ปีการศึกษา 2530

เอฟ เอ็ม รีโมท สปีคเกอร์

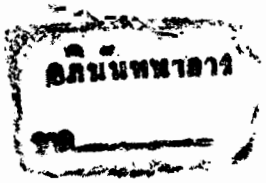
โดย

ชัยชนะ ภัทรสว่างวงศ์ ระหัส 30.3503

ปัญญา สิทธิ์เวช ระหัส 30.3512

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. วิชัย สุรพัฒน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023203

-9 ส.ค. 2532

เอฟ. เอ็ม. รีโมท สปีคเกอร์ ซีสเต็ม

นาย ชัยชนะ ภัทรสว่างวงศ์

นาย ปัญญา สิทธิไวช

ได้รับการพิจารณาอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

ตามหลักสูตร ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะกรรมการตรวจสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

หัวหน้าภาคเทคนิคอุตสาหกรรม

.....

( )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	ระบบการส่งสัญญาณเสียงผ่านสายไฟฟ้าแบบ เอฟ เอ็ม เฟสล็อคลูป (F.M. Phase Locked Loop)
ชื่อ	นาย ชัยชนะ ภัทรสว่างวงศ์ ระหัส 30.3503
	นาย ปัญญา สิทธิเวช ระหัส 30.3512
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผ.ศ. วิชัย สุรพัฒน์
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
	คณะวิศวกรรมศาสตร์
ปีการศึกษา	2531

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้จัดทำขึ้นเพื่อเป็นคู่มือในการทำ Project เรื่องเฟสล็อคลูปซึ่งจะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานในเครื่อง Intercom ซึ่งประกอบด้วยภาคส่งสัญญาณและภาครับสัญญาณ (Transmitter & receiver) หลักการของเครื่องจะใช้หลักการเรโซแนนซ์ของความถี่ในการส่งและรับคลื่นสัญญาณซึ่งเป็นคลื่นแบบเอฟ เอ็มโดยเครื่องส่งสัญญาณคัปเปิ้ลเข้าไปยังสายไฟฟ้าขนาด 220 โวลท์โดยผ่านวงจรเรโซแนนซ์ทางเครื่องรับโดยคัปเปิ้ลเอาสัญญาณออกจากสายไฟฟ้าและทำการดีมอดูเลทด้วยเฟสล็อคลูป ในระบบเครื่องส่งสัญญาณจะประกอบด้วยภาคมอดูเลเตอร์ ภาคขยาย วงจรจูน และแหล่งจ่ายกำลัง ระบบของเครื่องรับสัญญาณประกอบด้วย วงจรจูน ภาคลิมิตเตอร์ ภาคดีมอดูเลท ภาคขยายเสียง และแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เครื่องจะใช้ติดต่อพูดสื่อสารกันได้เป็นอย่างดีโดยเพียงแต่เสียบปลั๊กเข้ากับไฟ 220 โวลท์ในเฟสเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	PLL FM Remote Speaker System
Name	Mr. Chaichana Pattarasawangwong
	Mr. Punya Sidhivech
Thesis Advisor	Mr. Vichai Surapat
Department	Industrial of Technology
Faculty	Engineering
Academic Year	1988

ABSTRACT

This Thesis is written for a special project of Phase Locked Loop witch mention in it application in intercom. The intercom consist of two parts, transmitter and receiver.

The prinsiple of it's operation use natural of resonance frequency in transmitting and receiving the carrier in F.M. format. In transmitter, the carrier will transmitted to the 220 v. power line with coupled by tune circuit. The receiver receive the carrier detected by tune circuit from the power line and demodulated by PLL. In transmitter system consist of modulater, amplifier, tune circuit and power supply. In receiver system consist of tune circuit, differential amplifier, limiter, demodulater, audio amplifier and power supply. By plugging the transmitter and receiver system to the 220 V. power line, we can transmit the audio signal well.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.		ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.		ข
บทนำ.		1
บทที่1	หลักการทำงานของระบบ.	3
	1.1 หลักการทำงานของภาคส่ง.	3
	1.2 หลักการทำงานของภาครับ.	4
บทที่2	ระบบเครื่องส่งสัญญาณ.	5
	2.1 การทำงานของวงจรภายในเครื่องส่ง.	5
	2.2 หน้าที่และส่วนประกอบภายใน	7
	2.3 วงจรปรับระดับของสัญญาณ.	10
	2.4 วงจรจูน.	12
	2.5 แหล่งจ่ายไฟ.	18
	2.6 การทำงานของภาคปรีไมค์.	20
	2.7 ภาคกำเนิดสัญญาณเรียก.	23
บทที่3	ระบบเครื่องรับสัญญาณ.	24
	3.1 วงจรจูนของเครื่องรับสัญญาณ.	24
	3.2 ภาคขยายและลิมิตเตอร์.	27
	3.3 ภาคดีมอดูเลท.	31
	3.4 ภาคปรีแอมป์และหลักการออกแบบวงจร. ...	35
	3.5 ภาคขยายสัญญาณเสียง.	36
บทที่4	ปัญหา การปรับปรุง และการทดลอง.	38
	รูปวงจรเครื่องส่งที่สมบูรณ์.	40
	รูปวงจรเครื่องรับที่สมบูรณ์.	41
	รูปกราฟจากผลการทดลอง.	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

บทสรุป. 47
ภาคผนวก. 48
กิตติกรรมประกาศ. 73
เอกสารอ้างอิง. 74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

การติดต่อสื่อสารในยุคปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปมาก มีการคิดค้นเทคนิคใหม่ ๆ เพื่อให้มีการรับส่งข่าวสารได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในยุคก่อนที่จะมีการคิดค้นสารกึ่งตัวนำได้สำเร็จนั้น มนุษย์ได้คิดค้นระบบสื่อสารโดยใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาใช้ก่อนแล้วคือระบบ AM และระบบ FM โดยใช้หลอดไดโอดเป็นอุปกรณ์หลักในการทำงาน ซึ่งหลอดไดโอดนี้ต้องการเนื้อที่จัดตั้งและกำลังไฟมาก สำหรับในระบบ FM. จะมีส่วนหนึ่งของระบบที่ทำหน้าที่เป็นภาคมอดดูเลเตอร์ของระบบเครื่องส่งและภาคดีมอดดูเลเตอร์หรือดีเทคเตอร์ของระบบเครื่องรับ โดยใช้หลอดไดโอดจะทำให้อุปกรณ์เครื่องรับ-ส่งมีขนาดใหญ่มาก กินกำลังไฟสูง และประสิทธิภาพยังต่ำดังที่เราจะเห็นได้จากเครื่องรับวิทยุในสมัยก่อน ต่อมาเมื่อมีการคิดค้นสารกึ่งตัวนำได้สำเร็จจึงได้มีการปรับปรุงระบบใหม่โดยใช้สารกึ่งตัวนำแทนที่หลอดไดโอด ทำให้ขนาดของอุปกรณ์สื่อสารเล็กลง แต่อย่างไรก็ดี ในระบบ FM ในภาคมอดดูเลเตอร์และดีมอดดูเลเตอร์ที่สมบูรณ์แบบก็ยังคงยุ่งยาก เช่น ภาคมอดดูเลเตอร์ ออสซิลเลเตอร์ ของเครื่องส่งจะต้องมีอุปกรณ์กำเนิดความถี่ออสซิลเลเตอร์เพิ่มเข้ามาอีกส่วนหนึ่งนอกเหนือจากทรานซิสเตอร์หลาย ๆ ตัวที่ต่อกันเป็นวงจร ส่วนเครื่องรับนั้นจะมีภาคออสซิลเลเตอร์และดีเทคเตอร์เป็นส่วนสำคัญของระบบ การออกแบบเพื่อใช้งานจึงยังไม่สะดวกเนื่องจากชิ้นส่วนของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำทรานซิสเตอร์ไดโอด ยังคงต้องจัดเป็นตัว ๆ ในแต่ละภาค สำหรับภาคออสซิลเลเตอร์และมอดดูเลเตอร์ ต่อมาก็ได้มีการปรับปรุงพัฒนาอาจเรียกได้ว่าเป็น VCO (Voltage Control Oscillator) ถ้ามีการป้อนกลับจาก *output* ไปเปรียบเทียบกับทางอินพุท (Input) ของวงจรเปรียบเทียบเฟส ซึ่งทางเอาท์พุท (Output) มีสัญญาณ error ไปยัง VCO แล้วลักษณะของวงจรดังกล่าวจึงเรียกว่าเฟสล็อคลูป (Phase Lock Loop) ดังที่ใช้ในการดีมอดดูเลเตอร์ในระบบของเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็ม ระบบวงจรล็อคในยุคทรานซิสเตอร์นี้จึงยังคงต้องการกำลังไฟและเนื้อที่พอควรการใช้งานจึงยังไม่สะดวก เพราะจะต้องออกแบบและจัดวางอุปกรณ์ให้เหมาะสม ข้อจำกัดอีกอย่างก็คือการดัดแปลงเพื่อนำไปใช้งานด้านอื่น ๆ จะค่อนข้างยุ่งยาก เนื่องจากยังไม่มีมาตรฐานแน่นอน

ต่อมาเมื่อถึงยุคไอซี วงจรรวมเฟสล็อคลูปผลิตออกมาในรูปของไอซีตัวเดียวซึ่งทำให้เกิดความสะดวกในการใช้งานเป็นอันมาก การประยุกต์เฟสล็อคลูปในการใช้งานจึงเป็นไปอย่างกว้างขวางในปัจจุบัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในด้านโทรคมนาคม ดังนั้นในหนังสือเล่มนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อคลูป เบอร์ ๕๖๕ ในเรื่องของระบบพูดติดต่อภายในอาคาร (Intercom) ซึ่งใช้ระบบคลื่นเอฟเอ็ม ที่ความถี่ ๒๐๐ KHz ประกอบด้วยระบบเครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณ ลักษณะการส่งสัญญาณจะใช้วิธีการ Resonance ของสัญญาณและการคับเปิ้ลสัญญาณเข้ากับสายไฟฟ้า ขนาด ๒๒๐ V ในการรับสัญญาณจะคับเปิ้ลสัญญาณออกจากสายไฟฟ้าผ่านภาคเลือกสัญญาณ และใช้เฟสล็อคลูปในการดีมอดดูเลเตอร์สัญญาณ ในการศึกษาวิจัยจะทำการศึกษาถึงการทำงานของระบบ โดยการทดลองจากวงจร และทำการปรับปรุงให้เหมาะสมกับลักษณะการใช้งานที่แท้จริง เนื่องจากระบบนี้จะทำงานเกี่ยวกับความถี่ ดังนั้นในการศึกษาจำเป็นจะต้องมีความรู้ทางด้านคณิตศาสตร์ในเรื่องของฟูเรียร์ ซึ่งจะวิเคราะห์ลักษณะของสัญญาณที่เป็นไปในระบบ จึงจะสามารถทำความเข้าใจการทำงานได้เป็นอย่างดี เมื่อทำการทดลองและปรับปรุงเรียบร้อยแล้ว ต่อไปก็จะประกอบเป็นอุปกรณ์สำเร็จเพื่อนำไปใช้งาน ซึ่งจากการทดลองได้ผลเป็นที่น่าพอใจ มีประโยชน์เพื่อใช้ในการพูดติดต่อกันภายในอาคาร โดยเพียงแต่เสียบปลั๊กเข้ากับระบบไฟ ๒๒๐ V ก็จะใช้งานได้ทันที

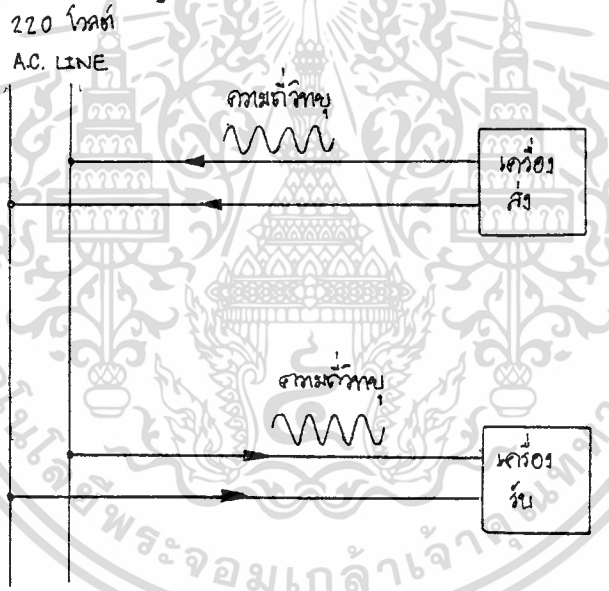
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ ๑

หลักการทำงานของระบบ

ระบบการสื่อสารภายในอาคารระบบนี้เป็นระบบหนึ่งในหลาย ๆ แบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ในการติดต่อกันภายในอาคารโดยไม่ต้องเดินสายสัญญาณเฉพาะ ซึ่งก่อให้เกิดความยุ่งยากในการเคลื่อนย้ายไปใช้ในอีกสถานที่หนึ่ง

เนื่องจากส่งสัญญาณเสียงเข้าไปในสาย ๒๒๐ โวลท์ โดยตรงขณะที่มีไฟ ๒๒๐ โวลท์ต่ออยู่ไม่สามารถทำได้ ดังนั้นจึงต้องทำการมอดูเลทคลื่นเสียงเข้ากับคลื่นวิทยุที่มีความถี่ต่ำแล้วจึงส่งไปตามสาย ส่วนทางด้านตัวรับก็นำความถี่คลื่นวิทยุมาทำการดีมอดูเลท ทำให้ได้เป็นความถี่คลื่นเสียงที่สามารถอธิบายได้ ดังรูป



รูปที่ ๑.๑ แสดงแนวความคิดที่ใช้ในการสื่อสารระบบนี้

๑.๑ หลักการทำงานภาคส่ง

ในระบบการส่งนี้จะรับสัญญาณข่าวสารจากแหล่งสัญญาณ เช่น ไมโครโฟน จากมอนิเตอร์เทป หรือความถี่โทน (CODE) หรือแหล่งสัญญาณอื่น ๆ เข้ามามอดูเลท ซึ่งเป็นการผสมสัญญาณทางความถี่แบบ เอฟ เอ็ม (FM. MODULATION) ซึ่งกำเนิดคลื่นพาหะ (CARRIER) ไว้แล้ว จากนั้นสัญญาณที่ผสมแล้วจะนำไปขยายกำลังที่ภาคอาร์เอฟ แอมปลิฟาย (RF. AMPLIFIER) แล้วจูน (TUNE) ความถี่ที่ต้องการ แล้วส่งผ่านเข้าสายไฟฟ้า ๒๒๐ โวลท์

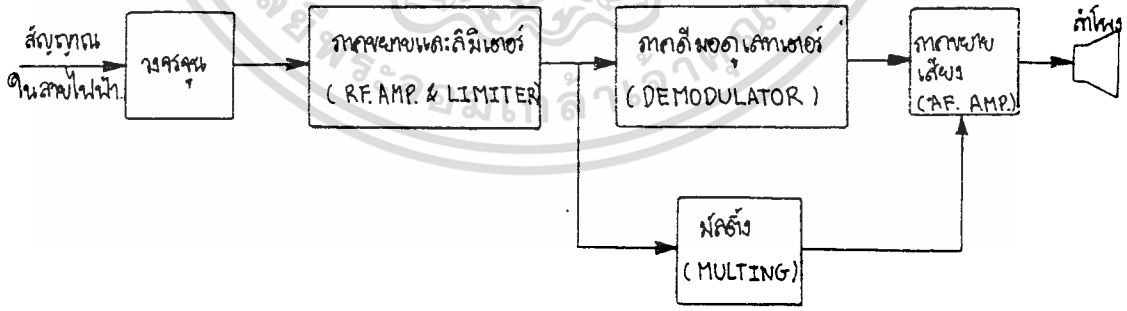
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป ๑.๒ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่ง

๑.๒ หลักการทำงานของภาครับ

เมื่อรับสัญญาณจากสายไฟฟ้าที่เครื่องส่ง ส่งมา ทำการจูนความถี่พาหะที่ต้องการผ่านเข้าไปขยายให้แรงขึ้น และ สัญญาณจะถูกลิมิต (LIMIT) โดยทำให้ขนาดแอมปลิจูด (AMPLITUDE) ของสัญญาณคงที่ เนื่องจากการส่งแบบ FM นั้นขนาดของสัญญาณจะไม่มีผลต่อการดีมอดูเลท (DEMODULATION) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการดีมอดูเลทจะถูกทำการขยายออกลำโพง

ส่วนภาคมัลติ้ง (MULTING) มีไว้เพื่อตัดเสียงซ่าหรือนอยซ์ (NOISE) เมื่อไม่มีคลื่นพาหะส่งเข้ามา



รูป ๑.๓ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ ๒

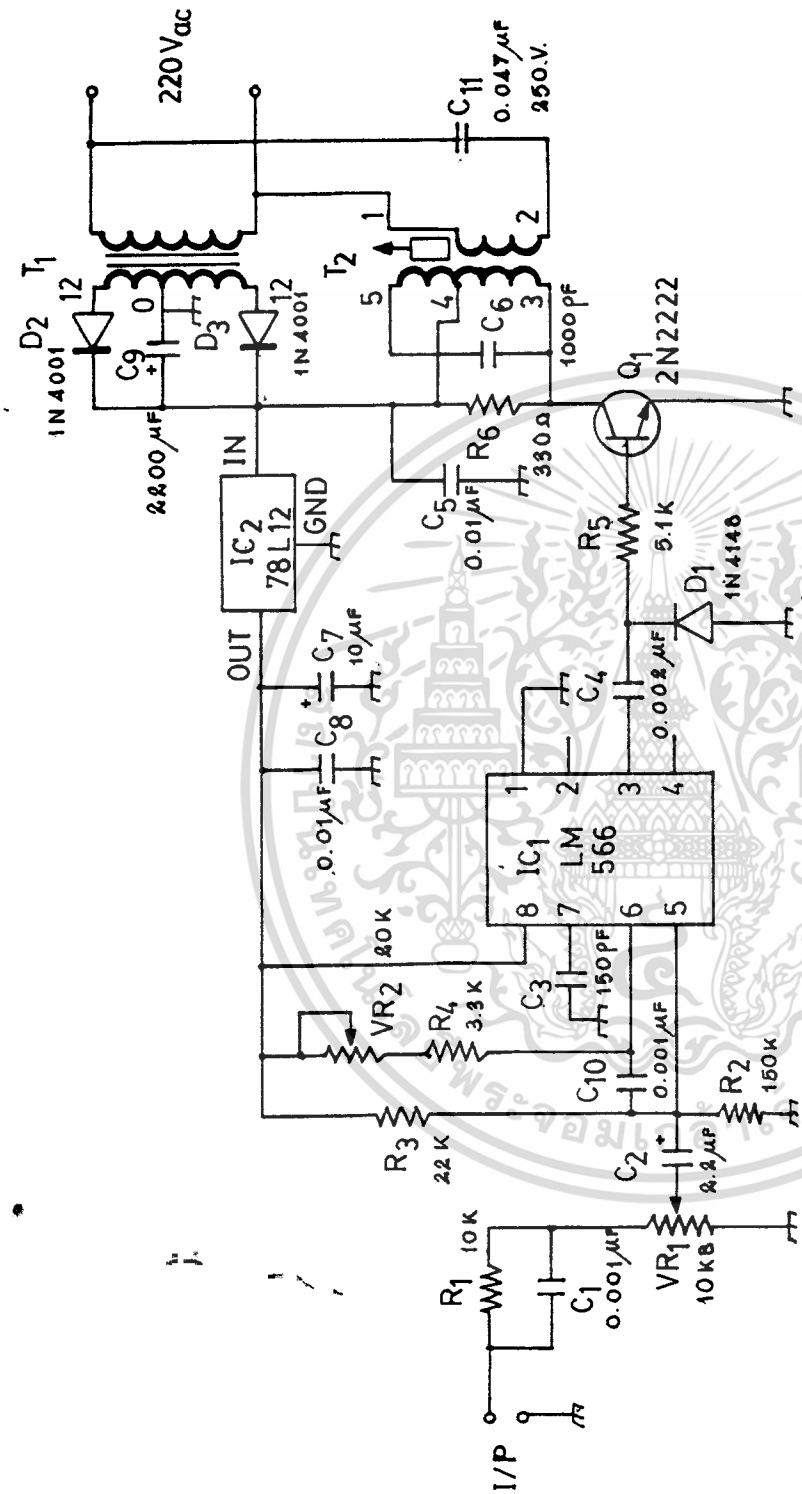
ระบบเครื่องส่งสัญญาณ

๒.๑ การทำงานของวงจรภายในเครื่องส่ง

รูปที่ ๒.๑ เป็นวงจรเครื่องส่งใช้ ไอ ซี เบอร์ LM ๕๖๖ ซึ่งเป็นตัวกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน หรือ VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR) ทำหน้าที่มอดูเลทแบบ F.M. (FREQUENCY MODULATION) โดยกำหนดความถี่กลางหรือคลื่นพาหะ (f_0) ด้วย R_4 VR_2 และ C_3 ในวงจรนี้เลือกใช้ความถี่คลื่นพาหะในช่วง ๒๕๐ KH_z ซึ่งเป็นช่วงที่เหมาะสมในการใช้งานในลักษณะนี้ ถ้าหากความถี่สูงเกินไปก็จะเกิดการสูญเสียในสาย เนื่องจากไม่ใช่เป็นสายส่งสัญญาณโดยตรง และถ้าหากความถี่ต่ำเกินไป จะทำให้เกิดการรบกวนจากความถี่ไฟสลับ หรือ นอยซ์ (NOISE) ได้

สัญญาณอินพุทที่ถูกป้อนผ่าน R_1 , C_1 เพื่อช่วยการตอบสนองความถี่ด้านความถี่สูงให้ดีขึ้น มี VR_1 เป็นตัวปรับสัญญาณไม่ให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลท ที่ทำให้เสียงเพี้ยนได้ ส่วน R_2 และ R_3 เป็นตัวกำหนดระดับแรงดันอินพุทที่ขา ๔ (V_5) จะอยู่ในช่วง $\frac{1}{2} V_{CC}$ จนถึง V_{CC} เมื่อได้เอาร์พุทจากขา ๓ ของ IC_1 ซึ่งเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ความถี่ ๒๕๐ KH_z จะคับปลิ้ง (COUPLING) ผ่าน C_4 และ D_1 ซึ่งต่อเป็นวงจรปรับระดับสัญญาณ (CLAMPER) ป้อนให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 โดยมี R_5 เป็นตัวกำหนดไบอัส ทำการขยายกำลังให้สูงขึ้นและใช้หม้อแปลงไอเอฟ T_1 จูนเอาสัญญาณความถี่ที่ขยายแล้วนี้ คับปลิ้งผ่าน C_{11} เข้าไปยังสายไฟ ๒๒๐ โวลท์ การจูนนั้นจะมี C_6 เป็นตัวกำหนดความถี่รีโซแนนซ์ (RESONANCE)ส่วน IC 78L12 นั้นเป็นตัวจ่ายไฟเลี้ยงแบบคงที่ (12V) ให้กับ IC LM ๕๖๖ ส่วนไดโอด D_2 , D_3 เป็นไดโอดเรคติไฟ (RECTIFIER) ให้เป็นไฟ ดี ซี ส่วน C_9 จะทำหน้าที่ฟิวเตอร์แรงดันให้เรียบ ส่วน C_5 , C_7 , C_8 เป็นตัว BYPASS ความถี่สูงลงกราวด์

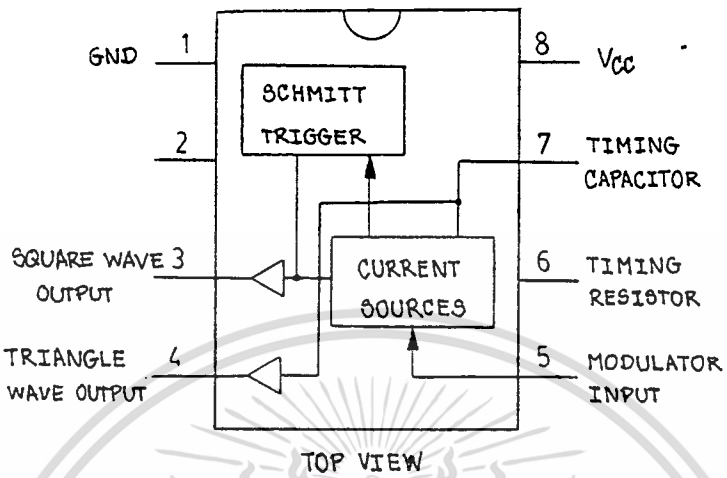
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.1 วงจรเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒.๒ หน้าที่และส่วนประกอบภายในไอซี LM ๕๖๖



รูป ๒.๒ ส่วนประกอบภาคต่าง ๆ ในไอซี LM๕๖๖

จากวงจรเครื่องส่งสัญญาณนี้จะใช้สัญญาณมอดูเลทจากขา ๓ ของไอซี ซึ่งเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ส่วนขา ๕ จะเป็นคลื่นสามเหลี่ยม ระดับแรงดันอินพุทที่ขา ๕ จะอยู่ในช่วง $\frac{3}{4}$ V_{CC} ถึง V_{CC} ซึ่งแรงดันที่ขา ๕ (V_5) หาได้จาก

เมื่อ $$\frac{3}{4}V_{CC} \leq V_5 \leq V_{CC}$$

จาก VOLTAGE DIVIDER (V_5)

$$V_5 = \frac{R_2}{R_2+R_3} \cdot V_{CC}$$

กำหนด $R_2 = 150\,K$, $R_3 = 22\,K$

$$V_5 = \frac{150\,K}{150K+22K} \cdot V_{CC}$$

$$= 10.4 \text{ โวลท์}$$

จะได้ $10.4\,V \leq V_5 \leq 12\,V$ ซึ่งยังอยู่ในข้อกำหนดของไอซี

ส่วน C_2 ที่ต่อระหว่างขา ๖ กับ ขา ๕ เพื่อป้องกันการออสซิเลท ขณะ VCO กำลังทำงาน

สำหรับความถี่ออสซิเลเตอร์หรือความถี่คลื่นพาห์นั้นเราควบคุมได้โดยคาปาซิเตอร์ต่อที่ขา ๗ (TIMING CAPACITOR) และความต้านทาน R_4, VR_2 ที่ขา ๖ (TIMING RESISTOR) ดังนั้นเราสามารถหาความถี่คลื่นพาห์ (f_0) จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \frac{2(V_{CC} - V_5)}{R_4 C_3 V_{CC}}$$

