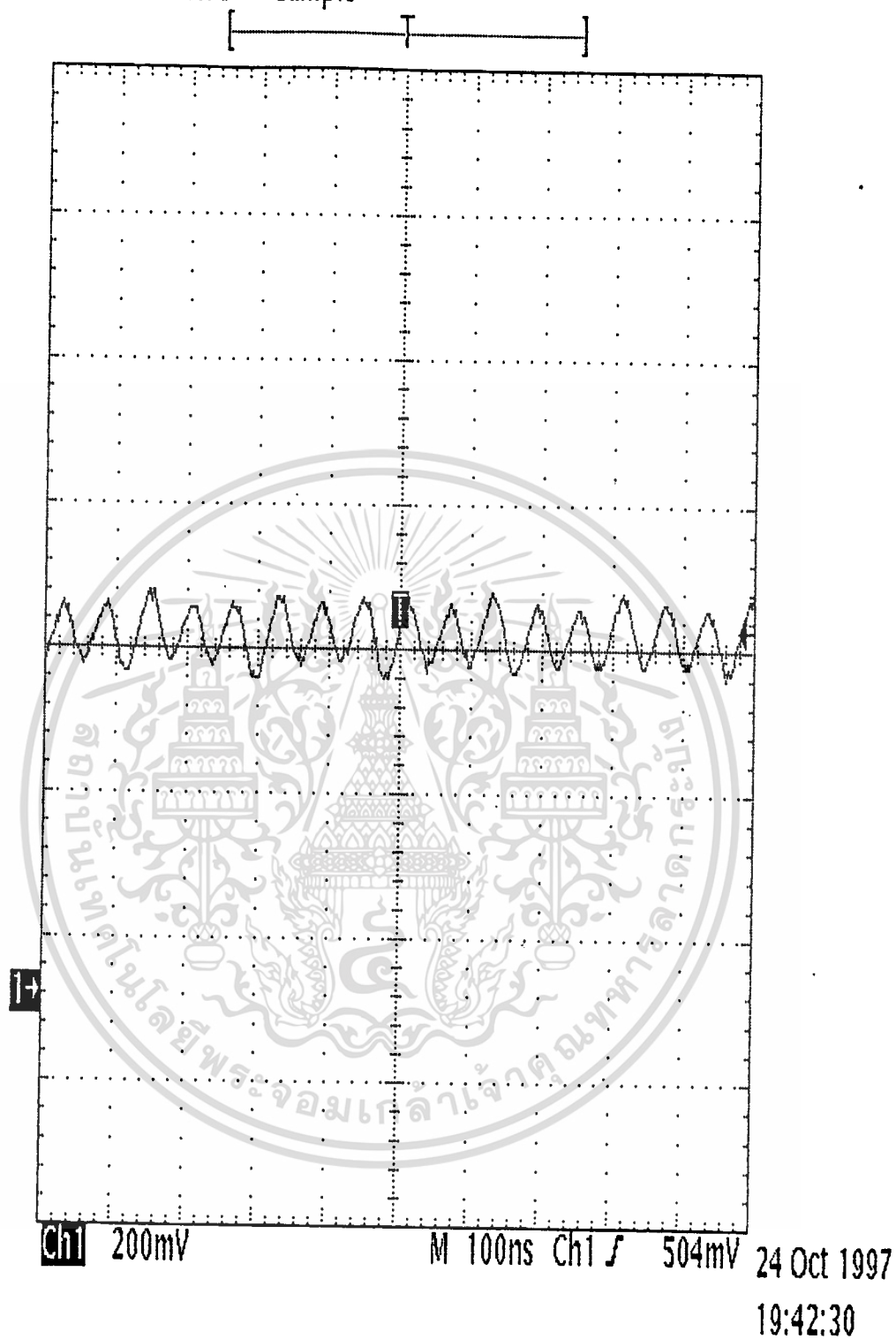
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1.2 การทดสอบภาคเครื่องรับ (Receiver)

ทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการประกอบวงจร และนำมาทดสอบตามขั้นตอน ดังนี้

1. นำวงจรเครื่องรับต่อกับแหล่งจ่ายไฟ 9V และทำแอมมิเตอร์มาต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ และทำการเปิดเครื่องรับ อ่านค่ากระแสขณะพร้อมทำงาน ยังไม่มีการส่งสัญญาณจากเครื่องส่ง อ่านค่ากระแสได้ 12 mA
2. ทำการต่อ RF gen เข้ากับเครื่องรับเข้าที่ปลั๊ก BNC ที่สำหรับต่อสายอากาศ และ ทำการมอดดูเลต สัญญาณโทนเสียงความถี่ 1 KHz ความถี่ส่งออกตรงกับ CH1 คือ 27.185 Mhz ทำการวัดกระแส เมื่อทำการขยายสัญญาณสูงสุด จะกันกระแส 200 mA ที่กำลังส่ง 400 mW
3. ทำการลดระดับ สเกลที่ต่ำสุดและลดระดับเสียงลงมาเรื่อย จะพบว่าที่ระดับสัญญาณ ที่ทำการมอดดูเลตด้วยโทนเสียง 1 KHz ระดับ 0.5 μV เครื่องรับยังสามารถรับได้
4. ทำการวัดรูปคลื่นสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ดังนี้
 - 4.1 วัดรูปคลื่นสัญญาณที่ขาซอร์สของ Θ_3 ซึ่งเป็นสัญญาณ ไทน์ที่มีการเปลี่ยนแปลงหรือเบี่ยงเบนไปตามเสียงที่เข้ามา แต่ขณะนี้ทำการมอดดูเลตกับความถี่ 1 KHz
 - 4.2 วัดรูปคลื่นสัญญาณที่ขา 16 ขา ของ U2 ซึ่งเป็นความถี่ IF ที่ 1 ที่ผ่านการฟิลเตอร์จาก CFU 1 10.7 MHz
 - 4.3 วัดรูปคลื่นสัญญาณที่ขา 16 ขา ของ U2 ซึ่งเป็นความถี่ 10.24 MHz เป็น โลกอลออสซิลเลเตอร์ ที่ 2 เพื่อนำไปมิกซ์ภายในตัวไอซี ให้ได้ความถี่ IF ที่ 2 455 KHz ออกมาที่ขา 3 ของ U2
 - 4.4 วัดรูปคลื่นสัญญาณที่ C_{33} ซึ่งเป็นสัญญาณที่ผ่านการดีเทคออกมาแล้วผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะพบว่ารูปคลื่นที่ตรวจจับได้ มีสัญญาณนอยส์ มากับสัญญาณที่ออกมา นี้ด้วย

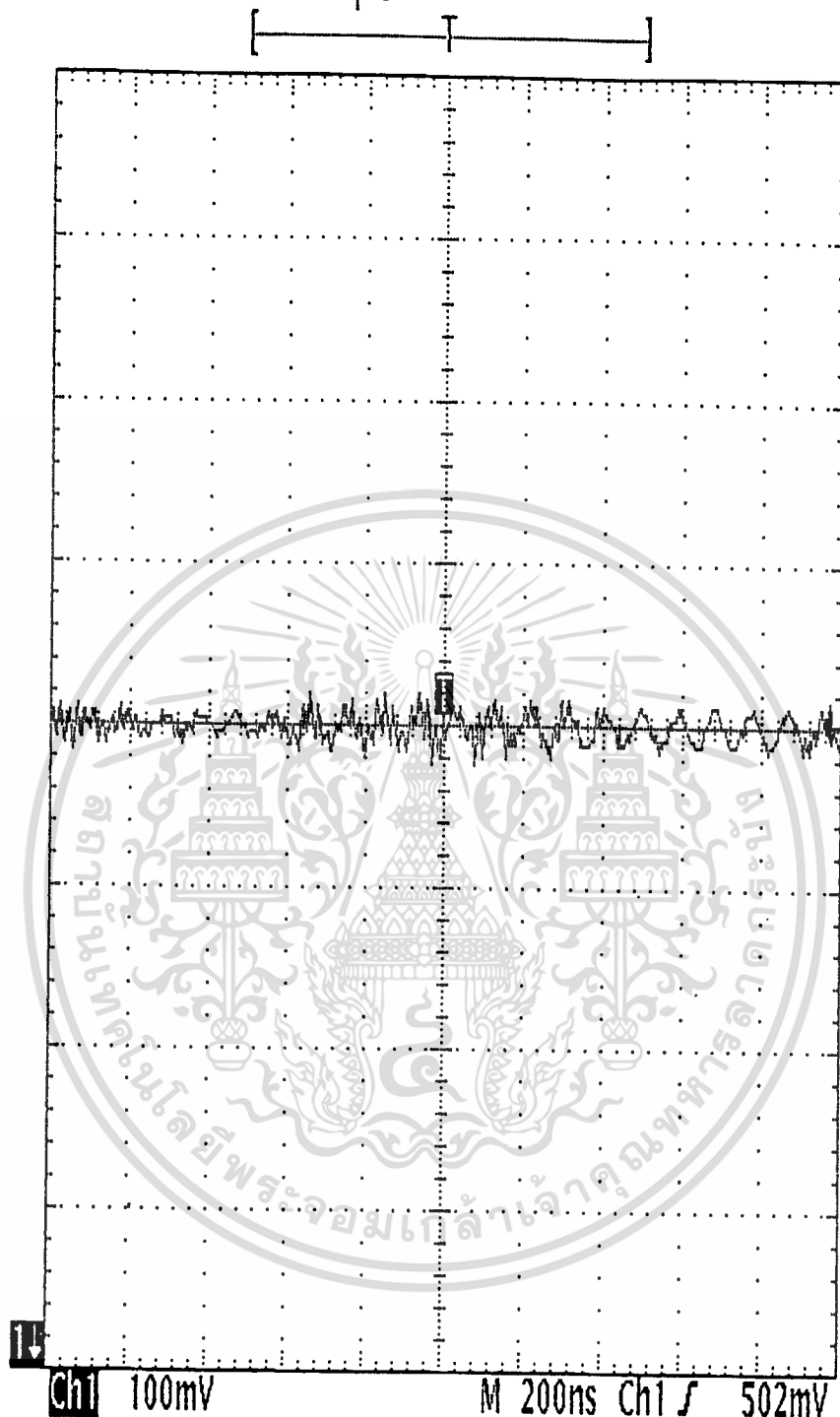
Tek Run: 500MS/s Sample



รูปที่ 3.41 แสดงรูปคลื่นที่วัดได้จากขาซอร์สของ θ_3 ภาคมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 250MS/s Sample

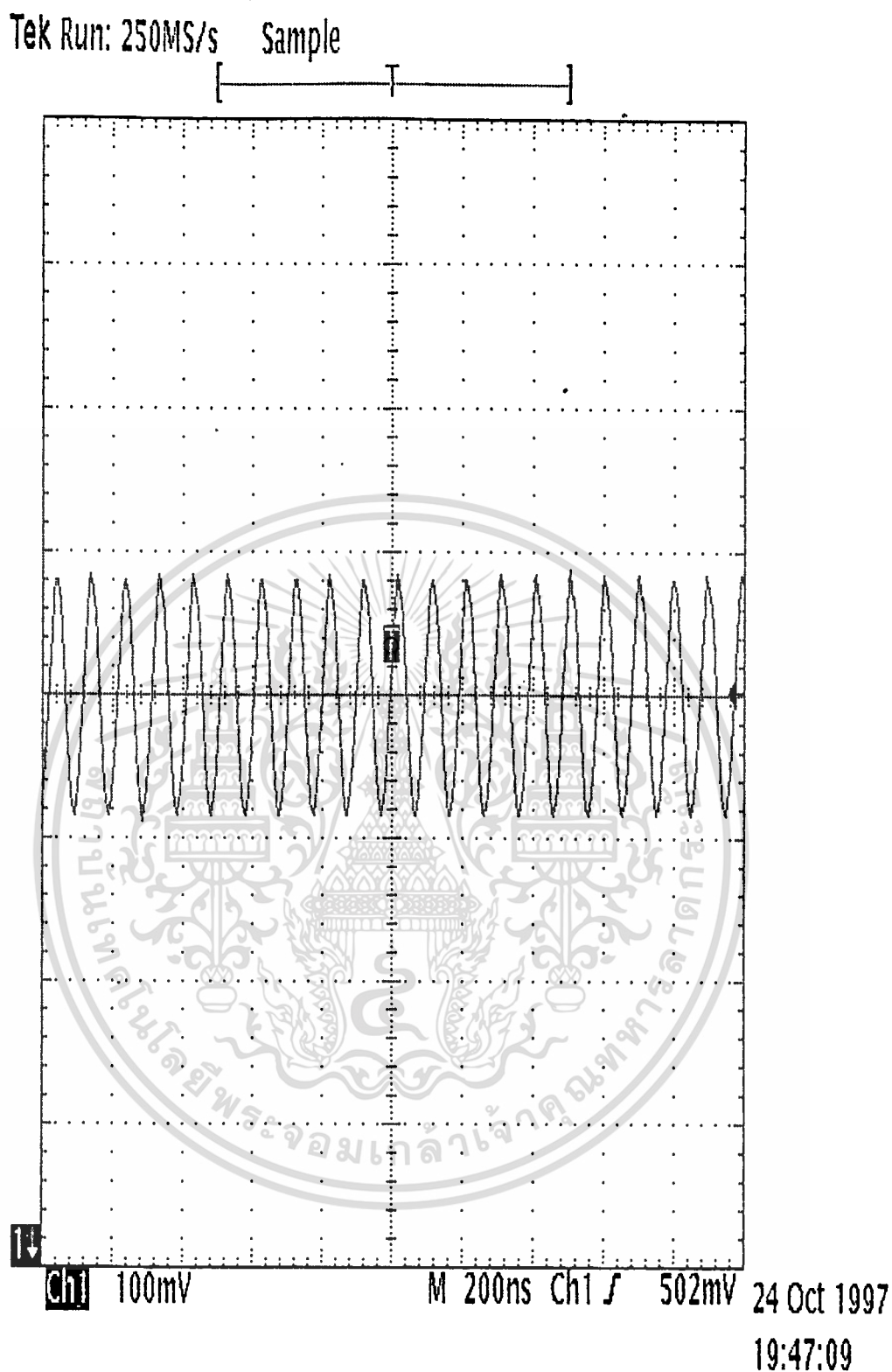


24 Oct 1997

19:51:17

รูปที่ 3.42 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่วัดได้จากขา 2 ของ U_2

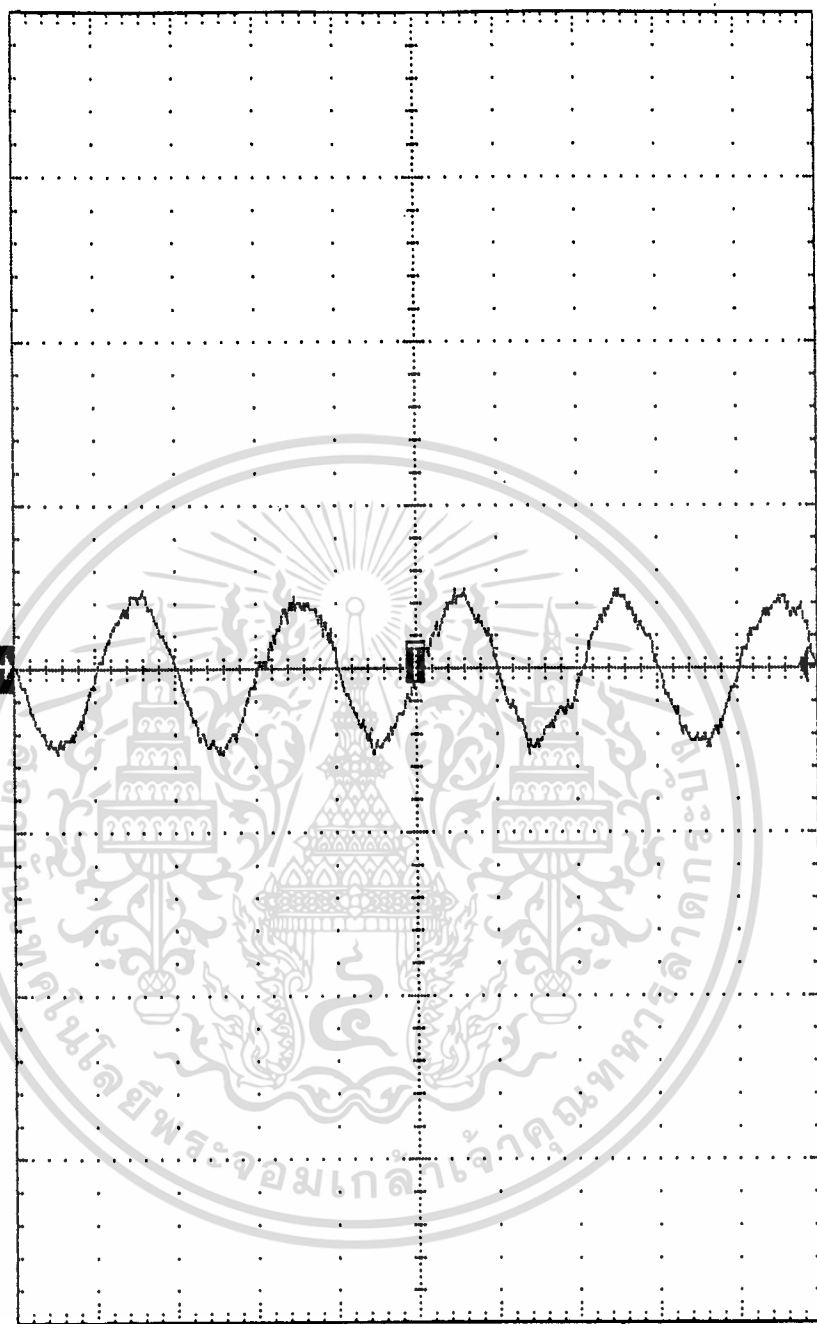
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.43 แสดงรูปคลื่นสัญญาณความถี่ที่วัดได้ X' TAL3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 100kS/s Sample



Ch1 50.0mV

M 500 μ s Ch1 f

0 V

24 Oct 1997

19:37:29

รูปที่ 3.44 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากวงจรดีเทคเตอร์ และผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1.3. การทดสอบภาคควบคุมการบันทึกเสียง

ทำการประกอบวงจรเสร็จเรียบร้อยแล้ว ทำการต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ เพื่อทำการทดสอบ โดยนำไปต่อร่วมกับแหล่งจ่ายไฟ 12 V จากนั้นทำการป้อนสัญญาณโดยใช้ ซิกแนลเจนเนเรเตอร์ ป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1 KHz ทำการวัดสัญญาณตามจุดต่างๆ ตามขั้นตอน ดังต่อไปนี้

1. ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของปริแอมป์สแดงที่ 1 จะได้ดังรูปที่ 3.45 จะพบว่า จะเป็นสัญญาณรูปไซน์ เช่นเดียวกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนและมีการขยายเกิดขึ้นด้วย

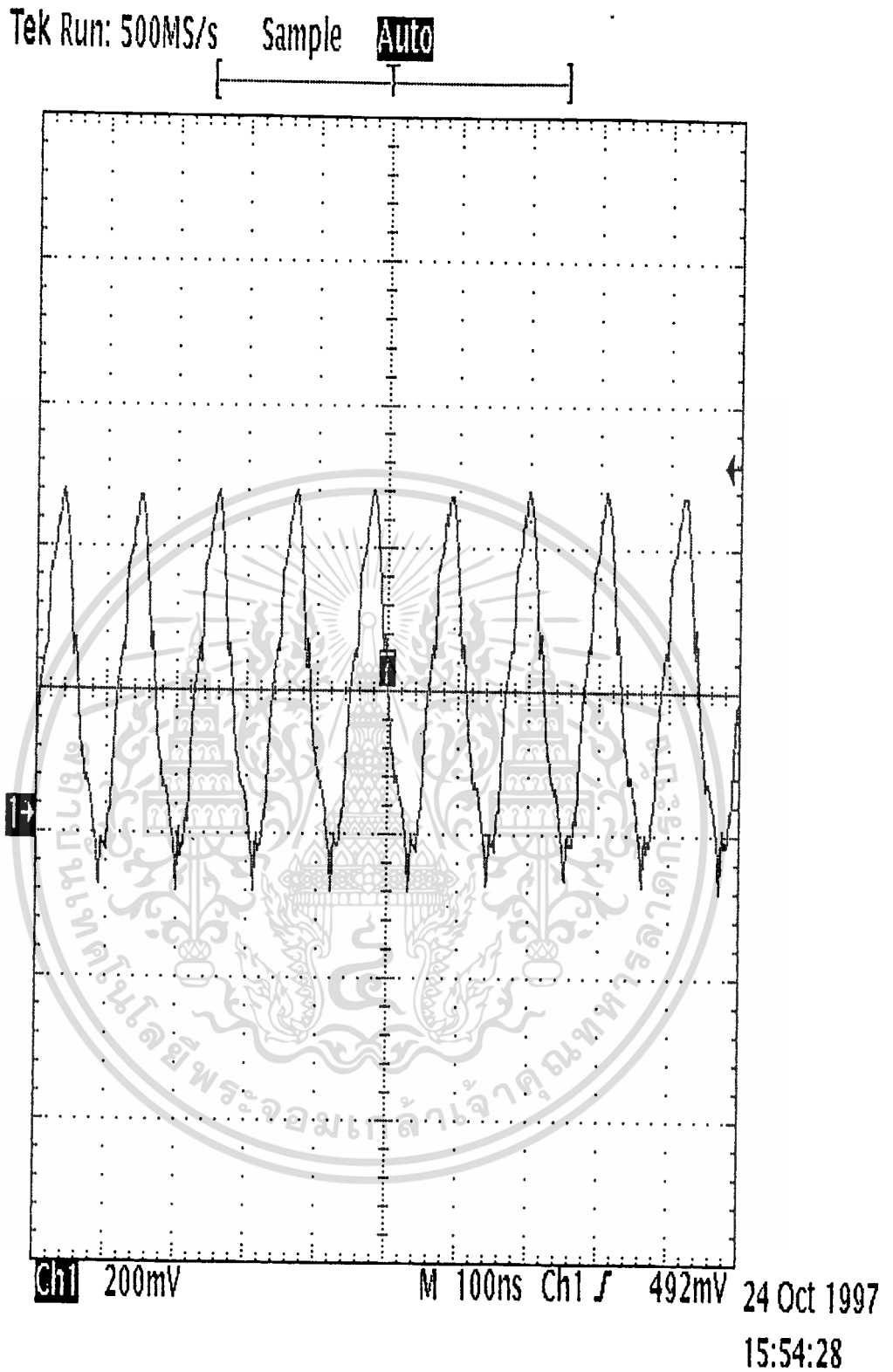
2. ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตแดงที่ 2 จะได้ดังรูปที่ 3.46 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่า สัญญาณเอาต์พุตจะถูกขลิบออกไป นั่นคือเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ เนื่องจากเกนการขยายสูง ทำการปรับเกน ให้มีการขยายลดลงจะได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 3.47 ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต แต่ยังคงเป็นสัญญาณที่ถูกขลิบที่ส่วนของขอดคลื่น ทั้งบนและล่างอยู่ จึงต้องทำการลดระดับอินพุตลง จนได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 4.8

3. ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LRF) ได้ดังรูปที่ 3.49

4. ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ส่งมาจากวงจรห้วงสัญญาณ จะพบว่ามีเฟสต่างกัน นั่นคือ สัญญาณทางเอาต์พุตจะถูกห้วงให้ช้ากว่า สัญญาณทางอินพุต ดังรูปที่ 3.50

5. สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำ IC_{66} จะถูกส่งมายัง IC_{66} ซึ่งเป็น LPF เช่นเดียวเพื่อกำจัดสัญญาณความถี่สูงเนื่องจากการขยายที่ไม่ต่อเนื่อง ให้มีรูปคลื่นสัญญาณดีขึ้น ดังรูปที่ 3.51 และ 3.52 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุต

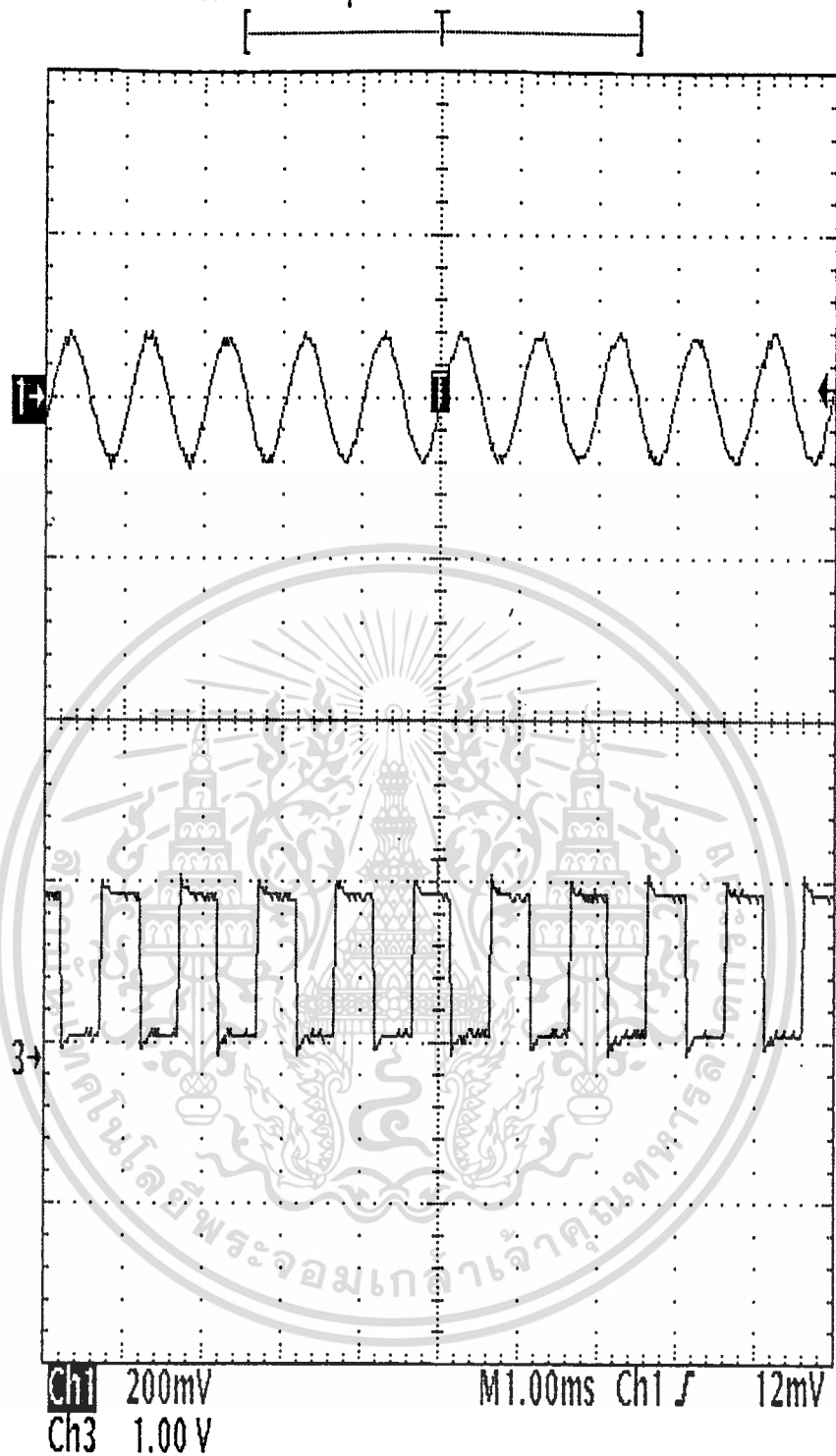
6. ทำการวัดสัญญาณนาฬิกาที่สร้างขึ้นจาก IC_3 ที่ขา 10 และ 11 เปรียบเทียบกับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นดังรูปที่ 3.51 และสัญญาณนาฬิกาที่ได้ดังรูปที่ 3.53 และสามารถควบคุมความกว้างของสัญญาณนาฬิกาได้จาก VR_3



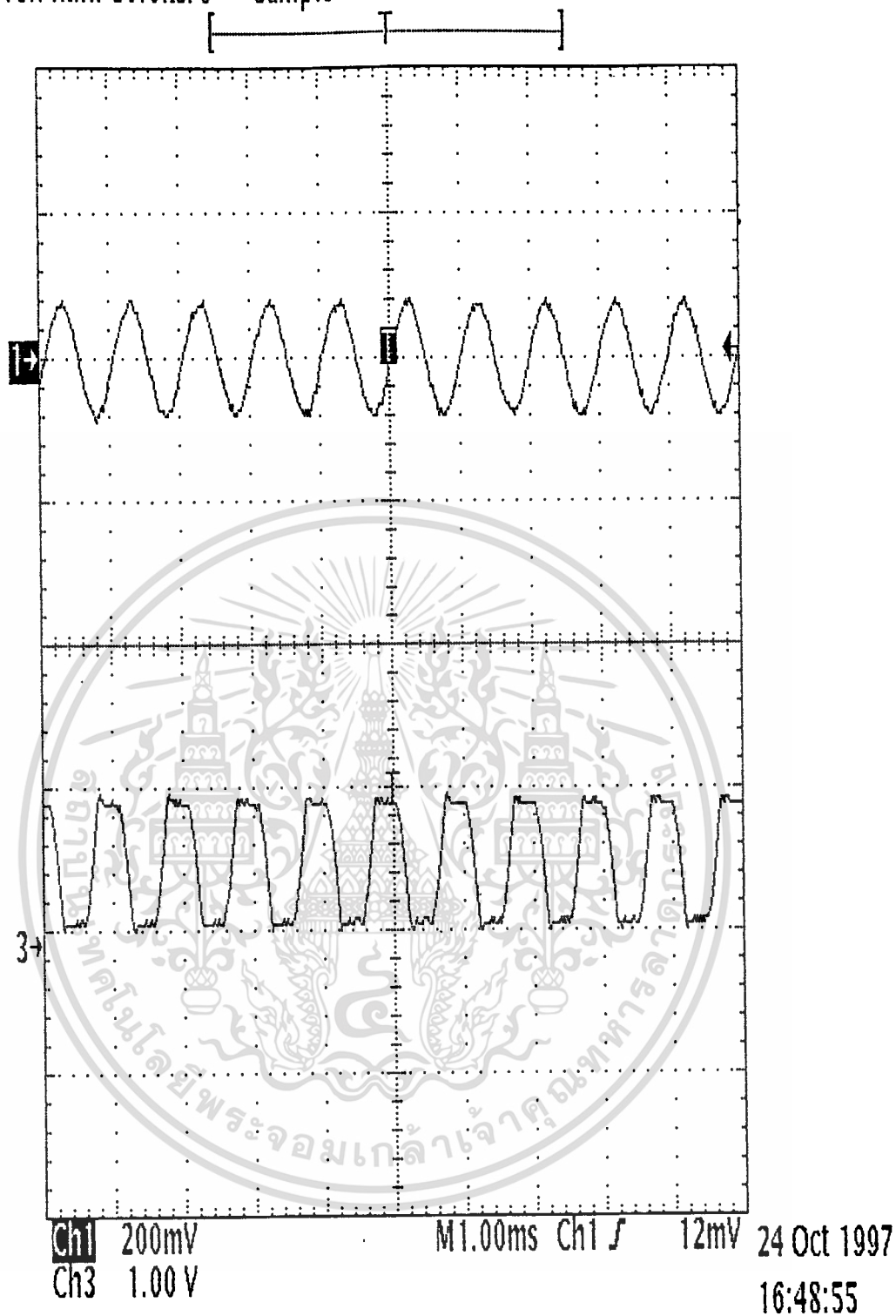
รูปที่ 3.45 แสดงสัญญาณเอาร์ทพุทที่วัดได้ที่ปริแอมป์สแดงที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 50.0kS/s Sample

