

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องตอบรับ-ส่งงาน ทางโทรศัพท์
Answering & Controlling Applicances



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 32585
วัน, เดือน, ปี 18 พ.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒๓/๑๕

เครื่องตอบรับ-สั่งงาน ทางโทรศัพท์
Answering & Controlling Appliances



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตอบรับ - ลังงาน ทางโทรศัพท์

Answering & Controlling Appliicance

ผู้จัดทำ

1. นายปานวิทย์ ชูระนุติ 38014290

.....**ปานวิทย์**..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตอบรับ-สั่งงานทางโทรศัพท์

Answering & Controlling Appliances

โดย นายปานวิทย์ ฐะนุติ 38014290

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการประยุกต์ใช้งานของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 ให้เป็นระบบตอบรับโทรศัพท์อัตโนมัติ และควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ภายในบ้านโดยผ่านทางโทรศัพท์ โดยในส่วนของระบบตอบรับโทรศัพท์ จะใช้ไอซี ในตระกูล ISD2500 เป็นตัวบันทึกเสียงตอบรับโทรศัพท์ที่เข้ามา และบันทึกข้อมูลข่าวสารของผู้ที่โทรศัพท์เข้ามา และระบบสั่งงานทางโทรศัพท์ จะใช้ ไอซี MT8870 เป็นตัวถอดรหัสสัญญาณ DTMF จากโทรศัพท์ให้เป็นสัญญาณควบคุม แล้วส่งสัญญาณควบคุมไปในอากาศ โดยส่งแบบเอฟ เอ็ม ไปยังจุดที่จะ ควบคุม

ABSTRACT

This Project is an application of Microcontroller series MCS-51 for automatic answering and controlling electrical equipment trough telephone.

In automatic answering part use IC series ISD2500 for recording and playbacking a message. In order to electrical equipment part, using IC MT8870 to decode DTMF signal from telephone to control signal and send control signal to electrical equipment by FM modulator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	3
2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับโทรศัพท์	3
2.2 สัญญาณพื้นฐาน	6
2.3 ระบบการติดต่อกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับโทรศัพท์	7
2.4 การมอดคูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	8
2.5 เอฟเอ็ม แบนด์แคบ (Narrowband FM)	10
2.6 กำลังส่งของสัญญาณเอฟเอ็ม	12
2.7 การวิเคราะห์สัญญาณ เอฟเอ็ม ในเทอมความถี่	12
2.8 การคีมอดคูเลต สัญญาณเอฟเอ็ม	15
2.9 เครื่องรับชนิด Superheterodyne	17
2.10 เครื่องรับ เอฟเอ็ม	18
2.11 ระบบเฟสล็อกคูลูป (เฟสล็อกคูลูป)	24
2.12 วงจร Oscillator	30
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	33
3.1 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์	34
3.2 .1 วงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง	34
3.1.2 วงจรยกหู / วางหู	34
3.1.3 ส่วนถอดรหัสสัญญาณ DTMF	35
3.1.4 ส่วนตอบรับและบันทึกเสียง	36
3.1.5 วงจรเอฟเอ็ม มอดคูเลเตอร์	38
3.1.6 วงจรเอฟเอ็ม คีมอดคูเลเตอร์	38
3.1.7 วงจรกำเนิดความถี่	39
3.1.8 วงจรตรวจจับความถี่	40
3.1.9 วงจรควบคุมเสียงพูดMC34114	41
3.1.10 ส่วนของชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	44
3.1.11 ส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์	46
3.2 โครงสร้างทาง ซอร์ฟแวร์	47
3.2.1 โปรแกรมหลักควบคุมการทำงานของวงจร	47
3.2.2 โปรแกรมส่วนตรวจสัญญาณ DTMF	49
3.2.3 โปรแกรมควบคุมการเล่นกลับของไอซี ISD2590	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4	โปรแกรมควบคุมการบันทึกของไอซี ISD2590	51
3.2.5	โปรแกรมส่วนตรวจสอบสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า	52
3.2.6	โปรแกรมส่วนควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	53
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1	ขั้นตอนการทดลอง	54
4.2	ผลการทดลอง	54
บทที่ 5	บทวิจารณ์และบทสรุป	61
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของโครงการ	1
รูปที่ 1.2 แสดง บล็อก ไดอะแกรม ของวงจรรายงานสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า	2
รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องโทรศัพท์	4
รูปที่ 2.2 แสดงตำแหน่งความถี่ของหมายเลขโทรศัพท์	5
รูปที่ 2.3 แสดงระบบการติดต่อกันระหว่างเครื่องส่ง และเครื่องรับโทรศัพท์	8
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรม ของระบบ การดีเทคสัญญาณ	15
รูปที่ 2.5 แสดงการเทียบเฟสและแรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุต	16
รูปที่ 2.6 แสดง วงจร Superheterodyne	17
รูปที่ 2.7 แสดง บล็อก ไดอะแกรม ของภากรับ เอฟเอ็ม	19
รูปที่ 2.8 แสดงการกำจัดสัญญาณรบกวน ของวงจรมิติเตอร์	19
รูปที่ 2.9 แสดง transfer characteristic ของมิติเตอร์ ในอุดมคติ	19
รูปที่ 2.10 แสดงวงจร ฟรี เอ็มฟาซิส และ ดี เอ็มฟาซิส	20
รูปที่ 2.11 แสดงผลตอบสนองความถี่วงจร ฟรีเอมฟาซิส และ วงจร ดี เอ็มฟาซิส	21
รูปที่ 2.12 แสดงกระบวนการฟรี เอ็มฟาซิส ที่เครื่องส่ง และ ดี เอ็มฟาซิส ที่เครื่องรับ	22
รูปที่ 2.13 แสดงบล็อก ไดอะแกรม ของ ระบบเฟสล็อกคูลูป	23
รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูปในรูปแบบของทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน	24
รูปที่ 2.15 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	25
รูปที่ 2.16 แสดงความถี่ล็อก ของเฟสล็อกคูลูป	27
รูปที่ 2.17 แสดงช่วงความถี่ตรวจจับ และช่วงความถี่ล็อก	29
รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรถ่ายสัญญาณรูปขายน	30
รูปที่ 2.19 แสดงวงจร Wein - Bridge Oscillator	31
รูปที่ 3.1 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของโครงการ	33
รูปที่ 3.2 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของวงจรรายงานสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า	33
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง	34
รูปที่ 3.4 แสดงวงจร ยกหู / วางหู โทรศัพท์	35
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรการใช้งานของ MT8870	35
รูปที่ 3.6 แสดง ไทม์มิ่ง ไดอะแกรม การเล่นกลับของไอซี ISD2590	36
รูปที่ 3.7 แสดง ไทม์มิ่ง ไดอะแกรมการบันทึกของ ไอซี ISD2590	37
รูปที่ 3.8 แสดงวงจร ISD2590 ที่ใช้ในการทดลองในโครงการนี้	37
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร FM Modulator	38
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเอฟเอ็ม คีมอดคูเลเตอร์ โดย ไอซี TDA7000	38
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรถ่ายสัญญาณเสียงสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ	39

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.12 แสดงวงจรตรวจจับความถี่	40
รูปที่ 3.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ MC34114	41
รูปที่ 3.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมและอุปกรณ์ภายนอกของ MC34114	42
รูปที่ 3.15 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านส่ง	43
รูปที่ 3.16 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านรับ	43
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรในส่วนของโซลิตัสเตอรีเลย์	44
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรในส่วนของตัวตรวจจับกระแส	45
รูปที่ 3.19 แสดงชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	45
รูปที่ 3.20 แสดงรูปการต่อวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุมวงจรต่างๆ	46
รูปที่ 3.21 แสดงโฟร์ซาร์ท ของโปรแกรมหลักในการควบคุมวงจรต่างๆ	48
รูปที่ 3.22 แสดงโฟร์ซาร์ท ของโปรแกรมส่วนตรวจสัญญาณ DTMF	49
รูปที่ 3.23 แสดงโฟร์ซาร์ทของโปรแกรมส่วนควบคุมการเล่นกลับของไอซี ISD2590	50
รูปที่ 3.24 แสดงโฟร์ซาร์ท ของโปรแกรมควบคุมการบันทึกของไอซี ISD2590	51
รูปที่ 3.25 แสดงโฟร์ซาร์ท ของโปรแกรมส่วนตรวจสอบสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า	52
รูปที่ 3.26 แสดงโฟร์ซาร์ทของโปรแกรม ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	53
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณกระดิ่ง	54
รูปที่ 4.2 Channel 1 แสดง Output จาก Opto - Coupled เบอร์ 4N25	55
Channel 2 แสดง Output จากวงจร Monostable เบอร์ 74 LS121	
รูปที่ 4.3 Channel 1 แสดงอินพุตของ ISD2590 ที่ไมโครโฟน เป็นสัญญาณ sine 100 mVpp 1 kHz	55
Channel 2 แสดงเอาต์พุตของ ISD2590 ที่ขาลำโพง เป็นสัญญาณ sine 1Vpp 1 kHz	
รูปที่ 4.4 ก. แสดงสัญญาณ DTMF เมื่อกดเลข 1 โดยวัดที่ขา DTMF Input	56
ข. และ ค. แสดงสเปกตรัม ของสัญญาณ ที่ความถี่ 700 Hz และ 1.207 KHz	
รูปที่ 4.5 แสดงสเปกตรัม สัญญาณแอมป์ก่อนการมอดูเลต	58
รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัม สัญญาณแอมป์ หลังการมอดูเลต	58
เมื่อป้อน Input ด้วยสัญญาณ sine 200 mV 1kHz	
รูปที่ 4.7 Channel 1 แสดงสัญญาณ sine 200 mV 1 kHz ก่อนการมอดูเลต	59
Channel 2 แสดงสัญญาณ sine 240 mV 1kHz หลังการมอดูเลต	
รูปที่ 4.8 Channel 1 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 200 mV 1 kHz ก่อนการมอดูเลต	59
Channel 2 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 240 mV 1kHz หลังการมอดูเลต	
รูปที่ 4.9 แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์	60
รูปที่ 4.10 Channel 1 แสดง Input ของวงจร	60
Channel 2 แสดง Output ของวงจรเฟสล็อกคูลูป	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า β และ n ต่างๆกัน	14
ตารางที่ 3.1 แสดงผลการคำนวณค่า RC ในวงจรกำเนิดความถี่	40
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลอง การถอดรหัสสัญญาณ DTMF	57



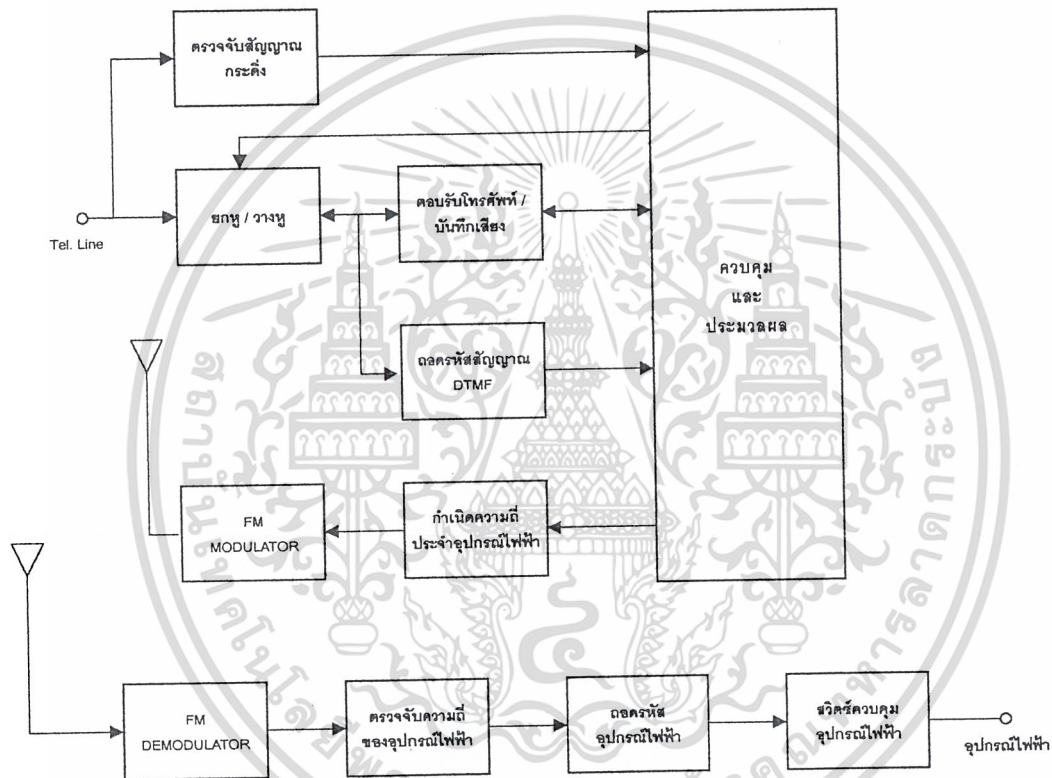
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

โทรศัพท์จัดเป็นอุปกรณ์การติดต่อสื่อสารอย่างหนึ่งที่มีประโยชน์มากอย่างหนึ่ง ในปัจจุบัน ซึ่งช่วยอำนวยความสะดวกในชีวิตประจำวันเป็นอย่างมาก นอกจากประโยชน์ที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารแล้ว โทรศัพท์ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ได้

โครงการนี้ได้นำมาไมโครคอนโทรลเลอร์ มาประยุกต์ใช้งานกับโทรศัพท์ ในการตอบรับโทรศัพท์อัตโนมัติ และควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ภายในบ้าน โดยมี บล็อกไดอะแกรม ของโครงการเป็นดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของโครงการ

เมื่อมีการเรียกจากคู่สายจะมีสัญญาณกระดิ่ง ส่งมาที่โทรศัพท์ สัญญาณกระดิ่งจะถูกตรวจจับโดยวงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง เมื่อครบตามจำนวนที่ตั้งไว้แล้ว จะส่งสัญญาณ ไปบอกหน่วยประมวลผลเพื่อทำการสั่งให้วงจรขงหู / วางหู ทำงาน และจากนั้น หน่วยประมวลผลจะสั่งให้วงจรตอบรับโทรศัพท์ ทำงาน

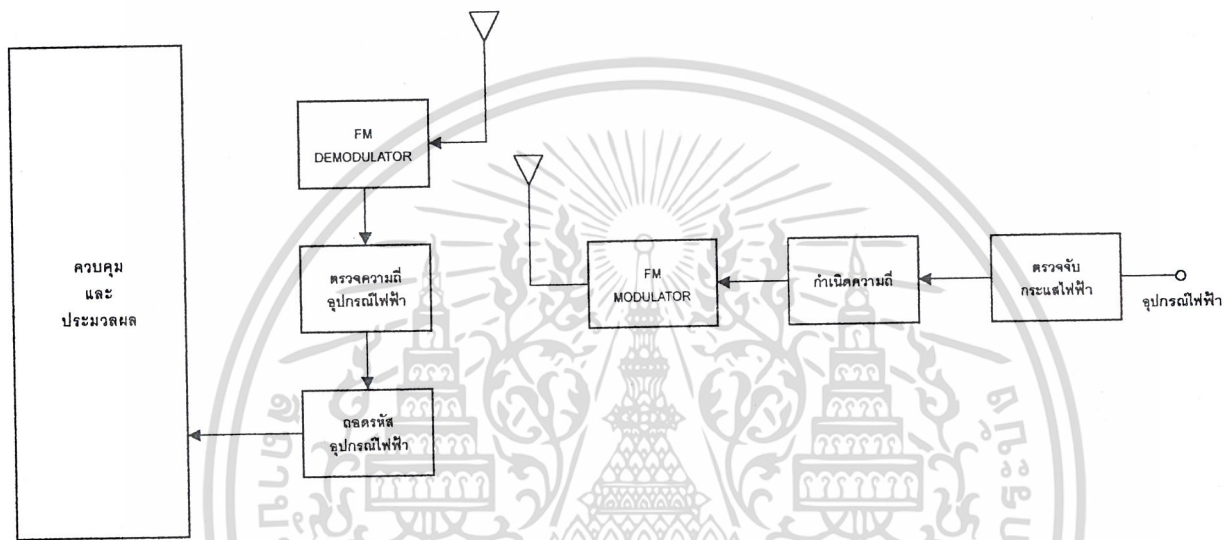
วงจรตรวจรับโทรศัพท์ จะประกาศเสียงตอบรับ และบอกสิ่งที่จะต้องทำต่อไปให้แก่ผู้โทรเข้ามาราบ ผู้โทรเข้ามาอาจจะบันทึกเสียงไว้ หรือ ควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ภายในบ้าน โดยรหัสหมายเลข จากนั้น วงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF จะทำการถอดรหัส ว่าตรงกับคำสั่งใด ถ้าโทรเข้ามาต้องการจะบันทึกเสียง หน่วยประมวลผลจะสั่งให้วงจรบันทึกเสียงทำงาน แต่ถ้าผู้โทรเข้ามาต้องการควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ภายในบ้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยประมวลผลก็จะสั่ง ให้อุปกรณ์กำเนิดความถี่ประจำอุปกรณ์ไฟฟ้าทำงาน เพื่อสร้างความถี่และ มอดคูเลต แบบเอฟเอ็ม เพื่อไปควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ

ที่อุปกรณ์ไฟฟ้าจะมีวงจรเอฟเอ็ม คีมอดคูเลเตอร์ เพื่อทำการ คีมอดคูเลต สัญญาณ เอฟเอ็ม ออกมาเป็นสัญญาณ ความถี่ประจำอุปกรณ์ไฟฟ้า เพื่อทำไปถอดรหัส เมื่อรหัสถูกต้องตามอุปกรณ์ที่ตั้งไว้ ก็จะทำให้ วงจรสวิตช์ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า ทำงาน อุปกรณ์ไฟฟ้าก็จะปิด - เปิด ตามต้องการ

เพื่อต้องการทราบให้แน่นอนว่า อุปกรณ์ไฟฟ้าเปิด หรือ ปิด จึงมีส่วนของวงจรหนึ่งที่ทำหน้าที่ ตรวจสอบสถานะอุปกรณ์ โดยมี บล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แสดง บล็อก ไดอะแกรม ของวงจรรายงานสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า

เมื่ออุปกรณ์ไฟฟ้าได้เปิดแล้ว ก็จะมีกระแสไฟฟ้าไหลในอุปกรณ์ไฟฟ้า วงจรตรวจสอบกระแสไฟฟ้าก็จะทำงาน ทำให้อุปกรณ์กำเนิดความถี่ประจำอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัวทำงาน แล้วมอดคูเลต แบบเอฟเอ็ม ส่งมาที่หน่วยประมวลผล

วงจรเอฟเอ็ม คีมอดคูเลเตอร์ ที่หน่วยประมวลผลก็จะทำการ คีมอดคูเลต เพื่อได้ความถี่ประจำ อุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัวออกมา แล้วทำการถอดรหัสนั้นเป็นอุปกรณ์ใด ดังนั้นหน่วยประมวลผลก็จะทราบว่าตอนนี้ สถานะอุปกรณ์ดังกล่าวเป็นอย่างไร แล้วก็จะรายงานให้แก่ผู้ที่โทรเข้ามาทราบถึงสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้าดังกล่าว

บทที่ 2

ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับโทรศัพท์

2.1.1 ระบบโทรศัพท์

ระบบโทรศัพท์คือ ระบบสื่อสารที่มีโครงข่ายชุมสายบริการระหว่างสมาชิก และผู้รู้เลขหมายสมาชิก สามารถเรียกคู่สนทนาในระยะต่างๆ โดยลดการเดินทางที่ไม่จำเป็นได้

การเรียกทางโทรศัพท์ คือ การเรียกผ่านระบบโทรศัพท์ ระหว่างผู้เรียก และผู้รับ

ผู้เรียก คือ ผู้เริ่มต้นการเรียก จะด้วยการแจ้งให้พนักงานช่วยต่อกับผู้รับ หมุน หรือ กดเลขหมายของผู้รับ เมื่อโทรศัพท์นั้นเป็นคู่สายของชุมสายอัตโนมัติ

ผู้รับ คือ ผู้ที่ตอบรับการเรียกทาง โทรศัพท์ เมื่อได้ยินสัญญาณกริ่งเรียก

คู่สายสมาชิก คือ คู่ตัวนำกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนมาจากเสียงพูด แจกจ่ายออกมาจากสถานที่ติดตั้งเครื่องชุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่น ไปยังบ้านของผู้เช่าหรือสมาชิกแต่ละรายอย่างอิสระ

เครื่องชุมสายโทรศัพท์อัตโนมัติ คือ เครื่องที่ทำหน้าที่ต่อสลับคู่สายระหว่างสมาชิกผู้เรียก และ สมาชิกผู้รับ โดยอัตโนมัติ

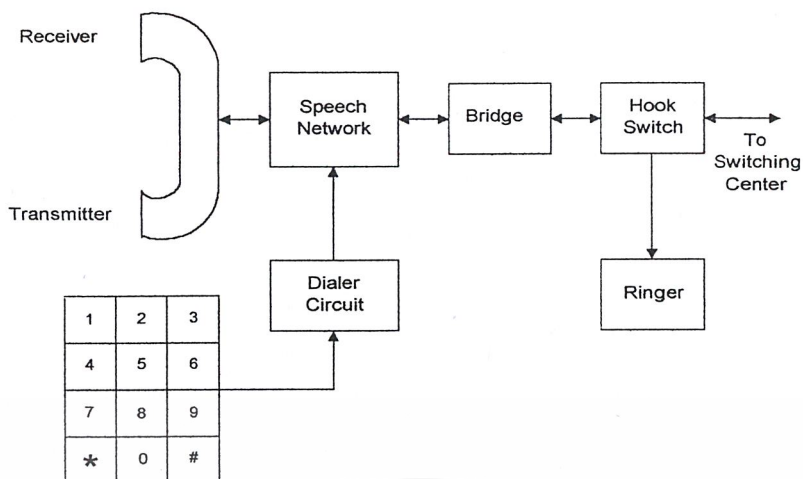
เครื่องโทรศัพท์ คือ อุปกรณ์สำหรับสมาชิก ใช้พูดและฟังในการสนทนาผ่านโครงข่ายโทรศัพท์

2.1.2 เครื่องโทรศัพท์

เครื่องโทรศัพท์ จะประกอบด้วยองค์ประกอบหลักใหญ่ๆ 7 อย่างด้วยกัน

1. ส่วนรับ (Receiver)
2. ส่วนส่ง (Transmitter)
3. กระดิ่ง (Ringer)
4. สปีช เน็ตเวิร์ค (Speech Network)
5. ฮุก สวิตช์ (Hook Switch)
6. ไดอัลเลอร์ (Dialer)
7. วงจรแปลงสัญญาณไฟตรง (Bridge Rectifier)

แสดงได้ดัง บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องโทรศัพท์

ตำแหน่งของส่วนส่งและส่วนรับ ปกติจะติดอยู่ที่ตัวพูด-หูฟัง (handset) ของเครื่องโทรศัพท์ ซึ่งในส่วนส่งมีหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (Electrical signal) ซึ่งสัญญาณนี้จะถูกส่งไป สวิตซ์ เซ็นเตอร์ (Switching Center) แต่ส่วนรับมีหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณเสียง สัญญาณที่ส่วนรับนั้น จะประกอบด้วยสัญญาณแถบความถี่เสียง

(Voiceband Signal) จากสวิตซ์ เซ็นเตอร์ และจะคอยลดทอนการป้อนกลับจากส่วนส่ง

สำหรับ Speech Network จะมีหน้าที่แยกสัญญาณส่งและรับในเครื่องโทรศัพท์ ดังนั้นสัญญาณทั้งหมดระหว่าง สวิตซ์ เซ็นเตอร์ และ เครื่องรับโทรศัพท์ อาจจะไปในคู่สายเดียวกันได้

ชุดสวิตซ์มีอยู่ 2 สถานะคือ ออน-ฮุก และ ออฟ-ฮุก ทั้ง 2 สถานะนี้ขึ้นอยู่กับว่า สัญญาณว่าง (Idle) หรือใช้งาน (Busy) ตามลำดับ ในสถานะ ออฟ-ฮุก ปกติจะทำงานก็ต่อเมื่อเรายกหู เมื่อยกหูกระแสที่ส่งจะบอกให้อุปกรณ์สวิตซ์ เซ็นเตอร์รับรู้ว่าอยู่ในสถานะ ออฟ-ฮุก สวิตซ์ เซ็นเตอร์จะปิดกั้นสัญญาณกระดิ่ง (Ringing Signal) และเตรียมรับสัญญาณ Dial Tone ชุดสวิตซ์จะต่อสายโทรศัพท์เข้ากับกระดิ่งเมื่ออยู่ในสถานะ ออน-ฮุก และต่อสายโทรศัพท์กับ สปีช เนทเวิร์ค ในสถานะ ออฟ-ฮุก

ในสถานะ ออฟ-ฮุก วงจรโทรศัพท์จะรับ DC Bias จาก Power Supply ที่ สวิตซ์ เซ็นเตอร์ ส่วนสถานะ ออน-ฮุก จะปรากฏสัญญาณกระดิ่ง เมื่อมีผู้เรียกมา เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ซึ่งถูกสร้างขึ้นที่สวิตซ์ เซ็นเตอร์ และถูกส่งมาทำให้กระดิ่งในโทรศัพท์ทำงาน

วงจรแปลงสัญญาณไฟตรง ทำหน้าที่ผ่านกระแสไฟตรงจากคู่สายโทรศัพท์ไปเลี้ยงวงจรโทรศัพท์ เมื่อชุดสวิตซ์อยู่ในสภาวะยก และทำหน้าที่ให้สัญญาณทั้งด้านบวก และด้านลบ ผ่านในวงจรโทรศัพท์ได้

การส่งหมายเลขโทรศัพท์สามารถกระทำได้ 2 วิธี วิธีแรกเป็นการส่งสัญญาณพัลส์ ที่แสดงถึงหมายเลขต่างๆ กัน และอีกวิธีหนึ่ง เป็นการส่งสัญญาณเป็นความถี่ต่างๆ กัน โดยค่าตัวเลขจะถูกแทนค่าด้วยความถี่ 2 ค่า ที่มีอดคลูเลตกัน

2.1.3 เครื่องโทรศัพท์หน้าปัดแบบกดปุ่ม (Push - Button Dial Telephone Set)

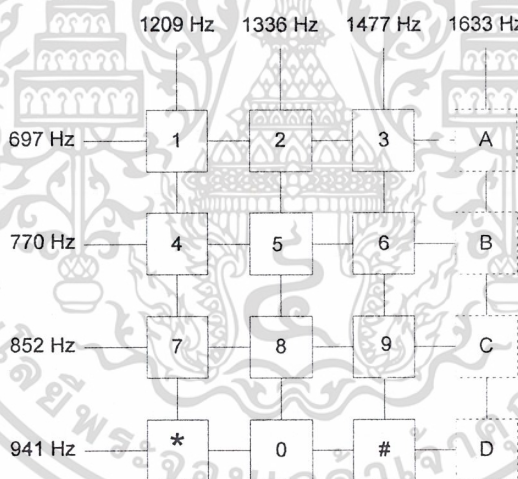
1. ระบบหน้าปัดแบบกดปุ่ม

ในระบบสวิตช์ สัญญาณเรียกของผู้เช่า เป็นสัญญาณจังหวะไฟตรงที่เท่ากับจำนวนครั้งของการหมุนของหน้าปัดเพื่อให้แสงสวิตช์ทำงาน จากการพัฒนาแสงสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ จึงมีระบบสัญญาณหลายความถี่ซึ่งมีลักษณะดังนี้

1. เวลาของการหมุนของหมายเลขได้ลดลงมาก
2. การหมุนหมายเลขง่ายกว่า
3. สามารถเพิ่มปุ่มกดอื่นนอกจากปุ่มกดหมายเลข เพื่อส่งสัญญาณบริการประเภทอื่น
4. เราใช้สัญญาณความถี่ของเสียง ซึ่งสามารถส่งระหว่างสถานีได้ และนำไปใช้ประโยชน์อื่นได้

2.1.4 ระบบสัญญาณของโทรศัพท์แบบกดปุ่ม

เครื่องโทรศัพท์ที่มีหน้าปัดแบบกดปุ่ม และใช้กรรมวิธีของ Dual Tone Multi Frequency (DTMF) ในการส่งหมายเลขโทรศัพท์นั้น โดยทั่วไปจะมี 12 ปุ่ม แบ่งเป็น 4 แถว และ 3 คอลัมน์ ในโทรศัพท์บางรุ่นอาจมี 16 ปุ่ม โดยเพิ่ม คอลัมน์ ที่ 4 เข้ามา ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงตำแหน่งความถี่ของหมายเลขโทรศัพท์

ความถี่ที่ใช้ในแต่ละแถว และ คอลัมน์ นั้น จะมีความถี่ที่ต่างกัน ความถี่ทั้ง 4 แถว เรียกว่าเป็นกลุ่มความถี่ต่ำ และความถี่ทั้ง 4 คอลัมน์ เรียกว่าเป็นกลุ่มความถี่สูง การที่กดปุ่มหมายเลขใดๆ จะทำให้วงจรภายในผลิตความถี่ออกมา 2 ความถี่

ข้อดีของการใช้โทรศัพท์แบบกดปุ่ม

1. สามารถลดเวลาในการหมุนหมายเลขโทรศัพท์ทั้งลงได้ ทำให้มีผลคือเวลาเฉลี่ยที่ใช้โทรศัพท์ลดลง ซึ่งทำให้ชุมสายโทรศัพท์สามารถรองรับ Traffic ได้มากขึ้น
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สามารถใช้วงจรทาง Solid state electronics แทนอุปกรณ์ทางค้ำ Mechanics ทำให้มีความรวดเร็วและแม่นยำในการส่งหมายเลข

3. สามารถเพิ่มปุ่มกดเพิ่มได้ เพื่อใช้ในการส่งสัญญาณบริการประเภทอื่นๆ

4. มีความเหมาะสมที่จะใช้กับชุมสายระบบ Stored Program Control

2.2 สัญญาณพื้นฐาน

สัญญาณ คือ ข่าวดสารที่ใช้ติดต่อระหว่างเครื่องโทรศัพท์ กับชุมสาย หรือข่าวดสารที่ติดต่อกันระหว่างชุมสายกับชุมสาย

หน้าที่ทั่วไปของสัญญาณที่ใช้กับโทรศัพท์

1. การเตรียมพร้อม (Alerting)
2. การส่งที่อยู่ข่าวดสาร (Transmitting address information)
3. การตรวจตรา (Supervising)
4. การส่งสัญญาณข่าวดสาร (Transmitting information Signaling)

1. สัญญาณระหว่างผู้เช่ากับชุมสาย (Subscriber Signaling)

1. สัญญาณที่ส่งจากผู้เช่ากับชุมสาย

1. ออฟ ฮูด คือ สภาพผู้เช่ายกหูโทรศัพท์ สายจะมีสภาพ Close Loop (Low Impedance)
2. ออน ฮูด คือ สภาพผู้เช่าวางหู สายจะมีสภาพ Open Loop (High Impedance)
3. Dilling คือ สภาพที่ผู้เช่าหมุนเลขหมายเข้าเครื่องเป็น Rotary dial สัญญาณจะเป็น Pulsing ค่า Impedance จะสูงต่ำ สลับกัน ไปตามทีหมุนหมายเลข ถ้าเครื่องเป็นแบบกดปุ่ม สัญญาณออก จะเป็น ความถี่ DTMF ไปยังชุมสาย

2. สัญญาณที่ส่งมาจากชุมสาย

1. Dialing Tone คือ สัญญาณที่บอกถึงสภาพการว่างของอุปกรณ์ชุมสาย และชุมสายพร้อมจะรับ code ที่ทำการหมุนเข้ามา สัญญาณ Dialing Tone นี้เป็นสัญญาณต่อเนื่องความถี่ 425 Hz modulate ด้วยความถี่ 50 Hz ผู้เช่าจะได้ยินเมื่อทำการยกหูโทรศัพท์
2. Busy Tone คือ สัญญาณที่บอกให้ทราบว่า อุปกรณ์ชุมสายไม่ว่าง ถ้ายกหูแล้วได้ยินสัญญาณนี้แสดงว่า อุปกรณ์ในชุมสายไม่ว่าง และถ้าได้ยินเสียงนี้หลังจากหมุนหมายเลขไปแล้วแสดงว่า ผู้เช่าฝ่ายถูกเรียกไม่ว่าง สัญญาณ Busy Tone เป็นสัญญาณความถี่ 425 Hz ดัง 0.5 วินาที หยุด 0.5 วินาที สลับกัน
3. Ring Back Tone เป็นสัญญาณที่ผู้เรียกได้ยินหลังจากหมุนหมายเลขเสร็จแล้ว ที่ชุมสายโทรศัพท์ แจ้งให้ทราบว่า การต่อได้สำเร็จแล้ว เป็นสัญญาณ 425 Hz โดยดัง 1 วินาที หยุด 4 วินาที
4. Ringing Tone เป็นสัญญาณความถี่ 25 Hz ค่าแรงดัน 70-100 Vpp โดยส่ง 1 วินาที หยุด

4 วินาที เป็นสัญญาณที่ส่งไปให้ผู้ถูกเรียกทราบ

5. สัญญาณ tone อื่นๆ เช่น Nu Tone เป็นสัญญาณที่บอกให้ทราบว่าจะเลขหมายที่หมุนยังไม่มีการใช้งาน

2. สัญญาณติดต่อระหว่างชุมสาย (Inter Exchange Signaling)

สัญญาณพื้นฐานมี 5 ประเภท

1. Seizure เป็นสัญญาณ ให้ชุมสายปลายทางทราบว่า คู่สายขณะนี้ถูกใช้งานอยู่ ชุมสายปลายทางจะทำการจัดเตรียมอุปกรณ์ ที่รับเรียกหมายของผู้เรียกที่จะส่งมา
2. Address Information เป็นสัญญาณบอกเลขหมาย หรือ ประเภทของผู้เข้า
3. Answer Signal สัญญาณนี้ใช้เมื่อผู้ถูกเรียก ยกหูรับ หน้าหลักของสัญญาณนี้คือ
 1. เริ่มต้นคิดเงิน
 2. ส่งสัญญาณคิดเงิน
 3. ตัดวงจรจับเวลาการใช้อุปกรณ์
4. Clear - Forward จะถูกส่งเมื่อผู้เรียก วางหู ผลของสัญญาณนี้จะทำให้วงจรทางด้านปลายทางทำการยกเลิกการต่อวงจรต่างๆ
5. Clear - Back จะถูกส่งเมื่อผู้ถูกเรียก วางหู ผลของสัญญาณนี้จะทำให้ชุมสายต้นทางเริ่มต้นจับเวลา เมื่อเวลาผ่านไป 90-120 วินาที ชุมสายต้นทางจะยกเลิกการติดต่อ พร้อมกับส่งสัญญาณ Clear - Forward ออกไปเพื่อให้ชุมสายปลายทางยกเลิกเช่นกัน

2.3 ระบบการติดต่อกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับโทรศัพท์

แสดงระบบการติดต่อกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ดังรูปที่ 2.3 อธิบายได้ดังนี้

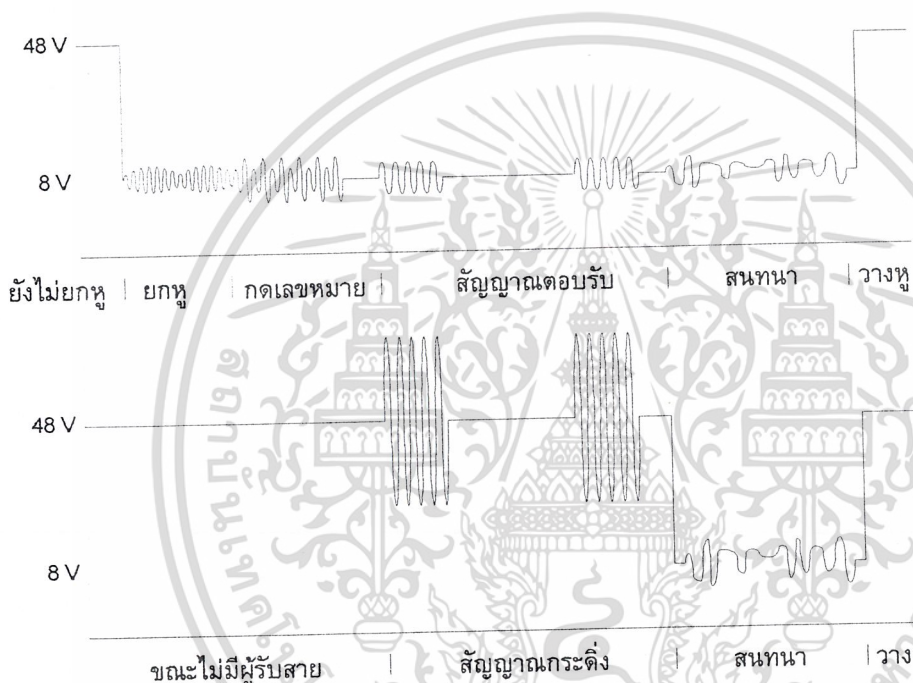
เครื่องส่ง

- ขณะที่ไม่ได้มีการยกหู โทรศัพท์ จะมีสติกดาตคร่อมสาย โทรศัพท์เป็นสัญญาณกระแสดตรง 48 โวลท์
- เมื่อผู้เรียกยกหู โทรศัพท์ สติกดาจะลดลงเหลือประมาณ 8 โวลท์ พร้อมทั้งมีสัญญาณ Dial tone เมื่อกรหัสสัญญาณความถี่ หมายเลข โทรศัพท์ แล้ว สัญญาณ Dial tone จะหายไป
- กรหัสสัญญาณหมายเลข โทรศัพท์ รหัสสัญญาณ โทรศัพท์จะเป็นสัญญาณ DTMF
- ขณะที่รอการรับสายจากผู้ถูกเรียก จะมีสัญญาณตอบรับ 2 แบบ เพื่อจะบอกว่าสายว่างหรือไม่ คือ Busy tone และ Ring Back tone
- เมื่อผู้ถูกเรียกรับสายแล้ว สัญญาณจะอยู่ที่ระดับสัญญาณกระแสดตรง 8 โวลท์ และมีการกระเพื่อมตามลักษณะความถี่เสียง และ ความดังของเสียงพูด
- เมื่อผู้เรียก วางหู โทรศัพท์ ขนาดสติกดาตคร่อมสาย โทรศัพท์ จะกลับไป 48 โวลท์ ดังเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ

- ขณะที่ไม่ได้มีการยกหูโทรศัพท์ จะมีศักดาตกคร่อมสายโทรศัพท์เป็นสัญญาณกระแสตรง 48 โวลท์
- เมื่อมีผู้เรียก เรียกเข้ามา จะมีสัญญาณ Ringing tone เข้ามา ซึ่งจะตรงกับสัญญาณ Ring Back tone ของผู้เรียก
- เมื่อผู้ถูกเรียกยกหูรับโทรศัพท์ ขนาดของศักดาตกคร่อมสายโทรศัพท์ จะเหลือประมาณ 8 โวลท์ และจะมีการกระเพื่อม ตามลักษณะความถี่เสียง และ ความดังของเสียงพูด
- เมื่อผู้ถูกเรียกวางหูโทรศัพท์ ขนาดศักดาตกคร่อมสายโทรศัพท์ จะกลับไป 48 โวลท์ ดังเดิม



รูปที่ 2.3 แสดงระบบการติดต่อกันระหว่างเครื่องส่ง และเครื่องรับ โทรศัพท์

2.4 การมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณ sinusoidal นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดและเฟสได้ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

$$\phi(t) = a(t) \cos(\omega_c t + \gamma(t)) \quad 2.1$$

ซึ่งเราจะให้ $a(t) = A$ (ค่าคงที่) และ เฟส $\gamma(t)$ เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับ $f(t)$: สัญญาณข้อมูล มุมของสัญญาณ sinusoidal นั้นบอกมาในทอมของมุมหรือ มุมเฟส ถ้ามุมเฟส $\theta(t)$ เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามเวลา ($\theta(t) = \omega_c t$) เราก็จะพูดได้ว่ามีอัตราเร็วเชิงมุม หรือความถี่เป็น ω_c เรเดียนต่อวินาที ถ้าอัตราเร็วเชิงมุมไม่คงที่ เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง อัตราเร็วเชิงมุมขณะใดๆ กับมุมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_i(\tau) d\tau + \theta_0 \quad 2.2$$

$$\omega_i = \frac{d}{dt}(\theta) \quad 2.3$$

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าความถี่ใดๆหาได้จากอนุพันธ์ของมุมเฟสเทียบกับเวลา
ถ้าเฟส $\theta(t)$ เปลี่ยนเป็นเชิงเส้นกับสัญญาณอินพุต $f(t)$ จะได้ว่า

$$\theta(t) = \omega_c t + k_p f(t) + \theta_0 \quad 2.4$$

เมื่อ ω_c, k_p, θ_0 เป็นค่าคงที่ เพราะว่าการเปลี่ยนแปลงเฟสเป็นเชิงเส้นกับ $f(t)$ ดังนั้นจึงเรียกว่า phase modulation (PM) ความถี่ใดๆของสัญญาณ พีเอ็ม เป็น

$$\omega_i = \frac{d}{dt}(\theta) = \omega_c + k_p \frac{d}{dt}(f(t)) \quad 2.5$$

เรายังสามารถทำให้ความถี่เป็นสัดส่วนกับสัญญาณอินพุตดังนี้

$$\omega_i = \omega_c + k_f f(t) \quad 2.6$$

โดย ω_c, k_f เป็นค่าคงที่ และเรียกการมอดูเลต ชนิดนี้ว่า frequency modulation (FM) โดย มุมเฟสของสัญญาณเอฟเอ็ม คือ

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_i(\tau) d\tau = \omega_c t + \int_0^t k_f f(\tau) d\tau + \theta_0 \quad 2.7$$

เปรียบเทียบสมการ จะเห็นว่า พีเอ็ม และ เอฟเอ็ม มีความสัมพันธ์ใกล้เคียงกัน โดยใน พีเอ็ม มุมเฟสจะแปรผันเป็นเชิงเส้นกับสัญญาณข้อมูล ในขณะที่เอฟเอ็ม มุมเฟสจะแปรผันเป็นเชิงเส้นกับ อินทิกรัลของสัญญาณข้อมูล ดังนั้นถ้าเราอินทิกรัลสัญญาณข้อมูลแล้วนำมาใช้กับ เฟสมอดูเลต ก็จะได้ frequency-modulated signal

เพราะ เอฟเอ็ม และ พีเอ็ม ใกล้เคียงกันมาก การเปลี่ยนแปลงเฟสใดๆจะมีผลอย่างมากต่อความถี่ และในทำนองกลับกัน ในกรณีของสัญญาณ เอฟเอ็ม จะมีความคล้ายคลึงกันระหว่าง สัญญาณข้อมูลและสัญญาณมอดูเลต แต่ในกรณีนี้เราพูดว่าการมอดูเลตเป็นเชิงเส้น สำหรับ พีเอ็ม และ เอฟเอ็ม นั้นไม่จริงเสมอไปดังจะแสดงต่อไป

สัญญาณ พีเอ็ม ทั่วไป หรือ เอฟเอ็ม สามารถเขียนแทนด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_{PM}(t) = Ae^{j\theta(t)} = Ae^{j(\omega_c t + \theta_0)} e^{jk_p f(t)} \quad 2.8$$

ใช้การกระจายอนุกรมสำหรับฟังก์ชัน exponential ในพจน์ของการมอดคูเลตจะได้

$$\phi_{PM}(t) = Ae^{j(\omega_c t + \theta_0)} \left[1 + jk_p f(t) - \frac{1}{2!} k_p^2 f^2(t) - j \frac{1}{3!} k_p^3 f^3(t) \dots \right] \quad 2.9$$

จากผลที่ได้ ทำให้เราสรุปได้ว่า ถ้า $|k_p f(t)| \ll 1$ การมอดคูเลตเชิงมุมในกรณีของ พีเอ็ม จะไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นเราสามารถที่จะคาดได้ว่า การปรากฏของไซด์แบนด์ จะไม่เป็นไปตามหลัก ซูเปอร์โพสิชัน การวิเคราะห์ที่สเปกตรัมและอื่นๆ จะต้องเป็นไปตามรูปสัญญาณ โดยเฉพาะ เมื่อเกิดปัญหาขึ้นเราจะใช้รูปสัญญาณ sinusoidal แม้ว่าจะเป็นรูปคลื่นชนิดอื่นก็ตาม

2.5 เอฟเอ็ม แบนด์แคบ (Narrowband FM)

เงื่อนไขการเป็นเชิงเส้นในสมการ (2.9) รักษาการมอดคูเลตเชิงเส้นสำหรับ เอฟเอ็ม และด้วยเงื่อนไขนี้เป็นการเริ่มต้นที่ดี ในการมอดคูเลตไม่เป็นเชิงเส้นเราจะใช้สัญญาณข้อมูล sinusoidal โดยกำหนดให้

$$f(t) = a \cos \omega_m t \quad 2.10$$

เนื่องจากสัญญาณเอฟเอ็ม ได้

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_c + k_f f(t) \\ &= \omega_c + a k_f \cos \omega_m t \end{aligned} \quad 2.11$$

เมื่อ k_f เป็น ค่าคงที่การมอดคูเลตเอฟเอ็ม โดยทั่วไปจะอยู่ในหน่วยเรเดียนต่อวินาทีต่อโวลท์. กำหนดค่าคงที่ใหม่เรียก peak frequency deviation

$$\Delta\omega = a k_f \quad 2.12$$

เขียนสมการ (2.11) ใหม่ได้

$$\omega_i = \omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t \quad 2.13$$

เฟสของสัญญาณเอฟเอ็ม นี้คือ (จากสมการ 2.7 , โดย $\theta_0=0$ เพื่อความสะดวก)

$$\theta(t) = \omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \omega_c t + \beta \sin \omega_m t \quad 2.14$$

โดย

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad 2.15$$

β เป็นอัตราส่วนไม่มีหน่วยของการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดต่อความถี่สัญญาณข้อมูล

ผลของสัญญาณเอฟเอ็ม คือ

$$\phi_{FM}(t) = Ae^{j(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)} \quad 2.16 a$$

$$\text{Re}\{\phi_{FM}(t)\} = a \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad 2.16 b$$

กระจายเทอม exponential modulation ของ สมการ 2.16 ในรูปอนุกรม จะได้

$$\phi_{FM}(t) = Ae^{j\omega_c t} \left(1 + j\beta \sin \omega_m t - \frac{1}{2!} \beta^2 \sin^2 \omega_m t - \frac{1}{3!} \beta^3 \sin^3 \omega_m t + \dots \right) \quad 2.17$$

จะเห็นได้ชัดว่า แบนด์วิดท์ของ $\phi_{FM}(t)$ ตามสมการ 2.17 นั้นขึ้นอยู่กับค่าของ β เมื่อค่าของ β น้อยๆ จะมีเพียงเทอมของค่าคงที่ และเทอมกำลังหนึ่งที่มีความสำคัญ และ แบนด์วิดท์จะเท่ากับ $2\omega_m$ เมื่อค่าของ β เพิ่มขึ้น เทอมที่มีความสำคัญก็เพิ่มขึ้น เงื่อนไขเมื่อค่า β น้อยพอที่ทำให้ทุกเทอมหลังจากสองเทอมแรกในสมการ 2.17 ตัดทิ้งได้คือเงื่อนไขสำหรับ เอฟเอ็มแบนด์แคบ จะสังเกตว่า เอฟเอ็มแบนด์แคบคือตัวอย่างของการมอดูเลตเชิงเส้น โดยปกติแล้วค่าของ $\beta < 0.3$ เป็นค่าที่เพียงพอสำหรับเงื่อนไขนี้ แม้ว่าบางครั้งจะมีค่าสูงถึง 0.5 ก็ตาม

เมื่อพิจารณา เงื่อนไข แบนด์แคบ สมการ 2.17 จะได้เป็น

$$\phi_{NBFM}(t) = Ae^{j\omega_c t} (1 + j\beta \sin \omega_m t) \quad 2.18$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ 2.18 กับสมการสมมูลของสัญญาณเอฟเอ็ม

$$\phi_{AM}(t) = Ae^{j\omega_c t} (1 + m \cos \omega_m t) \quad 2.19$$

จากการเปรียบเทียบสมการ 2.18 และ 2.19, จึงเรียก β ว่า modulation index ของสัญญาณ เอฟเอ็ม

แม้ว่าสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ และ เอเอ็ม จะมีความคล้ายคลึงกัน แต่ก็มีแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัดที่วิธีการมอดูเลต, เอฟเอ็มแบนด์แคบ (และ พีเอ็ม) คล้ายกับ เอเอ็ม ในการที่เป็นการมอดูเลตแบบเชิงเส้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแตกต่างที่การมอดูเลตเป็นแบบ อินเฟสสำหรับ เอเอ็ม โดยที่ในแบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ เป็นแบบ quadrature ทั้ง 2 ระบบมีแบนด์วิดท์เท่ากับ $2\omega_m$ เพื่อส่งสัญญาณที่มีอัตราเร็ว ω_m rad/sec มอดูเลชันอินเดคซ์ของ เอฟเอ็ม คือ $\beta = \Delta\omega/\omega_m$ และค่าที่เหมาะสมกับ เอฟเอ็มแบนด์แคบ คือ $\beta < 0.3$

2.6 กำลังส่งของสัญญาณเอฟเอ็ม

คุณสมบัติประการหนึ่งของระบบมอดูเลตสัญญาณก็คือกำลังส่งของสัญญาณ ในกรณีของสัญญาณแบบ เอฟเอ็ม และ พีเอ็ม นี้ เนื่องจากแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่จะเปลี่ยนแปลงเฉพาะความถี่ หรือเฟสเท่านั้น และการเปลี่ยนแปลงของความถี่และของเฟสนี้ก็จะไม่มีทั้งที่ไปทางด้านบวกและด้านลบ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่และของเฟสของคลื่นพาหะ ดังนั้นเมื่อพิจารณา กำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณทั้งสองแบบนี้จะพบว่าจะได้ กำลังส่งเป็น

$$P = \frac{A_c^2}{2} \tag{2.20}$$

โดยที่จะไม่ขึ้นกับค่าเบี่ยงเบนและค่าเบี่ยงเบนความถี่

2.7 การวิเคราะห์สัญญาณ เอฟเอ็ม ในทอมความถี่

2.7.1 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว จากสัญญาณเอฟเอ็ม สามารถเขียนได้ว่า

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \tag{2.21}$$

ต่อไปเราจะกระจายสัญญาณออกเป็นดังนี้

$$\phi_{FM}(t) = A_c [\cos(\beta \sin \omega_m t) \cos \omega_c t - \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin \omega_c t] \tag{2.22}$$

เนื่องจากทั้ง $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ ล้วนเป็นฟังก์ชันรายคาบที่มีความถี่เชิงมุมเป็น ω_m หรือมีคาบเวลาเท่ากับ $2\pi/\omega_m$ เมื่อเป็นเช่นนี้ตามหลักเกณฑ์ของการวิเคราะห์สัญญาณรายคาบ ฟังก์ชันทั้งสองนี้ย่อมสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีความถี่พื้นฐานเป็นเอฟเอ็ม ได้เนื่องจาก $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคู่ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นฟังก์ชันที่เป็นฐานของการกระจายก็จะเป็ $\cos(n\omega_m t)$ และ $\sin(n\omega_m t)$ ตามลำดับ ฟังก์ชันทั้งสองนี้สามารถกระจายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n=even}^{\infty} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \tag{2.23 a}$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = \sum_{n=odd}^{\infty} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \tag{2.23 b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวกและ $J_n(\beta)$ คือเบสเซลฟังก์ชันประเภทหนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j(\beta \sin \alpha - n\alpha)} d\alpha \quad 2.24$$

