



เครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติระบบส่งตามสายไฟบ้าน

(THE POWER LINE PRIVATE AUTOMATIC BRANCH EXCHANGE)



ปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032547

ปริญญาโทปีการศึกษา 2535

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องขุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติระบบส่งตามสายไฟบ้าน

ผู้จัดทำ

1. นายพงศ์ศักดิ์ งามมิตรสมบูรณ์
2. นายสมยศ จันทนะ
3. นายโสธร งามสัจจพร

(.....)

อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ

032547

เครื่องผสมสายอัตโนมัติระบบส่งตามสายไฟบ้าน

นาย พงศ์ศักดิ์ งามมิตรสมบูรณ์
นาย สมยศ จินทนะ
นาย โสธร งามสัจจพร
อ.ประภากร สุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

ปัจจุบันในสำนักงานต่างๆ ไป นิยมนำเอาตู้ผสมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติมาใช้ภายในสำนักงาน เพื่ออำนวยความสะดวกในการติดต่อ ทั้งระหว่างภายในสำนักงานหรือระหว่างภายในกับภายนอกสำนักงาน โดยเฉพาะในตู้ผสมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติรุ่นใหม่ๆ นี้ จะมีฟังก์ชันในการทำงานมากขึ้น จะทำให้ใช้งานได้ง่ายและสะดวกมากขึ้น ในปริมาณพันธับนี้ จะกล่าวถึงโครงสร้าง, ส่วนประกอบต่างๆ และระบบการทำงาน ของตู้ผสมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ ซึ่งในระบบการทำงานที่เป็นอัตโนมัตินี้จะใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ เข้ามาควบคุม นอกจากนี้ยังมีส่วนที่ศึกษาและปรับปรุงเพิ่มเติมจากตู้ผสมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติต่างๆ ไป คือ เครื่องตู้ผสมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติที่สร้างขึ้นนี้จะทำการมอดดูเลขสัญญาณต่างๆ แล้วส่งไปตามสายไฟบ้าน ทำให้สะดวกในการติดตั้งและใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE POWER LINE PRIVATE AUTOMATIC BRANCH EXCHANGE

Mr. Pongsak Ngammitsomboon

Mr. Somyot Chantana

Mr. Sothon Ngamsajjaporn

Mr. Prapakon Suwana Advisor

1992

ABSTRACT

Nowaday, PABX become popular to use in office because it is convenient to use for communicating between inside with inside and between inside with outside. Especially, new versions of PABX have more functions ,so users can use more easily. This thesis will offer you the structure and operation system of PABX. The automatic system of PABX use the Microprocessor to control the system. Beside that the PABX have been improved to be power line PABX that will modulate the signal and transfer it by power line, so it is convenient for installing and using.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับระบบโทรศัพท์	2
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการ	13
บทที่ 4 การคำนวณและการสร้าง	19
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	55
บทที่ 6 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์	57
ภาคผนวก 1	
ภาคผนวก 2	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

(INTRODUCTION)

ในปัจจุบันวิทยาการทางเทคโนโลยี ได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว และเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งในการดำรงชีวิต และในระบบธุรกิจ โดยเฉพาะระบบการสื่อสารเพราะมีความสะดวกรวดเร็ว และง่ายต่อการทำงาน ซึ่งถ้ามีระบบการสื่อสารที่ดีย่อมจะทำให้เกิดการพัฒนาทางด้านเศรษฐกิจที่ดีด้วย ระบบการสื่อสาร ที่นิยมใช้กันในปัจจุบันมีมากมายที่สามารถตอบสนองความต้องการของมนุษย์ได้

ระบบโทรศัพท์เป็นระบบการสื่อสารระบบหนึ่งที่น่าสนใจค้นคว้า พัฒนาให้เจริญก้าวหน้าต่อไป และการที่จะติดต่อโทรศัพท์จากเครื่องหนึ่งไปยังโทรศัพท์อีกเครื่องหนึ่งได้นั้น จำเป็นต้องผ่านชุมสายโทรศัพท์ ซึ่งมีขนาดเล็กจนถึงขนาดใหญ่ต่างๆ (ขององค์การโทรศัพท์) ดังนั้นการพัฒนาเครื่องชุมสายโทรศัพท์ให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น ย่อมจะทำให้ระบบการสื่อสารทางโทรศัพท์มีประสิทธิภาพดีขึ้นด้วย

ในปฏิญานีพนธ์ฉบับนี้ กล่าวถึงการพัฒนาเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ (PRIVATE AUTOMATIC BRANCH EXCHANGE หรือ PABX) ที่ควบคุมการทำงานด้วยระบบไมโครคอมพิวเตอร์ซึ่งส่งผลให้การทำงานของระบบถูกต้อง และมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น, มีขนาดเล็ก และสามารถติดต่อระหว่างโทรศัพท์เครื่องหนึ่งไปยังโทรศัพท์อีกเครื่องหนึ่งได้โดยตรงโดยไม่ต้องผ่านพนักงานพักสาย หรือโอเปอเรเตอร์ (OPERATOR) โดยการกดหรือหมุนหมายเลขระบุเครื่องลูกที่เราต้องการจะติดต่อ หลังจากทีกดหมายเลขโทรศัพท์ทั้ง 7 ตัว เมื่อแจ้งผ่านองค์การโทรศัพท์แล้ว ภายใน 3 คู่สาย ซึ่งใช้กับโทรศัพท์ระบบความถี่หรือโทน (DTMF OR TONE) ทำการแปลงสัญญาณเสียงให้เป็นสัญญาณส่งและสัญญาณรับ ที่แยกกันโดยใช้ไอซีโทรศัพท์มาใช้งาน และ ใช้ไอซีสวิตซ์ซึ่ง ทำหน้าที่ติดต่อระหว่างสัญญาณรับ-ส่งแทนระบบเก่าที่ใช้รีเลย์ (RELAY) นอกจากนั้นในระบบการส่งสัญญาณต่างๆจะใช้วิธีการ Modulate ในระบบ FSK แล้วส่งไปตามสายไฟบ้าน

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับระบบโทรศัพท์

ปัจจุบันการสื่อสารได้เข้ามามีบทบาทอย่างมากในชีวิตประจำวัน โดยเฉพาะระบบโทรศัพท์ จัดได้ว่าเป็นระบบที่ใกล้ตัวเราและใช้กันอย่างแพร่หลายมากที่สุด ในการติดต่อสื่อสารกันทางโทรศัพท์มีขั้นตอนที่สามารถทำให้พูดคุยกันได้ดังนี้

โทรศัพท์ที่ๆไปที่ใช้กันอยู่มีสองแบบคือ แบบกดปุ่มและแบบหมุน หน้าที่หลักของทั้งสองระบบจะเหมือนกัน จะแตกต่างกันตรงที่แบบกดปุ่มจะส่งสัญญาณออกไปเป็นความถี่ที่แตกต่างกันไป ส่วนแบบหมุนจะส่งสัญญาณเป็นจำนวนพัลส์ หน้าที่หลักๆของทั้งสองแบบที่เหมือนกันสามารถสรุปได้ดังนี้

- เครื่องโทรศัพท์จะรับรู้ว่ามีผู้ต้องการใช้โทรศัพท์ เมื่อมีการยกหูโทรศัพท์ขึ้น

- ชุมสายที่ควบคุมจะส่งสัญญาณเสียงที่เรียกว่าสัญญาณให้หมุน (Dial Tone) เพื่อบอกให้ผู้ใช้โทรศัพท์รู้ว่าชุมสายพร้อมที่จะรับหมายเลข ให้ผู้ใช้กดหมายเลขที่ต้องการจะติดต่อได้เลย ซึ่งก็คือเสียงที่เราได้ยินเมื่อยกหู เป็นสัญญาณเสียงที่มีความถี่ 350 Hz กับ 450 Hz มอดูเลทรวมกัน

- เครื่องโทรศัพท์จะทำหน้าที่ส่งรหัสหมายเลข ที่ผู้เรียกต้องการจะติดต่อด้วยไปยังชุมสายที่ควบคุม

- เครื่องโทรศัพท์ จะส่งสัญญาณบอกผู้เรียกว่าหมายเลขที่ต้องการจะติดต่อด้วยว่างหรือไม่-ถ้าว่างก็จะส่งสัญญาณเรียกกลับ (Ring Back) ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ 440 Hz มอดูเลทกับสัญญาณความถี่ 480 Hz โดยจะดัง 1 วินาที และ ดับ 3 วินาทีสลับกันไป แต่ถ้าหมายเลขที่ต้องการจะเรียกไม่ว่างก็จะส่งสัญญาณไม่ว่าง (Busy) ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ 480 Hz กับ 620Hz มอดูเลทรวมกันมา โดยจะดังและดับสลับกันไปทุกๆ 0.5 วินาที

- สามารถเปลี่ยนสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณเสียง

- เครื่องโทรศัพท์จะทำการปรับระดับแรงดันอย่างอัตโนมัติ ในกรณีที่เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขึ้น

- เครื่องโทรศัพท์จะส่งสัญญาณไปยังชุมสาย เพื่อแจ้งให้ทราบว่สิ้นสุดการใช้งานให้ชุมสายยกเลิกการติดต่อกับอีกฝ่ายหนึ่งได้

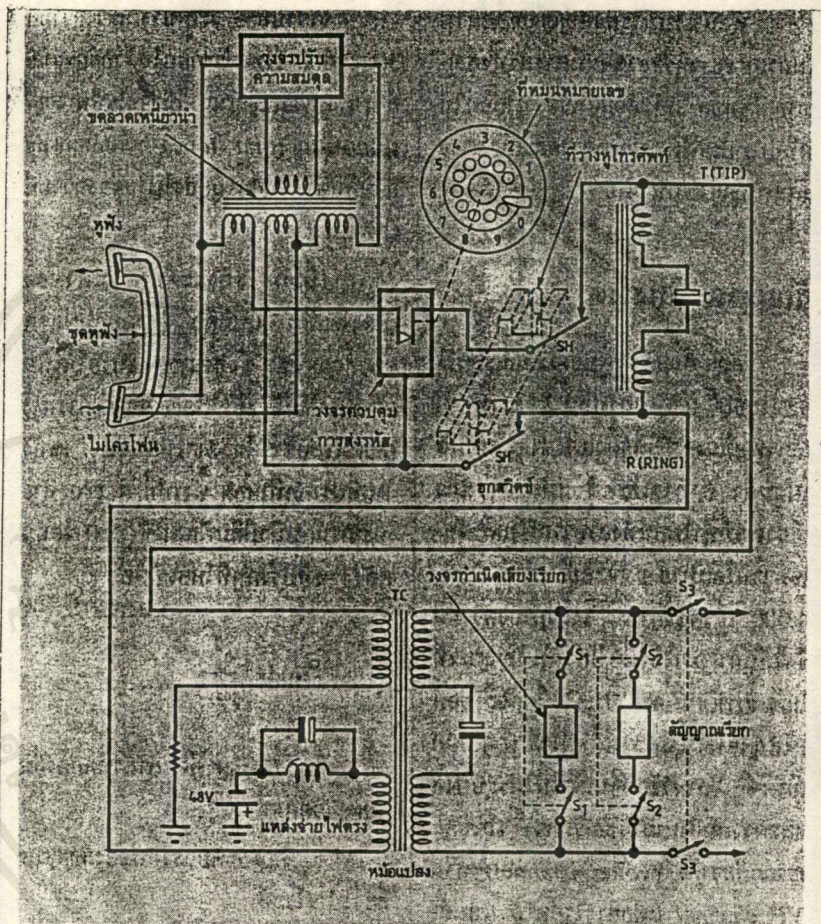
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลไกการเชื่อมต่อวงจร

กลไกการเชื่อมต่อวงจรโทรศัพท์กับชุมสายโทรศัพท์ มีหลักการดังนี้

ตามรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าโทรศัพท์เชื่อมต่อกับชุมสายด้วยสายสองเส้น คือ Tip กับ Ring เมื่อผู้ใช้โทรศัพท์ยกหูก็จะมี การติดต่อกันระหว่างชุมสายกับผู้เรียก เพื่อติดต่อกับผู้รับต่อไป โดยในส่วนเชื่อมต่อกับสายที่ต่อมาจากชุมสาย จะผ่านหม้อแปลงอัตโนมัติ (Auto Transformer) เพื่อทำหน้าที่ปรับอิมพีแดนซ์ของหูฟังและสายโทรศัพท์ให้สมดุลกัน เพื่อให้การรับส่งสัญญาณมีประสิทธิภาพมากที่สุด รวมไปถึงการทำผู้พูดได้ยินเสียงที่ตัวเองพูดไป (Side Tone) ในระดับที่เหมาะสมด้วย และเมื่อมีการติดต่อกันระหว่างเครื่องโทรศัพท์กับชุมสายแล้ว ก็จะมีการส่งสัญญาณไปยังอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เพื่อบอกให้รู้ว่าขณะนี้คู่สายนี้ไม่ว่าง

สำหรับส่งรหัสหมายเลขของผู้รับ ในระบบโทรศัพท์แบบหมุนก็จะส่งเป็นจำนวนพัลส์ตั้งแต่ 1 ถึง 10 พัลส์ ตามหมายเลขที่หมุน เช่น หมุนหมายเลข 5 ก็ส่งพัลส์ออกไปจำนวน 5 พัลส์ โดยความเร็วในการส่งคือ 10 พัลส์ต่อวินาที และในระบบโทรศัพท์แบบกดปุ่มจะส่งเป็นสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกันไป ซึ่งในการกดหมายเลขแต่ละหมายเลขจะมีสัญญาณเสียงสองความถี่ที่ถูกมอดูเลตแล้วส่งออกไป โดยค่าความถี่ที่จะมอดูเลตส่งออกไปมีค่าตามตารางที่ 2.1



รูปที่ 1 แสดงวงจรภายในเครื่องโทรศัพท์และการเชื่อมต่อกับขุมสายท้องถิ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.1 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงความถี่ที่มอดูเลขกันเมื่อกดหมายเลข

ความถี่ (Hz)	หมายเลข			
697	1	2	3	
770	4	5	6	
852	7	8	9	
941	*	0	#	
	1209	1336	1447	ความถี่ (Hz)

เมื่อทางชุมสายได้รับข้อมูลจากผู้เรียกแล้วก็จะแปลงสัญญาณที่ได้รับมา เพื่อไปควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งให้ทำการตัดต่อคู่สายระหว่างผู้เรียกและผู้รับ ถ้าปลายสายที่ต้องการจะติดต่อด้วยไม่ว่าง ก็จะส่งสัญญาณไม่ว่างไปยังผู้เรียกเพื่อแจ้งให้ทราบว่าปลายทางไม่ว่างไม่สามารถทำการต่อวงจรให้ได้ แต่ถ้าปลายทางว่างชุมสายก็จะส่งสัญญาณเรียก (Ring) ไปยังปลายสาย และส่งสัญญาณเรียกกลับไปยังผู้เรียกเพื่อบอกให้รู้ว่าสามารถต่อวงจรให้ได้

ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสนทนา

เมื่อปลายทางหรือผู้เรียกยกหูโทรศัพท์ขึ้น การทำงานในส่วนควบคุมของขุมสายโทรศัพท์ก็จะหยุดเพื่อที่จะรอทำงานให้กับผู้อื่นที่เรียกเข้ามาต่อไป แต่หน้าที่ของขุมสายสำหรับตอนนี้ก็คือ การทำงานของมิเตอร์สำหรับเรียกเก็บค่าบริการในภายหลัง

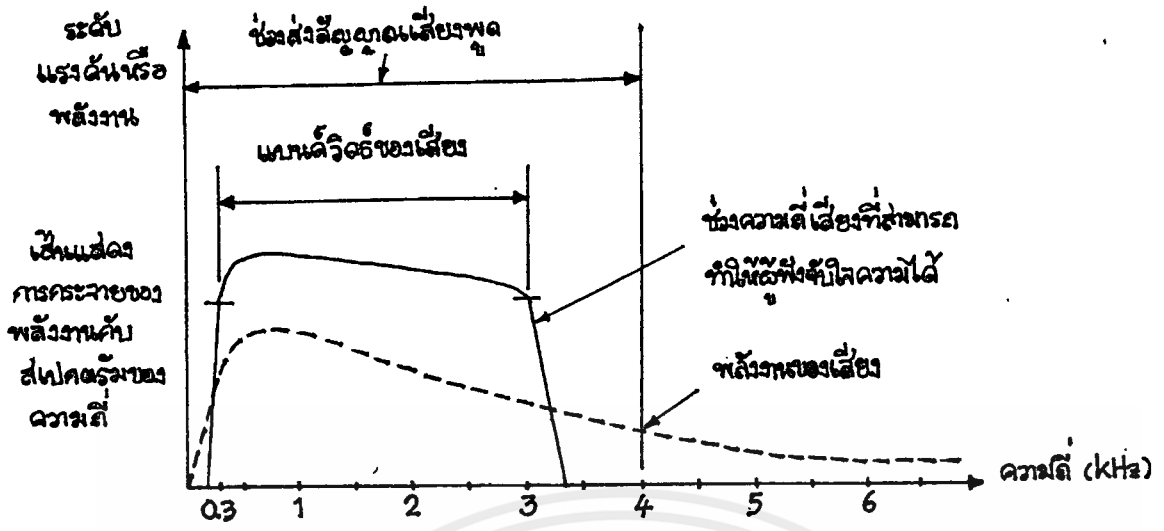
ในระหว่างที่ทำการสนทนาอยู่ เครื่องโทรศัพท์ก็จะทำงาน 2 โหมดไปพร้อมๆ กันคือ แปลงจากสัญญาณไฟฟ้าให้เป็น *สัญญาณเสียง (acoustic energy)* ซึ่งจะเรียกว่า *โหมดรับสัญญาณ (receiver mode)* และในทางกลับกันโหมดที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าจะเรียกว่า *โหมดส่งสัญญาณ (transmitter mode)* ในโหมดนี้เองที่มีเรื่องของการป้อนกลับของสัญญาณเข้ามาเกี่ยวข้อง นั่นก็คือ การที่ผู้พูดสามารถได้ยินเสียงของตนเองจากหูฟังด้วย เรียกเสียงนี้ว่า *side tone* ซึ่งจำเป็นอย่างมากที่จะต้องป้อนกลับมา เพราะไม่เช่นนั้นจะไม่สามารถรู้ได้เลยว่าควรพูดให้มีเสียงดังระดับใดจึงจะเหมาะที่คู่สนทนาได้ยินเสียงของผู้เรียกอย่างชัดเจน

เมื่อสิ้นสุดการสนทนาทั้ง 2 ฝ่ายวางหูโทรศัพท์ลง สัญญาณจากชุดสวิทช์ก็จะบอกให้ขุมสายทำการเปิดวงจรที่ทำการติดต่ออยู่ ออก อุปกรณ์ต่างๆ ก็จะว่างและพร้อมสำหรับการติดต่อครั้งต่อไป

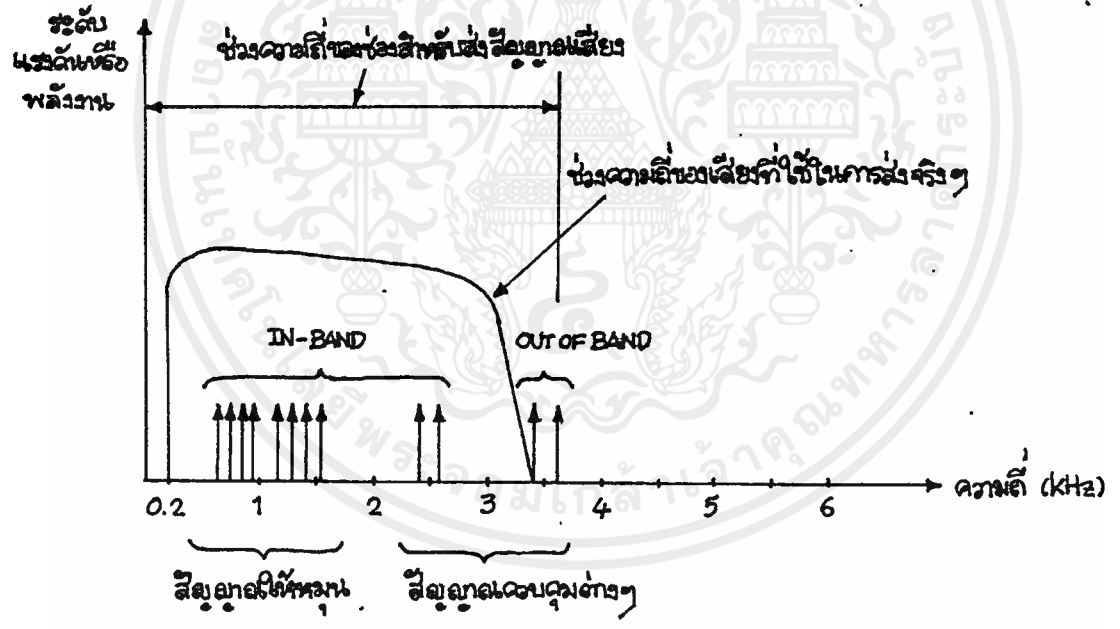
ระบบการส่งสัญญาณในสายส่ง

ตอนนี้มาดูกันว่า ในสายส่งโทรศัพท์นั้นมีสัญญาณอะไรบ้างที่เข้ามาเกี่ยวข้องจนทำให้เราสามารถพูดคุยกันในระยะทางไกล ๆ ได้ สัญญาณที่ปรากฏในสายส่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ สัญญาณเสียงที่พูดคุยกันและสัญญาณที่ใช้ควบคุมระบบสวิทช์ซึ่งใช้ในการเชื่อมต่อวงจรผู้เรียกกับผู้ถูกเรียกนั่นเอง รวมทั้งสัญญาณเรียกกลับและสัญญาณบอกไม่ว่าง

สัญญาณควบคุมดังกล่าวเป็นได้ทั้งสัญญาณอนาล็อกและสัญญาณดิจิทัล เนื่องจากโทรศัพท์แบบหมุนกับแบบกดปุ่มมีการส่งรหัสหมายเลขต่างแบบกัน ดังนั้นในการส่งสัญญาณออกไปในสายส่งบางครั้งอาจจะมีการส่งทั้งสัญญาณอนาล็อกและสัญญาณดิจิทัลออกไปพร้อม ๆ กัน



รูปที่ 2.2 แสดงแถบควมถี่ (พลังงาน) ของเสียงพูด



รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณต่างที่อยู่อั้วในแฉียงควมถี่เสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเสียงพูด

สัญญาณเสียงพูดจัดเป็นสัญญาณอนาล็อก ถ้าดูจากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าเสียงพูดมีแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 100-6000 เฮิรตซ์ แต่จริง ๆ แล้วเสียงพูดที่คนสามารถฟังแล้วจับใจความได้จะอยู่ในช่วง 200-4000 เฮิรตซ์ เท่านั้น วงจรกรองความถี่จึงถูกนำมาใช้เพื่อป้องกันสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาในระบบ โดยยอมให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ 0-4000 เฮิรตซ์ สามารถผ่านเข้าไปในระบบได้ และความถี่ย่านนี้เรียกว่า *ช่องสัญญาณเสียงพูด (voice channel หรือ vf channel)* แต่อย่างไรก็ตาม แบนด์วิดท์ของเสียงพูดในการส่งจริงจะอยู่ในช่วง 300-3000 เฮิรตซ์ เท่านั้น ไม่ได้มีการใช้ช่องสัญญาณในการส่งเต็มย่าน

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าในช่วงความถี่ 300-3000 เฮิรตซ์ ประกอบไปด้วยสัญญาณต่าง ๆ หลายสัญญาณไม่ว่าจะเป็น *สัญญาณหมุน (dial tone)* หรือสัญญาณควบคุมต่าง ๆ ก็จะถูกส่งไปในช่วงความถี่นี้ทั้งสิ้น

เมื่อกล่าวถึงระดับความดังของเสียงที่ได้ยิน นั่นก็คือ ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายให้เห็นภาพพจน์ได้ดียิ่งขึ้น โดยอาศัยสมการทางคณิตศาสตร์โดยอธิบายในรูปของพลังงานที่ปรากฏที่โหลด ดังรูปที่ 2.4 เช่นสายโทรศัพท์คู่หนึ่งมีอิมพีแดนซ์ 600 โอห์ม พลังงานที่ปรากฏที่โหลดคือ

$$P_{load} = e^2 / 600$$

โดย p_{load} คือ กำลังที่ตกคร่อมโหลด (วัตต์)

e คือ ระดับแรงดันของสัญญาณ (โวลต์)

แต่ในระบบโทรศัพท์และวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่เกี่ยวข้องกับเสียงแล้ว มักจะใช้ในการเปรียบเทียบกับกำลังขนาด 1 มิลลิวัตต์อยู่เสมอโดยอยู่ในรูปของเดซิเบล ซึ่งมีสมการดังนี้

$$d_b = 10 \log_{10} (P_1 / P_2)$$

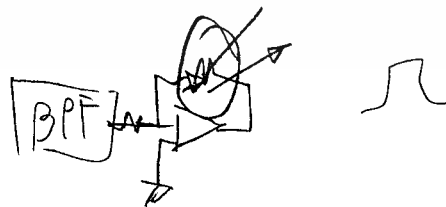


แต่เนื่องจากมักจะใช้ค่า 1 มิลลิวัตต์เป็นค่าเปรียบเทียบ ($P_e = 1$ มิลลิวัตต์) ก็จะใช้สัญลักษณ์ dB_m แทน ซึ่งความหมายจริง ๆ แล้วก็คือ การเปรียบเทียบกำลังที่จุดใด ๆ กับกำลังขนาด 1 มิลลิวัตต์นั่นเอง

ในระบบโทรศัพท์ที่ใช้กันจริง ๆ จะมีการกำหนดจุด ๆ หนึ่งในสายส่งให้มีค่า $dB_m = 0$ ซึ่งเรียกจุดนี้ว่า *zero level transmission point (zero LTP)* ซึ่งเป็นประโยชน์ที่จะได้รับจากการกำหนดจุด ๆ นี้ขึ้นมาก็คือ สามารถทำให้ทราบอยู่ที่ระยะต่าง ๆ ที่ห่างจากจุด *zero LTP* มีค่ากำลังของสัญญาณความถี่ dB_m เมื่อทราบเพียงค่าแรงดันจากการวัดที่ระยะนั้น ๆ

สัญญาณรบกวน

ในระบบใด ๆ ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ย่อมจะต้องมีสัญญาณรบกวนเข้ามาเกี่ยวข้องกับด้วยเสมอ อาจจะทำให้เกิด *ความผิดเพี้ยน (distort)* ของสัญญาณเสียงพูดได้ และสิ่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นก็เป็นสิ่งแวดล้อมรอบ ๆ ข้างนี้เอง เช่น ความร้อน การสวิตซ์ของอุปกรณ์ไตรสเตอร์ สายไฟฟ้ากำลังสูงที่อยู่ใกล้ ๆ กับสายส่งสัญญาณ หรือแม้แต่ข้อต่อของสายที่บกพร่อง สิ่งเหล่านี้ล้วนแต่มีผลให้ประสิทธิภาพของสัญญาณโทรศัพท์ด้อยลงทั้งสิ้น นอกจากนี้ยังมีสัญญาณรบกวนอีกชนิดหนึ่งคือ *เสียงสะท้อน (echo)* ในสายโทรศัพท์ สาเหตุของการเกิดเสียงสะท้อนก็คือ *เกิดการไม่สมดุลย์กัน (mismatching)* ระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายส่งกับอุปกรณ์ทางด้านเอาต์พุต โดยมากแล้วมักจะพบในการเชื่อมต่อกันระหว่างระบบโทรศัพท์ที่มี 2 สาย กับโทรศัพท์ที่มี 4 สาย และปัญหาเนื่องจากเสียงสะท้อนจะยิ่งมากขึ้น ถ้าหากระยะทางระหว่างจุดที่ทำให้เกิดเสียงสะท้อนไกลกันมาก ๆ แต่โดยปกติแล้วมักจะรู้สึกถึงการสะท้อนกลับของเสียงจนถึงขั้นที่ทำให้รู้สึกรำคาญ



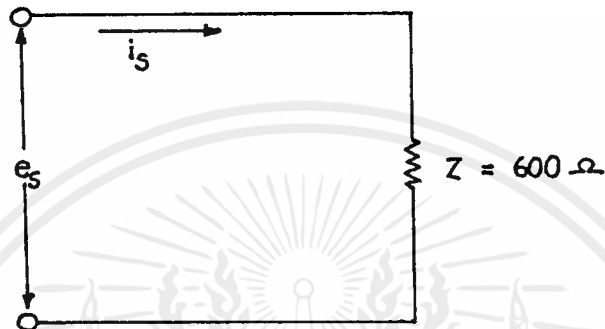
การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ

ถ้าหากทำให้สายส่งสัญญาณโทรศัพท์เส้นหนึ่ง ๆ สามารถใช้ส่งสัญญาณจากหลาย ๆ เครื่องได้ในเส้นเดียวกัน ก็จะทำให้สะดวกและประหยัดในการเดินสาย ดังนั้นในระบบส่งสัญญาณที่เชื่อมต่อระหว่าง *พื้นที่บริการ (service area)* กับชุมสายท้องถิ่นนั้น จึงได้มีการนำวิธีการมัลติเพล็กซ์มาใช้ ซึ่งเป็นระบบที่เรียกว่า *frequency division multiplexing (FDM)* ซึ่งระบบนี้จะทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีความถี่ต่างกันไปในสายส่งเดียวกันได้

ในรูปที่ 2.5 แสดงถึงหลักการของวิธีนี้ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าความถี่ของสัญญาณเสียงที่เหมาะสม ที่ใช้ในการส่งไปนั้นจะอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 0-4000 เฮิรตซ์ ถ้าหากต้องการจะส่งสัญญาณเสียงจากหลาย ๆ แหล่งไปพร้อมกัน จะต้องทำการมอดูเลตสัญญาณเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห้ที่มีความถี่สูงกว่าสัญญาณเสียงมาก ๆ สำหรับวิธีการมอดูเลตที่ใช้จะเป็นแบบ AM ดังตัวอย่างรูปที่ 2.5 เป็นการมอดูเลตความถี่พาห้ขนาด 8410 กิโลเฮิรตซ์ เข้าไปกับสัญญาณเสียง

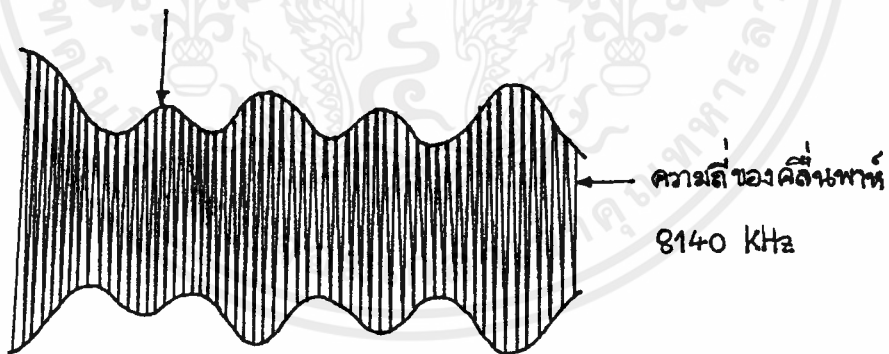
สำหรับสัญญาณเสียงที่มาจากแหล่งอื่น ก็ต้องนำมามอดูเลตกับคลื่นพาห้ที่มีความถี่แตกต่างกันไปจาก 8140 กิโลเฮิรตซ์ สมมติว่าในสายส่งเส้นหนึ่งต้องการจะส่งสัญญาณเสียงพูดจากโทรศัพท์ 12 เครื่องภายในสายส่งเส้นเดียวกันก็สามารถทำได้ ก่อนอื่นต้องพิจารณาก่อนว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเสียงมีค่าเท่ากับ 4 กิโลเฮิรตซ์ แต่มีสัญญาณที่ต้องการทั้งหมด 12 สัญญาณ เพราะฉะนั้นแบนด์วิดท์ใหม่จึงเท่ากับ 48 กิโลเฮิรตซ์ ($12 * 4 \text{ kHz}$)

ในตัวอย่างที่ยกมา ความถี่ของคลื่นพาห้ที่น้อยที่สุดคือ 8140 กิโลเฮิรตซ์ เพราะฉะนั้นความถี่ของคลื่นพาห้สำหรับที่จะมอดูเลตกับสัญญาณเสียงจากโทรศัพท์เครื่องที่ 12 คือ 8188 กิโลเฮิรตซ์ ($8140 \text{ kHz} + 48 \text{ kHz}$) จะเห็นได้ว่าวิธีการนี้จะทำให้ส่งสัญญาณได้มากช่องขึ้นโดยสัญญาณไม่เกี่ยวข้องกันเลย สำหรับทางฝ่ายรับก็จะต้องมี *การดีมอดูเลต (demodulate)* เพื่อจะเอาสัญญาณเสียงพูดจริง ๆ ผ่านเข้าไปยังหูฟังของผู้รับ โดยการใช้วงจรกรองความถี่เข้ามาช่วยในการดีมอดูเลต เท่านั้นก็สามารถประหยัดค่าใช้จ่ายและความยุ่งยากในเรื่องของสายส่งสัญญาณลงไปได้ดังรูปที่ 2.6