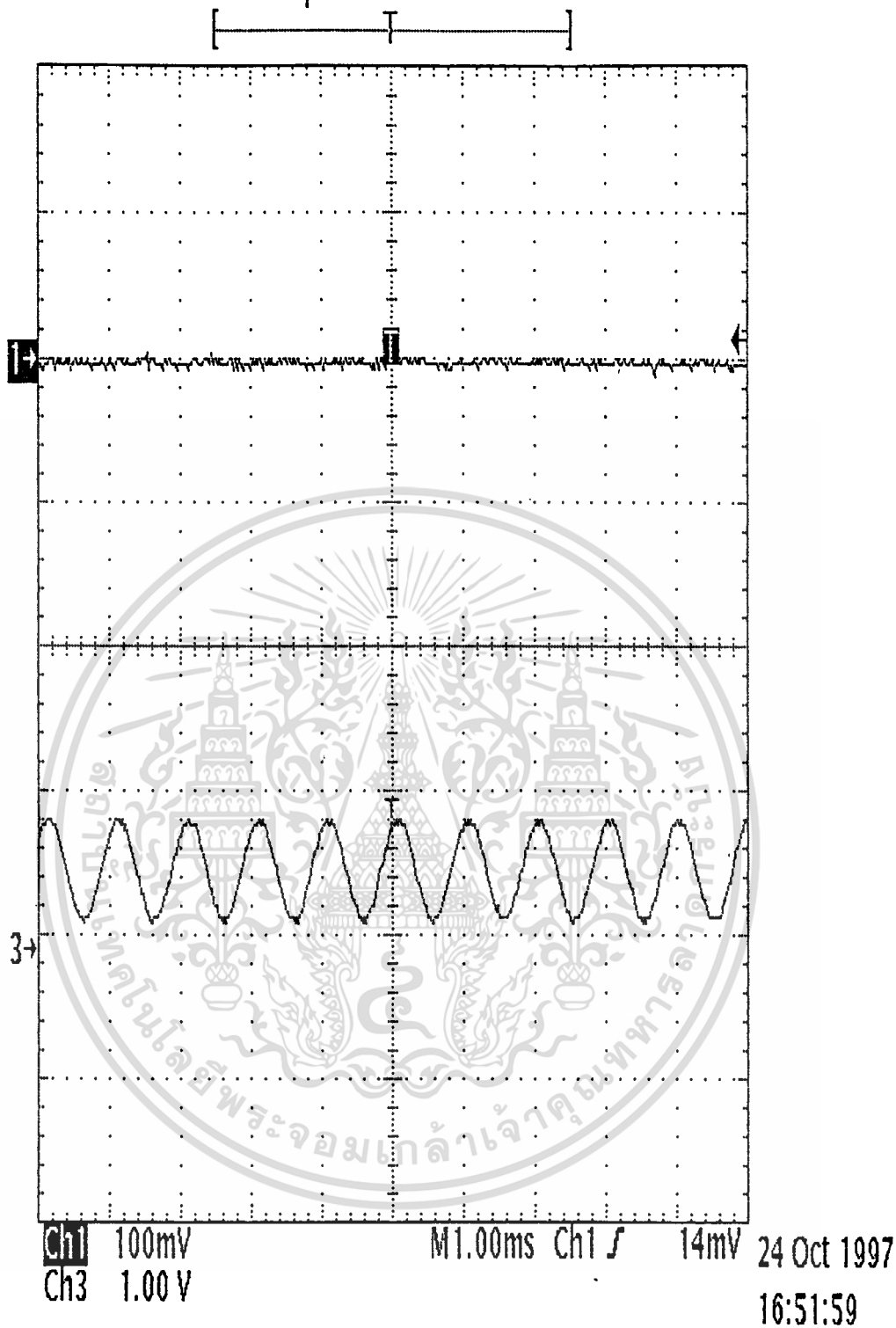


รูปที่ 3.46 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้ที่ปริแอมป์สเตจที่ 2 เปรียบเทียบกับอินพุตเมื่อมีการขยายเกิน ทำให้สัญญาณดูกลับไป

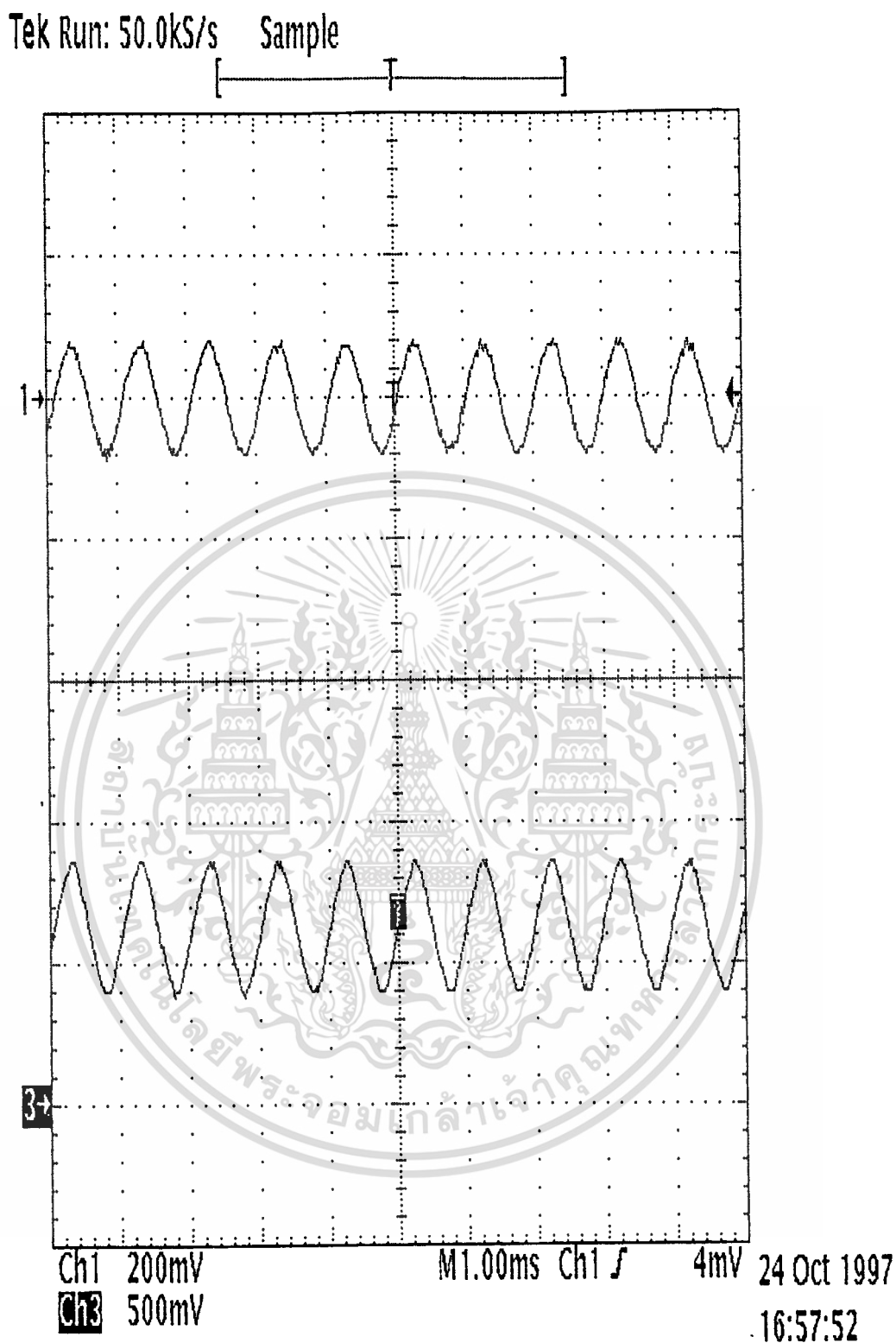


รูปที่ 3.47 แสดงรูปสัญญาณที่วัดได้ เมื่อมีการปรับอัตราขยายให้ต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

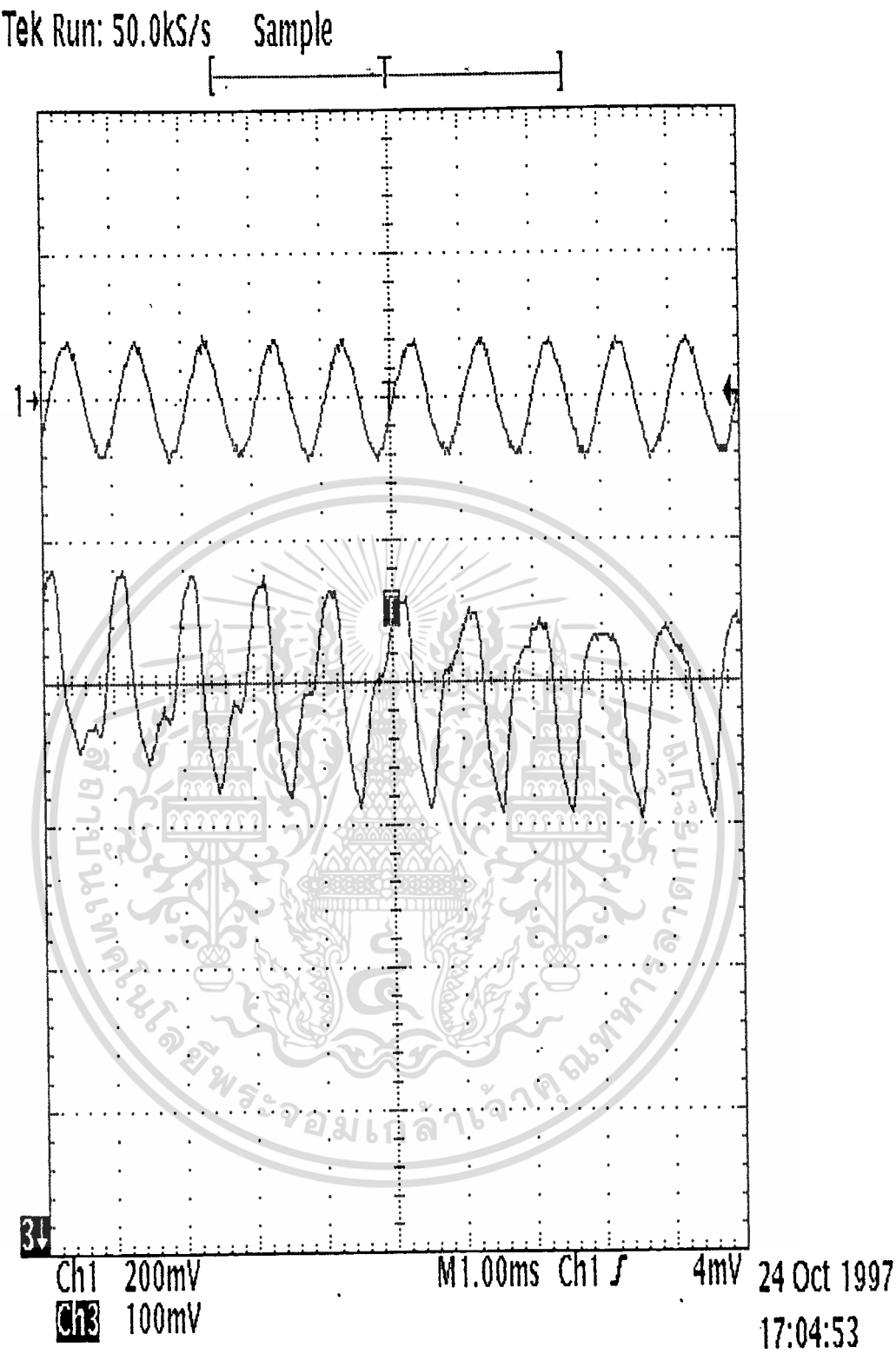


รูปที่ 3.48 แสดงรูปสัญญาณที่วัดได้ เมื่อมีการปรับอัตราขยายให้ต่ำลง
และลดระดับสัญญาณอินพุตลง



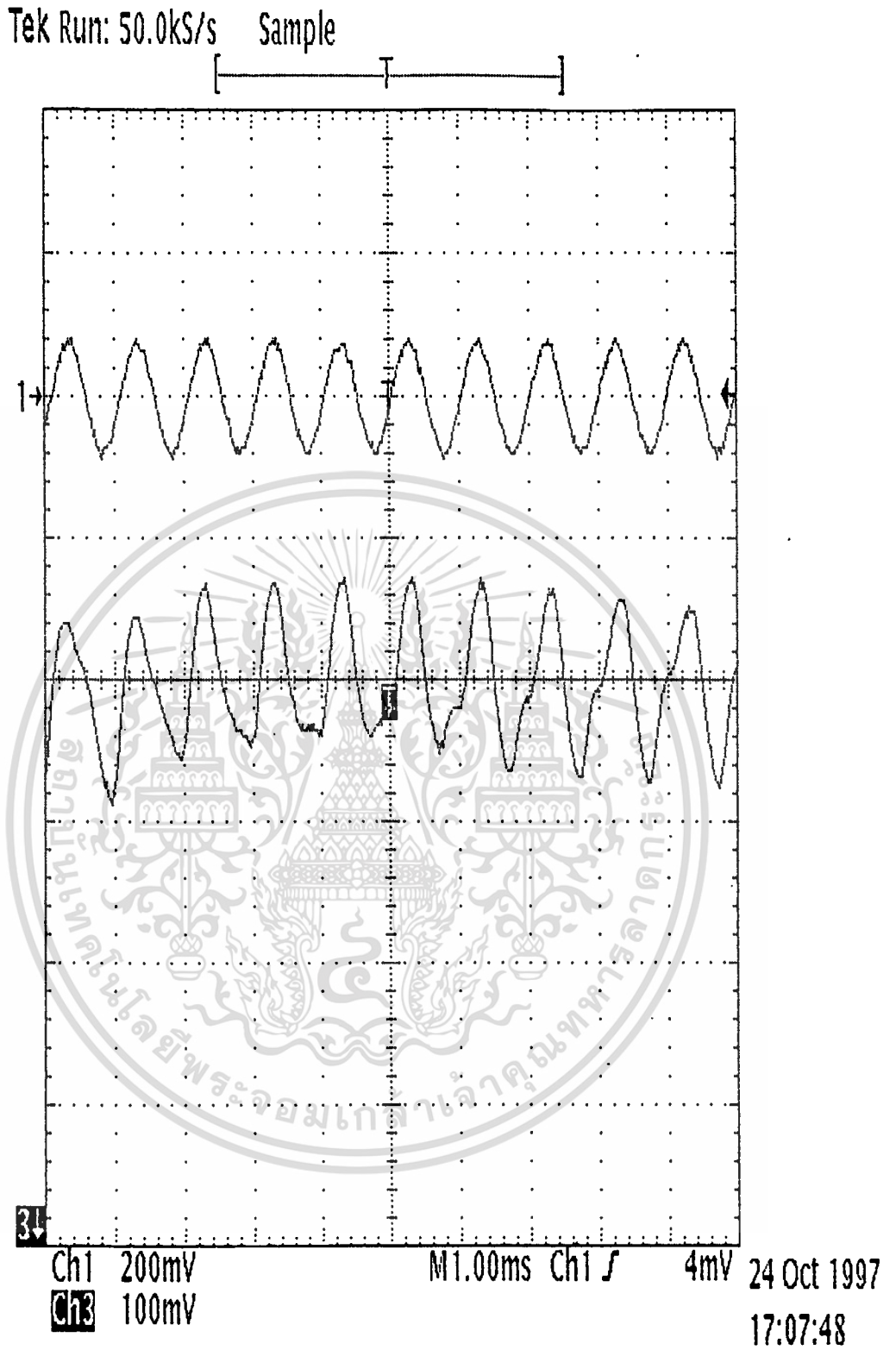
รูปที่ 3.49 สัญญาณที่วัดได้ที่เอาต์พุตของ LPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



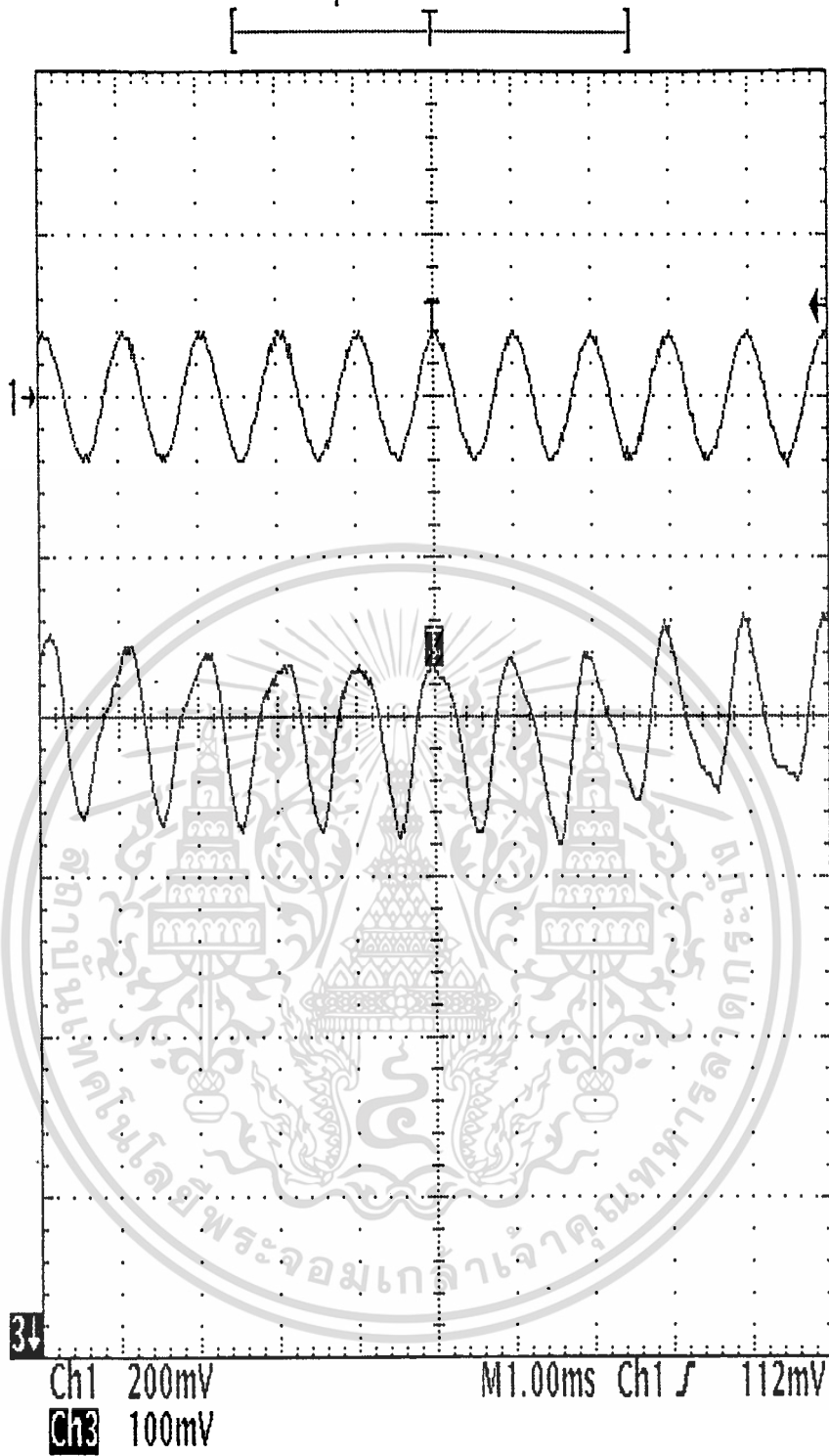
รูปที่ 3.50 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.51 รูปคลื่นสัญญาณที่ผ่านวงจร LPF

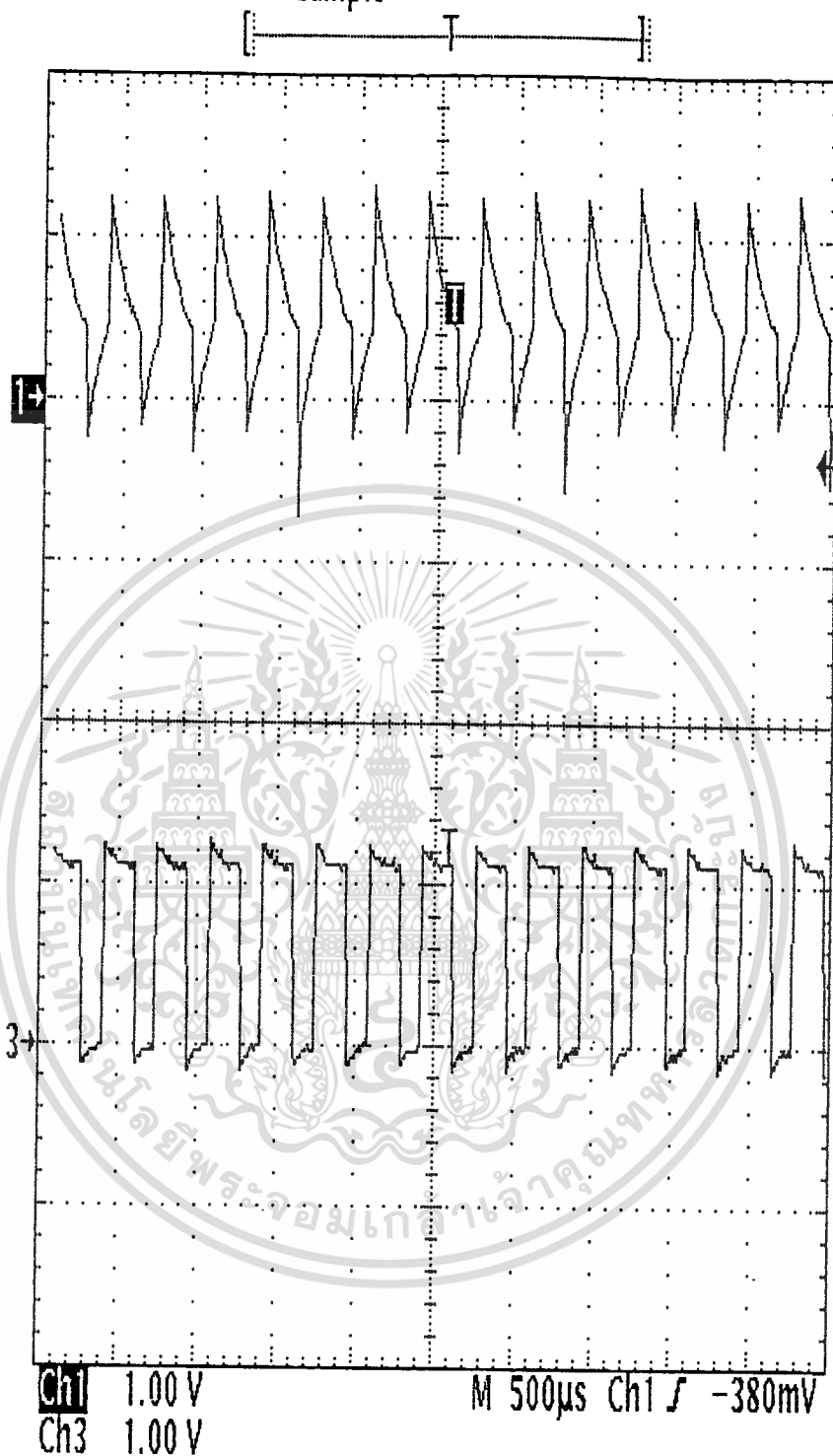
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.52 รูปคลื่นสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุตหรือ line out

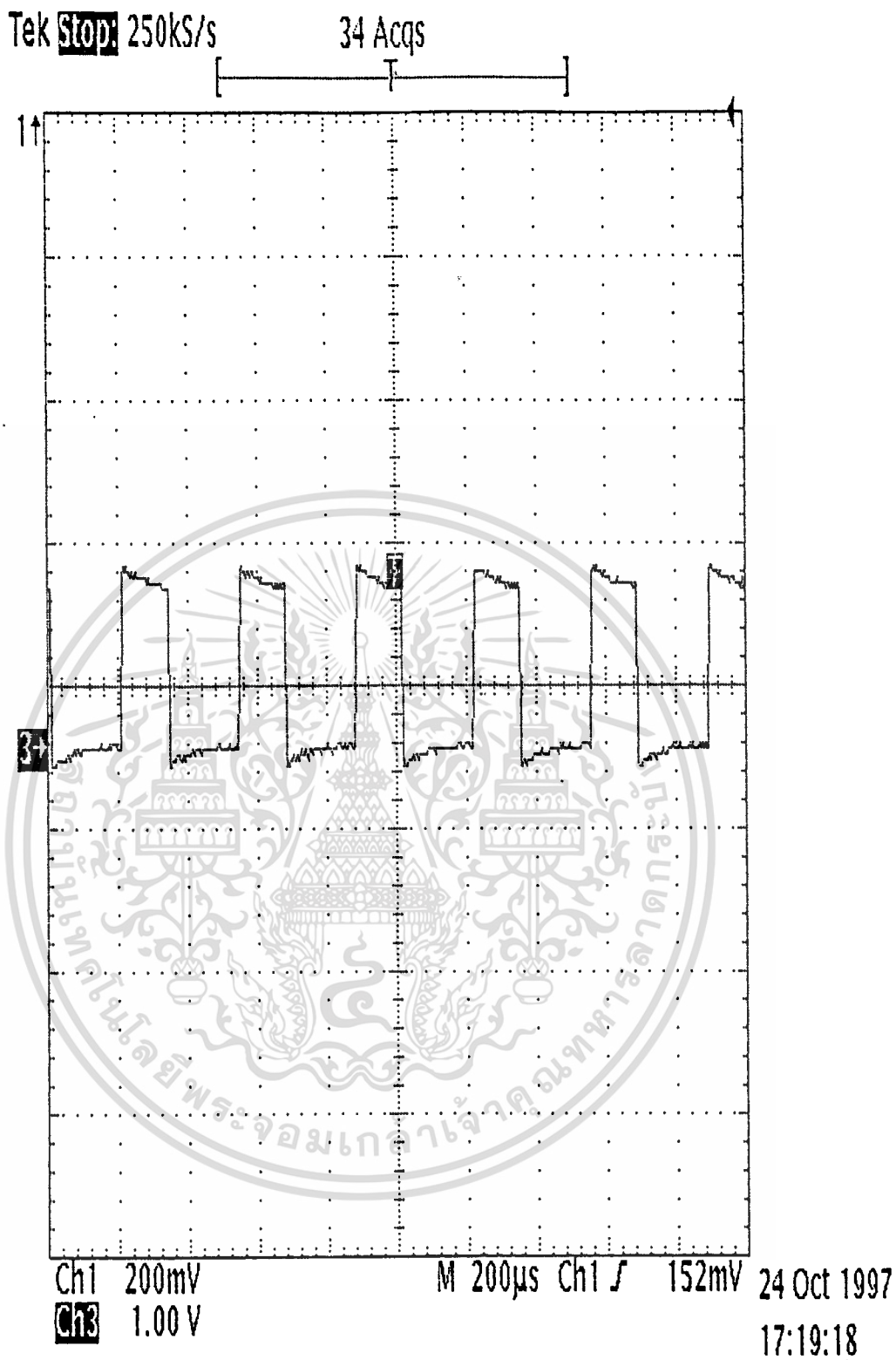
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 100KS/s Sample



รูปที่ 3.53 แสดงรูปคลื่นสัญญาณนาฬิกาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่สร้างจาก OSC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.54 แสดงสัญญาณนาฬิกาที่สร้างขึ้นได้จาก IC₃

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2. ขั้นตอนที่ 2

จากการทดสอบขั้นตอนแรกเราสามารถทราบถึงรายละเอียดของสัญญาณที่วัดได้ ณ จุดต่าง ๆ ของวงจรใช้งาน ในส่วนขั้นตอนที่ 2 จะได้นำเอาวงจร ทั้งสามภาคมาทดลองใช้งานร่วมกัน โดยนำส่วนของภาครับและภาคบันทึกสัญญาณเสียงต่อรูปเป็นวงจรเดียวกัน และเราสามารถวัดคุณสมบัติต่างของวงจรได้ดังนี้

3.4.2.1. ภาคเครื่องส่ง (Transmitter)

1. กระแสขณะใช้งานเท่ากับ 50 mA ที่กำลังส่ง 450 mW
2. กำลังส่งที่วัดได้จากเครื่องวัดกำลังส่ง 450 mW ที่ 9 Vdc
3. ระยะทางที่สามารถรับส่งได้ ในพื้นที่โล่ง 15 m และสามารถรับส่งได้ระหว่างห้องที่อยู่ห่างกัน 2 ห้อง ระยะห่าง 19 m
4. เมื่อใช้กับแบตเตอรี่ ถ่านอัลคาไลน์ 9 V สามารถใช้งานได้นาน 3 ชั่วโมง โดยการส่งต่อเนื่องตลอดเวลา

3.4.2.2. ภาคเครื่องรับและภาคบันทึกเสียง

1. ภาคเครื่องรับ กระแสใช้งานขณะสแตนด์บาย 14 mA ขณะใช้งาน ขยายสัญญาณเสียง 150 mA
2. ความไวในการรับ 0.5 ไมโครโวลท์ 13 dB S+N/N
3. สามารถรับได้ในรัศมี 15 m ในพื้นที่โล่ง และ 9 m สำหรับห้องที่อยู่ห่างกัน
4. สำหรับเครื่องบันทึกสัญญาณเสียงนั้น เมื่อทำการบันทึกสัญญาณเสียง เสียงที่ได้ทำการบันทึกได้อยู่ และสัญญาณที่บันทึกได้มีรายละเอียดครบถ้วน ไม่ขาดช่วงหายไป
5. ส่วนของสวิตช์ มีความไวต่อการถูกรบกวนต่อสัญญาณภายนอก

บทที่ 4

4.1 สรุปผลการดำเนินงาน

ในการทำโครงงานเรื่องเครื่องดักฟังเสียงแบบไร้สาย ระบบ FM 27 MHz (Wireless Sound Monitoring FM 27 MHz) ได้กำหนดเงื่อนไขไว้ 4 ประการคือ

1. วงจรสามารถทำการส่ง - รับ สัญญาณได้ต่อเนื่องตลอดเวลา
2. ความไวของภาคไมโครโฟนจะต้องสูงพอสมควร
3. ส่งได้ในรัศมีไกลพอประมาณ <บริเวณบ้านประมาณ 10 – 20 m>
4. กินกระแสไฟต่ำ

จากการดำเนินงาน จะพบว่าจะต้องพิถีพิถันในเรื่องของการออกแบบ การทดลอง และการทดสอบมาก วงจรส่วนต่างๆจะต้องมีความเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพ โดยเฉพาะวงจรออสซิลเลเตอร์ และจะพบว่า โครงงานนี้ใช้ความถี่ 27 MHz ซึ่งเป็นความถี่ย่าน HF ซึ่งความถี่ย่านนี้จะถูกรบกวนสัญญาณน้อยได้ง่าย

ในการจัดทำโครงงานนี้ได้กระทำต่อเนื่องจากโครงงานที่ 1 โดยเริ่มตั้งแต่ศึกษาหาความรู้ตลอดจนออกแบบทดลอง จนมาถึงโครงงานที่ 2 ได้ทำการออกแบบปรับปรุงเปลี่ยนแปลง และพัฒนาเพิ่มเติม ตลอดจนทดสอบใช้งานจริงได้ พบว่าเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งเอาไว้กล่าวคือ สามารถนำเอาความรู้ที่ได้ศึกษามาประยุกต์ใช้กับทรัพยากรที่มีอยู่ตามธรรมชาติ(ความถี่) ประดิษฐ์เป็นเครื่องใช้สำหรับเป็นเครื่องอำนวยความสะดวกในชีวิตประจำวันได้

4.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ในการดำเนินการจัดทำโครงงานนี้ มีข้อจำกัดหลายประการเป็นต้นว่า

1. ความถี่ใช้งาน ใช้ความถี่ 27 MHz ทำให้โครงงานมีขนาดใหญ่ ไม่สะดวกในการออกแบบให้มีขนาดเล็ก
2. เครื่องส่งเป็นเครื่องส่งแบบต่อเนื่องตลอดเวลา ฉะนั้นกำลังส่งจะถูกจำกัด ไม่สามารถที่จะส่งออกไปด้วยกำลังส่งสูงๆได้ เพราะเมื่อกำลังส่งสูงๆ ที่ภาคเพาเวอร์ จะต้องมีการระบายความร้อนอย่างดี หรือมีวงจรพิเศษสำหรับการระบาย ความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ไม่เช่นนั้นแล้ว จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ จึงส่งผลให้ส่งได้ในระยะใกล้ๆ และถ้าจะให้รับได้ดี เครื่องรับจะต้องมีความไวสูงมากด้วย ในระดับปกติก็ถือว่า เครื่องรับมีประสิทธิภาพในระดับที่ดีจะอยู่ที่ $0.3 \mu V$

3. ไมโครโฟนและภาคขยายไมโครโฟน จะต้องเป็นวงจรที่มีความไวสูงพอสมควร เพื่อที่จะสามารถรับสัญญาณตรวจจับสัญญาณระดับต่ำๆได้

4. ภาคควบคุมการบันทึกเสียง จะต้องปราศจากการรบกวน จากสัญญาณอื่น มิฉะนั้นจะทำให้การทำงานเกิดรบกวนขึ้นมาได้

5. กระแสไฟสำหรับเครื่องส่ง เครื่องส่งจะต้องกินกระแสไฟน้อยๆและส่งผลให้กำลังส่งลดลงด้วย ทำให้มีประสิทธิภาพในการรับไม่ดีพอ

6. อุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรเครื่องรับ – ส่ง จะต้องมีความเหมาะสม จะต้องทำการคัดก่อนลงอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวอย่างเช่น ทรานซิสเตอร์จะต้องทำการคัดให้ได้อัตราขยายที่เป็นไปตามกำหนด ไม่เช่นนั้นแล้ววงจรอาจจะไม่ทำงาน

7. ในวงจรเครื่องรับส่ง กราวีนและการซีล เป็นสิ่งสำคัญมากที่ต้องคำนึงถึงจะช่วยเพิ่มความไวในการรับ – ส่งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ธวัชชัย ศรีประเสริฐ , "วิทยุรับ-ส่งมือถือ CB27MHz" วารสารเคมีคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์
กรุงเทพมหานคร: บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด(มหาชน) หน้า 39-51 ฉบับที่ 135 ม.ค.37
2. อภิชาติ สัจจะวงษ์,"เครื่องรับวิทยุสื่อสาร" รวมบทความและโครงการวิทยุสมัครเล่น 2.
กรุงเทพมหานคร : บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด(มหาชน) หน้า 50-67
3. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ , หลักการไฟฟ้าสื่อสาร.พิมพ์ครั้งที่ 5. กรุงเทพมหานคร : จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.2538
4. George Kenenndy,Electronic Communication System. Mc Graw-Hill
Kogakucha,Ltd.,Tokyo,1997
5. A R R L Handbook Editor , The ARRL Handbook For radio Amature. Seventy-Fourth
Edition .USA American Radio Reley Leaque 1996



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

Frequency/Channel Chart สำหรับคลื่นย่านความถี่ CB (Citizens band)

