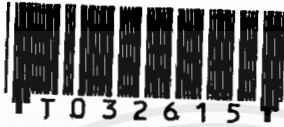


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

โทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง

TELEPHONE WITH SCRAMBLING CIRCUIT



โดย

นางสาวอัญญา

พงศ์ทองกุล

นางสาวอ้อมทิพย์

สุขเกิด

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 32615

วัน, เดือน, ปี 18 พ.ค. 2542

Handwritten signatures and initials in Thai script.

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสถาบันฯ ใช้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งนำไปใช้

โทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง
TELEPHONE WITH CRAMBLING CIRCUIT

โดย

นางสาวอัญญา พงศ์ทองกุล 38014643
นางสาวอ้อมทิพย์ สุขเกิด 38014676

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์วิภา แสงพิสิทธิ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง โทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง

TELEPHONE WITH SCRAMBLING CIRCUIT

ผู้จัดทำ

1. นางสาวอัญญา พงศ์ทองกุล 38014643

2. นางสาวอ้อมทิพย์ สุขเกิด 38014676


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์วิภา แสงพิสิทธิ์)



โทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง

TELEPHONE WITH SCRAMBLING CIRCUIT

โดย นางสาวอัญญา พงศ์ทองกุล 38014643

นางสาวอ้อมทิพย์ สุขเกิด 38014676

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์วิภา แสงพิสิทธิ์

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาและออกแบบเครื่องโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง ในส่วนของการป้องกันการดักฟังนั้นอาศัยเทคนิคการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณเสียงโดยการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม แล้วจึงส่งไปให้ยังเครื่องรับ และที่เครื่องรับก็จะทำการดีมอดูเลตเอฟเอ็ม เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงกลับมาอยู่ในรูปเดิม ดังนั้นคู่สนทนาจะสามารถสนทนากันรู้เรื่องก็ต่อเมื่อ ใช้เครื่องโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟังในลักษณะเดียวกันเท่านั้น

ABSTRACT

The purpose of this project is to construct the telephone with scrambling circuit. A scrambling part is based on FM for transferring voice frequency. A receiver detects original voice signal by using descrambling circuit with the same manner of scrambling circuit.

สารบัญ

เนื้อเรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 เครื่องโทรศัพท์	2
2.2 ระบบโทรศัพท์แบบส่งสัญญาณความถี่คู่	3
2.3 สัญญาณ โทรศัพท์	5
2.4 วงจรในการป้องกันไฟจากสายโทรศัพท์	6
2.5 วงจรควบคุมเสียงพูด MC34114	7
2.6 วงจรส่งรหัสเลขหมาย	14
2.7 การมอดูเลตสัญญาณ	16
2.8 สัญญาณ เอฟเอ็ม แบบแถบความถี่กว้าง	18
2.9 ความกว้างแถบของสัญญาณ เอฟเอ็ม ชนิด ไซนุซอยด์มอดูเลชัน	19
2.10 สัญญาณ เอฟเอ็ม แบบแถบความถี่แคบ	20
2.11 การกำเนิดสัญญาณ เอฟเอ็ม	21
2.12 การดีเทกต์สัญญาณ เอฟเอ็มแบบง่าย	23
2.13 วงจรดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์	25
2.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	27
2.15 วงจรลดรบกวน	30
2.16 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลแอมป์รีไฟเออร์	31
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	37
3.1 การใช้งานเครื่องโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง	37
3.2 เครื่องโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง	37
3.3 เครื่องโทรศัพท์	38
3.4 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม	41
3.5 วงจรดีมอดูเลตเอฟเอ็ม	42
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	50
4.1 วงจรเครื่องโทรศัพท์	50
4.2 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม	54
4.3 วงจรดีมอดูเลตเอฟเอ็ม	55
4.4 วงจรปริ๊ม์	61
4.5 วงจรเพาเวอร์แอมป์	61
4.6 วงจรรวม	62



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปลูกภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของโทรศัพท์	2
รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการส่งสัญญาณแบบดีทีเอ็มเอฟแบบเก่า	4
รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซีที่ใช้สร้างสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ	5
รูปที่ 2.4 แสดงการป้องกันแรงดันค่าสูงๆ และการกลับขั้ว	7
รูปที่ 2.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ MC34114	8
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสมมูลของการอินเตอร์เฟสกับคู่สายโทรศัพท์	8
รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมและอุปกรณ์ภายนอกของ MC34114	10
รูปที่ 2.8 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านส่ง	11
รูปที่ 2.9 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านรับ	11
รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซี MC145412	14
รูปที่ 2.11(ก) วิธีสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและสัญญาณพีเอ็มโดยตรง	22
(ข) วงจรออสซิลเลเตอร์ LC	22
รูปที่ 2.12 หลักการของระบบอาร์มสตรองในการสร้างเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ	23
รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มแบบใหม่	24
รูปที่ 2.14 แสดงรูปวงจรรวมทั้งหมดของการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม	25
รูปที่ 2.15 วงจรดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์	26
รูปที่ 2.16 แสดงกรองความถี่ต่ำผ่านแบบซาลเลนแอนด์คีย์	27
รูปที่ 2.17 วงจรถอดรாக	30
รูปที่ 2.18 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์	31
รูปที่ 2.19 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์เมื่อ $V_2=0$	31
รูปที่ 2.20 วงจรอินเวอร์ตติงแอมพลิไฟเออร์	32
รูปที่ 2.21 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์เมื่อ $V_1=0$	32
รูปที่ 2.22 วงจรนอน-อินเวอร์ตติงแอมพลิไฟเออร์	33
รูปที่ 2.23 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์เมื่อพิจารณาความต้านทานอินพุต	34
รูปที่ 2.24 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลที่ใช้ในวงจรปริโมโครโฟน	35
รูปที่ 2.25 วงจรอินเวอร์ตติงแอมพลิไฟเออร์	35
รูปที่ 2.26 วงจรนอน-อินเวอร์ตติงแอมพลิไฟเออร์	36
รูปที่ 3.1 การใช้งานเครื่องโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง	37
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง	37
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดเสียงเรียก	38
รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ดีทีเอ็มเอฟ	39
รูปที่ 3.5 วงจรเสียงพูด	40

	หน้า
รูปที่ 3.6 วงจรเครื่องโทรศัพท์	41
รูปที่ 3.7 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม	42
รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรคิมมอดูเลตเอฟเอ็ม	42
รูปที่ 3.9 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์	42
รูปที่ 3.10 วงจรคูณสัญญาณ	44
รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	44
รูปที่ 3.12 วงจรถอดรอก	45
รูปที่ 3.13 วงจรคิมมอดูเลตเอฟเอ็ม	46
รูปที่ 3.14 วงจรปริโมค	47
รูปที่ 3.15 วงจรเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์	48
รูปที่ 3.16 วงจรรวมของโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง	49
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ได้จากการกดหมายเลข '1' ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณความถี่คู่	50
รูปที่ 4.2 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ไม่โคโรโฟนความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 1 ของไอซี MC34114	52
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรส่วนเสียงพูดเพื่อส่งออกคู่สาย โทรศัพท์ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตค่าต่างๆ	53
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงระดับสัญญาณ ไซค์โทนเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ค่าต่างๆ	53
รูปที่ 4.5 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม รูปล่าง-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 500 เฮิร์ตซ์ (ในแกนเวลา)	54
รูปที่ 4.6 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอฟเอ็มในแกนเวลา รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตในแกนความถี่	55
รูปที่ 4.7 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	56
รูปที่ 4.8 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตรูปคอสความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	56
รูปที่ 4.9 รูปบน-สัญญาณอินพุตเอฟเอ็ม รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตที่ได้	57
รูปที่ 4.10 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ความถี่ 2 กิโลเฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	58
รูปที่ 4.11 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมคูณสัญญาณ รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถักเฟอเรนทิเอเตอร์	18
รูปที่ 4.12 กราฟแสดงระดับสัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 100-5000เฮิร์ตซ์	59

รูปที่ 4.13 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสแควร์ท	60
รูปที่ 4.14 รูปบน-สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 500 เฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรคีมอคูเลตเอฟเอ็ม	60
รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรปริโมค	61
รูปที่ 4.16 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1กิโลเฮิร์ตซ์ รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเพาเวอร์แอมป์	62
รูปที่ 4.17 รูปบน-สัญญาณเสียงจากวงจรปริโมค รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม	63
รูปที่ 4.18 รูปบน-สัญญาณเสียงจากวงจรปริโมค รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรคีมอคูเลตเอฟเอ็ม	63
รูปที่ 4.19 รูปบน-สัญญาณเสียงจากวงจรปริโมค รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเพาเวอร์แอมป์	64
รูปที่ 4.20 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตเอฟเอ็มจากวงจรส่วนเสียงชุดที่จะส่งออกสู่สายโทรศัพท์ รูปล่าง-สัญญาณอินพุตเอฟเอ็ม	64

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงความถี่ที่เอ็มเอฟ	3
ตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหมดการทำงานกับลอจิกของ MUTE และ MS	13
ตารางที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขา MS และโหมดการทำงาน	15
ตารางที่ 4.1 ความถี่ที่เอ็มเอฟที่ได้จากการกดปุ่มโทรศัพท์	50



บทที่ 1

บทนำ

ในบางครั้ง การติดต่อสื่อสารระหว่างกันทางโทรศัพท์ ไม่ว่าจะเป็นเรื่องส่วนตัวหรือเรื่องธุรกิจมีความจำเป็นที่จะต้องปกปิดเป็นความลับไม่ให้คนอื่นรู้นอกจากคู่สนทนาเอง แต่การที่จะห้ามไม่ให้ใครมาดักฟังคำสนทนาของเรานั้นเป็นสิ่งที่ทำได้ยาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกิจการของทหาร ยิ่งต้องมีความปลอดภัยในข้อมูลข่าวสารสูง ดังนั้นเพื่อให้แน่ใจว่า ข่าวสารของเราจะไม่ถูกลอบฟังจากผู้ไม่ประสงค์ดี จึงได้มีวิธีการที่ทำให้สัญญาณข่าวสารผิดเพี้ยนไป ซึ่งเราเรียกว่า การสแควมเบลอร์สัญญาณเสียง ทำให้การรับฟังสัญญาณเสียงนั้นโดยตรงไม่สามารถฟังรู้เรื่อง นอกเสียจากต้องนำสัญญาณเสียงนั้นไปผ่านตัวดีสแควมเบลอร์ที่สัมพันธ์กับตัวสแควมเบลอร์ทางด้านที่ส่งมาเสียก่อน จึงจะสามารถรับฟังได้รู้เรื่อง

วิธีการสแควมเบลอร์สัญญาณเสียง หรือวิธีการป้องกันการดักฟังนั้นแบ่งออกเป็นสองแบบคือแบบอนาลอก และแบบดิจิทัล ซึ่งแต่ละแบบก็จะมีวิธีการสแควมเบลอร์ที่แตกต่างกันอยู่หลายวิธี ในการสแควมเบลอร์สัญญาณเสียงแบบอนาลอกนั้น อาศัยเทคนิคการเปลี่ยนความถี่หรือแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงเสียก่อน แล้วจึงส่งไปให้ยังเครื่องรับ และที่เครื่องรับก็ทำการย้อนกลับสัญญาณที่รับได้ เพื่อคืนสัญญาณเสียงกลับมาอยู่ในรูปเดิม ส่วนการสแควมเบลอร์สัญญาณเสียงแบบดิจิทัลจะเปลี่ยนสัญญาณเสียงให้อยู่ในรูปดิจิทัลเสียก่อนเพื่อการสแควมเบลอร์ตามสูตรคณิตศาสตร์ แล้วจึงส่งออกไปให้เครื่องรับ และสัญญาณที่รับได้หรือสัญญาณที่ผ่านการสแควมเบลอร์แล้ว ก็จะแปลงย้อนกลับมาเป็นสูตรคณิตศาสตร์ดั้งเดิม แล้วจึงทำการสแควมเบลอร์ให้อยู่ในรูปดิจิทัล จากนั้นเปลี่ยนสัญญาณในรูปดิจิทัลให้อยู่ในรูปสัญญาณเสียงตามเดิม วิธีการสแควมเบลอร์ทางดิจิทัลนี้นิยมเรียกว่า การเข้ารหัส

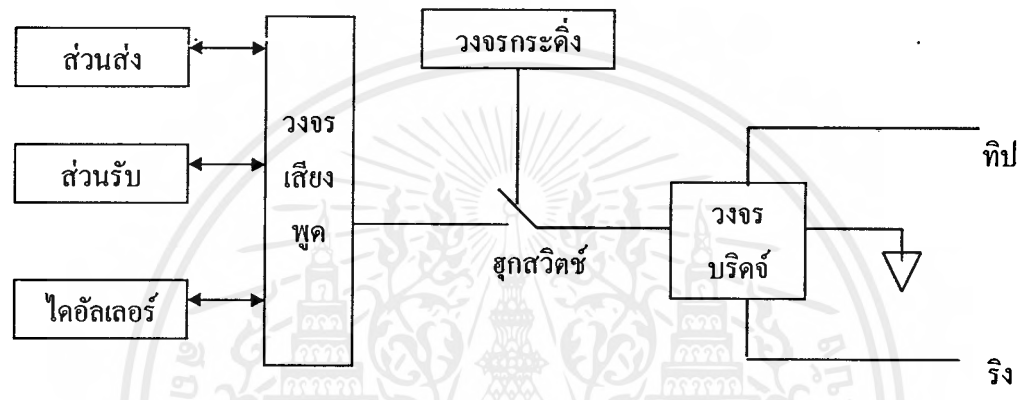
วิธีการสแควมเบลอร์แบบดิจิทัลนั้น ถึงแม้จะทำได้ง่ายกว่า และให้ความปลอดภัยได้ในระดับที่ดีกว่า แต่ก็ยังไม่ได้รับความนิยมเท่าวิธีการสแควมเบลอร์แบบอนาลอก เพราะว่าการสแควมเบลอร์สัญญาณเสียงแบบดิจิทัล ต้องการแบนด์วิธของสัญญาณมากกว่าสัญญาณเสียงเดิมที่ป้อนให้กับมัน ดังนั้นสัญญาณบางส่วนจะสูญหายไป เมื่อส่งผ่านตัวกลางที่มีแบนด์วิธจำกัด ดังเช่นสายโทรศัพท์ ดังนั้นวิธีการสแควมเบลอร์แบบอนาลอกจึงยังคงใช้กันอยู่ทั่วไป

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 เครื่องโทรศัพท์

เครื่องโทรศัพท์เป็นส่วนที่ทำการส่งเสียงพูดของผู้ใช้ผ่านคู่สายโทรศัพท์ไปยังคู่สนทนาและรับเสียงของคู่สนทนาจากคู่สายโทรศัพท์มาขยายออกหูฟังให้ผู้ใช้ได้ยิน นอกจากนี้ยังทำหน้าที่ส่งสัญญาณหมายเลขโทรศัพท์ไปยังชุมสายโทรศัพท์ เพื่อแจ้งให้ชุมสายทราบว่าผู้ใช้ต้องการติดต่อไปยังคู่สายใด เมื่อชุมสายทำการติดต่อไปยังคู่สายปลายทางได้ผลประการใด ก็จะมีสัญญาณจากชุมสายแจ้งมาให้ทราบ

เครื่องโทรศัพท์มีส่วนประกอบที่สำคัญดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของโทรศัพท์

1. วงจรเสียงพูด (Speech Network) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณจากระบบหูไวร (2-W) เป็นระบบโฟร์ไวร (4-W) ขยายสัญญาณทั้งด้านรับและด้านส่ง ควบคุมระดับของไซค์โทน
2. ไดอัลเลอร์ (Dialer) ทำการกำหนดสัญญาณหมายเลขโทรศัพท์ เพื่อส่งไปยังชุมสายโทรศัพท์
3. วงจรส่งเสียงพูด (Transmitter) เป็นส่วนส่งเสียงพูดของผู้ใช้ไปยังคู่สนทนา โดยใช้ไมโครโฟนแปลงเสียงพูดไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าผ่านวงจรเสียงพูดไป
4. วงจรรับเสียงพูด (Receiver) ใช้ลำโพงหรือไดอะแฟรมเพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้าที่มาจากสายโทรศัพท์ ให้เป็นเสียง (Voice) ตามเดิม
5. วงจรกระดิ่ง (Ringer) ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณเรียกจากชุมสายโทรศัพท์ แล้วแปลงเป็นสัญญาณเสียงเพื่อให้ผู้ใช้ทราบว่าผู้ใช้ต้องการจะติดต่อด้วย
6. สุกสวิทช์ (Hook Switch) ทำหน้าที่เชื่อมต่อเครื่องโทรศัพท์เข้ากับคู่สาย มี 2 สภาวะ คือ สภาวะการยกหู (Off Hook) และสภาวะการวางหู (On Hook)

7. วงจรบริดจ์ (Polar Guard Bridge) ทำหน้าที่ผ่านกระแสไฟตรงจากคู่สายไปเลี้ยงวงจรและป้องกันการกลับขั้วของกระแสไฟ นอกจากนี้ยังทำหน้าที่ผ่านสัญญาณไฟฟ้าทั้งด้านบวก และลบไปในวงจร รวมทั้งเป็นส่วนสร้างกราวด์ให้แก่เครื่องโทรศัพท์

2.2 ระบบโทรศัพท์แบบส่งสัญญาณความถี่คู่

ระบบโทรศัพท์แบบเก่าที่มีใช้อยู่ทั่วไปนั้น การต่อโทรศัพท์จากผู้เช่าไปยังอีกเลขหมายหนึ่งนั้น ยังอาศัยการหมุนหน้าปัดเพื่อทำการส่งพัลส์ให้สวิทช์ทำงาน การส่งพัลส์ยังคงใช้อยู่ทั้งระบบ 10 พัลส์/วินาที หรือ 20 พัลส์/วินาที (ในปัจจุบันระบบ 10 พัลส์/วินาที ไม่ได้รับการรับรองในความถูกต้องระหว่างการส่งข้อมูล)

วงจรโทรศัพท์ได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็วมาก ดังนั้นตัวเครื่องโทรศัพท์ก็ได้รับการพัฒนาตามไปด้วย เพื่อให้ผู้ใช้ได้รับความสะดวกสบายมากยิ่งขึ้น จากเดิมที่เป็นแบบหมุนหน้าปัด ก็เปลี่ยนเป็นการกดปุ่มแทน การกดปุ่มก็เพื่อจะส่งความถี่ออกไป การที่เราใช้วิธีนี้ก็คือเพื่อ

- ลดเวลาในการหมุนหน้าปัดลง
- ส่งเลขหมายได้ง่ายขึ้นเพียงการกดปุ่ม
- มีความผิดพลาดในการส่งเลขหมายน้อยลง
- สามารถที่จะเพิ่มปุ่มอื่น ๆ นอกจากที่มีอยู่แล้ว เพื่อใช้งานอย่างอื่นได้ด้วย
- ให้ความถี่ในระดับคลื่นเสียง

การส่งสัญญาณระบบดีทีเอ็มเอฟ (DTMF : Dual Tone Multi-Frequency) มีวิธีการส่งหมายเลขของผู้ที่ต้องการจะติดต่อโดยการส่งสัญญาณความถี่ 2 ความถี่มอดูเลตกันไป ค่าต่าง ๆ ของความถี่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

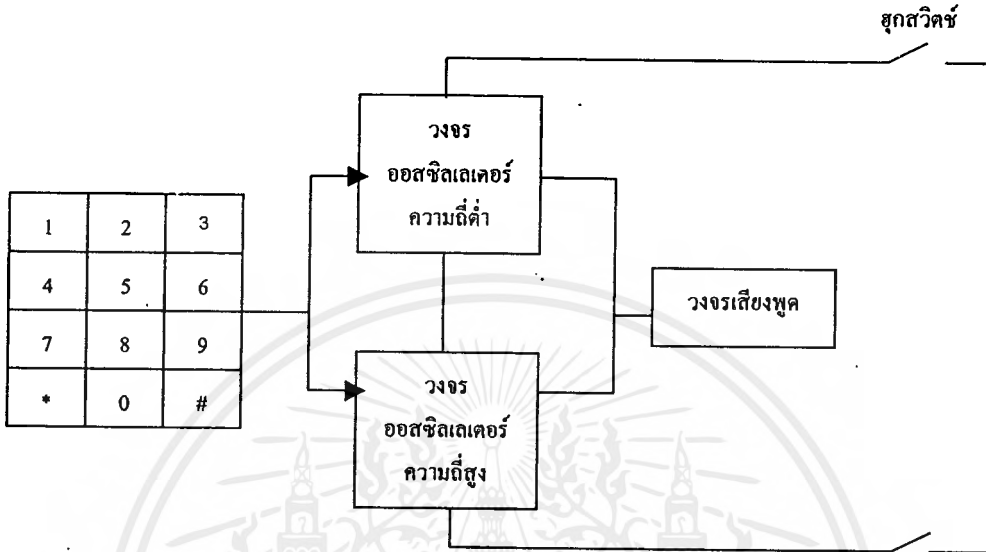
ความถี่(เฮิรตซ์)	รหัสหรือเลขหมาย			
679	1	2	3	A
770	4	5	6	B
852	7	8	9	C
941	*	0	#	D
ความถี่(เฮิรตซ์)	1209	1336	1447	1663

ตารางที่ 2.1 แสดงความถี่ดีทีเอ็มเอฟ

จากตารางที่ 2.1 จะเห็นว่า ความถี่ดีทีเอ็มเอฟอยู่ในย่านความถี่เสียงพูด (0-4 กิโลเฮิรตซ์) โดยกลุ่มความถี่ต่ำกว่าจะเป็นของแนว ส่วนกลุ่มความถี่สูงกว่าจะเป็นของแนว

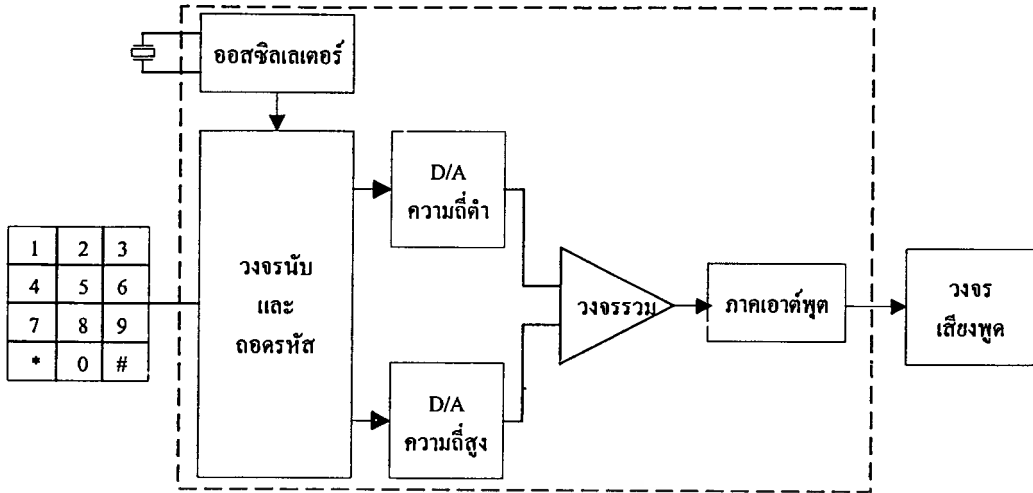
2.2.1 ระบบสัญญาณคิตีเอ็มเอฟ

การส่งสัญญาณแบบคิตีเอ็มเอฟ ด้วยการใช้อิซีสสำเร็จรูปในปัจจุบันจะเหมาะสมกว่าการนำอุปกรณ์มาต่อกันเพื่อทำการผลิตความถี่ต่าง ๆ ของเลขหมายที่ต้องการจะติดต่อ หลักการของอิซีสจำพวกนี้ คือ การนำความถี่ที่แตกต่างกันสองความถี่ที่เกิดจากการกดปุ่มหมายเลขโทรศัพท์มาอดูเลตกัน แล้วส่งไปยังชุมสายต่อไป



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกโคอะแกรมของการส่งสัญญาณแบบคิตีเอ็มเอฟแบบเก่า

ระบบในรูปที่ 2.2 นี้ยังคงต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (passive elements) ซึ่งปัญหาที่จะพบจากการใช้อุปกรณ์เหล่านี้ คือ ความคลาดเคลื่อน เนื่องจากสภาวะแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป ตลอดจนอายุการใช้งาน ทำให้ความถี่ที่ผลิตออกมาเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ทำให้ชุมสายเกิดการทำงานผิดพลาด ดังนั้นการสร้างอิซีสสำเร็จรูปมาใช้งานแทนอุปกรณ์พาสซีฟ ย่อมที่จะแก้ไขปัญหเหล่านี้ได้ในระดับหนึ่ง ในรูปที่ 2.3 เป็นบล็อกโคอะแกรมของอิซีสที่นำมาใช้สร้างสัญญาณในระบบคิตีเอ็มเอฟ ซึ่งวงจรภายในจะประกอบด้วย วงจรนับและถอดรหัส (counter and decoder) ซึ่งจะแยกแยะว่าการกดหมายเลขแต่ละครั้งจะตรงกับตำแหน่งใดบ้างในแต่ละแถวหรือแนว เมื่อทำการถอดรหัสจากการกดได้แล้ว จะนำค่าในแถวและแนวไปหารจากค่าความถี่หลัก สัญญาณที่ออกจากวงจรนับและถอดรหัสก็จะออกมาเป็นสัญญาณดิจิทัล 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน หลังจากนั้นก็นำสัญญาณทั้งสอง ไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณอนาลอก (D/A converter) และนำไปผ่านวงจรรวมและขยายสัญญาณ (summing amplifier) แล้วจึงถูกส่งผ่านต่อไปยังวงจรควบคุมเสียงพูด และผ่านต่อไปยังชุมสายโทรศัพท์ในที่สุด



รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกโคอะแกรมของไอซีที่ใช้สร้างสัญญาณคิตีเอ็มเอฟ

2.2.2 ข้อดีของระบบคิตีเอ็มเอฟเมื่อเทียบกับระบบพัลส์

ในการส่งสัญญาณแบบพัลส์ 1 ลูก ใช้เวลาอย่างน้อย 100 มิลลิวินาที (60 มิลลิวินาทีในช่วงการเปิดวงจร และ 40 มิลลิวินาทีในช่วงการปิดวงจร) และยังคงมีช่วงเวลาที่แยกสัญญาณแต่ละกลุ่มออกจากกันอีกอย่างน้อย 700 มิลลิวินาที ดังนั้นถ้าหมายเลขที่ต้องการติดต่อมีความยาวมากขึ้นเท่าใด ย่อมจะต้องเสียเวลาในการส่งสัญญาณมากขึ้นเท่านั้น