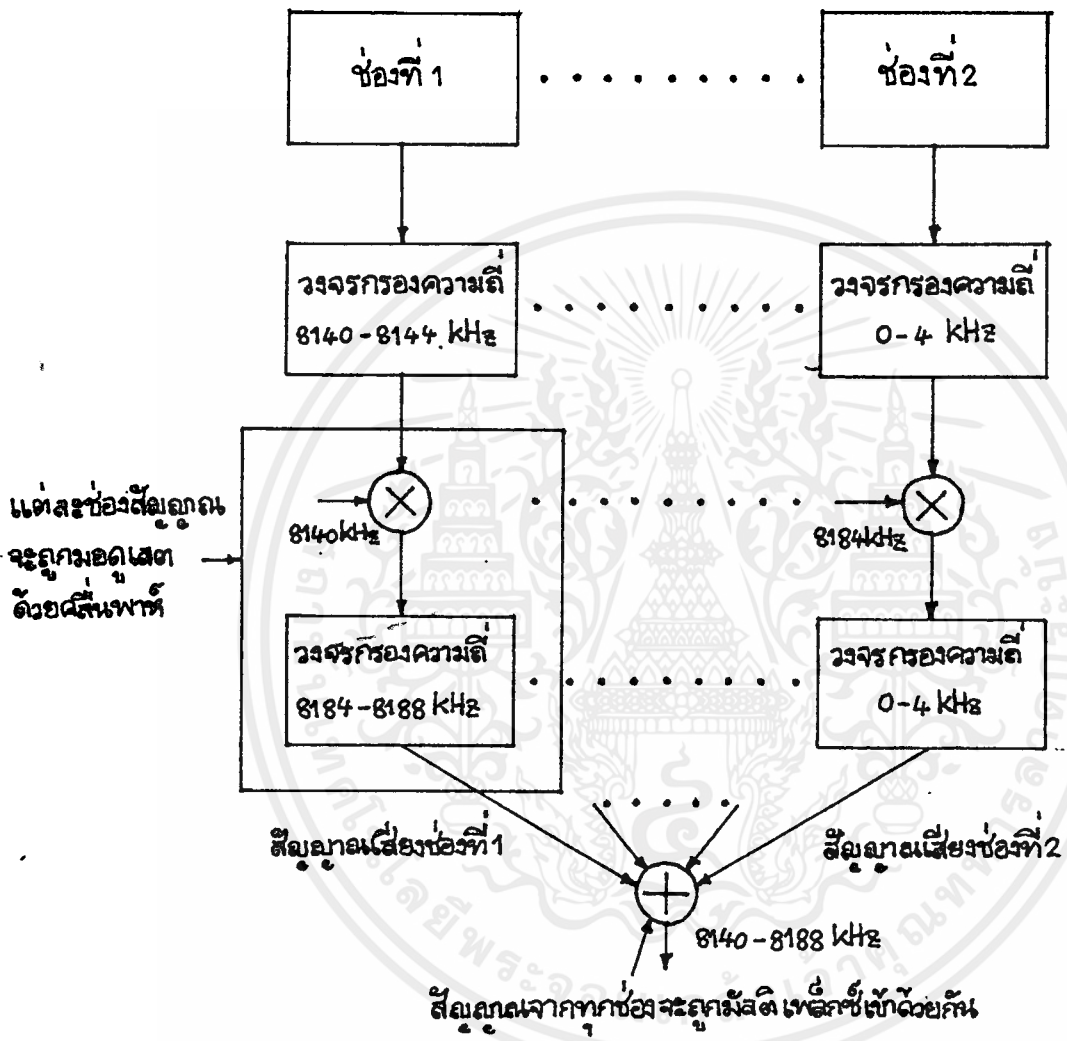
รูปที่ 2.4 วงจรอย่างง่ายในการอธิบายกำลังของสัญญาณ

แนวคิดของสัญญาณเสียง 0-4 kHz



รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณเสียงที่รวมเอาคลื่นพาห้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แสดง การผลิตเฟรเควนซ์สัญญาณเสียงเข้ากับคลื่นพาห้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการ

เครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ คือ เครื่องมือที่ใช้สำหรับขยายคู่สายองค์การโทรศัพท์จากภายนอก ให้สามารถนำมาใช้ภายในให้มากขึ้น เพื่ออำนวยความสะดวกในการใช้งานเพราะใช้ระบบติดต่ออัตโนมัติ โดยไม่ต้องผ่านพนักงานต่อสาย คือให้ผู้ใช้โทรศัพท์ทั้งภายในและภายนอก เป็นผู้ที่ทำหน้าที่แจ้งให้เครื่องชุมสายโทรศัพท์ทราบว่า ต้องการติดต่อกับเครื่องโทรศัพท์หมายเลขใดเท่านั้น หลังจากนั้น เครื่องชุมสายโทรศัพท์จะทำหน้าที่ติดต่อสายให้เอง

3.1 ขีดความสามารถของเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติที่พัฒนาขึ้น

เครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติที่พัฒนาขึ้นมีคุณสมบัติดังนี้

1. สามารถขยายคู่สายโทรศัพท์ซึ่งเป็นหมายเลของค์การโทรศัพท์ภายนอก 1 คู่สาย ให้เป็น 3 คู่สาย
2. เครื่องลูกภายในสามารถโทรติดต่อกันได้ (INTERCOM) โดยกดหมายเลขระบุเครื่องลูกภายในที่ต้องการจะติดต่อ
3. เครื่องลูกภายในสามารถโทรออกภายนอก (OUTGOING CALL) ได้โดยกดหมายเลขศูนย์
4. สามารถกำหนดเครื่องลูกภายในได้โดยกดหมายเลขเครื่องลูกภายใน หลังจากกดหมายเลข 7 ตัวขององค์โทรศัพท์
5. ถ้าเครื่องภายนอกไม่ระบุเครื่องลูกภายในที่ต้องการจะติดต่อ หรือกดผิดพลาดแล้ว เครื่องชุมสายโทรศัพท์ จะทำหน้าที่ติดต่อคู่สายภายนอกเข้ากับเครื่องลูกเครื่องที่ (1) ให้โดยอัตโนมัติ
6. ถ้าเครื่องลูกเครื่องที่ 1 ไม่ว่าง จะติดต่อไปยังเครื่องลูกอื่นๆ ที่ว่างแทน

3.2 ระบบสัญญาณต่างๆภายในเครื่องชุมสายโทรศัพท์

ลักษณะของสัญญาณต่างๆภายในระบบเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติที่พัฒนาขึ้นมีดังต่อไปนี้

1. สัญญาณให้หมน (DIAL TONE) คือ สัญญาณที่เครื่องชุมสายโทรศัพท์แจ้งให้ผู้ใช้งานโทรศัพท์ทราบว่าเครื่องชุมสายโทรศัพท์พร้อมแล้ว ที่จะให้ผู้ใช้งานโทรศัพท์กดหรือหมนหมายเลขที่ต้องจะติดต่อด้วย

ลักษณะของสัญญาณ เป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 400 เฮิรท์ (400 Hz) ดังต่อเนื่องกันตลอด

2. สัญญาณไม่ว่าง (BUSY TONE) คือ สัญญาณที่เครื่องชุมสายโทรศัพท์แจ้งให้ผู้ใช้งานโทรศัพท์ หลังจากกดหรือหมนหมายเลขที่ต้องจะติดต่อด้วย ให้ทราบว่าไม่สามารถติดต่อคู่สายโทรศัพท์นั้นได้

ลักษณะของสัญญาณ เป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 400 เฮิรท์ ดังและดับ ทุกๆ 0.5 วินาที

3. สัญญาณเรียกกลับ (RINGBACK TONE) คือ สัญญาณที่เครื่องชุมสายโทรศัพท์แจ้งให้ผู้ใช้งานโทรศัพท์ หลังจากกดหมายเลขที่ต้องการจะติดต่อ ให้ทราบว่าสามารถติดต่อคู่สายโทรศัพท์ ที่ต้องการจะติดต่อได้

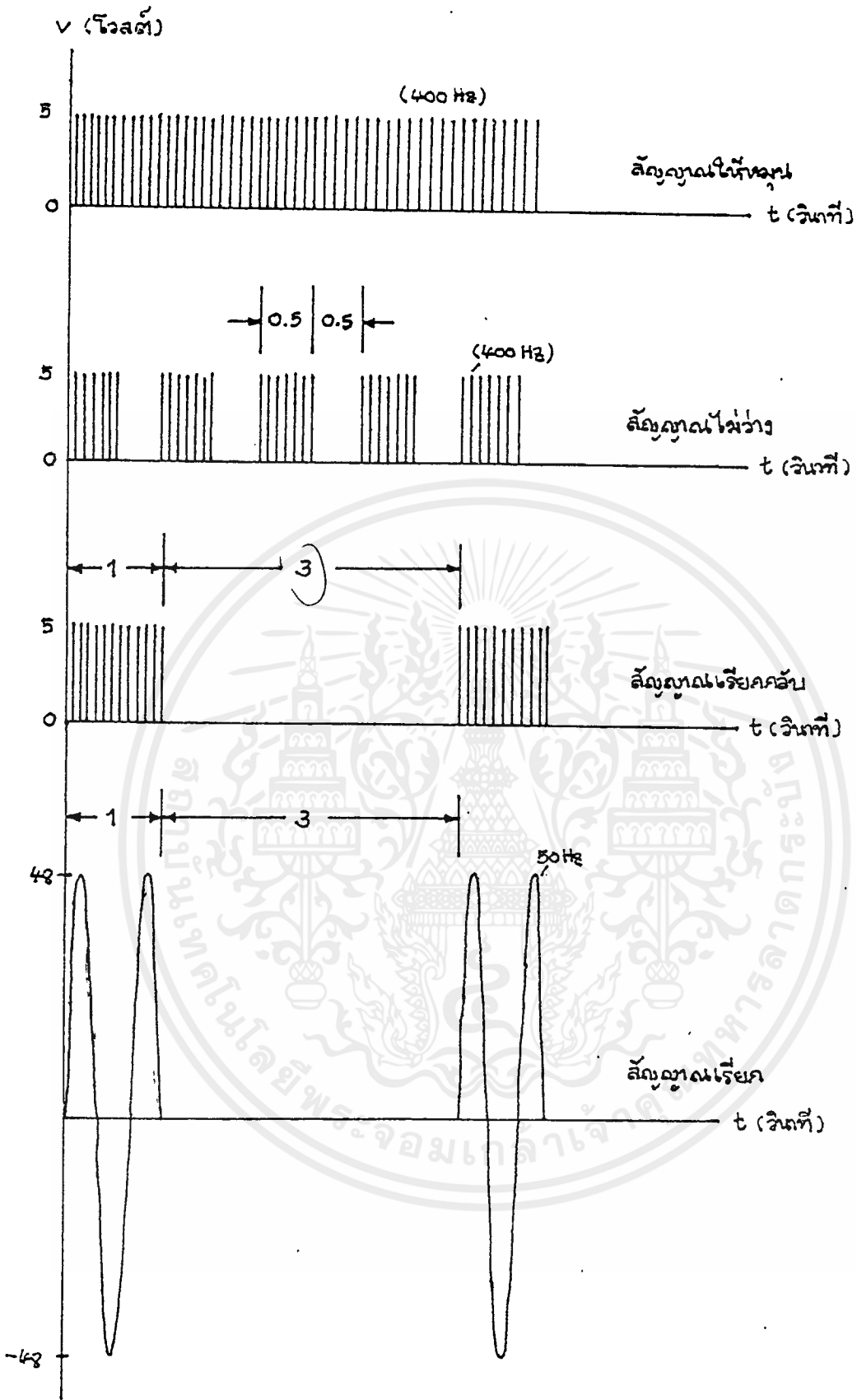
ลักษณะสัญญาณ เป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 400 เฮิรท์ ดัง 1 วินาที และดับ 3 วินาที สลับกัน

4. สัญญาณเรียก (RINGING TONE) คือ สัญญาณที่เครื่องชุมสายโทรศัพท์ส่งไปยังเครื่องโทรศัพท์ภายใน ทำให้กระดิ่งโทรศัพท์ดัง เพื่อแจ้งให้ทราบว่ามีการจะติดต่อด้วย

ลักษณะของสัญญาณ เป็นสัญญาณ เอซี (AC) 50 เฮิรท์ ที่มีขนาดประมาณ 48 โวลต์ ดัง และ ดับ เป็นช่วงๆและพร้อมกันกับสัญญาณเรียกกลับ

ลักษณะและช่วงเวลาของสัญญาณต่างๆ แสดงดังรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1: ลักษณะและช่วงเวลา ของสัญญาณต่างๆ โทโพรตีพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 หลักการทำงานของเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ

เครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติที่พัฒนาขึ้นมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.2 และแต่ละส่วนมีหน้าที่ดังนี้

ส่วนเชื่อมต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายนอก ใช้ ไอซี เทเลโฟน สปีช เนทเวอร์ค (TELEPHONE SPEECH NETWORK) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณจากคู่สายขององค์การโทรศัพท์ภายนอกให้เป็นสัญญาณรับ-ส่งที่แยกกัน (2-TO-4)

ส่วนเชื่อมต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายใน ใช้ ไอซี ซับสไคร์เบอร์ ลูป อินเตอร์เฟส เซอร์กิต (SUBSCRIBER LOOP INTERFACE CIRCUIT หรือ SLIC) ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยง ดีซี (DC) ให้กับเครื่องโทรศัพท์ภายใน , แปลงสัญญาณจากคู่สายโทรศัพท์ภายในให้เป็นสัญญาณรับ-ส่งที่แยกกัน (2-TO-4) , แสดงสถานะการยกหู และควบคุมการส่งสัญญาณเรียก

ส่วนสวิตช์ควบคุมการติดต่อ ใช้ ไอซี ครอส พอยท์ สวิตช์ (CROSS POINT SWITCH) ทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณเสียง โดยทำการติดต่อระหว่างสัญญาณรับ-ส่งของคู่สายโทรศัพท์ที่ต้องการจะติดต่อกัน ซึ่งส่วนสวิตช์นี้ควบคุมโดยส่วนไมโครโปรเซสเซอร์

ส่วนตรวจสอบสัญญาณเรียก ใช้ ไอซี เทเลโฟน โทน ริงเกอร์ (TELEPHONE TONE RINGER) ทำหน้าที่ในการตรวจสอบว่าสัญญาณเรียกจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอกหรือไม่ ถ้ามีสัญญาณเรียกจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอก ก็จะส่งสัญญาณแสดงสถานะให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทราบ

ส่วนถอดรหัสหมายเลข (DTMF DECODER) โทรศัพท์ จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณพัลส์และความถี่ที่เกิดจากการหมุนหรือกดปุ่ม ของเครื่องโทรศัพท์จากคู่สายภายนอกหรือภายใน ที่ถูกกำหนดโดยด้วยสวิตช์ AO-A7 ให้เป็น ไบนารี โค้ด เดซิมาล (BINARY CODE DECIMAL หรือ LCD) แล้วแจ้งให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทราบถึงหมายเลขที่กด

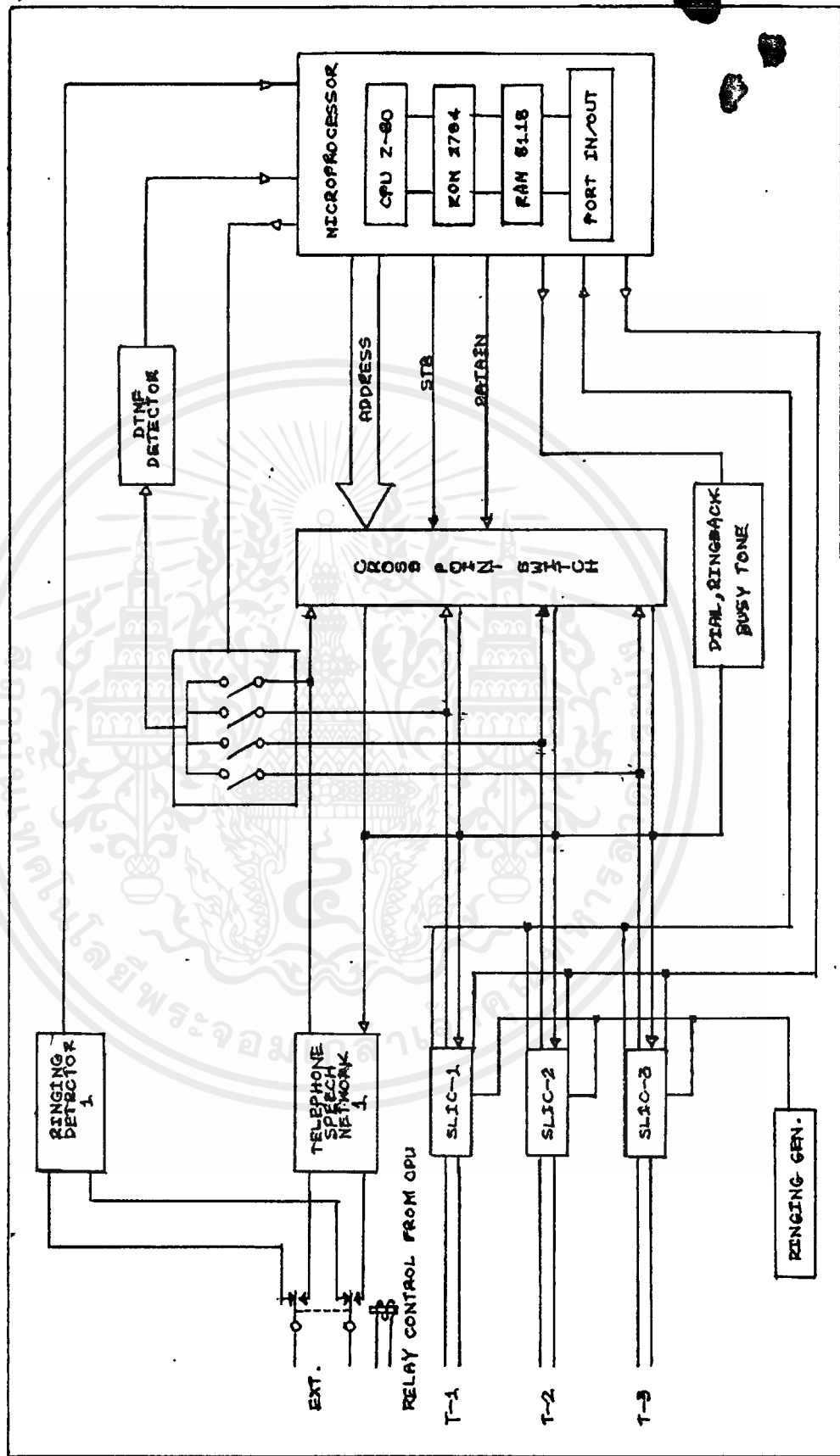
ส่วนสร้างสัญญาณต่างๆ เช่น สัญญาณให้หมุน, สัญญาณไม่ว่าง, สัญญาณเรียกกลับ จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณเสียงเพื่อให้โทรศัพท์ภายนอก และเครื่องลูกทราบ ว่า ขณะนี้ไมโครโปรเซสเซอร์พร้อมที่จะรับสัญญาณจากการหมุนหรือกดหมายเลข หรือเมื่อต้องการสร้างสัญญาณไม่ว่างและสัญญาณเรียกกลับ

ส่วนสร้างสัญญาณเรียก (RINGING GENERATOR) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเรียก ซึ่งควบคุมการปิด-เปิด ด้วยไมโครโปรเซสเซอร์ เพื่อส่งสัญญาณเรียกให้กับโทรศัพท์เครื่องลูก ทราบว่ามีคู่สายโทรศัพท์ที่ต้องการจะติดต่อด้วย

ส่วนควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งวงจรส่วนนี้เป็นหัวใจการทำงานของเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ (PABX) ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ เบอร์ Z-80 จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของส่วนต่างๆ เช่น ลักษณะการตัดต่อสายใน สายนอก และ เช็คการทำงานของส่วนต่างๆ

ส่วนเชื่อมต่อ (INTERFACE) จะทำหน้าที่ Modulate สัญญาณแล้วส่งไปตามสายไฟบ้าน และ Demodulate สัญญาณที่ส่งมาตามสายไฟบ้าน แล้วส่งเข้าส่วนสวิทช์ควบคุมการติดต่อ

ส่วนจ่ายไฟ (POWER SUPPLY) เป็นส่วนที่จ่ายไฟให้กับวงจรทั้งหมด



PICTURE 3.2

Title	BLOCK DIAGRAM OF PBX
Size Document Number	A
REV	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

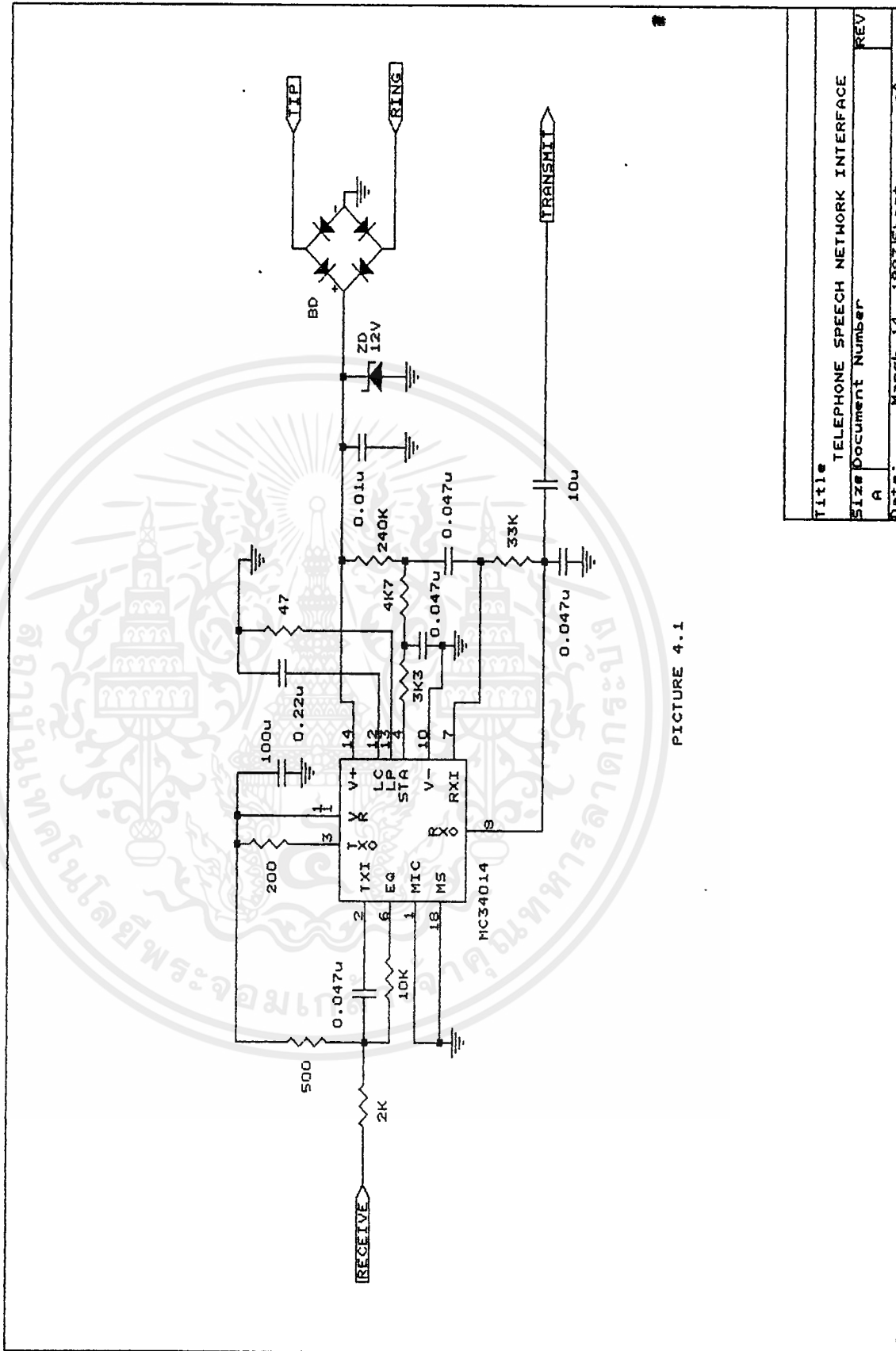
การคำนวณและการสร้าง

4.1 ส่วนเชื่อมต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายนอก

(EXTERNAL TELEPHONE SPEECH NETWORK)

ส่วนนี้เป็นส่วนเชื่อมต่อของ คู่สายโทรศัพท์ภายในให้สามารถติดต่อกับคู่สายโทรศัพท์ภายนอกได้ ตามปรกตินั้น คู่สายโทรศัพท์ขององค์การโทรศัพท์ จะเป็นแบบ 2 สาย (2 WIRE) แต่เนื่องจากการเชื่อมต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายในเป็นแบบ 4 สาย (4 - WIRE) ส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณเสียงที่ส่งมาจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอกให้เป็นรับ-ส่ง คือ ทำ 2 สาย ให้เป็น 4 สาย (2 WIRE 4 WIRE) เพื่อเชื่อมต่อกับโทรศัพท์สายในโดยวงจรสวิทชิง ซึ่งจากวงจรนี้เราสามารถควบคุมอัตราขยายของการรับ-การส่ง และสัญญาณไซด์ โทน (SIDE TONE) ได้ตามความเหมาะสมตามความดังของสัญญาณ ในกรณีตรงกันข้ามก็จะรวมสัญญาณเสียงทั้งรับและส่ง จากคู่สายโทรศัพท์ภายในไปเป็นสัญญาณเพียง 2 สาย เพื่อส่งให้กับคู่สายขององค์การโทรศัพท์

วงจรของส่วนเชื่อมต่อกับสายโทรศัพท์สายนอกแสดงตามรูปที่ 4.1



PICTURE 4.1

Title	TELEPHONE SPEECH NETWORK INTERFACE
Size	Document Number
REV	A
Date:	March 14, 1993
Sheet	of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทำงานของวงจร

จากวงจร สัญญาณจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอก จะถูกเรียงทิศของกระแสโดยไดโอด บริดจ์ (DIODE BRIDGE) จากส่วนนี้จะได้กระแสไฟเพื่อไปเลี้ยง ไอซี MC34014 (TELEPHONE SPEECH NETWORK) และสัญญาณเสียงก็จะถูกแยกออกโดยความต้านทาน และ ตัวเก็บประจุซึ่งทำหน้าที่ เป็นส่วนกรองความถี่ หลังจากนั้นก็จะนำเข้าไป ไอซี MC34014 เพื่อทำการแยกสัญญาณรับ และส่ง ออกจากกัน หลังจากนั้นก็จะไปยังส่วน สวิตชิง เพื่อทำการส่งไปยังคู่สายโทรศัพท์ภายใน

สำหรับการปรับอัตราขยายของการรับนั้น สามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทาน R6 คือ เพิ่มอัตราขยายของการรับ ด้วยการลดค่าความต้านทานของ R6 ลง และในทำนองเดียวกันถ้าต้องการ ปรับอัตราขยายของการส่ง ควบคุมได้โดยเปลี่ยนค่าความต้านทาน R5 คือ เพิ่มอัตราขยายของการส่ง ด้วยการเพิ่มค่าความต้านทาน R5 (โดยปรกติอัตราขยายของการส่งจะเท่ากับ 20 เท่า หรือ 26 เดซิเบล (dB)

ขา MS เป็นขาของการเลือกโหมด (MODE) ของคู่สายโทรศัพท์ภายนอกว่า เป็น แบบพัลส์ หรือ แบบโทน โดยถ้าเป็นแบบพัลส์ให้ป้อน ลอจิก "1" (>2.0) ที่ขา MS แต่ถ้าเป็นแบบโทน ให้ป้อน ลอจิก "0" (<0.3) หรือกราวด์ (GROUND) ที่ขา MS

4.2 ส่วนตรวจสอบสัญญาณเรียก (DETECT RINGING)

ส่วนนี้จะทำการตรวจสอบว่ามีสัญญาณเรียก (RING) จากคู่สายโทรศัพท์ภายนอกหรือไม่ ถ้ามีสัญญาณเรียกจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอกก็จะส่งสัญญาณแสดงสถานะว่ามีสัญญาณเรียกจากภายนอกเข้ามา ส่งให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทราบ เพื่อให้ทำงานตามขั้นตอนต่อไป

วงจรตรวจสอบสัญญาณเรียกแสดงดังรูปที่ 4.2

หลักการทำงานของวงจร

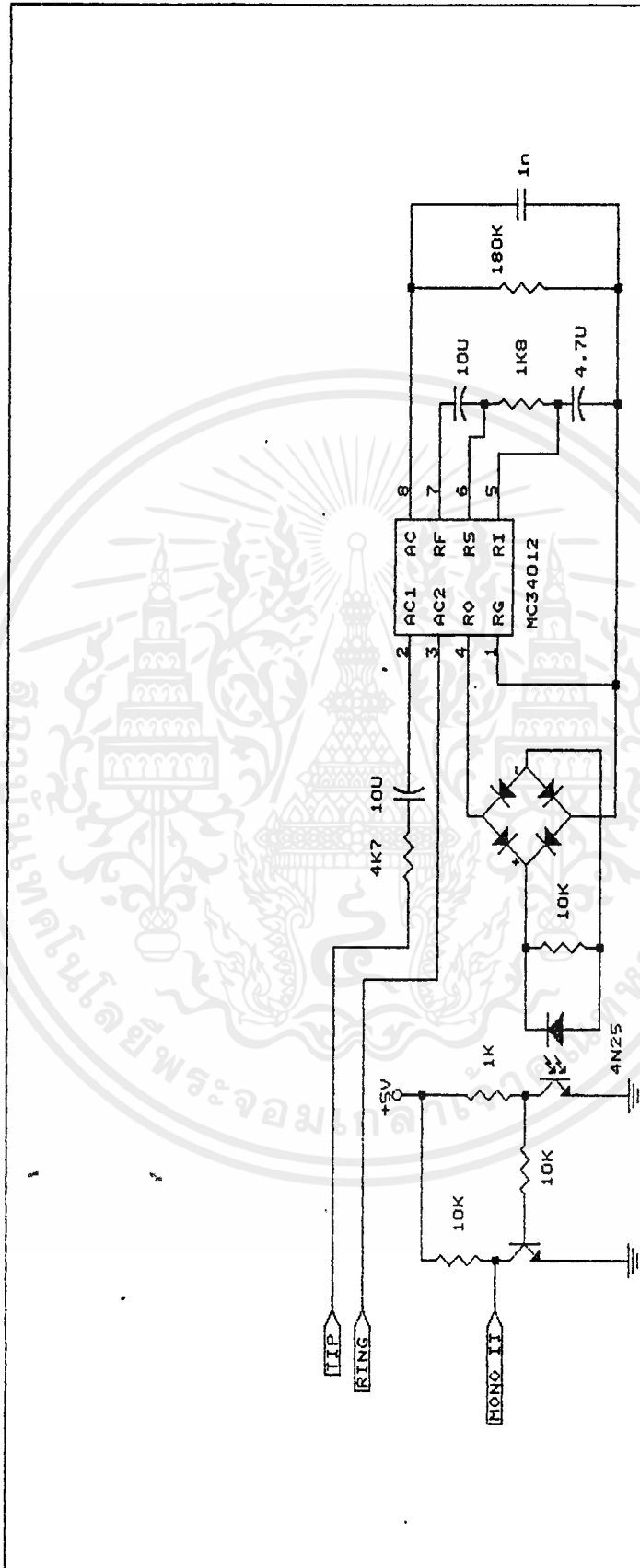
เมื่อมีสัญญาณเรียกจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอก ซึ่งมีขนาดประมาณ 100 โวลต์ และความถี่ 25 เฮิรตซ์ ซึ่งจะถูกละเปลี่ยนเป็นสัญญาณระดับต่ำโดย MC 34012 (TELEPHONE TONE RINGER) ซึ่งจากวงจรตัวความต้านทาน R1 และ ตัวเก็บประจุ C1 จะทำหน้าที่ควบคุม อินพุท อิมพีแดนซ์ (INPUT IMPEDANCE) ของคู่สายโทรศัพท์ภายใน กรณีที่มีความถี่ของสัญญาณเรียกต่างกัน และ ทำหน้าที่ป้องกัน ทรานเซียน (TRANSIENTS) ส่วนตัวความต้านทาน R2 และตัวเก็บประจุ C2 ทำหน้าที่ในการเป็นตัวกำหนดความถี่ออสซิลเลท (OSCILLATE) ภายใน ไอซี ทำให้สัญญาณ เอาท์พุท ที่ขา โทนริงเกอร์ เอาท์พุท (TONE RINGER OUTPUT) หรือขา RO(4) ซึ่งมีขนาด 20 โวลต์ ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ (MC 34012-1) จากนั้นสัญญาณเอาท์พุทก็จะถูกเรียงทึศกระแส โดยไดโอดบริดจ์ (DIODE BRIDGE) แล้วส่งสัญญาณให้ออปโตคัปเตอร์ (OPTO COUPLER) 4N-25 ซึ่งทำงานโดยที่เอาท์พุทของออปโตคัปเตอร์ เป็นสถานะทางลอจิกส่งไปให้ไมโครโปรเซสเซอร์ (MICROPROCESSOR) เมื่อมีสัญญาณเรียกจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอกจะมีสถานะทาง ลอจิก เป็น "1" แต่ถ้าไม่มีสัญญาณเรียกจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอก ก็จะมีสถานะ เป็น ลอจิก "0"

สัญญาณความถี่ที่ขา RO(4)

MC 34012-1 = 1000 Hz

MC 34012-2 = 2000 Hz

MC 34012-3 = 500 Hz



PICTURE 4.2

Title	DETECT RINGING
Size	Document Number
REV	A

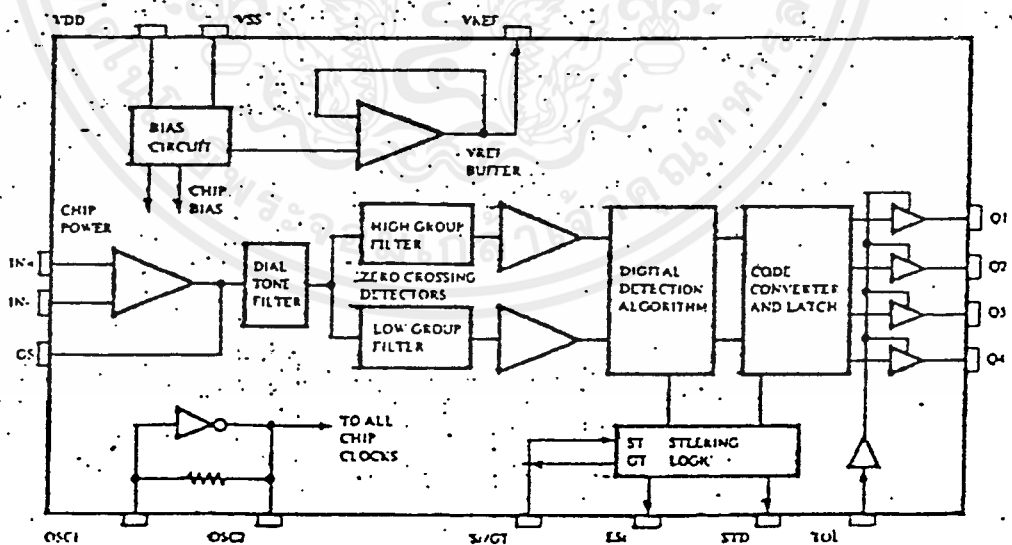
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การถอดรหัสหมายเลขทางความถี่ (DTMF DECODER)