เมื่อ $2\,K\Omega < R_4 < 20K\Omega$

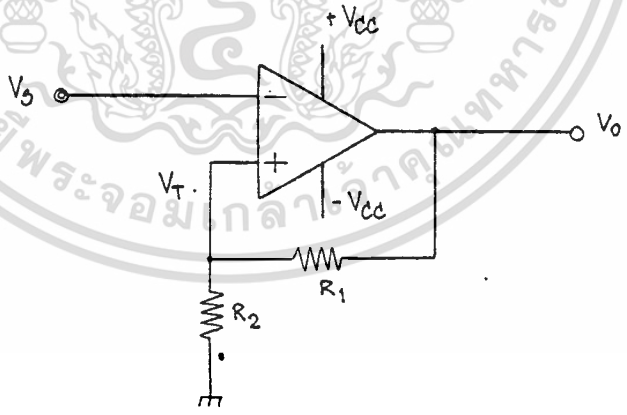
กำหนด $f_o = 250\ KH_z$, $C_3 = 150\ PF$

จะได้ $$R_4 = \frac{2(V_{CC} - V_5)}{f_o C_3 V_{CC}}$$

$$= 7.1\ K\Omega$$

เนื่องจาก $R_4 = 7.1\ K\Omega$ ไม่มีขายจึงใช้ $R_4 = 3.3\ K\Omega$ ต่ออนุกรมกับ VR_2 $20\ K\Omega$ เพื่อช่วยปรับความถี่ให้ตรง $250\ KH_z$ ตามต้องการ

จากบล็อกไดอะแกรม รูปที่ ๒.๒ จะเห็นว่ามีส่วนที่สำคัญอยู่ ๒ ส่วนภายในไอซี คือ วงจรชมิตทริกเกอร์ (SCHMIT TRIGGER) หรือเรียกว่าริเยนเนอเรตีฟคอมพาราเตอร์ (REGENERATIVE COMPARATOR) และส่วนของวงจรแหล่งจ่ายกระแส (CURRENT SOURCE) หลักการทำงานของวงจรชมิตทริกเกอร์นั้นยกตัวอย่างอธิบายได้ ดังรูปที่ ๒.๓



รูปที่ ๒.๓ วงจร อินเวิรติ้ง ชมิตทริกเกอร์

จากรูปที่ ๒.๓ ถ้าใส่ตัวป้อนกลับ (FEED BACK) เข้าที่ขาบวกของ OP – AMP สถานะของวงจรจะกลับ กับสถานะของลิเนียร์ วงจรจะไม่เป็นลิเนียร์ (NON-LINEAR) อีกต่อไป การเริ่มขึ้นของโวลท์เตจ (+V) มากกว่า (-V) และถูกขยายโดย A เท่าของ OP-AMP แล้วถูกป้อนกลับมายังขาบวกของ OP-AMP จะขับสัญญาณ V_o ให้เป็นบวกมากกว่าเก่าจนกระทั่ง V_o SATURATE ที่ $+V_{CC}$ ในทำนองเดียวกันถ้า (+V) ต่ำกว่า (-V) สัญญาณ V_o จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นลบมากขึ้นเรื่อย ๆ จน SATURATE ที่ $-V_{cc}$

จากรูป $V_T = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\pm V_o)$

<u>สภาวะที่ ๑</u> $V_S < \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_o$

ให้ $R_1 = R_2$, $V_S < \frac{1}{2} V_C$, $V_o \approx +V_{cc}$

$V_{cc} = 20$; $V_S < \frac{1}{2}(+20)$

$V_S < 10$

ถ้าที่ขั้ว V_S สมมุติว่าป้อนเข้ามาน้อยกว่า 10V สมมุติ 9V

จะได้ $V_S = 9V$, $V_T = 10V$

∴ V_o จึงเป็นบวก (+20โวลท์)

<u>สภาวะที่ ๒</u>

$V_o = -V_{cc} = -20$

$V_S > \frac{1}{2}(-20)$

> -10

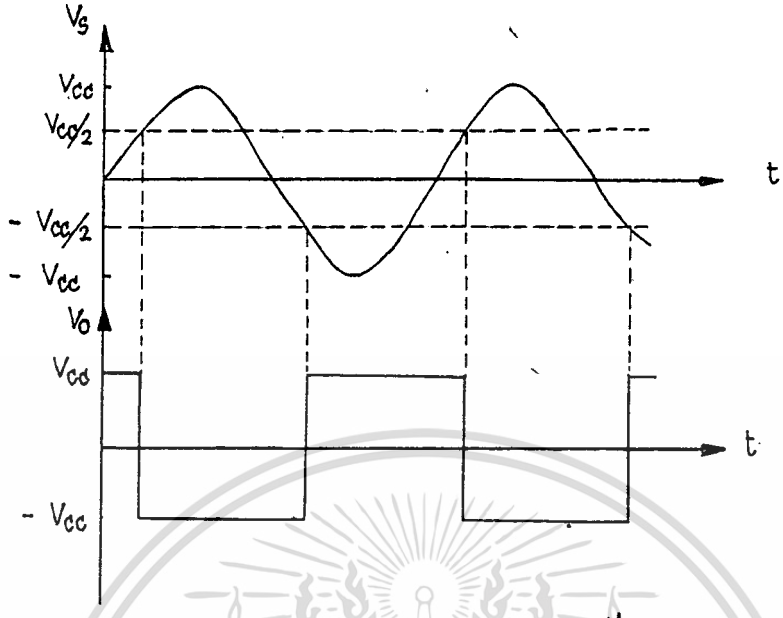
ถ้าที่ขั้ว V_S เข้ามา $-9V$, $V_T = -10V$

∴ V_o จึงเป็นลบ (-20 โวลท์)

OUTPUT STATE	CORRESPONDING INPUT RANGE
$+V_{cc}$	$V_S < \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_{cc}$
$-V_{cc}$	$V_S > -\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_{cc}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023203



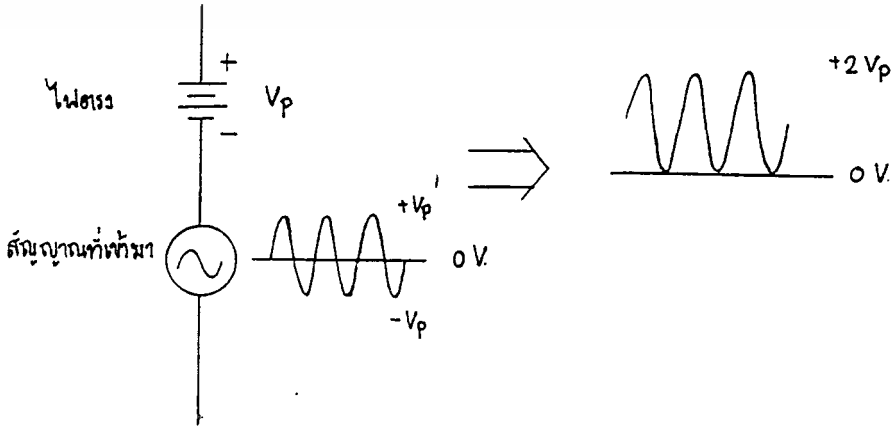
รูป ๒.๔ การตอบสนองของวงจรชมิตทริกเกอร์ต่อสัญญาณอินพุท

ดังนั้นถ้าหากว่าเราป้อนสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่ของเสียงมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ทางเอาร์พุทมีความถี่เปลี่ยนแปลงไปด้วย

สำหรับส่วนของวงจรแหล่งจ่ายกระแส (CURRENT SOURCE) นั้นจะให้กระแสทางเอาร์พุทไปยังวงจรชมิตทริกเกอร์ โดยมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุทนั่นคือสัญญาณอินพุทสามารถเปลี่ยนแปลงกระแสจากแหล่งจ่ายกระแสได้

๒.๓ วงจรปรับระดับของสัญญาณ (CLAMPER)

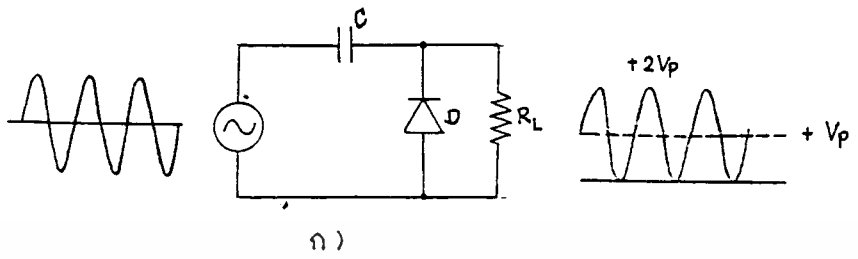
วงจรปรับระดับของสัญญาณคือการรวมค่าไฟตรง (D.C. VOLTAGE) กับสัญญาณที่เข้ามา (INCOMING SIGNAL) จากตัวอย่างรูป ๒.๕



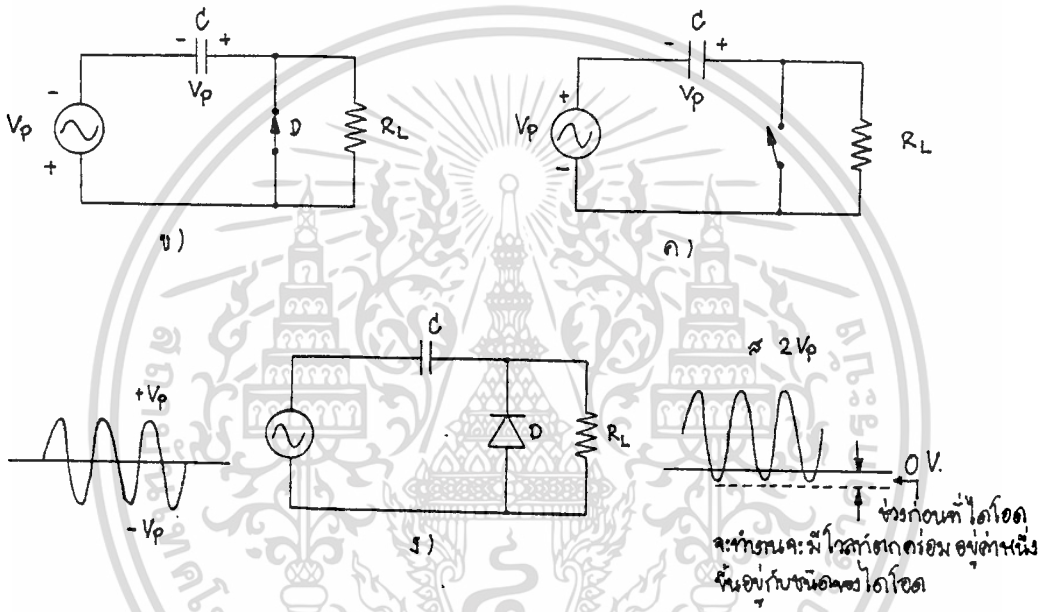
รูปที่ ๒.๕ การปรับระดับแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟตรงกับสัญญาณที่เข้ามาจะถูกปรับระดับรวม ๑๐ โวลท์ดีซี กับสัญญาณที่เข้ามา เรียกว่า การปรับระดับแบบบวก ส่วนวงจรที่ใช้งานจริงจะมีลักษณะ ดังรูป ๒.๖ ก



ก)



รูป ๒.๖ แสดงการทำงานของวงจรปรับระดับแบบบวก

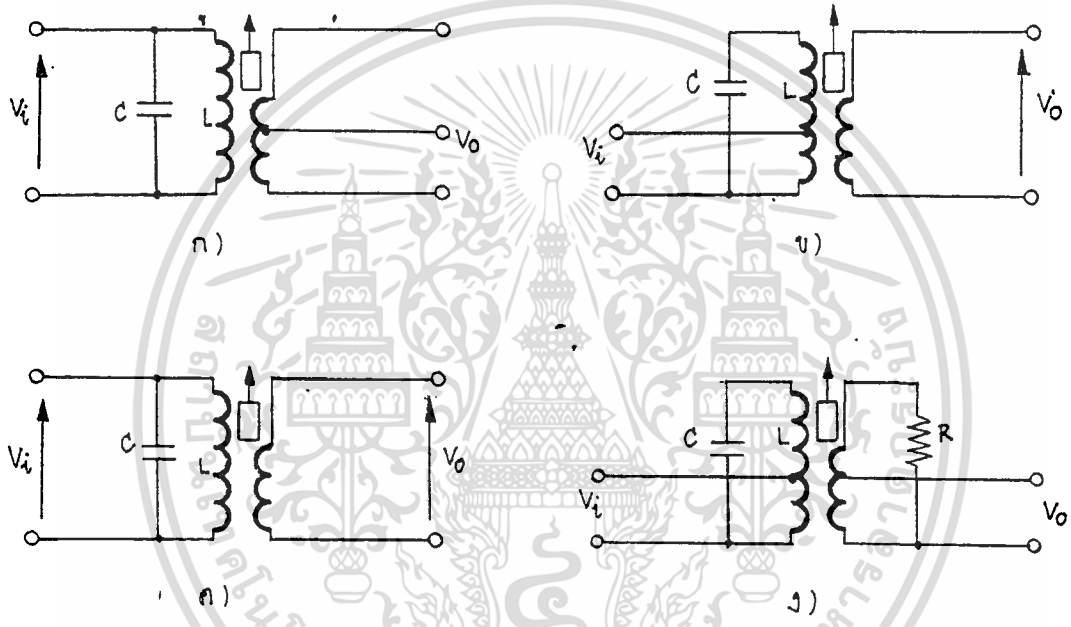
การทำงานของวงจรปรับระดับแรงดันแบบบวกตอนแรกให้สัญญาณที่เข้ามาช่วงลบเข้ามาก่อน ไดโอดจะปิดวงจร (TURN ON) ดังรูป ๒.๖ ข ที่ช่วงลบนี้ลาปาซิเตอร์จะชาร์ช (CHARGE) ถึง Vp ซึ่งก่อนที่ช่วงลบจะเข้ามา ไดโอดจะเปิดวงจรออกดังรูป ๒.๖ ค) ค่าความต้านทาน R_L และ C จะทำให้เกิด TIME CONSTANT ทำให้เกิดคาบเวลา (PERIOD) มีค่ามากกว่า T ของสัญญาณที่เข้ามา ซึ่งก็คือเหตุผลที่ C CHARGE จนเกือบเต็มในช่วงเวลาที่ไดโอดเปิดวงจร

รูป ๒.๖ ง แสดงถึงวงจรที่ใช้โดยปกติ ไดโอดจะมีโวลท์ตกคร่อมก่อนที่จะทำงาน ที่ทำให้รูปคลื่นทางเอาท์พุทมีสัญญาณต่ำกว่าศูนย์เล็กน้อย ขึ้นอยู่กับชนิดของไดโอด เมื่อเรากลับข้างของไดโอดวงจรจะกลายเป็นวงจรปรับระดับแรงดันแบบลบ (NEGATIVE CLAMPER)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒.๔ วงจรจูน (TUNE)

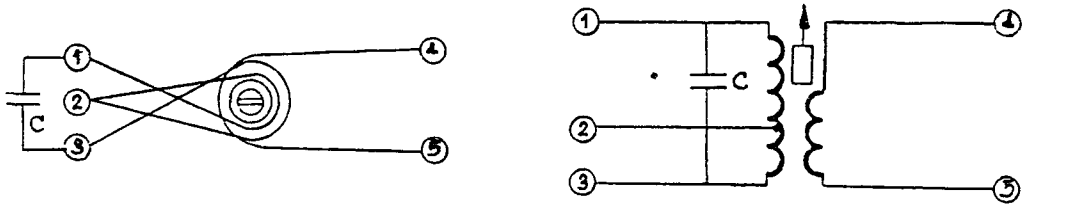
วงจรจูนของเครื่องส่งนี้เป็นวงจร LC ใช้หลักการของการรีโซแนนซ์ในการเลือกความถี่ที่เหมาะสมผ่านตัวมัน วงจรนี้ปกติจะเรียกว่าวงจรแทงค์ (TANK CIRCUIT) มีคุณสมบัติเป็นฟิลเตอร์เช่นเดียวกับ RC ฟิลเตอร์ กล่าวคือ ตัวมันจะเป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์ (BAND PASS FILTER) จะยอมให้ความถี่ช่วงที่ต้องการผ่านเท่านั้น วงจรแทงค์สามารถจะต่อใช้งานได้หลายลักษณะตามความต้องการ ดังรูปที่ ๒.๙



รูปที่ ๒.๙ วงจรแทงค์ลักษณะต่าง ๆ

วงจรจูนของเครื่องส่งจะใช้หม้อแปลง ไอ เอฟ ของวิทยุ ดัดแปลงใหม่เพื่อให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งหม้อแปลงนี้มีขายทั่วไป ซึ่งมีขนาดความถี่รีโซแนนซ์ ๔๕๕ KHz บางแบบก็มีความถี่รีโซแนนซ์สูงถึง ๑๐.๗ MHz ที่ใช้ในวิทยุเอฟเอ็ม แต่ที่เราใช้ในเครื่องส่งนี้จะใช้ไอเอฟที่มีความถี่รีโซแนนซ์ ๔๕๕ KHz. กระป๋องสีดำ ซึ่งมีค่าใกล้เคียง ๒๕๐ KHz มาทำการดัดแปลง

หม้อแปลงไอเอฟที่ใช้นี้ใช้ของ TOKO MODEL ๑๙๖๐๒ สีดำซึ่งมีลักษณะการพัน ดังรูป ๒.๘



รูปที่ ๒.๘ การพันขดลวดภายในหม้อแปลงไอเอฟ และ วงจรแทงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงไอเอฟเดิมนั้นจะมีขดลวดเดิมของมันพันอยู่และมีคาปาซิเตอร์ติดมาด้วยซึ่ง คาปาซิเตอร์นี้จะมีค่าความจุ ประมาณ ๑๘๐ PF และรีโซเนนซ์ที่ความถี่ ๔๕๕ KH_z เพราะฉะนั้น ที่ความถี่รีโซเนนซ์ (f_o) จะได้

$$W_oL = \frac{1}{W_oC}$$

$$L = \frac{1}{W_o^2 C}$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณค่าเหนี่ยวนำได้ เมื่อเราหารอบจำนวนรอบที่พันระหว่างขั้ว ๑–๓

$$\text{ค่าความเหนี่ยวนำต่อรอบ} = \frac{1}{W_o^2 CN} \quad H/TURN$$

เมื่อ N = จำนวนรอบของขดลวดที่ขั้ว ๑–๓

เมื่อเราใช้ลวดเบอร์เดิม แต่ต้องการเปลี่ยนจำนวนรอบค่าคาปาซิสเตอร์และความถี่ เรโซเนนซ์แล้ว เราจะสามารถคำนวณได้ เช่น เราหาค่าเหนี่ยวนำต่อรอบได้ 1×10^{-5} H และค่า C = 1000 PF และต้องการความถี่ รีโซเนนซ์ที่ ๒๕๐ KH_z เราก็จะหาจำนวนรอบได้

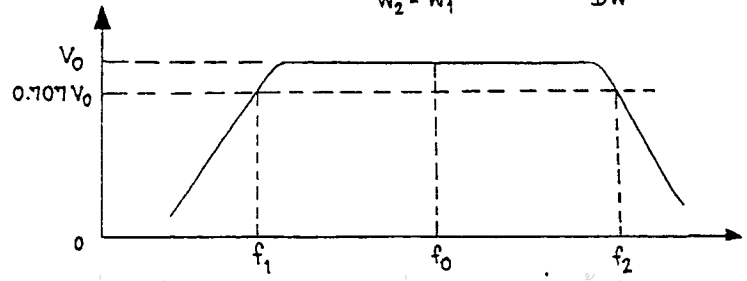
$$1 \times 10^{-5} = \frac{1}{W_o^2 CN}$$

$$N = \frac{1}{W_o^2 \times 1 \times 10^{-5}}$$

$$N = 40.52 \text{ รอบ}$$

ข้อควรคำนึงอีกอย่างหนึ่งก็คือ ค่า แฟกเตอร์คุณภาพ (QUALITY FACTOR) ควรจะต้องมีค่าสูง ๆ และต้องอยู่ในเกณฑ์ที่พอเหมาะ ซึ่งค่าแฟกเตอร์นี้จะหาได้จาก (แสดงดังรูป ๒.๙)

$$Q_o = \frac{W_o}{W_2 - W_1} = \frac{f_o}{BW}$$



รูป ๒.๙ แสดงคุณลักษณะของแผ่นความถี่ไอเอฟ

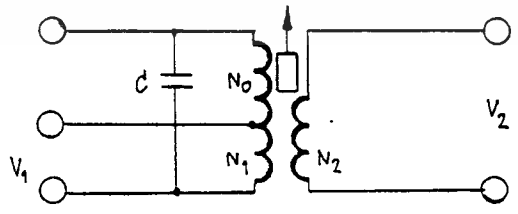
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่า BW คือ ช่วงระหว่าง f_1 กับ f_2 ถ้าแบนด์วิทแคบจะทำให้ค่า Q_0 มีค่ามาก แต่ในกรณีของเครื่องส่งนี้ไม่ต้องการแบนด์วิทที่แคบเกินไป เพราะสัญญาณที่ใช้เป็นระบบเอฟเอ็ม ระบบการเปลี่ยนแปลงทางความถี่แบบเอฟเอ็มนี้จึงต้องการแบนด์วิทที่พอเหมาะเพราะถ้าหากว่าหม้อแปลงไอเอฟนี้มีแบนด์วิทแคบมาก จะทำให้ความถี่บางความถี่ของเอฟเอ็มไม่สามารถผ่านวงจรจูนไปได้จึงทำให้การส่งเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ จากการมอดูเลทของ VCO ในเครื่องส่งนั้นเราปรับค่าความต้านทาน R_1 เพื่อให้สัญญาณข่าวสารมอดูเลทเข้ากับคลื่นพาหะที่ ๑๐ เปอร์เซนต์ ดังนั้นความถี่ก็จะเปลี่ยนแปลงในช่วง ๒๕๐ KH_z ± 10% คืออยู่ระหว่าง ๒๒๕ . และ ๒๗๕ KH_z เราจะหาแบนด์วิท (BANDWIDTH) ได้เท่ากับ ๕๐ KH_z ดังนั้นแฟกเตอร์คุณภาพจะหาได้จาก

$$Q_0 = \frac{f_0}{BW} = \frac{250\ KH_z}{50\ KH_z} = 5$$

สำหรับแบนด์วิทของหม้อแปลงไอเอฟนั้นสามารถหาได้จากการทดลอง จะเห็นว่าค่าแฟกเตอร์ Q_0 จากการคำนวณมีค่าต่ำ แต่จากการทดลองจะมีแบนด์วิทระหว่าง ๒๔๐-๒๖๐ KH_z คือมีแฟกเตอร์ เท่ากับ ๑๐ ซึ่งความจริงควรจะมีค่าน้อยกว่านี้ แต่ในการทดลองนี้ปรากฏว่าฟิลเตอร์ยอมให้ช่วงความถี่สัญญาณผ่านช่วงตั้งแต่ ๑๕๐ ถึง ๓๕๐ KH_z โดยขนาดของสัญญาณทางเอาร์พุทจะลดลงเหลือ ๑๐% ของค่าเดิม ณ. จุดความถี่ (f_0)

ส่วนการคำนวณหาขนาดแรงดันทางเอาร์พุทที่ต้องการของหม้อแปลงไอเอฟซึ่งการคำนวณที่ใช้หลักการอันเดียวกับหม้อแปลงของไฟฟ้ากำลัง แต่ของหม้อแปลงไอเอฟจะเป็นจริงก็ต่อเมื่อใช้กับความถี่รีโซแนนซ์ของมันเท่านั้น นอกเหนือจากนี้ก็ใช้ไม่ได้เพราะมันจะลัดวงจรซึ่งความถี่ที่ไม่ต้องการจะผ่านไปได้น้อยมาก



รูป ๒.๑๐ วงจรจูนที่ใช้ในการคำนวณหาจำนวนรอบ

เมื่อจำนวนรอบทั้งหมดทางขด PRIMARY N = $N_0 + N_1$

ค่าเหนี่ยวนำทั้งหมด L = ค่าเหนี่ยวนำต่อรอบ × N

ความถี่ $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$ (ที่ความถี่ f_0)

จากการคำนวณหาค่า L นั้น เราจะไม่คิดค่าของ L_2 จาก N_2 เพราะมีผลต่อทางอินพุทน้อยมาก สำหรับหม้อแปลงไอเอฟที่นำมาใช้นี้ใช้ขดลวดเบอร์ # 46 SWG จำนวนรอบ N_0 = ๑๐๐ รอบ N_1 = ๕๐ รอบ และ N_2 = ๑๐๐ รอบ ใช้คาปาซิเตอร์ต่อขนานเข้าไป 1000 PF มีความถี่รีโซแนนซ์ ๒๕๐ KH_z เราสามารถหาค่าเหนี่ยวนำได้ดังนี้

ค่าเหนี่ยวนำ $L = \frac{1}{W_0^2 C}$

$= \frac{1}{(2\pi \times 250\ KH_z)^2 \cdot 1000\ PF}$

$= 0.405\ mH$

ค่าเหนี่ยวนำต่อรอบ $L/N = \frac{0.405\ mH}{50 + 100}$

$= 2.7 \times 10^{-6}\ H/\text{รอบ}$

$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1}$

$V_2 = \frac{100}{50} V_1$

$= 2 V_1$

จากการทดลอง ขณะที่ยังไม่คัปปลิ้งวงจรจูนเข้าสายไฟ ๒๒๐ โวลท์ วัดแรงดัน V_1 ได้เท่ากับ 11.5 V_{p-p} และทางเอาร์พุท V_2 ได้เท่ากับ 23 V_{p-p} ถ้าคำนวณสูตรจะได้

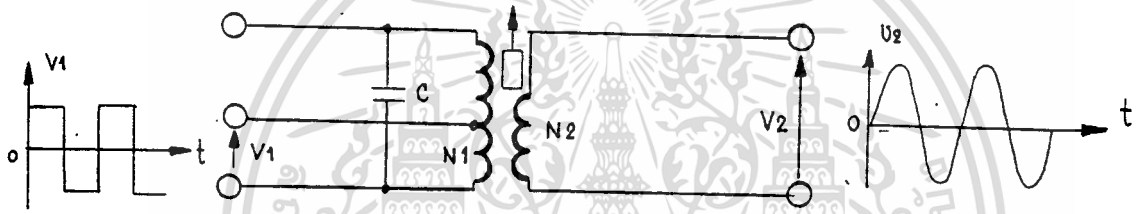
$V_2 = 2V_1$

$= 23\ V_{p-p}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

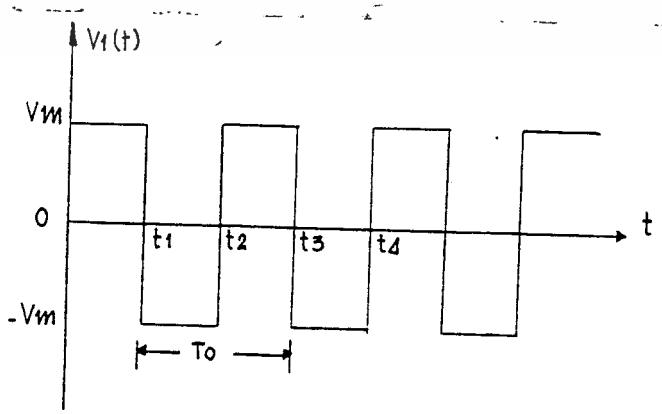
การวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ (Fourier Analysis) ของสัญญาณที่ผ่านวงจรจูน

