



ปีการศึกษา 2531

เครื่องส่งสัญญาณระยะไกล สำหรับใช้ในห้อง ไอซียู  
TELEMETRY ICU MONITORING SYSTEM

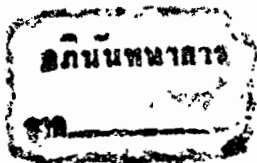
โดย

นาย ธนพล	ศศิณาย	28.1092
นาย ธวัชชัย	โลกะธรรมะ	28.1095

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประภากร สวรรณะ

๕๘ ๑๕๖



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุยให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
023190 - 9.๓๓.๕32  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องส่งสัญญาณระยะไกล สำหรับใช้ในห้อง ไอซียู ที่มีหลายเตียง

โดย นาย ธนพล ศศิฉาย  
นาย ธวัชชัย โลกะธรรมะ  
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ

### บทคัดย่อ

เนื่องจากความต้องการที่จะทำให้แพทย์และพยาบาล สามารถตรวจเช็คและดูแลผู้ป่วยอย่างใกล้ชิดตลอดเวลา และในขณะเดียวกันก็ต้องมีความสะดวกสบายควบคู่กันไป ด้วย การพัฒนาระบบการส่งสัญญาณไฟฟ้าร่างกายในระยะไกล สำหรับตรวจเช็คสภาพร่างกายของผู้ป่วยจึงเป็นสิ่งสำคัญ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นรายงานการพัฒนาระบบส่งสัญญาณไฟฟ้าร่างกาย โดยใช้คลื่นวิทยุอีกแบบหนึ่ง โดยที่ความถี่ของคลื่นพาหะรองสามารถเลือกใช้ได้ตามจำนวนเตียงของผู้ป่วย ซึ่งในที่นี้ได้กำหนดไว้ให้ใช้งานได้กับผู้ป่วยจำนวน 4 เตียง โดยแต่ละเตียงสามารถตรวจวัดสัญญาณของผู้ป่วยได้ 4 สัญญาณ

การทำงานของระบบใช้หลักการของ ฟรีควเอนซี ดิวิชั่น มัลติเพล็กซ์เซอร์ ( FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXER ) ในการรับสัญญาณไฟฟ้าของผู้ป่วย 4 สัญญาณพร้อม ๆ กัน แล้วทำการมอดดูเลชันแบบ AM กับคลื่นพาหะรอง จากนั้นทำการมอดดูเลชันแบบ FM กับคลื่นพาหะหลัก เพื่อลดปัญหาการรบกวนทางแอมพลิจูดที่อาจเกิดขึ้นได้กับสัญญาณ สัญญาณที่ได้จะถูกส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ ซึ่งจะทำการแยกสัญญาณ FDM ออกจากคลื่นพาหะหลัก และคลื่นพาหะรอง สัญญาณ FDM ที่ได้ก็จะส่งผ่าน แบนด์พาสฟิลเตอร์ เพื่อแยกสัญญาณแต่ละช่องออกจากกัน เพื่อนำไปแสดงผลบนจอ ไอซียู มอนิเตอร์ ทำให้สามารถตรวจเช็คสภาพร่างกายของผู้ป่วยแต่ละเตียงได้.

บทนำ

TELEMETRY ICU MONITORING SYSTEM เป็นเครื่องมือทางด้านการแพทย์ชิ้นหนึ่ง ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการตรวจเช็คสภาพร่างกายของผู้ป่วย โดยการวัดสัญญาณไฟฟ้าร่างกาย เช่น สัญญาณหัวใจ แรงดันเลือด และอัตราการหายใจ ที่ส่งมาจากผู้ป่วยแต่ละเตียง ระบบนี้สามารถตรวจวัดผู้ป่วยหลาย ๆ เตียงพร้อม ๆ กันได้ ทำให้การดูแลรักษาผู้ป่วยทำได้ง่ายขึ้น

ปริญญาโทฉบับนี้ ได้ศึกษาในส่วนของส่งและเครื่องรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายของผู้ป่วยที่ใช้ในระบบ โดยมีข้อกำหนดให้สามารถใช้งานกับผู้ป่วย จำนวน 4 เตียงได้ และแต่ละเตียง สามารถตรวจวัดสัญญาณของผู้ป่วยได้ 4 สัญญาณ พร้อม ๆ กัน สัญญาณที่รับได้จะถูกนำไปแสดงผลบนจอของ ไอซียู มอนิเตอร์ ( ICU MONITORING )