ดังนั้นจะเห็นได้ชัดเจนว่าข้อดีของระบบคิตีเอ็มเอฟ คือ จะสามารถประหยัดเวลาในการส่งหมายเลขไปยังชุมสายได้มากกว่าระบบพัลส์ สามารถใช้วงจรที่เป็นโซลิตสเตทได้ ทำให้เกิดความประหยัดและสะดวก ซึ่งเป็นผลให้ ชุมสายใช้อุปกรณ์หน่วยความจำภายในชุมสายได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้ยังสามารถนำไปเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายในชุมสายได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2.3 สัญญาณโทรศัพท์

1. สัญญาณให้ทวน (Dial Tone) เป็นสัญญาณที่บอกให้ทราบว่า มีช่องสัญญาณว่าง สัญญาณนี้มีค่าความถี่ 400 เฮิรตซ์ ส่งอย่างต่อเนื่อง

2. สัญญาณช่องสัญญาณไม่ว่าง (Unobtainable Tone) เป็นสัญญาณบอกให้ทราบว่า เลขหมายที่เรียกไปเป็นเลขหมายว่าง ยังไม่มีการติดตั้งหรือถูกยกเลิกไป ให้ไปตรวจค้นคู่มือในสมุดรายนามผู้ใช้โทรศัพท์หรือสอบถาม 13 สัญญาณนี้มีค่าความถี่ 400 เฮิรตซ์ ส่งอย่างต่อเนื่อง โดย 3 ชุดแรก ส่ง 0.1 วินาที หยุด 0.1 วินาที ส่วนชุดหลังส่ง 0.3 วินาที หยุด 0.1 วินาที ได้ยินเป็นเสียง สั้น สั้น สั้น ยาว ติดต่อกันไป

3. สัญญาณไม่ว่าง (Busy Tone) เป็นสัญญาณที่บอกให้ทราบว่า เลขหมายที่เรียกไปนั้นไม่ว่างมีการติดต่อกับผู้อื่นอยู่ สัญญาณนี้มีค่าความถี่ 400 เฮิรตซ์ ส่งเป็นช่วง ช่วงละ 0.5 วินาที หยุด 0.5 วินาที

4.สัญญาณเรียก (Ringing Tone) เป็นสัญญาณที่บอกให้ทราบว่า มีผู้ต้องการจะติดต่อด้วย ให้รับมารับสายด้วย สัญญาณนี้มีความถี่ 25 เฮิรตซ์ ส่งเป็นช่วง ส่ง 1 วินาที หยุด 4 วินาที มีศักย์ประมาณ 60-90 โวลต์

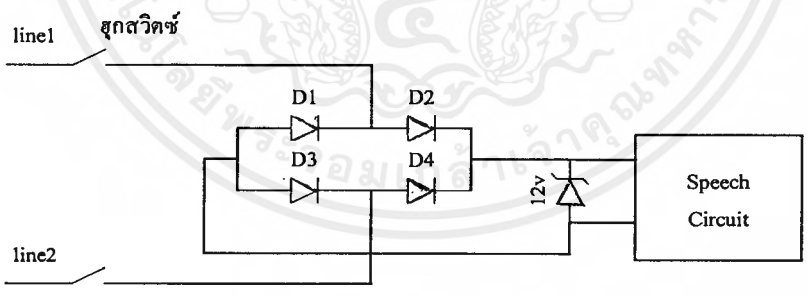
5.สัญญาณเรียกกลับ (Ring Back Tone) เป็นสัญญาณที่บอกให้ทราบว่า ขณะนี้กำลังเรียกผู้ถูกเรียกให้มารับการติดต่อ มีความถี่ 400 เฮิรตซ์ ส่งเป็นช่วง โดยส่ง 1 วินาที หยุด 4 วินาที ซึ่งปกติจะถูกส่งจากชุมสายมาพร้อมกับสัญญาณเรียก

2.4 วงจรในการป้องกันไฟจากสายโทรศัพท์ (Protection Circuit)

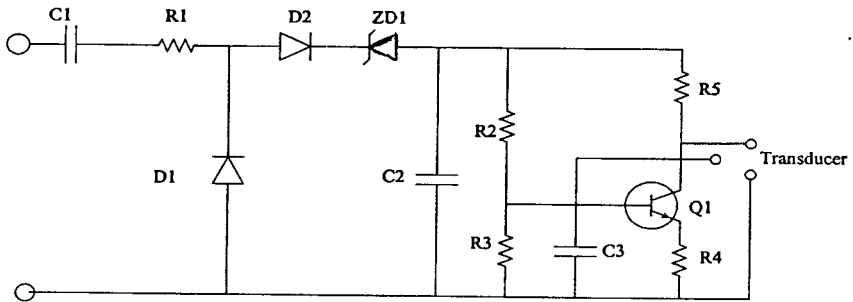
ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่ว ๆ ไป สัญญาณทรานเซียนส์ที่มีระดับแรงดันสูง ๆ จะสามารถทำลายอุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์และไอซีต่าง ๆ ได้ ในปัจจุบันนี้เรายังไม่สามารถผลิตไอซีที่มีแรงดันพังทลาย (voltage breakdown) ค่าสูงได้ ทางป้องกันทางหนึ่งก็คือการเลือกใช้ซีเนอร์ไดโอดมาช่วยในการป้องกันสัญญาณทรานเซียนส์ค่าสูง ๆ เมื่อระดับแรงดันอินพุตทรานเซียนส์มีค่าสูงกว่าแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดจะนำกระแสและรักษาแรงดันตกคร่อมตัวมันให้คงที่ สำหรับในวงจรใดที่มีการกลับขั้วของสัญญาณอินพุต ก็จะใช้ซีเนอร์ไดโอด 2 ตัวมาต่อแบบหลังชนหลัง (back to back)

ในการทำงานของวงจรโทรศัพท์ทั่วไป หากมีการกลับขั้วของสัญญาณอินพุตที่เป็นไฟตรง จะก่อให้เกิดงานผิดพลาดได้ จึงมีการใช้วงจร ไดโอดบริดจ์เรกติไฟร์เข้ามาช่วยในการทำให้สัญญาณไฟตรงมีขั้วเดิมตลอดเวลา

วงจรบริดจ์เรกติไฟร์นั้นสามารถสร้างได้โดยการใช้ไดโอด 4 ตัวต่อกันตามรูปที่ 2.4 เนื่องจากซีลิกอนไดโอดสามารถทนต่อแรงดันสูง ๆ ได้ดี จึงใช้ซีเนอร์ไดโอดป้องกันเฉพาะวงจรเสียงพูดเท่านั้น



(ก) สำหรับไลน์ที่มีแรงดัน 5 โวลต์หรือมากกว่า



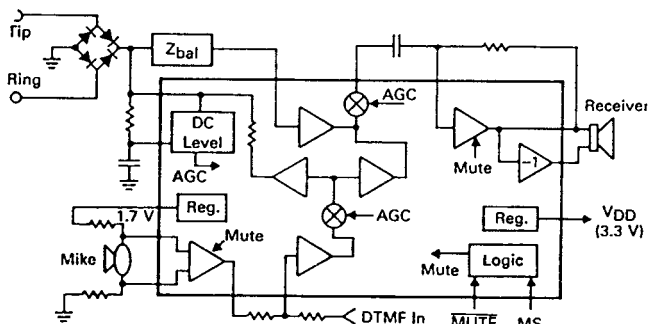
(ข) สำหรับไลน์ที่มีแรงดันต่ำกว่า 5 โวลต์
รูปที่ 2.4 แสดงการป้องกันแรงดันค่าสูงๆและการกลับขั้ว

ในวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ที่ใช้ซิลิกอนไดโอดนั้น มีแรงดันฟอร์เวิร์ดไบอัสตกคร่อมประมาณ 1.5 โวลต์ ถ้าในวงจรควบคุมเสียงพูดถูกออกแบบให้ทำงานได้ที่ไฟเลี้ยงอย่างต่ำ 3.5 โวลต์ ดังนั้นแรงดันไฟเลี้ยงต่ำที่สุดที่เข้าสู่วงจรบริดจ์เรกติไฟร์จะต้องเป็น 5 โวลต์ จึงจะสามารถทำให้วงจรควบคุมเสียงพูดทำงานได้ ในจุดนี้เองที่อาจจะเป็นปัญหากับจุดที่มีระยะทางไกลกับชุมสายมาก ๆ เพราะแรงดันมีโอกาสที่จะลดลงไปได้เนื่องจากความยาวของสัญญาณ จึงมีการแก้ปัญหาโดยการใช้ทรานซิสเตอร์แทนซิลิกอนไดโอด วงจรนี้ ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงลดลงไป 0.5 โวลต์ ซึ่งแรงดันที่ตกลงไปนี้ คือแรงดันที่ตกคร่อมขั้วคอลแลคเตอร์-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ การใช้งานวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แบบแรงดันต่ำนี้ไม่มีผลต่อย่านความถี่ของสัญญาณเสียงแต่ประการใดและยังสามารถใช้ได้กับแรงดันอินพุตสูงสุดประมาณ 14 โวลต์ แต่จะมีปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณทรานเซียนส์ค่าสูง ๆ จึงได้มีการใส่ซีเนอร์ไดโอดไว้ที่อินพุตของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แรงดันต่ำเลย และใช้ซีเนอร์ไดโอด 2 ตัว ใส่ไว้ป้องกันการกลับขั้ว

2.5 วงจรควบคุมเสียงพูด MC34114

วงจรควบคุมเสียงพูดแบบสองทิศทาง (two way speech circuit) เป็นอีกส่วนหนึ่งภายในเครื่องโทรศัพท์ที่จัดว่ามีความสำคัญต่อการทำงานของตัวเครื่องโทรศัพท์ เพราะเป็นส่วนที่ทำงานเกี่ยวกับสัญญาณเสียงพูดที่เราพูดผ่านไมโครโฟน หรือสัญญาณเสียงที่จะได้ยินจากคู่สนทนา ข้อสำคัญของการออกแบบวงจรนี้ คือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณจากชุมสายกับอิมพีแดนซ์ของวงจร ซึ่งจะต้องมีความใกล้เคียงกันมากที่สุดเพื่อประสิทธิภาพของการส่งสัญญาณ

SIMPLIFIED BLOCK DIAGRAM

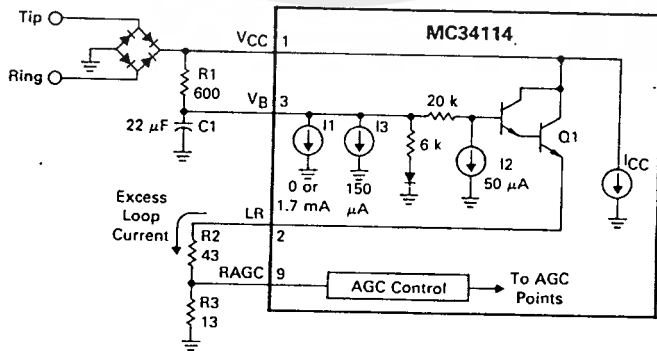


รูปที่ 2.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ MC34114

ไอซี MC34114 มีบล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 2.5 ประกอบด้วยวงจรควบคุมเสียงพูดที่มีวงจรไฮบริดจ์ วงจรเชื่อมต่อกับกระแสไฟตรงที่ต่ออยู่กับสายทิปกับริง สามารถปรับแต่งอัตราขยายสัญญาณของด้านส่ง ด้านรับและไซด์โทน (sidetone : การที่เสียงพูดของผู้พูดสามารถได้ยินในส่วนของหูฟัง เพื่อให้ทราบได้ว่าเราควรจะพูดดังค่อยขนาดไหนในการติดต่อกัน) มีส่วนวงจรชดเชยผลอันเนื่องมาจากความยาวของสายส่งสัญญาณ ที่อัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามกระแสในรูป รวมทั้งวงจรขยายไมโครโฟนแบบผลต่างเพื่อที่จะลดการรบกวนเนื่องจากความถี่วิทยุ

2.5.1 วงจรเชื่อมต่อกับไฟตรง

วงจรเชื่อมต่อกับไฟตรง (ขา 1, 2, 3) จะกำหนดคุณสมบัติของไฟตรงจากกระแสในรูปจากรูปที่ 2.6 ระดับแรงดันไฟตรงที่ V_{CC} ถูกจำกัดโดยการขยับระดับแรงดันของขา 1 กับขา 2 บวกกับแรงดันตกคร่อม R_2 และ R_3 ไอซี MC34114 ต้องการ I_{CC} เป็นกระแสไบอัสภายใน ซึ่งปกติมีค่าประมาณ 10 มิลลิแอมป์ เราสามารถที่จะลดกระแส I_{CC} หากจำเป็นโดยการเพิ่มค่า R_{12}



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของการอินเทอร์เฟสกับคู่สายโทรศัพท์

ในระหว่างการพุดและการส่งสัญญาณแบบพัลส์ ตัวกำเนิดกระแส I_1 ไม่ทำงาน การยกระดับแรงดันจะตกลงไป เนื่องจากขาเบสและขามิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 (ประมาณ 1.4 โวลต์) 1 โวลต์ ครอบคลุมความต้านทาน 20 k และแรงดันตกคร่อม R_1 ซึ่งทำให้ V_{CC} เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0.15 ไปจนถึงประมาณ 1.0 โวลต์ เมื่อกระแสลูปที่มาจากขั้วที่ปกับริงมีค่าเกินกว่า I_{CC} กระแสที่เกินจะไหลผ่าน Q_1 , R_2 , R_3 เพื่อให้เป็นไปตามคุณสมบัติของโวลต์-กระแส

ในการส่งสัญญาณแบบโทน แหล่งจ่ายกระแส I_1 ทำงาน ทำให้มีกระแสไหลผ่าน R_1 เพิ่มขึ้น 1.7 มิลลิแอมป์ กระแสระดับแรงดันขึ้นอีกประมาณ 1.0 โวลต์ (เมื่อ R_1 มีค่า 600 โอห์ม) คุณสมบัติพิเศษนี้เป็นการประกันได้ว่าเมื่อกระแสลูปมีค่าน้อย จะมีแรงดันที่ V_{CC} มากพอสำหรับสัญญาณดีที่เอ็มเอฟ และแหล่งจ่ายไฟ V_{DD} จะสามารถจ่ายแรงดันที่พอเพียงไปให้ส่วนเป็นกคสัญญาณภายนอก กระแส I_{CC} ในการทำงานแบบนี้จะเพิ่มขึ้นไปประมาณ 1.3 มิลลิแอมป์

ความต้านทาน R_1 ใช้ได้ตั้งแต่ 100 ไปจนถึง 1800 โอห์ม ถ้าใช้ค่าที่มากเกินไป กระแสที่ไหลไปยัง V_B จะมีค่าไม่เพียงพอ แต่ถ้ามีค่าน้อยเกินไป การกรองที่ V_B จะไม่เป็นผล ถึงแม้ว่าจะมีการเพิ่มค่า C_1 ก็ตาม (สัญญาณเสียงพุดจะถูกกรองโดย V_B)

แรงดันตกคร่อม R_3 เป็นตัวควบคุมการทำงานของวงจรควบคุมเกนอัตโนมัติ (AGC) ซึ่งเป็นส่วนชดเชยผลอันเนื่องมาจากความยาวของสายส่งสัญญาณ เมื่อแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน RAGC เพิ่มขึ้นจากประมาณ 0.4 โวลต์ ไปเป็น 1.2 โวลต์ ส่วนควบคุมการทำงานของวงจรควบคุมเกนอัตโนมัติ จะเปลี่ยนแปลงอัตราขยายกระแสของวงจรควบคุมเกนอัตโนมัติตั้งแต่ 1.0 ไปจนถึง 0.5 (ซึ่งจะลดอัตราขยายของส่วนรับและส่งไปประมาณ 6 dB)

ค่าของ R_2 และ R_3 สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้ เมื่อมีการเพิ่มเติมวงจรที่ใช้กระแสจากอุปกรณ์เช่น ไมโครโปรเซสเซอร์ต่าง ๆ หรือเพื่อเปลี่ยนแปลงจุดเริ่มต้นการทำงานของวงจรควบคุมเกนอัตโนมัติ ถ้าหากจะไม่ใช้งานวงจรควบคุมเกนอัตโนมัติ ควรจะต่อขา 9 เข้ากับกราวด์เพื่อให้ได้อัตราการขยายที่สูงสุด หรือต่อเข้ากับ V_R เพื่ออัตราขยายต่ำสุด

2.5.2 ตัวจ่ายแรงดันคงที่

ไอซี MC34114 มีตัวจ่ายแรงดันคงที่ 2 ตัว เพื่อจ่ายแรงดันให้แก่ทั้งวงจรภายในและวงจรภายนอก ตัวจ่ายแรงดันคงที่ V_R จ่ายแรงดัน 1.7 โวลต์ ที่กระแสสูงสุด 500 มิลลิแอมป์ (ตามรูปที่ 2.5) ซึ่งผลที่ได้นี้ จะนำไปใช้ไป้อัสขา 10 (TXI) และไป้อัสไมโครโฟน โดยปกติ V_R มีค่าน้อยกว่า V_{CC} ประมาณ 0.3 โวลต์ เมื่อ V_{CC} มีค่าน้อยกว่า 2.0 โวลต์

ตัวจ่ายแรงดันคงที่ V_{DD} จ่ายแรงดัน 3.3 โวลต์ที่กระแสสูงสุด 1.0 มิลลิแอมป์ ในขณะที่ใช้พุดแบบปกติ และกระแสสูงสุด 2.5 มิลลิแอมป์ ในการส่งสัญญาณแบบพัลส์หรือโทน ปกติเราใช้ V_{DD} ในการจ่ายพลังงานให้กับวงจรเป็นกคที่อยู่ภายนอกรวมทั้งวงจรอื่นที่ต่ออยู่ด้วยกัน ปกติ V_{DD} จะมีค่าน้อยกว่า V_{CC} ประมาณ 0.5 โวลต์ V_{DD} เป็นตัวจ่ายกระแสคงที่แบบขนานซึ่งจะเปลี่ยนไปเป็นค่าความต้านทานสูงโดยอัตโนมัติเมื่อ V_{CC} มีค่าต่ำกว่า 1.4 โวลต์ คุณลักษณะนี้จะช่วยป้องกันการกินกระแสจากแบตเตอรี่ ช่วยคงหน่วยความจำของวงจรเป็นกค เมื่อ V_{CC} มีค่าเป็นศูนย์ กระแสรั่วไหลมีค่า 0.02 มิลลิแอมป์ เมื่อป้อน

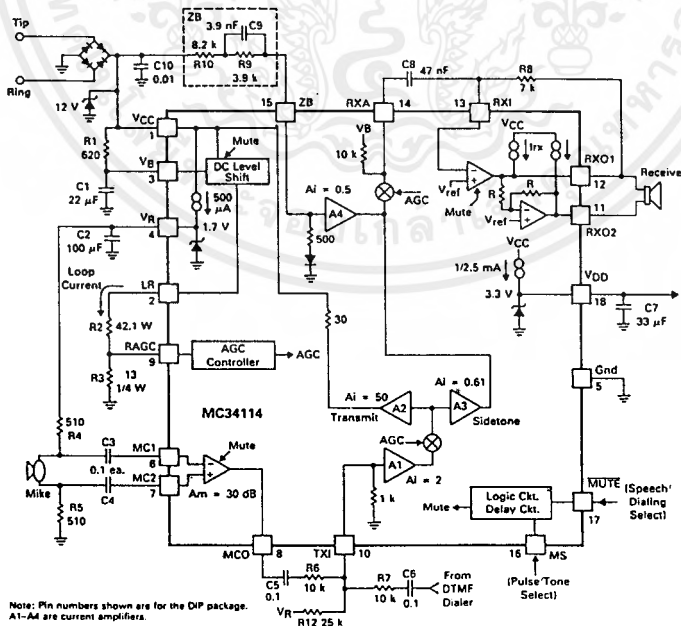
แรงดันค่าไม่เกิน 6.0 โวลต์ เข้าที่ V_{DD} โดยที่ขา 17 เปิดวงจรหรือต่อกับ V_{DD} หากขา 17 ต่อลงกราวด์ กระแสหลายร้อยไมโครแอมป์จะไหลเข้า V_{DD} และลงกราวด์ที่ขา 17

2.5.3 วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟน

วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟน (ขา 6, 7, 8) มีสัญญาณเข้าแบบผลต่าง สัญญาณออกแบบซิงเกิลเอนด์ และอัตราขยายภายในอยู่ที่ +30 ดีบี (3:1 โวลต์/โวลต์) เอาต์พุตตรงเฟสกันกับ MC2 และกลับเฟสกันกับ MC1 อินพุตมีความต้านทาน 20 กิโลโห์ม และเมตซ์ซึ่งเป็นองค์ประกอบเพื่อซีเอ็มอาร์อาร์ (CMRR :Common Mode Rejection Ratio) ที่สูง (ประมาณ 26 ดีบี) เพื่อที่จะมีการขจัดสัญญาณจากการเหนี่ยวนำจากสายนำสัญญาณที่ไม่ต้องการ (ซีเอ็มอาร์อาร์มีค่าสูง) ไมโครโฟนจึงมีการไบอัสจากความต้านทานที่มีค่าเท่ากันดังในรูปที่ 2.7

เอาต์พุต (MCO) มีแรงดันไบอัสตรงอยู่ประมาณ 1.1 โวลต์ (เมื่อ V_{CC} มีค่ามากกว่า 3.0 โวลต์) มีอัตราการแกว่งประมาณ 2.0 โวลต์ (แกว่ง 500 มิลลิโวลต์ เมื่อ V_{CC} มีค่า 1.2 โวลต์) เอาต์พุต อิมพีแดนซ์มีค่าประมาณ 270 โอห์ม และมีกระแสสูงสุดประมาณ 160 ไมโครแอมป์ ที่ 5 เปอร์เซ็นต์ของค่าที่เอชดี (THD:Total Harmonic Distortion)

เมื่อ MC34114 อยู่ในระหว่างการส่งสัญญาณหมุน วงจรขยายไมโครโฟนจะถูกลดกำลังการส่งลงไปประมาณ 70 ดีบี (300-4000 เฮิรตซ์) ซึ่งเพียงพอในการหยุดการทำงานของไมโครโฟน ระดับแรงดันไฟตรงที่ MCO มีค่าประมาณ 80 มิลลิโวลต์เมื่อถูกลดกำลังส่งลง



รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมและอุปกรณ์ภายนอกของ MC34114

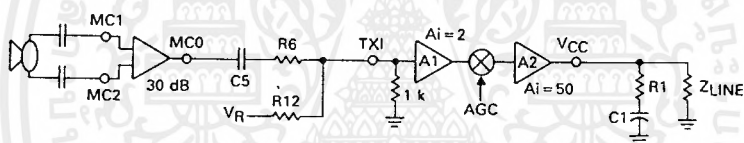
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.4 วงจรในการส่งสัญญาณ

วงจรที่ใช้ในการส่งสัญญาณออกไปมีอุปกรณ์ดังรูป 2.8 แรงดันเอาต์พุตที่ MCO ถูกเปลี่ยนไปเป็นกระแสเข้า TXI โดย C_5 , R_6 และความต้านทานภายในของ TXI 1 กิโลโอห์ม A_1 และ A_2 คือ อุปกรณ์ขยายกระแสที่มีอัตราขยายรวมกันเป็น 100 วงจรควบคุมเกนอัตโนมัติที่เข้ามามีค่าเป็น 1 เมื่อมีกระแสลูปน้อย และลดลงเป็น 0.5 เมื่อกระแสลูปมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นจะทำให้อัตราขยายจาก TXI ไปจนถึง V_{CC} มีค่าตั้งแต่ 190 ถึง 50 เป็นผลทำให้กระแสที่ V_{CC} กระทำต่อ R_1 และอิมพีแดนซ์ของสายส่ง (ประมาณ 600 โอห์ม) ก่อให้เกิดแรงดันที่ V_{CC} และเช่นกันที่ขั้วที่ปกับริง ระดับแรงดันระหว่างขา MC_1 - MC_2 และขั้วที่ปกับริงมีค่าตามสมการ

$$G_{TX} = (A_m * 100 * AGC * R_1/Z_{LINE}) (R_6 + 100) \tag{2.1}$$

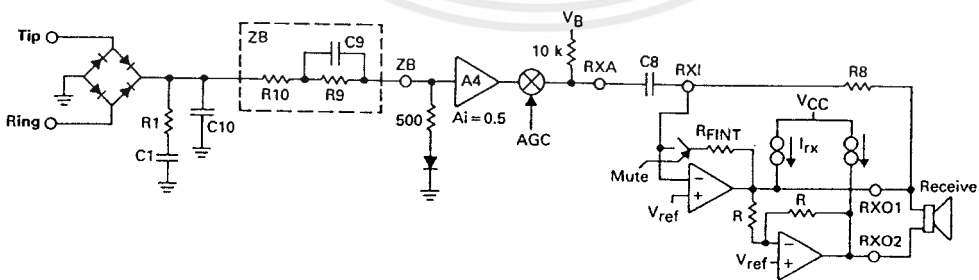
เมื่อ A_m เป็นอัตราขยายของอุปกรณ์ขยายไมโครโฟน (31.1 โวลต์/โวลต์) ที่กระแสลูปค่าน้อย ๆ G_{TX} มีค่าเป็น 84 โวลต์/โวลต์ (38.5 ดีบี) และมีค่าเป็น 42 โวลต์/โวลต์ (32.5 ดีบี) ที่กระแสลูปค่ามาก ๆ สัญญาณ V_{CC} กลับเฟสกันกับสัญญาณที่ TXI แต่มีเฟสเดียวกันกับสัญญาณ MC_1



รูปที่ 2.8 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านส่ง

2.5.5 วงจรในการรับสัญญาณ

วงจรที่ใช้รับสัญญาณเข้ามามีอุปกรณ์ดังในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านรับ