คุณสมบัติของวงจรจูน นอกจากจะเป็นฟิลเตอร์ความถี่แล้ว มันยังมีคุณสมบัติต่อคลื่นสัญญาณที่มีฮาร์โมนิคด้วย กล่าวคือ ในวงจรเครื่องส่งนี้จะส่งคลื่นแบบสี่เหลี่ยมให้กับวงจรจูน ซึ่งคลื่นสี่เหลี่ยมนี้ประกอบด้วยฮาร์โมนิคของค่าซายน์ (Sine) ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน และมีความถี่ของคลื่นฮาร์โมนิคแบบซายน์ความถี่ 250 KHz รวมอยู่ด้วย ดังนั้นถ้าวงจรจูนมีแบนด์วิทที่แคบมาก ๆ ทางเอาท์พุทจะได้สัญญาณซายน์ 250 KHz ที่บริสุทธิ์ คือจะไม่มีคลื่นที่ความถี่อื่นปะปนมาด้วย



รูปที่ 2.11 แสดงคุณสมบัติทางเอาท์พุทของสัญญาณอินพุทของวงจรจูน

ต่อไปเราจะวิเคราะห์สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมโดยอาศัยทฤษฎีของฟูเรียร์ เมื่อสัญญาณอินพุทเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมมีพีเรียด (Period) $T = T_o$ และ $w_o = \frac{2\pi}{T_o}$



รูปที่ 2.12 สัญญาณอินพุทที่ป้อนเข้าวงจรจูน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

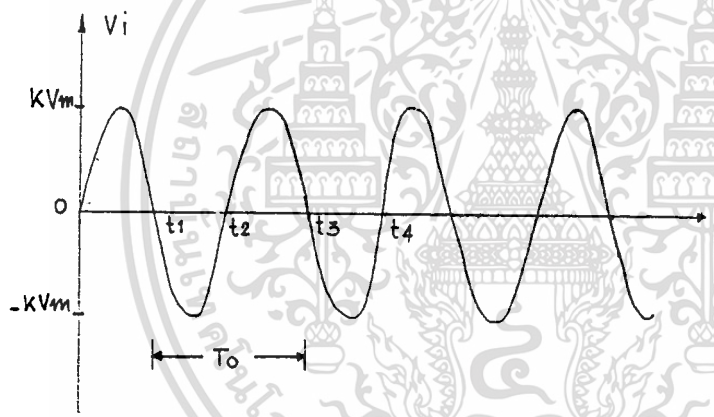
จากรูปที่ 2.12 เมื่อเราวิเคราะห์แยกฮาร์โมนิคจะได้ฟังก์ชั่นแบบฟูเรียร์ เป็น

$$f(t) = \frac{4V_m}{\pi} (\sin w_o t + \frac{1}{3} \sin 3w_o t + \frac{1}{5} \sin 5 w_o t + \ldots + \sin n w_o t),$$

$$n = \text{odd}$$

จะเห็นว่ามีคลื่นฮาร์โมนิคประกอบกันหลายความถี่ แต่วงจรจูนเลือกความถี่เรโซแนนซ์ที่ w_o ดังนั้นทางเอาท์พุทจะได้สัญญาณเป็นแบบคลื่นซายน์มีฟังก์ชั่นเป็น

$$v_2(t) = \frac{N_2}{N_1} (\frac{4V_m}{\pi} \sin w_o t) = K V_m \sin w_o t$$



รูปที่ 2.13 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรจูน

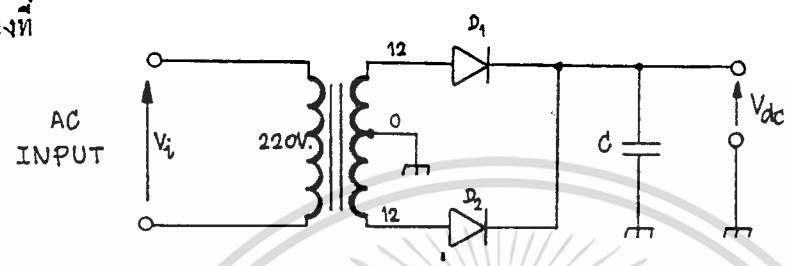
ถ้าความถี่ f_o เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร จาก T_o (รูปที่ 2.12) จะมีการเปลี่ยนแปลงไปด้วย และความถี่ของสัญญาณเอาท์พุท (รูปที่ 2.13) จะเปลี่ยนแปลงตามอินพุท ซึ่งจากการวัดมันจะเปลี่ยนแปลงพร้อม ๆ กันกับอินพุท แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดด้วยในขณะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงรอบ ๆ ความถี่ 250 KHz ขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปมากน้อยแค่ไหนนั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิทดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งการเปลี่ยนแปลงตามขนาดนี้ทางภาคเครื่องรับจะมีวงจรลิมิตเตอร์ทำหน้าที่ขลิบขนาดของสัญญาณทั้งส่วนบนและล่างออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

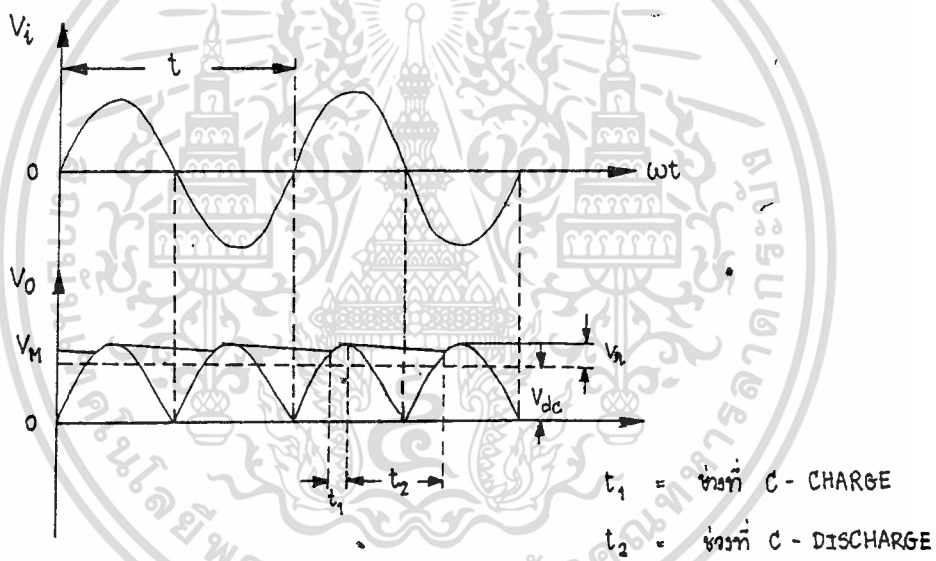
๒.๕ แหล่งจ่ายไฟ (POWER SUPPLY)

ภาคจ่ายไฟที่ใช้ในเครื่องส่งและเครื่องรับแบ่งได้เป็น ๒ ส่วนคือ

๑. แบบ UNREGULATOR หรือแบบไม่คงที่ คือ เมื่อโหลดเปลี่ยนเอาร์พุทที่ได้จากแหล่งจ่ายไฟก็จะเปลี่ยนตามทำให้ได้แรงดันไม่คงที่ ซึ่งถ้าใช้กับภาคออสซิเลเตอร์ก็จะทำให้ได้ความถี่ไม่คงที่



รูป ๒.๑๔ วงจรของภาคจ่ายไฟแบบ UNREGULATOR ชนิด FULL WAVE



จากรูป V_{dc} หาได้จาก $V_{dc} = V_M - \frac{I_{dc}}{afc}$

V_M : PEAK RECTIFIER VOLTAGE เมื่อยังไม่มี C-FILTER

I_{dc} : กระแสที่ไหลผ่าน LOAD

f : ความถี่ไฟสลับ

ส่วนริปเปิลโวลท์เตจ (RIPPLE VOLTAGE) V_r หาได้จาก

$$V_r = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}\,fc}$$

เมื่อได้ OUTPUT VOLTAGE และ RIPPLE VOLTAGE จะได้เปอร์เซนต์ริปเปิล ($\%r$)

$$\%\ r = \frac{V_r}{V_{dc}} \times 100$$

และค่าริปเปิลแฟกเตอร์ (RIPPLE FACTOR) (r)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่า RIPPLE FACTOR ที่จะแปรผันเป็นส่วนกลับ กับค่าคาปาซิเตอร์ ดังนั้นถ้าต้องการวงจรที่มี REGULATION ดีขึ้นจะต้องเลือกค่า C ให้มากขึ้น และยังขึ้นอยู่กับโหลด (R_L) ที่นำมาต่อด้วย

ส่วนค่า PEAK INVERSE VOLTAGE OF DIODE (PIV) คือค่าแรงดันป้อนกลับขณะ REVERSE BIOS ของไดโอดที่ทนได้ ซึ่งดูได้จากข้อมูลจำเพาะของไดโอดเบอร์นั้น

$$PIV = 2V_M$$

ซึ่งจากวงจรภาคจ่ายไฟที่ใช้ มีคาปาซิเตอร์ (C) FILTER 2200μF/25V และวงจรต้องการกระแส (I_{dc}) ประมาณ 1 A และระดับแรงดันที่ผ่านการ RECTIFIER แล้ววัด V_M ได้ 18V. ดังนั้นคำนวณหา (V_{dc}) OUTPUT VOLTAGE ของวงจร และหาริปเปิลโวลท์เตจ (V_r)

$$V_{dc} = 18 - \frac{1}{4.50 H_z \cdot 2200 \mu F}$$

$$= 15.7 \text{ V.}$$

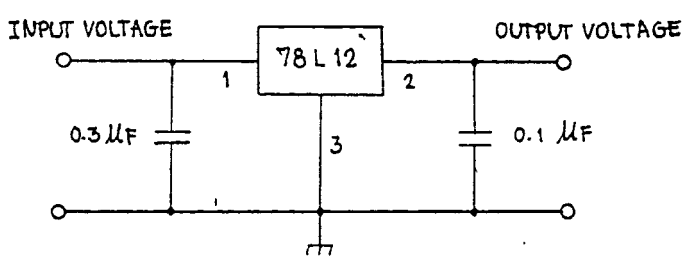
$$V_r = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot 50 \cdot 2200 \mu F}$$

$$= 1.3 \text{ V.}$$

$$\therefore \% r = \frac{1.3}{15.7} \times 100$$

$$= 8.3\%$$

๒. แบบ REGULATOR หรือแบบคงที่ ซึ่งแรงดันที่เอาร์พุทจะคงที่เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงไป เมื่อนำมาจ่ายแรงดันให้กับภาคออสซิเลเตอร์จะทำให้ได้ความถี่ที่คงที่ ซึ่งแหล่งจ่ายไฟแบบคงที่นี้เราใช้ IC REGULATED เบอร์ μA 78L 12 ซึ่งแรงดันเอาร์พุทจะเท่ากับ ๑๒ โวลท์ และมีการจัดวงจรทำได้ ดังนี้

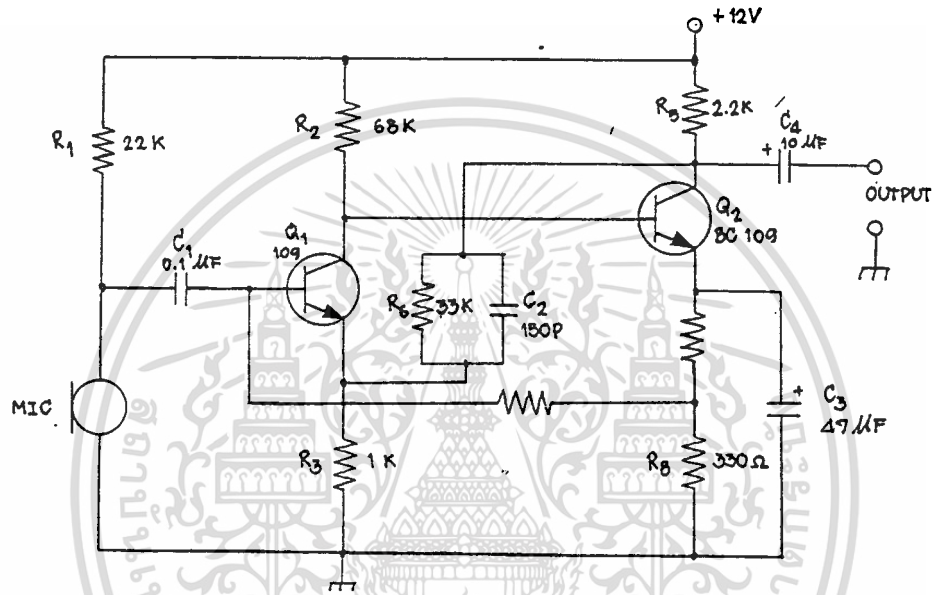


รูป ๒.๑๕ วงจรภาคจ่ายไฟแบบคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลท์เตจทางอินพุทกำหนดให้ป้อนไฟดีซี สูงสุดไม่เกิน ๓๕ โวลท์ ส่วนเอาร์พุทที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงได้ไม่เกิน ๑๑.๕ ถึง ๑๒.๕ โวลท์ ซึ่งถือว่าคงที่มาก ส่วนคาปาซิเตอร์ 0.๓๓ μF เพื่อเป็นฟิลเตอร์ และ คาปาซิเตอร์ 0.๑μF เมื่อเพิ่มเสถียรภาพของ TRANSIENT RESPONSE

๒.๖ การทำงานของภาคปรีแอมป์ที่ใช้กับคอนเดนเซอร์ไมค์



รูปที่ ๒.๑๑ วงจรภาคปรีไมค์แบบทรานซิสเตอร์ ๒ ตัว

จากรูปเป็นวงจรขยายส่วนหน้าที่ใช้ขยายสัญญาณเสียงหรือปรีแอมป์ ซึ่งมีหลักการทำงานและการออกแบบสามารถกระทำได้ดังนี้ R_6 และ C_2 จะทำการป้อนกลับแบบลบเพื่อเพิ่มเสถียรภาพของวงจร ส่วนค่าความต้านทานที่ใช้ในการให้ไบอัสแก่วงจรนี้สามารถหาได้จาก

เริ่มแรกเรากำหนดให้แรงดันเอาร์พุทเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันจ่ายไฟ นั้นคือ + 6 โวลท์ (V_{C2}) เพื่อให้สามารถสวิงสัญญาณได้เต็มที่ ต่อไปหา

กระแสที่ไหลผ่าน R_5 $= \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_5}$

$= \frac{12 - 6}{2.2K}$

$= 2.7$ mA

กระแสที่ไหลผ่าน R_6 $= \frac{V_{C2}}{R_3 + R_6}$

$= \frac{6}{1K + 33K}$

$= 0.17$ mA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเหลือกระแสไหลไปทางคอลเลคเตอร์ของ

$$Q_2 = 2.7 - 0.17 \text{ mA} = 2.53 \text{ mA}$$

แรงดันอีมิเตอร์ของ Q_1 โดยสมมุติให้กระแสไหลใน Q_1 เป็น $100\ \mu A$

$$V_E = R_3 (I_E +$$

$$= 1\ K\Omega\ (\ 100\ \mu A + 0.17\ mA\ )$$

$$= 270\ mA$$

หาค่า R_8 โดยใช้แรงดัน

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE}$$

$$= 270\ mA + 0.7\ V$$

$$= 0.97\ V. \approx 1\ V \text{ โดยประมาณ}$$

ถ้าว่ากระแสเบสของ Q_1 มีน้อยมาก ๆ จนกระแสไหลใน R_4 ก็น้อยมาก ๆ แรงดันที่รอยต่อระหว่าง R_7 และ R_8 จะมีค่าใกล้เคียงกับ V_{B1} มาก คือ ๑ โวลท์ นั่นเอง ดังนั้นหา R_8 ได้โดย

$$R_8 = \frac{V_{R8}}{I_{E2}}$$

$$= \frac{1\ V}{2.53}$$

$$= 395.25\ \Omega$$

เราเลือกค่าที่มีขาย คือ ๓๓๐ Ω มาใช้

เลือกค่า R_7 ให้เป็น ๕๖๐ โอมห์ เราก็จะหาแรงดันอีมิเตอร์ของ Q_2 ได้ดังนี้

$$V_{E2} = (R_7 + R_8)\ I_{E2}$$

$$= (560 + 330) \times 2.53\ mA$$

$$= 2.25\ V$$

และแรงดันที่เบสของ Q_2 ก็จะเป็น

$$V_{B2} = 2.25 + 0.7$$

$$= 2.95\ V$$

แรงดันนี้จะเป็นแรงดันที่คอนเลคเตอร์ของ Q_1 ด้วยที่พอเพียงให้สวิงสัญญาณได้เต็มที่ เราออกแบบให้กระแสไหลใน Q_1 เป็น ๑๐๐ ไมโครแอมป์ นั่นก็คือ I_{C_1} ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน R_2 หาได้จาก $I_{C1} + I_{B1}$ ซึ่งกระแสเบสของ Q_2 นี้หาได้จาก $\frac{I_{C2}}{h_{FE}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE}}$$
$$= \frac{2.53\ mA}{60}$$
$$= 42\ \mu A$$

ดังนั้นหาค่า R_2 ได้จาก

$$\frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1} + I_{B2}} = \frac{12 - 2.95}{(100 + 42)\mu A}$$
$$= 63\ K\Omega$$

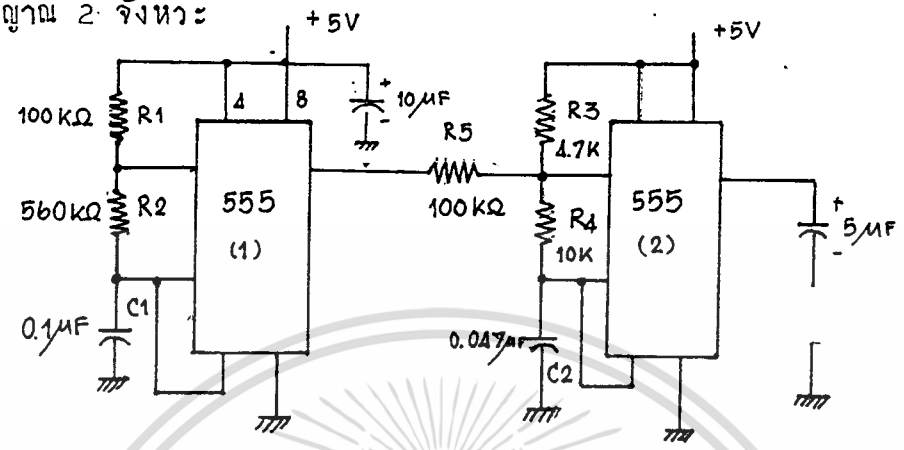
เลือกค่าใกล้เคียงที่สุดคือ 68 KΩ

ส่วนความต้านทาน R_1 นั้นมีไว้เพื่อจ่ายไบอัสให้กับคอนเดนเซอร์ไมค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒.๗ ภาคสัญญาณเรียก (Calling)

ใช้ ไอ ซี เบอร์ LM 555 ดังรูป 2.17 โดยเป็นวงจรสร้างสัญญาณ 2 จังหวะ



รูปที่ 2.17 วงจรสร้างสัญญาณเรียก

แต่ละตัวเป็นวงจร Astable โดยตัวแรกจะสร้างสัญญาณออกซึ่งมีความถี่ (f1)

$$f1 = \frac{1.443}{(R1+R2)*C1}$$

$$= \frac{1.443}{(100k+2(560k))*0.1\mu F} = 11.8 \text{ Hz}$$

ไปเข้ายังขา Discharge (ขา 7) ของ Astable ตัวหลัง เพื่อควบคุมการคายประจุและประจุของตัวเก็บประจุโดยขณะที่ Astable ตัวหลังมีความถี่ (f2)

$$f2 = \frac{1.443}{(R4+2R5)*C2}$$

$$= \frac{1.443}{(4.7k+2(10k))*0.047\mu F}$$

$$= 1.243 \text{ Khz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

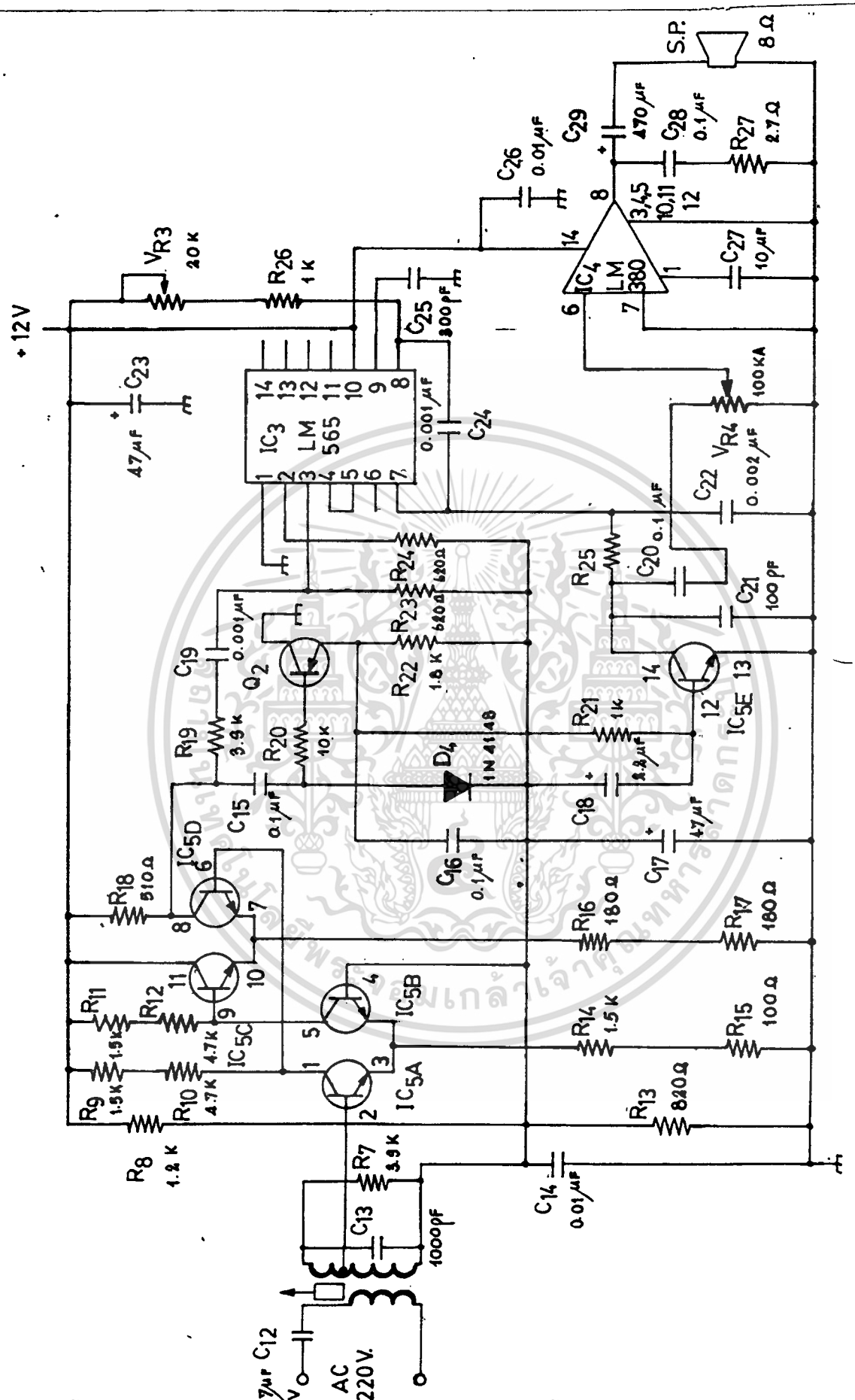
บทที่ ๓

ระบบเครื่องรับสัญญาณ

๓.๑ วงจรจูนของเครื่องรับสัญญาณ

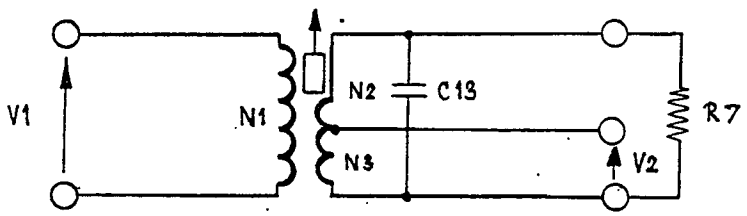
เป็นภาคแรกของวงจรในเครื่องรับ โดยจะรับสัญญาณจากเครื่องส่งที่ส่งมาทางสายไฟฟ้า เข้ามาทางอินพุทของหม้อแปลงไอเอฟ มีคาปาซิเตอร์ เป็นตัวกั้นแรงดันไฟฟ้าความถี่ต่ำเอาไว้ หน้าที่ของวงจรนี้ก็จะดีเทคสัญญาณออกมาจากสายไฟที่ความถี่เรโซแนนซ์ ๒๕๐ KHz เท่ากับความถี่ของเครื่องส่ง วงจรจูนของภาครับสัญญาณ ถ้าหากมีความถี่เรโซแนนซ์ไม่ตรงกับความถี่ของภาคส่งแล้วจะทำให้การรับสัญญาณเกิดการเพี้ยนและรับสัญญาณไม่ได้ วงจรจูนของเครื่องรับจะรับสัญญาณแบบซายน์จากสายเข้ามาทางอินพุท ขนาดแรงดันทางเอาท์พุทที่ต้องการนั้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของจำนวนรอบ หม้อแปลงไอเอฟก็ใช้เบอร์ YMC๑๔๖๐๒ เช่นเดียวกับเครื่องส่ง และขดลวดก็ใช้เบอร์เดียวกันตลอดคือใช้ # 46 SWG. ค่า C13 ที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับ 1000 PF ค่าเหนี่ยวนำต่อรอบมีค่า 2.7×10^{-6} H/รอบ จะได้จำนวนรอบทางเอาท์พุทเท่ากับ ๒๐๐ รอบ จากรูปที่ ๓.๒ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.1 วงจรเครื่องรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ๓.๒ วงจรจูนของเครื่องรับ

$$N = N2 + N3 = 200 \text{ รอบ}$$

$$L = 1/W_0^2 C13 \quad H$$

แรงดันทางเอาท์พุท $V = \frac{N3}{N1} V_1$

จากการทดลองเมื่อใช้ C13 1500PF จะทำให้แบนด์วิทกว้างมากเกินไป ซึ่งไม่ต้องการเพราะความถี่ฮาร์โมนิคอื่นหรือความถี่ของสัญญาณรบกวนอาจเข้ามาได้มากขึ้น จึงใช้ค่า C13 1000 PF เพื่อกดแบนด์วิทให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม ขนาดแรงดันที่ส่งมาจากเครื่องส่งทางเอาท์พุทเครื่องส่งมีค่าเท่ากับ $2\ V_{p\text{-}p}$ เนื่องจากเอาท์พุทของเครื่องรับจะส่งสัญญาณไปให้วงจรขยายและลิมิตเตอร์ซึ่งมีอัตราขยายที่สูงมาก ดังนั้นเอาท์พุทของวงจรจูนในเครื่องรับนี้ไม่จำเป็นจะต้องรับแรงดันของสัญญาณเข้ามามากนัก จึงเลือกใช้อัตราส่วนของสัญญาณเป็น