ในการศึกษาและทดลอง ได้เปลี่ยนแปลงมาจากระบบเก่า กล่าวคือ ระบบแรกใช้ แอลซี ออสซิลเลเตอร์ ( LC OSCILLATOR ) เป็นตัวกำเนิดความถี่ของคลื่นพาหะหลัก ซึ่งการใช้ แอลซี เป็นออสซิลเลเตอร์นี้ จะทำให้ความถี่ของการออสซิลเลทไม่ค่อยเที่ยงตรงนัก ต้องมีการปรับแต่งความถี่กันบ่อย ๆ ส่วนระบบที่สอง ใช้หลักการของ ไทม์ ดิวิชัน มัลติเพลกซ์ ( TIME DIVISION MULTIPLEX ) หรือ ทีดีเอ็ม ( TDM ) ในการรวมและแยกสัญญาณของผู้ป่วยแต่ละเตียง 4 สัญญาณ พร้อม ๆ กัน โดยการแบ่งช่วงเวลาการทำงาน และยังได้นำหลักการของ เฟสล็อกคูลูป ( PHASE LOCKED LOOP หรือ PLL ) มาสร้างเป็น ฟรีเควนซีซินทีไซเซอร์ ( FREQUENCY SYNTHESIZER ) ในการสังเคราะห์ความถี่ของคลื่นพาหะหลัก ซึ่งการใช้ ไอซี เฟสล็อกคูลูป มาสังเคราะห์ความถี่ของคลื่นพาหะหลักนี้ จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ( NOISE ) ในสายไฟเลี้ยง ซึ่งสัญญาณรบกวนนี้จะเข้าไปรบกวนการทำงานของวงจรต่าง ๆ ทำให้สัญญาณที่รับได้มีความเพี้ยนสูงมาก

ส่วนในระบบปัจจุบันที่ทำอยู่นั้น เป็นการทดลองหลักการการทำงานของระบบว่ามีทางเป็นไปได้หรือไม่ โดยใช้วิธีแก้ไขข้อบกพร่องจากระบบเดิม วงจรกำเนิดความถี่ของคลื่น

พาหะหลักในระบบนี้ เราใช้วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ ( CRYSTAL OSCILLATOR ) ซึ่งไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

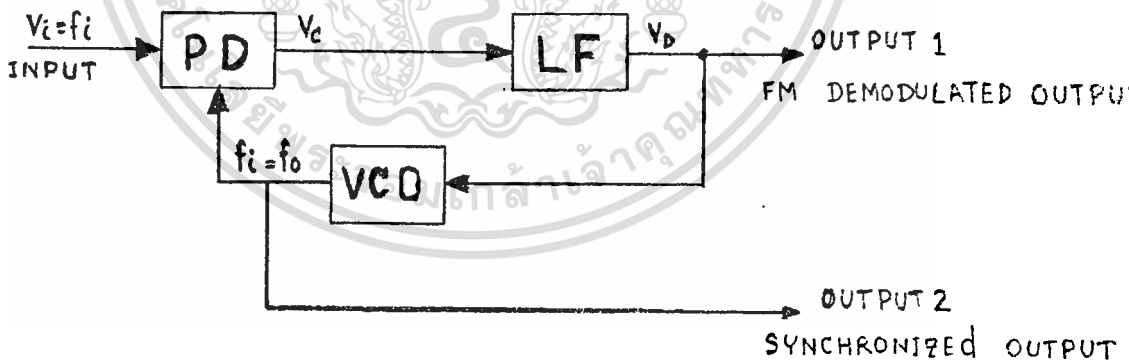
ทำให้เสถียรภาพทางด้านความถี่ของวงจรดีขึ้นมาก ทำให้ความถี่ของกรอสซิลเลทที่เที่ยงตรง และปัญหาของสัญญาณรบกวนในไฟเลี้ยง อันเกิดมาจากการทำงานของวงจรเฟสล็อกคูลูปที่ใช้ ไอซี ทีทีแอล ( IC TTL ) ก็หมดไป

สำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการการทำงานอย่างคร่าว ๆ ของระบบหลัก ๆ รวมทั้งหลักการการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับ ส่วนรายละเอียดอื่น ๆ จะได้อีกต่อไป