เมื่อแทนค่าสมการ 2.23 a และ 2.23 b ลงในสมการ 2.22 ก็จะได้สัญญาณเอฟเอ็ม ที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) = & A_c J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n=\text{odd}} A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \\ & + \sum_{n=\text{even}} A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \end{aligned} \quad 2.25$$

และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่

$$J_n(\beta) = (-1)^n J_n(\beta) \quad 2.26$$

เราจะเขียนสมการ 2.25 ได้ใหม่ดังนี้

$$\phi_{FM}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t] \quad 2.27$$

2.7.2 การคิดแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม

จากสมการ 2.25 และ 2.27 ซึ่งแสดงการกระจายสัญญาณเอฟเอ็ม ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียวในรูปอนุกรมฟูเรียร์จะเห็นได้ว่าถึงแม้ว่าสัญญาณนั้นจะถูกมอดูเลตด้วยความถี่เอฟเอ็ม ความถี่เดียว แต่สเปกตรัมจะกระจายออกไปได้ถึง ∞ อย่างไรก็ตามจากข้อสังเกตของเบสเซลฟังก์ชันที่กล่าวไว้จะเห็นว่า $J_n(\beta)$ นั้นจะมีค่าเล็กลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $n > \beta$ ตารางที่ 1 แสดงค่าของ $J_n(\beta)$ ที่ β ต่างๆกัน ซึ่งเมื่อทำการพิจารณารายละเอียดแล้ว จะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า n สูงกว่า $\beta+1$ จะมีค่าลดต่ำลงอย่างรวดเร็ว นั่นหมายความว่ากำลังของสัญญาณจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ $|f - f_c| \leq (\beta+1) f_m$ เป็นส่วนใหญ่ เราอาจจะคำนวณกำลังของสเปกตรัมในช่วงความถี่ดังกล่าวนี้ได้ตามสมการต่อไปนี้

$$P = \sum_{n=-(\beta+1)}^{(\beta+1)} J_n^2(\beta) \frac{A_c^2}{2} \quad 2.28$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$n\beta$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0.7652	0.2239	-0.26	-0.397	-0.178	0.1506	0.3001	0.1717	-0.09	-0.246
1	0.4401	0.5767	0.339	-0.066	-0.328	-0.277	-0.005	0.2346	0.2453	0.0435
2	0.1149	0.3528	0.486	0.3641	0.0466	-0.243	-0.301	-0.113	0.1448	0.2546
3	0.0196	0.1289	0.309	0.4302	0.3648	0.1148	-0.168	-0.291	-0.181	0.0584
4	0.0025	0.034	0.132	0.2811	0.3912	0.3576	0.1578	-0.105	-0.266	-0.22
5		0.007	0.043	0.1321	0.2611	0.3621	0.3479	0.1858	-0.055	-0.234
6		0.0012	0.011	0.0491	0.131	0.2458	0.3392	0.3376	0.2043	-0.014
7			0.003	0.0152	0.0534	0.1296	0.2336	0.3206	0.3275	0.2167
8				0.004	0.0184	0.0565	0.128	0.2235	0.3051	0.3179
9					0.0055	0.0212	0.0589	0.1263	0.2149	0.2919
10					0.0015	0.007	0.0235	0.0608	0.1247	0.2075
11						0.002	0.0083	0.0256	0.0622	0.1231
12							0.0027	0.0096	0.0274	0.0634
13								0.0033	0.0108	0.029
14								0.001	0.0039	0.012
15									0.0013	0.0045
16										0.0016

ตารางที่ 2.1 ค่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า β และ n ต่างๆกัน

ซึ่งถ้าลองทำการแทนค่า $J_n(\beta)$ จากตารางที่ 2.1 ลงในสมการ 30 นี้ เราจะพบว่าค่ากำลังสัญญาณ P ที่ได้จะสูงกว่า $0.98 A_c^2/2$ เสมอ หรือสูงกว่า 98% ของกำลังสัญญาณเสมอเพราะ $A_c^2/2$ คือกำลังสัญญาณรวม ในทางปฏิบัติค่าตัวเลข 98% นั้น เป็นตัวเลขที่ยอมรับได้เพราะมีค่าสูงมากเพียงพอที่ไม่ทำให้สัญญาณที่ตีเทคมาได้ ผิดเพี้ยนหรือสูญเสียความชัดเจนไป เมื่อยึดหลักดังกล่าวนี้เราอาจสรุปได้ว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ เอฟเอ็ม ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่คือ เอฟเอ็ม จะมีค่าดังนี้

$$B = 2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad 2.29$$

ผลที่ได้ตามสมการ 2.29 นี้เรียกว่ากฎของคาร์สัน (Carson's rule) ในขั้นตอนการพิจารณาที่กล่าวมาข้างต้นเราพิจารณากรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่เอฟเอ็ม ความถี่เดียว ในกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีหลายความถี่หรือมีความถี่กว้างเป็นแถบ สเปกตรัมของสัญญาณ เอฟเอ็ม ที่เกิดขึ้นก็จะสลับซับซ้อนขึ้น อย่างไรก็ตามความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตก็ยังจะมีผลทำให้สเปกตรัมกระจายกว้างออกไปมากที่สุด ดังนั้นเราจะสามารถอนุมานให้ประยุกต์กฎของคาร์สันได้โดยนิยามอัตราเบี่ยงเบนความถี่ D ในรูปของค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด Δf_p และแบนด์วิดท์ของสัญญาณในรูปต่อไปนี้

$$D = \frac{\Delta f_p}{W} \quad 2.30$$

ซึ่งตามกฎของคาร์สันจะได้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ เอฟเอ็ม เป็น

$$B = 2(D + 1)W = 2(\Delta f_p + W) \quad 2.31$$

2.8 การตรวจจับสัญญาณเอพเอ็ม

Quadrature Detector

การตรวจจับสัญญาณเอพเอ็ม แบบ Quadrature detection นั้นเป็นการใช้วงจรแยกแยะเฟส (Phase Discriminator) ในการดึงสัญญาณเบสแบนด์ออกจากสัญญาณเอพเอ็ม

หลักการของวงจรแยกแยะเฟส จะอาศัยหลักการพื้นฐานของ Differentiate แสดงได้ดังนี้

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{1}{\tau} [\phi(t) - \phi(t - \tau)] \tag{2.32}$$

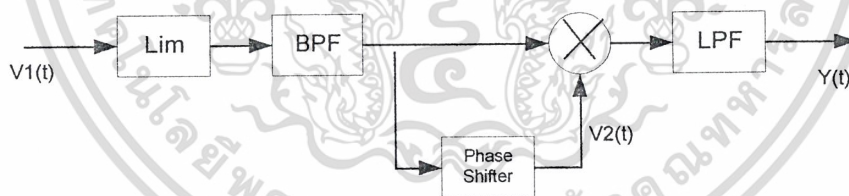
ในกรณีสัญญาณเอพเอ็ม $\phi(t) = k \int_{-\infty}^t m(t) dt$

ดังนั้นจะได้ $[\phi(t) - \phi(t - \tau)] = \tau \frac{d\phi(t)}{dt} = k\tau m(t)$ 2.33

นั่นคือ ถ้าเราสามารถสร้างสัญญาณ $\phi(t - \tau)$ และสร้างวงจรที่ให้ผลต่างระหว่าง $\phi(t - \tau)$ กับ $\phi(t)$ สัญญาณที่เอาที่พุดก็จะแปรผันตรงกับสัญญาณเบสแบนด์

การสร้างสัญญาณ $\phi(t - \tau)$ จากสัญญาณ เอพเอ็ม ก็จะทำให้ได้โดยใช่วงจรหน่วงเวลา หรือวงจร phase shifter แบบเชิงเส้นนั่นเอง

สำหรับการสร้างสัญญาณ $\phi(t) - \phi(t - \tau)$ จะทำได้โดย นำสัญญาณ เอพเอ็ม เดิม กับสัญญาณ เอพเอ็ม ที่หน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณ แล้วกรองด้วย วงจร LPF แสดงดังรูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของกระบวนการที่กล่าวมา



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรม ของระบบ การตรวจจับสัญญาณ

โดยวงจร Limiter และวงจร BPF มีไว้จัดการระดับสัญญาณ ที่อาจเปลี่ยนแปลงตามเวลา และให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้อง

Quadrature Detection นั้นเป็นชื่อเรียกของระบบ Detection ดังกล่าว ที่ตั้งค่าการหน่วงเวลา ของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega \tau = \frac{\pi}{2}$

ถ้าให้สัญญาณ เอพเอ็ม ที่เข้าทาง อินพุต เขียนได้เป็น

$$v_1(t) = \cos(\omega t + \phi(t)) \tag{2.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาก็จะเขียนได้เป็น

$$v_2(t) = \cos(\omega_c(t-\tau) + \phi(t-\tau))$$

$$v_2(t) = \cos(\omega_c t - \omega_c \tau + \phi(t-\tau))$$

$$v_2(t) = \sin(\omega_c t + \phi(t-\tau))$$

เมื่อคูณสัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ จะได้

$$v_1(t) \cdot v_2(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t)) \cdot \sin(\omega_c t + \phi(t-\tau))$$

$$= \frac{1}{2} \sin[\phi(t) - \phi(t-\tau)] + \frac{1}{2} \sin[2\omega_c t + \phi(t) + \phi(t-\tau)]$$

เมื่อผ่านวงจร LPF จะได้

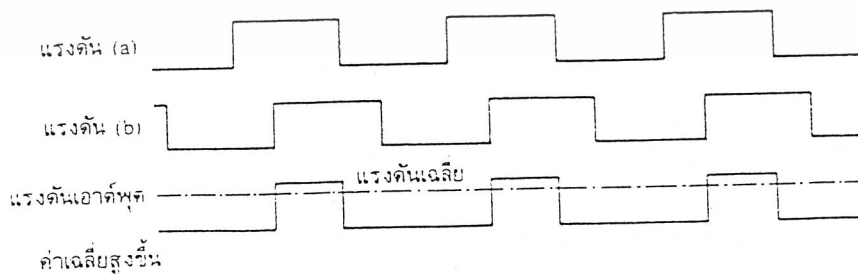
$$Y(t) = \sin(\phi(t) - \phi(t-\tau)) \tag{2.35}$$

เนื่องจาก τ มีค่าน้อยมากทำให้ $\phi(t) - \phi(t-\tau) \leq \pi$ เราจึงประมาณได้เป็น

$$Y(t) = (\phi(t) - \phi(t-\tau)) = k\tau m(t) \tag{2.36}$$

ความจริงแล้ว วงจร Quadrature detecture ทำหน้าที่เสมือนวงจรเทียบเฟสของสัญญาณ เอฟเอ็ม สองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา สัญญาณความถี่สูงถูกรองทิ้งไป คงเหลือไว้แต่ความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง จากรูปที่ 2.5 แสดงการเทียบเฟส และแรงดันเฉลี่ยที่เอาท์พุท

จะเห็นว่าค่าเฉลี่ยมีค่าแปรผันตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ ซึ่งสัญญาณ $Y(t)$ ก็จะเป็นสัญญาณที่แปรตามสัญญาณเบสแบนด์

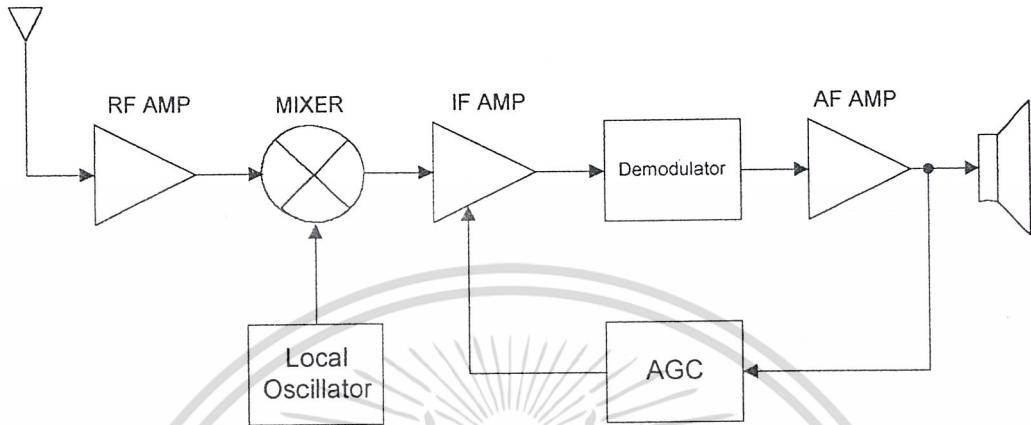


รูปที่ 2.5 แสดงการเทียบเฟสและแรงดันเฉลี่ยที่เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 เครื่องรับชนิด Superheterodyne

เครื่องรับชนิด Superheterodyne อาศัยหลักการแปลงความถี่ ของสัญญาณ RF ให้เป็นความถี่คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งช่วยในการออกแบบวงจรเครื่องรับได้สะดวกขึ้นแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดง วงจร Superheterodyne

วงจรสำคัญของขบวนการ Superheterodyne ก็คือ วงจร Local Oscillator และ วงจร Mixer ซึ่งทำหน้าที่แปลงความถี่ ของสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นค่ากลางค่าหนึ่ง เรียก ความถี่ IF (Intermediate Frequency)

วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ ให้ค่ากำลังและค่า selectivity ในช่วงแรกๆที่เรียกกันว่า Preselector ถัดมาในภาคที่สองเป็นวงจรจูน (Tuned Circuit) สำหรับช่วยในการเลือกสัญญาณที่ต้องการ วงจรจูน อาจสร้างให้มีค่า Q สูงๆ เพื่อให้ค่า selectivity ดีขึ้น โดยปกติแล้ววงจรจูนในภาคนี้ มักต้องทำงานใน ช่วงความถี่กว้าง เพื่อให้สามารถรับสัญญาณได้หลายช่อง ในเครื่องรับบางเครื่องอาจไม่ใช้วงจรขยายสัญญาณ วิทยุในภาคแรกเพราะสัญญาณที่รับเข้ามามีความแรงอยู่แล้ว เช่น สัญญาณในความถี่ต่ำ แต่จะไปขยายสัญญาณอีกครั้ง ในภาคขยายความถี่กลาง (IF amplifier) แต่โดยทั่วไปจะเป็นการดีกว่าที่มีวงจรขยายสัญญาณ วิทยุ เพื่อเพิ่มค่า sensitivity เนื่องจากได้กำลังขยายมากขึ้น และเพิ่มค่า selectivity เพราะมีวงจรจูนอยู่ส่วนหนึ่ง และทำให้อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการ ต่อ สัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้นด้วย อีกเหตุผลหนึ่งที่ควรมี วงจรขยายความถี่วิทยุเพราะจะช่วยแยก สัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นได้กับเครื่องรับข้างเคียง ที่เป็นผลมาจาก การแพร่กระจายของสัญญาณจากวงจร Local Oscillator ทั้งอาจผ่านไปทางสายอากาศได้ สัญญาณจาก Local Oscillator มีความแรงพอที่พอที่รั่วไหลและไปเข้าที่ขาของ Mixer ได้ ในการสร้างวงจรขยาย และวงจร Mixer หากใช้อุปกรณ์ ชนิด Mosfet ก็จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้มากกว่า ใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ bipolar

สัญญาณที่ออกมาจาก Mixer จะเป็นผลรวมและผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้า และความถี่ที่มาจาก Local Oscillator และมีวงจรจูนทำหน้าที่เป็นวงจรกรอง เพื่อเลือกเอาสัญญาณที่เป็นผลต่าง ของความถี่ ที่ต้องการออกมานั้นคือค่าความถี่กลาง (IF) สำหรับเครื่องรับที่สามารถรับสัญญาณได้ในช่วงความถี่หนึ่ง วงจร Local Oscillator จะต้องสามารถจูนได้ ความถี่ของวงจรต้องสามารถเปลี่ยนได้ในช่วงความถี่ที่กว้าง เพื่อจะทำให้ วงจร Mixer สามารถแปลงความถี่ ที่เข้ามาให้เป็นความถี่กลาง IF ได้ ในวงจรโดยทั่วไป Mixer และ Local Oscillator เป็นเฮเทอโรไดนามิกที่สร้างขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้จริงบนโต๊ะทำงาน ควรใช้วิธีอื่นในการศึกษา ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Oscillator จะเป็นวงจรแยกกัน แต่สำหรับวงจรความถี่ต่ำ Mixer อาจรวมกับ Local Oscillator ได้ซึ่งเรียกว่า วงจรแปลง (Converter)

สัญญาณที่ขาออกของ Mixer เป็นสัญญาณที่ความถี่กลาง ซึ่งมีคุณสมบัติ ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต จาก ทางด้านเครื่องส่ง เช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจะถูกขยายโดยวงจรขยายความถี่กลาง อีกหลายชุด และใน เครื่องรับส่วนใหญ่จะมีวงจรขยายอยู่ในภาคความถี่กลางนี้ เมื่อ IF มีความถี่ที่ต่ำกว่าสัญญาณที่ขาเข้า วงจรขยาย ความถี่กลางก็จะถูกออกแบบได้ง่ายกว่า และมีค่า selectivity ที่ดีกว่า พร้อมกันนี้ก็จะมีการสร้างวงจรจูนในภาค นี้ด้วย เพื่อค่า selectivity ที่สูงขึ้นอีกระดับหนึ่ง

สัญญาณ IF จะถูกส่งต่อไปยังไปเข้าวงจร Demodulator ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณ ที่เข้ามา กลับคืนเป็น สัญญาณข้อมูล ที่ส่งจากคั่นทาง และจากนั้นจะถูกต่อเข้ากับวงจรขยายสัญญาณเสียง เพื่อให้ได้ความแรง สัญญาณเพียงพอที่จะไปออกลำโพง

วงจรที่สำคัญอีกชุดหนึ่งในเครื่องรับแบบ Superheterodyne คือ วงจรควบคุมขยายกำลังอัตโนมัติ AGC (Automatic Gain Control) วัตถุประสงค์ของ AGC คือ ช่วยควบคุมค่าผลัพธ์ ของสัญญาณขาออกให้คงที่

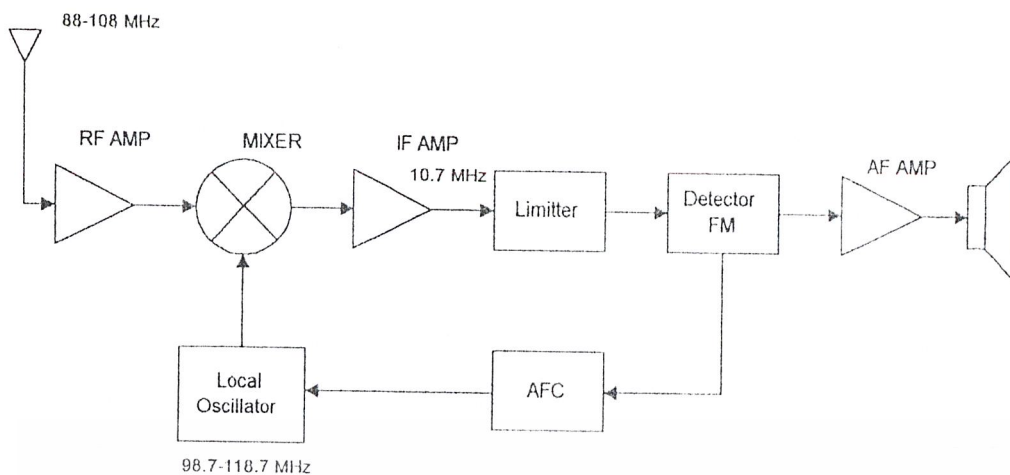
ปัญหาที่พบมากในวงจร Superheterodyne เมื่อความถี่กลาง มีค่าต่ำก็คือ เรื่องของสัญญาณเงา เมื่อ สัญญาณเงา เข้ามาในวงจร Mixer และได้ผลัพธ์ของสัญญาณ ความถี่กลางที่ มีค่าความถี่เช่นเดียวกับกับ สัญญาณจริง ทำให้สัญญาณที่ถูกเลือกมาคิดค่า เป็นสัญญาณรบกวนกับสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณเงา อาจเกิด ขึ้นได้ในกรณีที่เกบความถี่ มีการใช้งานอย่างหนาแน่น

วิธีการแก้ปัญหาเบื้องต้น ก็อาจใช้วงจรจูนเพื่อเลือกเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการเข้ามาในเครื่องรับ เท่านั้น และกำจัดสัญญาณเงาออกไป แต่การแก้ปัญหา ดังกล่าวไม่อาจใช้กับเครื่องรับ ที่ใช้กับความถี่ในช่วง กว้าง อีกวิธี คือเพิ่มค่า ความถี่กลาง ให้มากขึ้นจนสัญญาณเงา อยู่เลยนอกวงจรรจูนออกไป แต่เมื่อความถี่กลาง สูงขึ้นก็จะทำให้การออกแบบวงจรขยายมีความยากมากขึ้น

วิธีการแก้ปัญหา สัญญาณเงาที่นิยมคือ ใช้วงจรแปลงความถี่สองครั้ง ที่เรียกว่า Dual Conversion Superheterodyne Receiver ครั้งแรกจะแปลงให้ IF มีค่าสูง ส่วนการแปลงครั้งที่สอง จะแปลงสัญญาณ IF จาก ชุดแรกให้มีความถี่ต่ำลง ซึ่งทำให้มีค่า selectivity ที่ดีกว่า

2.10 เครื่องรับ เอฟเอ็ม

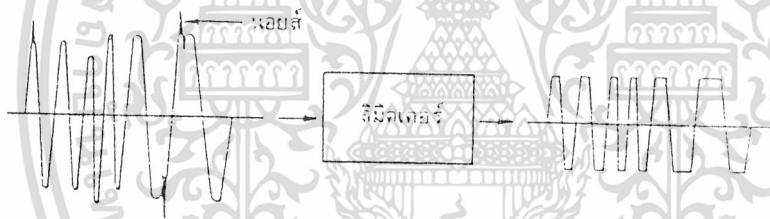
แผนผังของเครื่องรับ เอฟเอ็ม มีความคล้ายคลึงกัน กับเครื่องรับ Superheterodyne มีค่าเท่ากับ 10.7 MHz และมีส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาคือ วงจรlimiter,AFC แสดงดังรูปที่ 2.7



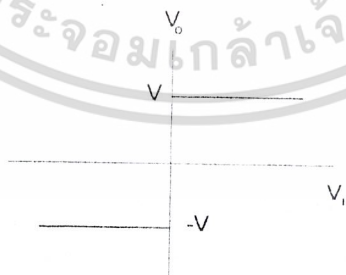
รูปที่ 2.7 แสดง บล็อก ไคอะแกรม ของภาครับเอฟเอ็ม

ลิ้มิตเตอร์

สัญญาณ เอฟเอ็ม อาจมีสัญญาณรบกวน ประมาณด้วย วงจรลิ้มิตเตอร์ จะทำหน้าที่ ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวก และด้านลบ รวมทั้งสัญญาณรบกวนจะถูกขลิบไปด้วยดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงการกำจัดสัญญาณรบกวน ของวงจรลิ้มิตเตอร์



รูปที่ 2.9 แสดง transfer characteristic ของลิ้มิตเตอร์ ในอุดมคติ

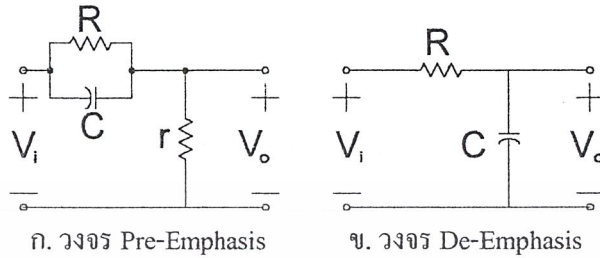
พิจารณาจากรูปที่ 2.8 จะเห็นว่า ความถี่ของ เอฟเอ็ม ก่อนและหลัง ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจร ลิ้มิตเตอร์ นั้น ก็คือป้อนสัญญาณ ที่มี แอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร จนกระทั่งวงจร saturate หรือ cut off ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนเข้ามามีขนาดน้อยเอ่ที่สุด จากลิ้มิตเตอร์ ก็จะมีสัญญาณรบกวน ประปน ออกมาทาง audio เอ่ที่สุด แต่ถ้า ป้อน แอมพลิจูดที่มีขนาดสูงๆ สัญญาณรบกวน ก็จะเจียบหายไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pre - Emphasis และ De - Emphasis

ระบบ Pre-Emphasis และ De-Emphasis ที่ใช้ในภาคส่ง และภาครับตามลำดับนั้น ตามความหมายก็คือ การเน้น ส่วนประกอบสเปกตรัมทางด้านส่ง และในภาครับก็จะลดส่วนประกอบสเปกตรัม ที่ถูกเน้นมาก่อน

Pre-Emphasis และ De - Emphasis ทำได้โดยใช้ฟิลเตอร์ ที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงวงจร 프리 เอ็มฟาซิส และ ดี เอ็มฟาซิส

หลักการของการทำ Pre-Emphasis และ De-Emphasis นั้นมาจากปรากฏการณ์ ที่เกี่ยวข้องกันสองอย่างคือ ในภาคส่ง ถ้าให้สัญญาณ เบสแบนด์ เป็นสัญญาณเสียง ซึ่งกำลังส่วนใหญ่จะกระจายอยู่ในสเปกตรัมความถี่ไม่สูงมากนัก เช่น ในสัญญาณเสียงที่มีความถี่สูงกว่า 3 kHz จะมีกำลังน้อยมาก ดังนั้นเมื่อทำการมอดูเลต ตามปกติ เราก็ต้องเตรียมแบนด์วิดท์ ให้กว้างเพื่อสเปกตรัมที่สูงกว่า 3kHz แต่เนื่องจากกำลังของสเปกตรัม นั้นต่ำ ก็เท่ากับใช้ แบนด์วิดท์ อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ในขณะที่เดียวกันทางภาครับ สัญญาณรบกวนที่ผ่านออกมาได้นั้น จะมีความหนาแน่นสเปกตรัมเพิ่มสูงขึ้น โดยแปรตาม f^2 และกำลังของสัญญาณรบกวนที่ผ่านฟิลเตอร์ ของภาครับ จะแปรผันตาม $(B.W.)^3$ ซึ่งหมายความว่า การใช้แบนด์วิดท์ อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ทางภาคส่ง ทำให้ กำลังของสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้นทางด้านรับอีกด้วย

จากข้อเสียที่กล่าวมา จะสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นโดยวิธี Pre-Emphasis สัญญาณเบสแบนด์ทางด้านส่ง และ De-Emphasis สัญญาณที่ดีเทค ได้ทางด้านรับ กล่าวคือ ในภาคส่งนั้นแทนที่จะป้อนสัญญาณเบสแบนด์เข้า วงจรมอดูเลต โดยตรงแล้ว ก็จะทำให้การกันด้วยฟิลเตอร์ ที่เหมาะสมอันหนึ่ง และทางภาครับ ภายหลังจากการ ดีเทคสัญญาณแล้ว ก็จะคั่นด้วยวงจรฟิลเตอร์ ที่มีทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน เป็นส่วนกลับของฟิลเตอร์ ด้านส่ง เพื่อให้ ได้สัญญาณ ที่ไม่ผิดเพี้ยนกลับมา

ทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน ที่ดีของวงจรฟิลเตอร์ นั้น คือ ทางด้านส่งจะต้องเน้นความถี่สูงเพื่อให้มีการใช้แบนด์ วิดท์ ที่คุ้มค่าขึ้น และในภาครับก็จะเป็นการลดความถี่สูงซึ่งในขณะเดียวกันก็จะลดกำลังของสัญญาณรบกวน อีกด้วย

วงจร Pre-Emphasis และ De-Emphasis ที่ใช้ในวิทยุ เอฟเอ็ม โดยทั่วไปจะเป็นวงจร R C ง่ายๆ จากรูปที่ 2.10 จะได้ว่า ทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน ของ Pre-Emphasis จะเขียนได้ดังนี้

$$H_p(f) = \frac{r(1 + j\omega RC)}{R + r(1 + j\omega RC)} \tag{2.37}$$

ถ้า $r \ll R$ สมการที่ 2.37 จะประมาณค่าได้เป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_p(f) = \frac{r(1 + j\omega RC)}{R} = \frac{r}{R} \left(1 + j \frac{f}{f_i} \right) \tag{2.38}$$

โดยที่ $f_i = \frac{1}{2\pi RC}$

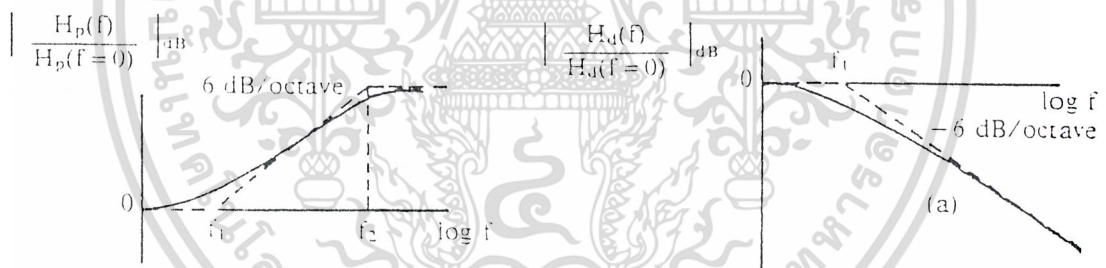
สำหรับวงจร De-Emphasis จะมี ทรามเฟอร์ ฟังก์ชัน เขียนได้เป็น แสดงดังรูปที่ 2.11

$$H_d(f) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_i}} \tag{2.39}$$

เมื่อนำ ทรามเฟอร์ ฟังก์ชัน ทั้งสองมาคูณกัน จะได้เป็น

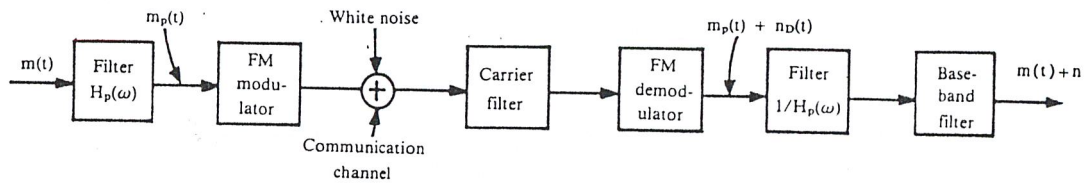
$$H_p(f) \cdot H_d(f) = \frac{r}{R}$$

จะเห็นว่าผลคูณ เป็นค่าคงที่ นั่นคือ วงจรคู่นี้ไม่ทำให้เกิดการเพี้ยนของสัญญาณ



รูปที่ 2.11 แสดงผลตอบสนองของวงจรรีเอมเฟอริส และ วงจร ดีเอมเฟอริส

เมื่อกล่าวโดยสรุป วงจร Pre - Emphasis และ De - Emphasis นี้ จะทำให้ ความถี่สูงถูกเน้น และมี คุณภาพ ดีขึ้น ในขณะที่เดียวกันกำลังของสัญญาณรบกวนก็จะถูกกำจัดให้ต่ำลง ซึ่งจะทำให้ S/N ของสัญญาณ ที่ Detect ได้มีค่าสูงขึ้น ประมาณ 4 dB แสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงกระบวนการพรีเอมฟาซิสที่เครื่องส่ง และ ดีเอมฟาซิสที่เครื่องรับ

การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับเอฟเอ็มทำงานในย่านความถี่ 88-108 MHz นั่นคือ ความถี่ของวงจร Local Oscillator ต้องมีเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความถี่ขงคอนคิมอคคลูด วิธีกรควบคุมความถี่ของวงจร Local Oscillator ของเครื่องรับเอฟเอ็มให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ Oscillator ที่อคกับความถี่ของสัญญาณอินพุต วิธีนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control)

หลักการของ AFC ก็คือใช้ วาแรกเตอร์ เป็นส่วนหนึ่งในวงจรของ Local Oscillator ค่าความจุของ วาแรกเตอร์ จะควบคุมโดยการไปแอส จากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจาก Local Oscillator มีความถี่เลื่อนไปแรงดันคลาดเคลื่อนนี้ ต่อมาจ เกอที่พุดของ Discriminator เมื่อ ความถี่ถูกต้องเอ ที่พุด จ m Discriminator จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนนี้ก็จะเป็บบวก หรือลบ ทำให้ค่าความจุของ วาแรกเตอร์ เปลี่ยนไป ความถี่ก็จะเปลี่ยนไป จนกว่าจะได้ความถี่ที่ถูกต้อง

เอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector)

สามารถทำได้หลายวิธี อาทิเช่น ฟิลลิปส์ดีเทคเตอร์, ดีเทคเตอร์ชนิดคัมเบิลจูน, เฟอสเตอร์-ซีรีย์คิตคริมิเนเตอร์, เรโซคัลดีเทคเตอร์, ควอทรานเจอร์ดีเทคเตอร์, วงจรคิมอคชนิค เฟสดีคัลลูป แต่ในโครงการนี้ ใช้ชนิดแบบ ควอทรานเจอร์ ดีเทคเตอร์ ซึ่งอธิบายไปแล้วในตอนต้น

มิดท์หรือสควอลซ์

ในเครื่องรับที่มีความไวสูง สัญญาณอินพุต ที่สายอากาศจะถูกขยายให้แรงมากขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีเทคเตอร์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ ไฟ AGC จะทำให้เครื่องรับมีอัตราขยายเต็มที่ เครื่องรับจึงขยายแค่ noise ออกมา เสียงซู่ของ noise ที่ออกมาจะสร้างความรำคาญแก่ผู้ใช้เครื่องอย่างมาก การกำจัดเสียงซู่นี้ทำได้โดยใช้ วงจรมิดท์ ซึ่งมีหลักการที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายดังนี้ เมื่อ noise ถูกกรองจากสัญญาณเสียงออกมา และดีเทคเป็นไฟ DC ป้อนไปเปรียบเทียบกับ ระดับอ้างอิงที่ปรับได้ ที่วงจรเปรียบเทียบ แล้วนำไปสควิลซ์ ให้ปิดเปิด เส้นทางของสัญญาณที่จะออกไปขยาย

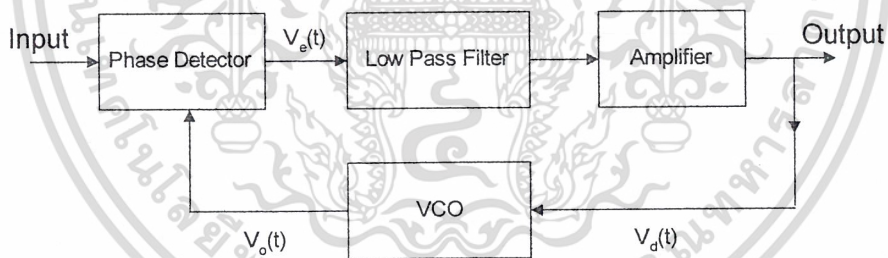
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจับสัญญาณที่แรงกว่า

ระบบ เอฟเอ็ม มีคุณสมบัติประจำตัวก็คือ สามารถกำจัดที่ไม่ต้องการ หรือ noise ที่ขี้นบนสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ สมมติว่า ใช้เครื่องรับเอฟเอ็ม ในพื้นที่ ซึ่งมีสถานีส่งออก อากาศพร้อมๆ กัน ที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์ รับสัญญาณ เอฟเอ็ม ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรถผ่านมายังพื้นที่หนึ่ง มีอีกสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ เอฟเอ็ม ของสถานีใหม่ และบางที่จะรับ กลับไปกลับมา ระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้ เครื่องรับ เอฟเอ็ม จะรับสัญญาณที่แรงกว่าปรากฏการณ์เช่นนี้เราเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (Capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่า จะถูกกำจัดออกไป เช่น กับการกำจัด noise ในระบบ เอฟเอ็ม

2.11 ระบบเฟสล็อกคูล (เฟสล็อกคูล)

ระบบเฟสล็อกคูล คือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับแบบ Negative Feedback ที่มีลักษณะเด่นของการทำงานอยู่ที่การล็อกกับความถี่ คือ สามารถให้สัญญาณออกที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณเข้าได้ในช่วงเวลาอันสั้น และความสามารถในการตามรอยความถี่ (Tracking) คือ เมื่อเกิดการล็อกขึ้นแล้ว และความถี่ของสัญญาณเข้ามีการเปลี่ยนแปลง ระบบเฟสล็อกคูลจะยังคงรักษาสภาพการล็อกนั้นอยู่ ซึ่งมีผลให้สัญญาณออกยังคงมีความถี่เท่ากับสัญญาณเข้าที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปแล้ว ระบบเฟสล็อกคูล สามารถแสดงบล็อก ไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงบล็อก ไดอะแกรม ของ ระบบเฟสล็อกคูล

ส่วนประกอบที่สำคัญของเฟสล็อกคูล ได้แก่

1. Phase Detector เป็นวงจรที่ใช้ในการตรวจจับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ และให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณความต่างเฟส
2. Low Pass Filter หรือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ใช้ในการกำจัดสัญญาณไฟสลับซึ่งเป็นสัญญาณความต่างเฟส ที่ออกมาจากเฟสดีเทกเตอร์ เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณความถี่ต่ำ เพื่อป้อนให้วงจรรขยายสัญญาณต่อไป
3. วงจรรขยายสัญญาณ (เอเอ็มplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น

เอาต์พุตของวงจรมีจะป้อนให้แก่วงจร VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

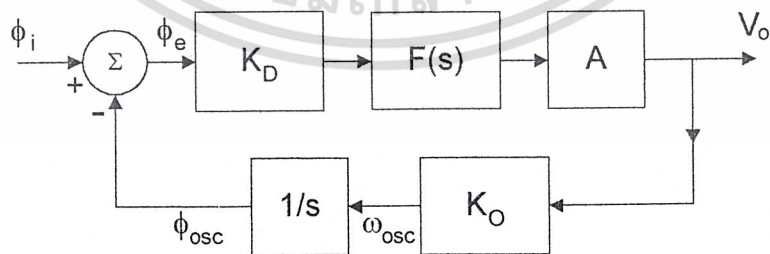
4. Voltage Control Oscillator (VCO) วงจรนี้จะผลิตความถี่ออกมาโดยขึ้นกับสัญญาณไฟตรงที่ป้อนให้แก่ อินพุต โดยอินพุตจะเป็นสัญญาณจากวงจรมอดูเลชันและเอาต์พุตจะป้อนให้กับวงจร Phase Detector ต่อไป

2.11.1 การทำงานของเฟสล็อกคูลูป

ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control Voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ วิชาโอ จะทำงานโดยการตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 ซึ่งเรียกว่า “Free-running Frequency” ถ้าสัญญาณเข้าไปในระบบ Phase Detector จะทำการเปรียบเทียบเฟส และความถี่ของสัญญาณอินพุตกับความถี่ของ VCO และผลิต แรงดันความถี่คลื่อน $v_c(t)$ ซึ่งสัมพันธ์กับความแตกต่างของเฟสและความถี่ระหว่างสัญญาณทั้งสอง แรงดัน คลาดเคลื่อนนี้จะถูกรอง และขยายส่งไปยังขาควบคุมของ VCO ในการนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไป บังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่าง $V_c(t)$ กับสัญญาณที่เข้า ถ้าความถี่ของสัญญาณที่เข้าใกล้เคียงกับ $V_c(t)$ จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคูลูป ทำให้ล็อกกับสัญญาณที่ เข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ VCO จะเท่ากับสัญญาณอินพุต แต่เฟสยังต่างกันอยู่ มีความจำเป็นต่อ การผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน (V_c) ที่จะไปคอยปรับความถี่วีซีโอ จากค่า Free-running ให้เท่ากับความถี่ที่ เข้ามา ดังนั้น เฟสล็อกคูลูป จะยังคงรักษาสภาพการล็อก การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวเองได้ ทำให้ เฟสล็อกคูลูป สามารถติดตามการล็อกกับสัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพล็อก เช่นเดิม

เฟสล็อกคูลูป โดยทั่วไปจะสามารถจับความถี่ได้ในช่วงหนึ่ง กล่าวคือในขณะที่ เฟสล็อกคูลูป ทำงาน อย่างอิสระ (free running) แล้วเกิดมีสัญญาณความถี่อื่นเข้ามา เฟสล็อกคูลูป ก็จะพยายามติดตามเพื่อจับความถี่ นั้น ช่วงความถี่ที่ เฟสล็อกคูลูป สามารถติดตามจับ ได้ตลอดเวลาเรียก ช่วงความถี่ตรวจจับ (Capture Range) และเมื่อ เฟสล็อกคูลูป ติดตามจับความถี่ได้แล้ว ช่วงที่ เฟสล็อกคูลูป จะติดตามจับได้ตลอดเวลาเรียกว่าช่วง ความถี่ล็อก (Lock Range) โดยทั่วไปแล้วช่วงความถี่ล็อก จะกว้างกว่า ช่วงความถี่ตรวจจับ

2.11.2 การหาทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน ของ เฟสล็อกคูลูป



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูปในรูปแบบของทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน

จากรูปที่ 2.14 K_D = ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

$F(s)$ = ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A = อัตราการขยายของวงจรถ่ายสัญญาณ
 K_o = ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ วีซีโอ

จาก $\omega = \frac{d\theta}{dt}$
 $\omega = s\theta$ 2.40

และ

$$\theta = \omega dt$$

$$\theta = \frac{1}{s}\omega$$
 2.41

เนื่องจากเอาต์พุตของวีซีโอ จะเป็นค่าความถี่ ที่ ขึ้น อยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส (ϕ_{osc}) เพื่อที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต (ϕ_i) ดังนั้นจึงต้องใส่บล็อก 1/s เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_{osc} ตามสมการ 2.41

จาก ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน = $\frac{A}{1 + AF}$

เมื่อ A = อัตราการขยายไปข้างหน้า

F = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.14 ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D F(s) A}{1 + K_D F(s) A \frac{K_o}{s}}$$

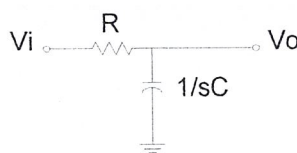
$$= \frac{s K_D F(s) A}{s + K_D F(s) A K_o}$$
 2.42

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปร อินพุตเป็นความถี่มากกว่าจะเป็นเฟส จากสมการ 2.41 เราจะได้ทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน คือ

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i}$$

$$= \frac{K_D F(s) A}{s + K_D K_o A F(s)}$$
 2.43

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.15

$$\begin{aligned}
 F_{(s)} &= \frac{V_o}{V_i} \\
 &= \frac{1/sC}{R + 1/sC} \\
 &= \frac{1}{1 + sRC} \\
 &= \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_1}} \quad ; \quad \omega_1 = 1/RC \quad \quad \quad 2.44
 \end{aligned}$$

แทนค่าสมการ 2.44 ลงในสมการ 2.43

$$\begin{aligned}
 H_{(s)} &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right) \\
 \text{เมื่อ } K_v &= K_D K_o A \\
 H_{(s)} &= \frac{1}{K_o} \left(\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right) \quad \quad \quad 2.45 \\
 \text{เมื่อ } \omega_n &= \sqrt{K_v \omega_1} \\
 \xi &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}}
 \end{aligned}$$

2.11.3 การหาช่วงความถี่ล็อก และ ช่วงความถี่ตรวจจับ

ช่วงความถี่ล็อก

คือ ระยะเวลาที่เฟสล็อกสามารถล็อก ค่าความถี่ได้

จากรูปที่ 2.14 จะได้ว่า

$$\phi_e = \phi_i - \phi_{osc}$$

ดังนั้น

$$V_c = K_D(\phi_e - \frac{\pi}{2}) \quad \quad \quad 2.46$$

เมื่อผ่าน Low Pass Filter จะได้ว่า $V_o = K_D A(\phi_e - \frac{\pi}{2})$

ค่า V_o นี้ทำให้ VCO เปลี่ยนความถี่ จาก ω_o เป็น ω และทำให้ ω มีค่าเท่ากับ ω_i

ดังนั้น จะได้ว่า

$$\omega = \omega_o + K_o V_o = \omega_i \quad \quad \quad 2.47$$

เมื่อพิจารณา เอาท์พุท จาก Phase Detector จะได้ว่า ค่า V_C จะมีค่ามากที่สุดและน้อยที่สุด เมื่อ $\phi = \pi$ และ $\phi = 0$

ดังนั้น
$$V_{CMax} = \pm K_D \frac{\pi}{2} \quad 2.48$$

และ
$$V_{OMax} = \pm K_D A \frac{\pi}{2} \quad 2.49$$

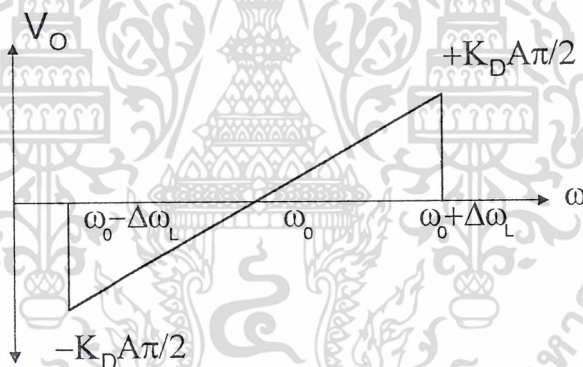
ทำให้ได้ว่า
$$\begin{aligned} (\omega - \omega_0)_{Max} &= K_O V_{OMax} \\ &= \pm K_O K_D A \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad 2.50$$

ดังนั้น
$$\omega = \omega_0 \pm K_O K_D A \frac{\pi}{2} \quad 2.51$$

$$= \omega_0 \pm \Delta\omega_L$$

$$\Delta\omega_L = K_O K_D A \frac{\pi}{2} \quad 2.52$$

ดังนั้นช่วงความถี่ล็อก มีค่าเท่ากับ $2\Delta\omega_L$ แสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงความถี่ล็อก ของเฟสล็อกคูล

ช่วงความถี่ตรวจจับ

คือ ระยะเวลาที่ เฟสล็อกคูล สามารถตรวจจับความถี่ที่เข้ามาได้

พิจารณาดังนี้

1. ผลต่างเฟสของ ω_i และ ω_{osc} แสดงได้ดังนี้

$$\phi_e = \phi_i - \phi_{osc}$$

$$= (\omega_i t + \theta_i) - (\omega_{osc} t + \theta_{osc})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= (\omega_i - \omega_{OSC})t + \Delta\theta \quad 2.53$$

$$\frac{d\phi_c}{dt} = \omega_i - \omega_{OSC} \neq \text{Const} \quad 2.54$$

จะได้ว่าเอาท์พุท ของ Phase Detector ไม่ใช่ DC Component แต่เป็น สัญญาณแบบสามเหลี่ยม ที่มีค่า amplitude สูงสุดเป็น $K_D \frac{\pi}{2}$ และมี Fundamental frequency เป็น $\omega_i - \omega_{OSC}$

2. พิจารณา Low Pass Filter

ถ้าเป็น Simple Low Pass Filter ดังแสดงดังรูปที่ 2.15 จะได้ว่า $\tau = RC$ และ

$$F(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad 2.55$$

$$F(\omega) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)}$$

โดยที่ $\omega_1 = \frac{1}{RC}$ และเท่ากับ Cut-off frequency ของ Low Pass Filter

ถ้า $\frac{\omega}{\omega_1} \gg 1$ จะได้ว่า $F(\omega) = \frac{1}{j\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)} = \frac{\omega_1}{j\omega}$ 2.56

ความถี่ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_{OSC}$ ผ่าน Phase Detector ไป Low Pass Filter ดังนั้นจะได้ว่า

$$F(\omega) = \frac{\omega_1}{\omega_i - \omega_{OSC}} \quad 2.57$$

3. พิจารณาค่าศักย์ไฟฟ้าที่ไปขับ VCO ให้ผลิตความถี่
จะได้ว่า

$$V_O = V_C \times F(\omega) \times A$$

และ $V_{O\text{Max}} = \pm K_D \left(\frac{\pi}{2}\right) \left(\frac{\omega_1}{\Delta\omega}\right) A \quad 2.58$

ค่า $V_{O\text{Max}}$ นี้ไปขับ vco ทำให้ vco เปลี่ยนค่าความถี่ไปสูงสุดคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\omega - \omega_{OSC})_{Max} = \pm K_D K_O \left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{\omega_1}{\Delta\omega} \right) A \tag{2.59}$$

ถ้าให้ สัญญาณที่เข้ามีค่า ω_i จะได้ว่า

$$(\omega_i - \omega_{OSC})_{Max} = \pm K_D K_O \left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{\omega_1}{\omega_i - \omega_{OSC}} \right) A$$

$$(\omega_i - \omega_{OSC})_{Max}^2 = K_D K_O \left(\frac{\pi}{2} \right) (\omega_1) A \tag{2.60}$$

ซึ่งค่า $(\omega_i - \omega_{OSC})_{Max}$ ก็คือ ช่วงความถี่มากที่สุดที่สามารถตรวจจับได้ หรือ Capture Range นั้นเองดังนั้น

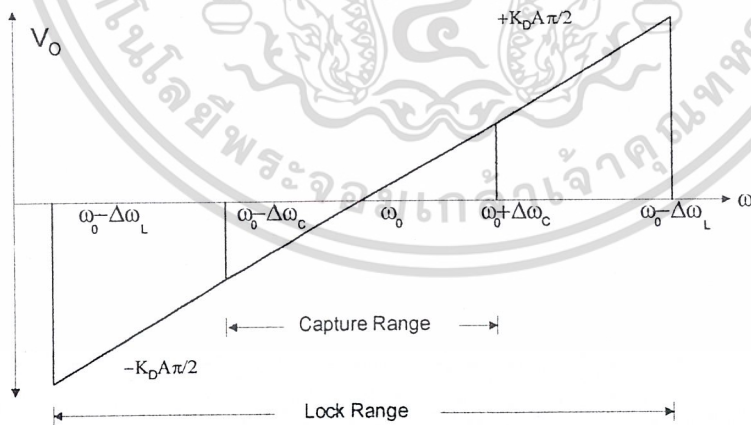
$$\Delta\omega_C^2 = K_D K_O \left(\frac{\pi}{2} \right) (\omega_1) A \tag{2.61}$$

$$= \Delta\omega_L \omega_1$$

$$\Delta\omega_C = \pm \sqrt{\Delta\omega_L \omega_1} \tag{2.62}$$

ดังนั้นช่วงความถี่ตรวจจับ มีค่าเท่ากับ $2\Delta\omega_C$

โดยทั่วไปแล้วค่าของช่วงความถี่สือก จะกว้างกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ แสดงดังรูปที่ 2.17

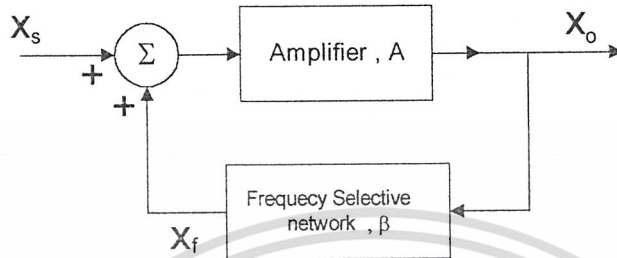


รูปที่ 2.17 แสดงช่วงความถี่ตรวจจับ และช่วงความถี่สือก

2.12 วงจร Oscillator

หลักการพื้นฐาน

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปขายน จะประกอบด้วย amplifier และ Frequency - selective network ที่ต่อกันแบบ Positive Feedback แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปขายน

จากรูปจะได้ว่า

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} \tag{2.63}$$

จะได้ว่า

$$\text{Loop Gain} = A(s)\beta(s) \tag{2.64}$$

จาก Barkhausen criterion ที่กล่าวว่า ที่ค่า ω_0 จะมีค่า phase ของ Loop Gain เป็นศูนย์ และมีขนาดของ Loop Gain เป็น 1 นั่นคือ

$$L(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega) = 1 \angle 0 \tag{2.65}$$