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N3}{N1} = \frac{15}{50} = 0.3$$

$$V_2 = 0.3\ V_1$$

$$N = N2 + N3 = 200 \text{ รอบ}$$

$$N2 = 200 - 15 = 185 \text{ รอบ}$$

เมื่อต่อวงจรจูนของเครื่องรับเข้ากับสายไฟ และใช้สโคปวัดสัญญาณที่รับได้เท่ากับ $0.95\ V_{p\text{-}p}$ ขนาดของสัญญาณที่ส่งลดลงเท่ากับ $2 - 0.95 = 1.05\ V$ และวัดสัญญาณทางเอาท์พุทได้เท่ากับ $0.28\ V_{p\text{-}p}$ ถ้าคำนวณจากสมการข้างบนจะได้

$$V_2 = 0.3\ V_1$$

$$= 0.3 \times 0.95$$

$$= 0.285\ V_{p\text{-}p}$$

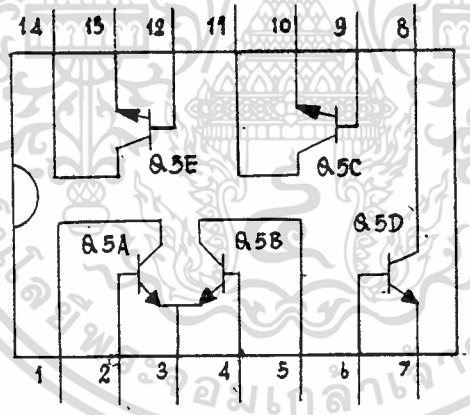
ค่าที่คำนวณได้จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่เราวัดได้ เหตุผลของการเลือกอัตราส่วนของสัญญาณเอาท์พุทต่ออินพุทมีค่าต่ำก็เพราะว่าเราป้องกันไม่ให้วงจรขยายเกิดการพังหลายเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเกิดอิมพัลส์ของสัญญาณไฟแรงสูงที่ผ่านวงจรจูนเข้ามา ซึ่งจากการทดลองปรากฏว่าทรานซิสเตอร์ Q5A และ Q5B พังทลาย ถ้าเราเลือกค่า N_3/N_1 ที่มีค่ามากกว่า ๑ เพราะอิมพัลส์จากไฟแรงสูงจะผ่านวงจรจูนไปทางเอาท์พุทได้มากกว่า ๑๐๐% ขึ้นไป ขณะที่เราเสียบปลั๊กเพื่อทำการทดลอง จาก N_3/N_1 เท่ากับ ๐.๓ ค่าความแรงของอิมพัลส์จะลดเหลือเพียง ๓๐% เท่านั้น ส่วนที่ป้องกันอิมพัลส์ไม่ให้มีค่าสูงเกินไปคือ C13 จะเป็นตัวประจุสัญญาณอิมพัลส์ขณะเดียวกัน R7 ซึ่งทำหน้าที่เป็นโหลดของสัญญาณทางเอาท์พุท ก็จะเป็นโหลดของสัญญาณอิมพัลส์ด้วย จะทำให้สามารถลดความแรงของอิมพัลส์ดังกล่าวลงไปได้บ้าง

๓.๒ ภาคขยายและลิมิตเตอร์ (Differential amplifier and limiter)

ในภาคนี้จะใช้ไอซี LM ๓๐๔๖ ซึ่งภายในเป็นทรานซิสเตอร์ ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ ๕ ตัว คือ Q_{5A} ถึง Q_{5E} ซึ่งสามารถใช้กับความถี่สูงขั้น VHF Q_{5A} และ Q_{5B} จะมีขาอิมิตเตอร์ร่วมกันภายใน เพื่อใช้ประโยชน์สำหรับการออกแบบให้เป็นวงจรขยายแบบดิฟเฟอร์เรนเชียล (Differential amplifier) การจัดขาของทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ ๓.๓



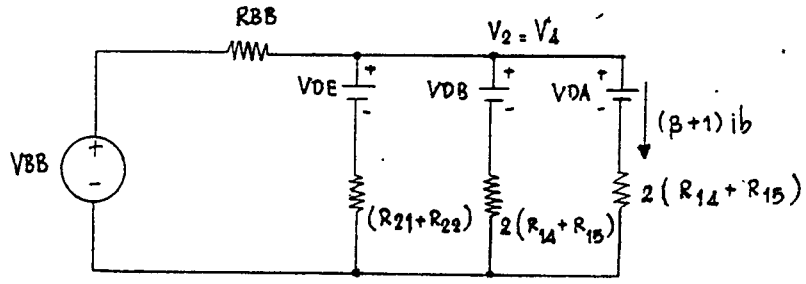
รูปที่ ๓.๓ ลักษณะการจัดขาภายในไอซี LM ๓๐๔๖

ในวงจรตามรูปที่ ๓.๑ ทรานซิสเตอร์ Q_{5A} และ Q5B จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบดิฟแอมป์ ขนาดแรงดันไบอัสที่ขาเบสของ Q5A และ Q5B มีค่าเท่ากับ

$$V_2 = V_4 = \left[\frac{V_{BB}}{R_{BB}} + \frac{V_D}{(R_{21}+R_{22})} + \frac{V_D}{(R_{14}+R_{15})}\right]\left[R_{BB} /\!/ (R_{21}+R_{22}) /\!/ (R_{14}+R_{15})\right]$$

สมการที่ ๓.๓ ได้มาจากวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ ๓.๔

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.๔ การไบอัสที่ขาเบสของ Q5A, Q5B และ Q5E

เมื่อ $V_{BB} = \frac{R8\,V_{CC}}{R8+R13}$; $V_{CC} = 12$ V

$= \frac{820 \times 12}{820+1200} = 4.871$ V

และ $R_{BB} = R8 \,//\, R13 = 487.128\ \Omega$

จะได้ V_D = แรงดันที่ Junction B,E = 0.715 V

$$V_2 = V_4 = \left[\frac{4.871}{487.128} + \frac{0.715}{(1800+1000)} + \frac{0.715}{1600}\right]\left[487.128 \,//\, 2800 \,//\, 1600\right] = 3.526 \text{ V}$$

ซึ่งจากการวัดได้แรงดันเท่ากับ ๓.๕ V กระแสที่ไบอัสให้กับ Q5A หรือ Q5B จะได้เท่ากับ

$$(\beta+1)\,I_B = \frac{(V_2 - V_D)}{2(R_{14}+R_{15})} = \frac{(3.526 - 0.715)}{3200} = 0.878 \text{ mA}$$

$$I_E \approx (\beta+1)\,I_B = 0.878 \text{ mA}$$

จาก Data Sheet ที่ I_E = ๐.๘๗๘ จะได้ $\beta = 98$

กระแสที่ไบอัส หรือ $= I_B = \frac{0.878}{98} = 8.868\ \mu A$

กระแสที่ไหลผ่านคอลเลคเตอร์ $= 98 \times 8.868$

$= 0.869$ mA

เราจะหาแรงดัน VCE ที่จุดทำงาน (Q Point) ได้ดังนี้

$$V_{CC} = I_C R + V_{CE} + I_E\{2(R_{14}+R_{15})\}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R - 2I_E(R_{14}+R_{15})$$

$$= 12 - 0.869 \times 6.2 - 2 \times 0.787 \times 1.6$$

$$= 3.8 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน DC ที่ขา ๑ และขา ๕ ของไอซี LM ๓๐๔๖ จะได้เท่ากับ

$$V_1 = V_5 = V_{CE} + 2I_E(R_{14} + R_{15})$$

$$= 3.8 + 2 \times 0.878 \times 1.6$$

$$= 6.6 \text{ V}$$

แรงดันที่ไบอัสให้แก่ Q5C และ Q5D ก็คือ V_1 และ V_5 ตามลำดับ ระดับแรงดันจริงๆ จะต่ำกว่าคือประมาณ 6V จากการวัด เพราะแรงดันที่ลดลงนั้นเนื่องจากโหลด Q5C และ Q5D ด้วย กระแสเบสที่ไบอัสให้กับ Q5D จะหาได้ดังนี้

$$V_6 = V_D + 2(\beta+1)I_B(R_{16} + R_{17})$$

$$(\beta+1)I_B = (V_6 - V_D)/2(R_{16} + R_{17})$$

$$= (6.6 - 0.715)/(2 \times 360)$$

$$I_E = 8.173 \text{ mA}$$

จาก Data Sheet จะได้ $\beta = 105$

$$I_B = 77.1 \ \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 8.09 \text{ mA}$$

แรงดันที่ขา ๘ และ ๗ หรือ V_{CE} จะหาได้จากสมการ

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_{18} - 2I_E(R_{16} + R_{17})$$

$$= 12 - 8.09 \times 0.51 - 2 \times 8.173 \times 0.36$$

$$= 1.98 \text{ V}$$

แรงดันที่ขา ๘ จะได้เท่ากับ

$$V_8 = V_{CE} + 2I_E(R_{16} + R_{17})$$

$$= 1.98 + 2 \times 8.173 \times 0.36$$

$$= 7.86 \text{ V}$$

จากการวัดในวงจรจะได้ V_8 ประมาณ 8 V สาเหตุที่แรงดันจากการวัดมากกว่าที่คำนวณเนื่องจาก Q5C ไม่มีโหลด ทำให้ทึ่งกระแสจากแหล่งจ่ายได้สูงกว่า Q5D มีผลทำให้แรงดันตกคร่อม R_{16} R_{17} มีค่าสูงเพิ่มขึ้น จากการคำนวณจะแยก $R_{16}+R_{17}$ นี้ออกเป็น ๒ ตัวซึ่งค่าที่ได้ก็เป็นเพียงค่าประมาณเท่านั้น

ในการวัดสัญญาณ AC ที่จุดต่าง ๆ ตั้งแต่สัญญาณเข้ามาที่ขาเบส Q5A มีขนาดสัญญาณ 0.28 V_{p-p} สัญญาณเอาท์พุทที่ขาคอลเลคเตอร์ Q5A (ขา ๑) วัดได้ 2.7 V_{p-p} และเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นสาธารณะที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางขาคอลเลคเตอร์ (ขา ๕) ของ Q5B ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 6.4 V_{p-p} ในภาคขยายสัญญาณภาคแรกนี้ Q5A และ Q5B จะทำหน้าที่เป็นตัวขยายแบบดิฟแอมป์ มีเอาท์พุท ๒ ขั้ว เพื่อต่อไปยังภาคขยายภาคที่ ๒ และลิมิตเตอร์ ภาคขยายภาคหลังนี้จะใช้ ทรานซิสเตอร์ Q5C และ Q5D เป็นตัวขยายสัญญาณ โดยสัญญาณเอาท์พุทจะมีขั้วสัญญาณเดียว สัญญาณที่เข้ามาจะได้รับการขยายจนถึงจุดอิ่มตัวจนไม่สามารถขยายได้อีกต่อไป ดังนั้นมันจึงทำหน้าที่เป็นลิมิตเตอร์ด้วย ข้อดีก็คือสัญญาณรบกวนที่เข้ามารบกวนทางขนาดจะถูกขลิบออกไป จึงสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนแบบนี้ได้ดี สัญญาณเอาท์พุทที่ขาคอลเลคเตอร์ (ขา ๘) ของ Q5D จะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามการมอดดูเลทของสัญญาณ ขนาดของสัญญาณที่วัดได้ (ที่ขา ๘) เท่ากับ 6.2 V_{p-p} จากวงจรตามรูปที่ ๓.๑ สัญญาณที่เอาท์พุทจากขา ๘ ของภาคลิมิตเตอร์ จะถูกลดขนาดลงด้วยความต้านทาน R19 และคาปาซิเตอร์ C19 ลงเหลือ 0.9 V_{p-p} เพื่อเป็นอินพุทให้กับเฟสล็อคลูป์ที่ขา ๓ ขณะเดียวกันสัญญาณทางเอาท์พุทจากภาคขยายลิมิตเตอร์นี้ จะผ่าน C15 ไปยังวงจรดีเทคเสียง (mute peak detector)

วงจรดีเทคเสียง (mute peak detector) นี้ มีหน้าที่ทำให้ภาครับสัญญาณมีเสียงเงียบ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้ามา กล่าวคือ เมื่อเราปิดเครื่องส่งสัญญาณ ระดับของสัญญาณรบกวนที่มีเข้ามาทางอินพุทของเครื่องรับนั้น จะทำให้เฟสล็อคลูปพยายามที่จะล็อคเข้ากับสัญญาณรบกวนนั้น ผลก็คือเกิดเสียงที่เราไม่ต้องการออกมาทางเอาท์พุทที่ลำโพง ดังนั้นวงจรดีเทคเสียงจึงทำหน้าที่นี้โดยเฉพาะ ซึ่งประกอบด้วยวงจรดีเทคแรงดันสองเท่า (Voltage - Doubling Peak Detector) คือ D4 , Q2 และ C16 ในขณะที่ยังไม่มีสัญญาณข่าวสารเข้ามาทางเครื่องรับนั้น ทรานซิสเตอร์ Q5E จะได้รับการไบอัสจาก V2 หรือ V4 ซึ่งมีขนาด 3.5 V ผ่าน R21 และ R22 ซึ่งมีกระแสเบสที่ไบอัสเท่ากับ $(๓.๕-๐.๗๑๕)/(๑๘๐๐ + ๑๐๐๐) = ๐.๔๙$ mA ทำให้ Q5A ON มีผลให้สัญญาณเสียงที่ดีเทคจากเฟสล็อคลูป์ออกมาทางขา ๗ ถูกลัดวงจรผ่าน R25 ผ่าน Q5E ลงกราวด์ ดังนั้นจึงไม่มีสัญญาณใด ๆ ที่เฟสล็อคลูป์ดีเทคได้ผ่านวงจรขยายเสียงออกไปทางเอาท์พุทที่ลำโพง จึงทำให้มีเสียงเงียบในขณะที่ไม่มีสัญญาณมอดดูเลทเข้ามา

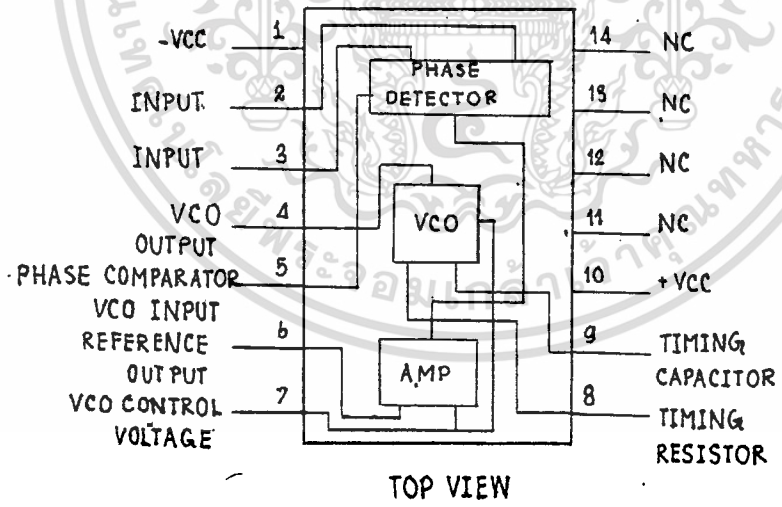
เมื่อสัญญาณมอดดูเลทจากเครื่องส่งส่งเข้ามาทางเครื่องรับ จึงทำให้มีสัญญาณเอาท์พุทจากภาคขยายลิมิตเตอร์ซึ่งมีขนาด 6.2 V_{p-p} ผ่านวงจรดีเทคแรงดันสองเท่า จะเห็นว่าช่วงบวกของสัญญาณจะอินทิเกรทโดย C15 และไดโอด D4 จะลัดสัญญาณช่วงบวกผ่าน C15 ลงกราวด์ ในช่วงนี้ C15 จะประจุแรงดัน +3.8 V เอาไว้ เมื่อสัญญาณลดลงเป็นศูนย์และเปลี่ยนเป็นลบ C15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะคายประจุด้วยค่าคงที่เวลาประมาณ $C15(R_{18}+R_8+R_{22}+R_{20}) = 1.35$ ms เนื่องจากช่วงลดของสัญญาณสั้นมาก ดังนั้นระดับแรงดันที่ C15 จะลดลงไปเล็กน้อย เมื่อสัญญาณเปลี่ยนระดับเป็นลบ ที่เอาท์พุทของลิมิตเตอร์จะเป็น -2.4 V ดังนั้นระดับของสัญญาณตกคร่อมไดโอดจะเท่ากับ $-V_{C15} - V = -6.2$ V ซึ่งเป็นระดับของสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรอินทิเกรเตอร์ R_{20} C_{16} คาปาซิเตอร์ C_{16} จะอินทิเกรทสัญญาณอินพุทที่ผ่าน R_{20} ผ่าน Q2 ซึ่งเป็นตัวขยายแบบคอลเลคเตอร์ร่วม (common collector) เอาท์พุททางขาอิมิตเตอร์ (Emitter) จึงมีสัญญาณเฟสเดียวกัน และมีความต้านทาน R22 เป็นโหลดของสัญญาณ ต่อมาสัญญาณนี้จะถูกอินทิเกรทผ่าน C18, R21 มีผลทำให้ Q5E cut off ดังนั้นสัญญาณข่าวสารที่เฟสล็อคลูปดีเทคออกมาทางขา 9 จะไม่ถูกลัดสัญญาณด้วย Q5E ทำให้สัญญาณผ่านไปวงจรขยายเสียงและเอาท์พุทออกทางลำโพงได้

๓.๓ ภาคดีมอดดูเลทเตอร์ (Demodulator)

ภาคดีมอดดูเลทเตอร์นี้จะทำหน้าที่เป็นตัวแยกสัญญาณเสียงออกจากแคเรียร์ที่ส่งมาจากเครื่องส่ง อุปกรณ์ที่ใช้ทำหน้าที่นี้คือเฟสล็อคลูป มีลักษณะภายในแสดงตามรูปที่ ๓.๕

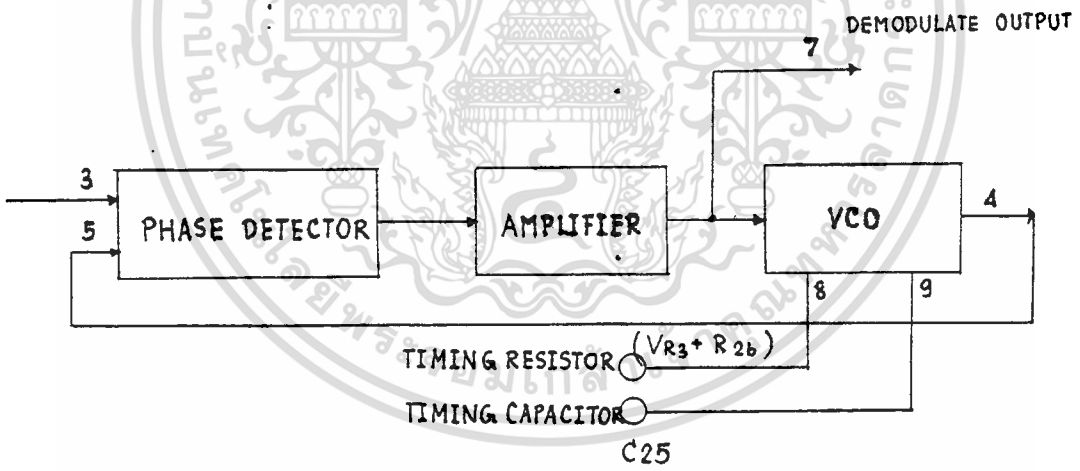


รูปที่ ๓.๕ ลักษณะการจัดขาภายในไอซี LM 565 CN

ไอซี LM 565CN นี้ เป็นเฟสล็อคลูปที่ผลิตขึ้นมาเพื่อใช้งานทั่ว ๆ ไป ตามความประสงค์ของผู้ใช้ ซึ่งมีความเสถียรภาพ และความลิเนียร์ของ VCO สูง เพื่อให้การใช้งานทางการมอดดูเลทแบบเอฟเอ็มมีความเพี้ยนต่ำ ๆ ภายในยังมีวงจรดีเทคเตอร์ที่สมดุลย์ จึงทำให้การขับสัญญาณเป็นไปได้ดี ความถี่ VCO ภายใน จะสามารถปรับค่าได้ด้วยค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และคาปาซิเตอร์ที่นำมาต่อภายนอก และช่วงของการจูนสามารถทำได้ถึง ๑๐ : ๑ ในขณะที่ค่าคาปาซิเตอร์คงที่ คุณลักษณะของแบนด์วิดของระบบเมื่อลูปปิด ความเร็วในการตอบสนองช่วงการจับสัญญาณ (capture) และช่วงการลอค (pull in range) สามารถปรับได้ช่วงที่กว้างมากด้วยความต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่นำมาต่อภายนอก ลูปของมันเราอาจใช้ตัวหารความถี่แบบดิจิตอลใส่เข้าไประหว่าง VCO และเฟสดีเทคเตอร์ (Phase detecton) เพื่อใช้งานให้เป็นตัวคูณความถี่ได้ ช่วงการทำงานของมันอยู่ในช่วง 0°c ถึง 70°c ขนาดแรงดันที่ใช้กับเฟสล็อคลูปนี้จะใช้ขนาดแรงดัน ± 12 V ขนาดสัญญาณอินพุทไม่เกิน 2 Vp-p จากวงจรของเครื่องรับตามรูปที่ ๒๐ จะเห็นว่าสัญญาณจะเข้ามาทางขา ๓ ของเฟสล็อคลูปในขณะที่อินพุทขา ๒ จะทำหน้าที่เสมือนต่อกับกราวด์โดยผ่าน R24 เนื่องจากเอาท์พุทจากลิมิตเตอร์มีสัญญาณออกมาขั้วเดียว ขนาดแรงดันที่ไบอัสให้กับเฟสล็อคลูปจะใช้ 12 V การทำงานภายในแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ ๓.๖



รูปที่ ๓.๖ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเฟสล็อคลูปในเครื่องรับ

การทำงานของเฟสล็อคลูปในรูปที่ ๓.๖ เมื่อสัญญาณมอดดูเลทเข้ามาทางขา ๓ ของวงจรเปรียบเทียบเฟส ถ้าสัญญาณที่เข้ามานั้นมีเฟสไม่ตรงกันกับเอาท์พุทของ VCO ที่ป้อนกลับเข้ามาจะทำให้เกิดสัญญาณ error ออกไปทางเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟส ขนาดของสัญญาณ error นี้ ขึ้นอยู่กับความต่างเฟสทางอินพุทที่เปรียบเทียบกัน สัญญาณ error นี้จะได้รับการขยายกำลังขึ้นโดยวงจรขยาย ซึ่งเอาท์พุทที่ออกจากวงจรขยายนี้ก็คือสัญญาณเสียงที่ดีมอดดูเลทแล้วนั่นเอง ซึ่งต่อเอาท์พุทมาทางขา ๗ ของเฟสล็อคลูป ส่วนเอาท์พุทจากวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายส่วนหนึ่งจะต่อไปควบคุม ซึ่งเป็นวงจรสร้างออสซิลเลเตอร์ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์นี้สามารถควบคุมโดยแรงดันจากวงจรขยาย นอกจากนี้ ความต้านทาน VR3 และคาปาซิเตอร์ C25 ยังสามารถกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้อีกด้วย

เมื่อสัญญาณ error ได้รับการขยายจากวงจรขยาย ทำให้แรงดันที่ควบคุมทางอินพุทของ VCO มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นความถี่ออสซิลเลเตอร์ทางเอาท์พุทที่ขา ๔ เกิดการเปลี่ยนแปลงด้วย และป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุทอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งความถี่จาก VCO นี้ จะพยายามล็อกเข้ากับสัญญาณมอดดูเลทอินพุทที่ขา ๓ ซึ่งช่วงการล็อคนั้นเราสามารถควบคุมได้โดยการปรับ VR3 หรือ C25 ซึ่งในเครื่องรับนี้ ค่า VR3 และ C25 จะปรับให้เอาท์พุทของ VCO มีความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ 250 KHz เท่ากับความถี่ของสัญญาณข่าวสาร จะทำให้เฟสล็อคลูปสามารถล็อคกับสัญญาณข่าวสารได้ แต่อย่างไรก็ดีสัญญาณ error จากการเปรียบเทียบย่อมจะไม่เท่ากับศูนย์ และสัญญาณข่าวสารที่อินพุททางขา ๓ นั้น เป็นแบบเอฟเอ็มมีการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ ตามขนาดสัญญาณเสียงที่มอดดูเลทดังนั้นขนาด error จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่สัญญาณ error นี้ ก็คือสัญญาณเสียงที่ดีมอดดูเลทออกมาจากสัญญาณข่าวสารแล้วนั่นเอง แต่ขนาดของสัญญาณยังต่ำจึงได้รับการขยายจากวงจรขยายอีกทีหนึ่งจึงเอาท์พุทไปทางขา ๗ ความถี่ออสซิลเลเตอร์ของ VCO ในเฟสล็อคลูป หาได้จากสูตร

$$f_0 = \frac{1}{3.7\,(VR3 + R26) \times C25} \qquad (3.7)$$

ช่วงของการล็อค (Hold in range) เราสามารถหาได้จากสูตร

$$f_H = \pm \frac{8 f_0}{Vc} \qquad (3.8)$$

เมื่อ f_0 ความถี่อิสระของออสซิลเลเตอร์ (Free running frequency)

f_H ช่วงความถี่ที่ล็อค (Hold in range)