### 1.1 เฟสล็อกคูลูป หรือ เชนี่ ซินทีไซเซอร์

#### PHASE LOCKED LOOP FREQUENCY SYNTHESIZER

เฟสล็อกคูลูป ( PHASE LOCKED LOOP : PLL ) เป็นระบบบ้อนกลับอย่างหนึ่ง ประกอบด้วย เฟสคอมพาราเตอร์ ( PHASE COMPARATOR ) หรือ เฟสดีเทคเตอร์ ( PHASE DETECTOR : PD ) , ลูปฟิลเตอร์ ( LOOP FILTER : LF ) อยู่ในส่วนสัญญาณไปด้านหน้า และ โวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ( VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR : VCO ) อยู่ในส่วนบ้อนกลับ บล็อกไดอะแกรม ( BLOCK DIAGRAM ) ของเฟสล็อกคูลูปพื้นฐานแสดง ได้ดังรูปข้างล่าง



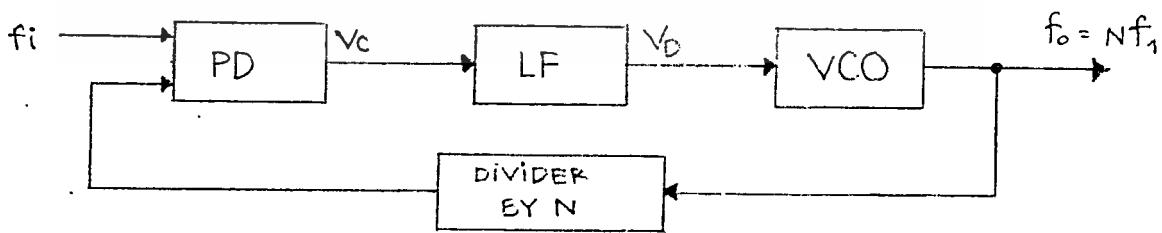
รูปแสดง บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

เฟสจะไปควบคุมความถี่ของ โวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ให้เท่ากับ ความถี่อินพุท (  $f_i$  ) ถ้ามีการเปลี่ยนแปลง จะทำให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลงไปด้วย เอาท์พุท ( OUTPUT ) ของเฟสดีเทคเตอร์ก็จะ เปลี่ยนเพื่อบังคับให้โวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

เปลี่ยนความถี่ล็อกกับอินพุทอีก การศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ไม่มีอินพุตป้อนเข้าระบบ เอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นศูนย์ โวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์จะสร้างความถี่ออกมาความถี่หนึ่งตามที่ตั้งไว้เรียกว่า ความถี่กลาง ( CENTER OR FREE - RUNNING FREQUENCY :  $f_o$  ) เมื่อเริ่มป้อน  $V_i$  ให้ระบบ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของอินพุต ( $f_i$ ) กับความถี่จากโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ ( $f_o$ ) ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์จะให้เอาท์พุทเป็นแรงดันที่แปรตามความต่างเฟสและความถี่ของอินพุตทั้งสอง เรียกค่านี้ว่า เออเรอร์โวลเตจ ( ERROR VOLTAGE ) ป้อนให้กับ ลูปฟิลเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ ลูปฟิลเตอร์จะให้แรงดันเอาท์พุทออกมาควบคุมความถี่ของโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ ในลักษณะที่ลดความแตกต่างระหว่างความถี่อินพุตกับความถี่ของโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์เอง จนกระทั่ง  $f_i$  กับ  $f_o$  มีความถี่เท่ากันแต่ต่างเฟสกันเล็กน้อย สภาวะขณะที่  $f_o = f_i$  นี้เรียกว่า สภาวะล็อกความต่างเฟสของ  $f_i$  กับ  $f_o$  นี้สำหรับทำให้เกิดเออเรอร์โวลเตจ เพื่อควบคุมโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ให้รักษาสภาวะล็อกต่อไป ตราบเท่าที่อินพุต  $f_i$  ยังไม่เปลี่ยนความถี่ ถ้าอินพุต  $f_i$  มีความถี่เปลี่ยนไป เฟสดีเทคเตอร์ก็จะให้ค่าเออเรอร์โวลเตจที่เปลี่ยนแปลงไป เพื่อบังคับให้โวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนความถี่ตามเพื่อให้เกิดสภาวะล็อกอีก จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุท 1 จะแปรตามการเปลี่ยนความถี่ของอินพุต นั่นคือเราสามารถนำเฟสล็อกคลุบไปใช้งานเป็น เอฟเอ็ม ดีมอดูเลเตอร์ ( FM DEMODULATOR ) ได้ และความถี่ที่เอาท์พุท 2 นั้นความถี่  $f_o$  จะมีความถี่เท่ากับความถี่ของอินพุต  $f_i$  ตลอดเวลา แต่ถ้านำวงจรหารความถี่ด้วย  $N$  มาต่อระหว่างโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์กับเฟสดีเทคเตอร์

