

ปีการศึกษา 2532

การส่งสัญญาณเสียงผ่าน สายเอ.ซี. 220 โวลท์

โดย

นายประสิทธิ์	เพ็ญพาด	รหัส	29.6610
นายทีเนจ	ชัยทรงฤทธิ์	รหัส	29.6611
นายวุฒิ	ฉลวยศรี	รหัส	29.6616

อาจารย์ปรึกษา

นาง. นิกร สุขุมตันติ

027008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณเสียงผ่าน สายเอ.ซี. 220 โวลท์

นายประหส์ เพ็ญพาด

นายพินิจ ชัยทรงฤทธิ

นายวุฒิ ฉลวยศรี

ได้รับการพิจารณาอนุมัติให้นับ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

ตามหลักสูตร ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

คณะกรรมการตรวจสอบวิทยานิพนธ์



[Handwritten signature]

ประธานกรรมการ

(*[Handwritten name]*)

กรรมการ

(*[Handwritten name]*)

กรรมการ

()

หัวหน้าภาควิชาเทคโนโลยีอุตสาหกรรม

.....

()

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การส่งสัญญาณเสียงผ่าน สายเอ.ซี. 220 โวลต์

ชื่อ	นายประวิทย์	เพ็ญภาค	รหัส	29. 6610
	นาทพินิจ	ชัยทรงคุณ	รหัส	29. 6611
	นายวุฒิ	ฉลวยศรี	รหัส	29. 6616
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ. นิกร สุขุมคณิศ			
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม			
	คณะวิศวกรรมศาสตร์			
ปีการศึกษา	2533			

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้จัดทำขึ้นเพื่อเป็นคู่มือในการทำ PROJECT เรื่อง เสาสื่อคลื่น ซึ่งจะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานในเครื่อง INTERCOM ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง สัญญาณและภาครับสัญญาณ (TRANSMITTER AND RECEIVER) หลักการทำงานของ เครื่องจะใช้หลักการเรโซแนนซ์ของความถี่ในการส่งและรับคลื่นสัญญาณซึ่ง เป็นคลื่นแบบ เยช เอ็ม โดยเครื่องส่งสัญญาณจะเปิดเข้าไปยังสายไฟฟ้าขนาด 220 โวลต์โดยผ่าน วงจรเรโซแนนซ์ทาง เครื่องรับโดยมี เบิล เอาสัญญาณออกจากสายไฟเข้าและทำการคั่น อคูเลทด้วยเสาสื่อคลื่น ในระบบเครื่องส่งสัญญาณประกอบด้วยภาคโมดูลเลเตอร์ ภาคขยาย วงจรคูณ และแหล่งจ่ายกำลัง ระบบของเครื่องรับสัญญาณประกอบด้วย วงจรคูณ ภาค มัลติเตอร์ ภาคคั่นออกเลข ภาคขยายเสียง และแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เครื่องจะใช้ติดต่อ บุคคลสื่อสารกันได้เป็นอย่างดีโดยเพียงแต่เสียบปลั๊กเข้ากับไฟ 220 โวลต์ในเสาคู่เดียวกัน

บทคัดย่อ		ก
บทนำ		1
บทที่ 1	หลักการทางานของระบบ	33
	1.1 หลักการทางานของภาคส่ง	44
	1.2 หลักการทางานของภาครับ	5
บทที่ 2	ระบบเครื่องส่งสัญญาณ	6
	2.1 การทางานของวงจรภายในเครื่องส่ง	6
	2.2 การออกแบบวงจรโวลเทจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์	10
	2.3 วงจรปรับระดับของสัญญาณ	18
	2.4 วงจรจูน	19
	2.5 แหล่งจ่ายไฟ	25
	2.6 การทางานของภาคปริโมค	28
บทที่ 3	การทางานของวงจรในเครื่องรับ	29
	3.1 การทางานของวงจร	29
	3.2 วงจรภาครับ	30
	3.3 ภาคดีมอดคูเลเตอร์	30
	3.4 ภาคปริแอมป์และหลักการออกแบบวงจร	34
	3.5 ภาคของสัญญาณเสียง	35
บทที่ 4	ปัญหาการปรับปรุงและการทดลอง	37
	รูปสังจร เครื่องส่งที่สมบูรณ์	39
	รูปวงจร เครื่องรับที่สมบูรณ์	40
	รูปกราฟจากผลการทดลอง	41
	บทสรุป	46
	ภาคผนวก	47
	กิตติกรรมประกาศ	72
	หนังสืออ้างอิง	73

บทนำ

การติดต่อสื่อสารในยุคปัจจุบันได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปมาก มีการคิดค้นเทคนิคใหม่ ๆ เพื่อให้มีการรับส่งข่าวสารได้อย่างมีประสิทธิภาพ มีการคิดค้นสารกึ่งตัวนำได้สำเร็จจึงทำให้ขนาดของอุปกรณ์สื่อสารเล็กลง แต่อย่างไรก็ดี ในระบบ FM ในภาคมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์ที่สมบูรณ์แบบก็ยังคงยุ่งยาก เช่น ภาคมอดูเลเตอร์ ออสซิลเลเตอร์ ของเครื่องส่งจะต้องมีอุปกรณ์กำเนิดความถี่ออสซิลเลเตอร์ เพิ่มเข้ามาอีกส่วนหนึ่งนอกเหนือจากทรานซิสเตอร์หลาย ๆ ตัวที่ต่อกันเป็นวงจรส่วนเครื่องรับนั้นจะมีภาคออสซิลเลเตอร์และดีเทคเตอร์เป็นส่วนสำคัญของระบบ การออกแบบเพื่อใช้งานจึงยังไม่สะดวก เนื่องจากชิ้นส่วนของอุปกรณ์กึ่งตัวนำทรานซิสเตอร์ไดโอด ยังคงต้องจัดเป็นตัว ๆ ใบบแต่ละภาค สำหรับภาคออสซิลเลเตอร์และมอดูเลเตอร์ ต่อมาก็ได้มีการปรับปรุงพัฒนาอาจเรียกได้ว่าเป็น VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR) ถ้ามีการป้อนกลับจาก ใบบเปรียบเทียบกับทางอินพุท (INPUT) ของวงจรเปรียบเทียบกับเฟส ซึ่งทางเอาท์พุท (OUTPUT) มีสัญญาณ ERROR ไปยัง VCO แล้วลักษณะของวงจรดังกล่าวจึงเรียกว่า เฟสล็อกคูลูป (PHASE LOCK LOOP)

เฟสล็อกคูลูป คือ ระบบป้อนกลับที่สามารถจูนเลือกความถี่ได้ด้วยการซึ่งโครโมสกับความถี่ของสัญญาณอินพุทที่ต้องการ เลือกและแทรกตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุทนั้น แนวความคิดของระบบเฟสล็อกคูลูปเกิดขึ้นครั้งแรกในราว พ.ศ. 2473 คือประมาณห้าสิบกว่าปีมาแล้วได้นำไปใช้งานในระบบควอดริงโครโมสเฟซซัน และโดยเฉพาะอย่างยิ่งในระยการสื่อสารดาวเทียมซึ่งต้องการความปลอดภัยจากสัญญาณรบกวน (น้อบล์) สูงและมีแผนคการทำงานแบบ

ในช่วงต้น ๆ เทคโนโลยีของโมโนลิทิกไอซียังไม่ก้าวหน้ามากนัก วงจรเฟสล็อกคูลูปจึงสร้างขึ้นด้วยความยุ่งยาก และมีราคาค่อนข้างแพงทำให้การใช้งานไม่ค่อยแพร่หลายและอยู่ในวงจำกัด แต่ในปัจจุบันวงจรเฟสล็อกคูลูปสามารถสร้างขึ้นได้ในรูปของโมโนลิทิกไอซีซึ่งทำให้มีราคาถูกลงอย่างมากและใใช้งานได้สะดวกไม่ยุ่งยากจึงทำให้วงจรเฟสล็อกคูลูปกลายเป็นอุปกรณ์ที่น่าสนใจสำหรับนำไปประยุกต์ใใช้งานต่าง ๆ ได้มากมายอย่างเห็น

เอฟเอ็มดีโมดูลเตอร์
 สเตอริโอดีโมดูลเตอร์
 โทนต์เทคเตอร์
 เอเอ็มดีเทคเตอร์
 ระบบทีวีดีสเพลย์
 ฟรีควอนซีอินทีไฮเซอร์
 ฟรีควอนซีอินทีคีย์อิง
 แทรคคิงฟิลเตอร์

ระบบเฟสโมเลชั่นและดีโมดูลชั่น
 เฟลชีฟเตอร์
 อนุภาค - ดิจิตอลคอนเวอร์เตอร์
 มอดูเลตอร์สปีดคอนโทรล

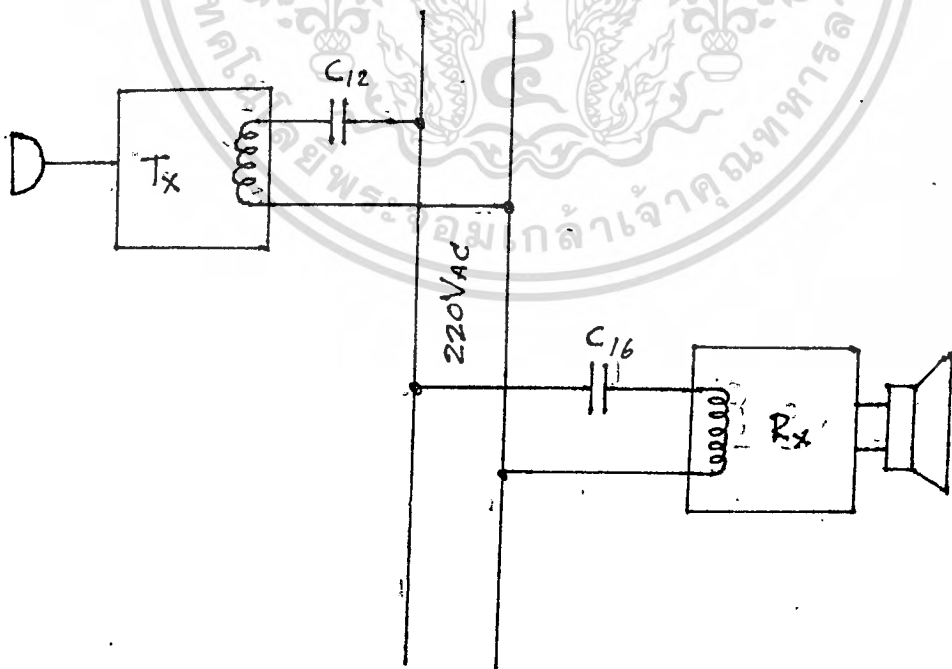
การประยุกต์ใช้งานของ เฟลลิตคอลลูปเบอร์ 565 ในเรื่องของระบบพูดติดต่อ
 ภายในอาคาร (INTERCOM) ซึ่งใช้ระบบคลื่นเซฟเอ็ม ที่ความถี่ 200 KHZ ประกอบ
 ด้วยระบบเครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณ ลักษณะการส่งสัญญาณจะใช้วิธีการ RESONANCE
 ของสัญญาณและการคับเบิ้ลเข้ากับสายไฟฟ้า ขนาด 220 Vac ในการรับสัญญาณจะคับเบิ้ล
 สัญญาณออกจากสายไฟผ่านภาคเลือกสัญญาณ และใช้เฟลลิตคอลลูปในการคิมอดคูลเตอร์
 สัญญาณ เนื่องจากระบบนี้จะทำงานเกี่ยวกับความถี่ ดังนั้นในการศึกษาจำเป็นจะต้องมีความรู้
 ทางด้านคณิตศาสตร์ในเรื่องของฟูเรียร์ ซึ่งจะวิเคราะห์ลักษณะของสัญญาณที่เป็นไปในระบบ
 จึงจะสามารถทำความเข้าใจการทำงานได้เป็นอย่างดี เมื่อทำการทดลองและปรับปรุง
 เรียบร้อยแล้ว ซึ่งจากการทดลองได้ผล เป็นที่น่าพอใจ มีประโยชน์เพื่อใช้การพูดติดต่อ
 กันภายในอาคาร โดยเพียงแค่เสียบปลั๊กเข้ากับระบบไฟ 220Vac ก็จะสามารถใช้งานได้ทันที

บทที่ 1

หลักการทํางานของ ระบบ

หลักการของ เฟสล็อกคัลป์ได้รับการพัฒนาขึ้นในปี ค.ศ. 1930 เพื่อใช้ในระบบ การสื่อสารหลาย ๆ แบบ ซึ่งปกติใช้ในระบบสื่อสารคววมต่อมาได้มีการพัฒนาให้มีประ สัทธิภาพและราคาถูกลง จนผู้บริหารโลกและระบบอุตสาหกรรมสามารถนำมาใช้ในการผลิตได้ ในปัจจุบันนี้ PLL สามารถผลิตออกมาในรูปของไอซีแบบ MONOLITHIC ซึ่งสะดวก มาก สามารถนำมาประยุกต์ใช้ใน FM DEMODULATORS, STEREO DEMODULATORS, TONE DETECTOR, FREQUENCY SYNTHESIZERS, และอื่นๆ อีกมาก.

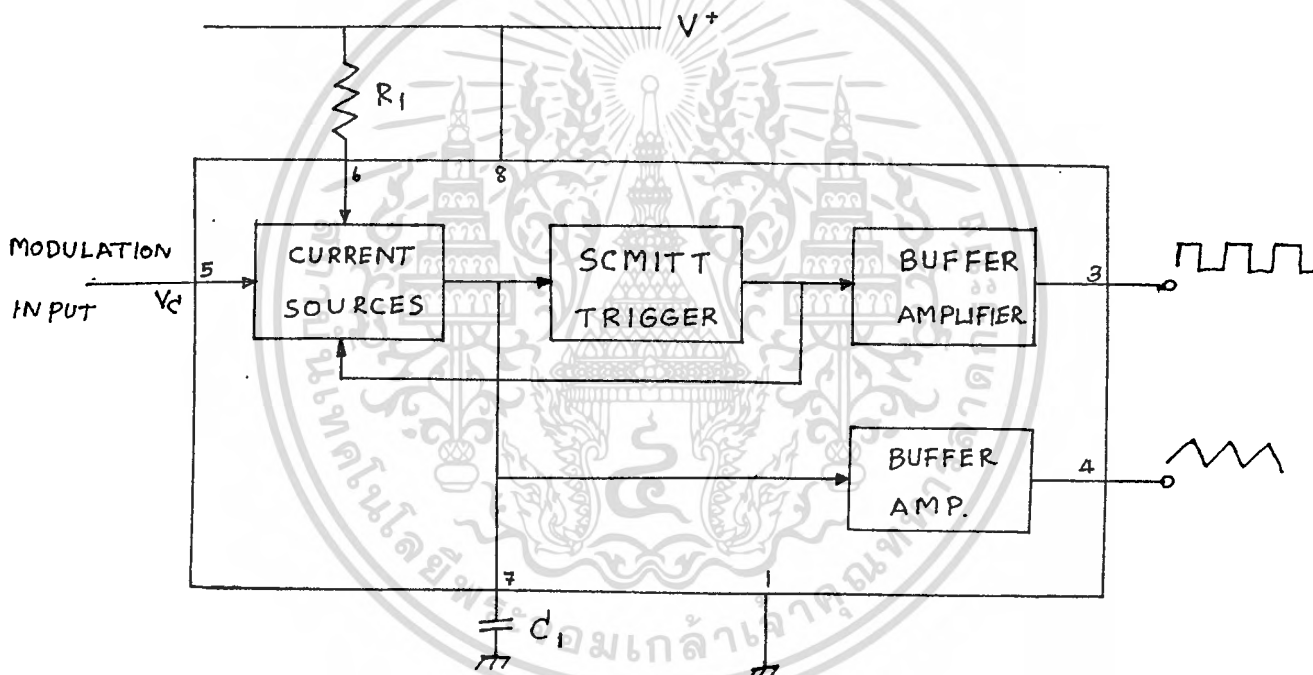
จากการที่วงจรเฟสล็อกคัลป์ถูกพัฒนาให้มีประสิทธิภาพ สะดวกต่อการใช้งานและ ราคาถูกลงนี้เอง เราจึงนำเอาวงจรเฟสล็อกคัลป์มาประยุกต์ใช้ในการส่งคลื่นเสียง ไปตาม สายไฟในระบบ 220 VAC โดยการมอดูเลตเข้ากับไอซีเบอร์ LM 566 ซึ่งเป็นตัว กำเนิดความถี่คววม ความถี่หรือ VCO โดยการมอดูเลตแบบ FM โดยมีคลื่น ทหารซึ่งเลือกได้สองความถี่คือ 100 KHz และ 200 KHz ซึ่งเป็นช่วงที่ 50 เฮอร์ ต์ทํางานได้ดีที่สุดตามสเปค แล้วคัปปลิงเข้าไปในสายเมน 220 โวลต์เอซี



ส่วนในตัวรับจะใช้ไอซีเบอร์ LM ๕๖๕ ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่ DEMODULATE คลื่นเสียงที่ผสมมาแบบ FM ให้เป็นคลื่นเสียงกึ่งเคม โดยมีวงจรรูน ซึ่งมี $C_{๑๖}$ เป็นตัวบล็อกไฟ 220V ไม่ให้เข้ามาในระบบโดย IC เบอร์ LM ๕๖๕ จะ DEMODULATE เป็นสัญญาณเสียงออกมาที่ขา ๗ แล้วส่งไปขยายเสียงให้แรงขึ้นต่อไป

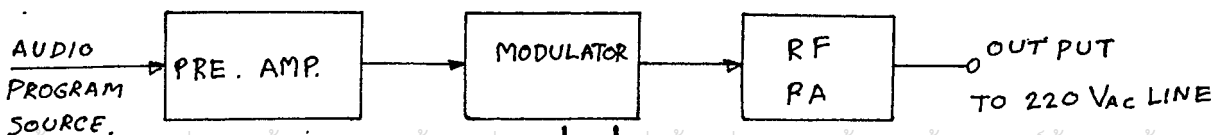
๑.๑ หลักการทำงานของภาคส่ง

ในส่วนของภาคเครื่องส่ง จะได้รับ program source จากแหล่งต่าง ๆ คือ จากไมโครโฟน จากเครื่องเล่นเทป สัญญาณที่เป็น TONE ฯลฯ เข้ามามอดูเลท ซึ่งเป็นการมอดูเลทแบบ เอฟ.เอ็ม (FM MODULATION) ซึ่งได้กำหนดคลื่นพาห้ไว้สองความถี่ คือ ๑๐๐ KHZ และ ๒๐๐ KHZ โดยมีสวิทช์เป็นตัวเลือกการส่ง



เมื่อสัญญาณเสียงถูกส่งเข้าไปมอดูเลทที่ขา ๕ ของ LM ๕๖๖ สัญญาณที่ถูกมอดูเลทแล้วจะถูกขยายกำลังให้แรงขึ้น โดยภาค BUFFER AMP ภายในตัว LM ๕๖๖ แล้วเลือกเอาสัญญาณออกที่ขา ๓ ซึ่งเป็นคลื่น SQUARE WAVES ที่ถูกมอดูเลทแบบ เอฟ เอ็ม แล้วจากนั้นสัญญาณนี้จะถูกส่งไปขยายกำลังอีกครั้งหนึ่ง เพื่อส่งสัญญาณเข้าไปใน LINE ๒๒๐ VAC โดยมีไอเอฟ ทรานส์ฟอร์มเมอร์ T_2 เป็นตัวรูน เอาความถี่ที่ต้องการคัมปลิงผ่าน C_{12} ส่งเข้าไปใน

LINE ๒๒๐ VAC



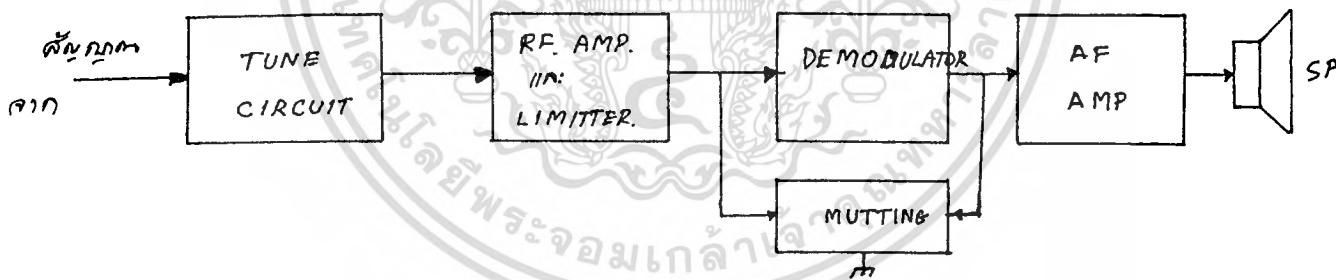
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของเครื่องส่งนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๑.๒ หลักการทำงานของภาครับ

ในส่วนของเครื่องรับ สัญญาณเสียงที่มอดูเลตแบบ เอพ เอ็ม เคลื่อนที่มาตาม AC LINE มี $C_{๑๖}$ คัปปลิ่งเข้าสู่วงจร จูนโดยหม้อแปลงไอเอฟ $T_{๕}$ จูนเอาความถี่ที่ของการออกมา IC 3/1 - IC 3/4 คือเป็นวงจรขยายความถี่วิทยุและลิมิเตอร์ เอาพุทของภาคลิมิเตอร์ที่ขา ๔ ของ IC 3/4 เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด ๗ โวลต์ ถูกป้อนผ่าน R_{21} , C_{22} เหลือประมาณ ๑ โวลต์ เป็นอินพุทให้กับเฟสล็อกคูลูบ IC ๕ เบอร์ LM ๕๖๕ มี $Q_{๒}$ และ IC $๓/๕$ คือเป็นวงจรมิลคิง คัทสัญญาณเสียงว่า เมื่อไม่มีคลื่นพาห้เข้ามา

เฟสล็อกคูลูบ IC ๕ จะล็อกความถี่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งกำหนดโดย $R_{๒๔}$, $VR_{๓}$, $VR_{๔}$ และ $C_{๒๔}$ ความถี่ที่เบี่ยงเบน จากคลื่นพาห้ที่เกิดจากการมอดูเลต แบบ FM จะไคเป็น แรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามปรากฏที่ขา ๗ ซึ่งแรงดันที่เปลี่ยนแปลงนี้ก็คือสัญญาณความถี่เสียงนั่นเอง โดยจะถูกฟิลเตอร์แล้วป้อนให้ $Q_{๓}$ ทำการขยายเบื้องต้น แล้วจึงส่งต่อให้ IC ๕ ทำการขยายกำลังเพื่อขับลำโพงต่อไป

$S_{๓/๓}$ และ $S_{๓/๒}$ เป็นสวิสซ์เลือกความถี่ใช้งาน $VR_{๓}$ และ $VR_{๔}$ เป็นตัวปรับความถี่ของการรับแต่ละแชนแนล ส่วน $VR_{๕}$ เป็นตัวปรับความดังของเสียงที่ออกลำโพง



บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ

บทที่ ๒

ระบบเครื่องส่งสัญญาณ

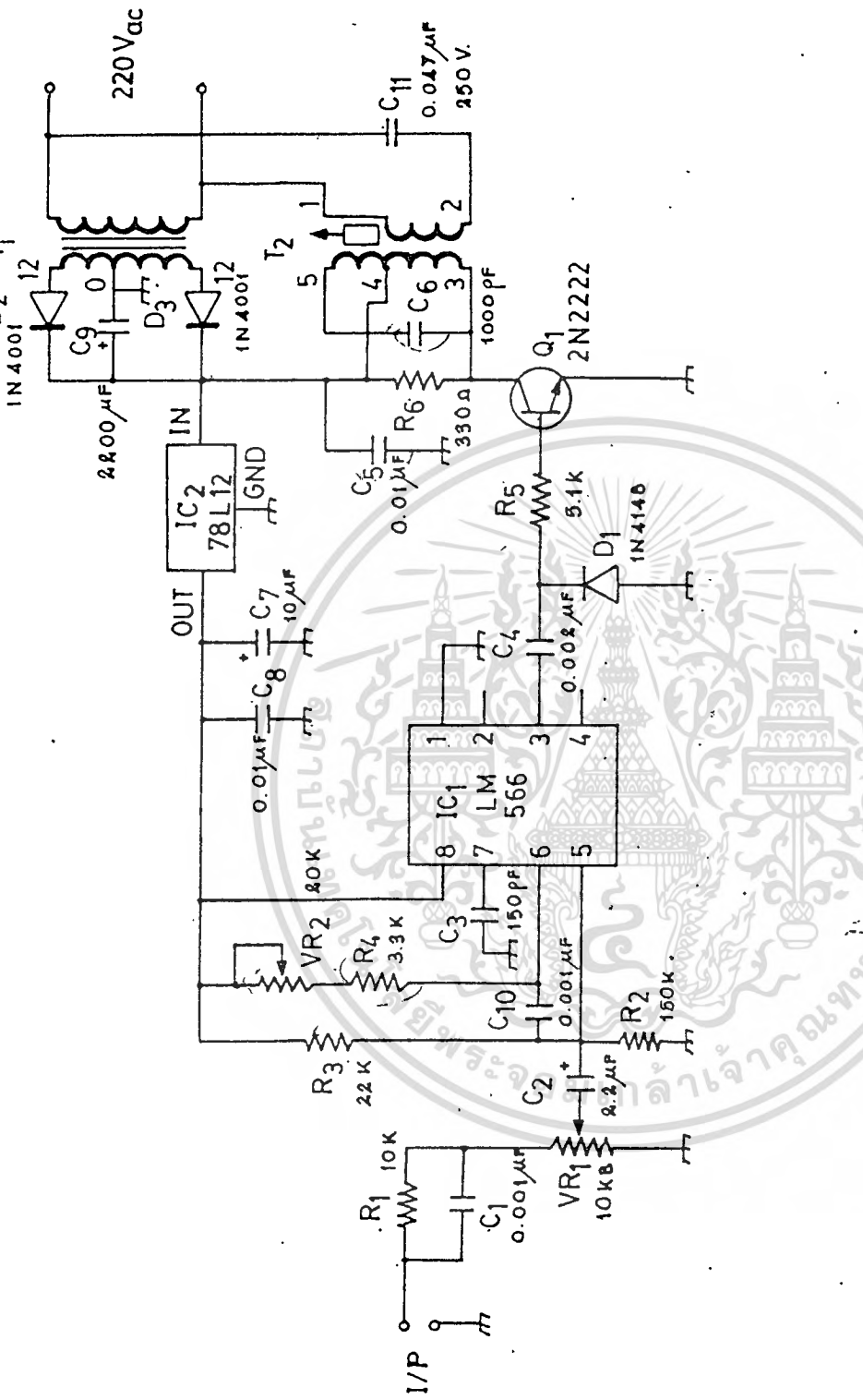
การทำงานของวงจรภายในเครื่องส่ง

รูปที่ ๒.๑ เป็นวงจรตัวส่ง ใช้ไอซี เบอร์ LM ๕๖๖ (IC₁) ซึ่งเป็นตัวกำเนิดความถี่ ควบคุมด้วยแรงดันหรือ VCO ทำหน้าที่มอดูเลตแบบ FM โดยกำหนดความถี่กลางหรือคลื่นพาหะด้วย R_๕, VR_๒ และ C_๕, C_๖ ในที่นี้มีสวิทช์ (S₁) เลือกความถี่คลื่นพาหะได้ ๒ ค่า คือ ๑๐๐ KHZ และ ๒๐๐ KHZ ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ใช้งานในลักษณะนี้ได้ที่ดีที่สุดตาม SPECIFICATION ของเบอร์นี้

สัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นเสียงถูกป้อนผ่านไมโครโฟนปริโมค VOLUME และคัพปลิง โดย C_๓ เข้ามาที่ขา ๕ ของ LM ๕๖๖

การเปลี่ยนแปลงความถี่ความถี่อินพุต มีค่าเท่ากับ $\pm 0.66 \text{ fc/v}$ ที่แรงกันซ์พหลาย ๑๒ โวลต์ เปอร์เซ็นต์ การมอดูเลตที่ให้ความเพี้ยนค่าสูงสุดอยู่ที่ไม่เกิน ๑๐ เปอร์เซ็นต์ ดังนั้น ระดับสัญญาณอินพุตของจุดคอสัญญาณอินพุตไม่เกิน ๐.๒ Vrms อินพุตของ IC_๑ ถูกไบอัสไว้ที่ $\frac{1}{4} V_{cc}$ อันเป็นจุดทำงาน

เอาพุตจาก IC_๑ ที่ขา ๓ ได้เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งถูกมอดูเลตด้วยคลื่นเสียงแล้วถูกป้อนให้ Q_๑ ทำการขยายกำลังให้สูงขึ้น และไขหม้อแปลงไอเอฟ T_๒ จนเอาสัญญาณความถี่ที่ขยายแล้วนี้คัพปลิง ผ่าน C_{๑๒} ไปยังสายไฟ ๒๕๐ โวลต์ โดยมีความแรงของสัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q_๑ ประมาณ ๑๖.๖๘



รูป 2.1 วงจรเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรภายในเครื่องรับ

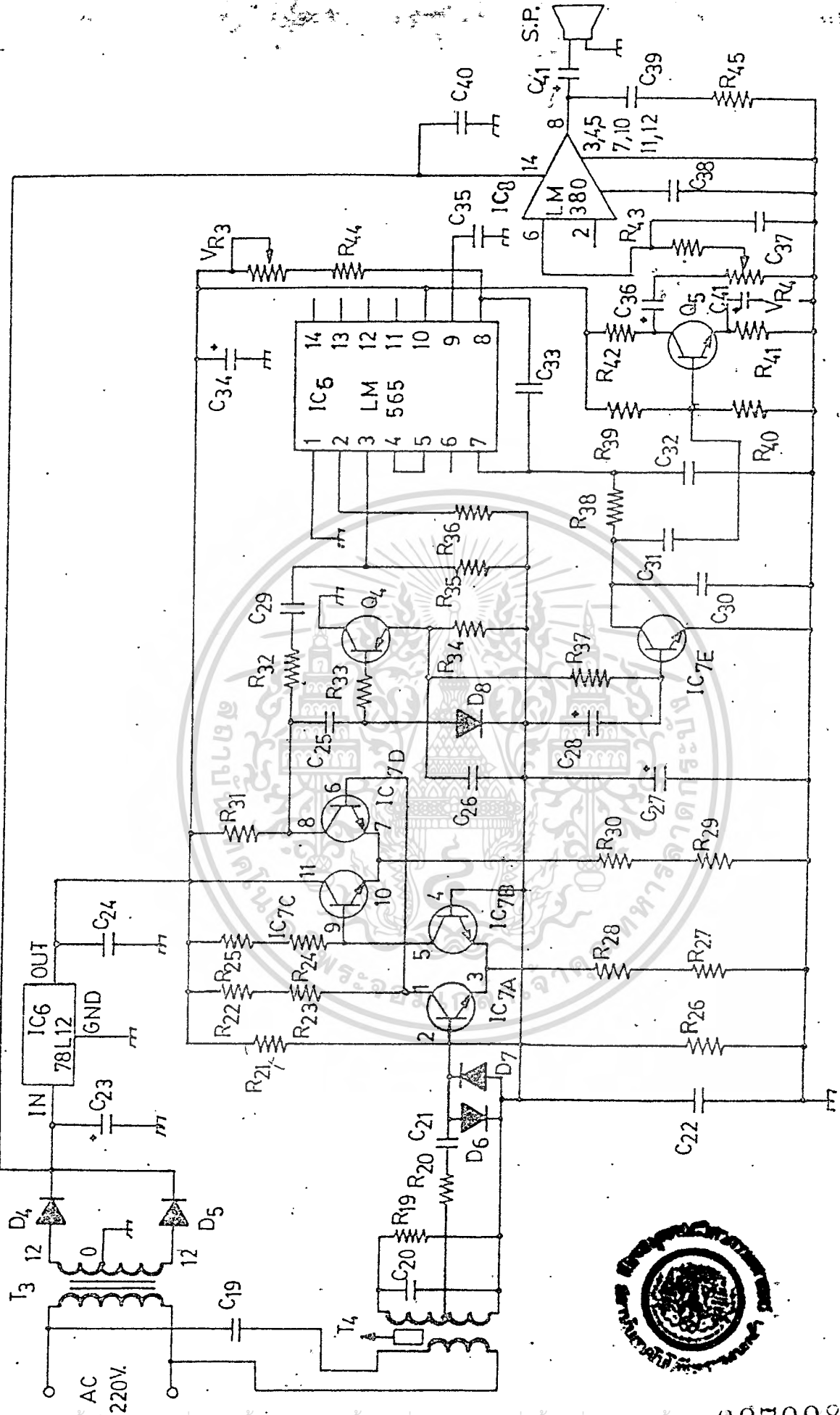
ตัวรับจะมีภาคคิโมดูลเลเตอร์แบบ FM โดยใช้ ไอซี เฟสล็อกคูลูป (PLL) มีวงจรตัดเสียงเมื่อไม่มีสัญญาณ (มิวคิง) และภาคขยายเสียง ๒.๕ วัตต์

ของตัวรับที่สมบูรณ์ แสดงในรูปที่ ๓ สัญญาณความถี่วิทยุที่อยู่ในสาย ๒๒๐ โวลต์ ถูกขับปลั๊กโดย $C_{๑๖}$ มีหม้อแปลง ไอเอฟ $T_๔$ จูนเอาความถี่ที่ต้องการออกมา IC $๓/๑$ - IC $๓/๔$ ถือเป็นวงจรขยายความถี่วิทยุและลิมิเตอร์

ของทำงานของตัวรับนั้นอยู่ที่ความแรงของสัญญาณระหว่าง ๐.๒ Vp-p ถึง ๔๕ Vp-p ที่ขดเชกันคาร์รีของ $T_๔$ หรือถ้าวัตต์ที่ขาเบสของ IC $๓/๑$ ก็อยู่ในช่วง ๑๒MV - ๒.๖ MV

เอาพุทจากภาคลิมิเตอร์ที่ขา ๔ ของ IC $๓/๔$ เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด ๗ โวลต์ ถูกป้อนผ่าน $R_{๒๑}$, $C_{๒๒}$ เหลือประมาณ ๑ โวลต์ เป็นอินพุท ให้กับเฟสล็อกคูลูป IC เบอร์ LM ๕๖๕ มี $Q_{๒}$ และ IC $๓/๕$ ถือเป็นวงจรมิวคิงตัดสัญญาณเสียงซ่า เมื่อไม่มีคลื่นพาห้เข้ามา

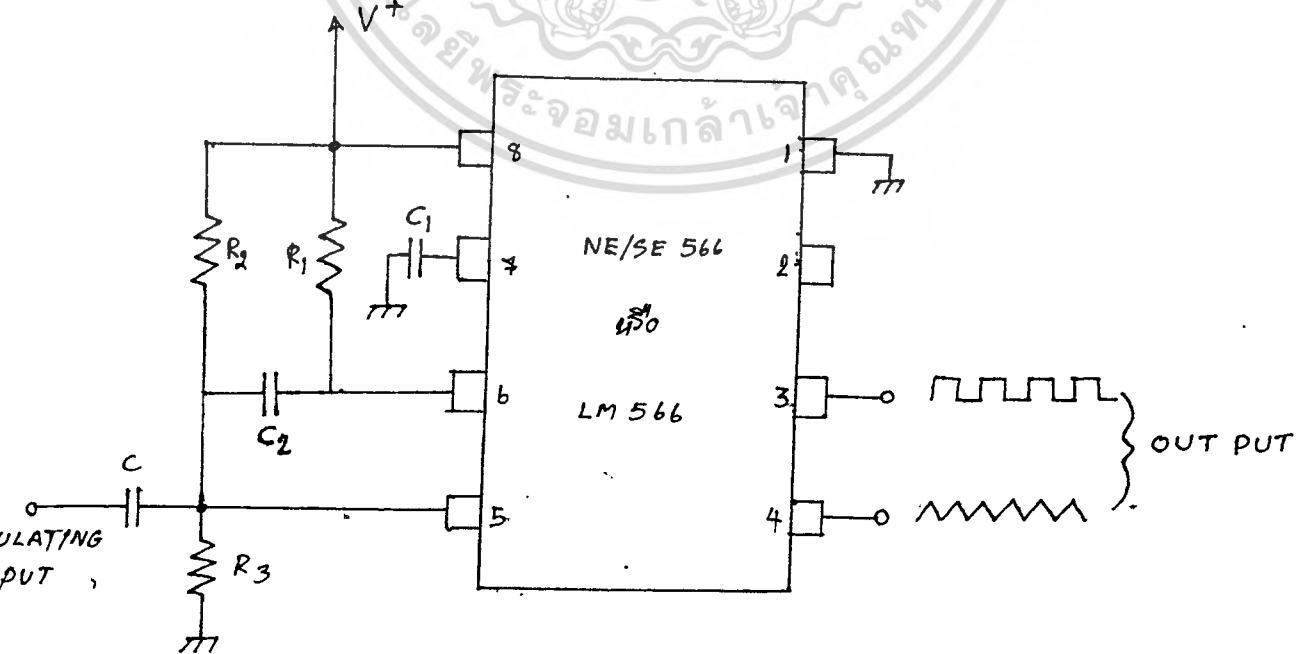
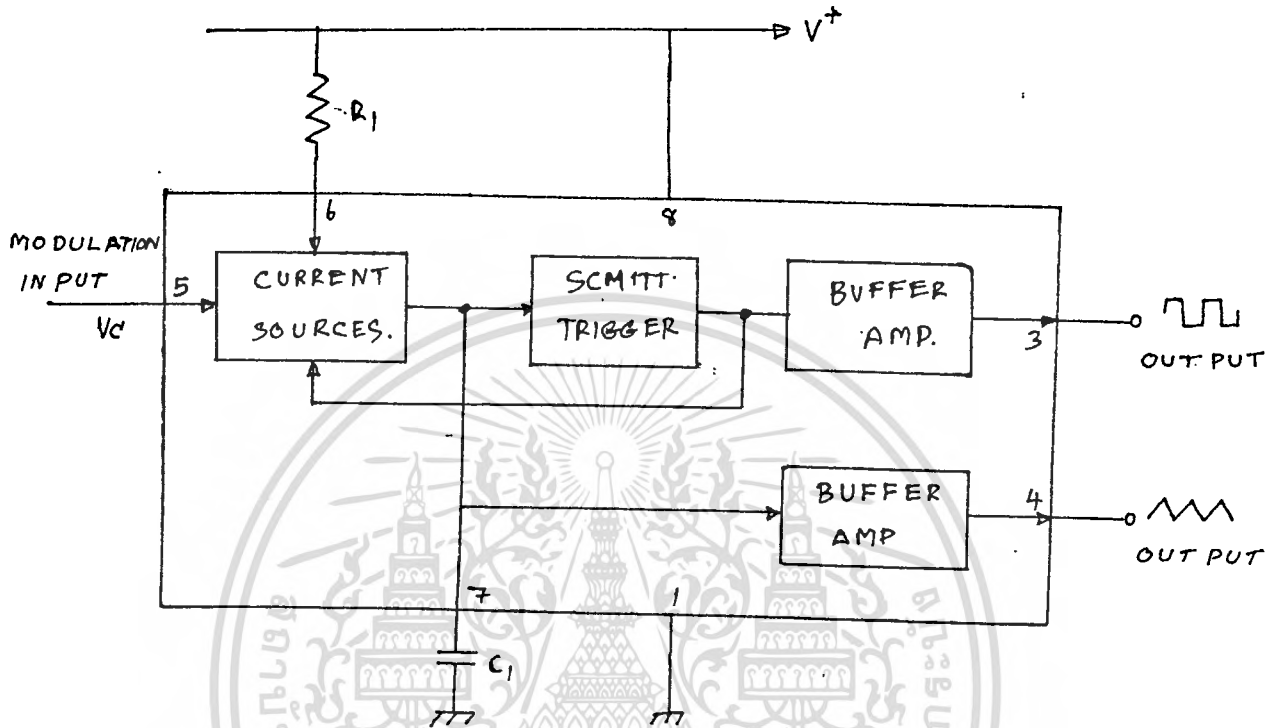
เฟสล็อกคูลูป IC ๕ จะล็อกความถี่ที่ค่าใดค่าหนึ่งซึ่งกำหนดโดย $R_{๒๔}$, $VR_{๓}$, $VR_{๔}$ และ $C_{๒๔}$ ความถี่นี้จะกำหนดให้ตรงกับความถี่คลื่นพาห้ ความถี่ที่เบี่ยงเบนจากคลื่นพาห้ที่เกิดจากการมอดูเลท แบบ FM จะได้เป็นแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามปรากฏที่ขา ๗ ซึ่งแรงดันที่เปลี่ยนแปลงนี้ก็คือสัญญาณความถี่เสียงนั่นเอง โดยจะถูกฟิลเตอร์แล้วป้อนให้ $Q_{๓}$ หากการขยายกำลังเพื่อขับลำโพงออกไป $S_{๓/๑}$ และ $S_{๓/๒}$ เป็นสวิตซ์เลือกความถี่ใช้งาน $VR_{๓}$ และ $VR_{๔}$ เป็นตัวปรับความดังของเสียงที่ออกลำโพง



027008

การออกแบบวงจรโวลเทจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์
(VCO DESIGN VALUES)

ใช้ IC เบอร์ LM 566 ซึ่งมีบล็อกไออะแกรม ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของ LM 566 VCO CONNECTION DIAGRAM. ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการในการออกแบบ

กำหนดให้

V_d = CONTROL VOLTAGE (ระหัดงยา 5 กัมยา 1)
 f_o = OUT PUT FREQUENCY
 V^+ = SUPPLY VOLTAGE

$$V_d = V^+ \times \frac{R_5}{R_3 + R_5}$$

BIAS VOLTAGE

โดย V_d ตาม SPECIFICATION กำหนดไว้ดังต่อไปนี้.

$$\frac{3}{4} V^+ < V_d < V^+$$

กำหนดให้ค่าของ R_T หรือ $(VR_2 + R_4)$ อยู่ในช่วง

$$2k\Omega < R_T < 20k\Omega$$

ความถี่ OUTPUT

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_d)}{V^+} \times \frac{1}{R_1 C_1}$$

ตาม SPEC.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_d)}{V^+} \times \frac{1}{(R_4 + VR_2) C_5}$$

กำหนดค่า

การคำนวณจากวงจรใช้งานจริง

V_c คือแรงดัน BIAS ระหว่างขา ๕ กับกราวด์ ซึ่งวงจรมีกำหนดไว้ที่ $\frac{1}{2} V^+$

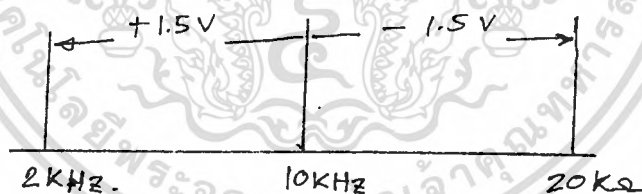
$$\text{ดังนั้น } V_c = V^+ \times \frac{R_5}{R_3 + R_5} \quad \checkmark$$

$$V_c = 12 \times \frac{150 \text{ K}\Omega}{50 \text{ K}\Omega + 150 \text{ K}\Omega} \quad \checkmark$$

$$V_c = 12 \times \frac{150 \text{ K}\Omega}{200 \text{ K}\Omega} \quad \checkmark$$

$$V_c = 9 \text{ V}$$

คือ ที่ขา ๕ เทียบกับกราวด์ จะมีค่า ๙ V เป็น BIAS เริ่มต้นตามข้อกำหนดของ LM ๕๖๖ จะมีสัญญาณอินพุต (BIAS) SWING ได้ไม่เกิน $\pm 0.5 V_{PP}$ คือในช่วง SWING $\pm V_{PP}$ จะทำให้ f_0 เปลี่ยนแปลงไปเป็น ๑๐ : ๑ เท่า ถ้าอินพุต BIAS เปลี่ยนไปทาง + ๐.๕ V จะทำให้ f_0 ลดลง ถ้าอินพุต BIAS เปลี่ยนไปทาง - ๐.๕ V จะทำให้ f_0 เพิ่มขึ้น

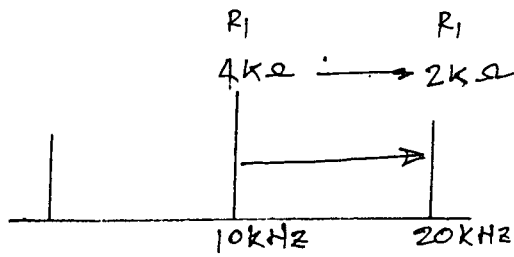


สรุป ถ้าเราเปลี่ยนแปลง BIAS ไป + ๐.๕V ถึง - ๐.๕V จะทำให้ f_0 เปลี่ยนแปลงไปจากค่าสุดถึงสูงสุด เป็น ๑๐ เท่าตัว ในทำนองเดียวกัน ถ้าจะให้เปลี่ยนไปเรายังสามารถเปลี่ยนค่า R_1 หรือ $V_{R_2} + R_4$ และ C_1 หรือ C_5 (ในวงจรจริง) อย่างใดอย่างหนึ่ง ก็จะทำให้ f_0 เปลี่ยนแปลงไปได้เหมือนกัน

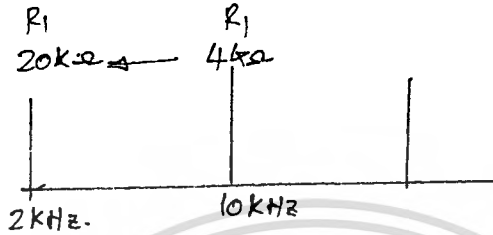
สมมุติ CENTER FREQUENCY เป็น 10 KHz.

เปลี่ยนค่า R_1 ที่มีค่าเริ่มต้น ๕ K Ω ไปเป็น 2 K Ω

f_0 จะเปลี่ยนจาก ๑๐ KHz ไปเป็น ๒๐ KHz.



และถ้าเปลี่ยนค่า R_1 จาก $4\text{ k}\Omega$ ไปเป็น $20\text{ k}\Omega$ f_0 จะลดลงเป็น 2 kHz .



ในวงจรจริงเราเลือกเปลี่ยนค่า R_1 และ C_1

โดยกำหนดให้ $f_0 = 200\text{ kHz}$.

$$C_1 = 150\text{ pF}$$

หาค่า R_1 ได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{2(V^+ - V_c)}{V^+} \times \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{Hz}$$

หรือ

$$R_1 \approx \frac{2(V^+ - V_c)}{V^+} \times \frac{1}{f_0 \times C_1} \quad \Omega$$

$$R_1 \approx \frac{2(12-9)}{12} \times \frac{1}{200\text{ kHz} \times 150 \times 10^{-12}}$$

$$R_1 \approx 16.666\text{ k}\Omega.$$

ในวงจรจริงเราใช้ $V_{R_2} + R_4$ โดยให้ R มีค่าคงที่ $30.3\text{ k}\Omega$

เป็นค่าคงที่ และ V_{R_2} มีค่า $30\text{ k}\Omega$ แล้วปรับให้สองตัวรวมกันมีค่า

$96.666\text{ k}\Omega$ จะได้ $f_0 = 200\text{ kHz}$. พอที่

และเช่นเดียวกันในวงจรจริงต้องการเปลี่ยน f_0 จาก 200 kHz ไป

เป็น 100 kHz เราจะคงค่า V_{R_2} และ R_4 ให้มีค่ารวมแล้ว $96.666\text{ k}\Omega$

ไว้คงเดิม แต่จะเปลี่ยนค่า C_1 ให้มีค่าคงเดิม เช่น

ให้ f_0 เป็น 100 kHz หา C_1 ให้ออก

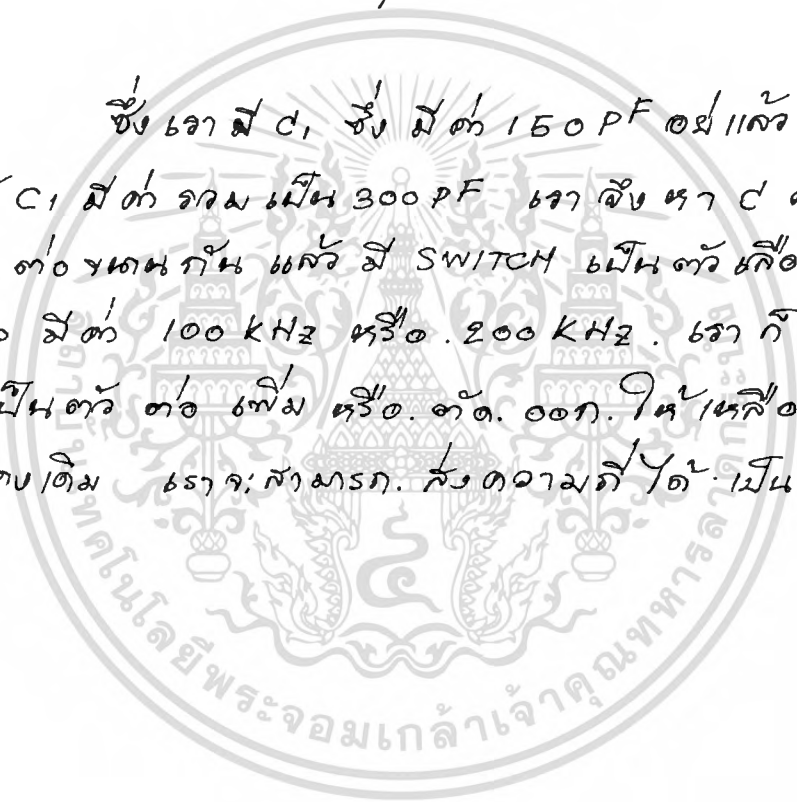
$$f_0 = \frac{2(V^+ - V_c)}{V^+} \times \frac{1}{R_1 C_1}$$