A-Band		B-Band		C-Band		D-Band		E-Band		F-Band	
Channel	Frequency MHz	Channel	Frequency MHz	Channel	Frequency MHz	Channel	Frequency MHz	Channel	Frequency MHz	Channel	Frequency MHz
1	26.065	1	26.515	1	26.965	1	27.415	1	27.865	1	28.315
2	26.075	2	26.525	2	26.975	2	27.425	2	27.875	2	28.325
3	26.085	3	26.535	3	26.985	3	27.435	3	27.885	3	28.335
4	26.105	4	26.555	4	27.005	4	27.455	4	27.905	4	28.355
5	26.115	5	26.565	5	27.015	5	27.465	5	27.915	5	28.365
6	26.125	6	26.575	6	27.025	6	27.475	6	27.925	6	28.375
7	26.135	7	26.585	7	27.035	7	27.485	7	27.935	7	28.385
8	26.155	8	26.605	8	27.055	8	27.505	8	27.955	8	28.405
9	26.165	9	26.615	9	27.065	9	27.515	9	27.965	9	28.415
10	26.175	10	26.625	10	27.075	10	27.525	10	27.975	10	28.425
11	26.185	11	26.635	11	27.085	11	27.535	11	27.985	11	28.435
12	26.205	12	26.655	12	27.105	12	27.555	12	28.005	12	28.455
13	26.215	13	26.665	13	27.115	13	27.565	13	28.015	13	28.465
14	26.225	14	26.675	14	27.125	14	27.585	14	28.025	14	28.475
15	26.235	15	26.685	15	27.135	15	27.585	15	28.035	15	28.485
16	26.255	16	26.705	16	27.155	16	27.605	16	28.055	16	28.505
17	26.265	17	26.715	17	27.165	17	27.615	17	28.065	17	28.515
18	26.275	18	26.725	18	27.175	18	27.625	18	28.075	18	28.525
19	26.285	19	26.735	19	27.185	19	27.635	19	28.085	19	28.535
20	26.305	20	26.755	20	27.205	20	27.655	20	28.105	20	28.555
21	26.315	21	26.765	21	27.215	21	27.665	21	28.115	21	28.565
22	26.325	22	26.775	22	27.225	22	27.675	22	28.125	22	28.575
23	26.335	23	26.805	23	27.255	23	27.705	23	28.155	23	28.605
24	26.345	24	26.785	24	27.235	24	27.685	24	28.135	24	28.585
25	26.365	25	26.795	25	27.245	25	27.695	25	28.145	25	28.595
26	26.365	26	26.815	26	27.265	26	27.715	26	28.165	26	28.615
27	26.375	27	26.825	27	27.275	27	27.725	27	28.175	27	28.625
28	26.385	28	26.835	28	27.285	28	27.735	28	28.185	28	28.635
29	26.395	29	26.845	29	27.295	29	27.745	29	28.195	29	28.645
30	26.405	30	26.855	30	27.305	30	27.755	30	28.205	30	28.655
31	26.415	31	26.865	31	27.315	31	27.765	31	28.215	31	28.665
32	26.425	32	26.875	32	27.325	32	27.775	32	28.225	32	28.675
33	26.435	33	26.885	33	27.335	33	27.785	33	28.235	33	28.685
34	26.445	34	26.895	34	27.345	34	27.795	34	28.245	34	28.695
35	26.455	35	26.905	35	27.355	35	27.805	35	28.255	35	28.705
36	26.465	36	26.915	36	27.365	36	27.815	36	28.265	36	28.715
37	26.475	37	26.925	37	27.375	37	27.825	37	28.275	37	28.725
38	26.485	38	26.935	38	27.385	38	27.835	38	28.285	38	28.735
39	26.495	39	26.945	39	27.395	39	27.845	39	28.295	39	28.745
40	26.505	40	26.955	40	27.405	40	27.855	40	28.305	40	28.755

ตารางที่ 1 แสดงตารางช่องความถี่สำหรับคลื่นย่านความถี่ CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

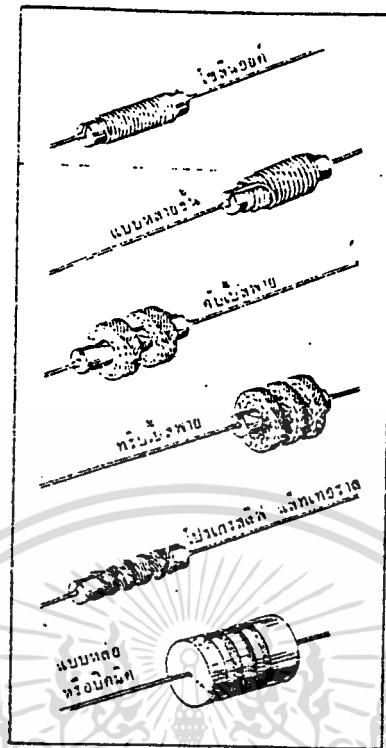
ใช้คความถี่สูง

เมื่อสมองของคุณริเริ่มประมวลข้อมูลต่างๆ ออกมาว่า คุณมีความจำเป็นจะต้องเข้าไปยุ่งกับสัญญาณความถี่สูงๆ เมื่อไร อุปกรณ์ตัวแรกที่คุณจะต้องทำศึกซบเคียวกับมันก่อนเห็นจะได้แก่ขดลวดต่างๆ มากมายหลายแบบใช้คที่จะกล่าวถึงนี้เป็นตัวอย่างหนึ่งของขดลวดที่ใช้ความถี่สูงซึ่งคุณจะต้องเจอกับมันตัวต่อตัวอย่างแน่นอน ถ้าจะว่ากันตามความหมายของคำภาษาอังกฤษแล้ว ใช้ค (choke) ก็หมายความว่า การสะกัดไว้หรือกั้นไว้ ถ้าเรียกกันเต็มหน่วยว่า อาร์เอฟใช้ค (RF choke, radio frequency choke) โดยทั่วไปก็จะหมายถึง ขดลวดสำหรับใช้ป้องกันสัญญาณความถี่วิทยุไม่ให้ผ่านไป ในขณะที่เดียวกันก็ปล่อยให้สัญญาณความถี่ต่ำเช่นสัญญาณเสียงผ่านไปได้ ซึ่งวงจรที่ทำหน้าที่นี้ก็จะเรียกว่า วงจรดีคัปปลิง (decoupling)

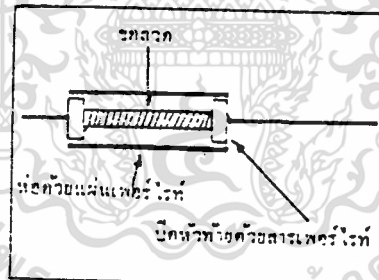
ตัวอย่างการใช้งานของใช้คความถี่สูงในการป้องกันการรบกวนจากสัญญาณความถี่สูงจะพบเห็นได้ในวงจรที่ใช้ เอลซีอาร์ หรือไตรแอค วงจรหรีไฟ หรือวงจรควบคุมมอเตอร์แบบต่างๆ เพราะในขณะที่เอลซีอาร์หรือไตรแอคเหล่านี้เริ่มนำกระแสแบบทันทีทันใด จะส่งสัญญาณความถี่สูงออกมาพร้อมกันด้วยซึ่งอาจไปรบกวนเครื่องมืออื่นๆ ได้จึงต้องกั้นไว้ก่อน นอกจากนี้ยังมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในวงจรกรองสัญญาณต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นวงจรผ่านความถี่ต่ำ, ผ่านความถี่สูง, วงจรจัดรูปพัลส์ หรือการขดเรียงความถี่ของวงจรในวงจรขยายสัญญาณซึ่งทำงานในช่วงความถี่กว้างมาก เช่น วงจรขยายสัญญาณภาพ

โครงสร้าง

ถ้าจะว่ากันแบบทั่วๆ ไป จะเห็นรูปร่างของใช้คได้ตามรูปที่ 1 ซึ่งจะเป็นลวดพันบนแกนอะไรสักอย่างหนึ่ง อาจเป็นสารเฟโรแมกเนติก (อย่างเดียวกับที่ใช้ทำแผ่นวงจรพิมพ์แบบธรรมดา) เป็นพลาสติกหรือเป็นผงเหล็กหรือไม่ก็อาจเป็นสารเฟอร์ไรท์ก็ได้ ถ้าเป็นผงเหล็กหรือสารเฟอร์ไรท์จะช่วยลดจำนวนรอบของขดลวดให้น้อยลง ปกติแล้วแกนที่ใช้พันขดลวดจะมีปลายลวดยื่นออกมาทั้ง 2 ข้าง ลวดทั้งสองของขดลวด รูปร่างโดยทั่วไปจะเป็นแกนยาวแบบทรงกระบอก แต่ที่ปลายลวดทั้งสองหรือขาของมันยื่นออกมาทางเดียวกันก็มีเหมือนกัน



รูปที่ 1 โครงสร้างทั่วไปของใช้ความถี่



รูปที่ 2 โครงสร้างของใช้ความถี่สูงแบบป้องกันการรบกวน

เห็นในรูปที่ 2, สร้างมาเพื่อลดผลของการรบกวนจากสนามแม่เหล็กภายนอกใช้แบบนี้สามารถติดตั้งชิดกันหลายๆ ตัวเลขก็ได้

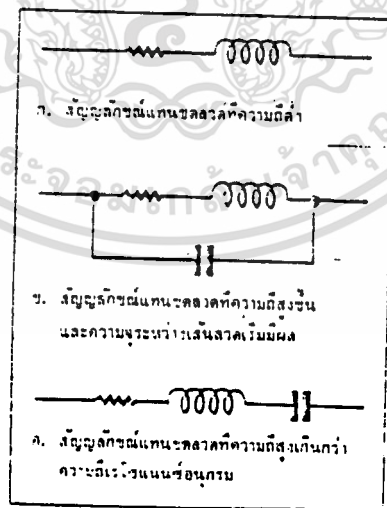
ใช้ที่มีค่าความเหนี่ยวนำต่ำๆ มักพันเป็นแบบโซลินอยด์ (solenoid) โดยพันเพียงชั้นเดียวมักมีค่าความเหนี่ยวนำอยู่ในช่วง $0.1\mu\text{H}$ ถึง $200\mu\text{H}$ ใช้ที่มีค่าความเหนี่ยวนำต่ำมากๆ ประมาณ $10\mu\text{H}$ ลงไปจะพันบนแกนที่ทำด้วยสารที่ไม่เป็นแม่เหล็ก ถ้าแกนเป็นผลเหล็กจะมีค่าความเหนี่ยวนำสูงขึ้นมา อยู่ในระหว่าง $5\mu\text{H}$ ถึง $100\mu\text{H}$ และถ้าเป็นเฟอร์ไรท์จะมีค่าสูงขึ้นไปถึง $200\mu\text{H}$

ใช้คที่มีค่าความเหนี่ยวนำสูงๆ หน่อยมักจะพันกันแบบหลายชั้น แต่การพันแบบหลายชั้น นั้นมีข้อจำกัดคือ ค่าความจุที่เกิดขึ้นระหว่างเส้นลวดกันเอง จะสูงขึ้นเรื่อยๆ เมื่อจำนวนรอบเพิ่มขึ้น ทำให้ใช้สัญญาณความถี่สูงๆ ไม่ได้ ใช้คที่พันขดลวดแบบหลายชั้นจะมีค่าความเหนี่ยวนำอยู่ในช่วง 20 μ H ถึง 10mH และมักจะใช้แกนเป็นผงแม่เหล็กหรือไม่ก็เฟอร์ไรท์

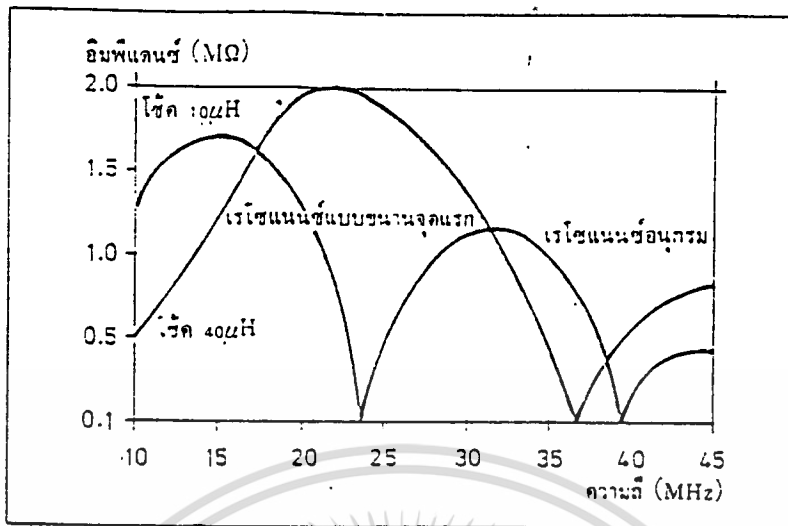
ใช้คที่พันเป็นแบบพาย (piwound) มักจะมีค่าตั้งแต่ 47 μ H ไปจนถึง 100 mH ใช้คแบบพายจะพันลวดเป็นรูปคล้ายวงแหวน มีจำนวนชั้นมากและพันซิกแซกไปมา เพื่อลดค่าความจุระหว่างเส้นลวดลงไป ใช้คแบบพายอาจมีลวดที่พันเป็นวงแหวนอยู่ได้ 1,2,3,4,5 หรือ 6 ชุด เพื่อเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำให้สูงขึ้น ปกติแล้วความกว้าง, เส้นผ่าศูนย์กลาง และจำนวนรอบของลวดของวงแหวน มักจะเท่ากัน แต่ก็ไม่แน่เสมอไป สำหรับใช้คที่ใช้ในงานพิเศษ อาจลดเส้นผ่าศูนย์กลางลงและเพิ่มความกว้างขึ้นได้ ซึ่งจะทำได้ค่าความเหนี่ยวนำที่แน่นอนกว่า

ใช้คอีกแบบหนึ่งคือ แบบโปรเกรสซีฟ แล้ทีเทอรอล (progressive lateral) คล้ายๆ แบบพาย แต่แทนที่จะพันขดลวดซิกแซกขึ้นทางด้านสูงกลับพันซิกแซกไปรอบๆ แกนวิธีนี้ช่วยลดค่าความจุที่เกิดขึ้นระหว่างเส้นลวดและมีค่าความเหนี่ยวนำแน่นอนกว่า

ใช้คที่ถูกห่อหุ้มจนมิดทั้งตัวอาจเป็นได้ทั้งแบบที่พันลวดชั้นเดียวหรือหลายชั้น และอาจหล่อด้วยอะไรก็ได้ที่เหมาะสม เช่นอีพ็อกซีเป็นต้น ใช้คแบบพายบางที่ถูกห่อหุ้มมิดก็มี แต่มักจะเคลือบด้วยซีเมนต์มากกว่า



รูปที่ 3 สัญญลักษณ์แทนขดลวดที่ความถี่ต่าง ๆ

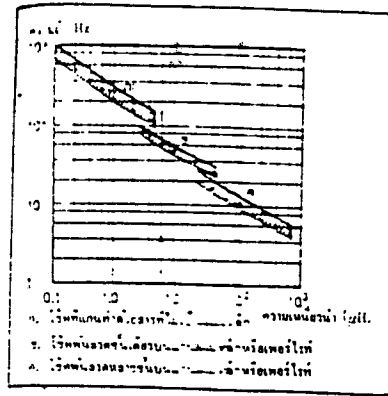


รูปที่ 4 ค่าอิมพีแดนซ์ของใช้คั่วๆ ไปที่ความถี่ต่างๆ

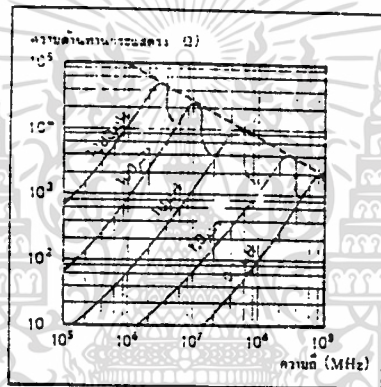
คุณสมบัติของการทำงาน

ใช้คั่วที่คั่วจะต้องให้ค่าอิมพีแดนซ์สูงได้ตลอดช่วงความถี่กว้างๆ แต่ในความเป็นจริง การที่มีค่าความจุระหว่างเส้นลวดกระจายอยู่ทั่วไปและความต้านทานภายในเส้นลวดจะมีผลให้การทำงานเปลี่ยนแปลงไป

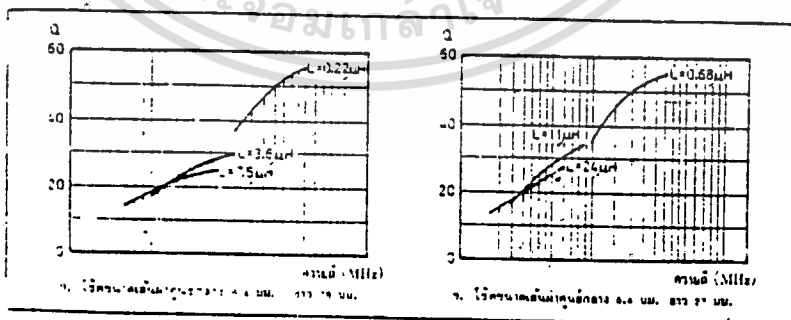
ที่ความถี่ต่ำ ๆ ค่าความจุมีผลกระทบกระเทือนน้อยมากจนถือไปว่าค่าความจุนี้ไม่มีเลยก็ได้ ซึ่งจะแทนใช้คั่วได้ด้วยสัญลักษณ์รูป ก. ในรูปที่ 3 ที่ความถี่สูงขึ้น จนถึงที่ความถี่อันหนึ่งมันจะทำหน้าที่เป็น วงจรเรโซแนนซ์ แบบขนาน ซึ่งแทนได้ด้วยสัญลักษณ์ในรูป ข. ที่ความถี่สูงขึ้นไปกว่านี้ ค่าความจุระหว่างเส้นลวดจะมีผลมากกว่าความเหนี่ยวนำของขดลวด ตัวใช้คั่วแทนที่จะมีความเหนี่ยวนำกลับกลายเป็นมีความจุไปดังสัญลักษณ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมในรูป ค. ค่าอิมพีแดนซ์ของใช้คั่วนี้จะเห็นว่าเพิ่มขึ้นและลดลงตามความถี่ ดังกราฟในรูปที่ 4 ในการใช้งาน เราไม่ควรใช้งานใช้คั่วที่ความถี่ใกล้กับค่าความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมมากเกินไป โดยปกติจะใช้งานห่างออกไปประมาณ 20 ถึง 30 เปอร์เซนต์ และไม่ควรใช้งานใช้คั่วที่ความถี่เกิดกว่า 150 เปอร์เซนต์ ของค่าความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมด้วย



รูปที่ 5 การเปรียบเทียบค่าความถี่เรโซแนนซ์ของขดลวดกับค่าความเหนี่ยวนำของใช้ครูปรางต่าง ๆ

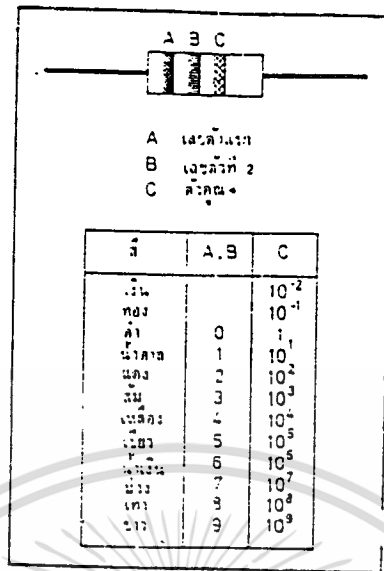


รูปที่ 6 ค่าความต้านทานกระแสดตรงของใช้คที่ความถี่ต่างๆ



รูปที่ 7 เปรียบเทียบค่า Q ของใช้คกับความถี่ของใช้ค 2 ขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8 รหัสสีของใช้ที่ใช้แบบเดียวกับตัวต้านทาน

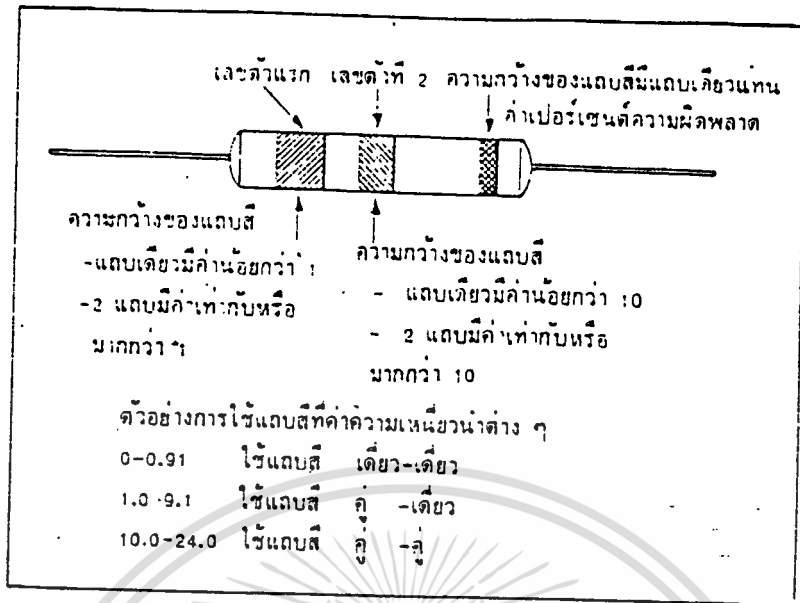
ยิ่งค่าความจุระหว่างเส้นลวดน้อยเท่าไร ค่าความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมก็จะยิ่งสูงมากกว่านั้น ซึ่งก็คือความสามารถในการทำงานของใช้ที่ความถี่สูงขึ้นนั่นเอง ใช้แบบพิเศษ ๆ เช่นแบบโปรเกรสซีฟแล็ทเทอราล มีค่าความจุระหว่างเส้นลวดต่ำมาก ทั้งยังมีการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ตลอดช่วงความถี่ใช้งานน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับใช้แบบอื่นๆ ซึ่งได้เปรียบเทียบกับกันให้ดูแล้วดังในรูปที่ 5

ความต้านทานกระแสดรของใช้สามารถแบ่งได้ออกเป็น 2 ส่วน ส่วนหนึ่งเป็นความต้านทานปกติ อีกส่วนหนึ่งเป็นความต้านทานที่ค่อยๆ เพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากกระแสจะไม่ยอมไหลในใจกลางเส้นลวด แต่จะมาเบียดกันไหลตามผิวของเส้นลวดเพิ่มขึ้นทุกทีเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ๆ ถ้าคิดเฉพาะความต้านทานปกติก็อาจได้ถึง 500 ถึง 600 โอห์ม สำหรับใช้ที่มีค่าความเหนี่ยวนำสูง แต่ถ้าคิดความต้านทานกระแสดรทั้งหมด ความต้านทานกระแสดรทั้งหมด ความต้านทานนี้จะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามความถี่แต่ไม่ใช่ขึ้นตลอดเวลาเพราะผลอันเนื่องมาจากค่าความจุระหว่างเส้นลวดจะทำให้ค่าความต้านทานนี้ตกลงในที่สุด ตามเส้นกราฟในรูปที่ 6

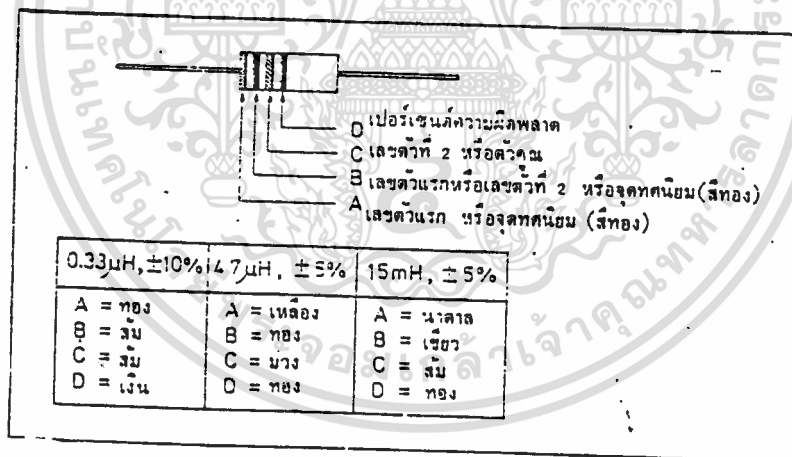
ค่าจำกัดของใช้ความถี่สูงนี้อีกตัวหนึ่งคือ จำนวนกระแสที่ยอมให้ไหลผ่านตัวมันได้โดยไม่เกิดความร้อนจนถึงขั้นเสียหาย และไม่มากพอที่จะเปลี่ยนแปลงลักษณะสมบัติการทำงานของมัน ซึ่งมักจะมีค่าอยู่ในช่วงไม่กี่มิลลิแอมแปร์ สำหรับใช้ที่มีค่าความเหนี่ยวนำสูงๆ จนถึงหลายแอมแปร์สำหรับใช้ที่มีค่าความเหนี่ยวนำต่ำ ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

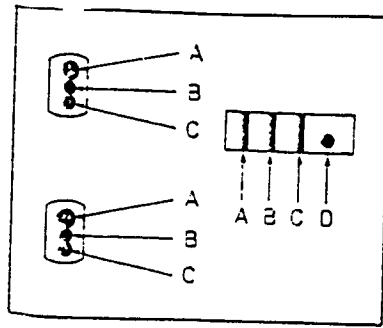
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9 รหัสสีแบบใช้ความกว้างของแถบสีบอกตำแหน่งของจุดทศนิยม



รูปที่ 10 การอ่านค่าแบบนี้คล้ายในรูปที่ 8 แต่ใช้สีทองแทนจุดทศนิยม ถ้าค่าความเหนี่ยวนำน้อย



รูปที่ 11 ใช้ขนาดเล็กที่ใช้ติดตั้งบนแผ่นวงจรพิมพ์บางพิมพ์บางที่อาจใช้จุดสีแทนแถบสีก็ได้ แต่การอ่านค่ายังคงเหมือน



ใช้ที่ทำมาสำหรับทนกระแสสูงหน่อยก็มีเหมือนกัน มักจะใช้กับพวกวงจรกันสัญญาณ
รบกวนที่เกิดจากเอสซีอาร์หรือไดรแอค, วงจรกันกระแสระชากของไส้หลอดต่างๆ และวงจรส่ง
กำลังความถี่วิทยุกำลังสูง ๆ แบบหลอด เป็นต้น

ค่า Q ของใช้ค้มักจะต่ำ เพราะไม่ได้ต้องการให้ทำงานที่ความถี่เดียวเหมือนวงจรเลือก
ความถี่ ค่าที่ได้จากที่ผู้ผลิตกำหนดมามักจะเป็นค่า Q ต่ำสุดที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง ลองดู
ตัวอย่างได้ในรูปที่ 7

การอ่านค่า

การเขียนค่าความเหนี่ยวนำของใช้คั้นเขียนได้หลายวิธี วิธีการใช้รหัสก็ได้อธิบายย่อ ๆ
ไว้แล้วใน รูปที่ 8, 9, 10 และ 11 หน่วยของค่าความเหนี่ยวนำตามปกติใช้เป็นไมโครเฮนรี (μH)
การบอกว่าเป็นรหัสตัวเลขก็เป็นแบบง่าย ๆ เช่น ใช้คที่มีค่าความเหนี่ยวนำไม่เกินกว่า 100 μH จะ
ใช้ตัวเลขเพียง 3 ตัวเท่านั้น แล้วใช้ตัว R แทนจุดทศนิยม ดังตัวอย่าง

0.66 μH	เขียนเป็น	R680
4.7 μH	"	4R70
33 μH	"	33R0

สำหรับใช้คที่มีค่าความเหนี่ยวนำตั้งแต่ 100 μH ขึ้นไป จะเขียนตัวเลข 4 ตัวเท่านั้น 3
ตัวแรกบอกค่าตัวเลขข้างหน้า และตัวสุดท้ายบอกจำนวนเลขศูนย์ที่ต่อท้ายดังตัวอย่าง

380 μH	เขียนเป็น	6800
4700 μH	"	4701
33000 μH	"	3302

ยังมีตัวอักษรที่ต่อท้ายอีกตัวหนึ่ง ซึ่งจะบอกค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความ
เหนี่ยวนำดังต่อไปนี้

J	=	=	5%
K	=	=	10%
M	=	=	20%

ภาคผนวก ค.

การพันคอยล์ RFC

อาร์เอฟซี (RFC) หรือในชื่อเต็มคือ ราดิโอ ฟรีควเอนซี ไซค์ (Radio frequency choke) เป็นคอยล์ที่ใช้กันมากในวงจรความถี่สูง

บางที RFC ที่มีค่าอินดักแทนซ์น้อยๆ เช่น ค่าเป็นไมโครเฮนรี มักจะพันด้วยขดลวดจำนวนไม่กี่รอบซึ่งเราสามารถพันเองได้ไม่ยาก ในการพัน RFC ขึ้นใช้เอง มักนิยมใช้ลวดอบน้ำยาพันบนตัวต้านทานแบบคาร์บอนที่มีค่าความต้านทานมากกว่า 47K โอห์มขึ้นไป ดังตารางในรูปที่ 3 แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างเบอร์ลวด (AWG) จำนวนรอบ ขนาดของตัวต้านทาน และค่าที่ได้จากการพัน

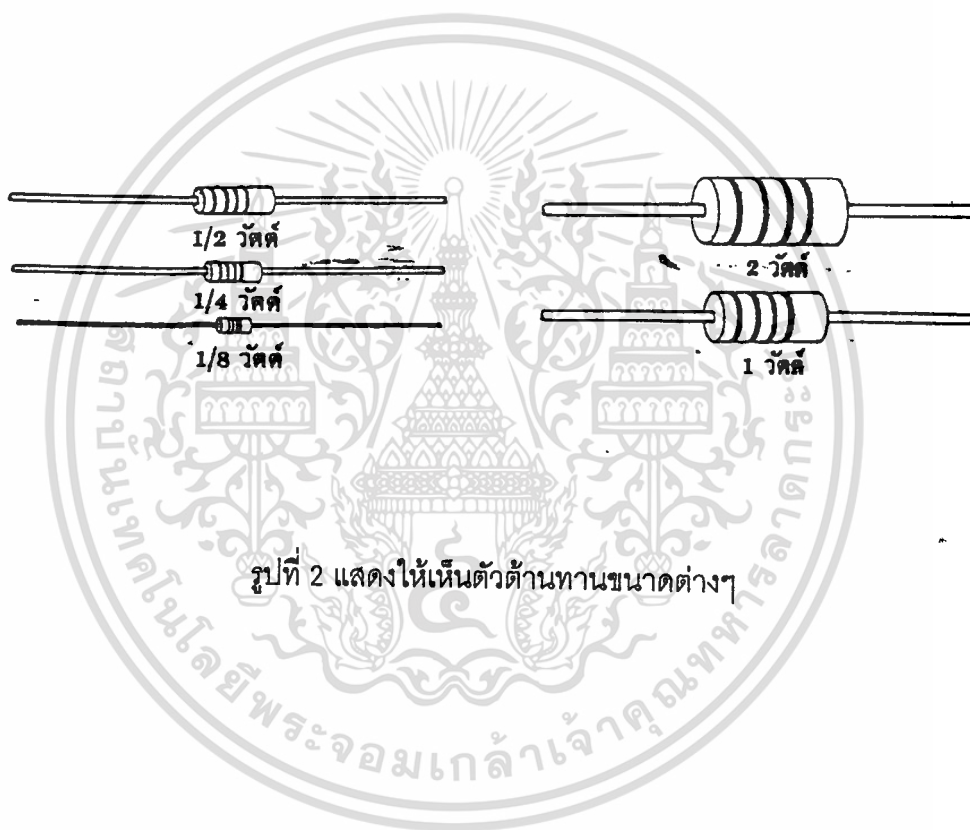
ในการพันให้ใช้ลวดอบน้ำยา พันลงบนตัวต้านทาน ปลายลวดทั้ง 2 ข้างต้องชุบน้ำยาเป็นฉนวนหุ้มออกเสียก่อนที่จะพันรอบขาแต่ละข้างของตัวต้านทาน เสร็จแล้วให้บัดกรีด้วยตะกั่วเพื่อป้องกันการหลุดหลวม



ตัวต้านทานแบบคาร์บอน ค่ามากกว่า 47K Ω

รูปที่ 1 แสดงการพันเส้นลวดบนตัวต้านทาน

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าหน่วยของคอยล์			
1 H	=	1,000mH	
1mH	=	1/1,000 H	
1mH	=	1,000μH	
1μH	=	1/1,000mH	
		1μH	= 1/1,000,000 H
		1 H	= 1,000,000μH
		H	= เฮนรี
		mH	= มิลลิ เฮนรี
		μF	= ไมโครเฮนรี



รูปที่ 2 แสดงให้เห็นตัวต้านทานขนาดต่างๆ

ตารางแสดงการพันขดลวด RFC

เบอร์ลวด AWG	T = จำนวนรอบ L = ค่าคอยล์ เป็น μH	ขนาดตัวต้านทาน			
		$\frac{1}{2} \text{ W}$	$\frac{1}{4} \text{ W}$	1-2	2 W
20	T	3	7	11	14
	L	0.013	0.097	0.32	0.63
22	T	4	8	13	17
	L	0.023	0.13	0.45	0.92
24	T	5	10	17	22
	L	0.036	0.20	0.76	1.5
26	T	6	12	21	27
	L	0.051	0.29	1.2	2.3
28	T	8	15	26	33
	L	0.092	0.45	1.8	3.5
30	T	9	19	32	41
	L	0.12	0.72	2.7	5.4
32	T	11	22	39	50
	L	0.17	0.96	4.0	8.0
34	T	14	28	49	62
	L	0.28	1.6	6.3	12
36	T	18	34	60	77
	L	0.46	2.3	9.5	19

รูปที่ 3 แสดงค่าต่างๆ เพื่อใช้ในการพัน RFC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ขนาดเส้นลวดทองแดงหุ้มฉนวน

ในการไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ใช้เส้นลวดทองแดงเคลือบ หรือหุ้มฉนวนขนาดต่างๆ กัน บางชนิดเคลือบอะแลค บางชนิดหุ้มด้วยไหม หุ้มชั้นเดียวก็มี สองชั้นก็มี