พิจารณาจากรูป จะเห็นว่า Loop สามารถผลิต X_0 ที่คงที่โดยไม่มี อินพุต ($X_s = 0$) พิจารณาได้ดังนี้
ได้ว่า จาก

$$\begin{aligned} X_f &= \beta X_0 \\ AX_f &= X_0 \end{aligned} \tag{2.66}$$

จะได้ว่า

$$A\beta X_0 = X_0 \tag{2.67}$$

$$A\beta = 1$$

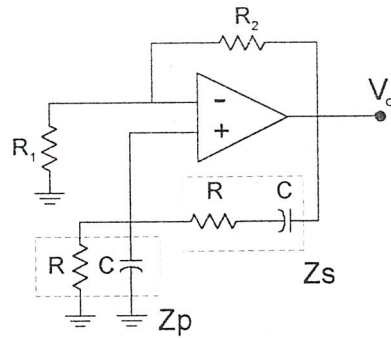
นั่นคือ

$$A\beta = 1 \angle 0 \tag{2.68}$$

Wein - Bridge Oscillator

แสดงดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงวงจร Wein - Bridge Oscillator

วงจร Wein - Bridge Oscillator ประกอบด้วย Op-เอเอ็มป ที่ต่อแบบ Non-inverting ซึ่งมีค่า Gain เป็น $1 + \frac{R_2}{R_1}$ และในส่วน Feedback ต่อด้วย RC network นั่นคือ

$$L(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \right) \tag{2.69}$$

จะได้ว่า

$$L(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + sCR + 1/sCR} \tag{2.70}$$

แทนค่า $s = j\omega$

$$L(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j(\omega CR) - \frac{1}{j\omega CR}} \tag{2.71}$$

จะเห็นว่า Loop Gain เป็นจำนวนเชิงซ้อน จาก Barkhausen criterion $L(s) = 1 \angle 0$

จาก

$$L(s) = \text{Re}\{L(s)\} + j\text{Im}\{L(s)\}$$

$$\theta_{\{L(s)\}} = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}\{L(s)\}}{\text{Re}\{L(s)\}} \right] \tag{2.72}$$

ถ้าเกิด Oscillation นั่นคือ $\theta_{\{L(s)\}} = 0, 2n\pi$ ดังนั้น $\text{Im}\{L(s)\} = 0$

เมื่อแก้สมการจะได้ค่า ω_0 เป็น Fundamental ของ Oscillator

ดังนั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega CR - \frac{1}{\omega CR} = 0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}$$

2.73

และจาก Barkhausen criterion $|L(s)|$ ต้องมีค่าเป็น 1 ดังนั้นจะได้ว่า $R_2/R_1 = 2$

สรุปได้ว่า เงื่อนไขการ Oscillation ของ Wein - Bridge Oscillator คือ

1. $\omega_0 = \frac{1}{CR}$
2. $R_2/R_1 = 2$

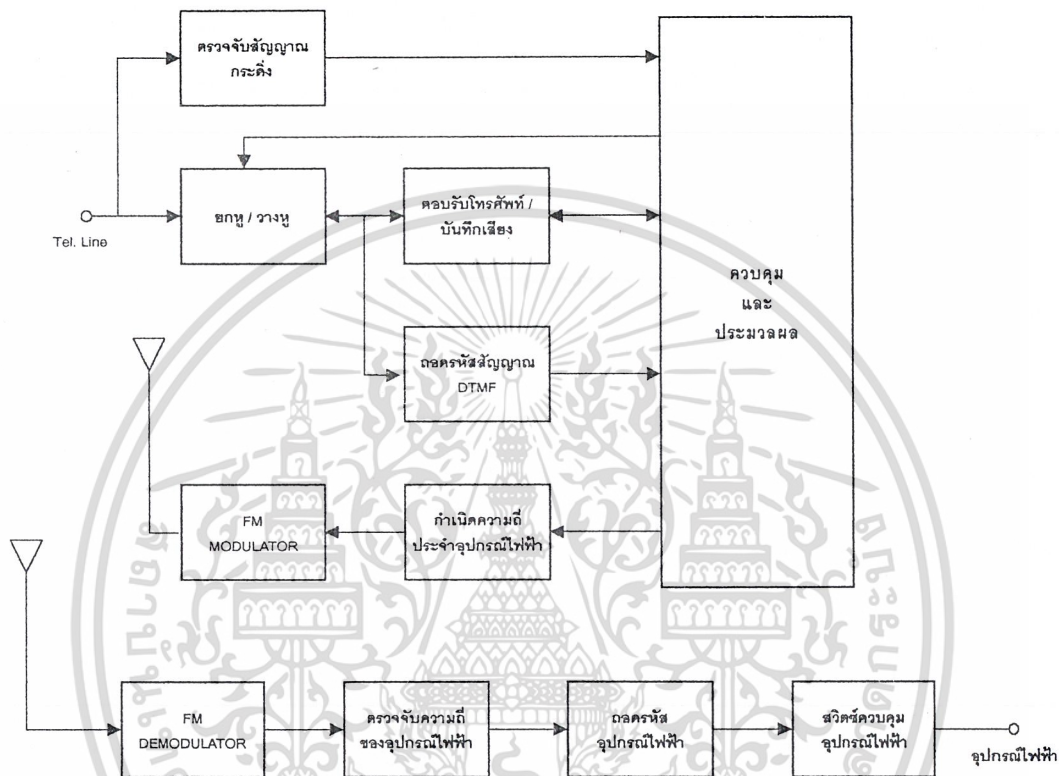


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

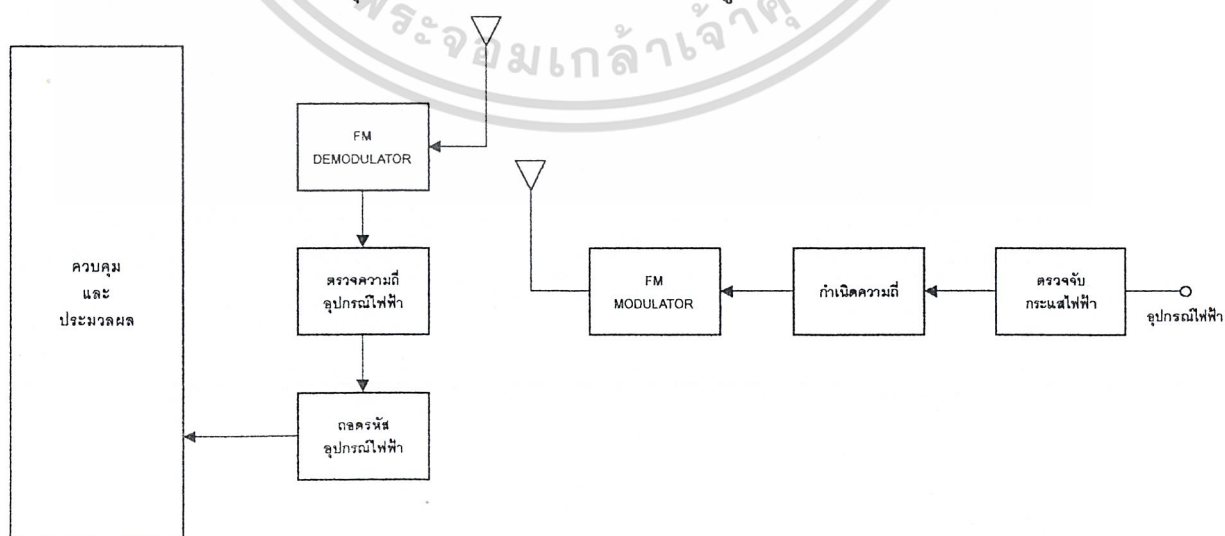
การคำนวณและการสร้าง

โครงการนี้ได้นำ ไมโครคอนโทรลเลอร์ มาประยุกต์ใช้งานกับโทรศัพท์ ในการตอบรับโทรศัพท์อัตโนมัติและควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ภายในบ้าน โดยมีบล็อกไดอะแกรมของโครงการเป็นดังรูป 3.1



รูปที่ 3.1 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของ โครงการ

นอกจากนี้ยังมีส่วนตรวจสอบสถานะอุปกรณ์ ซึ่งมี บล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.2



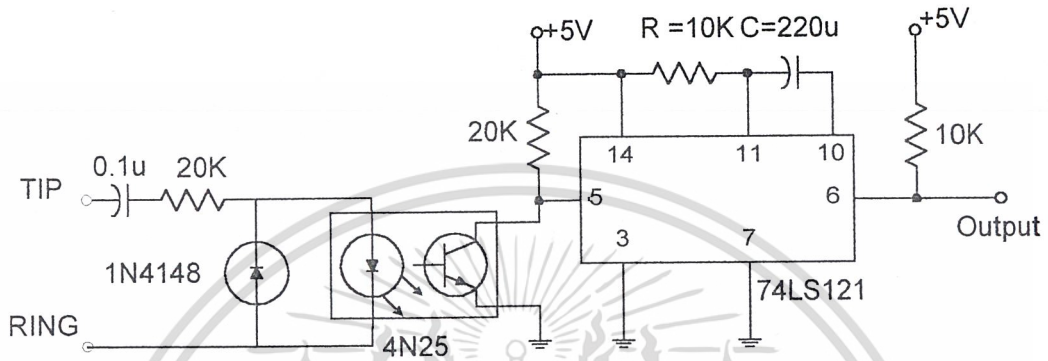
รูปที่ 3.2 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของวงจรรายงานสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์

3.1.1 วงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง

ในการทำงานเมื่อมีสัญญาณโทรศัพท์เข้ามา จะต้องมีการตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง เพื่อให้วงจรตอบรับโทรศัพท์ ทราบว่ามีการโทรศัพท์เข้ามาในระบบ ซึ่งจะทำให้หน่วยประมวลผลสั่งให้ทำการต่อวงจร เมื่อมีการเรียกเข้ามาเท่ากับจำนวนสัญญาณกระดิ่งที่ตั้งไว้ ซึ่งเปรียบเสมือนการยกหูโทรศัพท์ แสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง

การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้

เนื่องจากสัญญาณกระดิ่งเป็นสัญญาณกระแสสลับ และมีขนาดค่อนข้างสูง เราจึงนำสัญญาณนี้ไปใช้โดยตรงไม่ได้ จึงต้องทำการแปลงสัญญาณให้มีขนาดต่ำลง เพื่อให้วงจรส่วนอื่นปลอดภัย

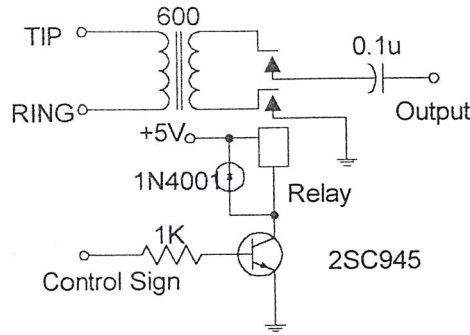
สัญญาณกระดิ่งจะถูกลดทอนลงเมื่อผ่านตัวเก็บประจุ และ ตัวต้านทานที่ต่อตอนต้นของวงจรจากนั้นจะผ่านไดโอด เพื่อให้เฉพาะสัญญาณด้านบวกเท่านั้นผ่านได้ และสัญญาณที่ผ่านจากไดโอดจะไป เข้า ไอซี 4N25 ซึ่งเป็น Opto Coupler ทำหน้าที่แยก กราวน์ ของสัญญาณกระดิ่ง ออกจาก กราวน์ ของระบบ เอาท์พุท ที่ได้จาก 4N25 จะเป็น พัลส์ ที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณกระดิ่ง เพื่อให้มีความเที่ยงตรงมากขึ้น จึงนำไปผ่านวงจร โมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ ในที่นี้ใช้ ไอซี 74LS121 เพื่อสร้างพัลส์ ขึ้นมาใหม่ โดยความกว้างของพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า RC ที่ต่อกับ ไอซี โดย

$$T=0.707RC$$

เอาท์พุท ที่ได้จาก 74LS121 จะเป็น ลอจิก 0 เมื่อไม่มีสัญญาณกระดิ่ง และเป็น ลอจิก 1 เมื่อมีสัญญาณกระดิ่ง สลับกันไป ทำให้การตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง สะดวกขึ้น และ ถูกต้อง

3.1.2 วงจรยกหู/ วางหู

ในส่วนนี้ทำหน้าที่แทน สุก สวิตช์ เพื่อทำการตัดต่อวงจรตอบรับโทรศัพท์ กับ คู่สายโทรศัพท์ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจร ยกหู / วางหู โทรศัพท์

การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้

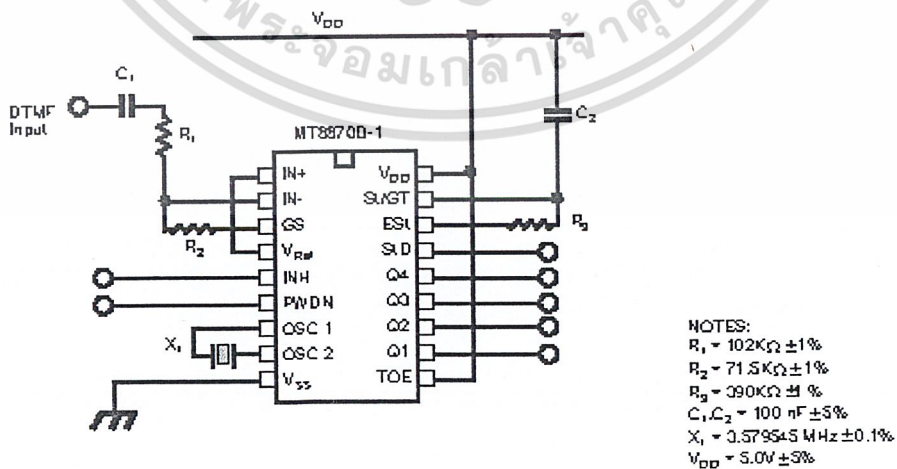
เนื่องจากคู่สายโทรศัพท์ มีความต้านทานรวมประมาณ 600 โอห์ม (ขณะยกหู) ดังนั้นเพื่อเป็นการแมตซ์อิมพีแดนซ์ จึงต่อหม้อแปลงขนาด 600 โอห์ม ในตอนต้นของวงจร โดยขดลวดปฐมภูมิต่อกับคู่สายโทรศัพท์ และ ขดลวดทุติยภูมิ ต่อกับรีเลย์

เมื่อมีสัญญาณกระดิ่ง เข้ามาครบตามที่ ตั้งไว้ ส่วนประมวลผลจะส่งสัญญาณมาที่ขาเกต ของทรานซิสเตอร์ ทำให้มีกระแสไหลครบวงจร และ ทำให้น้ำสัมผัสรีเลย์ ปิด ทำให้มีการต่อกันของระบบ และ คู่สายโทรศัพท์ จึงเปรียบเสมือนการยกหูโทรศัพท์

หม้อสายโทรศัพท์ จะรับรู้ การยกหู วางหู โดยการตรวจจับกระแสที่ไหล และ หยุด ของคู่สายโทรศัพท์ เนื่องมาจากการยกหู วางหู ที่โทรศัพท์

3.1.3 ส่วนถอดรหัสสัญญาณ DTMF

ในโครงการนี้ใช้ ไอซี เบอร์ MT8870 เป็นตัว ถอดรหัสสัญญาณ DTMF โดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรการใช้งานของ MT8870

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 ส่วนตอบรับและบันทึกเสียง

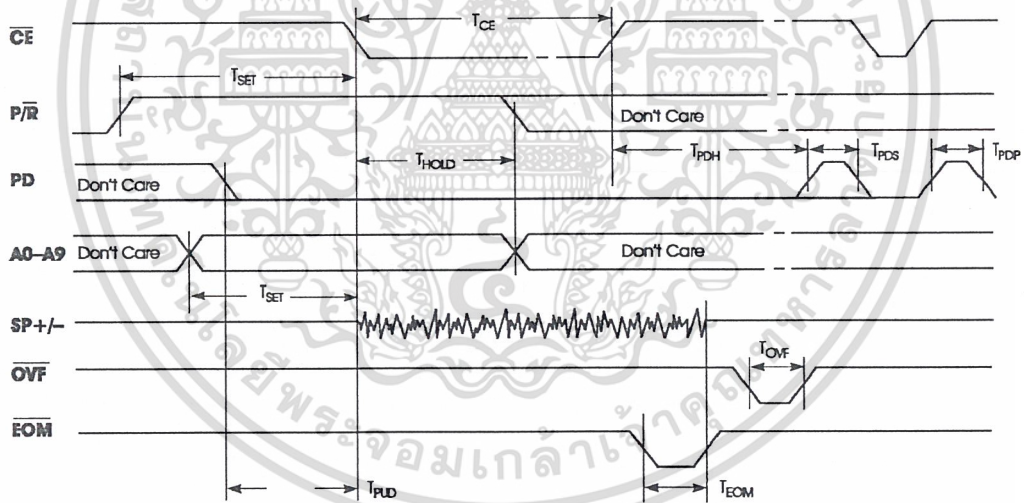
โครงการนี้ใช้ ไอซี ISD2590 เป็นตัวตอบรับ และ บันทึกเสียง ซึ่ง ไอซี ISD2590 มีคุณสมบัติที่สำคัญดังต่อไปนี้

- สามารถบันทึก และ เล่นกลับได้ในตัวเดียวกัน
- มีประสิทธิภาพในการบันทึกเสียง และ เล่นกลับได้เหมือนต้นกำเนิดเสียง
- ควบคุมการบันทึก และ เล่นกลับด้วย สวิตช์ หรือ ไมโครคอนโทรลเลอร์
- สามารถต่อ คาสเคด ได้โดยตรงเพื่อขยายเวลาให้นานขึ้น
- ปิดการทำงานอัตโนมัติ เมื่อ ไม่มีการบันทึก และ เล่นกลับเป็นเวลานานๆ
- สามารถเก็บความจำได้นาน 100 ปี ไม่ต้องมีแบตเตอรี่สำรอง
- วงรอบการบันทึก 100,000 ครั้ง และมีวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาในตัวเอง
- สัญญาณเสียงจะถูกบันทึกในหน่วยจัดความจำโดยตรง โดยอาศัยเทคโนโลยี DAST

โดยในการทดลองทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.8

และมีขั้นตอนการทดลอง ตาม ไทม์มิ่ง ไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.6 และ รูปที่ 3.7

ไทม์มิ่ง ไดอะแกรม ของการเล่นกลับ



รูปที่ 3.6 แสดง ไทม์มิ่ง ไดอะแกรม การเล่นกลับของไอซี ISD2590

ขั้นตอนควบคุมการเล่นกลับ

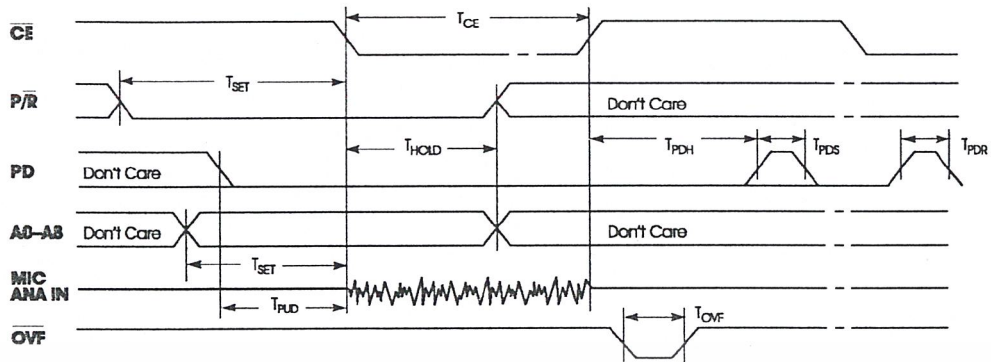
- กำหนดให้ขา P/R เป็น High
- เซตค่า แอดเดรส ที่ขา $A_0 - A_9$
- ให้ขา PD เป็น Low
- กำหนดให้ขา CE เป็นพัลส์ Low จะทำให้เริ่มต้นการเล่นกลับและในขณะที่ขา EOM จะมีสถานะเป็น High
- เมื่อสิ้นสุดข้อความ การเล่นกลับ จะหยุดอัตโนมัติ และขา EOM จะเกิดพัลส์ Low

- เมื่อ CE มีพัลส์ Low เข้ามาจะทำให้เริ่มต้นการเล่นกลับ ที่ตำแหน่งแอดเดรส เดิม อีกครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

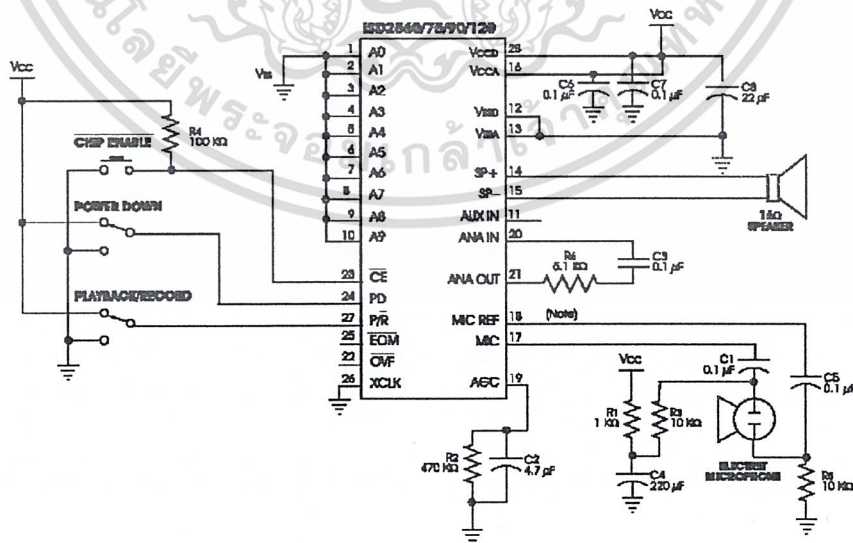
ไทม์มิ่ง ไตอะแกรมของการบันทึก



รูปที่ 3.7 แสดง ไทม์มิ่ง ไตอะแกรมการบันทึกของไอซี ISD290

ขั้นตอนควบคุมการบันทึก

- กำหนดให้ขา P/R เป็น Low
- เซตค่าแอดเดรส ที่ขา A₀ - A₉
- ให้ขา PD เป็น Low
- กำหนดให้ขา CE เป็น Low จะทำให้เริ่มต้นการบันทึก และคงสถานะขา CE เป็น Low ตลอดเวลาการบันทึก และขณะนี้ขา EOM จะเป็น High
- การสิ้นสุดการบันทึก จะทำได้โดยให้ขา CE กลับไปเป็น High และขา EOM จะเป็นพัลส์ Low และจะบันทึกในหน่วยความจำ เพื่อแสดงจุดสิ้นสุดของข้อความ ที่บันทึก
- เมื่อ CE มีพัลส์ Low เข้ามาจะทำให้เริ่มต้นบันทึก อีกครั้งใน แอดเดรส ที่ต่อจาก การบันทึก ครั้งก่อน โดยจาก EOM Marker และขา OEM จะเป็น High อีกครั้ง

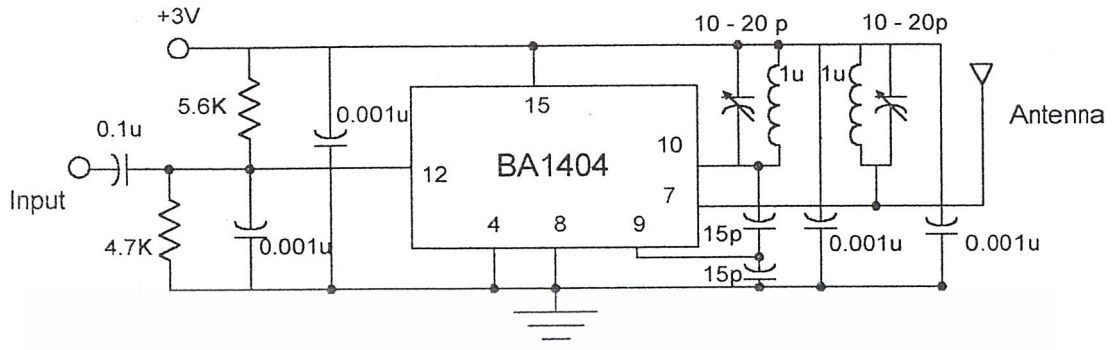


รูปที่ 3.8 แสดงวงจร ISD2590 ที่ใช้ในการทดลองในโครงงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 วงจรเอฟเอ็ม มอดูเลเตอร์

ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงวงจร FM Modulator

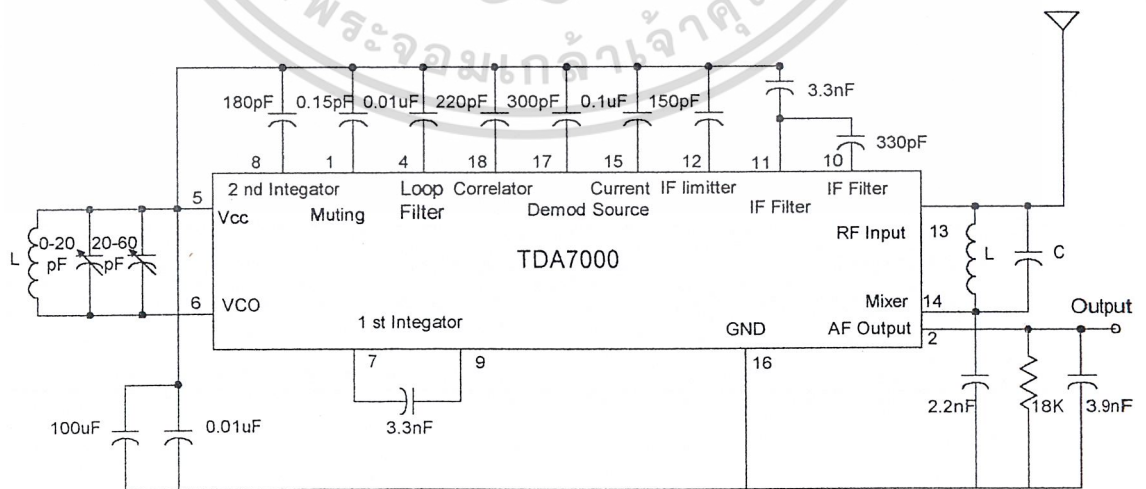
อธิบายหลักการทำงานของวงจรได้ดังนี้

BA1404 เป็นไอซีที่สามารถส่งสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอได้แต่ในโครงงานนี้จะส่งแบบโมโนเอฟเอ็ม โดยสัญญาณอินพุต ที่ต้องการจะ มอดูเลท จะเข้าขา 12 เพื่อผสมความถี่กับความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่ง อยู่ภายในไอซี โดยการคัปปลิ่งผ่าน C 0.1uF โดย C ตัวอื่นจะทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวนอื่นๆลงกราวด์

ที่ขา 10 จะต่อกับ C และ L ที่เป็นวงจรจูนซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่ เลือกความถี่โดยการปรับ C ปรับ ค่า ผลของการมอดูเลทที่ขา 7 จะผ่านเข้าวงจรจูนอีกชุดหนึ่งและส่งออกเสาดอากาศ

3.1.6 วงจรเอฟเอ็ม ดีมอดูเลเตอร์

ในโครงงานนี้ใช้ IC TDA7000 ในการดีมอดูเลต สัญญาณเอฟเอ็ม ไอซีนี้ใช้ค่าความถี่ IF เท่ากับ 75 kHz และใช้การดีมอดูเลต แบบ Quadrature Detector วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้แสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเอฟเอ็ม ดีมอดูเลเตอร์ โดย ไอซี TDA7000

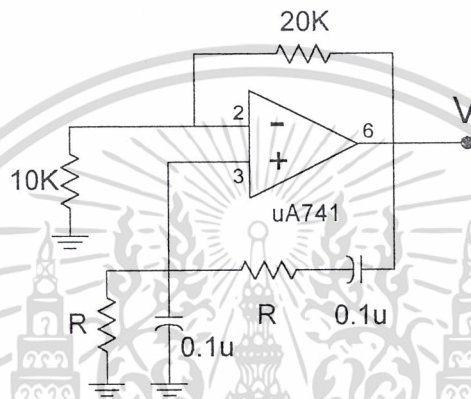
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้

ความถี่ RF ที่รับเข้ามาทางสายอากาศ ผ่านวงจร LC รีโซแนนซ์ ซึ่งเป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์ มาเข้าอินพุต ที่ขา 13 เพื่อเลือกความถี่ที่ต้องการจากนั้นผ่านวงจรมิกเซอร์ ที่ขา 14 เพื่อนำไปผสมกับความถี่จาก ออสซิลเลเตอร์ ที่ทำการเลือกโดยวงจรถูที่ขา 5 และขา 6 เพื่อจนให้ได้ความถี่ IF เท่ากับ 75 kHz ซึ่งเป็นค่าความถี่ IF ของไอซี TDA7000 ความถี่ IF ที่ได้ จะเข้าสู่ภาคดีมอดคูเลเตอร์ เพื่อทำการดีเทค สัญญาณออกมาที่ขา 2

3.1.7 วงจรกำเนิดความถี่

ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรกำเนิดความถี่

อธิบายหลักการทำงานของวงจรได้ดังนี้

วงจรถูกกำเนิดความถี่นี้ จะทำหน้าที่กำเนิดความถี่ประจำอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัว เพื่อใช้ในการรายงานสถานะของอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัว โดยอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัวจะมีความถี่ไม่เหมือนกัน

วงจรถูกกำเนิดความถี่ที่ใช้ในโครงงานนี้ใช้การต่อแบบ เวน-บริดจ์ ออสซิลเลเตอร์ รายละเอียดของวงจร เวน-บริดจ์ ออสซิลเลเตอร์ ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 โดยค่า RC ที่ต่อในวงจรมันจะขึ้นกับค่าความถี่ที่ต้องการ โดยที่

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

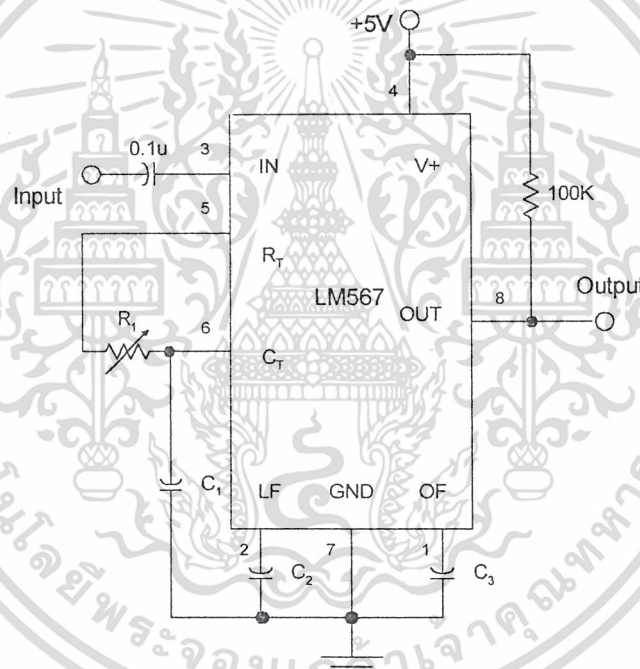
ทำให้ออกแบบค่า RC ที่ต้องใช้ในวงจรถูกกำเนิดความถี่ได้ตามตารางที่ 3.1 ดังนี้

f (Hz)	R (K Ω)
400	3.9
500	3.2
600	2.7
700	2.2
800	2
900	1.8

ตารางที่ 3.1 แสดงผลการคำนวณค่า RC ในวงจรกำเนิดความถี่

3.1.8 วงจรตรวจจับความถี่

ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรตรวจจับความถี่

รายละเอียดของวงจรอธิบายได้ดังนี้

วงจรนี้ทำหน้าที่ตรวจความถี่ที่เข้ามาว่าตรงกับค่าที่เราต้องการหรือไม่ ถ้าตรงจะให้เอาท์พุทเป็นระดับสัญญาณไฟตรง เป็น 0 โวลต์ ถ้าความถี่ที่เข้ามามีค่าไม่ตรงกับค่าที่ตั้งไว้ จะให้เอาท์พุทเป็นระดับสัญญาณไฟตรง เป็น 5 โวลต์

ในโครงงานนี้ใช้ ไอซี LM567 ทำหน้าที่เป็นตัวตรวจจับความถี่ โดยอาศัยการทำงานของ เฟสล็อกคูลูป ซึ่งหลักการของเฟสล็อกคูลูป ได้อธิบายในบทที่ 2

ซึ่งคุณสมบัติค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบ ในวงจร ไอซี LM567 กำหนดได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{osc} = \frac{1}{1.4R_T C_T}$$

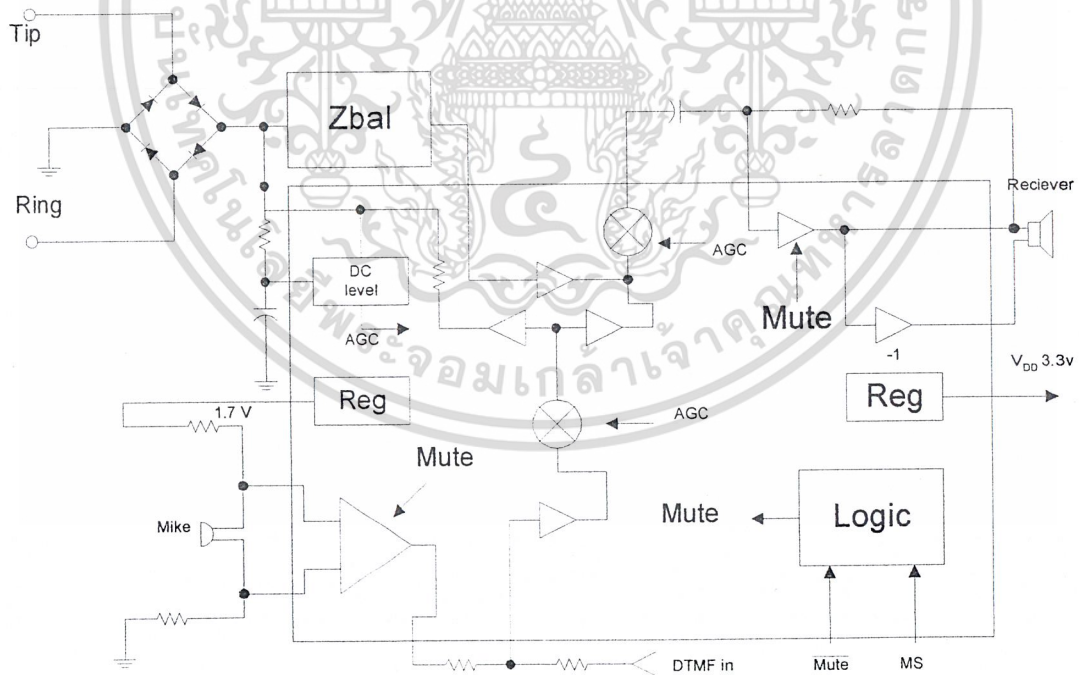
โดย R_T ควรจะมีค่าระหว่าง 2K-20K

$$C_2 \geq \frac{130}{f_{osc}} \text{ uF}$$

$$C_3 \geq \frac{260}{f_{osc}} \text{ uF}$$

3.1.9 วงจรควบคุมเสียงพูด MC34114

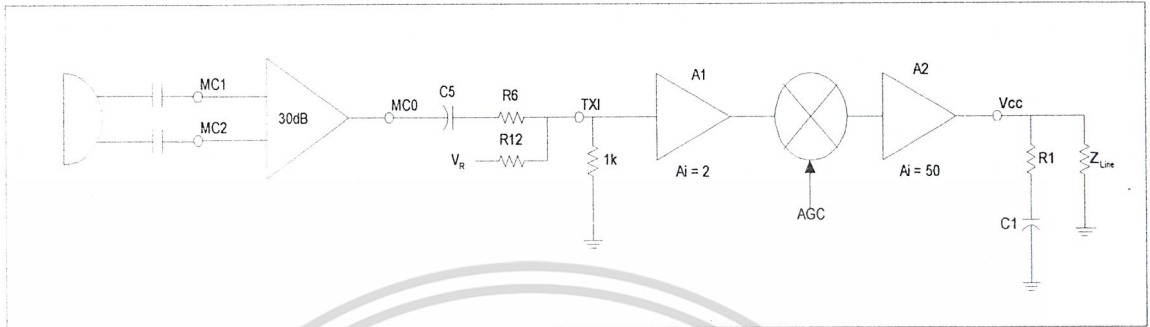
วงจรควบคุมเสียงพูดแบบสองทิศทาง (two way speech circuit) เป็นอีกส่วนหนึ่งภายในเครื่อง โทรศัพท์ที่จัดว่ามีความสำคัญต่อการทำงานของตัวเครื่องโทรศัพท์ เพราะเป็นส่วนที่ทำงานเกี่ยวกับสัญญาณเสียงพูดที่เราพูดผ่านไมโครโฟน หรือสัญญาณเสียงที่จะได้ยินจากคู่สนทนา ข้อสำคัญของการออกแบบวงจรนี้ คือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณจากชุมสายกับอิมพีแดนซ์ของวงจร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



รูปที่ 3.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ MC34114

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

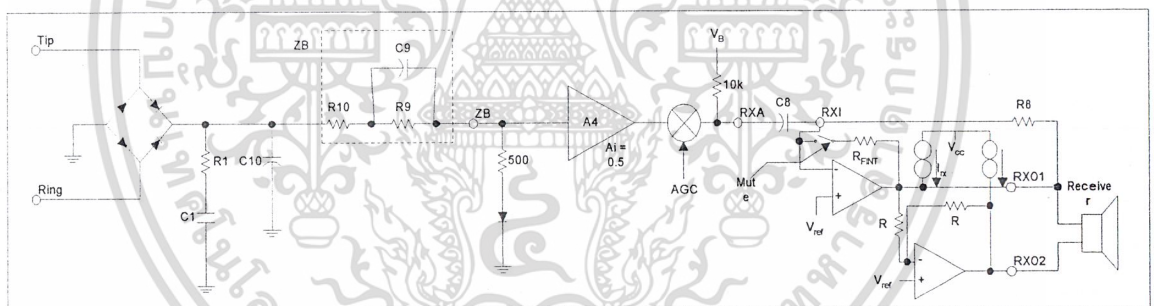
เมื่อ A_m เป็นอัตราขยายของอุปกรณ์ขยายไมโครโฟน (31:1 โวลต์/โวลต์) ที่กระแสค่าน้อย ๆ G_{TX} มีค่าเป็น 84 โวลต์/โวลต์ (38.5 ดีบี) และมีค่าเป็น 42 โวลต์/โวลต์ (32.5 ดีบี) ที่กระแสค่าน้อย ๆ สัญญาณ V_{CC} กลับเฟสกับกับสัญญาณที่ TXI แต่มีเฟสเดียวกันกับสัญญาณ MC_1



รูปที่ 3.15 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านส่ง

วงจรในการรับสัญญาณ

วงจรที่ใช้รับสัญญาณเข้ามามีอุปกรณ์ดังแสดงในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 แสดงเส้นทางของสัญญาณทางด้านรับ

R_1 ซึ่งโดยปกติมีค่า 600 โอห์ม จะเป็นตัวกำหนดจุดสิ้นสุดของสายส่ง (เป็น return loss) ของสัญญาณที่ส่งมาจากขั้วทิปและริง สัญญาณที่ได้รับจะสร้างกระแสไฟสลับผ่าน ZB เน็ตเวิร์ค (Balance Impedance Network) และความต้านทาน 500 โอห์ม ที่ขา ZB A_4 จะลดกระแสลงครึ่งหนึ่งแล้วส่งต่อไปให้วงจรควบคุมเกนอัตโนมัติ แล้วผ่าน C_8 ไปยัง $RX1$ (จุดรวมอัตราขยาย ซึ่งถ้า C_8 มีค่ามาก RXA จะเปรียบเป็นกราวด์เสมือนไม่มีกระแสไฟสลับไหลผ่านความต้านทานภายใน 10 กิโลโอห์ม) แรงดันที่ RXO_1 ถูกกำหนดโดยกระแสจาก C_8 และความต้านทานป้อนกลับ R_8 ออปแอมป์ตัวที่สอง (ที่ขา RXO_2) มีการกำหนดไว้แล้วเพื่อให้การขยายแบบกลับขั้วและมีอัตราขยายเป็น 1 (Inverting Unity Gain) อัตราขยายแรงดันจากขั้วทิปกับริงไปยัง $RXO_1 - RXO_2$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{RX} = \frac{R_8 * AGC}{Z_B + 500}$$

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

เมื่อมีค่าของอุปกรณ์ตามรูปที่ อัตราการขยายจะมีค่าประมาณ 0.495 โวลต์/โวลต์ (-6.1 ดีบี) เมื่อกระโหลกในรูปมีค่าน้อย และอัตราการขยายกลายเป็นประมาณ 0.25 โวลต์/โวลต์ (-12 ดีบี) เมื่อมีกระแสในรูปสูง

เมื่อ MC34114 อยู่ในระหว่างการส่งสัญญาณเลขหมายออก(MUTE มีค่าเป็น 0) อัตราการขยายของวงจรภาครับจะลดลงเพราะมีการต่อ R_{FINT} ที่มีค่า 1.0 กิโลโอห์ม ขนานกับ R_8 อัตราการลดลงของสัญญาณจะมีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$G_{RXM} = 20 * \text{Log} \left[\frac{(R_8 + R_{FINT})}{R_{FINT}} \right]$$

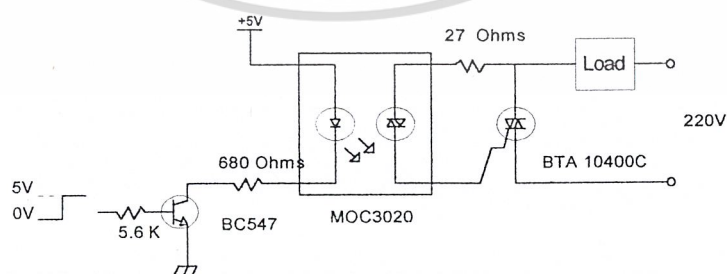
เมื่อขา MUTE กลับไปสู่สถานะ 1 อีกครั้ง จะมีการหน่วงเวลาประมาณ 11 มิลลิวินาที ก่อนที่ความต้านทานจะถูกทำให้กลับไปเป็นสภาวะเดิม เพราะเหตุว่า จะได้ป้องกันสัญญาณทรานเซียนส์อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณแบบพัลส์ อันเป็นเหตุให้เกิดเสียงคลิกขึ้นที่หูฟัง

แรงดันไบอัสที่ขา R_{X1} , R_{XO1} และ R_{XO2} มีค่าประมาณ 0.65 โวลต์ กระแสไบอัสที่ขา R_{X1} มีค่าประมาณ 50 นาโนแอมป์ แรงดันสูงสุดที่ R_{XO1} และ R_{XO2} อยู่ในเทอมของความต้านทานของหูฟัง และกระแส I_{rx} นี้หาได้จากสมการ

$$I_{rx} = \frac{(V_R * 50 * AGC)}{(R_{12} + 1000)}$$

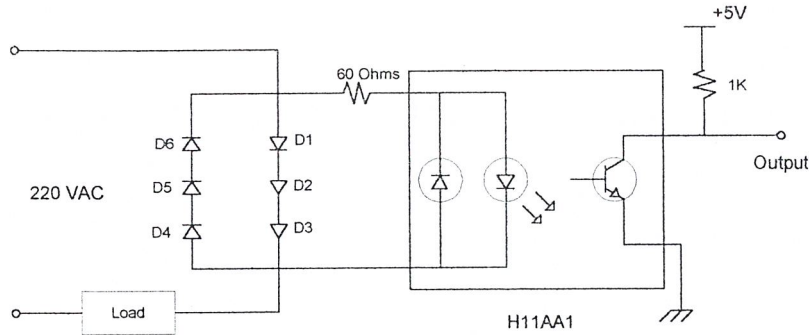
3.1.10 ส่วนของชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

ชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้านี้ จะทำหน้าที่ควบคุมการเปิด - ปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า ซึ่งจะถูกสั่งด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ในส่วนของชุดอุปกรณ์ไฟฟ้านี้ จะสามารถแยกส่วนประกอบออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ ส่วนแรกเป็นส่วนของโซลิดสเตทรีเลย์ (Solid State Relay) และส่วนที่สองเป็นส่วนของตัวตรวจจับกระแส ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวตรวจสอบการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้า ว่าขณะนี้อยู่ในสภาวะเปิดหรือปิด



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรในส่วนของโซลิดสเตทรีเลย์

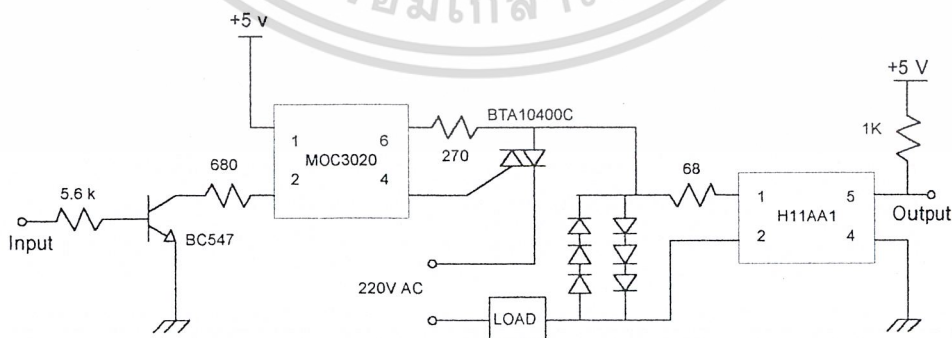
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรในส่วนของตัวตรวจจับกระแส

หลักการการทำงานโดยรวมของชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า ในส่วนของโซลิติสเตอร์เดี่ยว จะมีวงจรดังรูปที่ 3.17 ซึ่งจะประกอบด้วยไอซีเบอร์ MOC 3020 ซึ่งเป็นส่วนเชื่อมโยงทางแสงที่จะควบคุมให้ไตรแอก (Triac # BTA 10400C) ที่ทำงานเหมือนกับสวิตช์ให้เปิดหรือปิด โดยทางอินพุต MOC 3020 จะถูกไบอัสโดยทรานซิสเตอร์ (เบอร์ BC 547) ที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้ โดยถ้าต้องการให้อุปกรณ์ไฟฟ้าทำงานก็เพียงแค่ป้อนลอจิก “1” ก็จะทำให้ไตรแอกทำงาน จึงมีผลทำให้กระแสไหลครบวงจรทำให้โหลดทำงาน

จากรูปที่ 3.18 เป็นส่วนของตัวตรวจจับกระแส ซึ่งประกอบไปด้วยไดโอด (Diode) สองชุดคือ ชุดแรกประกอบด้วยไดโอด D1, D2, D3 และชุดที่สองประกอบไปด้วยไดโอด D4, D5, D6 ซึ่งทั้งสองชุดจะต่อกันในลักษณะที่ตรงข้ามกัน เพื่อที่จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอด ในช่วงไซเคิล (Cycle) บวกและลบของการทำงานของกระแสไฟฟ้าสลับ (AC) ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมแต่ละชุด จะมีค่าเท่ากับ 2.2 V ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะนำไปต่อเข้ากับไอซีเบอร์ H11AA1 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมโยงทางแสง โดยเมื่อมีกระแสไหลผ่านไดโอดก็จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดทำให้มีแรงดันมาไบอัสที่อินพุตของ H11AA1 ทำให้เอาท์พุทของวงจรเกิดการเปลี่ยนแปลงจากแรงดัน 0V เราจึงนำแรงดันตรงนี้เป็นตัวตรวจสอบว่าอุปกรณ์ไฟฟ้าทำงานหรือไม่ ซึ่งในกรณีที่โหลดไม่ทำงาน เอาท์พุทของวงจรก็จะมีแรงดันอยู่ที่ระดับ +5V นั่นเอง ซึ่งการนำไปใช้งาน ก็โดยการต่ออนุกรมเข้ากับโหลดดังรูปที่ 3.19 ซึ่งเป็นวงจรรวมทั้งหมด



รูปที่ 3.19 แสดงชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

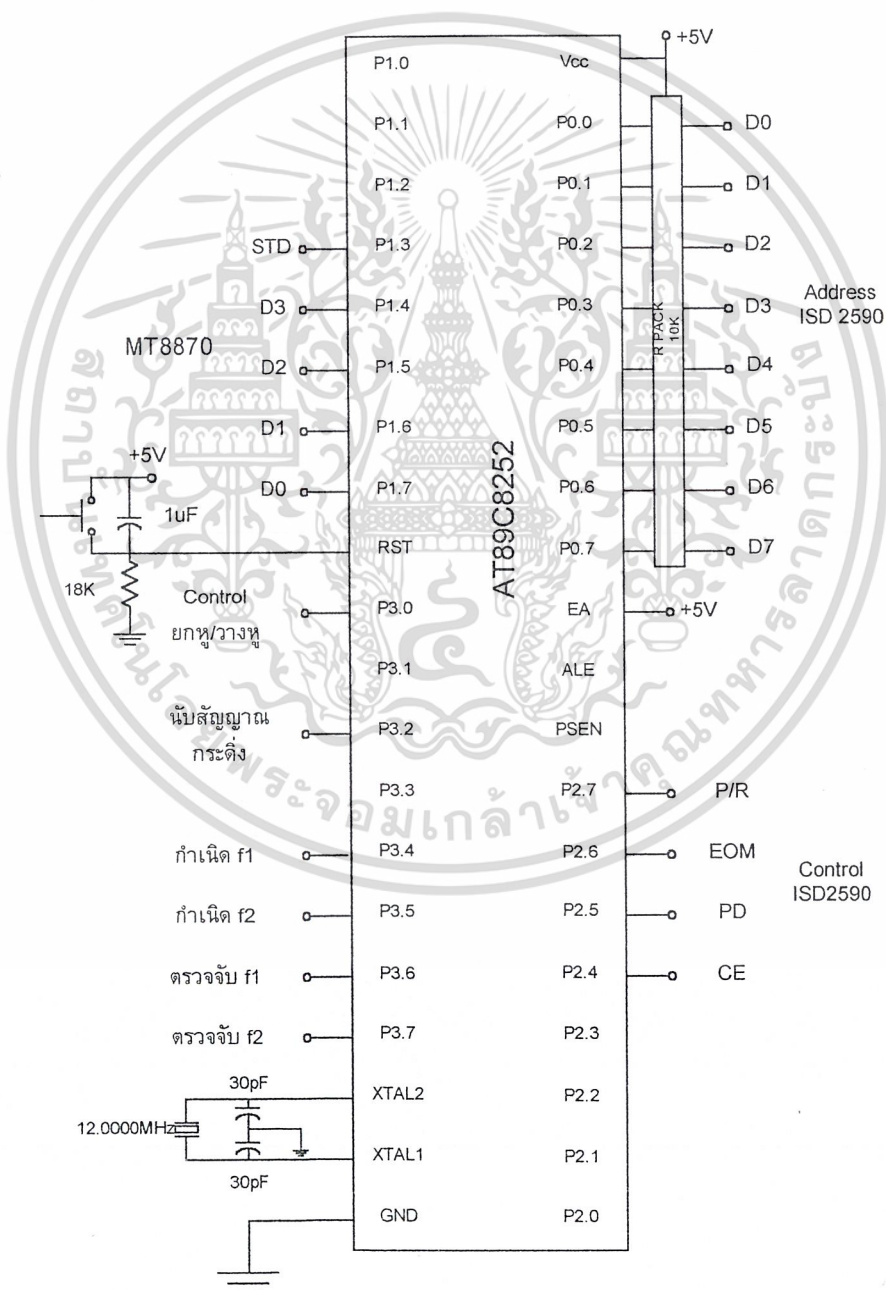
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.11 ส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์

AT89C8252 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต และเป็นไอซีประเภท CMOS ทำให้มีประสิทธิภาพสูง กินไฟต่ำ มีหน่วยความจำแบบแฟลช บรรจุภายในตัวขนาด 8 กิโลไบต์ ทั้งยังทำงานร่วมและทดแทนไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ได้ทั้งชุดคำสั่งและการจัดเรียงขา