R_1 ซึ่งโดยปกติมีค่า 600 โอห์ม จะเป็นตัวกำหนดจุดสิ้นสุดของสายส่ง (เป็น return loss) ของสัญญาณที่ส่งมาจากขั้วที่ปและริงสัญญาณที่ได้รับจะสร้างกระแสไฟกลับผ่าน ZB เน็ตเวิร์ค (Balanced) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Impedance Network) และความต้านทาน 500 โอห์ม ที่ขา ZB A_4 จะลดกระแสลงครึ่งหนึ่งแล้วส่งต่อไปให้วงจรควบคุมเกนอัตโนมัติ แล้วผ่าน C_8 ไปยัง RXI (จุดรวมอัตรการขยาย ซึ่งถ้า C_8 มีค่ามาก RXA จะเปรียบเป็นกราวด์เสมือนและไม่มีกระแสไฟสลับไหลผ่านความต้านทานภายใน 10 กิโลโอห์ม) แรงดันที่ RXO_1 ถูกกำหนดโดยกระแสจาก C_8 และความต้านทานป้อนกลับ R_8 ออปแอมป์ตัวที่สอง (ที่ขา RXO_2) มีการกำหนดไว้แล้วเพื่อให้มีการขยายแบบกลับขั้วและมีอัตรการขยายเป็น 1 (Inverting Unity Gain) อัตรการขยายแรงดันจากขั้วที่ปกับริงไปยัง $RXO_1 - RXO_2$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$G_{RX} = (R_8 * AGC) / (ZB + 500) \quad (2.2)$$

$$\text{เมื่อ } ZB = R_{10} + R_9 // C_9 = R_{10} + R_9$$

เมื่อใช้ค่าของอุปกรณ์ตามรูปที่ 2.9 อัตรการขยายจะมีค่าประมาณ 0.495 โวลต์/โวลต์ (-6.1 ดีบี) เมื่อกระแสในลูปมีค่าน้อย และอัตรการขยายกลายเป็น ≈ 0.25 โวลต์/โวลต์ (-12 ดีบี) เมื่อมีกระแสในลูปสูง

เมื่อ MC34114 อยู่ในระหว่างการส่งสัญญาณเลขหมายออก (MUTE มีค่าเป็น 0) อัตรการขยายของวงจรรับจะลดลง เพราะมีการต่อ R_{FINT} ที่มีค่า 1.0 กิโลโอห์ม ขนานกับ R_8 อัตรการลดลงของสัญญาณจะมีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$G_{RXM} = 20 * \text{Log} \left\{ (R_8 + R_{FINT}) / R_{FINT} \right\} \quad (2.3)$$

เมื่อขา MUTE กลับไปสู่สภาวะ 1 อีกครั้ง จะมีการหน่วงเวลาประมาณ 11 มิลลิวินาที ก่อนที่ความต้านทานจะถูกทำให้กลับไปเป็นสภาวะเดิม เพราะเหตุว่า จะได้ป้องกันสัญญาณทรานสเรียนส์ อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณแบบพัลส์ อันเป็นเหตุให้เกิดเสียงคลิกขึ้นที่หูฟัง

แรงดันไบอัสที่ขา RXI, RXO_1 และ ROX_2 มีค่าประมาณ 0.65 โวลต์ กระแสไบอัสที่ขา RXI มีค่าประมาณ 50 นาโนแอมป์ แรงดันสูงสุดที่ RXO_1 และ RXO_2 อยู่ในเทอมของความต้านทานของหูฟัง และกระแส I_{xx} นี้หาได้จากสมการ

$$I_{xx} = (V_R * 50 * AGC) / (R_{12} + 1000) \quad (2.4)$$

2.5.6 วงจรขจัดไซค์โทน

การขจัดไซค์โทนสามารถทำได้โดยการนำเอาตัวขยายกระแส A_3 มาสร้างสัญญาณที่คล้ายคลึงกับสัญญาณทางด้านส่ง แล้วนำมาขจัดไซค์โทนที่ผ่านเข้ามาทาง ZB และ A_4 เพื่อที่จะได้การขจัดสัญญาณที่สมบูรณ์ (ไม่มีกระแสสลับออกมาทาง RXA) จำเป็นที่จะต้องให้ ZB มีค่าตามในสมการ

$$ZB = (40 * R_1 // Z_{LNE}) - 500 \quad (2.5)$$

ซึ่ง ZB เป็นวงจรที่ประกอบขึ้นด้วย R_9 , R_{10} และ C_9 และ ZB เป็นความต้านทานทาง เอซี ของสายส่ง อุปกรณ์ที่มีปฏิกิริยาตอบสนองต่อความต้านทานของสายส่งสามารถชดเชยได้ด้วยการใช้วงจร ZB ซึ่งจะเป็นตัวชดเชยการเลื่อนของเฟสอันเนื่องมาจากสายส่ง

(เนื่องจากตามปกติในสายส่งสัญญาณที่เชื่อมต่อระหว่างชุมสายกับเครื่องโทรศัพท์จะมีความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำอยู่ โดยเฉลี่ยแล้ว ทุก ๆ ระยะ 1 ไมล์ที่เพิ่มขึ้นของสายส่ง จะเสมือนว่ามีตัวเก็บประจุค่าประมาณ 0.07 ไมโครฟารัด ต่อคร่อมอยู่ระหว่างสายส่ง และมีตัวต้านทาน 42 โอห์ม กับขดลวดเหนี่ยวนำ 1 มิลลิเฮนรี่ ต่ออนุกรมกันอยู่ ซึ่งอุปกรณ์แฝงเหล่านี้จะมีผลทำให้สัญญาณที่ส่งไปตามสายเกิดความผิดเพี้ยนทั้งขนาดและเวลา ดังนั้น จึงต้องมีวงจรที่จะสามารถรับรู้ความผิดพลาดเหล่านี้ได้)

2.5.7 การเชื่อมต่อกันของสัญญาณลจิก

ขาอินพุทลจิก 2 ขาของ MC34114 ถูกใช้ในการเปลี่ยนแปลงโหมดการทำงาน ดังตารางที่ 2.2 ต่อไปนี้

ขา MUTE	ขา MS	โหมด
สูง	-	เสียงพูด
ต่ำ	สูง	ระบบพัลส์
ต่ำ	ต่ำ	ระบบโทน

ตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหมดการทำงานกับลจิกของ MUTE และ MS

ค่าของลจิก 1 ของขา MUTE มีค่าระหว่าง $V_{DD}-0.5$ จนถึง V_{DD} ส่วนค่าลจิก 0 ของขา MUTE มีค่าระหว่าง 0-1 โวลต์ การเปลี่ยนแปลงลจิกต้องมากกว่าค่าแรงดันเทรซโฮล 2.3 โวลต์เมื่อขา MUTE เปลี่ยนไปเป็นค่า 0 หรือขา MS เกิดการเปลี่ยนแปลงลจิก การเปลี่ยนแปลงภายในวงจรจะเกิดขึ้นภายใน 10 ไมโครวินาที แต่ถ้าขา MUTE เปลี่ยนไปเป็นค่า 1 จะเปลี่ยนแปลงหลังจากมีการหน่วง 11 มิลลิวินาที เนื่องจากการป้องกันการสัญญาณทรานเซียนส์ที่เกิดขึ้นจากสัญญาณพัลส์อินจะทำได้ยินเสียงคลิกที่หูฟัง

ขา MS จะทำงานเมื่อขา MUTE มีลจิก 0 หน้าที่ที่แท้จริงของ MS ก็คือ การให้ค่าแรงดันเลเวลชีพท์แก่ V_{CC} และ LR ในการส่งสัญญาณแบบโทน ค่าลจิก 0 มีค่าระหว่าง 0-0.3 โวลต์ ค่าลจิก 1 มีค่าระหว่าง 2- V_{DD} โวลต์ ค่าแรงดันเทรซโฮลมีค่า 0.75 โวลต์ เมื่อไม่มีการเลือกการทำงานระหว่างการส่งแบบพัลส์หรือโทน ให้ต่อลงกราวด์หรือ V_{DD} ห้ามปล่อยลอยไว้เป็นอันขาด

เมื่ออยู่ในสภาวะออนฮุกและมีแรงดันไม่เกิน 6 โวลต์ต่ออยู่กับ MUTE จะมีกระแสรั่วไหล 0.02 ไมโครแอมป์ ถ้าขา MUTE และ V_{DD} มีแรงดันเท่ากัน แต่ถ้าแรงดันมีค่าไม่เท่ากันแล้วกระแสจะไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

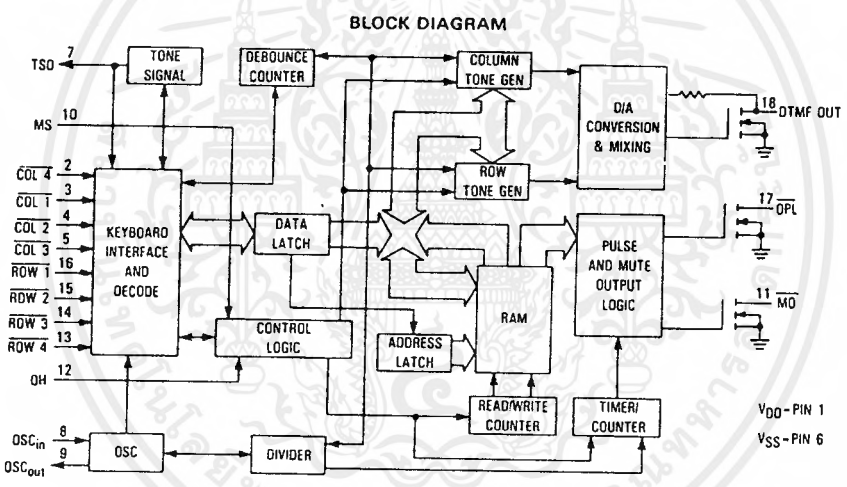
ผ่านตัวต้านทานภายในและไดโอด หากมีแหล่งจ่ายไฟเพื่อคงหน่วยความจำของวงจรเป็นคคต่ออยู่ และปรากฏว่ามีแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเพื่อคงหน่วยความจำของวงจรเป็นคคที่ V_{DD} ขา MUTE จะต้องต่ออยู่กับ V_{DD} หรือกราวด์ มิฉะนั้นแล้วกระแส 100-200 ไมโครแอมป์ จะไหลผ่าน V_{DD} และออกทางขา MUTE

เมื่อ V_{CC} มีค่าเท่ากับศูนย์และมีแรงดันไม่เกิน 6 โวลต์ต่ออยู่ที่ขา MS จะมีกระแสรั่วไหลเกิดขึ้น 0.01 ไมโครแอมป์ ตลอดเวลาที่ขา MUTE ปลอ่ยลอยหรือต่อกับ V_{DD} หากขา MUTE ต่อลงกราวด์จะมีความต้านทาน 3.5 กิโลโอห์ม เกิดขึ้นที่ระหว่าง MS และ MUTE

หาก $V_{CC} < 1.5$ โวลต์ ขา MUTE จะไม่ทำงาน เป็นเหตุให้ MC34114 อยู่ในการทำงานโหมดสนทนา

2.6 วงจรส่งรหัสเลขหมาย

ในการทำโครงการครั้งนี้ ได้นำเอาไอซีเบอร์ MC145412 มาใช้เป็นวงจรส่งรหัสเลขหมาย มีบล็อกโคอะแกรมดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกโคอะแกรมของไอซี MC145412

2.6.1 คุณสมบัติของขาต่าง ๆ ของ MC145412

- V_{DD} , V_{SS} (ขา 1 และ ขา 6) : แหล่งจ่ายแรงดัน (POWER SUPPLY)
กระแสไฟตรงจะถูกป้อนเข้ามายัง 2 ขานี้ โดยที่ขา 1 จะเป็นค่าบวก มีค่าตั้งแต่ 1.7-5.5 โวลต์ ส่วนขา 6 นิยมต่อลงกราวด์
- MS (ขา 10) : เลือกโหมด (MODE SELECT)
เป็นขาที่ใช้เลือกโหมดการทำงานของตัวไอซีว่าจะเป็นการส่งสัญญาณแบบไหน ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขา MS และ โหมดการทำงาน แสดงไว้ในตารางที่ 2.3

แทนสมการอนุกรมดังกล่าวข้างต้นในสมการ (2.12) จะได้สัญญาณเอฟเอ็มในรูปกระจายพจน์ดังนี้

$$e_{FM}(t) = A_c \left[J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 4\pi n f_m t \right] \cos 2\pi f_c t - 2A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin[2\pi(2n+1)f_m t] \sin 2\pi f_c t \quad (2.18)$$

และอยู่ในรูปกะทัดรัดหลังการรวมพจน์ตามหลักตรีโกณมิติแล้วจะได้

$$e_{FM}(t) = A_c J_0(\beta) \cos 2\pi f_c t - A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \cos 2\pi [t_c \pi (2n+1) f_m] t - \cos 2\pi [f_c + (2n+1)f_m] t + A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos 2\pi (f_c - 2n f_m) t + \cos 2\pi (f_c + 2n f_m) t] \quad (2.19)$$

ขนาดของแต่ละพจน์ในสมการ (2.19) ขึ้นกับดัชนีมอดูเลชันและฟังก์ชันเบสเซล

2.9 ความกว้างแถบของสัญญาณเอฟเอ็มชนิดไซนูซoidal มอดูเลชัน

ในหลักการสัญญาณเอฟเอ็มมีจำนวนไซด์แบนด์นับไม่ถ้วน (infinite) และความกว้างแถบของสัญญาณเอฟเอ็มก็กว้างนับไม่ถ้วนด้วย ซึ่งจะเกิดปัญหาแย่งความถี่กันใช้ ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องจำกัดจำนวนไซด์แบนด์ของสัญญาณเอฟเอ็มให้อยู่ในความกว้างแถบที่จำกัดโดยสัญญาณไม่เกิดความเพี้ยนมากนัก ดังนั้น ถ้าจำกัดให้ความกว้างแถบของสัญญาณเอฟเอ็มที่ค่า ๆ หนึ่งโดยให้สัญญาณนี้ผ่านเครื่องกรองความถี่จำกัดแถบความถี่โดยยังคงมีกำลังเหลือร้อยละ 98 แล้ว ฟังก์ชันเบสเซลที่ประกอบเป็นสัญญาณเอฟเอ็มในสมการ (2.19) ที่มีค่าสำคัญพอ จะมีลำดับ ตั้งแต่ 0 ถึง $n(n = \beta + 1)$ เท่านั้น ดังนั้น สำหรับไซนูซoidal มอดูเลชัน ความกว้างแถบที่ต้องการในการรับส่งสัญญาณเอฟเอ็มคือ

$$B = 2(\beta + 1)f_m \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.12) หรือ

$$B = 2(\Delta f + f_m) \quad (2.21)$$

ความกว้างแถบของเอฟเอ็ม = 2 เท่าของผลบวกของความถี่ที่เกิดจากการเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดและความถี่ของสัญญาณมอดูเลติง

กฎสำหรับความกว้างแถบของเอฟเอ็มนี้เรียกว่า กฎของคาร์สัน (Carson's rule)

เมื่อค่านิมอดูลุชันของสัญญาณเอฟเอ็มมีค่าต่ำกว่าหนึ่งมาก $\beta \ll 1$ จากสมการ (2.20) ความกว้างแถบ $B = 2f_m$ ซึ่งมีสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มมาก สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่านิมอดูลุชันต่ำมาก เรียกว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ (narrowband FM)

ในการกระจายเสียงวิทยุระบบเอฟเอ็ม FCC (Federal Communications Commission) กำหนดให้การเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดที่ยอมรับได้ $\Delta f = 75$ กิโลเฮิร์ตซ์ และสมมติว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณเบสแบนด์เท่ากับ 15 กิโลเฮิร์ตซ์ + ค่านิมอดูลุชัน

$$\beta = \Delta f / f_m = 75 / 15 = 5 \text{ และ } \beta + 1 = 6 \text{ ไซค์แบนด์ที่มีค่าสำคัญพอ}$$

$$\text{ความกว้างแถบ} = 2 \times 6 \times 15 = 180 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์}$$

ในกรณีที่สัญญาณมอดูเลตดิ้งไม่ใช่ไซน์ซอซอดัล กฎของคาร์สันจะใช้อธิบายความกว้างแถบไม่ได้ เพราะเอฟเอ็มเป็นระบบมอดูเลชันไม่เชิงเส้น (non-linear modulation) สเปกตรัมและความกว้างแถบของสัญญาณเอฟเอ็ม จึงไม่สามารถคำนวณได้จากการกระจายสัญญาณมอดูเลตดิ้งให้อยู่ในรูปของอนุกรมของไซน์ซอซอดัล และใช้กฎการซ้อนกัน (superposition) ดังเช่นเอเอ็ม ได้อย่างไรก็ตามเมื่อนำสัญญาณมอดูเลตดิ้งที่มีความหนาแน่นเชิงสเปกตรัม (spectrum density) ต่อเนื่องกัน ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์แล้วทำให้เกิดสัญญาณเอฟเอ็มที่มีไซค์แบนด์ที่มีความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมต่อเนื่องกันแล้วความกว้างแถบของสัญญาณเอฟเอ็มนี้สามารถหาได้ดังนี้

$$B = 2 \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 s(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} s(f) df} \right]^{1/2} \quad (2.22)$$

ในที่นี้ $s(f)$ คือความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตดิ้ง

ความกว้างแถบที่หาได้จากค่าจำกัดความถี่นี้ เรียกว่า ความกว้างแถบอาร์เอ็มเอส (rms bandwidth)

2.10 สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ

สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบคือ สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่านิมอดูลุชันต่ำมาก $\beta \ll 1$ สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบนี้ จะมีสเปกตรัมทางความถี่คล้ายสัญญาณเอเอ็มมาก ส่วนมากใช้ในการสื่อสารที่จำกัดแถบความถี่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งนิยมใช้ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข้อมูล จึงควรแก่การศึกษาอย่างยิ่ง แทนค่า $\beta \ll 1$ ลงในสมการ (2.11) และจากความสัมพันธ์ $\sin \theta \cong \theta$ เมื่อ $\theta \ll 1$ จะได้

$$\begin{aligned}
 e_{FM} &= A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t) \\
 &\cong A_c \cos 2\pi f_c t - \frac{\beta}{2} A_c \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{\beta}{2} A_c \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (2.23)
 \end{aligned}$$

2.11 การกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็ม

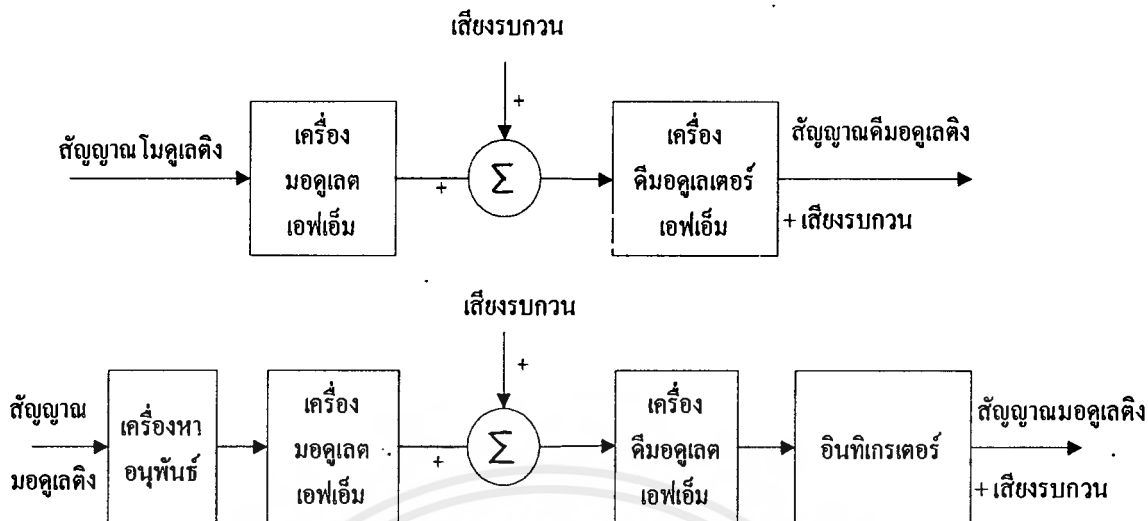
มี 2 วิธีในการกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มคือ วิธีตรงและวิธีอ้อม วิธีตรงใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (วิธีโอ : Voltage Controlled Oscillator (VCO)) ซึ่งความถี่ต้นสะท้อนนั้นเป็นเชิงเส้นกับขนาดของสัญญาณมอดูเลต ส่วนวิธีอ้อมนั้นสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ (NBFM) ก่อน โดยใช้เครื่องมอดูเลตแอมพลิจูด หรือเครื่องมอดูเลตแบบบาลานซ์แล้วนำสัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบนี้เปลี่ยนเป็นสัญญาณแถบแคบถี่กว้าง (WBFM) โดยการคูณความถี่ ต่อไปนี้จะพิจารณา 2 วิธีดังกล่าวข้างต้น

2.11.1 วิธีสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม โดยตรง

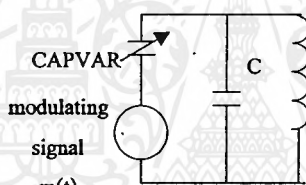
รูปที่ 2.11 แสดงระบบสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและสัญญาณพีเอ็ม ถ้าผ่านสัญญาณมอดูเลตเข้าไปใน ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ซึ่งเป็นเครื่องมอดูเลตเอฟเอ็มจะได้สัญญาณเอฟเอ็ม แต่ถ้าผ่านสัญญาณมอดูเลตเข้าไปในเครื่องหาอนุพันธ์เฟส (phase differentiator) ก่อนแล้วค่อยผ่าน ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน จะได้สัญญาณพีเอ็มตามต้องการ เพราะสัญญาณพีเอ็มนั้น เกิดจากการโมดูเลตเฟสสัญญาณมอดูเลตโดยตรง จึงต้องลบล้างการอินทิเกรตสัญญาณมอดูเลตด้วยเครื่องหาอนุพันธ์เฟส นอกจากออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ให้กำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มแล้ว ยังมี ออสซิลเลเตอร์ วงจรแอลซี (LC) อีกด้วย หลักการทำงานของ ออสซิลเลเตอร์ วงจรแอลซี คือ สัญญาณมอดูเลตจะเปลี่ยนแรงดันคร่อม C_V ผลจากการเปลี่ยนค่าความจุ C_V จะทำให้เกิดการเปลี่ยนความถี่ของ ออสซิลเลเตอร์ตามไปด้วย ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ชั่วขณะใดขณะหนึ่งจะมีค่า

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.24)$$

ดังนั้นออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน จึงสร้างสัญญาณขาออกชั่วขณะใดขณะหนึ่งที่มีความถี่เปลี่ยนตามขนาดของสัญญาณมอดูเลต สัญญาณเอฟเอ็มที่ออกจากเครื่องมอดูเลตจะถูกรบกวนด้วยเสียงรบกวน เมื่อเข้าไปในเครื่องดีมอดูเลตอร์ จะได้สัญญาณมอดูเลตกลับมามีความถี่ตามเดิม ส่วนเสียงรบกวนก็จะถูกดีมอดูเลตด้วย และมีรูปร่างตามลักษณะสมบัติของเครื่องดีมอดูเลตอร์



(ก) วิธีสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและสัญญาณพีเอ็มโดยตรง



(ข) วงจรออสซิลเลเตอร์ LC

รูปที่ 2.11

วิธีการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรงนี้ มีข้อดีที่มีช่วงการเบี่ยงเบนความถี่กว้าง แต่มีข้อเสียคือ ความถี่ของคลื่นพาห้จะไม่คงที่และเปลี่ยนไปบ้าง ทำให้ต้องเพิ่มวงจรสำหรับทำความถี่ให้คงที่

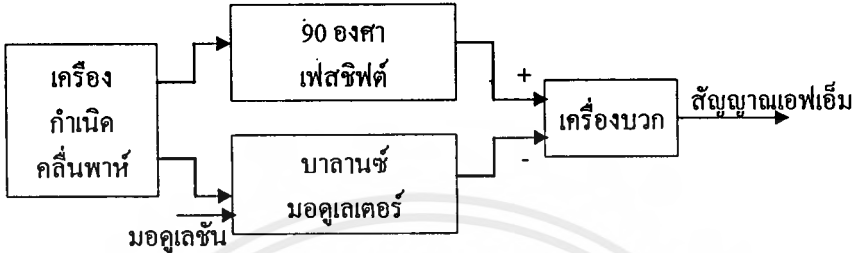
2.11.2 วิธีสร้างสัญญาณเอฟเอ็มทางอ้อม

การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มทางอ้อมตามระบบอาร์มสตรอง (Armstrong) นั้น จะสร้างสัญญาณพีเอ็มก่อนโดยจำกัดสัญญาณมอดูเลตติงที่จะมอดูเลตให้มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง $|m(t)| \ll 1$ ดังนั้น

$$\cos[\omega_c t + m(t)] \cong \cos \omega_c t - m(t) \sin \omega_c t \tag{2.25}$$

จะเห็นได้ว่าพจน์ $m(t) \sin \omega_c t$ เป็นรูปคลื่นสัญญาณดีเอสบีเอสซี (DSB-SC) และสัญญาณดีเอสบีเอสซีกับคลื่นพาห้ของคลื่นเอฟเอ็มตั้งฉากกัน

จากสมการ (2.25) ถ้าใช้เครื่องมือคูเลต ในขณะที่เดียวกันให้คลื่นพาห้เปลี่ยนมุมไป 90° โดยผ่านเครื่องเลื่อนเฟส (phase shifter) แล้วรวมกับสัญญาณดิเอสบีเอสซีที่ขาออกของเครื่อง มอดูเลตแบบบาลานซ์จะได้สัญญาณพีเอ็มตามต้องการ ฉะนั้นถ้าสัญญาณมอดูเลตถึงผ่านเครื่องอินทิเกรตก่อนแล้วค่อยผ่านการมอดูเลตตามระบบอาร์มสตรอง จะได้สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบตามต้องการดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 หลักการของระบบอาร์มสตรองในการสร้างเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ

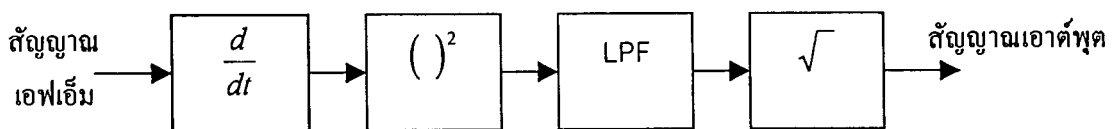
เมื่อผ่านสัญญาณพีเอ็มแบบแถบความถี่แคบเข้าไปในตัวคูณความถี่ แล้วคูณให้ได้ความถี่เป็นกี่เท่าของความถี่ขาเข้าก็จะได้สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่กว้างตามต้องการ

2.12 การตีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มแบบง่าย

ในอดีตของการตีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม จะเป็นวิธีการที่ใช้วงจรฟรีควเอนซีดีสไครมิเนเตอร์ (frequency discriminator) แต่วงจรเหล่านี้ไม่ค่อยนิยมใช้กันแล้ว เพราะต้องใช้ทรานสฟอร์เมอร์ที่ใหญ่เทอะทะ ซึ่งเป็นข้อที่จำกัดที่สำคัญมาก สำหรับการสร้างเป็นวงจรรวม สำหรับปัจจุบัน ไอซีตีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้หลักการควอดคราเจอร์ตีเทกเตอร์ (Quadrature detector) กำลังเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เพราะว่วงจรไม่ซับซ้อน และไม่มีทรานสฟอร์เมอร์เข้ามาเกี่ยวข้องกับแต่ยังคงต้องใช้วงจรแอลซีรีโซแนนท์ (LC Resonant) ต่อยู่ภายนอกไอซี