ด้วยมีผู้ผลิตหลายบริษัทหลายประเทศ ขนาด หรือ GAUGE (เกจ) ของเส้นลวดจึงมี ต่างๆ กัน บริษัทชั้นนำผู้ผลิต หรือประเทศผู้ผลิต ก็พยายามสร้างระบบมาตรฐานสำหรับเส้นลวด ที่ตนผลิต

ระบบที่เก่าแก่ที่สุด เห็นจะได้แก่ระบบ BWG (บี. ดับบลิว. จี) ซึ่งย่อมาจาก BIRMINGHAM WIRE GAUGE ซึ่งแปลว่าเบอร์ลวดตามระบบของเมืองเบอร์มิงแฮม ระบบ BWG ในปัจจุบันไม่ค่อยจะมีผู้นิยมใช้ เกือบจะเป็นอดีตไปแล้ว

ระบบที่ใช้อยู่ในปัจจุบันมีอยู่ระบบใหญ่ ๆ ดังนี้

(1) AWG - AMERICAN WIRE GAUGE คือ ขนาดเบอร์ลวดตามระบบอเมริกา บางครั้ง ระบบนี้ก็เรียกว่า B & S WIRE GAUGE (B & S เป็นชื่อ - BROWN & SHARPE)

(2) SWG - STANDARD WIRE GAUGE แปลความว่า ขนาดเบอร์ลวดมาตรฐาน เป็น ระบบที่ใช้ประเทศอังกฤษ แต่อดีตอังกฤษเป็นผู้นำในทางอุตสาหกรรม ต่างบริษัทในประเทศ ต่าง สร้างต่างผลิตลวดเบอร์ต่างๆ ขึ้น รัฐจึงจำเป็นต้องออกกฎหมายบังคับให้ทำเป็นมาตรฐานเดียวกัน จึงเกิดระบบ S W G ระบบนี้ถ้าจะเรียกให้เต็มยศ จะต้องเรียกว่า BRITISH STANDARD WIRE GAUGE SWG เท่านั้น

(3) ระบบ AWG และ SWG นั้นใช้หน่วยเหมือนกัน คือ นิ้ว หรือ ส่วนพันของนิ้วที่เรียกว่า มิล (mil) ในปัจจุบันเกือบทุกประเทศพยายามที่จะเลิกหน่วยซึ่งตงวัด ที่เป็นนิ้วเป็นปอนด์มาใช้เป็น ซม. เป็น ก.ก. ตามระบบเมตริก ฉะนั้นเส้นลวดทองแดงแทนที่จะวัดเป็น mil ก็วัดเป็น ม.ม. (มิลลิเมตร) ตัวอย่างที่เห็นชัดในปัจจุบันได้แก่ประเทศญี่ปุ่น ลวดนั้นได้วัดเป็นมิลลิเมตร (milimetre) ไม่ได้ใช้เป็นเศษพันของนิ้ว หรือ มิล (mil) อย่างในอังกฤษหรือในอเมริกาจะอย่างไรก็ตามทั้งอังกฤษและอเมริกาของเขายพยายามจะเปลี่ยนเช่นกัน

สูตรบางสูตรใช้หน่วยทั้งสองระบบกลับไปกลับมาต้องระวังให้ดี มิฉะนั้นจะคำนวณผิด

ตารางที่ 1 แสดงขนาดของเส้นลวดทองเคลือบฉนวนเปรียบเทียบขนาดในระบบ SWG, BWG, และ AWG, หน่วยเป็นระบบเมตริก

ลวดเบอร์	SWG,(ระบบอังกฤษ)		BWG,(ระบบเบอร์มิงแฮม)		AWG (ระบบอเมริกา)		หมายเหตุ
	ผ่าศูนย์กลาง(มม.)	พ.ท.หน้าตัด(ตร.มม.)	ผ่าศูนย์กลาง (มม.)	พ.ท.หน้าตัด(ตร.มม.)	ผ่าศูนย์กลาง (มม.)	พ.ท.หน้าตัด(ตร.มม.)	
0,000,000	12.70	126.7					25.4 มม.= 1 นิ้ว
000,000	11.79	109.1					
00,000	10.97	94.56					
0,000	10.16	81.07	11.53	104.40	11.68	107.20	
000	9.45	70.12	10.80	91.52	10.40	85.01	
00	8.84	61.36	9.652	73.17	9.266	67.43	
0	8.23	53.19	8.636	58.58	8.526	53.49	
1	7.62	45.60	7.620	45.60	7.348	42.41	
2	7.01	38.60	7.214	40.87	6.543	33.62	
3	6.40	32.18	6.579	33.99	5.827	26.87	
4	5.89	27.27	6.045	28.70	5.189	21.15	
5	5.38	22.77	5.588	24.52	4.620	16.77	
6	4.88	18.68	5.166	24.88	4.115	13.30	
7	4.47	15.70	4.572	16.42	3.665	10.55	
8	4.06	12.97	4.191	13.80	3.264	8.367	
9	3.66	10.51	3.759	11.10	2.906	6.361	
10	3.25	8.302	3.404	9.098	2.588	5.261	
11	2.95	6.818	3.048	7.297	2.304	4.170	
12	2.64	5.481	2.769	6.020	2.050	3.310	
13	1.34	4.289	2.413	4.573	1.830	2.630	
14	2.03	3.243	2.108	3.491	1.630	2.080	
15	1.83	2.627	1.829	2.672	1.450	1.650	
16	1.63	2.076	1.651	2.141	1.290	1.31	
17	1.42	1.589	1.473	1.705	1.150	1.04	
18	1.22	1.1164	1.245	1.217	1.120	.823	

ลวดเบอร์	SWG,(ระบบอังกฤษ)		BWG,(ระบบเบอร์มิงแฮม)		AWG (ระบบอเมริกา)		หมายเหตุ
	ผ่าศูนย์กลาง (มม.)	พ.ท.หน้า ตัด(ตร.มม.)	ผ่าศูนย์กลาง (มม.)	พ.ท.หน้า ตัด(ตร.มม.)	ผ่าศูนย์กลาง (มม.)	พ.ท.หน้า ตัด(ตร.มม.)	
19	1.02	.8107	1.067	.8938	.912	.653	
20	.914	.6567	.8890	.6207	.813	.519	
21	.813	.5189	.8128	.5189	.724	.441	
22	.711	.3973	.7112	.3973	.643	.324	
23	.610	.2919	.6350	.3167	.574	.259	
24	.559	.2452	.5588	.2452	.511	.025	
25	.508	.2027	.5080	.2027	.455	.162	
26	.457	.16417	.4570	.1642	.404	.128	
27	.417	.13628	.4064	.1297	.361	.102	
28	.376	.11099	.3556	.09932	.320	.0804	
29	.345	.09372	.3302	.08503	.287	.0607	
30	.315	.07791	.3048	.07297	.254	.0507	
31	.295	.06818	.2540	.05067	.226	.0401	
32	.274	.05910	.2286	.04104	.203	.0324	
33	.254	.05067	.2032	.03243	.180	.0255	
34	.234	.04289	.1778	.02483	.160	.0201	
35	.213	.03575	.1270	.01270	.142	.0159	
36	.193	.02977	.1016	.00817	.127	0.127	
37	.173	.02343			.114	.0103	
38	.152	.01824			.102	.00811	
39	.132	.01310			.0889	.00621	
40	.122	.01168			.0797	.00487	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

การพันคอยล์ให้ได้ค่า L ตามต้องการ

ลวดตัวนำที่พันหรือขดขึ้นเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรที่มีความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวที่ทำให้เกิดอินดักแตนซ์ในวงจร เราเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า อินดักเตอร์ (INDUCTOR) หรือบางทีเรียกว่า ไข้ค (CHOKE) หรือคอยล์ก็ได้ แกนของอินดักเตอร์มีทั้งที่ทำจากสารแม่เหล็ก เช่น แกนเหล็ก หรือแกนเฟอร์ไรท์ หรืออาจจะใช้แกนที่เป็นฉนวน ไม่มีคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก เช่น พลาสติกหรือเบเคไลท์ (BAKELITE) สำหรับเป็นโครงยึดขดลวดในกรณีที่พันด้วยเส้นลวดเล็ก ๆ หรือถ้าเป็นลวดเส้นโตๆ ก็พันตัวเปล่าๆ โดยไม่ต้องมีแกนซึ่งเราเรียกอินดักเตอร์ที่ไม่ได้ใช้สารแม่เหล็กเป็นแกนเหล่านี้ว่า อินดักเตอร์แกนอากาศ (AIR CORE INDUCTOR)

อินดักเตอร์มีค่าคงที่อยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งเราเรียกว่ากันว่า อินดักแตนซ์ (INDUCTANCE) เราแทนค่านี้ด้วยอักษร L ค่าอินดักแตนซ์เป็นค่าที่เกิดจากการยุบตัวและพองตัวของสนามแม่เหล็กในอินดักเตอร์ที่ต่อในวงจรไฟฟ้าสลับ ทำให้มีคุณสมบัติของวงจรไฟฟ้าที่พยายามจะต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในวงจร

ค่าของอินดักแตนซ์ขึ้นกับชนิดและขนาดของแกน รวมทั้งลักษณะการพันคอยล์และจำนวนขดลวดของคอยล์ คอยล์ที่ใช้แกนเป็นสารแม่เหล็กจะมีค่าอินดักแตนซ์มากกว่าคอยล์ที่ใช้แกนเป็นฉนวนหรือ อากาศมากและคอยล์ที่มีจำนวนขดลวดมากจะทำให้มีค่าอินดักแตนซ์มากขึ้นตามไปด้วย

หน่วยพื้นฐานของค่าอินดักแตนซ์ก็คือ เฮนรี่ (Henry) เราให้คำจำกัดความของหน่วยเฮนรี่ดังนี้ ตัวนำหรือคอยล์ จะมีค่าอินดักแตนซ์ 1 เฮนรี่ ก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสในอัตรา 1 แอมแปร์ต่อ 1 วินาที แล้วทำให้เกิดแรงดันต้านกลับ (Vemt) 1 โวลท์

หน่วยย่อยของเฮนรี่ ได้แก่ มิลลิเฮนรี่ (milli henry) และไมโครเฮนรี่ (micro henry) ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

	มิลลิเฮนรี่ (mH)	=	1/1,000 H
หรือ	1 H	=	1,000 mH
	ไมโครเฮนรี่ (H)	=	1/1,000,000 H
หรือ	1. H	=	1,000,000 μ H

อินดักเตอร์ที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ มีค่าอินดักแตนซ์ในช่วงกว้างๆ เช่น ถ้าอยู่ในวงจรจ่ายไฟ มีค่าหลายเฮนรี ซึ่งจะต้องใช้ขดบนแกนเหล็กจึงจะได้ค่ามาก ๆ ถ้าอยู่ในวงจรที่ความถี่ไม่สูงนัก ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงมิลลิเฮนรี (mH) ถ้าในวงจรความถี่ปานกลางและที่ความถี่สูงขึ้นไป ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงไมโครเฮนรี (μH)

ในตัวนำย้อมมีค่าอินดักแตนซ์เสมอ แม้ว่าตัวนำนั้นไม่อยู่ในรูปของคอยล์ก็ตาม ลวดตัวนำที่เป็นเส้นตรงสั้นๆ จะมีค่าอินดักแตนซ์น้อยมาก แต่ถ้าหากมีกระแสที่เปลี่ยนแปลงไหลผ่านตัวมันมากพอก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นได้ หรือลวดตัวนำที่ยากเพียงไม่กี่นิ้ว เราอาจจะมองข้ามไปได้ ถ้าอยู่ในวงจรความถี่ต่ำๆ แต่ในกรณีที่ความถี่สูงกว่า 100 Mhz ขึ้นในเส้นลวดอันนี้จะมีผลต่อความถี่ในวงจรได้

ค่าอินดักแตนซ์โดยประมาณของขดลวดที่พันขึ้นด้วยบนแกนอากาศ คำนวณได้จากสูตร

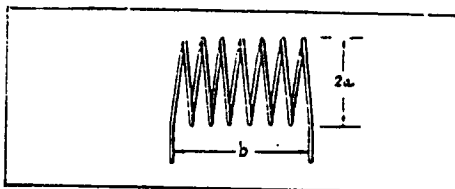
$$\text{หาค่าอินดักแตนซ์ } L = \frac{a^2 n^2}{9a + 10b}$$

หรือหาจำนวนรอบของขดลวดได้โดยการจัดสูตรใหม่

หาจำนวนรอบ

$$\text{เมื่อ } n = \sqrt{\frac{L(9a + 10b)}{a^2}}$$

L	คือ	ค่าอินดักแตนซ์ มีหน่วยเป็น μH
a	คือ	รัศมีของคอยล์มีหน่วยเป็นนิ้ว
b	คือ	ความยาวในการพันขดลวดมีหน่วยเป็นนิ้ว
n	คือ	จำนวนรอบของขดลวด



รูปแสดงความหมายของ a และ b ของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ได้จากการคำนวณของสูตรนี้จะใกล้เคียงความจริงถ้าความยาวของการพันขดลวด (ค่า b) มีไม่น้อยกว่า 0.8 a.

ตัวอย่างที่ 1 การคำนวณหาค่า L สมมติมีคอยล์ขดหนึ่ง พันไว้ 48 รอบ ด้วยระยะการพัน 32 รอบต่อนิ้ว เส้นผ่าศูนย์กลางของคอยล์ = $3/4$ นิ้ว

ให้หาค่า L ของขดลวดขดนี้

$$\begin{aligned} \text{ระยะพันรอบคอยล์ 32 รอบ ได้คอยล์ยาว} &= 1 \text{ นิ้ว} \\ \text{ถ้าพันคอยล์ 48 รอบ จะได้ความยาว (ค่า b)} &= \frac{48}{32} = 1.5 \text{ นิ้ว} \\ \text{เส้นผ่าศูนย์กลางของคอยล์} &= \frac{3}{4} = 0.75 \text{ นิ้ว} \\ \therefore \text{รัศมีของคอยล์ (ค่า b)} &= 0.75 \div 2 = 0.375 \text{ นิ้ว} \\ \text{แทนค่าในสูตร} &L = \frac{0.375 \times 0.375 \times 48 \times 48}{(9 \times 0.375) + (10 \times 1.5)} \\ &= 17.6 \text{ H} \end{aligned}$$

ตัวอย่างที่ 2 การคำนวณหาจำนวนรอบของคอยล์ สมมติ ต้องการพันคอยล์ให้ได้ค่าอินดักแตนซ์ = 10 μH โดยที่คอยล์มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 นิ้ว และความยาวของคอยล์เท่ากับ 1 นิ้ว

ดังนั้น a = 0.5, b = 1.25 และ L = 10 แทนค่าในสูตรดังนี้

หาจำนวนรอบ

$$\begin{aligned} n &= \sqrt{\frac{L(9a + 10b)}{a^2}} \\ &= 10 \sqrt{\frac{(4.5 + 12.5)}{0.5 \times 0.5}} \\ &= \sqrt{680} = 26.1 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ในทางปฏิบัติเราพันแค่ 26 รอบ ซึ่งเป็นค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ เนื่องจากความยาวของคอยล์ที่ต้องการ = 1.25 นิ้ว เราจึงหาค่าจำนวนรอบต่อนี้ว่าได้ = $\frac{26.1}{1.25}$

= 20.9 รอบต่อนี้ว

เรานำค่าจำนวนรอบต่อนี้วที่ได้ ไปเทียบดูในตารางที่ 1 เพื่อหาค่าเบอร์ลวดที่จะนำมาพัน คอยล์จะเห็นว่าลวดเบอร์ AWG 17 หรือ SWG 18 ในตารางที่ 1 สามารถใช้ได้เพราะพันได้ถึง 21.2 รอบต่อนี้ว (มากกว่าที่คำนวณได้เล็กน้อย) เป็นค่าที่ใกล้เคียงกับการคำนวณ หรือจะใช้ลวดเบอร์อื่นที่เล็กกว่าก็ได้ (ลวดเบอร์สูงขึ้น)

ในการพัน ให้พันจนได้จำนวนรอบ 26 รอบตามที่ต้องการ แล้วจึงปรับระยะห่างระหว่างรอบให้เท่า ๆ กัน จนได้ความยาวรวมของคอยล์เท่ากับ 1.25 นิ้ว

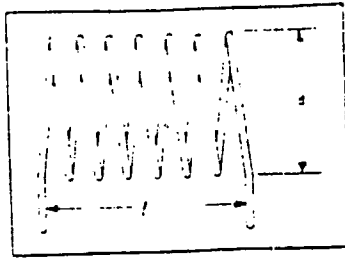
สูตรสำหรับหาค่าอินดักแตนซ์และจำนวนรอบอีกแบบ ซึ่งเหมือนกับสูตรก่อน แต่อยู่ในรูปแบบที่ต่างกันเท่านั้น คือ

* หาค่าอินดักแตนซ์
$$L(\mu H) = \frac{d^2 n^2}{18d + 40I}$$

* หาจำนวนรอบ
$$n = \frac{\sqrt{L(18d + 40I)}}{d^2}$$

กำหนดให้

L	=	ค่าอินดักเตอร์ หน่วยเป็นไมโครเฮนรี
d	คือ	เส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์ หน่วยเป็นนิ้ว
I	=	ความยาวของคอยล์ หน่วยเป็นนิ้ว
n	=	จำนวนรอบของคอยล์



รูปแสดงความหมายของ l และ d

n = จำนวนรอบของคอยล์ใช้โจทย์ตามตัวอย่างที่ 1 ในการหาค่าอินดักแตนซ์ ดังนั้น

$$d = 0.75, l = \frac{48}{32} = 1.5 \text{ และ } n = 48$$

แทนค่าในสูตร

$$L = \frac{0.75^2 \times 48}{18 \times 0.75 + 40 \times 1.5}$$

$$= \frac{1296}{73.5} = 17.6 \mu H$$

ใช้โจทย์ตามตัวอย่างที่ 2 ในการหาจำนวนรอบดังนี้

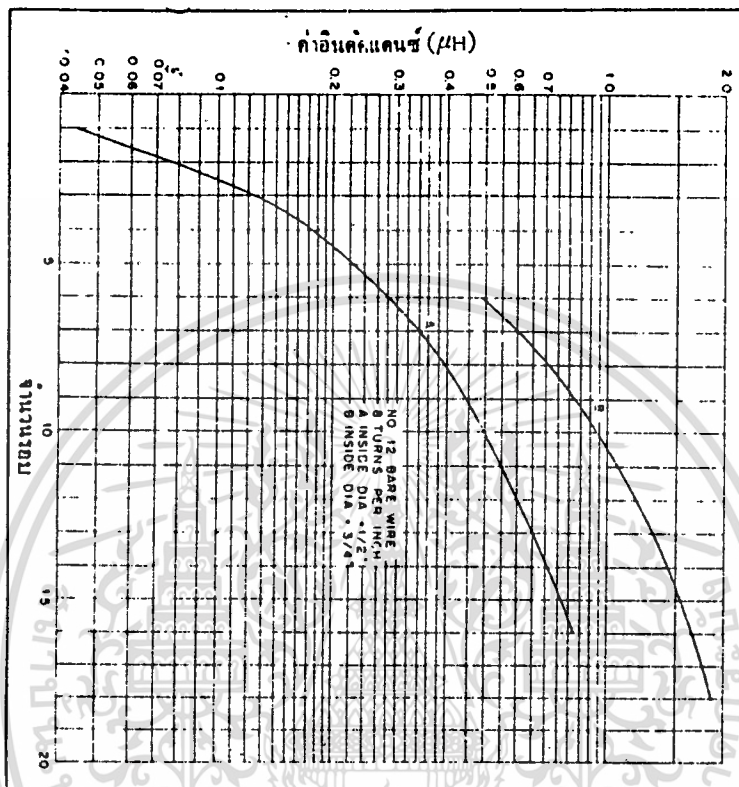
$d=1, l=1.25$, และ $L=10$ แทนค่าในสูตร

$$n=10(18 \times 1 + 40 \times 1.25)$$

$$n=680 = 26.1 \text{ รอบ}$$

โดยมากแล้วค่าที่หาได้จากสูตรอินดักแตนซ์จะไม่ค่อยตรงนักถ้านำไปใช้กับคอยล์อันเล็กๆ

เช่น

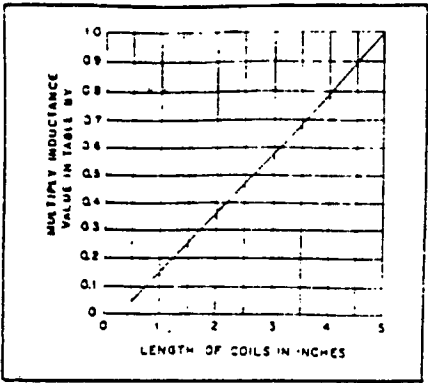


รูปที่ 1 แสดงผลการวัดค่าอินดักแตนซ์ ของขดลวดเมื่อใช้ลวดเบอร์ 12AWG พันที่ 8 รอบต่อนิ้ว โดยเส้นผ่าศูนย์กลางภายในของเส้น A = “ และขอบงเส้น B = “

ตารางที่ 1 แสดงคุณสมบัติของลวดเคลือบน้ำยาเบอร์ต่างๆ

เบอร์ลวด AWG	เบอร์ลวด SWGที่ใกล้เคียง	เส้นผ่านศูนย์กลาง (ม.ม.)	จำนวนรอบ/นิ้ว	จำนวนรอบ/ตร.ม. นิ้ว	ค่าQ/1000ฟุตที่ 25°
1	1	7.348	-	-	0.1264
2	3	6.544	-	-	0.1593
3	4	5.827	-	-	0.2009
4	5	5.189	-	-	0.2533
5	7	4.621	-	-	0.3195
6	8	4.115	-	-	0.4028
7	9	3.665	-	-	0.5080
8	10	3.264	7.6	57	0.6405
9	11	2.906	8.6	72	0.8077
10	12	2.588	9.6	90	1.018
11	13	2.305	10.7	113	1.284
12	14	2.053	12.0	141	1.619
13	15	1.828	13.5	177	2.042
14	16	1.628	15.0	221	2.575
15	17	1.450	16.8	277	3.247
16	18	1.291	18.9	348	4.094
17	18	1.150	21.2	437	5.163
18	19	1.024	23.6	548	6.510
19	20	0.912	26.4	681	8.210
20	21	0.812	29.4	852	10.35
21	22	0.723	33.1	1065	13.05
22	23	0.644	37.0	1340	16.46
23	24	0.573	41.3	1665	20.76
24	25	0.511	46.3	2100	26.17
25	26	0.455	51.7	2630	33.00
26	27	0.405	58.0	3320	41.62
27	28	0.361	64.9	4145	52.48
28	30	0.321	72.7	5250	66.17
29	31	0.286	81.6	6510	83.44
30	33	0.255	90.5	8175	105.2
31	34	0.227	101	10,200	132.7
32	36	0.202	113	12,650	167.3
33	37	0.180	127	16,200	211.0
34	38	0.160	143	19,950	266.0
35	38-39	0.143	158	25,000	335
36	39-40	0.127	175	31,700	423
37	41	0.113	193	39,500	533
38	42	0.101	224	49,100	673
39	43	0.090	248	62,600	848
40	44	0.080	282	77,600	1070

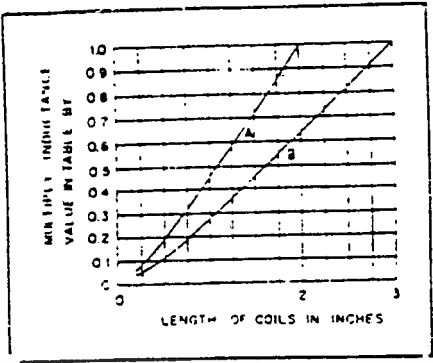
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2

คอยล์เป็นนิ้ว	รอยต่อนิ้ว	ค่าของ L ของคอยล์ยาว 1 นิ้ว
Coll Dis Inches	Turns Per Inch	Inductance In H
1 1/4	4	2.75
	6	6.3
	8	11.2
	10	17.5
	16	42.5
1 1/2	4	3.9
	6	8.8
	8	15.6
	10	24.5
	16	63
1 3/4	4	5.2
	6	11.8
	8	21
	10	33
	16	85
2	4	6.6
	6	15
	8	26.5
	10	42
	16	108
2 1/2	4	10.2
	6	23
	8	41
	10	64
	16	164
3	4	14
	6	31.5
	8	56
	10	89
	16	225

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3

เส้น A สำหรับคอยล์ที่มี (A)

เส้น B สำหรับคอยล์ที่มี (B)

๘ คอยล์เป็นนิ้ว

Coil Dia Inches

1/2

(A)

รอบต่อนิ้ว

Turns Per Inch

4

6

8

10

16

32

ค่า L ของคอยล์ยาว 1 นิ้ว

Inductance In μ H

0.18

0.40

0.72

1.12

2.9

12

5/8

(A)

4

6

8

10

16

32

0.28

0.62

1.1

1.7

4.4

18

3/4

(B)

4

6

8

10

16

32

0.6

1.35

2.4

3.8

9.9

40

1

(B)

4

6

8

10

16

32

1.0

2.3

4.2

8.6

16.9

68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานย่านความถี่ VHF หรือที่ใช้เป็นตัวกรองความถี่ต่ำ (Lowpass filter) ซึ่งกันไม่ให้คลื่นอาร์โมนิคออกไปรบกวนโทรทัศน์ เพราะความถี่ของลวดตัวนำไม่มากพอ จึงต้องตัดไปเมื่อนำมาเทียบกับที่วัดได้ของคอยล์ ในรูปที่ 1 แสดงค่าจากคอยล์ที่ใช้งานในย่านความถี่ VHF ซึ่งอาจนำมาหาค่าต่างๆ

จากกราฟในรูปที่ 1 มีเส้น 2 เส้น เส้น A สำหรับคอยล์ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางด้านใน 1/2 นิ้ว เส้น B สำหรับคอยล์ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางด้านใน 3/2 นิ้ว คอยล์ทั้ง 2 แบบ พันด้วยลวดเบอร์ 12 AWG ระยะความยาวของการพันคอยล์ 8 รอบต่อนิ้ว (ระยะจากกึ่งกลางของเส้นลวดเส้นหนึ่งไปยังกึ่งกลางของเส้นลวดถัดไป 3/2 นิ้ว ค่าของอินดักแตนซ์ที่ได้รวมทั้งค่าอินดักแตนซ์ที่เกิดจากปลายลวดที่ยาว 1/2 นิ้วด้วย

ตามรูปที่ 2 และรูปที่ 3 ใช้สำหรับหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่ใช้กันทั่วไปในวงจรความถี่วิทยุย่าน 3-30 Mhz ค่าที่ได้จะถูกต้องเพียงพอต่อการใช้งานจริง

ในกราฟของรูปที่ 2 และรูปที่ 3 ใช้หาค่า ตัวประกอบการคูณ โดยแกนทางแนวนอนของกราฟแสดงค่าความยาวของคอยล์ แกนงแนวดิ่งแสดงค่าตัวประกอบการคูณ

เราหาค่าตัวประกอบการคูณของคอยล์ได้จากการลากเส้นตรงขึ้นไปจากจุดบนแกนทางแนวนอนตามค่าความยาวของคอยล์ที่เราต้องการหาค่าอินดักแตนซ์ ณ จุดที่ตัดกับเส้นเคอร์ฟ (CURVE) ในกราฟให้ลากเส้นตรงไปตัดกับแกนทางแนวดิ่ง จุดนี้เป็นจุดที่แสดงค่าตัวประกอบการคูณที่ต้องการ เราจะเอาค่านี้ไปใช้ในการหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ในขั้นต่อไป

ส่วนตารางข้างล่างกราฟนั้นแสดงค่าเส้นผ่าศูนย์กลาง, จำนวนรอบต่อนิ้ว และค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่มีความยาว 1 นิ้ว เราหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่ต้องการทราบค่าได้โดยเทียบค่าในตารางตรงช่องที่มีค่าเส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์และจำนวนรอบต่อนิ้วตรงกับคอยล์ของเรา เราเอาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์นี้ที่ความยาว 1 นิ้ว จากช่องขวาสุดในตาราง มาคูณกับค่าตัวประกอบการคูณที่ได้จากขั้นก่อน ผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่เราต้องการทราบค่า

ตัวอย่าง ในการหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่มีจำนวนรอบ = 20 รอบ

เส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์ = 1 นิ้ว คอยล์ยาว = 1 1/4 รอบ

คอยล์ยาว 1 1/4 นิ้ว = 5/4 นิ้ว คอยล์มีจำนวนรอบ = 20 รอบ

$$\therefore \text{จำนวนรอบต่อนิ้ว} = \frac{20}{\frac{5}{4}} = 20 \times \frac{4}{5}$$

$$= 16 \text{ รอบต่อนิ้ว}$$

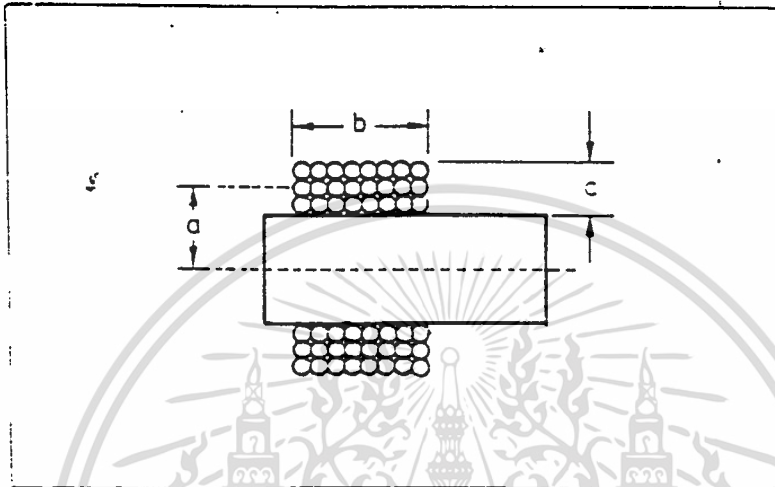
นำค่าเส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์และจำนวนรอบต่อนิ้ว ไปเทียบค่าในตาราง ได้ค่า

อินดักแตนซ์ของคอยล์นี้ที่ความยาว 1 นิ้ว = 16.9 H

เอกสารนี้เป็นเอกสารของสำนักงานคณะกรรมการการศึกษาขั้นพื้นฐาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาค่าความยาวคอยล์ 1 1/4 นิ้ว ไปหาค่าตัวประกอบการคูณจากกราฟได้ค่า = 0.35
 $\therefore$ คอยล์ที่ต้องการหาค่ามีอินดักแตนซ์ = $16.9 \times 3.5 = 5.9 \text{ H}$

การหาค่า L สำหรับการพันหลายชั้น



รูปที่ 4 แสดงความหมายของอักขรย่อต่างๆ สำหรับการพันหลายชั้น ในรูปเป็นภาพหน้าตัดของขดลวด

กรณีที่ต้องการพันหลายชั้นจะคำนวณหาค่า L ได้ดังนี้

$$L = \frac{0.8a^2n^2}{6a - 9b - 10c}$$

โดยที่ L คือค่าอินดักแตนซ์ของขดลวด มีหน่วยเป็น H

a คือความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว (เท่ากับรัศมีของแกน = $1/2 \text{ C}$)

b คือความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว

c คือความหนาของชั้นลวดที่ทับกันขึ้นไป

n คือจำนวนรอบของขดลวด

ลองดูรูปที่ 3 จะเข้าใจความหมายของอักขรย่อต่างๆ ได้ดีขึ้น ถ้าต้องการให้ได้ค่า L สูง

สุดสำหรับความยาวของขดลวดที่มีจำกัดแล้ว ควรเลือกให้ $b = c = 0.8a$

หลังจากที่กำหนดขนาดของ a,b,c และ L ที่ต้องการแล้ว ก็จะสามารถคำนวณหาจำนวน

รอบที่ต้องพันได้โดยจัดรูปสมการใหม่ดังนี้
 เอกส ่อบั้ที่ต้อัพันได้โดยจัดรูปสมการใหม่ดังนี้ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = \sqrt{L \frac{(6a + 9b + 10c)}{0.8a^2}}$$

ขนาดของลวดที่จะใช้พันขึ้นอยู่กับค่า b และระยะห่างระหว่างแต่ละรอบ สำหรับการพันทบหลายชั้นนี้ หลังจากคำนวณจำนวนรอบที่ต้องพันได้แล้วนำมาหารด้วยผลคูณของความยาวของการพัน (b) และความลึก (c) ก็จะได้จำนวนรอบต่อตารางนิ้ว ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับช่องที่ 5 ในตารางที่ 1 เพื่อนำไปพิจารณาเลือกขนาดขดลวด

ตัวอย่างที่ 3 มีแกนยาวพอที่จะพันได้ยาว 0.4 นิ้ว และมีรัศมีของแกน 0.5 นิ้ว ต้องการพันขดลวดให้ได้ค่า L เป็น 22 H เริ่มต้นเราไม่รู้ว่าจะเลือกค่า a และ c เป็นเท่าไรดี ก็สมมติให้ $b=c=0.8a$ ซึ่งเป็นการพันที่ใช้ความยาวของเส้นลวดน้อยที่สุด

$$\therefore a = \frac{b}{0.8} = \frac{0.4}{0.8} = 0.5 \text{ นิ้ว} \quad \text{และ } c = b = 0.4$$

$$\therefore n = \sqrt{\frac{22(3 + 3.6 + 4)}{0.8 \times 0.5 \times 0.5}} = 34.2 \text{ รอบ}$$

$$\begin{aligned} \therefore \text{จำนวนรอบ/ตารางนิ้ว} &= \frac{n}{bc} \\ &= \frac{34.2}{0.4 \times 0.4} = 213.8 \end{aligned}$$

เมื่อดูจากตารางที่ 1 ในช่องที่ 5 จะเห็นว่าลวดเบอร์ 14 AWG หรือเบอร์ 16 SWG ใช้ได้ เพราะสามารถพันได้ประมาณ 221 รอบ/ตารางนิ้ว ซึ่งเป็นค่าสูงที่ใกล้เคียงกับ 213.8 มากที่สุด เมื่อดูช่องที่ 4 จะเห็นว่าเบอร์ 14 AWG สามารถพันได้ประมาณ 13.6 รอบต่อความยาว 1 นิ้ว แต่ความยาวของการพันคือ $b = 0.4$ นิ้ว ดังนั้นในแต่ละ 1 ชั้น จะต้องพันให้ได้ $13.6 \times 0.4 = 5.4$ รอบ และจะต้องพันอย่างนี้ประมาณ $34.2 / 5.4 = 6.3$ ชั้น

สรุปแล้วก็ต้องพันชั้นละ 5.4 รอบ แล้วทบขึ้นไปจนรวมการพันได้ประมาณ 34.2 รอบ หรือ ประมาณ 6.6 ชั้นนั่นเอง

คู่มือไอซีที่ใช้ในโครงการ



LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range
- Low quiescent current drain

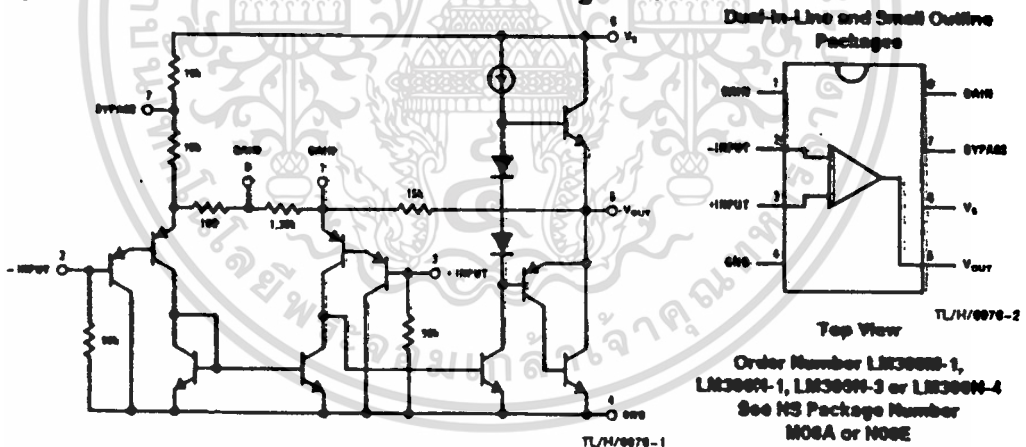
4V–12V or 5V–18V
4 mA

- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Eight pin dual-in-line package

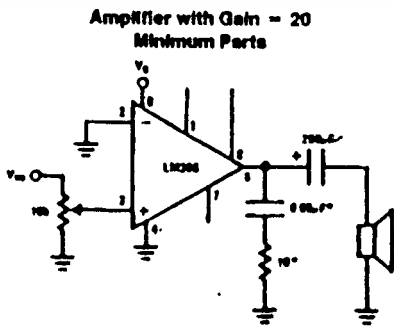
Applications

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

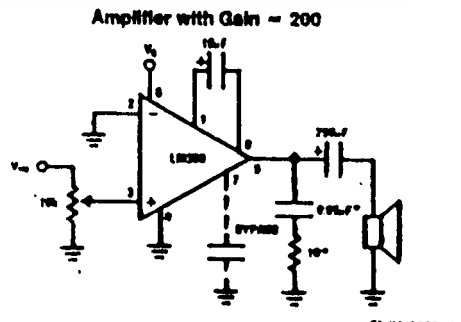
Equivalent Schematic and Connection Diagrams



Typical Applications



*Required for LM386N-4 only.