Vc แรงดันที่จ่ายไบอัสให้แก่วงจร

สำหรับความถี่ออสซิลเลเตอร์ f_0 นั้น เมื่อเราปรับ VR3 = 2.6 K จะได้ความถี่ f_0 = 250 KHz จึงคำนวณจากสูตรที่ ๑๔ จะได้

$$f_0 = \frac{1}{3.7 \times (2.6K + 1k) \times 300 \times 10^{-12}}$$

$$= 250 \text{ KHz}$$

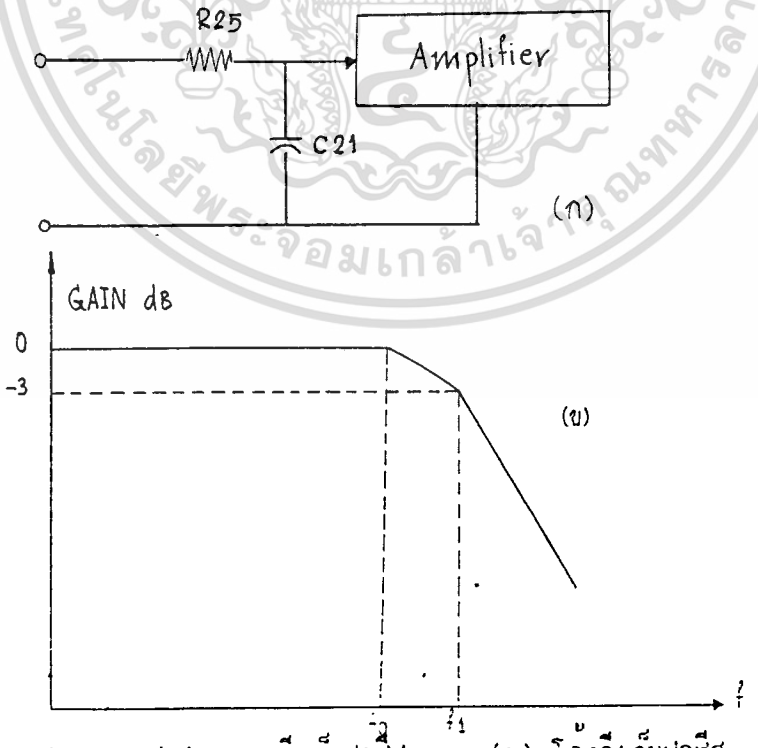
สำหรับช่วงการล็อค ± 50 KHz จากการทดลองได้ช่วงของการล็อคประมาณ ± 50 KHz ซึ่งถ้าหาจากสูตรที่ ๓.๘ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_{c_o}} = \pm \frac{8 \times 250\,K}{12} = \pm 166.66 \text{ KHz}$$

ซึ่งค่าที่วัดได้กับการคำนวณได้แตกต่างกันมาก เนื่องจากระบบแรงดันไบอัสของเฟสล็อคลูปปกติเท่ากับ ±12 V แต่ในเครื่องรับจะใช้แรงดันเฉพาะ +12 V เท่านั้น ดังนั้นช่วงการล็อคจะได้จากการคำนวณเท่ากับ ± 166.66/2 = ± 83.3 KHz ซึ่งมีค่าแตกต่างไปจากการทดลองเท่ากับ 33.3 KHz เนื่องจากเราเพิ่ม C22 เข้ากับวงจรซึ่งทำให้ช่วงการล็อคเปลี่ยนแปลงไป

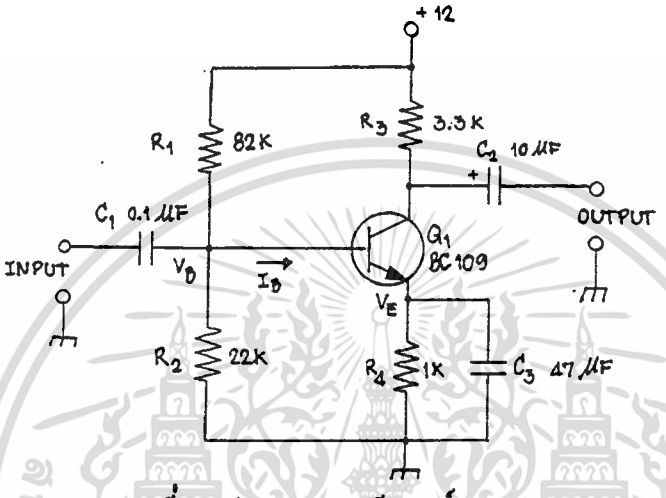
สัญญาณเสียงที่ดีเทคจากเฟสล็อคลูปจะผ่านภาคขยายเสียงต่อไป แต่ก่อนที่จะเข้าภาคขยายเสียงจะถูกลดขนาดของสัญญาณลงโดย C21 ซึ่งทำหน้าที่เป็นดีเอ็มฟาซีส ซึ่งในตอนแรกก็ได้กล่าวถึงวงจรพรีเอ็มฟาซีสในเครื่องส่งมาแล้ว ซึ่งคุณสมบัติของพรีฟาซีสแสดงตามรูปที่ ๒.๓ วงจรดีเอ็มฟาซีสจะทำงานกลับกันกับพรีเอ็มฟาซีสซึ่งเป็นเสมือนอิมเมจ (Image) คือมันจะลดขนาดของสัญญาณลงต่อความถี่ที่เพิ่มขึ้น ทำให้ระดับเสียงมีความสมดุลย์เหมือนเดิม ในขณะที่สัญญาณรบกวนยังมีค่าคงเดิม วงจรดีเอ็มฟาซีสและโค้งดีเอ็มฟาซีสแสดงตามรูปที่ ๓.๑ (ก) และ (ข)



รูป ๓.๑ (ก) วงจรดีเอ็มฟาซีส และ (ข) โค้งดีเอ็มฟาซีส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๓.๔ภาคปรีแอมป์และหลักการออกแบบวงจร



รูปที่ ๓.๔ วงจรภาคปรีแอมป์

เมื่อภาคดีเทคเตอร์ (DETECTOR) แยกความถี่ที่ต้องการออกจากความถี่ของคลื่นพาหะได้แล้วแต่สัญญาณที่ได้จะมีกำลังต่ำ ดังนั้นจึงต้องทำการขยายโดยภาคปรีแอมป์ก่อนที่จะส่งให้ภาคเพาว์เวอร์แอมป์ขยายออกสู่ลำโพง

การทำงานของภาคปรีแอมป์ ความต้านทาน R_1, R_2 และ R_4 ทำหน้าที่จัดไบอัสให้เสถียรภาพแก่วงจร ซึ่งถ้าไบอัสไม่เหมาะสมสัญญาณเอาร์พุทที่ได้จะเกิดการเพี้ยน (DISTORTION) หรือเกิดการถูกชลิบยอดของสัญญาณ ส่วน R_3 นั้นต่อไว้เพื่อจัดแรงดันออกไปใช้งาน C_1 และ C_2 เป็นตัวเก็บประจุต่อกั้นกระแสไฟตรงไม่ให้เข้าและออกจากวงจรนี้ C_3 นั้นต่อไว้เพื่อเพิ่มอัตราการขยายของวงจร โดยรวมกระแสที่ไหลในวงจรทางด้านคอลเลคเตอร์จะเท่ากับกระแสที่ไหลในอีมิเตอร์ด้วย ส่วนแรงดันคอลเลคเตอร์จะต้องพยายามไบอัสเอาไว้ให้ได้แรงดันประมาณครึ่งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ V_{CC} ซึ่งเราสามารถออกแบบได้ดังนี้

แรงดันไบอัสที่ขาเบส $V_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$

$= \frac{22\,K}{82K + 22K} \cdot 12$

$= 2.5\ V$

หาแรงดันที่ขาอีมิเตอร์ $V_E = V_b - V_{BE}$

$= 2.5 - 0.7$

$= 1.8\ V$

จะได้กระแสไหลในอีมิเตอร์ $I_E = \frac{V_E}{R_4}$

$= \frac{1.8}{1K}$

$= 1.8\ mA$

ซึ่งค่าของกระแส $I_E \approx I_C$

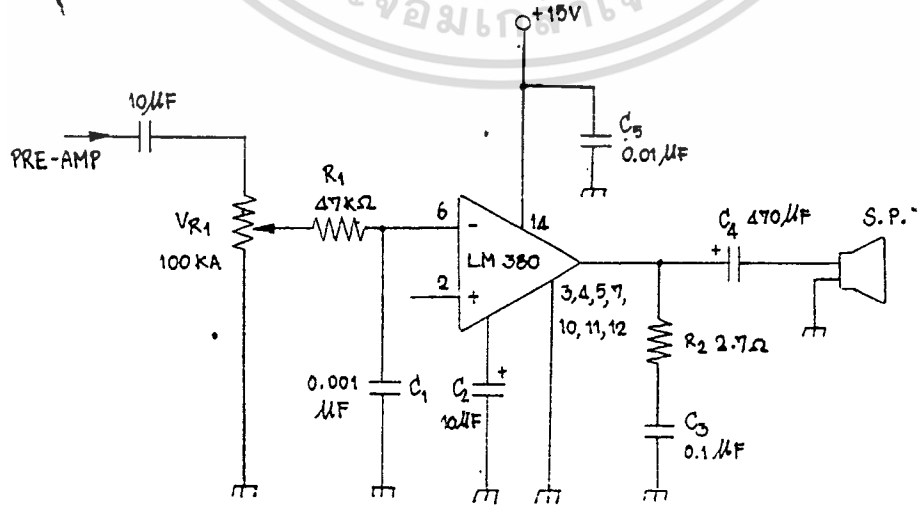
ส่วนการหาแรงดันที่คอลเลคเตอร์ (V_C) หรือแรงดันเอาท์พุทในขณะที่ไม่มีสัญญาณจะประมาณครึ่งหนึ่งของ V_{CC} หรือแรงจ่าย เพื่อว่าเวลามีสัญญาณอินพุทเข้ามาเอาท์พุทจะได้สวิงทั้งทางบวกและลบได้เต็มที่โดยไม่เกิดการขลิบยอด

ดังนั้น $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ ซึ่ง $I_C \approx I_E$

$= 12 - (1.8\ mA \times 3.3\ K)$

$= 6.06\ V.$

๓. ภาคขยายสัญญาณเสียง (POWER AUDIO AMPLIFIER)



เมื่อได้รับสัญญาณที่คัปปลิ้งผ่าน C 10 μF จากภาคปรีแอมป์ VR_1 จะทำหน้าที่ปรับขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสัญญาณตามต้องการ ส่วน R_1 และ C_1 ต่อเป็น LOW PASS FILTER โดยมีคัทออฟของความถี่ที่ ๒๐ KHz ป้อนเข้าขา ๖ ของ LM ๓๘๐ ซึ่งเป็นแบบ INVERTING AMP ทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นก่อนที่จะป้อนสู่ลำโพง ส่วน C_2 ที่ขา ๑ นั้น เป็น C BYPASS ส่วน R_2 และ C_3 นั้นเป็นตัวป้องกันการออสซิเลทเมื่อโหลดดึงกระแสมาก ๆ

อัตราขยายในตัว IC LM 380 เท่ากับ 50 เท่า และกำลังขับสัญญาณทางเอาท์พุท 2.5 W ที่โหลด 8 Ω เราจะหาอัตราการขยายเป็น dB ได้เท่ากับ

$$dB = 20 \log Av$$

$$= 20 \log 50$$

$$= 33.97 \approx 34 \text{ dB}$$

$$P = I^2R$$

$$I = \sqrt{P/R}$$

แรงดันทางเอาท์พุท $V_o = IR = 8\sqrt{P/R}$

ขนาดแรงดันอินพุท $V_i = \frac{V_o}{50} = \frac{8\sqrt{P/R}}{50}$

$$= \frac{8}{50} \times \sqrt{\frac{2.5}{8}}$$

$$= 0.0894 \text{ V}$$

$$= 89.4 \text{ mV.}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

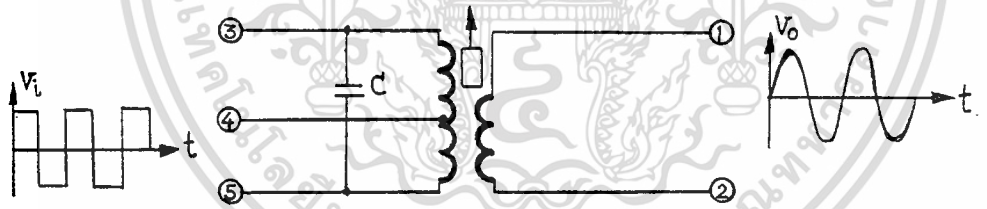
บทที่ 4

ปัญหา การปรับปรุง และการทดลอง

4.1 หม้อแปลงไอ เอฟที่ใช้มีจำนวนของขดลวดไม่เท่ากันทำให้ความถี่เรโซแนนซ์แตกต่างกันไปซึ่งความถี่ที่ใช้ส่งผ่านสายไฟฟ้า ความถี่ที่ใช้ประมาณ 100 ถึง 300 กิโลเฮริ์ตแต่ความถี่ที่ใช้ในการทดลองนี้เราเลือกใช้ความถี่ที่ 250 กิโลเฮริ์ตเพราะถ้าความถี่สูงเกินไปทำให้เกิดความสูญเสียภายในสายแบนด์วิดกว้างจากการทดลองและทฤษฎีในบทที่ 3 ดังสมการที่ 3.8

ในการทดลองนี้เราเลือกใช้หม้อแปลงไอ เอฟสีดำ เบอร์ YMC 14602 ของ Toko ซึ่งมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่เราเลือกใช้ในงานนี้ (YMC14602 มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 455 กิโลเฮริ์ต)

ดังนั้นถ้าต้องการให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปเราสามารถได้ทั้งค่า Inductance หรือ Capacitor อย่างใดอย่างหนึ่งโดยคำนวณได้จากสูตรวงจรจูนในบทที่ 2 แต่ในการทดลองเราใช้วิธีการเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์โดยมีหลักการดังนี้



ขั้นแรก ป้อนสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด 1 Vppที่ความถี่ 100Khz ถึง 400Khz จาก Signal Gen เข้าที่ขา 4และขา 5 ของหม้อแปลงไอ เอฟ

ขั้นที่สอง ใช้สโคปจับสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 1และขา 2ของ ไอ เอฟ ตัวนั้น โดยสังเกตุดูรูปสัญญาณเอาท์พุทที่ปรากฏที่จอสโคป จากการเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณอินพุทที่ป้อน ตั้งแต่ 100 Khz - 400 Khzโดยดูลักษณะของสัญญาณที่จอสโคป ถ้าความไหนเรโซแนนซ์จะให้แรงดันสูงสุดและได้รูปสัญญาณซายน์ที่ความถี่นั้นออกมา ดังหลักการทางคณิตศาสตร์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นถ้าเราเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์และทำตามวิธีนี้ เลือกหาค่าคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสม ตามความถี่ที่เราเลือกใช้ในการส่ง

จากการทดลองค่าคาปาซิเตอร์ที่เปลี่ยนเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการโดยที่ความเหนี่ยวนำมีค่าคงที่แล้ว ค่าคาปาซิเตอร์ที่ได้จากการทดลองและจากการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกัน

4.2 ที่ภาครับเมื่อสัญญาณที่จูนเข้ามามีความแรงเกินไปหรือมีสัญญาณอิมพลัส์สูงๆเข้ามา จากการทดลองทำให้ทรานซิเตอร์ Q7A,Q7B ใน IC # 3046 ขาด(เปิดวงจรระหว่างขา B กับขา E) เนื่องจากได้รับรีเวอร์ไบอัส ดังนั้นจึงได้นำวงจรชลิบขนาดของสัญญาณมาต่อที่ขาเบสของทรานซิเตอร์ Q7A (ที่ขา 2ของ IC #3046) ดังรูป ทำให้ทรานซิเตอร์ Q7A ไม่เป็นอันตราย

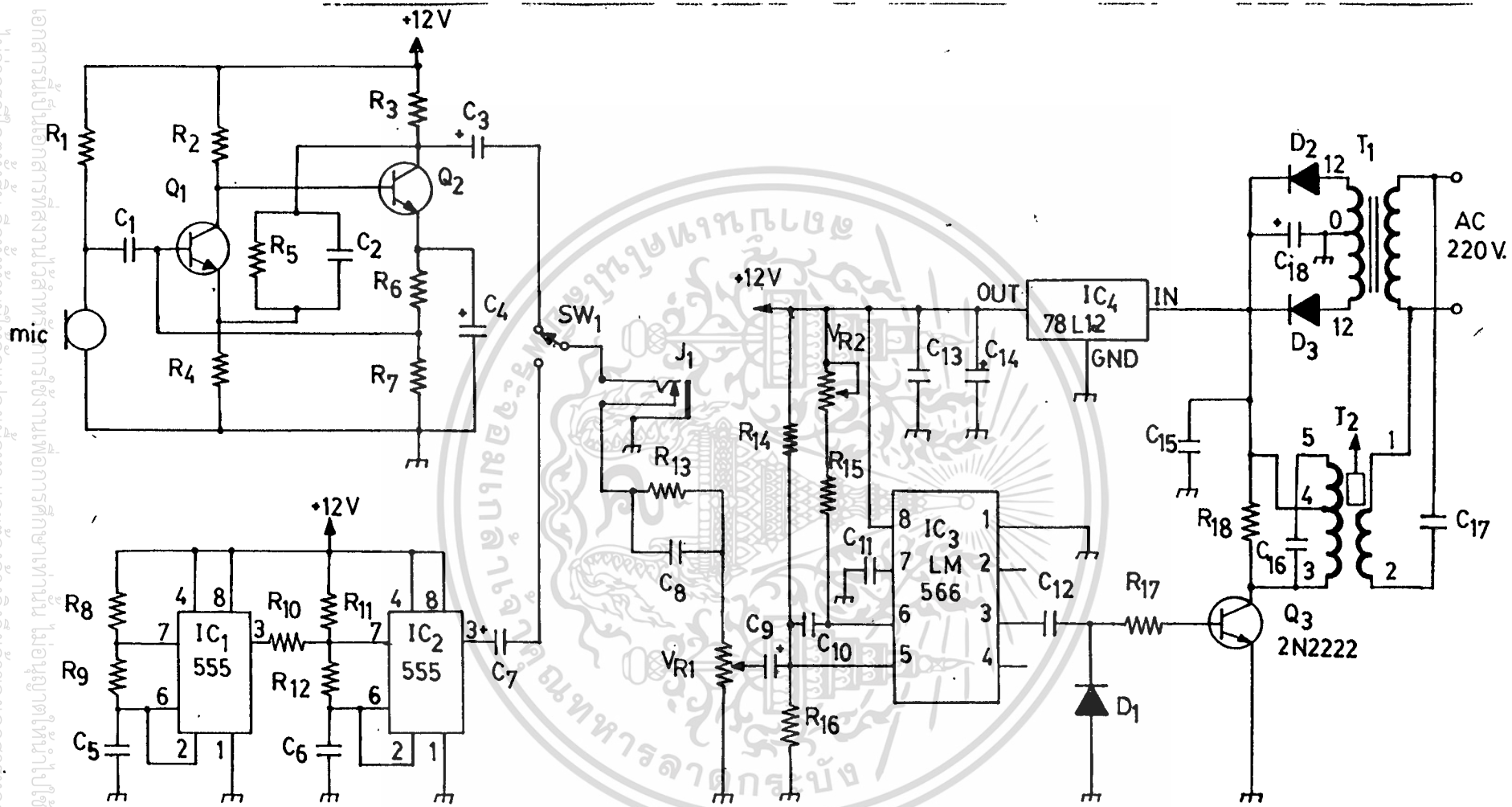
4.3 เนื่องจากสัญญาณที่ดีเทคออกมาที่ขา 7ของ LM 565 มีขนาดสัญญาณอ่อน จึงทำการเพิ่มภาคปรีแอมป์เพื่อขยายสัญญาณให้เหมาะสมกับแรงดันอินพุทของภาคเพาเวอร์แอมป์จากผลการคำนวณในหัวข้อภาคขยายสัญญาณเสียง

4.4 เนื่องจาก IC# LM 380 ร้อนมากเพราะมีความถี่สูงผ่านเข้าไปจึงทำให้เกิดการออสซิเลทขึ้น ดังนั้นจึงทำการฟิลเตอร์ความถี่สูงนั้นออกไป โดยกำหนดความถี่คัทออฟได้จากสูตร

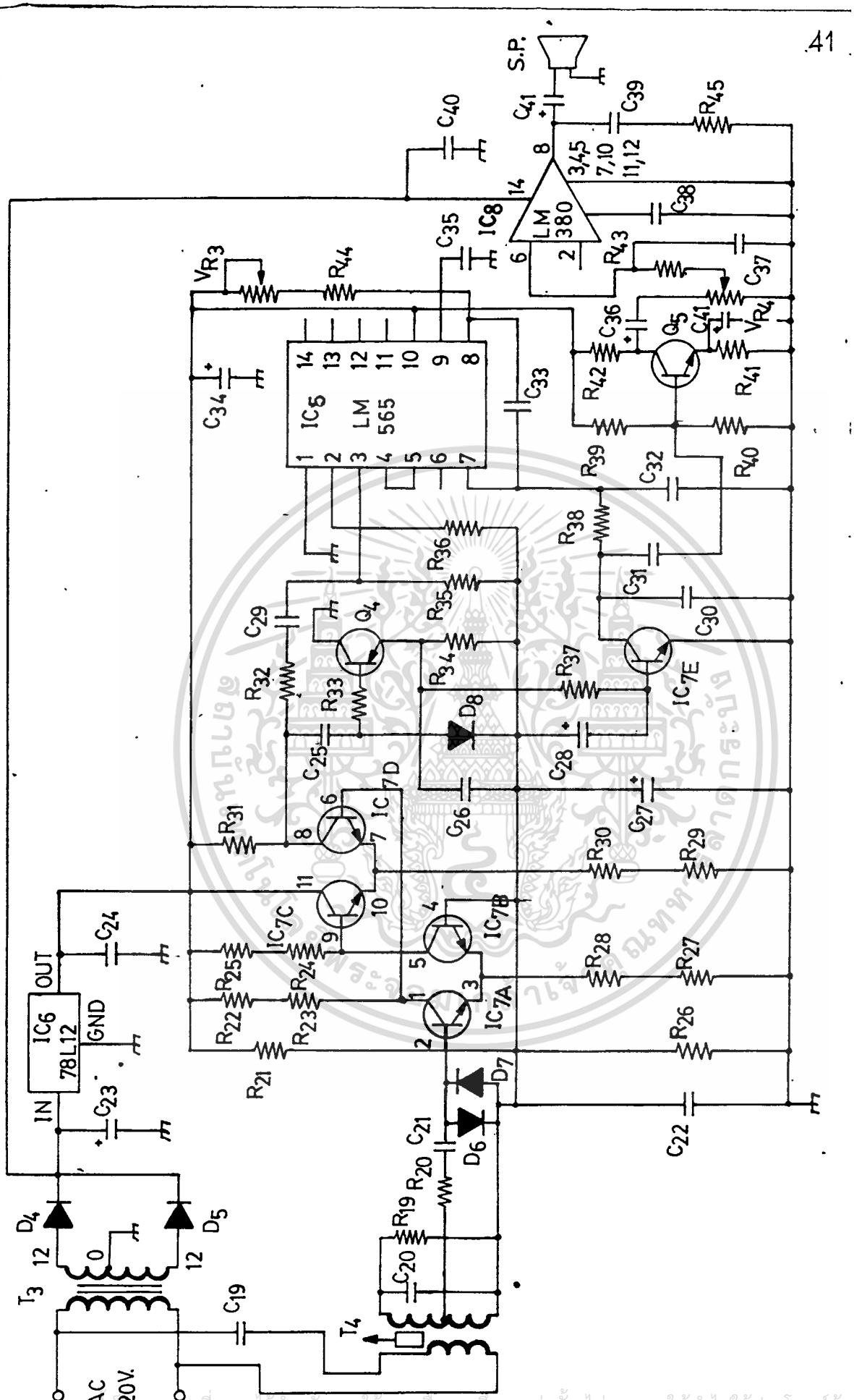
$$Fc = \frac{1}{6.28 * R43 * C37}$$

จึงทำให้ความถี่สูงถูกขยายพาสลงกราวนด์หมดทำให้ IC LM 380 หรือเพาเวอร์แอมป์ไม่เกิดการออสซิเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

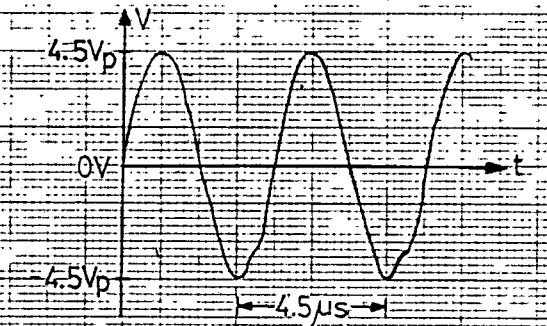


รูปวงจรเครื่องส่งที่สมบูรณ์แล้ว

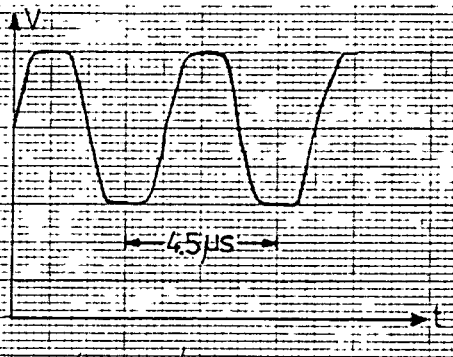


รูปวงจรเครื่องรับที่สมบูรณ์แล้ว

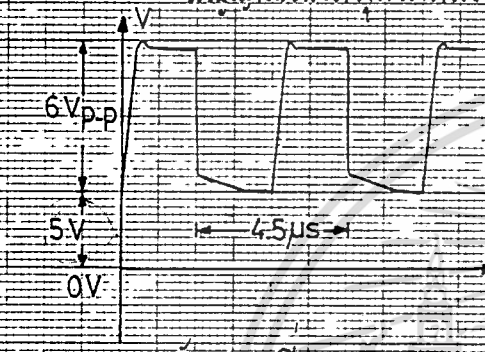
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