หลักการและวงจร

บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบของวงจร มีดังแสดงตามรูปที่ 2.13 โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตเอฟเอ็มเป็น ϕ_{FM} ซึ่งมีสมการในเชิงคณิตศาสตร์แสดงไว้ในสมการที่ 2.26



รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของวงจรตีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มแบบใหม่

$$\phi_{FM} = A \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(t) dt \right\} \quad (2.27)$$

โดยที่

- A คือ แอมพลิจูดหรือขนาดของความถี่คลื่นพาห์
 ω_c คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห์
 k_f คือ ค่าคงที่ (Frequency sensitivity) ของตัวคิโมดูลเลต
 $f(t)$ คือ สัญญาณของข่าวสาร
t คือ เวลา

ทำการดิฟเฟอเรนทิเอตสมการ (2.27) เทียบกับเวลา จะได้ค่าผลลัพธ์ออกมาเป็นดังสมการที่ (2.28)

$$\frac{d\phi_{FM}}{dt} = \phi_{FM} = -A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(t) dt \right\} \quad (2.28)$$

โดยที่

ϕ_{FM} คือ ผลลัพธ์ของสัญญาณการดิฟเฟอเรนทิเอต สัญญาณอินพุต ϕ_{FM} เมื่อนำสัญญาณ ϕ_{FM} ไปผ่านวงจรยกกำลังสอง จะได้เอาต์พุตออกมาเป็นไปตามสมการต่อไปนี้ คือ

$$\phi_{FM}^2 = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \sin^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(t) dt \right\} \quad (2.29)$$

จากความสัมพันธ์ทางตรีโกณ เราสามารถเขียนสมการ (3) ได้ใหม่เป็น

$$\phi_{FM}^2 = \frac{1}{2} A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \left[1 - \cos 2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(t) dt \right\} \right] \quad (2.30)$$

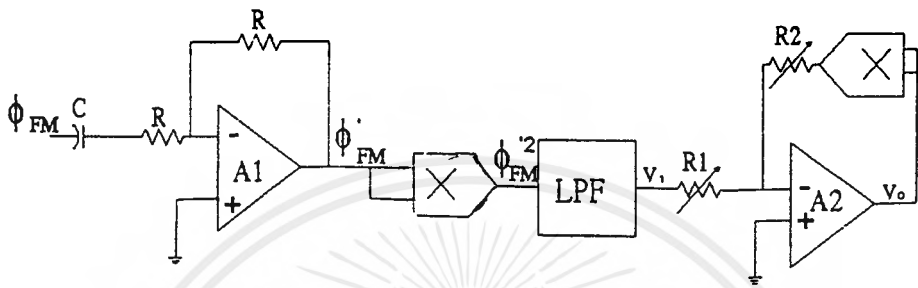
สัญญาณที่ได้จากวงจรยกกำลังสองนี้ ผ่านเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อขจัดส่วนประกอบที่เป็นความถี่สูง คือ $\cos 2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(t) dt \right\}$ ทิ้งไป จะทำให้ได้เอาต์พุต V_1 ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นดังนี้

$$V_1 = \frac{1}{2} A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \quad (2.31)$$

ดังนั้นเมื่อนำค่า V_i นี้ไปผ่านวงจรอครากที่ 2 เราจะได้ค่าสัญญาณเอาต์พุต V_o มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$V_o = \frac{1}{\sqrt{2}} A \{ \omega_c + k_f f(t) \} \quad (2.32)$$

ซึ่งจะพบว่าค่าของ V_o จะแปรค่าตาม $f(t)$ ซึ่งก็คือ สัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตมานั่นเอง ขบวนการตีเทคต์สัญญาณเอฟเอ็มดังกล่าวมาแล้วนี้ จะเป็นไปตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.14 แสดงรูปวงจรรวมทั้งหมดของการตีเทคต์สัญญาณเอฟเอ็ม

วงจรในรูปที่ 2.14 เป็นตัวอย่างของวงจรตีเทคต์สัญญาณเอฟเอ็มอย่างง่ายแบบหนึ่ง ซึ่งมีการแบ่งวงจรออกตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.13 ซึ่งสามารถหาอุปกรณ์ไอซีสำเร็จรูปมาประกอบขึ้นได้ง่าย

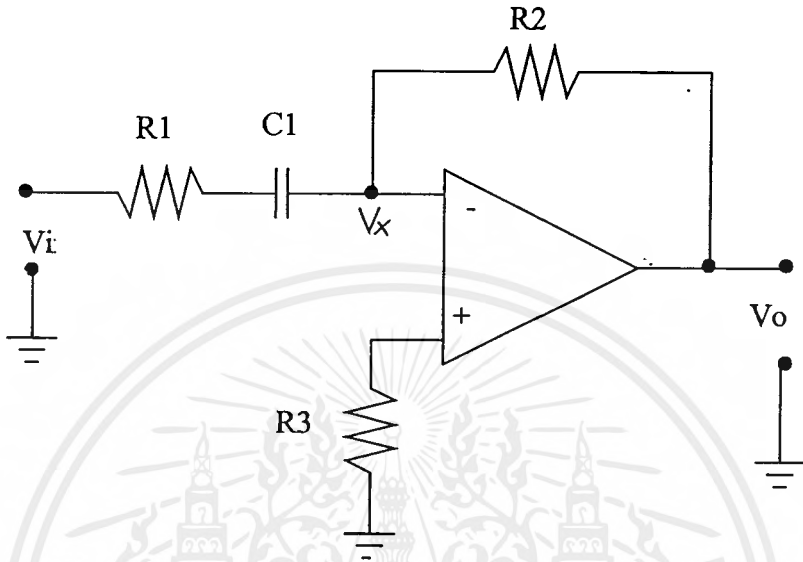
2.13 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ (Differentiator)

วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.15 ใช้ประโยชน์ในการทำดิฟเฟอเรนทิเอตในทางคณิตศาสตร์สัญญาณเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกับอนุพันธ์ของสัญญาณอินพุต ดังนี้
จากรูปที่ 2.15 พิจารณาโหนดลบ เมื่อ R_1 มีค่าน้อยๆ จะได้

$$C_1 \frac{d(0 - V_i)}{dt} + \frac{(0 - V_o)}{R_2} = 0$$

$$\frac{V_o}{R_2} = -C_1 \frac{dV_i}{dt}$$

$$V_o = -R_2 C_1 \frac{dV_i}{dt} \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.15 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

ด้วยเหตุที่การทำงานของวงจรถอดดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ ตรงกันข้ามกับวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ จึงได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม จากอินพุตที่เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

จากรูปที่ 2.15 ความต้านทาน R_1 ทำหน้าที่จำกัดอัตราขยายของวงจรถอดดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่ความถี่สูง โดยมีคอร์เนอร์ฟ्रीควেনซี (corner frequency) อยู่ที่

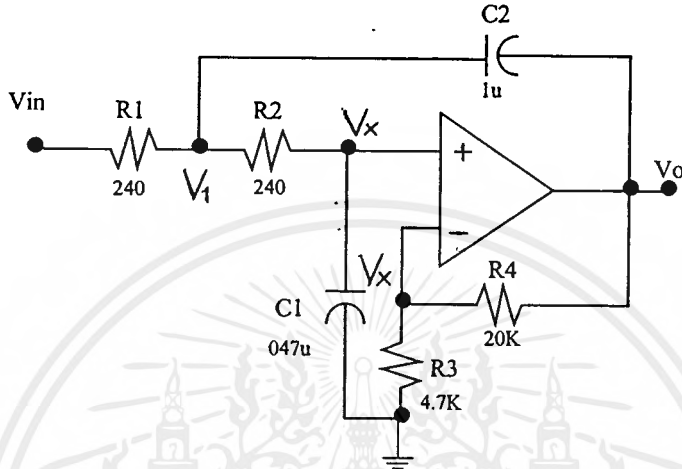
$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2.34)$$

f ควรมีค่าน้อยเป็น 10 เท่าของความถี่อินพุต โดยทั่วไป f ควรมีค่าอยู่ในระหว่าง $\frac{1}{2}\pi R_2 C_1$ กับค่าเกนแบนด์วิธของออปแอมป์ ซึ่ง $\mu A741$ มีเกนแบนด์วิธประมาณ 1 เมกกะเฮิรตซ์ ขอบเขตจำกัดของ f จึงเป็น

$$f < \sqrt{\frac{1 \cdot 10^6}{2\pi R_1 C_2}} \quad (2.35)$$

2.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้ใช้วงจรซาลเลนแอนคีย์ (sallen and key) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง (second order) ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบซาลเลนแอนคีย์

จากรูปที่ 2.16 พิจารณาที่โหนดลบ

$$\frac{V_x - V_o}{R_4} + \frac{V_x - 0}{R_3} = 0$$

$$V_x \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{V_o}{R_4}$$

$$V_x = \frac{V_o}{R_4} \times \frac{1}{\left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)}$$

$$= \frac{V_o}{R_4} \times \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)}$$

$$\begin{aligned}
 V_x &= \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_0 \\
 &= kV_0
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

พิจารณาที่โหนดบวก

$$\begin{aligned}
 \frac{V_x - V_1}{R_2} + \frac{V_x - 0}{1/SC_1} &= 0 \\
 \frac{V_x - V_1}{R_2} + SC_1 V_x &= 0 \\
 \frac{V_1}{R_2} &= V_x \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \\
 V_1 &= V_x R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right)
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

พิจารณาที่โหนด V_1

$$\begin{aligned}
 \frac{V_1 - V_{in}}{R_1} + \frac{V_1 - V_x}{R_2} + \frac{V_1 - V_0}{1/SC_2} &= 0 \\
 V_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_2 \right) - \frac{V_{in}}{R_1} - \frac{V_x}{R_2} &= V_0 SC_2
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

แทนค่า $V_x = kV_0$ ลงใน (2.37)

$$V_1 = kV_0 R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \tag{2.39}$$

แทนค่า V_1 จาก (2.39) และ V_x จาก (2.37) ลงใน (2.38)

$$kV_0 R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_2 \right) - \frac{V_{in}}{R_1} - \frac{kV_0}{R_2} = V_0 SC_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{in}}{R_1} = V_0 \left[kR_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_2 \right) - \frac{k}{R_2} - SC_2 \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_0} = R_1 \left[kR_2 \left(\frac{1 + SC_1 R_2}{R_2} \right) \left(\frac{R_2 + R_1 + SC_2 R_1 R_2}{R_1 R_2} \right) - \frac{k}{R_2} - SC_2 \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_0} = R_1 \left[\frac{k}{R_1 R_2} (R_2 + R_1 + SC_2 R_1 R_2 + SC_1 R_2^2 + SC_1 R_1 R_2 + S^2 C_1 C_2 R_1 R_2^2) \right.$$

$$\left. + \frac{k}{R_2} - SC_2 \right]$$

$$= R_1 \left[\frac{k}{R_1 R_2} (S^2 C_1 C_2 R_1 R_2^2 + S(C_2 R_1 R_2 + C_1 R_2^2 + C_1 R_1 R_2) + R_1 + R_2) + \frac{k}{R_2} - SC_2 \right]$$

$$= R_1 \left[S^2 k C_1 C_2 R_2 + S \left(k C_2 + \frac{k C_1 R_2}{R_1} + k C_1 - C_2 \right) + \frac{k}{R_1} \right]$$

$$= R_1 \left[k S^2 C_1 C_2 R_2 + S k \left(C_2 + \frac{C_1 R_2}{R_1} + C_1 \right) + \frac{k}{R_2} + \frac{k}{R_1} - \frac{k}{R_2} - SC_2 \right]$$

$$= S^2 k C_1 C_2 R_1 R_2 + S R_1 \left(k C_2 + \frac{k C_1 R_2}{R_1} + k C_1 - C_2 \right) + k$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{S^2 k C_1 C_2 R_1 R_2 + S(k C_2 R_1 + k C_1 R_2 - k C_1 R_1 - C_2 R_1) + k}$$

$$= \frac{1/k C_1 C_2 R_1 R_2}{S_2 + \frac{S[C_2 R_1(k-1) + k C_1(R_1 + R_2)]}{k C_1 C_2 R_1 R_2}} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}$$

$$\text{โดยที่ } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{[C_2 R_1 (k-1) + k C_1 (R_1 + R_2)]}{k C_1 C_2 R_1 R_2}$$

และ

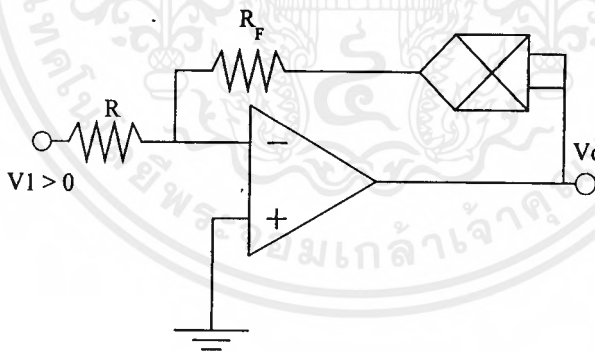
$$Q = \frac{k \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{[C_1 R_1 (k-1) + k C_1 (R_1 + R_2)]} \quad (2.40)$$

ดังนั้น ความถี่ที่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้คือความถี่ที่เป็นดังสมการที่ (2.41)

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (2.41)$$

สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าหรือเท่ากับความถี่ในสมการที่ (2.40) จะสามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำออกมาได้ จะเห็นว่า สามารถกำหนดค่าความถี่ที่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้ โดยกำหนดค่ารีซิสเตอร์และคาปาซิเตอร์

2.15 วงจรถอดราก (square-root)



รูปที่ 2.17 วงจรถอดราก

วงจรถอดรากแสดงดังรูปที่ 2.17 การถอดราก (square-rooting) เป็นฟังก์ชันกัลบของการยกกำลังสอง วงจรที่ทำหน้าที่ถอดรากแสดงอยู่ในรูปที่ 13.40 เราคำนวณได้ ดังนี้

$$\frac{(V_i - 0)}{R} + \frac{(V_o^2 - 0)}{R_F} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

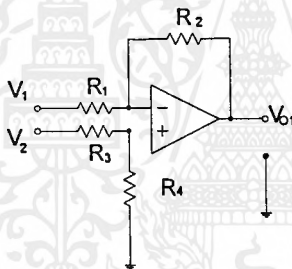
$$V_o^2 = -\frac{R_F}{R} V_i$$

$$V_o = -\sqrt{\frac{R_F}{R} V_i} \quad (2.42)$$

เพื่อให้มีการป้อนกลับแบบลบ เราต้องต่อวงจรกลับเฟส (inverter) อนุกรมกับวงจรกำลังสอง ดังแสดงในรูปที่ 2.17

2.16 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์

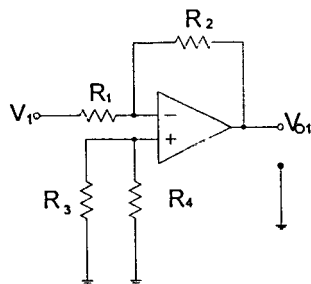
วงจรรายผลต่างของสัญญาณพื้นฐาน หรือดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์ เป็นวงจรที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน โดยเฉพาะในวงจรไอซี ทั้งนี้เพราะดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์มีความสามารถลดสัญญาณรบกวนได้มากกว่าวงจรรายทั่วไป



รูปที่ 2.18 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์

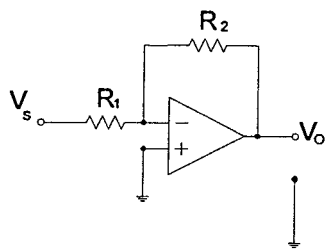
วิเคราะห์วงจรโดยใช้หลักการของซูเปอร์โพสิชัน ดังนี้

1. ในขั้นแรกนี้ให้ $V_2=0$ แล้วพิจารณา V_o จะได้วงจรดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์ เมื่อ $V_2=0$

จะเห็นว่าวงจรมีลักษณะรูปแบบเป็นอินเวอร์ตดิ้งแอมพลิไฟเออร์ ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจรอินเวอร์ตดิ้งแอมพลิไฟเออร์

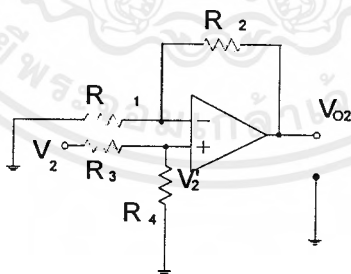
จากทฤษฎีของอินเวอร์ตดิ้งแอมพลิไฟเออร์จะได้ว่า

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_s \quad (2.43)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 2.20 จะเห็นว่า R_3 และ R_4 ไม่มีผลต่อค่าอัตราขยายเพราะไม่มีกระแสไหลผ่าน ดังนั้นจะ
ได้ว่า

$$V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (2.44)$$

2. ให้ $V_1=0$ แล้วพิจารณา V_o จะได้วงจรดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์เมื่อ $V_1=0$

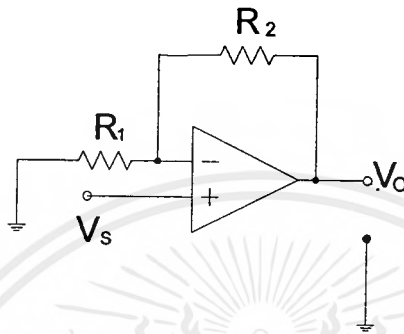
จะเห็นว่า วงจรมีลักษณะรูปแบบเป็นนอน-อินเวอร์ตดิ้งแอมพลิไฟเออร์ และประกอบด้วยการ
แบ่งแรงดันที่เกิดจาก R_3 และ R_4 ต่อคร่อมอินพุต V_2 นั่นคือ

$$V_2' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทฤษฎีของนอน-อินเวอร์สคิงแอมพลิไฟเออร์
จะได้ว่า

$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_S \quad (2.46)$$



รูปที่ 2.22 วงจรนอน-อินเวอร์สคิงแอมพลิไฟเออร์

ดังนั้นจากรูปที่ 2.22 จะได้ว่า

$$V_{O2} = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 \quad (2.47)$$

จากหลักการของซูเปอร์โพสิชัน V_O คือผลรวมของ V_{O1} และ V_{O2} ดังนั้น

$$V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} V_2 \quad (2.48)$$

เนื่องจากเราต้องการวิเคราะห์วงจรให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่เราต้องการ คือ ให้เป็นคิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์ หรืออาจกล่าวได้ว่า ต้องการให้ผลตอบสนองของเอาต์พุตเป็นอัตราส่วนของสัญญาณคิฟเฟอเรนเชียล ($V_2 - V_1$) และต้องการให้เอาต์พุตเป็นศูนย์เมื่อ $V_1 = V_2$ หรือต้องการกำจัดสัญญาณคอมมอนโหมด ดังนั้นจากสมการที่ เพื่อให้เอาต์พุตเป็นไปตามเงื่อนไขที่กล่าวมา เราจึงกำหนดให้

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (2.49)$$

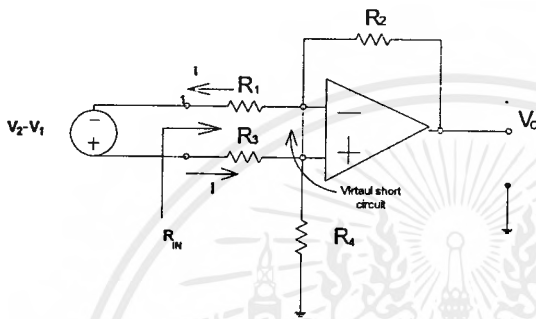
ดังนั้น จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad (2.50)$$

จะเห็นว่าวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์มีอัตราขยายเป็น $\frac{R_2}{R_1}$

พิจารณาความต้านทานอินพุต ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์เมื่อพิจารณาความต้านทานอินพุต

ภายใต้เงื่อนไข $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ นั่นคือ $R_3 = R_1, R_4 = R_2$ เราต้องการหา R_{in} ดังนี้

$$R_{in} = \frac{V_2 - V_1}{i} \quad (2.51)$$

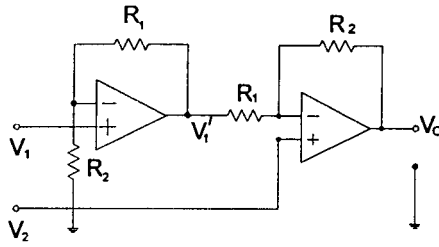
เนื่องจากขั้วอินพุตของออปแอมป์มีศักย์ไฟฟ้าเท่ากัน เราจึงวนลูปได้เป็น

$$V_2 - V_1 = R_1 i + 0 + R_1 i$$

นั่นคือ $R_{in} = 2R_1 \quad (2.52)$

จะสังเกตได้ว่า ถ้าต้องการให้ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์มีค่าอัตราขยายสูง นั่นคือ R_1 ต้องมีค่าน้อยๆ แต่ก็จะทำให้ความต้านทานอินพุตมีค่าค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นข้อเสียเปรียบของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้ในวงจรปริโมโครโฟน แสดงดังรูปที่ 2.24



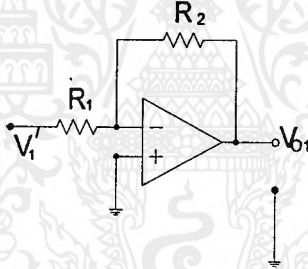
รูปที่ 2.24 วงจรคิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้ในวงจรปริโมโครโฟน

จากรูปที่ 2.24 จะเห็นว่าออปแอมป์ตัวแรกต่อแบบนอน-อินเวอร์สคิงแอมพลิไฟเออร์ ดังนั้น

$$V_1' = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 \quad (2.53)$$

ใช้หลักการของซูเปอร์โพสิชัน

1. ให้ $V_2 = 0$ จะเห็นว่ามีกรต่อแบบอินเวอร์สคิงแอมพลิไฟเออร์ ดังรูปที่ 2.25

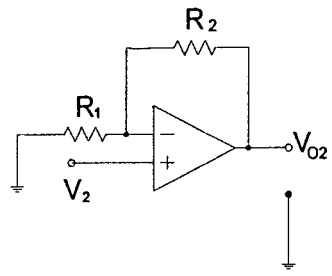


รูปที่ 2.25 วงจรอินเวอร์สคิงแอมพลิไฟเออร์

ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{01} = -\frac{R_2}{R_1} V_1' = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 \quad (2.54)$$

1. ให้ $V_1 = 0$ จะเห็นว่ามีกรต่อแบบนอน-อินเวอร์สคิงแอมพลิไฟเออร์ ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจรอินเวอร์ตติงแอมพลิไฟเออร์

ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{O2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 \tag{2.55}$$

จากหลักการของซูเปอร์โพสิชัน

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) [V_2 - V_1] \tag{2.56}$$

จะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรมีค่า เป็น $1 + \frac{R_1}{R_2}$

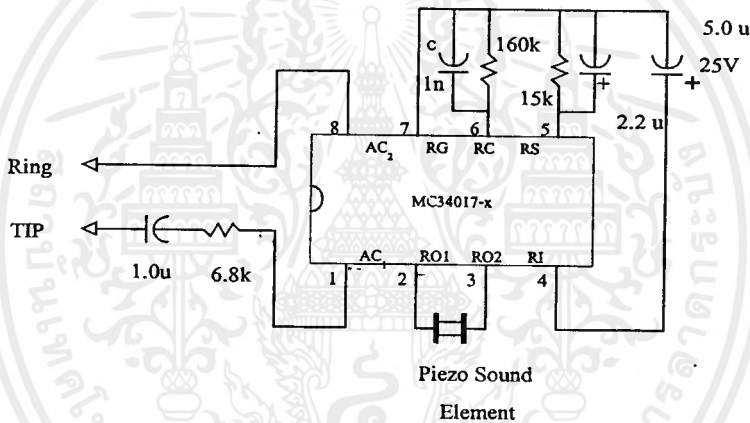
จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า สัญญาณเสียงจากไมโครโฟน จะถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มก่อนที่จะส่งออก
คู่สายโทรศัพท์ไปยังโทรศัพท์เครื่องรับ ในทำนองเดียวกัน สัญญาณที่รับเข้ามาก็จะถูกดีมอดูเลตเอเอ็ม
เพื่อให้สนทนากันรู้เรื่อง

3.3 เครื่องโทรศัพท์

ในส่วนของเครื่องโทรศัพท์ สามารถสร้างเป็นวงจรในส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

3.3.1 วงจรกำเนิดเสียงเรียก

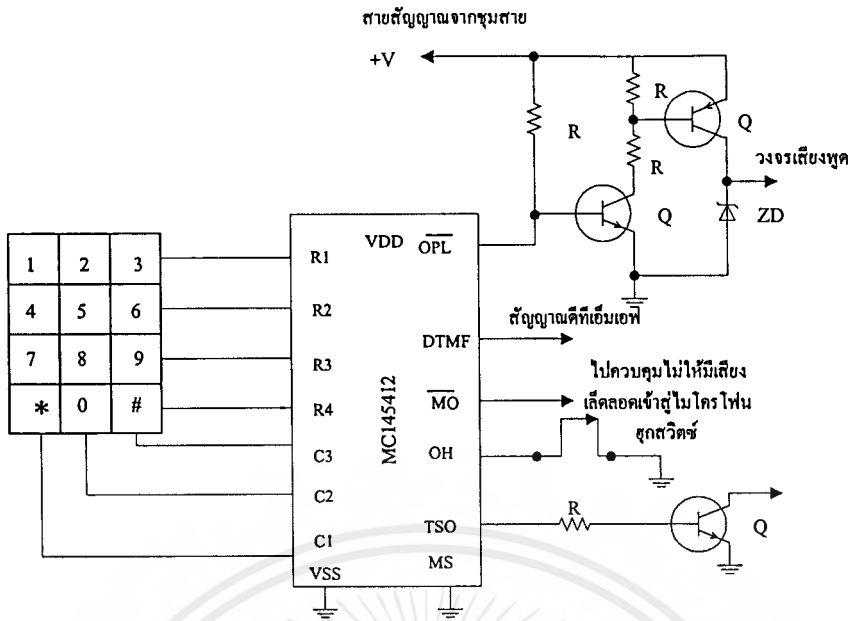
วงจรกำเนิดเสียงเรียก ใช้ไอซี MC34017 แสดงดังรูปที่ 3.3 วงจรส่วนนี้เป็นวงจรที่เชื่อมระหว่าง
วงจรของเครื่องโทรศัพท์กับอุปกรณ์ของชุมสาย วงจรนี้จะกำเนิดเสียงเรียกเมื่อมีการติดต่อมาจากที่อื่น
และจะถูกตัดออกไปเมื่อมีการยกหูโทรศัพท์