*Required for LM386N-4 only.

DESCRIPTION

The MC1458 is a high-performance operational amplifier with high open-loop gain, internal compensation, high common-mode range and exceptional temperature stability. The MC1458 is short-circuit protected.

The MC1458/SA1458/MC1558 consists of a pair of 741 operational amplifiers on a single chip.

FEATURES

- Internal frequency compensation
- Short-circuit protection
- Excellent temperature stability
- High input voltage range
- No latch-up
- 1558/1458 are 2 "op amps" in space of one 741 package

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	MC1458D	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	MC1458N	0404B
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA1458D	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA1458N	0404B
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	MC1558N	0404B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

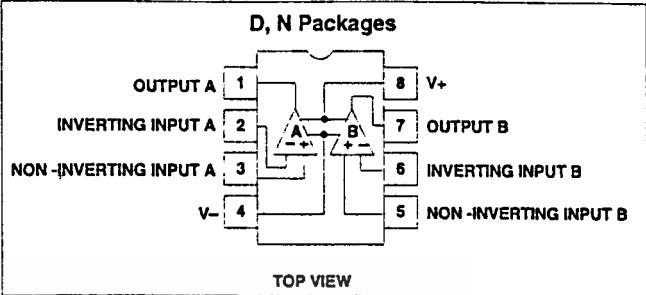
SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _S	Supply voltage		
	MC1458	±18	V
	SA1458	±18	V
	MC1558	±22	V
T _J	Junction temperature	+150	°C
P _D MAX	Maximum power dissipation, T _A =25°C (still-air) ¹		
	N package	1160	mW
	D package	780	mW
V _{DIFF}	Differential input voltage	±30	V
V _{IN}	Input voltage ²	±15	V
	Output short-circuit duration	Continuous	
T _A	Operating ambient temperature range		
	MC1458	0 to +70	°C
	SA1458	-40 to +85	°C
	MC1558	-55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T _{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	°C

NOTES:

1. The following derating factors should be applied above 25°C; N package at 9.3mW/°C; D package at 6.2mW/°C

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

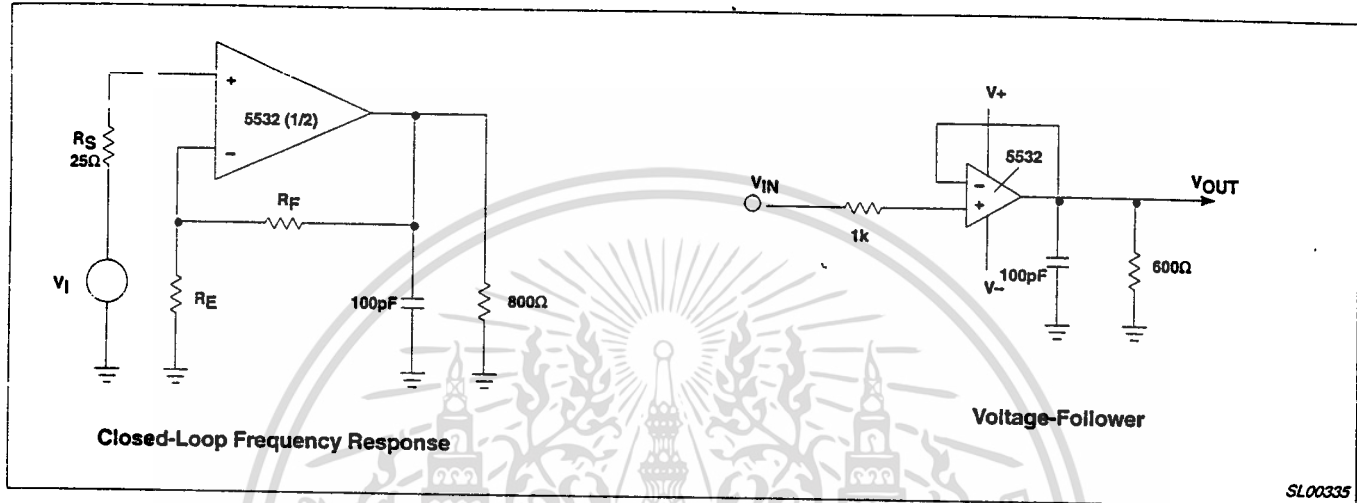
PIN CONFIGURATION



Internally-compensated dual low noise operational
amplifier

NE/SE5532/5532A

TEST CIRCUITS



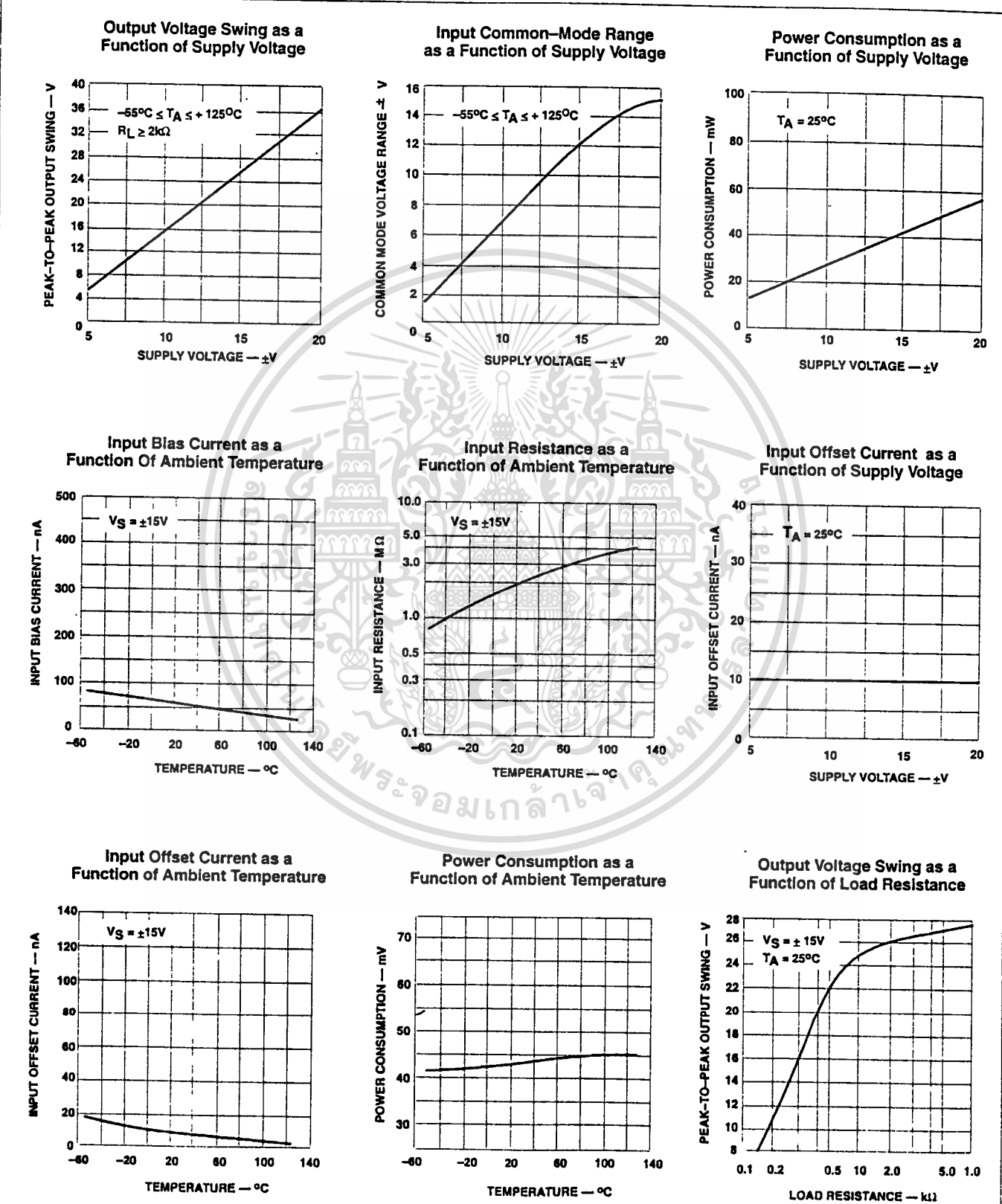
DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued) $T_A=25^\circ\text{C}$ $V_{CC}=\pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1458			SA1458			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage	$R_S=10\text{k}\Omega$		2.0	6.0		2.0	6.0	mV
ΔV_{OS}	Offset voltage	$R_S=10\text{k}\Omega$, over temp. Over temperature		12	7.5		12	7.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Offset current	Over temperature		20	200		20	200	nA
ΔI_{OS}	Offset current	Over temperature		0.10	300		0.10	500	nA
I_{BIAS}	Input bias current	Over temperature		80	500		80	500	nA
ΔI_{BIAS}	Bias current	Over temperature		1.0	800		1.0	1500	nA
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=10\text{k}\Omega$, over temp. $R_L=2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$R_L=2\text{k}\Omega$, $V_O=\pm 10\text{V}$ $R_L=2\text{k}\Omega$, $V_O=\pm 10\text{V}$, Over temperature	25 15	200		20 15	200		V/mV V/mV
	Offset voltage adjustment range			± 30			± 30		mV
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		30	150		30	150	$\mu\text{V}/\text{V}$
CMRR	Common-mode rejection ratio		70	90		70	90		dB
I_{CC}	Supply current			2.3	5.6		2.3	5.6	mA
V_{IN}	Input voltage range		± 12	± 13		± 12	± 13		V
R_{IN}	Input resistance		0.3	1		0.3	1		M Ω
P_D	Power consumption			70	170		70	170	mW
	Channel separation			120			120		dB
I_{SC}	Output short-circuit current			25			25		mA

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A=25^\circ\text{C}$ $V_S=\pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

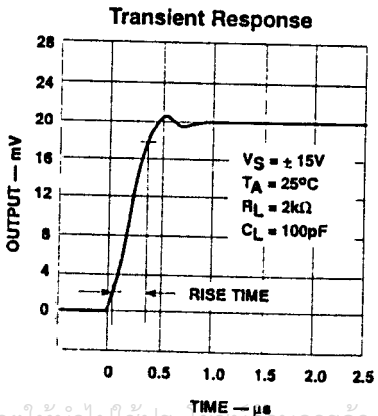
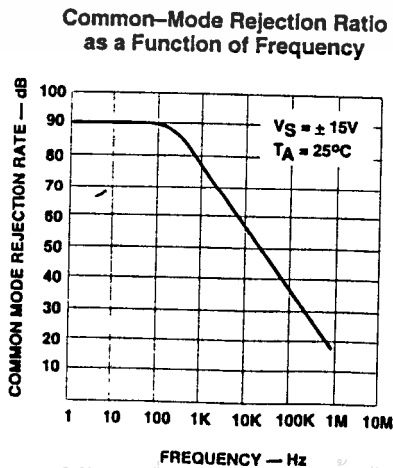
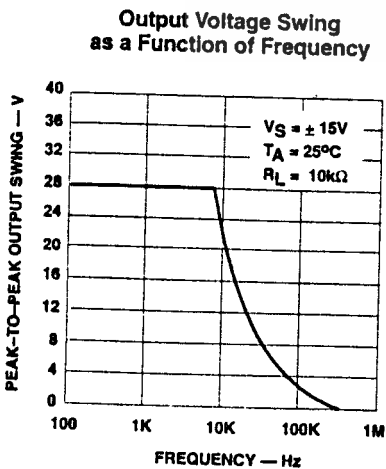
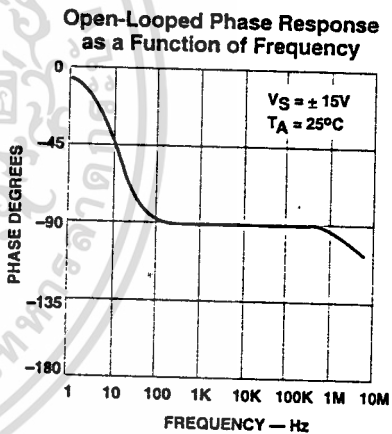
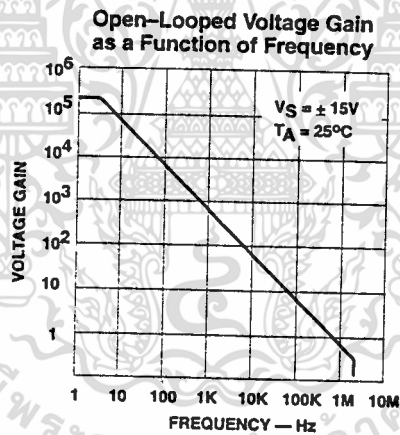
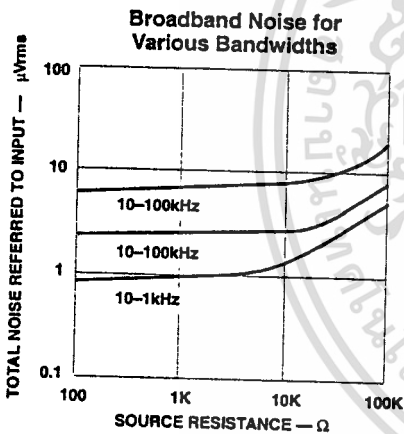
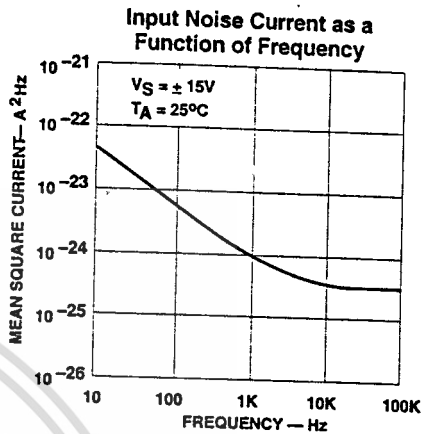
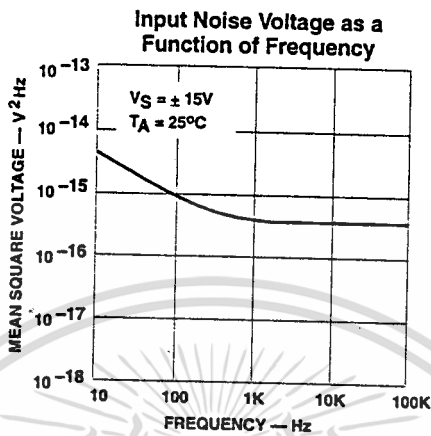
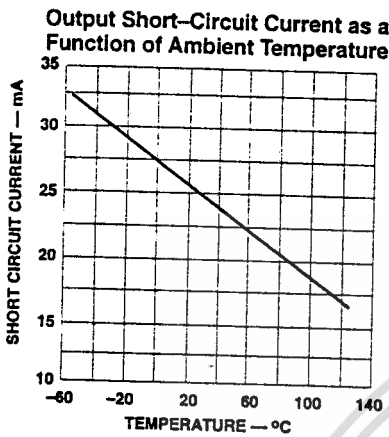
SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1458, SA1458, MC1558			UNIT
			Min	Typ	Max	
R_{IN}	Parallel input resistance	Open-loop, $f=20\text{Hz}$	0.3			M Ω
	Common-mode input impedance	$f=20\text{Hz}$		200		M Ω
	Equivalent input noise voltage	$A_V=100$, $R_S=10\text{k}\Omega$, $BW=1.0\text{kHz}$, $f=1.0\text{kHz}$		30		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
BW	Power bandwidth	$A_V=1$, $R_L=2.0\text{k}\Omega$, $\text{THD} \leq 5\%$, $V_{OUT}=20\text{V}_{P-P}$		14		kHz
	Phase margin			65		degrees
A_V	Gain margin			11		dB
	Unity gain crossover frequency	Open loop		1.0		MHz
t_R	Transient response unity gain Rise time	$V_{IN}=20\text{mV}$, $R_L=2\text{k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{pF}$		0.3		μs
	Overshoot			5.0		%
SR	Slew rate	$C_L \leq 100\text{pF}$, $R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_{IN}=\pm 10\text{V}$		0.8		V/ μs

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)



Internally-compensated dual low noise
operational amplifier

NE/SE5532/5532A

DESCRIPTION

The 5532 is a dual high-performance low noise operational amplifier. Compared to most of the standard operational amplifiers, such as the 1458, it shows better noise performance, improved output drive capability and considerably higher small-signal and power bandwidths.

This makes the device especially suitable for application in high-quality and professional audio equipment, instrumentation and control circuits, and telephone channel amplifiers. The op amp is internally compensated for gains equal to one. If very low noise is of prime importance, it is recommended that the 5532A version be used because it has guaranteed noise voltage specifications.

FEATURES

- Small-signal bandwidth: 10MHz
- Output drive capability: 600Ω, 10V_{RMS}
- Input noise voltage: 5nV/√Hz (typical)
- DC voltage gain: 50000
- AC voltage gain: 2200 at 10kHz
- Power bandwidth: 140kHz
- Slew rate: 9V/μs
- Large supply voltage range: ±3 to ±20V
- Compensated for unity gain

PIN CONFIGURATIONS

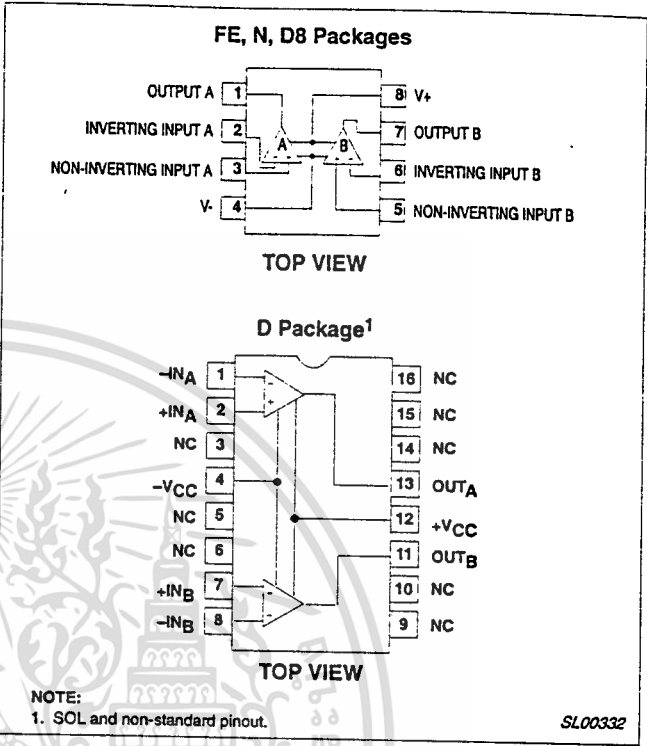


Figure 1. Pin Configurations

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to 70°C	NE5532N	SOT97-1
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to 70°C	NE5532FE	0580A
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to 70°C	NE5532AN	SOT97-1
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to 70°C	NE5532AF	0580A
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	SE5532FE	0580A
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	SE5532AF	0580A
8-Pin Small Outline Package (SO)	0 to 70°C	NE5532AD8	SOT96-1
8-Pin Small Outline Package (SO)	-55°C to +125°C	SE5532AD8	SOT96-1
8-Pin Small Outline Package (SO)	0 to 70°C	NE5532D8	SOT96-1
8-Pin Small Outline Package (SO)	-55°C to +125°C	SE5532D8	SOT96-1
16-Pin Plastic Small Outline Large (SOL) Package	0 to 70°C	NE5532D	SOT162-1
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	SE5532N	SOT38-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EQUIVALENT SCHEMATIC (EACH AMPLIFIER)

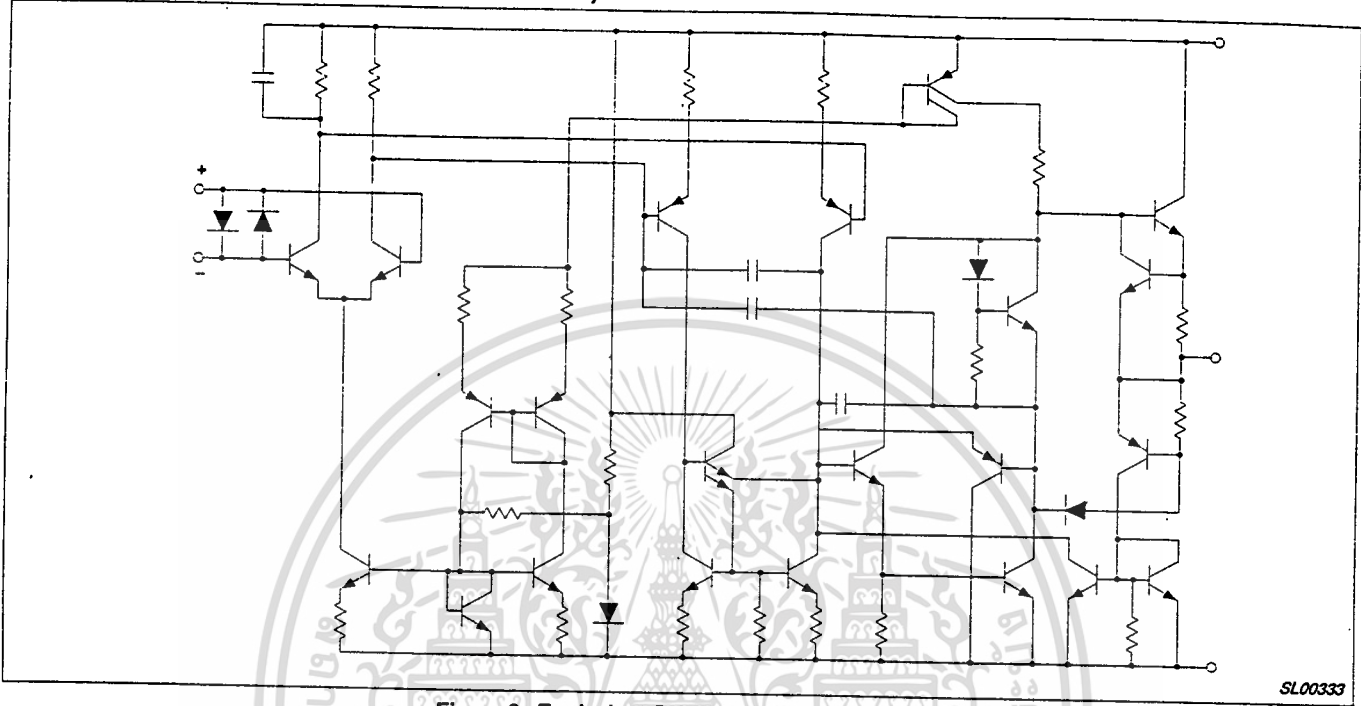


Figure 2. Equivalent Schematic (Each Amplifier)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _S	Supply voltage	±22	V
V _{IN}	Input voltage	±V _{SUPPLY}	V
V _{DIFF}	Differential input voltage ¹	±0.5	V
T _A	Operating temperature range NE5532/A SE5532/A	0 to 70 -55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature	-65 to +150	°C
T _J	Junction temperature	150	°C
P _D	Maximum power dissipation, T _A =25°C (still-air) ² 8 N package 8 FE package 16 D package	1200 1000 1200	mW mW mW
T _{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	°C

NOTES:

- Diodes protect the inputs against over-voltage. Therefore, unless current-limiting resistors are used, large currents will flow if the differential input voltage exceeds 0.6V. Maximum current should be limited to ±10mA.
- Thermal resistances of the above packages are as follows:
N package at 100°C/W
F package at 135°C/W
D package at 105°C/W

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A=25°C V_S=±15V, unless otherwise specified. 1, 2, 3

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5532/5532A			NE5532/5532A			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{OS}	Offset voltage	Over temperature		0.5	2		0.5	4	mV
ΔV _{OS} /ΔT				5	3		5	5	mV μV/°C
I _{OS}	Offset current	Over temperature			100		10	150	nA
ΔI _{OS} /ΔT				200	200		200	200	nA pA/°C
I _B	Input current	Over temperature		200	400		200	800	nA
ΔI _B /ΔT				5	700		5	1000	nA nA/°C
I _{CC}	Supply current	Over temperature		8	10.5		8	16	mA
					13				mA
V _{CM}	Common-mode input range		±12	±13		±12	±13		V
CMRR	Common-mode rejection ratio		80	100		70	100		dB
PSRR	Power supply rejection ratio			10	50		10	100	μV/V
A _{VOL}	Large-signal voltage gain	R _L ≥2kΩ, V _O =±10V	50	100		25	100		V/mV
		Over temperature	25			15			V/mV
		R _L ≥600Ω, V _O =±10V	40	50		15	50		V/mV
		Over temperature	20			10			V/mV
V _{OUT}	Output swing	R _L ≥600Ω	±12	±13		±12	±13		V
		Over temperature	±10	±12		±10	±12		
		R _L ≥600Ω, V _S =±18V	±15	±16		±15	±16		
		Over temperature	±12	±14		±12	±14		
		R _L ≥2kΩ	±13	±13.5		±13	±13.5		
		Over temperature	±12	±12.5		±10	±12.5		
R _{IN}	Input resistance		30	300		30	300		kΩ
I _{SC}	Output short circuit current		10	38	60	10	38	60	mA

- NOTES:
- Diodes protect the inputs against overvoltage. Therefore, unless current-limiting resistors are used, large currents will flow if the differential input voltage exceeds 0.6V. Maximum current should be limited to ±10mA.
 - For operation at elevated temperature, derate packages based on the package thermal resistance.
 - Output may be shorted to ground at V_S=±15V, T_A=25°C Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure dissipation rating is not exceeded.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A=25°C V_S=±15V, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE/SE5532/5532A			UNIT
			Min	Typ	Max	
R _{OUT}	Output resistance	A _V =30dB Closed-loop f=10kHz, R _L =600Ω		0.3		Ω
	Overshoot	Voltage-follower V _{IN} =100mV _{p-p} C _L =100pF, R _L =600Ω		10		%
A _V	Gain	f=10kHz		2.2		V/mV
GBW	Gain bandwidth product	C _L =100pF, R _L =600Ω		10		MHz
SR	Slew rate			9		V/μs
	Power bandwidth	V _{OUT} =±10V		140		kHz
		V _{OUT} =±14V, R _L =600Ω, V _{CC} =±18V		100		kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A=25°C V_S=±15V, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE/SE5532			NE/SE5532A			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{NOISE}	Input noise voltage	f _O =30Hz f _O =1kHz		8 5			8 5	12 6	nV/√Hz nV/√Hz
I _{NOISE}	Input noise current	f _O =30Hz f _O =1kHz		2.7 0.7			2.7 0.7		pA/√Hz pA/√Hz
	Channel separation	f=1kHz, R _S =5kΩ		110			110		dB

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

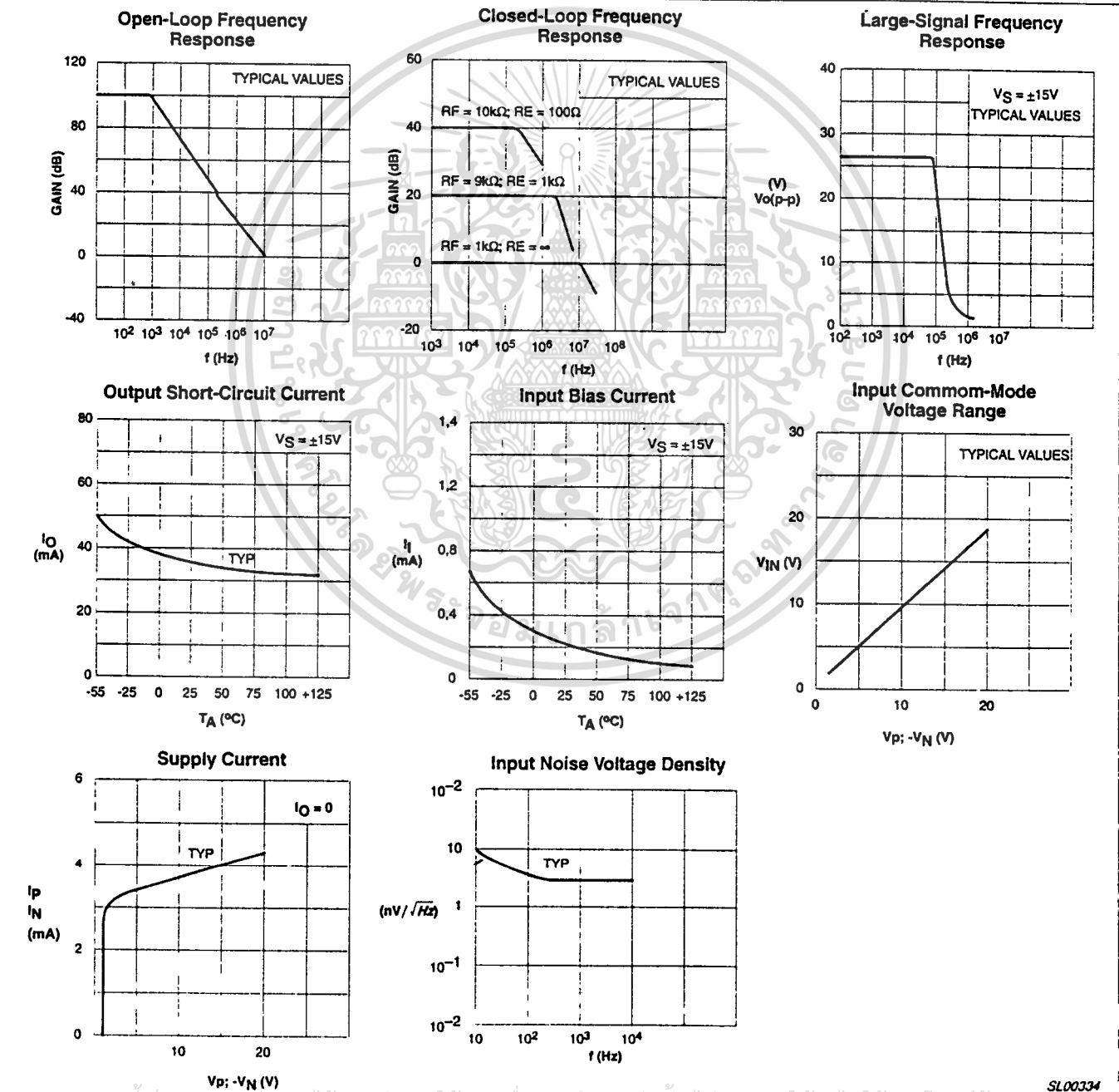
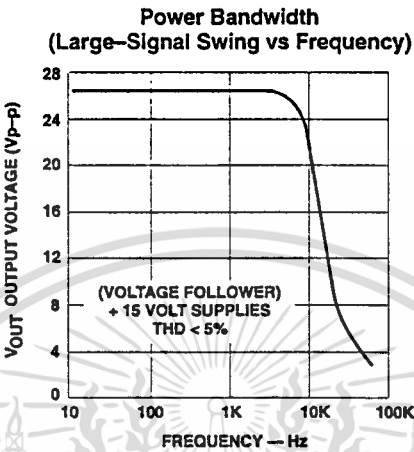