ใช้ไอซีเบอร์ MT8870 ในการแปลงความถี่ ของการกดปุ่มโทรศัพท์แต่ละหมายเลข เพื่อแปลงให้เป็นเลขฐานสองจำนวน 4 หลัก มีค่าตามหมายเลขที่กด ซึ่งเป็นประโยชน์ในการบอกให้หน่วยประมวลผลกลาง (CPU) รู้และนำไปปฏิบัติได้

โครงสร้างของ MT8870

โครงสร้างภายในของ MT8870 ภายในประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล ในส่วนของวงจรความถี่ ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ สำหรับกรองความถี่สูง และต่ำ ส่วนวงจรถอดรหัสจะใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับและถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ ออกมาเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต (BIT) และเช็คช่วงเวลาสัญญาณเข้ามา ส่วนภาคอินพุทเป็นออปแอมป์ ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้โดยต่ออุปกรณ์ข้างนอกเอาท์พุทเป็นวงจรแลตช์ 3 สถานะ แสดงดังรูปที่ 4.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างภายในของ MT8870 ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

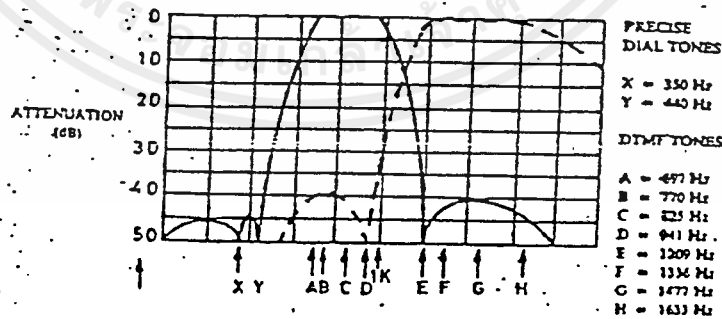
ฟังก์ชันการทำงานภายใน MT8870

ภายใน MT8870 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 5 ส่วน คือ

- ภาคถอดความถี่ (FILTER SECTION)
- ภาคถอดรหัส (DECODE SECTION)
- ภาคตรวจสอบสัญญาณ (STEERING CIRCUIT)
- ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง (DIFFERENTIAL INPUT)
- ภาคกำเนิดความถี่ (OSCILLATOR)

ภาคถอดความถี่

ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณความถี่ทางโทรศัพท์ (DTMF) ที่เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่ คือ ช่วงความถี่สูง และ ช่วงความถี่ต่ำ โดยใช้วงจรกรองความถี่อันดับ 6 ชั้นคาปาซิเตอร์ (SIX-ORDER SWITCHED CAPACITOR BAND PASS FILTER) ซึ่งความถี่ที่แยกได้ 2 ช่วง คือ ช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำ แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษายกเว้นกรณีที่ได้รับอนุญาตจากบริษัทไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F _{LOW}	F _{HIGH}	NO	TOE	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄
697	1209	1	H	0	0	0	1
697	1336	2	H	0	0	1	0
697	1477	3	H	0	0	1	1
770	1290	4	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	0	1	1	0
852	1209	7	H	0	1	1	1
852	1336	8	H	1	0	0	0
852	1477	9	H	1	0	0	1
941	1209	0	H	1	0	1	0
941	1366	*	H	1	0	1	1
941	1477	#	H	1	1	0	0
679	1633	A	H	1	1	0	1
770	1633	B	H	1	1	1	0
852	1633	C	H	1	1	1	1
941	1633	D	L	0	0	0	0
-	-	ANY	L	Z	Z	Z	Z

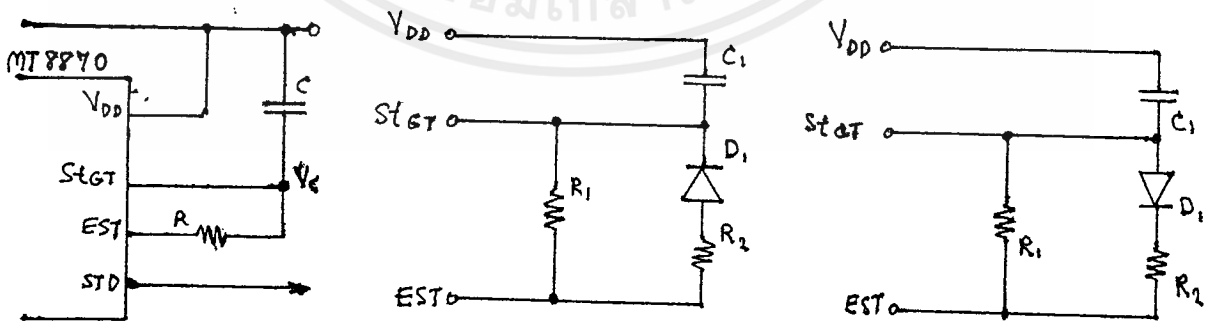
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.5 แสดงค่ารหัสเลขฐานสองที่ถอดได้จากไอซี MT8870 ราคา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคถอดรหัส

ความถี่ทางโทรศัพท์ (DTMF) ที่ถูกกรองเรียบร้อยแล้ว จะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัล และมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐานหรือไม่เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบว่าความถี่นั้นถูกต้อง สัญญาณที่ขา EST (EARLY STEERING) ก็จะถูกตีฟ สำหรับค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่นั้นแสดงดังรูปที่ 4.5

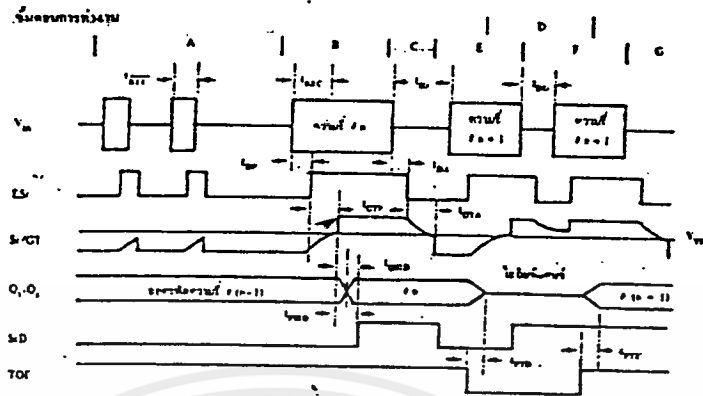
ภาคตรวจสอบสัญญาณ

ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุท จะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามา ว่ามีระยะเวลาตามที่กำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลากการกดปุ่มโทรศัพท์ ซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควร มิฉะนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่รับ โดยถือว่าสัญญาณไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงเวลายาวเท่าใด สามารถตั้งโดยใช้ค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุ (R, C) ภายนอก สัญญาณที่ขา EST จะเป็นระดับสัญญาณสูง (HIGH) นานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่มีความถี่ทางโทรศัพท์ (DTMF) เข้ามาจากรูปที่ 4.6 เมื่อขา EST เป็น HIGH ทำให้ค่าแรงดัน V_c สูงขึ้น ตัวเก็บประจุ (C) จะคายประจุ ทำให้ค่าแรงดัน V_c สูงขึ้นจนถึงค่าเทรชโฮลด์ วงจรถอดรหัสจึงจะถอดรหัสออกมาเป็นตัวเลขฐานสองขนาด 4 บิต รายละเอียดการทำงานดูได้จากแผนภูมิเวลา หรือ ไทมิ่งไดอะแกรม (TIMING DIAGRAM) ในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรตรวจสอบอย่างง่ายและแสดงการกำหนดเวลากำหนดไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ (GARD TIME) เพื่อพร้อมวิธีการคำนวณให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



อธิบายขั้นตอนการทำงาน

- A - ตรวจพบความถี่เข้ามา แต่คาบเวลาไม่ถูกต้อง เอาก์พุทไม่เปลี่ยน
- B - ความถี่ # n ถูกตรวจพบและมีคาบเวลาที่ถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัส และแสดงไว้ที่เอาก์พุท
- C - จบความถี่ # n ช่วงห่างถูกต้อง เอาก์พุทยังคงแสดงอยู่จนกว่าจะได้รับความถี่ที่ถูกต้องใหม่
- D - เอาก์พุทเปลี่ยนเป็นไฮอิมพีแดนซ์
- E - ความถี่ # n + 1 ถูกตรวจพบ คาบเวลาถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัสและแสดงไว้
- F - ความถี่ # n + 1 หายไป ช่วงห่างไม่ถูกต้อง เอาก์พุทยังคงแสดงอยู่
- G - จบความถี่ # n + 1 ช่วงห่างถูกต้อง เอาก์พุทยังคงแสดงอยู่จนถึงความถี่ใหม่ที่ถูกต้อง

อธิบายคำศัพท์

- V_{in} - สัญญาณความถี่ DTMF ที่เข้ามา
- ES - Early Steering output ใช้แสดงความถี่ที่ถูกต้อง
- SI/GT - Steering input/Guard Time output สำหรับต่อกับ RC ภายนอก
- Q_1-Q_4 - เอาก์พุท BCD ขนาด 4 บิต
- SiD - Delayed Steering output ใช้แสดงว่าความถี่ที่ได้รับหรือหายไป มีคาบเวลาตามที่กำหนด เพื่อแสดงความถูกต้องของสัญญาณ
- TOE - Tone Output Enable (input) ใช้ควบคุม Q_1-Q_4 ให้เป็นไฮอิมพีแดนซ์
- t_{REC} - คาบเวลายานสุดท้ายที่ตรวจพบความถี่ DTMF แล้วยังไม่ถูกต้อง
- t_{REC} - คาบเวลายานสุดท้ายที่ต้องการเพื่อแสดงว่าสัญญาณถูกต้อง
- t_{ID} - เวลาล้นสุดระหว่างสัญญาณ DTMF ที่ถูกต้อง 2 สัญญาณ
- t_{DO} - เวลาล้นสุดท้ายยอมให้สัญญาณหายไปได้ในคาบเวลาความถี่ที่ถูกต้อง
- t_{DP} - เวลาที่ใช้ในการตรวจพบสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{DA} - เวลาที่ใช้ในการตรวจการหายไปของสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{CTP} - ทรานซ์ไทม์ของการปรากฏความถี่ DTMF
- t_{CTA} - ทรานซ์ไทม์ของการหายไปของความถี่ DTMF

รูปที่ 4.7 แสดงไทม์มิงไดอะแกรมการทำงานของไอซี MT8870

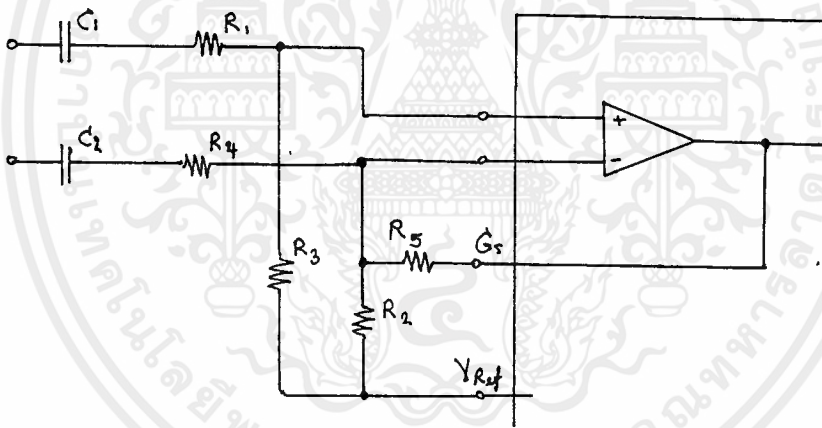
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่นับผูกพันเห็นเป็นเงื่อนไขในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคแสดงสัญญาณความแตกต่าง

วงจรมินิพัทของ MT8870 เป็นภาคขยายออปแอมป์ที่สามารถปรับอัตราขยาย โดย ต่อวงจรมินิพัทภายนอกเพิ่มเข้าไปอีกดังรูปที่ 4.8 แสดงการต่อวงจรมินิพัทเข้ากับ อินพุทซึ่ง สามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุท และ อิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$\text{อัตราขยาย (} A_{v \text{ diff}} \text{)} = R_5 / R_1$$

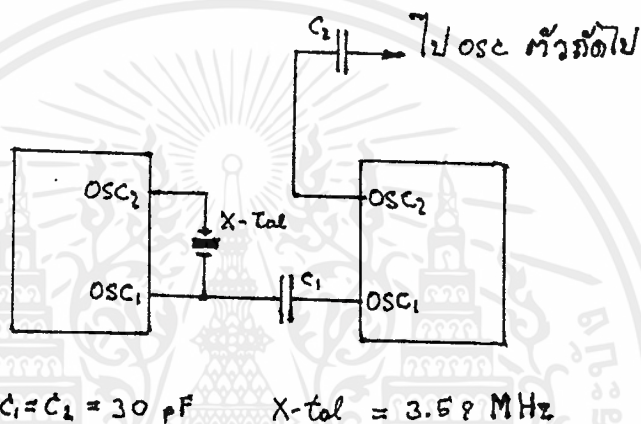
$$\text{อินพุทอิมพีแดนซ์ (} Z_{in \text{ diff}} \text{)} = 2(R_1 + (1/WC)^2)^{1/2}$$



รูปที่ 4.8 แสดงการต่อวงจรมินิพัท

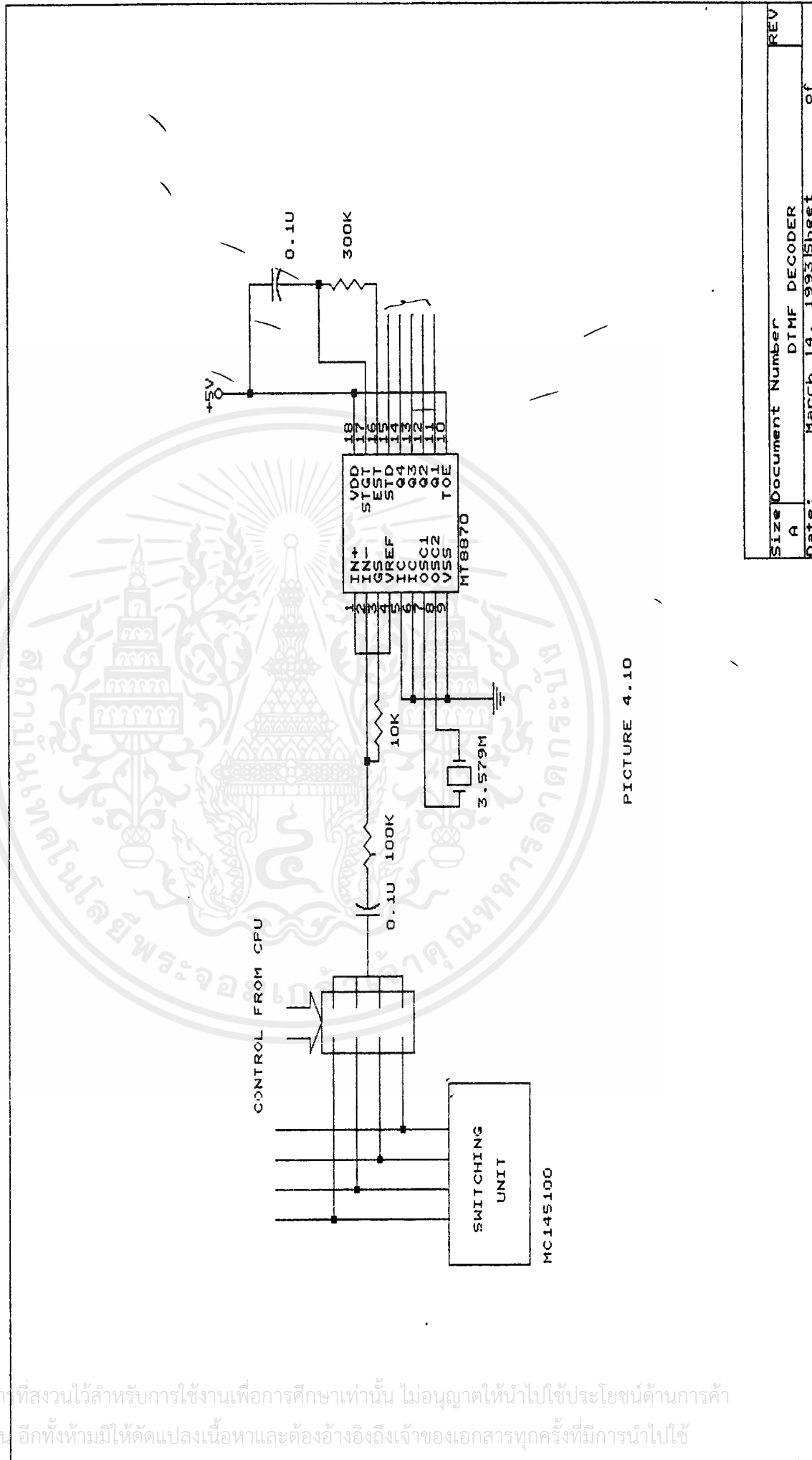
ภาคกำเนิดความถี่

ในภาคนี้ ภายในไอซีจะมีวงจรเวลาอยู่ภายใน เพียงแต่ต่อคริสตอลขนาด 3.579 เมกกะเฮิรตซ์ ก็ใช้งานได้ทันที การต่อวงจรกำเนิดความถี่แสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงการต่อวงจรกำเนิดความถี่

วงจรโดยสมบูรณ์ของส่วนถอดรหัสหมายเลขแสดงดังรูปที่ 4.10



PICTURE 4.10

Size	Document Number	REV
A	DTMF DECODER	
Date:	March 14, 1993	Sheet of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ส่วนสร้างสัญญาณต่างๆ (TONE GENERATOR)

สัญญาณต่างๆที่ใช้ในระบบโทรศัพท์ มีอยู่ 4 สัญญาณคือ

1. สัญญาณให้หมน (DIAL TONE)

เป็นสัญญาณที่ชุมสายแจ้งให้ผู้ใช้ทราบว่ารหัสที่จะให้ผู้ใช้กดหมายเลขที่ต้องการจะติดต่อด้วย เป็นสัญญาณความถี่ 400 Hz ใช้ไอซีออปแอมป์ต่อเป็นวงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ (WIEN BRIDGE OSCILLATOR) กำเนิดสัญญาณไซน์ (SINE WAVE) ความถี่ประมาณ 400 Hz โดยเลือกค่าอุปกรณ์ได้ดังนี้

$$R_1 = R_2 = 2(R_3 + VR_1)$$

$$C_1 = C_2 = C_3 / 2$$

$$T = R_1 C_1 / 2$$

$$f_o = 1/T$$

วงจรถัดแสดงดังรูปที่ 4.11

2. สัญญาณไม่ว่าง (BUSY TONE)

เป็นสัญญาณที่เครื่องชุมสายแจ้งให้ผู้ใช้โทรศัพท์ทราบว่า หลังจากกดหมายเลขที่ต้องการแล้ว แต่หมายเลขนั้นมีการใช้งานอยู่ไม่สามารถติดต่อให้ได้ เป็นสัญญาณความถี่ประมาณ 400 Hz ดังและดับสลับกันทุกๆ 0.5 วินาที

การสร้างใช้ไอซีเบอร์ 555 กำเนิดความถี่ที่ต้องการแล้วนำเอาที่พุกที่ได้ไปขับทรานซิสเตอร์เพื่อไปขับวงจรรอสซิลเลเตอร์อีกทีหนึ่ง แสดงดังรูปที่ 4.12

ไอซีไทม์เมอร์เบอร์ 555 นี้เราสามารถกำหนดเวลาของสถานะของเอาต์พุทได้โดยการใช้ไดโอดต่อคร่อมขา 6 กับ 7 โดยให้ด้านบวกเข้าที่ขา 6 ซึ่งสามารถคำนวณเวลาต่างได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_H = 0.693 (R_A + R_B) C_T$$

$$T_L = 0.693 (R_B C_T)$$

3. สัญญาณเรียกกลับ (RINGBACK TONE)

เป็นสัญญาณที่ทางชุมสายแจ้งให้ผู้ใช้ทราบว่า สามารถติดต่อปลายทางได้แล้ว กำลังรอให้มีคนมารับสาย เป็นสัญญาณความถี่ 400 Hz ดัง 1 วินาทีและดับ 3 วินาที ใช้ไอซี 555 กำหนดสัญญาณให้มีค่า DUTY CYCLE ตามต้องการแล้วนำไปขับทรานซิสเตอร์เพื่อขับวงจรรอสซิลเลเตอร์ 400 Hz อีกทีหนึ่ง วงจรดังรูปที่ 4.13

4. สัญญาณเรียก (RINGING TONE)

เป็นสัญญาณที่ชุมสายส่งไปยังโทรศัพท์เพื่อแจ้งให้ทราบว่า มีคู่สายต้องการจะติดต่อด้วย โดยจะทำให้กระดิ่งของโทรศัพท์ดัง ลักษณะของสัญญาณเป็นสัญญาณความถี่ 50Hz 100 โวลต์ ดัง 1 วินาทีและดับ 3 วินาที ใช้ไอซี 555 กำหนดสัญญาณให้มีค่าเวลาตามต้องการ แล้วนำไปขับทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งต่ออยู่แบบคอมพลีเมนทารี วงจรดังรูปที่ 4.14

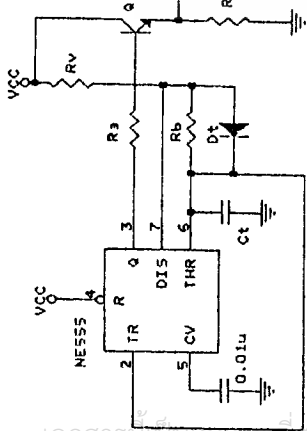


FIG. 4.12 BUSY

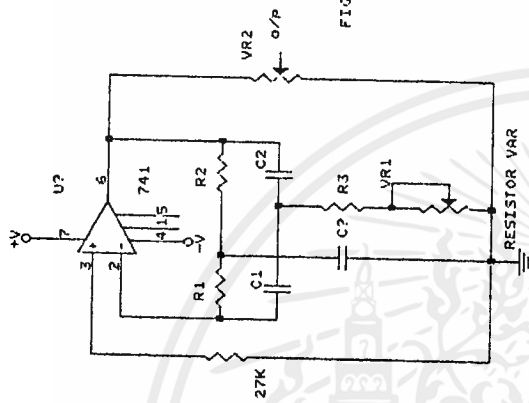


FIG. 4.11 DIAL

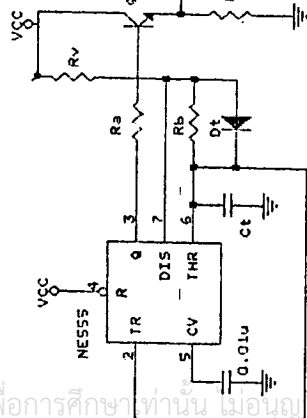


FIG. 4.13 RINGBACK

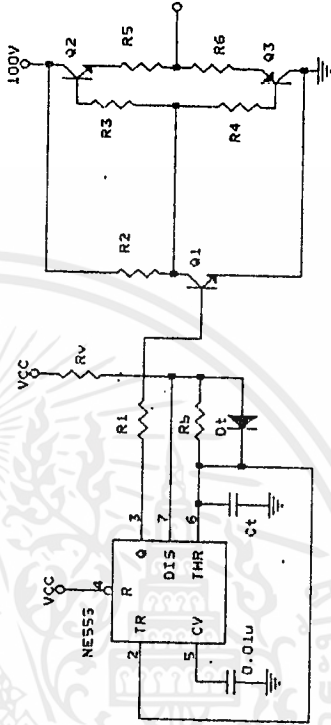


FIG. 4.14 RINGING

Title	TONE GENERATOR
Size Document Number	B
REV	REV
Date	March 15, 1981

No. of Piece	Nomenclature	Pos No.	Qty

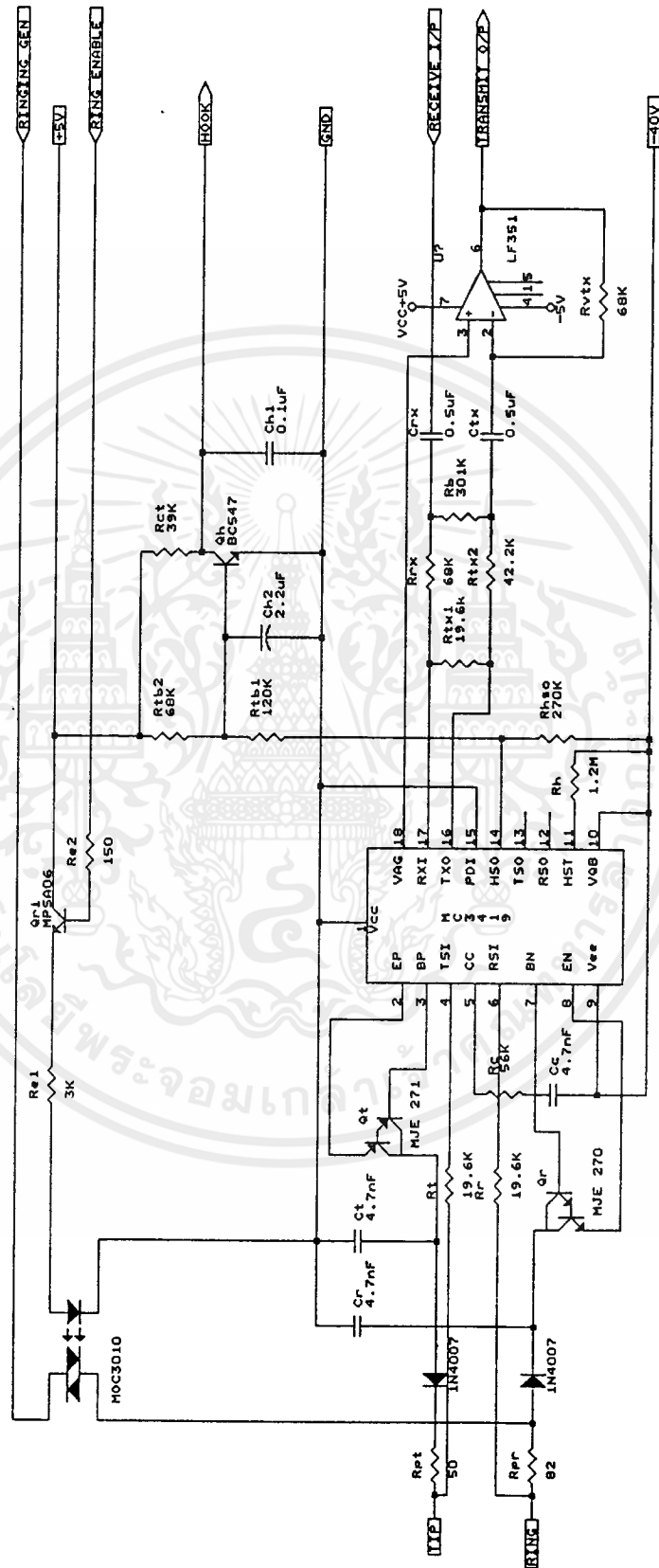
May/Dim/Misc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ส่วนติดต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายใน

ใช้ ไอซี เบอร์ MC 34F19 เป็น ไอซี ที่ใช้สำหรับการจ่ายไฟเลี้ยงให้เครื่องลูกและทำการแปลงสัญญาณเสียง ของเครื่องโทรศัพท์จาก 2 สาย (2 WIRE) เป็นแบบ 4 สาย (4 WIRE) ซึ่งสะดวกต่อการนำไปใช้งาน นอกจากนี้ยังสามารถเช็ค สถานะการฮุค (HOOK) ของเครื่องลูกได้ว่ามีสถานะของการยกหูใช้งานอยู่ หรือ วางหู ซึ่งมีลักษณะเป็นลอจิกหนึ่ง (LOGIC 1) เมื่อมีการวางหู และเมื่อมีการยกหูใช้งานก็มีลอจิก (LOGIC) เป็นศูนย์ "0" ซึ่งเป็นการบอกหน่วยประมวลผลกลาง (CPU) ว่าเครื่องลูกต้องการใช้งาน หรือ กำลังใช้งาน เพื่อหน่วยประมวลผลกลาง (CPU) จะได้ทำงานตามขั้นตอนต่อไป

วงจรของส่วนติดต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายในแสดงดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร

ตามวงจร เมื่อมีการยกหูใช้งานโทรศัพท์ (ON-HOOK) ซึ่งสถานะการฮุค (HOOK STATUS) จะมีค่าลอจิก เป็นศูนย์ (0) ซึ่ง ไอซี MC 34F19 ซึ่งจะมีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน (R_{P_1}) และ ตัวต้านทาน (R_{P_2}) เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ค่าแรงดันซึ่งตกคร่อมคู่สายประมาณ 32 โวลต์ เมื่อมีการยกหูใช้งาน ไอซีจะจ่ายกระแสให้คู่สายซึ่งขับ (DRIVE) โดยทรานซิสเตอร์ดาร์ลิ่งตัน (TRANSISTOR DARLINGTON) เพื่อให้ได้กระแสมากพอที่เครื่องลูกจะสามารถทำงานได้ ซึ่งขณะนี้ค่าแรงดันตกคร่อมคู่สายประมาณ 9 โวลต์

เมื่อต้องการที่จะให้มีการส่งสัญญาณริงกิง (RINGING) ไปยังเครื่องลูกสามารถทำได้โดยให้ค่าลอจิกศูนย์ (LOGIC 0) เข้าที่จุดริงกิงเอ็นเนเบิล (RINGING ENABLE) และป้อนสัญญาณริงกิง (RINGING) เข้าไปที่จุดป้อนสัญญาณริงกิง (RINGING GEN) ก็จะสามารถเข้าคู่สายไปยังเครื่องลูกได้

สำหรับในการรับ-ส่งสัญญาณนั้น ถ้าหากสัญญาณมีมากหรือ น้อยไปสามารถแก้ไขได้โดยปรับค่าความต้านทาน ($R_{P_{in}}$) และค่าความต้านทาน ($R_{P_{out}}$) ซึ่งสัญญาณที่รับเข้ามามีค่าน้อยปรับโดยการลดตัวต้านทาน ($R_{P_{in}}$) และ ถ้าสัญญาณที่ส่งออกไปมีค่าน้อย สามารถปรับโดยการลดค่าความต้านทาน ($R_{P_{out}}$) สำหรับการลด หรือ เพิ่มค่าความต้านทาน ($R_{P_{in}}$) และ ค่าความต้านทาน ($R_{P_{out}}$) นั้นจะมีผล กับออปแอมป์ (OPAMP) ซึ่งทำหน้าที่ เป็น ไฮบริดจ์ (HYBRIDGE) เพื่อแยกสัญญาณ รับ และ ส่งออกจากกัน เพื่อไปเข้าส่วนสวิตช์ควบคุมการติดต่อระหว่างคู่สาย (CROSS POINT SWITCH) เพื่อทำการสวิตช์ (SWITCH) เพื่อส่งไปยังส่วนอื่นต่อไป

4.6 ส่วนสวิตช์ควบคุมการติดต่อ

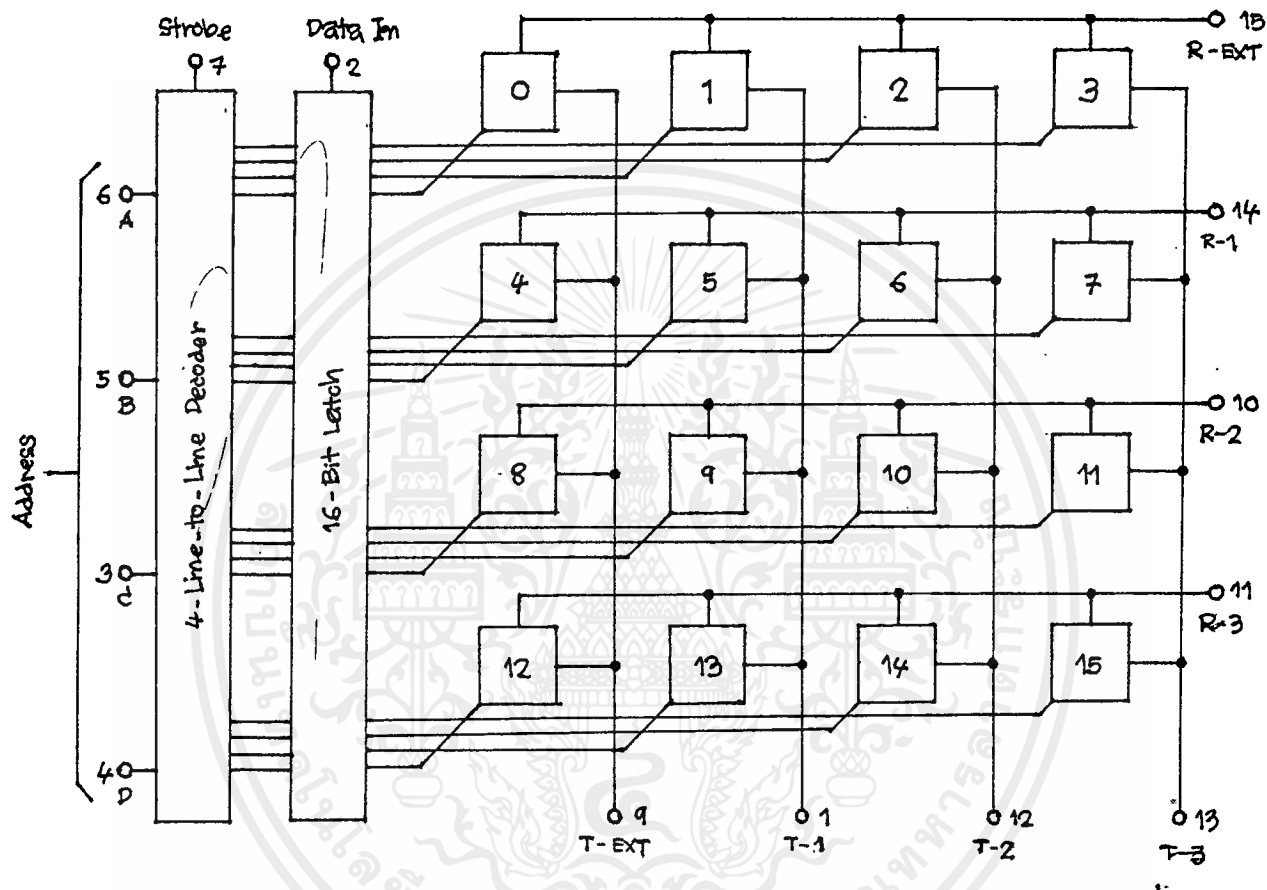
ส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณเสียง โดยทำการติดต่อสัญญาณรับ-ส่ง แทนระบบเก่าที่ใช้รีเลย์ (RELAY) ในการติดต่อ ซึ่งสามารถควบคุมได้ง่ายด้วย ไมโครโปรเซสเซอร์ โดยที่สัญญาณเสียงไม่เพี้ยน