ดังในรูป



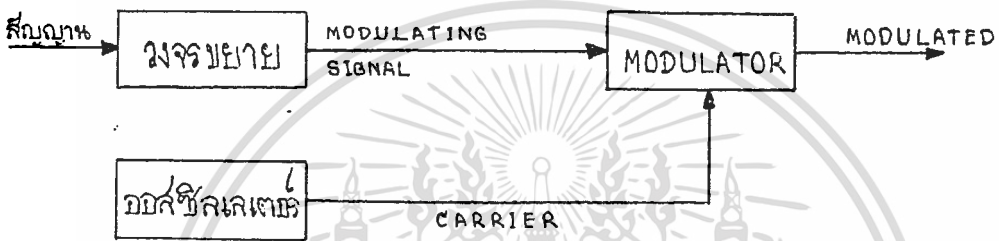
**รูปแสดง** BLOCK DIAGRAM ของ PLL FREQUENCY SYNTHESIZER

ระบบจะพยายามปรับตัวเข้าสู่สภาวะล็อก เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก

เอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์จะมีความถี่เท่ากัน เนื่องจากอินพุตอันหนึ่งได้จากความถี่ของโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ การนำเอาท์พุทไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

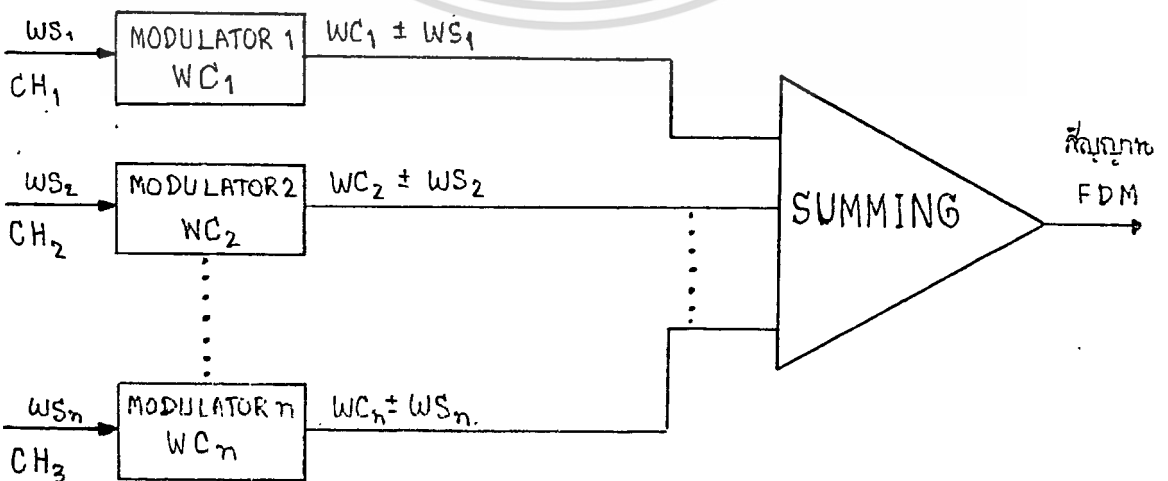
คอนโทรลลอสมิลเลเตอร์ผ่านวงจรหาร  $N$  ดังนั้นความถี่เอาต์พุต ( $f_o$ ) ของโวลเตจคอนโทรลลอสมิลเลเตอร์จะต้อง  $N$  เท่าของ  $f_i$  นั่นคือ เราสามารถใช้เฟสล็อคลูปทำหน้าที่ในการคูณความถี่ได้ และถ้าเราใช้อินพุต  $f_i$  เป็นแหล่งกำเนิดที่มีความถี่คงที่ แล้วทำการเปลี่ยนค่า  $N$  ของวงจรหาร เราก็สามารถสร้างความถี่ได้มากมายหลายค่าตามที่เรต้องการได้ซึ่งเราเรียกระบบนี้ว่า เฟสล็อคลูป ฟรีควเอนซี ซินทีไซเซอร์

1.2 ฟรีควเอนซี ดิวิชั่น มัลติเพล็กซ์ ( FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX : FDM )