Figure 3. Typical Performance Characteristics

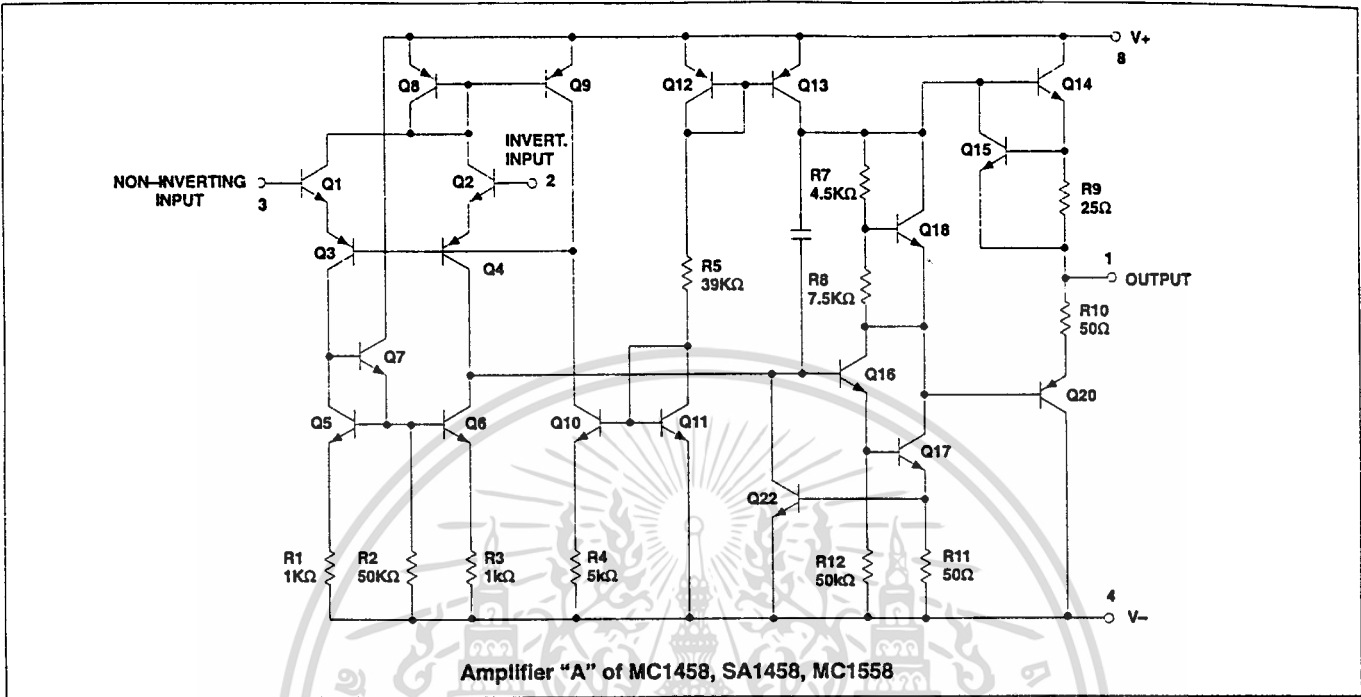
SL00334

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EQUIVALENT SCHEMATIC



DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A=25°C, V_S=±15V, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1558			UNIT
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Offset voltage	R _S =10kΩ		1.0	5.0	mV
ΔV _{OS}	Offset voltage	R _S =10kΩ, over temperature			6.0	mV
I _{OS}	Offset current	Over temperature		20	200	nA
ΔI _{OS}	Offset current	Over temperature		0.10	500	nA
I _{BIAS}	Input bias current	Over temperature		80	500	nA
ΔI _{BIAS}	Bias current	Over temperature		1.0	1500	nA
V _{OUT}	Output voltage swing	R _L =10kΩ, over temperature	±12	±14		V
		R _L =2kΩ, over temperature	±10	±13		
A _{VOL}	Large-signal voltage gain	R _L =2kΩ, V _O =±10V	50	100		V/mV
		R _L =2kΩ, V _O =± temperature	20			
	Offset voltage adjustment range			±30		mV
PSRR	Power supply rejection ratio	R _S ≤10kΩ		30	150	μV/V
CMRR	Common mode rejection ratio		70	90		dB
I _{CC}	Supply current			2.3	5.0	mA
V _{IN}	Input voltage range		±12	±13		V
P _D	Power consumption			70	150	mW
	Channel separation			120		dB
R _{OUT}	Output resistance			75		Ω
I _{SC}	Output short-circuit current		10	25	60	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3361

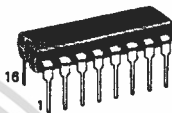
LOW POWER NARROW BAND FM IF

... includes Oscillator, Mixer, Limiting Amplifier, Quadrature Discriminator, Active Filter, Squelch, Scan Control, and Mute Switch. The MC3361 is designed for use in FM dual conversion communications equipment.

- Operates From 2.0 V to 8.0 V Supply
- Low Drain Current 4.2 mA Typ @ $V_{CC} = 4.0$ Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage —
-3.0 dB = 2.0 μ V Typ
- Low Number of External Parts Required
- Operating Frequency Up to 60 MHz

LOW POWER
FM IF

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT

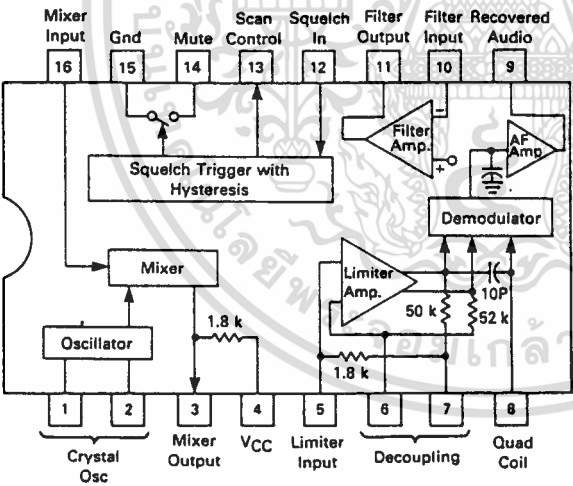


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08

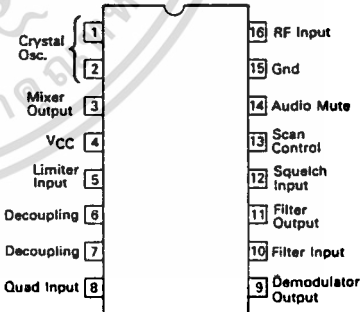


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B-03
SO-16

FIGURE 1 — FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS



MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	$V_{CC}(\text{max})$	10	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	V_{CC}	2.0 to 8.0	Vdc
Detector Input Voltage	8	—	1.0	Vp-p
Input Voltage ($V_{CC} \geq 4.0$ Volts)	16	V_{16}	1.0	Vrms
Mute Function	14	V_{14}	-0.5 to +5.0	Vpk
Junction Temperature	—	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	—	T_A	-30 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	—	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 4.0$ Vdc, $f_o = 10.7$ MHz, $\Delta f = \pm 3.0$ kHz, $f_{\text{mod}} = 1.0$ kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current (No signal)	4	—	4.2	7.0	mA
Squelch Off	—	—	5.2	9.0	
Squelch On	—	—	—	—	
Recovered Audio Output Voltage ($V_{in} = 10$ mVrms)	9	100	150	270	mVrms
Input Limiting Voltage (~ 3.0 dB Limiting)	16	—	2.0	6.0	μV
Total Harmonic Distortion	9	—	0.8	—	%
Recovered Output Voltage (No Input Signal)	9	60	150	—	mVrms
Drop Voltage AF Gain Loss	9	-8.0	-0.5	—	dB
Detector Output Impedance	—	—	450	—	Ω
Filter Gain (10 kHz) ($V_{in} = 0.3$ mVrms)	—	40	49	—	dB
Filter Output Voltage	11	—	1.7	—	Vdc
Mute Function Low	14	—	10	50	Ω
Mute Function High	14	1.0	10	—	M Ω
Scan Function Low (Mute Off) ($V_{12} = 1.0$ Vdc)	13	—	0	0.5	Vdc
Scan Function High (Mute On) ($V_{12} = \text{Gnd}$)	13	3.0	3.5	—	Vdc
Trigger Hysteresis	—	—	45	100	mV
Mixer Conversion Gain	3	—	28	—	dB
Mixer Input Resistance	16	—	3.3	—	k Ω
Mixer Input Capacitance	16	—	2.2	—	pF

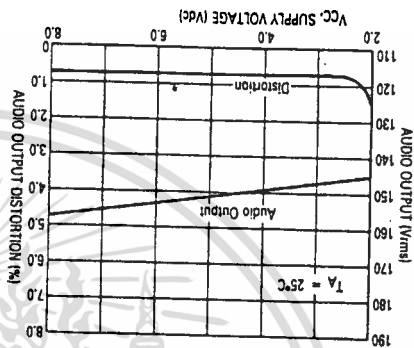
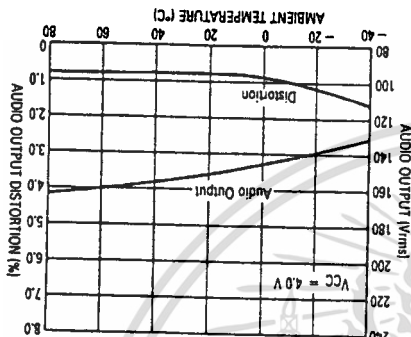


FIGURE 3 — AUDIO OUTPUT, DISTORTION

FIGURE 4 — AUDIO OUTPUT, DISTORTION

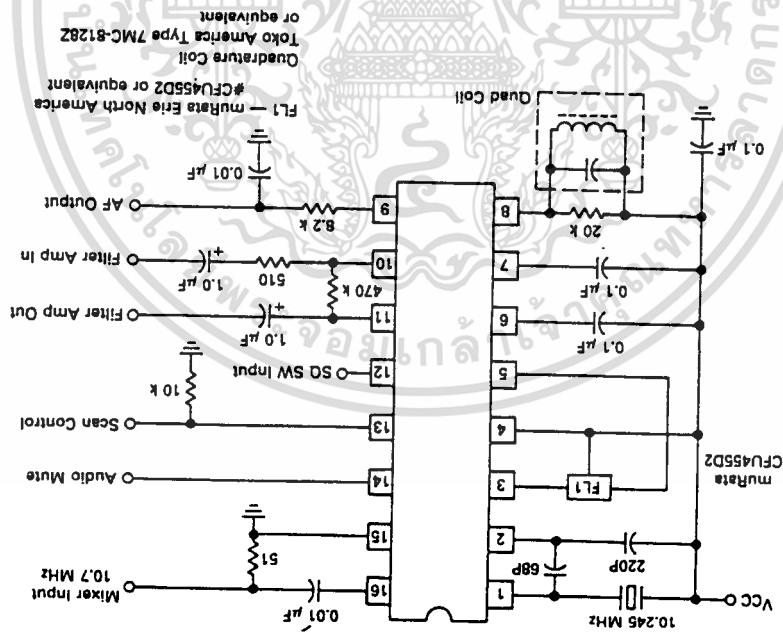
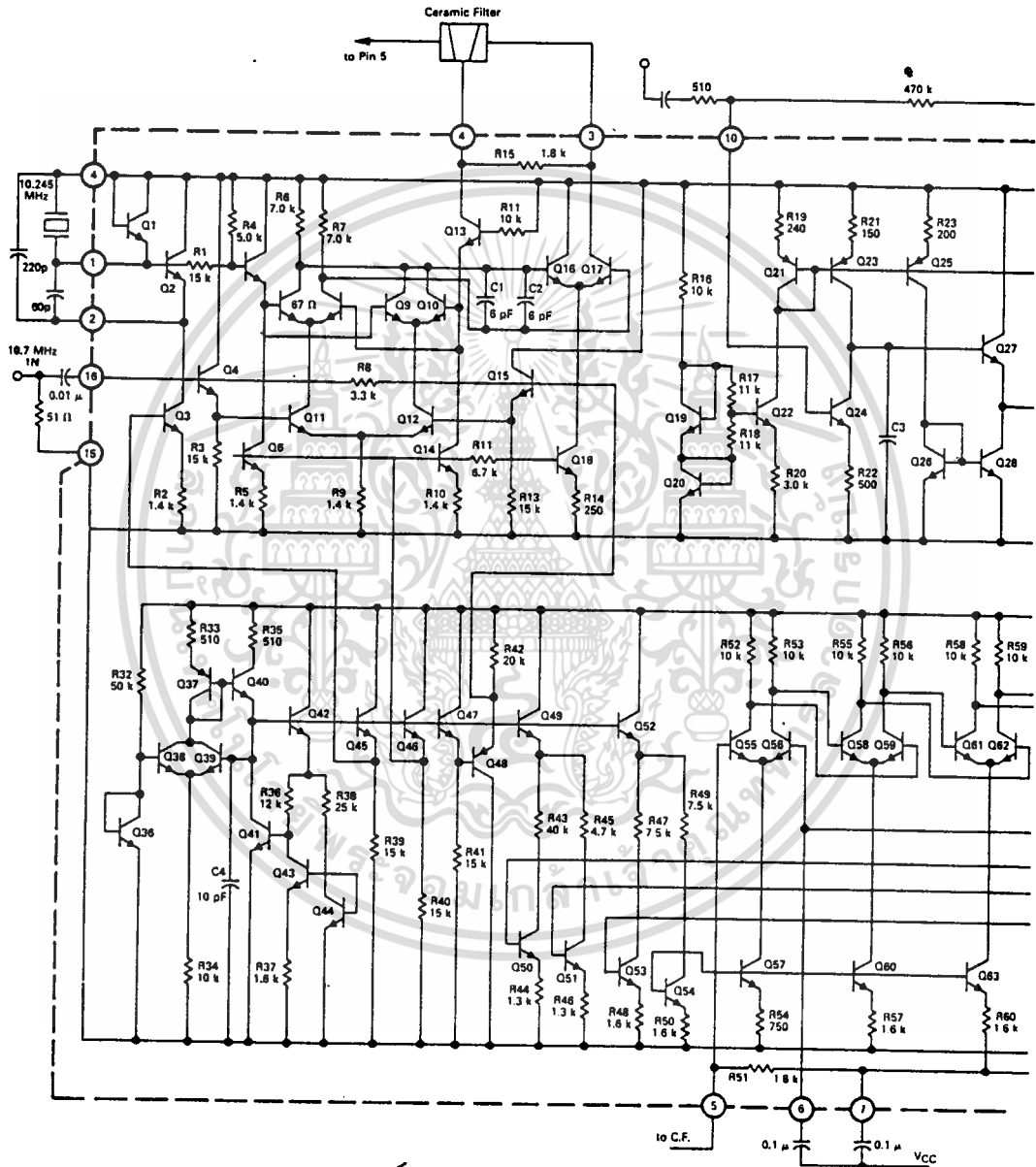


FIGURE 2 — TEST CIRCUIT

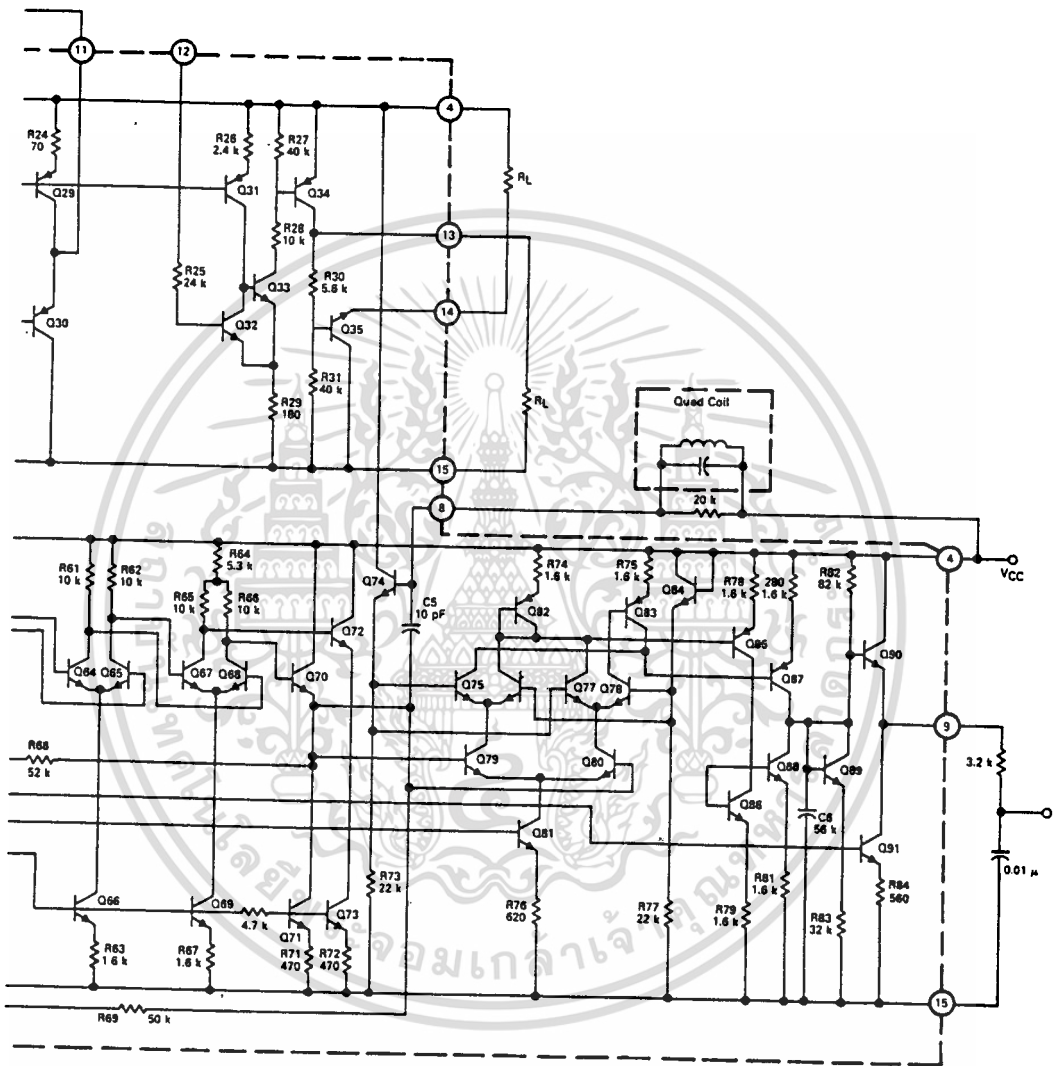
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 5 — LOW VOLTAGE LOW POWER
NARROW BAND FM IF

CIRCUIT SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 6 — INPUT LIMITING VOLTAGE

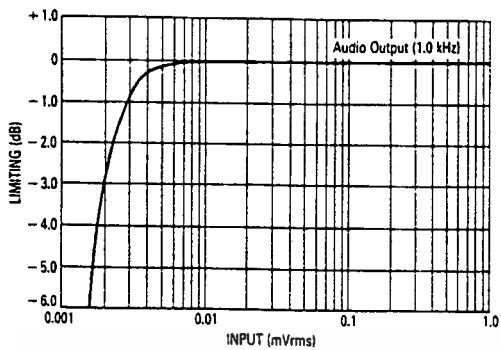


FIGURE 7 — OVERALL GAIN, NOISE, AND A.M. REJECTION

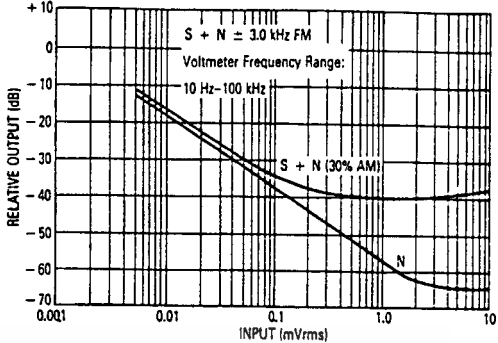


FIGURE 8 — FILTER AMP RESPONSE

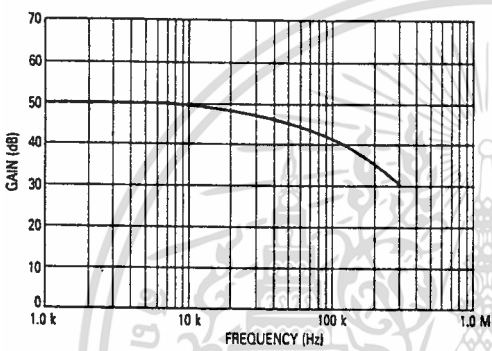


FIGURE 9 — FILTER AMP GAIN

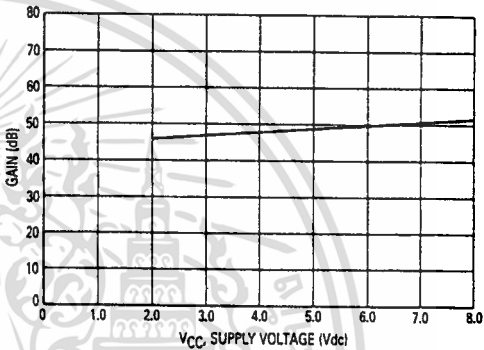


FIGURE 10 — SUPPLY CURRENT

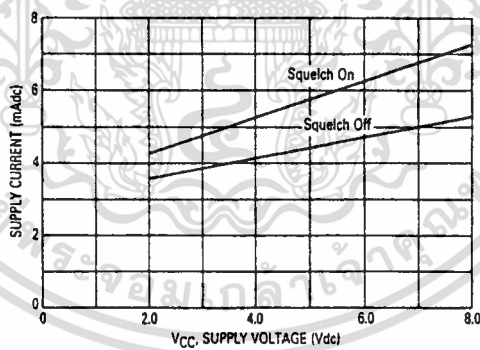
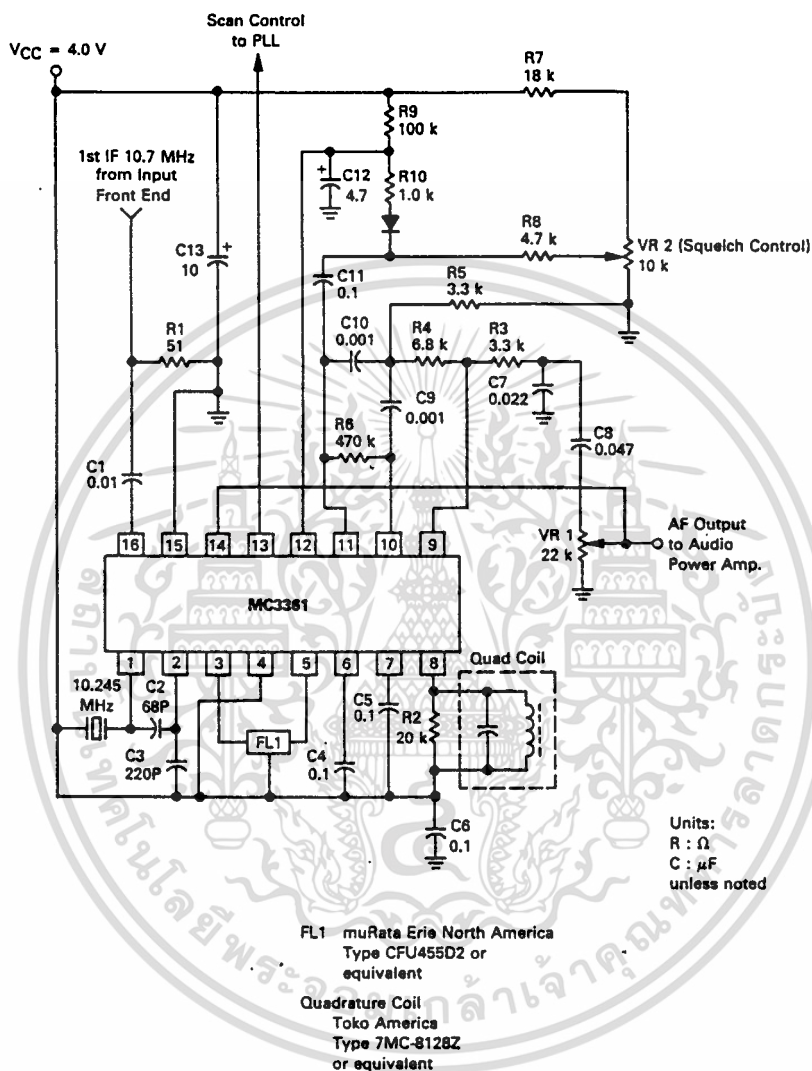


FIGURE 11 — TYPICAL APPLICATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CD4001M/CD4001C quadruple 2-input NOR gate

general description

The CD4001M/CD4001C is a monolithic complementary MOS (CMOS) quadruple two-input NOR gate integrated circuit. N and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swings essentially equal to the supply voltage. This results in high noise immunity over a wide supply voltage range. No dc power other than that caused by leakage current is consumed during static conditions.

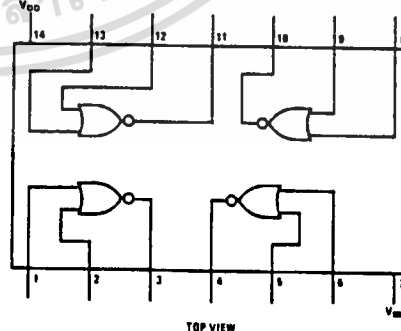
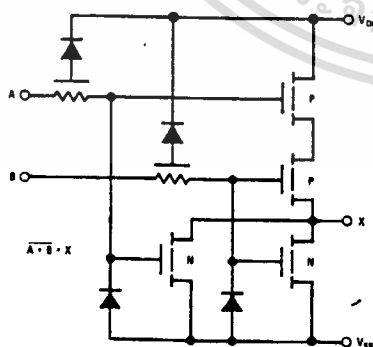
All inputs are protected against static discharge and latching conditions.

features

- Wide supply voltage range
- Low power
- High noise immunity

3V to 15V
10 nW (typ)
0.45 V_{DD} (typ)

schematic and connection diagrams



absolute maximum ratings

Voltage at Any Pin (Note 1)	$V_{SS} - 0.3V$ to $V_{DD} + 0.3V$
Operating Temperature Range	
CD4001M	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
CD4001C	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Package Dissipation	500 mW
Operating V_{DD} Range	$V_{SS} + 3.0V$ to $V_{SS} + 15V$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^{\circ}C$

dc electrical characteristics CD4001M

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS									UNITS
		-55°C			25°C			125°C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Quiescent Device Current (I_L)	$V_{DD} = 5V$			0.05		0.001	0.05			3	μA
	$V_{DD} = 10V$			0.1		0.001	0.1			6	μA
Quiescent Device Dissipation/Package (P_D)	$V_{DD} = 5V$			0.25		0.005	0.25			15	μW
	$V_{DD} = 10V$			1		0.01	1			60	μW
Output Voltage Low Level (V_{OL})	$V_{DD} = 5V, V_I = V_{DD}, I_O = 0A$			0.01		0	0.01			0.05	V
	$V_{DD} = 10V, V_I = V_{DD}, I_O = 0A$			0.01		0	0.01			0.05	V
Output Voltage High Level (V_{OH})	$V_{DD} = 5V, V_I = V_{SS}, I_O = 0A$	4.99			4.99	5		4.95			V
	$V_{DD} = 10V, V_I = V_{SS}, I_O = 0A$	9.99			9.99	10		9.95			V
Noise Immunity (V_{NL}) (All Inputs)	$V_{DD} = 5V, V_O = 3.6V, I_O = 0A$	1.5			1.5	2.25		1.4			V
	$V_{DD} = 10V, V_O = 7.2V, I_O = 0A$	3			3	4.5		2.9			V
Noise Immunity (V_{NH}) (All Inputs)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.95V, I_O = 0A$	1.4			1.5	2.25		1.5			V
	$V_{DD} = 10V, V_O = 2.9V, I_O = 0A$	2.9			3	4.5		3			V
Output Drive Current N-Channel (I_{ON})	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V, V_I = V_{DD}$	0.5			0.40	1		0.28			mA
	$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V, V_I = V_{DD}$	1.1			0.9	2.5		0.65			mA
Output Drive Current P-Channel (I_{OP})	$V_{DD} = 5V, V_O = 2.5V, V_I = V_{SS}$	-0.62			-0.5	-2		-0.35			mA
	$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V, V_I = V_{SS}$	-0.62			-0.5	-1		-0.35			mA
Input Current (I_I)						10					pA

dc electrical characteristics CD4001C (??)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS								UNITS	
		-40°C			25°C			85°C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP		MAX
Quiescent Device Current (I_L)	$V_{DD} = 5V$			0.5		0.005	0.5			15	μA
	$V_{DD} = 10V$			5		0.005	5			30	μA
Quiescent Device Dissipation/Package (P_D)	$V_{DD} = 5V$			2.5		0.025	2.5			75	μW
	$V_{DD} = 10V$			50		0.05	50			300	μW
Output Voltage Low Level (V_{OL})	$V_{DD} = 5V, V_I = V_{DD}, I_O = 0A$			0.01		0	0.01			0.05	V
	$V_{DD} = 10V, V_I = V_{DD}, I_O = 0A$			0.01		0	0.01			0.05	V
Output Voltage High Level (V_{OH})	$V_{DD} = 5V, V_I = V_{SS}, I_O = 0A$	4.99			4.99	5		4.95			V
	$V_{DD} = 10V, V_I = V_{SS}, I_O = 0A$	9.99			9.99	10		9.95			V
Noise Immunity (V_{NL}) (All Inputs)	$V_{DD} = 5V, V_O = 3.6V, I_O = 0A$	1.5			1.5	2.25		1.4			V
	$V_{DD} = 10V, V_O = 7.2V, I_O = 0A$	3			3	4.5		2.9			V
Noise Immunity (V_{NH}) (All Inputs)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.95V, I_O = 0A$	1.4			1.5	2.25		1.5			V
	$V_{DD} = 10V, V_O = 2.9V, I_O = 0A$	2.9			3	4.5		3			V
Output Drive Current N-Channel (I_{ON})	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V, V_I = V_{DD}$	0.35			0.3	1		0.24			mA
	$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V, V_I = V_{DD}$	0.72			0.6	2.5		0.48			mA
Output Drive Current P-Channel (I_{OP})	$V_{DD} = 5V, V_O = 2.5V, V_I = V_{SS}$	-0.35			-0.3	-2		-0.24			mA
	$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V, V_I = V_{SS}$	-0.3			-0.25	-1		-0.2			mA
Input Current (I_I)						10					pA

Note 1: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltages may cause permanent damage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ac electrical characteristics CD4001M

$T_A = 25^\circ\text{C}$ and $C_L = 15\text{ pF}$ and input rise and fall times = 20 ns. Typical temperature coefficient for all values of $V_{DD} = 0.3\%/^\circ\text{C}$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time High to Low Level (t_{PHL})	$V_{DD} = 5\text{V}$		35	50	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		25	40	ns
Propagation Delay Time Low to High Level (t_{PLH})	$V_{DD} = 5\text{V}$		35	65	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		25	40	ns
Transition Time High to Low Level (t_{THL})	$V_{DD} = 5\text{V}$		65	125	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		35	70	ns
Transition Time Low to High Level (t_{TLH})	$V_{DD} = 5\text{V}$		65	175	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		35	75	ns
Input Capacitance (C_i)	Any Input		5		pF

ac electrical characteristics CD4001C

$T_A = 25^\circ\text{C}$ and $C_L = 15\text{ pF}$ and input rise and fall times = 20 ns. Typical temperature coefficient for all values of $V_{DD} = 0.3\%/^\circ\text{C}$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time High to Low Level (t_{PHL})	$V_{DD} = 5\text{V}$		35	80	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		25	55	ns
Propagation Delay Time Low to High Level (t_{PLH})	$V_{DD} = 5\text{V}$		35	120	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		25	65	ns
Transition Time High to Low Level (t_{THL})	$V_{DD} = 5\text{V}$		65	200	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		35	115	ns
Transition Time Low to High Level (t_{TLH})	$V_{DD} = 5\text{V}$		65	300	ns
	$V_{DD} = 10\text{V}$		35	125	ns
Input Capacitance (C_i)	Any Input		5		pF

Applications for a High Speed FET Input Op Amp

National Semiconductor
Application Note 75



INTRODUCTION

The principal limitations in speed and bandwidth in IC FET input op amps have been reduced by over an order of magnitude with the introduction of the LH0062/LH0062C. Internal compensation assures unity gain stability with bandwidths in excess of 15 MHz. Voltage follower slew rate is typically 75 V/ μ s and is guaranteed in excess of 50 V/ μ s. Furthermore, external components may be used to extend the slew rate to 120 V/ μ s and settling times under 1 μ s. The LH0062H (TO-5) is pin compatible with LM101, LM741 and LH0022. A summary of the LH0062's performance characteristics is given in Table I.