วงจรส่วนควบคุมแสดงดังรูปที่ 4.16

หลักการทํางาน

จากวงจรรูปที่ 4.16 ใช้ เมตริกซ์ สวิตช์ (MATRIX SWITCH) ซึ่งเป็น ไอซี 4*4 ครอสพอยน์ทสวิตช์ (4*4 CROSS POINT SWITCH) เบอร์ MC 145100 โดยในตัวไอซีตัวนี้ภายในประกอบด้วยสวิตช์ 16 ตัว ต่อเป็นแบบเมตริกซ์ 4*4 สวิตช์แต่ละตัวมี ไดโอด โปรเทคชั่น (DIODE PROTECTION) และสวิตช์ทุกตัวจะถูกรีเซ็ตทุกครั้ง เมื่อเริ่มจ่ายไฟเลี้ยงแก่ตัวไอซี และ สวิตช์แต่ละตัวสามารถกำหนดให้ปิด (OFF) หรือ เปิด (ON) ได้โดยการใส่ตำแหน่งแอดเดรส 4 บิต (ADDRESS 4 BIT) ของสวิตช์ที่ต้องการ เปิด หรือ ปิด บิต D เป็นบิตที่มีความสำคัญสูงสุด (MSB) และ บิต A เป็นบิตที่มีความสำคัญต่ำที่สุด (LSB) แล้วให้สัญญาณเก็บข้อมูล (STROBE) เป็นลอจิก "1" เพื่อทำการแปลง 4 บิตเป็น 16 บิต (4 LINE TO 16 LINE DECODER) หลังจากนั้นให้สัญญาณข้อมูล (DATA IN) เป็นลอจิก "1" เมื่อต้องการเปิดสวิตช์ (ON) และ เป็นลอจิก "0" เมื่อต้องการปิดสวิตช์ (OFF) ณ ตำแหน่งสายส่งกับสายรับสัญญาณของแต่ละเครื่อง หลังจากนั้นสัญญาณก็จะสามารถรับส่งผ่านไปได้ เช่น เมื่อต้องการให้คู่สายโทรศัพท์สายนอกคู่สายแรก (T-1EXT) ติดต่อกับโทรศัพท์เครื่องลูกภายใน เครื่องที่ 2 ก็จะทำกาเปิดสวิตช์ที่ตำแหน่งที่ 3 (ADDRESS = 0011) แล้วให้สัญญาณ สโตรบ (STROBE) และ สัญญาณข้อมูล (DATA IN) แก่ ไอซีตัวที่ 1 และเปิดสวิตช์ตำแหน่งที่ 12 (ADDRESS 1100) แล้วให้สัญญาณ สโตรบ (STROBE) และ สัญญาณข้อมูล (DATA IN) แก่ไอซีตัวที่ 1 ก็จะทำให้สัญญาณเสียงส่งจาก T-1EXT โทรศัพท์สายนอกสายแรก ไปยังเครื่องลูกที่ 2 และ สัญญาณจากโทรศัพท์เครื่องลูกที่ 2 (T-2) ไปยังโทรศัพท์คู่สายนอกสายแรก (R-1EXT) ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



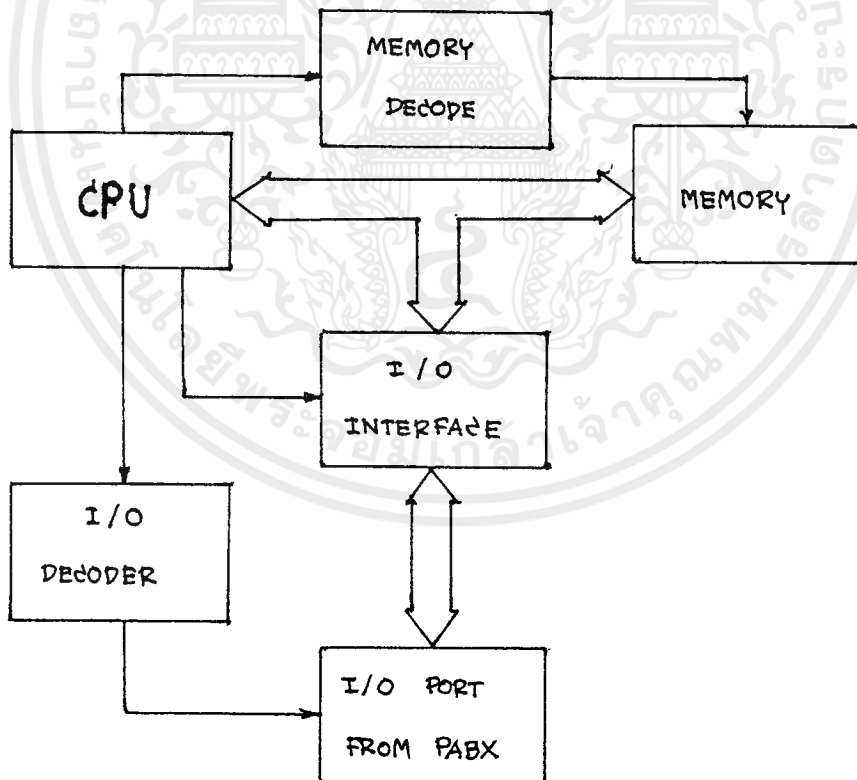
รูปที่ 4.16 Cross Point Switch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ใช้ภายในเพื่อตรวจสอบงานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 ส่วนควบคุมการทำงานของระบบ

การออกแบบระบบไมโครโปรเซสเซอร์ เพื่อจะนำมาใช้ควบคุมการทำงานทั้งหมดของเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ ในโครงการนี้ใช้ Z-80 เป็นหน่วยประมวลผลกลาง (CPU) เพื่อทำหน้าที่คำนวณทางคณิตศาสตร์ ลอจิก และ แยกแยะข้อมูล

เนื่องจากต้องการมีการใช้หน่วยความจำ จำนวนมากจึงต้องต่อหน่วยความจำเพิ่ม ทำให้ต้องมีส่วนถอดรหัสความจำ (MEMORY DECODE) ส่วนการอินเตอร์เฟส (INTERFACE) ติดต่อรับส่งข้อมูลระหว่างหน่วยประมวลผลกลางกับระบบชุมสายโทรศัพท์นั้น ต้องใช้ อินพุต/เอาต์พุต พอร์ต (INPUT/OUTPUT PORT) จำนวนมากจึงต้องมีส่วนถอดรหัสข้อมูลเข้า/ออก (INPUT/OUTPUT DECODER) ซึ่งมีโครงสร้างเป็น บล็อก ไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.17 และรูปที่ 4.18 แสดงการจัด Memory และ Input-Output Port หรือก็คือการจัด Memory Map และ I/O Map



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์ไว้สำหรับบริการเชิงพาณิชย์เท่านั้น มิใช่เอกสารที่เผยแพร่ในเชิงวิชาการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J5 = OFF

J5 = ON

8255 (1)
8255 (2)
Z80CTC
LCD PORT
WDT

00H = 80H

10H = 90H

20H = A0H

30, 31, 32, 33

PA, PB, PC, PCC

40, 41, 42, 43

PA, PB, PC, PCC

50H = CTC

60H

70H

8255 (1)
8255 (2)
Z80CTC
LCD PORT
WDT

80H

90H

A0H

B0, B1, B2, B3

PA, PB, PC, PCC

C0, C1, C2, C3

PA, PB, PC, PCC

DOH = CTC

EOH

FOH

ส่วนไมโครโปรเซสเซอร์มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

เราสร้างสัญญาณนาฬิกาให้แก่หน่วยประมวลผลกลาง (CPU) เพื่อเป็นเรเฟ-
เรนซ์ (REFERENCE) ในการทำงานของระบบวงจรที่ใช้เป็น อะสเตเบิล มัลติไว-
เบเตอร์ (ASTABLE MULTIVIBRATOR) ที่มีความถี่ 4 MHz ได้จากวงจรออสซิลเล-
เตอร์ที่มีคริสตัล (CRYATAL) เป็นตัวควบคุมออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 4 MHz

2. หน่วยความจำ (MEMORY) แบ่งเป็น 2 ชนิด คือ

2.1 หน่วยความจำแบบแรนดอม (RAM: RANDOM ACCESS MEMORY) เป็น
หน่วยความจำที่สามารถอ่านออกมาหรือเขียนข้อมูลออกไปหรือเขียนข้อมูลเข้าไปได้ (READ
WRITE MEMORY) การใช้งานจะต้องมีไฟเลี้ยงตลอด ในที่นี้ใช้ ไอซี เบอร์ 6264 ซึ่งม
ีความจุ 8K ไบท์ ใช้เก็บสถานะต่างๆ ทั้งหมดของเครื่องชุมสายโทรศัพท์

2.2 หน่วยความจำแบบอ่านอย่างเดียว (ROM: READ ONLY MEMORY)
หน่วยความจำชนิดนี้ ข้อมูลจะคงอยู่แม้จะไม่มีไฟเลี้ยง ใช้สำหรับเก็บโปรแกรมหลัก (MO-
NITOR PROGRAME) ในขั้นตอนการทำงานของหน่วยประมวลผลกลาง (CPU) ในการ
ควบคุม เครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ (PABX) ทั้งหมดในที่นี้ ใช้ ไอซี เบอร์ -
2764 ที่มีความจุ 8K*8 ไบท์

3. ส่วนถอดรหัสความจำ (MEMORY DECODER)

ใช้ ไอซี เบอร์ 74LS138 (3 TO 8 LINE DECODER) ทำหน้าที่แยก
การทำงานของหน่วยความจำทั้ง 2 ชนิด โดยที่ อีพรอม (EPROM) มีตำแหน่งใช้งานที่-
แอดเดรส (ADDRESS) 0000H-7FFFH ส่วน แรม (RAM) มีตำแหน่งใช้งานที่ แอด
เดรส (ADDRESS) 8000H-FFFFH

4. ส่วนถอดรหัสจุดสัญญาณเข้าออก (INPUT/OUTPUT DECODER)

ใช้ ไอซี เบอร์ 74LS138 (3 TO 8 LINE DECODER) ต่อเข้ากับสัญญาณ
ควบคุมจากหน่วยประมวลผลกลาง (CPU)

จุดส่งสัญญาณเข้าออก (INPUT/OUTPUT PORT)

จุดส่งสัญญาณเข้าออก หรือ INPUT/OUTPUT PORT ใช้ ไอซี เบอร์ 8255 2
ตัว จึงมีจำนวน พอร์ต ทั้งหมด 8 พอร์ต และแยกเป็น INPUT PORT และ OUTPUT PORT

เอกสารได้ตั้งนี้เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. INPUT PORT เป็นพอร์ตที่ไมโครโปรเซสเซอร์ ใ้รับข้อมูลจากวงจรต่างๆ ภายในเครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ ซึ่งประกอบด้วย พอร์ตต่างๆ ดังนี้

1.1 พอร์ต 5 ใ้รับสัญญาณจากวงจร ไทม์เมอร์ และ ไอซี เบอร์ 8870

- ส่วนที่ต่อกับวงจร ไทม์เมอร์ เนื่องวงจรไทม์เมอร์มี 3 วงจร คือวงจรสร้างเวลา 30 วินาที หรือ 5 วินาที

- ส่วนที่ต่อกับ ไอซี 8870 จะใ้รับสัญญาณ READY จาก ไอซี เบอร์ 8870 ซึ่งเป็นการแสดงว่า ไอซี เบอร์ 8870 ทำการถอดรหัสเสร็จแล้ว

1.2 พอร์ต 6 ใ้รับสัญญาณวงจร DETECT RINGING และสัญญาณแสดงสถานะการยกหู ของโทรศัพท์ภายใน ทั้ง 3 เครื่อง

2. OUTPUT PORT เป็นพอร์ตที่ไมโครโปรเซสเซอร์ ใ้ส่งข้อมูลออกจาก CPU เพื่อไปควบคุมการทำงานทั้งหมด ของ เครื่องชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติ ซึ่งประกอบด้วย พอร์ต ต่างๆ ดังนี้

2.1 พอร์ต 0 และพอร์ต 1 ใ้เป็น พอร์ต ควบคุมการปล่อยสัญญาณเสียงชนิดต่างๆ ใ้กับโทรศัพท์ ทั้งสายในและสายนอก ที่โทรติดต่อเข้ามา ซึ่งได้แก่ สัญญาณให้หมุน (DIAL TONE) , สัญญาณกลับ (RINGBACK TONE) , สัญญาณไม่ว่าง (BUSY TONE) และสัญญาณเรียก (RINGING TONE)

2.2 พอร์ต 2 ใ้ควบคุมการทำงานวงจร ไทม์เมอร์, ไอซี เบอร์ 4066 (ANALOG SWITCH) และ รีเลย์

- ส่วนที่ต่อวงจร ไทม์เมอร์ ใ้ควบคุมวงจร ไทม์เมอร์ ใ้เริ่มสร้างเวลา

- ส่วนที่ต่อกับ ไอซี เบอร์ 4066 (ANALOG SWITCH) ใ้ควบคุมการติดต่อของสวิตซ์ภายในไอซี เพื่อรับสัญญาณจาก SLIC แต่ละตัว เข้ามายังไอซี เบอร์ MT 8870 เพื่อให้ทำการถอดรหัสส่งเข้า CPU เพื่อประมวลผลต่อไป

- ส่วนที่ต่อกับ รีเลย์ ใ้ควบคุม สวิตซ์ ของ รีเลย์ ซึ่งทำหน้าที่ติดต่อยกหูระหว่าง วงจร DETECT RINGING และส่วนเชื่อมต่อกับโทรศัพท์สายนอก

2.3 พอร์ต 4 ใ้ควบคุมการทำงานของส่วน สวิตซ์ ควบคุมการติดต่อ (CROSS POINT SWITCH) โดยการป้อนสัญญาณ แอดเดรส , สัญญาณ STROBE และ สัญญาณ คาต้า

อิน ใ้ทำการติดต่อช่องทางติดต่อระหว่าง เครื่องเรียกและเครื่องรับขนด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนอีก 2 พอร์ต ที่เหลือ คือพอร์ต 3 และพอร์ต 7 ใช้เป็น พอร์ต ความคุมซึ่งจะเป็นการกำหนด MODE การทำงาน และกำหนดชนิดของ พอร์ตให้กับ พอร์ตอื่นๆของ ไอซีเบอร์ 8255 ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

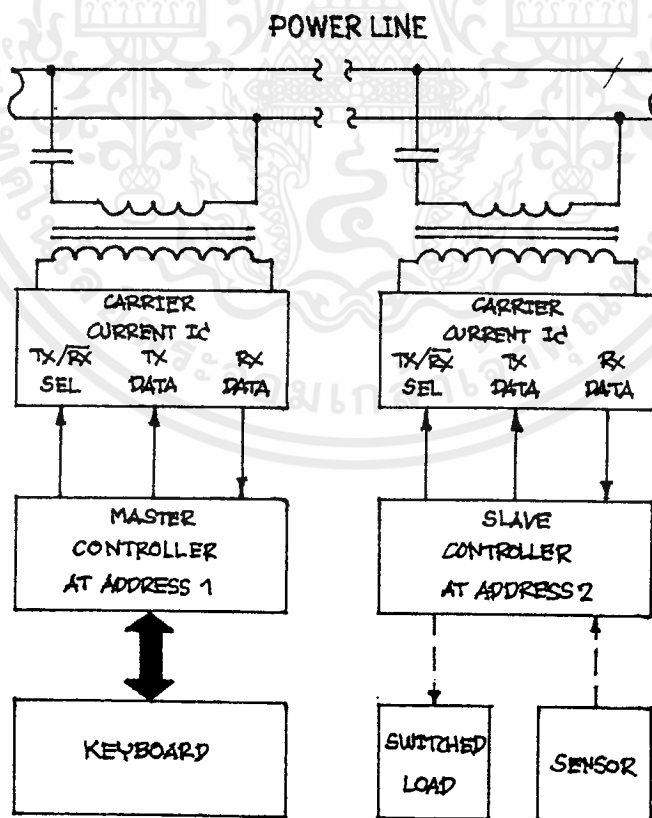
วงจรโดยสมบูรณ์ของส่วนควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 4.19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 ส่วนเชื่อมต่อ (INTERFACE)

ในส่วนเชื่อมต่อนี้จะใช้วิธี Modulate สัญญาณแล้วส่งไปตามสายไฟบ้าน ซึ่ง การส่งสัญญาณตามสายไฟบ้านใช้ BI-LINE CHIP ซึ่งจะเชื่อมต่อสัญญาณโดยใช้ระบบ Carrier-Current-Transeiver (CCT) ในรูปที่ 4.20 แสดง Block Diagram แสดงการทำงานของส่วนเชื่อมต่อโดยใช้ BI LINE CHIP ตัวควบคุม(Controller)จะเป็นตัวเลือก Mode ในการติดต่อว่าจะส่งหรือรับ เพราะ Chip ตัวนี้ถูกออกแบบมาให้ทำงานในระบบ Half-Duplex คือ ที่เวลาใดเวลาหนึ่งสามารถทำงานได้อย่างเดียว รับหรือไม่ก็ส่ง จะทำการรับ-ส่งพร้อมกันไม่ได้ หลักการทำงานโดยคร่าวๆคือ ในสถานะการส่ง (Tx MODE) ข้อมูลที่เข้ามาจะถูก Modulate ในระบบ FSK ที่ความถี่กลางตั้งแต่ 50KHz - 300KHz แล้วส่งออกไปตามสายไฟบ้าน และในสถานะการรับ (Rx MODE) สัญญาณจะผ่าน Coupling Transformer เข้ามาผ่านเข้า PLL - Based Reciever แล้วผ่านตัวกรอง ตัวจัดรูปสัญญาณต่างๆออกมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษารูปที่ 4.20 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TX MODE

ในการเลือกสถานะการทำงานของ CHIP (Mode) สามารถเลือกได้โดยการขีดค่า Logic ที่ขา 5 ใน Tx Mode นี้ จะต้องขีดให้ขา 5 มีค่า Logic เป็น High ซึ่งสามารถส่งข้อมูลที่มี Baseband ได้ถึง 5kHz (Square Wave) ข้อมูลที่เข้ามาที่ขา 17 (Data In) จะไปขับส่วน Modulate Data ที่ขานี้เพื่อไปสวิทช์ควบคุมกระแสให้ขับส่วน Low TC (Triangle Wave - Current Control Osillator) ซึ่งมีการเบี่ยงเบนประมาณ $\pm 2\%$ จากนั้นผ่านเข้าส่วน ICO เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการสร้างสัญญาณไซน์ (Sine Wave) ที่ ส่วน Sine Shaper ซึ่งจะ deliver กระแสจากสัญญาณไซน์เข้ามายังส่วน ALC (Automatic Level Control) เพื่อควบคุมอัตราขยายกระแสที่ Output Amplifier ให้มีค่าประมาณ 200 กระแสที่ขับจาก Output Amplifier ออกมาทางขา 10 (Carrier I/O) ถ้าค่า Resonant Tank มีค่าเท่ากับค่าของ Line Impedance จะทำให้มีการสวิงของ Voltage ที่ T1 (Step Down Transformer) ผ่าน Coupling Capacitor (Cc) ออกไปยังสายไฟบ้าน

ข้อควรระวัง ถ้าค่า Line Impedance มีค่าน้อยๆจะทำให้สัญญาณที่สวิงลดลง แต่จะไม่ขับสัญญาณ ควรหลีกเลี่ยงความถี่วิทยุ และถ้าค่า Line Impedance มีค่ามากจะทำให้มีการสวิงของ Output ที่ขา 10 มากกว่าปรกติ วงจรส่วน ALC จะช่วยแบ่งกระแสจาก Output Amplifier ทำให้ Voltage ที่สวิงมีค่าคงที่

Audio Transmission

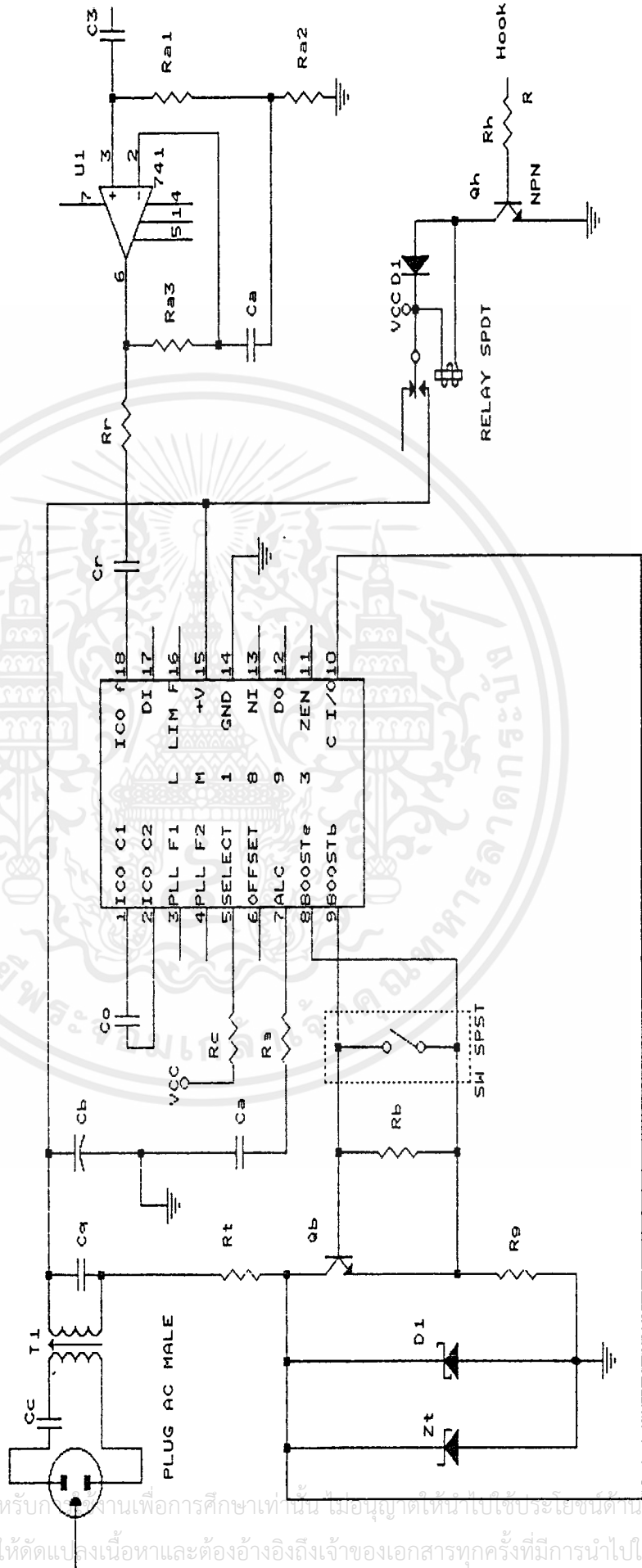
LM1893 ได้ถูกออกแบบมาให้ทำการรับส่งสัญญาณเชิงอุปมาน โดยที่การมอดูเลทสัญญาณจะเกิดขึ้นที่หม้อแปลงซึ่งสามารถปรับเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลทได้ และส่งสัญญาณไปตามสายไฟจนถึงเครื่องรับ ซึ่งจะทำการดีมอดูเลทโดยใช้ PLL เนื่องจากทางเดินของสัญญาณข้อมูลหลังจากผ่านตัวตรวจจับเฟสไปแล้ว จะยอมให้สัญญาณข้อมูลแบบดิจิตอลเท่านั้นที่ผ่านได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีส่วนกรองความถี่สัญญาณ Audio และ ส่วนขยายสัญญาณเพิ่มเติมโดยรูปที่ 31 แสดงถึงวงจรทางด้านภาคส่งและรับของสัญญาณ Audio โดยการใช้วงจรตรวจจับสัญญาณพาหะต่ออยู่ด้วย ตัวอย่างเช่น LM339 ซึ่งทำการตรวจจับสัญญาณพาหะโดยใช้ตัวเปรียบเทียบ (Comparator) แบนด์วิดท์ของวงจรกรองจะถูกกำหนดให้มีขนาดต่ำๆ

เอกสารเพื่อลดสัญญาณรบกวนให้เหลือน้อยที่สุด การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรใน Tx Mode แสดงดังรูปที่ 4.21 จากวงจร จะเพิ่มส่วนส่งสัญญาณเสียงเข้าไปด้วย เพราะโดยปรกติไอซีตัวนี้จะใช้ส่งสัญญาณดิจิทัล R_u และ C_u จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่กลาง (Center Frequency ; f_o) หรือความถี่ที่ใช้ในการ Modulate สัญญาณ การเลือกอุปกรณ์ค่าต่างๆ ดูได้จาก Data Sheet ของ LM1893 ในภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PICTURE 4.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RX MODE

เลือกโหมดนี้ได้โดยให้ขา 5 มีสถานะเป็น LOW ซึ่งจะทำให้ส่วนที่ใช้ในการส่งสัญญาณออก (TX MODE) ไม่ทำงาน สัญญาณพาหะ, แอมป์สัญญาณรบกวน, สัญญาณรบกวน เนื่องจากการกระตุ้น จะเข้ามาที่ขาเข้าของวงจรกรองความถี่สูงของตัวรับซึ่งประกอบด้วย C_c และ T_1 และส่วนกรองความถี่แบบแถบความถี่ สัญญาณพาหะในช่วงปฏิบัติงาน, สัญญาณรบกวนในช่วงที่จำกัด และ การลดทอนพลังงานของสัญญาณรบกวนที่ผ่านเข้ามาจะทำให้เกิดการแกว่งของโวลต์เตจ โดยจะแกว่งเข้าหาไฟบวกของแหล่งจ่าย เพื่อจะขับที่ขาเข้าสัญญาณพาหะของตัวรับ วงจรส่วน Balanced Norton-input limiter amplifier จะกำจัด DC offsets และ จำกัดขนาดของสัญญาณที่จะไปขับ PLL คือส่วนตรวจความต่างเฟส ผลต่างจากการ Demod ซึ่งเป็นผลจากส่วนตรวจจับเฟส ประกอบไปด้วย สัญญาณ AC และ DC, Noise system DC offsets โดยผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 3 ส่วน และไปขับส่วน offsets cancel circuit differential ซึ่งส่วนนี้จะทำงานเมื่อมีสัญญาณอินพุต $+,-50$ mv ถูกส่งมาที่ Slicing เมื่อไรก็ตามที่สัญญาณ Comparator รวมกับ DC offset และ สัญญาณรบกวนมีค่าพอดีกับ $+,-50$ mv นั่นคือ โวลต์เตจ "window" ของวงจร offset cancel วงจรนี้จะปรับค่า DC ที่ถูกในช่วงต่างของสัญญาณในแต่ละช่วงเพื่อที่จะควบคุมสัญญาณให้กับไปสู่ โวลต์เตจ "window" ในขณะที่สัญญาณมีค่า $+,-50$ mv, DC offset จะถูกเก็บไว้โดยตัวเก็บประจุ C_{in} โดยเป็นการ Charge จะเป็นไปอย่างช้าๆแบบไม่เป็นเชิงเส้นในช่วง offset cancelling ดังนั้นสัญญาณรบกวนจะถูกกำจัดออกไป กระแสขาออกของ Comparator จะไปขับตัวกรองสัญญาณรบกวนกับตัวเก็บประจุซึ่งสัญญาณที่มีค่าต่ำกว่าเวลาการ Charge จะถูกกำจัดไป

Line carrier Detection

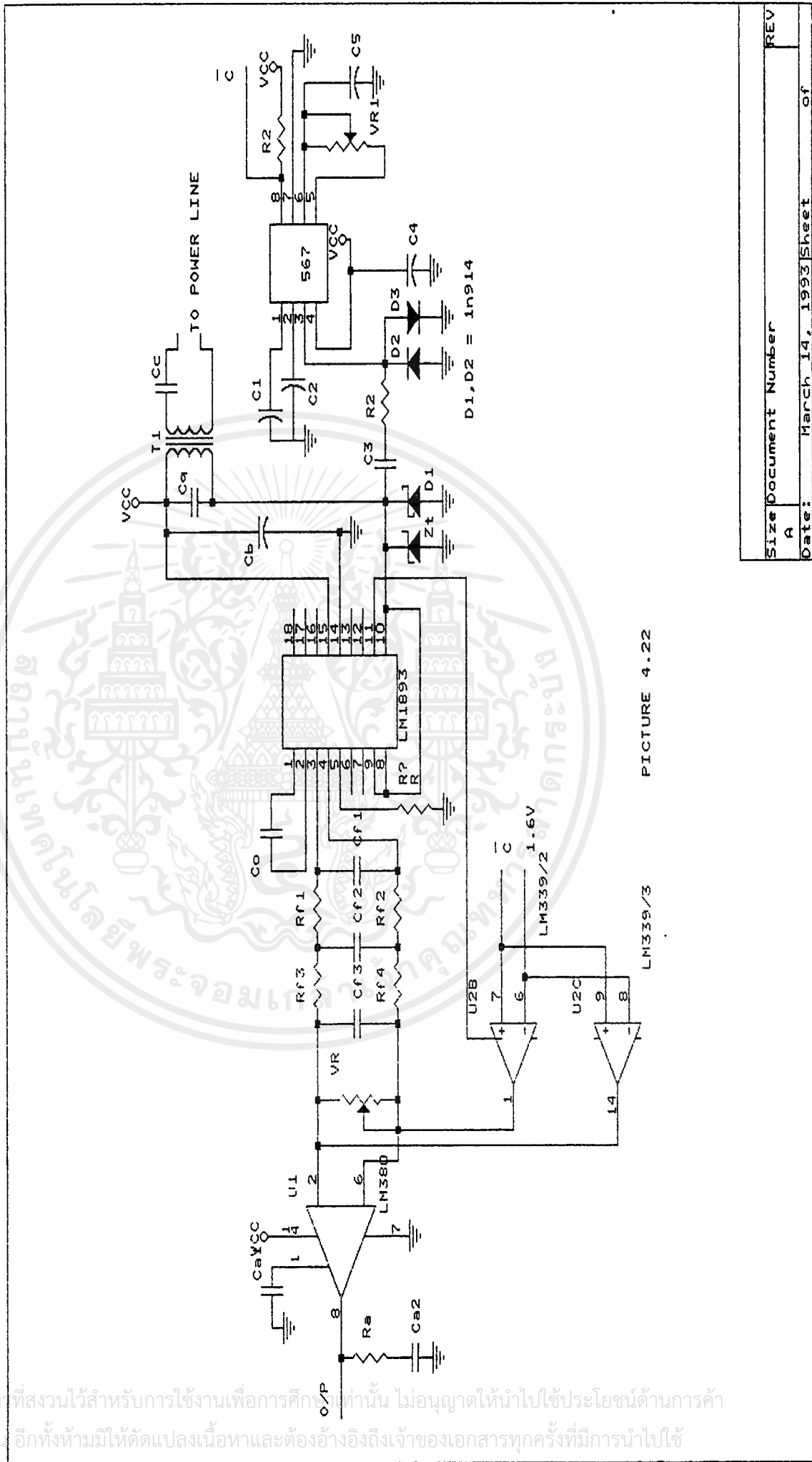
การเพิ่มวงจรตรวจจับสัญญาณพาหะ (carrier) จะมีผลแค่เพียงลดความไวของทางด้านภาครับเท่านั้น และเราจะนำลักษณะเช่นนี้ไปช่วยให้ส่วนควบคุมสามารถตรวจดูสัญญาณ Rx ในขณะที่ยังไม่มีสัญญาณพาหะเข้ามา หรือ นำไปใช้สำหรับการลดโอกาสที่จะเกิดการชนกันของสัญญาณขึ้น ซึ่งจะเกิดในกรณีที่มีตัวส่ง (transmitter) หลายๆตัว

เอกสารงานพร้อมๆกันทำให้การส่งสัญญาณเกิดความผิดพลาดได้ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากไม่มีการกรองสัญญาณที่ดีพอที่ตัวตรวจจับ (detector) หรือหากขนาดของสัญญาณพาหะไม่สูงถึงระดับที่เพียงพอแล้ว สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะเกิดความผิดพลาดขึ้น และเป็นเหตุผลที่ทำให้ส่วนควบคุมต้องมีการตรวจสอบสัญญาณข้อมูลที่ออกมา เหมือนกับกรณีที่ไม่ใช้ตัวตรวจจับสัญญาณพาหะ

การลดความผิดพลาดจากการกระตุ้น (trig) ให้เกิดขึ้นน้อยที่สุดจะเป็นการเพิ่มโอกาสที่จะเกิดการชนกันของสัญญาณ เนื่องจากไม่สามารถตรวจจับสัญญาณพาหะที่มีขนาดเล็กๆ ได้ และ อีกสาเหตุคือเกิดการหน่วงเวลาของตัวตรวจจับขึ้น แต่คุณสมบัติของ LM1893 ซึ่งสามารถเปลี่ยนสถานะของสัญญาณเอาท์พุทได้ในกรณีที่อยู่ใน RX mode และยังไม่มีการรับสัญญาณพาหะเข้ามาก็จะเป็นการลดปัญหาดังกล่าว จึงสามารถตรวจจับสัญญาณพาหะได้ และ มีความไวมากพอ ดังนั้นสัญญาณรบกวนก็จะไม่มีผลต่อสัญญาณที่ส่งไป เหมือนกับการใช้ระบบ HandShaking และ เราจะใช้หลักการดังกล่าวไปช่วยแก้ไขหากเกิดการชนกันของสัญญาณขึ้น