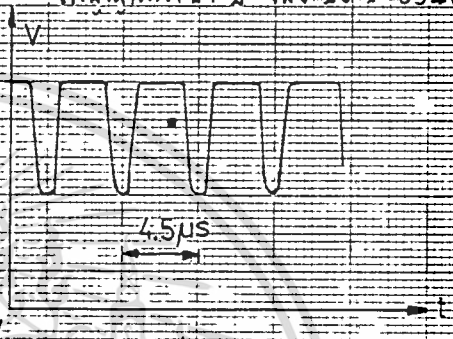
สัญญาณเอาท์พุทจากลง



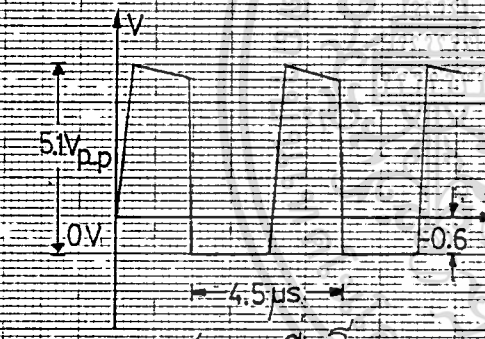
สัญญาณที่ขา 2 ของ IC #3346



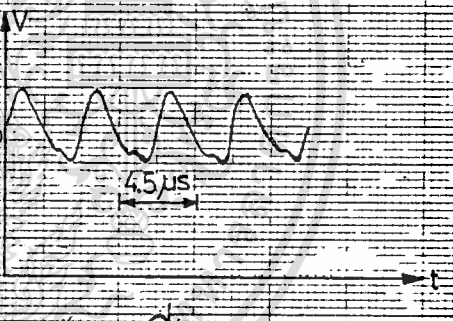
สัญญาณที่ขา 3 ของ IC LM 566



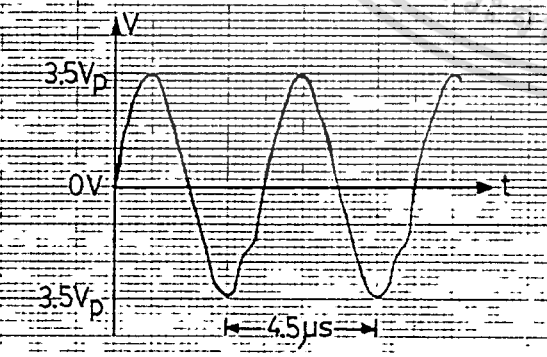
สัญญาณที่ขา 1 ของ IC #3346



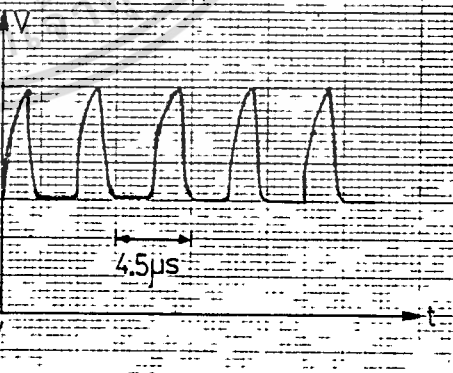
สัญญาณที่คาโทด D1



สัญญาณที่ขา 3 ของ IC #3346

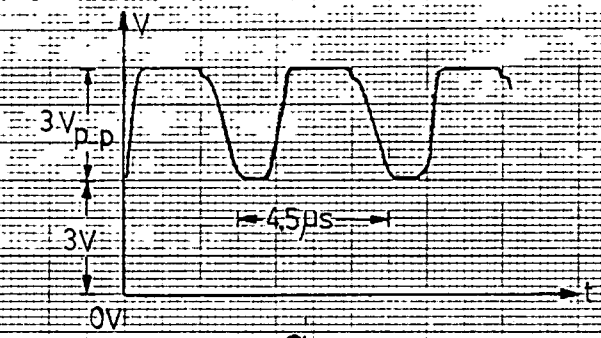


สัญญาณที่คาลม C 20



สัญญาณที่ขา 5 ของ IC #3346

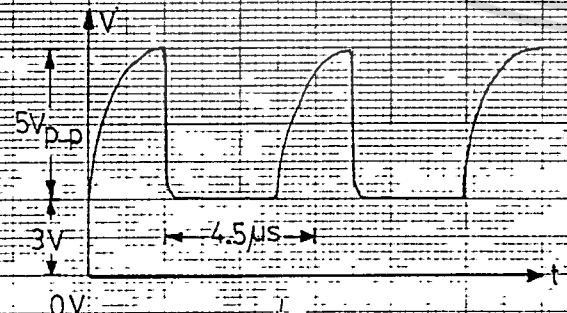
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัญญาณที่ขา 6 เบส IC #3346

สัญญาณที่ขา 7 เบส IC #3346

สัญญาณที่ขา 8 เบส IC #3346



สัญญาณที่ขา 9 เบส IC #3346

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น และห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.ต.ท.(RESISTOR)

R1,R14,R40	22k
R2	68k
R3	2.2k
R4,R20,R37,R41,R44	1k
R5,R38	33k
R6	560
R7	330
R8,R10	100k
R9	560k
R11,R23,R24	4.7k
R12,R13,R33	10k
R15,R42	3.3k
R16	150k
R17	5.1k
R18	330 1/2W
R19,R32	3.9k
R21	1.2k
R22,R25,R28	1.5k
R26	820
R27	100
R29,R30	180
R31	510
R34	1.8k
R35,R36	620
R39	82k
R43	47k
R45	2.7

ความต้านทานปรับค่าได้ (VARIABLE RESISTOR)

VR1 LINEAR	10k
VR2,VR3	20k
VR4 VOLUME	100kA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คาปาซิเตอร์ (CAPACITOR)

C1,C5,C25,C26,C31,C39	0.1 F
C2,C11	150PF
C3,C14,C36,C38	10 F/16V
C4,C27,C34,C41	47 F
C6	0.047 F
C7	5 F
C8,C10,C16,C20,C29,C33	0.001 F
C9,C28	2.2 F/16V
C12,C32	0.002 F
C13,C15,C21,C22,C24,C40	0.01 F
C17,C19	0.047 F/250V
C18,C23	2200 F/25V
C30	100PF
C35	300PF
C37	0.005 F

ไดโอด (DIODE)

D1,D6,D7,D8	1N4148
D2,D3,D4,D5	1N4001

ทรานซิเตอร์ (TRANSISTOR)

Q1,Q2,Q5	BC109
Q3	2N2222
Q4	2N4248

ลิเนียรโอ ซี (LINEAR INTEGRATED CIRCUIT)

IC1,IC2	LM555
IC3	LM566
IC4,IC6	78L12
IC5	LM565
IC7	MC3346
IC8	LM380

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุป

จากการที่ได้ทำการทดลองมาแล้ว จะเห็นว่าระบบรีโมทสปีคเกอร์ใช้ในการพูดติดต่อกันได้ดี ความสามารถของระบบต่อระยะทางที่ติดต่อนั้นขึ้นอยู่กับวงจรจูนที่เราออกแบบ แต่อย่างไรก็ดีวงจรจูนก็ยังมีข้อจำกัดคือจำนวนรอบเราไม่สามารถเพิ่มมากจนเกินไปได้เนื่องจากพันอยู่บนแกนเฟอร์ไรที่มีเนื้อที่จำกัด ส่วนแหล่งจ่ายไฟใช้ขนาด 12 โวลต์เอ ซี ทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง นอกจากอุปกรณ์บางชนิดต้องการแรงดันที่คงที่มาก จึงต้องใช้เรกกูเลเตอร์เพื่อฟิลเตอร์อีกเพื่อให้ได้แรงดันที่คงที่ 12 โวลต์ ดี ซี สำหรับระบบขยายเสียงในเครื่องรับจำเป็นต้องใช้ฮีส ซิ้ง เพื่อระบายความร้อนเพื่อป้องกันการเสียหายเนื่องจากความร้อนสูงเกินไป กำลังเอาว์พุทที่ออกทางลำโพงจะมีค่าเท่ากับ 2.5 วัตต์ ซึ่งความดังของเสียงเพียงพอต่อการรับฟัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

Audio, Radio and TV Circuits

LM380 audio power amplifier general description

The LM380 is a power audio amplifier for consumer application. In order to hold system cost to a minimum, gain is internally fixed at 34 dB. A unique input stage allows inputs to be ground referenced. The output is automatically self entering to one half the supply voltage.

The output is short circuit proof with internal thermal limiting. The package outline is standard dual-in-line. A copper lead frame is used with the center three pins on either side comprising a heat sink. This makes the device easy to use in standard p-c layout.

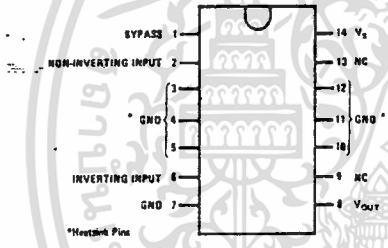
Uses include simple phonograph amplifiers, intercoms, line drivers, teaching machine outputs, alarms, ultrasonic drivers, TV sound systems, AM-FM radio, small servo drivers, power converters, etc.

A selected part for more power on higher supply voltages is available as the LM384. For more information see AN-69.

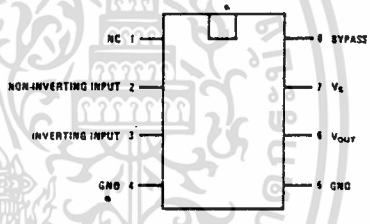
features

- Wide supply voltage range
- Low quiescent power drain
- Voltage gain fixed at 50
- High peak current capability
- Input referenced to GND
- High input impedance
- Low distortion
- Quiescent output voltage is at one-half of the supply voltage
- Standard dual-in-line package

connection diagrams (Dual-In-Line Packages, Top View)



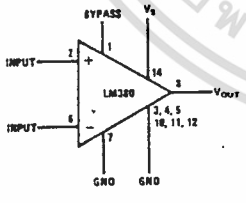
Order Number LM380N
See NS Package N14A



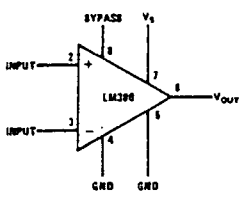
Order Number LM380N-8
See NS Package N08B

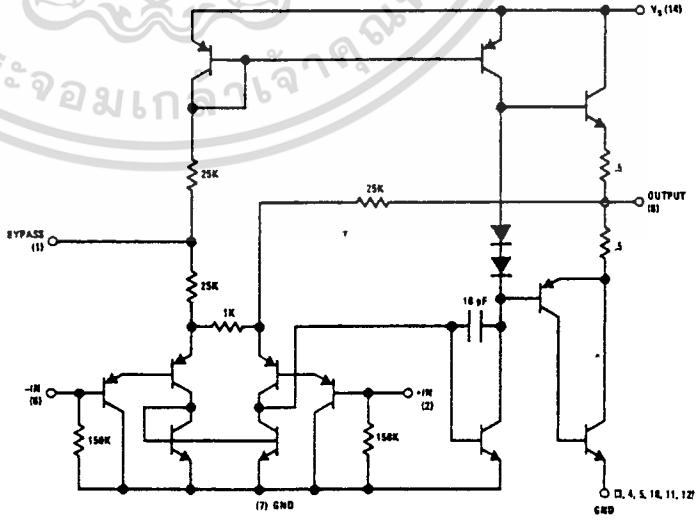
block and schematic diagrams

LM380N



LM380N-8





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Supply Voltage	22V
Peak Current	1.3A
Package Dissipation 14-Pin DIP (Notes 6 and 7)	10W
Input Voltage	±0.5V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	+300°C

electrical characteristics (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Power	$P_{OUT(RMS)}$	(Notes 3, 4) $R_L = 8\Omega$, THD = 3%	2.5			W
Gain	A_V		40	50	60	V/V
Output Voltage Swing	V_{OUT}	$R_L = 8\Omega$		14		V_{p-p}
Input Resistance	Z_{IN}			150k		Ω
Total Harmonic Distortion	THD	(Note 4, 5)		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	(Note 2)		38		dB
Supply Voltage	V_S		8		22	V
Bandwidth	BW	$P_{OUT} = 2W$, $R_L = 8\Omega$		100k		Hz
Quiescent Supply Current	I_Q			7	25	mA
Quiescent Output Voltage	V_{OUTQ}		8	9.0	10	V
Bias Current	I_{BIAS}	Inputs Floating		100		nA
Short Circuit Current	I_{SC}			1.3		A

Note 1: $V_S = 18V$ and $T_A = 25°C$ unless otherwise specified.

Note 2: Rejection ratio referred to the output with $C_{BYPASS} = 5\ \mu F$.

Note 3: With device Pins 3, 4, 5, 10, 11, 12 soldered into a 1/16" epoxy glass board with 2 ounce copper foil with a minimum surface of 6 square inches.

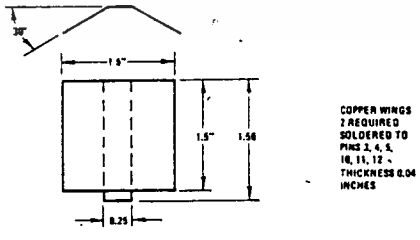
Note 4: If oscillation exists under some load conditions, add 2.7Ω and 0.1 μfd series network from Pin 8 to Gnd.

Note 5: $C_{BYPASS} = 0.47\ \mu fd$ on Pin 1.

Note 6: The maximum junction temperature of the LM380 is 150°C.

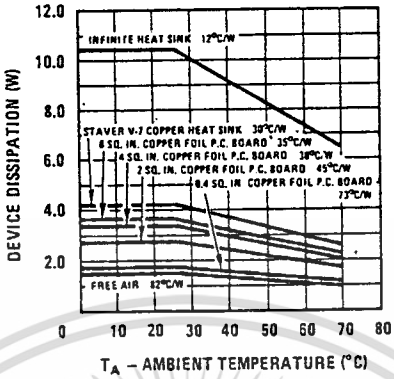
Note 7: The package is to be derated at 12°C/W junction to heat sink pins.

heat sink dimensions

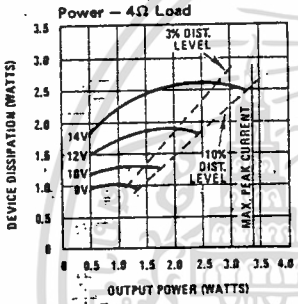


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

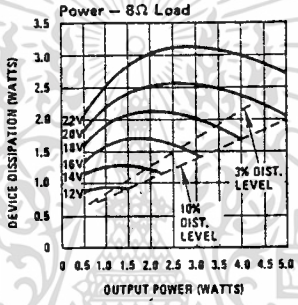
Device Dissipation vs Ambient Temperature



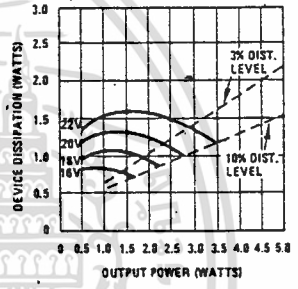
Device Dissipation vs Output Power – 4Ω Load



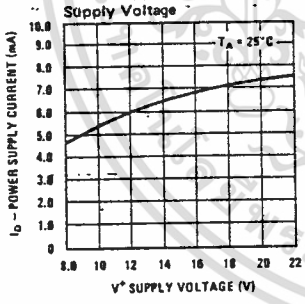
Device Dissipation vs Output Power – 8Ω Load



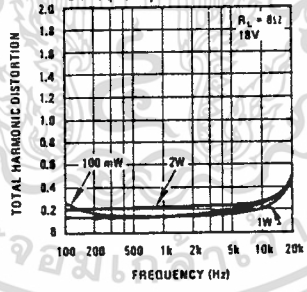
Device Dissipation vs Output Power – 16Ω Load



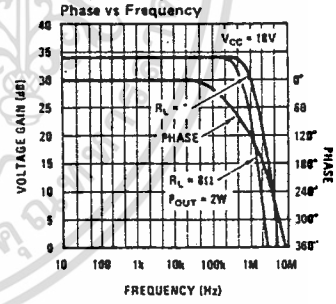
Power Supply Current vs Supply Voltage



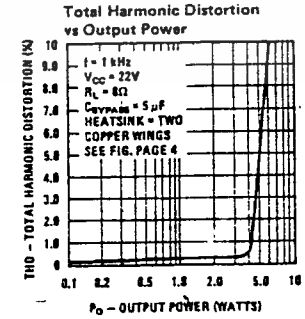
Total Harmonic Distortion vs Frequency



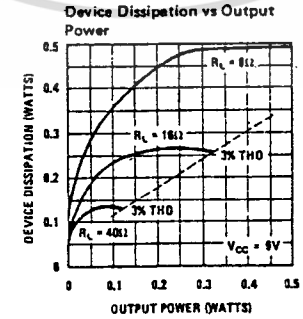
Output Voltage Gain and Phase vs Frequency



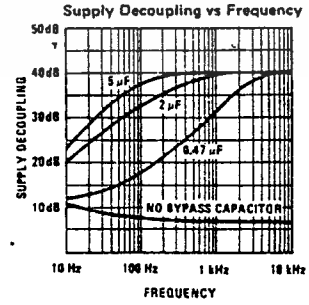
Total Harmonic Distortion vs Output Power



Device Dissipation vs Output Power



Supply Decoupling vs Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

Industrial/Automotive/Functional Blocks/ Telecommunications

LM566/LM566C voltage controlled oscillator

general description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the −55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

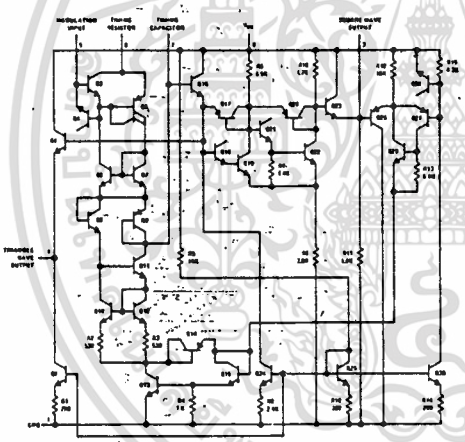
features

- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics
- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

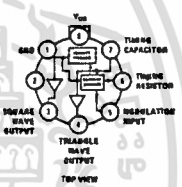
applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

schematic and connection diagrams

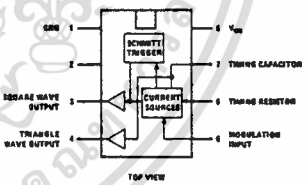


Metal Can Package



Order Number LM566H or LM566CH
See NS Package H08C

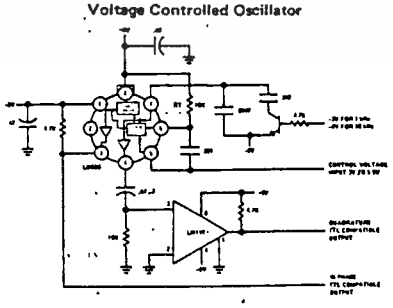
Dual-In-Line Package



Order Number LM566CN
See NS Package N08B

typical application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



applications information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_5)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$2K < R_1 < 20K$

and V_5 is voltage between pin 5 and pin 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Power Supply Voltage		26V
Power Dissipation (Note 1)		300 mW
Operating Temperature Range	LM566	−55°C to +125°C
	LM566C	0°C to 70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

electrical characteristics V_{CC} = 12V, T_A = 25°C, AC Test Circuit

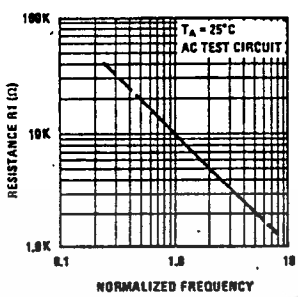
PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Maximum Operating Frequency	R0 = 2k C0 = 2.7 pF		1			1		MHz
Input Voltage Range Pin 5		3/4 V_{CC}		V_{CC}	3/4 V_{CC}		V_{CC}	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			100			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10–20V		0.1	1		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8–10V, f_O = 10 kHz	6.4	6.6	6.8	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	±10% Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate		800	1		500	1		MHz
Sweep Range			10:1			10:1		
Output Impedance								
Pin 3			50			50		Ω
Pin 4			50			50		Ω
Square Wave Output Level	R_{L1} = 10k	5.0	5.4		5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	R_{L2} = 10k	2.0	2.4		2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Triangle Wave Linearity	+1V Segment at 1/2 V_{CC}		0.2	0.75		0.5	1	%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566 is 150°C, while that of the LM566C is 100°C. For operating at elevated junction temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W.

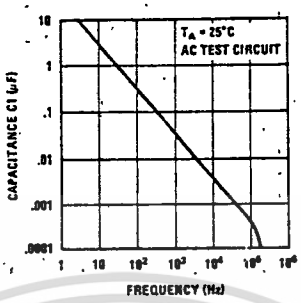
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics

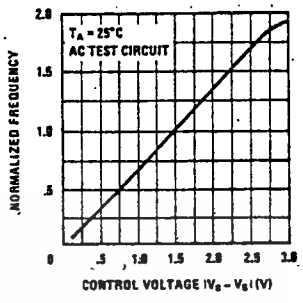
Operating Frequency as a Function of Timing Resistor



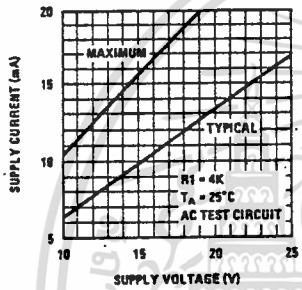
Operating Frequency as a Function of Timing Capacitor



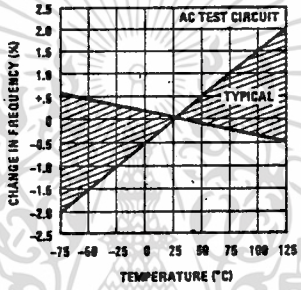
Normalized Frequency as a Function of Control Voltage



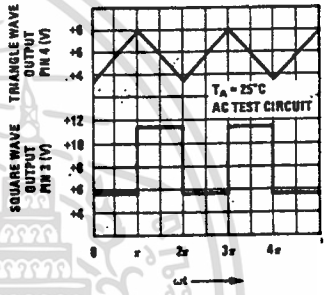
Power Supply Current



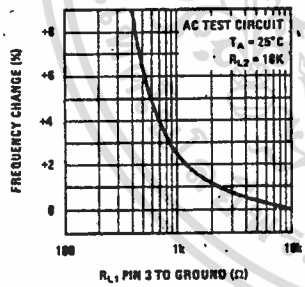
Temperature Stability



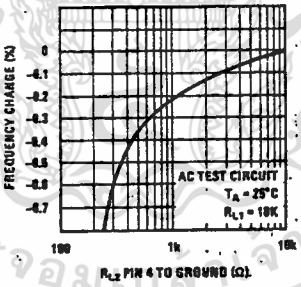
VCO Waveforms



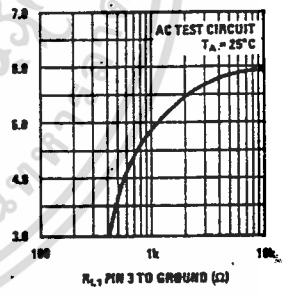
Frequency Stability vs Load Resistance (Square Wave Output)



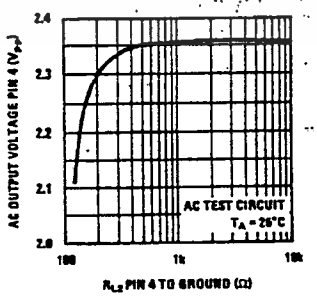
Frequency Stability vs Load Impedance (Triangle Output)



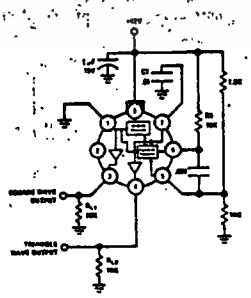
Square Wave Output Characteristics



Triangle Wave Output Characteristics



ac test circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM565/LM565C phase locked loop

general description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the −55°C to +125°C military temperature range. The LM565CH and LM565CN are specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

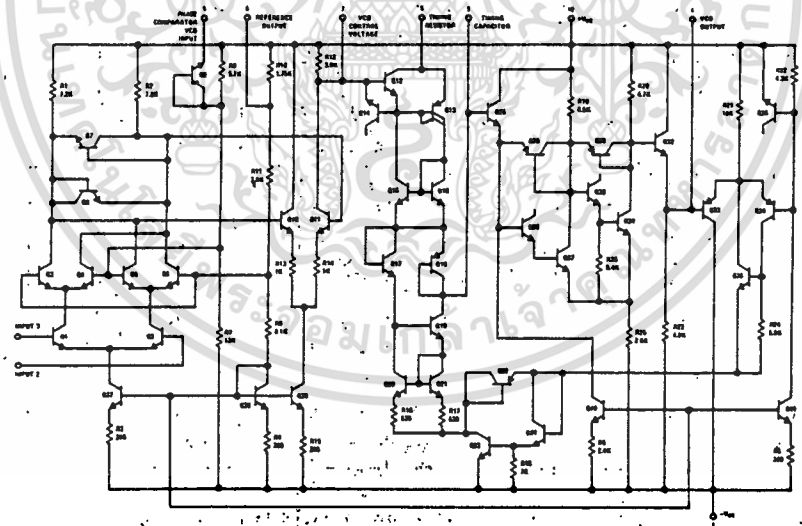
features

- 200 ppm/°C frequency stability of the VCO
- Power supply range of ±5 to ±12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output
- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from ±1% to > ±60%.

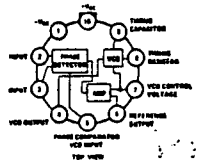
applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators.

schematic and connection diagrams

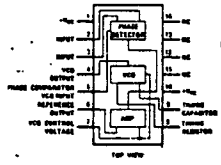


Metal Can Package



Order Number LM565H or LM565CH
See NS Package H10

Dual-In-Line Package



Order Number LM565CN
See NS Package N14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Supply Voltage		±12V
Power Dissipation (Note 1)		300 mW
Differential Input Voltage		±1V
Operating Temperature Range	LM565H	−55°C to +125°C
	LM565CH, LM565CN	0°C to 70°C
Storage Temperature Range		−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

electrical characteristics (AC Test Circuit, $T_A = 25°C$, $V_C = \pm 6V$)

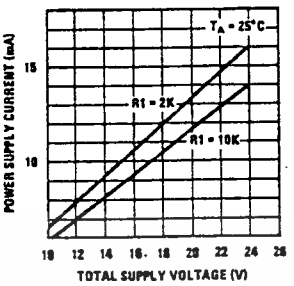
PARAMETER	CONDITIONS	LM565			LM565C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4V < V_2, V_3 < 0V$	7	10			5		kΩ
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7$ pF	300	500		250	500		kHz
Operating Frequency Temperature Coefficient			−100	300		−200	500	ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.01	0.1		0.05	0.2	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V_{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2	0.75		0.5	1	%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		kΩ
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20	100		20		ns
Square Wave Fall Time			50	200		50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10$ kHz	6400	6600	6800	6000	6600	7200	Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	±10% Frequency Deviation	250	300	350	200	300	400	mV_{pp}
Total Harmonic Distortion	±10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		kΩ
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $\lvert V_7 - V_6 \rvert$			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $\lvert V_7 - V_6 \rvert$			500			500		μV/°C
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D:		0.6	.68	0.9	0.55	.68	0.95	V/radian

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 is 150°C, while that of the LM565C and LM565CN is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W.