CIRCUIT DESCRIPTION

The LH0062 is basically a two stage amplifier (Figure 1) consisting of a N channel junction FET input stage (Q₁ and

Q₂) and a PNP output stage (Q₄ and Q₅). Q₁ and Q₂ are a well matched interdigitated monolithic pair that provide high common mode rejection and input offset voltage tracking usually associated only with bipolar designs. The current mirror (Q₆ and Q₇) converts to single ended operation in addition to providing active high impedance load for Q₄ and Q₅ thus providing high gain. Q₃ and D₁ provide a temperature compensated current source for the input stage and Q₈, Q₉, D₂ and D₃ form a class AB output buffer. Detailed schematic is illustrated in Figure 2. Note that the FET inputs are protected by 5V zener diodes and input current under transient conditions should be limited by inserting a 1 k Ω or larger resistor in series with one of the inputs.

TABLE I. Summary of LH0062 Characteristics

Parameter (T _A = 25°C)	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage		2.0	5.0	mV
Input Bias Current			20	pA
Voltage Gain	50	100		V/mV
Slew Rate	50	75		V/ μ s
Bandwidth		15		MHz

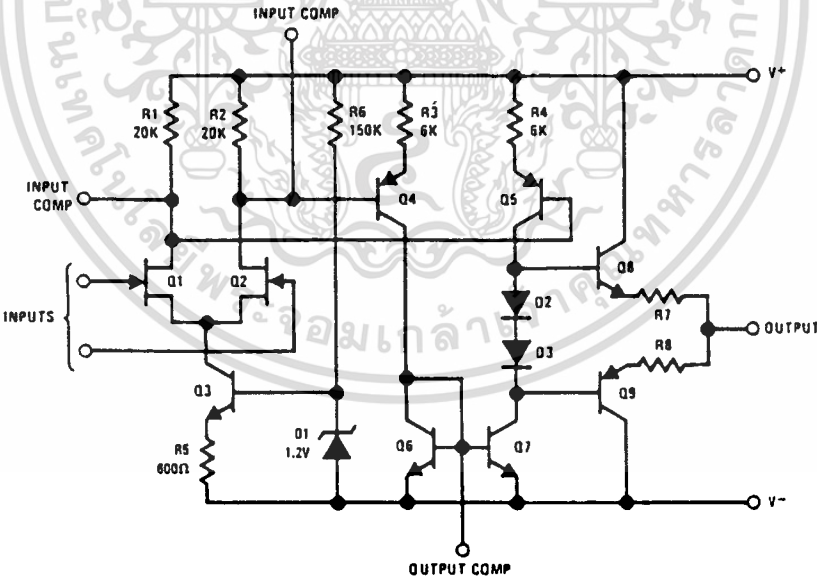
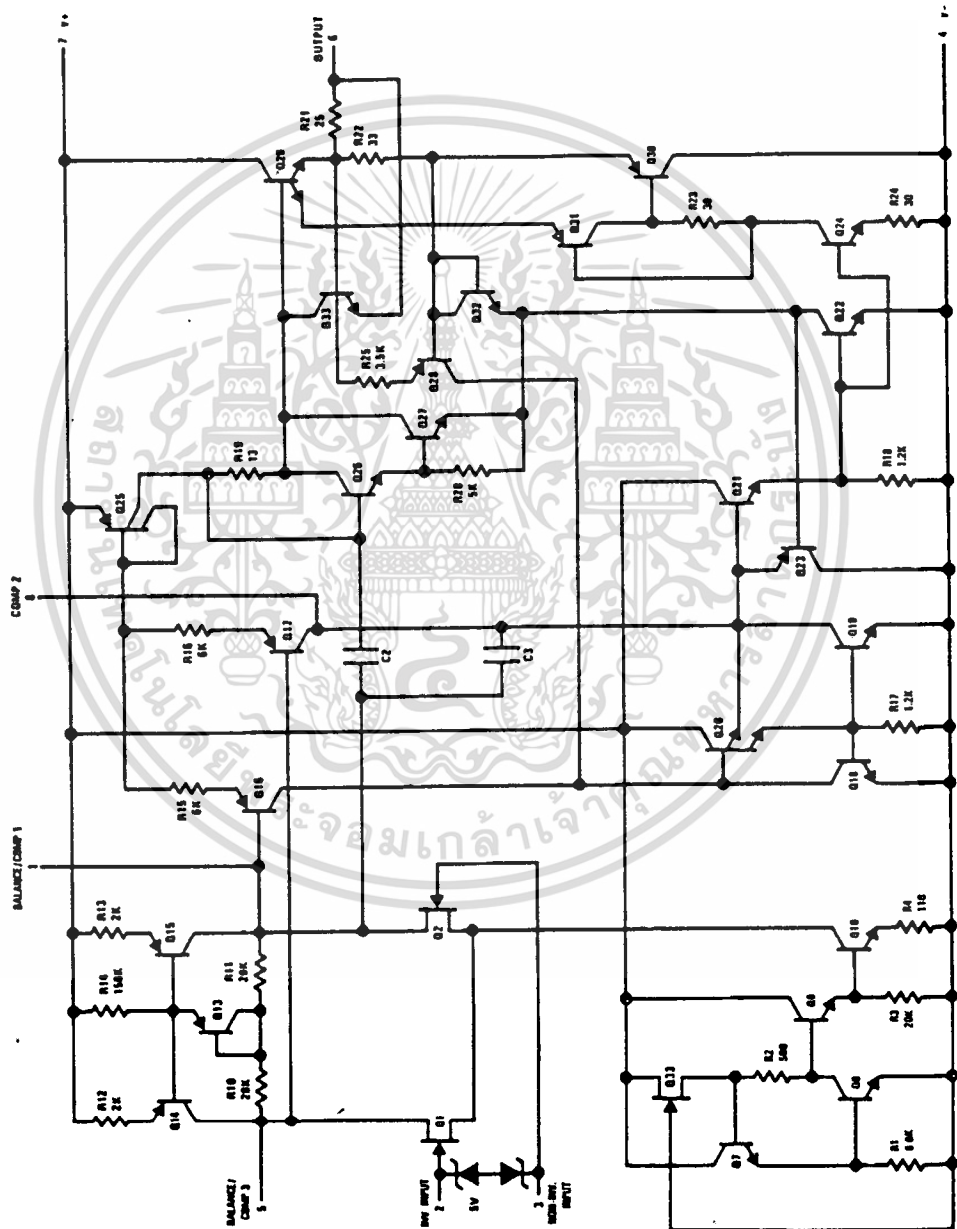


FIGURE 1: Simplified LH0062 Circuit Schematic

TU/K/7321-1



COMPENSATION CONSIDERATIONS

As noted earlier, the LH0062 is internally compensated for unity gain stability. However, a few precautions are advised. Like most wide band amplifiers, the LH0062 is sensitive to power supply inductance, and decoupling the supplies with $0.1\ \mu\text{F}$ ceramic disc capacitors within an inch or two of the device will prevent spurious oscillations and save a fair

amount of grief. The device is capable of driving $50\ \text{pF}$ to $100\ \text{pF}$ loads; for larger loads, an isolation resistor, R_3 as shown in *Figure 3* is recommended. Alternatively, a current buffer such as the LH0002 or LH0033 may be used for loads in excess of $500\ \text{pF}$ with no degradation in slew rate as shown in *Figure 4*.

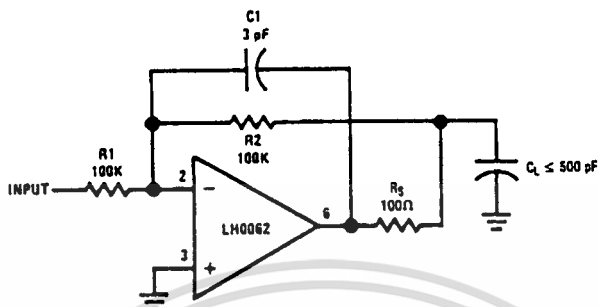
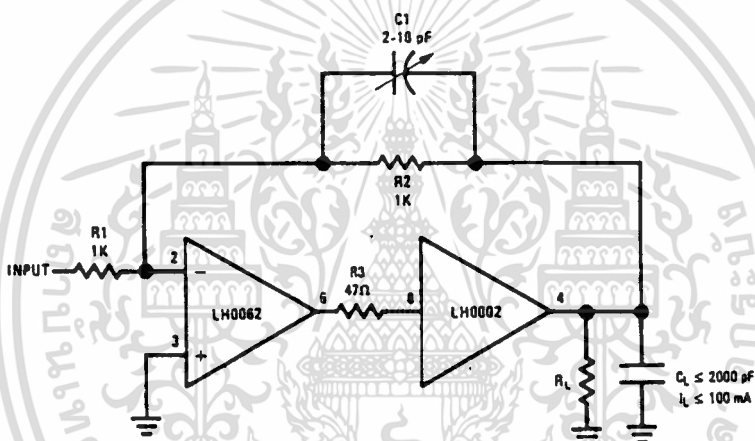


FIGURE 3. Isolating a Capacitive Load up to $500\ \text{pF}$

TL/K/7321-3



Note: In the examples above, a small capacitor, C_1 , is used to cancel the effects of stray capacitance at the input.

FIGURE 4. Driving Capacitances In Excess of $500\ \text{pF}$ and Loads

TL/K/7321-4

The LH0062 may be feed-forward compensated in inverting mode applications as shown in *Figure 5*. This boosts slew rate to over 120 V/ μ s and bandwidth to over 30 MHz. When full bandwidth is not required, the device may be over-compensated as shown in *Figure 6* to reduce bandwidth to 5 MHz. This technique improves phase margin and reduces susceptibility to spurious oscillations in applications where speed is less critical.

Minimum settling time of less than 1 μ s to 0.1% for a 20V input step is obtained as illustrated in *Figure 7*. A small tweak capacitor, C_1 is recommended to cancel stray board layout capacitance, C_S . Once best value of trimmer capacitor C_1 is determined for a particular layout, it may be replaced with a fixed value.

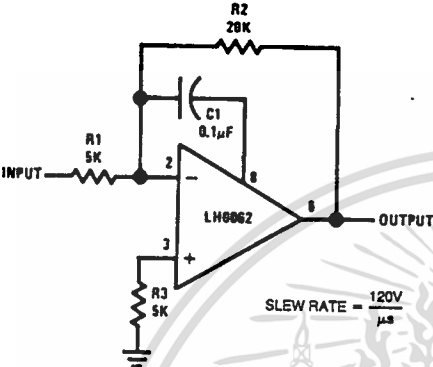


FIGURE 5. Feed Forward Compensation

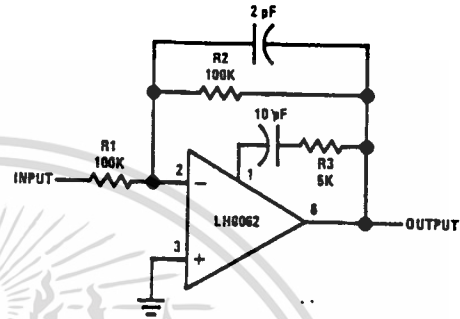


FIGURE 6. Overcompensation

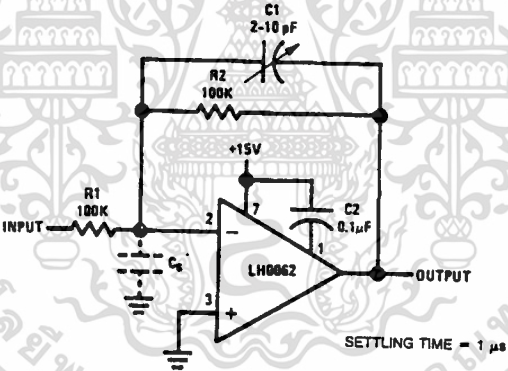


FIGURE 7. Compensation for Minimum Settling Time

APPLICATIONS

The circuit of *Figure 8* is a high speed sample and hold with sample acquisition time of $10\ \mu\text{s}$ for 0.1% accuracy and aperture time of approximately 25 ns. Resistor R_6 is used to limit input current during power on and off transients. Although the inputs of the LH0062 are protected by back-to-back diodes excessive input current could damage the de-

vice. Resistor R_9 and the pot, R_8 , allow null of the output offset with negligible effect on offset drift.

The peak detector of *Figure 9* will acquire a +10V peak signal in under $4\ \mu\text{s}$ with droop rates under 20 mV/sec. Reversing the polarity of diodes D_1 and D_2 will allow peak detecting negative signals. Any ultra-low leakage diode may be substituted for the 2N930 collector-base junction.

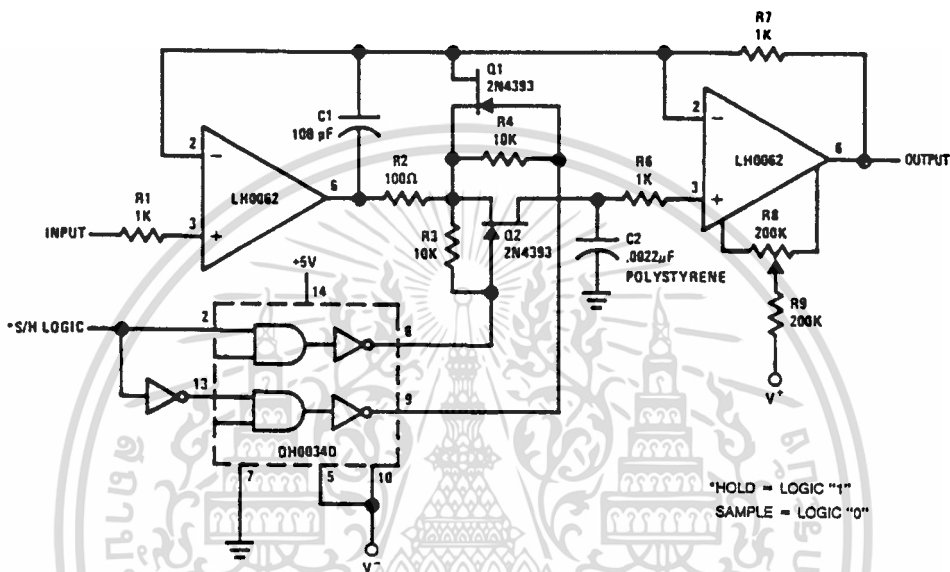


FIGURE 8. High Speed Sample and Hold

TL/K/7321-8

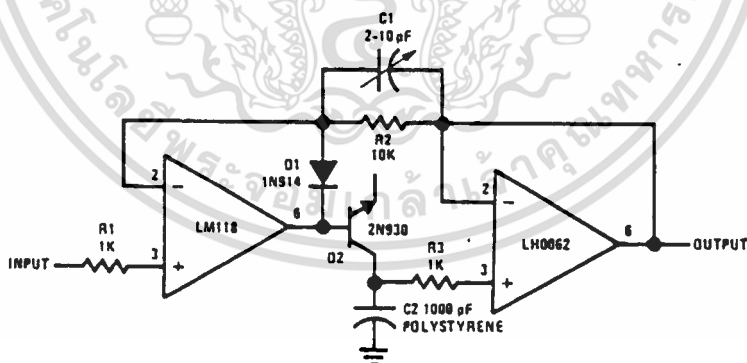


FIGURE 9. High Speed Peak Detector

TL/K/7321-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

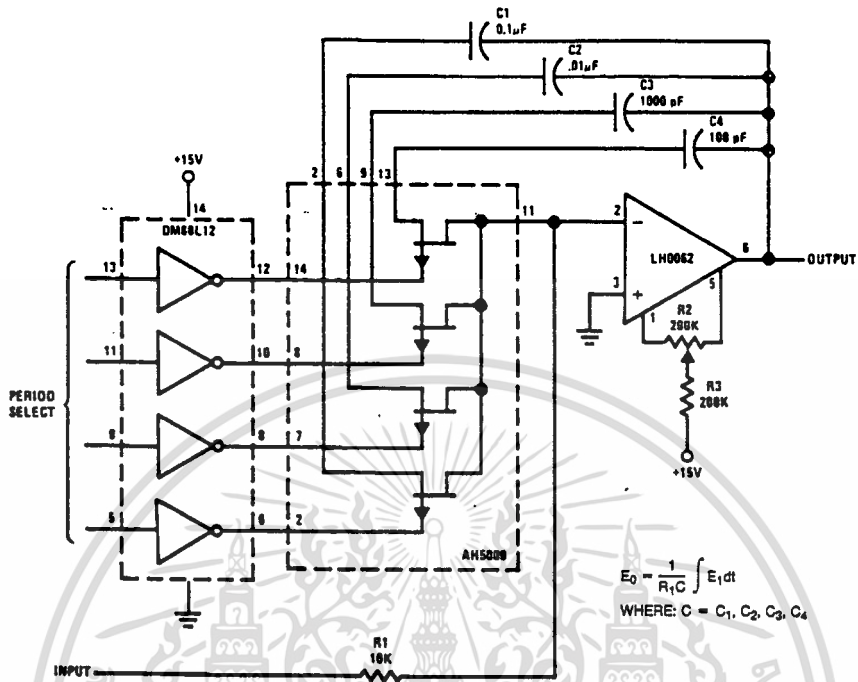


FIGURE 10. Programmable Integrator

TL/K/7321-10

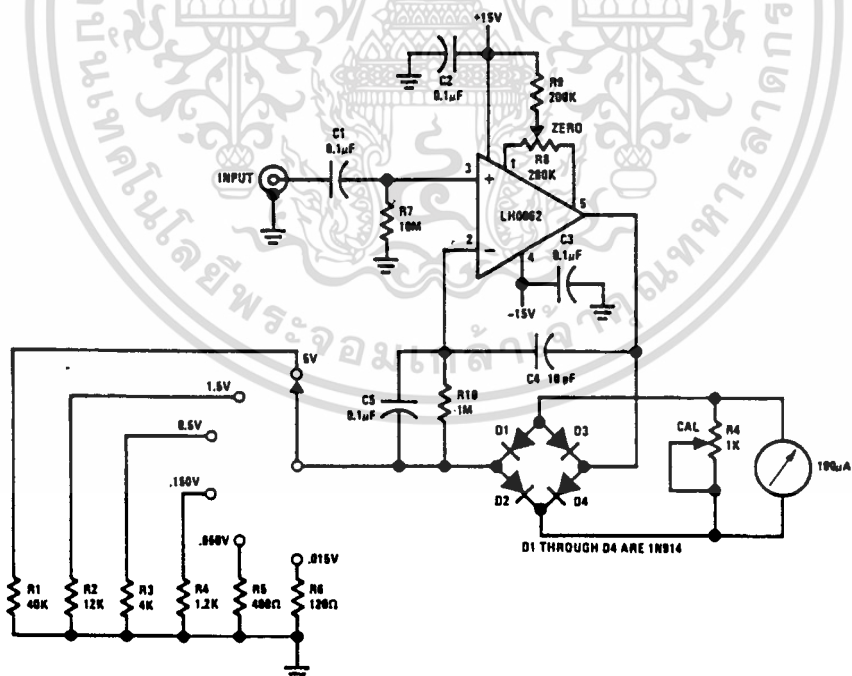


FIGURE 11. Wide Band AC Voltmeter

TL/K/7321-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

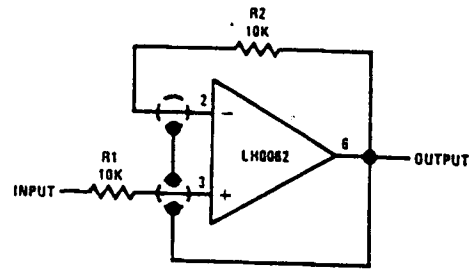
The circuit of Figure 10 is a programmable integrator with a range in period from 1 μ s to 1 ms. For best results C_1 through C_4 should be low leakage construction such as polycarbonate or polystyrene. A simple method of implementing the offset adjustment is to momentarily insert a 100 k Ω resistor between pins 2 and 6 of the LH0062. With the switches of the AH5009 off, the output may be set to zero with R_2 .

The circuit of Figure 11 is a wide band AC voltmeter capable of measuring AC signals as low as 15 mV at frequencies from 100 Hz to 500 kHz. Full scale sensitivity may be changed by altering the values R_1 through R_5 ($R \approx V_{IN}/100 \mu A$).

HEAT SINKING, GUARDING, AND BOOTSTRAPPING

The LH0062 is specified for operation without an external heat sink. However, standby power is typically 240 mW causing a junction rise of approximately 60°C. A clip-on heat sink can reduce internal heating hence reduce input bias current from 20 pA at 25°C ambient to 2 or 3 pA.

Guarding input leads is recommended in stringent applications. An excellent discussion on guarding is given in AN-63 and the techniques discussed are directly applicable to the LH0062. Another benefit of guarding is reduced input capacitance. By bootstrapping the inputs, as shown in Figure 12, the apparent input capacitance is reduced to fractions of a pico-farad.



TJ/K/7321-12

FIGURE 12. Guard/Bootstrap for Unity Gain

Furthermore, the case of the LH0062 is electrically isolated, and the output may be tied to case in order to eliminate stray capacitance introduced by the header.

REFERENCES

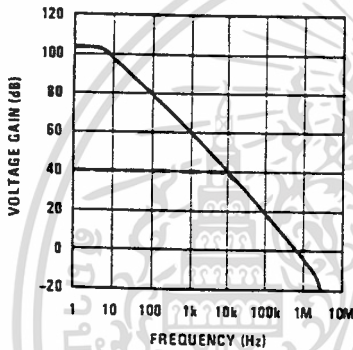
1. R. K. Underwood, "New Design Techniques for FET Op Amps," National Semiconductor AN-63, March 1972.
2. R. C. Dobkin, "LM118 Op Amp Slews 70 V/ μ s," National Semiconductor LB-17, September 1971.

Predicting Op Amp Slew Rate Limited Response

National Semiconductor
Linear Brief 19



The following analysis of sine and step voltage responses applies to all single dominant pole op amps such as the LM101A, LM107, LM108A, LM112, LM118 and the LM741. Each of these op amps has an open loop response curve with a shape similar to the one shown in Figure 1. The distinguishing feature of this curve is the single low frequency turnover from a flat response to a uniform -20 dB per decade of frequency (-6 dB/octave) drop in gain, at least until the curve passes through the 0 dB line. Closing the loop to 40 dB (X100) as shown with a dotted line on Figure 1 does not change the shape of the curve, but it does move the turnover to a higher frequency. These open loop and closed loop response curves determine the gain applied to small signal inputs. The logical question then arises as to when a signal can no longer be treated as a small signal and the amplifier response begins to deviate from this curve.



TL/H/8726-1

FIGURE 1. Open and Closed Loop Frequency Response

The answer lies in the slew rate limit of the op amp. The slew rate limit is the maximum rate of change of the amplifier's output voltage and is due to the fact that the compensation capacitor inside the amplifier only has finite currents available for charging and discharging. A sinusoidal output signal will cease being a small signal when its maximum rate of change equals the slew rate limit S_r of the amplifier. The maximum rate of change for a sine wave occurs at the zero crossing and may be derived as follows:

$$v_o = V_p \sin 2\pi f t \quad (1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = 2\pi f V_p \cos 2\pi f t \quad (2)$$

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{t=0} = 2\pi f V_p \quad (3)$$

$$S_r = 2\pi f_{\max} V_p \quad (4)$$

where: v_o = output voltage

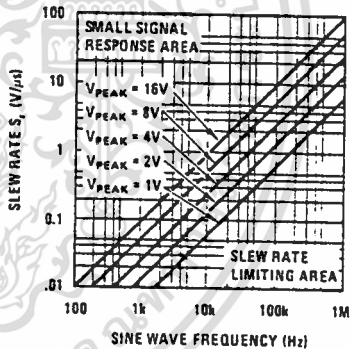
V_p = peak output voltage

S_r = maximum $\frac{dv_o}{dt}$

The maximum sine wave frequency an amplifier with a given slew rate will sustain without causing the output to take on a triangular shape is therefore a function of the peak amplitude of the output and is expressed as:

$$f_{\max} = \frac{S_r}{2\pi V_p} \quad (5)$$

Equation 5 demonstrates that the borderline between small signal response and slew rate limited response is not just a function of the peak output signal but that by trading off either frequency or peak amplitude one can continue to have a distortion free output. Figure 2 shows a quick reference graphical presentation of equation 5 with the area above any V_{PEAK} line representing an undistorted small signal response and the area below a given V_{PEAK} line representing a distorted sine wave response due to slew rate limiting.



TL/H/8726-2

FIGURE 2. Sine Wave Response

As a matter of convenience, amplifier manufacturers often give a "full-power bandwidth" or "large signal response" on their specification sheets.

This frequency can be derived by inserting the amplifier slew rate and peak rated output voltage into equation 5. The bandwidth from DC to the resulting f_{max} is the full-power bandwidth or "large signal response" of the amplifier. For example the full-power bandwidth of the LM741 with a 0.5V μ s S_r is approximately 6 kHz while the full-power bandwidth of the LM118 with an S_r of 70 V/ μ s is approximately 900 kHz.

The step voltage response at the output of an op amp can also be divided into a small signal response and a slew rate limited response. The signal turnover and uniform -20 dB/decade slope shown in the small signal frequency response curve of Figure 1 are also characteristic of a low pass filter and one can in fact model an op amp as a low pass RC filter followed by a very wideband amplifier. Figure 3 shows a model of a X100 circuit with a 3 dB down rolloff frequency of

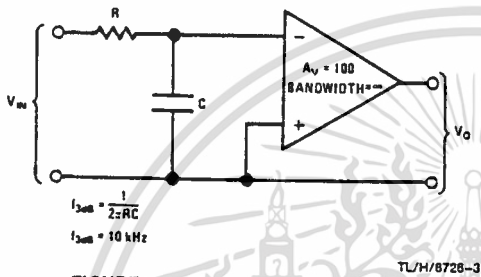


FIGURE 3. Small Signal Op Amp Model

10 kHz. From basic filter theory² the 10% to 90% rise time of single pole low pass filter is:

$$t_r = \frac{0.35}{f_{3dB}} \quad (6)$$

which for this example would be 35 μ s. Again this small signal or low pass filter response ceases when the required rate of change of the output voltage exceeds the slew rate limit S_r of the amplifier. Mathematically stated:

$$\frac{V_{STEP}}{t_r} \geq S_r \quad (7)$$

This means that as soon as the amplitude of the output step voltage divided by the rise time of the circuit exceeds the S_r of the amplifier, the amplifier will go into slew rate limiting.

The output will then be a ramp function with a slope of S_r and a rise time equal to:

$$t'_r = \frac{V_{STEP}}{S_r} \quad (8)$$

Substituting equation 6 into equation 7 gives the critical value of V_{STEP} directly in terms of f_{3dB} :

$$\frac{V_{STEP} f_{3dB}}{0.35} \geq S_r \quad (9)$$

which can be graphed as shown in Figure 4. Any point in the area above a V_{STEP} line represents an undistorted low pass filter type response and any point in the area below a given V_{STEP} line represents a slew rate limited response.

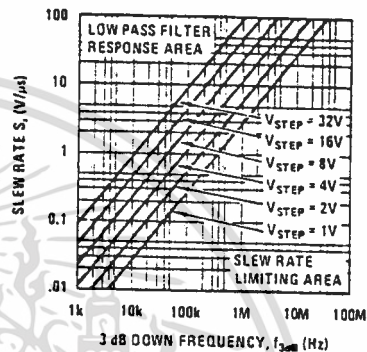


FIGURE 4. Step Voltage Response

The above equations and graphs should allow one to avoid the pitfalls of slew rate limiting and also provide a means of using engineering tradeoffs to extend the response of the single dominant pole type of amplifier.

REFERENCES

1. Solomon, J. E.; Davis, W. R.; and Lee, P. L.: "A Self-Compensated Monolithic Operational Amplifier With Low Input Current and High Slew Rate", pp. 14-15, ISSCC Digest Tech. Papers, February 1969.
2. Millman, J. and Hawkias, C. C.: "Electronic Devices and Circuits", pp. 465-466, McGraw-Hill Book Company, New York, 1967.

Low Drift Amplifiers

National Semiconductor
Linear Brief 22



INTRODUCTION

Since the introduction of the monolithic IC amplifier, there has been a continued improvement in DC accuracy. Bias currents have been decreased by five orders of magnitude over the past five years. Low offset voltage drift is also necessary in high-accuracy circuits. This is evidenced by the popularity of low-drift amplifier types as well as requests for selected low-drift op amps. However, little has been written about the problems associated with handling microvolt signals with a minimum of errors.

A very low drift amplifier poses some uncommon application and testing problems. Many sources of error can cause the apparent circuit drift to be much higher than would be predicted. In many cases, the low drift of the op amp is completely swamped by external effects while the amplifier is blamed for the high drift.

Thermocouple effects caused by temperature gradient across dissimilar metals are perhaps the worst offenders. Whenever dissimilar metals are joined, a thermocouple results. The voltage generated by the thermocouple is proportional to the temperature difference between the junction and the measurement end of the metal. This voltage can range between essentially zero and hundreds of microvolts per degree, depending on the metals used. In any system using integrated circuits, a minimum of three metals are found: copper, solder, and kovar (lead material of the IC).

Nominally, most parts of the circuit are at the same temperature. However, a small temperature gradient can exist across even a few inches—and this is a big problem with the low level signals. Only a few degrees gradient can cause hundreds of microvolts of error. Two places where this shows up, generally, are the package-to-printed-circuit-board interface and temperature gradients across resistors. Keeping package leads short and the two input leads close together help greatly.

For example, a very low drift amplifier was constructed and the output monitored over a 1-minute period. During the one minute it appeared to have input referred offset variations of $\pm 5.0 \mu\text{V}$. Shielding the circuit from air currents reduced this to $\pm 0.5 \mu\text{V}$. The $10 \mu\text{V}$ error was due to thermal gradients across the circuit from air currents.

Resistor choice as well as physical placement is important for minimizing thermocouple effects. Carbon, oxide film, and some metal-film resistors can cause large thermocouple errors. Wirewound resistors of evenohm or managanin are best since they only generate about $2.0 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ referenced to copper. Of course, keeping the resistor ends at the same temperature is important. Generally, shielding a low-drift stage electrically and thermally yields good results.

Resistors can cause other errors besides gradient generated voltages. If the gain setting resistors do not track with temperature, a gain error will result. For example, a gain-of-1000 amplifier with a constant 10 mV input will have 10V output. If the resistors mistrack by 0.5% over the operating temperature range, the error at the output is 50-mV . Referred to input, this is a $50 \mu\text{V}$ error. Most precision resistors use different material for different ranges of resistor values. It is not unexpected that a resistor differing by a factor of 1000 does not track perfectly with temperature. For best

results, ensure that the gain fixing resistors are of the same material or have tracking temperature coefficients.

It is appropriate to mention offset balancing as this can have a large effect on drift. Theoretically, the drift of a transistor differential amplifier depends on the offset voltage. For every millivolt of offset voltage the drift is $3.6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Therefore, if the offset is nulled, the drift should be zero. When working with IC op amps, this is not the case. Other effects, such as second stage drift and internal resistor TC, make the drift nontheoretical.

Certain types of amplifiers are optimized to have lower drift with offset balancing such as the LM121 and LM725. With this type of device offset, nulling improves the drift, and offset nulling should be used. Other types of devices, such as selected LM741's or LM308's, are selected for the drift without offset nulling connected to the device. The addition of a balancing network changes the internal currents and thus changes the drift—probably for the worse—so any offset balancing should be done at the input.

No matter which null network is applied, highly stable resistors must be used. They should have low TC and track. Wirewound pots are usually a good choice. Finally, when the null network reduces a drift, the balancing of the amplifier as close to zero offset as possible minimizes the drift.

Testing low-drift amplifiers is also difficult. Standard drift testing techniques such as heating the device in an oven and having the leads available through a connector, thermoprobe, or the soldering iron method do not work. Thermal gradients can cause much greater errors than the amplifier drift. Coupling microvolt signal through connectors is especially bad since the temperature difference across the connector can be 50°C or more. The device under test, along with the gain setting resistor, should be isothermal. The circuit in Figure 1 will yield good results if well constructed.