การที่มีหน่วยความจำแบบแฟลช ทำให้เครื่อง PC สามารถ ทำการลบและเขียนโปรแกรมได้โดยตรง โดยไม่ต้องถอด ไมโครคอนโทรลเลอร์ ออกจากแผงวงจร ในลักษณะที่เรียกว่า In System Programming ซึ่งเหมาะต่อการพัฒนาโปรแกรม

ในโครงงานนี้ ทำการต่อวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรต่างๆ ดังรูป



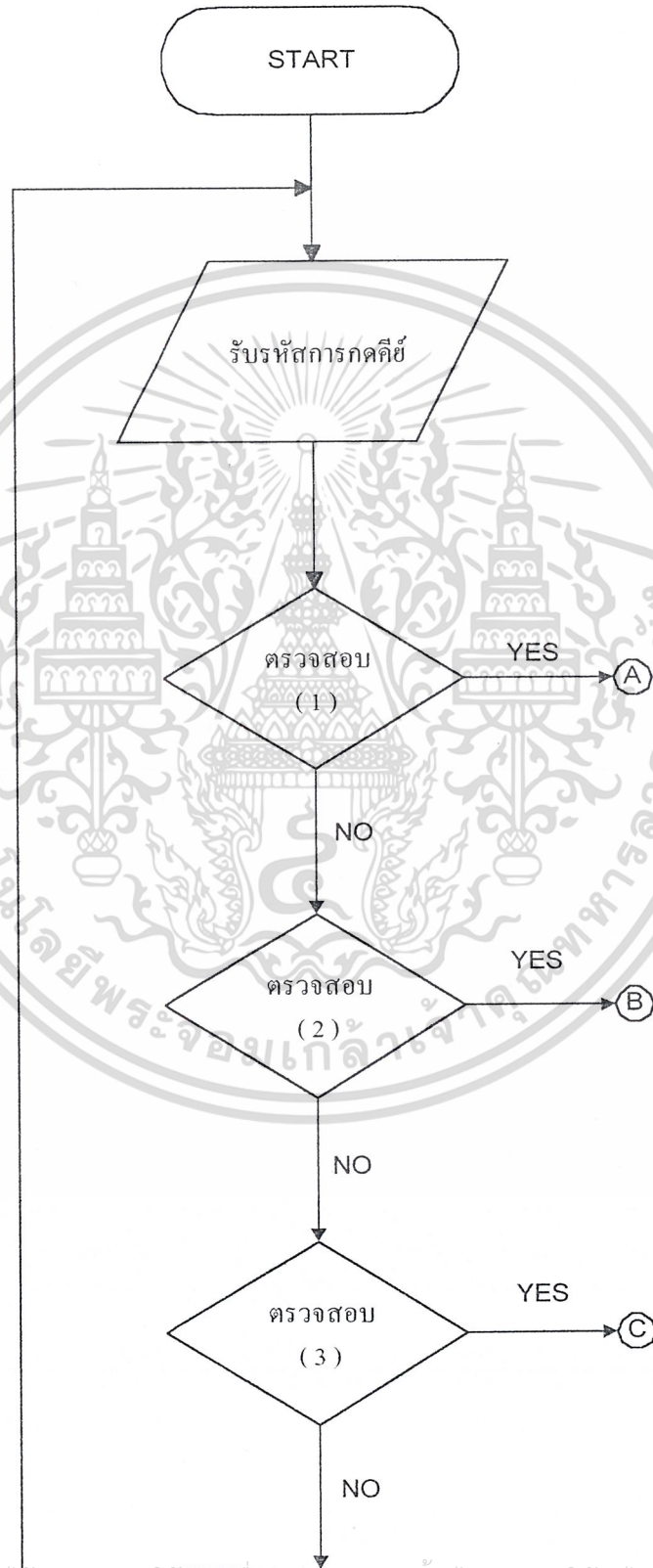
รูปที่ 3.20 แสดงรูปการต่อวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุมวงจรต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 โครงสร้างทาง ซอร์ฟแวร์

3.2.1 โปรแกรมหลักควบคุมการทำงานของวงจร

แสดงโฟลว์ชาร์ท ได้ดังนี้



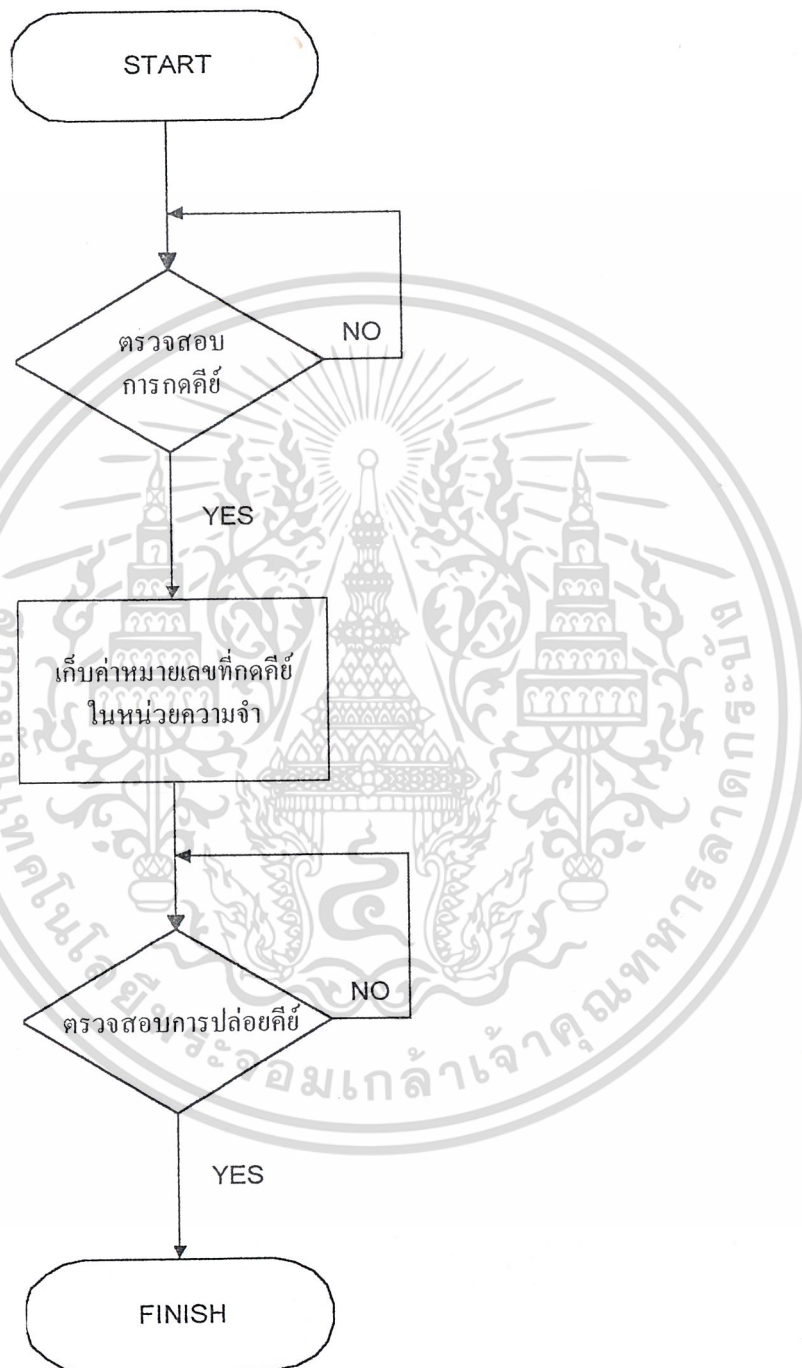
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 แสดงโฟว์ชาร์ต ของโปรแกรมหลักในการควบคุมวงจรต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 โปรแกรมส่วนตรวจสอบสัญญาณ DTMF แสดงโฟลว์ชาร์ต ได้ดังนี้



รูปที่ 3.22 แสดงโฟลว์ชาร์ต ของโปรแกรมส่วนตรวจสอบสัญญาณ DTMF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 โปรแกรมควบคุมการเล่นกลับของไอซี ISD2590 แสดงโฟลว์ชาร์ท ได้ดังนี้



รูปที่ 3.23 แสดงโฟลว์ชาร์ทของโปรแกรมส่วนควบคุมการเล่นกลับของไอซี ISD2590

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 โปรแกรมควบคุมการบันทึกของไอซี ISD2590

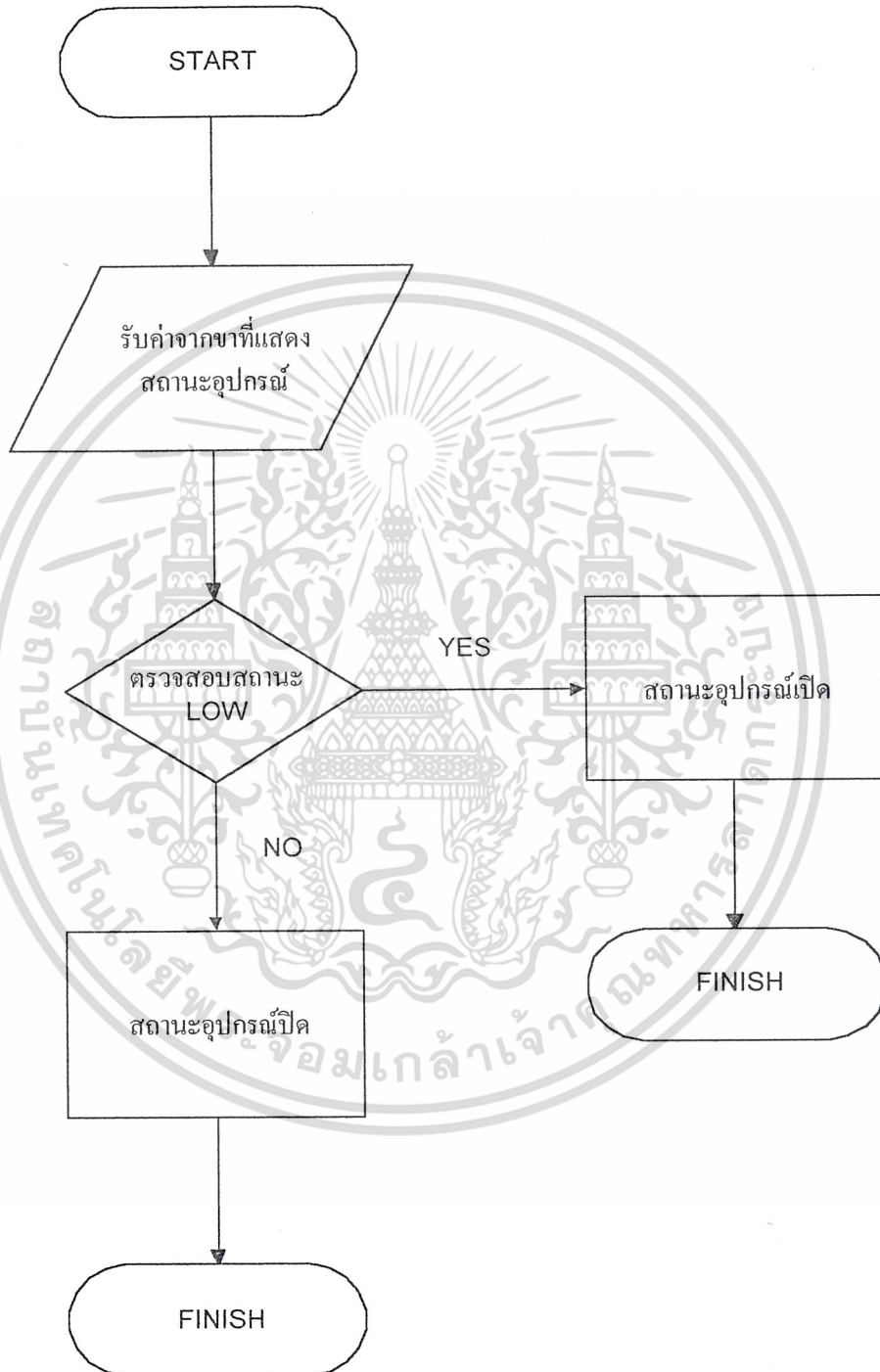
แสดงโฟลว์ชาร์ท ได้ดังนี้



รูปที่ 3.24 แสดงโฟลว์ชาร์ท ของโปรแกรมควบคุมการบันทึกของไอซี ISD2590

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

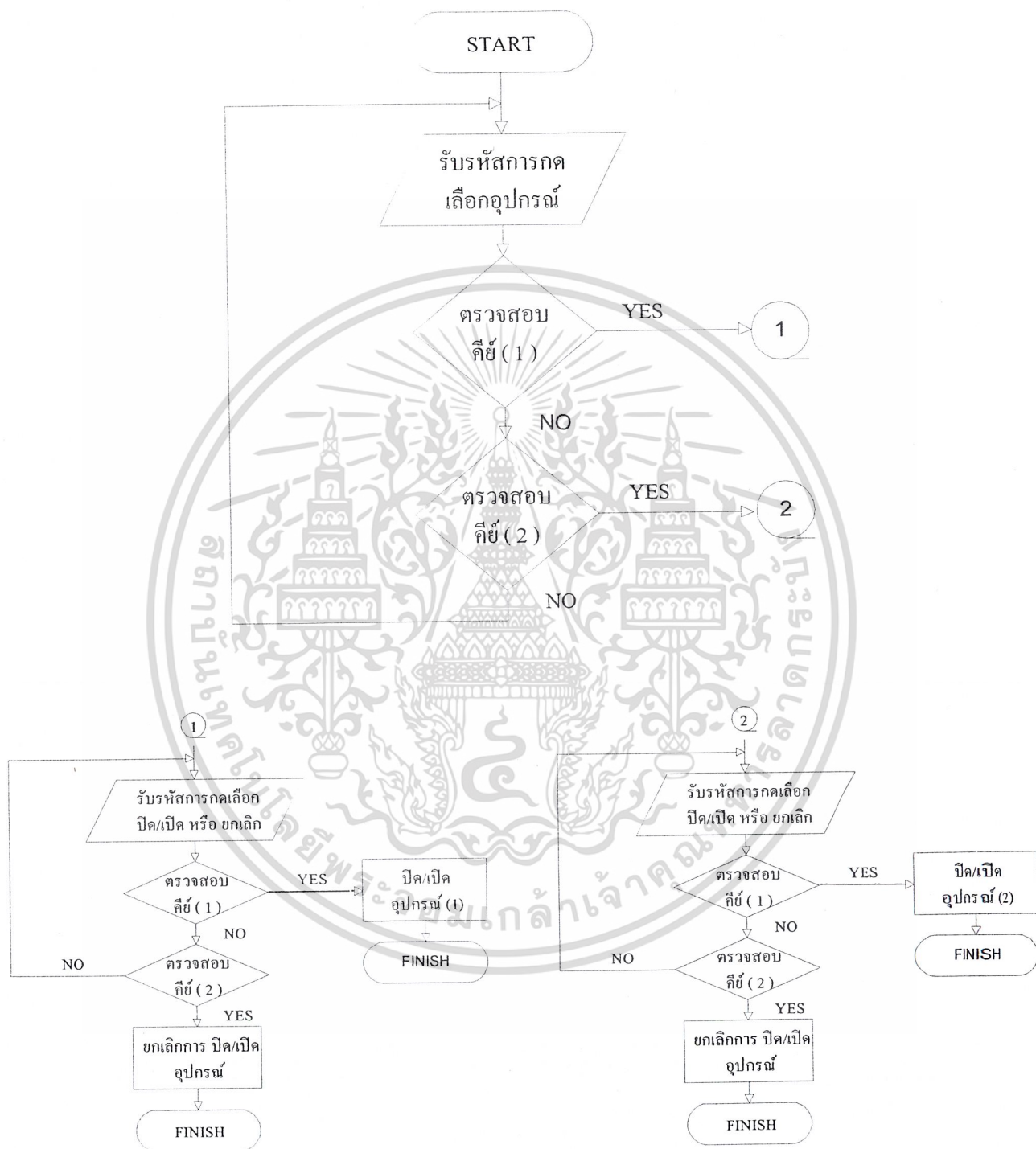
3.2.5 โปรแกรมส่วนตรวจสอบสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า แสดงไฟว์ชาร์ท ได้ดังนี้



รูปที่ 3.25 แสดงไฟว์ชาร์ท ของโปรแกรมส่วนตรวจสอบสถานะอุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.6 โปรแกรมส่วนควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า
แสดงโฟว์ชาร์ท ได้ดังนี้



รูปที่ 3.26 แสดง โฟว์ชาร์ทของโปรแกรม ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

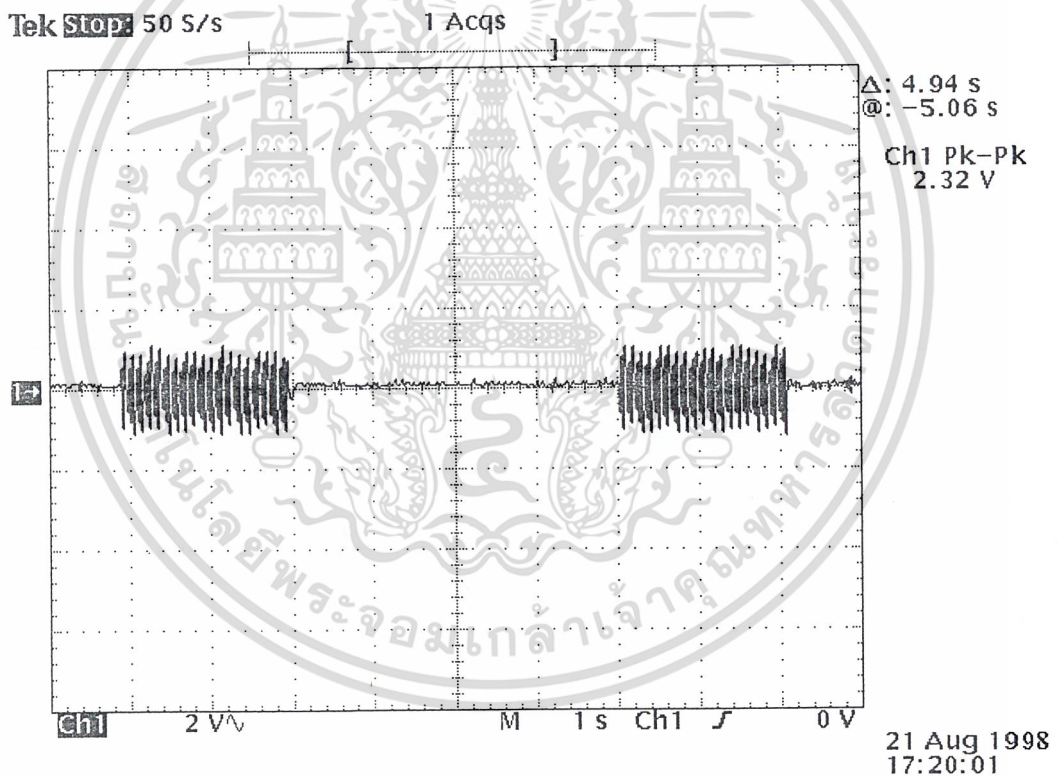
ในโครงการนี้แบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ในส่วนของ ฮาร์ดแวร์ และ ซอฟต์แวร์ โดยทำการทดลองในส่วนของ ฮาร์ดแวร์ ตามวงจรที่กล่าวมาแล้ว ในบทที่ 3

ในส่วนของซอฟต์แวร์นั้น จะได้ทำการทดลองเขียน โปรแกรมตามโฟลว์ชาร์ทที่แสดงไป ในบทที่ 3

4.2 ผลการทดลอง

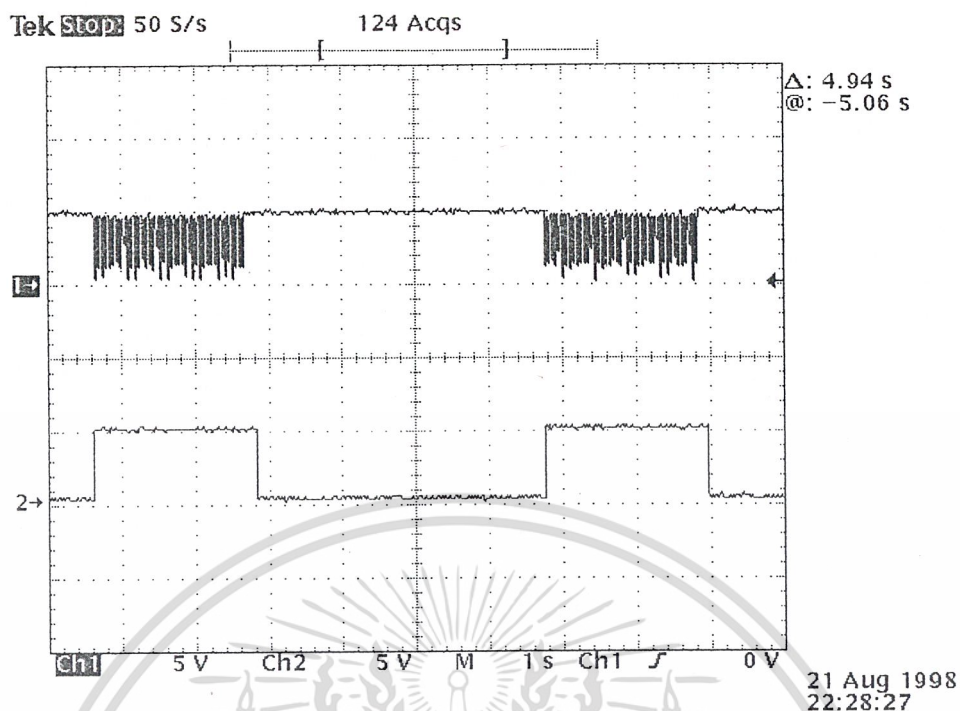
4.2.1 ผลการทดลองของวงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง

ในรูปที่ 3.3 โดย วัตถุประสงค์ก่อนเข้า Opto-Coupled เบอร์ 4N25



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณกระดิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



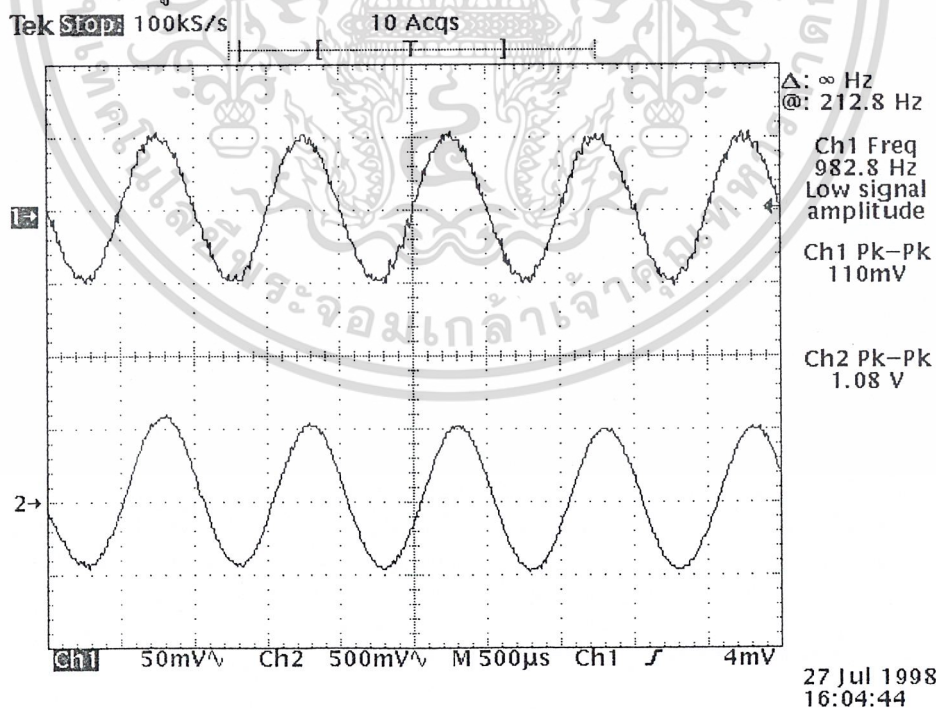
รูปที่ 4.2 Channel 1 แสดง Output จาก Opto - Coupled เบอร์ 4N25

Channel 2 แสดง Output จากวงจร Monostable เบอร์ 74 LS121

4.2.2 ผลการทดลองในส่วนของการรับ และ บันทึกเสียง

ดังแสดงวงจรดังรูปที่ 3.8

Tek Stop: 100ks/s



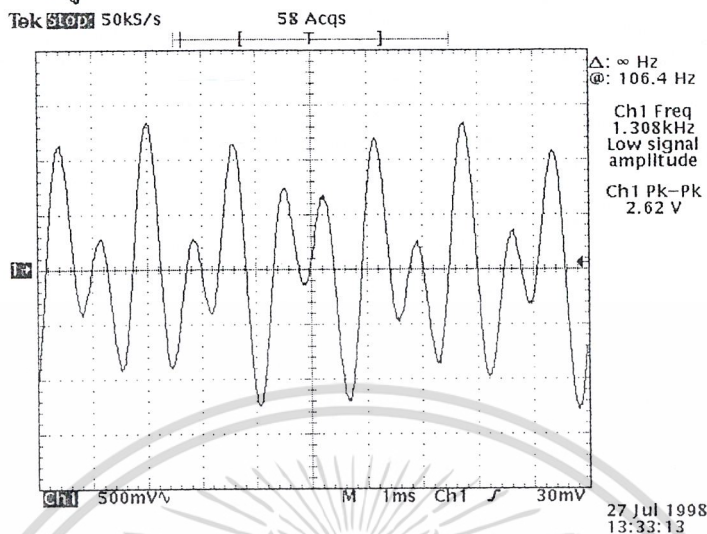
รูปที่ 4.3 Channel 1 แสดงอินพุตของ ISD2590 ที่ไมโครโฟน เป็นสัญญาณ sine 100 mVpp 1 kHz

Channel 2 แสดงเอาต์พุตของ ISD2590 ที่ลำโพง เป็นสัญญาณ sine 1Vpp 1 kHz

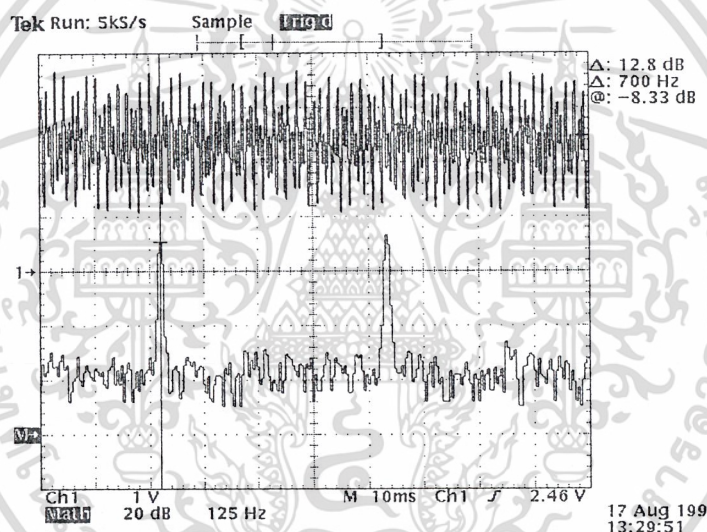
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ผลการวัดสัญญาณ DTMF ก่อนเข้าวงจรตัวกรองสัญญาณ DTMF

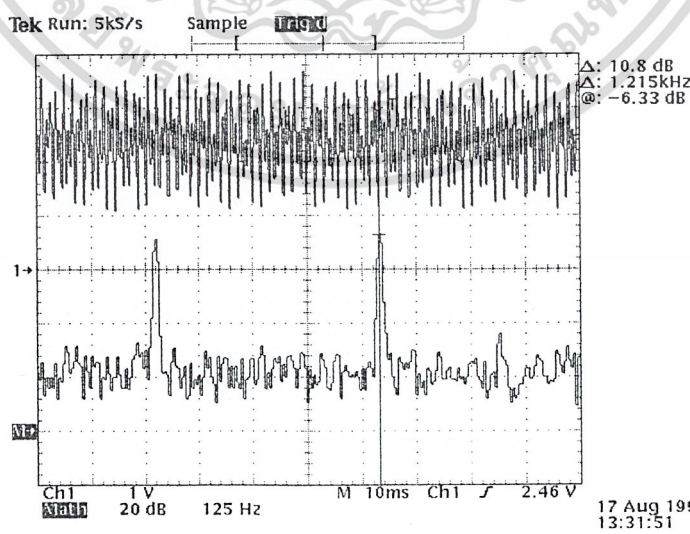
ที่ต่อตามวงจรในรูปที่ 3.5



ก.



ข.



ค.

รูปที่ 4. 4 ก. แสดงสัญญาณ DTMF เมื่อกดเลข 1 โดยวัดที่ขา DTMF Input

ข. และ ค. แสดงสเปกตรัม ของสัญญาณ ที่ความถี่ 700 Hz และ 1.207 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 ผลการทดลองในส่วนของการถอดรหัสสัญญาณ DTMF
ที่ต่อตามวงจรในรูปที่ 3.5 โดยวัดที่ขา Q1-Q4 ตามลำดับ

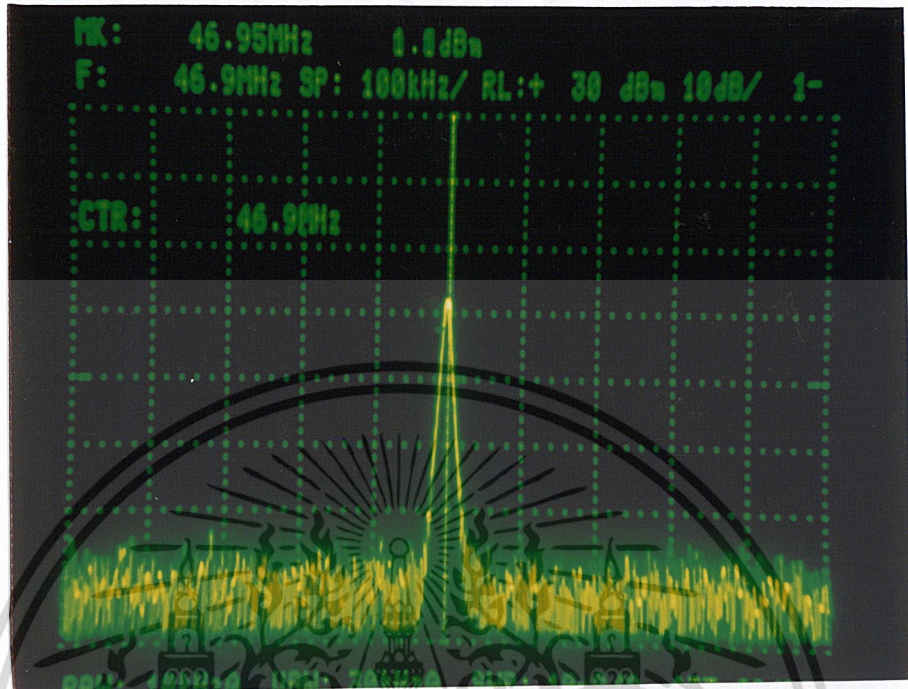
Digit	f_{low}	f_{high}	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
1	697	1209	0	0	0	1
2	697	1336	0	0	1	0
3	697	1477	0	0	1	1
4	770	1209	0	1	0	0
5	770	1336	0	1	0	1
6	770	1477	0	1	1	0
7	852	1209	0	1	1	1
8	852	1336	1	0	0	0
9	852	1477	1	0	0	1
0	941	1336	1	0	1	0
*	941	1209	1	0	1	1
#	941	1477	1	1	0	0
A	697	1633	1	1	0	1
B	770	1633	1	1	1	0
C	852	1633	1	1	1	1
D	941	1633	0	0	0	0

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลอง การถอดรหัสสัญญาณ DTMF

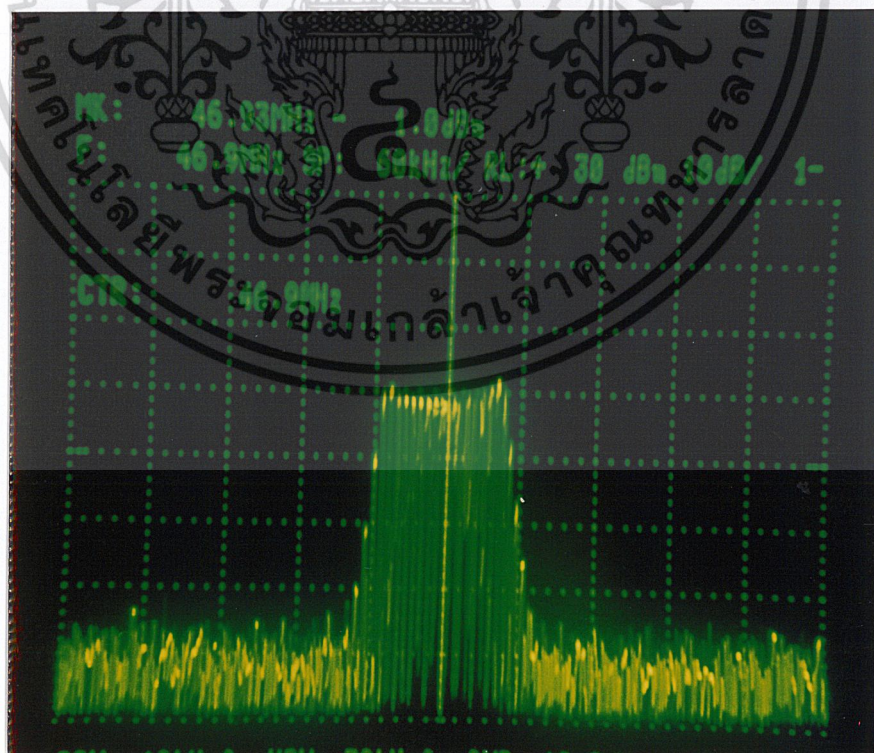
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5 ผลการทดลองในส่วนของเอฟ เอ็ม มอดคูเลเตอร์

ที่ต่อตามวงจรในรูปที่ 3.9 โดยวัด Output ที่ขา 7 ของวงจร และใส่ input ที่ขา 12 ของวงจร



รูปที่ 4.5 แสดงสเปกตรัม สัญญาณเอฟเอ็ม ก่อนการมอดคูเลต

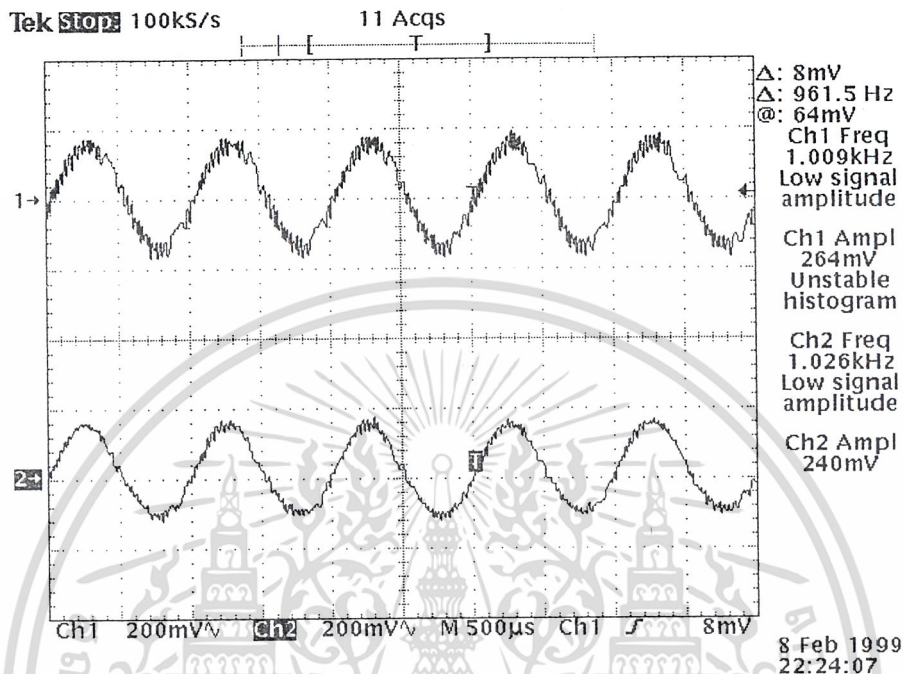


รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัม สัญญาณเอฟเอ็ม หลังการมอดคูเลต

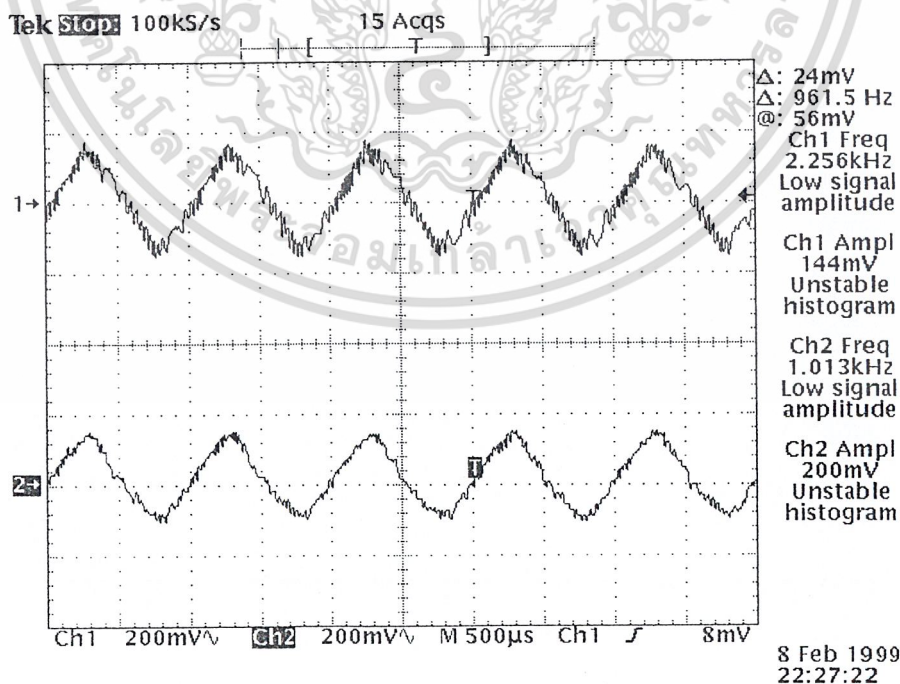
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.6 ผลการทดลองในส่วนของวงจร เอฟเอ็ม ดีมอดคูเลเตอร์

ที่ต่อตามวงจรตามรูปที่ 3.10 โดยป้อนสัญญาณก่อนมอดคูเลตที่ขา 12 ของวงจรที่ 3.9 และวัด Output จากการดีมอดคูเลตที่ขา 2 ของวงจรที่ 3.10



รูปที่ 4.7 Channel 1 แสดงสัญญาณ sine 200 mV 1 kHz ก่อนการมอดคูเลต
 Channel 2 แสดงสัญญาณ sine 240 mV 1kHz หลังการดีมอดคูเลต

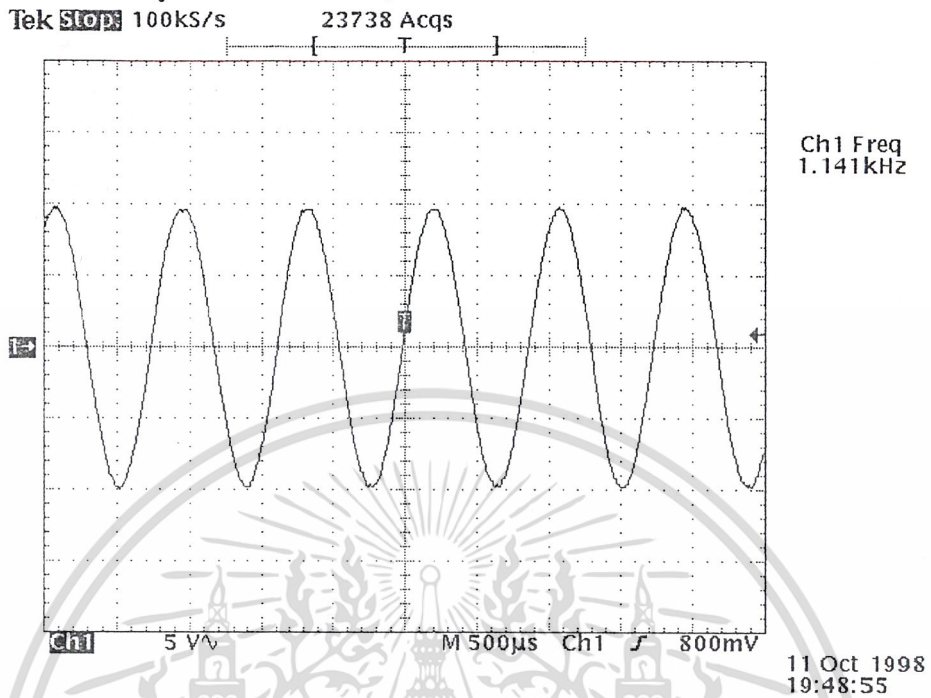


รูปที่ 4.8 Channel 1 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 200 mV 1 kHz ก่อนการมอดคูเลต
 Channel 2 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 240 mV 1kHz หลังการดีมอดคูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.7 ผลการทดลองในส่วนกำเนิดความถี่

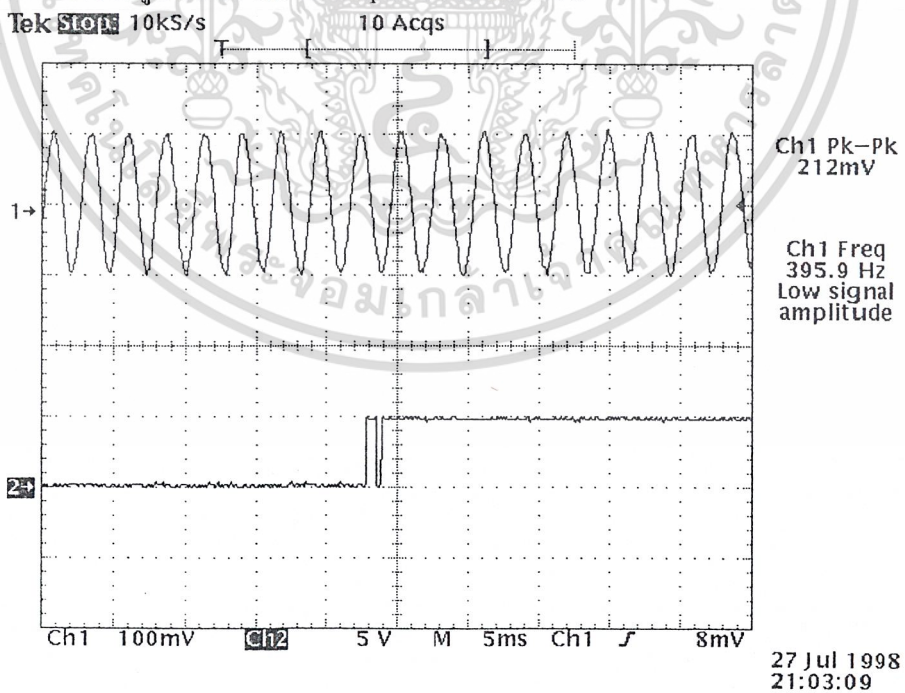
ที่ต่อตามวงจรในรูปที่ 3.11 โดยวัด Output ที่ขา 6 ของวงจร



รูปที่ 4.9 แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์

4.2.7 ผลการทดลองในส่วนการตรวจจับความถี่

ที่ต่อตามวงจรในรูปที่ 3.12 โดยวัด Output ของวงจรที่ขา 8



รูปที่ 4.10 Channel 1 แสดง Input ของวงจร

Channel 2 แสดง Output ของวงจรเฟสล็อกคัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

ในการทดลองในส่วนของฮาร์ดแวร์ สามารถทำงานได้ดี โดยในส่วนของการบินที่ก่้อความ และ ฟังข้อความที่บันทึก ยังมีสัญญาณรบกวนอยู่บ้างและในส่วนการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าสามารถทำงานได้ดี แต่ถ้ามีสัญญาณอื่นๆ มารบกวน ก็ยังคงให้การทำงานผิดพลาดบ้าง

ในการพัฒนาโครงการนี้ ยังสามารถพัฒนาให้สามารถควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าได้มากขึ้น และ บันทึกข้อความได้มากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

1. โปรแกรมที่ใช้ในโครงการ
2. Datasheet IC ISD2590
3. Datasheet IC MT8870
4. Datasheet IC LM567
5. Datasheet IC TDA7000



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมที่ใช้ในโรงงาน

```
ORG 0000H
    SJMP MAIN
ORG 0003H
    LJMP INTR
MAIN: MOV P1,#00H
      MOV R5,#00H
      MOV R6,#00H
      CLR P3.0
      CLR P3.6
      CLR P3.7
      CLR P3.4
      CLR P3.5
      SETB EA
      SETB IT0
      SETB EX0
      CJNE R6,#01H,$
MAIN1: SETB P3.0
      MOV R1,#00H
      CALL PLAYBACK
      SETB P1.3
      CALL DTDTF
PLAY1: CJNE A,#10000000B,PREC
      MOV R1,#1AH
      CALL PLAYBACK
      MOV R1,#0B4H
      CALL RECORD
      CLR P3.0
      SJMP MAIN
PREC: CJNE A,#01000000B,CNTRL
      MOV R1,#0B4H
      CALL PLAYBACK
      CLR P3.0
      SJMP MAIN
CNTRL: CJNE A,#11000000B,err1
```

CALL REPORT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CNT:  MOV R1,#70H
      CALL PLAYBACK
      CALL DEVICE
      CALL REPORT
      MOV R1,#0AAH
      CALL PLAYBACK
      CLR P3.0
      SJMP MAIN

ERR1: MOV R1,#9CH
      CALL PLAYBACK
      SETB P1.3
      CALL DTDTF
      SJMP PLAY1

;COUNT RINGING
;IN P3.2
;REG R5

INTR: INC R5
      CJNE R5,#05H,RETURN
      MOV R5,#00H
      MOV R6,#01H

RETURN: RETI

;DETECT DTMF
;IN P1.3,P1
;REG A

DTDTF: JNB P1.3,DTDTF
      MOV P1,#0FFH
      MOV A,P1
      ANL A,#0F0H

LOOP1: JB P1.3,LOOP1
      RET

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

;DELAY 1/10 SEC

;IN R2

;REG R2,R3,R4

DTSEC: MOV R3,#179

DTSEC1: MOV R4,#0

DJNZ R4,\$

NOP

NOP

DJNZ R3,DTSEC1

DJNZ R2,DTSEC

RET

;DELAY 1/1000 SEC

;IN R2,R3

;REG A,R2,R3,R4

DMSEC: MOV R4,#230

DMSEC1: NOP

NOP

DJNZ R4,DMSEC1

DJNZ R3,DMSEC

MOV A,R2

CJNE A,#0,DMSEC2

RET

DMSEC2: DEC R2

SJMP DMSEC

;DELAY 1 SEC

;IN R1

;REG R1,R2,R3,R4

DSEC: MOV R2,#10

CALL DTSEC

DJNZ R1,DSEC

RET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
;Playback  
;In R1; Address  
;REG P2.5 PD  
; P2.7 P/R  
; P2.4 CE  
; P2.6 EOM
```

Playback:

```
CLR P2.7  
SETB P2.6  
SETB P2.5  
SETB P2.4  
MOV R2,#01H  
CALL DTSEC  
SETB P2.7  
MOV R2,#01H  
CALL DTSEC  
MOV P0,R1  
MOV R2,#01H  
CALL DTSEC  
CLR P2.5  
MOV R2,#01H  
CALL DTSEC  
CLR P2.4  
MOV R2,#01H  
CALL DTSEC  
SETB P2.4  
wait: JB P2.6,wait  
JNB P2.6,$  
RET
```

```
;Record  
;In R1; Address  
;REG P2.5 PD  
; P2.7 P/R  
; P2.4 CE
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

; P2.6 EOM

Record:

```
SETB P2.6
SETB P2.4
SETB P2.5
SETB P2.7
MOV R2,#01H
CALL DTSEC
CLR P2.7
MOV R2,#01H
CALL DTSEC
MOV P0,R1
MOV R2,#01H
CALL DTSEC
CLR P2.5
MOV R2,#01H
CALL DTSEC
CLR P2.4
MOV R2,#200
CALL DTSEC
SETB P2.4
RET
```

;REPORT STATUS OF DEVICE

;IN P3.6 , P3.7

;REG A

REPORT:

SETB P3.6 ; DEVICE1

SETB P3.7 ; DEVICE2

MOV A,P3

ANL A,#0C0H

STAT: CJNE A,#00H,STAT1

MOV R1,#2DH

CALL PLAYBACK

MOV R1,#3CH

CALL PLAYBACK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

RET
STAT1: CJNE A,#40H,STAT2
    MOV R1,#2DH
    CALL PLAYBACK
    MOV R1,#57H
    CALL PLAYBACK
    RET
STAT2: CJNE A,#80H,STAT3
    MOV R1,#2DH
    CALL PLAYBACK
    MOV R1,#48H
    CALL PLAYBACK
    RET
STAT3: CJNE A,#0C0H,STAT4
    MOV R1,#2DH
    CALL PLAYBACK
    MOV R1,#64H
    CALL PLAYBACK
    RET
STAT4: LJMP MAIN

;DEVICE CONTROL CLOSE&OPEN
;IN P3.4, P3.5
;REG A
DEVICE:
    SETB P1.3
    CALL DTDTF
    CJNE A,#10000000B,DEVICE2
    MOV R1,#81H
    CALL PLAYBACK
    SETB P1.3
    CALL DTDTF
COROP: CJNE A,#10000000B,CANCEL
    SETB P3.4
    MOV R2,#10

```