จากการพิจารณาแล้วจะพบว่า ในการนำไปใช้งานในระบบอุตสาหกรรมที่มีความซับซ้อนมากๆ มีสัญญาณถูกส่งอยู่เป็นเวลานานๆ และ มีระดับสัญญาณรบกวนสูงๆ ควรจะมีการบอกถึงวิธีการลดการชนกันของสัญญาณ โดยไม่จำเป็นต้องมีส่วน Hardware หรือ Software ของการตรวจจับสัญญาณพาหะ วงจรที่ใช้ในการส่งสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 4.22



PICTURE 4.22

LM339/3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง ส่วนนี้เป็นส่วนที่คอยจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรทางด้านส่ง
 ทุกตัว จะใช้ไอซีเรกกุลเลทเป็นตัวกำหนดค่าความต่างศักย์ค่าต่างๆจ่ายให้วงจร
 วงจรที่สมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 4.23



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

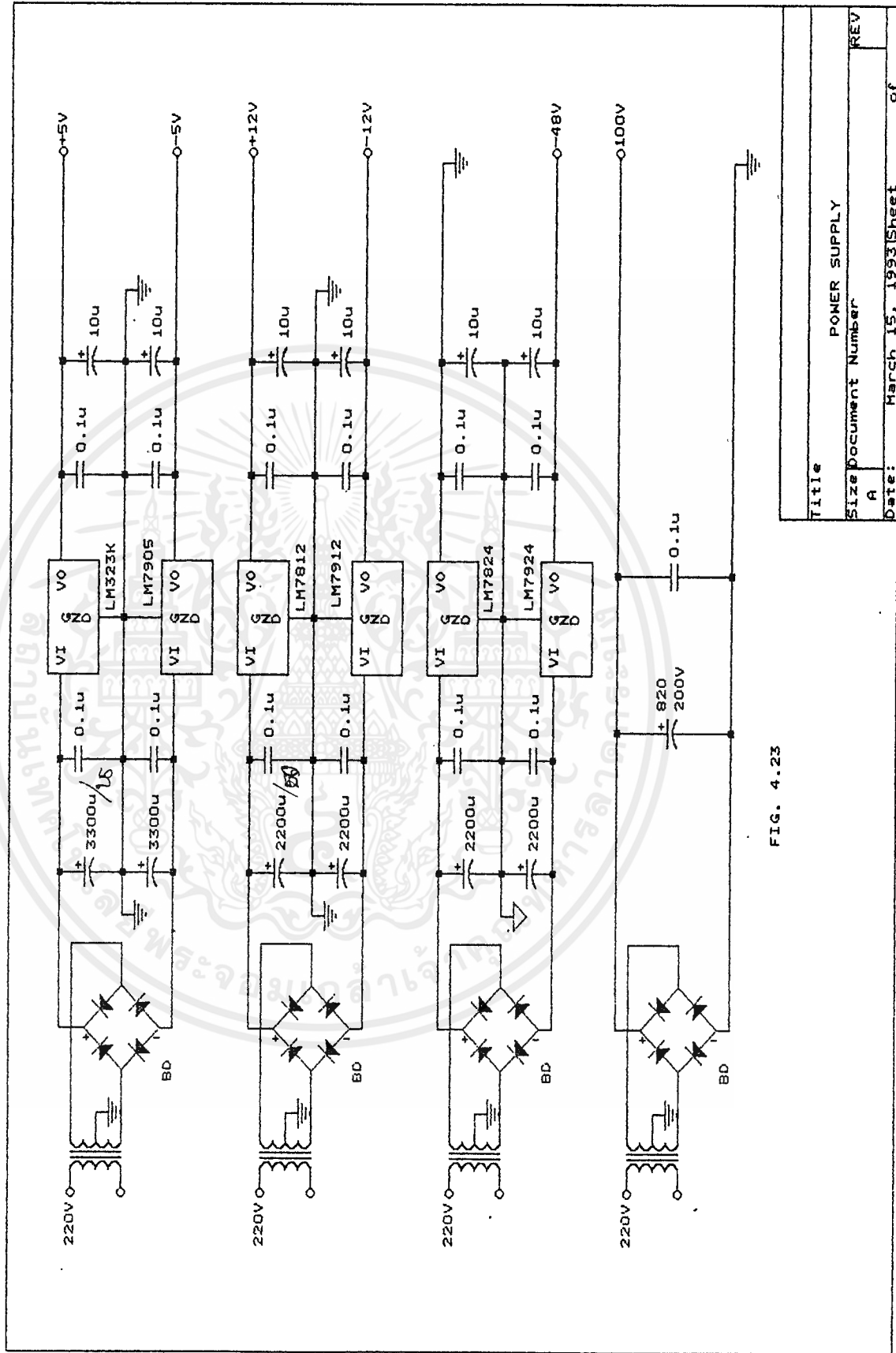


FIG. 4.23

Title	POWER SUPPLY
Size Document Number	A
REV	
Date:	March 15, 1993 Sheet of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ผลการทดลองของวงจรแต่ละส่วน

1. ส่วนเชื่อมต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายใน (SLIC)

เมื่อนำส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายในแต่ละชุดมาต่อโดยตรงสามารถพูดคุยกันได้ดี สัญญาณเสียงชัดดี สัญญาณรบกวนน้อย

2. ส่วนเชื่อมต่อของคู่สายโทรศัพท์ภายนอก (TELEPHONE SPEECH WETWORK)

เมื่อนำเอาส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายนอก และ ส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายในมาต่อเข้าด้วยกัน สามารถโทรออกไปข้างนอกได้ แต่สัญญาณเสียงที่รับส่งยังคงอ่อนข้างเบาเล็กน้อย

3. ส่วนตรวจสอบสัญญาณเรียก (DETECT RINGING)

เมื่อนำมาต่อกับส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายนอก พบว่าสามารถตรวจจับการเรียกของชุมสายขององค์ได้

4. ส่วนถอดรหัสหมายเลข (DTMF DECODER)

เมื่อนำมาต่อกับส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายในสามารถถอดรหัสความถี่ที่ส่งมาจากส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายในได้ เป็นเลขฐานสอง

5. ส่วนสร้างสัญญาณต่างๆ (TONE GENERATOR)

สามารถสร้างสัญญาณต่างๆได้ตามต้องการ CPU สามารถควบคุมได้

6. ส่วนควบคุมการทำงานของระบบ (Z80 CONTROLBOARD)

ในการลิงค์ (LINK) กันระหว่างซิงเกิลบอร์ด (SINGLE BOARD) กับบอร์ดควบคุม เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของระบบ พบว่าสามารถควบคุมการทำงานของเครื่องชุมสายที่สร้างขึ้นได้ แต่เมื่อนำโปรแกรมไปอัดลงอีพ롬 (EPROM) ของบอร์ดควบคุม เพื่อให้บอร์ดควบคุมสามารถควบคุมการทำงานของระบบโดยตรง พบว่ายังมีข้อผิดพลาดในการทำงาน

7. ส่วนเชื่อมต่อ (INTERFACE)

เมื่อลองต่อส่วนนี้เข้ากันส่วนเชื่อมต่อภายใน พบว่าถ้าส่งที่ความถี่ที่ห่างกันพอสมควรสามารถติดต่อกันได้ แต่คุณภาพของสัญญาณยังไม่ดีพอ และถ้าส่งที่หลายๆความถี่ คือมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เครื่องภายในหลายเครื่องสัญญาณแต่ละความถี่รบกวนกันมากขึ้น ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำส่วนต่างมาประกอบเข้าด้วยกันมีปัญหาเกิดขึ้นหลายประการ

1. เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งกันและกัน โดยเฉพาะส่วนสร้างสัญญาณต่างๆ จะไปรบกวนการทำงานในส่วนอื่นของระบบ แก้ไขโดยการแยกกราวด์ของแต่ละวงจรออกจากกัน
2. ส่วนของสวิตช์ตัดต่อเมื่อนำมาต่อเข้ากับส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายใน เกิดปัญหาว่าสวิตช์ไม่ตัดต่อตามที่ต้องการ เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของส่วนรับของส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายในไม่สมดุลกับอิมพีแดนซ์ของครอสพอยน์สวิตช์ แก้ไขโดยการนำเอาออปแอมป์มาต่อคาสเคดระหว่างทั้งสองส่วน และครอสพอยน์สวิตช์ไม่แลทซ์สถานะไว้ เนื่องจากสัญญาณเอ๊าท์พุท ของเอ๊าท์พุทพอร์ตมีการเปลี่ยนสถานะชั่วคราวเมื่อมีการเอ๊าท์พุทไปที่พอร์ตอื่น แก้ไขโดยการใช้ไอซีถอดรหัสเบอร์ 74LS138 มาถอดรหัส แล้วส่งไปควบคุมการตัดต่อครอสพอยน์สวิตช์
3. ส่วนเชื่อมต่อคู่สายภายนอก สัญญาณเสียงยังไม่ดี เนื่องจากเอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ไม่สมดุลกับอิมพีแดนซ์ของคู่สายขององค์การ แก้ไขโดยการเปลี่ยนค่า R,C บางค่า
4. เมื่อนำไอซี LM1893 มาถอดดูเลขสัญญาณเสียง ไม่สามารถถอดเลขสัญญาณพัลส์หรือสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ ต้องออกแบบส่วนสร้างสัญญาณต่างขึ้นมาใหม่ให้เป็นสัญญาณชายน

บทที่ 6

สรุปผลและวิจารณ์

เครื่องชুমสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติที่สร้างขึ้น ถ้าไม่ทำการมอดูเลทสัญญาณ แล้วส่งไปตามสายไฟบ้าน สามารถทำงานได้อยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ แต่เมื่อนำมอดูเลทสัญญาณแล้วส่งไปตามสายไฟบ้าน พบว่ามีสัญญาณรบกวนจากสายไฟบ้านมาก ทั้งยังมีปัญหาในการส่งหลายความถี่ (มีเครื่องลูกหลายเครื่อง) และถ้าแต่ละความถี่ยังมีค่าใกล้เคียงกันมากเท่าใดจะยังมีการรบกวนซึ่งกันและกันมากขึ้น

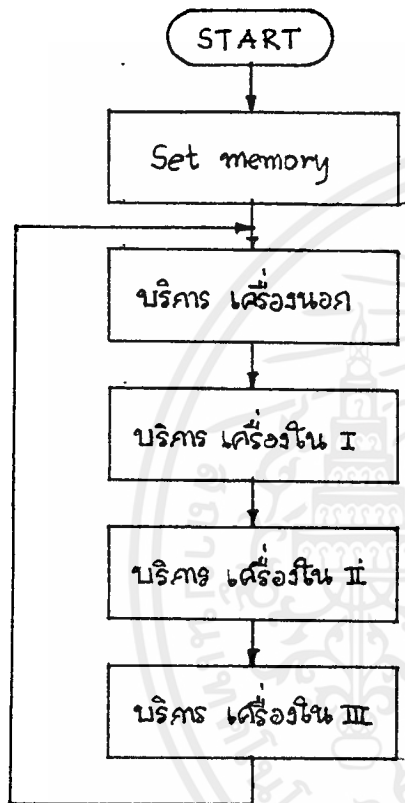


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

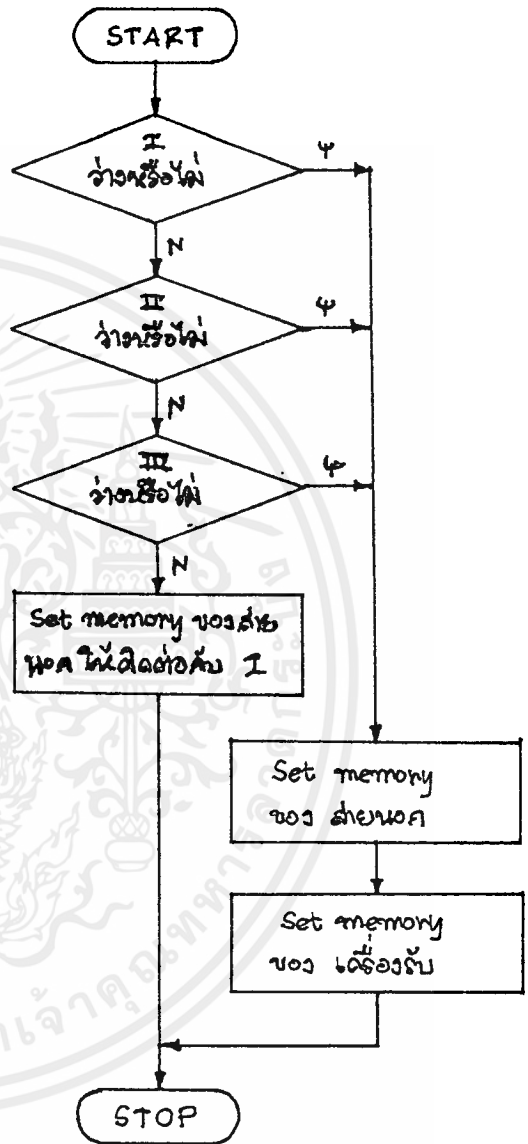
ภาคผนวก 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



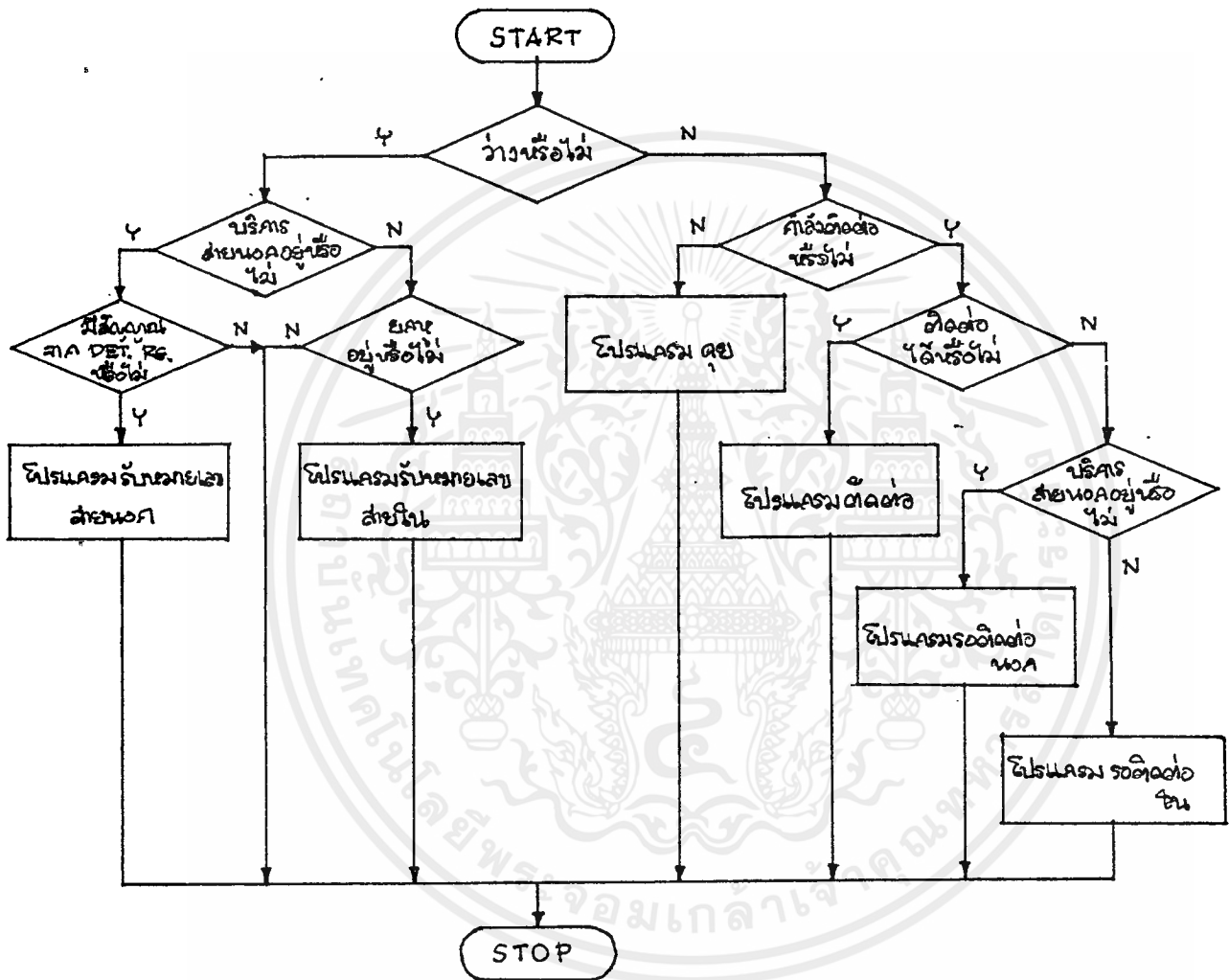
Main Program.



โปรแกรม รับหลายเลข (สาขานอก)

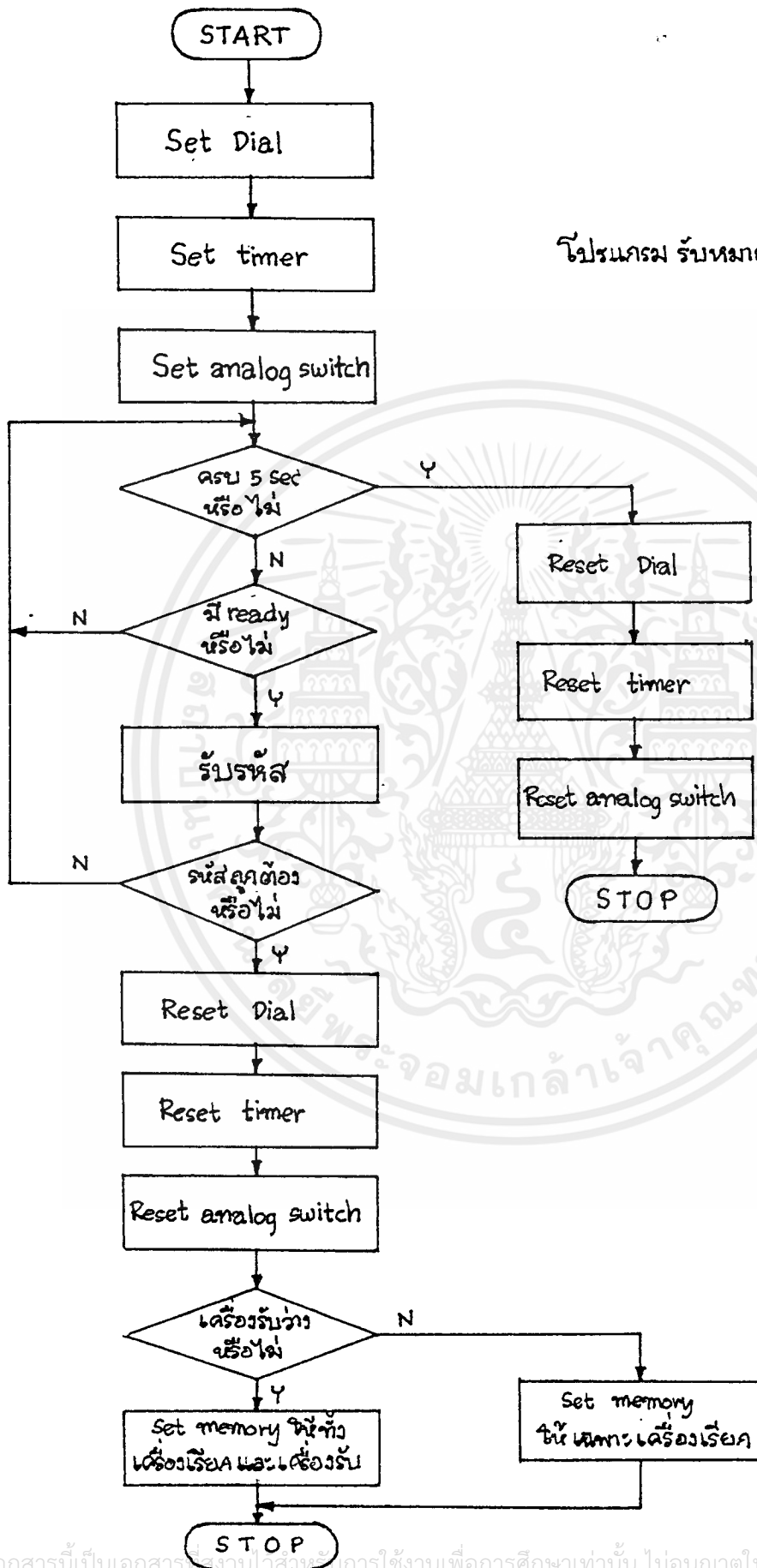
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม บริการ



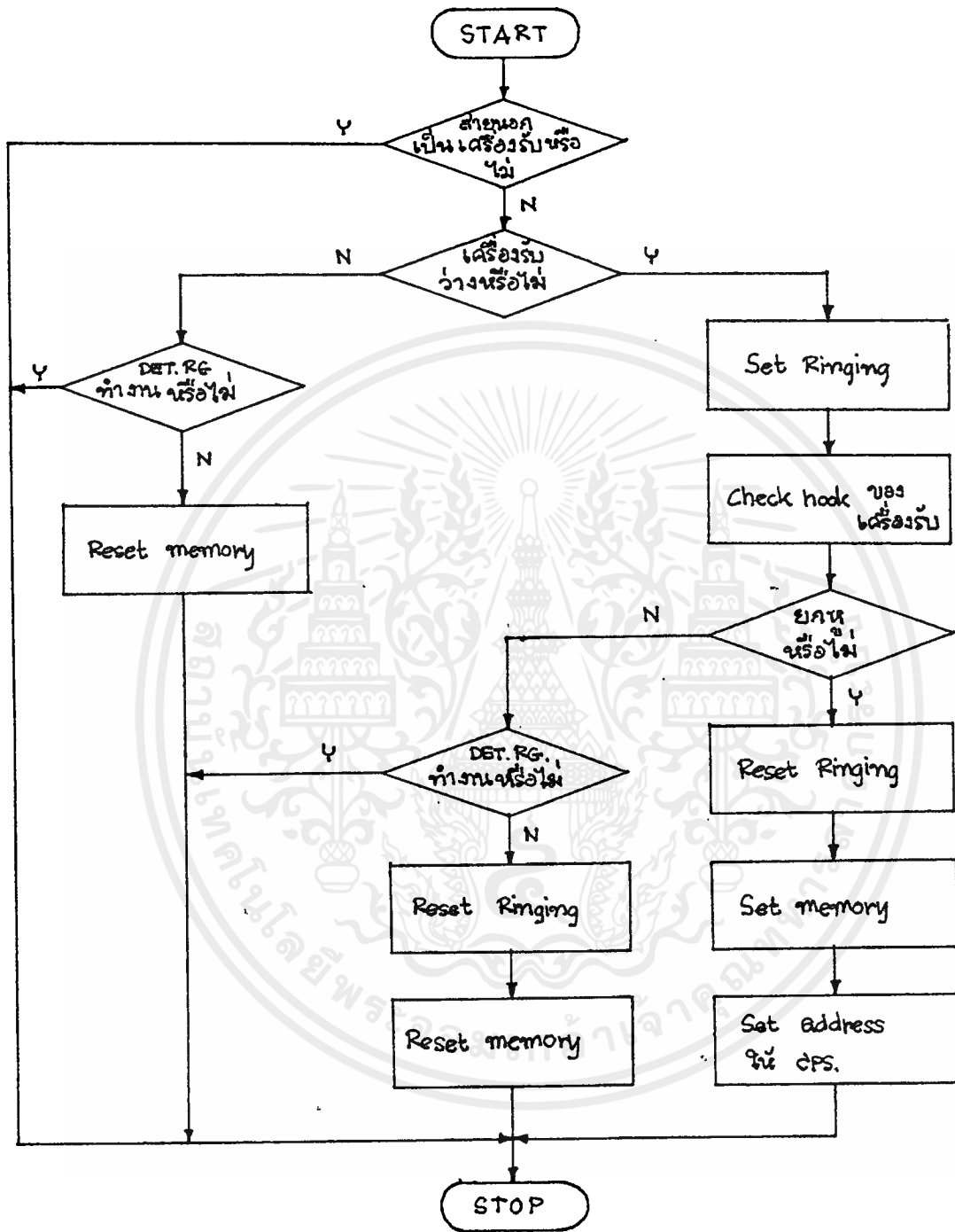
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม รับหมายเลข (สายใน)



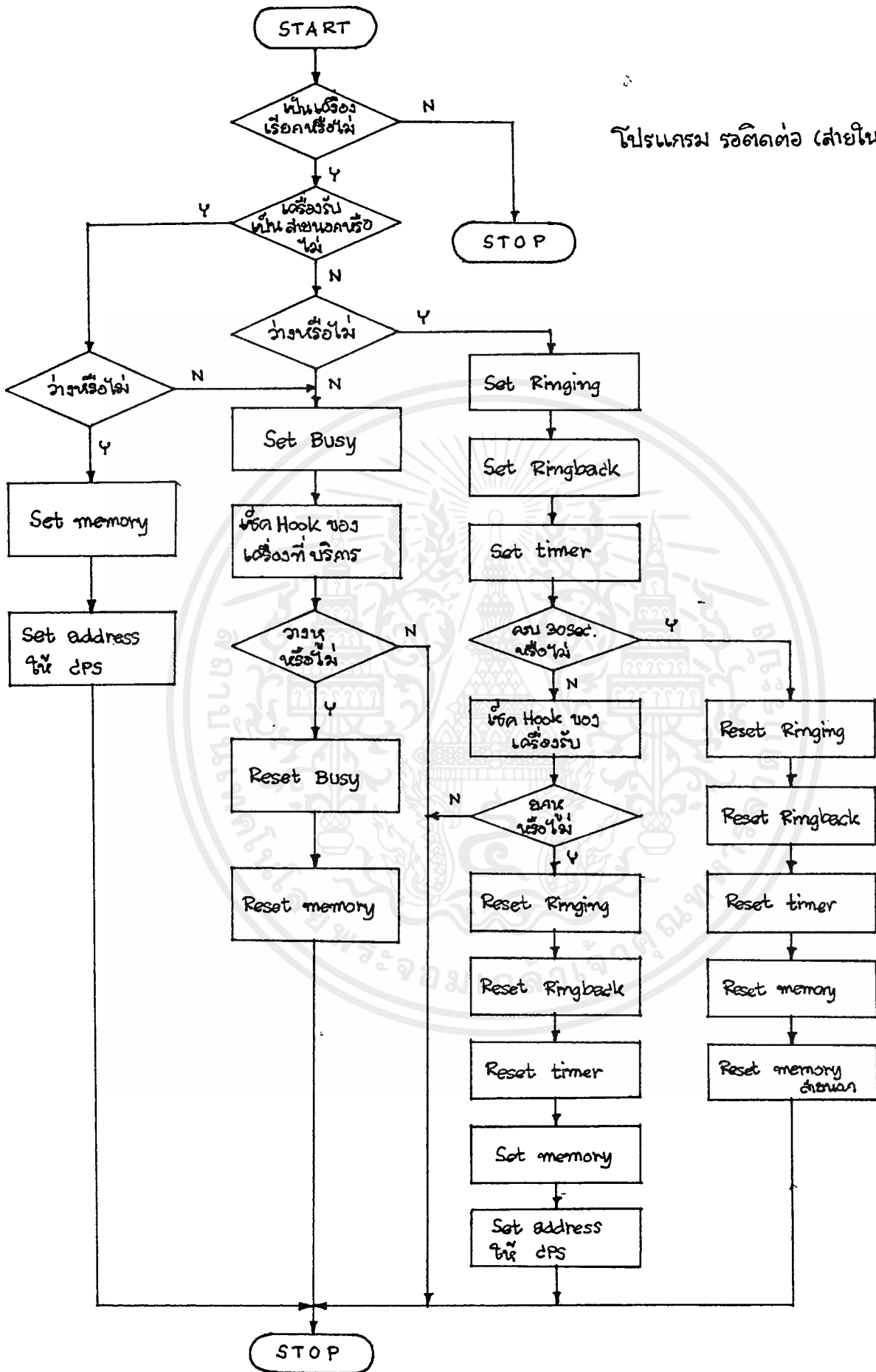
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม รอตติดต่อ (สายนอก)

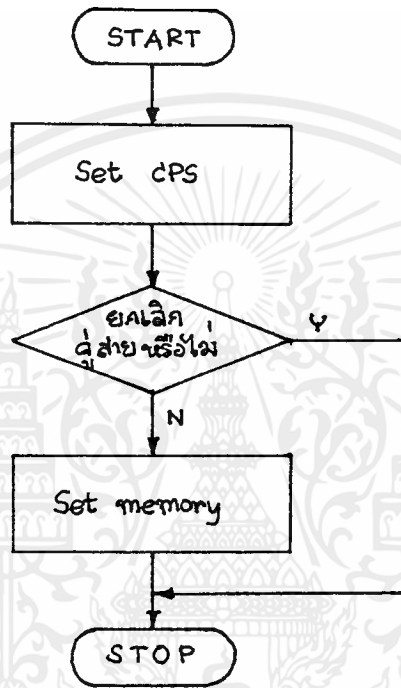


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม รอติดต่อ (สายใน)



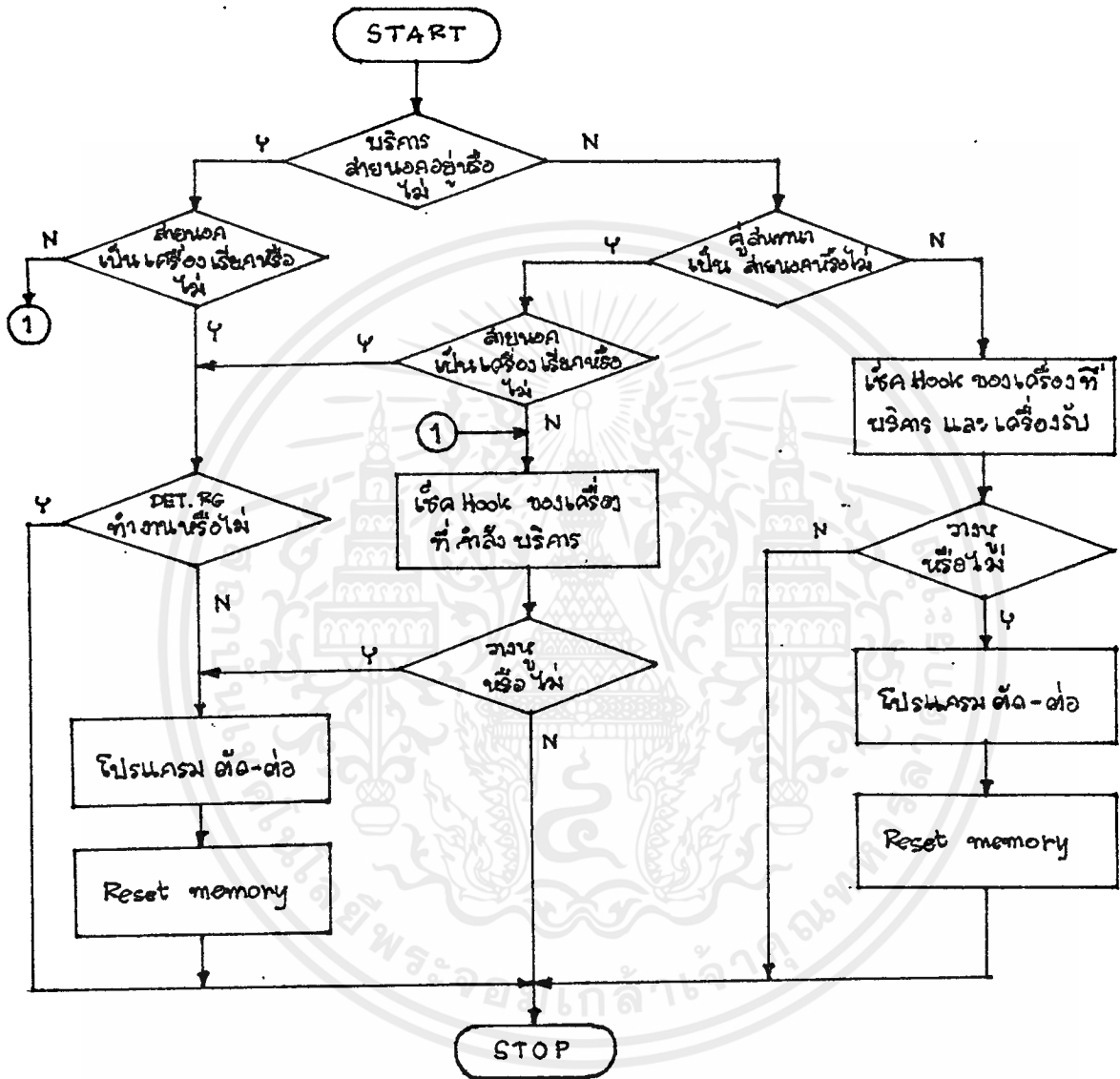
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



โปรแกรม ตัด-ต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม คอย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก 2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM1893/LM2893 Carrier-Current Transceiver†

General Description

Carrier-current systems use the power mains to transfer information between remote locations. This bipolar carrier-current chip performs as a power line interface for half-duplex (bi-directional) communication of serial bit streams of virtually any coding. In transmission, a sinusoidal carrier is FSK modulated and impressed on most any power line via a rugged on-chip driver. In reception, a PLL-based demodulator and impulse noise filter combine to give maximum range. A complete system may consist of the LM1893, a COPSTM controller, and discrete components.