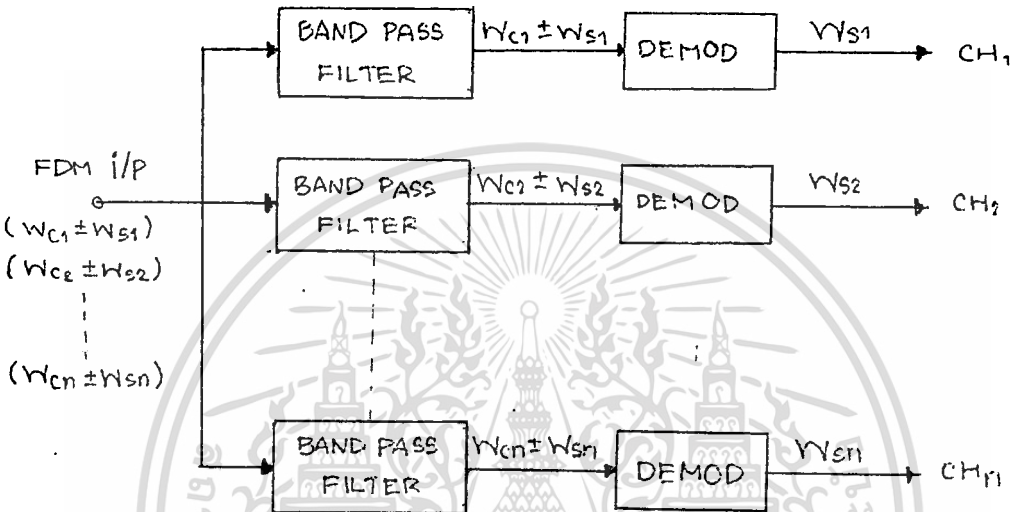
รูปแสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่องส่ง

การมัลติเพล็กซ์แบบ เอนดีเอ็ม ( FDM ) จะจัดสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณมอดูเลตถึง ( MODULATING SIGNAL ) ในช่องต่าง ๆ ให้มีความถี่แตกต่างกัน โดยมีให้มีการซ้อนทับกัน ซึ่งกระทำได้โดยนำสัญญาณมอดูเลตถึงช่องต่าง ๆ ไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะรอง ( SUB CARRIER ) ซึ่งความถี่ของคลื่นพาหะรองจะมีค่าไม่เท่ากัน หลังจากนั้นก็จะผ่านสัญญาณที่ได้ไปยังซัมมิง แอมป์ ( SUMMING AMP ) เพื่อรวมสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาหะรองเข้าด้วยกัน



รูปแสดง BLOCK DIAGRAM ของ FDM MULTIPLEXER

ส่วนทางด้านเครื่องรับก็จะมีการตีมีลติเพล็กซ์ ( DEMULTIPLEX ) สัญญาณ เอนดีเอ็ม ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรกรองความถี่แบนด์พาสฟิลเตอร์ ( BANDPASS FILTER ) ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ของคลื่นพาหะรองกับไซด์แบนด์ ( SIDE BAND ) ของคลื่นพาหะรองในช่องต่าง ๆ และวงจรดีมอดูเลเตอร์



รูปแสดง BLOCK DIAGRAM ของ FDM DEMULTIPLEXER

สัญญาณเอนดีเอ็มจะมีสเปกตรัม ( SPECTRUM ) ความถี่ต่าง ๆ เป็น  $w_{c1} + w_{s1}, w_{c2} + w_{s2}, \dots, w_{cn} + w_{sn}$  ซึ่งความถี่  $w_{c1}, w_{c2}, \dots, w_{cn}$  จะป้อนให้กับวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ของแชนแนล ( CHANNEL ) ต่าง ๆ ซึ่งจะกรองเฉพาะสัญญาณไซด์แบนด์ของคลื่นพาหะรองของสัญญาณย่อยต่าง ๆ สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ของช่องต่าง ๆ ก็จะไม่เหลือเพียงคลื่นพาหะรองกับไซด์แบนด์ของสัญญาณย่อยในช่องต่าง ๆ และจะนำไปป้อนให้กับวงจร ดีมอดูเลเตอร์ ของแชนแนลต่าง ๆ ในที่สุด ก็จะได้สัญญาณเดิม คือ  $w_{s1}, w_{s2}, \dots, w_{sn}$  ของช่องต่าง ๆ