```
CALL DTSEC
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CLR P3.4
MOV R2,#20
CALL DTSEC
RET
CANCEL: CJNE A,#01000000B,LAST
MOV R1,#0AAH
CALL PLAYBACK
LJMP MAIN
LAST: MOV R1,#9CH
CALL PLAYBACK
SJMP DEVICE
DEVICE2:
CJNE A,#01000000B,LAST1
MOV R1,#81H
CALL PLAYBACK
SETB P1.3
CALL DTDTF
COROP1: CJNE A,#10000000B,CCEL1
SETB P3.5
MOV R2,#10
CALL DTSEC
CLR P3.5
MOV R2,#20
CALL DTSEC
RET
CCEL1: CJNE A,#01000000B,LAST2
MOV R1,#0AAH
CALL PLAYBACK
LJMP MAIN
LAST1: MOV R1,#9CH
CALL PLAYBACK
LJMP CNT
LAST2: MOV R1,#9CH
CALL PLAYBACK
LJMP DEVICE2

```

end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 100K record cycles (typical)
- On-chip clock source
- Programmer support for play-only applications
- Single +5 volt power supply
- Available in die form, DIP, SOIC, and TSOP packaging
- Industrial temperature (-40°C to +85°C) versions available

Direct analog storage provides a very true, natural sounding reproduction of voice, music, tones, and sound effects not available with most solid-state digital solutions.

Duration

To meet end system requirements, the ISD2500 Series offers single-chip solutions at 60, 75, 90, and 120 seconds. Parts may also be cascaded together for longer durations.

EEPROM Storage

One of the benefits of ISD's ChipCorder technology is the use of on-chip nonvolatile memory, providing zero-power message storage. The message is retained for up to 100 years typically without power. In addition, the device can be re-recorded typically over 100,000 times.

Microcontroller Interface

In addition to its simplicity and ease of use, the ISD2500 Series includes all the interfaces necessary for microcontroller-driven applications. The address and control lines can be interfaced to a microcontroller and manipulated to perform a variety of tasks, including message assembly, message concatenation, predefined fixed message segmentation, and message management.

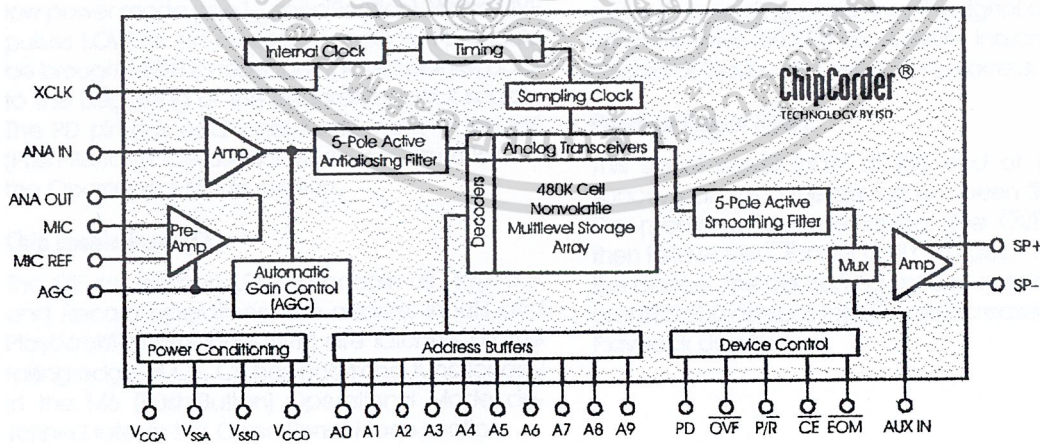
DETAILED DESCRIPTION

Speech/Sound Quality

The ISD2500 Series includes devices offered at 4.0, 5.3, 6.4, and 8.0 KHz sampling frequencies, allowing the user a choice of speech quality options. Increasing the duration within a product series decreases the sampling frequency and bandwidth, which affects sound quality. Please refer to the ISD2560/75/90/120 Product Summary table on the previous page to compare filter pass band and product durations.

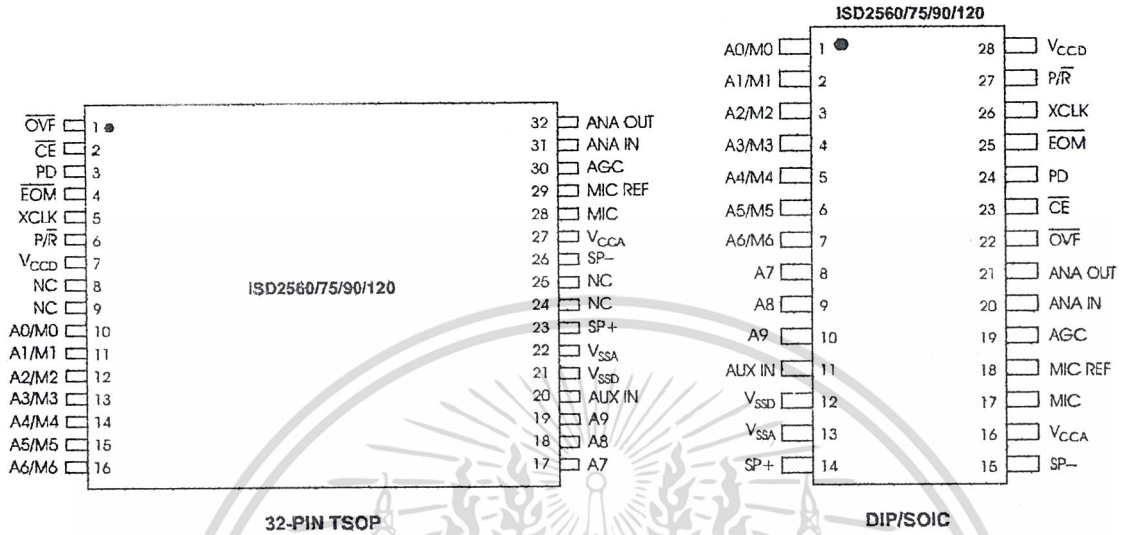
The speech samples are stored directly into on-chip nonvolatile memory without the digitization and compression associated with other solutions.

Figure 2-33: ISD2560/75/90/120 Device Block Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 2-34: ISD2560/75/90/120 Device Pinouts



Microphone Input (MIC)

The microphone input transfers its signal to the on-chip preamplifier. An on-chip Automatic Gain Control (AGC) circuit controls the gain of this preamplifier from -15 to 24 dB. An external microphone should be AC coupled to this pin via a series capacitor. The capacitor value, together with the internal 10 K ohm resistance on this pin, determines the low-frequency cutoff for the ISD2500 Series passband. See Chapter 5, Application Information for additional information on low-frequency cutoff calculation.

Microphone Reference Input (MIC REF)

The MIC REF input is the inverting input to the microphone preamplifier. This provides a noise-canceling or common-mode rejection input to the device when connected to a differential microphone.

Automatic Gain Control Input (AGC)

The AGC dynamically adjusts the gain of the preamplifier to compensate for the wide range of microphone input levels. The AGC allows the full range of whispers to loud sounds to be recorded with minimal distortion. The "attack" time is determined by the time constant of a 5 KΩ internal resistance and an external capacitor (C2 on the schematic on page 2-135) connected from the AGC pin to V_{SSA} analog ground. The "release" time is determined by the time constant of an external resistor (R2) and an external capacitor (C2) connected in parallel between the AGC Pin and V_{SSA} analog ground. Nominal values of 470 KΩ and 4.7 μF give satisfactory results in most cases.

Analog Output (ANA OUT)

This pin provides the preamplifier output to the user. The voltage gain of the preamplifier is determined by the voltage level at the AGC pin.

Analog Input (ANA IN)

The analog input pin transfers its signal to the chip for recording. For microphone inputs, the ANA OUT pin should be connected via an external capacitor to the ANA IN pin. This capacitor value, together with the 3.0 K Ω input impedance of ANA IN, is selected to give additional cutoff at the low-frequency end of the voice passband. If the desired input is derived from a source other than a microphone, the signal can be fed, capacitively coupled, into the ANA IN pin directly.

External Clock Input (XCLK)

The external clock input for the ISD2500 devices has an internal pull-down device. These devices are configured at the factory with an internal sampling clock frequency centered to $\pm 1\%$ of specification. The frequency is then maintained to a variation of $\pm 2.25\%$ over the entire commercial temperature and operating voltage ranges. The internal clock has a $\pm 5\%$ tolerance over the industrial temperature and voltage range. A regulated power supply is recommended for industrial temperature range parts. If greater precision is required, the device can be clocked through the XCLK pin as follows:

Table 2-77: External Clock Sample Rates

Part Number	Sample Rate	Required Clock
ISD2560	8.0 KHz	1024 KHz
ISD2575	6.4 KHz	819.2 KHz
ISD2590	5.3 KHz	682.7 KHz
ISD25120	4.0 KHz	512 KHz

These recommended clock rates should not be varied because the antialiasing and smoothing filters are fixed, and aliasing problems can occur if the sample rate differs from the one recommended. The duty cycle on the input clock is not critical, as the clock is immediately divided by two. **If the XCLK is not used, this input must be connected to ground.**

Speaker Outputs (SP+ /SP-)

All devices in the ISD2500 Series include an on-chip differential speaker driver, capable of driving 50 milliwatts into 16 Ω from AUX IN (12.2 mW from memory).

The speaker outputs are held at V_{SSA} levels during record and power down. It is therefore not possible to parallel speaker outputs of multiple ISD2500 devices or the outputs of other speaker drivers.

NOTE Connection of speaker outputs in parallel may cause damage to the device.

A single output may be used alone (including a coupling capacitor between the SP pin and the speaker). These outputs may be used individually with the output signal taken from either pin. Using the differential outputs results in a 4:1 improvement in output power.

NOTE Never ground or drive an unused speaker output.

Auxiliary Input (AUX IN)

The Auxiliary Input is multiplexed through to the output amplifier and speaker output pins when CE is HIGH, P/R is HIGH, and Playback is currently not active or if the device is in Playback overflow. When cascading multiple ISD2500 devices, the AUX IN pin is used to connect a Playback signal from a following device to the previous output speaker drivers. For noise considerations, it is suggested that the auxiliary input not be driven when the storage array is active.

Address/Mode Inputs (Ax/Mx)

The Address/Mode Inputs have two functions depending on the level of the two Most Significant Bits (MSB) of the address (A8 and A9).

Table 2-78: Operational Modes Table

Mode Control	Function	Typical Use	Jointly Compatible ¹
M0	Message cueing	Fast-forward through messages	M4, M5, M6
M1	Delete EOM markers	Position EOM marker at the end of the last message	M3, M4, M5, M6
M2	Not applicable	Reserved	N/A
M3	Looping	Continuous playback from Address 0	M1, M5, M6
M4	Consecutive addressing	Record/Play multiple consecutive messages	M0, M1, M5
M5	\overline{CE} level-activated	Allows message pausing	M0, M1, M3, M4
M6	Push-button control	Simplified device interface	M0, M1, M3

1. Indicates additional operational modes which can be used simultaneously with the given mode.

2

If either or both of the two MSBs are LOW, the inputs are **all** interpreted as address bits and are used as the start address for the current Record or Playback cycle. The address pins are inputs only and do not output internal address information as the operation progresses. Address inputs are latched by the falling edge of \overline{CE} .

If both MSBs are HIGH, the Address/Mode Inputs are interpreted as Mode bits according to the Operational Mode table. There are six operational modes (M0..M6) available as indicated in the table. It is possible to use multiple operational modes simultaneously. Operational Modes are sampled on each falling edge of \overline{CE} , and thus Operational Modes and direct addressing are mutually exclusive.

OPERATIONAL MODES

The ISD2500 Series is designed with several built-in operational modes that provide maximum functionality with minimum additional components. These are described in detail below. The operational modes use the address pins on the ISD2500 devices, but are mapped outside the valid address range. When the two Most Significant Bits (MSBs) are HIGH (A8 and A9), the remaining ad-

dress signals are interpreted as mode bits and not as address bits. Therefore, operational modes and direct addressing are not compatible and cannot be used simultaneously.

There are two important considerations for using operational modes. First, all operations begin initially at address 0, which is the beginning of the ISD2500 address space. Later operations can begin at other address locations, depending on the operational mode(s) chosen. In addition, the address pointer is reset to 0 when the device is changed from Record to Playback, Playback to Record (except M6 mode), or when a Power-Down cycle is executed.

Second, Operational Modes are executed when \overline{CE} goes LOW and the two MSBs are HIGH. This Operational Mode remains in effect until the next LOW-going \overline{CE} signal, at which point the current address/mode levels are sampled and executed.

OPERATIONAL MODES DESCRIPTION

The Operational Modes can be used in conjunction with a microcontroller, or they can be hard-wired to provide the desired system operation.

M0 — Message Cueing

Message Cueing allows the user to skip through messages, without knowing the actual physical addresses of each message. Each \overline{CE} LOW pulse causes the internal address pointer to skip to the next message. This mode should be used for Playback only, and is typically used with the M4 Operational Mode.

M1 — Delete EOM Markers

The M1 Operational Mode allows sequentially recorded messages to be combined into a single message with only one EOM marker set at the end of the final message. When this operational mode is configured, messages recorded sequentially are played back as one continuous message.

M2 — Unused

When operational modes are selected, the M2 pin should be LOW.

M3 — Message Looping

The M3 Operational Mode allows for the automatic, continuously repeated playback of the message located at the beginning of the address space. A message can completely fill the ISD2500 device and will loop from beginning to end without \overline{OVF} going LOW.

M4 — Consecutive Addressing

During normal operations, the address pointer will reset when a message is played through to an EOM marker. The M4 Operational Mode inhibits the address pointer reset on \overline{EOM} , allowing messages to be played back consecutively.

M5 — \overline{CE} -Level Activated

The default mode for ISD2500 devices is for \overline{CE} to be edge-activated on Playback and level-activated on Record. The M5 Operational Mode causes the \overline{CE} pin to be interpreted as level-activated as opposed to edge-activated during Playback. This is specifically useful for terminating Playback operations using the \overline{CE} signal.

In this mode, \overline{CE} LOW begins a Playback cycle, at the beginning of the device memory. The Playback cycle continues as long as \overline{CE} is held LOW.

When \overline{CE} goes HIGH, Playback will immediately end. A new \overline{CE} LOW will restart the message from the beginning unless M4 is also HIGH.

M6 — Push-Button Mode

The ISD2500 Series of devices contain a Push-Button operational mode. The Push-Button mode is used primarily in very low-cost applications and is designed to minimize external circuitry and components, thereby reducing system cost. In order to configure the device in Push-Button operational mode, the two most significant address bits must be HIGH, and the M6 mode pin must also be HIGH. A device in this mode always powers down at the end of each Playback or Record cycle after \overline{CE} goes HIGH.

When this operational mode is implemented, several of the pins on the device have alternate functionality:

Table 2-79: Alternate Functionality in Pins

Pin Name	Alternate Functionality in Push-Button Mode
CE	Start/Pause Push-Button (LOW pulse-activated)
PD	Stop/Reset Push-Button (HIGH pulse activated)
EOM	Active-HIGH Run Indicator

2

\overline{CE} Pin (START/PAUSE)

In Push-Button Operational Mode, \overline{CE} acts as a LOW-going pulse-activated START/PAUSE signal. If no operation is currently in progress, a LOW-going pulse on this signal will initiate a Playback or a Record cycle according to the level on the P/ \overline{R} pin. A subsequent pulse on the \overline{CE} pin, before an End-Of-Message is reached in Playback or an overflow condition occurs, will cause the device to pause. The address counter is not reset, and another \overline{CE} pulse will cause the device to continue the operation from the place where it was paused.

PD Pin (STOP/RESET)

In push-button Operational Mode, PD acts as a HIGH-going pulse-activated STOP/RESET signal. When a Playback or Record cycle is in progress and a HIGH-going pulse is observed on PD, the current cycle is terminated and the address pointer is reset to address 0, the beginning of the message space.

EOM Pin (RUN)

In Push-Button Operational Mode, $\overline{\text{EOM}}$ becomes an active-HIGH RUN signal which can be used to drive an LED or other external device. It is HIGH whenever a Record or Playback operation is in progress.

Recording in Push-Button Mode

1. The PD pin should be LOW, usually using a pulldown resistor.
2. The $\overline{\text{P/R}}$ pin is taken LOW.
3. The $\overline{\text{CE}}$ pin is pulsed LOW. Recording starts, $\overline{\text{EOM}}$ goes HIGH to indicate an operation in progress.
4. The $\overline{\text{CE}}$ pin is pulsed LOW. Recording pauses, $\overline{\text{EOM}}$ goes back LOW. The internal address pointers are not cleared, but an EOM marker is stored in memory to point to the message end. The $\overline{\text{P/R}}$ pin may be taken HIGH at this time. Any subsequent $\overline{\text{CE}}$ would start a playback at address 0.
5. The $\overline{\text{CE}}$ pin is pulsed LOW. Recording starts at the next address after the previous set EOM marker. $\overline{\text{EOM}}$ goes back HIGH.

NOTE *If the M1 operational mode pin is also HIGH, the just previously written EOM bit is erased, and recording starts at that address.)*

6. When the recording sequences are finished, the final $\overline{\text{CE}}$ pulse LOW will end the last Record cycle, leaving a set EOM marker at the message end. Recording may also be terminated by a HIGH level on PD, which will leave a set EOM marker.

Playback in Push-Button Mode

1. The PD pin should be LOW.
2. The $\overline{\text{P/R}}$ pin is taken HIGH.
3. The $\overline{\text{CE}}$ pin is pulsed LOW. Playback starts, $\overline{\text{EOM}}$ goes HIGH to indicate an operation in progress.
4. If the $\overline{\text{CE}}$ pin is pulsed LOW or an EOM marker is encountered during an operation, the part will pause. The internal address pointers are not cleared, and $\overline{\text{EOM}}$ goes back LOW. The $\overline{\text{P/R}}$ pin may be changed at this time. A subsequent Record operation would not reset the address pointers and the recording would begin where Playback ended.
5. $\overline{\text{CE}}$ is again pulsed LOW. Playback starts where it left off, with $\overline{\text{EOM}}$ going HIGH to indicate an operation in progress.
6. Playback continues as in steps 4 and 5 until PD is pulsed HIGH or overflow occurs.
7. If in overflow, pulling $\overline{\text{CE}}$ LOW will reset the address pointer and start Playback from the beginning. After a PD pulse, the part is reset to address 0.

NOTE *Push-button mode can be used in conjunction with modes M0, M1, and M3.*

Good Audio Design Practices

ISD products are very high-quality single-chip voice Recording and Playback systems. To ensure the highest quality voice reproduction, it is important that good audio design practices on layout and power supply decoupling be followed. See the ISD Application Notes in this book for details.

ISD1000A COMPATIBILITY

The ISD2500 Series of devices is designed to provide upward compatibility with the ISD1000A family. When designing with the ISD2500 Series, the following differences should be noted.

Addressing

The ISD2560/75/90/120 devices have 480K storage cells designed to provide 60 seconds of storage at a sampling rate of 8.0 KHz. This is approximately four times the storage of the ISD1000A family. To enable the same addressing resolution, two additional address pins have been added. The address space of each device is divisible into 600 increments with valid addressing from 00 to 257 Hex. Some higher addresses are mapped into the Operational Modes. All other addresses are invalid.

Overflow

The ISD1000A Series combined two functions on the EOM pin: end-of-message indication and overflow. The ISD2500 separates these two functions. Pin 25 (PDIP package) remains as EOM, but outputs only the EOM signal indication. Pin 22 (PDIP package) becomes \overline{OVF} and pulses LOW only when the device reaches its end of memory, or is "full." This change allows easy message cueing and addressability across device boundaries. This also means that the M2 operational mode found in the ISD1000A family is not implemented in the ISD2500 Series.

Push-Button Mode

The ISD2500 Series includes an additional Operational Mode called Push-Button mode. This provides an alternative interface to the Record and Playback functions of the part. The \overline{CE} and PD pins become redefined as edge-activated "push-buttons." A pulse on \overline{CE} initiates a cycle, and if triggered again, pauses the current cycle without resetting the address pointer (i.e., a Start or Pause function). PD stops any current cycle and resets the address pointer to the beginning of the message space (i.e., a Stop and Reset function). Additionally, the EOM pin functions as an active-HIGH run indicator, and can be used to drive an LED indicating a Record or Playback operation is in progress. Devices in the Push-Button mode cannot be cascaded.

Looping Mode

The ISD2500 Series can loop with a message that completely fills the memory space.

NOTE Additional descriptions of ISD2500 device functionality and application examples are provided in the ISD Application Notes in this book.



TIMING DIAGRAMS

Figure 2-35: Record

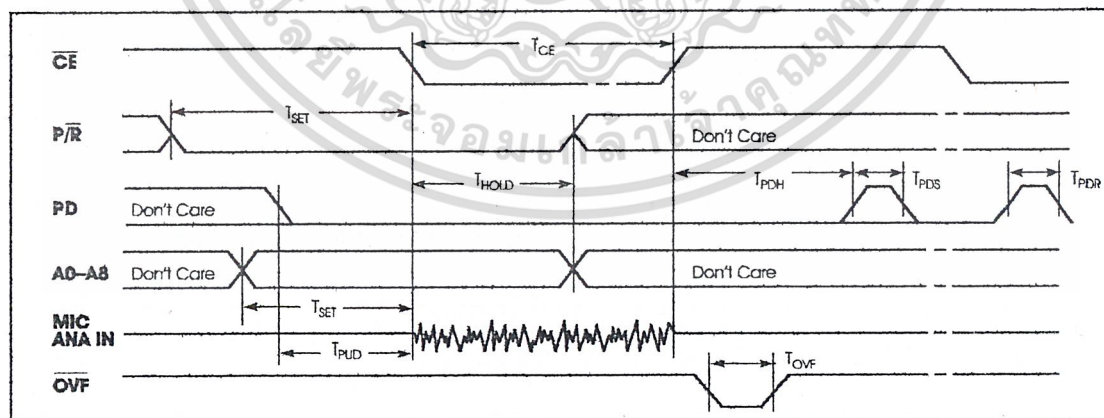
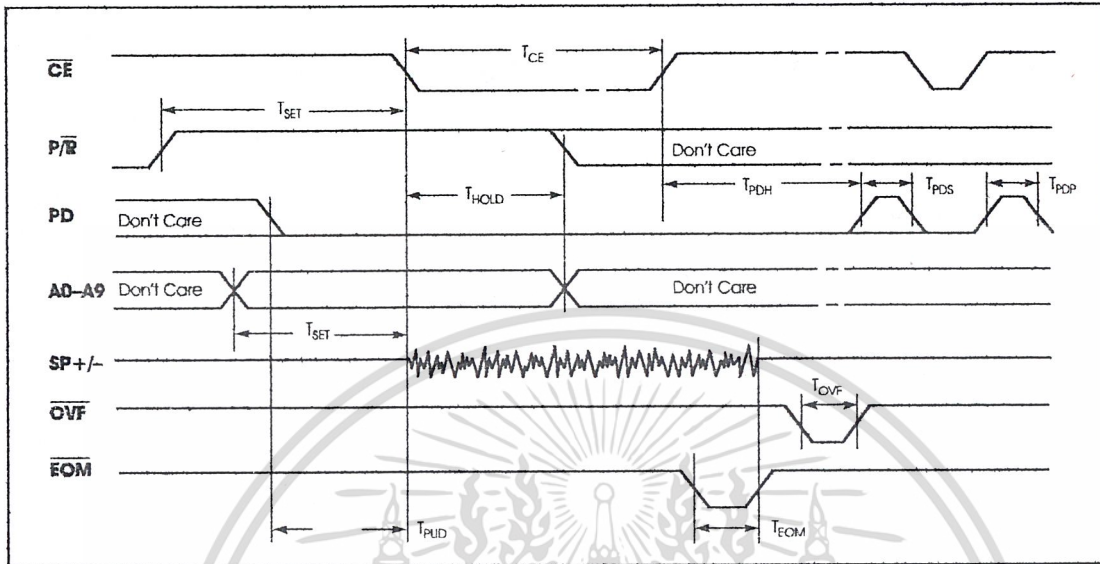


Figure 2-36: Playback



2

Table 2-80: Absolute Maximum Ratings (Packaged Parts)¹

Condition	Value
Junction temperature	150°C
Storage temperature range	-65°C to +150°C
Voltage applied to any pin	(V _{SS} - 0.3 V) to (V _{CC} + 0.3 V)
Voltage applied to any pin (Input current limited to ±20 mA)	(V _{SS} - 1.0 V) to (V _{CC} + 1.0 V)
Lead temperature (soldering - 10 seconds)	300°C
V _{CC} - V _{SS}	-0.3 V to + 7.0 V

Table 2-81: Operating Conditions (Packaged Parts)

Condition	Value
Commercial operating temperature range ¹	0°C to +70°C
Industrial operating temperature range ¹	-40°C to +85°C
Supply voltage (V _{CC}) ²	+4.5 V to +5.5 V
Ground voltage (V _{SS}) ³	0 V

1. Case temperature.
2. V_{CC} = V_{CCA} = V_{CCD}.
3. V_{SS} = V_{SSA} = V_{SSD}.

1. Stresses above those listed may cause permanent damage to the device. Exposure to the absolute maximum ratings may affect device reliability. Functional operation is not implied at these conditions.

Table 2-82: DC Parameters (Packaged Parts)

Symbol	Parameters	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions
V _{IL}	Input Low Voltage			0.8	V	
V _{IH}	Input High Voltage	2.0			V	
V _{OL}	Output Low Voltage			0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA
V _{OH}	Output High Voltage	V _{CC} - 0.4			V	I _{OH} = -10 μA
V _{OH1}	OVF Output High Voltage	2.4			V	I _{OH} = -1.6 mA
V _{OH2}	EOM Output High Voltage	V _{CC} - 1.0	V _{CC} - 0.8		V	I _{OH} = -3.2 mA
I _{CC}	V _{CC} Current (Operating)		25	30	mA	R _{EXT} = ∞ ³
I _{SB}	V _{CC} Current (Standby)		1	10	μA	³
I _L	Input Leakage Current			±1	μA	
I _L PD	Input Current HIGH w/Pull Down			130	μA	Force V _{CC} ⁴
R _{EXT}	Output Load Impedance	16			Ω	Speaker Load
R _{MIC}	Preamplifier Input Resistance	4	9	15	KΩ	MIC and MIC REF Pins
R _{AUX}	AUX INPUT Resistance	5	11	20	KΩ	
R _{ANA IN}	ANA IN Input Resistance	2.3	3	5	KΩ	
A _{PRE1}	Preamplifier Gain 1	21	24	26	dB	AGC = 0.0 V
A _{PRE2}	Preamplifier Gain 2		-15	5	dB	AGC = 2.5 V
A _{AUX}	AUX IN/SP+ Gain		0.98	1.0	V/V	
A _{ARP}	ANA IN to SP +/- Gain	21	23	26	dB	
R _{AGC}	AGC Output Resistance	2.5	5	9.5	KΩ	

1. Typical values @ T_A = 25°C and 5.0 V.

2. All Min/Max limits are guaranteed by ISD via electrical testing or characterization. Not all specifications are 100% tested.

3. V_{CCA} and V_{CCD} connected together.

4. XCLK pin only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-83: AC Parameters (Packaged Parts)

Symbol	Characteristic	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions	
F _S	Sampling Frequency	ISD2560	8.0		KHz	7	
		ISD2575	6.4		KHz	7	
		ISD2590	5.3		KHz	7	
		ISD25120	4.0		KHz	7	
F _{CF}	Filter Pass Band	ISD2560	3.4		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3,8}	
		ISD2575	2.7		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3,8}	
		ISD2590	2.3		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3,8}	
		ISD25120	1.7		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3,8}	
T _{REC}	Record Duration	ISD2560	58.1	60.0	62.0	sec	Commercial Operation
		ISD2560	56.5	60.0	63.8	sec	Industrial Operation
		ISD2575	72.6	75.0	77.5	sec	Commercial Operation
		ISD2575	70.7	75.0	79.7	sec	Industrial Operation
		ISD2590	87.1	90.0	93.0	sec	Commercial Operation
		ISD25120	116.1	120.0	123.9	sec	Commercial Operation
T _{PLAY}	Playback Duration	ISD2560	58.1	60.0	62.0	sec	Commercial Operation
		ISD2560	56.5	60.0	63.8	sec	Industrial Operation
		ISD2575	72.6	75.0	77.5	sec	Commercial Operation
		ISD2575	70.7	75.0	79.7	sec	Industrial Operation
		ISD2590	87.1	90.0	93.0	sec	Commercial Operation
		ISD25120	116.1	120.0	123.9	sec	Commercial Operation
T _{CE}	CE Pulse Width		100		nsec		
T _{SET}	Control/Address Setup Time		300		nsec		
T _{HOLD}	Control/Address Hold Time		0		nsec		
T _{PUD}	Power-Up Delay	ISD2560	24.1	25.0	27.8	msec	Commercial Operation
		ISD2560	23.5	31.3	28.5	msec	Industrial Operation
		ISD2575	30.2	31.3	34.3	msec	Commercial Operation
		ISD2575	29.3	37.5	35.2	msec	Industrial Operation
		ISD2590	36.2	50.0	40.8	msec	Commercial Operation
		ISD25120	48.2		53.6	msec	Commercial Operation
T _{PDR}	PD Pulse Width Record	ISD2560		25		msec	
		ISD2575		31.25		msec	
		ISD2590		37.5		msec	
		ISD25120		50.0		msec	
T _{PDP}	PD Pulse Width Play	ISD2560		12.5		msec	
		ISD2575		15.625		msec	
		ISD2590		18.75		msec	
		ISD25120		25.0		msec	
T _{PDS}	PD Pulse Width Static		100		nsec	⁶	
T _{PDH}	Power Down Hold		0		nsec		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-83: AC Parameters (Packaged Parts)

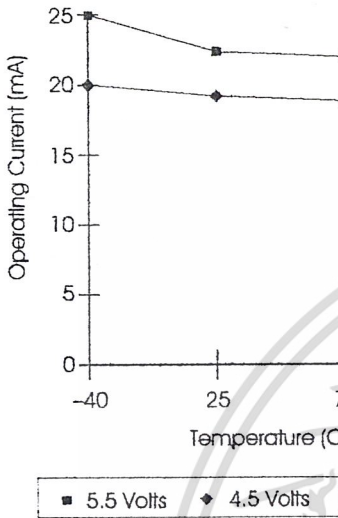
Symbol	Characteristic	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions
T _{EOM}	EOM Pulse Width	ISD2560	12.5		msec	
		ISD2575	15.625		msec	
		ISD2590	18.75		msec	
		ISD25120	25.0		msec	
T _{OVF}	Overflow Pulse Width		6.5		μsec	
THD	Total Harmonic Distortion		1	2	%	@ 1 KHz
P _{OUT}	Speaker Output Power		12.2	50	mW	R _{EXT} = 16 Ω ⁴
V _{OUT}	Voltage Across Speaker Pins			2.5	V p-p	R _{EXT} = 600 Ω
V _{IN1}	MIC Input Voltage			20	mV	Peak-to-Peak ⁵
V _{IN2}	ANA IN Input Voltage			50	mV	Peak-to-Peak
V _{IN3}	Aux Input Voltage			1.25	V	Peak-to-Peak; R _{EXT} = 16 Ω