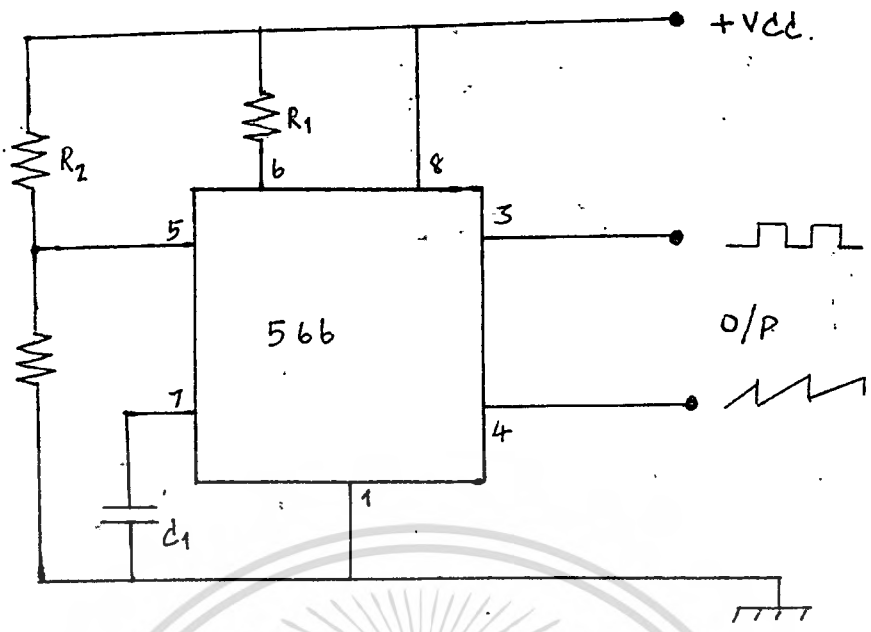
หรือ $C_1 = \frac{2(V^+ - V_c)}{V^+} \times \frac{1}{R_1 \times f_0}$

$$C_1 = \frac{2(12-9)}{12} \times \frac{1}{16.666k\Omega \times 100kHz}$$

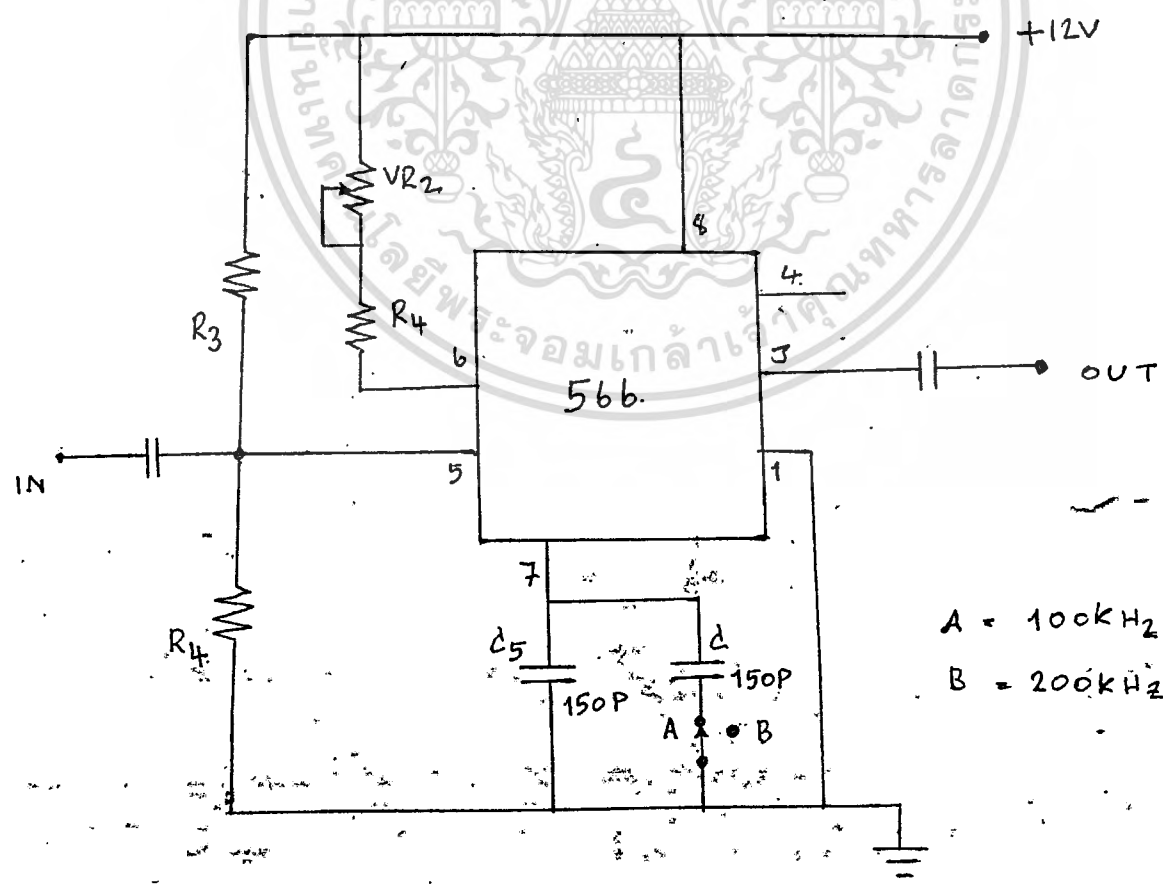
$$C_1 = 300 pF$$

ซึ่งเราใช้ C_1 ซึ่ง มีค่า 150 pF อยู่แล้ว รั้งต่อวงจร
ให้ C_1 มีค่า ออก เป็น 300 pF เราจึง หา C ค่า 150 pF
มา ต่อ ขตพ กัน แล้ว มี SWITCH เป็น ตัว เลือก ว่า จะ ให้
 f_0 มีค่า 100 kHz หรือ 200 kHz. เรา ก็ ใช้ SW.
เป็น ตัว ต่อ เพิ่ม หรือ ตัด. ออก. ให้ เป็น 150 pF.
ต่อไป เรา จะ สามารถ. สังเกตความถี่ ได้. เป็น 2 CHANNEL





DATA CIRCUIT

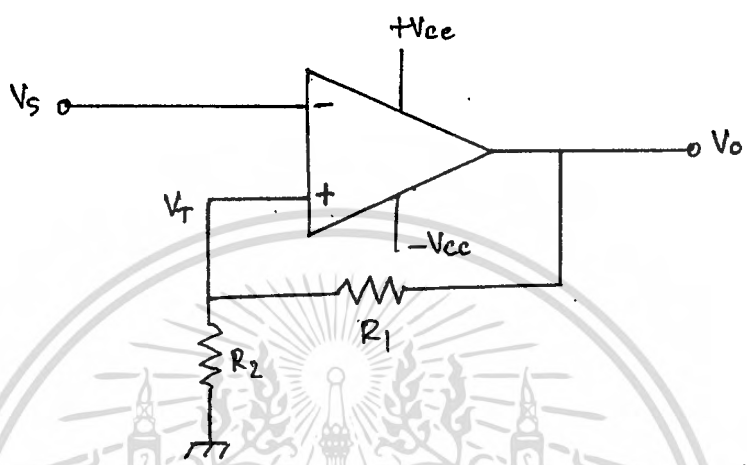


A = 100kHz
 B = 200kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับผู้ใช้เท่านั้น เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามไปอ้างชื่อของเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OPERATE CIRCUIT

จากบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 2.2 จะเห็นว่ามีส่วนที่สำคัญอยู่ 2 ส่วนภายใน ใจคือ วงจรขมิตริกเกอร์ (SCHMITTRIGGER) หรือเรียกว่ารีเจนเนอเรทีฟคอมพาราเตอร์ (REGENERATIVE COMPARATOR) และส่วนของวงจรแหล่งจ่ายกระแส (CURRENT SOURCE) หลักการทำงานของวงจรขมิตริกเกอร์นี้ขมิตริกเกอร์อย่างอธิบาย ได้ ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์ตขมิตริกเกอร์

จากรูปที่ 2.3 ถ้าใส่ตัวบ่อนกลับ (FEED BACK) เข้าที่ขาบวกของ OP-AMP สถานะของวงจรจะกลับ กับสถานะลิเนียร์ วงจรจะไม่เป็นลิเนียร์ (NON-LINEAR) อีกต่อไปการเพิ่มขึ้นของโวลต์เดอ (+V) มากกว่า (-V) และถูกขยายโดย A เท่าของ OP-AMP แล้วถูกบ่อนกลับมายังขาบวกของ OP-AMP จะขมิตริกเกอร์ Vo ให้เป็นบวกมากกว่าเท่าจนกระทั่ง Vo SATURATE ที่ +Vcc ในทำนองเดียวกัน ถ้า (+V) ต่ำกว่า (-V) สัญญาณ Vo จะเป็นลบมากขึ้นเรื่อย ๆ จน SATURATE ที่ -Vcc

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

สภาวะที่ 1
$$V_s < \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_o$$

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

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

$V_s < 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าที่ขั้ว V_S สมมติว่าป้อนเข้ามาน้อยกว่า 10 V สมมติ 9 V

จะได้ $V_S = 9\text{ V}$, $V_T = 10\text{ V}$

$\therefore V_O$ จึงเป็นบวก ($+ 20$ โวลต์)

สภาวะที่ 2

$V_O = -V_{CC} = -20$

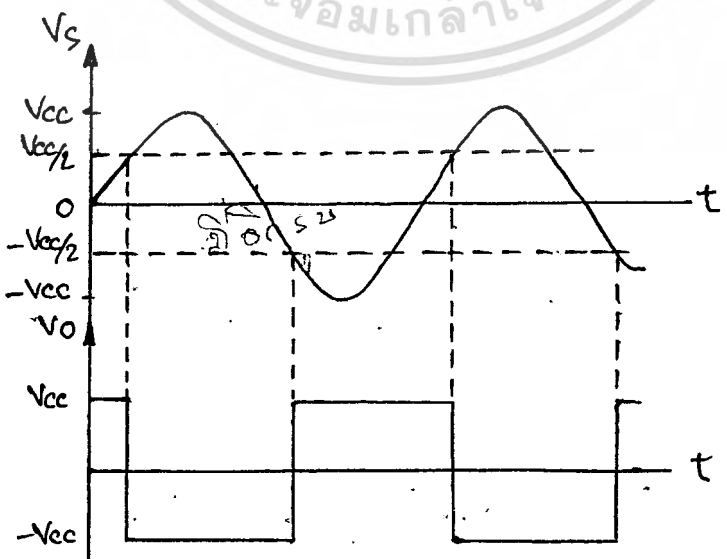
$V_S > \frac{1}{2} (-20)$

> -10

ถ้าที่ขั้ว V_S เข้ามา -9 V , $V_T = -10\text{ V}$

$\therefore V_O$ จึงเป็นลบ (-20 โวลต์)

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

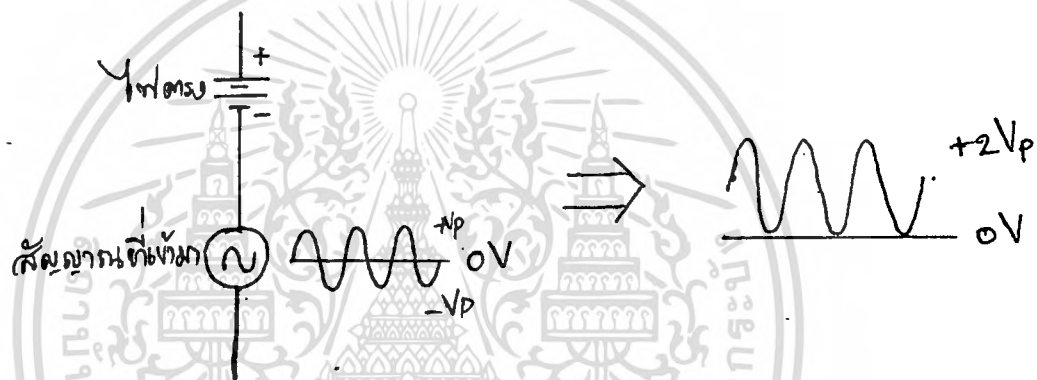
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามทำซ้ำหรือดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีเอารำนำไปใช้
คู่มือ 4 การต่อ MOS ของ วงจร ขั้วมิกซ์เซอร์ ต่อ สัญญาณอินพุต

ดังนั้นถ้าหากว่าเราป้อนสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่ของเสียงมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ทางเออาร์พท์ที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปด้วย

สำหรับส่วนของวงจรแหล่งจ่ายกระแส (CURRENT SOURCE) นั้นจะให้กระแสทางเออาร์พท์ไปยังวงจรขมิตทริกเกอร์ โดยมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตนั่นคือ สัญญาณอินพุตสามารถเปลี่ยนแปลงกระแสจากแหล่งจ่ายกระแสได้

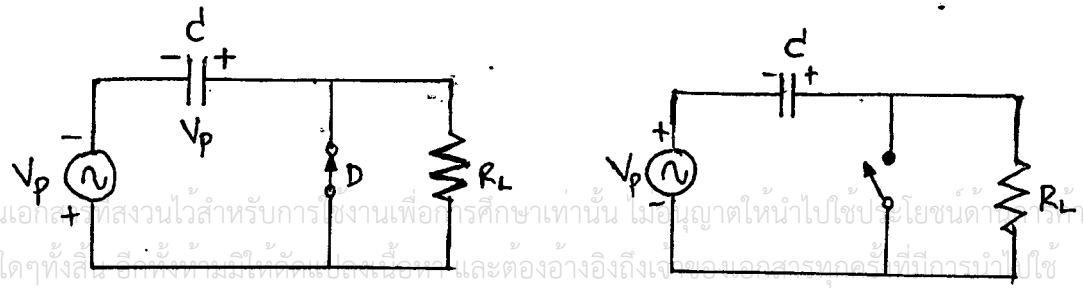
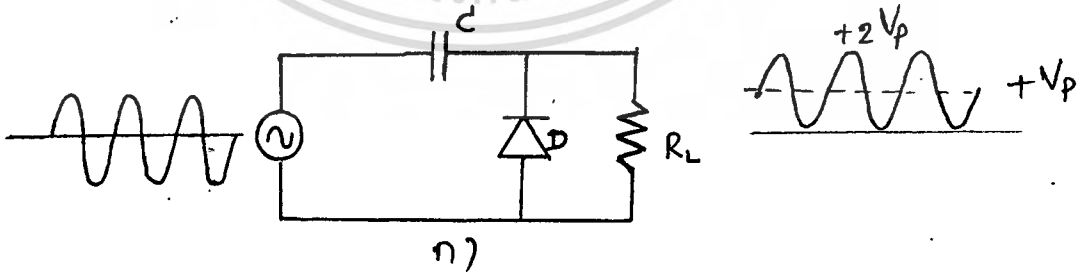
2.3 วงจรปรับระดับของสัญญาณ (CLAMPER)

วงจรปรับระดับของสัญญาณคืออาารรวมค่าไฟตรง (D.C. VOLTAGE) กับสัญญาณที่เข้ามา (INCOMING SIGNAL) จากตัวอย่างรูป 2.5



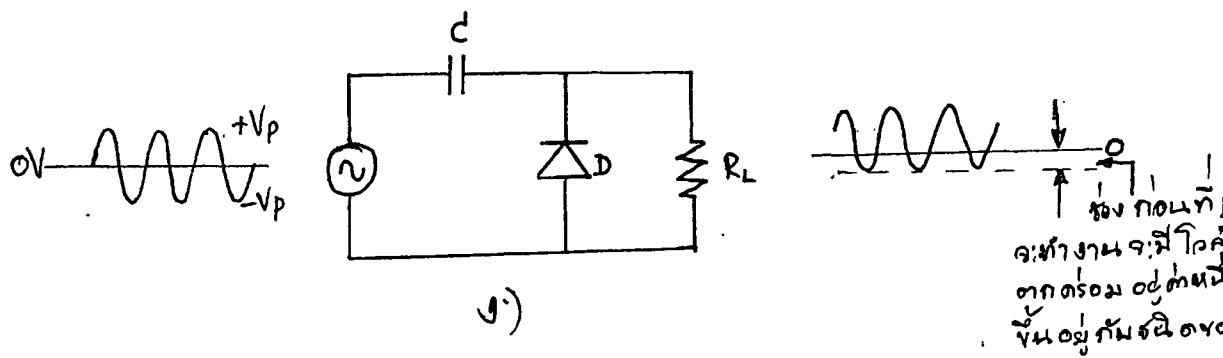
รูปที่ 2.5 การปรับระดับแบบบวก

ไฟตรงกับสัญญาณที่เข้ามาจะถูกปรับระดับรวม 10 โวลต์ดีซี กับสัญญาณที่เข้ามา เรียกว่าการปรับระดับแบบบวก ส่วนวงจรที่ใช้งานจริงจะมีลักษณะ ดังรูป 2.6 ก



ข)

ค)



รูป 2.6 แสดงการทำงานของวงจรปรับระดับแบบบวก

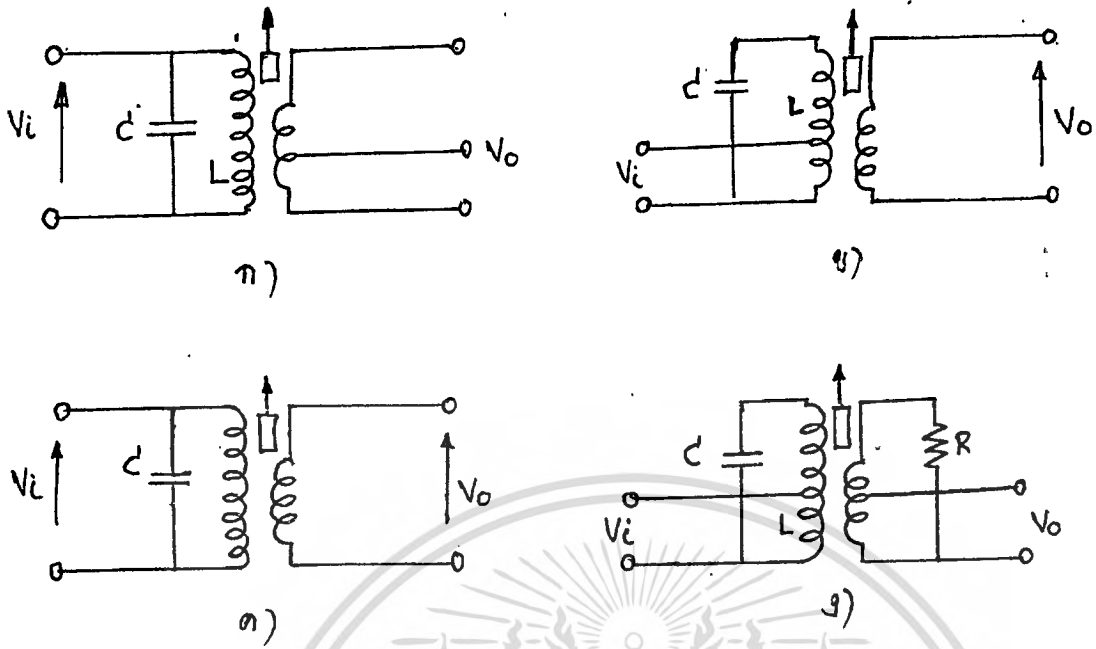
การทำงานของวงจรปรับระดับแรงดันแบบบวกตอนแรกให้สัญญาณที่เข้ามาช่วงลบเข้ามาก่อน ไดโอดจะปิดวงจร (TURN ON) ดังรูป 2.6 ข ที่ช่วงลบนี้การประจุจะชาร์จ (CHARGE) ถึง V_p ซึ่งก่อนที่ช่วงลบจะเข้ามา ไดโอดจะเปิดวงจรออก ดังรูป 2.6 ค ค่าความต้านทาน R_L และ C จะทำให้เกิด TIME CONSTANT ทำให้เกิดคาบเวลา (PERIOD) มีค่ามากกว่า T ของสัญญาณที่เข้ามา ซึ่งก็คือ เหตุผลที่ C-CHARGE จะเก็บเต็มในช่วงเวลาที่ไดโอดเปิดวงจร

รูป 2.6 ง แสดงถึงวงจรที่ใช้โดยปกติ ไดโอดจะมีโวลต์เตจตกคร่อมก่อนที่จะทำงานที่ทำให้รูปคลื่นทางเอาต์พุตมีสัญญาณต่ำกว่าสัญญาณเล็กน้อยขึ้นอยู่กับชนิดของไดโอด เมื่อเรากลับขั้วของไดโอดวงจรจะกลายเป็นวงจรปรับระดับแรงดันแบบลบ (NEGATIVE CLAMPER)

2.4 วงจรจูน (TUNE)

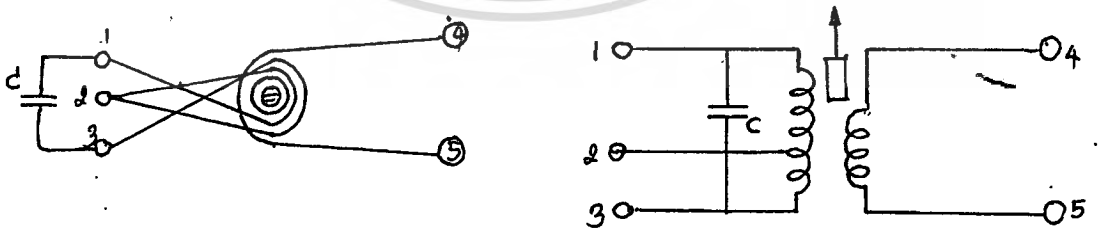
วงจรจูนของเครื่องส่งนี้เป็นวงจร LC ใช้หลักการของการรีโซแนนซ์ในการเลือกความถี่ที่เหมาะสมผ่านตัวมัน วงจรนี้ปกติจะเรียกว่าวงจรแทงค์ (TANK CIRCUIT) มีคุณสมบัติเป็นฟิลเตอร์เช่นเดียวกับ RC ฟิลเตอร์ กล่าวคือ ตัวมันจะเป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์ (BAND PASS FILTER) จะยอมให้ความถี่ช่วงที่ต้องการผ่านเท่านั้น วงจรแทงค์สามารถจะต่อใช้งานได้หลายลักษณะตามความต้องการ ดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยนาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรแพลงค์ลักษณะต่าง ๆ

วงจรของเครื่องส่งจะใช้หม้อแปลง ไอ เอช ของวิทยุ ดัดแปลงใหม่เพื่อให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน หม้อแปลงนี้มีขายทั่วไป ซึ่งมีขนาดความถี่โซแนนซ์ 455 KHz บางแบบก็มีความถี่โซแนนซ์สูงถึง 10.7 MHz ที่ใช้ในวิทยุเอฟเอ็มแต่ที่เราใช้ในเครื่องส่งนี้จะใช้ไอเอชที่มีความถี่โซแนนซ์ 455 KHz กระบองสี่ขา ซึ่งมีค่าใกล้เคียง 250 KHz มาทำการดัดแปลงหม้อแปลงไอเอชที่ใช้นี้ใช้ของ TOKO MODEL 14602 สี่ขาซึ่งมีลักษณะการพัน ดังรูป 2.8



รูปที่ 2.8 การพันขดลวดภายในหม้อแปลงไอเอช และ วงจรแพลงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงไอเอฟเดิมนั้นจะมีขดลวดเดิมของมันหันอยู่และมีค่าป้าซีเตอร์คิดมาด้วยซึ่งค่าป้าซีเตอร์นี้จะมีค่าความจุ ประมาณ 180 PF และรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 455 KHz เพราะฉะนั้นที่ความถี่รีโซแนนซ์ (f_0) จะได้

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณค่าเหนี่ยวนำได้ เมื่อเราทราบจำนวนรอบที่พันระหว่าง:

ขั้ว 1 - 3

$$\text{ค่าความเหนี่ยวนำต่อรอบ} = \frac{1}{\omega_0^2 C N} \quad \text{N/TURN}$$

เมื่อ $N =$ จำนวนรอบของขดลวดที่ขั้ว 1 - 3

เมื่อเราใช้ลวดเบอร์เดิม แต่ต้องการเปลี่ยนจำนวนรอบค่าป้าซีเตอร์และความถี่รีโซแนนซ์แล้ว เราจะสามารถคำนวณได้ เช่น เราหาค่าเหนี่ยวนำต่อรอบได้ $1 \times 10^{-5} \text{ H}$ และค่า $C = 1000 \text{ PF}$ และต้องการความถี่ รีโซแนนซ์ที่ 250 KHz เราก็จะหาจำนวนรอบได้

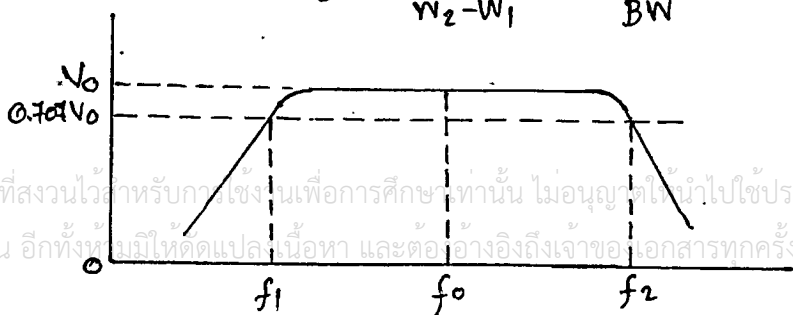
$$1 \times 10^{-5} = \frac{1}{\omega_0^2 C N}$$

$$= \frac{1}{\omega_0^2 \times 1 \times 10^{-5}}$$

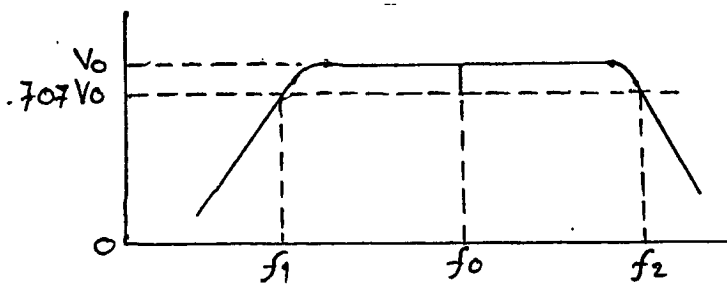
$$N = 40.52 \text{ รอบ}$$

ข้อควรคำนึงถึงอีกอย่างหนึ่งก็คือ ค่าแฟกเตอร์คุณภาพ (QUALITY FACTOR) ควรจะต้องมีค่าสูง ๆ และต้องอยู่ในเกณฑ์ที่เหมาะสม ซึ่งค่าแฟกเตอร์นี้จะหาได้จาก (แสดงดังรูป 2.9)

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{BW}$$



$$Q_0 = \frac{W_0}{W_2 - W_1} = \frac{f_0}{Bw}$$



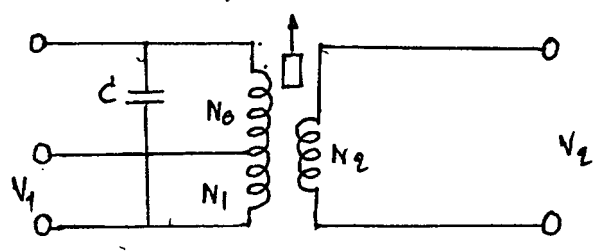
รูป 2.9 แสดงคุณลักษณะของแบนด์พาสฟิลเตอร์