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดเสียงเรียก

3.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่คู่

วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่คู่แสดงดังรูปที่ 3.4 ใช้ไอซี MC145412 มาทำหน้าที่ส่งรหัสหมายเลข
โดยอินเตอร์เฟสกับปุ่มกดชนิด 3*4 วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่คู่ หรือที่เรียกว่า
ความถี่ทีเอ็มเอฟ เพื่อทำหน้าที่ส่งหมายเลขโทรศัพท์ที่ต้องการติดต่อไปยังชุมสายโทรศัพท์เพื่อทำการติด
ต่อกับปลายทาง

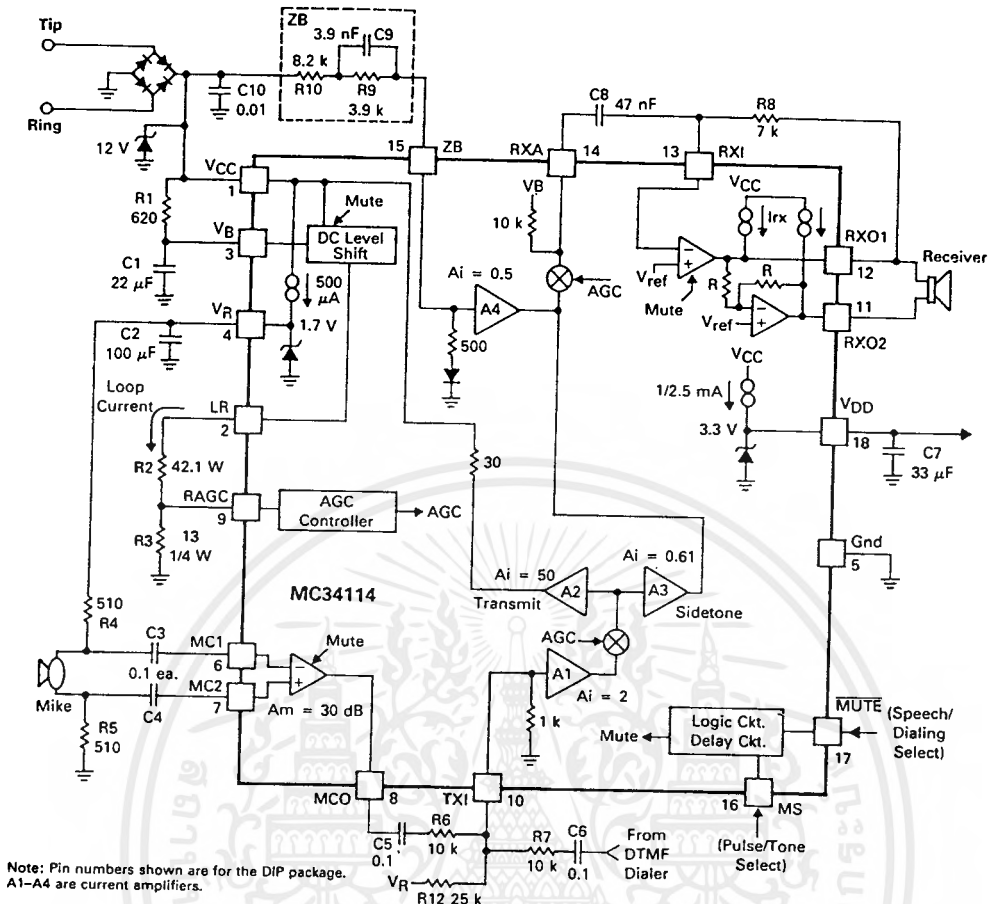


รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สี่ที่เอ็มเอฟ

3.3.3 วงจรเสียงพูด

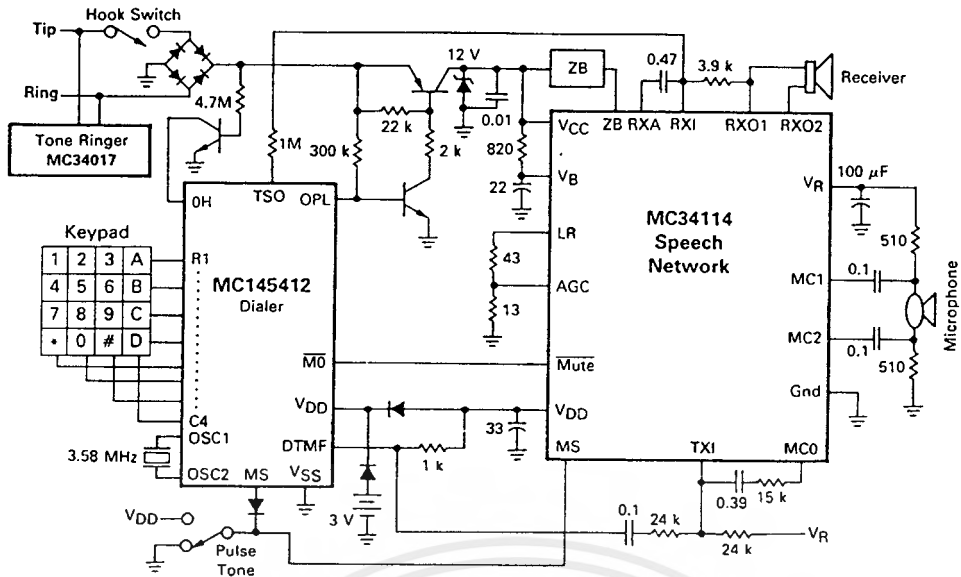
วงจรเสียงพูดแสดงดังรูปที่ 3.5 ใช้ไอซี MC34114 มาทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณเสียงพูดให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วส่งไปยังคู่สนทนา และเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าที่ส่งมาจากคู่สนทนาให้เป็นสัญญาณเสียงพูดทำให้พูดคุยกันได้ นอกจากนี้ยังควบคุมระดับสัญญาณไซค์โทนที่หูฟังของผู้พูดด้วย

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM AND TEST CIRCUIT



รูปที่ 3.5 วงจรเสียงพูด

เมื่อนำวงจรกำเนิดเสียงเรียก, วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่คู่ และวงจรเสียงพูด มารวมกันเป็น วงจรเครื่องโทรศัพท์ จะได้วงจรดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรเครื่องโทรศัพท์

3.4 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม

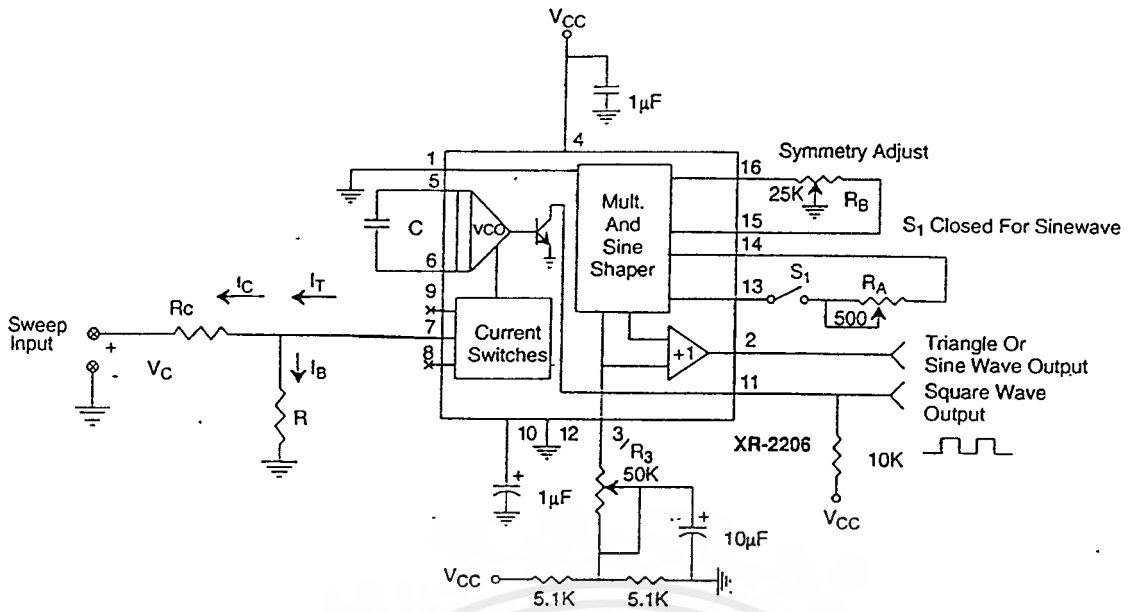
วงจรมอดูเลตเอฟเอ็มแสดงดังรูปที่ 3.7 ใช้ไอซี XR2206 ซึ่งความถี่จะถูกควบคุมโดยการควบคุมแรงดัน V_c ดังนั้นความถี่ของการออกซซิลเลต (f) จะสัมพันธ์กับ V_c ตามสมการ

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_c}{3} \right) \right)$$

จากรูปที่ 3.7 เมื่อ $R = 1$ เมกกะโอห์ม, $R_c = 1$ กิโลโอห์ม, $C = 330$ นาโนฟารัด ดังนั้น ขณะไม่มีสัญญาณอินพุต ($V_c = 0$) จะได้

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \right)$$

$$= 3 \text{ กิโลเฮิรตซ์}$$



รูปที่ 3.7 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม

3.5 วงจรคีมอดูเลตเอฟเอ็ม

วงจรถีมอดูเลตเอฟเอ็มแสดงบล็อก ไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 3.8

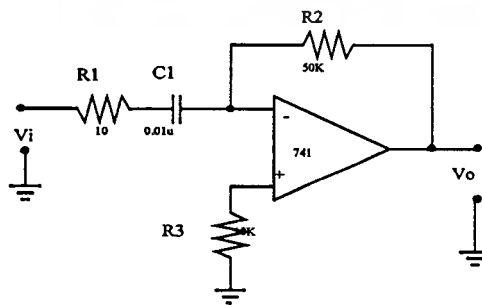


รูปที่ 3.8 บล็อก ไดอะแกรมของวงจรถีมอดูเลตเอฟเอ็ม

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.8 สามารถสร้างเป็นวงจรในส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

3.5.1 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

วงจรถิมเฟอเรนทิเอเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรถิมเฟอเรนทิเอเตอร์

จากวงจรรูปที่ 3.9 สัญญาณเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณอินพุต ดังสมการที่ 2.33 คือ

$$V_o = -R_2 C_1 \frac{dV_i}{dt}$$

เมื่อ $R_2 = 50$ กิโลโอห์ม, $C_1 = 0.01$ ไมโครฟารัด, ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} V_o &= -(50K\Omega)(0.01\mu F) \frac{dV_i}{dt} \\ &= -(5 * 10^{-4}) \frac{dV_i}{dt} \quad \text{โวลต์} \end{aligned}$$

และจากสมการที่ 2.34 คออร์เนอร์ฟริควเอนซีเป็น

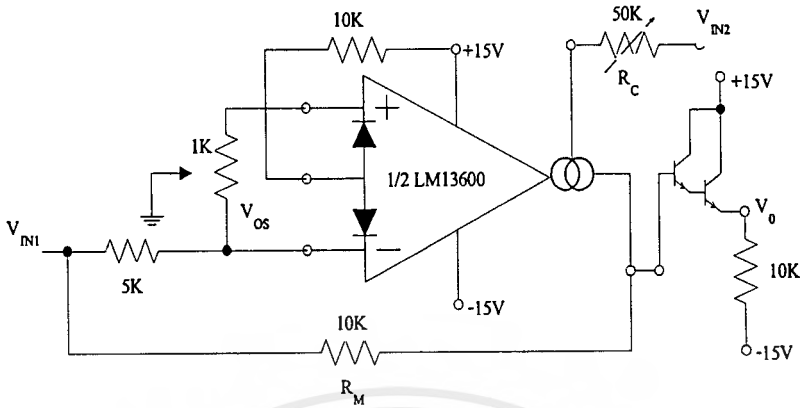
$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

เมื่อ $R_1 = 10$ โอห์ม, $C_1 = 0.01$ ไมโครฟารัด ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi(10\Omega)(0.01\mu F)} \\ &= 1.59 \text{ MHz} \end{aligned}$$

3.5.2 วงจรคุณสมบัติสัญญาณ

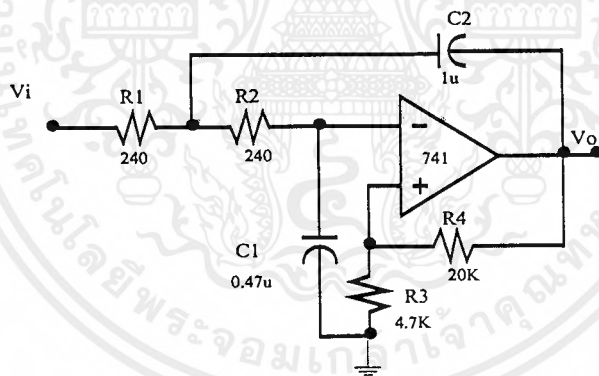
วงจรคุณสมบัติสัญญาณแสดงดังรูปที่ 3.10 ใช้ไอซี LM13600



รูปที่ 3.10 วงจรคุณสมบัติสัญญาณ

3.5.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแสดงดังรูปที่ 3.11



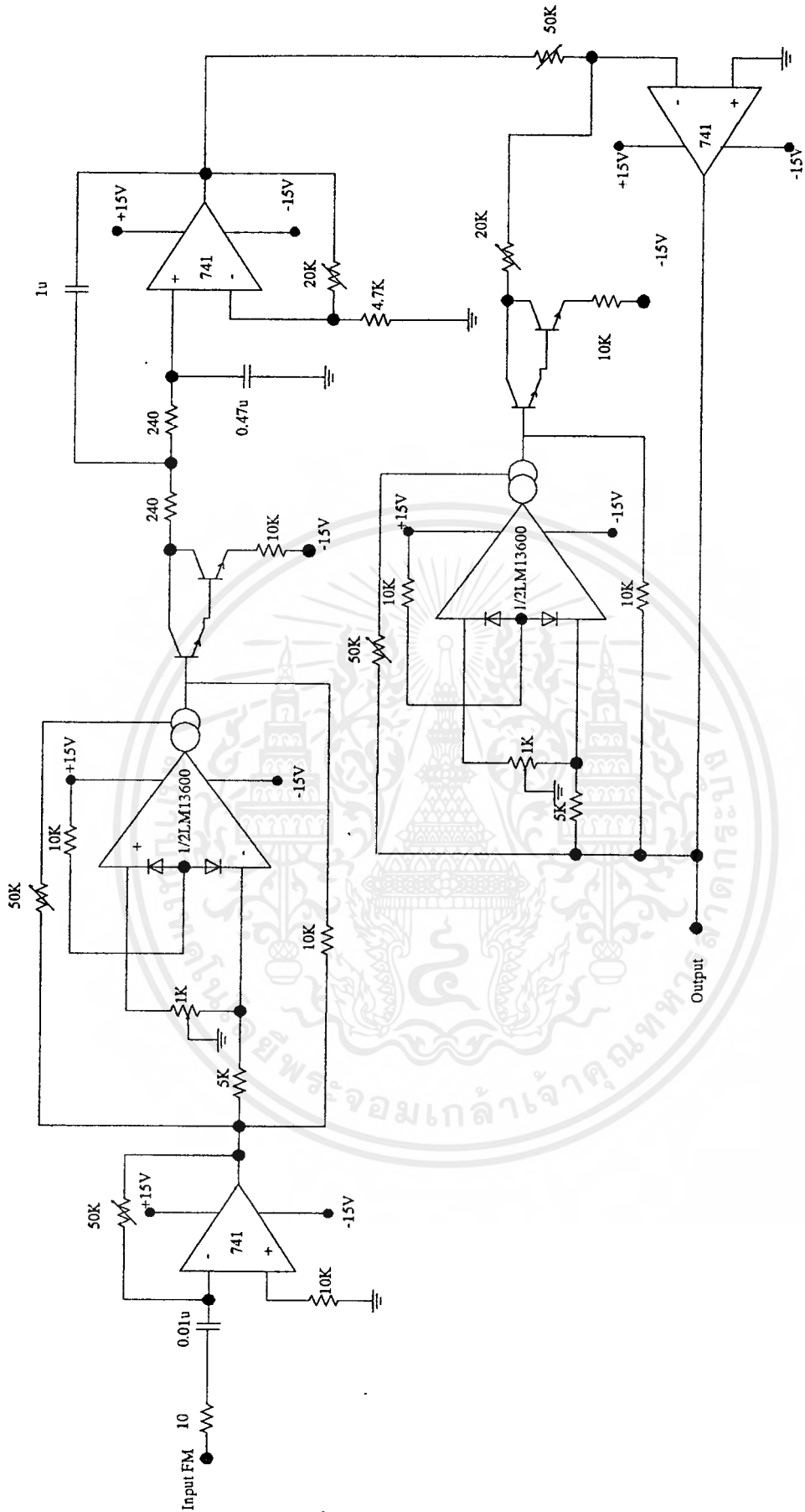
รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากสมการ (2.41) จะได้ความถี่คัทออฟ

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(240\Omega)(0.47\mu F)(240\Omega)(1\mu F)}} = 1 \text{ KHz}$$

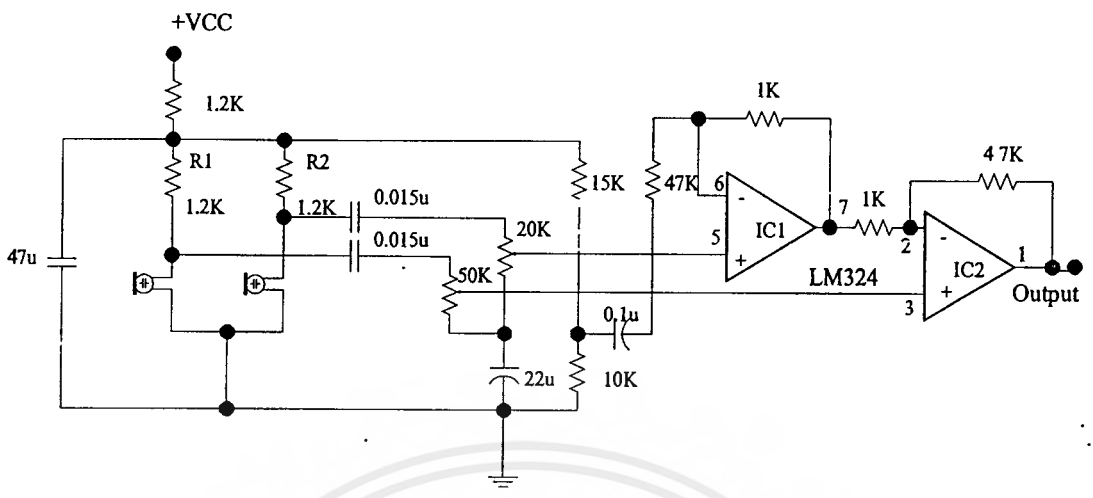
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 วงจรคิมอดูเลตเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรปริโมค



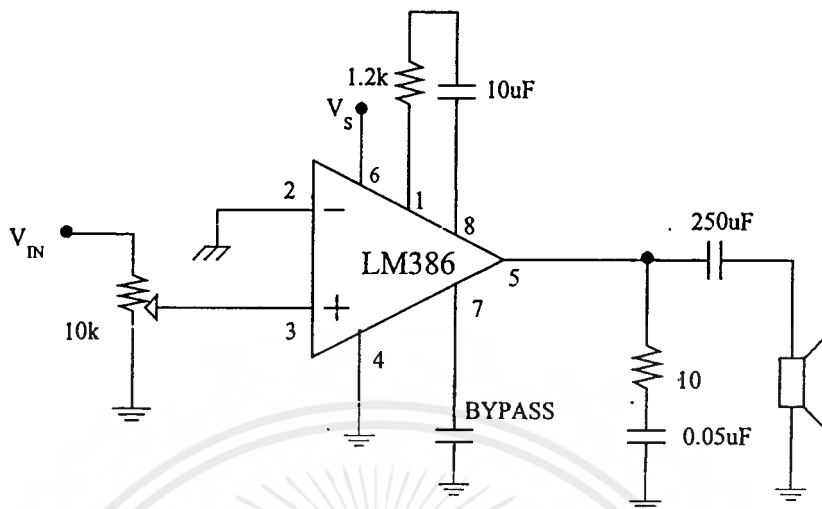
รูปที่ 3.14 วงจรปริโมค

วงจรมิคโครโฟนแอมพลิฟายเออร์คิงรูปที่ 3.14 เหมาะกับการใช้ที่มีเสียงรบกวนมาก เมื่อมีเสียงพูดและสัญญาณรบกวนเข้ามาที่คอนเดนเซอร์ไมโครโฟน 2 ตัว ซึ่งมีแรงดันไบแอสผ่าน R1 และ R2 จากนั้นสัญญาณที่ออกจากไมโครโฟนซึ่งเป็นสัญญาณสลับก็จะคัปปลิ่งผ่านไปยังความต้านทานปรับค่าได้แต่ละชุด เพื่อทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณส่งผ่านไปเข้าขา นอนอินเวอร์คิงขา 3 และ ขา 5 ของ ไอซีตามลำดับ

ไอซี 1 จะทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์แอมป์หรือเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณซึ่งจะมีอัตราขยายสัญญาณเท่ากับ $1+(1/47)$ และจะขยายสัญญาณที่ได้จากความต้านทานปรับค่า และเอาต์พุตของไอซี 1 จะออกมาทางขา 7 ผ่านความต้านทานเข้าขาอินเวอร์คิงขา 2 ของไอซี 2 ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งจะจัดวงจรขยายแบบกลับสัญญาณโดยมีอัตราขยายเป็น -47 เท่า สำหรับสัญญาณที่ได้มาจากเอาต์พุตของไอซี 1 แต่สัญญาณที่ได้จากความต้านทานปรับค่านั้นจะถูกขยายแบบไม่กลับสัญญาณ อัตราขยายเท่ากับ 48 เท่า ดังนั้นอัตราขยายโดยรวมสำหรับสัญญาณที่มาจากไอซี 2 นั้นจะเป็น $-47(1+(1/47)) = 48$ เท่า นั่นก็หมายความว่า จะไม่มีสัญญาณออกมาจาก ไอซี 2 เมื่อสัญญาณที่ไมโครโฟนทั้งสองเหมือนกัน และเสียงรบกวนจะถูกตัดออกไปด้วย แต่สัญญาณเสียงที่ได้ก็มาจากไมโครโฟนที่อยู่ใกล้กับผู้พูดมากกว่า

3.7 วงจรเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์

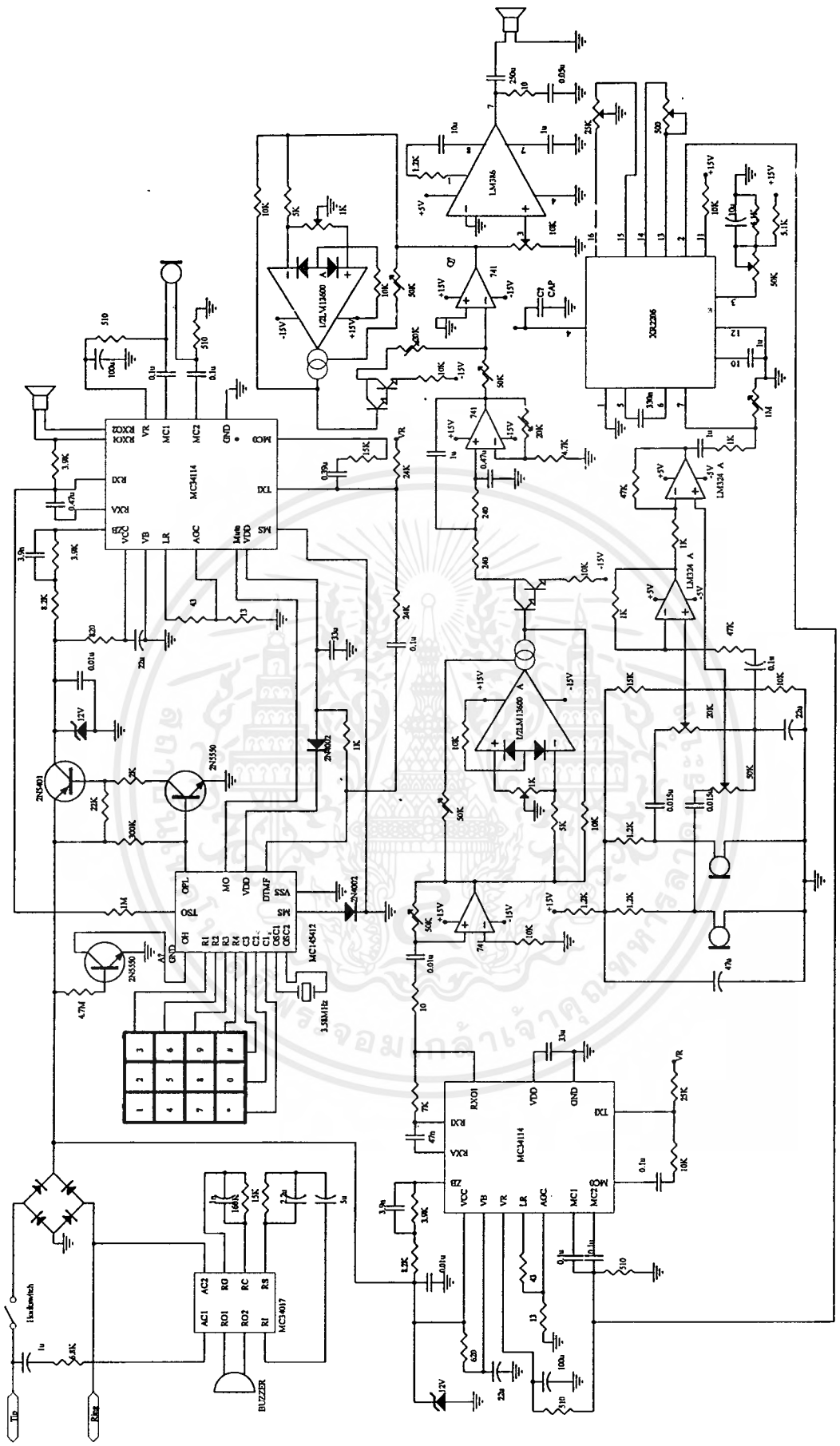
วงจรเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ แสดงดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์

3.8 วงจรรวม

วงจรรวมของโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการคักฟังแสดงได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรรวมของโทรศัพท์ที่มีวงจรป้องกันการดักฟัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 วงจรเครื่องโทรศัพท์

ในส่วนของเครื่องโทรศัพท์ได้ทำการทดลองเป็นส่วนๆดังนี้

4.1.1 ส่วนกำเนิดเสียงเรียก

วิธีการทดลอง

- 1.ต่อวงจรตามรูปที่ 3.3
- 2.นำวงจรไปเชื่อมต่อกับคู่สายโทรศัพท์ (TIP และ RING) และมีการเรียกเข้ามาจากปลายทาง
- 3.บันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากการทดลองปรากฏว่าได้ยินเสียงกริ่งชัดเจนดี