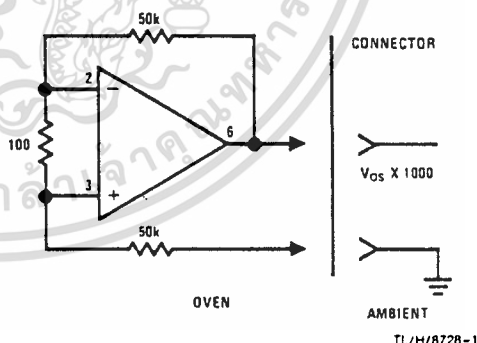
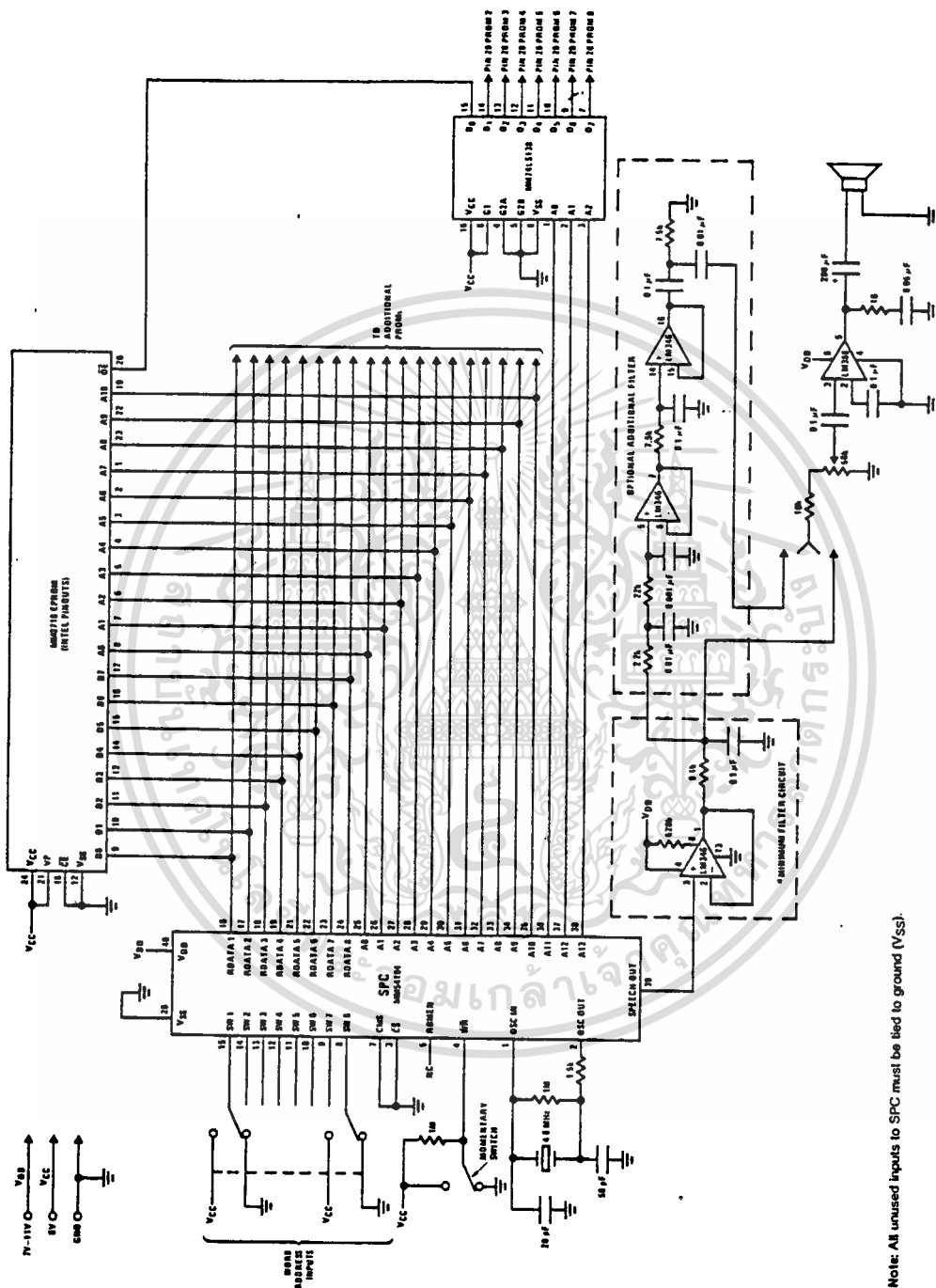


FIGURE 1. Drift Measurement Circuit

CONCLUSION

Low-drift amplifiers need extreme care to achieve reproducible low drift. Thermal and electrical shielding minimize thermocouple effects. Resistor choice is also important as they can introduce large errors. Careful attention to circuit layout offset balancing circuitry is also necessary.

Recommended Circuit for Evaluating up to 8 Custom Encoded EPROMs (2716)



Note: All unused inputs to SPC must be tied to ground (VSS).

*Recommended filter requirements. See text and MM54104 data sheet for complete filter application suggestions.

Circuit for Evaluation of Custom Vocabulary EPROM Prototype Set

National Semiconductor
Linear Brief 54
Fred Wickersham



EPROM PROTOTYPE

In the process of developing a product with a "custom" generated vocabulary, it may be necessary to develop special circuitry for listening to and evaluating your prototype synthesized vocabulary prior to committing to read only memory (ROM) production.

The prototype set will normally be supplied by National Semiconductor in the form of 2716 EPROM (Intel pinout) sets. The SPC (speech processor chip, part number MM54104) communication with EPROM sets *does* require some external hardware considerations which may not be necessary in the final ROM application, especially in multiple EPROM-equivalent ROM situations. (For example, four 16k-bit 2716 EPROMs equal one 64k-bit ROM.)

Shown on next page is a recommended circuit which shows proper interface between 2716 EPROMs and the SPC. The circuit covers vocabularies from the minimum system of one 2716 (16k bits) to larger vocabularies of eight 2716s (128k bits). It is also true, that in an application requiring only one 2716, the MM74LS138 decoder device can be eliminated by connecting pin 20 of the 2716 to V_{SS} (ground). The remaining unused pins 36, 37 and 38 of the SPC can be left unconnected in this case.

UNUSED SPEC INPUTS

In any DIGITALKER™ design, an applications suggestion is in the area of unused input pins of the SPC. It should be understood that the number of different expressions and coincident addresses, as designated by the custom vocabulary, determines how many of the SW word address pins (pins 8–15) on the SPC are utilized. Vocabularies of less than 128 addresses will not use SW 8; vocabularies of less than 64 addresses will not use SW 7 or SW 8, and etc. These unused SW pins must be tied to V_{SS} (ground) to simplify the application. In fact, *any* unused *input* to the SPC must be tied to V_{SS}.

FILTERING

Use of the DIGITALKER is quite straightforward, however, a point on application that must be covered in this brief concerns the frequency response of the output speech. The ultimate quality of the DIGITALKER will strongly depend upon the filter, amplifier and speaker choices made by the

user. For that reason, it is important to understand the output characteristics of the device.

Because the synthesized speech data is derived from a differentiated and sampled input signal, it is necessary to pass the output waveform of the MM54104 through a low-pass filter with a cutoff frequency of approximately 200 Hz and an attenuation characteristic of 20 dB/decade. This compensates for the high frequency pre-emphasis used in the synthesis technique. If the system of interest has a natural roll-off near 200 Hz, this low-pass filter can be eliminated. The important item is that the entire audio system should have a cutoff frequency of approximately 200 Hz. The placement of the cutoff frequency may be adjusted for the particular type of voice being synthesized. A low pitched man's voice might sound better with a 100 Hz cutoff point while women's and children's voices may show improvements with a 300 Hz cutoff.

As an example of how the overall frequency response of a particular application can minimize the need for extra filtering, consider the DIGITALKER as a voice announcement circuit in a telephone system.

In this case, the telephone network provides a natural attenuation to high frequencies that balances the SPC high frequency pre-emphasis. As a result, the low-pass filter previously mentioned can be eliminated. However, because signal frequencies above 3 kHz must be attenuated before they are allowed to pass into the telephone network, a cut-off filter of 3400 Hz may be required in place of the previously mentioned 200 Hz low-pass filter. A good filter for this application is the National Semiconductor AF133 active filter.

In addition to the 200 Hz to 3400 Hz low-pass filter, an extra stage of low-pass filtering can be used for frequencies above 7 kHz. This filter is optional and is normally only used to further reduce sampling noise. Most systems can omit this filter, especially if the overall system bandwidth is not very wide. A second optional filter can be included to limit the overall low frequency response of the system. This high-pass filter would normally cutoff below 200 Hz (adjusted to match the 200 Hz low-pass if provided). This high-pass filter limits low frequency noise, and can usually be omitted if system characteristics do not require this function.

ภาคผนวก ช.

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์และการวางอุปกรณ์

การใช้งาน Negative Dry Film Photoresist สำหรับการทำ PCB ดันแบบ

ขั้นตอนที่ 1 ตัดแผ่น PCB ตามขนาดที่ต้องการทำ พร้อมทั้งทำความสะอาดผิวด้านทองแดง

ขั้นตอนที่ 2 ตัดแผ่น Dry Film ตามขนาดแผ่น PCB

ขั้นตอนที่ 3 ลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่กับแผ่น Dry Film ด้านใดด้านหนึ่งออก แล้วนำไปติดกับแผ่น PCB ที่เตรียมไว้ (ระวังอย่าให้มีฟองอากาศ)

ขั้นตอนที่ 4 ใช้ผ้าวางทับบน PCB จากนั้นนำเตารีดไฟฟ้าปรับความร้อนปานกลาง หรือโตประมาณ 110°C รีดทับบนแผ่นผ้าให้ทั่ว (ระวังอย่าให้ความร้อนสูงจนเกินไปเพราะ Dry Film จะละลายได้) จากนั้นตรวจสอบว่า Dry Film ที่ติดบนแผ่น PCB มีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ ถ้ามีให้นำเข็มที่มีปลายแหลมเจาะฟองอากาศแล้วไล่อากาศออกและให้ใช้เตารีดรีดทับอีกครั้งหนึ่ง (ฟองอากาศนี้ทำให้ Dry Film ไม่เกาะติดกับแผ่น PCB เป็นเหตุให้ลายเส้นที่จุดนี้ขาดได้) จากนั้นตรวจสอบว่า Dry Film ที่ติดบนแผ่น PCB มีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ ถ้ามีให้นำเข็มที่มีปลายแหลมเจาะฟองอากาศแล้วไล่อากาศออกและให้ใช้เตารีดรีดทับอีกครั้งหนึ่ง (ฟองอากาศนี้ทำให้ Dry Film ไม่เกาะติดกับแผ่น PCB เป็นเหตุให้ลายเส้นที่จุดนี้ขาดได้)

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อได้แผ่น PCB ที่เคลือบ Dry Film เรียบร้อยแล้วนั้นคือ พร้อมทั้งจะขึ้นลายได้ให้นำหลอดไฟฟ้า (หลอดไส้) ขนาด 100 วัตต์ แขนงไว้เหนือแผ่น PCB ห่างประมาณ 1 ฟุต

ขั้นตอนที่ 6 นำแผ่นฟิล์มอาร์เวิร์คแบบ Negative ที่มีขนาดเท่าแบบทับบนแผ่น PCB แล้วนำกระจกใสมาวางทับอีกที เพื่อให้ฟิล์มอาร์เวิร์คแนบติดกับแผ่น PCB แน่นขึ้นจากนั้นเปิดไฟให้กับหลอดไฟเพื่อทำการถ่ายขึ้นลายใช้เวลาในการถ่ายประมาณ 15 นาที

ขั้นตอนที่ 7 ผสมน้ำยาล้าง Dry Film (Developer) โดยนำผง Developer ทั้งหมดที่ให้มีมาผสมลงน้ำสะอาดจำนวน 200 cc. กวนให้ละลายจนหมด

ขั้นตอนที่ 8 ลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่บนแผ่น Dry Film อีกชั้นหนึ่งออก แล้วนำมาล้างในน้ำยา Developer ที่เตรียมไว้แล้วใช้ฟองน้ำถูไปมาให้ทั่วเพียงเบา ๆ จนกระทั่งปรากฏลายเส้นของอาร์ทเวิร์คเด่นชัดไม่มีส่วนของ Dry Film ที่ไม่ต้องการตกค้างอยู่ จากนั้นนำมาล้างน้ำให้สะอาดแล้วรอให้แห้ง

ขั้นตอนที่ 9 เตรียมน้ำยากัด PCB ใส่ลงในภาชนะจากนั้นใส่ แผ่น PCB ลงไปแช่น้ำยาไปมาพร้อมทั้งตรวจสอบกระทั่งทองแดงในส่วนที่ไม่ต้องการถูกกัดออกจนหมด จะได้ลายเส้นตามต้องการ แล้วนำไปล้างด้วยน้ำสะอาด

ขั้นตอนที่ 10 นำแผ่น PCB ที่ต้องการลอก Dry Film ออกแช่ลงในภาชนะที่ใส่ทินเนอร์
ทิ้งไว้สักครู่ แผ่น Dry Film จะอ่อนตัวและละลายออก จากนั้นจึงนำไปทำความสะอาด

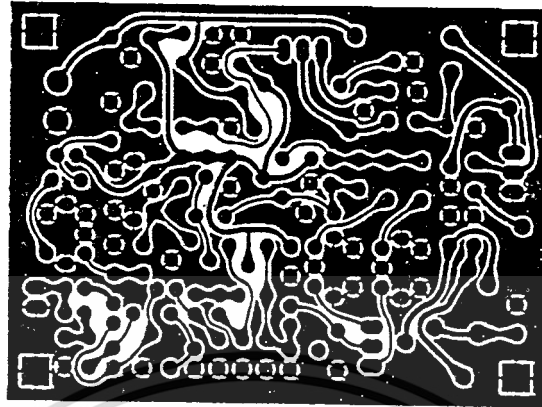
ขั้นตอนที่ 11 เจาะแผ่น PCB แล้วทำความสะอาดให้เรียบร้อย ท่านก็จะได้แผ่น PCB ที่
ต้องการ

DEVELOPER ; โซเดียมคาร์บอเนต 10 กรัม/น้ำ 1 ลิตร

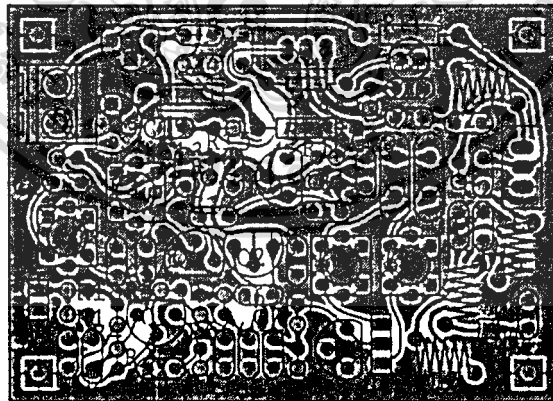




รูปที่ 1 แสดงวงจรมาร์คเครื่องส่ง



รูปที่ 2 แสดงลายแผ่นวงจรพิมพ์ภาคเครื่องส่ง



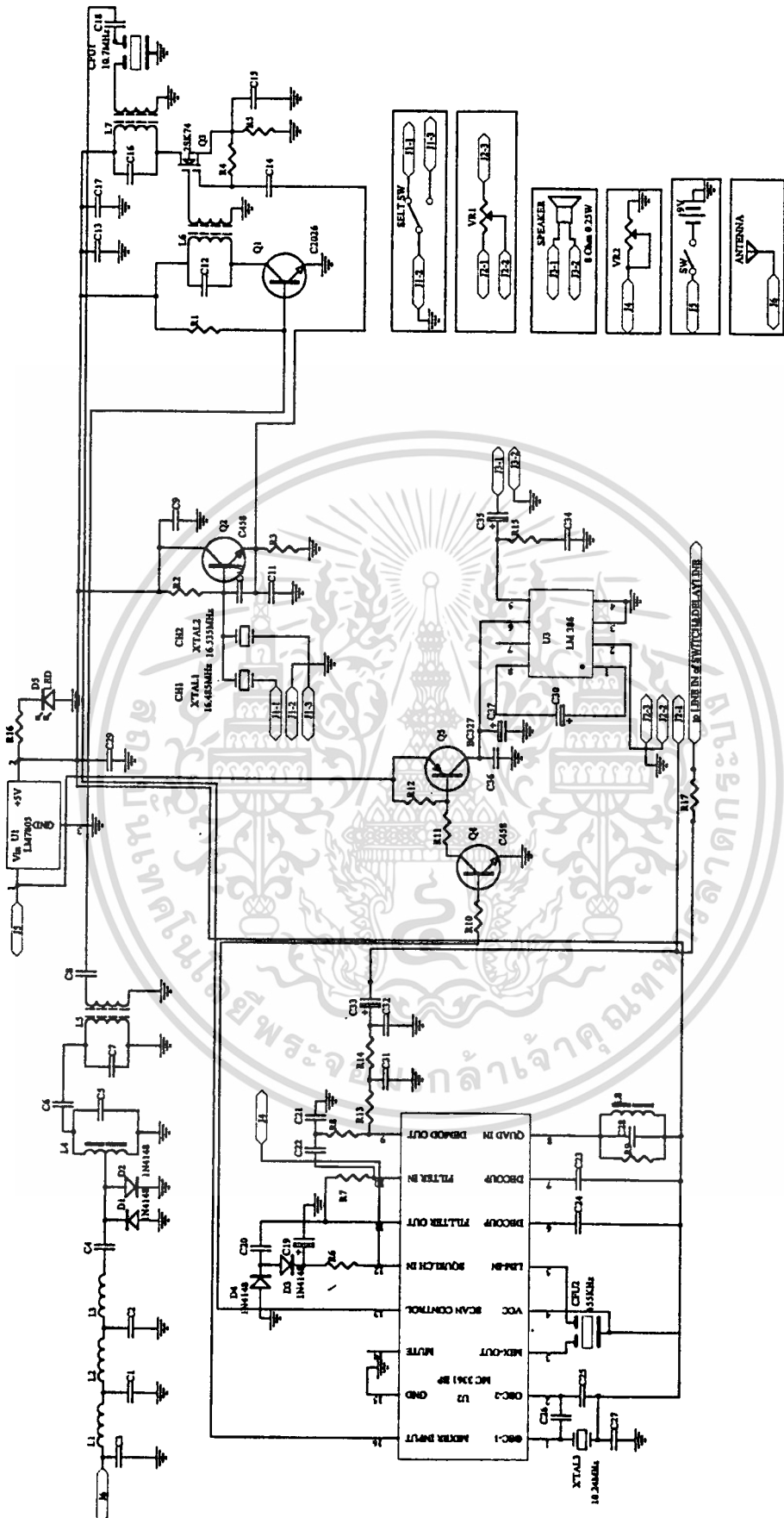
รูปที่ 3 แสดงการวางตำแหน่งอุปกรณ์ภาคเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ภาคเครื่องส่ง

ตัวต้านทาน 1/4W $\pm 1\%$	ตัวเก็บประจุ	สารกึ่งตัวนำ
R1 TO Ω	C1 470PF	Q1,Q2,Q3,Q4,Q5 C458
R2 1M Ω	C2 0.01 μ F	Q6 C2314
R3 22K Ω	C3 0.01 μ F	L1 ใช้ลวดเบอร์42พันบนฟอรมคอยล์ด้าน 2 ขา 45 รอบ
R4 56K Ω	C4 0.0047 μ F	L2 ใช้ลวดเบอร์42 พันบนฟอรมคอยล์ด้าน 2 ขา 45 รอบ
R5 87K Ω	C6 0.047 μ F	L3 ใช้ลวดเบอร์ 42 พันบนฟอรมคอยล์ด้าน 3 ขา 6 รอบ
R6 82K Ω	C7 0.001 μ F	L4 ใช้ลวดเบอร์ 42 พันบนฟอรมคอยล์ด้าน 3 ขา 6 รอบ 2ขา 4 รอบ
R7 47K Ω	C8 0.01 μ F	L5 -
R8 10K Ω	C9 47 PF	L6 ใช้ลวดเบอร์ 21 พันบนแกนอากาศ $\varnothing$ 6 ม.ม 7 1/2 รอบ
R9 16K Ω	C10 33PF	L7 ใช้ลวดเบอร์ 21 พันบนแกนอากาศ $\varnothing$ 6 ม.ม 9 1/2 รอบ
R10 220K Ω	C11 0.01 μ F	L8 ใช้ลวดเบอร์ 21 พันบนแกนอากาศ $\varnothing$ 6 ม.ม จำนวน 9 1/2 รอบ
R11 1K Ω	C12 68PF	RFC ₁ - RFC ₂ ใช้ลวดเบอร์ 28 พันบนตัวต้านทาน คาร์บอน 0-5 W
R12 82K Ω	C13 100PF	10 K ขึ้นไป 1 ชิ้นจนเต็ม
R13 22K Ω	C14 5PF	
R14 1K Ω	C15 100PF	
R15 470K Ω	C16 1.01 μ F	
R16 1K Ω	C17 68 PF	
	C18 0.01 μ F	
	C19 100 PF	
	C20 0.01 μ F	
	C21 68 PF	
	C22 -	
	C23 -	
	C24 0.01 μ F	
	C25 180 PF	
	C26 330 PF	
	C27 180 PF	

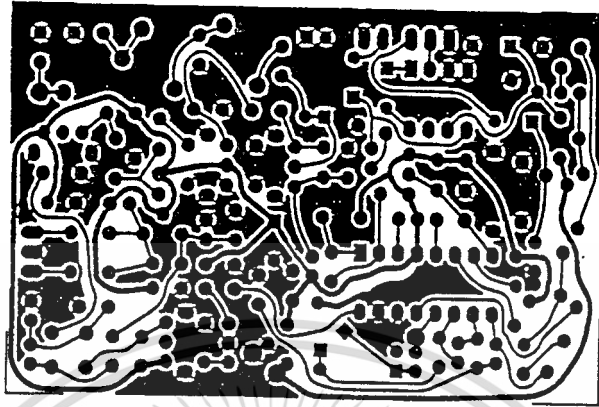
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



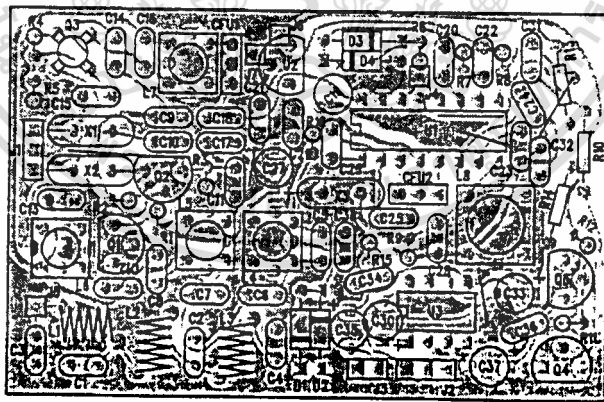
RECEIVER

รูปที่ 4 แสดงวงจรของภาคเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 แสดงลายแผ่นวงจรพิมพ์ภาคเครื่องรับ



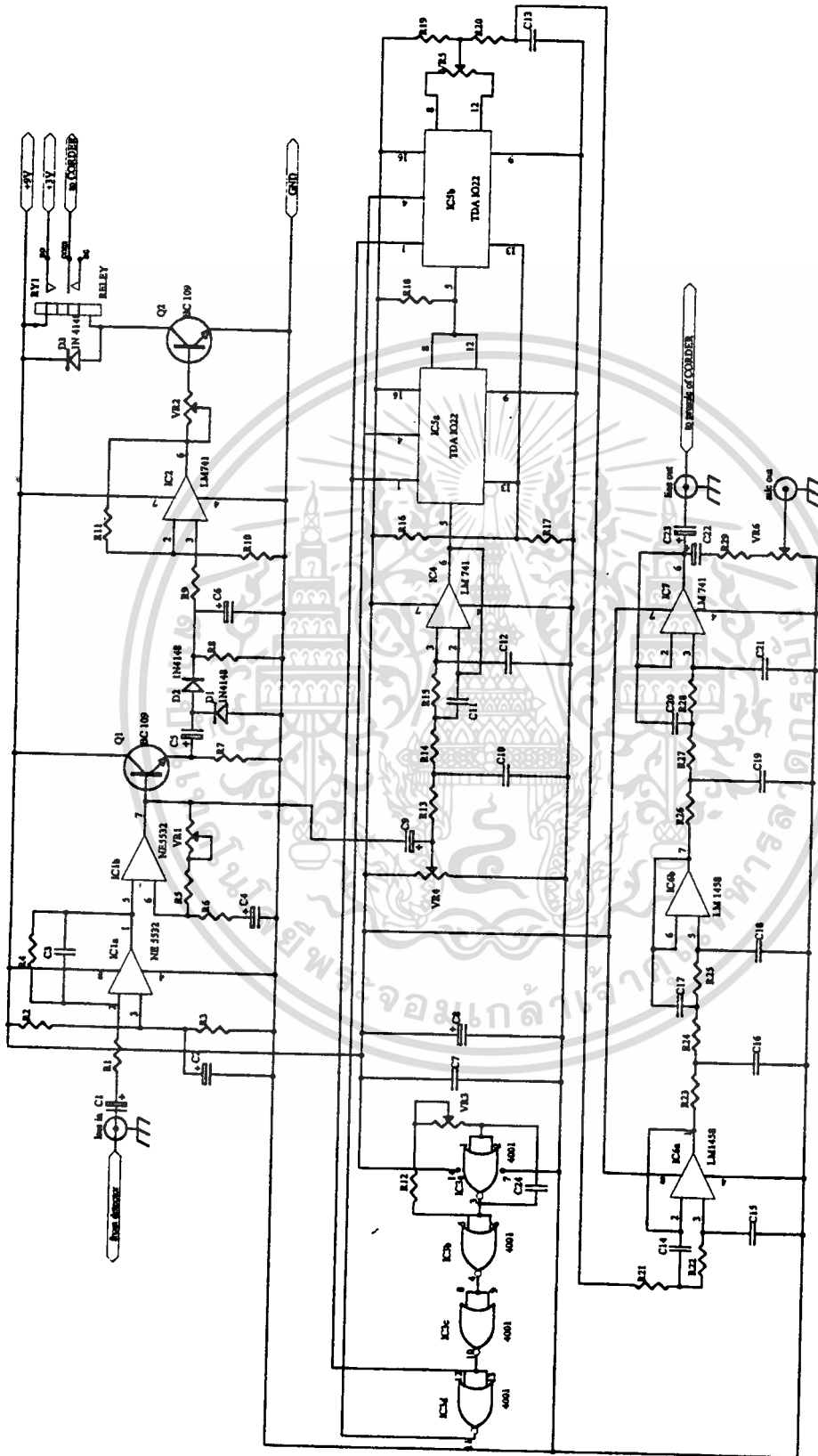
รูปที่ 6 แสดงการวางตำแหน่งอุปกรณ์ของภาคเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ภาคเครื่องรับ

ตัวเก็บประจุ	ตัวต้านทาน $\frac{1}{4} W \pm 1\%$	ตัวกึ่งตัวนำ
C1 380 PF	R1 470 k Ω	Q1 C 2026
C2 180 PF	R2 82 k Ω	Q2 C 458
C3 180 PF	R3 470 k Ω	Q3 28 K 74
C4 47 PF	R4 10 k Ω	Q4 C458
C5 27 PF	R5 220 k Ω	Q5 BC327
C6 5 PF	R6 2.2 k Ω	U1 LM 78L05
C7 47 PF	R7 470 k Ω	U2 MQ 3361 BP
C8 68 PF	R8 1 k Ω	L1,L2 พันใช้ลวดเบอร์ 21 พันบนแกน $\varnothing$ 0.6 ม.ม 9 $\frac{1}{2}$ รอบ
C9 0.01 μ F	R9 33 k Ω	L3 ใช้ลวดเบอร์ 21 พัน 7 $\frac{1}{2}$ $\varnothing$ 0.6 ม.ม
C10 10 PF	R10 16 k Ω	L4 ใช้ลวดเบอร์ 42 พันทั้งหมด 8 รอบ ด้านแกน 3 ขาของฟอร์ม
C11 33 PF	R11 2.2 k Ω	คอยล์ แทปที่ 4 รอบออกด้านขา 2 (ขากลาง)
C12 180 PF	R12 10 k Ω	L5,L6 ใช้ลวดเบอร์ 42 พันทางด้านแกน 3 ขา 8 รอบ ด้าน 2 ขา พัน
C13 1.01 μ F	R13 4.7 k Ω	4รอบ
C14 150 PF	R14 4.7 k Ω	L7 ลวดเบอร์ 42 พันด้าน 3 ขา 15 รอบ และด้าน 2 ขา 7 รอบ
C15 0.01 μ F	R15 10 k Ω	L5 ใช้ ไอเอฟ 455 KHz สีด้า
C16 47 PF	R16 1 k Ω	
C17 0.01 μ F		
C18 0.001 μ F		
C19 1 μ F อิเล็กโตรไลต์16V		
C20 0.1 μ F		
C21 0.01 μ F		
C22 470 PF		
C23 0.1 μ F		
C24 0.1 μ F		
C25 27 PF		
C26 18 PF		
C27 0.01 μ F		
C28 -		
C29 0.01 μ F		
C30 1 μ Fอิเล็กโตรไลต์16V		
C31 0.01 μ F		
C32 0.01 μ F		
C33 1 μ Fอิเล็กโตรไลต์16V		
C34 0.1 μ F		
C35 100 μ F อิเล็กโตรไลต์16V		

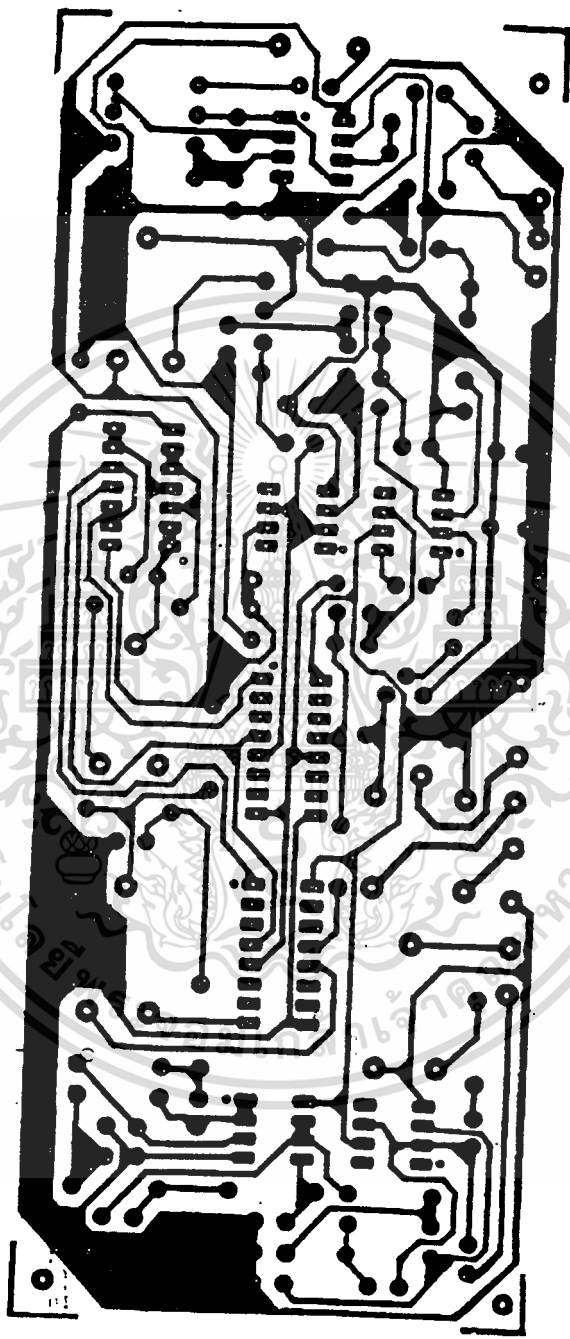
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SWITCH&DELEYLINE

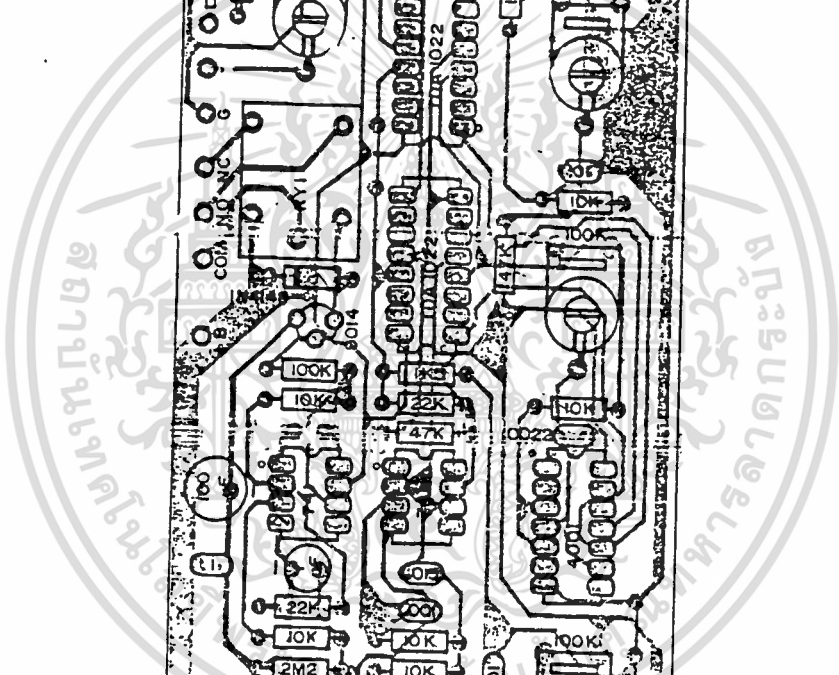
รูปที่ 7 แสดงวงจรภาคควบคุมการบันทึกเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8 แสดงลายแผ่นวงจรพิมพ์ภาคควบคุมการบันทึกเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคสถิติ

ตัวต้านทาน $\frac{1}{4}W \pm 1\%$

R1 1K	VR1 47K	C1 4.7 μ F
R2 47K	VR2 100K	C2 2.2 μ F C
R3 47K	VR3 100K	C3 0.001 μ F
R4 100K	VR4 100K	C4 4.7 μ F C
R5 1K	VR5 1K	C5 2.2 μ F C
R6 4.7K	VR6 4.7K	C6 1 μ F C
R7 3.9K	<u>สารกึ่งตัวนำ</u>	C7 0.1 μ F
R8 2.2K	IC1 NE 55 32	C8 100 μ F C
R9 10K	IC2,IC4,IC7 LM741	C9 2.2 μ F C
R10 22K	IC3 CD 4001	C10 0.01 μ F
R11 10K	IC5 TDA 1022	C11 0.015 μ F
R12 10K	IC6 LM 1458	C12 0.001 μ F
R13 10K	Q1,Q2 BC109	C13 0.01 μ F
R14 10K	D1,D2,D3 1N4148	C14 0.015 μ F
R15 10K		C15 0.001 μ F
R16 1.5K		C16 0.01 μ F
R17 22K		C17 0.015 μ F
R18 47K		C18 0.001 μ F
R19 47K		C19 0.01 μ F
R20 10K		C20 0.015 μ F
R21 10K		C21 0.001 μ F
R22 10K		C22 1 μ F
R23 10K		C23 10 μ F
R24 10K		
R25 18K		
R26 8.2K		
R27 8.2K		
R28 8.2K		
R29 470K		