จากรูปจะเห็นว่า Bw คือ ช่วงระหว่าง f_1 กับ f_2 ถ้าแบนด์วิธแคบจะทำให้ค่า Q_0 มีค่ามาก แต่ในกรณีของ เครื่องส่งนี้ไม่ต้องการแบนด์วิธที่แคบเกินไป เพราะสัญญาณที่ใช้เป็นระบบเอ็เอ็ม ระบบการเปลี่ยนแปลงทางความถี่แบบเอ็เอ็มนี้จึงต้องการแบนด์วิธที่พอเหมาะ เพราะถ้าหากว่าหม้อแปลง ไอ เอ็เอ็มนี้มีแบนด์วิธแคบมาก จะทำให้ความถี่บางความถี่ของ เอ็เอ็มไม่สามารถผ่านวงจรจนไปได้จึงทำให้การส่ง เป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ จากการมอดคูเลทของ VCO ในเครื่องส่งนั้นเราปรับค่าความต้านทาน R_1 เพื่อให้สัญญาณข่าวสารมอดคูเลทเข้ากับคลื่นพาที่ ± 10 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นความถี่ก็จะเปลี่ยนแปลงในช่วง $250 \text{ KHz} \pm 10\%$ คืออยู่ระหว่าง 225 และ 275 KHz เราจะหาแบนด์วิธ (BANDWIDTH) ได้เท่ากับ 50 KHz ดังนั้นแฟกเตอร์คุณภาพจะหาได้จาก

$$Q_0 = \frac{f_0}{Bw} = \frac{250 \text{ KHz}}{50 \text{ KHz}} = 5$$

สำหรับแบนด์วิธของหม้อแปลง ไอ เอ็เอ็มนี้สามารถหาได้จากการทดลอง จะเห็นว่าค่าแฟกเตอร์ Q_0 จากการคำนวณมีค่าต่ำ แต่จากการทดลองจะมีแบนด์วิธระหว่าง 240–260 KHz คือมีแฟกเตอร์เท่ากับ 10 ซึ่งความจริงควรจะมีค่าน้อยกว่านี้ แต่ในการทดลองนี้ปรากฏว่าฟิลเตอร์ยอมให้ช่วงความถี่สัญญาณผ่านช่วงตั้งแต่ 150 ถึง 350 KHz โดยขนาดของสัญญาณทางเอาร์พุทจะลดลงเหลือ 10% ของค่าเดิม ณ จุดความถี่ (f_0)

ส่วนการคำนวณหาขนาดแรงดันทาง เอาร์พุทที่ต้องการของหม้อแปลง ไอ เอ็เอ็มซึ่งการคำนวณก็ใช้หลักการอันเดียวกับหม้อแปลงของไฟฟ้ากำลัง แต่ของหม้อแปลงของไฟฟ้ากำลังนี้ของหม้อแปลง ไอ เอ็เอ็มจะเป็นจริงก็ต่อเมื่อใช้ความถี่รีโซแนนซ์ของมันเท่านั้น นอกเหนือจากนี้ก็ใช้ไม่ได้เพราะมันจะลัดวงจรซึ่งความถี่ที่ไม่ต้องการจะผ่านไปได้น้อยมาก



รูป 2.10 วงจรที่ใช้ในการคำนวณหาจำนวนรอบ

เมื่อจำนวนรอบทั้งหมดทางขด PRIMARY $N = N_0 + N_1$

ค่าเหนี่ยวนำทั้งหมด $L =$ ค่าเหนี่ยวนำต่อรอบ $\times N$

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

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

จากการคำนวณค่า L นั้น เราจะไม่คิดค่าของ L_2 จาก N_2 เพราะมีผลต่อทางอินพุตน้อยมาก สำหรับหม้อแปลงโอเอฟทีนำมาใช้ใช้คล็อคเบอร์ # 46 SWG จำนวนรอบ $N_0 = 100$ รอบ $N_1 = 50$ รอบ และ $N_2 = 100$ รอบ ใช้คาปาซิเตอร์ต่อขนานเข้าไป 1000 PF มีความถี่รีโซแนนซ์ 250 KHz เราสามารถหาค่าเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{ค่าเหนี่ยวนำ } L &= \frac{1}{\omega_0^2 C} \\
 &= \frac{1}{(2\pi \times 250 \text{ KHz})^2 \cdot 1000 \text{ PF}} \\
 &= 0.405 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

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

$$= 2.7 \times 10^{-6} \text{ H /รอบ}$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา = 2V1 ง่ายอึ่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

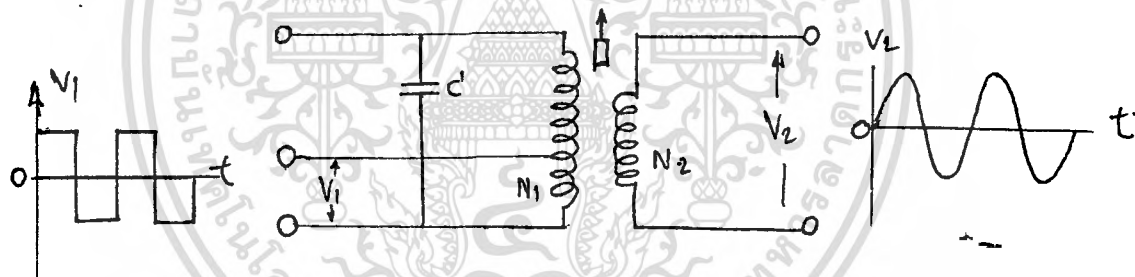
จากการทดลอง ขณะที่ยังไม่คัปปลิงวงจรอนุเข้าสายไฟ 220 โวลต์ วัดแรงดัน V_1 ได้เท่ากับ $11.5 V_{p-p}$ และทางเอาต์พุต V_2 ได้เท่ากับ $23 V_{p-p}$ ถ้าคำนวณสูตรจะได้

$$V_2 = 2 V_1$$

$$= 23 V_{p-p}$$

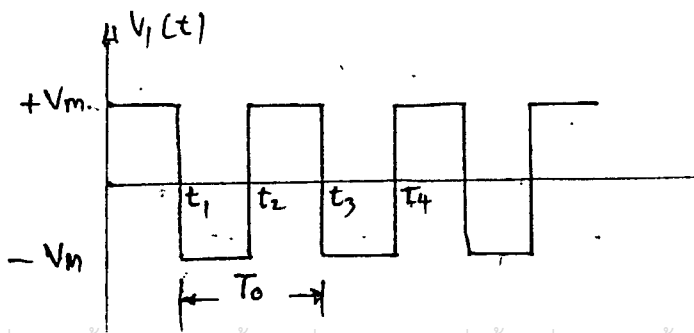
การวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูรีเยร์ (FOURIER Analysis) ของสัญญาณที่ผ่านวงจรอนุ

คุณสมบัติของวงจรอนุ นอกจากจะเป็นฟิลเตอร์ความถี่แล้ว มันยังมีคุณสมบัติต่อคลื่นสัญญาณที่มีฮาร์โมนิกด้วย กล่าวคือ ในวงจรเครื่องสั่นจะส่งคลื่นแบบสี่เหลี่ยมให้กับวงจรอนุซึ่งคลื่นสี่เหลี่ยมนี้ประกอบด้วยฮาร์โมนิกของค่าชานซ์ (SINE) ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน และมีความถี่ของคลื่นฮาร์โมนิกแบบชานซ์ความถี่ 250 KHZ รวมอยู่ด้วย ดังนั้นถ้าวงจรอนุมีแบนด์วิทที่แคบมาก ๆ ทางเอาต์พุตจะได้สัญญาณชานซ์ 250 KHZ ที่บริสุทธิ์ คือจะไม่มีความถี่อื่นปะปนมาด้วย



รูปที่ 2.11 แสดงคุณสมบัติทางเอาต์พุตของสัญญาณอินพุตของวงจรอนุ

ต่อไปเราจะวิเคราะห์สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมโดยอาศัยทฤษฎีของฟูรีเยร์ เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมมีที่เรียก (Period) $T = T_0$ และ $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งรูปที่ 2.12 เป็นสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าวงจรอนุ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

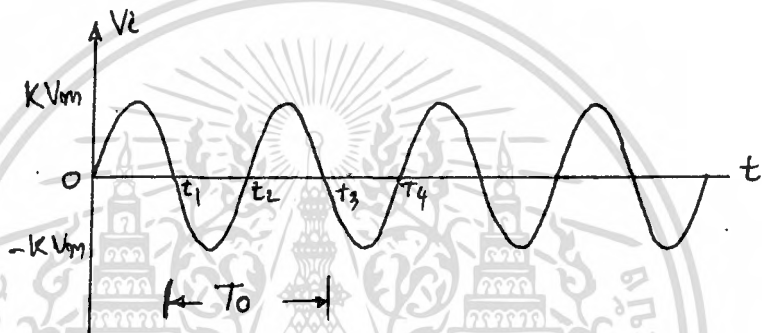
จากรูปที่ 2.12 เมื่อเราวิเคราะห์แยกฮาร์โมนิคจะได้ฟังก์ชันแบบฟูเรียร์ เป็น

$$f(t) = \frac{4V_m}{\pi} \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots + \sin n\omega_0 t \right)$$

$n = \text{odd}$

จะเห็นว่ามีคลื่นฮาร์โมนิคประกอบกันหลายความถี่ แต่วงจรเลือกความถี่เรโซแนนซ์ที่ ω_0 ดังนั้นทางเอาต์พุตจะได้สัญญาณเป็นแบบคลื่นไซน์ที่มีฟังก์ชันเป็น

$$V_2(t) = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{4V_m}{\pi} \sin \omega_0 t \right) = K V_m \sin \omega_0 t$$



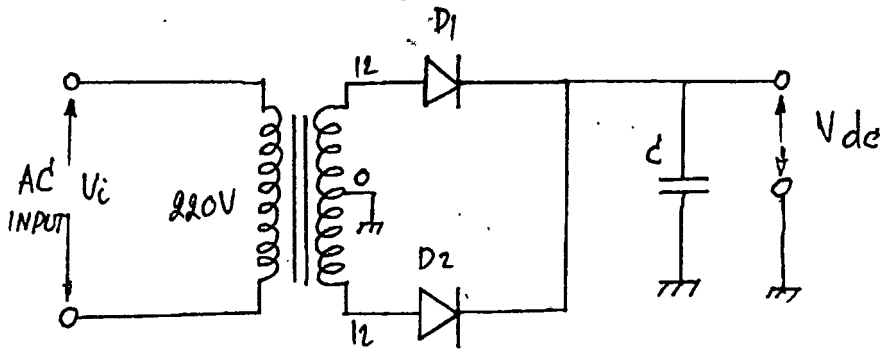
รูปที่ 2.13 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรزون

ถ้าความถี่ f_0 เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณเข้าฮาร์โมนิค จาก T_0 (รูปที่ 2.12) จะมีการเปลี่ยนแปลงไปด้วย และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (รูปที่ 2.13) จะเปลี่ยนแปลงตามอินพุต ซึ่งจากการวัดมันจะเปลี่ยนแปลงพร้อม ๆ กันกับอินพุต แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดด้วย ในขณะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงรอบ ๆ ความถี่ 250 KHz ขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยแค่ไหน นั่นก็ขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งการเปลี่ยนแปลงตามขนาดนี้ทางภาคเครื่องรับจะมี วงจรลิมิตเฟรควเอนซ์ทำหน้าที่ขลิบขนาดของสัญญาณทั้งส่วนบนและล่างออก

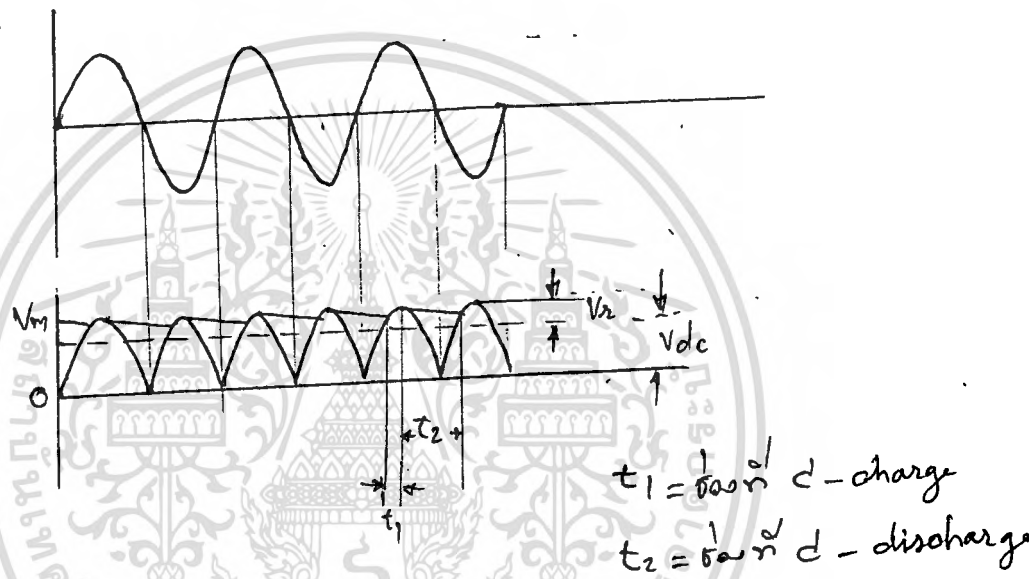
2.5 แหล่งจ่ายไฟ (POWER SUPPLY)

ภาคจ่ายไฟที่ใช้ในเครื่องส่งและเครื่องรับแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ

1. แบบ **UNREGULATOR** หรือแบบไม่คงที่ คือ เมื่อโหลดเปลี่ยนเอาต์พุตที่ได้จากแหล่งจ่ายไฟก็จะเปลี่ยนตามทำให้ได้ตรงกันไม่คงที่ ซึ่งถ้าใช้กับภาคออสซิลเลเตอร์ก็จะทำให้ได้ความถี่ไม่คงที่



รูป 2.14 วงจรของภาคจ่ายไฟแบบ UNREGULATOR ชนิด FULLWAVE



จากรูป V_{dc} หาได้จาก $V_{dc} = V_m - \frac{I_{dc}}{4fc}$

- V_m : PEAK RECTIFIER VOLTAGE เมื่อยังไม่มี C-FILTER
- I_{dc} : กระแสที่ไหลผ่าน LOAD
- f : ความถี่ไฟสลับ

ส่วนริบเบิลโวลต์เตจ (RIPPLE VOLTAGE) V_r หาได้จาก

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

เมื่อได้ OUTPUT VOLTAGE และ RIPPLE VOLTAGE จะได้เปอร์เซ็นต์ริบเบิล (% r)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และคาร์ิปเกิลแพกเตอร์ (RIPPLE FACTOR) (r)
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่า **RIPPLE FACTOR** ที่จะแปรผันเป็นส่วนกลับ กับค่าคาปาซิเตอร์ ดังนั้น ถ้าต้องการวงจรที่มี **REGULATION** ดีขึ้นจะต้องเลือกค่า **C** ให้มากขึ้น และยังขึ้นอยู่กับ โหลด (R_L) ที่นำมาต่อด้วย

ส่วนค่า **PEAK INVERSE VOLTAGE OF DIODE (PIV)** คือค่าแรงดันย้อนกลับ ขณะ **REVERSE BIAS** ของไดโอดที่ทนได้ ซึ่งดูได้จากข้อมูลจำเพาะของไดโอดเบอร์นั้น

$$PIV = 2 V_m$$

ซึ่งจากวงจรภาคจ่ายไฟที่ใช้ มีคาปาซิเตอร์ (**C**) **FILTER** $2200 \mu F / 25 V$ และวงจรต้องการกระแส (I_{dc}) ประมาณ $1 A$ และระดับแรงดันที่ผ่านการ **RECTIFIER** แล้ววัด V_m ได้ $18 V$ ดังนั้นคำนวณหา (V_{dc}) **OUTPUT VOLTAGE** ของวงจร และหาริปเปิลโวลต์เตจ (V_r)

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

$$= 15.7 V$$

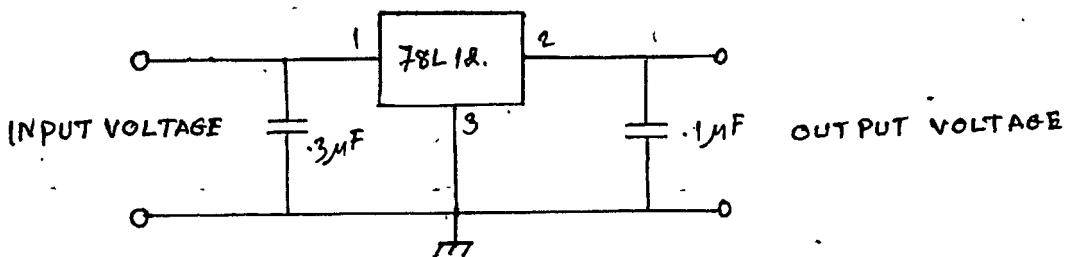
$$V_r = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot 50 \cdot 2200 \mu F}$$

$$= 1.3 V$$

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

$$= 8.3 \%$$

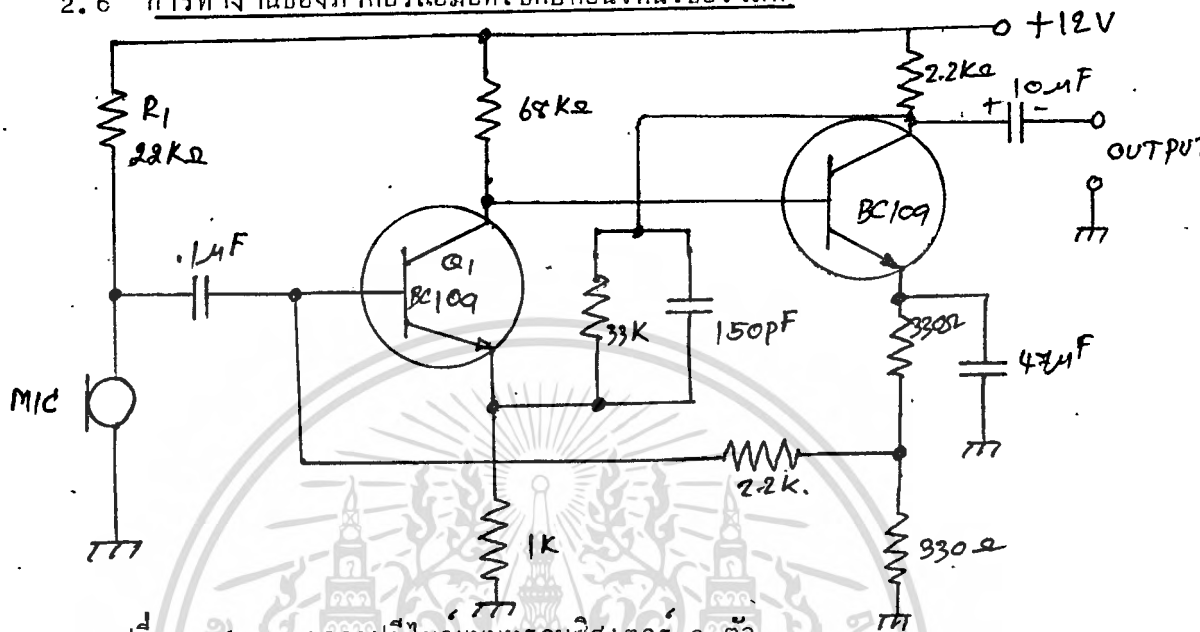
2. แบบ **REGULATOR** หรือแบบคงที่ ซึ่งแรงดันที่เอาต์พุตจะคงที่เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงไป เมื่อนำมาจ่ายแรงดันให้กับภาคออสซิลเลเตอร์จะทำได้ความถี่ที่คงที่ ซึ่งแหล่งจ่ายไฟแบบคงที่นี้เราใช้ **IC REGULATOR** เบอร์ **78L12** ซึ่งแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ **12 โวลต์** และมีการจัดวงจรทำได้ ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกที่รูป 2.15 วงจรภาคจ่ายไฟแบบคงที่ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลต์ตรงทางอินพุตกำหนดให้ป้อนไฟดีซี สูงสุดไม่เกิน 35 โวลต์ ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมี การเปลี่ยนแปลงได้ไม่เกิน 11.5 ถึง 12.5 โวลต์ ซึ่งถือว่าคงที่มาก ส่วนคาปาซิเตอร์ 0.33 μF เพื่อเป็นฟิลเตอร์และคาปาซิเตอร์ 0.1 μF เมื่อเพิ่มเสถียรภาพของ TRANSIENT RESPONSE

2.6 การทำงานของภาคปริแอมป์ที่ใช้กับคอนเดนเซอร์ไมค์



รูปที่ 2.16 วงจรภาคปริไมค์แบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

จากรูปเป็นวงจรขยายส่วนหน้าที่ใช้ขยายเสียงหรือปริแอมป์ ซึ่งมีหลักการทำงานและ การออกแบบสามารถกระทำได้ดังนี้ R_6 และ C_2 จะทำการป้อนกลับแบบลบเพื่อเพิ่ม เสถียรภาพของวงจร ส่วนค่าความต้านทานที่โอบในการให้ไบอัสแก่วงจรนี้สามารถหาได้จาก

เริ่มแรกเรากำหนดให้แรงดันเอาต์พุตเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันจ่ายไฟ นั่นคือ 6 โวลต์

(V_{C2}) เพื่อให้สามารถสวิงสัญญาณได้เต็มที่ ต่อไปหา

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

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

$$= 2.7 \text{ mA}$$

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

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

$$= 0.17 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางขาคอลเลคเตอร์ (ขา 5) ของ $\theta 5 B$ ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $6.4 V_{p-p}$ ในภาคขยายสัญญาณ ภาคแรกนี้ $\theta 5 A$ และ $\theta 5 B$ จะทำหน้าที่เป็นตัวขยายแบบคิงแอมป์ มีเอาต์พุต 2 รั้ว เพื่อต่อไปยังภาคขยายภาคที่ 2 และลิมิตเตอร์ ภาคขยายภาคนี้จะใช้ ทรานซิสเตอร์ $\theta 5 C$ และ $\theta 5 D$ เป็นตัวขยายสัญญาณ โดยสัญญาณเอาต์พุตจะมีขั้วสัญญาณเดี่ยว สัญญาณที่เข้ามาจะได้รับการขยายจนถึงจุดอิ่มตัวจนไม่สามารถขยายได้อีกต่อไป ดังนั้นมันจึงทำหน้าที่เป็นลิมิตเตอร์ด้วย ข้อดีก็คือสัญญาณรบกวนที่เข้ามารบกวนทางขนาดจะถูกขลิบออกไป จึงสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนแบบนี้ได้ดี สัญญาณเอาต์พุตที่ขาคอลเลคเตอร์ (ขา 8) ของ $\theta 5 D$ จะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามการมอดคูลเลทของสัญญาณ ขนาดของสัญญาณที่วัดได้ (ที่ขา 8) เท่ากับ $6.2 V_{p-p}$ จากวงจรตามรูปที่ 3.1 สัญญาณที่เอาต์พุตจากขา 8 ของภาคลิมิตเตอร์ จะถูกลดขนาดลงด้วยความต้านทาน R_{19} และคาปาซิเตอร์ C_{19} ลงเหลือ $0.9 V_{p-p}$ เพื่อเป็นอินพุตให้กับเฟสล็อกคูลูที่ขา 3 ขณะเดียวกันสัญญาณทางเอาต์พุตจากภาคขยายลิมิตเตอร์นี้ จะผ่าน C_{15} ไปยังวงจรถัดเสียง (mute peak detector)

วงจรถัดเสียง (mute peak detector) นี้ มีหน้าที่ทำให้ภาครับสัญญาณมีเสียงเงียบ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้ามา กล่าวคือ เมื่อเราเปิดเครื่องส่งสัญญาณ ระดับของสัญญาณรบกวนที่มีเข้ามาทางอินพุตของเครื่องรับนั้น จะทำให้เฟสล็อกคูลูพยายามที่จะล็อกเข้ากับสัญญาณรบกวนนั้น ผลก็คือเกิดเสียงที่เราไม่ต้องการออกมาทางเอาต์พุตที่ลำโพง ดังนั้นวงจรถัดเสียงจึงทำหน้าที่นี้โดยเฉพา ซึ่งประกอบด้วยวงจรถัดแรงดันสองเท่า (Voltage Doubling Peak Detector) คือ D_4, A_2 และ C_{16} ในขณะที่ยังไม่มีสัญญาณข่าวสารเข้ามาทางเครื่องรับนั้น ทรานซิสเตอร์ $\theta 5 E$ จะได้รับการไบอัสจาก V_2 หรือ V_4 ซึ่งมีขนาด $3.5 V$ ผ่าน R_{21} และ R_{22} ซึ่งมีกระแสไบอัสเท่ากับ $(3.5 - 0.715)/(1800 + 1000) = 0.99 mA$ ทำให้ $\theta 5 A$ ON มีผลให้สัญญาณเสียงที่ติดเทคจากเฟสล็อกคูลูออกมาทางขา 7 ถูกลัดวงจรผ่าน R_{25} ผ่าน $\theta 5 E$ ลงกราวด์ ดังนั้นจึงไม่มีสัญญาณใด ๆ ที่เฟสล็อกคูลูติดเทคได้ผ่านวงจรถัดเสียงออกไปทางเอาต์พุตที่ลำโพง จึงทำให้มีเสียงในขณะที่ไม่มีการมอดคูลเลทเข้ามา