Features

- Noise resistant FSK modulation
- User-selected impulse noise filtering
- Up to 4.8 kBaud data transmission rate
- Strings of 0's or 1's in data allowed
- Sinusoidal line drive for low RFI

- Output power easily boosted 10-fold
- 50 to 300 kHz carrier frequency choice
- TTL and MOS compatible digital levels
- Regulated voltage to power logic
- Drives all conventional power lines

Applications

- Energy management systems
- Home convenience control
- Inter-office communication
- Appliance control
- Fire alarm systems
- Security systems
- Telemetry
- Computer terminal interface

Typical Application

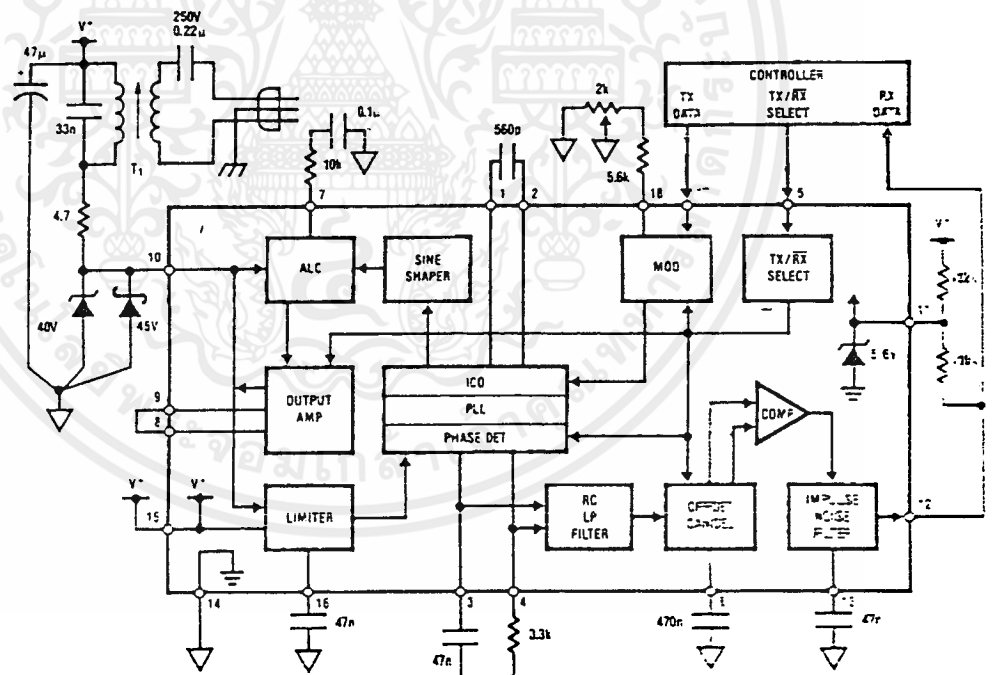


FIGURE 1. Block diagram of carrier-current chip with a complement of discrete components making a complete $F_0 = 125$ kHz, $f_{DATA} = 360$ Baud transceiver. Use caution with this circuit—dangerous line voltage is present.

†Carrier-Current Transceivers are also called Power Line Carrier (PLC) transceivers.

Absolute Maximum Ratings

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

Supply voltage	30 V
Voltage on pin 12	55 V
Voltage on pin 10 (Note 1)	41 V
Voltage on pins 5 and 17	40 V
5.6 V DC zener current	100 mA
Junction temperature: transmit mode	150°C
receive mode	125°C
Electro-Static Discharge (120 pF, 1500Ω)	1KV

Maximum continuous dissipation, T _A = 25°C, plastic DIP N (Note 2):	
transmit mode	1.66 W
receive mode	1.33 W
Operating ambient temp. range	-40 to 85°C
Storage temperature range	-65 to 150°C
Lead temp., soldering, 7 seconds	260°C

Note: Absolute maximum ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications are not ensured when operating the device above guaranteed limits but below absolute maximum limits, but there will be no device degradation.

General Electrical Characteristics

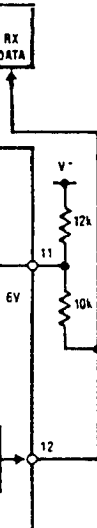
(Note 3). The test conditions are: V⁺ = 18V and F₀ = 125 kHz, unless otherwise noted.

#	Parameter	Conditions	Typical	Test Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Limit Units
1	5.6 V Zener voltage, V _Z	Pin 11, I _Z = 2 mA	5.6	5.2 5.9		V min. V max.
2	5.6 V Zener resistance, R _Z	Pin 11, R _Z = (V _Z @10 mA - V _Z @1 mA)/(10 mA - 1 mA)	5			Ω
3	Carrier I/O peak survivable transient voltage, V _{OT}	Pin 10, discharge 1 μF cap. charged to V _{OT} thru <1 Ω	80	60		V max.
4	Carrier I/O clamp voltage, V _{OC}	Pin 10, I _{OC} = 10 mA, RX mode 2N2222 diode pin 8 to 9	44	41 50		V min. V max.
5	Carrier I/O clamp resistance, R ₁₀	Pin 10, I _{OC} = 10 mA	20			Ω
6	TX/RX low input voltage, V _{IL}	Pin 5	1.8	0.8		V max.
7	TX/RX high input voltage, V _{IH}	Pin 5 (Note 9)	2.2	2.8		V min.
8	TX/RX low input current, I _{IL}	Pin 5 at 0.8 V	-2	-20 1		μA min. μA max.
9	TX/RX high input current, I _{IH}	Pin 5 at 40 V		-1 10	0	μA min. μA max.
10	RX - TX switch-over time, T _{RT}	Time to develop 63% of full current drive thru pin 10	10			μs
11	TX - RX switch-over time, T _{TR}	1 bit time, T _B = 1/(2F _{DATA}). Time T _{TR} is user controlled with C _M , see Apps. Info.	2			bit
12	ICO initial accuracy of F ₀	TX mode, R _O = 6.65 kΩ, C _O = 560 pF F ₀ = (F ₁ + F ₂)/2	125	113 137		kHz min. kHz max.
13	ICO temperature coefficient of F ₀	TX or RX mode, (F _{0MAX} - F _{0MIN})/(T _{JMAX} - T _{JMIN})	-100			PPM/°C
14	Temperature drift of F ₀	TX or RX mode, -40 ≤ T _J ≤ T _{JMAX}	±2.0		±5.0	% max.

Transmitter Electrical Characteristics

(Note 3). The test conditions are: V⁺ = 18 V and F₀ = 125 kHz unless otherwise noted. The transmit center frequency is F₀, FSK low is F₁, and FSK high is F₂.

#	Parameter	Conditions	Typical	Test Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Limit Units
15	Supply voltage, V ⁻ , range	Meets test 17 spec. at T _J = 25°C and: (F ₁ [14V] - F ₁ [18V])/F ₁ [18V] < 0.01 (F ₁ [24V] - F ₁ [18V])/F ₁ [18V] < 0.01	13 40	14 24	15 23	V min. V max.
16	Total supply current, I _{OT}	Pin 15, Pin 12 high. I _{OT} is I _O through pin 15 and the average current I _{OC} of the Carrier I/O through pin 10	52	79		mA max.
17	Carrier I/O output current, I _O	100Ω load on pin 10	70	45		mApp min.
18	Carrier I/O lower swing limit, V _{ALC}	Pin 10, Set internally by ALC. 2N2222 diode pin 8 to 9	4.7	4.0 5.7		V min. V max.
19	THD of I _O (Note 6)	Q of 10 tank driving 10Ω line 100Ω load, no tank	0.6 5.5		5.0 9	% max. % max.
20	FSK deviation, F ₂ - F ₁	(F ₂ - F ₁)/[(F ₂ + F ₁)/2]	4.4	3.7 5.2		% min. % max.
21	Data In low input voltage, V _{IL}	Pin 17	1.7	0.8		V max.
22	Data In high input voltage, V _{IH}	Pin 17 (Note 9)	2.1	2.8		V min.
23	Data In low input current, I _{IL}	Pin 17 at 0.8 V	-1	-10 1		μA min. μA max.
24	Data In high input current, I _{IH}	Pin 17 at 40 V		-1 10	0	μA min. μA max.



TL/M 6750-1
ng a complete
is present.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Receiver Electrical Characteristics (Note 3). The test conditions are: $V^+ = 18\text{ V}$, $F_O = 125\text{ kHz}$, $\pm 2.4\text{ kHz}$ deviation FSK, $F_{DATA} = 2.4\text{ kHz}$, $V_{IN} = 100\text{ mVpp}$, in the receive mode, unless otherwise noted.

#	Parameter	Conditions	Typical	Test Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Limit Units
25	Supply voltage, V^+ , range	Functional receiver (Note 7)	12 37	13 30	13.5 28	V min. V max.
26	Supply current, I_{QT}	I_{QT} is pin 15 (V^+) plus pin 10 (Carrier I/O) current. 2.4 k Ω Pin 13 to GND.	11	5 14		mA min. mA max.
27	Carrier I/O input resistance, $R_{I/O}$	Pin 10	19.5	14 30		k Ω min. k Ω max.
28	Max. data rate, F_{MD}	Functional receiver (Note 7), $C_F = 100\text{ pF}$, $R_F = 0\Omega$, no tank. 2.4 kHz = 4.8 kBaud	10	4.8	2.4	kBaud
29	PLL capture range, F_C	$C_F = 100\text{ pF}$, $R_F = 0\Omega$	± 40	± 15	± 10	% min.
30	PLL lock range, F_L	$C_F = 100\text{ pF}$, $R_F = 0\Omega$	± 45	± 15		% min.
31	Receiver input sensitivity, S_{IN}	For a functional receiver (Note 8) Referred to chip side (pin 10) of the line-coupling XFMR: $F_O = 50\text{ kHz}$ $F_O = 300\text{ kHz}$ Referred to line side of XFMR: (assuming a 7.07:1 XFMR) $F_O = 50\text{ kHz}$ $F_O = 300\text{ kHz}$	1.8 2.0 1.4 0.26 0.29 0.20	10	12	mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS}
32	Tolerable input dc voltage offset range, V_{INDC}	Pin 10 lower than pin 15 by V_{INDC}	2	0.1		V max.
33	Data Out. breakdown voltage	Pin 12, leakage $I \leq 20\text{ }\mu\text{A}$	70	55		V min.
34	Data Out. low output, V_{OL}	Pin 12, sat. voltage at $I_{OL} = 2\text{ mA}$	0.15	0.4		V max.
35	Impulse noise filter current, I_I	Pin 13 charge and discharge current	± 55	± 45 ± 85		μA min. μA max.
36	Offset hold cap. bias voltage, V_{CM}	Pin 6	2.0	1.3 3.5		V min. V max.
37	Offset hold capacitor max. drive current, I_{MCM}	Pin 6, $V(\text{pin } 3) - V(\text{pin } 4) = \pm 250\text{ mV}$	± 55	± 25 ± 80		μA min. μA max.
38	Offset hold bias current, I_{OHB}	Pin 6, TX mode. Bias pin 6 as it self-biased during test 31.	-0.5	-20	-40 40	nA min. nA max.
39	Phase comparator current, I_{PC}	Bias pins 3 and 4 at 8.5 V $I_{PC} = I(\text{pin } 3) + I(\text{pin } 4)$, TX mode	100	50 200		μA min. μA max.
40	Phase detector output resistance, R_{PD}	Pins 3 and 4. $R_{PD} = (V @ 100\text{ }\mu\text{A} - V @ 50\text{ }\mu\text{A}) / (50\text{ }\mu\text{A})$	10	6 18		k Ω min. k Ω max.
41	Phase detector demodulated output voltage, V_{PD}	Pin 3 to 4, measured after filtering out the $2F_O$ component	100	60 180		mVpp min. mVpp max.
42	Fast offset cancel voltage "window" to- V_{PD} ratio, V_W/V_{PD}	$V_{PIN3} - V_{PIN4} = \pm V_{WINDOW} + \text{DC offset}$ Drive for $\pm 1\text{ }\mu\text{A}$ pin 6 current	0.95	0.70 1.20		V/V min. V/V max.
43	Power supply rejection, PSRR	$C_L = 0.1\text{ }\mu\text{F}$. PSRR = CMRR. 120 Hz	80			dB min.

Note 1: More accurately, the maximum voltage allowed on pin 10 is V_{OC} , and V_{OC} ranges from 41 to 50V. Also, transients may reach above 60V; see the transient peak voltage characteristic curve.

Note 2: The maximum power dissipation rating should be derated for device operation above 25°C to insure that the junction temperature remains below the maximum rating. Use a θ_{JA} of 75°C/W for the N package using a socket in still air (which is the worst case). Consult the Application Information section for more detail.

Note 3: The boldface values apply over the full junction temperature range for the specified supply voltage range. All other numbers apply at $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$. Pin numbers refer to LM1893. LM2893 tested by shunting Carrier In to Carrier Out and testing it as an LM1893.

Note 4: Guaranteed and 100% production tested.

Note 5: Guaranteed (but not 100% production tested) over the temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 6: Total harmonic distortion is measured using $\text{THD} = I_{HVS}(\text{all components at or above } 2F_O) / I_{FMS}(\text{fundamental})$.

Note 7: Receiver function is defined as the error-free passage of 1 cycle of 50% duty-cycle 2.4 kHz square-wave data (2 sequential 208 μs bits), with the first bit being a "1." All of the data transitions (edges) must fall within $\pm 10\%$ ($\pm 23.8\text{ }\mu\text{s}$) of their noise-free positions. RX time delay is minimized by using no impulse noise filter cap. C_I for this test.

Note 8: During the sensitivity check, note 7 requirements are followed with these exceptions: (1) data rate $F_{DATA} = 1.2\text{ kHz}$, (2) all of the data transitions must fall within $\pm 20\%$ ($\pm 41.6\text{ }\mu\text{s}$) of their noise-free positions, and (3), a time-domain filter capacitor (C_I) is used. The time delay of C_I is $1/2$ bit, or 208 μs . (C_I is approximately 6200 pF).

Note 9: For TTL compatibility use a pull-up resistor to increase min. V_{OL} to above 2.8 V.

$F_0 = 125 \text{ kHz} \pm 2\%$

Design Limit (Note 5)	Limit Units
13.5 28	V min. V max.
	mA min. mA max.
	k Ω min. k Ω max.
2.4	k Ω max.
± 10	% max.
	% max.
12	mV rms mV rms mV rms mV rms mV rms
	V max.
	V min.
	V max.
	μ A min. μ A max.
	V min. V max.
	μ A min. μ A max.
-40 40	nA min. nA max.
	μ A min. μ A max.
	k Ω min. k Ω max.
	mVpp min. mVpp max.
	V/V min. V/V max.
	dB min.

each above 60V; see the transient

temperature remains below the

information section for more

numbers apply at $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$. Pin

used to calculate outgoing quality

ential: 208 μ s (bits), with the first bit

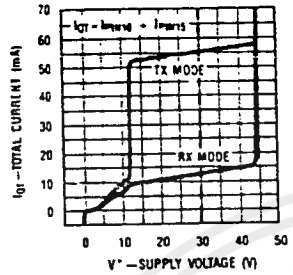
imized by using no impulse noise

al of the data transitions must fall

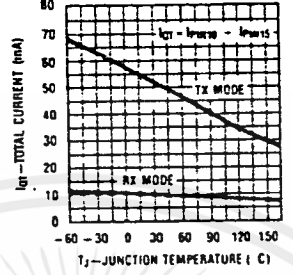
of C_1 is $\frac{1}{2}$ bit, or 208 μ s. (C_1 is

Typical Performance Characteristics ($V^+ = 18\text{V}$, $F_0 = 125 \text{ kHz}$, circuit of Figure 1, pin numbers for LM1893)

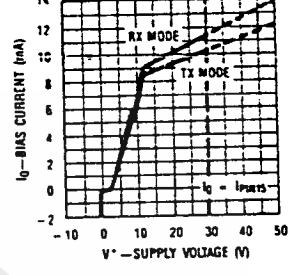
Total Current Consumption, I_{QT} , vs Supply Voltage



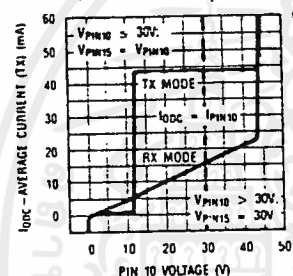
Total Current Consumption, I_{QT} , vs Junction Temperature



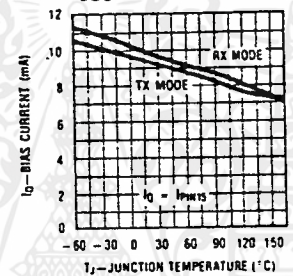
Chip Bias Current, I_Q , vs Supply Voltage



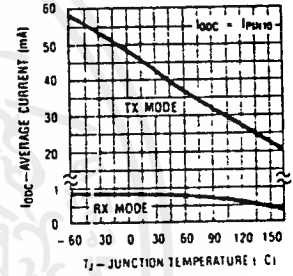
Chip Bias Current, I_Q , vs Junction Temperature



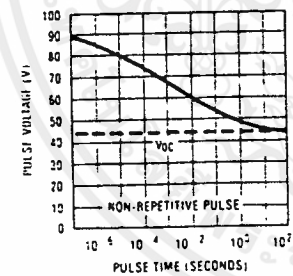
Output Stage DC Current, I_{ODC} , vs Output Voltage



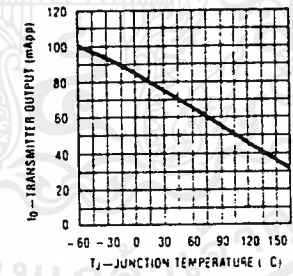
Output Stage DC Current, I_{ODC} , vs Junction Temperature



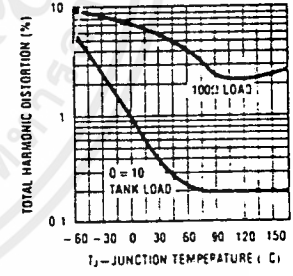
Transient Voltage Survival vs Pulse Time



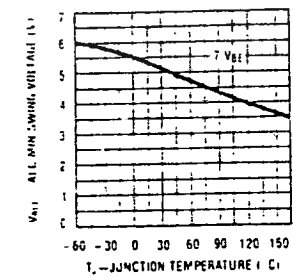
Transmitter AC Output Current vs Junction Temperature



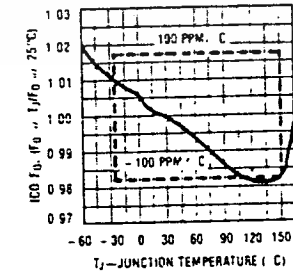
Transmitter Sinusoid THD vs Junction Temperature



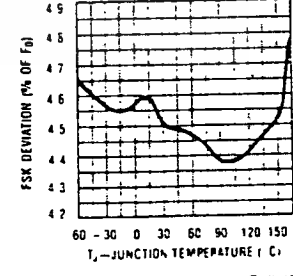
ALC Voltage vs Junction Temperature



ICO Frequency vs Junction Temperature

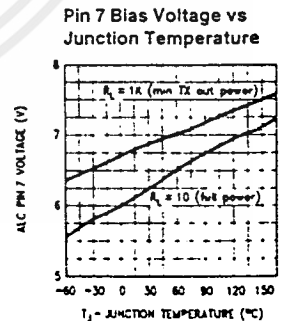
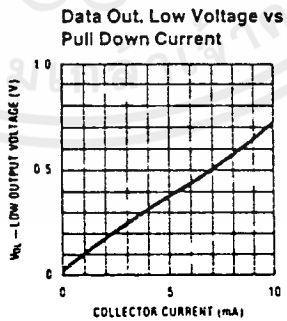
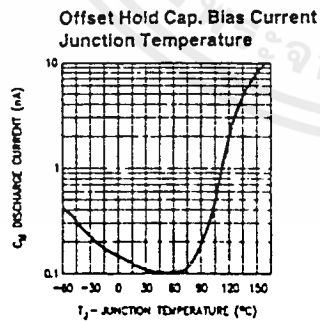
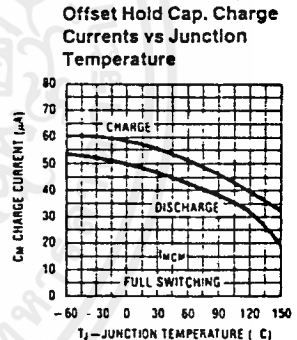
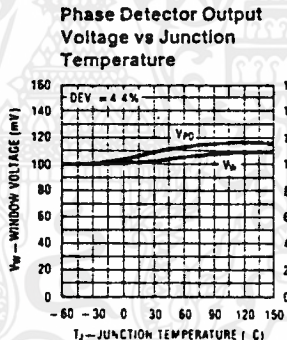
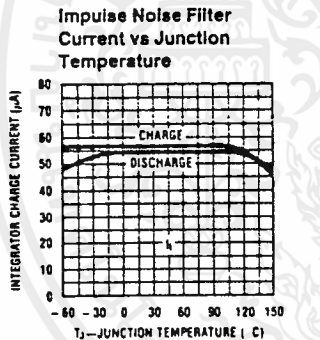
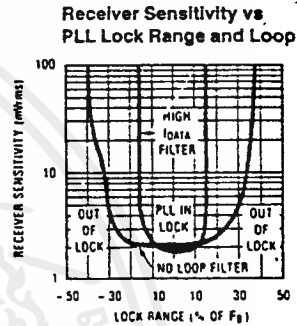
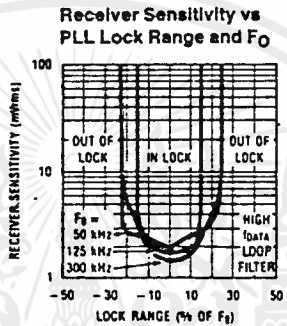
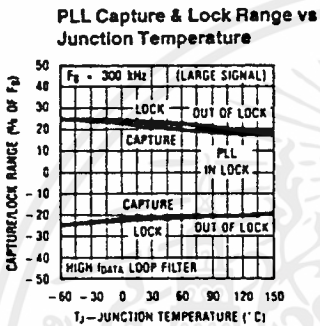
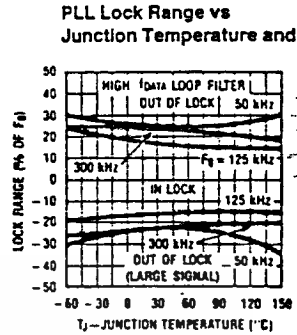
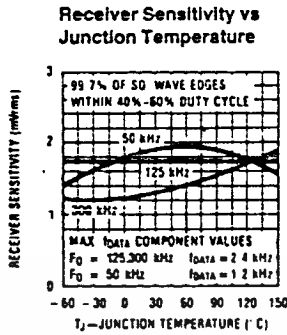
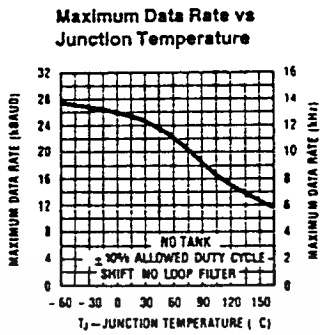


Transmitter FSK Deviation vs Junction Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/M/6750-39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Information*

THE DATA PATH

The BI-LINE™ chip serves as a power line interface in the carrier-current transceiver (CCT) system of Figure 3. Figure 2 shows the interface circuit now discussed. The controller may select either the transmit (TX) or receive (RX) mode. Serial data from the controller is used to generate a FSK-modulated 50 to 300 kHz carrier on the line in the TX mode. In the RX mode line signal passes through the coupling transformer into the PLL-based receiver. The recreated serial bit stream drives the controller.

With the IC in the TX mode (pin 5 a logic high), baseband data to 5 kHz drive the modulator's Data In pin to generate a switched 0.9781/1.0221 control current to drive the low TC, triangle-wave, current-controlled oscillator to $\pm 2.2\%$ deviation. The tri-wave passes through a differential attenuator and sine shaper which deliver a current sinusoid through an automatic level control (ALC) circuit to the gain of 200 current output amplifier. Drive current from the Carrier I/O develops a voltage swing on T_1 's (Figure 4) resonant tank proportional to line impedance, then passes through the step-down transformer and coupling capacitor C_C onto the line. Progressively smaller line impedances cause reduced signal swing, but never clipping—thus avoiding potential radio frequency interference. When large line impedances threaten to allow excessive output swing on pin 10, the ALC shunts current away from the output amplifier, holding the voltage swing constant and within the amp's compliance limit. The amplifier is stable with a load of any magnitude or phase angle.

In the RX mode (pin 5 a logic low), the TX sections on the chip are disabled. Carrier signal, broad-band noise, transient spikes, and power line component impinge of the receiver's input highpass filter, made up of C_C and T_1 , and the tank bandpass filter. In-band carrier signal, band-limited noise, heavily attenuated line frequency component, and attenuated transient energy pass through to produce voltage swing on the tank, swinging about the positive supply to drive the Carrier I/O receiver input. The balanced Norton-input limiter amplifier removes DC offsets, attenuates line frequency, performs as a bandpass filter, and limits the signal to drive the PLL phase detector differentially. The differential demodulated output signal from the phase detector, containing AC and DC data signal, noise, system DC offsets, and a large twice-the-carrier-frequency component, passes through a 3-stage RC lowpass filter to drive the offset cancel circuit differentially. The offset cancelling circuit works by ensuring that the (fixed) ± 50 mV signal delivered to the data squaring ("slicing") comparator is centered around the ± 50 mV comparator switch point. Whenever the comparator signal plus DC offset and noise moves outside the carefully matched ± 50 mV voltage "window" of the offset cancel circuit, it adjusts its DC correction voltage in series with the differential signal to force the signal back into the window. When the signal is within the ± 50 mV window, the DC offset is stored on capacitor C_M . By grace of the highly non-linear offset hold capacitor charging during offset cancelling, the DC cancellation is done much more quickly than with an AC coupling capacitor normally used in place of the offset cancel circuit. Since impulse noise spikes normally ring the signal symmetrically around 0 V, the fully bilateral offset cancel technology affords excellent noise rejection. The switched current output of the comparator drives the impulse noise filter integrator capacitor that rejects all data pulses of less than the integrator charge time. Noise appears as duty-cycle jitter at the open collector serial data output.

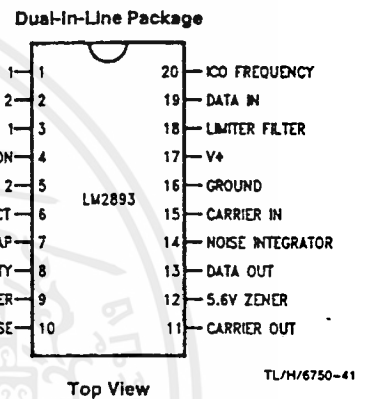
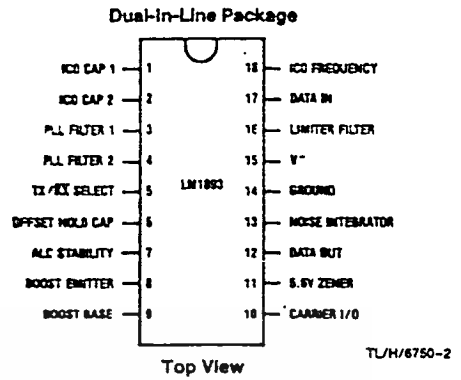


FIGURE 2. Connection Diagrams

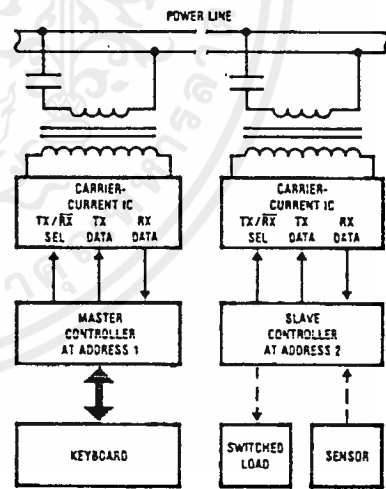


FIGURE 3. The block diagram of a carrier-current system using the BI-Line chip to interface digital controllers via the power line

*Unless otherwise noted, all pin references refer to LM1893, but hold true for equivalent LM2893 pin.

Application Information (Continued)

IL/H/8750-4

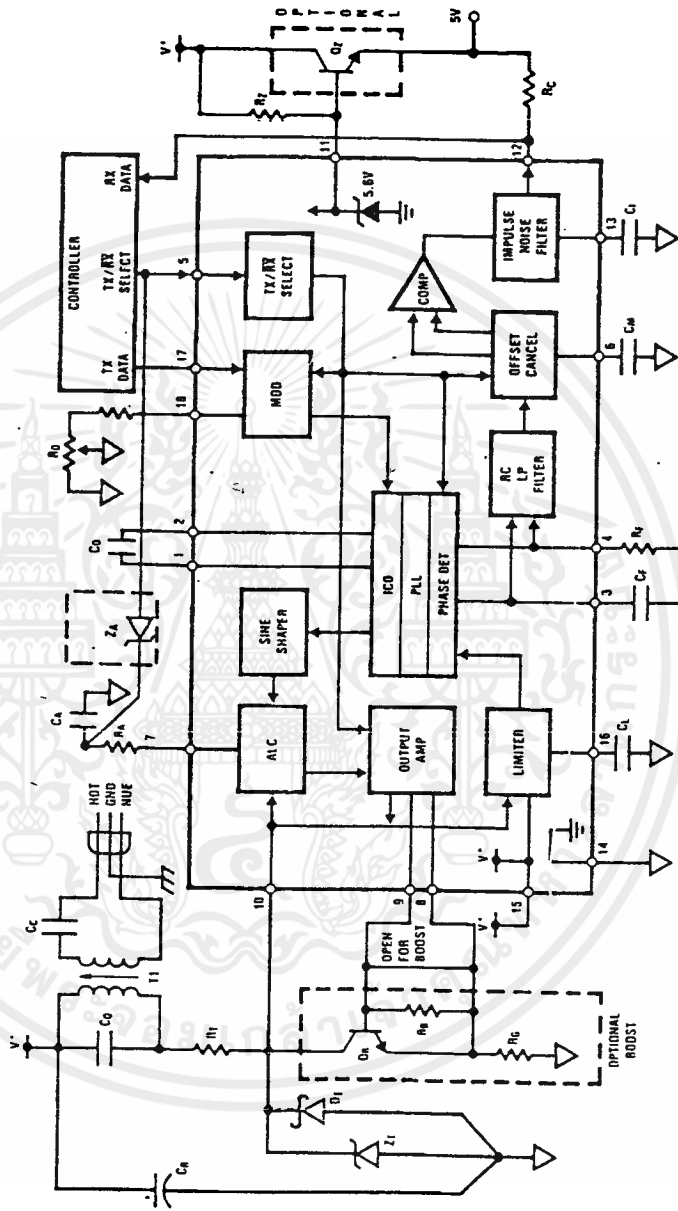


FIGURE 4. Block diagram of a CCT system with the boost and 5V supply options shown in dashed boxes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Information (Continued)

Recommended Value	Purpose	Effect of making the component value:		Notes
		Smaller	Larger	
C_0 : 560 pF R_0 : 6.2 k Ω	Together, C_0 and R_0 set ICO F_0 .	Increases F_0 Increases F_0 < 5.6 k not recommended.	Decreases F_0 Decreases F_0 > 7.6 k not recommended.	$\pm 5\%$ NPO ceramic. Use low TC 2 k pot and 5.6 k fixed R. Poor F_0 TC with < 5.6 k R_0 .
C_1 : 0.047 μ F R_1 : 3.3 k Ω	PLL loop filter pole PLL loop filter zero	Less noise immune, higher f_{DATA} , more PLL stability. PLL less stable, allows less C_F . Less ringing.	More noise immune, lower f_{DATA} , less PLL stability. PLL more stable, allows more C_F . More ringing.	Depending on R_F value and F_0 , PLL unstable with large C_F . See Apps. Info. C_F and R_F values not critical.
C_2 : 0.22 μ F	Couples F_0 to line, C_2 and T_1 low-pass attenuates 60 Hz.	Low TX line amplitude. Less 60 Hz T_1 current. Less stored charge.	Drives lower line Z. More 60 Hz T_1 current. More stored charge.	≥ 250 V non-polar. Use 2 C_2 on hot and neutral for max. line isolation, safety.
C_3 : 0.033 μ F Use recommended XFMR	Tank matches line Z, bandpass filters, isolates from line, and attenuates transients.	Tank F_0 up or increase L of T_1 for constant F_0 . Smaller L: higher F_0 or increase C_C ; decreased F_0 line pull.	Tank F_0 down or decrease L of T_1 for constant F_0 . Larger L: lower F_0 or decrease C_C ; increased F_0 line pull.	100 V nonpolar, low TC, $\pm 10\%$ High large-signal Q needed. Optimize for low F_0 line pull with control of F_0 TC and Q.
C_4 : 10.1 μ F R_2 : 110 k Ω	ALC pole ALC zero	Noise spikes turn ALC off. Less stable ALC.	Slower ALC response. More stable ALC.	R_A optional. ALC stable for $C_A \geq 100$ pF.
C_5 : 0.047 μ F	Limiter 50 kHz pole, 60 Hz rejection.	Higher pole F, more 60 Hz reject. F_0 attenuation?	Lower pole F, less 60 Hz reject, more noise BW.	Any reasonably low TC cap. 300 pF guarantees stability.
C_6 : 0.47 μ F	Holds RX path V_{OS}	Less noise immune, shorter V_{OS} hold, faster V_{OS} acquisition, shorter preamble.	More noise immune, longer V_{OS} hold, slower V_{OS} acquisition, longer preamble.	Low leakage $\pm 20\%$ cap. Scale with f_{DATA} .
C_7 : 0.047 μ F	Rejects short pulses like impulse noise.	Less impulse reject, less delay, more pulse jitter.	More impulse reject, more delay, less pulse jitter.	C_1 charge time $\frac{1}{2}$ bit nom. Must be < 1 bit worst-case.
R_3 : 10 k Ω	Open-col. pull-up	Less available sink I.	Less available source I.	$R_C \geq 1.5$ k Ω on 5.6 V
R_4 : 12 k Ω	5.6 V Zener bias	Larger shunt current, more chip dissipation.	Smaller shunt current, less V^+ current draw.	$1 < I_Z < 30$ mA recommended. (Chip power-up needs 5.6 V)
Z_1 : 44 V BV 60 V peak	Transient clamp	Z_T failure, higher series R-excess peak V, Zener and chip damage, less ruggedness.	Z_T costly, lower series R gives enhanced transient clamp, more ruggedness.	Recommend Zener rated for ≥ 500 W for 1 ms.
R_5 : 47 Ω Z_2 : 44 V BV	Transient I limit Over-drive Clamp	Damage Z_T , pull up V^+ . Failure on Transient	Excessive TX attenuation. Costly	Carbon comp. recommended. IRF 11DQ05 or 1N5819
R_6 : 180 Ω R_7 : Power NPN R_8 : 1.1 Ω	Base bleed Boost gain device Current setting R	Faster, lower THD I_O . Excessive T_J and V_{SAT} . More I_O , need higher h_{FE} .	Inadequate turn-off speed. More rugged, but costly. Less I_O , lower min. h_{FE} .	Boost optional. Q_B F(-3 dB) of > 200 MHz. $R_B > 24$ Ohm. $I_O = 70[(10 + R_B)/R_G]$ mA App.
C_8 : 47 μ F	Supply bypass	Transients destroy chip.	Less supply spike.	V^+ never over abs. max.
Z_3 : 5.1 V	Stop ALC charge in RX mode	Excess ALC current flow	ALC RX charging not inhibited over T_J	Z_A optional - 5.1V $\pm 20\%$ low leakage type

FIGURE 5. A quick explanation of the external component function using the circuit of Figure 4. Values given are for $V^+ = 18$ V, $F_0 = 125$ kHz, $f_{DATA} = 360$ Baud (180 Hz), using a 115 V 60 Hz power line

Component Selection

Assuming the circuit of Figure 4 is used with something other than the nominal 125 kHz carrier frequency, 180 Hz data rate, 18V supply voltage, etcetera, the component values listed in Figure 5 will need changing. This section will help direct the CCT designer in finding the required component values with emphasis placed on look-up tables and charts. It is assumed that the designer has selected values for carrier center frequency, F_0 ; data rate, f_{DATA} ; supply voltage, V^+ ; power line voltage, V_L ; and power line frequency, F_L . If one or more of those parameters is not defined, one may read the data sheet and make an educated guess.