1. Typical values @ T_A = 25°C and 5.0 V.
2. All Min/Max limits are guaranteed by ISD via electrical testing or characterization. Not all specifications are 100% tested.
3. Low-frequency cutoff depends upon the value of external capacitors (see Pin Descriptions).
4. From AUX IN; if ANA IN is driven at 50 mV p-p, the P_{OUT} = 12.2 mW, typical.
5. With 5.1 kΩ series resistor at ANA IN.
6. T_{PD5} is required during a static condition, typically overflow.
7. Sampling Frequency and Playback Duration can vary as much as ±2.25% over the commercial temperature range and voltage range and ±5% over the industrial temperature and voltage range. For greater stability, an external clock can be utilized (see Pin Descriptions).
8. Filter specification applies to both the antialiasing filter and the smoothing filter. Therefore, from input to output, expect a 6dB drop by nature of passing through both filters.

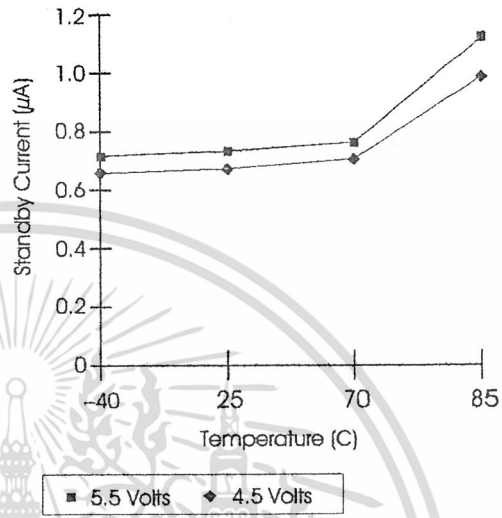
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PARAMETER VARIATION WITH VOLTAGE AND TEMPERATURE (PACKAGED PARTS)

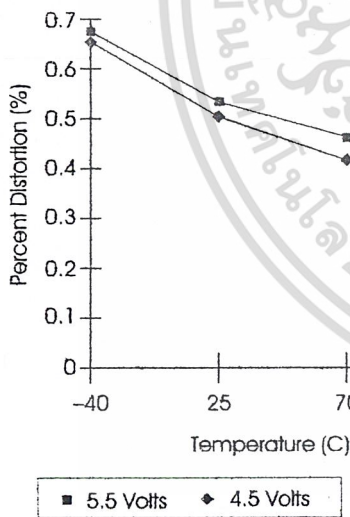
Graph 2-41: Record Mode Operating Current (I_{CC})



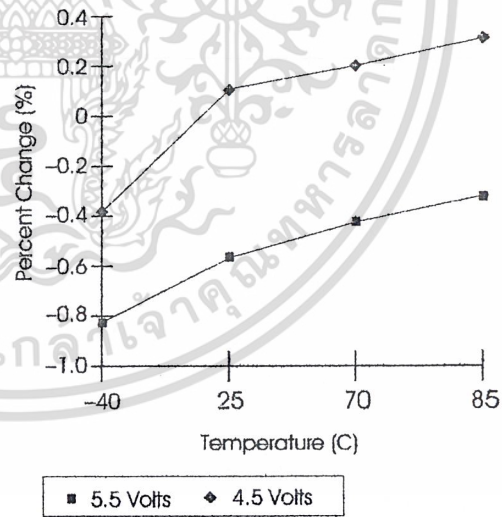
Graph 2-43: Standby Current (I_{SB})



Graph 2-42: Total Harmonic Distortion



Graph 2-44: Oscillator Stability



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-84: Absolute Maximum Ratings (Die)¹

Condition	Value
Junction temperature	150°C
Storage temperature range	-65°C to +150°C
Voltage applied to any pad	(V _{SS} - 0.3 V) to (V _{CC} + 0.3 V)
Voltage applied to any pad (Input current limited to ±20 mA)	(V _{SS} - 1.0 V) to (V _{CC} + 1.0 V)
V _{CC} - V _{SS}	-0.3 V to + 7.0 V

1. Stresses above those listed may cause permanent damage to the device. Exposure to the absolute maximum ratings may affect device reliability. Functional operation is not implied at these conditions.

Table 2-85: Operating Conditions (Die)

Condition	Value
Commercial operating temperature range	0°C to +50°C
Supply voltage (V _{CC}) ¹	+4.5 V to +6.5 V
Ground voltage (V _{SS}) ²	0 V

1. V_{CC} = V_{CCA} = V_{CCD}.
2. V_{SS} = V_{SSA} = V_{SSD}.

Table 2-86: DC Parameters (Die)

Symbol	Parameters	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions
V _{IL}	Input Low Voltage			0.8	V	
V _{IH}	Input High Voltage	2.0			V	
V _{OL}	Output Low Voltage			0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA
V _{OH}	Output High Voltage	V _{CC} - 0.4			V	I _{OH} = -10 μA
V _{OH1}	OVF Output High Voltage	2.4			V	I _{OH} = -1.6 mA
V _{OH2}	EOM Output High Voltage	V _{CC} - 1.0	V _{CC} - 0.8		V	I _{OH} = -3.2 mA
I _{CC}	V _{CC} Current (Operating)		25	30	mA	R _{EXT} = ∞ ³
I _{SB}	V _{CC} Current (Standby)		1	10	μA	²
I _{IL}	Input Leakage Current			±1	μA	
I _{ILPD}	Input Current HIGH w/Pull Down			130	μA	Force V _{CC} ⁴
R _{EXT}	Output Load Impedance	16			Ω	Speaker Load
R _{MIC}	Preamplifier Input Resistance	4	9	15	KΩ	MIC and MIC REF Pads
R _{AUX}	AUX Input Resistance	5	11	20	KΩ	
R _{ANA IN}	ANA IN Input Resistance	2.3	3	5	KΩ	
A _{PRE1}	Preamplifier Gain 1	21	24	26	dB	AGC = 0.0 V
A _{PRE2}	Preamplifier Gain 2		-15	5	dB	AGC = 2.5 V

Table 2-86: DC Parameters (Die)

Symbol	Parameters	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions
A _{AUX}	AUX IN/SP+ Gain		0.98	1.0	V/V	
A _{ARP}	ANA IN to SP+/- Gain	21	23	26	dB	
R _{AGC}	AGC Output Resistance	2.5	5	9.5	K Ω	

1. Typical values @ T_A = 25°C and 5.0 V.
2. All Min/Max limits are guaranteed by ISD via electrical testing or characterization. Not all specifications are 100% tested.
3. V_{CCA} and V_{CCD} connected together.
4. XCLK pad only.

Table 2-87: AC Parameters (Die)

Symbol	Characteristic	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions	
F _S	Sampling Frequency	ISD2560	8.0		KHz	7	
		ISD2575	6.4		KHz	7	
		ISD2590	5.3		KHz	7	
		ISD25120	4.0		KHz	7	
F _{CF}	Filter Pass Band	ISD2560	3.4		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3, 8}	
		ISD2575	2.7		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3, 8}	
		ISD2590	2.3		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3, 8}	
		ISD25120	1.7		KHz	3 dB Roll-Off Point ^{3, 8}	
T _{REC}	Record Duration	ISD2560	58.1	60.0	62.0	sec	Commercial Operation
		ISD2575	72.6	75.0	77.5	sec	Commercial Operation
		ISD2590	87.1	90.0	93.0	sec	Commercial Operation
		ISD25120	116.1	120.0	123.9	sec	Commercial Operation
T _{PLAY}	Playback Duration	ISD2560	58.1	60.0	62.0	sec	Commercial Operation ⁷
		ISD2575	72.6	75.0	77.5	sec	Commercial Operation ⁷
		ISD2590	87.1	90.0	93.0	sec	Commercial Operation ⁷
		ISD25120	116.1	120.0	123.9	sec	Commercial Operation ⁷
T _{CE}	CE Pulse Width		100		nsec		
T _{SET}	Control/Address Setup Time		300		nsec		
T _{HOLD}	Control/Address Hold Time		0		nsec		
T _{PUD}	Power-Up Delay	ISD2560	24.1	25.0	27.8	msec	Commercial Operation
		ISD2575	30.2	31.3	34.3	msec	Commercial Operation
		ISD2590	36.2	37.5	40.8	msec	Commercial Operation
		ISD25120	48.2	50.0	53.6	msec	Commercial Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-87: AC Parameters (Die)

Symbol	Characteristic	Min ²	Typ ¹	Max ²	Units	Conditions
T _{PDR}	PD Pulse Width Record	ISD2560	25		msec	
		ISD2575	31.25		msec	
		ISD2590	37.5		msec	
		ISD25120	50.0		msec	
T _{PDP}	PD Pulse Width Play	ISD2560	12.5		msec	
		ISD2575	15.625		msec	
		ISD2590	18.75		msec	
		ISD25120	25.0		msec	
T _{PDS}	PD Pulse Width Static		100		nsec	⁶
T _{PDH}	Power Down Hold		0		nsec	
T _{EOM}	EOM Pulse Width	ISD2560	12.5		msec	
		ISD2575	15.625		msec	
		ISD2590	18.75		msec	
		ISD25120	25.0		msec	
T _{OVF}	Overflow Pulse Width		6.5		μsec	
THD	Total Harmonic Distortion		1	3	%	@ 1 KHz
P _{OUT}	Speaker Output Power		12.2	50	mW	R _{EXT} = 16 Ω ⁴
V _{OUT}	Voltage Across Speaker Pins			2.5	V p-p	R _{EXT} = 600 Ω
V _{IN1}	MIC Input Voltage			20	mV	Peak-to-Peak ⁵
V _{IN2}	ANA IN Input Voltage			50	mV	Peak-to-Peak
V _{IN3}	Aux Input Voltage			1.25	V	Peak-to-Peak; R _{EXT} = 16 Ω

1. Typical values @ T_A = 25°C and 5.0 V.

2. All Min/Max limits are guaranteed by ISD via electrical testing or characterization. Not all specifications are 100% tested.

3. Low-frequency cutoff depends upon the value of external capacitors (see Pin Descriptions).

4. From AUX IN; if ANA IN is driven at 50 mV p-p, the P_{OUT} = 12.2 mW, typical.

5. With 5.1 KΩ series resistor at ANA IN.

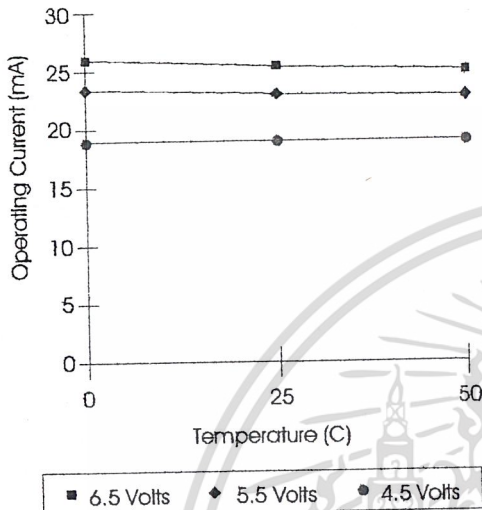
6. T_{PDS} is required during a static condition, typically overflow.

7. Sampling Frequency and Playback Duration can vary as much as ±2.25% over the commercial temperature range and voltage range. For greater stability, an external clock can be utilized (see Pin Descriptions).

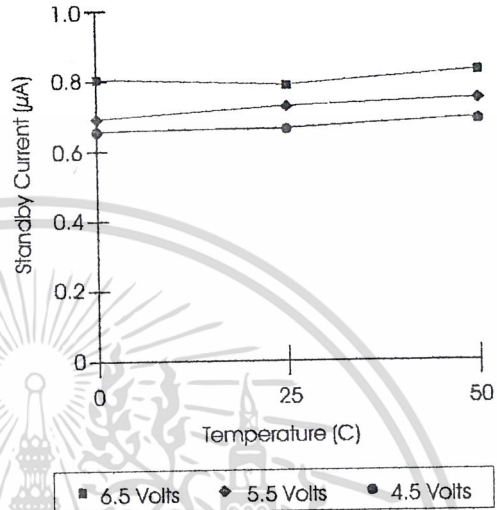
8. Filter specification applies to the antialiasing filter and the smoothing filter.

TYPICAL PARAMETER VARIATION WITH VOLTAGE AND TEMPERATURE (DIE)

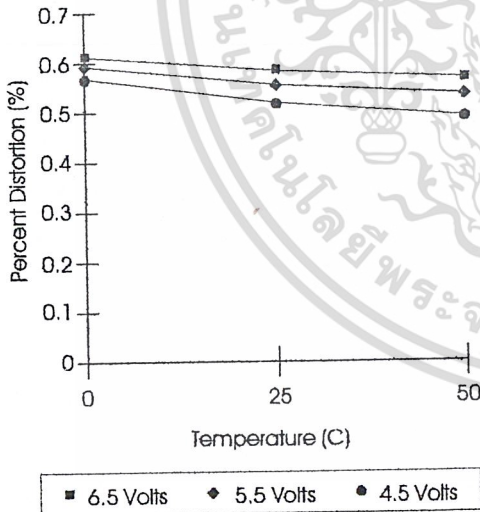
Graph 2-45: Record Mode Operating Current (I_{cc})



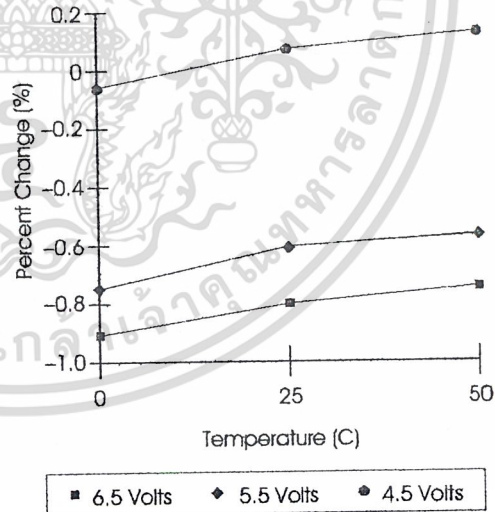
Graph 2-47: Standby Current (I_{sb})



Graph 2-46: Total Harmonic Distortion



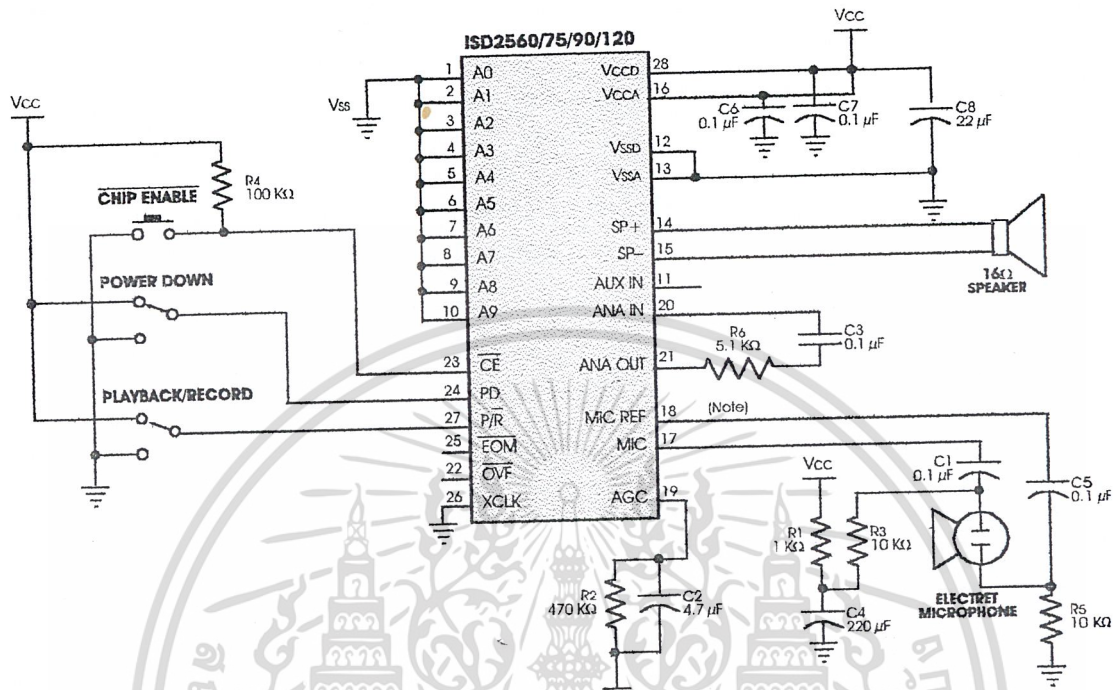
Graph 2-48: Oscillator Stability



2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 2-37: ISD2560/75/90/120 Application Example—Design Schematic



NOTE: If desired, pin 18 (PDIP package) may be left unconnected (microphone preamplifier noise will be higher). In this case, pin 18 must not be tied to any other signal or voltage. Additional design example schematics are provided in the Application Notes in this book.

Table 2-88: Application Example—Basic Device Control

Control Step	Function	Action
1	Power up chip and select Record/Playback mode	1. PD = LOW, 2. P/R = As desired
2	Set message address for Record/Playback	Set addresses A0–A9
3A	Begin Playback	P/R = HIGH, CE = Pulsed LOW
3B	Begin Record	P/R = LOW, CE = LOW
4A	End Playback	Automatic
4B	End Record	PD or CE = HIGH

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-89: Application Example—Passive Component Functions

Part	Function	Comments
R1	Microphone power supply decoupling	Reduces power supply noise
R2	Release time constant	Sets release time for AGC
R3, R5	Microphone biasing resistors	Provides biasing for microphone operation
R4	Series limiting resistor	Reduces level to prevent distortion at higher supply voltages.
R6	Series limiting resistor	Reduces level to high supply voltages
C1, C5	Microphone DC-blocking capacitor Low-frequency cutoff	Decouples microphone bias from chip. Provides single-pole low-frequency cutoff and common mode noise rejection.
C2	Attack/Release time constant	Sets attack/release time for AGC
C3	Low-frequency cutoff capacitor	Provides additional pole for low-frequency cutoff
C4	Microphone power supply decoupling	Reduces power supply noise
C6, C7, C8	Power supply capacitors	Filter and bypass of power supply

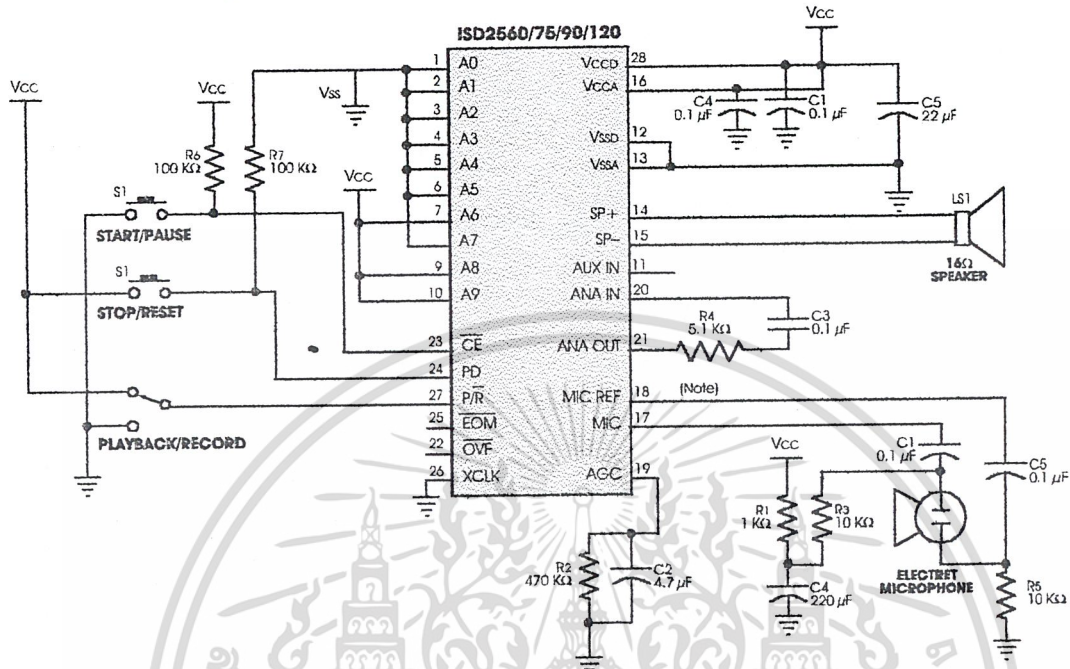
2

EXPLANATION

In this simplified block diagram of a microcontroller application, the Push-Button mode and message cueing are used. The microcontroller is a 16-pin version with enough port pins for buttons, an LED, and the ISD2500 Series device. The software can be written to use three buttons; one each for play and record, and one for message selection. Because the microcontroller is interpreting the buttons and commanding the ISD2500 device, software can be written for any functions desired in a particular application.

NOTE ISD does not recommend connecting address lines directly to a microprocessor bus. Address lines should be externally latched.

Figure 2-39: ISD2500 Application Example— Push-Button



2

NOTE: For more details, please refer to CHAPTER 5, Application Information.

Table 2-90: Application Example—Push-Button Control

Control Step	Function	Action
1	Select Record/Playback mode	P/R = As desired
2A	Begin Playback	P/R = HIGH CE = Pulsed LOW
2B	Begin Record	P/R = LOW CE = Pulsed LOW
3	Pause Record or Playback	CE = Pulsed LOW
4A	End Playback	Automatic at EOM marker or PD = Pulsed HIGH
4B	End Record	PD = Pulsed HIGH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2-91: Application Example—Passive Component Functions

Part	Function	Comments
R2	Release time constant	Sets release time for AGC
R4	Series limiting resistor	Reduces level to prevent distortion at higher supply voltages
R6, R7	Pull-up and pull-down resistors	Defines static state of inputs
C1, C4, C5	Power supply capacitors	Filters and bypass of power supply
C2	Attack/Release time constant	Sets attack/release time for AGC
C3	Low-frequency cutoff capacitor	Provides additional pole for low-frequency cutoff

Table 2-92: Push-Button Parameters

Symbol	Characteristic	Min	Typ ¹	Max	Units	Conditions
T _{CE}	CE Pulse Width [Start/Pause]		300		nsec	
T _{SET}	Control/Address Setup Time		300		nsec	
T _{PUD}	Power-Up Delay	ISD2560	25		msec	
		ISD2575	31.25		msec	
		ISD2590	37.25		msec	
		ISD25120	50.0		msec	
T _{PD}	PD Pulse Width [Stop/Resef]		300		nsec	
T _{RUN}	CE to EOM HIGH	25		400	nsec	
T _{PAUSE}	CE to EOM LOW	50		400	nsec	
T _{DB}	CE HIGH Debounce	ISD2560	70	105	msec	
		ISD2575	85	135	msec	
		ISD2590	105	160	msec	
		ISD25120	135	215	msec	

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIMING DIAGRAMS

Figure 2-40: Push-Button Mode Record

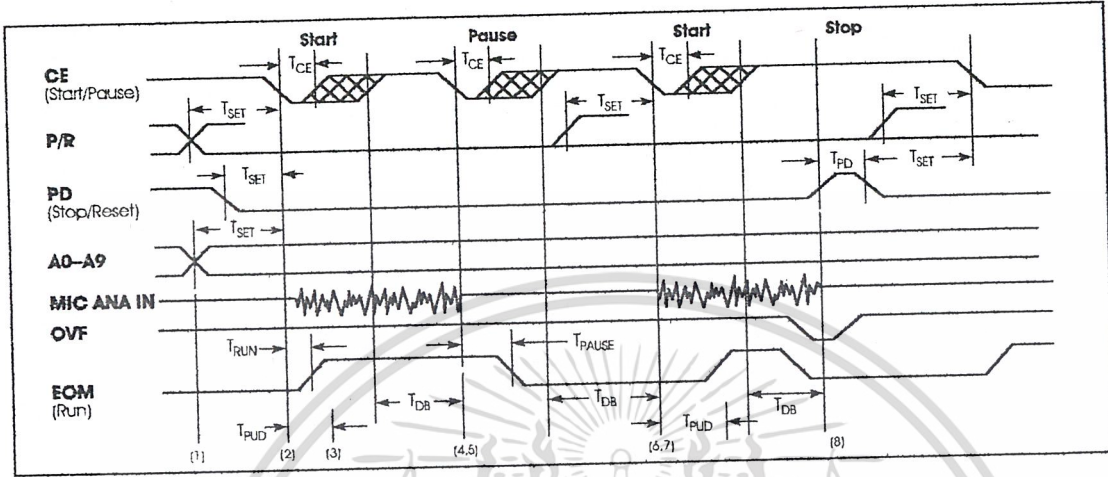
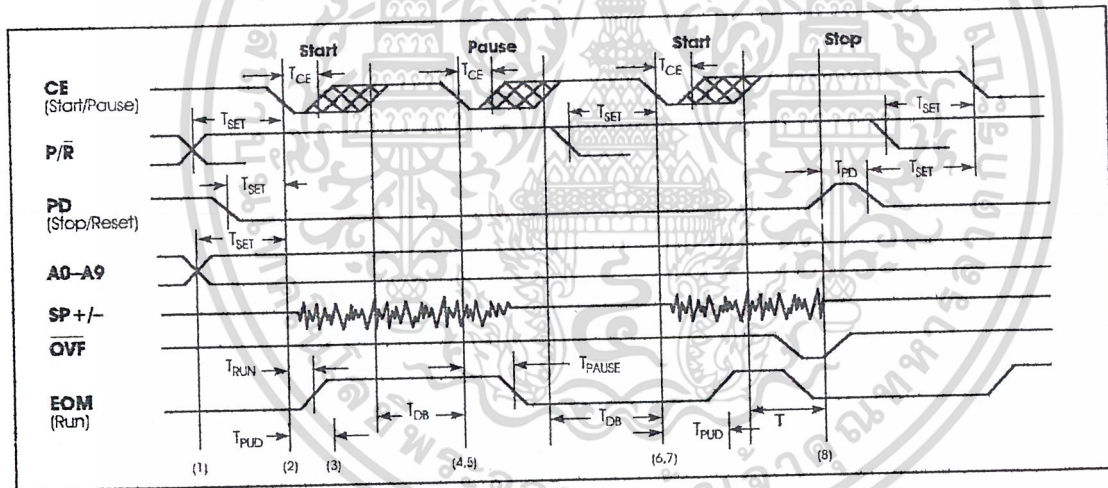
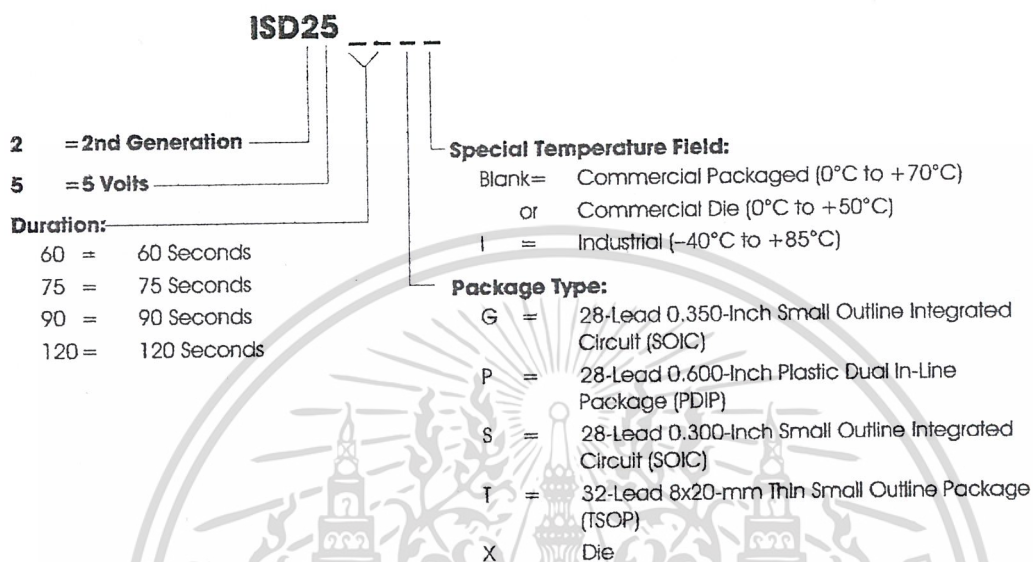


Figure 2-41: Push-Button Mode Playback



1. A9, A8, and A6 = 1 for push-button operation.
2. The first \overline{CE} LOW pulse performs a Start function.
3. The part will begin to play or record after a power-up delay T_{PUD} .
4. The part must have \overline{CE} HIGH for a debounce period T_{DB} before it will recognize another falling edge of \overline{CE} and pause.
5. The second \overline{CE} LOW pulse, and every even pulse thereafter, performs a Pause function.
6. Again, the part must have \overline{CE} HIGH for a debounce period T_{DB} before it will recognize another falling edge of \overline{CE} , which would restart an operation. In addition, the part will not do an internal power down until \overline{CE} is HIGH for the T_{DB} time.
7. The third \overline{CE} LOW pulse, and every odd pulse thereafter, performs a Resume function.
8. At any time, a HIGH level on PD will stop the current function, reset the address counter, and power down the device.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ORDERING INFORMATION**Product Number Descriptor Key**

When ordering ISD2560/75/90/120 products, please refer to the following valid part numbers.

Part Number	Part Number	Part Number	Part Number
ISD2560G	ISD2575G	ISD2590G	ISD25120G
ISD2560GI	ISD2575GI	ISD2590P	ISD25120P
ISD2560P	ISD2575P	ISD2590S*	ISD25120X
ISD2560PI	ISD2575PI	ISD2590T	
ISD2560S*	ISD2575S*	ISD2590X	
ISD2560SI*	ISD2575SI*		
ISD2560T	ISD2575T		
ISD2560TI	ISD2575TI		
ISD2560X	ISD2575X		

NOTE: The asterisk (*) indicates advance information

For the latest product information, access ISD's worldwide website at <http://www.isd.com>.

2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Features

- Complete DTMF Receiver
- Low power consumption
- Internal gain setting amplifier
- Adjustable guard time
- Central office quality
- Power-down mode
- Inhibit mode
- Backward compatible with MT8870C/MT8870C-1

ISSUE 5

March 1997

Ordering Information

MT8870DE/DE-1	18 Pin Plastic DIP
MT8870DS/DS-1	18 Pin SOIC
MT8870DN/DN-1	20 Pin SSOP
-40 °C to +85 °C	

Description

The MT8870D/MT8870D-1 is a complete DTMF receiver integrating both the bandsplit filter and digital decoder functions. The filter section uses switched capacitor techniques for high and low group filters; the decoder uses digital counting techniques to detect and decode all 16 DTMF tone-pairs into a 4-bit code. External component count is minimized by on chip provision of a differential input amplifier, clock oscillator and latched three-state bus interface.

Applications

- Receiver system for British Telecom (BT) or CEPT Spec (MT8870D-1)
- Paging systems
- Repeater systems/mobile radio
- Credit card systems
- Remote control
- Personal computers
- Telephone answering machine

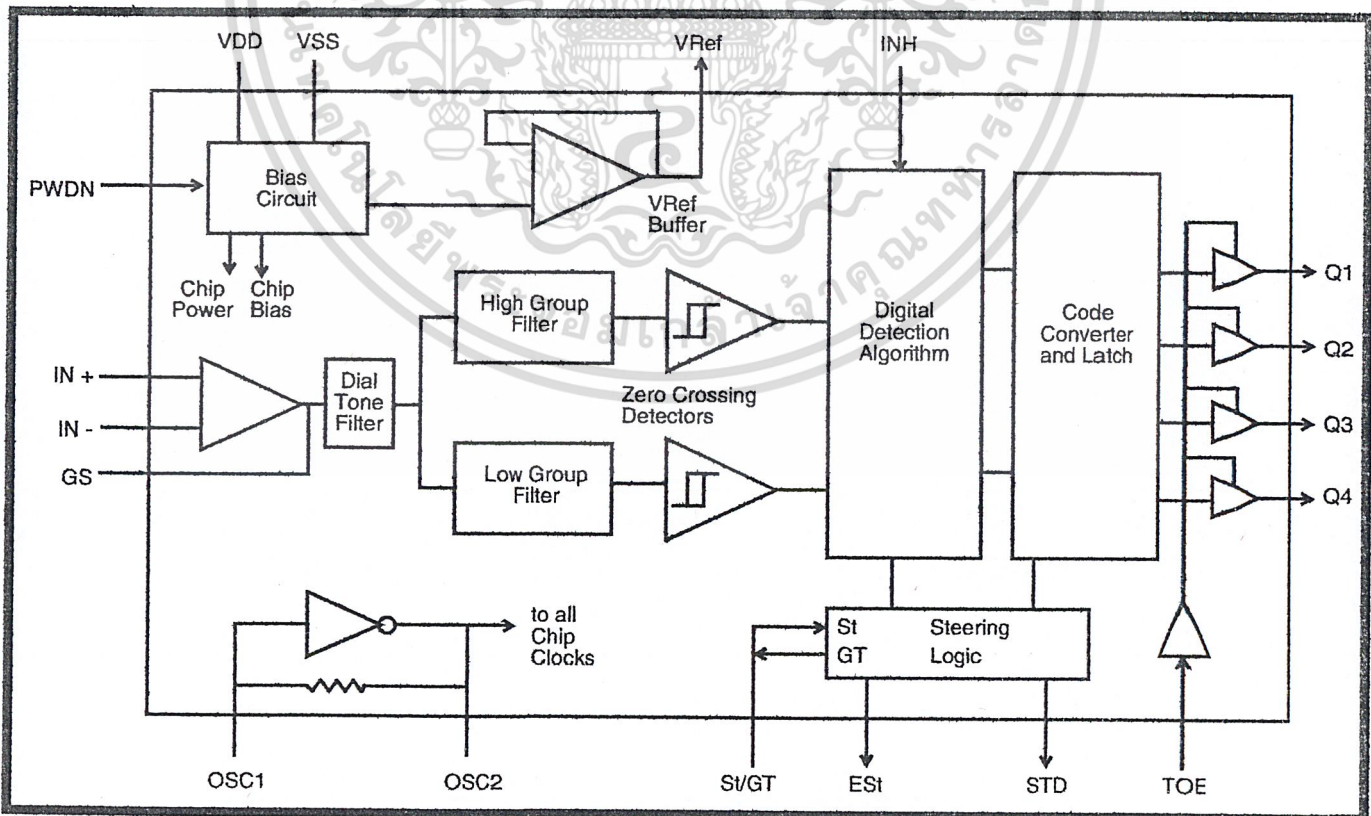


Figure 1 - Functional Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

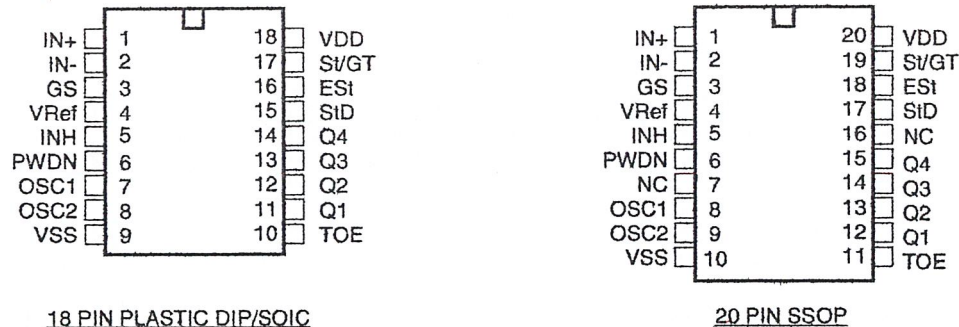


Figure 2 - Pin Connections

Pin Description

Pin #		Name	Description
18	20		
1	1	IN+	Non-Inverting Op-Amp (Input).
2	2	IN-	Inverting Op-Amp (Input).
3	3	GS	Gain Select. Gives access to output of front end differential amplifier for connection of feedback resistor.
4	4	V _{Ref}	Reference Voltage (Output). Nominally V _{DD} /2 is used to bias inputs at mid-rail (see Fig. 6 and Fig. 10).
5	5	INH	Inhibit (Input). Logic high inhibits the detection of tones representing characters A, B, C and D. This pin input is internally pulled down.
6	6	PWDN	Power Down (Input). Active high. Powers down the device and inhibits the oscillator. This pin input is internally pulled down.
7	8	OSC1	Clock (Input).
8	9	OSC2	Clock (Output). A 3.579545 MHz crystal connected between pins OSC1 and OSC2 completes the internal oscillator circuit.
9	10	V _{SS}	Ground (Input). 0V typical.
10	11	TOE	Three State Output Enable (Input). Logic high enables the outputs Q1-Q4. This pin is pulled up internally.
11-14	12-15	Q1-Q4	Three State Data (Output). When enabled by TOE, provide the code corresponding to the last valid tone-pair received (see Table 1). When TOE is logic low, the data outputs are high impedance.
15	17	StD	Delayed Steering (Output). Presents a logic high when a received tone-pair has been registered and the output latch updated; returns to logic low when the voltage on St/GT falls below V _{TSI} .
16	18	ESd	Early Steering (Output). Presents a logic high once the digital algorithm has detected a valid tone pair (signal condition). Any momentary loss of signal condition will cause ESd to return to a logic low.
17	19	St/GT	Steering Input/Guard time (Output) Bidirectional. A voltage greater than V _{TSI} detected at St causes the device to register the detected tone pair and update the output latch. A voltage less than V _{TSI} frees the device to accept a new tone pair. The GT output acts to reset the external steering time-constant; its state is a function of ESd and the voltage on St.
18	20	V _{DD}	Positive power supply (Input). +5V typical.
	7, 16	NC	No Connection.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ ใช้ในเชิงพาณิชย์โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The MT8870D/MT8870D-1 monolithic DTMF receiver offers small size, low power consumption and high performance. Its architecture consists of a bandsplit filter section, which separates the high and low group tones, followed by a digital counting section which verifies the frequency and duration of the received tones before passing the corresponding code to the output bus.

Filter Section

Separation of the low-group and high group tones is achieved by applying the DTMF signal to the inputs of two sixth-order switched capacitor bandpass filters, the bandwidths of which correspond to the low and high group frequencies. The filter section also incorporates notches at 350 and 440 Hz for exceptional dial tone rejection (see Figure 3). Each filter output is followed by a single order switched capacitor filter section which smooths the signals prior to limiting. Limiting is performed by high-gain comparators which are provided with hysteresis to prevent detection of unwanted low-level signals. The outputs of the comparators provide full rail logic swings at the frequencies of the incoming DTMF signals.

Decoder Section

Following the filter section is a decoder employing digital counting techniques to determine the frequencies of the incoming tones and to verify that they correspond to standard DTMF frequencies. A complex averaging algorithm protects against tone simulation by extraneous signals such as voice while

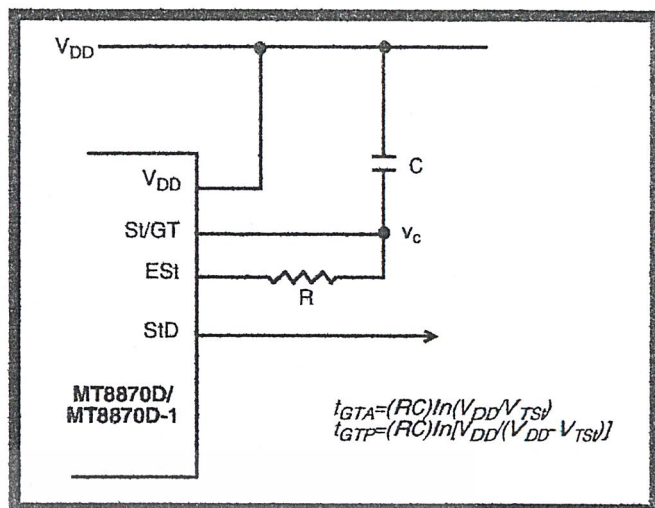


Figure 4 - Basic Steering Circuit

providing tolerance to small frequency deviations and variations. This averaging algorithm has been developed to ensure an optimum combination of immunity to talk-off and tolerance to the presence of interfering frequencies (third tones) and noise. When the detector recognizes the presence of two valid tones (this is referred to as the "signal condition" in some industry specifications) the "Early Steering" (EST) output will go to an active state. Any subsequent loss of signal condition will cause EST to assume an inactive state (see "Steering Circuit").

Steering Circuit

Before registration of a decoded tone pair, the receiver checks for a valid signal duration (referred to as character recognition condition). This check is performed by an external RC time constant driven by EST. A logic high on EST causes v_C (see Figure 4) to rise as the capacitor discharges. Provided signal

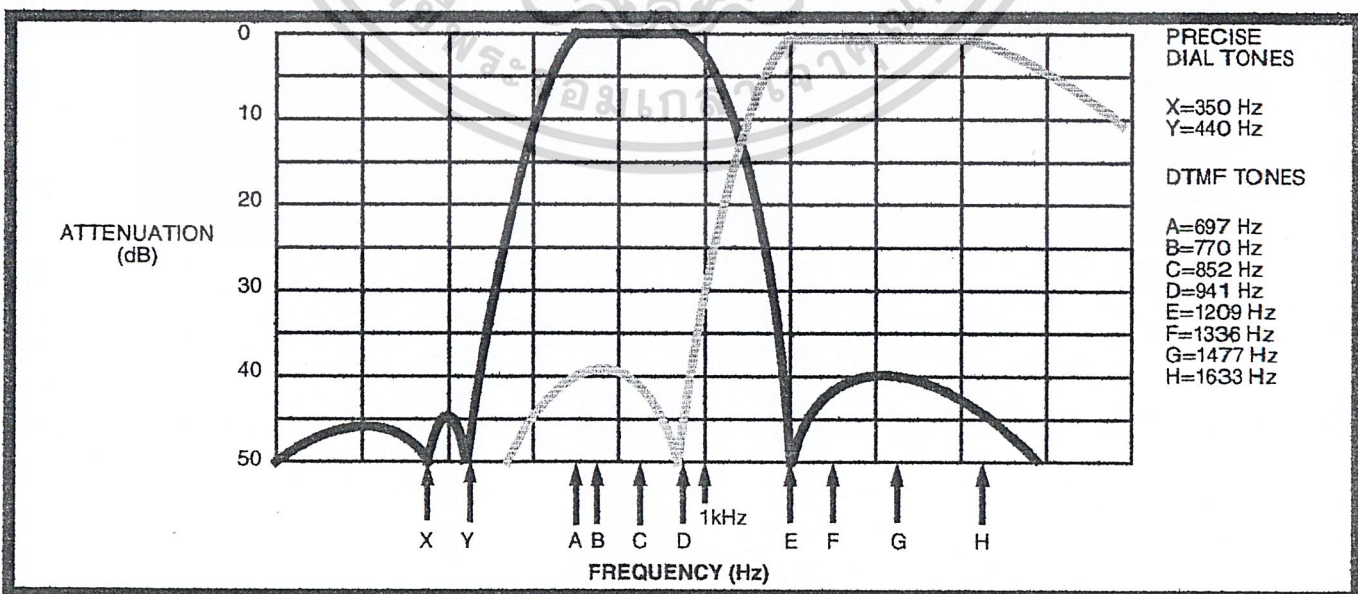


Figure 3 - Filter Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

condition is maintained (ESt remains high) for the validation period (t_{GTP}), v_c reaches the threshold (V_{TSI}) of the steering logic to register the tone pair, latching its corresponding 4-bit code (see Table 1) into the output latch. At this point the GT output is activated and drives v_c to V_{DD} . GT continues to drive high as long as ESt remains high. Finally, after a short delay to allow the output latch to settle, the delayed steering output flag (StD) goes high, signalling that a received tone pair has been registered. The contents of the output latch are made available on the 4-bit output bus by raising the three state control input (TOE) to a logic high. The steering circuit works in reverse to validate the interdigit pause between signals. Thus, as well as rejecting signals too short to be considered valid, the receiver will tolerate signal interruptions (dropout) too short to be considered a valid pause. This facility, together with the capability of selecting the steering time constants externally, allows the designer to tailor performance to meet a wide variety of system requirements.

Guard Time Adjustment

In many situations not requiring selection of tone duration and interdigital pause, the simple steering circuit shown in Figure 4 is applicable. Component values are chosen according to the formula:

$$t_{REC} = t_{DP} + t_{GTP}$$

$$t_{ID} = t_{DA} + t_{GTA}$$

The value of t_{DP} is a device parameter (see Figure 11) and t_{REC} is the minimum signal duration to be recognized by the receiver. A value for C of 0.1 μ F is

Digit	TOE	INH	ESt	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁
ANY	L	X	H	Z	Z	Z	Z
1	H	X	H	0	0	0	1
2	H	X	H	0	0	1	0
3	H	X	H	0	0	1	1
4	H	X	H	0	1	0	0
5	H	X	H	0	1	0	1
6	H	X	H	0	1	1	0
7	H	X	H	0	1	1	1
8	H	X	H	1	0	0	0
9	H	X	H	1	0	0	1
0	H	X	H	1	0	1	0
*	H	X	H	1	0	1	1
#	H	X	H	1	1	0	0
A	H	L	H	1	1	0	1
B	H	L	H	1	1	1	0
C	H	L	H	1	1	1	1
D	H	L	H	0	0	0	0
A	H	H	L	undetected, the output code will remain the same as the previous detected code			
B	H	H	L				
C	H	H	L				
D	H	H	L				

Table 1. Functional Decode Table

L=LOGIC LOW, H=LOGIC HIGH, Z=HIGH IMPEDANCE
X = DON'T CARE

recommended for most applications, leaving R to be selected by the designer.

Different steering arrangements may be used to select independently the guard times for tone present (t_{GTP}) and tone absent (t_{GTA}). This may be necessary to meet system specifications which place both accept and reject limits on both tone duration and interdigital pause. Guard time adjustment also allows the designer to tailor system parameters such as talk off and noise immunity. Increasing t_{REC} improves talk-off performance since it reduces the probability that tones simulated by speech will maintain signal condition long enough to be registered. Alternatively, a relatively short t_{REC} with a long t_{DO} would be appropriate for extremely noisy environments where fast acquisition time and immunity to tone drop-outs are required. Design information for guard time adjustment is shown in Figure 5.

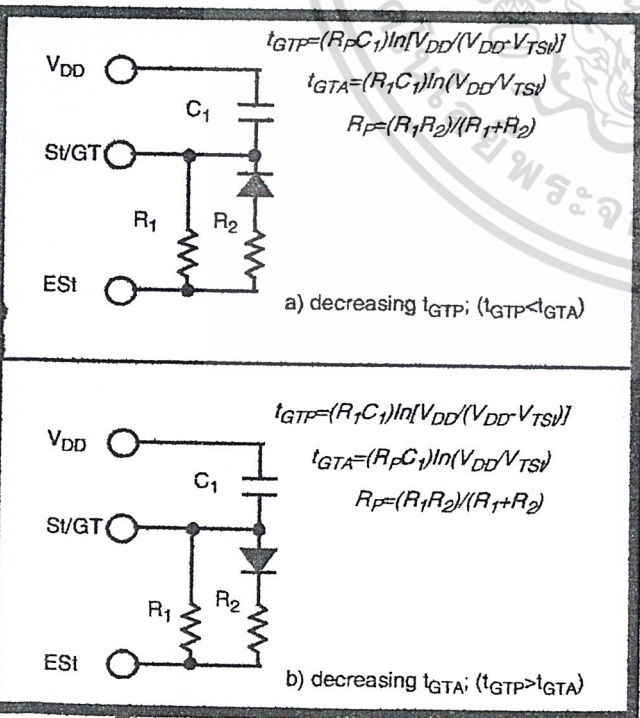


Figure 5 - Guard Time Adjustment

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power-down and Inhibit Mode

A logic high applied to pin 6 (PWDN) will power down the device to minimize the power consumption in a standby mode. It stops the oscillator and the functions of the filters.

Inhibit mode is enabled by a logic high input to the pin 5 (INH). It inhibits the detection of tones representing characters A, B, C, and D. The output code will remain the same as the previous detected code (see Table 1).

Differential Input Configuration

The input arrangement of the MT8870D/MT8870D-1 provides a differential-input operational amplifier as well as a bias source (V_{Ref}) which is used to bias the inputs at mid-rail. Provision is made for connection of a feedback resistor to the op-amp output (GS) for adjustment of gain. In a single-ended configuration, the input pins are connected as shown in Figure 10 with the op-amp connected for unity gain and V_{Ref} biasing the input at $1/2V_{DD}$. Figure 6 shows the differential configuration, which permits the adjustment of gain with the feedback resistor R_5 .

Crystal Oscillator

The internal clock circuit is completed with the addition of an external 3.579545 MHz crystal and is normally connected as shown in Figure 10 (Single-Ended Input Configuration). However, it is possible to configure several MT8870D/MT8870D-1 devices employing only a single oscillator crystal. The oscillator output of the first device in the chain is coupled through a 30 pF capacitor to the oscillator input (OSC1) of the next device. Subsequent devices are connected in a similar fashion. Refer to Figure 7 for details. The problems associated with unbalanced loading are not a concern with the arrangement shown, i.e., precision balancing capacitors are not required.

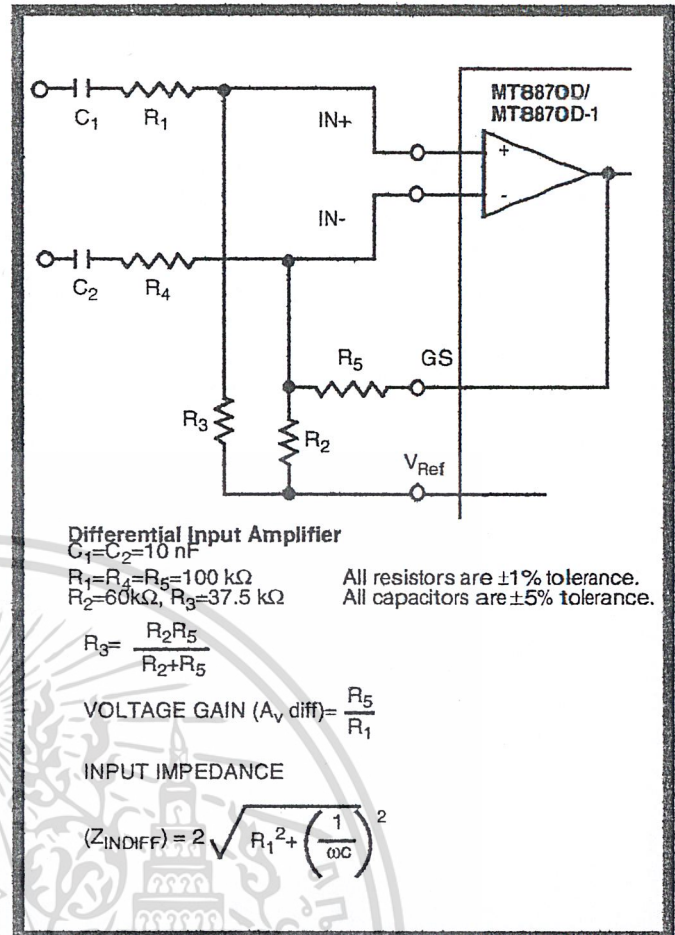


Figure 6 - Differential Input Configuration

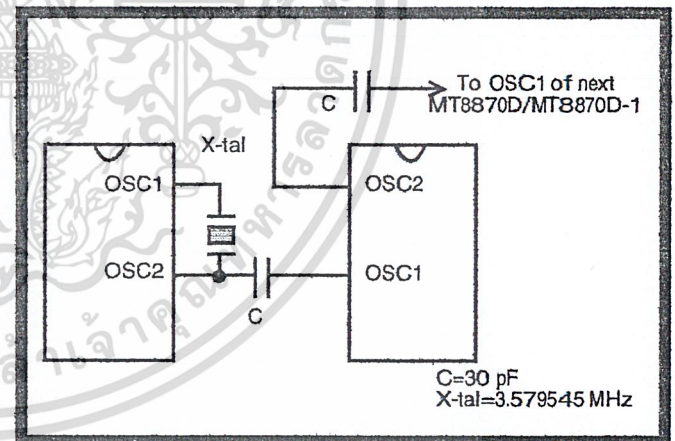


Figure 7 - Oscillator Connection

Parameter	Unit	Resonator
R1	Ohms	10.752
L1	mH	.432
C1	pF	4.984
C0	pF	37.915
Qm	-	896.37
Δf	%	±0.2%

Table 2. Recommended Resonator Specifications

Note: Qm=quality factor of RLC model, i.e., $1/2\pi fR1C1$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications

RECEIVER SYSTEM FOR BRITISH TELECOM
SPEC POR 1151