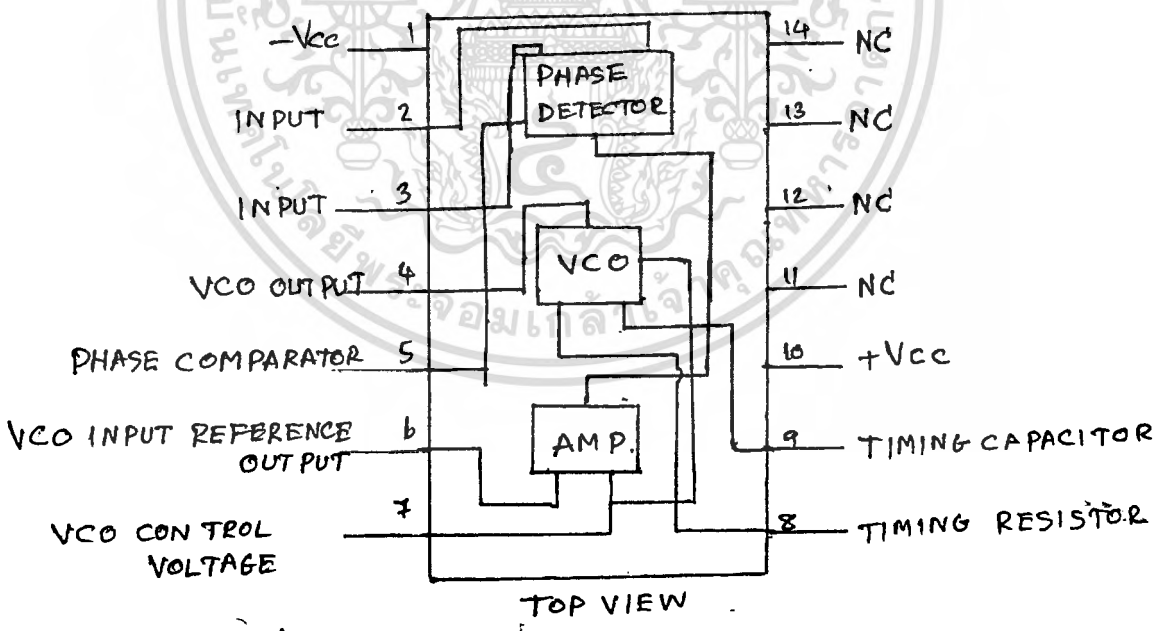
เมื่อสัญญาณมอดคูลเลทจากเครื่องส่งส่ง เข้ามาทางเครื่องรับ จึงทำให้มีสัญญาณเอาต์พุตจากภาคขยายลิมิตเตอร์ซึ่งมีขนาด $6.2 V_{p-p}$ ผ่านวงจรถัดแรงดันสองเท่า จะเห็นว่าช่วงบวกของสัญญาณจะอินทิเกรทโดย C_{15} และไดโอด D_4 จะลัดสัญญาณช่วงบวกผ่าน C_{15} ลงกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงนี้ C_{15} จะประจุแรงดัน $+ 3.8 \text{ V}$ เอาไว้ เมื่อสัญญาณลดลง เป็นศูนย์และเปลี่ยน เป็นลบ C_{15} จะคายประจุด้วยค่าคงที่เวลาประมาณ $C_{15} (R_{28} + R_8 + R_{22} + R_{20}) = 1.35 \text{ ms}$ เนื่องจากช่วงลดของสัญญาณสั้นมาก ดังนั้นระดับแรงดันที่ C_{15} จะลดลงไปเล็กน้อย เมื่อสัญญาณเปลี่ยนระดับ เป็นลบที่เอาต์พุตของลิมิตเตอร์จะเป็น -2.4 V ดังนั้นระดับของสัญญาณตกคร่อมไดโอดจะเท่ากับ $-V_{C_{15}} - V = -6.2 \text{ V}$ ซึ่งเป็นระดับของสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรอินทิเกรเตอร์ $R_{20} C_{16}$ คาปาซิเตอร์ C_{16} จะอินทิเกรตสัญญาณอินพุตที่ผ่าน R_{20} ผ่าน Q_2 ซึ่งเป็นตัวขยายแบบคอลเลคเตอร์ร่วม (Common collector) เอาต์พุตทางขาอิมิตเตอร์ (Emitter) จึงมีสัญญาณเฟสเดียวกัน และมีความต้านทาน R_{22} เป็นโหลดของสัญญาณ ต่อมาสัญญาณนี้จะถูกอินทิเกรตผ่าน C_{18}, R_{21} มีผลทำให้ A_5 E cutoff ดังนั้นสัญญาณข่าวสารที่เฟสลือคลุปีแตกออกมาทางขา 7 จะไม่ถูกลัดสัญญาณด้วย A_5 E ทำให้สัญญาณผ่านไปวงจรขยายเสียงและเอาต์พุตออกทางลำโพงได้

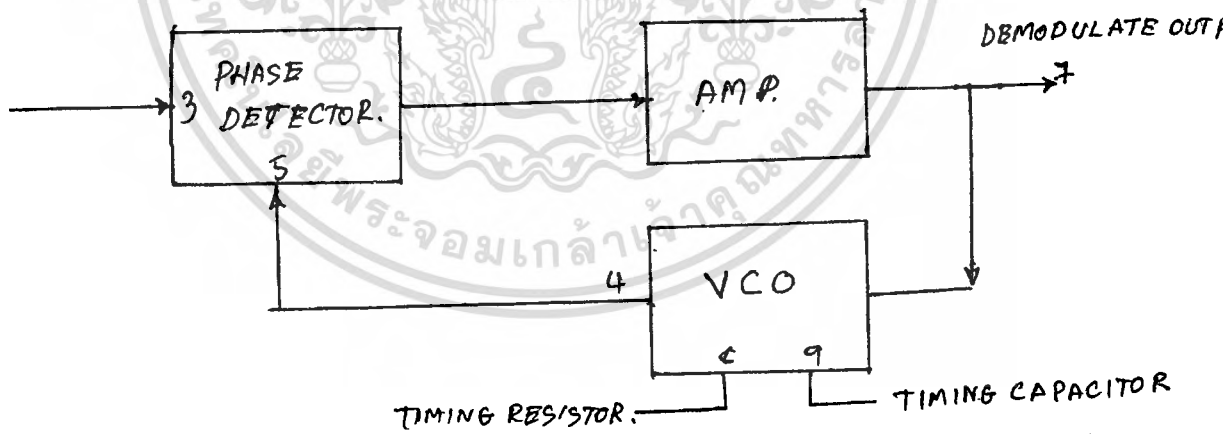
3.3 ภาคดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)

ภาคดีมอดูเลเตอร์นี้จะทำหน้าที่เป็นตัวแยกสัญญาณเสียงออกจากแคเรียร์ที่ส่งมาจากเครื่องส่ง อุปกรณ์ที่ใช้ทำหน้าที่นี้คือเฟสลือคลุปี มีลักษณะภายในแสดงตามรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ลักษณะการจัดขาดภายในไอซี LM 565 CN.

ไอซี LM565 CN นี้ เป็นเฟสล็อกคัลป์ที่ผลิตขึ้นมาเพื่อใช้งานทั่ว ๆ ไป ตามความประสงค์ของผู้ใช้ ซึ่งมีความขสดียรภาพ และความลิเนียร์ของ VCO สูง เพื่อให้การใช้งานทางการมอดคูลเลทแบบเอฟเอ็มมีความเพี้ยนต่ำ ๆ ภายในยังมีวงจรตีเทคเตอร์ที่สุมคูลย์ จึงทำให้การขบสัญญานเป็นไปได้ดี ความถี่ VCO ภายใน จะสามารถปรับค่าได้ด้วยค่าความต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่นำมาต่อภายนอก และช่วงของการจูนสามารถทำได้ถึง 10 : 1 ในขณะที่ค่าคาปาซิเตอร์คงที่ คุณลักษณะของแบนด์วิทของระบบเมื่อลูปปิด ความเร็วในการตอบสนองช่วงการจับสัญญาณ (Capture) และช่วงการลอค (pull in range) สามารถปรับได้ช่วงที่กว้างมากด้วยความต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่นำมาต่อภายนอก ลูปของมันเราอาจใช้ตัวหารความถี่แบบดิจิตอลใส่เข้าไประหว่าง VCO และเฟสตีเทคเตอร์ (Phase detector) เพื่อใช้งานให้เป็นตัวคูดความถี่ได้ ช่วงการทำงานของมันอยู่ในช่วง 0°C ถึง 70°C ขนาดแรงคังที่ขั้วกับเฟสล็อกคัลป์นี้จะใช้ขนาดแรงคัง +12 V ขนาดสัญญาณอินพุทไม่เกิน 2 Vp-p จากวงจรของเครื่องรับตามรูปที่ 20 จะเห็นว่าสัญญาณจะเข้ามาทางขา 3 ของเฟสล็อกคัลป์ในขณะที่อินพุทขา 2 จะทำหน้าที่เสมือนคูดกราวด์โดยผ่าน R 24 เนื่องจากเอาท์พุทจากลิมิตเตอร์มีสัญญาณออกมาขั้วเดียวขนาดแรงคังที่ไบอัสให้กับเฟสล็อกคัลป์จะใช้ 12 V การทำงานภายในแเลคัง เป็นบล็อกโคอะแกรม ตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกโคอะแกรมการทำงานของเฟสล็อกคัลป์ในเครื่องรับ

การทำงานของเฟสล็อกคัลป์ในรูปที่ 3.6 เมื่อสัญญาณมอดคูลเลทเข้ามาทางขา 3 ของวงจรเปรียบเทียบเฟส ถ้าสัญญาณที่เข้ามานั้นมีเฟสไม่ตรงกันกับเอาท์พุทของ VCO ที่ป้อนกลับเข้ามาจะทำให้เกิดสัญญาณ error ออกไปทาง เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟส ขนาดของ

สัญญาณ error นี้ ขึ้นอยู่กับความต่างเฟสทางอินพุตที่เปรียบเทียบกับ สัญญาณ error นี้ จะได้รับการขยายกำลังขึ้นโดยวงจรขยาย ซึ่ง เอาท์พุทที่ออกมาจากวงจรขยายนี้ก็คือสัญญาณเสียงที่ คีมอคดูเลทแล้วนั่นเอง ซึ่งต่อเอาท์พุทมาทางขา 7 ของเฟสล็อคลูป ส่วนเอาท์พุทจากวงจรขยาย ส่วนหนึ่งจะต่อไปควบคุม ซึ่งเป็นวงจรสร้างออสซิลเลเตอร์ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์นี้สามารถ ควบคุมโดยแรงดันจากวงจรขยาย นอกจากนี้ ความต้านทาน VR 3 และคาปาซิเตอร์ C 25 ยัง สามารถกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้อีกด้วย

เมื่อสัญญาณ error ได้รับการขยายจากวงจรขยาย ทำให้แรงดันที่ควบคุมทางอินพุต ของ VCO มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นความถี่ออสซิลเลเตอร์ทางเอาท์พุทที่ขา 4 เกิดการเปลี่ยนแปลงด้วย และป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุตอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งความถี่จาก VCO นี้ จะพยายามล็อกเข้ากับสัญญาณมอดดูเลทอินพุทที่ขา 3 ซึ่งช่วงการล็อกนั้นเราสามารถควบคุมได้ โดยการปรับ VR 3 หรือ C 25 ซึ่งในเครื่องรับนี้ ค่า VR3 และ C 25 จะปรับให้เอาท์พุท ของ VCO มีความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ 250 KHZ เท่ากับความถี่ของสัญญาณ error จากกรร เปรียบเทียบย่อมจะไม่เท่ากับศูนย์ และสัญญาณข่าวสารที่อินพุททางขา 3 นั้น เป็นแบบ เอเอ็มมีการ เปลี่ยนแปลงทางความถี่ ตามขนาดสัญญาณเสียงที่มอดดูเลทดังนั้นขนาด error จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่สัญญาณ error นี้ ก็คือสัญญาณเสียงที่มอดดูเลทออกมาจากสัญญาณข่าวสาร แล้วนั่นเอง แต่ขนาดของ สัญญาณยังต่ำจึงได้รับการขยายจากวงจรขยายอีกทีหนึ่งจึง เอาท์พุทไป ทางขา 7 ความถี่ออสซิลเลเตอร์ของ VCO ในเฟสล็อคลูป หาได้จากสูตร

$$f_0 = 1 / 3.7 (VR3 + R26) \times C25 \quad (3.7)$$

ช่วงของการล็อก (Hold in range) เราสามารถหาได้จากสูตร

$$f_H = \pm \frac{8 f_0}{V_c} \quad (3.8)$$

เมื่อ f_0 ความถี่อิสระของออสซิลเลเตอร์ (Free running frequency)
 f_H ช่วงความถี่ที่ล็อก (Hold in range.)
 V_c แรงดันที่จ่ายไบอัสให้แก่วงจร

สำหรับความถี่ออสซิลเลเตอร์ f_0 นั้น เมื่อเราปรับ VR 3 = 2.6 K จะได้ความถี่

$f_0 = 250 \text{ KHZ}$ จึงคำนวณจากสูตรที่ 14 จะได้

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

$$= 250 \text{ KHZ}$$

สำหรับช่วงการล็อก $\pm 50 \text{ KHZ}$ จากการทดลองได้ช่วงของการล็อกประมาณ $\pm 50 \text{ KHZ}$

ซึ่งต่ำกว่าจากสูตรที่ 3.8 จะได้

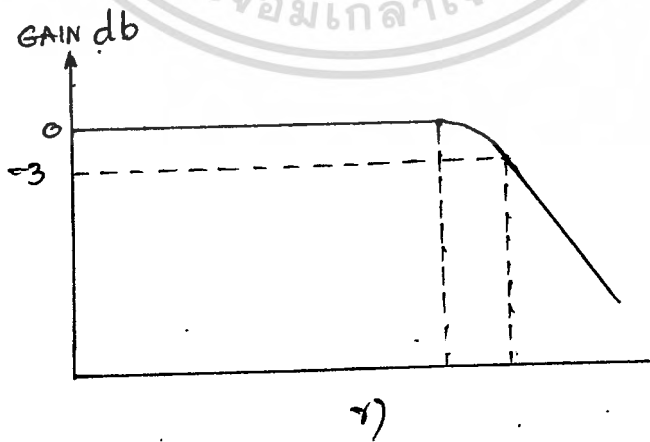
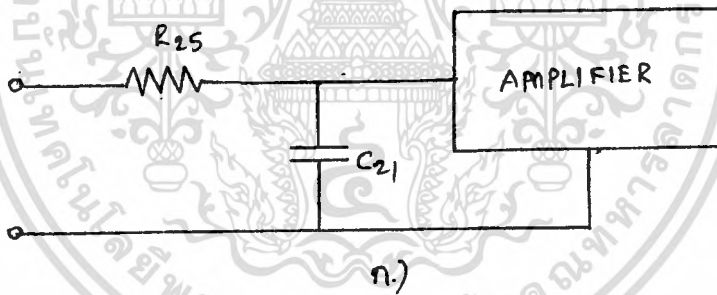
เอกสารนี้เป็นเอกสารของศูนย์บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_H = \pm \frac{8 f_0}{V_C} = \pm \frac{8 \times 250K}{12} = \pm 166.66 \text{ KHZ}$$

ซึ่งค่าที่วัดได้กับการคำนวณได้แตกต่างกันมาก เนื่องจากระบบแรงดันไบอัสของเฟสล็อกคูลูปปกติเท่ากับ $\pm 12 \text{ V}$ แต่ในเครื่องรับจะใช้แรงดันเฉพาะ $+ 12 \text{ V}$ เท่านั้น ดังนั้นช่วงการลีดออกจะได้อาจการคำนวณเท่ากับ $\pm 166.66/2 = \pm 83.3 \text{ KHZ}$ ซึ่งมีค่าแตกต่างไปจากการทดลองเท่ากับ 33.3 KHZ เนื่องจากเราเพิ่ม C_{22} เข้ากับวงจรซึ่งทำให้ช่วงการลีดเปลี่ยนแปลงไป

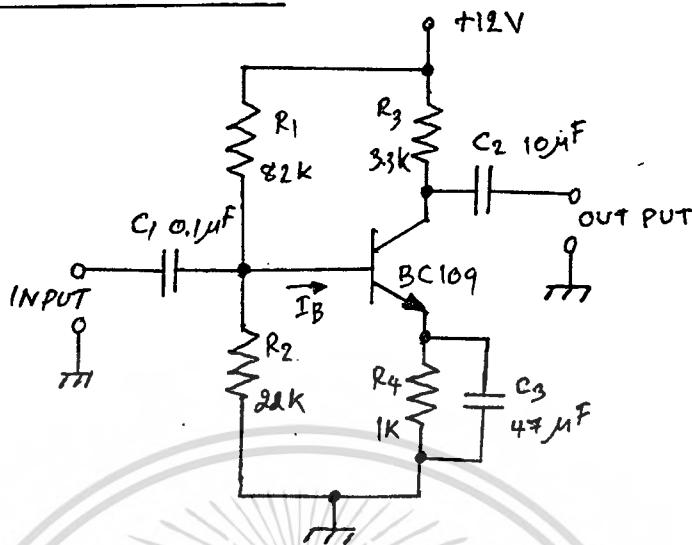
สัญญาณเสียงที่ดีแตกจากเฟสล็อกคูลูปจะผ่านภาคขยายเสียงต่อไป แต่ก่อนที่จะเข้าภาคขยายเสียงจะถูกลดขนาดของสัญญาณลงโดย C_{21} ซึ่งทำหน้าที่เป็นคัปเปอซิเตอร์ ซึ่งในคอนแรกก็ได้กล่าวถึง วงจรรีเอมฟาส์ในเครื่องส่งมาแล้ว ซึ่งคุณสมบัติของรีเอมฟาส์แสดงตามรูปที่ 2.3 วงจรรีเอมฟาส์จะทำงานกลับกันกับรีเอมฟาส์ซึ่งเป็นเสมือนอิมเมจ (Image) คือมันจะลดขนาดของสัญญาณลงต่อความถี่ที่เพิ่มขึ้น ทำให้ระดับเสียงมีความสมดุลเหมือนเดิม ในขณะที่สัญญาณรบกวนยังมีค่าคงเดิม วงจรรีเอมฟาส์และโคจรีเอมฟาส์แสดงตามรูปที่ 3.7 (ก) และ (ข)



รูป 3.7 (ก) วงจรรีเอมฟาส์ และ (ข) โคจรีเอมฟาส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาคปริแอมป์และหลักการออกแบบวงจร



รูปที่ 3.8 วงจรภาคปริแอมป์

เมื่อภาคดีเทคเตอร์ (DETECTOR) แยกความถี่ที่ต้องการออกจากความถี่ของคลื่นพาห้ได้แล้วแต่สัญญาณที่ได้จะมีกำลังต่ำ ดังนั้นจึงต้องทำการขยายโดยภาคปริแอมป์ก่อนที่จะส่งให้ภาคเพาเวอร์แอมป์ขยายออกสู่ลำโพง

การทำงานของภาคปริแอมป์ ความต้านทาน R_1 , R_2 และ R_4 ทำหน้าที่จัดไบอัสให้เสถียรภาพแก่วงจร ซึ่งถ้าไบอัสไม่เหมาะสมสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดการเพี้ยน (DISTORTION) หรือเกิดการถูกขลิบยอดของสัญญาณ ส่วน R_3 นั้นคือไว้เพื่อจัดแรงดันออกไปใช้งาน C_1 และ C_2 เป็นตัวเก็บประจุคัปปลิงกระแสไฟตรงไม่ให้เข้าและออกจากวงจรมัน C_3 นั้นคือไว้เพื่อเพิ่มอัตราการขยายของวงจร โดยรวมกระแสที่ไหลในวงจรทางด้านคอลเลคเตอร์จะเท่ากับกระแสที่ไหลในอีมิเตอร์ด้วย ส่วนแรงดันคอลเลคเตอร์จะต้องพยายามไบอัสเอาไว้ให้แรงดันประมาณครึ่งหนึ่งของ V_{cc} ซึ่งเราสามารถออกแบบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{แรงดันไบอัสที่ขาเบส } V_B &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{cc} \\ &= \frac{22k}{82k + 22k} \times 12 \\ &= 2.5 \text{ V} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาแรงดันที่ขาอีมิเตอร์ $V_E = V_B - V_{BE}$

$$= 2.5 - 0.7$$

$$\approx 1.8 \text{ V}$$

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

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

$$= 1.8 \text{ mA}$$

ซึ่งค่าของกระแส $I_E \approx I_C$

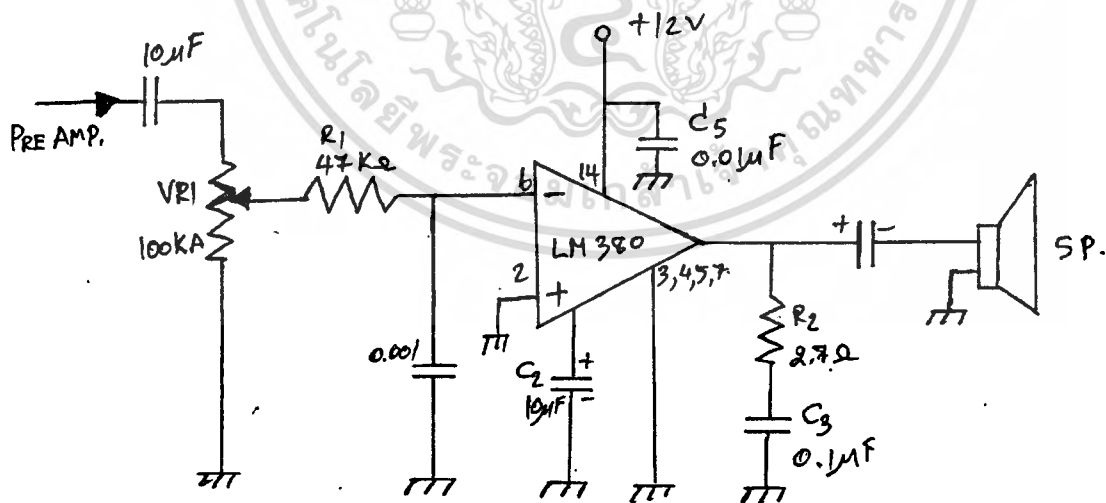
ส่วนการหาแรงดันที่คอลเลคเตอร์ (V_C) หรือแรงดันเอาต์พุตในกรณีที่ไม่มีสัญญาณ จะประมาณครึ่งหนึ่งของ V_{CC} หรือแรงจ่าย เพื่อว่าเวลาที่มีสัญญาณอินพุตเข้ามาเอาต์พุตจะได้สว่างทั้งทางบวกและลบได้เต็มที่โดยไม่เกิดการขลิบยอด

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

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

$$= 0.06 \text{ V}$$

3.5 ภาคขยายสัญญาณเสียง (POWER AUDIO AMPLIFIER)



เมื่อได้รับสัญญาณที่คัปปลิ่งผ่าน C $10 \mu\text{F}$ จากภาคปริแอมป์ VR_1 จะทำหน้าที่ปรับ

ขนาดของสัญญาณตามต้องการ ส่วน R_1 และ C_1 ถือเป็น LOW PASS FILTER โดยมีคัตออฟ

เฟรควเอนซีเป็นเอ็กสเตริมสูงไว้สำหรับกำจัดสัญญาณรบกวนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของความถี่ 20 KHz บ้อนเข้าขา 6 ของ LM 380 ซึ่งเป็นแบบ INVERTING Amp
 ทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นก่อนที่จะบ้อนสู่ลำโพง ส่วน C_2 ที่ขา 1 นั้น เป็น C BYPASS
 ส่วน R_2 และ C_3 นั้นเป็นตัวป้องกันการออสซิลเลทเพื่อโหลดคิ่งกระแสมาาก ๆ

อัตราขยายในตัว IC LM 380 เท่ากับ 50 เท่า และกำลังขับสัญญาณทางเอาต์พุท
 2.5 W ที่โหลด 8 Ω เราจะหาอัตราขยายเป็น dB ได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 20 \log AV \\ &= 20 \log 50 \\ &= 33.97 \approx 34 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= I^2 R \\ &= \sqrt{P/R} \end{aligned}$$

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

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

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

$$= 0.0894 \text{ V}$$

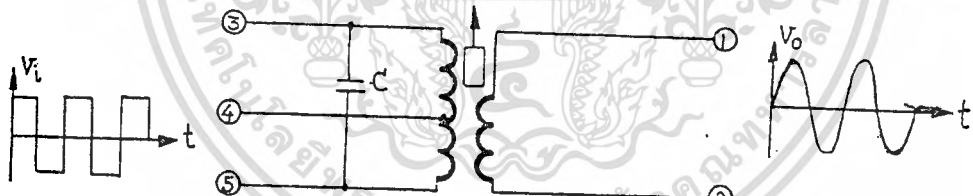
$$= 89.4 \text{ mV}$$

ปัญหา การปรับปรุง และการทดลอง

4.1 หมอแปลงไอ เอฟทีไอมีจำนวนของขดลวดไม่เท่ากันทำให้ความถี่เรโซแนนซ์แตกต่างกันไปซึ่งความถี่ที่ใช้ส่งผ่านสายไฟฟ้า ความถี่ที่ใช้ประมาณ 100 ถึง 300 กิโลเฮิร์ตแต่ความถี่ที่ใช้ในการทดลองนี้เราเลือกใช้ความถี่ที่ 250 กิโลเฮิร์ตเพราะถ้าความถี่สูงเกินไปทำให้เกิดความสูญเสียภายในสายแบบควิกว้างจากการทดลองและทฤษฎีในบทที่ 3 ถึงสมการที่ 3.8

ในการทดลองนี้เราเลือกใช้หมอแปลงไอ เอฟทีไอ เบอร์ YMC 14602 ของ Toko ซึ่งมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่เราเลือกใช้ในงานนี้ (YMC14602 มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 455 กิโลเฮิร์ต)

ดังนั้นถ้าต้องการให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปเราสามารถใส่ค่า Inductance หรือ Capacitor อย่างใดอย่างหนึ่งโดยคำนวณได้จากสูตรวงจรในบทที่ 2 แต่ในการทดลองเราใช้วิธีการเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์โดยมีหลักการดังนี้



ขั้นแรก ป้อนสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด 1 Vpp ที่ความถี่ 100 KHz ถึง 400 KHz จาก Signal Gen เข้าที่ขา 4 และขา 5 ของหมอแปลงไอ เอฟ

ขั้นที่สอง ใช้สโคปจับสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 1 และขา 2 ของ ไอ เอฟ ที่เวลานั้น โดยสังเกตุรูปสัญญาณเอาท์พุทที่ปรากฏที่จอสโคป จากการเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณอินพุทที่ป้อน ตั้งแต่ 100 KHz - 400 KHz โดยดูลักษณะของสัญญาณที่จอสโคป ถ้าความถี่เรโซแนนซ์จะให้แรงดันสูงสุดและโคจรูปสัญญาณชานันที่ความถี่นั้นออกมา ถึงหลักการทางคณิตศาสตร์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์

ดังนั้นถ้าเราเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์และทำคามวิธีนี้ เลือกค่าคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสม ตามความถี่ที่เราเลือกใช้ในการส่ง

จากการทดลองค่าคาปาซิเตอร์ที่เปลี่ยนเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการโดยที่ความเหนี่ยวนำมีค่าคงที่แล้ว ค่าคาปาซิเตอร์ที่ได้จากการทดลองและจากการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกัน

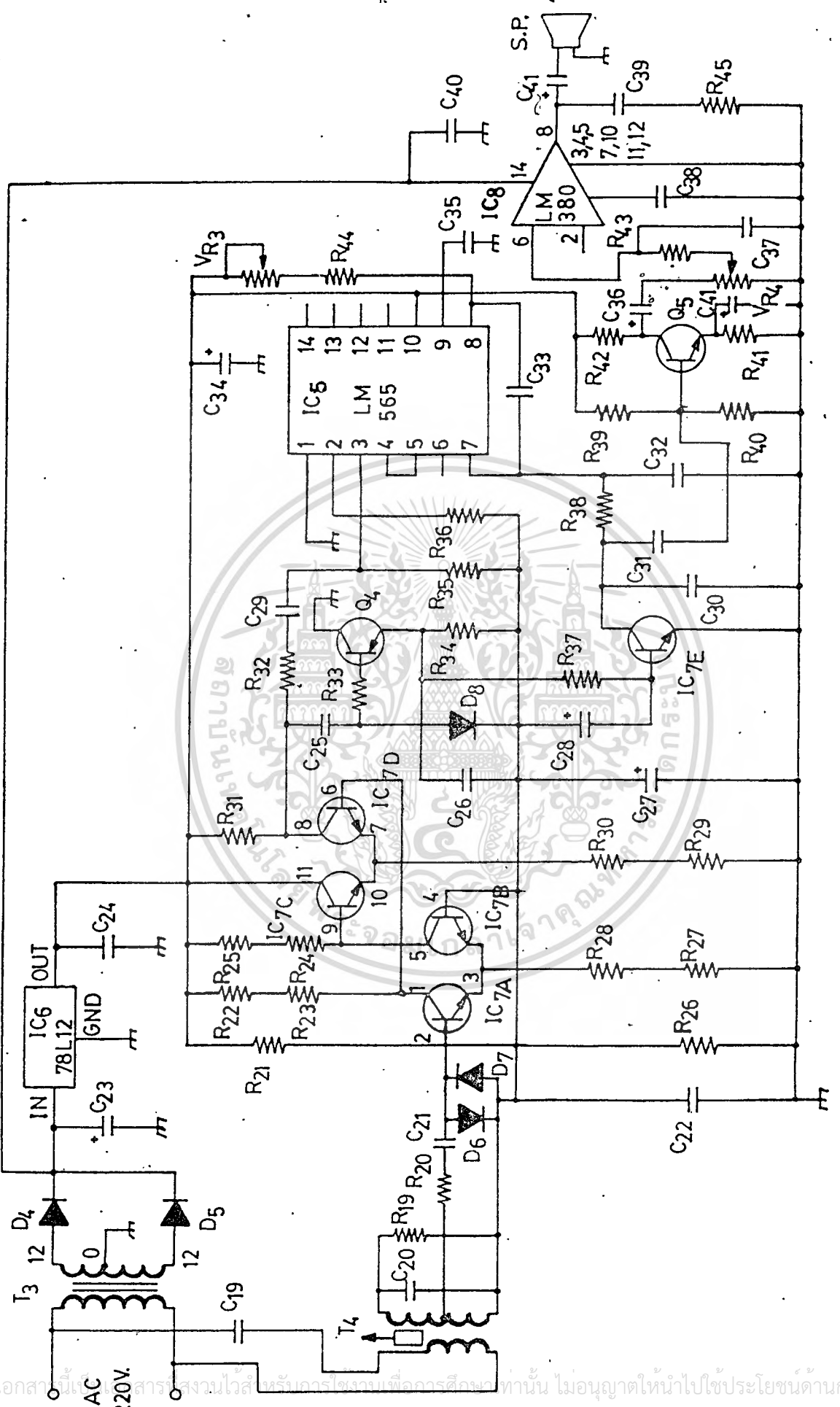
4.2 ที่ภาครับเมื่อสัญญาณที่จูนเข้ามามีความแรงเกินไปหรือมีสัญญาณอิมพัลส์สูงๆเข้ามา จากการทดลองทำให้ทรานซิสเตอร์ Q7A, Q7B ใน IC # 3046 ซาก(เปิดวงจรระหว่างขา B กับขา E) เนื่องจากได้รับรีเวอร์ไบอัส ดังนั้นจึงได้นำวงจรชลิมขนาดของสัญญาณมาต่อที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q7A (ที่ขา 2 ของ IC #3046) ดังรูป ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q7A มีเป็นอันตราย

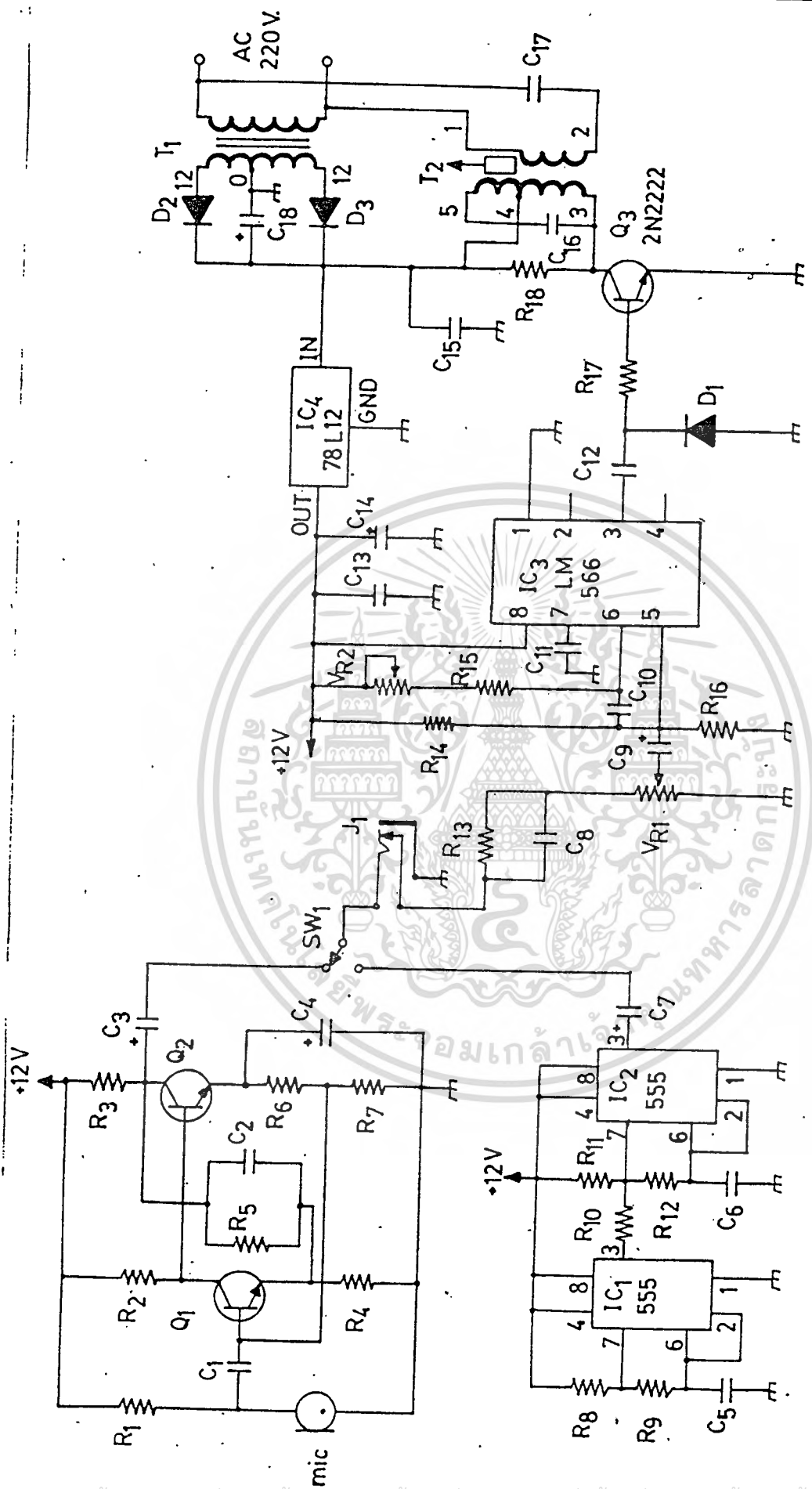
4.3 เนื่องจากสัญญาณที่ตีเทคออกมาที่ขา 7 ของ LM 565 มีขนาดสัญญาณอ่อน จึงทำการเพิ่มภาคปริแอมป์เพื่อขยายสัญญาณให้เหมาะสมกับแรงดันอินพุทของภาคเพาเวอร์แอมป์จากผลการคำนวณในหัวข้อภาคขยายสัญญาณเสียง

4.4 เนื่องจาก IC# LM 380 ร้อนมากเพราะมีความถี่สูงนานเข้าไป จึงทำให้เกิดการออสซิลเลชัน ดังนั้นจึงทำการฟิลเตอร์ความถี่สูงนั้นออกไป โดยกำหนดความถี่คัทออฟไว้ที่จากสูตร

$$F_c = \frac{1}{6.28 * R * C}$$

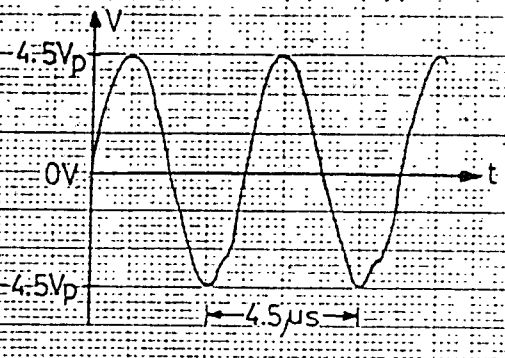
จึงทำให้ความถี่สูงถูกขยายพาสลงกราวนทั้งหมดทำให้ IC LM 380 หรือเพาเวอร์แอมป์ไม่เกิดการออสซิลเล



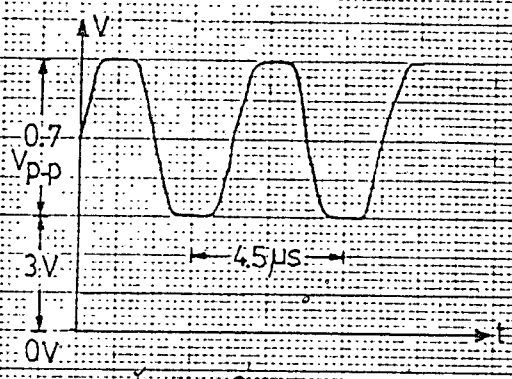


รูปวงจร เครื่องส่งที่สมารถแล้ว

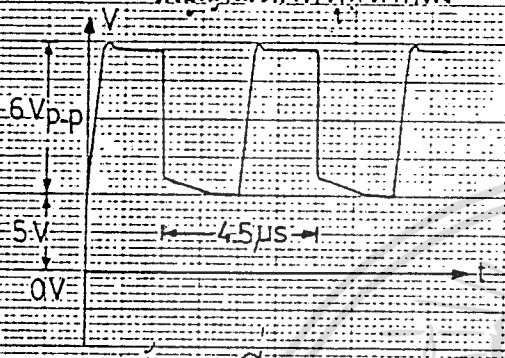
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



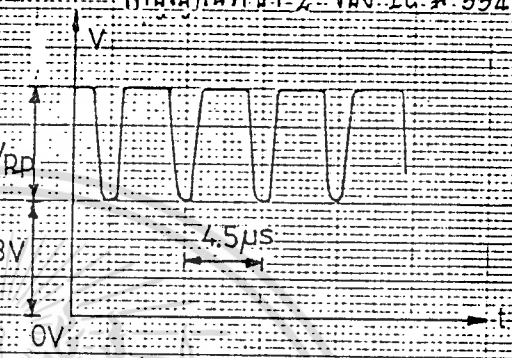
สัญญาณเคาน์เตอร์พัลส์



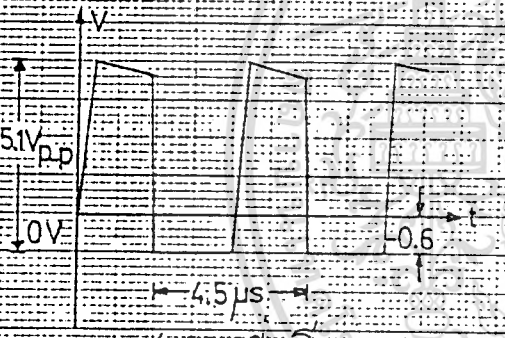
สัญญาณที่ขั้ว 2 ของ IC # 3946



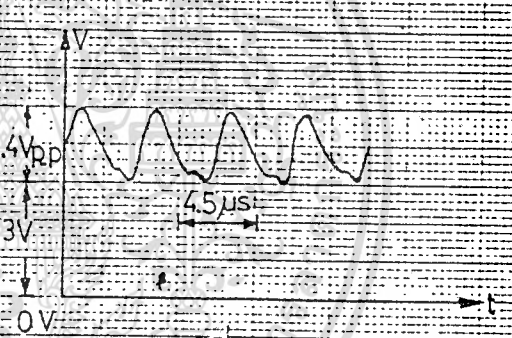
สัญญาณที่ขา 3 ของ IC LM 566



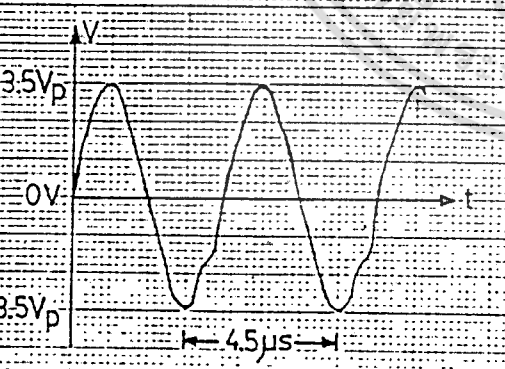
สัญญาณที่ขา 1 ของ IC # 3946



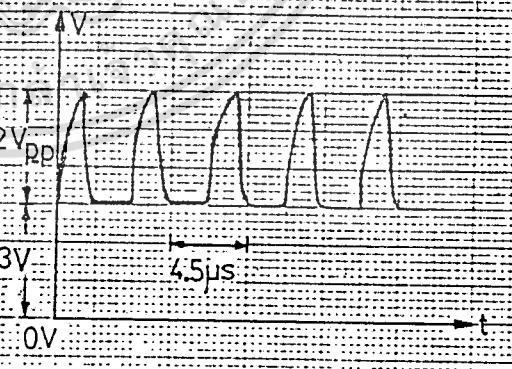
สัญญาณที่ขา โทด D1



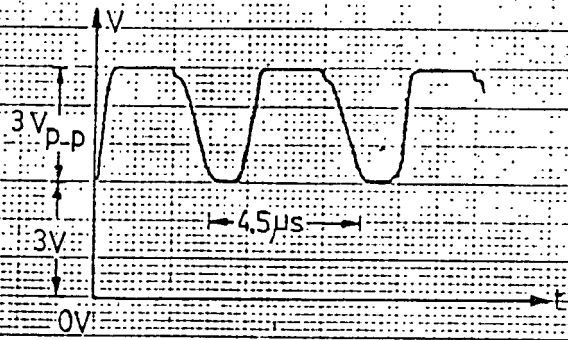
สัญญาณที่ขา 3 ของ IC # 3946



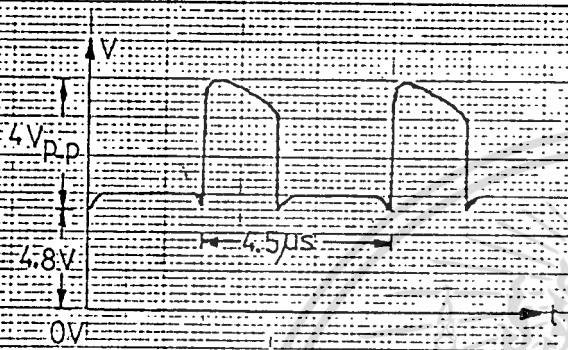
สัญญาณที่ขา C 20



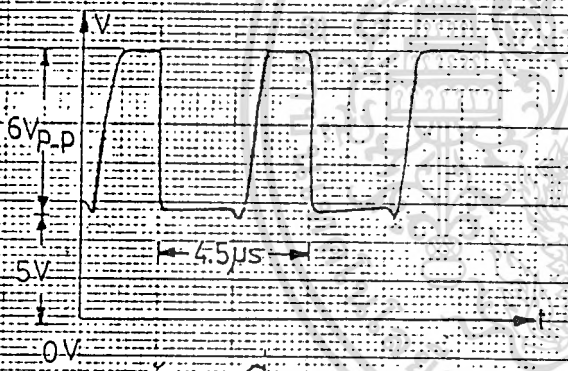
สัญญาณที่ขา 5 ของ IC # 3946



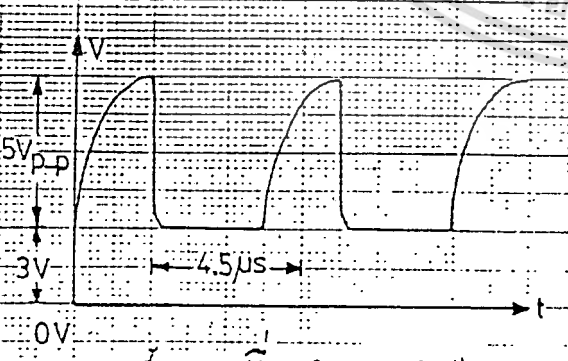
สัญญาณที่ 6 104 IC # 3346



สัญญาณที่ 7 104 IC # 3346



สัญญาณที่ 8 104 IC # 3346



สัญญาณที่ 9 104 IC # 3346

ค.ท.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

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

ทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR)

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

ลิเนียร์ไอ ซี (LINEAR INTEGRATED CIRCUIT)

IC1, IC2	LM555
IC3	LM566
IC4, IC6	78I, 12
IC5	LM565
IC7	MC3346
IC8	LM380

หม้อแปลง (POWER TRANSFORMER)

T1, T3

220/12-0-12 VAC 1A

หม้อแปลงไอ เอฟ (IF TRANSFORMER)

T2, T4

YMC 14602 (BLACK)

ลำโพง 8 โอห์ม 20 วัตต์

คอนเดนเซอร์ไมค์ 12 โวลต์

สวิทช์กลี้อค. 2 ขั้ว

สวิทช์กดติดปล่อยดับ 6 ขั้ว

แอล. อี. คี.

ฟิวส์ 1 แอมป์

ลูกบิด

ไอ ซี อีสซิงท์

สายปลั๊ก



บทสรุป

จากการที่ได้ทำการทดลองมาแล้ว จะเห็นวาระบบ

ใช้ในการพูดติดต่อกันได้คือ ความสามารถของระบบต่อระยะทางที่ติดต่อกันขึ้นอยู่กับวงจรรุ่นที่เราออกแบบ แต่อย่างไรก็ตามวงจรรุ่นก็ยังมีข้อจำกัด คือจำนวนรอบที่เราไม่สามารถเพิ่มมากขึ้นไปได้เนื่องจากพินอยู่บนแกนเฟอร์ไรต์มีเนื้อที่จำกัด ส่วนแหล่งจ่ายไฟใช้ขนาด 12 โวลต์ เอ ซี ทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง นอกจากอุปกรณ์บางชนิดต้องการแรงดันที่คงที่มาก จึงต้องใช้เรกกูเลเตอร์เพื่อฟิลเตอร์อีก เพื่อให้ได้แรงดันที่คงที่ 12 โวลต์ ดี ซี สำหรับระบบขยายเสียงในเครื่องรับจำเป็นต้องใช้ ฮีส ซิ่ง เพื่อระบายความร้อน เพื่อป้องกันการเสียหายเนื่องจากความร้อนสูงเกินไป กำลังเอาวพุทที่ออกทางลำโพงจะมีค่าเท่ากับ 2.5 วัตต์ ซึ่งความดังของเสียงเพียงพูดต่อการรับฟัง







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.

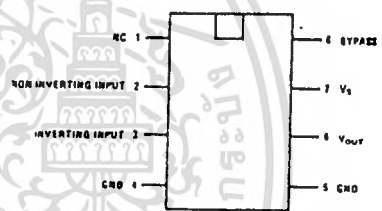
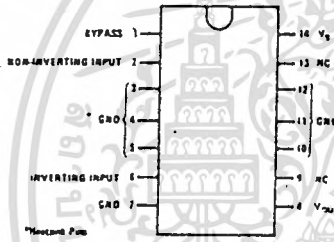
Uses include simple phonograph amplifiers, intercoms, line drivers, teaching machine outputs, alarms, ultrasonic drivers, TV sound systems, AM-FM radio, small servo drivers, power converters, etc.

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

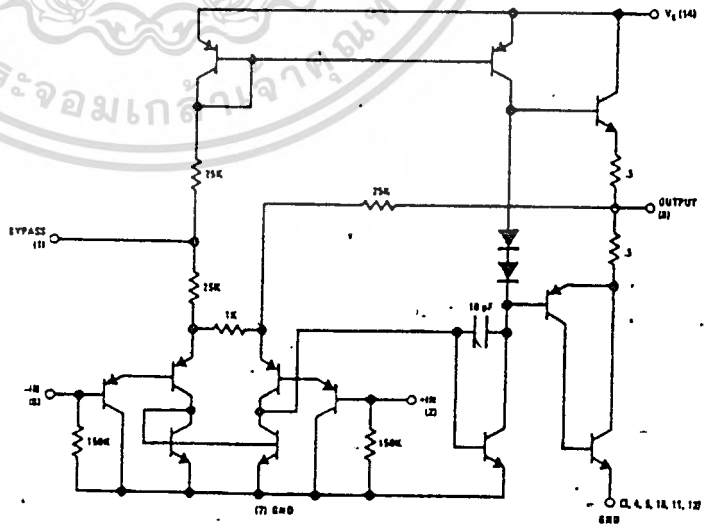
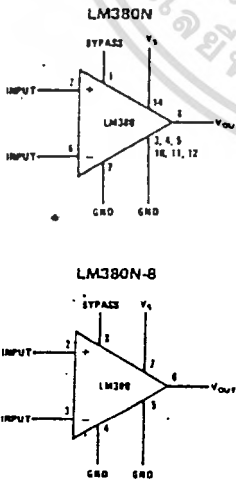
features

- 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)



block and schematic diagrams



absolute maximum ratings

LM380

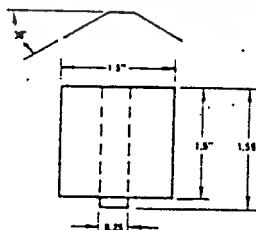
Supply Voltage	22V
Peak Current	1.3A
Package Dissipation 14-Pin DIP (Notes 6 and 7)	10W
Input Voltage	±0.5V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	+300°C

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_{DD}
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 $T_A = 25^\circ C$ 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 2.7 Ω and 0.1 μF series network from Pin 8 to Gnd.
- Note 5: $C_{BYPASS} = 0.47 \mu F$ 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

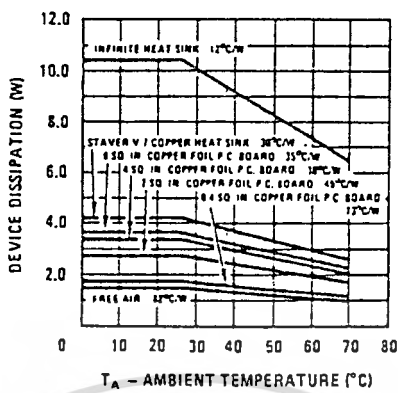


COPPER WIRING
IS REQUIRED
SOLDERED TO
PINS 3, 4, 5,
10, 11, 12
THICKNESS 2.06
INCHES

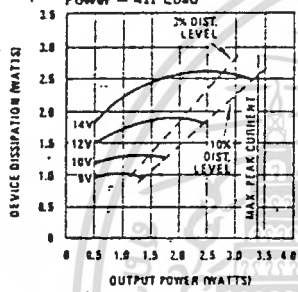
typical performance characteristics

LM380

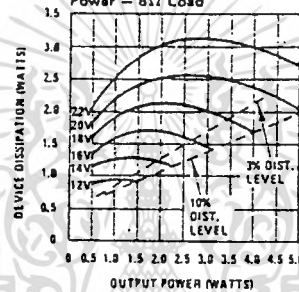
Device Dissipation vs Ambient Temperature



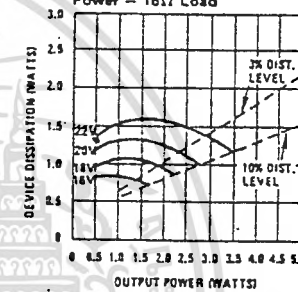
Device Dissipation vs Output Power - 4Ω Load



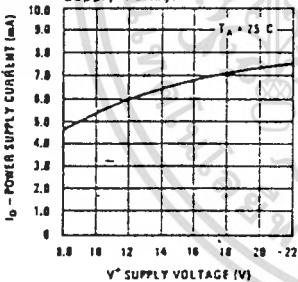
Device Dissipation vs Output Power - 8Ω Load



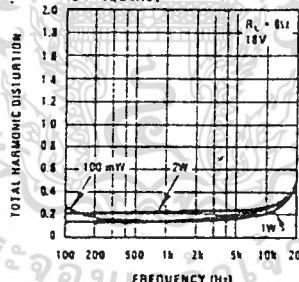
Device Dissipation vs Output Power - 16Ω Load



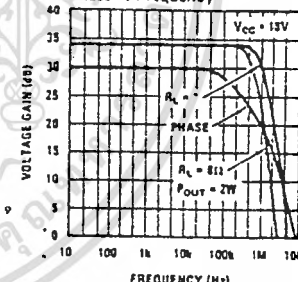
Power Supply Current vs Supply Voltage



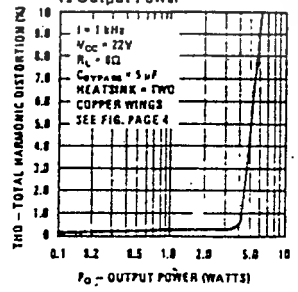
Total Harmonic Distortion vs Frequency



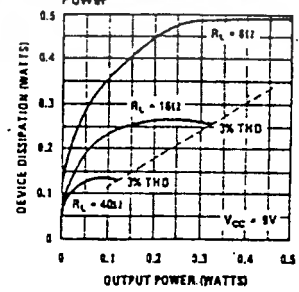
Output Voltage Gain and Phase vs Frequency



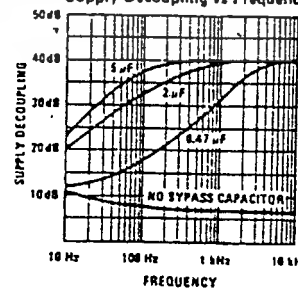
Total Harmonic Distortion vs Output Power



Device Dissipation vs Output Power



Supply Decoupling vs Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา 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 $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

features

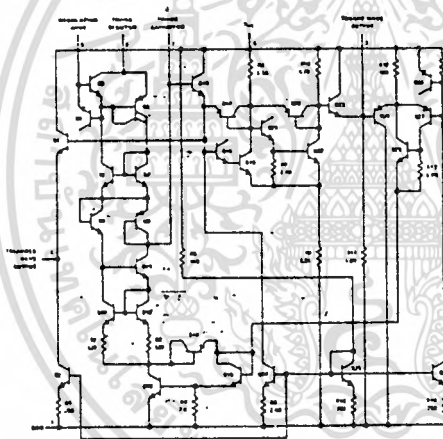
- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

- 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.