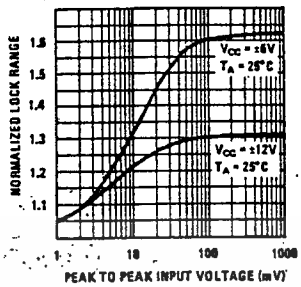
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics

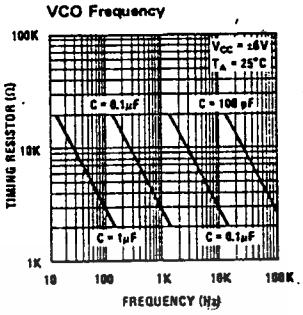
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



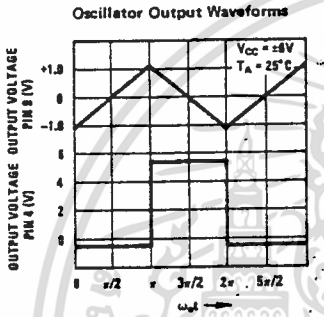
Lock Range as a Function of Input Voltage



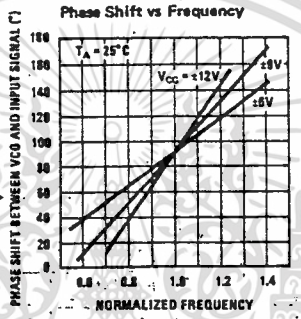
VCO Frequency



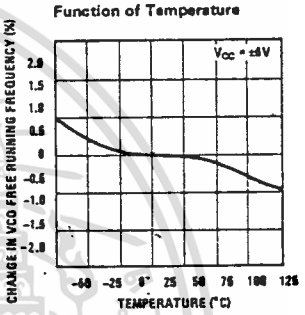
Oscillator Output Waveforms



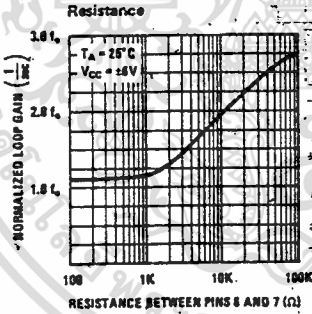
Phase Shift vs Frequency



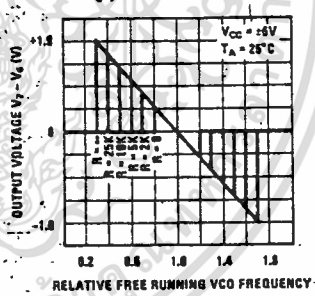
VCO Frequency as a Function of Temperature



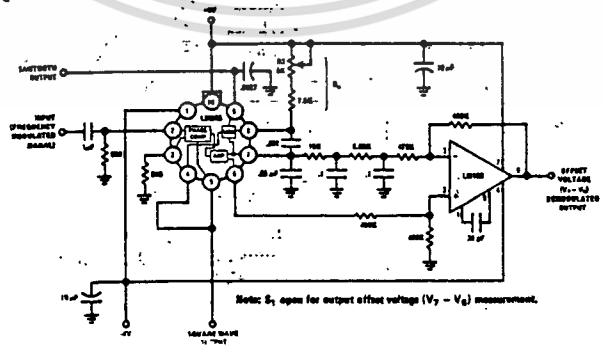
Loop Gain vs Load Resistance



Hold in Range as a Function of R_{6-7}



ac test circuit



Note: S_1 open for output offset voltage ($V_7 - V_6$) measurement.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

applications information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE-RUNNING FREQUENCY

$$f_o \cong \frac{1}{3.7\ R_0 C_0}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient".

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left(\frac{1}{\text{sec}}\right)$$

K_o = oscillator sensitivity $\left(\frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}}\right)$

K_D = phase detector sensitivity $\left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}}\right)$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6\ f_o}{V_c}$$

f_o = VCO frequency in Hz

V_c = total supply voltage to circuit.

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

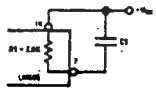
$$f_H = \pm \frac{8\ f_o}{V_c}$$

f_o = free running frequency of VCO

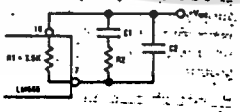
V_c = total supply voltage to the circuit.

THE LOOP FILTER

In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7) this filter may take one of two forms:



Simple Lag Filter



Lag-Lead Filter

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if $1/R_1C_1 < K_oK_d$, the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

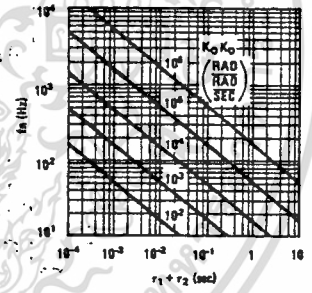
$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2)\,C_1$$

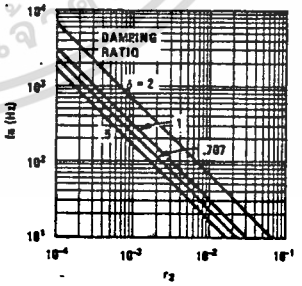
R_2 is selected to produce a desired damping factor δ, usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \simeq \pi \tau_2 f_n$$

These two equations are plotted for convenience.



Filter Time Constant vs Natural Frequency



Damping Time Constant vs Natural Frequency

Capacitor C_2 should be much smaller than C_1 since its function is to provide filtering of carrier. In general $C_2 \leq 0.1\ C_1$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIMER

SE/NE555/SE555C

DESCRIPTION

The 555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA.

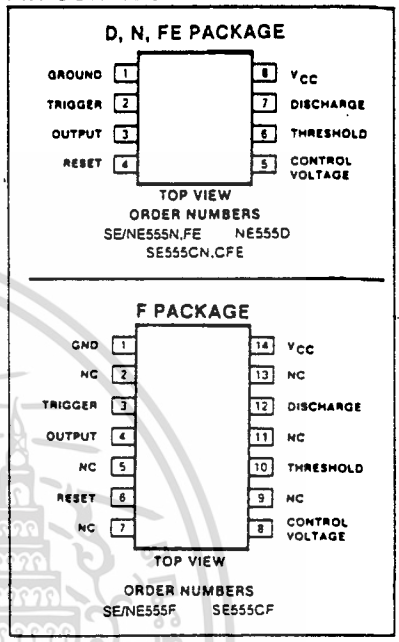
FEATURES

- **Turn off time less than 2μs**
- **Maximum operating frequency greater than 500kHz**
- **Timing from microseconds to hours**
- **Operates in both astable and monostable modes**
- **High output current**
- **Adjustable duty cycle**
- **TTL compatible**
- **Temperature stability of 0.005% per °C**

APPLICATIONS

- **Precision timing**
- **Pulse generation**
- **Sequential timing**
- **Time delay generation**
- **Pulse width modulation**
- **Pulse position modulation**
- **Missing pulse detector**

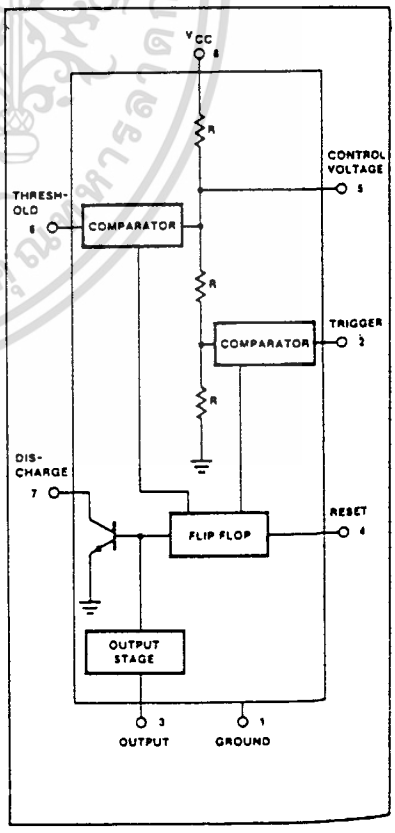
PIN CONFIGURATIONS



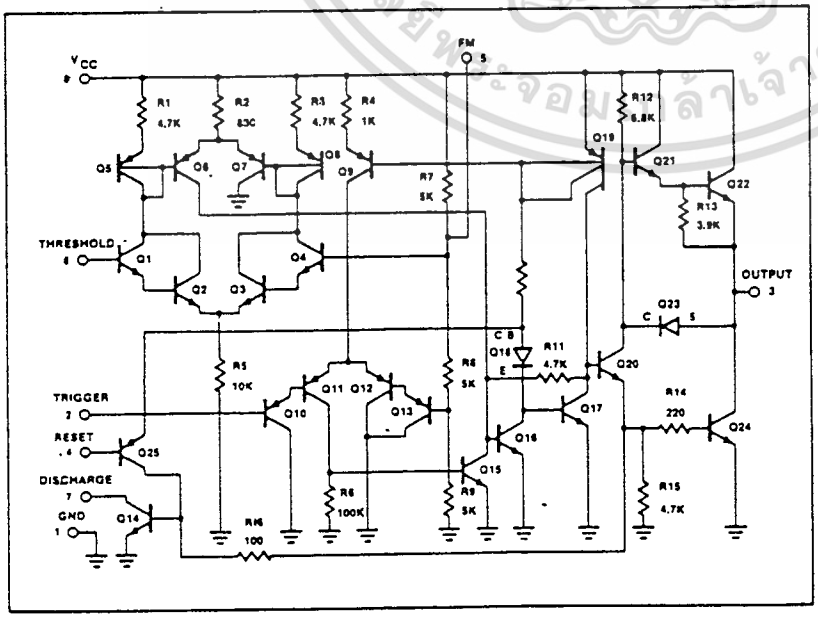
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
SE555	+18	V
NE555, SE555C	+16	V
Power dissipation	600	mW
Operating temperature range		
NE555	0 to +70	°C
SE555, SE555C	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering, 60sec)	300	°C

BLOCK DIAGRAM



EQUIVALENT SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25°C$, $V_{CC} = +5V$ to $+15$ unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SE555C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply current (low state)[1]	$V_{CC} = 5V$ $R_L = \infty$		3	5		3	6	mA
	$V_{CC} = 15V$ $R_L = \infty$		10	12		10	15	mA
Timing error (monostable)	$R_A = 2K\Omega$ to $100K\Omega$							
Initial accuracy[2]	$C = 0.1\mu F$		0.5	2.0		1.0	3.0	%
Drift with temperature			30	100		50	150	ppm/°C
Drift with supply voltage			0.05	0.2		0.1	0.5	%/V
Timing error (astable)	R_A, $R_B = 1k\Omega$ to $100k\Omega$							
Initial accuracy[2]	$C = 0.1\mu F$		4	6		5	13	%
Drift with temperature	$V_{CC} = 15V$			500			500	ppm/°C
Drift with supply voltage			0.15	0.6		0.3	1	%/V
Control voltage level	$V_{CC} = 15V$	9.6	10.0	10.4	9.0	10.0	11.0	V
	$V_{CC} = 5V$	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4.0	V
Threshold voltage	$V_{CC} = 15V$	9.4	10.0	10.6	8.8	10.0	11.2	V
	$V_{CC} = 5V$	2.7	3.33	4.0	2.4	3.33	4.2	V
Threshold current[3]			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Trigger voltage	$V_{CC} = 15V$	4.8	5.0	5.2	4.5	5.0	5.6	V
	$V_{CC} = 5V$	1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	V
Trigger current	$V_{TRIG} = 0V$		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
Reset voltage[4]		0.3		1.0	0.3		1.0	V
Reset current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Reset current	$V_{RESET} = 0V$		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
Output voltage (low)	$V_{CC} = 15V$							
	$I_{SINK} = 10mA$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 50mA$		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 100mA$		2.0	2.2		2.0	2.5	V
	$I_{SINK} = 200mA$		2.5			2.5		V
	$V_{CC} = 5V$							
	$I_{SINK} = 8mA$		0.1	0.25		0.3	0.4	V
	$I_{SINK} = 5mA$		0.05	0.2		0.25	0.35	V
Output voltage (high)	$V_{CC} = 15V$							
	$I_{SOURCE} = 200mA$		12.5			12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100mA$	13.0	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5V$							
	$I_{SOURCE} = 100mA$	3.0	3.3		2.75	3.3		V
Turn off time[5]	$V_{RESET} = V_{CC}$		0.5	2.0		0.5	2.0	μs
Rise time of output			100	200		100	300	ns
Fall time of output			100	200		100	300	ns
Discharge leakage current			20	100		20	100	na

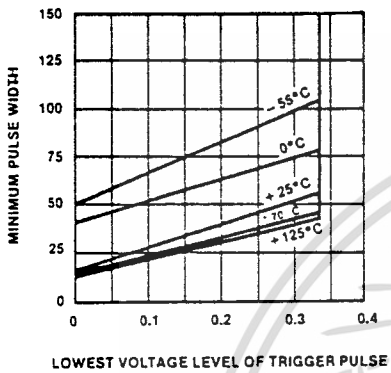
NOTES

1. Supply current when output high typically 1mA less.
2. Tested at $V_{CC} = 5V$ and $V_{CC} = 15V$.
3. This will determine the maximum value of $R_A + R_B$, for 15V operation, the max total R = 10 megohm, and for 5V operation, the max total R = 3.4 megohm.
4. Specified with trigger input high.
5. Time measured from a positive going input pulse from 0 to 0.8 x V_{CC} into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

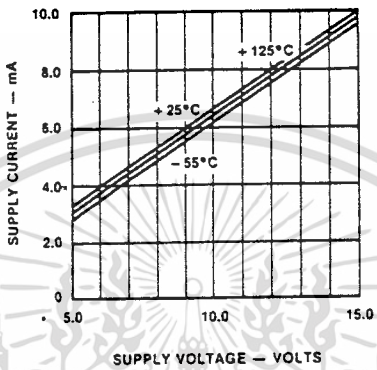
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

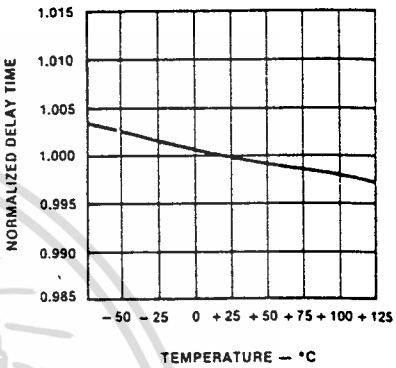
MINIMUM PULSE WIDTH REQUIRED FOR TRIGGERING



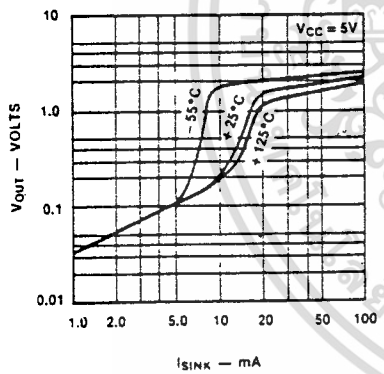
SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



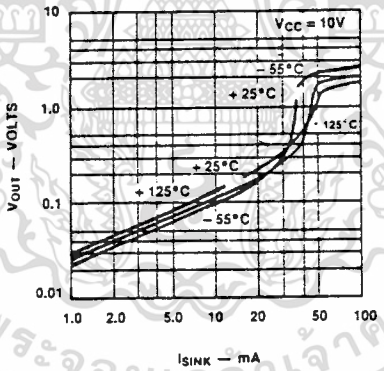
DELAY TIME vs TEMPERATURE



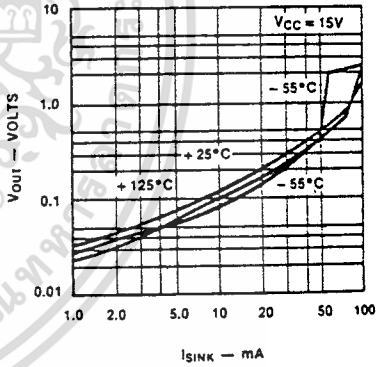
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT



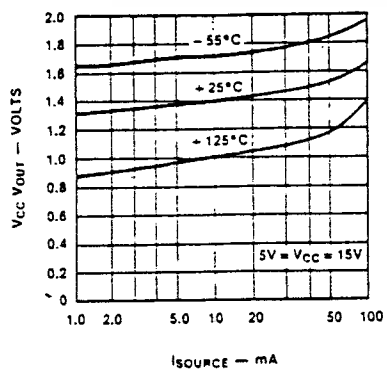
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT



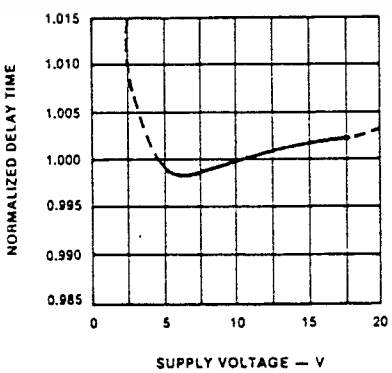
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT



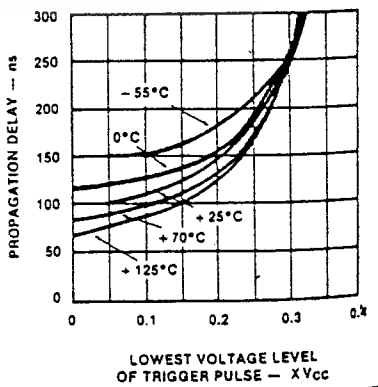
HIGH OUTPUT VOLTAGE DROP vs OUTPUT SOURCE CURRENT



DELAY TIME vs SUPPLY VOLTAGE



PROPAGATION DELAY vs VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

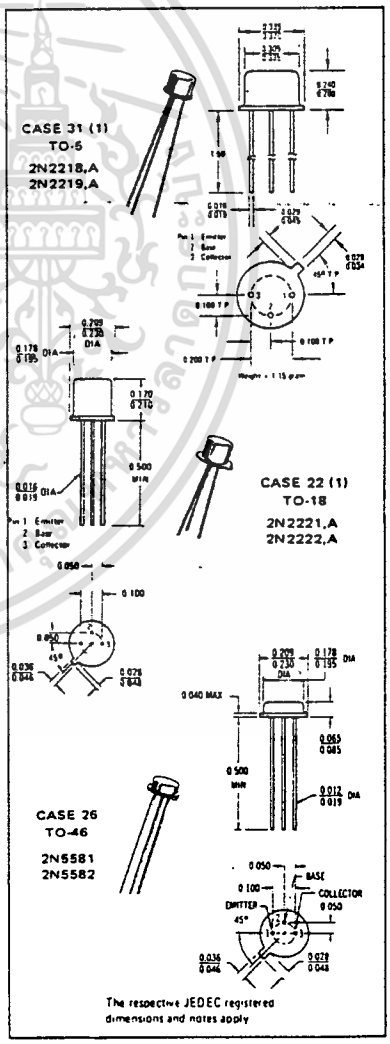
2N2218, A, 2N2219, A 2N2221, A (SILICON)
2N2222, A, 2N5581, 2N5582

NPN SILICON ANNULAR HERMETIC TRANSISTORS

. . . widely used "Industry Standard" transistors for applications as medium-speed switches and as amplifiers from audio to VHF frequencies.

- DC Current Gain Specified — 1.0 to 500 mAdc
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage —
  $V_{CE(sat)}$ @ I_C = 500 mAdc
  = 1.6 Vdc (Max) — Non-A Suffix
  = 1.0 Vdc (Max) — A-Suffix
- High Current-Gain—Bandwidth Product —
  f_T = 250 MHz (Min) @ I_C = 20 mAdc — All Types Except
  = 300 MHz (Min) @ I_C = 20 mAdc — 2N2219A, 2N2222A, 2N5582
- Complements to PNP 2N2904,A thru 2N2907,A
- JAN/JANTX Available for all devices

NPN SILICON SWITCHING AND AMPLIFIER TRANSISTORS



SELECTION GUIDE

Device Type	Characteristic BV_{CEO} @ I_C = 10 mAdc Volts	Characteristic h_{FE} @ I_C = 150 mAdc Min/Max	Characteristic h_{FE} @ I_C = 500 mAdc Min	Package
2N2218 2N2219	30	40/120 100/300	20 30	TO-5
2N2221 2N2222	30	40/120 100/300	20 30	TO-18
2N5581 2N5582	40	40/120 100/300	25 40	TO-46
2N2218A 2N2219A	40	40/120 100/300	25 40	TO-5
2N2221A 2N2222A	40	40/120 100/300	25 40	TO-18

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N2218 2N2219 2N2221 2N2222	2N2218A 2N2219A 2N2221A 2N2222A	2N5581 2N5582	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	40	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	75	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	6.0	6.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	800	800	800**	mAdc
		2N2218,A 2N2219,A	2N2221,A 2N2222,A	2N5581 2N5582	
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	0.8 5.33	0.5 3.33	0.5 3.33	Watt mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	3.0 20	1.8 12	2.0 11.43	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +200			°C

*Indicates JEDEC Registered Data.
**Motorola Guarantees this Data in Addition to JEDEC Registered Data.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N2218,A, 2N2219,A, 2N2221,A, 2N2222,A, 2N5581, 2N5582 (continued)

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I_C = 10 mAdc, I_B = 0)	Non-A Suffix	BV_{CEO}	30	–	Vdc
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		40	–	
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)	Non-A Suffix	BV_{CBO}	60	–	Vdc
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		75	–	
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)	Non-A Suffix	BV_{EBO}	5.0	–	Vdc
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		6.0	–	
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	I_{CEX}	–	10	nAdc
Collector Cutoff Current		I_{CBO}			μAdc
(V_{CB} = 50 Vdc, I_E = 0)	Non-A Suffix		–	0.01	
(V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0)	A-Suffix, 2N5581,2N5582		–	0.01	
(V_{CB} = 50 Vdc, I_E = 0, T_A = 150°C)	Non-A Suffix		–	10	
(V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0, T_A = 150°C)	A-Suffix, 2N5581,2N5582		–	10	
Emitter Cutoff Current (V_{EB} = 3.0 Vdc, I_C = 0)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	I_{EBO}	–	10	nAdc
Base Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)	A-Suffix	I_{BL}	–	20	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain		h_{FE}			–
(I_C = 0.1 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581(1)		20	–	
	2N2219,A,2N2222,A,2N5582(1)		35	–	
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581		25	–	
	2N2219,A,2N2222,A,2N5582		50	–	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581(1)		35	–	
	2N2219,A,2N2222,A,2N5582(1)		75	–	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, T_A = -55°C)	2N2218A,2N2221A,2N5581		15	–	
	2N2219A,2N2222A,2N5582		35	–	
(I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)(1)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581		40	120	
	2N2219,A,2N2222,A,2N5582		100	300	
(I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)(1)	2N2218A,2N2221A,2N5581		20	–	
	2N2219A,2N2222A,2N5582		50	–	
(I_C = 500 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)(1)	2N2218,2N2221		20	–	
	2N2219,2N2222		30	–	
	2N2218A,2N2221A,2N5581		25	–	
	2N2219A,2N2222A,2N5582		40	–	
Collector-Emitter Saturation Voltage(1)		$V_{CE(sat)}$			Vdc
(I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc)	Non-A Suffix		–	0.4	
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		–	0.3	
(I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	Non-A Suffix		–	1.6	
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		–	1.0	
Base-Emitter Saturation Voltage(1)		$V_{BE(sat)}$			Vdc
(I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc)	Non-A Suffix		0.6	2.0	
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		0.6	1.2	
(I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	Non-A Suffix		–	2.6	
	A-Suffix, 2N5581,2N5582		–	2.0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)**

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current-Gain—Bandwidth Product(2) (I_C = 20 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	All Types, Except 2N2219A,2N2222A,2N5582	f_T	 250 300	 – –	MHz
Output Capacitance(3) (V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, f = 100 kHz)		C_{ob}	–	8.0	pF
Input Capacitance(3) (V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 100 kHz)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	C_{ib}	 – –	 30 25	pF
Input Impedance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582	h_{ie}	 1.0 2.0 0.2 0.25	 3.5 8.0 1.0 1.25	k ohms
Voltage Feedback Ratio (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582	h_{re}	 – – – –	 5.0 8.0 2.5 4.0	X 10^{-4}
Small-Signal Current Gain (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582	h_{fe}	 30 50 50 75	 150 300 300 375	–
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582 2N2218A,2N2221A,2N5581 2N2219A,2N2222A,2N5582	h_{oe}	 3.0 5.0 10 25	 15 35 100 200	μmhos
Collector-Base Time Constant, (I_E = 20 mAdc, V_{CB} = 20 Vdc, f = 31.8 MHz)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	$r_b'C_c$	–	150	ps
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 10 Vdc, R_S = 1.0 k ohm, f = 1.0 kHz)	2N2219A,2N2222A	NF	–	4.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS (A-Suffix, 2N5581 and 2N5582)					
Delay Time	(V_{CC} = 30 Vdc, $V_{BE(off)}$ = 0.5 Vdc, I_C = 150 mAdc, I_{B1} = 15 mAdc) (Figure 14)	t_d	–	10	ns
Rise Time		t_r	–	25	ns
Storage Time	(V_{CC} = 30 Vdc, I_C = 150 mAdc, I_{B1} = I_{B2} = 15 mAdc) (Figure 15)	t_s	–	225	ns
Fall Time		t_f	–	60	ns
Active Region Time Constant** (I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 30 Vdc)		T_A	–	2.5	ns

*Indicates JEDEC Registered Data.