4.1.2 ส่วนส่งเลขหมายโทรศัพท์

วิธีการทดลอง

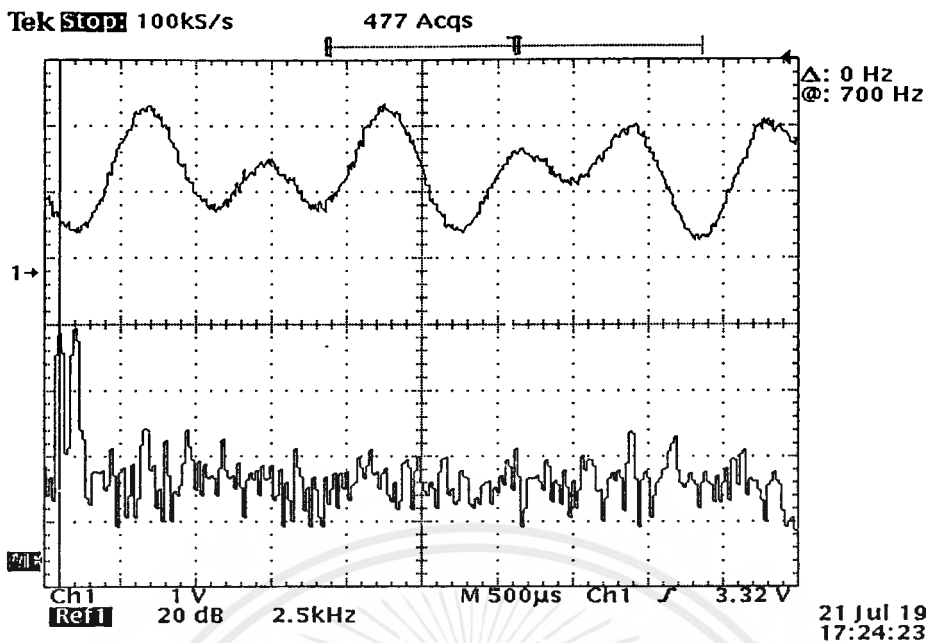
- 1.ต่อวงจรตามรูปที่ 3.4
- 2.ทำการกดเลขหมายที่คีย์บอร์ดโทรศัพท์แล้ววัดสัญญาณที่ขา DTMF ของไอซี MC145412
- 3.บันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

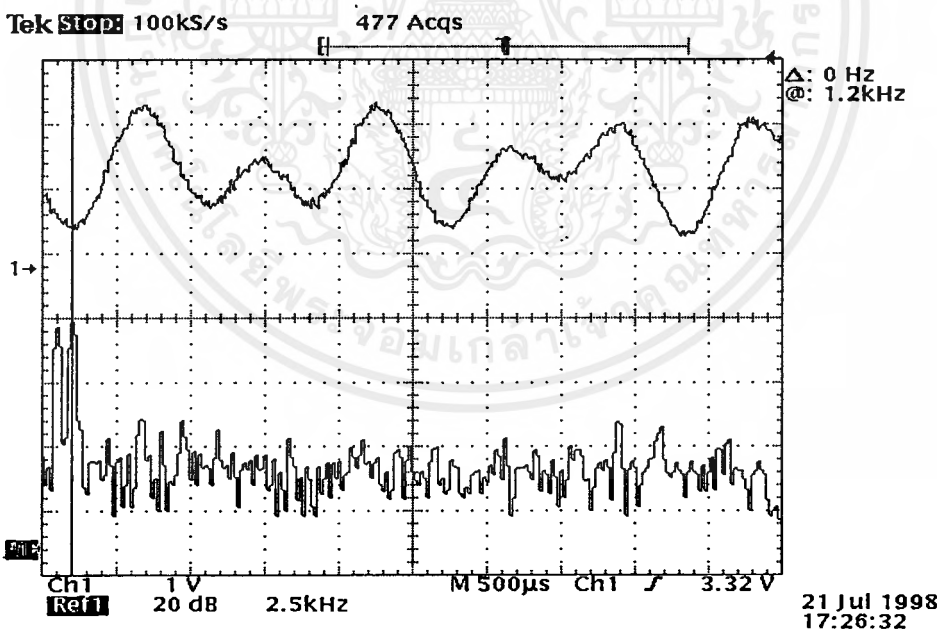
จากการทดลองสามารถวัดสัญญาณดีทีเอ็มเอฟได้ตรงกับค่ามาตรฐาน ดังตารางที่ 4.1 และสามารถแสดงรูปสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.1

ความถี่(เฮิรตซ์)	รหัสหรือเลขหมาย			
679	1	2	3	A
770	4	5	6	B
852	7	8	9	C
941	*	0	#	D
ความถี่(เฮิรตซ์)	1209	1336	1447	1633

ตารางที่ 4.1 ความถี่ดีทีเอ็มเอฟที่ได้จากการกดปุ่มโทรศัพท์



- (a) รูปบน-สัญญาณที่วัดได้ที่ขา DTMF ของไอซี MC145412 ในแกนเวลา
รูปล่าง-สัญญาณคี่ที่เอ็มเอฟในแกนความถี่ (ความถี่ 700 เฮิรตซ์)



- (b) รูปบน-สัญญาณที่วัดได้ที่ขา DTMF ของไอซี MC145412 ในแกนเวลา
รูปล่าง-สัญญาณคี่ที่เอ็มเอฟในแกนความถี่ (ความถี่ 1.2 กิโลเฮิรตซ์)
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ได้จากการกดหมายเลข “1” ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่คู่

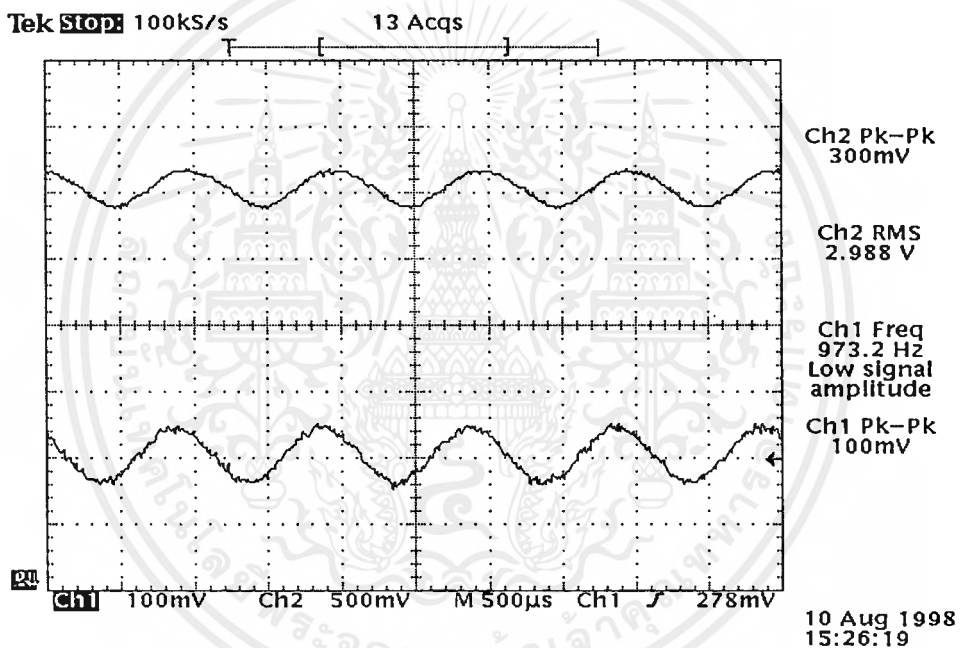
4.1.2 ส่วนเสียงพูด

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.5
2. ป้อนสัญญาณอินพุตที่ไม่โครโฟนเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่จะส่งออกคู่สายโทรศัพท์ (ที่ขา 1 ของไอซี MC34114)
4. ทำการปรับความถี่ของสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 0.1-10 กิโลเฮิร์ตซ์ แล้ววัดสัญญาณที่จะส่งออกคู่สายโทรศัพท์ (ขา 1) และสัญญาณไฮด์โทน (ที่ขา 12 ของไอซี MC34114)
5. บันทึกผลการทดลอง

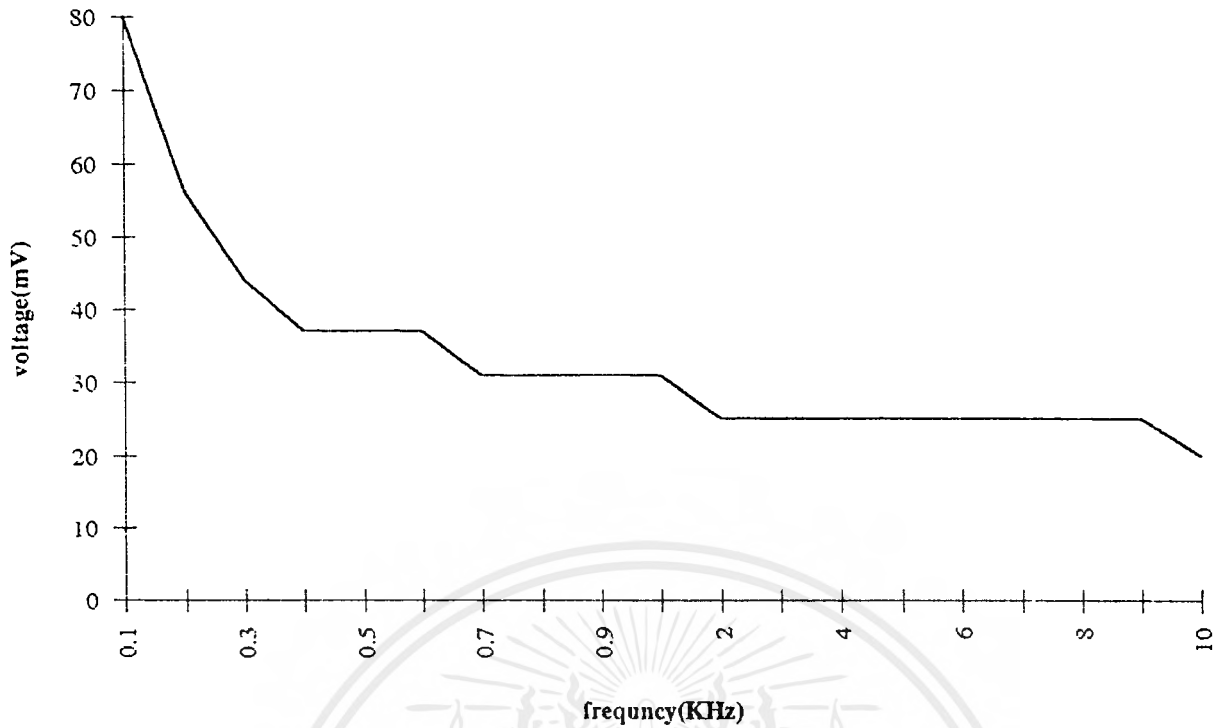
ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 1 แสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.2



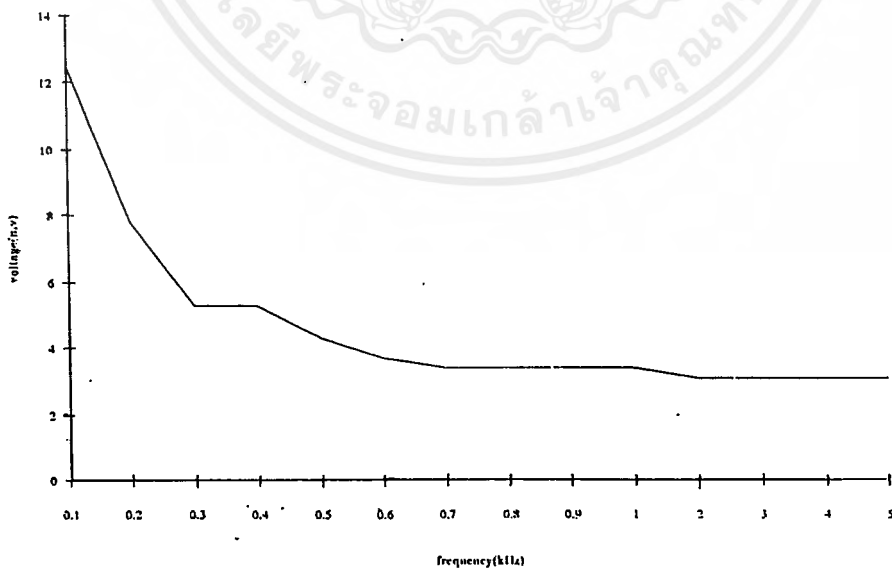
รูปที่ 4.2 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ไม่โครโฟน ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 1 ของไอซี MC34114

และเมื่อทำการปรับความถี่ของสัญญาณอินพุตเป็นค่าต่างๆแล้ววัดสัญญาณเอาต์พุต (ขา 1) ที่จะส่งออกคู่สายโทรศัพท์ นำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรส่วนเสียงพูดเพื่อส่งออกคู่สายโทรศัพท์ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตค่าต่างๆ

และขณะที่ป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ค่าต่างๆแล้ววัดระดับสัญญาณไซค์โทน (ขา 12) นำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงระดับสัญญาณไซค์โทนเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากที่ได้ทำการรวมวงจรในส่วนต่างๆ ของเครื่องโทรศัพท์ดังรูปที่ 3.6 แล้วนำไปต่อเข้ากับ คู่สายโทรศัพท์ ปรากฏว่าสามารถเรียกเข้ามาจากปลายทาง เรียกออกไปยังปลายทาง และสนทนากันได้รู้ เรื่อง

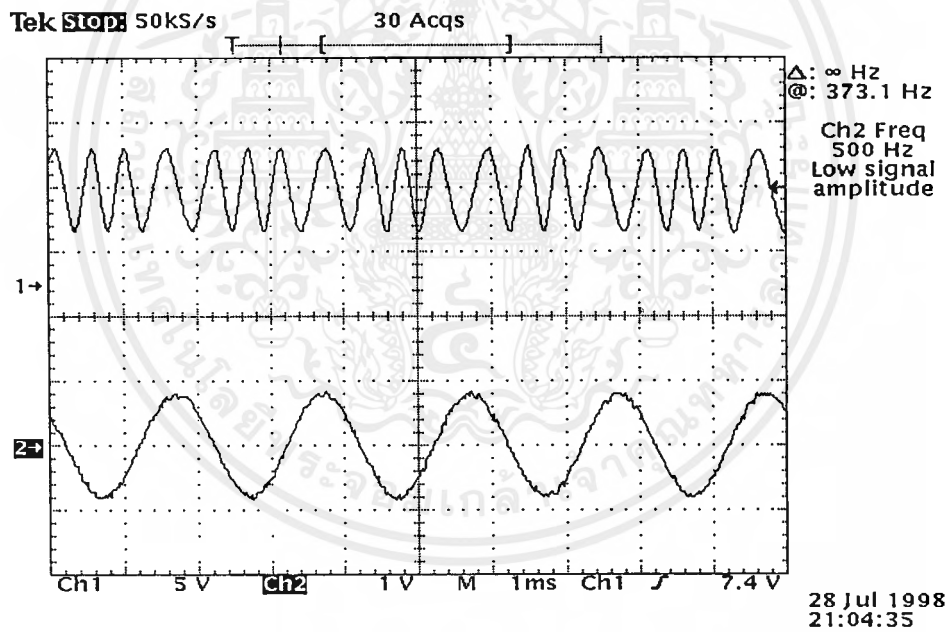
4.2 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม

วิธีการทดลอง

- 1.ต่อวงจรตามรูปที่ 3.7
- 2.ป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 500 เฮิรตซ์ ที่ขา 7 ของไอซี XR2206
- 3.วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2
- 4.บันทึกผลการทดลอง

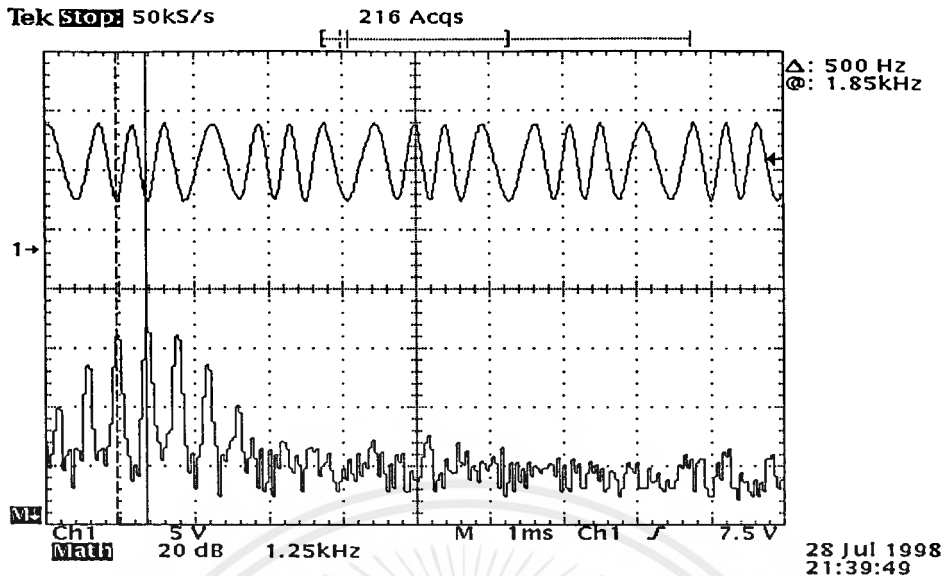
ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2 แสดงผลการทดลองดังรูปที่ 4.5 และ 4.6



รูปที่ 4.5 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม

รูปล่าง-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 500 เฮิรตซ์ (ในแกนเวลา)



รูปที่ 4.6 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอฟเอ็มในแกนเวลา
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตในแกนความถี่

4.3 วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม ดังรูปที่ 3.8 แสดงผลการทดลองในส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

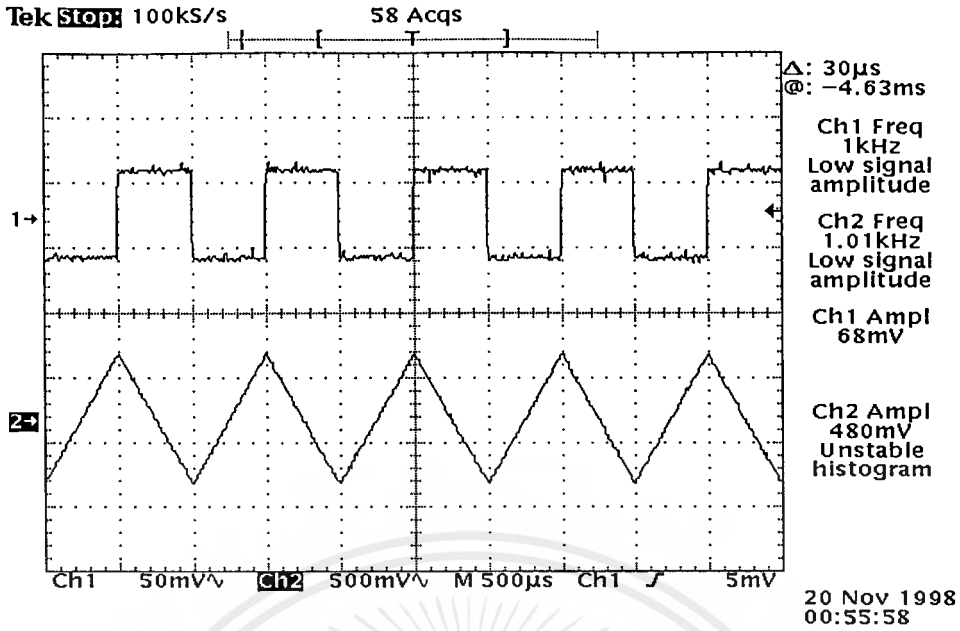
4.3.1 วงจรคิฟเฟอร์เทอเดอร์

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.9
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ขา 2 ของไอซี 741
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 6
4. ทำเช่นเดียวกับข้อ 2 และ 3 แต่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์
5. ทำเช่นเดียวกับข้อ 2 และ 3 แต่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม
6. บันทึกผลการทดลอง

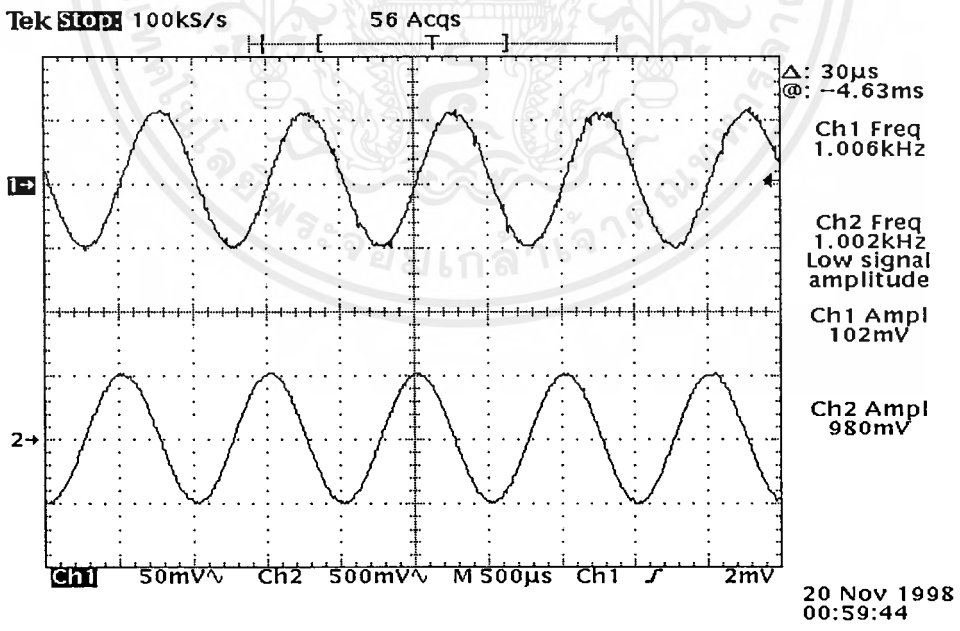
ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 7 ของไอซี 741 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปสามเหลี่ยม แสดงผลการทดลองดังรูปที่ 4.7



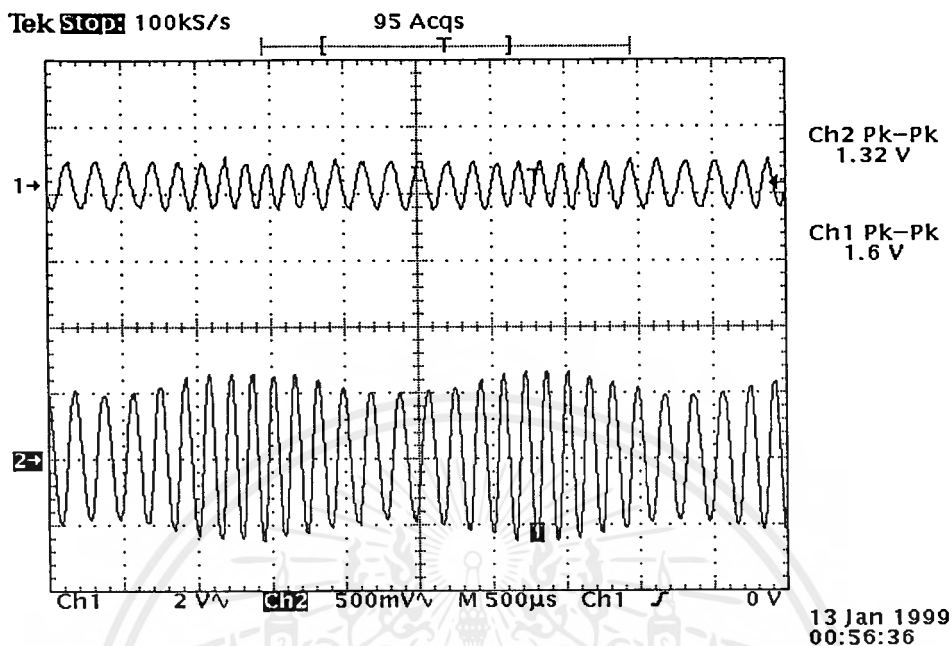
รูปที่ 4.7 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตรูปคอสความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 รูปบน-สัญญาณอินพุตเอฟเอ็ม
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตที่ได้

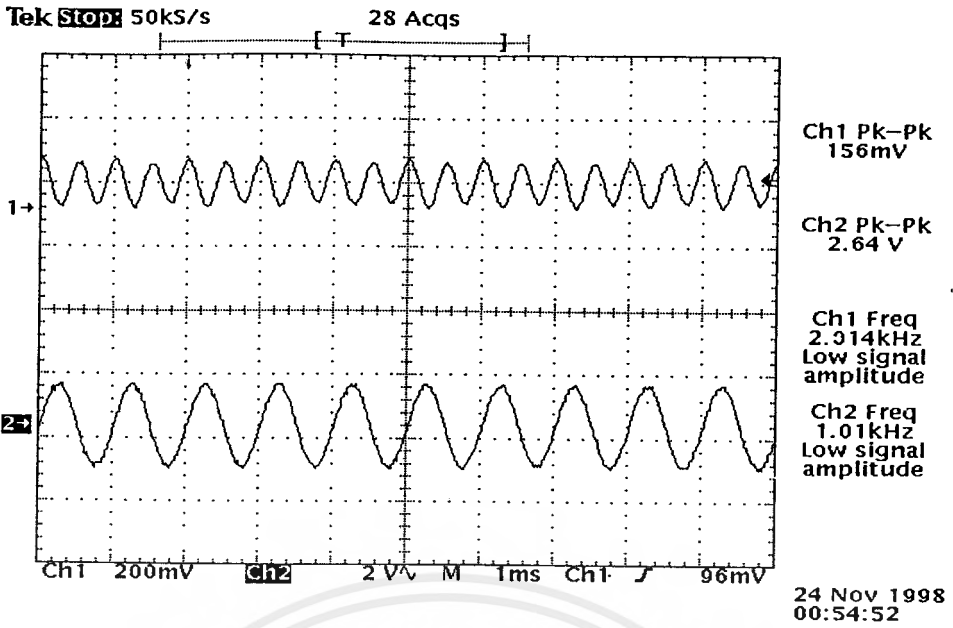
4.3.2 วงจรคูณสัญญาณ

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.10
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
3. วัดสัญญาณที่เอาต์พุต
4. ทำเช่นเดียวกับข้อ 2 และ 3 แต่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณจากวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์
5. บันทึกผลการทดลอง