The circuit shown in Fig. 9 illustrates the use of MT8870D-1 device in a typical receiver system. BT Spec defines the input signals less than -34 dBm as the non-operate level. This condition can be attained by choosing a suitable values of R₁ and R₂ to provide 3 dB attenuation, such that -34 dBm input signal will correspond to -37 dBm at the gain setting in GS of MT8870D-1. As shown in the diagram, the component values of R₃ and C₂ are the guard time requirements when the total component tolerance is 5%. For better performance, it is recommended to use the non-symmetric guard time circuit in Fig. 8.

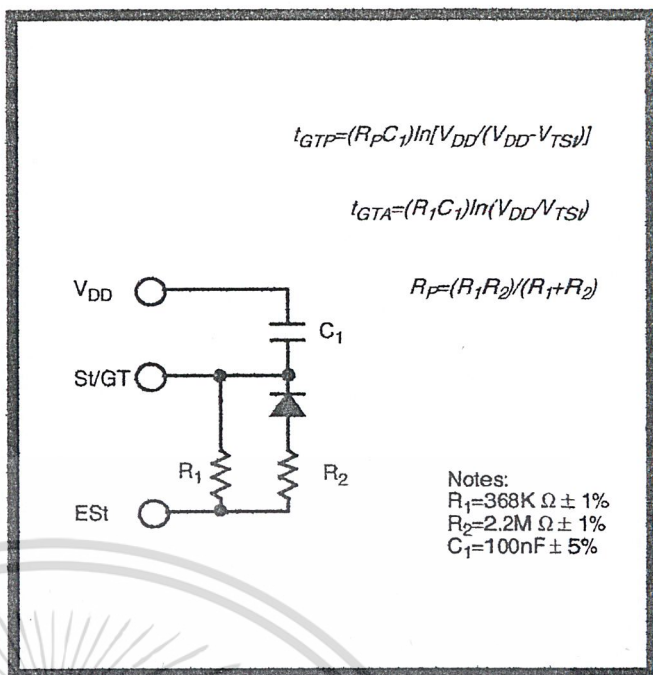


Figure 8 - Non-Symmetric Guard Time Circuit

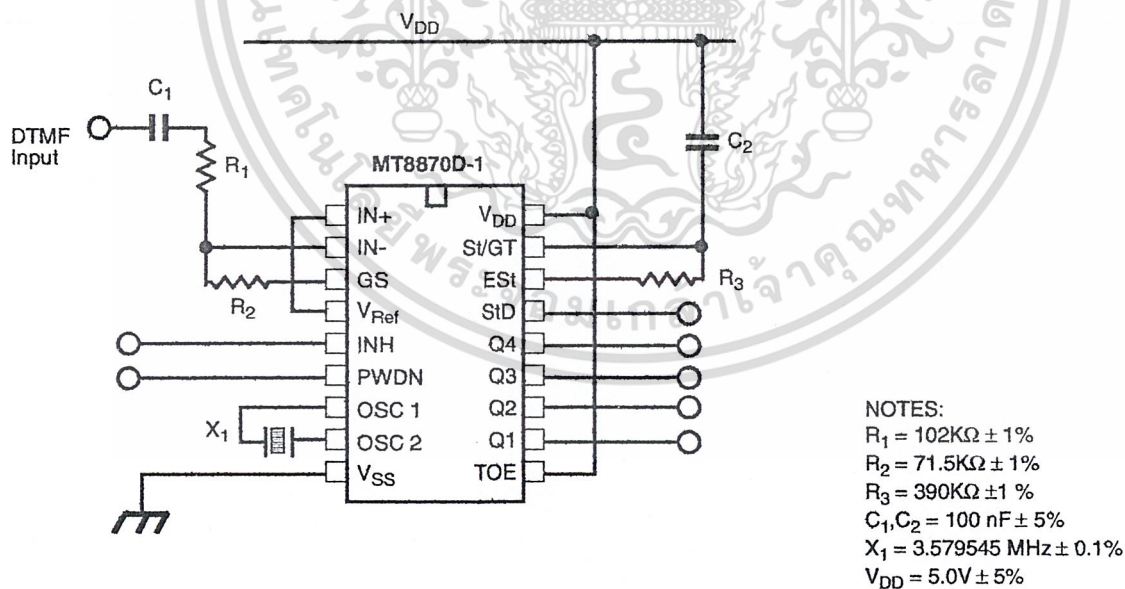


Figure 9 - Single-Ended Input Configuration for BT or CEPT Spec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

Operating Characteristics - $V_{DD}=5.0V\pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, unless otherwise stated.
Gain Setting Amplifier

	Characteristics	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Test Conditions
1	Input leakage current	I_{IN}			100	nA	$V_{SS} \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
2	Input resistance	R_{IN}	10			M Ω	
3	Input offset voltage	V_{OS}			25	mV	
4	Power supply rejection	PSRR	50			dB	1 kHz
5	Common mode rejection	CMRR	40			dB	$0.75 V \leq V_{IN} \leq 4.25 V$ biased at $V_{Ref}=2.5 V$
6	DC open loop voltage gain	A_{VOL}	32			dB	
7	Unity gain bandwidth	f_C	0.30			MHz	
8	Output voltage swing	V_O	4.0			V_{pp}	Load $\geq 100 k\Omega$ to V_{SS} @ GS
9	Maximum capacitive load (GS)	C_L			100	pF	
10	Resistive load (GS)	R_L			50	k Ω	
11	Common mode range	V_{CM}	2.5			V_{pp}	No Load

MT8870D AC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V \pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, using Test Circuit shown in Figure 10.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Notes*
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-29		+1	dBm	1,2,3,5,6,9
			27.5		869	mV _{RMS}	1,2,3,5,6,9
2	Negative twist accept				8	dB	2,3,6,9,12
3	Positive twist accept				8	dB	2,3,6,9,12
4	Frequency deviation accept		$\pm 1.5\% \pm 2$ Hz				2,3,5,9
5	Frequency deviation reject		$\pm 3.5\%$				2,3,5,9
6	Third tone tolerance			-16		dB	2,3,4,5,9,10
7	Noise tolerance			-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
8	Dial tone tolerance			+22		dB	2,3,4,5,8,9,11

* Typical figures are at 25 °C and are for design aid only; not guaranteed and not subject to production testing.

- NOTES**
1. dBm= decibels above or below a reference power of 1 mW into a 600 ohm load.
 2. Digit sequence consists of all DTMF tones.
 3. Tone duration= 40 ms, tone pause= 40 ms.
 4. Signal condition consists of nominal DTMF frequencies.
 5. Both tones in composite signal have an equal amplitude.
 6. Tone pair is deviated by $\pm 1.5\% \pm 2$ Hz.
 7. Bandwidth limited (3 kHz) Gaussian noise.
 8. The precise dial tone frequencies are (350 Hz and 440 Hz) $\pm 2\%$.
 9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
 0. Referenced to lowest level frequency component in DTMF signal.
 1. Referenced to the minimum valid accept level.
 2. Guaranteed by design and characterization.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MT8870D-1 AC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V\pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, using Test Circuit shown in Figure 10.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Notes*
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-31		+1	dBm	Tested at $V_{DD}=5.0V$ 1,2,3,5,6,9
			21.8		869	mV _{RMS}	
2	Input Signal Level Reject		-37			dBm	Tested at $V_{DD}=5.0V$ 1,2,3,5,6,9
			10.9			mV _{RMS}	
3	Negative twist accept				8	dB	2,3,6,9,13
4	Positive twist accept				8	dB	2,3,6,9,13
5	Frequency deviation accept		$\pm 1.5\% \pm 2$ Hz				2,3,5,9
6	Frequency deviation reject		$\pm 3.5\%$				2,3,5,9
7	Third zone tolerance			-18.5		dB	2,3,4,5,9,12
8	Noise tolerance			-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
9	Dial tone tolerance			+22		dB	2,3,4,5,8,9,11

‡ Typical figures are at 25 °C and are for design aid only; not guaranteed and not subject to production testing.

***NOTES**

1. dBm= decibels above or below a reference power of 1 mW into a 600 ohm load.
2. Digit sequence consists of all DTMF tones.
3. Tone duration= 40 ms, tone pause= 40 ms.
4. Signal condition consists of nominal DTMF frequencies.
5. Both tones in composite signal have an equal amplitude.
6. Tone pair is deviated by $\pm 1.5\% \pm 2$ Hz.
7. Bandwidth limited (3 kHz) Gaussian noise.
8. The precise dial tone frequencies are (350 Hz and 440 Hz) $\pm 2\%$.
9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
10. Referenced to lowest level frequency component in DTMF signal.
11. Referenced to the minimum valid accept level.
12. Referenced to Fig. 10 input DTMF tone level at -25dBm (-28dBm at GS Pin) interference frequency range between 480-3400Hz.
13. Guaranteed by design and characterization.

AC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V\pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_o \leq +85^{\circ}C$, using Test Circuit shown in Figure 10.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [†]	Max	Units	Conditions	
1	T I M I N G	Tone present detect time	t_{DP}	5	11	14	ms	Note 1
2		Tone absent detect time	t_{DA}	0.5	4	8.5	ms	Note 1
3		Tone duration accept	t_{REC}			40	ms	Note 2
4		Tone duration reject	$t_{\overline{REC}}$	20			ms	Note 2
5		Interdigit pause accept	t_{ID}			40	ms	Note 2
6		Interdigit pause reject	t_{DO}	20			ms	Note 2
7	O U T P U T S	Propagation delay (St to Q)	t_{PQ}		8	11	μs	$TOE=V_{DD}$
8		Propagation delay (St to StD)	t_{PSID}		12	16	μs	$TOE=V_{DD}$
9		Output data set up (Q to StD)	t_{QSID}		3.4		μs	$TOE=V_{DD}$
10		Propagation delay (TOE to Q ENABLE)	t_{PTE}		50		ns	load of 10 k Ω , 50 pF
11		Propagation delay (TOE to Q DISABLE)	t_{PTD}		300		ns	load of 10 k Ω , 50 pF
12	P D W N	Power-up time	t_{PU}		30		ms	Note 3
13		Power-down time	t_{PD}		20		ms	
14	C L O C K	Crystal/clock frequency	f_C	3.5759	3.5795	3.5831	MHz	
15		Clock input rise time	t_{LHCL}			110	ns	Ext. clock
16		Clock input fall time	t_{HLCL}			110	ns	Ext. clock
17		Clock input duty cycle	DC_{CL}	40	50	60	%	Ext. clock
18		Capacitive load (OSC2)	C_{LO}			30	pF	

[†] Typical figures are at 25°C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

NOTES:

- Used for guard-time calculation purposes only.
- These, user adjustable parameters, are not device specifications. The adjustable settings of these minimums and maximums are recommendations based upon network requirements.
- With valid tone present at input, t_{PU} equals time from PDWN going low until Est going high.

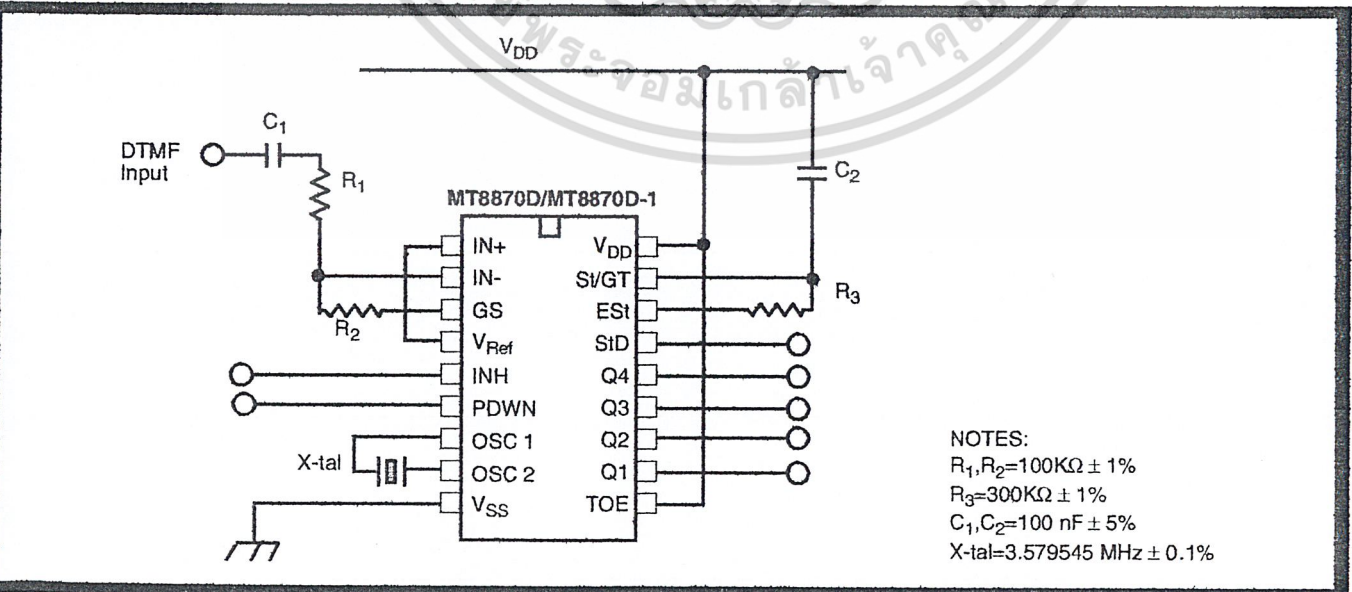
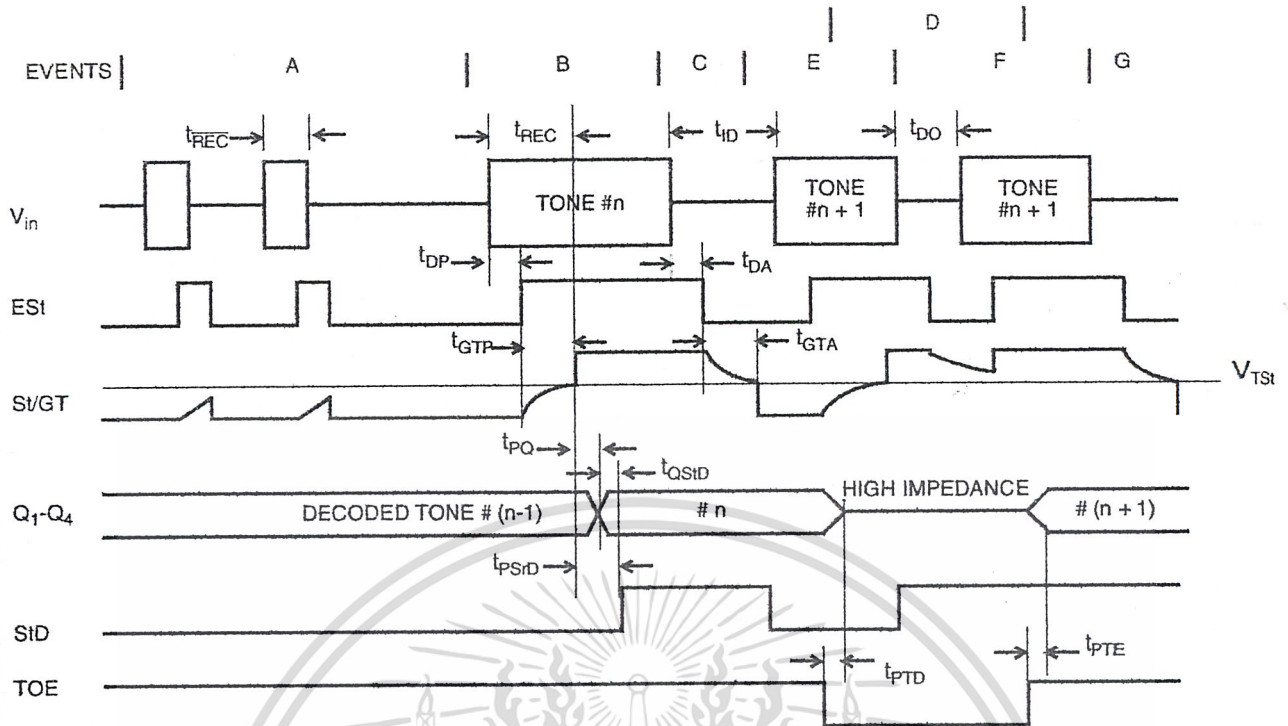


Figure 10 - Single-Ended Input Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถมีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



EXPLANATION OF EVENTS

- A) TONE BURSTS DETECTED, TONE DURATION INVALID, OUTPUTS NOT UPDATED.
- B) TONE #n DETECTED, TONE DURATION VALID, TONE DECODED AND LATCHED IN OUTPUTS
- C) END OF TONE #n DETECTED, TONE ABSENT DURATION VALID, OUTPUTS REMIAN LATCHED UNTIL NEXT VALID TONE.
- D) OUTPUTS SWITCHED TO HIGH IMPEDANCE STATE.
- E) TONE #n + 1 DETECTED, TONE DURATION VALID, TONE DECODED AND LATCHED IN OUTPUTS (CURRENTLY HIGH IMPEDANCE).
- F) ACCEPTABLE DROPOUT OF TONE #n + 1, TONE ABSENT DURATION INVALID, OUTPUTS REMAIN LATCHED.
- G) END OF TONE #n + 1 DETECTED, TONE ABSENT DURATION VALID, OUTPUTS REMAIN LATCHED UNTIL NEXT VALID TONE.

EXPLANATION OF SYMBOLS

- V_{in} DTMF COMPOSITE INPUT SIGNAL.
- EST EARLY STEERING OUTPUT. INDICATES DETECTION OF VALID TONE FREQUENCIES.
- SV/GT STEERING INPUT/GUARD TIME OUTPUT. DRIVES EXTERNAL RC TIMING CIRCUIT.
- Q₁-Q₄ 4-BIT DECODED TONE OUTPUT.
- SID DELAYED STEERING OUTPUT. INDICATES THAT VALID FREQUENCIES HAVE BEEN PRESENT/ABSENT FOR THE REQUIRED GUARD TIME THUS CONSTITUTING A VALID SIGNAL.
- TOE TONE OUTPUT ENABLE (INPUT). A LOW LEVEL SHIFTS Q₁-Q₄ TO ITS HIGH IMPEDANCE STATE.
- t_{REC} MAXIMUM DTMF SIGNAL DURATION NOT DETECTED AS VALID
- t_{REC} MINIMUM DTMF SIGNAL DURATION REQUIRED FOR VALID RECOGNITION
- t_{ID} MAXIMUM TIME BETWEEN VALID DTMF SIGNALS.
- t_{DO} MAXIMUM ALLOWABLE DROP OUT DURING VALID DTMF SIGNAL.
- t_{DP} TIME TO DETECT THE PRESENCE OF VALID DTMF SIGNALS.
- t_{DA} TIME TO DETECT THE ABSENCE OF VALID DTMF SIGNALS.
- t_{GTP} GUARD TIME, TONE PRESENT.
- t_{GTA} GUARD TIME, TONE ABSENT.

Figure 11 - Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Notes:



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LMC567 Low Power Tone Decoder

General Description

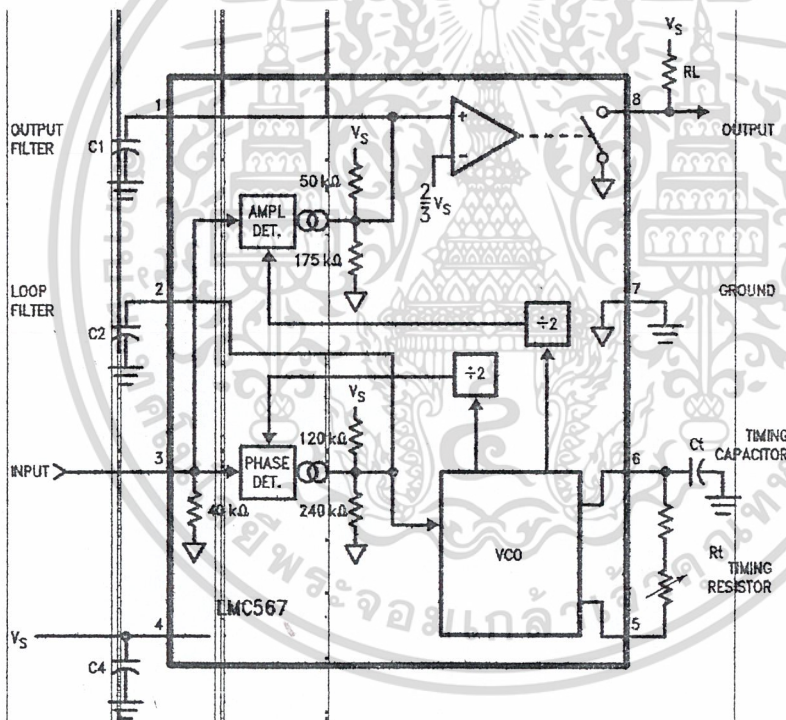
The LMC567 is a low power general purpose LCMCOST™ tone decoder which is functionally similar to the industry standard LM567. It consists of a twice frequency voltage-controlled oscillator (VCO) and quadrature dividers which establish the reference signals for phase and amplitude detectors. The phase detector and VCO form a phase-locked loop (PLL) which locks to an input signal frequency which is within the control range of the VCO. When the PLL is locked and the input signal amplitude exceeds an internally pre-set threshold, a switch to ground is activated on the output pin. External components set up the oscillator to run at twice the input frequency and determine the phase and amplitude filter time constants.

Features

- Functionally similar to LM567
- 2V to 9V supply voltage range
- Low supply current drain
- No increase in current with output activated
- Operates to 500 kHz input frequency
- High oscillator stability
- Ground-referenced input
- Hysteresis added to amplitude comparator
- Out-of-band signals and noise rejected
- 20 mA output current capability

LMCOST™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

Block Diagram (with External Components)



Order Number LMC567CM or LMC567CN
See NS Package Number M08A or N08E

TL/H/8670-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Input Voltage, Pin 3	2 V _{p-p}
Supply Voltage, Pin 4	10V
Output Voltage, Pin 8	13V
Voltage at All Other Pins	V _s to Gnd
Output Current, Pin 8	30 mA
Package Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range (T _A)	-25°C to +125°C

Storage Temperature Range -55°C to +150°C

Soldering Information

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

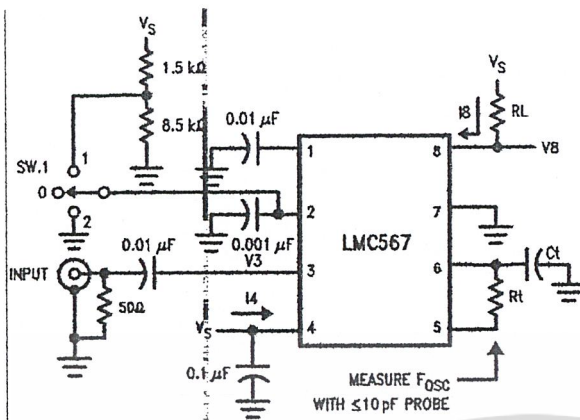
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics

Test Circuit, T_A = 25°C, V_s = 5V, RtCt #2, Sw. 1 Pos. 0, and no input, unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
I ₄	Power Supply Current	RtCt #1, Quiescent or Activated	V _s = 2V	0.3		mAdc	
			V _s = 5V	0.5	0.8		
			V _s = 9V	0.8	1.3		
V ₃	Input D.C. Bias		0			mVdc	
R ₃	Input Resistance		40			kΩ	
I ₈	Output Leakage		1	100		nAdc	
f ₀	Center Frequency, F _{osc} ÷ 2	RtCt #2, Measure Oscillator Frequency and Divide by 2	V _s = 2V	98		kHz	
			V _s = 5V	92	103		113
			V _s = 9V	105			
Δf ₀	Center Frequency Shift with Supply	$\frac{f_{0 9V} - f_{0 2V}}{7 f_{0 5V}} \times 100$		1.0	2.0	%/V	
V _{in}	Input Threshold	Set Input Frequency Equal to f ₀ Measured Above, Increase Input Level Until Pin 8 Goes Low.	V _s = 2V	11	20	27	mVrms
			V _s = 5V	17	30	45	
			V _s = 9V	45			
ΔV _{in}	Input Hysteresis	Starting at Input Threshold, Decrease Input Level Until Pin 8 goes High.		1.5		mVrms	
V ₈	Output 'Sat' Voltage	Input Level > Threshold Choose RL for Specified I ₈	I ₈ = 2 mA	0.06	0.15	Vdc	
			I ₈ = 20 mA	0.7			
L.D.B.W.	Largest Detection Bandwidth	Measure F _{osc} with Sw. 1 in Pos. 0, 1, and 2; $L.D.B.W. = \frac{F_{osc P2} - F_{osc P1}}{F_{osc P0}} \times 100$	V _s = 2V	7	11	15	%
			V _s = 5V	11	14	17	
			V _s = 9V	15			
ΔBW	Bandwidth Skew	$Skew = \left(\frac{F_{osc P2} + F_{osc P1}}{2 F_{osc P0}} - 1 \right) \times 100$		0	±1.0	%	
f _{max}	Highest Center Freq.	RtCt #3, Measure Oscillator Frequency and Divide by 2		700		kHz	
V _{in}	Input Threshold at f _{max}	Set Input Frequency Equal to f _{max} measured Above, Increase Input Level Until Pin 8 goes Low.		35		mVrms	

Test Circuit

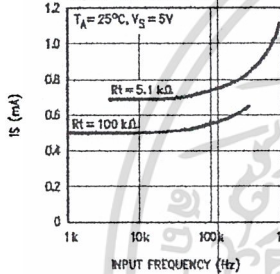


RtCt	Rt	Ct
#1	100k	300 pF
#2	10k	300 pF
#3	5.1k	62 pF

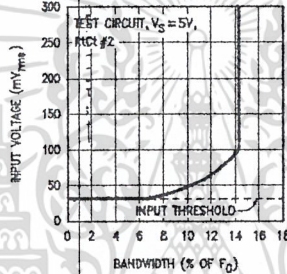
TL/H/6670-2

Typical Performance Characteristics

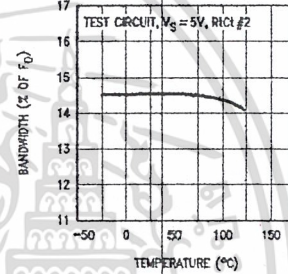
Supply Current vs. Operating Frequency



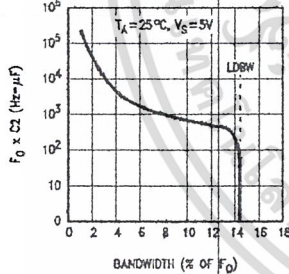
Bandwidth vs. Input Signal Level



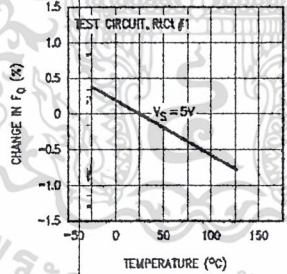
Largest Detection Bandwidth vs. Temp.



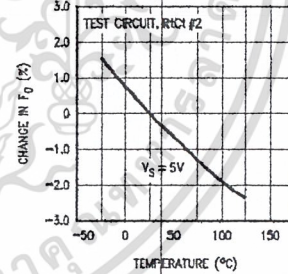
Bandwidth as a Function of C2



Frequency Drift with Temperature



Frequency Drift with Temperature



TL/H/6670-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (refer to Block Diagram)

GENERAL

The LMC567 low power tone decoder can be operated at supply voltages of 2V to 9V and at input frequencies ranging from 1 Hz up to 500 kHz.

The LMC567 can be directly substituted in most LM567 applications with the following provisions:

1. Oscillator timing capacitor C_t must be halved to double the oscillator frequency relative to the input frequency (See OSCILLATOR TIMING COMPONENTS).
2. Filter capacitors C_1 and C_2 must be reduced by a factor of 8 to maintain the same filter time constants.
3. The output current demanded of pin 8 must be limited to the specified capability of the LMC567.

OSCILLATOR TIMING COMPONENTS

The voltage-controlled oscillator (VCO) on the LMC567 must be set up to run at twice the frequency of the input signal tone to be decoded. The center frequency of the VCO is set by timing resistor R_t and timing capacitor C_t connected to pins 5 and 6 of the IC. The center frequency as a function of R_t and C_t is given by:

$$F_{osc} \approx \frac{1}{1.4 R_t C_t} \text{ Hz}$$

Since this will cause an input tone of half F_{osc} to be decoded,

$$F_{input} \approx \frac{1}{2.8 R_t C_t} \text{ Hz}$$

This equation is accurate at low frequencies; however, above 50 kHz ($F_{osc} = 100$ kHz), internal delays cause the actual frequency to be lower than predicted.

The choice of R_t and C_t will be a tradeoff between supply current and practical capacitor values. An additional supply current component is introduced due to R_t being switched to V_s every half cycle to charge C_t :

$$I_s \text{ due to } R_t = V_s / (4R_t)$$

Thus the supply current can be minimized by keeping R_t as large as possible (see supply current vs. operating frequency curves). However, the desired frequency will dictate an $R_t C_t$ product such that increasing R_t will require a smaller C_t . Below $C_t = 100$ pF, circuit board stray capacitances begin to play a role in determining the oscillation frequency which ultimately limits the minimum C_t .

To allow for I.C. and component value tolerances, the oscillator timing components will require a trim. This is generally accomplished by using a variable resistor as part of R_t , although C_t could also be padded. The amount of initial frequency variation due to the LMC567 itself is given in the electrical specifications; the total trim range must also accommodate the tolerances of R_t and C_t .

SUPPLY DECOUPLING

The decoupling of supply pin 4 becomes more critical at high supply voltages with high operating frequencies, requiring C_4 to be placed as close as possible to pin 4.

INPUT PIN

The input pin 3 is internally ground-referenced with a nominal 40 k Ω resistor. Signals which are already centered on 0V may be directly coupled to pin 3; however, any d.c. potential must be isolated via a coupling capacitor. Inputs of multiple LMC567 devices can be paralleled without individual d.c. isolation.

LOOP FILTER

Pin 2 is the combined output of the phase detector and control input of the VCO for the phase-locked loop (PLL). Capacitor C_2 in conjunction with the nominal 80 k Ω pin 2 internal resistance forms the loop filter.

For small values of C_2 , the PLL will have a fast acquisition time and the pull-in range will be set by the built in VCO frequency stops, which also determine the largest detection bandwidth (LDBW). Increasing C_2 results in improved noise immunity at the expense of acquisition time, and the pull-in range will begin to become narrower than the LDBW (see Bandwidth as a Function of C_2 curve). However, the maximum hold-in range will always equal the LDBW.

OUTPUT FILTER

Pin 1 is the output of a negative-going amplitude detector which has a nominal 0 signal output of $7/9 V_s$. When the PLL is locked to the input, an increase in signal level causes the detector output to move negative. When pin 1 reaches $2/3 V_s$ the output is activated (see OUTPUT PIN).

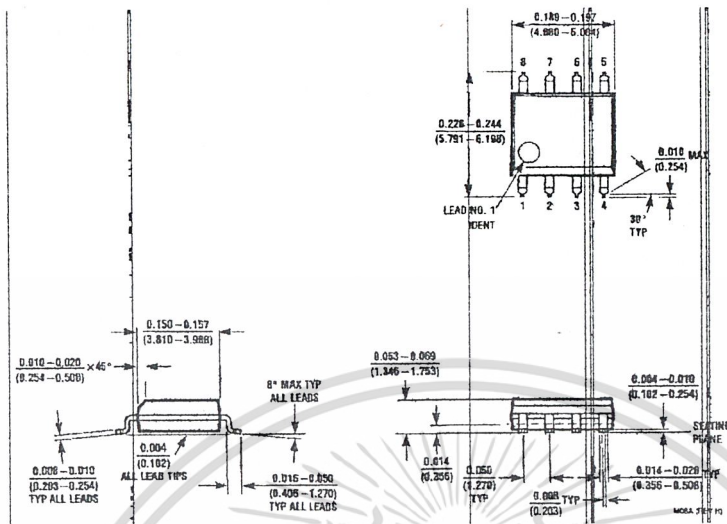
Capacitor C_1 in conjunction with the nominal 40 k Ω pin 1 internal resistance forms the output filter. The size of C_1 is a tradeoff between slew rate and carrier ripple at the output comparator. Low values of C_1 produce the least delay between the input and output for tone burst applications, while larger values of C_1 improve noise immunity.

Pin 1 also provides a means for shifting the input threshold higher or lower by connecting an external resistor to supply or ground. However, reducing the threshold using this technique increases sensitivity to pin 1 carrier ripple and also results in more part to part threshold variation.

OUTPUT PIN

The output at pin 8 is an N-channel FET switch to ground which is activated when the PLL is locked and the input tone is of sufficient amplitude to cause pin 1 to fall below $2/3 V_s$. Apart from the obvious current component due to the external pin 8 load resistor, no additional supply current is required to activate the switch. The on resistance of the switch is inversely proportional to supply; thus the "sat" voltage for a given output current will increase at lower supplies.

Physical Dimensions inches (millimeters)

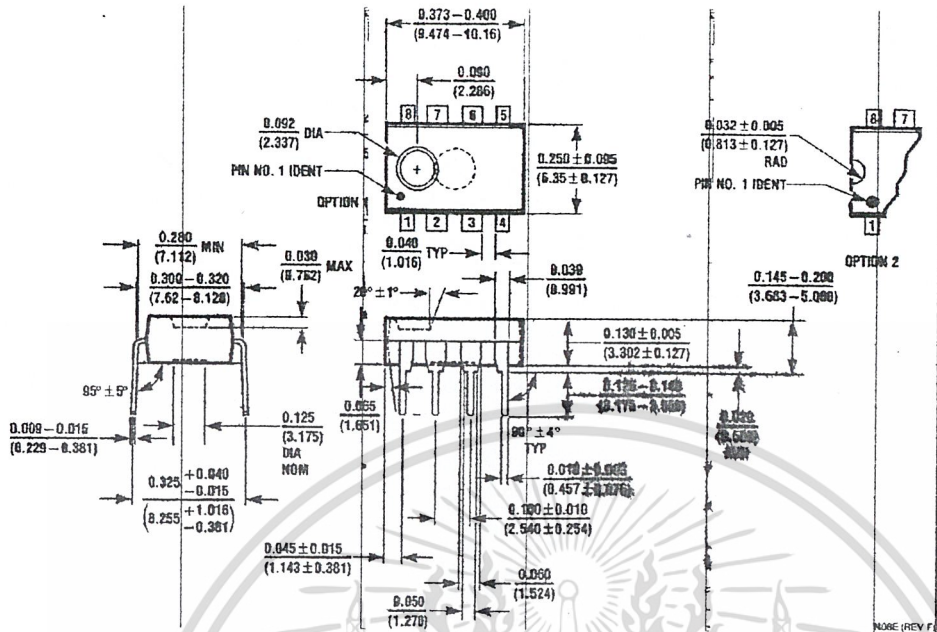


Molded Small Outline (SO) Package (M)
Order Number LMC567CM
NS Package Number MO8A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

Lit. # 108451



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LMC567CN
NS Package Number N08E

NOTE (REV. F)

LIFE SUPPORT POLICY

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

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



National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7016

National Semiconductor Europe
F&C: (+49) 0-180-530 95 85
Email: cnjw@europe.nsc.com
Deutsch: Tel: (+49) 0-180-530 95 85
English: Tel: (+49) 0-180-532 78 92
Français: Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano: Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



TDA7000 FM radio circuit

Product specification
File under Integrated Circuits, IC01

May 1992



FM radio circuit

TDA7000

GENERAL DESCRIPTION

The TDA7000 is a monolithic integrated circuit for mono FM portable radios, where a minimum on peripheral components is important (small dimensions and low costs).

The IC has an FLL (Frequency-Locked-Loop) system with an intermediate frequency of 70 kHz. The i.f. selectivity is obtained by active RC filters. The only function which needs alignment is the resonant circuit for the oscillator, thus selecting the reception frequency. Spurious reception is avoided by means of a mute circuit, which also eliminates too noisy input signals. Special precautions are taken to meet the radiation requirements.

The TDA7000 includes the following functions:

- R.F. input stage
- Mixer
- Local oscillator
- I.F. amplifier/limiter
- Phase demodulator
- Mute detector
- Mute switch

QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage range (pin 5)	V_P	2,7 to 10 V
Supply current at $V_P = 4,5$ V	I_P	typ. 8 mA
R.F. input frequency range	f_{IF}	1,5 to 110 MHz
Sensitivity for -3 dB limiting (e.m.f. voltage) (source impedance: 75 Ω ; mute disabled)	EMF	typ. 1,5 μ V
Signal handling (e.m.f. voltage) (source impedance: 75 Ω)	EMF	typ. 200 mV
A.F. output voltage at $R_L = 22$ k Ω	V_o	typ. 75 mV

PACKAGE OUTLINE

18-lead DIL; plastic (SOT102HE); SOT102-1; 1996 July 24.

FM radio circuit

TDA7000

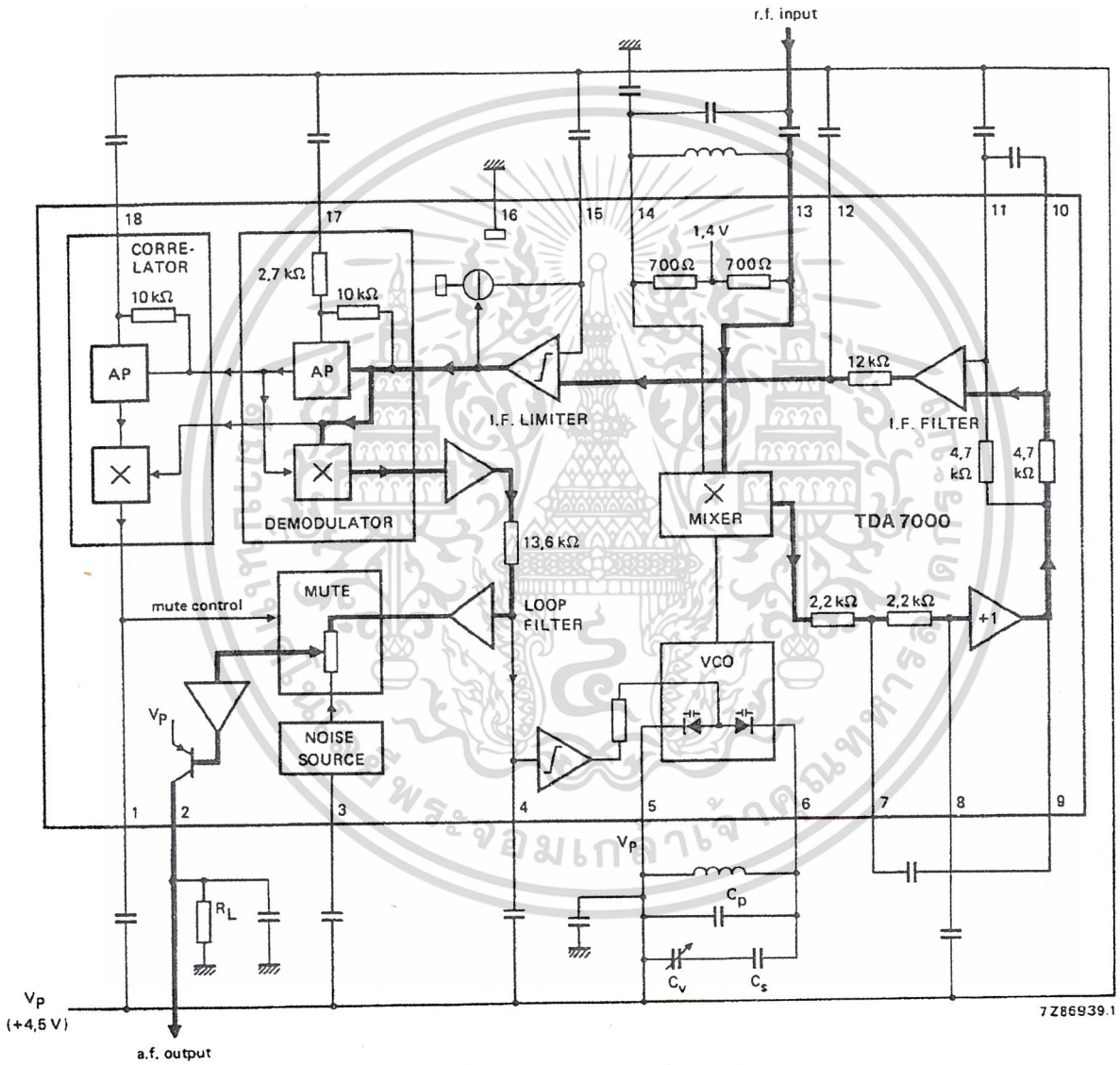


Fig.1 Block diagram.

May 1992 สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 3 ารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

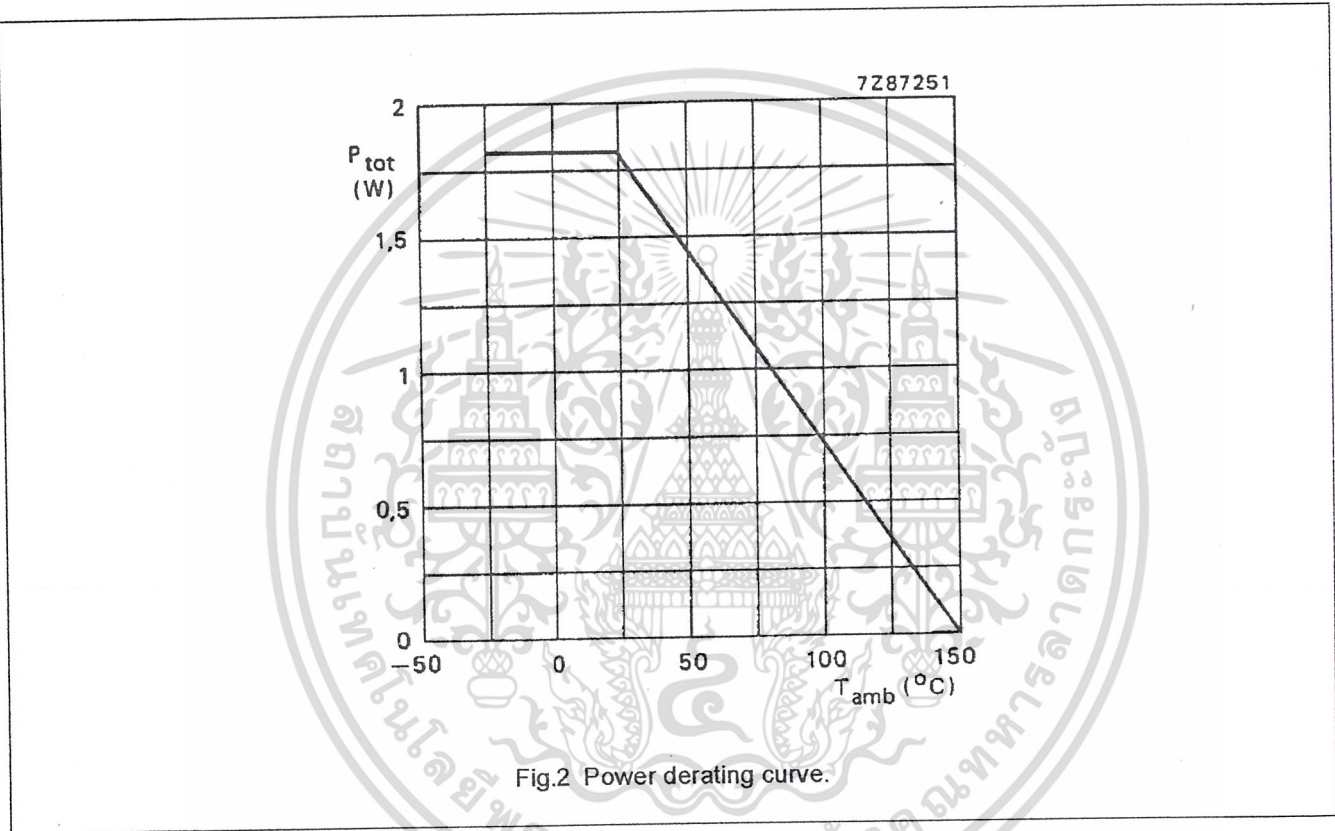
FM radio circuit

TDA7000

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage (pin 5)	V_P	max.	12 V
Oscillator voltage (pin 6)	V_{6-5}	$V_P - 0,5$ to $V_P + 0,5$ V	
Total power dissipation		see derating curve Fig.2	
Storage temperature range	T_{stg}		-55 to +150 °C
Operating ambient temperature range	T_{amb}		0 to +60 °C



D.C. CHARACTERISTICS

$V_P = 4,5$ V; $T_{amb} = 25$ °C; measured in Fig.4; unless otherwise specified

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply voltage (pin 5)	V_P	2,7	4,5	10	V
Supply current at $V_P = 4,5$ V	I_P	-	8	-	mA
Oscillator current (pin 6)	I_6	-	280	-	μ A
Voltage at pin 14	V_{14-16}	-	1,35	-	V
Output current at pin 2	I_2	-	60	-	μ A
Voltage at pin 2; $R_L = 22$ k Ω	V_{2-16}	-	1,3	-	V

FM radio circuit

TDA7000

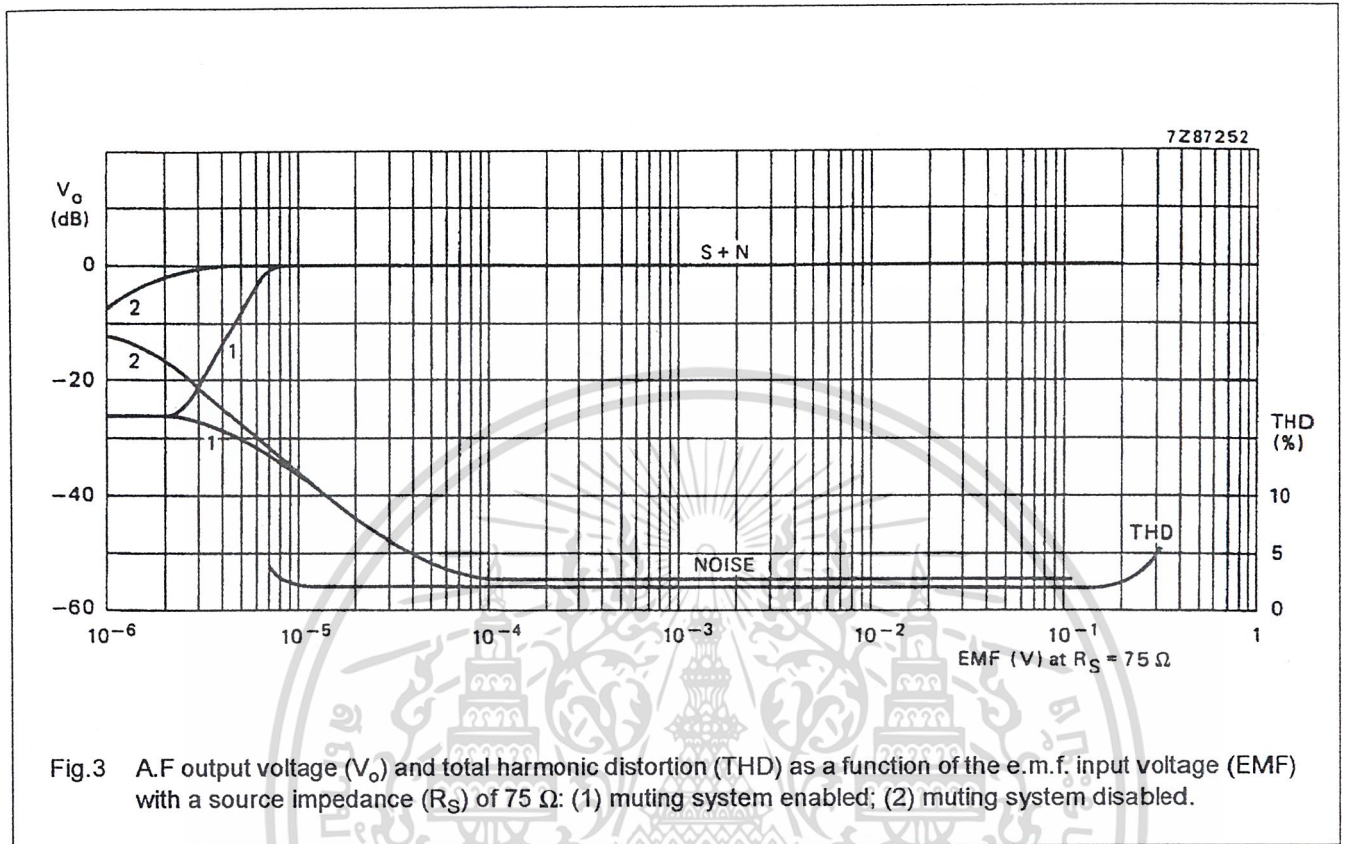
A.C. CHARACTERISTICS

$V_P = 4,5 \text{ V}$; $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; measured in Fig.4 (mute switch open, enabled); $f_{ff} = 96 \text{ MHz}$ (tuned to max. signal at $5 \text{ } \mu\text{V}$ e.m.f.) modulated with $\Delta f = \pm 22,5 \text{ kHz}$; $f_m = 1 \text{ kHz}$; EMF = $0,2 \text{ mV}$ (e.m.f. voltage at a source impedance of $75 \text{ } \Omega$); r.m.s. noise voltage measured unweighted ($f = 300 \text{ Hz}$ to 20 kHz); unless otherwise specified.

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Sensitivity (see Fig.3) (e.m.f. voltage) for -3 dB limiting; muting disabled	EMF	—	1,5	—	μV
for -3 dB muting	EMF	—	6	—	μV
for $S/N = 26 \text{ dB}$	EMF	—	5,5	—	μV
Signal handling (e.m.f. voltage) for $\text{THD} < 10\%$; $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$	EMF	—	200	—	mV
Signal-to-noise ratio	S/N	—	60	—	dB
Total harmonic distortion at $\Delta f = \pm 22,5 \text{ kHz}$	THD	—	0,7	—	%
at $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$	THD	—	2,3	—	%
AM suppression of output voltage (ratio of the AM output signal referred to the FM output signal) FM signal: $f_m = 1 \text{ kHz}$; $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$ AM signal: $f_m = 1 \text{ kHz}$; $m = 80\%$	AMS	—	50	—	dB
Ripple rejection ($\Delta V_P = 100 \text{ mV}$; $f = 1 \text{ kHz}$)	RR	—	10	—	dB
Oscillator voltage (r.m.s. value) at pin 6	$V_{6-5(\text{rms})}$	—	250	—	mV
Variation of oscillator frequency with supply voltage ($\Delta V_P = 1 \text{ V}$)	Δf_{osc}	—	60	—	kHz/V
Selectivity	S_{+300}	—	45	—	dB
	S_{-300}	—	35	—	dB
A.F.C. range	Δf_{ff}	—	± 300	—	kHz
Audio bandwidth at $\Delta V_o = 3 \text{ dB}$ measured with pre-emphasis ($t = 50 \text{ } \mu\text{s}$)	B	—	10	—	kHz
A.F. output voltage (r.m.s. value) at $R_L = 22 \text{ k}\Omega$	$V_{o(\text{rms})}$	—	75	—	mV
Load resistance at $V_P = 4,5 \text{ V}$	R_L	—	—	22	$\text{k}\Omega$
at $V_P = 9,0 \text{ V}$	R_L	—	—	47	$\text{k}\Omega$

FM radio circuit

TDA7000



Conditions: 0 dB = 75 mV; $f_{rf} = 96$ MHz.
 for S + N curve: $\Delta f = \pm 22,5$ kHz; $f_m = 1$ kHz.
 for THD curve; $\Delta f = \pm 75$ kHz; $f_m = 1$ kHz.

Notes

1. The muting system can be disabled by feeding a current of about $20 \mu\text{A}$ into pin 1.
2. The interstation noise level can be decreased by choosing a low-value capacitor at pin 3. Silent tuning can be achieved by omitting this capacitor.

FM radio circuit

TDA7000

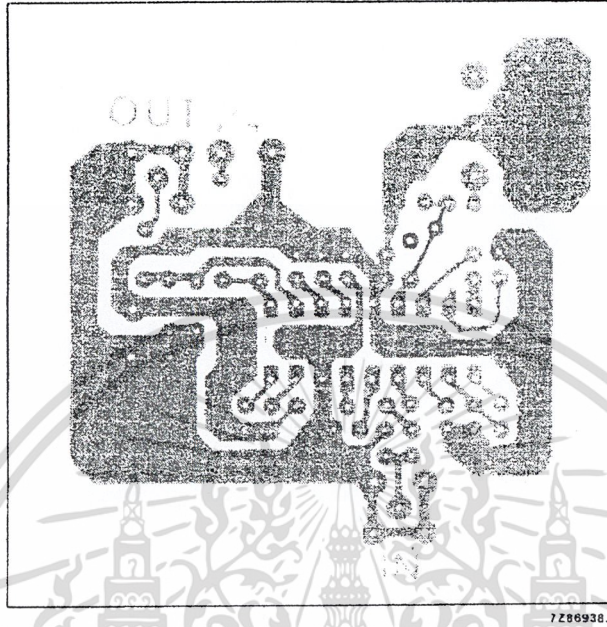


Fig.5 Track side of printed-circuit board used for the circuit of Fig.4.

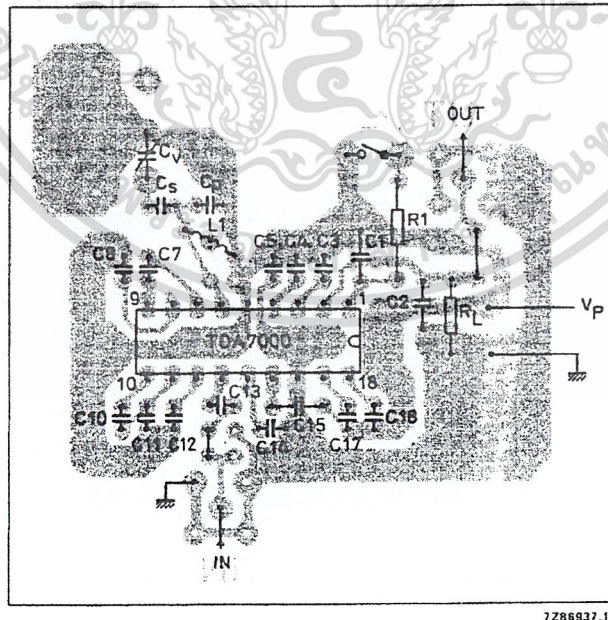


Fig.6 Component side of printed-circuit board showing component layout used for the circuit of Fig.4.

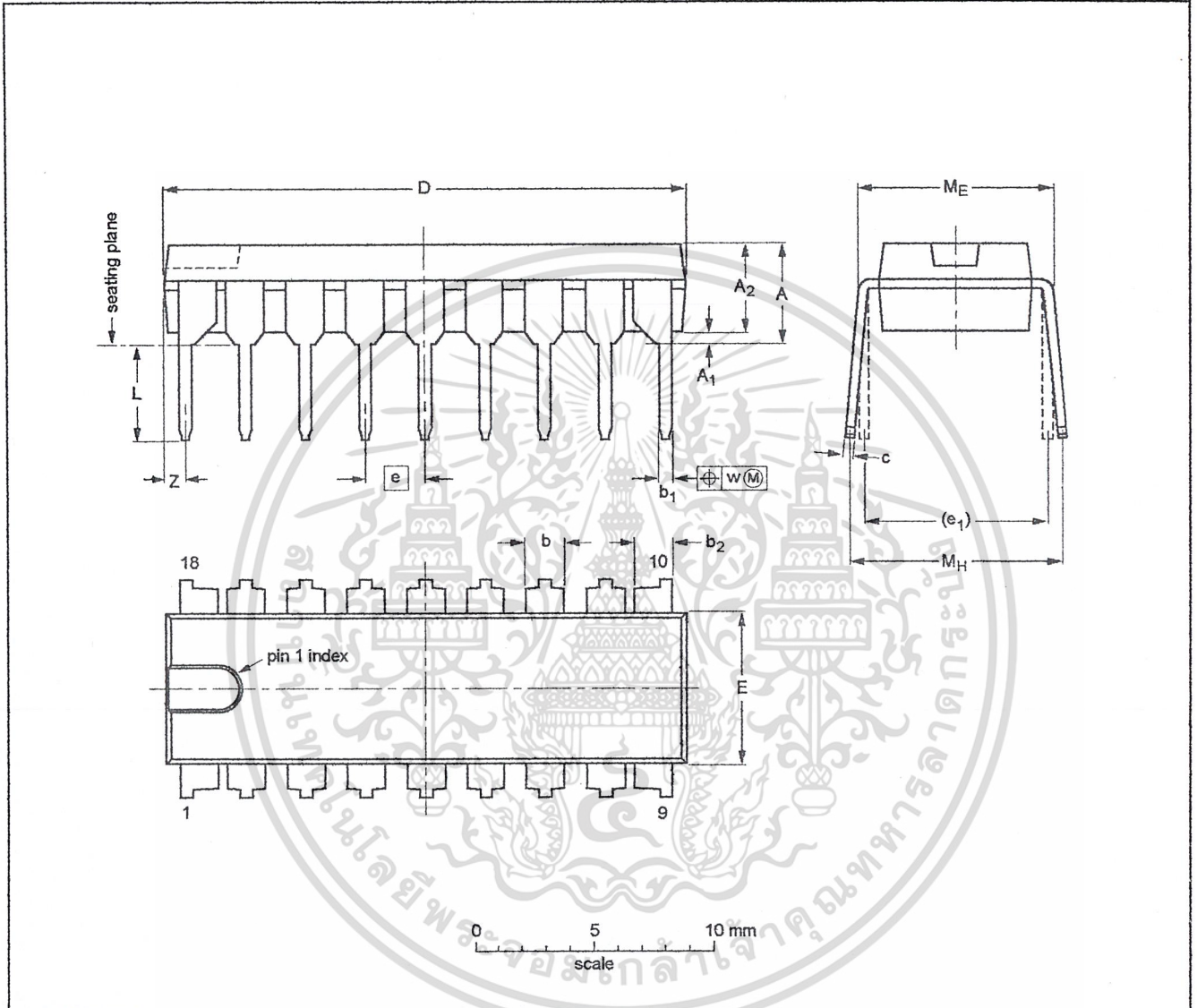
FM radio circuit

TDA7000

PACKAGE OUTLINE

DIP18: plastic dual in-line package; 18 leads (300 mil)

SOT102-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁ min.	A ₂ max.	b	b ₁	b ₂	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	e ₁	L	M _E	M _H	w	Z ⁽¹⁾ max.
mm	4.7	0.51	3.7	1.40 1.14	0.53 0.38	1.40 1.14	0.32 0.23	21.8 21.4	6.48 6.20	2.54	7.62	3.9 3.4	8.25 7.80	9.5 8.3	0.254	0.85
inches	0.19	0.020	0.15	0.055 0.044	0.021 0.015	0.055 0.044	0.013 0.009	0.86 0.84	0.26 0.24	0.10	0.30	0.15 0.13	0.32 0.31	0.37 0.33	0.01	0.033

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT102-1						93-10-14 95-01-23

May 1992 สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM radio circuit

TDA7000

SOLDERING

Introduction