Maxims to keep in mind, based on CCT electrical perform-

ance considerations only, are: 1) the higher the F_0 the better, 2) the lower the maximum data rate the better, and 3) the more time and frequency filtering the better.

Use Figure 5 as a quick reference to the external component function.

THE TRANSMITTER

C_0

Central to chip operation is the low TC of F_0 emitter-coupled oscillator. With proper C_0 , the F_0 of the 2 V_{BE} amplitude triangle-wave oscillator output may vary from near DC to above 300 kHz. While C_0 may have any value, C_0 should

Component Selection (Continued)

be made above 10 pF so that parasitic capacitance is not dominant. Excessive or unbalanced common-mode-to-ground capacitance should be avoided. A low temperature coefficient (TC) of capacitance (< 100 PPM/°C), such as a monolithic NPO ceramic multilayer type, preserves low TC of F_0 . Figure 6 finds a C_0 value given F_0 .

R_0
Resistor R_0 is used by the IC to generate a V_{BE}/R related current that is multiplied by 2 to produce the 200 μA ICO control current that sets F_0 . The control current TC "bucks" the V_{BE} related tri-wave amplitude across C_0 to effect a low TC of F_0 . Vary R_0 to trim F_0 , within limits. Raising F_0 more than 20% above its untrimmed value by means of decreasing R_0 more than 20% is not recommended. Low R_0 , and so high control current, risks ICO saturation and poor TC under worst-case conditions. Raising R_0 reduces the demodulated signal amplitude from the phase detector; raising R_0 by more than a factor of 2 (1 octave) is not recommended. Since lower TC pots are relatively costly, it is recommended that R_0 be made up of a 5.6 k fixed (< 100 PPM/°C) resistor with a 2 k Ω (< 250 PPM/°C) series pot.

C_A and R_A
Components C_A and R_A control the dynamic characteristics of the transmitter output envelope. Their values are not critical. Use the values given in Figure 5. C_A and R_A are functions of loaded T_1 tank Q, R_0 , f_{DATA} , and line impulse noise. Any changes made in C_A and R_A should be made based on empirical measurements of a CCT on the line. Roughly, C_A acts as an ALC pole and R_A an ALC zero.

T_1

At this point, the CCT system designer may choose to use one of the recommended transformers or to design his own T_1 . Consult "The Coupling Transformer" section to help with the design of T_1 if a new or boost-capable transformer is needed. The recommended .125 kHz transformer functions with an I_0 of up to 600 mApp.

It is recommended that CCT systems use the recommended transformers, described in Figure 7, for T_1 . The 3 transformers are optimized for use in the ranges of 50–100 kHz, 100–200 kHz, and 200–400 kHz with unloaded Q's (Q_U) of about 35, and loaded Q's (Q_L) of about 12. Three secondary taps are supplied with nominal 7.07, 10, and 14.1 turns ratios to drive industrial and residential power line impedances of 3.5, 7, and 14 Ω respectively. All are inexpensive, all have the same pin-outs for easy exchange in a PC board, and all are small - on the order of 10 mm diameter at the base.

C_0

Tank resonant frequency F_0 must be correct to allow passage of transmitter signal to the line. Use Figure 8 to find C_0 's value. Trimming F_0 to equal F_0 is done with T_1 's trimming slug. The inductance of T_1 has a TC of +150 PPM/°C which may be cancelled by using a -150 PPM/°C cap such as polystyrene. Since circulating current in the tank is 1/4 ARMS, C_0 should have a low series resistance (a 1 Ω series resistance is too much). Polypropylene caps are excellent "orange drop" mylars are adequate, while many other mylars are inadequate. A 100V rating is needed for transient protection.

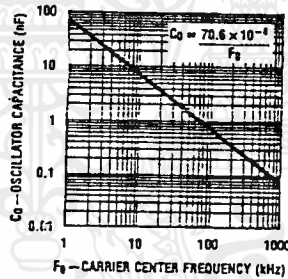


FIGURE 6. Find C_0 's value knowing F_0

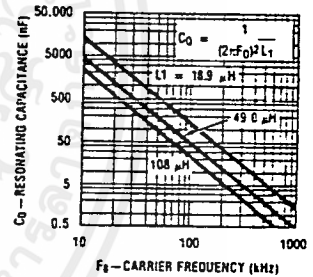


FIGURE 8. Find C_0 's value given F_0

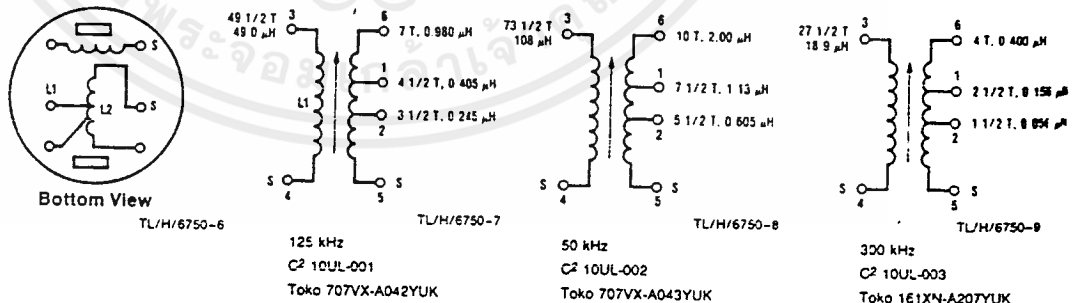


FIGURE 7. The recommended T_1 transformers, available through:
1) C² Electronics, 4010 Moorpark, Suite 105, San Jose, CA., 95117 (408) 248-9899
2) Toko America, 5520 W. Touhy Ave., Skokie, IL, 60077, (312) 677-3640.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Component Selection (Continued)

C_C

Capacitor C_C's primary function is to block the power line voltage from T₁'s line-side winding. Also, C_C and T₁'s line-side winding comprise a LC highpass filter. The self-inductance of T₁ is far too low to support a direct line connection. C_C must have a low enough impedance at F_O to allow T₁ to drive transmitted energy onto the line. To drive a 14Ω power line, the impedance of C_C should be below 14Ω.

Use Figure 9 to find the reactive impedance of C_C to check that it is less than the line impedance. Then check Figure 10 to see that the power line current is small enough to keep T₁ well out of saturation; the recommended transformers can withstand a 10 Amp-turn magnetizing force (1 Amp through the worst-case 10 turn line-side winding).

Caution is required when choosing C_C to avoid series resonance of the series combination of C_C, the transformer inductance, and the reflected tank impedance. The low resistance of the network under series resonance will load the line, possibly decreasing range. For your particular line coupling circuit, measure for series resonance using some expected line impedance load.

R_B

This base-bleed resistor turns Q_B off quickly - important since the amplifier output swing is about 200V/μs. An R_B below about 24Ω will conduct excessive current and overload the chip amplifier and is not recommended.

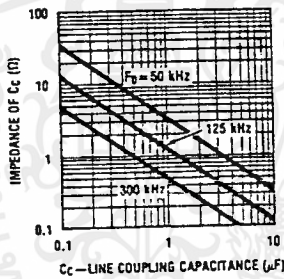


FIGURE 9. C_C's impedance should be, as a rule-of-thumb, smaller than the lowest expected line impedance

R_G

This resistor, in parallel with the internal 10Ω resistor, fixes the current gain of the output amplifier, and so the output current amplitude. Figure 11 gives output current and minimum AC current gain h_{ie} for Q_B when R_G is used to boost output current.

Q_B

The boost gain transistor Q_B must be fast. Double-diffused devices with 50 MHz F_T's work, slower transistors (epi-base types) do not preserve a sinusoidal waveform when F_O is high or will cause the output amp. to oscillate. Q_B must have a certain minimum h_{ie} for given boost levels, as shown in Figure 11. Figure 12 shows the power Q_B must dissipate continuously operating with a shorted output. BV_{CE} (R = R_G) must be 60V or greater and Q_B must have adequate SDA for transient survival.

Z_T

Unfortunately, potentially damaging transient energy passes through transformer T₁ onto the Carrier I/O pin (instanta-

neous power of greater than 1 kW has been measured using the recommended transformers). For self protection, the Carrier I/O has an internal 44V voltage clamp with a 20Ω series resistance. A parallel low impedance 44V external transient suppression diode will then conduct the lion's share of any current when transients force the Carrier I/O to a high voltage.

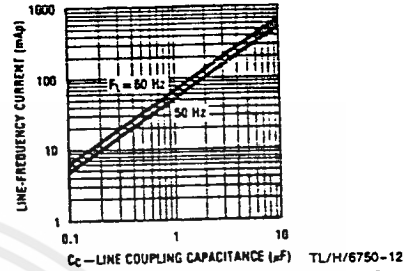


FIGURE 10. The AC line-induced current passed by C_C

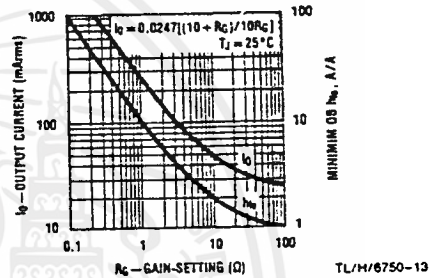


FIGURE 11. Output amplifier current and required min. Q_B h_{ie} versus gain-setting resistor R_G

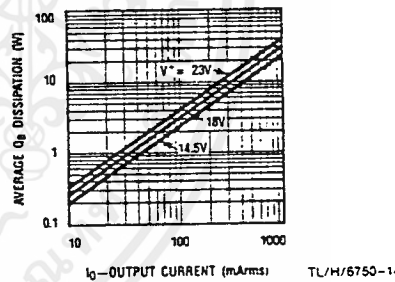
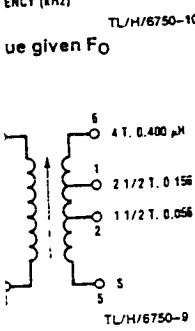
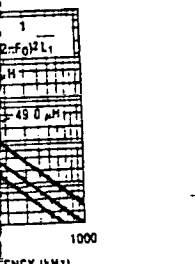


FIGURE 12. Boost transistor power dissipation versus amplifier output current

Z_T must be used unless some precaution is taken to protect the Carrier I/O pin from line transients or transients caused when stored line energy in C_C is discharged by the random phase of power line connection and disconnection. Worst case, C_C may discharge a full peak-to-peak line voltage into the tuned circuit. Another way to reduce the need for Z_T is by placing another magnetic circuit in the signal path that relies on a high, but easily saturated, permeability to couple a primary and secondary winding - a toroidal transformer for example. Toroids cost more than Z_T.

Use an avalanche diode designed specifically for transient suppression — they have orders of magnitude higher pulse

may choose to use or to design custom... section to help... capable transformer... transformer... use the recommended... T₁. The 3 transform... of 50-100 kHz, 100... ed Q's (Q_U) of about... Three secondary taps... 14.1 turns ratios (N)... or line impedances of... inexpensive, all have... n a PC board, and all... meter at the base... correct to allow pas... Use Figure 8 to find... is done with T₁'s tra... TC of +150 PPM/°C... 150 PPM/°C cap such... rent in the tank is 1/4... resistance (a 1 Ω series... the caps are excellent... while many other try... s needed for transient



300 kHz
C₂ 10UL-003
Tokyo 1E1XN-A207YUK

Component Selection (Continued)

power capability than standard avalanche diodes rated for equal DC dissipation. Metal oxide varistors have not proven useful because of their inferior clamping coefficient and are not recommended. Specifications for an example minimum diode are given in Figure 13.

Breakdown Voltage	44-49V @ 1 mA
Maximum Leakage	1 μ A @ 40V
Capacitance	300 pF @ 5V
Maximum Clamp Voltage	64.5V @ 7.8A
Peak Non-Repetitive Pulse Power (REA Standard Exponential Pulse)	10 kW for 1 μ s
Surge Current	70A for 1/120s

FIGURE 13. Key specifications for a recommended transient suppressor Z_T available from General Semiconductor, 2001 West Tenth Place, Tempe, AZ 85281, 602-968-3101, part no. SA40A

R_T

R_T acts as a voltage divider with Z_T , absorbing transient energy that attempts to pull the Carrier Input pin above 44V. Make the resistor a carbon composition 1/4W. When experiments discharging C_C charged to the peak-to-peak 620V AC thru a 1 Ω power line were carried out, film resistors blew open-circuit.

D_T

This Schottky diode is placed in parallel with the CCT chip's substrate diode to pass the majority of the current drawn from ground when the Carrier Input or Carrier Output is pulled below ground by a larger-than-twice-the supply-swing on the tank. Note that Z_T is in parallel with the substrate diode, but is ineffective due to its high forward voltage drop and high diffusion capacitance caused by its low forward speed. Tests proved that a 1N5818 kept a receive-path functional with a 20X boost transmitter with a 7:1 transformer attempted to swing the receiver's Carrier I/O to $\pm 100V$ (300 mA peak ground current in the receiver). Without D_T , the receiver momentarily stops functioning at a 100 times lower ground current.

This diode is not needed if the Carrier I/O never swings below ground. If your CCT systems all run on the same regulated voltage with all matched transformers and turns ratios, it is not needed. Otherwise, it is.

THE RECEIVER

The receiver and transmitter share components C_C , T_1 , C_O , R_T , Z_T , C_O , R_O , and peripheral supply and bias components that are not in need of change for RX mode operation. Values for the balance of the components are now found.

Line-Frequency Rejection

To use the ultimate sensitivity of the device, fully 110 dB of 115 V, 60 Hz attenuation is required between the line and the limiter amplifier output. Using the circuit topology of Figure 4, the combined attenuation of the C_C/T_1 highpass, the tuned transformer, and the bandpass filter attenuation of the limiter amplifier give far more line rejection than the above-stated minimum. However, if some other CCT line coupling circuit is used, line rejection will become important to the system designer.

Receiver input power supply rejection (PSRR) and common-mode rejection (CMRR) are one-in-the-same using the supply-referenced signal input of Figure 4. Ripple swings both

differential inputs of the Norton amp. equally, while the single-ended input signal swings only the positive input. Overall PSRR consists of the input CMRR (set by the input stage component matching) and the ripple-frequency attenuation of the input amplifier bandpass response that passes carrier frequency but stops low frequencies. A typical 1% resistor and 1 mV n-p-n mirror offsets give 26 dB of attenuation, the bandpass gives 54 dB 120 Hz attenuation, for an overall 80 dB PSRR to allow tens of volts of ripple before impacting ultimate sensitivity.

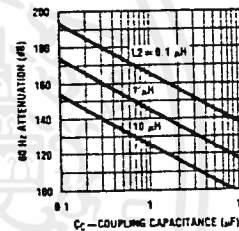
C_C

A value was chosen earlier. Knowing T_1 's secondary inductance allows a check of LC line attenuation using Figure 14.

C_L

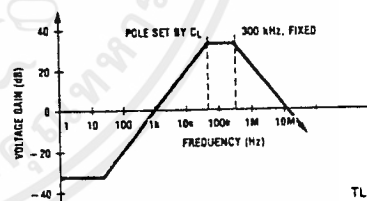
The Norton input limiter amplifier has a bandpass filter for enhanced receiver selectivity, noise immunity, and line frequency rejection. The nominal response curve for $F_O = 50$ kHz is shown in Figure 15. The 300 kHz pole is fixed. The 50 kHz pole is set by C_L 's value. After C_L is found, the resulting line frequency attenuation is found for the bandpass filter.

Use Figure 15 to find a C_L value given for F_O . The approximate line frequency attenuation of the bandpass filter may then be found in Figure 16. Figure 15 returns a value for C_L 33% larger than nominal, giving a low frequency pole 33% low to allow for component tolerances.

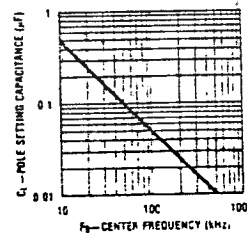


TL/H/6750-15

FIGURE 14. The 60 Hz line rejection of the highpass filter made up of C_C and T_1 's line-side winding (neglecting capacitive coupling)



TL/H/6750-16



TL/H/6750-17

FIGURE 15. Given F_O , C_L is found. Also shown is the input amplifier's small signal amplitude response

Component Selection (Continued)

C_F and R_F

These phase-locked loop (PLL) loop filter components remove some of the noise and most of the $2F_0$ components present in the demodulated differential output voltage signal from the phase detector. They affect the PLL capture range, loop bandwidth, damping, and capture time. Because the PLL has an inherent loop pole due to the integrator action of the ICO (via C_0), the loop pole set by C_F and the zero set by R_F gives the loop filter a classical 2nd-order response.

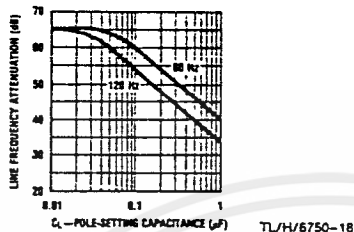


FIGURE 16. The Norton-input limiter amplifier bandpass filter line-frequency signal attenuation given C_L

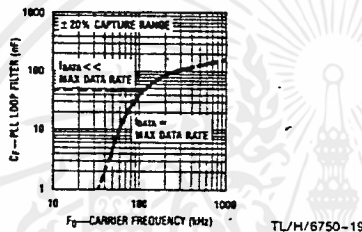


FIGURE 17. Find C_F given F_0 . Figure 19 gives the maximum data rate

to C_F and R_F give the most stable PLL with the fastest response. Large C_F 's with a too-small R_F cause PLL loop instability leading to poor capture range and poor step response or oscillation.

Calculation of C_F and R_F is quite difficult, involving not only the 2nd-order loop step response, but also the PLL non-dominant poles, the tuned transformer stepped-frequency response, and the RC lowpass step response (for data rates approaching 1 kHz). C_F and R_F values are best found empirically. Tolerance is not critical. Component values are selected to give the best possible impulse noise rejection while preserving a $\pm 20\%$ capture range and wide stability margin. Figures 17 and 18 give C_F and R_F values versus F_0 , where " $f_{DATA} \ll \text{MAX DATA RATE}$ " means that f_{DATA} should be less than the maximum data rate, in kHz, from Figure 19 divided by 10.

Note that C_F and R_F are a function of data rate only for high data rates and are not plotted against data rate - as one might expect. The reason for this is important to understand. The CCT system designer wishes to find C_F and R_F empirically. Data signal is, loosely speaking, passed through the PLL loop and is therefore potentially attenuated if the loop bandwidth is on the order of the 3rd harmonic of the data rate, or less. Overall loop bandwidth is held as low as possible for maximum noise rejection while passing the data. Loop bandwidth is roughly proportional to the geometric mean of the unfiltered loop bandwidth and the filter pole set by C_F . Therefore, C_F is related to data rate. Unfortunately, the loop capture range falls to critically low values when large enough values of C_F are used to reduce loop bandwidth down to the 100's of Hz range, for low data rates. The

obvious way out is to then reduce the unfiltered loop bandwidth. That bandwidth is approximately proportional to the value of C_0 . For a fixed F_0 , unfiltered loop bandwidth reduction requires a larger C_0 and larger control current. With this chip, changing the control current is not allowed. So one is forced to choose a C_F/R_F combination with some minimum capture range, say $\pm 20\%$, that is within some guardband from the point of loop instability. Happily, impulse noise tends to last only fractions of a millisecond so that the lack of low bandwidth loop response with low data rates is not a heavy penalty. As long as there is adequate capture range, the impulse noise filter performs admirably. Note that reducing F_0 will reduce the no-filter loop bandwidth, and indeed the maximum data rate falls below the limit set by the RC lowpass filter as F_0 falls below 100 kHz (Figure 19).

The tuned transformer characteristics will affect the demodulated data waveform more than C_F and R_F at low data rates. Tank Q and off-tuning will affect overshoot during the FSK frequency steps. This is a property of tuned circuits. The maximum data rate of Figure 19 is measured from the receiver input to the Data Out and does not include the data bandwidth reducing effects of T_1 .

C_M

Capacitor C_M stores a voltage corresponding to a correction factor required to cancel the phase detector differential output DC offsets. The stored voltage is $2/3$ of the DC offset plus some bias level of about 2.2 V. A large C_M value increases the time required to bias-up the receive path at the beginning of transmission. A large C_M does filter well and store its bias voltage long. Because of the initial random charge of C_M , the receiver must be given a data transition to charge to the proper bias voltage. Therefore, reducing C_M 's value to one that may be charged in less than 2 bit-times will not save biasing time and is not recommended.

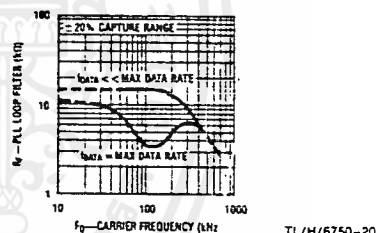


FIGURE 18. Find R_F given F_0 with f_{DATA} a parameter

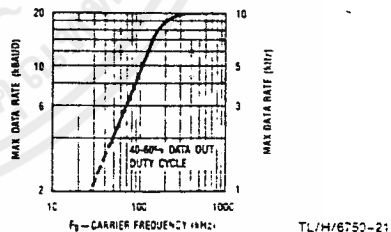


FIGURE 19. The maximum data rate versus F_0 using loop filter components optimized for max. noise performance while retaining a min. $\pm 20\%$ capture range (large signal)

Use Figure 20 to find C_M 's value knowing f_{DATA} , assuming the standard 2 bit receive charge time is desired. The cap. value and TC are not critical, but the capacitor should have low leakage.

Component Selection (Continued)

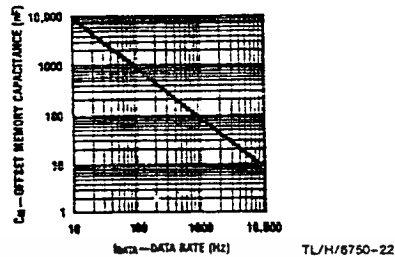


FIGURE 20. Size C_M assuming a 2 bit-time receive bias time

 C_I

The impulse noise filter integrator capacitor C_I is used to disallow the passage of any pulse shorter than the integrator charge time. That charge time, set to a nominal $\frac{1}{2}$ bit time, is the time required for a $\pm 50 \mu\text{A}$ charge current to swing C_I over a $2 V_{BE}$ range. Charge time under worst case conditions must never be greater than a bit time since no signal could then pass. Using a $\pm 10\%$ capacitor, full junction temperature range, and full specified current range, a maximum nominal charge time of $\frac{1}{2}$ bit is recommended. Figure 21 gives C_I versus data rate under those conditions.

 R_C

The collector pull-up resistor is sized to supply adequate pull-up current drive and speed while preserving adequate output low current drive.

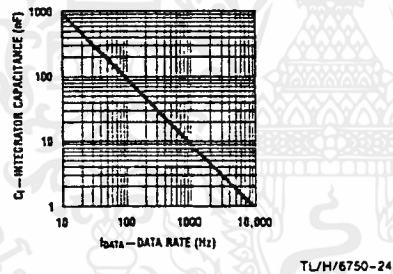


FIGURE 21. Impulse noise filter cap. C_I versus F_{DATA} where the charge time is $\frac{1}{2}$ bit time

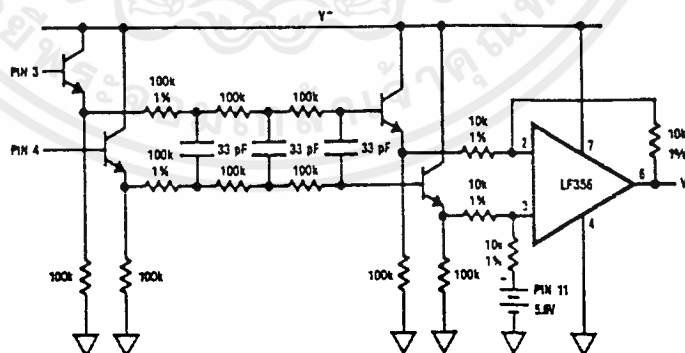


FIGURE 22. Circuit to view the differential demodulated data signal, minus the noise and $2F_0$ components, conveniently with a single-ended gain-of-one output

 Z_A

The 5.1V silicon zener diode Z_A is required when a short RX-to-TX switch-over time is needed at the same time that the chip is operating in the RX mode with a pin 10 input signal swing approaching or exceeding twice the supply voltage. Predominant causes of these large swings impinging on the RX input are: 1) a transmitter's supply voltage higher than the receiver's supply voltage, 2) a TX and RX pair that are electrically close, or, 3) a higher RX T_1 step-up turn ratio than the TX T_1 step-down ratio.

Normally, when in the RX mode with small incoming signal on pin 10, the ALC remains off with pin 7 at a 6V ($V_Z - 2V_{BE}$) bias voltage. C_A is then charged to 6V. TX mode may then be selected with 6V on C_A allowing 100% TX power to pump T_1 's tuned circuit, and so the AC line, quickly for fast RX-to-TX switch time. As TX output swing increases so that pin 10 swings below V_{ALC} (4.7V typically), that ALC activates to charge C_A to about 6.6V to reduce TX output drive. However, if in the RX mode pin 10 ever swings below V_{ALC} , C_A will charge to above 6.6V. Now, when the TX mode is selected with C_A at 6.6V, somewhere from 0 to 100% TX output drive is available to pump T_1 's tuned circuit resulting in a slower rising line signal - effectively reducing the RX-to-TX switch time.

Use a 5.1V Z_A driven by a 0 to 0.8V logic low signal to guarantee over-temp. operation. R_A must be in series with Z_A to limit current flow and should never fall below 1 k Ω . If R_A is less than 1 k Ω , then put a 2 k Ω resistor in series with Z_A . Logic high voltages above 10V will cause current flow into pin 7 that must be limited to 1 mA (with R_A or a series R).

Breadboarding Tips

During CCT system evaluation, some techniques listed below will simplify certain measurements.

- Use caution when working on this circuit - dangerous line voltages may be present.
- When evaluating PLL operation, offset cancel circuit operation, and loop filter values, use the filter of Figure 22 to view the demodulated signal minus the $2F_0$ and noise components. This filter models the RC lowpass filter on chip.

Breadboarding Tips (Continued)

- When evaluating CCT system noise performance on a real power line, it is desirable to vary the signal amplitude to the receiver. This is not easy. An in-line line-proof L-pad is fine except that the line impedance is unknown and variable and so the L-pad will rarely match. Instead, the power output of a chip transmitter may be controlled using the circuit of *Figure 23*. This circuit controls the ALC.
- It is sometimes desirable to place impulse noise on the line. A simple light dimmer with a 100 W light bulb load produces representative impulse noise.
- Do not allow peak currents of over 1 A through the 5.6 V Zener. In other words, don't short charged capacitors into this low-impedance device. Take care not to momentarily short pins 10 and 11 - chip damage may result.
- *Figure 24* shows some typical signals beginning with serial data transmitted to received signal.

Tuning Procedure

This procedure applies to circuits similar to *Figure 4* LM1893 or LM2893 circuit.

First, trim F_O by putting the chip in the TX mode, setting a logical high data input, and measuring the TX high frequency, $1.022 F_O$, on the Carrier I/O using these steps:

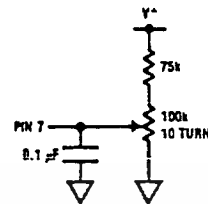
1. Take pin 17 to a logic low.
2. Take pin 5 to a logic high.
3. Place a counter on pin 10.
4. Adjust R_O on pin 18 for $F = 1.022 F_O$.

Second, the line transformer is tuned. The chip is placed in the TX mode, a resistive line load is connected to disable the ALC by reducing tank voltage swing below its limit. FSK data is then passed through the tank so that the tank envelope may be adjusted for equal amplitude for high and low data frequency.

1. Take pin 5 to a logic high.
2. Place a logic-level square wave at or below the receiver's maximum data rate on pin 17.
3. Temporarily place a 330 Ω resistor across the tank.
4. Place a scope on pin 10.
5. Adjust the transformer slug for the least envelope modulation.

In lieu of the 330 Ω resistive load, T_1 may be coupled to the power line to better simulate actual load and tank pull conditions during tank tuning. Alternatively, a passive network

representing an average line impedance may be connected to the line side of T_1 . The circuit of *Figure 23* should then be used to defeat the leveling effect of the ALC.



TL/H/6750-26

FIGURE 23. A means of transmitter output amplitude control is shown

Thermal Considerations

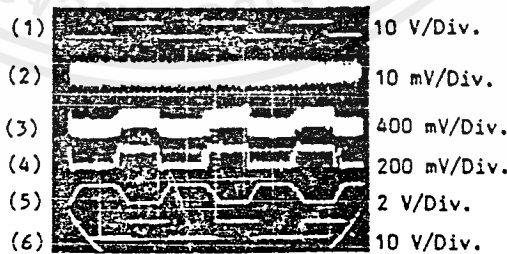
It is desirable to place the largest possible signal on the power line for maximum range, limited only by the chip power dissipation and maximum junction temperature T_J . The falling output power at elevated T_J allows a more optimal power output - high power at low T_J and lower power at high T_J for chip self-protection. However, it is still possible to exceed the maximum T_J within the specified ambient temperature limit ($T_A = 85^\circ\text{C}$) under worst case conditions of 100% TX duty cycle, high supply, shorted load, poor PC board layout (with small copper foil area), and an above nominal current part. Under those conditions, a part may dissipate 2140 mW, reaching a $T_J = 170^\circ\text{C}$ worst-case (admittedly a rare occurrence). Proper system design includes the measurement or calculation of T_J max. to guarantee function under worst-case operation. Like all devices with failure modes modeled by the Arrhenius model, the high chip reliability is further enhanced by keeping the die temperature mercifully below the absolute maximum rating.

A direct method of measuring operating junction temperature is to measure the V_{BE} voltage on pin 18, which is always available under all operating modes. The graph of *Figure 25* may be used to find T_J , knowing V_{BE} at the operating point in question and V_{BE} at $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$. V_{BE} is found by powering up a chip (in RX mode) that has been dissipating zero power at some T_A for some time and measuring V_{BE} in less than 1 s (for better than 5°C accuracy).

Alternately, T_J may be calculated using:

$$T_J = T_A + \theta_{JA} P_D \quad (1)$$

where θ_{JA} is $75^\circ\text{C}/\text{W}$ for the plastic (N) package using a socket. That θ_{JA} value is for a high confidence level; nomi-



TL/H/6750-25

FIGURE 24. Oscilloscope revealing signals at several important nodes under weak signal (0.5 mV_{RMS}) conditions with SCR spikes on an otherwise quiet 115 V, 60 Hz power line. The signals are: 1) transmitted data, 2) RX carrier on the tuned transformer, 3) demodulated signal from the PLL after passing thru circuit of *Figure 22*, 4) signal after RC lowpass, 5) data at impulse noise filter integrator, and 6) received data. Horizontal scale is 10 ms per div.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thermal Considerations (Continued)

nal θ_{JA} for an N package is $60^\circ\text{C}/\text{W}$, lower with good PC board layout. Since P_D is a relatively strong function of T_J , an iterative solution process starting with an initial guess for T_J is used. With the estimated T_J , find the total supply current found in the typical performance characteristics.

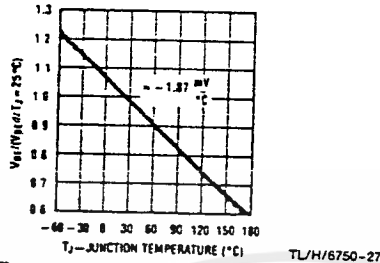


FIGURE 25. T_J may be found by using the temperature coefficient of pin 18 V_{BE} if V_{BE} is known at 25°C

Transmit-To-Receive Switch-Over Time

An important figure-of-merit for a half-duplex CCT link, affecting effective data rate, is the TX-to-RX switch time T_{TR} . Using the recommended component values gives this part a nominal 2 bit-time (1 bit time = $1/[2f_{\text{DATA}}]$) over a wide range of operating conditions, where the receiver requires 1 data transition. T_{TR} cannot be decreased significantly but does increase as noise filtering, especially via C_M , is increased. Impulse noise at switch, signals near the limiting sensitivity, poor F_O match between receiver and transmitter because of poor trim or worst-case conditions, and the statistical nature of PLL signal acquisition may all contribute to increase T_{TR} to possibly 4 bit-times.

T_{TR} is lower when a pair of LM1893's handshake rapidly. The receiver was designed to "remember" the RX-mode DC operating points on C_M and C_F while in the TX mode. Under noisy worst case conditions, C_M will discharge to the point of false operation after 35 bit-times in the TX mode (1400 bit times with no noise and a nominal part, $f_{\text{DATA}} = 180 \text{ Hz}$). T_{TR} is about 0.8 ms (proportional to the selected F_O) plus $1/2$ bit-time.