**Motorola Guarantees this Data in Addition to JEDEC Registered Data.

(1)Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

(2)f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

(3)2N5581 and 2N5582 are Listed C_{cb} and C_{eb} for these conditions and values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING TIME CHARACTERISTICS

FIGURE 11 – TURN-ON TIME

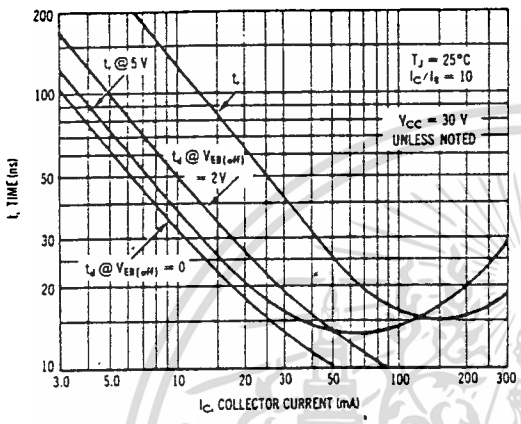


FIGURE 12 – CHARGE DATA

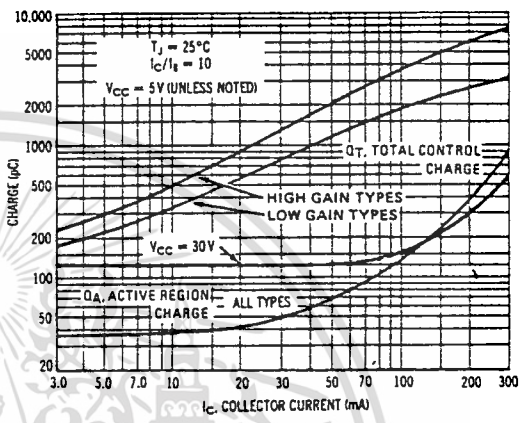


FIGURE 13 – TURN OFF BEHAVIOR

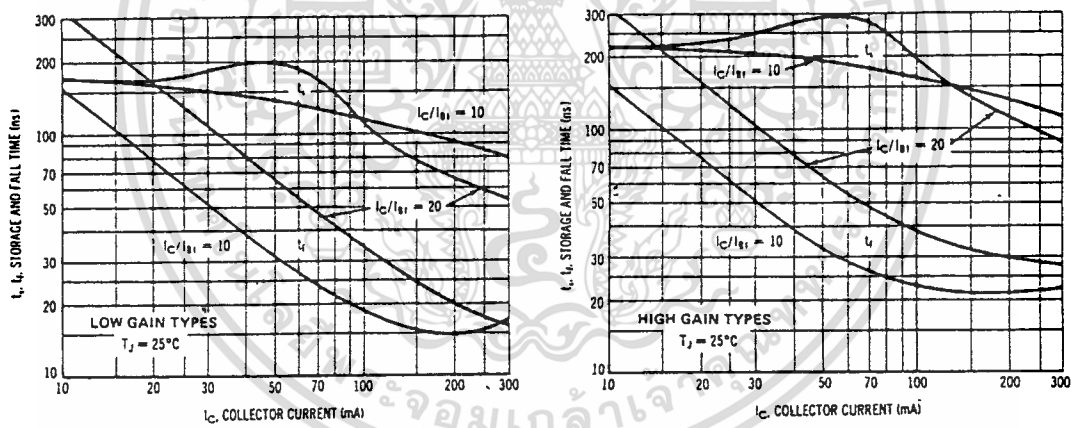


FIGURE 14 – DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

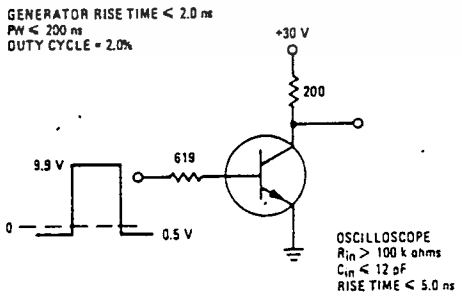
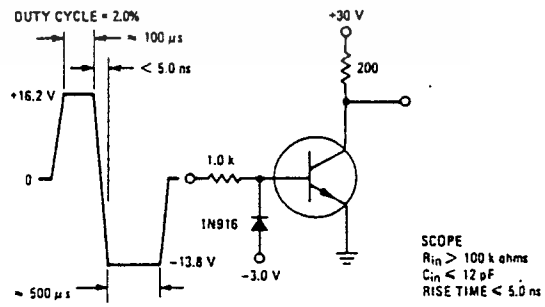


FIGURE 15 – STORAGE TIME AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 16 – CURRENT-GAIN–BANDWIDTH PRODUCT AND COLLECTOR-BASE TIME CONSTANT DATA

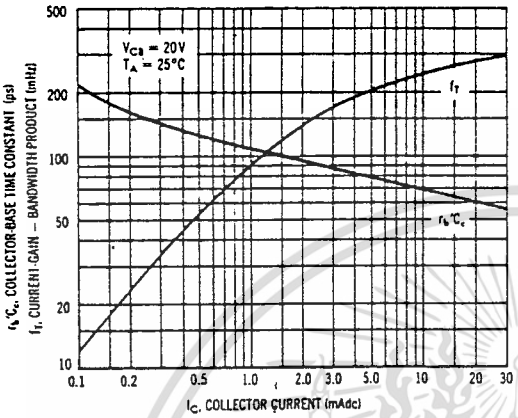


FIGURE 17 – CAPACITANCES

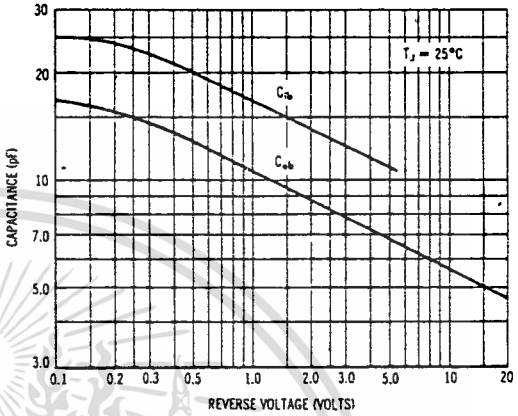
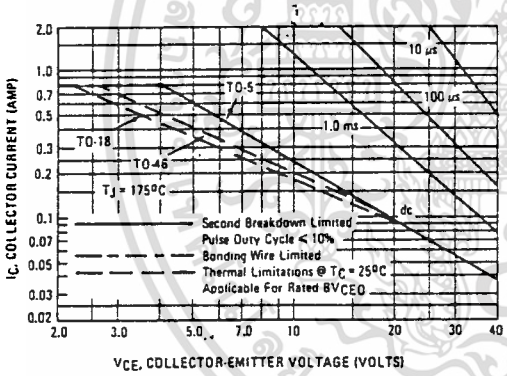


FIGURE 18 – ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREAS

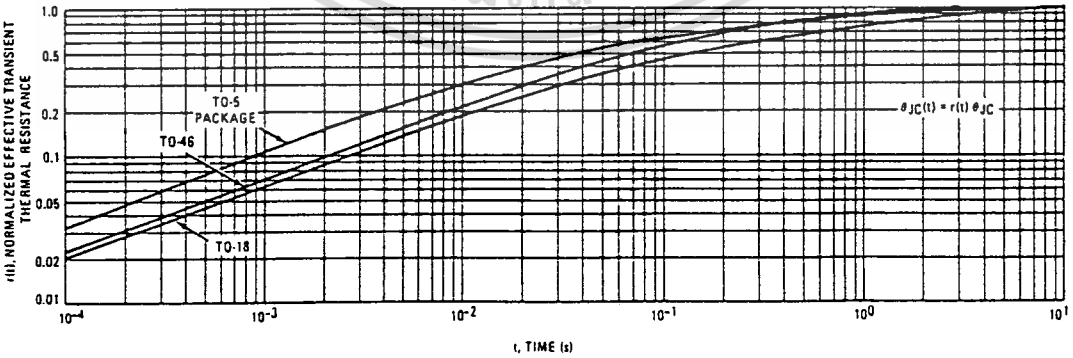


This graph shows the maximum I_C-V_{CE} limits of the device both from the standpoint of thermal dissipation (at 25°C case temperature), and secondary breakdown. For case temperatures other than 25°C, the thermal dissipation curve must be modified in accordance with the derating factor in the Maximum Ratings table.

To avoid possible device failure, the collector load line must fall below the limits indicated by the applicable curve. Thus, for certain operating conditions the device is thermally limited, and for others it is limited by secondary breakdown.

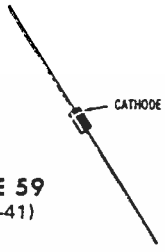
For pulse applications, the maximum I_C-V_{CE} product indicated by the dc thermal limits can be exceeded. Pulse thermal limits may be calculated by using the transient thermal resistance curve of Figure 19.

FIGURE 19 – THERMAL RESPONSE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N4001 thru 1N4007



CASE 59
(DO-41)

Surmetic rectifiers, subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general purpose low-power applications.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RM(rep)}$ $V_{RM(wkg)}$ V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz peak)	$V_{RM(non-rep)}$	75	150	300	600	900	1200	1500	Volts
RMS Reverse Voltage	V_r	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 6, T_A = 75°C)	I_O	1.0							Amp
Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	$I_{FM(surge)}$	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175							°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic and Conditions	Symbol	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (i_F = 1.0 Amp, T_J = 25°C) Figure 1	V_F	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) T_J = 25°C T_J = 100°C	I_R	0.01 0.05	mA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	0.03	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N4001 thru 1N4007 (continued)

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Void free, Transfer Molded
MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 350°C, ⅜" from case for 10 seconds at 5 lbs. tension
FINISH: All external surfaces are corrosion-resistant, leads are readily solderable
POLARITY: Cathode indicated by color band
WEIGHT: 0.40 Grams (approximately)

FIGURE 1 — FORWARD VOLTAGE

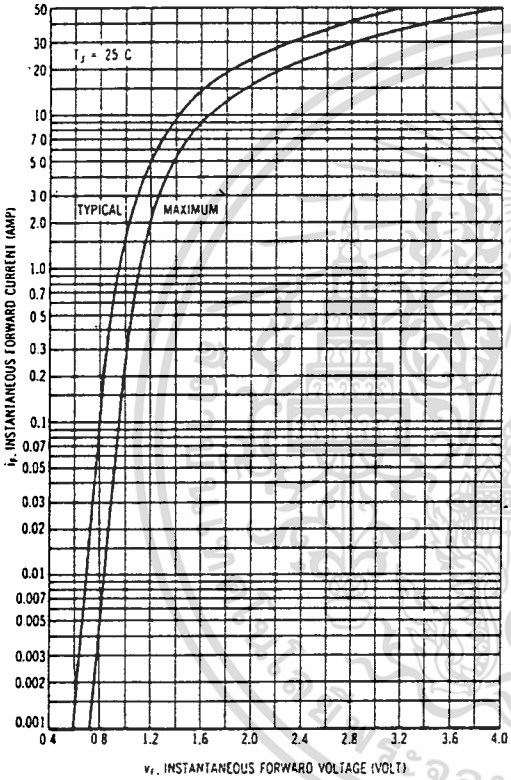


FIGURE 2 — MAXIMUM SURGE CAPABILITY

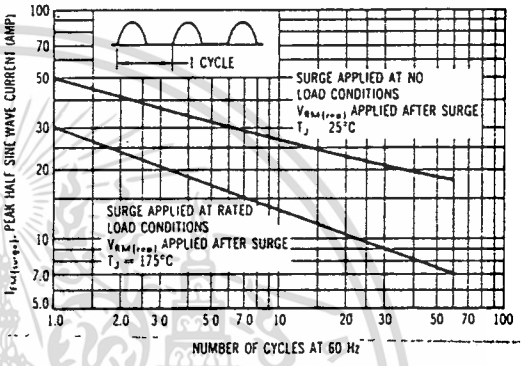


FIGURE 3 — FORWARD VOLTAGE TEMPERATURE COEFFICIENT

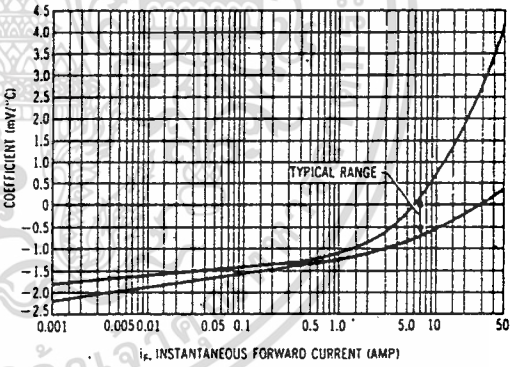
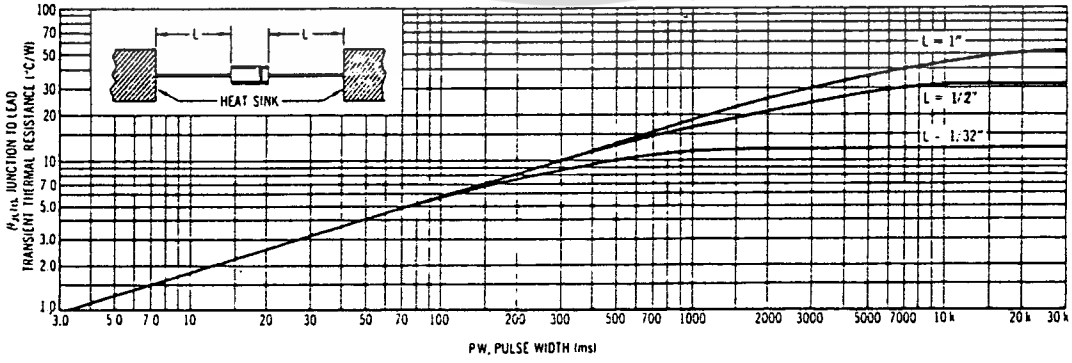


FIGURE 4 — TYPICAL TRANSIENT THERMAL RESISTANCE



FOR $r_{(J(t))}$ VALUES AT PULSE WIDTHS LESS THAN 3.0 ms, THE ABOVE CURVE CAN BE EXTRAPOLATED DOWN TO 10 μs AT A CONTINUING SLOPE OF 1/2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N4001 thru 1N4007 (continued)

CURRENT DERATING DATA

FIGURE 5 — LEAD TEMPERATURE DERATING (DC ONLY)

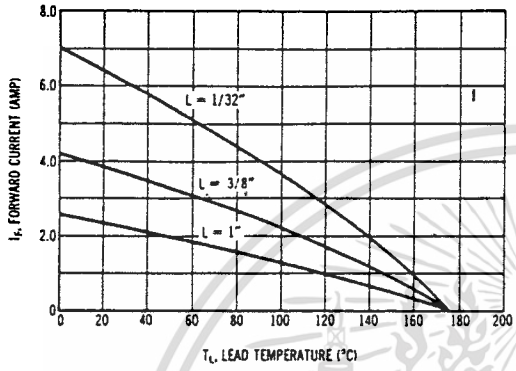


FIGURE 6 — RESISTIVE, INDUCTIVE LOADS

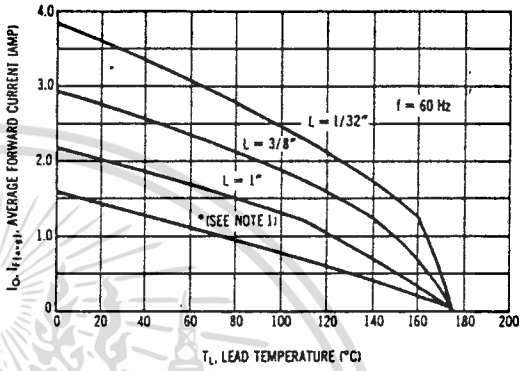


FIGURE 7 — CAPACITIVE LOADS

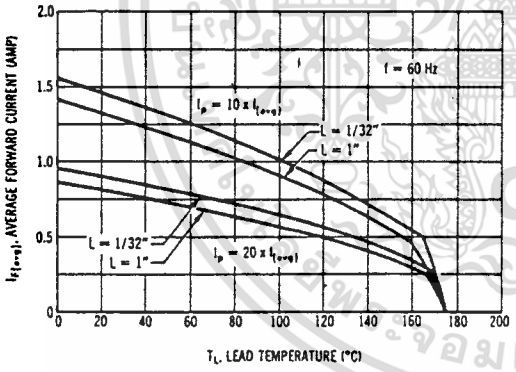
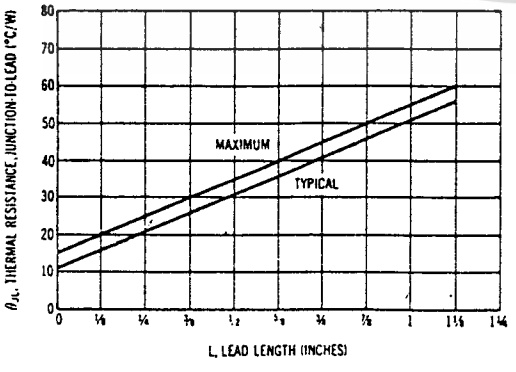


FIGURE 8 — STEADY-STATE THERMAL RESISTANCE



NOTES

NOTE 1

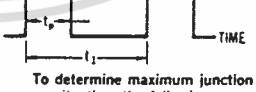
Data shown for thermal resistance junction-to-ambient (θ_{JA}) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR θ_{JA} IN STILL AIR

MOUNTING METHOD	LEAD LENGTH, L (IN.) 1/32	3/8	1	θ_{JA}
1	—	75	85	°C/W
2	55	72	85	°C/W

*Using Mounting Method 1 or 2 with L = 1" the curve marked * in Figure 6 can be used for 60 Hz half-wave resistive/inductive load (Rating vs. Ambient Temperature). The abscissa of Figure 6 then indicates T_A in °C.

NOTE 2



DUTY CYCLE, $D = t_p/t_1$

PEAK POWER, P_{pk}, is peak of an equivalent square power pulse.

To determine maximum junction temperature of the diode in a given situation, the following procedure is recommended:

The temperature of the lead should be measured using a thermocouple placed on the lead as close as possible to the tie point. The thermal mass connected to the tie point is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of T_L, the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_L + \Delta T_{JL}.$$

where ΔT_{JL} is the increase in junction temperature above the lead temperature. It may be determined by:

$$\Delta T_{JL} = P_{pk}\left[\theta_{JL(t=1)} \cdot D + (1 - D) \cdot \theta_{JL(t_1 + t_p)} - \theta_{JL(t_p)} - \theta_{JL(t_1)}\right]$$

where $\theta_{JL(t)}$ = value of transient thermal resistance at time t, i.e.:

$\theta_{JL(t_1+t_p)}$ = value of $\theta_{JL(t)}$ at time $t_1 + t_p$

$\theta_{JL(t_p)}$ = value of $\theta_{JL(t)}$ at end of pulse width t_p

$\theta_{JL(t_1)}$ = value of $\theta_{JL(t)}$ at time t_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL DYNAMIC CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — FORWARD RECOVERY TIME

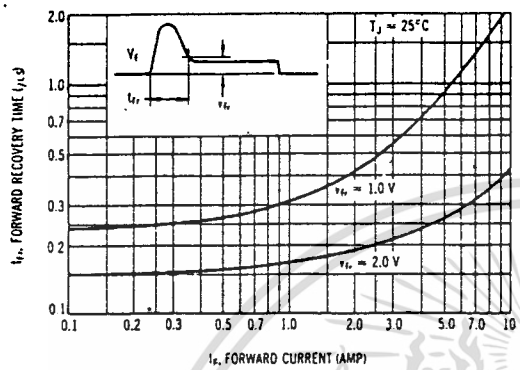


FIGURE 10 — REVERSE RECOVERY TIME

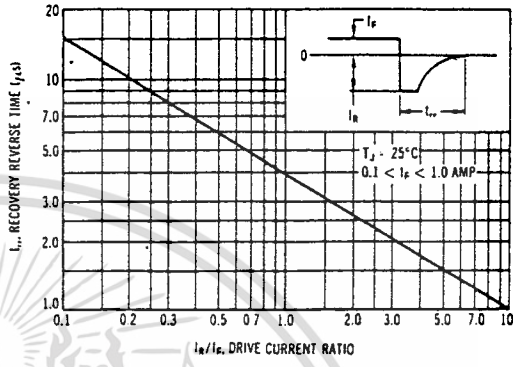


FIGURE 11 — RECTIFICATION WAVEFORM EFFICIENCY

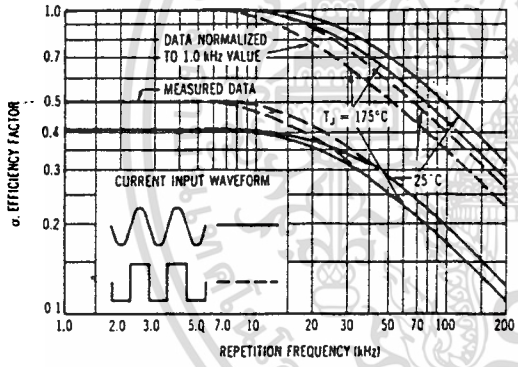
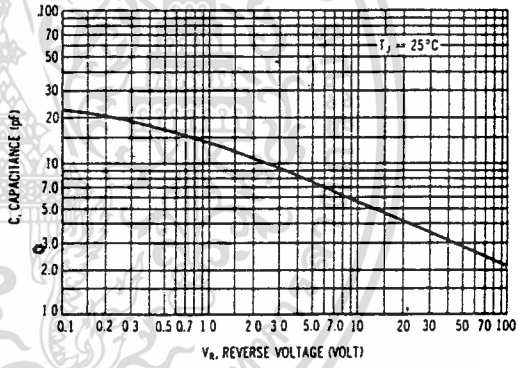
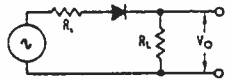


FIGURE 12 — JUNCTION CAPACITANCE



RECTIFIER EFFICIENCY NOTE

FIGURE 13 — SINGLE-PHASE HALF-WAVE RECTIFIER CIRCUIT



The rectification efficiency factor σ shown in Figure 11 was calculated using the formula:

$$\sigma = \frac{P_{dc}}{P_{rms}} \cdot \frac{\frac{V^2_{o(dc)}}{R_L}}{\frac{V^2_{o(rms)}}{R_L}} \cdot 100\% \quad \frac{V^2_{o(dc)}}{V^2_{o(ac)} - V^2_{o(dc)}} \cdot 100\% \quad (1)$$

For a sine wave input $V_m \sin(\omega t)$ to the diode, assumed lossless the maximum theoretical efficiency factor becomes:

$$\sigma_{(sine)} = \frac{\frac{V^2_m}{\pi^2 R_L}}{\frac{V^2_m}{4R_L}} \cdot 100\% \quad \frac{4}{\pi^2} \cdot 100\% \quad 40.6\% \quad (2)$$

For a square wave input of amplitude V_m, the efficiency factor becomes.

$$\sigma_{(square)} \frac{\frac{V^2_m}{2R_L}}{\frac{V^2_m}{R_L}} \cdot 100\% = 50\% \quad (3)$$

(A full wave circuit has twice these efficiencies)

As the frequency of the input signal is increased the reverse recovery time of the diode (Figure 10) becomes significant, resulting in an increasing ac voltage component across R_L which is opposite in polarity to the forward current, thereby reducing the value of the efficiency factor σ, as shown on Figure 11.

It should be emphasized that **Figure 11 shows waveform efficiency only; it does not provide a measure of diode losses.** Data was obtained by measuring the ac component of V_O with a true rms ac voltmeter and the dc component with a dc voltmeter. The data was used in Equation 1 to obtain points for Figure 11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3346
MC3386

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC3346P	−40°C to +85°C	Plastic DIP
MC3386P	−40°C to +85°C	Plastic DIP

ONE DIFFERENTIALLY-CONNECTED PAIR AND THREE ISOLATED TRANSISTOR ARRAY

GENERAL PURPOSE TRANSISTOR ARRAY

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

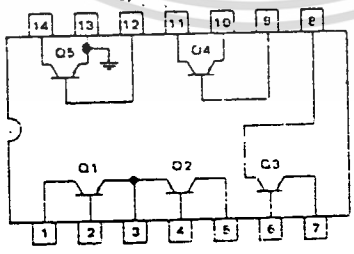
The MC3346 and MC3386 are designed for general-purpose, low power applications for consumer and industrial designs.

- Guaranteed Base-Emitter Voltage Matching
- Operating Current Range Specified — 10 μA to 10 mA
- Five General-Purpose Transistors in One Package

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-05

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	15	Vdc
Collector Base Voltage	V_{CBO}	20	Vdc
Emitter Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Substrate Voltage	V_{CIO}	20	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	50	mAdc
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C Derate Each Transistor @ 25°C	P_D	1.2 10 300	Watts mW/°C mW/°C
Operating Temperature Range	T_A	−40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C



Pin 13 is connected to substrate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	MC3346P			MC3386P			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
STATIC CHARACTERISTICS								
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 10 µAdc)	$V_{(BR)CBO}$	20	60	–	20	60	–	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I_C = 1.0 mAdc)	$V_{(BR)CEO}$	15	–	–	15	–	–	Vdc
Collector-Substrate Breakdown Voltage (I_C = 10 µA)	$V_{(BR)CIO}$	20	60	–	20	60	–	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 10 µAdc)	$V_{(BR)EBO}$	5.0	7.0	–	5.0	7.0	–	Vdc
Collector-Base Cutoff Current (V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0)	I_{CBO}	–	–	40	–	–	100	nAdc
DC Current Gain (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 3.0 Vdc) (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 3.0 Vdc) (I_C = 10 µAdc, V_{CE} = 3.0 Vdc)	h_{FE}	– 40 –	140 130 60	– – –	– 40 –	– 130 –	– – –	–
Base Emitter Voltage (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_E = 1.0 mAdc) (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_E = 10 mAdc)	V_{BE}		0.72 0.80	– –	– –	0.72 0.80	– –	Vdc
Input Offset Current for Matched Pair Q1 and Q2 (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc)	$\lvert I_{Q1} - I_{Q2} \rvert$		0.5	2.0		0.5	–	µAdc
Magnitude of Input Offset Voltage (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc)	–	–	0.5	5.0	–	0.5		mVdc
Temperature Coefficient of Base-Emitter Voltage (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc)	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$	–	-1.9	–	–	-1.9	–	mV/°C
Temperature Coefficient	$\lvert\frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T}\rvert$	–	1.0		–	1.0	–	µV/°C
Collector-Emitter Cutoff Current (V_{CE} = 10 Vdc, I_B = 0)	I_{CEO}	–	–	0.5	–		5.0	µAdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS								
Low Frequency Noise Figure (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 100 µAdc, R_S = 1.0 kΩ, f = 1.0 kHz)	NF	–	3.25		–	3.25	–	dB
Forward Current Transfer Ratio (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc, f = 1.0 kHz)	h_{fe}	–	140	–	–	140	–	–
Short-Circuit Input Impedance (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc)	h_{ie}	–	3.5		–	3.5	–	kΩ
Open Circuit Output Impedance (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc)	h_{oe}	–	15.6	–		15.6	–	µmhos
Reverse Voltage Transfer Ratio (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc)	h_{re}	–	1.8	–	–	1.8	–	$x10^{-4}$
Forward Transfer Admittance (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc, f = 1.0 MHz)	Y_{fe}	–	31-j1.5	–	–	31-j1.5	–	–
Input Admittance (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc, f = 1.0 MHz)	Y_{ie}	–	0.3-j0.04	–	–	0.3+j0.04	–	–
Output Admittance (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 1.0 mAdc, f = 1.0 MHz)	Y_{oe}	–	0.001+j0.03	–	–	0.001+j0.03	–	–
Current-Gain — Bandwidth Product (V_{CE} = 3.0 Vdc, I_C = 3.0 mAdc)	f_T	300	550	–	–	550	–	MHz
Emitter-Base Capacitance (V_{EB} = 3.0 Vdc, I_E = 0)	C_{eb}	–	0.6	–	–	0.6	–	pF
Collector-Base Capacitance (V_{CB} = 3.0 Vdc, I_C = 0)	C_{cb}	–	0.58	–	–	0.58	–	pF
Collector-Substrate Capacitance (V_{CS} = 3.0 Vdc, I_C = 0)	C_{cs}	–	2.8	–	–	2.8	–	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

Project นี้สำเร็จลงได้ด้วยดีโดยได้รับคำแนะนำและความช่วยเหลือจากอาจารย์ ผู้ช่วยศาตราจารย์ วิชัย สุรพัฒน์ ตลอดจนเพื่อนๆซึ่งให้ความความร่วมมือและความช่วยเหลือเป็นอย่างดี ผู้จัดทำขอขอบคุณทุกท่านที่กล่าวนามมาข้างต้นเป็นอย่างสูงมา ณ.ที่นี้ด้วย

สุดท้ายผู้จัดทำขอขอบคุณ คุณ เอมอร บุญสิทธิ์ ที่ได้ให้ความอนุเคราะห์ในการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์เล่มนี้จนสำเร็จลงได้ด้วยดี

ชัยชนะ ภัทรสว่างวงศ์

ปัญญา สิทธิเวช

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Jim Sherwin and Tim Regan," FM. Remote Speaker System",National Semiconductor, Application note 146, 1984,Page 390-393.

2. ประเสริฐ โรจน์สุชีวัฒน์,"ลำโพงไฮไฟไมตองเดินสาย",วารสารเซมิคอนดัคเตอร์อิเลคทรอนิคส์,ฉบับที่ 86,2531, หน้า 148-155.

3. อุดม ชีระกาญจน์,"ครูช่าง ตอนที่ 5 การหาจุดบกพร่องในวงจรขยาย",วารสารเซมิคอนดัคเตอร์อิเลคทรอนิคส์, ฉบับที่ 65,2528,หน้า 141-148.

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้