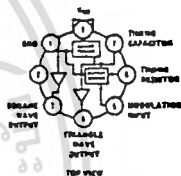
applications

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

schematic and connection diagrams

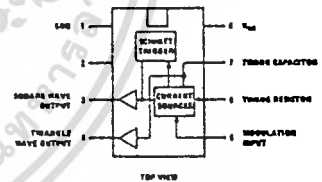


Metal Can Package



Order Number LM566H or LM566CH
See NS Package M08C

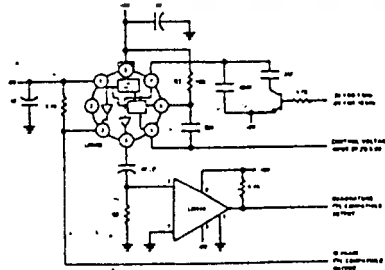
Dual-In-Line Package



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 (\pm) 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 k Ω resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 8 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_3)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$$2\text{K} < R_1 < 20\text{K}$$

and V_3 is voltage between pin 5 and pin 1

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 $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, AC Test Circuit

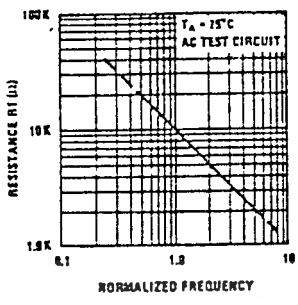
PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Maximum Operating Frequency	$R_0 = 2k$ $C_0 = 2.7 pF$		1		1			MHz
Input Voltage Range Pin 5		$3/4 V_{CC}$		V_{CC}	$3/4 V_{CC}$		V_{CC}	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			100		200			ppm/°C
Supply Voltage Rejection	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, $f_0 = 10 kHz$	6.4	6.8	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	$R_L = 10k$	5.0	5.4		5.0	5.4		V _{p-p}
Triangle Wave Output Level	$R_L = 10k$	2.0	2.4		2.0	2.4		V _{p-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.

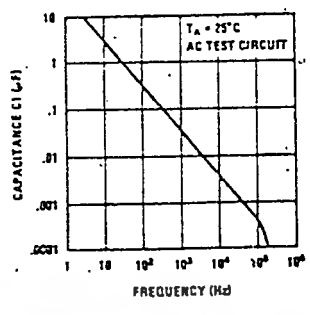
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics

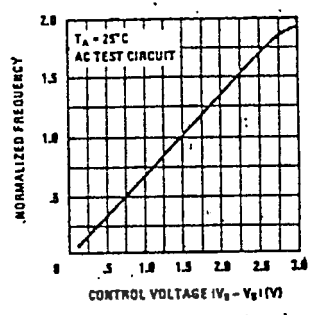
Operating Frequency as a Function of Timing Resistor



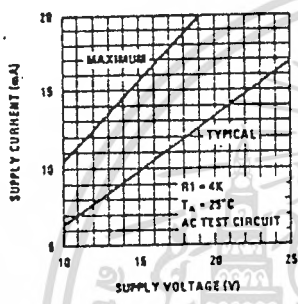
Operating Frequency as a Function of Timing Capacitor



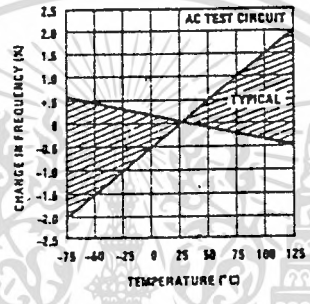
Normalized Frequency as a Function of Control Voltage



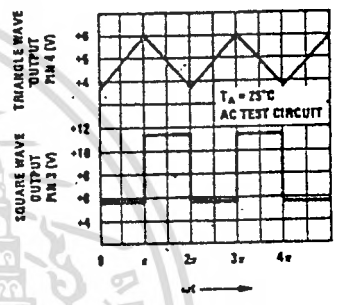
Power Supply Current



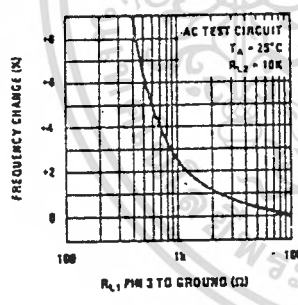
Temperature Stability



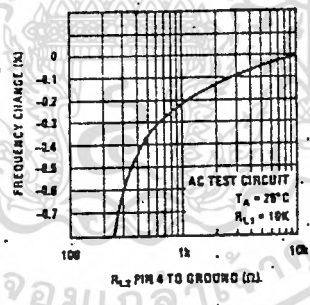
VCO Waveforms



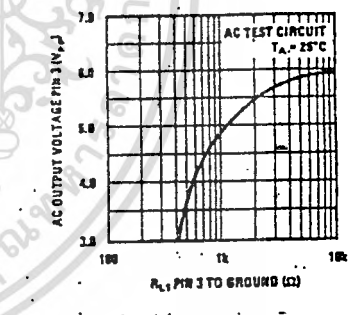
Frequency Stability vs Load Resistance (Square Wave Output)



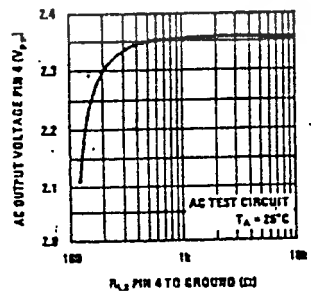
Frequency Stability vs Load Impedance (Triangle Output)



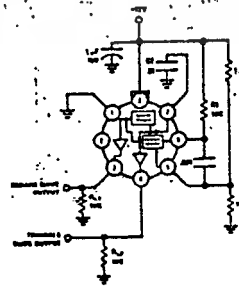
Square Wave Output Characteristics



Triangle Wave Output Characteristics



ac test circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
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

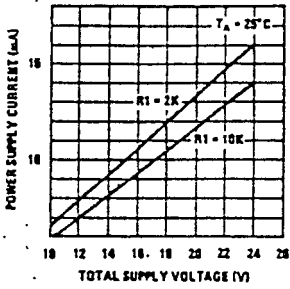
electrical characteristics (AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_C = \pm 6\text{V}$)

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)	$-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$	7	10			5		k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$C_3 = 2.7 \text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100	300		-200	500	ppm/ $^\circ\text{C}$
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_{pp}
Triangle Wave Output Linearity			0.2	0.75		0.5	1	%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{pp}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k Ω
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)		0.8	1		0.8	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10 \text{ kHz}$	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		k Ω
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_8 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $V_7 - V_8$			500			500		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D		0.6	.68	0.9	0.55	.68	0.95	V/radian

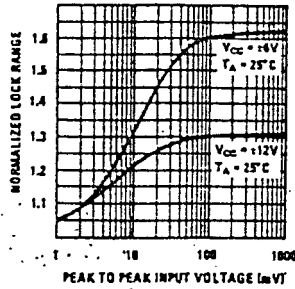
Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 is 150°C, while that of the LM565C and LM565CN is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case. Thermal resistance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

typical performance characteristics

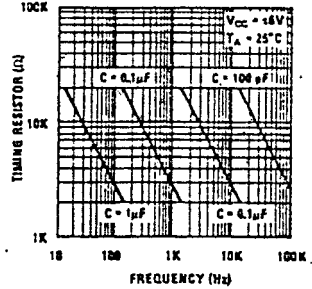
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



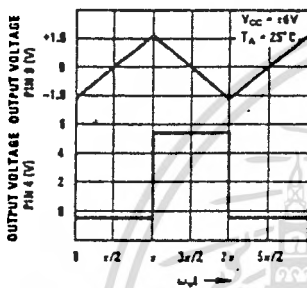
Lock Range as a Function of Input Voltage



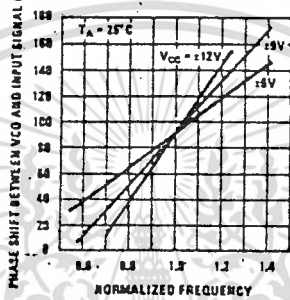
VCO Frequency



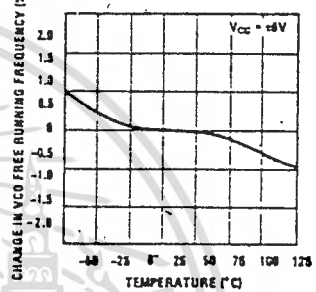
Oscillator Output Waveforms



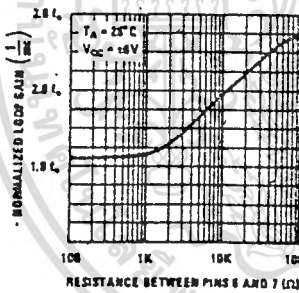
Phase Shift vs Frequency



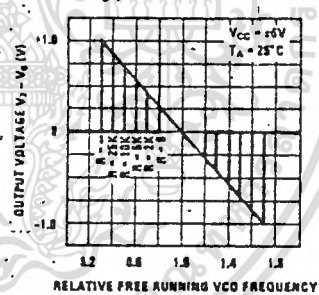
VCO Frequency as a Function of Temperature



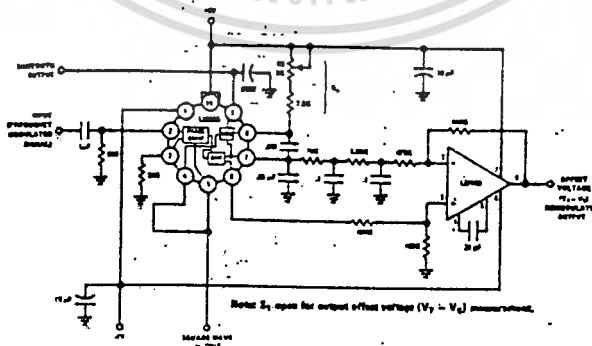
Loop Gain vs Load Resistance



Hold in Range as a Function of R6-7



ac test circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

applications information

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

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

FREE-RUNNING FREQUENCY

$$f_o \approx \frac{1}{3.7 R_o C_o}$$

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

Associated with this is a damping factor:

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

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".

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 $1/R_1 C_1 < K_o K_D$, 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

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 $\left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{T_1 + T_2}}$$

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

$$T_1 + T_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

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

f_o = VCO frequency in Hz

V_c = total supply voltage to circuit.

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:

$$\delta \approx \pi T_2 f_n$$

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.

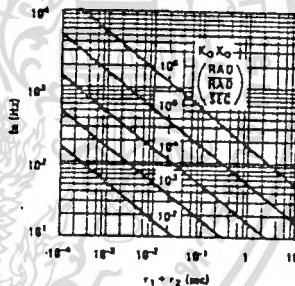
These two equations are plotted for convenience.

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

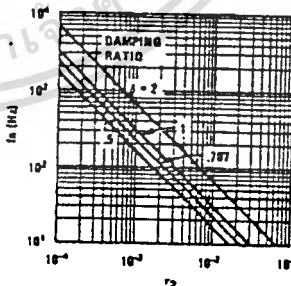
V_c = total supply voltage to the circuit.



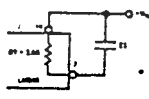
Filter Time Constant vs Natural Frequency

THE LOOP FILTER

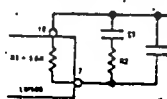
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7) this filter may take one of two forms:



Damping Time Constant vs Natural Frequency



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.

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

MC3346
MC3386

ORDERING INFORMATION

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

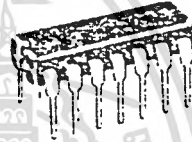
**ONE DIFFERENTIALLY-CONNECTED
PAIR AND THREE
ISOLATED TRANSISTOR ARRAY**

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 μ A to 10 mA
- Five General-Purpose Transistors in One Package

**GENERAL PURPOSE
TRANSISTOR ARRAY**

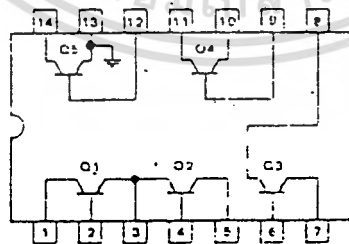
**SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT**



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646 DE

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEC}	15	Vdc
Collector Base Voltage	V _{CB0}	20	Vdc
Emitter Base Voltage	V _{EB}	5.0	Vdc
Collector Substrate Voltage	V _{CIO}	20	Vdc
Collector Current - Continuous	I _C	50	mA dc
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D	12	Watts
Limit above 25°C		10	mW/°C
Limit Each Transistor @ 25°C		300	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

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

MC3346, MC3386

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	MC3346P			MC3386P			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
STATIC CHARACTERISTICS								
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10 \mu\text{A}$)	$V_{(BR)CBO}$	20	60	-	20	60	-	V _{oc}
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0 \text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	15	-	-	15	-	-	V _{oc}
Collector-Substrate Breakdown Voltage ($I_C = 10 \mu\text{A}$)	$V_{(BR)CIS}$	20	60	-	20	60	-	V _{oc}
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{A}$)	$V_{(BR)EB}$	5.0	7.0	-	5.0	7.0	-	V _{oc}
Collector-Base Cutoff Current ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	-	-	40	-	-	100	nA _{dc}
DC Current Gain ($I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 10 \mu\text{A}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$)	β_{FE}	-	120	-	-	-	-	-
Base-Emitter Voltage ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_E = 1.0 \text{ mA}$) ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_E = 10 \text{ mA}$)	V_{BE}	-	0.72 0.80	-	-	0.72 0.80	-	V _{oc}
Input Offset Current for Matched Pair Q1 and Q2 ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}$)	I_{IO1} I_{IO2}	-	0.5	2.0	-	0.5	-	μA
Magnitude of Input Offset Voltage ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}$)	-	-	0.5	5.0	-	0.5	-	mV _{oc}
Temperature Coefficient of Base-Emitter Voltage ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}$)	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$	-	-1.9	-	-	-1.9	-	mV/°C
Temperature Coefficient	$\frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T}$	-	1.0	-	-	1.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Cutoff Current ($V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, I_B = 0$)	I_{CEO}	-	-	0.5	-	-	5.0	μA
DYNAMIC CHARACTERISTICS								
Low Frequency Noise Figure ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 100 \mu\text{A}, R_G = 1.0 \text{ k}\Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	NF	-	5.25	-	-	5.25	-	dB
Forward Current Transfer Ratio ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	β_{FE}	-	110	-	-	110	-	-
Short-Circuit Input Impedance ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}$)	h_{ie}	-	21	-	-	35	-	$\text{k}\Omega$
Open Circuit Output Impedance ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}$)	h_{oe}	-	15.6	-	-	15.6	-	μmho
Reverse Voltage Transfer Ratio ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}$)	h_{re}	-	1.6	-	-	1.6	-	$\times 10^{-4}$
Forward Transfer Admittance ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_E = 1.0 \text{ mA}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	Y_{fe}	-	31-j1.5	-	-	31-j1.5	-	-
Input Admittance ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	Y_{ie}	-	0.2-j0.04	-	-	0.2-j0.04	-	-
Output Admittance ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 1.0 \text{ mA}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	Y_{oe}	-	0.001-j0.03	-	-	0.001-j0.03	-	-
Current-Gain - Bandwidth Product ($V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 3.0 \text{ mA}$)	f_T	300	550	-	-	550	-	MHz
Emitter-Base Capacitance ($V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	C_{et}	-	0.6	-	-	0.6	-	μF
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	C_{cb}	-	0.55	-	-	0.58	-	μF
Collector-Substrate Capacitance ($V_{CS} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	C_C	-	2.6	-	-	2.6	-	μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น สิ่งทั้งหมดนี้ให้ตัดแปลงเนื้อหา 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

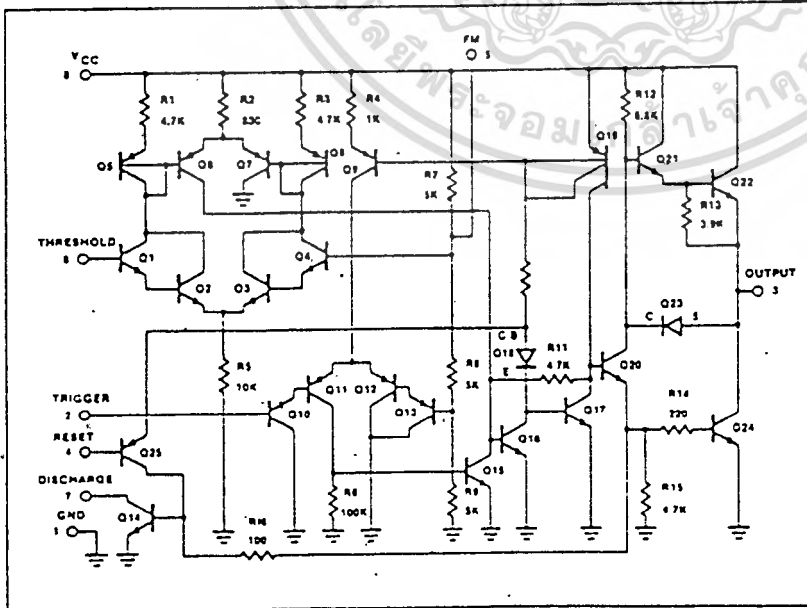
APPLICATIONS

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

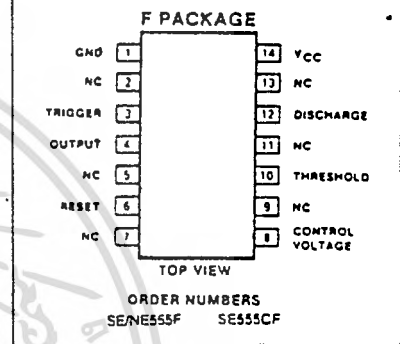
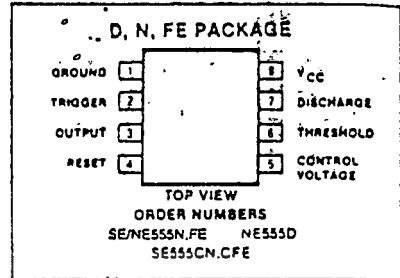
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

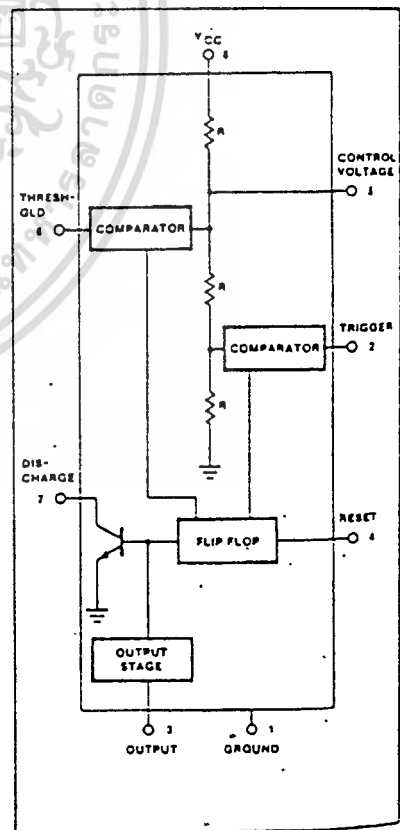
EQUIVALENT SCHEMATIC



PIN CONFIGURATIONS



BLOCK DIAGRAM



TIMER

SE/NE555/SE555C

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = -5\text{V}$ 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		18	V
Supply current (low state) ¹	$V_{CC} = 5\text{V}$ $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$ $R_L = \infty$		3	5		3	6	mA
			10	12		10	15	mA
Timing error (monostable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A = 2\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		0.5	2.0		1.0	3.0	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
			30	100		50	150	
			0.05	0.2		0.1	0.5	
Timing error (astable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		4	6		5	13	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
			0.15	0.6		0.3	1	
Control voltage level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6	10.0	10.4	9.0	10.0	11.0	V
		2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4.0	V
Threshold voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.4	10.0	10.6	8.8	10.0	11.2	V
		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	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8	5.0	5.2	4.5	5.0	5.6	V
		1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	V
Trigger current	$V_{TRIG} = 0\text{V}$		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	$V_{RESET} = 0\text{V}$		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
Output voltage (low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
			0.4	0.5		0.4	0.75	V
			2.0	2.2		2.0	2.5	V
			2.5			2.5		V
			0.1	0.25		0.3	0.4	V
			0.05	0.2		0.25	0.35	V
Output voltage (high)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$		12.5			12.5		V
		13.0	13.3		12.75	13.3		V
		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

- Supply current when output high typically 1mA less.
- Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$
- 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
- Specified with trigger input high
- Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold

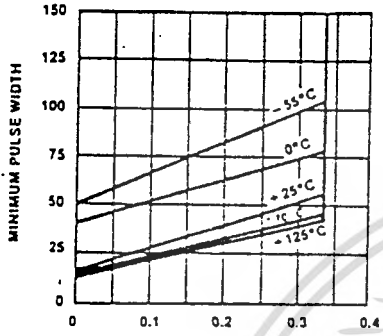
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIMER

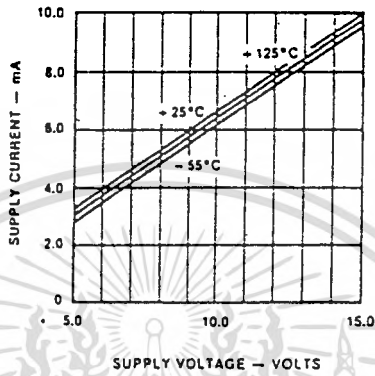
SE/NE555/SE555C

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

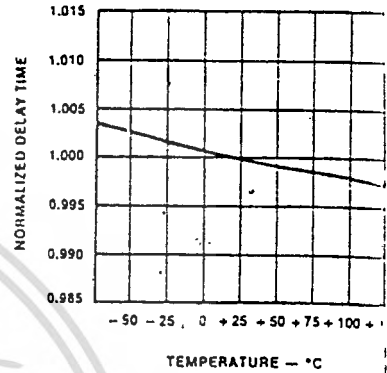
MINIMUM PULSE WIDTH REQUIRED FOR TRIGGERING



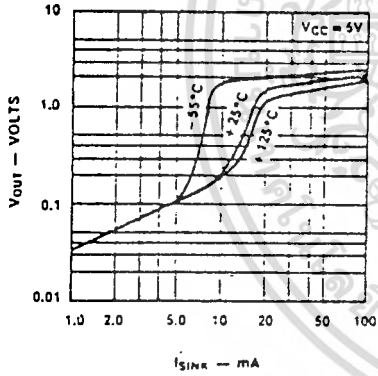
SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



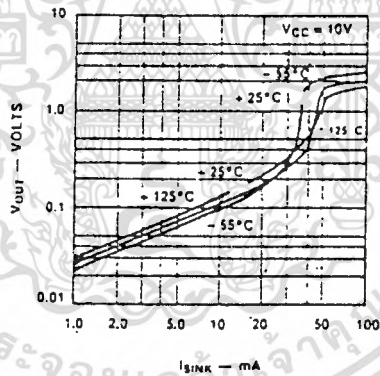
DELAY TIME vs TEMPERATURE



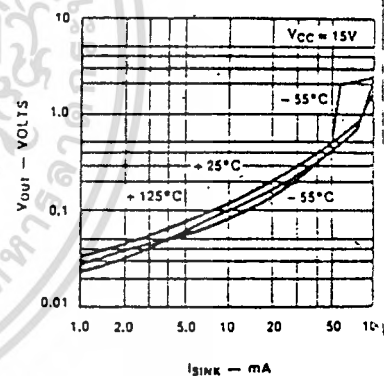
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT (Vcc = 5V)



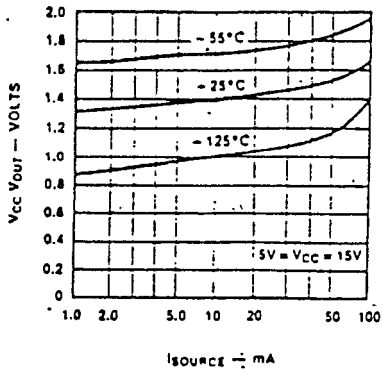
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT (Vcc = 10V)



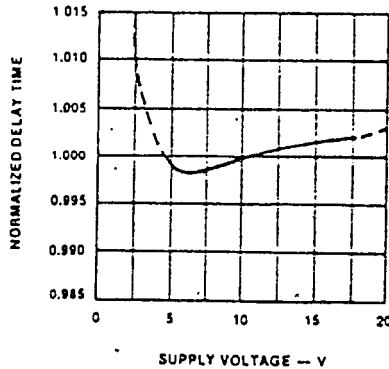
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT (Vcc = 15V)



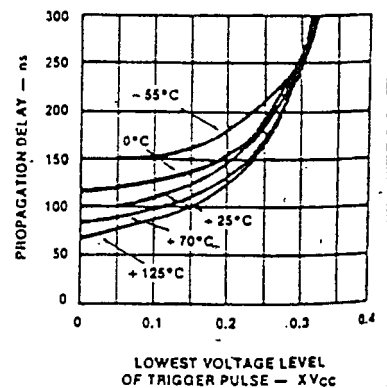
HIGH OUTPUT VOLTAGE DROP vs OUTPUT SOURCE CURRENT



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 -
VCE(sat) @ IC = 500 mAdc
= 1.6 Vdc (Max) - Non-A Suffix
= 1.0 Vdc (Max) - A-Suffix
- High Current-Gain-Bandwidth Product -
fT = 250 MHz (Min) @ IC = 20 mAdc - All Types Except
= 300 MHz (Min) @ IC = 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