The major components of T_{TR} are described below for a nominal 125 kHz F_O , 180 Hz f_{DATA} , lightly-loaded tank with a Q of 20, and the circuit of Figure 4. The remote CCT has been operating in the TX mode with a 26.6 Vpp tank swing and is now selected as a receiver. An incoming signal requiring the ultimate receiver sensitivity immediately is placed on the line.

First, the tank stored energy at the transmit frequency must decay to a level below the 2.8 mVpp swing caused by the 0.14 mVRMS incoming line signal containing the information to be received.

$$\text{decay time} = \frac{Q}{\pi F_O} \ln \left(\frac{V_t}{V_C} \right) = \frac{20}{\pi \cdot 125,000} \ln \left(\frac{26.6}{0.0028} \right) = 0.466 \text{ ms} \quad (2)$$

That is 0.47 ms of delay (proportional to $1/F_O$ and Q).

Second, the PLL must acquire the signal; it must lock and settle. Acquisition time is statistical and may take any length of time, but average acquisition time depends on the loop filter components C_F and R_F and the difference in center frequencies, ΔF_O , of the TX/RX pair. Using the recom-

mended C_F and R_F (47 nF and 6.2 k Ω) with a $\pm 4.4\%$ ΔF_O (a $\pm 100 \text{ mV}$ DC offset on C_F and R_F), lock was measured to take less than 50 cycles of F_O . That is a 0.40 ms delay (proportional to $1/F_O$).

Acquisition is incomplete until the second order PLL loop settles. For the above-mentioned C_F and R_F , the loop natural frequency F_N and damping factor are found to be 2.3 kHz and 1.0 respectively. Settling to within $\pm 25 \text{ mV}$ of the $\pm 100 \text{ mV}$ DC offset change requires 2.7 periods of F_N , or 1.2 ms (a function of C_F and R_F).

Third, the RC lowpass filter introduces a 0.12 ms delay.

Fourth, C_M must charge up to $\pm (5/6)100 = 83 \text{ mV}$ depending on the polarity of F_O . Borderline data squaring with zero noise immunity is possible with only $\pm (5/6) 50 \text{ mV}$ of charging. C_M charge current is an asymptotic function approximated by assuming a 50 μA charge current and the full 83 mV charge voltage. C_M charge time is then 1.7 ms (proportional to $1/f_{\text{DATA}}$).

Fifth, the impulse noise filter adds a $1/2$ bit-time delay. Total T_{TR} is 3.9 ms plus $1/2$ bit-time for a total of 1.9 bit-times at 360 Baud.

Receive-To-Transmit Switch-Over Time

Assume the chip has been in the RX mode and the TX mode is now selected. In less than 10 μs , full output current is exponentially building tank swing. 50% of full swing is achieved in less than 10 cycles - or under 80 μs at 125 kHz. In the same 10 μs that the output amp went on, the phase detector and loop filter are disconnected and the modulator input is enabled. FSK modulation is produced in 10 μs after switching to TX mode.

Power Line Impedance

Irrespective of how wide the limits on power line impedance Z_L are placed, there are no guarantees. However, since the CCT design requires an estimate of the lowest expected line impedance Z_{LN} encountered for the most efficient transmitter-to-line coupling, line impedance should be measured and Z_L limits fixed to a given confidence level. Reasonable values for T_1 turns ratio, loaded Q, and tank resonant frequency pull F_O may be found to enable a CCT system design that functions with the overwhelming majority of power lines.

A limited sampling of Z_L was made, during the LM1893 design, of residential and commercial 115V 60 Hz power line. Data was also drawn from the research of Nicholson and Malack (reference 1), among others, to produce Figures 26 and 27. All measured impedances are contained within the shaded portions of Figure 27. A nominal 3.5, 7.0 and 14 Ω Z_{LN} is used throughout the application information with a nominal 45° phase angle (0° is sometimes used for simplicity).

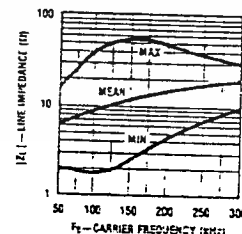


FIGURE 26. Measured line impedance range for residential and commercial 115V, 60 Hz lines

Power Line Impedance (Continued)

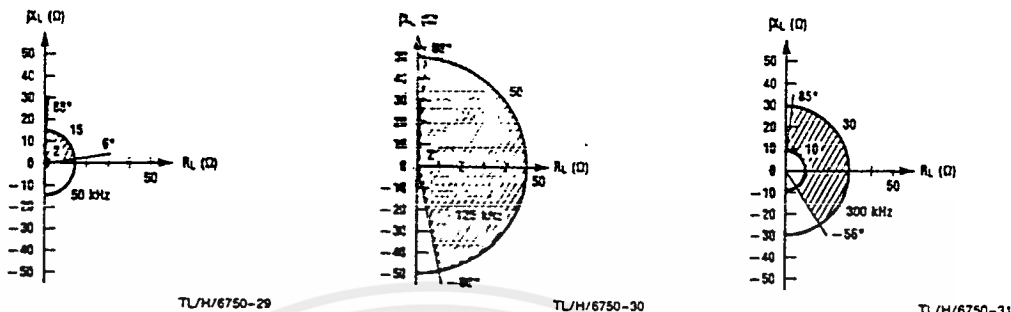


FIGURE 27. Complex-plane plots of measured 115V, 60 Hz line impedance where $Z_L = R_L + jX_L$

Power Line Attenuation

The wiring in most US buildings is a flat 3 conductor cable called Amerflex, BX, or Romex. All referenced line impedances refer to not-to-neutral impedances with a grounded center conductor. The cable has a 100 Ω characteristic impedance, a 125 kHz quarter-wavelength of 600 m (250 m at 300 kHz), and a measured 7 dB attenuation for a 50 m run with a 10 Ω termination. Generally, line loads may be treated as lumped impedances. Instrument line cords exhibit about 0.7 μH and 30 pF per meter.

Limited tests of CCT link range using this chip show extensive coverage while remaining on one phase of a distribution transformer (100's of m), with link failure often occurring across transformer phases or through transformers unless coupling networks are utilized. Total line attenuation allowed from full signal to limiting sensitivity is more than 70 dB. Typically, signal is coupled across transformer phases by parasitic winding capacitance, typically giving 40 dB attenuation between phased 115 V windings. Coupling capacitors may be installed for improved link operation across phases. Power factor correcting capacitor banks on industrial lines or filter capacitors across the power lines of some electronic gear short carrier signal and should be isolated with inductors. Increasing range is sometimes accomplished by electing to install the isolating inductors (Figure 28) and coupling capacitors, as well as by electing to use the boost option. Frequency, translating or time division multiplexed repeaters will also increase range.

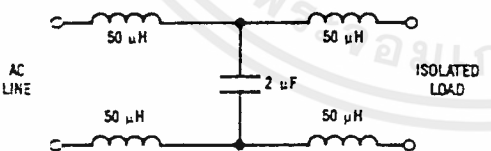


FIGURE 28. An isolation network to prevent: 1) noise from some device from polluting the AC line, and 2) to stop some low impedance device (measured at F_0) from shorting carrier signal. Component values given as an example for $F_0 = 125$ kHz on residential power lines

The Coupling Transformer

The design arrived at for T_1 is the result of an unhappy compromise - but a workable one. The goals of 1) building

T_1 with a stable resonant frequency, F_0 , that is little affected by the de-tuning effect of the line impedance Z_L , and of 2) building a tightly line-coupled transformer for transmitted carrier with loose coupling for transients, are somewhat mutually exclusive. The tradeoffs are exposed in the following example for the CCT designer attempting a new boost-capable, or different core, transformer design.

The compromises are eased by separating the TX output and RX input in the LM2893. An untuned TX coupling transformer with only core coupling (not air-coupled solenoid windings) would employ a high permeability, high magnetic field, low loss, square saturating, toroidal core. The resonant RX path would be isolated from line-pull problems by a unilateral amplifier that operates at line voltages with much more than 110 dB of dynamic range, or by a capacitively coupled pulse transformer driving a unilateral amplifier and filter, for increased selectivity. See the LM2893-specific applications section.

For a LM1893-style transformer application, first, choose the turns ratio N based on an estimated lowest Z_L likely encountered, Z_{LN} . Figure 29 shows graphically how N affects line signal. N should be as large as possible to drive Z_{LN} with full signal. If T_1 has an unloaded Q , Q_U , of well less than 35, a guess of N somewhat high should be used and later checked for accuracy. The recommended transformers have secondary taps giving a choice of $N = 7.07$, 10, and 14.1 (nominally) for driving Z_{LN} 's of 14, 7.0, and 3.5 Ω respectively, at $T_J = 25^\circ\text{C}$, $V + = 18\text{V}$, and $Q_U = 35$.

The resonating inductance of the tuned primary, L_1 , is sought. Note that, while standard transformer design gives a transformer self-inductance with an impedance at operating frequency well above load impedance, the tuned transformer requires a low L_1 for adequate Q_U and minimum line pull. Result: relatively poor mutual coupling.

$$L_1 = \frac{R}{2\pi F_0 Q} \tag{3}$$

It is known that resonant frequency $F_0 = F_0$ and some minimum bandwidth, or maximum Q , will be required to pass signal under full load conditions.

$$L_1 = \frac{R_0 \parallel |Z_{LN}'|}{2\pi F_0 Q_L} \tag{4}$$

$|Z_{LN}'|$ is the reflected Z_{LN} , Q_L is the loaded Q , and parallel resistance R_0 models all transformer losses and sets Q_0 .

$R_0 \parallel |Z_{LN}'|$ is found knowing that it absorbs full rated power.

The Coupling Transformer (Continued)

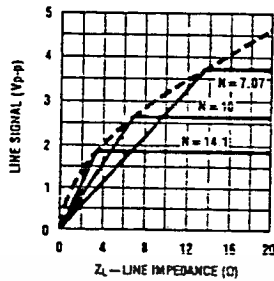


FIGURE 29. Impressed line voltage for a given Z_L for each of the 3 taps available on the recommended transformers

TL/H/6750-32

$$P_O = I_O V_O = \frac{I_{OPP} \left[\frac{2(-V_{ALC} + V_+)}{2\sqrt{2}} \right]}{2\sqrt{2}} = \frac{(-4.7 + V_+) I_O}{4} \quad (5)$$

where I_O is in amps peak-to-peak at an elevated T_J

$$P_O = \frac{(18 - 4.7) 0.06}{4} = 0.200 \text{ W} \quad (6)$$

$$R_O \parallel |Z_{LN}'| = \frac{V_O^2}{P_O} = \frac{(-V_{ALC} + V_+)^2}{I_O^2} = 442 \Omega \quad (7)$$

R_O is found using Z_{LN} and the value for N found when assuming $Q_U = 35$.

$$|Z_{LN}'| = N^2 Z_{LN} = (7.07)^2 13.9 = 695 \Omega \quad (8)$$

$$R_O = \frac{1}{\frac{1}{R_O \parallel |Z_{LN}'|} + \frac{1}{|Z_{LN}'|}} = \frac{1}{\frac{1}{442} + \frac{1}{695}} = 1210 \Omega \quad (9)$$

$$R_{OS} = \frac{R_O}{1 + Q_U^2} = \frac{1210}{1 + 35^2} = 1 \Omega \quad (10)$$

Only Q_L remains to be found to calculate L_1 . Q_L is related to the -3 dB (half-power) bandwidth by

$$Q_L = \frac{1}{\text{BW (\% of } F_O)} \quad (11)$$

An iterative solution is forced where line pull, ΔF_O , must be guessed to find Q_L and L_1 . L_1 is then used to check the line pull guess; a large error requires a new guess. Try a BW of 8.7% - that is 4.4% for deviation, 1% for TC of F_O , and 3.3% for ΔF_O - giving $Q_L = 11.5$.

$$L_1 = \frac{442}{2\pi \times 125\,000 \times 11.5} = 49.0 \mu\text{H} \quad (12)$$

Knowing the core inductance per turn, L , and L_1 , the number of turns is found.

$$T_1 = \sqrt{\frac{L_1}{L}} = \sqrt{\frac{49.0 \mu\text{H}}{20 \text{ nH/T}}} = 49 \frac{1}{2} \text{ turns} \quad (13)$$

T is normally an integer, but these transformers require so few turns that half-turns are specified, remembering that the remaining $\frac{1}{2}$ turn is completed on the P.C. board and is loosely coupled. The secondary turns are calculated

$$T_2 = \frac{T_1}{N} = \frac{49.5}{7.07} = 7.00 = 7 \text{ turns} \quad (15)$$

giving an L_2 of $0.98 \mu\text{H}$. Note that the recommended 125 kHz transformer mirrors these specifications. The resonating capacitor is

$$C_O = \frac{1}{(2\pi F_O)^2 L_1} = 33.1 \times 10^{-9} = 33 \text{ nF} \quad (16)$$

Line pull ΔF_O was calculated (reference 3) for a Z_L magnitude of 14Ω and up with any phase angle from -90° to 90° . ΔF_O was 6.4% - well above the 3.3% estimate. Referring to (11), an 11.8% bandwidth is required, forcing L_1 to be reduced to reduce Q . That fix was not implemented; some signal attenuation under worst-case drift and ΔF_O is allowed. L_1 is already so small that the 31 gauge winding conducts a $\frac{1}{4} A_{RMS}$ circulating current.

Line Carrier Detection

While the addition of a carrier detection circuit (for a mute or squelch function) will only decrease receiver ultimate sensitivity, there is sometimes good reason to employ it to free the controller from watching for RX signal when no carrier is incoming, or to employ it to reduce the probability of line collisions (when multiple transmitters operate simultaneously to cause one or more transmissions to fail). Unless the detector is heavily filtered or uses a high carrier amplitude threshold, there will be false outputs that force the controller to have Data Out data checking capability just as is required when using no carrier detector. If false triggering is minimized, the probability of line collisions is increased due to the inability to sense low carrier amplitudes and because of sense delay. The property of the LM1893 to change output state infrequently (although the polarity is undefined) when in the RX mode, with no incoming carrier, reduces the desire to implement carrier detection and preserves the full ultimate sensitivity. Also, many impulse-noise insensitive transmission schemes, like handshaking, are easily modified to recover from line collisions.

Regarding this, it should be stated that for very complicated industrial systems with long signal runs and high line noise levels, it is probably wise to use a protocol which is inherently collision free so that no carrier detect hardware or software is needed. A token passing protocol is an example of such a system.

Figure 30 shows a low cost carrier amplitude detection circuit.

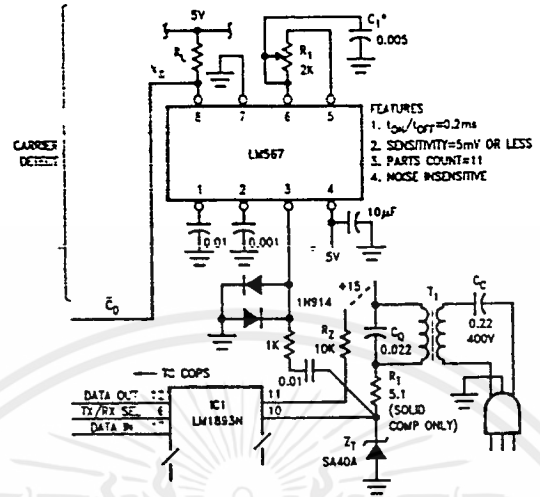
Audio Transmission

The LM1893 is designed to allow analog data transmission and reception. Base-band audio-bandwidth signals FM modulate the carrier passing through the tuned transformer (placing a limit on the usable percent modulation) onto the power line to be linearly demodulated by the receiver PLL. Because the receiver data path beyond the phase detector will pass only digital signal, external audio filtering and amplification is required. Figure 31 shows a simple audio transmitter and receiver circuit utilizing a carrier detection mute circuit. A single LM339 quad. comparator may be used to build the carrier detect and mute. Filter bandwidth is held to a minimum to minimize noise, especially line-related correlated noise.

Communication and System Protocols

The development of communication and system protocols has historically been the single most time consuming element in design of carrier current systems. The protocols are defined as the following:

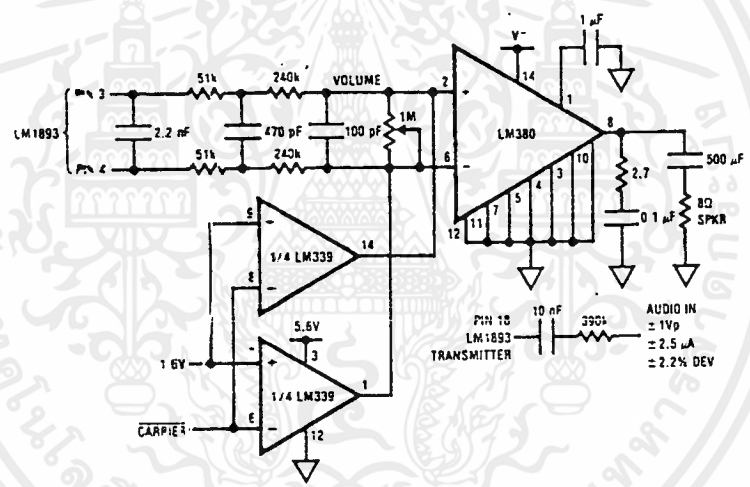
1. *Communication protocol*: a software method of encoding and decoding data that remains constant for every transmis-



- FEATURES
1. $t_{ON}/t_{OFF} = 0.3ms$
 2. SENSITIVITY = 5mV OR LESS
 3. PARTS COUNT = 11
 4. NOISE INSENSITIVE

TL/H/6750-33

FIGURE 30. A simple carrier amplitude detector with output low when carrier is detected



TL/H/6750-34

FIGURE 31. A simple linear analog audio transmitter and receiver are shown. The carrier and 1.6V inputs are derived from the carrier detector of Figure 30. The remaining 2 LM339 comparators may be used to build the carrier detector circuit.

Communication and System Protocols (Continued)

son in a system. Its first purpose is to put data in a base-band digital form that is more easily recognized as a real message at the receive end. Secondly, it incorporates encoding techniques to ensure that noise induced errors do not easily occur; and when they do, they can always be detected. Lastly, the software algorithms that are used on the receive end to decode incoming data prevent the reception of noise induced "phantom" messages, and insure the recovery of real messages from an incoming bit stream that has been altered by noise.

System protocol: the manner in which messages are communicated between nodes in a system. Its first purpose is to

ensure message retransmission to correct errors (handshake). Secondly it coordinates messages for maximum utilization and efficiency on the network. Lastly, it ensures that messages do not collide on the network. Common system protocols include master-slave, carrier detect multiple access, and token passing. Token passing and master slave have been found to be the most useful since they are inherently collision free.

Both protocols usually reside as software in a single micro-controller that is connected to the LM1893/2893 I/O. In any case, some sort of intelligence is needed to process incoming and outgoing messages. UARTs have no usefulness in

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Communication and System Protocols (Continued)

carrier current applications since they do not have the intelligence needed to distinguish between real messages and noise induced phantoms.

The difficulty in designing special protocols arises out of the special nature of the AC line, an environment laden with the worst imaginable noise conditions. The relatively low data rates possible over the AC line (typically less than 9600 baud) make it even more imperative that systems utilize the most sophisticated means available to ensure network efficiency.

With these facts in mind, the designer is referred to two publications intended to aid in the development of carrier current systems. The first is literature # 570075 The Bi-Line Carrier Current Networking System, a 200 pp. book that functions as the "bible" of Bi-Line system design. It has sections on LM1893 circuit optimization, protocol design, evaluation kit usage, critical component selection, and the Datachecker/DTS case study.

The second is AN-463 "A New Carrier Current Protocol Utilizing an Active Transponder for Consumer and Industrial Applications." It details the communication and system protocols developed by Datachecker/DTS for an energy management system.

Basic Data Encoding (please refer to the previously mentioned publications for advanced techniques)

At the beginning of a received transmission, the first 0 to 2 bits may be lost while the chip's receiver settles to the DC bias point required for the given transmitter/receiver pair carrier frequency offset. With proper data encoding, dropped start bits can be tolerated and correct communication can take place. One simple data encoding scheme is now discussed.

Generally, a CCT system consists of many transceivers that normally listen to the line at all times (or during predetermined time windows), waiting for a transmission that directs one or more of the receivers to operate. If any receiver finds its address in the transmitted data packet, further action such as handshaking with the transmitter is initiated. The receiver might tell the transmitter, via retransmission, that it received this data, waiting for acknowledgement before acting on the received command. Error detecting and correcting codes may be employed throughout. The transmitter must have the capability to retransmit after a time if no response from the receiver is heard - under the assumption that the receiver didn't detect its address because of noise, or that the response was missed because of noise or a line collision. (A line collision happens when more than 1 transmitter operates at one time - causing one or more of the communications to fail). After many re-transmissions

the transmitter might choose to give up. Collision recovery is achieved by waiting some variable amount of time before retransmission, using a random number of bits delay or a delay based on each transmitter's address, since each transmitter has a unique address.

An example of a simple transmission data packet is shown in Figure 32. The 8 bit 50% duty-cycle preamble is long enough to allow receiver biasing with enough bits left over to allow the receiver controller to detect the square-wave that signals the start of a transmission. If there had been no transmission for some time, the receiver would simply need to note that a data transition had occurred and begin its watch for a square-wave. If the receive controller detected the alternating-polarity data square-wave it would then use the sync. bit to signal that the address and data were immediately following. The address data would then be loaded, assuming the fixed format, and tested against its own. If the address was correct, the receiver would then load and store the data. If the address was not correct, either the transmission was not meant for this receiver or noise has fooled the receiver. In the former case, when the transmission was not meant for the receiver, the controller should immediately return to watching the incoming data for its address. If the later case were true, then the receive controller would continue to detect edges, tying itself up by loading false data and being forced to handshake. The square-wave detection and address load and check routines should be fast to minimize the time spent in loops after being false-triggered by noise. If the controller detects an error (a received data bit that does not conform to the pre-defined encoding format) it should immediately resume watching the LM1893's Data Out for transmissions, the next bit would be shifted in and the process repeated.

A line-synchronous CCT system passing 3 bits per half-cycle may replace the long 8 bit preamble and sync pulse with a 2 bit start-of-transmission bias preamble. The receive controller might then assume that preamble always starts after bit 1 (the first bit after zero-crossing) so that any data transition at a zero crossing must be the start of the address bits and is tested as such. The line synchronous receiver operates with a simpler controller than an asynchronous system. Discussion has assumed that the controller has always known when the Data Out is high or low. The controller must sample at the proper time to check the Data Out state. Since noise shows itself as pulse width jitter, symmetrically placed about the no-noise switch-points, optimum Data Out sampling is done in the center of the received data pulse. The receive data path has a time delay that, at low data rates, is dominated by the impulse noise filter integrator and is nominally $\frac{1}{2}$ bit. At a 2 kHz data rate, an additional delay of approximately $\frac{1}{10}$ bit is added because of the cumulative delay of the remainder of the receiver. Figure 33 shows that Data Out sampling occurs conveniently at the transmitted

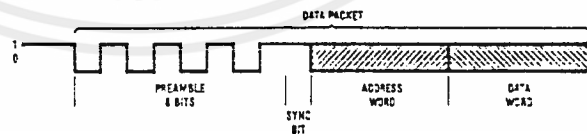


FIGURE 32. A simple encoded data packet, generated by the transmit controller is shown. The horizontal axis is time where 1 bit time is $1/(2f_{DATA})$

TL/M/675C-55

Basic Data Encoding (Continued)

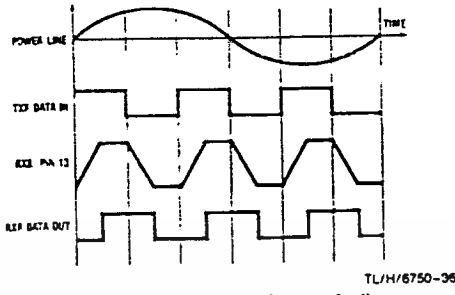


FIGURE 33. Operating waveforms of a line-synchronized transceiver pair are shown. The diagram shows how the transmitted data transitions may be used as received data sampling points

data edges for the line synchronous data transmission scheme mentioned in the previous paragraph. With the asynchronous system suggested, the receive controller must sample the Data Out pin often to determine, with several bits of accuracy, where the square-wave data transitions take place, average their positions assuming a known data rate, and calculate where the center of the data bits are and will continue to be as the address and data are read. A long preamble is helpful. Software that continuously updates the center-of-bit time estimate, as address and data are received, works even better. Alternatively, a coding scheme employing an embedded clock can be used.

LM2893 Application Hints

The LM2893 is intended for advanced applications where special circuitry is used in the transmit and receive paths. The LM2893 makes this possible by featuring separate transmit output and receive input pins.

Examples of enhancements that can be added to the basic LM2893/2893 circuit include separate transmit and receive windings on the coupling transformer, high quality ceramic LC filters in the receive path, and simple impulse noise blanking circuits.

In many applications, the additional performance to be gained outweighs the extra cost of the additional circuitry. More than likely, high performance industrial applications such as building energy management will fit into this category, since they require the utmost in reliability.

Because of the specialized nature of individual LM2893 applications, it is not possible to give one circuit that will satisfy all requirements for performance and cost effectiveness. Therefore no specific application examples will be given. Instead the subsequent text describes in general terms the classes of circuits that can be used to increase performance along with their advantages and disadvantages. It is intended to be a springboard for ideas.

LM2893 COUPLING NETWORKS

The main disadvantages of the typical LM1893 coupling network are that it functions as the bandpass filter, has close coupling between primary and secondary, and has a large secondary. The LM1893 coupling network was designed this way mainly because of the restraint that the carrier input and output are tied together.

Because the coupling transformer is used as a filter, the LM1893 circuit is susceptible to pulling of the center frequency under conditions of changing line impedances or when several LM1893 circuits are close in proximity on the AC line. Because the tuned transformer has a high value of "Q", ringing also occurs in the presence of impulsive noise. This ringing occurs at the center frequency and increases the error rate of transmissions, especially at relatively high data rates (> 2000 baud). Because it is the only tuned circuit in the system, the selectivity characteristics leave a lot to be desired.

The LM2893, having separate receive input and transmit output pins, removes the limitations on coupling transformer design, allowing the design of circuits devoid of the previous limitations.

The first enhancement that can be made with the LM2893 circuit is the use of a high permeability ferrite toroid for line coupling along with a separate filter. The transformer would be of broadband design (untuned) with two secondaries, one for coupling to the transmit output and one for coupling to the receive input. This allows impedance matching of both the transmitter and receiver, with the result of quite a bit more receive sensitivity.

Because of the increased signal and separate receive signal path, a 3 or 6 db pad can be used before the selective stages to eliminate pulling of the center frequency due to changes in line impedance.

Another advantage of the toroidal transformer is that it can be designed for use at very low line impedances due to its inherent tight coupling.

SEPARATE FILTER

Because of the separate receive path of the LM2893, a relatively high quality bandpass filter can be used for selectivity. Inexpensive ceramic filters are available that have bandpass and center frequency characteristics compatible with carrier current operation. Furthermore, the use of these filters allows multichannel operation, previously made difficult by the single tuned network of the LM1893. These filters are easily cascaded for even more off-frequency rejection. If the pad is added before the filter, there will be negligible pulling due to changes in line impedance reflected through the coupling transformer.

Alternatively, a Butterworth/Chebyshev bandpass LC filter or an active filter can be used in place of the ceramic filter.

IMPULSE NOISE BLANKER

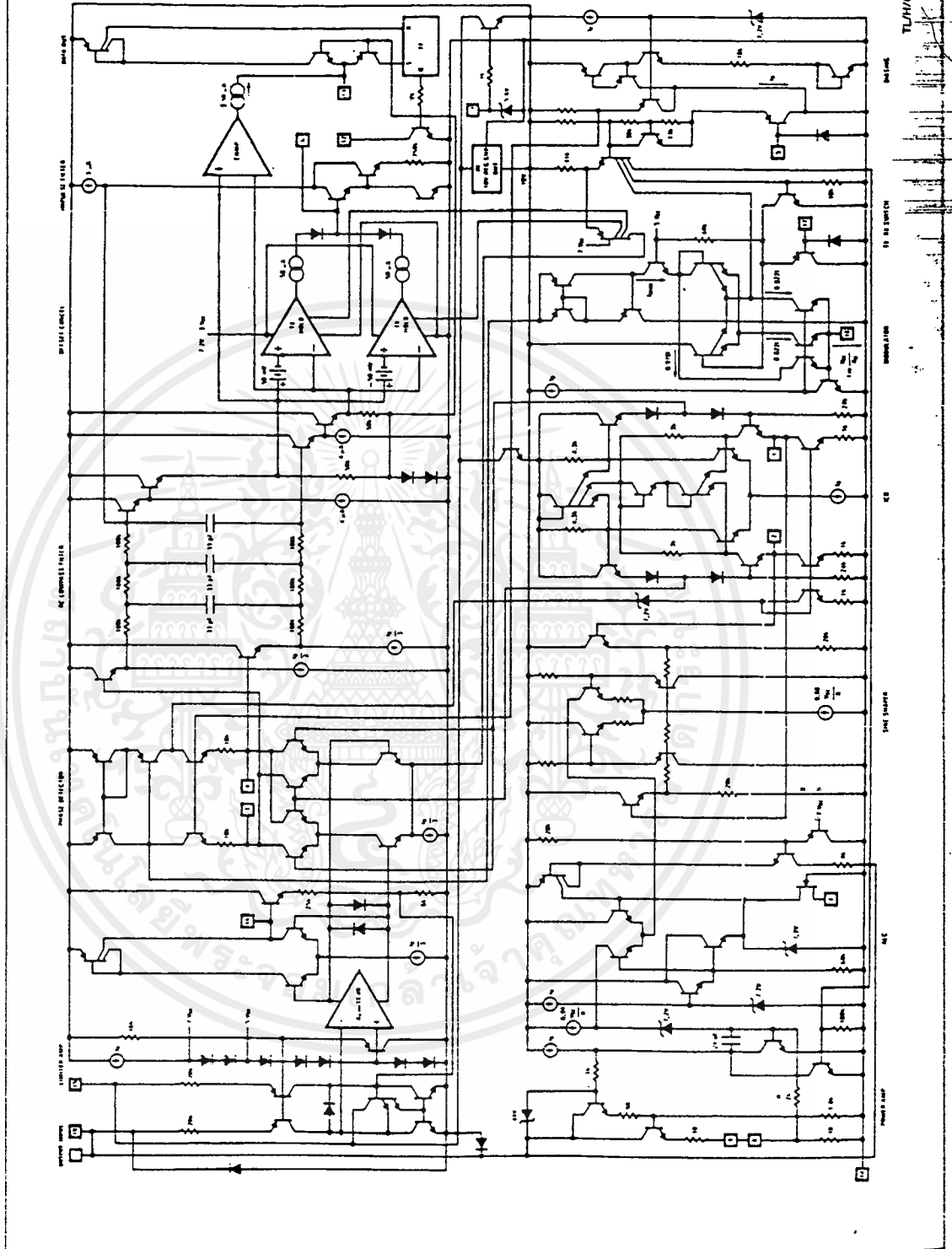
Although the LM2893 has adequate impulse noise rejection for most applications, there is reason to employ impulse blanking to improve error rates in severe AC line environments. Typically, errors occur due to pulse jitter in the LM1893/2893 data output that originates when the internal time domain filter smooths out an incoming noise pulse.

The solution involves removing the impulse completely and not simply trying to filter it. Moreover, the pulse should be removed in the receive signal path before the selective portions of the circuit to eliminate ringing. This also allows the receiver filter to smooth out the blanks that also occur in the desired incoming carrier signal.

If a carrier detect circuit is desired in conjunction with the LM2893 it can be located after the filter and impulse blanker. Because impulse noise is removed, the false triggering that plagues these circuits will be greatly reduced.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simplified Schematic



TLU/8750-07

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

References

1. Nicholson, J.R. and J.A. Malack; "RF Impedance of Power Lines and Line Impedance Stabilization Network in Conducted Interference Measurements;" IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility; May 1973; (line impedance data)
2. Southwick, R.A.; "Impedance Characteristics of Single-Phase Power Lines;" Conference Rec.; 1973 IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility; (line impedance data)
3. Hayt, William H. Jr. and Jack E. Kemmerly; "Engineering Circuit Analysis;" McGraw-Hill Books; 1971; pp. 447-453; (linear transformer reflected impedance)
4. FCC; "Notice of Proposed Rule Making," Docket 20780, adopted Apr. 14, 1976, (Proposed regulation)
5. Monbellei, Dennis M. and Michael E. Wright; "A Carrier Current Transceiver IC for Data Transmission Over the AC Power Lines;" IEEE J. Solid-State Circuits; vol. SC-17; Dec. 1982. pp. 1158-1165; (LM1893 circuit description)
6. Lee, Mitchell; "A New Carrier Current Transceiver IC;" IEEE Trans. on Consumer Electronics; vol. CE-28; Aug. 1982; pp. 403-414; (Application of LM1893)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับความกรุณาจาก อาจารย์
ประภากร สุวรรณะ ให้เกียรติเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งท่านได้กรุณาให้ความช่วยเหลือและ
ให้คำแนะนำต่างๆมาโดยตลอด จึงกราบขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

นอกจากนี้ ขอขอบคุณเพื่อนๆที่ให้ยืมอุปกรณ์ ให้ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่อง
พริ้นเตอร์ ช่วยวาดวงจรถวาย และเพื่อนส่วนอื่นๆที่ทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จเป็นรูปเป็นร่าง
ขึ้นมาได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. ชัชชัย เลื่อนฉวี , "เทคโนโลยีโทรศัพท์", ห้างหุ้นส่วนภาพพิมพ์ , บางกอกน้อย กรุงเทพฯ
2. ชัชชัย ชนสารตั้งเจริญ , "การใช้งาน Z-80", ห้างหุ้นส่วนจำกัดสำนักพิมพ์พิสิทธ์เซ็นเตอร์ , บางกอกน้อย กรุงเทพฯ
3. บรรณาธิการ , "ลึกลับอีกนิดกับโทรศัพท์ ตอนที่ 1-5", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ , ซีเอ็ดยูเคชั่น , ฉบับที่ 120-124 กันยายน 2535 - กุมภาพันธ์ 2536
4. Motorola Technical Information Center , " Motorola Telecommunication Device Data " , Motorola U.S.A. , 1989
5. National Semiconductor corporation , "Linear Databook 3" National Semiconductor Corporation , California U.S.A.