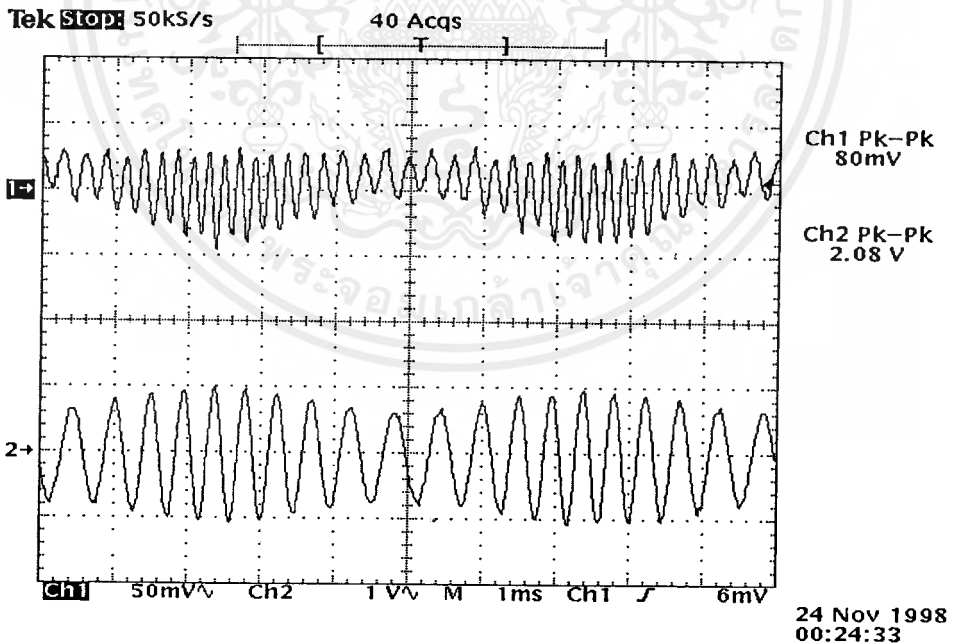
ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ความถี่ 2 กิโลเฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณจากวงจรคิฟเฟอร์เทอเรียเตอร์ จะได้ผลการทดลองดังรูป
ที่ 4.11



รูปที่ 4.11 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคูณสัญญาณ
รูปล่าง-สัญญาณจากเอาต์พุตของวงจรคิฟเฟอร์เทอเรียเตอร์

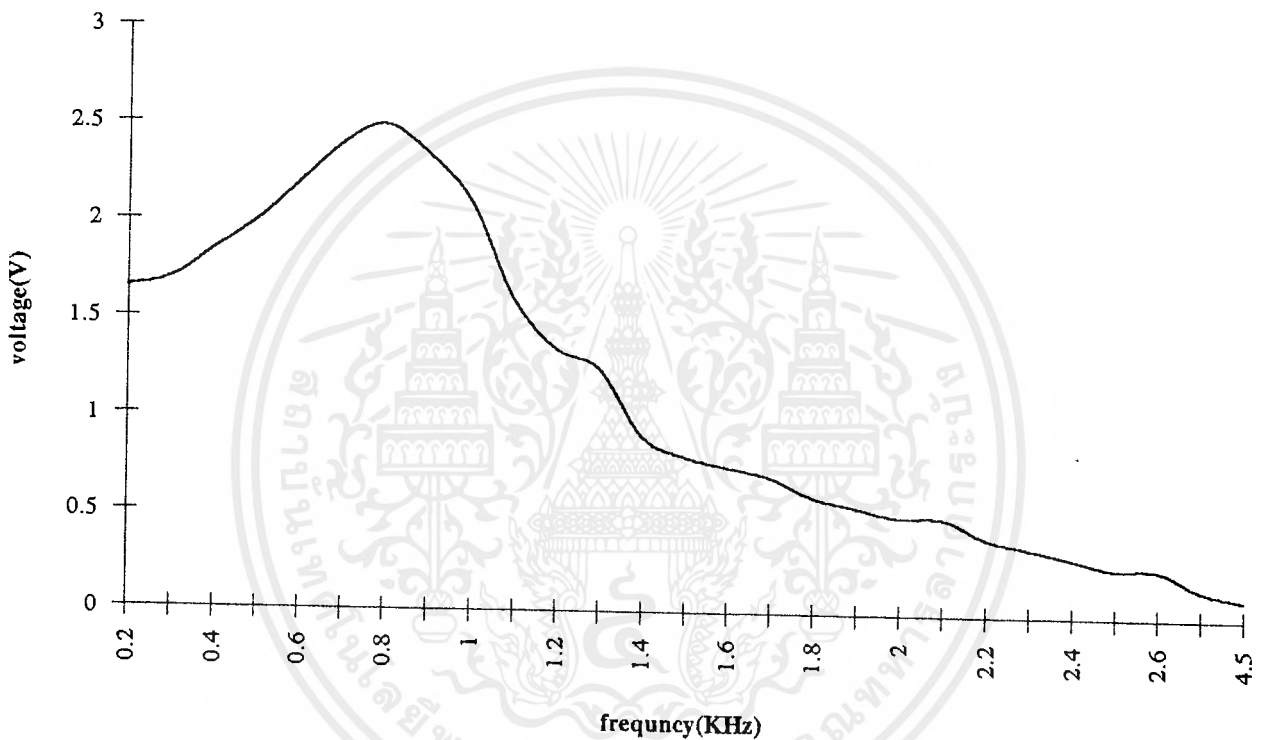
4.3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.11
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 100-5000 เฮิรตซ์ ที่ขา 2 ของไอซี 741
3. วัดระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 6
4. บันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 6 ของไอซี 741 นำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.12 กราฟแสดงระดับสัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 100 -5000 เฮิรตซ์

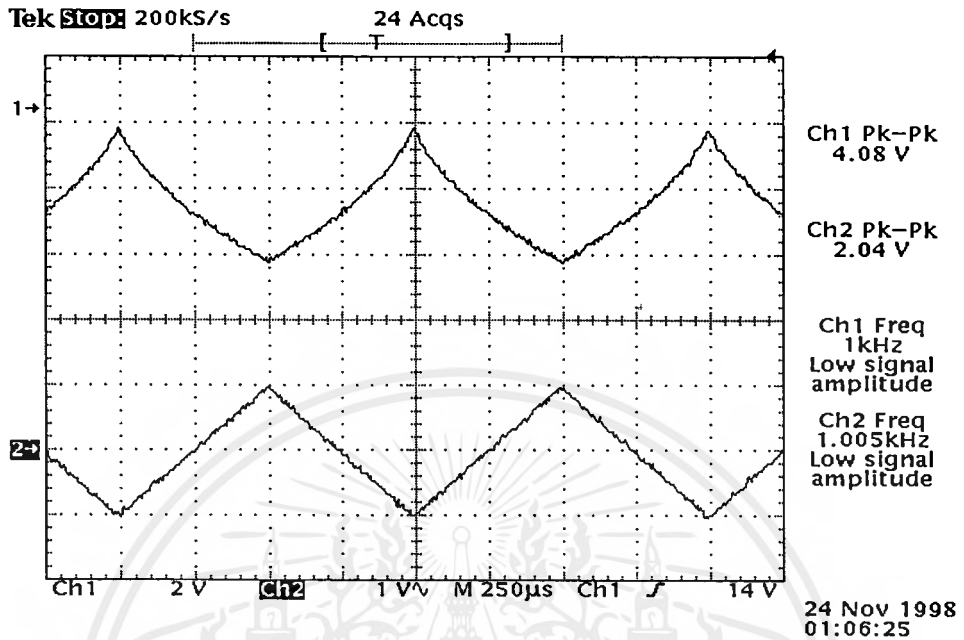
4.3.4 วงจรสแควร์วาท

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.12
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ ที่ขา 2 ของไอซี 741
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 6
4. บันทึกผลการทดลอง

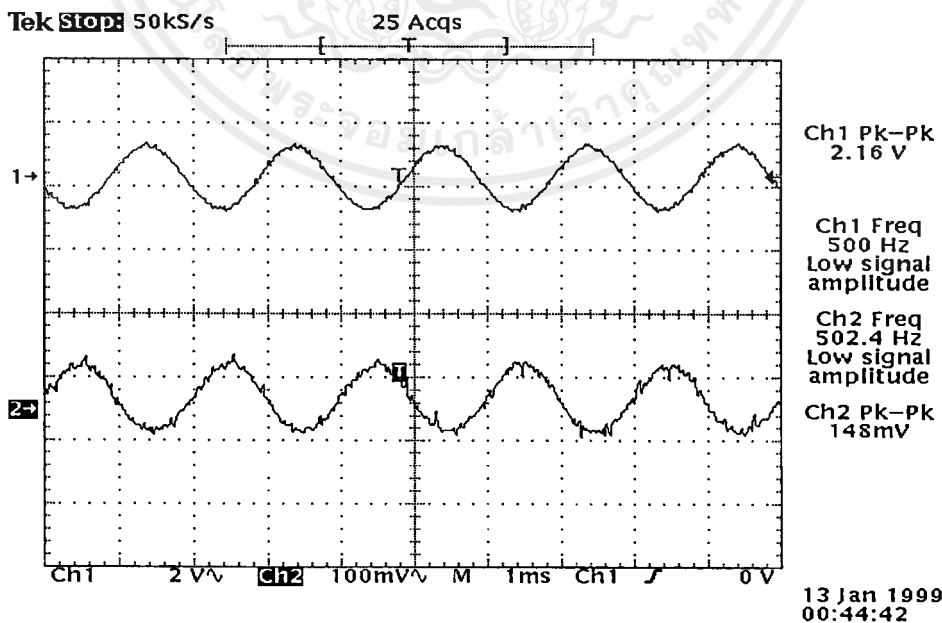
ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 6 จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสแควร์วูท

เมื่อนำวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์, วงจรคูณสัญญาณ, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรคิมอดูเลตเอเอ็มมาต่อรวมกัน แล้วป้อนสัญญาณอินพุตเอเอ็ม จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 รูปบน-สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 500 เฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรคิมอดูเลตเอเอ็ม

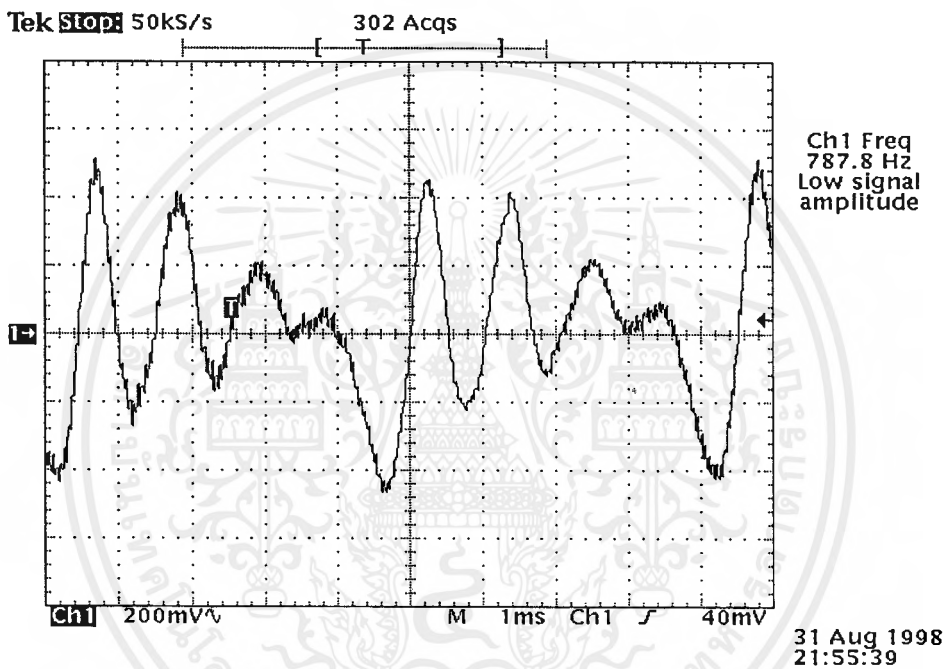
4.4 วงจรปริ๊มคัล

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.14
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเสียงที่ไมโครโฟน
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 1 ของไอซี LM324
4. บันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 1 ของไอซี LM324 จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรปริ๊มคัล

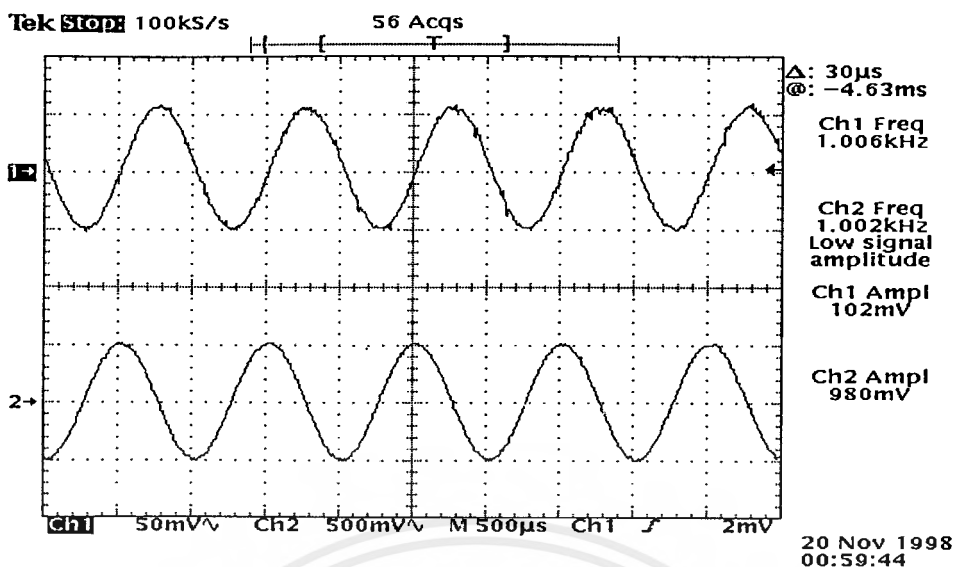
4.5 วงจรเพาเวอร์แอมป์

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.15
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ขา 3 ของไอซี LM386
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5
4. บันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5 ของไอซี LM386 จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 รูปบน-สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเพาเวอร์แอมป์

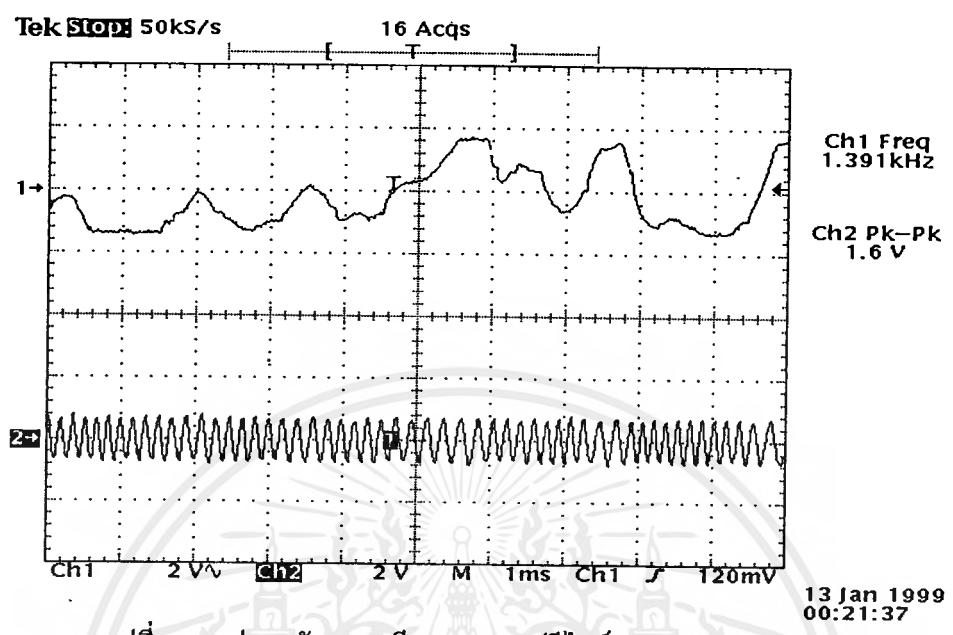
4.6 วงจรรวม

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.16
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเสียงที่ไม่โคร โฟนของวงจรถรีโมค
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม (ขา 2 ของไอซี XR2206) , บันทึกผล
4. นำสัญญาณที่ได้จากข้อ 3 ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม
5. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่วงจรมอดูเลตเอฟเอ็ม (ขา 6 ของไอซี 741) , บันทึกผล
6. นำสัญญาณที่ได้จากข้อ 5 ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเพาเวอร์แอมป์ไฟเออร์
7. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่วงจรเพาเวอร์แอมป์ไฟเออร์ (ขา ของไอซี LM386) , บันทึกผล
8. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม ให้กับวงจรส่วนเสียงพูดของโทรศัพท์เครื่องส่ง
9. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่จะส่งออกคู่สายโทรศัพท์ (ขา 1 ของไอซี MC34114) , บันทึกผล
10. วัดสัญญาณ ไซค์โทน (ขา 12 ของไอซี MC34114) , บันทึกผล
11. นำสัญญาณที่ได้จากข้อ 10 ไปทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม
12. บันทึกผลการทดลอง

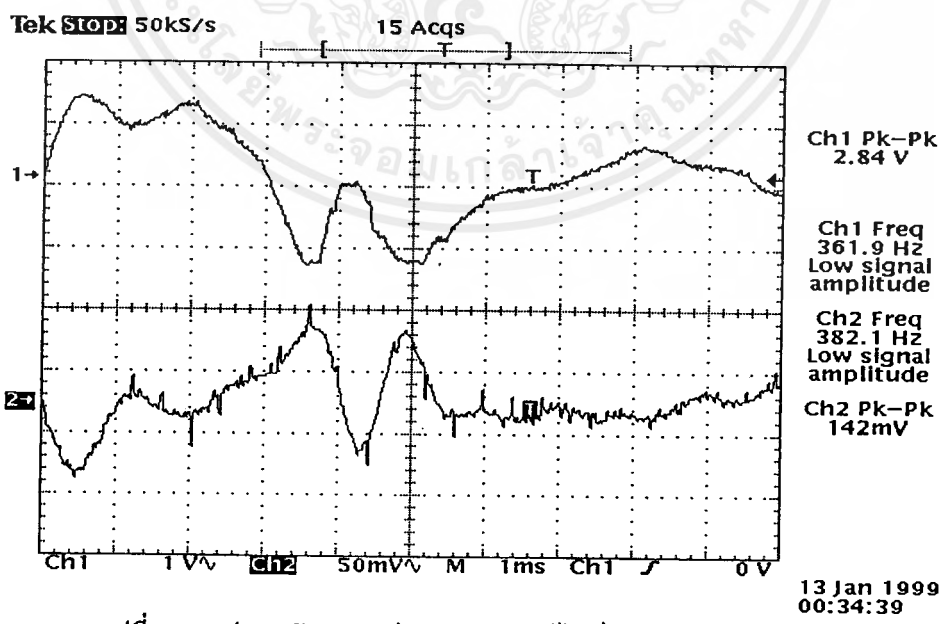
ผลการทดลอง

-เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่วงจรมอดูเลเตอร์เป็นสัญญาณเสียง แล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตที่วงจรมอดูเลตเอเอ็ม จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.17



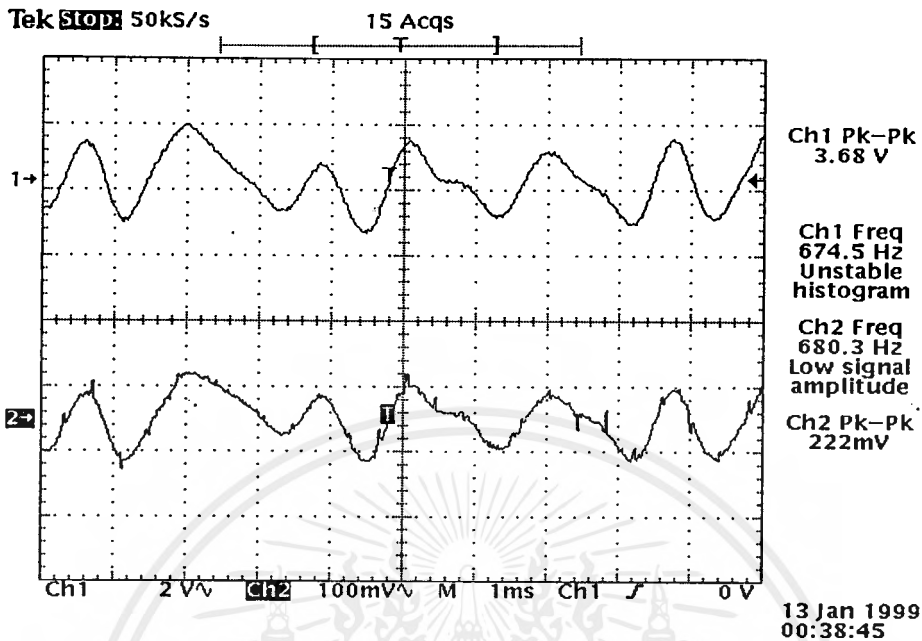
รูปที่ 4.17 รูปบน-สัญญาณเสียงจากวงจรมอดูเลเตอร์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอเอ็ม

- เมื่อนำสัญญาณจากวงจรมอดูเลตเอเอ็มที่ได้ ไปเป็นอินพุตให้กับวงจรมอดูเลตเอเอ็ม จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 รูปบน-สัญญาณเสียงจากวงจรมอดูเลเตอร์
รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตเอเอ็ม

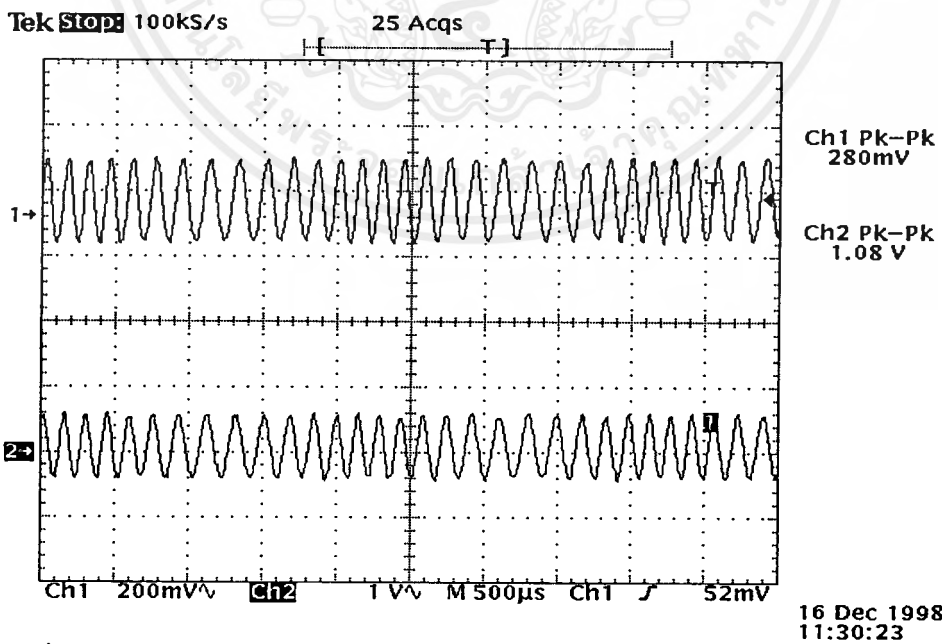
- เมื่อนำสัญญาณที่ได้จากการคีมอคูเลตไปเป็นอินพุตให้กับวงจรเพาเวอร์แอมป์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 รูปบน-สัญญาณเสียงจากวงจรปริ๊มคัล

รูปล่าง-สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเพาเวอร์แอมป์

- เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอฟเอ็มให้กับวงจรส่วนเสียงพูดของโทรศัพท์เครื่องส่ง แล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตที่จะส่งออกสู่สายโทรศัพท์ ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.20 และ 4.21



รูปที่ 4.20 รูปบน-สัญญาณเอาต์พุตเอฟเอ็มจากวงจรส่วนเสียงพูดที่จะส่งออกสู่สายโทรศัพท์

รูปล่าง-สัญญาณอินพุตเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากการทดลอง ในส่วนของวงจรเครื่องโทรศัพท์ทำให้ได้ทราบส่วนประกอบสำคัญต่างๆของเครื่องโทรศัพท์ซึ่งได้แก่ ส่วนกำเนิดสัญญาณเรียก, วงจรเสียงพูดซึ่งแยกสัญญาณเสียงที่รับเข้ามาและที่จะส่งออกไปออกจากกันและควบคุมสัญญาณไซค์โทนขณะพูด, ส่วนส่งสัญญาณรหัสเลขหมายโทรศัพท์เพื่อบอกให้ชุมสายทราบว่าผู้เรียกต้องการจะติดต่อกับคู่สายใด จากผลการทดลองของวงจรเครื่องโทรศัพท์ที่ได้สร้างขึ้นมาปรากฏว่าสามารถใช้งานได้ดีมีคุณภาพเสียงอยู่ในระดับที่น่าพอใจ

ในส่วนของวงจรมอดูเลตและดีมอดูเลตเอฟเอ็ม ซึ่งเป็นส่วนของวงจรป้องกันการดักฟัง จากการทดลองปรากฏว่าสามารถมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณได้ตามต้องการ

เมื่อนำวงจรของเครื่องโทรศัพท์มาทำงานร่วมกับวงจรป้องกันการดักฟัง โดยใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเสียง จากผลการทดลองปรากฏว่าสามารถใช้งานได้ในระดับหนึ่ง แต่คุณภาพของเสียงยังไม่ดีเท่าที่ควร หากได้รับการพัฒนาต่อไปคาดว่าจะสามารถใช้งานได้ดี

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ดำเนินมาได้ด้วยความช่วยเหลือของบุคคลหลายฝ่าย ได้แก่ รศ. คร.วิวัฒน์ กิรานนท์, รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน, อาจารย์วิภา แสงพิสุทธิ, อาจารย์สุรพล บุญจันทร์ ตลอดจนพี่ๆ และเพื่อนๆ ที่คอยให้คำแนะนำและเอื้อเฟื้ออุปการะต่างๆ

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณบุคคลเหล่านี้มา ณ โอกาสนี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

น.ส. อัญญา พงศ์ทองกุล

น.ส. อ้อมทิพย์ สุขเกิด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Misha Schwartz, William R.Bbennett and Seymour, "Communication System and techniques", McGraw-Hill, 1996.
2. ดร. โคทม อารียา, "วงอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 3 วงจรไม่เชิงเส้นและวงจรกำลัง", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2521.
3. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, "หลักการไฟฟ้าสื่อสาร", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2538.
4. ดร.ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล, "หลักการระบบสื่อสาร", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2521.
5. สุทธินันท์ พรศิริกุล, "เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2535.





ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

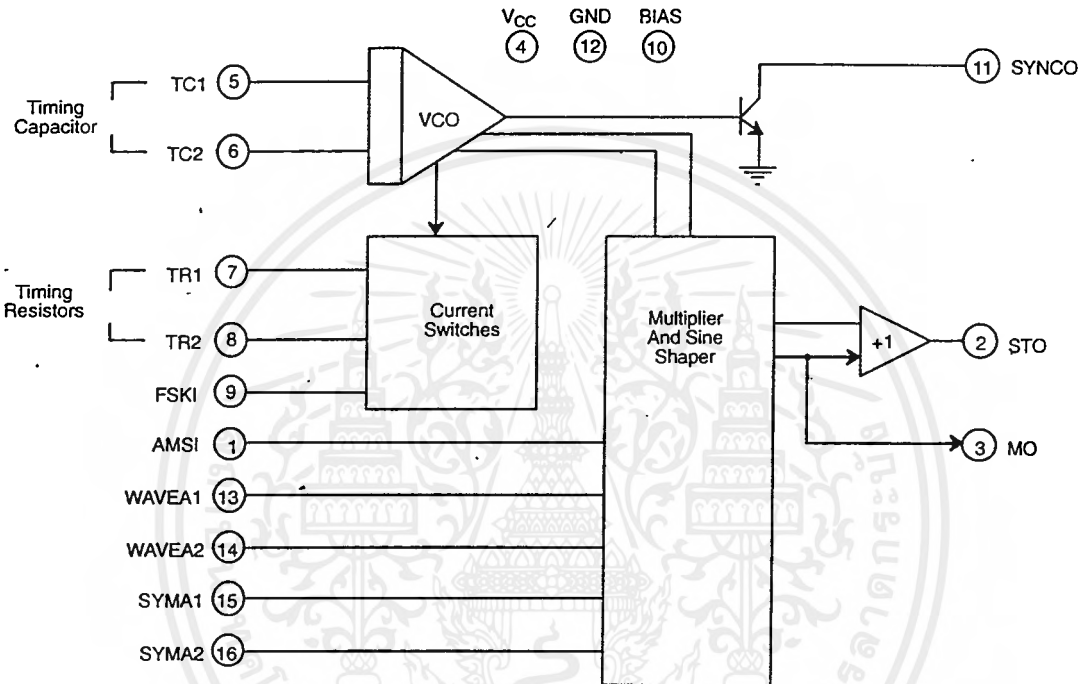
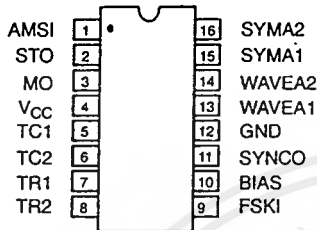
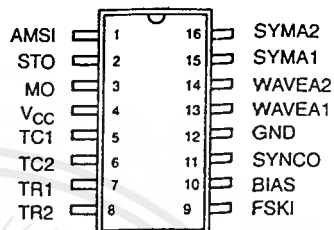


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

XR-2206



DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2* $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$
Frequency								$R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	<i>Figure 5</i>
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								
<i>Figure 3</i>								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See <i>Figure 7</i> and <i>Figure 8</i>

- Notes**
¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See *Figure 3*.
² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.
Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k Ω	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Fall Time		50			50		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{mA}$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{CC} = 26\text{V}$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply 26V
 Power Dissipation 750mW
 Derate Above 25°C 5mW/°C

Total Timing Current 6mA
 Storage Temperature -65°C to +150°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

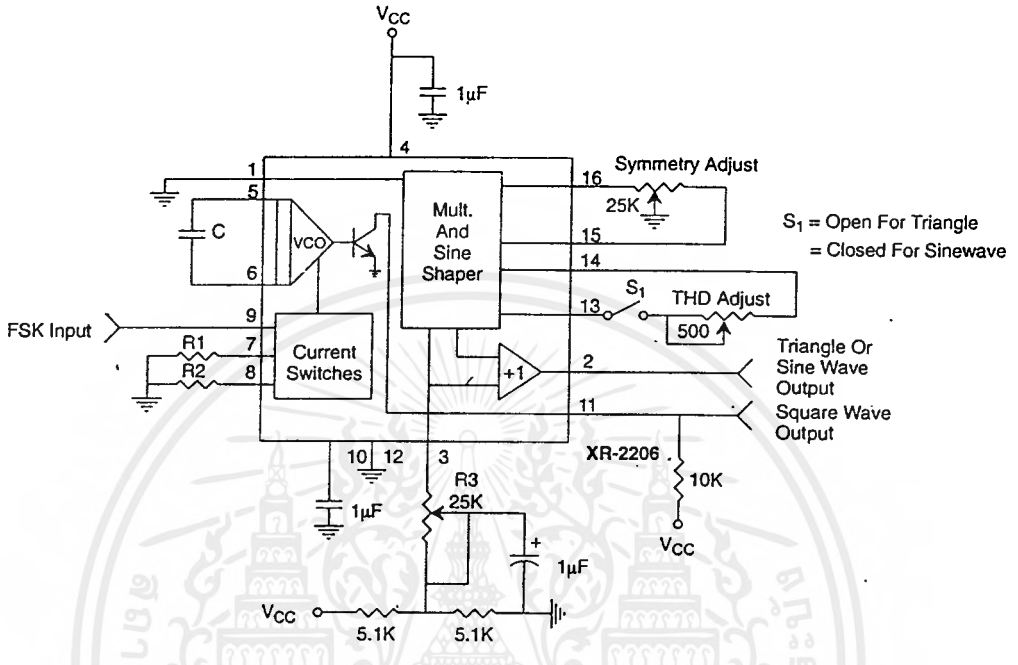


Figure 2. Basic Test Circuit

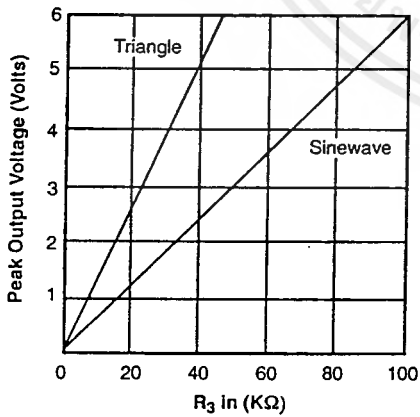


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R₃, at Pin 3

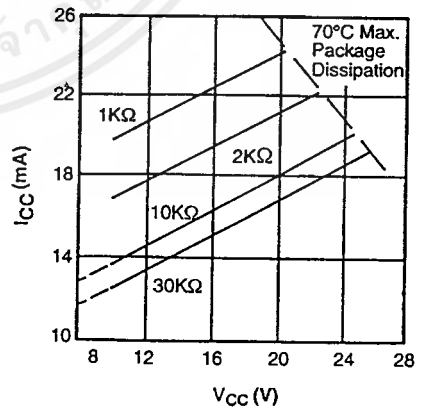


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

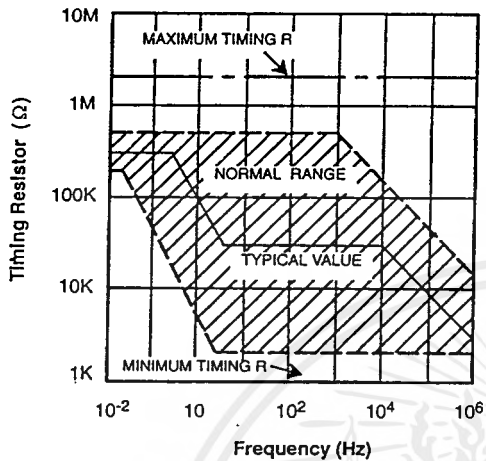


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

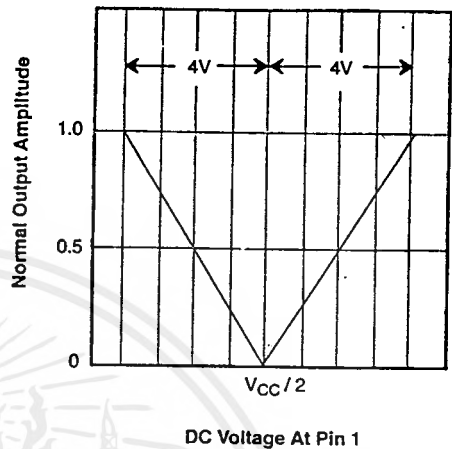


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

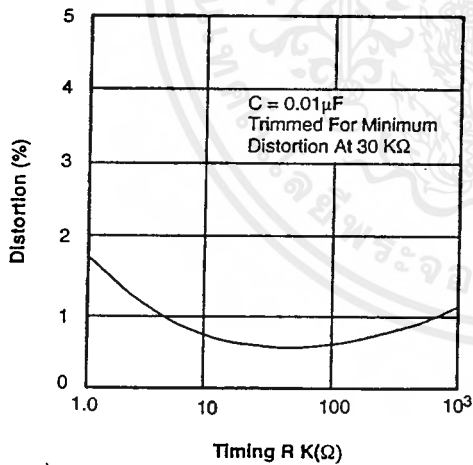


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

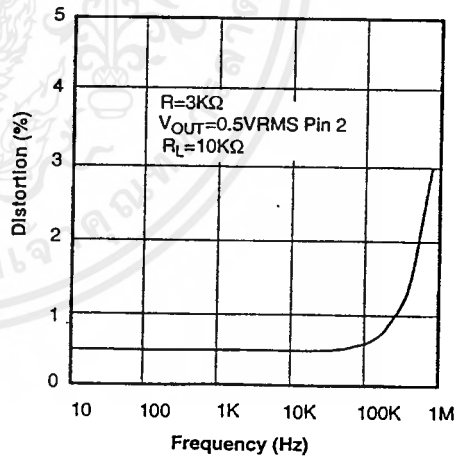


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

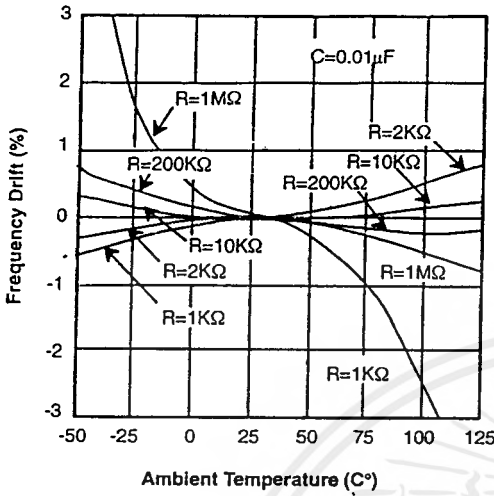


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

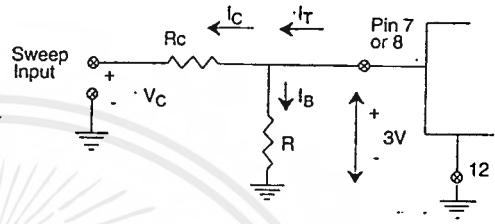


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

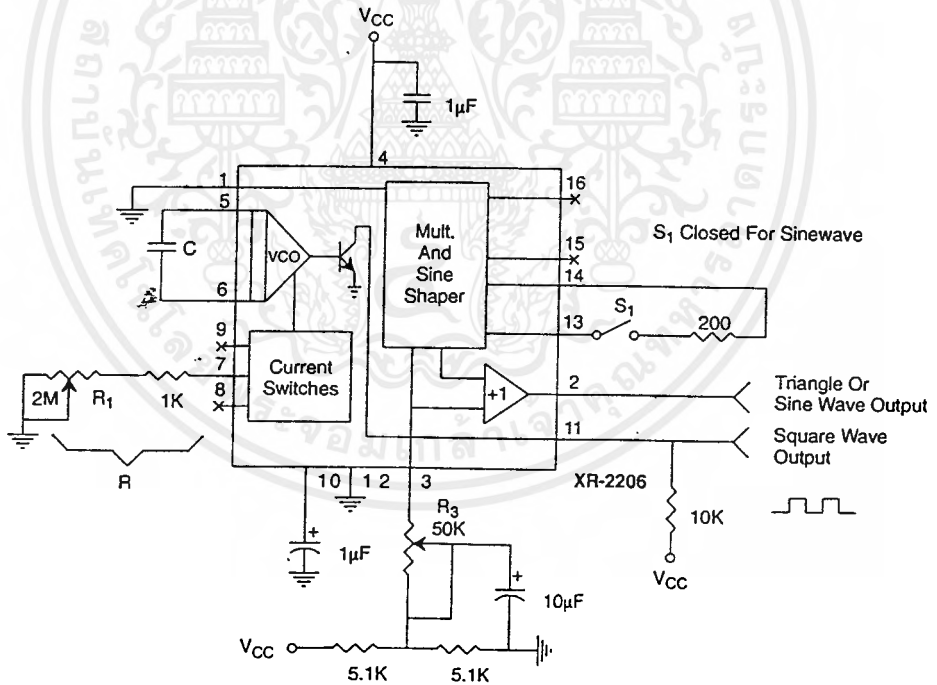


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R_3)

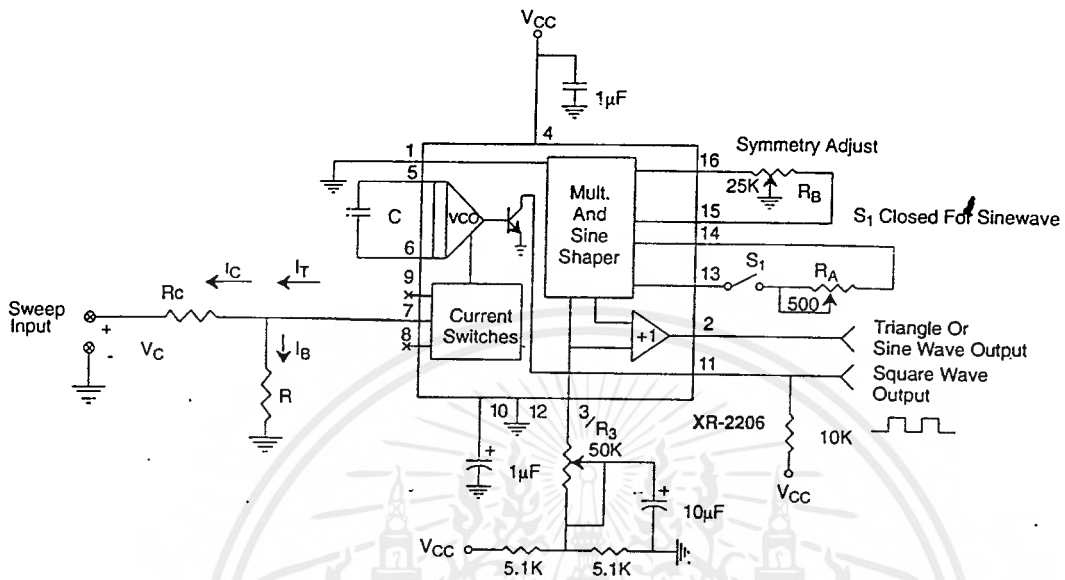


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing - See Figure 3)

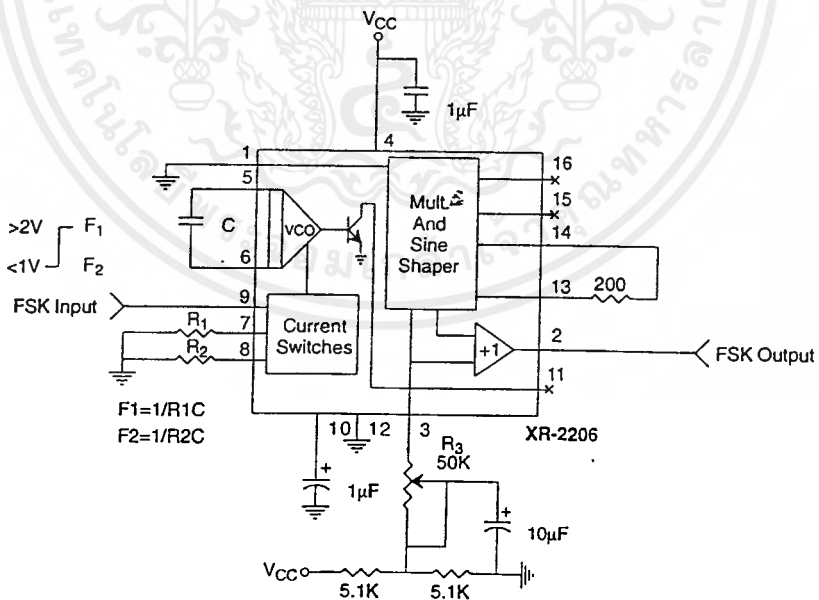


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

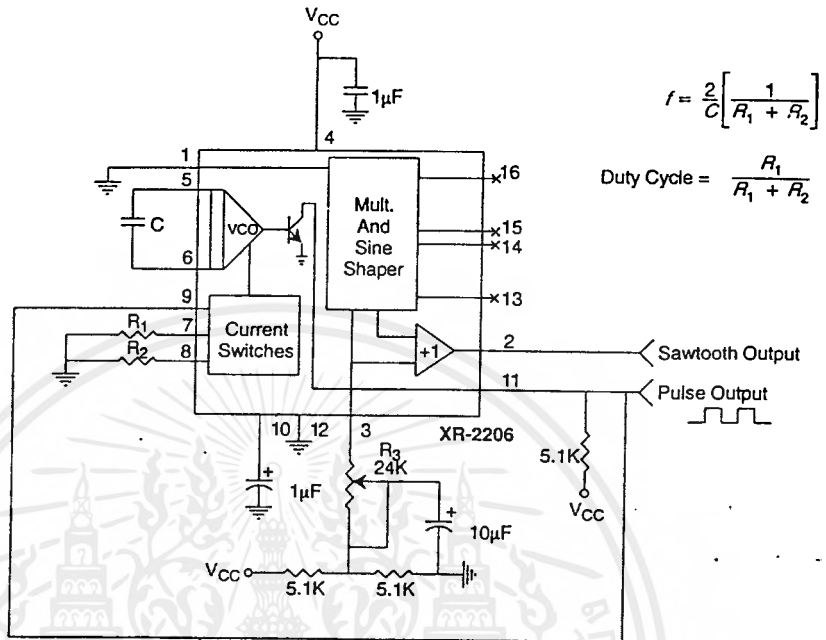


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in *Figure 13*. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels. f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In *Figure 11*, *Figure 12* and *Figure 13*, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of *Figure 11* can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V .

Pulse and Ramp Generation

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1k Ω to 2M Ω .

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for $4k\Omega < R < 200k\Omega$. Recommended values of C are from 1000pF to 100 μ F.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(\text{mA})}{C(\mu\text{F})} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from 1 μ A to 3mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = -\frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3\text{mA}$.

Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see *Figure 3*). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per k Ω of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per k Ω of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50k\Omega$ would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

at Pin 1 is approximately 100k Ω . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in *Figure 6*. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_{CC} .

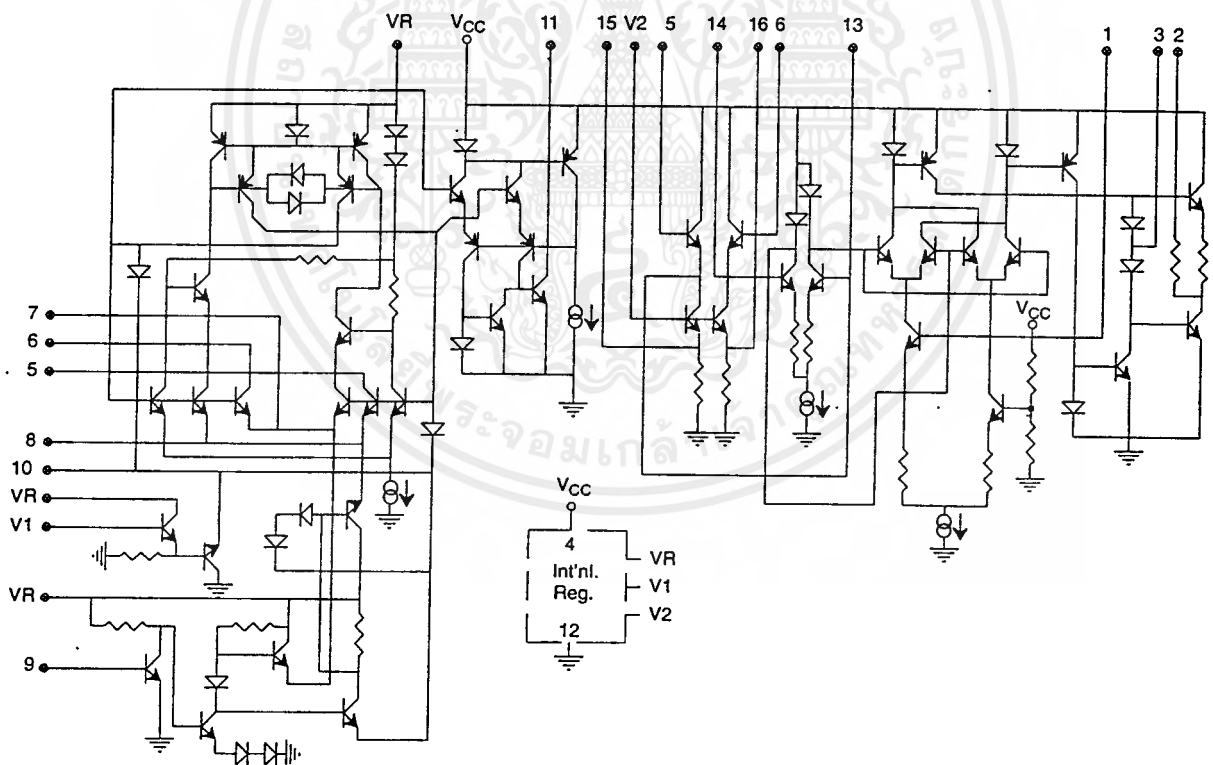
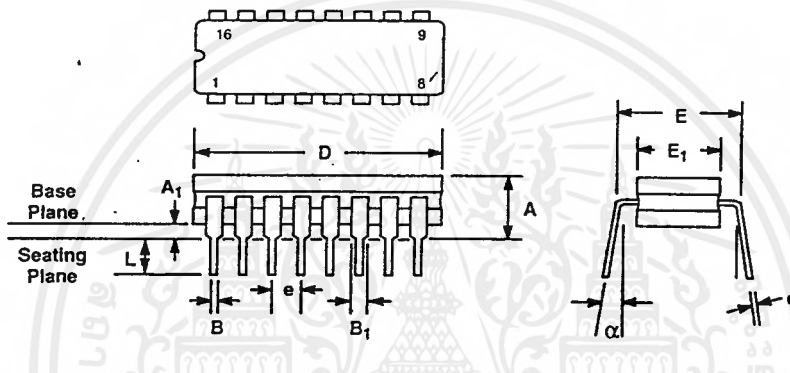


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)

Rev. 1.00

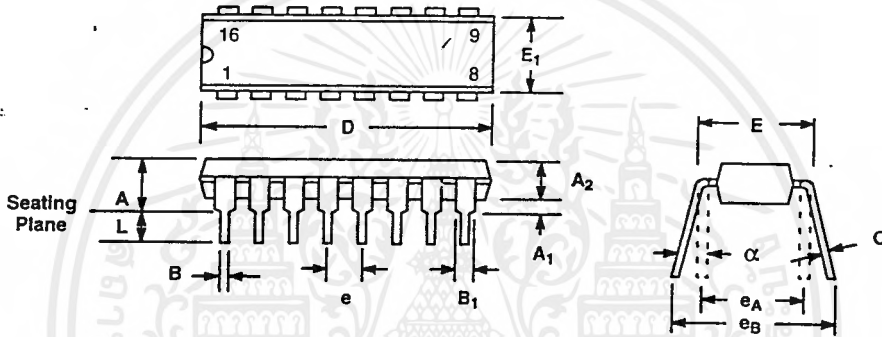


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE (300 MIL PDIP)

Rev. 1.00

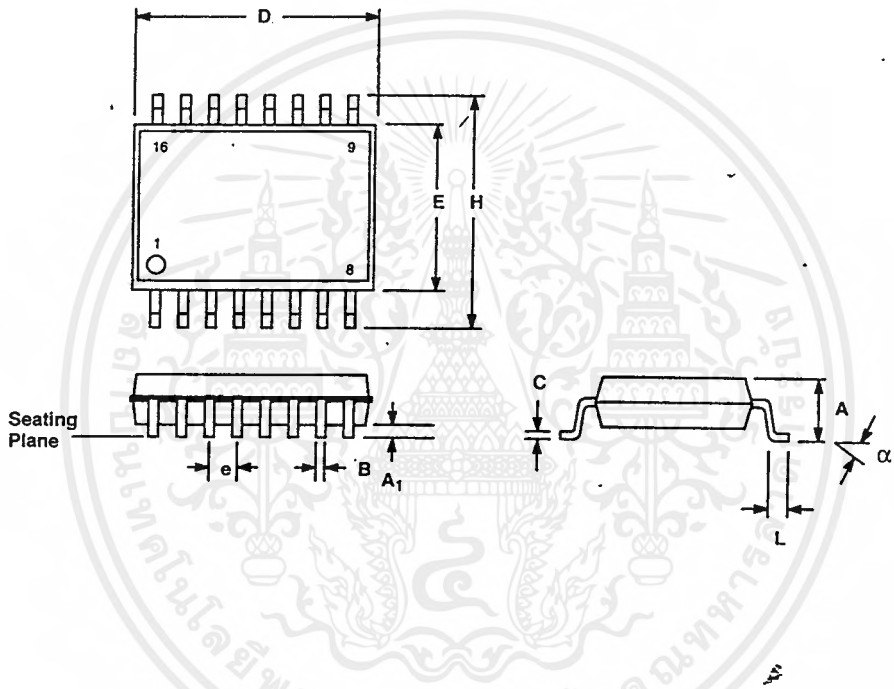


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A ₁	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0°	8°	0°	8°

Note: The control dimension is the millimeter column



NOTICE

EXAR Corporation reserves the right to make changes to the products contained in this publication in order to improve design, performance or reliability. EXAR Corporation assumes no responsibility for the use of any circuits described herein, conveys no license under any patent or other right, and makes no representation that the circuits are free of patent infringement. Charts and schedules contained here in are only for illustration purposes and may vary depending upon a user's specific application. While the information in this publication has been carefully checked; no responsibility, however, is assumed for inaccuracies.

EXAR Corporation does not recommend the use of any of its products in life support applications where the failure or malfunction of the product can reasonably be expected to cause failure of the life support system or to significantly affect its safety or effectiveness. Products are not authorized for use in such applications unless EXAR Corporation receives, in writing, assurances to its satisfaction that: (a) the risk of injury or damage has been minimized; (b) the user assumes all such risks; (c) potential liability of EXAR Corporation is adequately protected under the circumstances.

Copyright 1972 EXAR Corporation
Datasheet June 1997

Reproduction, in part or whole, without the prior written consent of EXAR Corporation is prohibited.