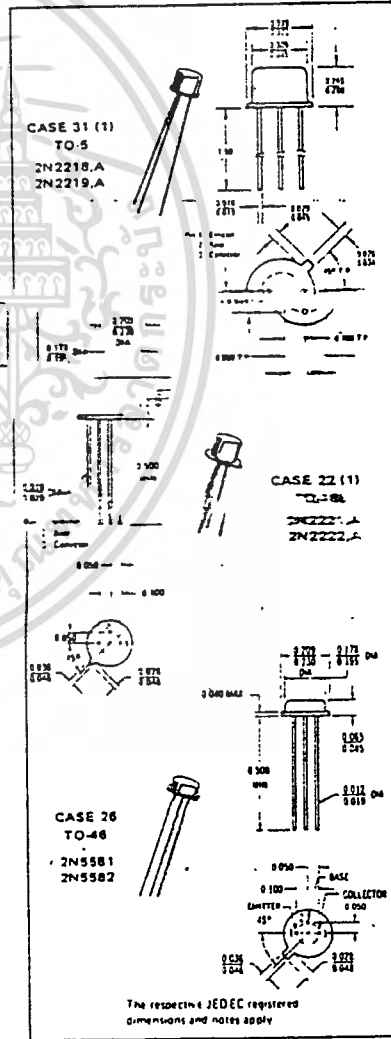
SELECTION GUIDE

Device Type	hFE			Package
	BYCEO IC = 10 mAdc Volts	IC = 150 mAdc Min/Max	IC = 500 mAdc Min	
2N2221 2N2222	30	30/120 100/300	20 30	TO-18
2N5581 2N5582	40	40/120 100/300	25 40	TO-46
2N2219A 2N2221A 2N2222A	40	40/120 100/300	25 40	TO-18

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	2N2218	2N2218A	2N5581	Unit	
		2N2219	2N2219A	2N5582		
Collector-Emitter Voltage	VCEO	30	40	40	Vdc	
Collector-Base Voltage	VCB	60	75	75	Vdc	
Emitter-Base Voltage	VEB	5.0	6.0	6.0	Vdc	
Collector Current - Continuous	IC	800	800	800**	mAdc	
Total Device Dissipation @ TA = 25°C Derate above 25°C	PD	2N2218, A 2N2219, A	2N2221, A 2N2222, A	2N5581 2N5582	0.8 5.33 0.5 3.33 0.5 3.33	Watt mW/°C
		2N2221, A 2N2222, A	2N5581 2N5582	3.0 20 1.8 12 2.0 11.43	Watts mW/°C	
Operating and Storage Junction Temperature Range	TJ, Tstg	-65 to +200			°C	

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	30 40	— —	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10 \mu\text{Adc}$, $I_E = 0$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	60 75	— —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	5.0 6.0	— —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$, $V_{EB(\text{off})} = 3.0 \text{ Vdc}$)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	—	10	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 50 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	Non-A Suffix	—	0.01	μAdc
($V_{CB} = 60 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	—	0.01	
($V_{CB} = 50 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)	Non-A Suffix	—	10	
($V_{CB} = 60 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	—	10	
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	A-Suffix, 2N5581,2N5582	—	10	nAdc
Base Cutoff Current ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$, $V_{EB(\text{off})} = 3.0 \text{ Vdc}$)	A-Suffix	—	20	nAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 0.1 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581(1) 2N2219,A,2N2222,A,2N5582(1)	20 25	— —	—
($I_C = 1.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581 2N2219,A,2N2222,A,2N5582	25 50	— —	—
($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581(1) 2N2219,A,2N2222,A,2N5582(1)	35 75	— —	—
($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581 2N2219,A,2N2222,A,2N5582	15 35	— —	—
($I_C = 150 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)(1)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581 2N2219,A,2N2222,A,2N5582	40 100	120 300	—
($I_C = 150 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)(1)	2N2218,A,2N2221,A,2N5581 2N2219,A,2N2222,A,2N5582	20 50	— —	—
($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)(1)	2N2218,2N2221 2N2219,2N2222 2N2218,A,2N2221,A,2N5581 2N2219,A,2N2222,A,2N5582	20 30 25 40	— — — —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 150 \text{ mAdc}$, $I_B = 15 \text{ mAdc}$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	— —	0.4 0.3	Vdc
($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $I_B = 50 \text{ mAdc}$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	— —	1.6 1.0	
Base-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 150 \text{ mAdc}$, $I_B = 15 \text{ mAdc}$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	0.6 0.6	2.0 1.2	Vdc
($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $I_B = 50 \text{ mAdc}$)	Non-A Suffix A-Suffix, 2N5581,2N5582	— —	2.6 2.0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้.

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

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

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

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

(3) 2N5581 and 2N5582 are listed C_{ob} and C_{ib} for these conditions and values.

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

SWITCHING TIME CHARACTERISTICS

FIGURE 11 - TURN-ON TIME

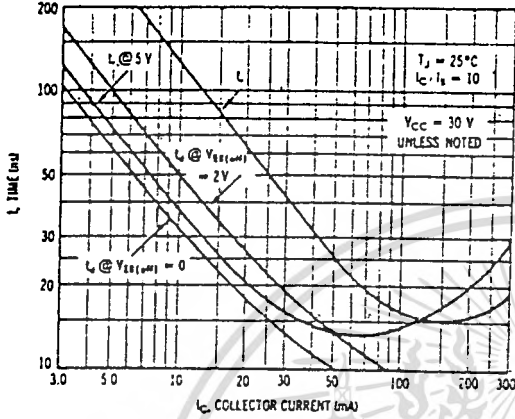


FIGURE 12 - CHARGE DATA

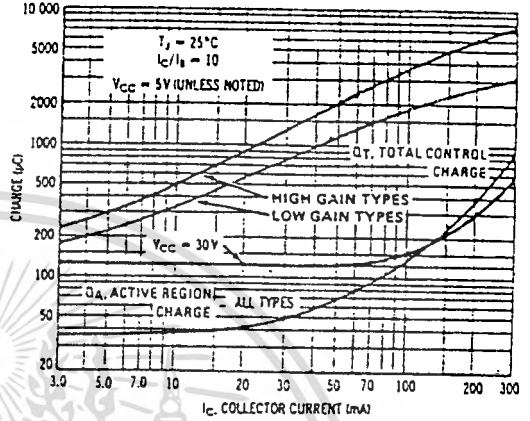


FIGURE 13 - TURN OFF BEHAVIOR

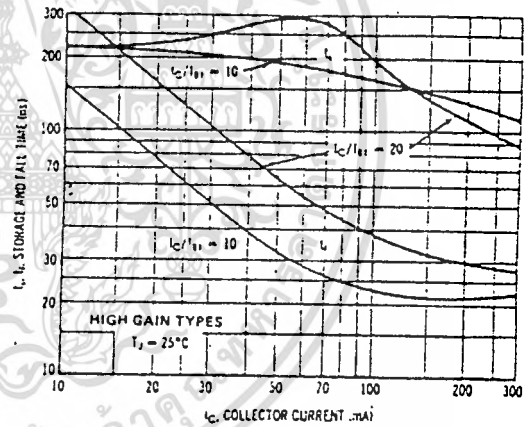
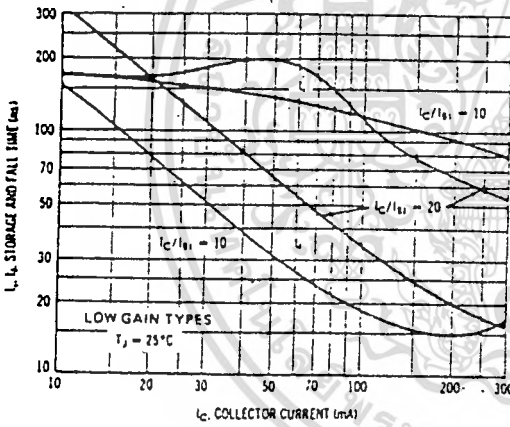


FIGURE 14 - DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

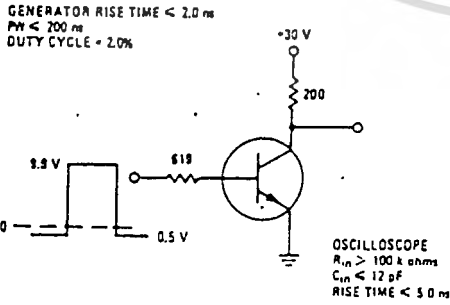
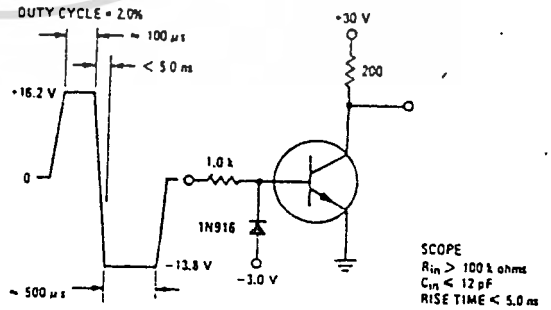


FIGURE 15 - STORAGE TIME AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



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

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

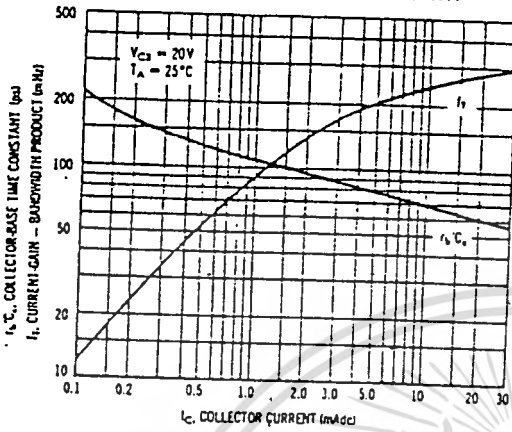


FIGURE 17 - CAPACITANCES

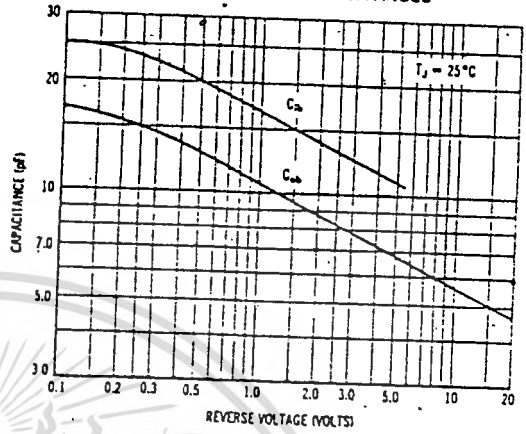
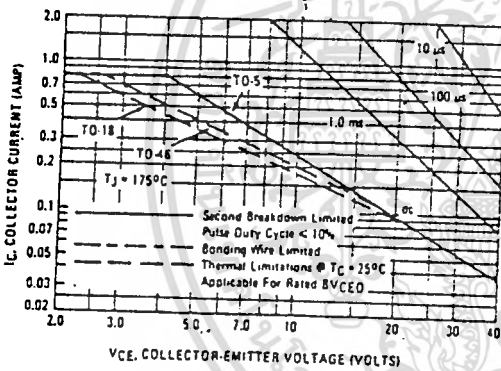


FIGURE 18 - ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREAS

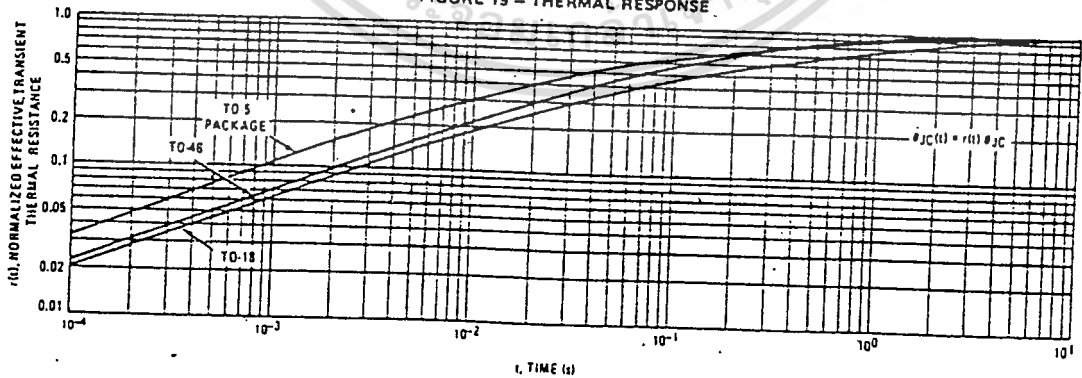


This graph shows the maximum I_C - V_{CE} limits of the device both from the standpoint of thermal dissipation (at $25^\circ C$ case temperature), and secondary breakdown. For case temperatures other than $25^\circ C$, the thermal dissipation curve must be modified in accordance with the derating factor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

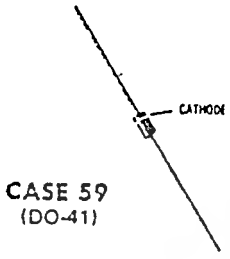
To avoid possible device failure, the collector load line must fall below the limits indicated by the applicable curve. Thus, for certain operating conditions the device is thermally limited, and for others it is limited by secondary breakdown.

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



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, $T_A = 75^\circ C$)	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							$^\circ C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

1N4001 thru 1N4007 (continued)

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Void free, Transfer Moulded

MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 350°C, 3/8" 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

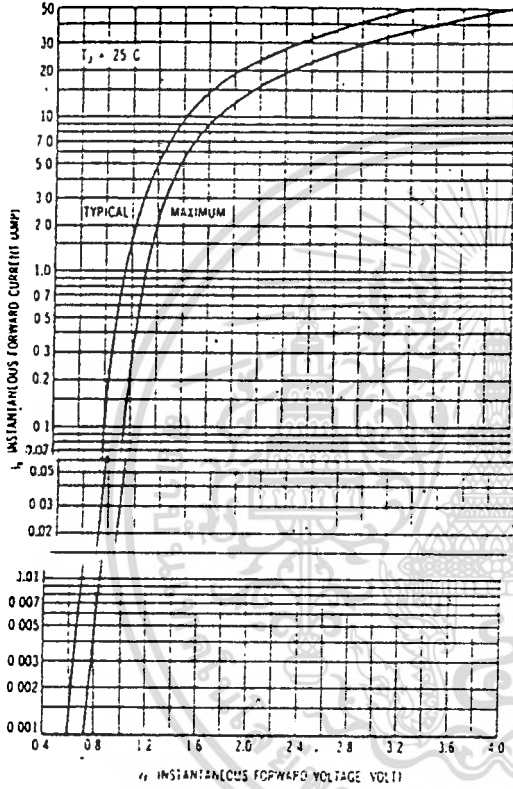


FIGURE 2 — MAXIMUM SURGE CAPABILITY

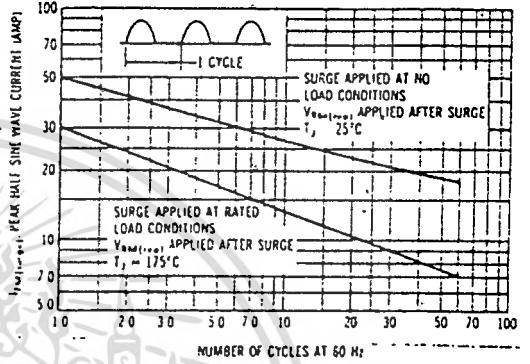


FIGURE 3 — FORWARD VOLTAGE TEMPERATURE COEFFICIENT

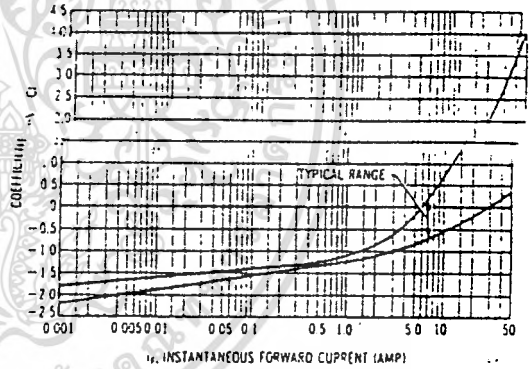
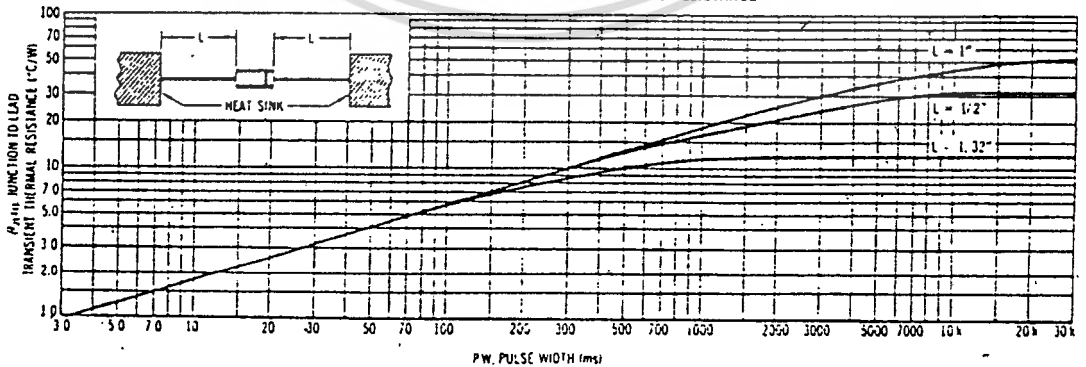


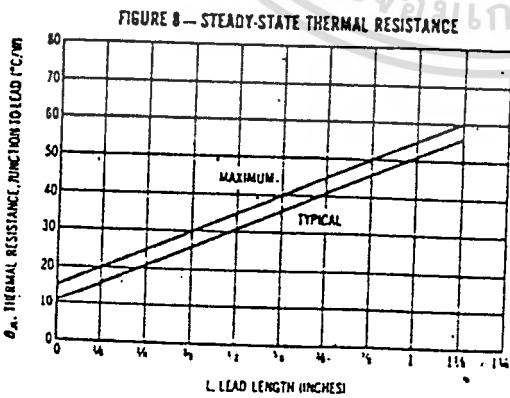
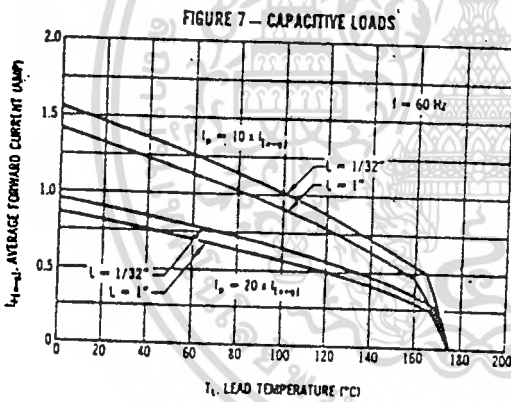
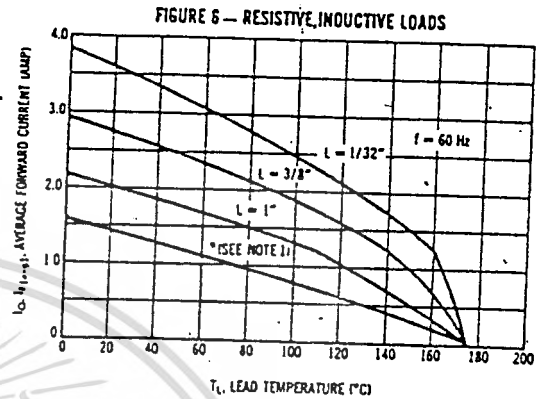
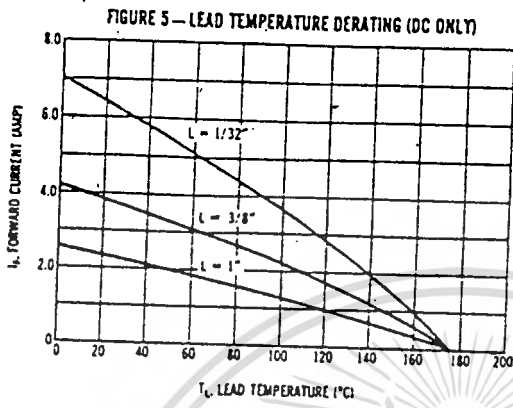
FIGURE 4 — TYPICAL TRANSIENT THERMAL RESISTANCE



FOR $\theta_{JL(t)}$ 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

1N4001 thru 1N4007 (continued)

CURRENT DERATING DATA



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.

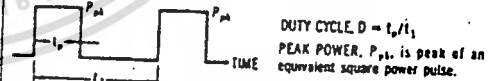
TYPICAL VALUES FOR θ_{JA} IN STILL AIR



MOUNTING METHOD	LEAD LENGTH, L (IN.)	θ_{JA}
1	1/32	75
2	3/8	85
2	1	85

*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



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

1N4001 thru 1N4007 (continued)

TYPICAL DYNAMIC CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — FORWARD RECOVERY TIME

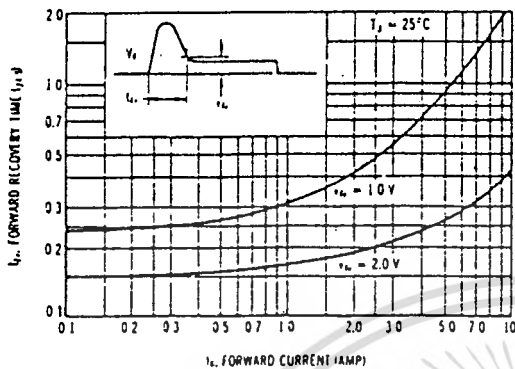


FIGURE 10 — REVERSE RECOVERY TIME

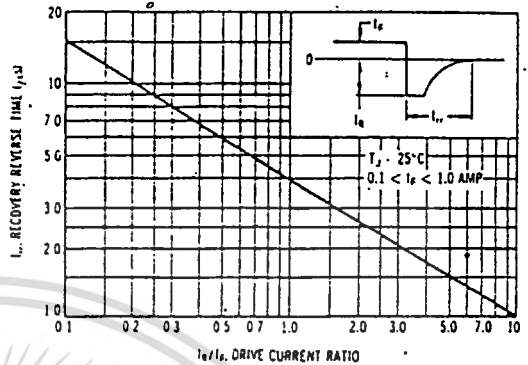


FIGURE 11 — RECTIFICATION WAVEFORM EFFICIENCY

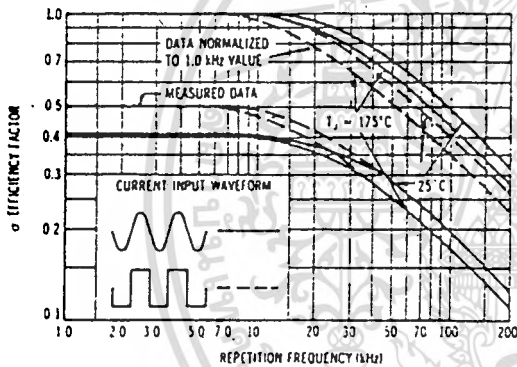
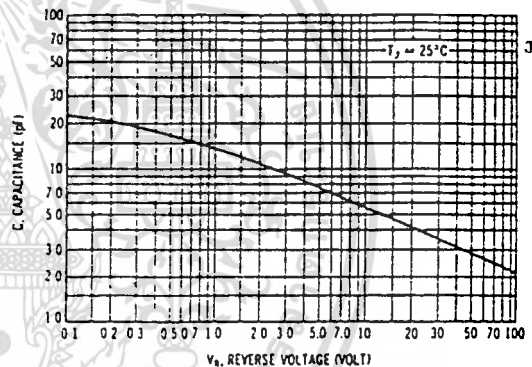
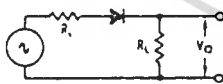


FIGURE 12 — JUNCTION CAPACITANCE



RECTIFIER EFFICIENCY NOTE

FIGURE 13 — SINGLE-PHASE HALF-WAVE RECTIFIER CIRCUIT



$$\sigma_{\text{square}} = \frac{V_{\text{dc}}^2}{V_{\text{rms}}^2} \cdot 100\% = \frac{4}{\pi^2} \cdot 100\% = 40.6\% \quad (2)$$

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

$$\sigma_{\text{square}} = \frac{V_{\text{dc}}^2}{\frac{V_m^2}{2}} \cdot 100\% = 50\% \quad (3)$$

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 as shown in 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.

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

$$\sigma = \frac{P_{\text{dc}}}{P_{\text{ac}}} \cdot 100\% = \frac{V_{\text{dc}}^2}{\frac{V_{\text{rms}}^2}{R_L}} \cdot 100\%$$

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

กิติกรรมประกาศ

นี้สำเร็จลงได้ด้วยดีโดยได้รับคำแนะนำและความช่วยเหลือ
จากอาจารย์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์นิกร สุขุมคันติ ตลอดจนเพื่อน ๆ ซึ่งให้ความร่วมมือ
และความช่วยเหลือเป็นอย่างดี ผู้จัดทำขอขอบคุณทุกท่านที่กล่าวนามข้างต้นเป็นอย่างสูง
มา ณ ที่นี้ด้วย

สุดท้ายผู้จัดทำขอขอบคุณ คุณทิพวรรณ พานทอง ที่ได้ให้ความอนุเคราะห์
ในการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์เล่มนี้จนสำเร็จลงได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในกรณีการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านใด ๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ประเสริฐ โรจน์สุธีวัฒน์, "ลำโพงไฮไฟไม่ต้องเดินสาย", วารสารเคมีคอนคักเตอร์ อิเลคทรอนิกส์, ฉบับที่ 86, 2531, หน้า 148 - 155.
2. พิเชษฐ์ ฤทธิสุนทร "เทคนิคการรับส่งข้อมูลดิจิทัล และแนวทางการออกแบบใช้งาน", วารสารคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์เวิลด์, ฉบับที่ 125, 2532, หน้า 54 - 61.
3. รศ. ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์ "วงจรรวมเฟสล็คคูลิป ตอนที่ 1" วารสารวิศวกรรมลาดกระบัง, ฉบับที่ 1, 2531, หน้า 58 - 67.
4. รศ. ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์ "วงจรเฟสล็คคูลิป ตอนที่ 2" วารสารวิศวกรรมลาดกระบัง, ฉบับที่ 2, 2531, หน้า 45 - 56.
5. รศ. ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์ "เฟสล็คคูลิปในระบบการสื่อสาร ตอนที่ 1" วารสารคอมพิวเตอร์ อิเลคทรอนิกส์เวิลด์, ฉบับที่ 104, 2530, หน้า 34 - 39