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mounted components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mounted ICs, or for printed-circuits with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our "IC Package Databook" (order code 9398 652 90011).

Soldering by dipping or by wave

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; solder at this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.

The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified maximum storage temperature ($T_{stg\ max}$). If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

Repairing soldered joints

Apply a low voltage soldering iron (less than 24 V) to the lead(s) of the package, below the seating plane or not more than 2 mm above it. If the temperature of the soldering iron bit is less than 300 °C it may remain in contact for up to 10 seconds. If the bit temperature is between 300 and 400 °C, contact may be up to 5 seconds.

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

May 1992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 10 ศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

Author: Author: W.V. Dooremolen

INTRODUCTION

Today's cordless telephone sets make use of duplex communication with carrier frequencies of about 1.7MHz and 49MHz.

- In the base unit incoming telephone information is frequency-modulated on a 1.7MHz carrier.
- This 1.7MHz signal is radiated via the AC mains line of the base unit.
- The remote unit receives this signal via a ferrite bar antenna.
- The remote unit transmits the call signals and speech information from the user at 49MHz via a telescopic antenna.
- The base unit receives this 49MHz FM-modulated signal via a telescopic aerial.

channel at, e.g., 30kHz, must be 50dB, and the bandwidth of the channel must be 6-10kHz for good reception. Therefore, an IF frequency of 455kHz is chosen. Since at this frequency there are ceramic filters with a bandwidth of 9kHz (AM filters), the 1.7MHz is mixed down to 455kHz with an oscillator frequency of 2.155MHz. Now there is an image reception at 2.61MHz. To suppress this image sufficiently, there must be at least two RF filter sections at the input of the receiver.

Today's Remote Unit Receivers

In cordless telephone sets, a normal superheterodyne receiver is used for the 1.7MHz handset. The suppression of the adjacent

The ceramic IF filter with its subharmonics is bad for far-off selectivity, so there must be an extra LC filter added between the mixer output and the ceramic filter.

After the selectivity there is a hard limiter for AGC function and suppression of AM.

Next, there is an FM detector which must be accurate because it must detect a swing of ± 2.5 kHz at 455kHz; therefore, it must be tuned.

Figure 1 shows the block diagram which fulfills this principal. The total number of alignment points of this receiver is then 5:

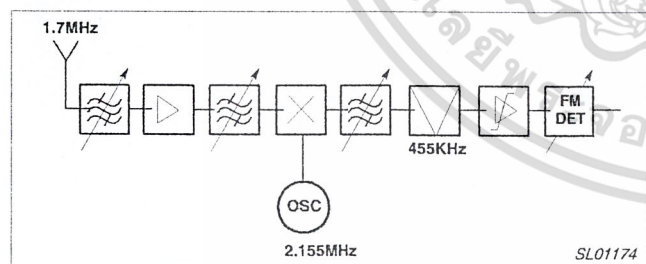


Figure 1. Remote-unit Receiver: 1..7MHz

- 2 RF filters
- 1 Oscillator
- 1 IF filter
- 1 FM detector
- 5 Alignments

A Remote Unit Receiver With TDA7000

The remote unit receiver (see Figure 2) has as its main component the IC TDA7000, which contains mixer, oscillator, IF amplifiers, a demodulator, and squelch functions.

To avoid expensive filtering (and expensive filter-adjustments) in RF, IF, and demodulator stages, the TDA7000 mixes the incoming signal to such a low IF frequency that filtering can be realized by active RC filters, in which the active part and the Rs are integrated.

To select the incoming frequency, only one tuned circuit is necessary: the oscillator tank circuit. The frequency of this circuit can be set by a crystal.

IMAGE RECEPTION

For today's concept, a number of expensive components are necessary to suppress the image sufficiently. The suppression of the image is very important because the signal at the image can be much larger than the wanted signal and there is no correlation between the image and the wanted signal.

In a concept with 455kHz IF frequency, the 1.7MHz receiver has image reception at 2.155MHz. In the TDA7000 receiver, the IF frequency is set at 5kHz. Then the 1.7MHz receiver (with 1.695MHz oscillator frequency) has image reception at 1.69MHz, which is at 10kHz from the required frequency (see Figure 3).

An IF frequency of 5kHz has been chosen because:

- this frequency is so low, there will be no neighboring channel reception at the image frequency.
- this frequency is not so low that at maximum deviation (maximum modulation) distortion could occur (folding distortion, caused by the higher-order Bessel functions)
- this frequency gives the opportunity to obtain the required neighboring channel suppression with minimum components in the IF selectivity.

CIRCUIT DESCRIPTION (SEE FIGURE 2)

When a remote unit is at "power-on" in the "standby" position, it is ready to receive a "bell signal". A bell signal coming through the telephone line will set the base unit in the mode of transmitting a 1.7MHz signal, modulated with, e.g., 0.75kHz with ± 3 kHz deviation.

The ferrite antenna of the remote unit receives this signal and feeds it to the mixer, where it is converted into a 5kHz IF signal.

Before the RF signal enters the mixer (at Pins 13 and 14) it passes RF selectivity, taking care of good suppression of unwanted signals from, e.g., TV or radio broadcast frequencies. The IF signal from the mixer output passes IF selectivity (Pins 7 to 12) and the IF amplifier/limiter (Pin 15), from which the output is supplied to a quadrature demodulator (Pin 17). Due to the low IF frequency, cheap capacitors can be used for both IF selectivity and the phase shift for the quadrature demodulator.

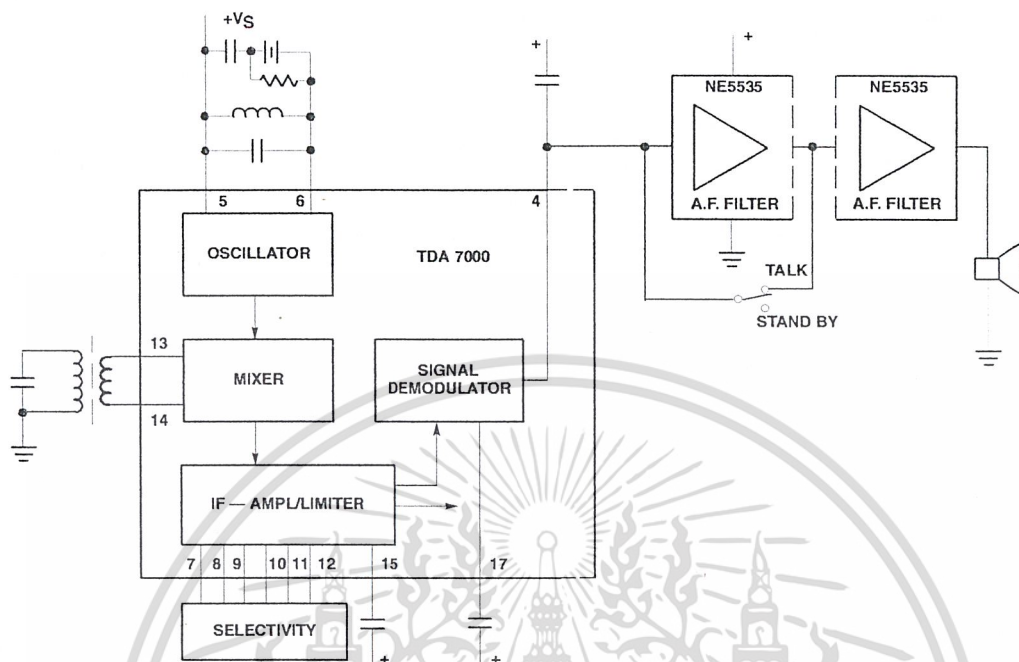
The AF output of the demodulator (Pin 4) is fed to the AF filter and AF amplifier NE5535.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่การณีใด ๆ ทั้งสิ้น อี กทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193



SLO1175

Figure 2.

The RF Input Circuit

As the image reception is an in-channel problem, solved by the choice of IF frequency and IF selectivity, the RF input filter is only required for stopband selectivity (a far-off selectivity to suppress unwanted large signals from, e.g., radio broadcast transmitters).

In a remote unit receiver at 1.7MHz, this filter is at the ferrite rod. Figure 4 shows the bandpass behavior of such a filter at 1.7MHz.

The Mixer

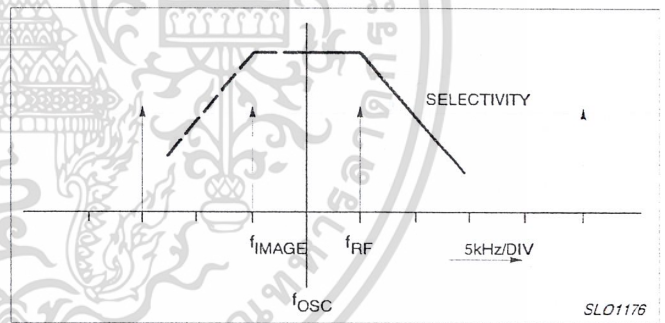
The mixer conversion gain depends on the level of the oscillator voltage as shown in Figure 5, so the required oscillator voltage at Pin 6 is $200mV_{RMS}$.

The Oscillator

To obtain the required frequency stability in a cordless telephone set, where adjacent channels are at 20 or 30kHz, crystal oscillators are commonly used.

The crystal oscillator circuits usable for this kind of application always need an LC-tuned resonant circuit to suppress the other modes of the crystal. In this type of oscillator (see Figure 6 as an example) the crystal is in the feedback line of the oscillator amplifier. Integration of such an amplifier should give a 2-pin oscillator.

The TDA7000 contains a 1-pin oscillator. An amplifier with current output develops a voltage across the load impedance. Voltage feedback is internal to the IC.



SLO1176

Figure 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

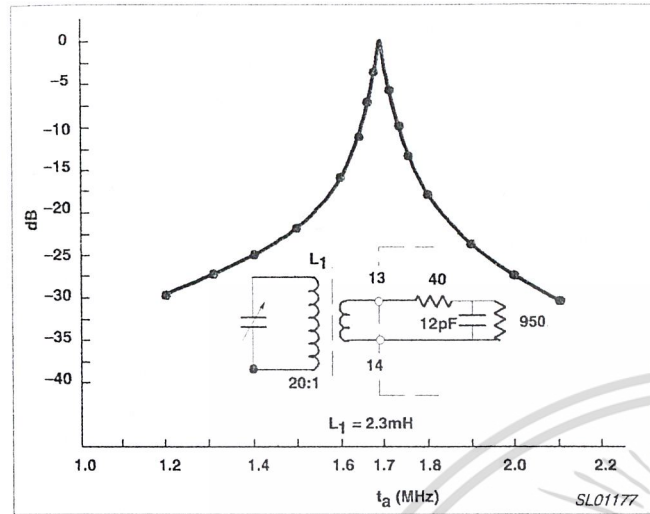


Figure 4.

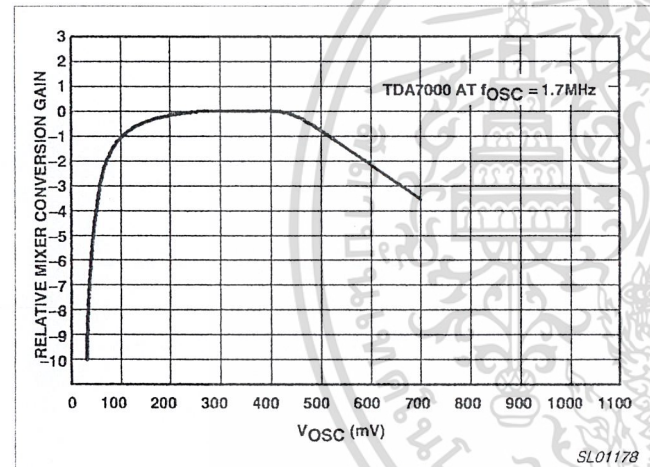


Figure 5. Relative Mixer Conversion Gain

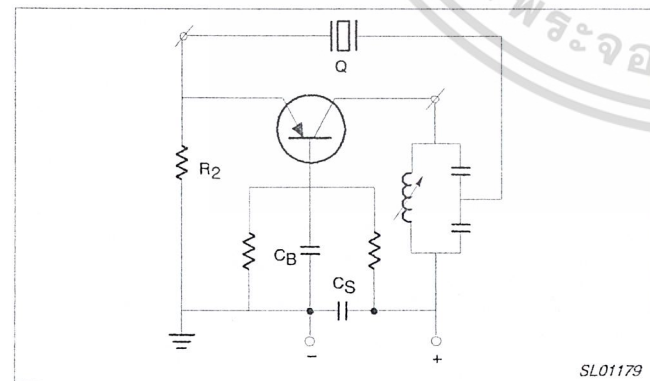


Figure 6.

To obtain a crystal oscillator with the TDA7000 1-pin concept, a parallel circuit configuration as shown in Figure 7 has to be used.

Explanation of this circuit:

1. Without the parallel resistor RP—

Figure 8 shows the relevant part of the equivalent circuit. There are three frequencies where the circuit is in resonance (see Figure 9, and the frequency response for “impedance” and “phase”, shown in Figure 10). The real part of the highest possible oscillation frequency dominates, and, as there is also a zero-crossing of the imaginary part, this highest frequency will be the oscillator frequency. However, this frequency (f_{PAR}) is not crystal-controlled; it is the LC oscillation, in which the parasitic capacitance of the crystal contributes.

2. With parallel resistor RP—

The frequency response (in “amplitude” and “phase”) of the oscillator circuit of Figure 7 with RP is given in Figure 11. As the resistor value of RP is large related to the value of the crystal series resistance R1 or R3, the influence of RP at crystal resonances is negligible. So, at crystal resonance (see Figure 9b), R3 causes a circuit damping

$$R = \frac{1}{W^2} \cdot R_3 \cdot C_1^2 + R_3 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2$$

However, at the higher LC-oscillation frequency f_{PAR} (see Figure 9c), RP reduces the circuit impedance R_O to

$$\frac{R_O \cdot R_{DAMPING}}{R_O + R_{DAMPING}} = R_C$$

where

$$R_{DAMPING} = \frac{1}{W^2} \cdot R_P \cdot C_1^2 + R_P \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2$$

Thus a damping resistor parallel to the crystal (Figure 7) damps the parasitic LC oscillation at the highest frequency. (Moreover, the imaginary part of the impedance at this frequency shows incorrect zero-crossing.)

Taking care that R_p > R_{SERIES}, the resistor is too large to have influence on the crystal resonances. Then with the impedance R_C at the parasitic resonance lower than R at crystal resonance, oscillation will only take place at the required crystal frequency, where impedance is maximum and phase is correct (in this example, at third-overtone resonance).

Remarks:

1. It is advised to avoid inductive or capacitive coupling of the oscillator tank circuit with the RF input circuit by careful positioning of the components for these circuits and by avoiding common supply or ground connections.

The IF Amplifier

Selectivity

Normal selectivity in the TDA7000 is a fourth-order low-pass and a first-order high-pass filter. This selectivity can be split up in a Sallen and Key section (Pins 7, 8, 9), a bandpass filter (Pins 10, 11), and a first-order low-pass filter (Pin 12).

Some possibilities for obtaining required selectivity are given:

1. In the basic application circuit, Figure 12a, the total filter has a bandwidth of 7kHz and gives a selectivity at 25kHz IF frequency of 42dB. In this filter the lower limit of the passband is determined by the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

value of C4 at Pin 11, where C3 at Pin 10 determines the upper limit of the bandpass filter section.

2. To obtain a higher selectivity, there is the possibility of adding a coil in series with the capacitor between Pin 11 and ground. The so-obtained fifth-order filter has a selectivity at 25kHz of 57dB (see Figure 12b).
3. If this selectivity is still too small, there is a possibility of increasing the 25kHz selectivity to 65dB by adding a coil in series with the capacitor at Pin 11 to ground. In this application, where at 5kHz IF frequency an adjacent channel at -30kHz will cause a $(30-5)=25$ kHz interfering IF frequency, the pole of the last-mentioned LC filter (trap function) is at 25kHz (see Figure 12c).

For cordless telephone sets with channels at 15kHz distance, the filter characteristics are optimum as shown in the curves in Figure 13, in which case the filters are dimensioned for 5kHz IF bandwidth (instead of 7kHz). So for this narrow channel spacing application, the required selectivity is obtained by reducing the IF bandwidth; this at the cost of up to 2dB loss in sensitivity.

NOTE:

At 5kHz IF frequency adjacent channels at +15kHz give undesired IF frequencies of 20kHz and 10kHz, respectively.

Limiter/Amplifier

The high gain of the limiter/amplifier provides AVC action and effective suppression of AM modulation. DC feedback of the limiter is decoupled at Pin 15.

The Signal Demodulator

The signal demodulator is a quadrature demodulator driven by the IF signal from the limiter and by a phase-shifted IF signal derived from an all-pass filter (see Figure 14).

This filter has a capacitor connected at Pin 17 which fixes the IF frequency. The IF frequency is where a 90 degree phase shift takes care of the center position in the demodulator output characteristics

(see Figure 15, showing the demodulator output (at Pin 4) as a function of the frequency, at 1mV input signal).

The AF Output Stage

The signal demodulator output is available at Pin 4, where a capacitor, C, serves for elimination of IF harmonics. This capacitor also influences the audio frequency response. The output from this stage, available at Pin 2, has an audio frequency response as shown in Figure 16, curve a. The output at Pin 2 can be muted.

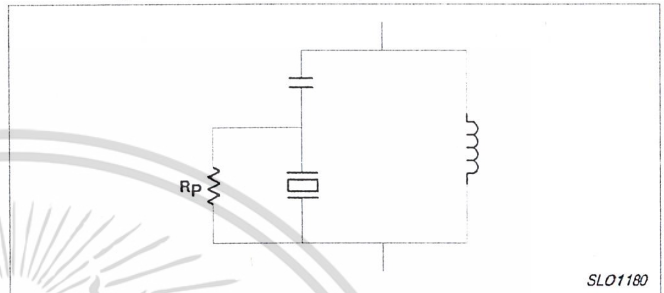


Figure 7.

Output Signal Filtering

Output signal filtering is required to suppress the IF harmonics and interference products of these harmonics with the higher-order Bessel components of the modulation. Active filtering with operational amplifiers has been used (see Figure 17). The frequency response of such a filter is given in Figure 16, Curve b, for an active second-order filter with an additional passive RC filter.

Output Amplification

The dimensioning of the operational amplifier of Figure 17a results in no amplification of the AF signal. In case amplification of this op amp is required, a feedback resistor and an RC filter at the reverse input can be added (see Figure 17b, for about 30dB amplification).

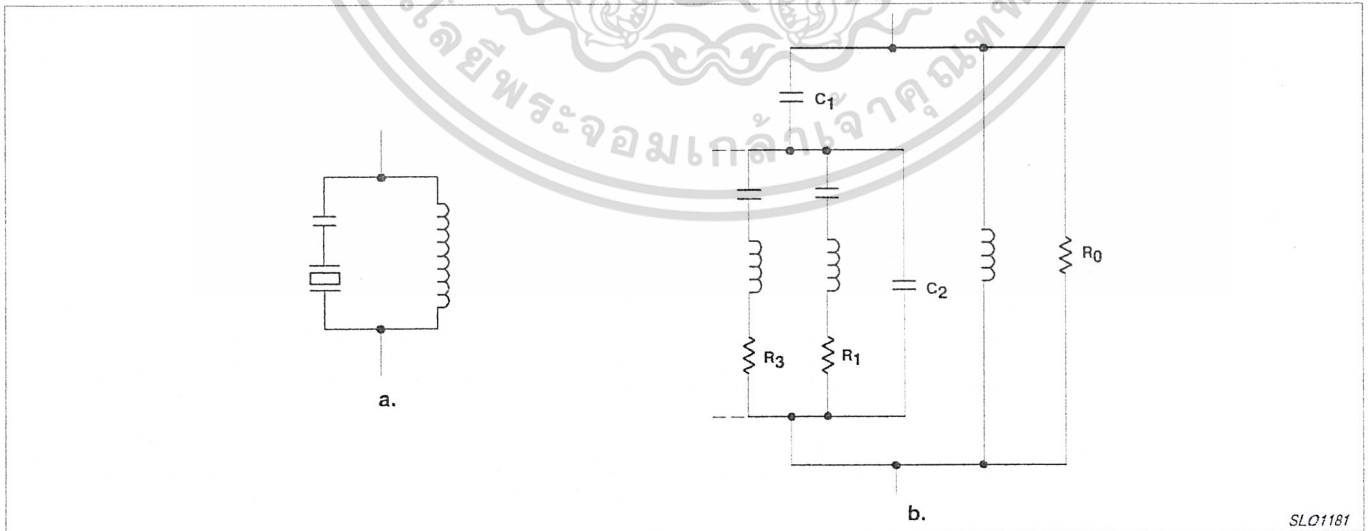


Figure 8.

SLO1181

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

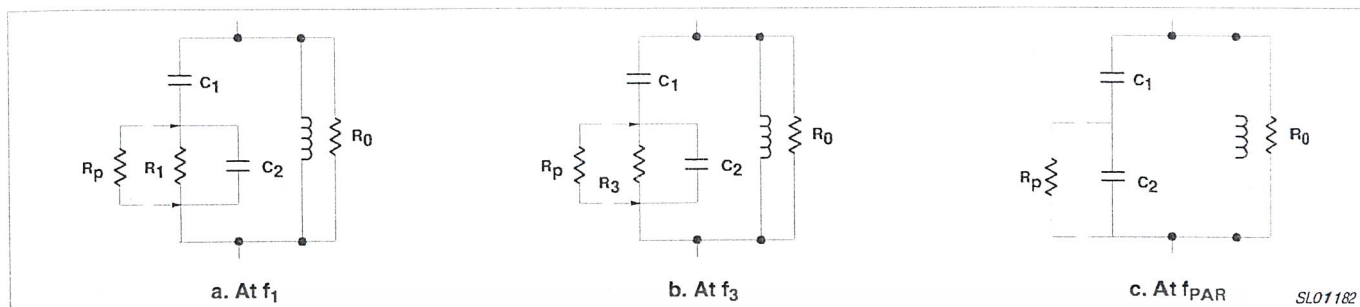


Figure 9.

MEASUREMENTS

For sensitivity, signal handling, and noise behavior information in a standard application as shown in Figure 18, the signal and noise output as a function of input signal has been measured at 1.7MHz, at 400Hz modulation where the deviation is ± 2.5 kHz (see Figure 19). As a result the S+N/N ratio is as given in Figure 19, Curve 3.

APPENDIX

RF-Tuned Input Circuit at 46MHz

In Figure 20 a filter is given which matches at 46MHz a 75Ω aerial to the input of the TDA7000. Extra suppression of RF frequencies outside the passband has been obtained by a trap function.

RF Pre-Stage at 46MHz

For better quality receivers at 46MHz, an RF pre-stage can be added (see Figure 21) to improve the noise figure. Without this transistor, a noise figure $F=11$ dB was found. With a transistor (BFY 90) with RC coupling at 3mA, $F=7$ dB or at 6mA $F=6$ dB.

With a transistor stage having an LC-tuned circuit, one can obtain $F=7$ dB at $I=0.3$ mA.

NOTE:

The noise figure includes image-noise.

An LC Oscillator at 1.7MHz

An LC oscillator can be designed with or without AFC. If for better stability external AFC is required, one can make use of the DC output of the signal demodulator, which delivers 80mV/kHz at a DC level of 0.65V to +supply. An LC oscillator as shown in Figure 22a, using a capacitor with a temperature coefficient of -150 ppm, gives an oscillator signal of 190mV, with a temperature stability of 1kHz/50°.

With the use of AFC, as shown in Figure 22b, one can further improve the stability, as AFC reduces the influence of frequency changes in the transmitter (due to temperature influence or aging). The given circuit gives a factor 2 reduction. Note that the temperature behavior of the AFC diode has to be compensated. In Figure 22b, with BB405B having a capacitance of 18pF at the reverse voltage $V_4=0.7$ V, the temperature coefficient of the capacitor C has to be -200 ppm.

AF Output Possibilities

The AF output from the signal demodulator, available at Pin 4, depends on the slope of the demodulator as shown in Figure 15. The TDA7000 AF output is also available at Pin 2 (see Figure 23). The important difference between the output at Pin 2 and the output at Pin 4 is that the Pin 4 output is amplified and limited before it is led to Pin 2 (see Figure 24). Moreover, the Pin 2 output is controlled

by the mute function, a mute which operates in case the received signal is bad as far as noise and distortion are concerned.

The Pin 2 output delivers a higher AF signal; however, the AF output spectrum shows more mixing products between IF harmonics and modulation frequency harmonics. This is due to the "limited output situation" at Pin 2. In narrow-band application with relatively large deviation these products are so high that extra AF output filtering is required and, moreover, the IF center frequency has to be higher compared to the concept, using AF output at Pin 4.

So for those sets where the mute/squelch function of the TDA7000 is not used, and the higher AF output is not required, the use of the AF output at Pin 4 is advised, giving less interfering products and simplified AF output filtering.

Squelch and Squelch Indication

The TDA7000 contains a mute function, controlled by a "waveform correlator", based on the exactness of the IF frequency.

The correlation circuit uses the IF frequency and an inverted version of it, which is delayed (phase-shifted) by half the period of nominal IF. The phase shift depends on the value of the capacitor at Pin 18 (see Figure 23).

This mute also operates at low field strength levels, where the noise in the IF signal indicates bad signal definition. (The correlation between IF signal and the inverted phase-shifted version is small due to fluctuations caused by noise; see Figure 25.) This field strength-dependent mute behavior is shown in Figure 26, Curve 2, measured at full mute operation. The AF output is not "fast-switched" by the mute function, but there is a "progressive (soft muting) switch". This soft muting reduces the audio output signal at low field strength levels, without degradation of the audio output signal under these conditions.

The capacitor, C_1 , at Pin 1 (see Figure 23) determines the time constant for the mute action.

Part operation of the mute is also a possibility (as shown by Figure 26, Curve 3) by circuiting a resistor in parallel with the mute capacitor at Pin 1.

In Figure 26 the small signal behavior with the mute disabled has been given also (see Curve 1).

One can make use of the mute output signal, available at Pin 1, to indicate squelch situation by an LED (see Figure 27). Operation of the mute by means of an external DC voltage (see Figure 28) is also possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

Bell Signal Operation

To avoid tone decoder filters and tone decoder rectifiers for bell signal transmission, use can be made of the mute information in the TDA7000 to obtain a bell signal without the transmission of a bell pilot signal.

With a handset receiver as shown in Figure 23 in the "standby" position, the high mute output level turns amplifier 1 off via transistor T1 until a correct IF frequency is obtained. This situation appears at the moment that a bell signal switches the base unit in transmission mode. If the transmitted field strength is high enough to be received above a certain noise level, the mute level output goes down; T1 will be closed and amplifier 1 starts operating. However, due to feedback, this amplifier starts oscillating at a low frequency (a frequency dependent on the filter concept). This low-frequency signal serves for bell signal information at the loudspeaker.

Switching the handset to "talk" position will stop oscillation. Then amplifier 1 serves to amplify normal speech information.

Mute at Dialing

During dial operation, the key-pulser IC delivers a mute voltage. This voltage can be used to mute the AF amplifier, e.g., via T1 of the bell signal circuit/amplifier (see Figure 23).

CONCLUSIONS

The application of the TDA7000 in the remote unit (handset) as narrow-band FM receiver is very attractive, as the TDA7000 reduces assembly and post-production alignment costs. The only tunable circuit is the oscillator circuit, which can be a simple crystal-controlled tank circuit.

A TDA7000 with:

- fifth-order IF filter
- third-order AF output filter
- matched input circuit
- crystal oscillator tank circuit
- disabled mute circuit

gives a sensitivity of $2.5\mu\text{V}$ for 20dB signal-to-noise ratio, at adjacent channel selectivity of 40dB (at 15kHz) in cordless telephone application at 1.7MHz.

The TDA7000 circuit is:

- without an RF pre-stage
- without RF-tuned circuits
- without oscillator transistor (and its components)
- without LC or ceramic filters in IF and demodulator.

For improved performance, the TDA7000 circuit can be expanded:

- with an RF pre-stage and RF selectivity
- with higher-order IF filtering
- with mute/squelch function.

For reduced performance the TDA7000 circuit can be simplified:

- to LC-tuned oscillator
- to lower-order IF filter
- to bell signal operation without pilot transmission.

Previously published as "BAE83135," Eindhoven, The Netherlands, December 20, 1983.

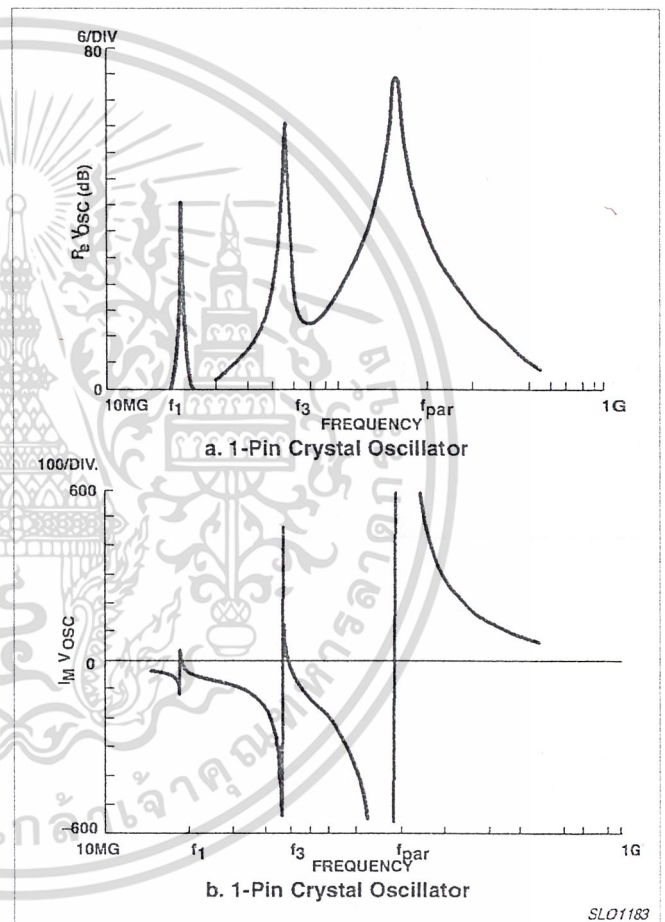


Figure 10.

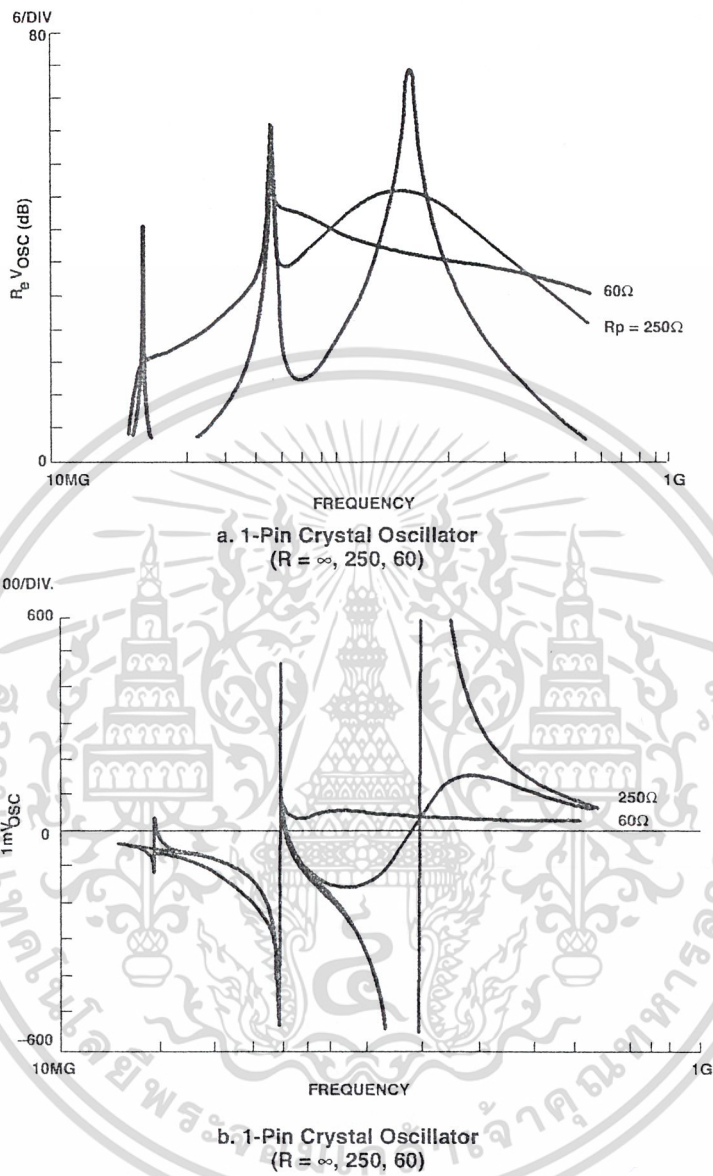
SLO1183

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193



SLO1184

Figure 11.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

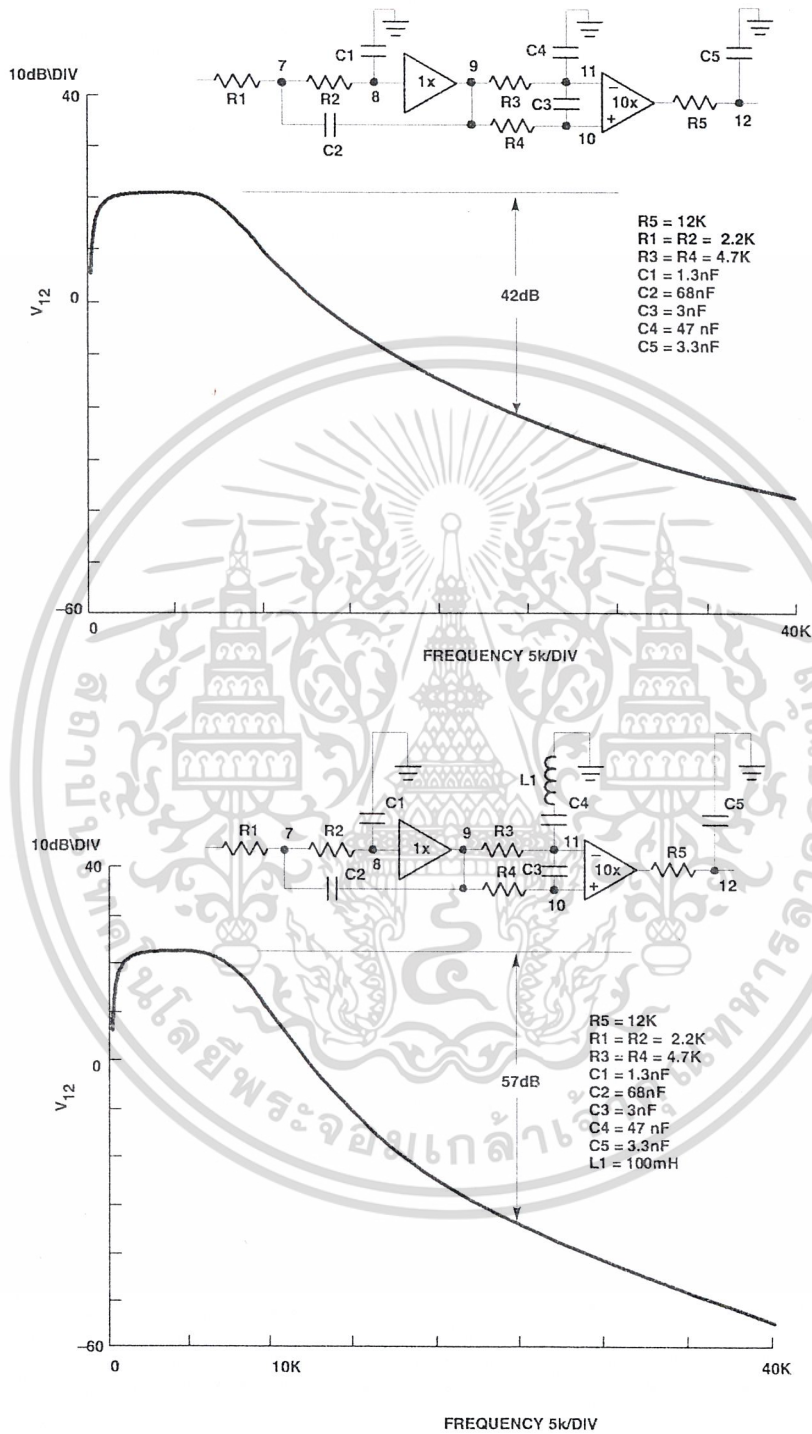


Figure 12.

SLO1185

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

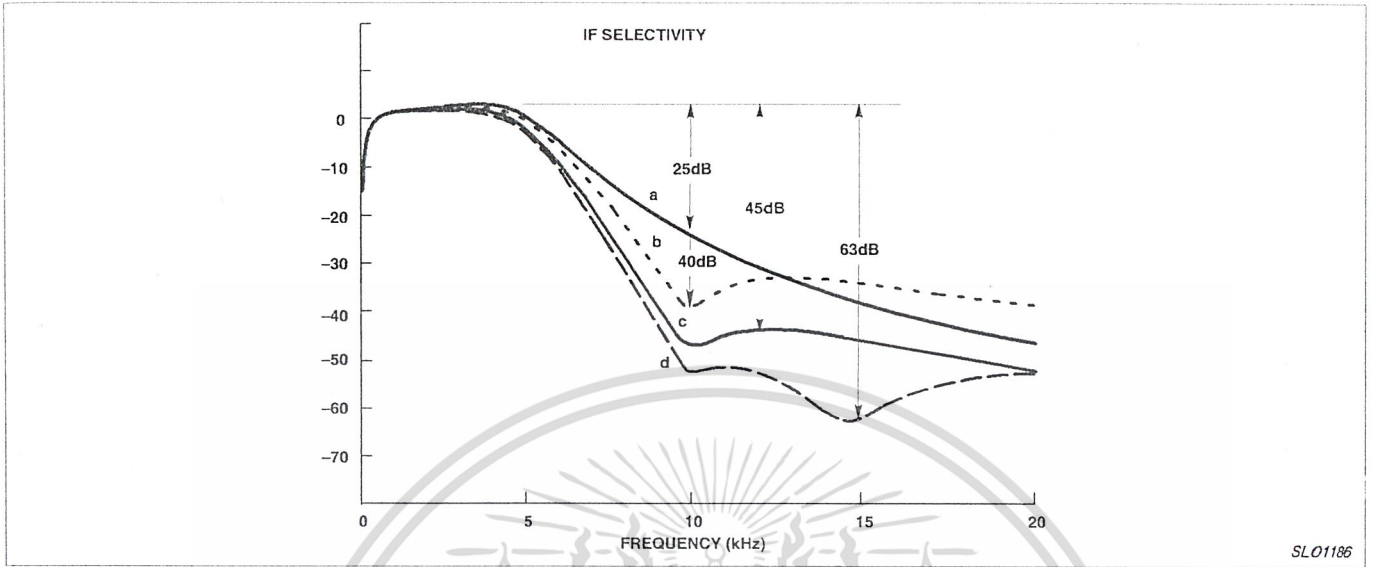


Figure 12 (Continued)

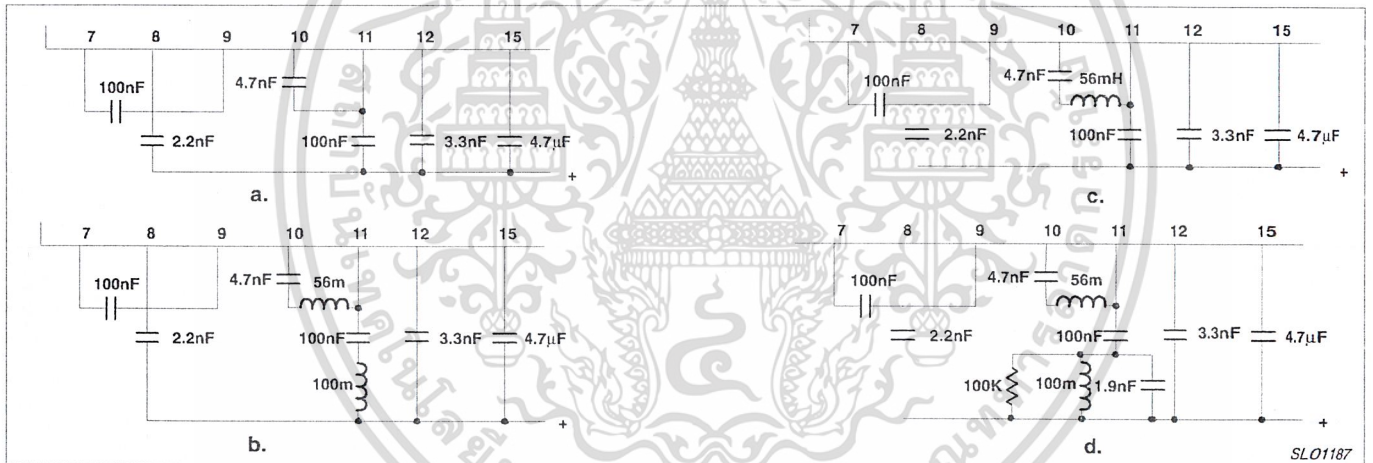


Figure 13.

NOTES:
With $R_2 = 0$,
 $\phi = -2 \tan^{-1} sR_1C_{17}$

for $\phi = -90^\circ$, $C_{17} = \frac{1}{\omega R_1} = \frac{R_4}{\omega R_3} = 4.1 \text{ nF}$ for $f_{IF} = 5 \text{ kHz}$.

To improve the performance of the all-pass filter with the amplitude limited IF waveform, R_2 has been added. Since this influences the phase angle, the value of C_{17} must be increased by 13%, i.e., to 4.7nF.

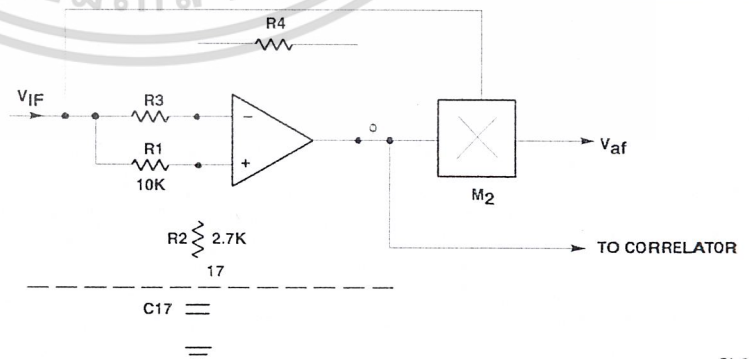


Figure 14. FM Demodulator Phase-Shift Circuit (All-Pass Filter)

SLO1188

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

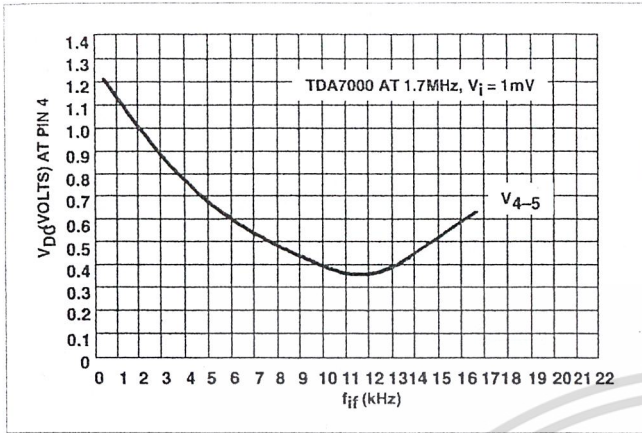


Figure 15.

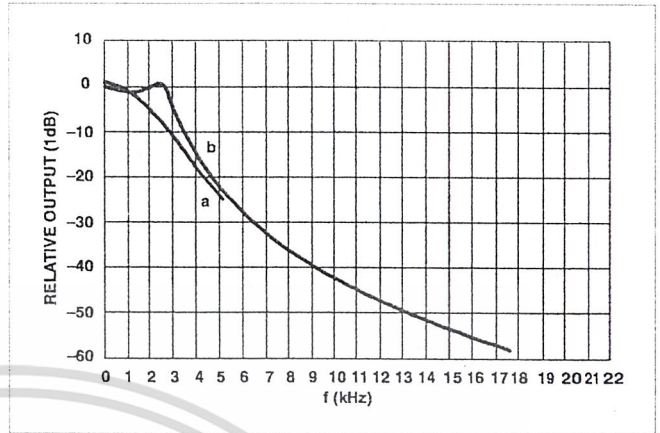


Figure 16.

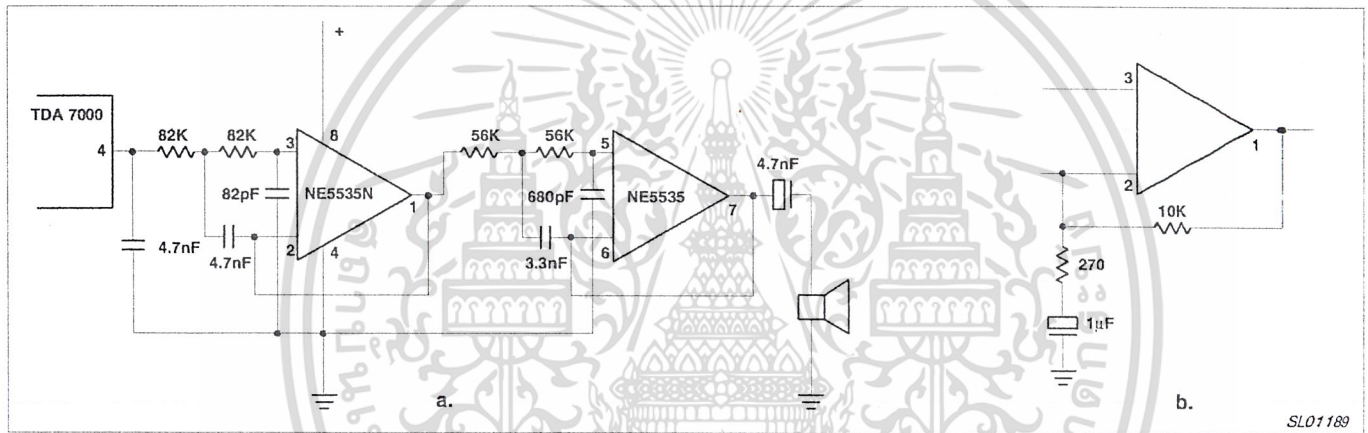


Figure 17.

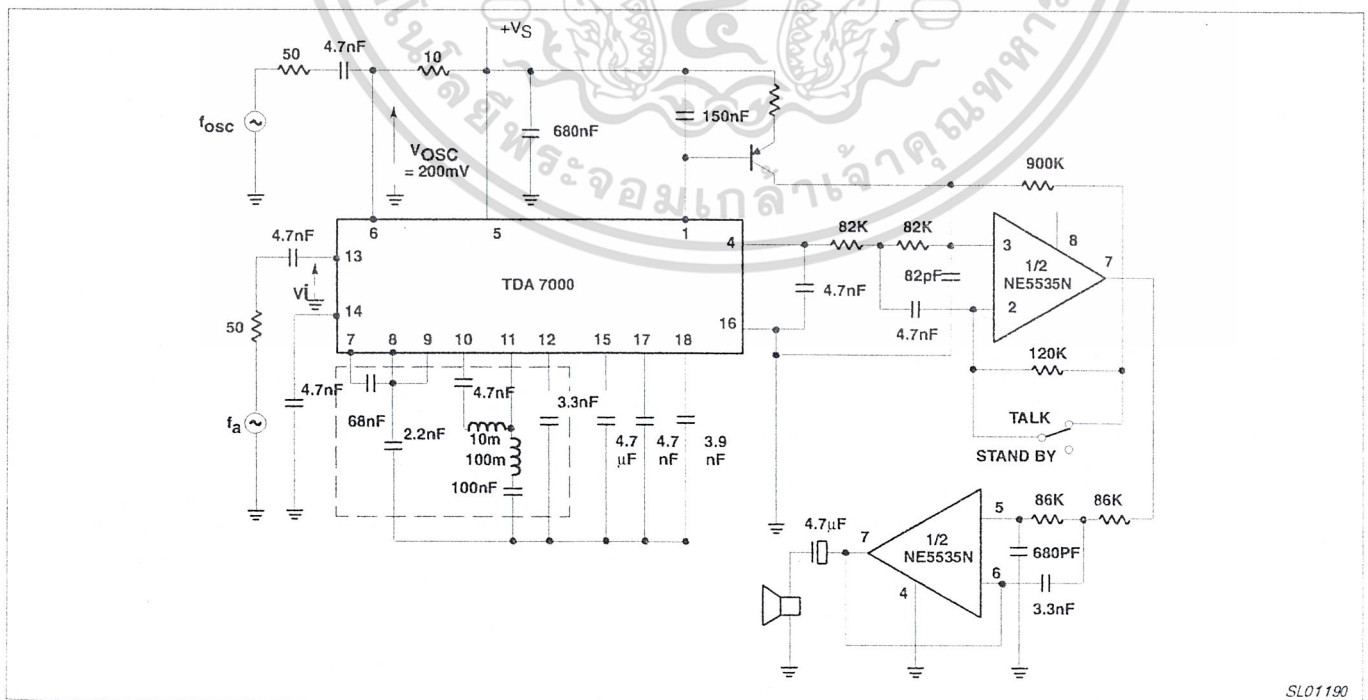


Figure 18.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

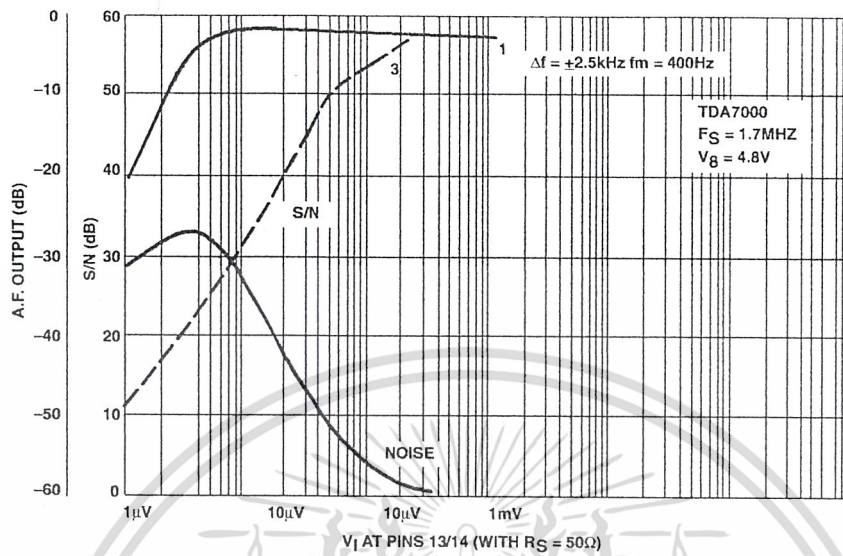


Figure 19.

SL01191

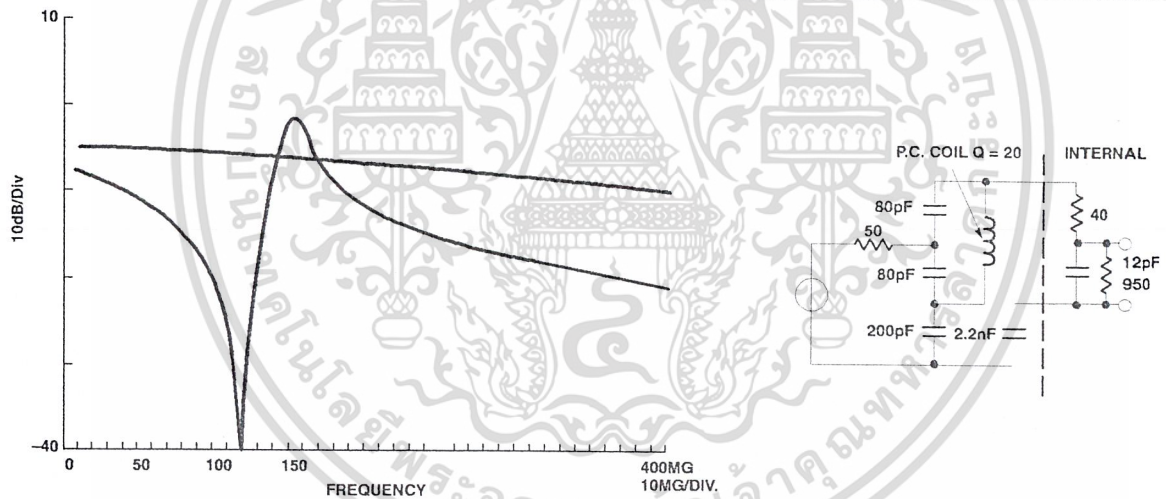


Figure 20.

SL01192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TDA7000 for narrowband FM reception

AN193

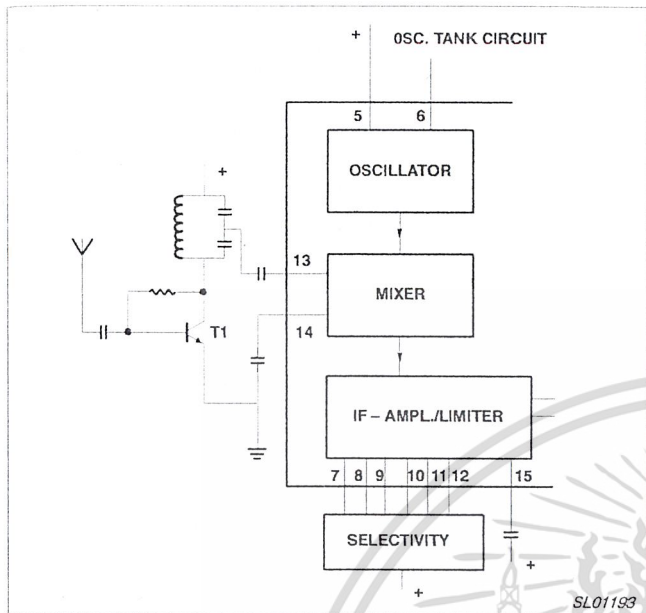


Figure 21.

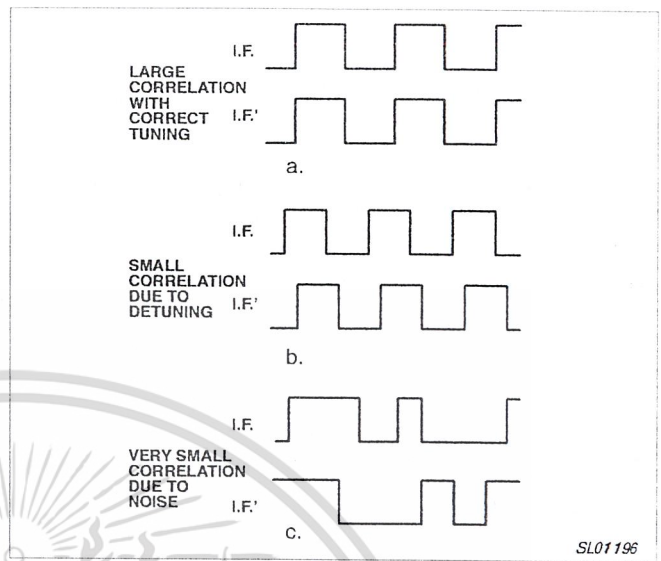


Figure 24. Function of the Correlation Muting System

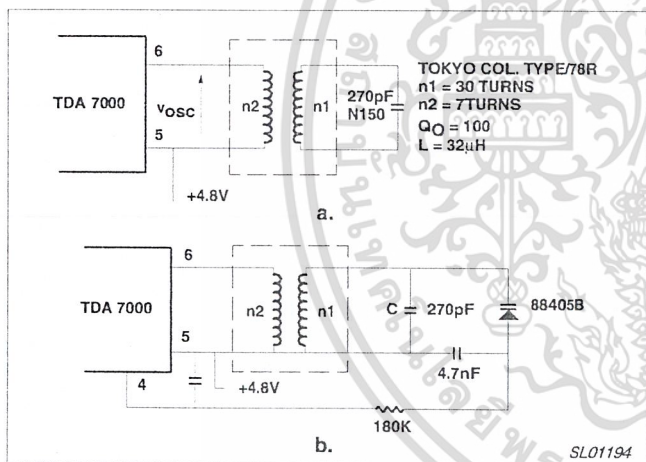


Figure 22.

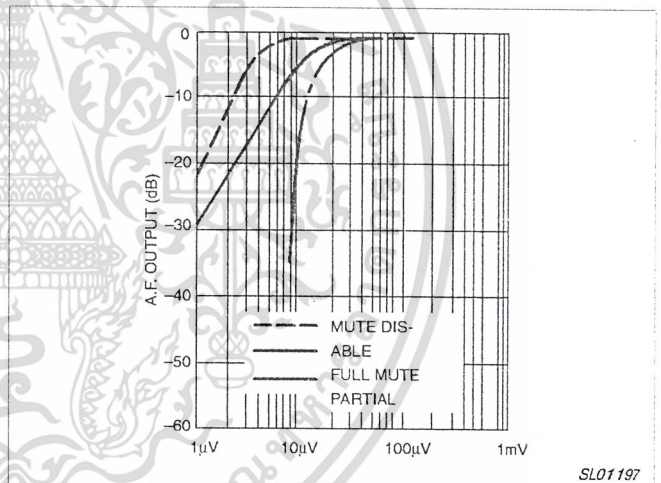


Figure 25.

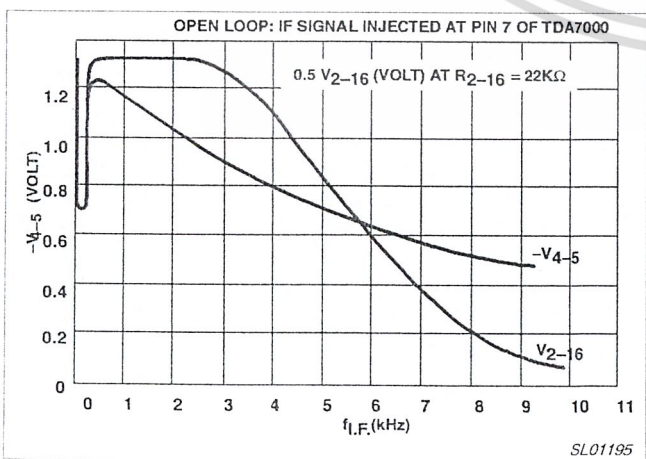


Figure 23. Demodulator Characteristics

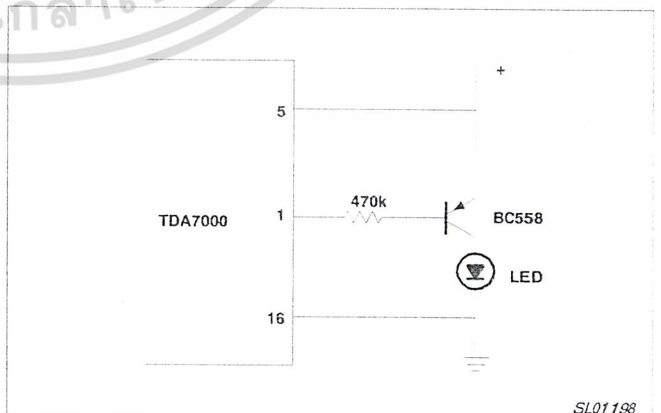
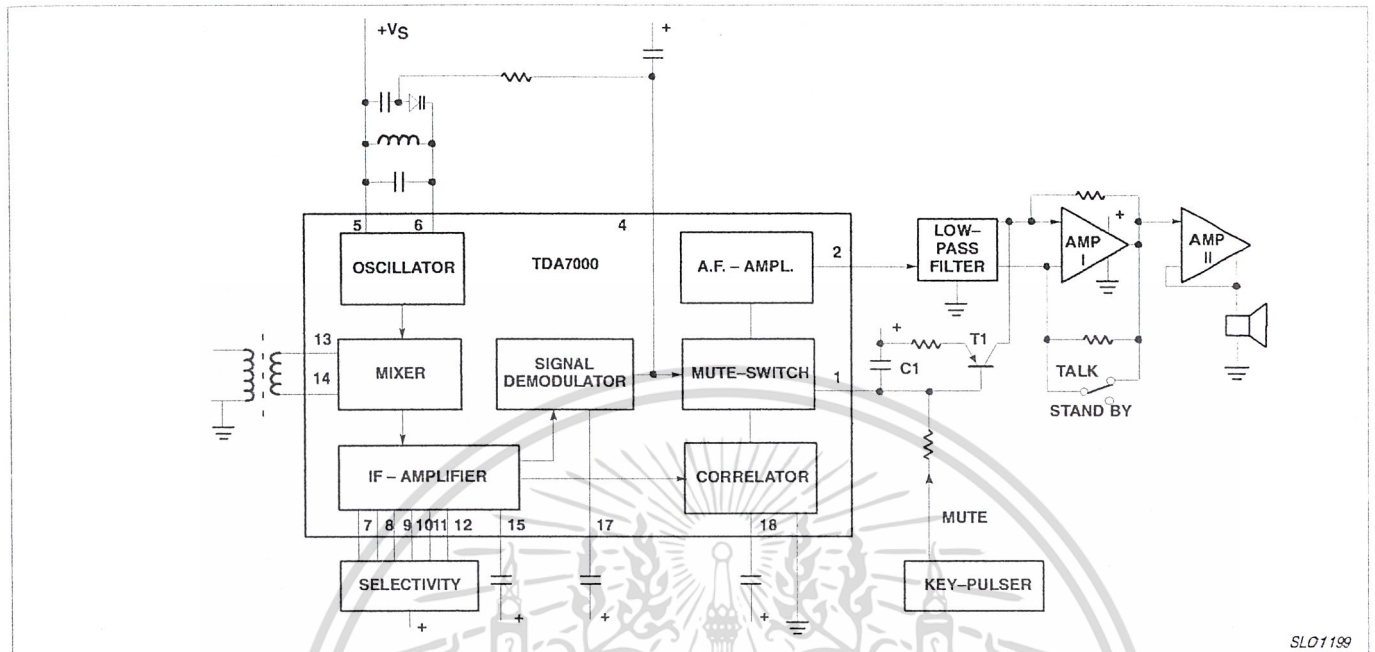


Figure 26. Function of the Correlation Muting System

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

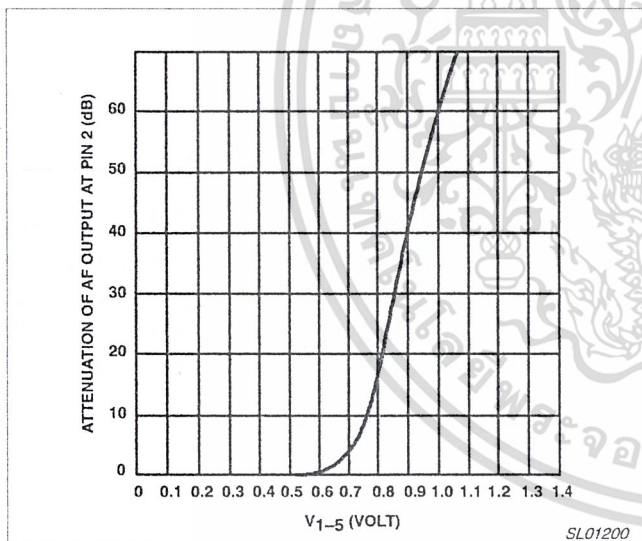
TDA7000 for narrowband FM reception

AN193



SL01199

Figure 27. Remote Unit Receiver: 1.7MHz



SL01200

Figure 28.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1991 Dec ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา¹³ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณอย่างสูง ต่ออาจารย์ทั้ง 3 ท่าน

รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

อาจารย์ วิภา แสงพิสิทธิ์

ที่ให้คำปรึกษาและคำแนะนำตลอดในระยะเวลาในการทำโปรเจกต์นี้

และ ขอขอบคุณ เพื่อนๆ และ น้องๆ ที่ให้การช่วยเหลือและคอยเป็นกำลังใจให้ผม ในการทำ

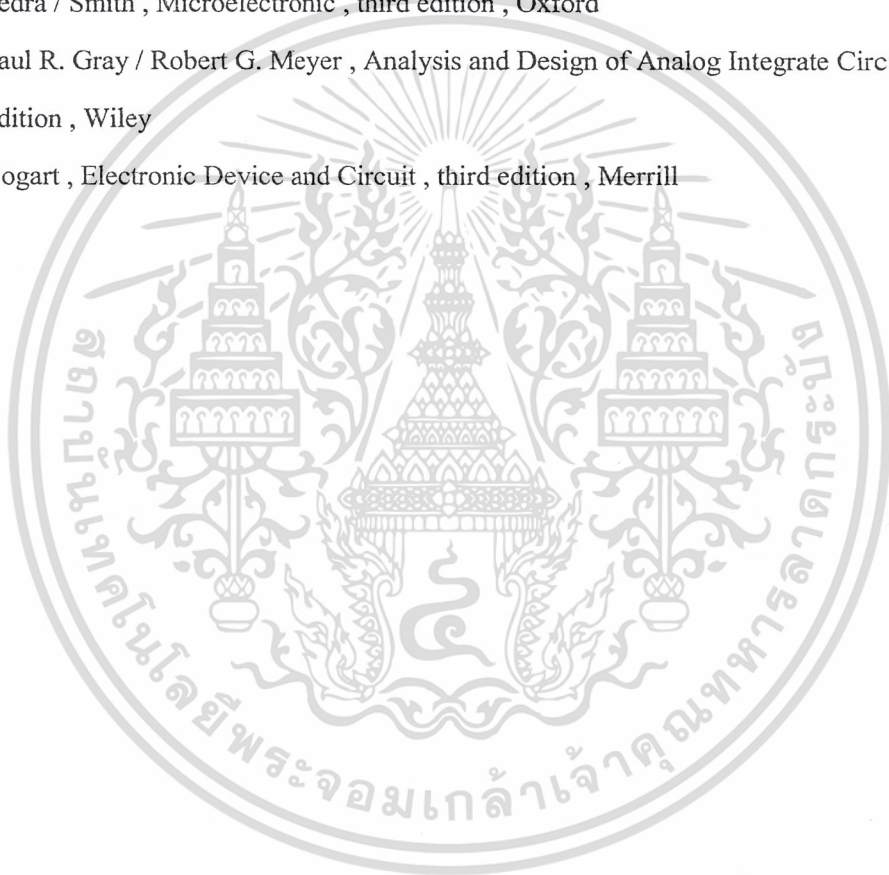
โปรเจกต์นี้จนลุล่วงสำเร็จด้วยดี แม้จะไม่ได้เอ่ยนาม แต่ก็ขอขอบคุณด้วยความจริงใจครับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] บัณฑิต วิจารณ์ยานนท์ , หลักการไฟฟ้าสื่อสาร ,พิมพ์ครั้งที่ 5 สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- [2] สุชาติ กังวารจิตต์ , หลักการทำงานของเครื่องรับส่งวิทยุและระบบสื่อสาร, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด,กรุงเทพฯ,2532
- [3] ประเมษฐ์ ประณยานันท์ , ปียพงษ์ เผ่าวนิช , คู่มือและการประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 , บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด,กรุงเทพฯ
- [4] Sedra / Smith , Microelectronic , third edition , Oxford
- [5] Paul R. Gray / Robert G. Meyer , Analysis and Design of Analog Integrate Circuit , third edition , Wiley
- [6] Bogart , Electronic Device and Circuit , third edition , Merrill



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้