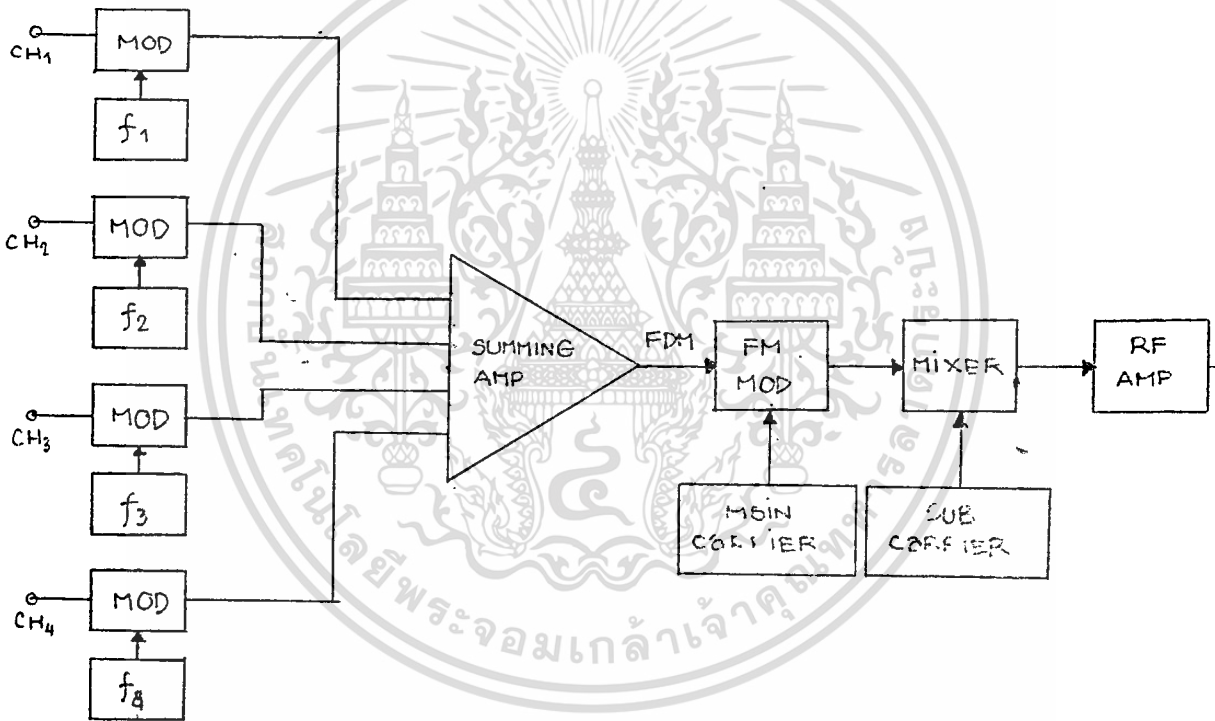
### 1.3 หลักการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับ

สัญญาณไฟฟ้าจากร่างกายของผู้ป่วย 4 สัญญาณ จะถูกส่งเข้าระบบ โดยสัญญาณแต่ละแชนแนล จะถูกมอดูเลตแบบเอเอ็ม ( AM ) กับคลื่นพาหะรองที่มีความถี่ต่ำ

(นี่คือ LOW SUBCARRIER) สำหรับ โดยความถี่ของคลื่นพาหะรองที่มีความถี่ต่ำของแต่ละแชนแนลจะมีไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ความถี่ต่างกัน จากนั้นจะรวมสัญญาณทั้งหมดเข้าด้วยกันโดยผ่านซิมมิงแอมป์ เรียกว่าสัญญาณที่ได้ว่าสัญญาณ เอฟดีเอ็ม ( FDM ) ซึ่งจะถูกส่งเข้ามอดดูเลชั่นแบบฟริควเอนซิมมอดดูเลชั่น ( FREQUENCY MODULATION : FM ) กับคลื่นพาหะหลักเพื่อลดปัญหาการรบกวนทางแอมพลิฟิเคชันที่อาจเกิดขึ้นได้กับสัญญาณเอฟดีเอ็ม หลังจากนั้นจะนำสัญญาณนี้ไปมิกซ์ ( MIX ) กับคลื่นพาหะรองที่มีความถี่สูง ( HIGH SUBCARRIER ) เครื่องส่งแต่ละเครื่องก็จะมีความถี่ของคลื่นพาหะรองที่มีความถี่สูงต่างกัน สัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ ( MIXER ) จะถูกขยายด้วยวงจรรออาร์เอฟแอมป์ ( RF AMPLIFIER ) ส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ การทำงานของเครื่องส่งแสดงเป็น BLOCK DIAGRAM ได้ดังรูป

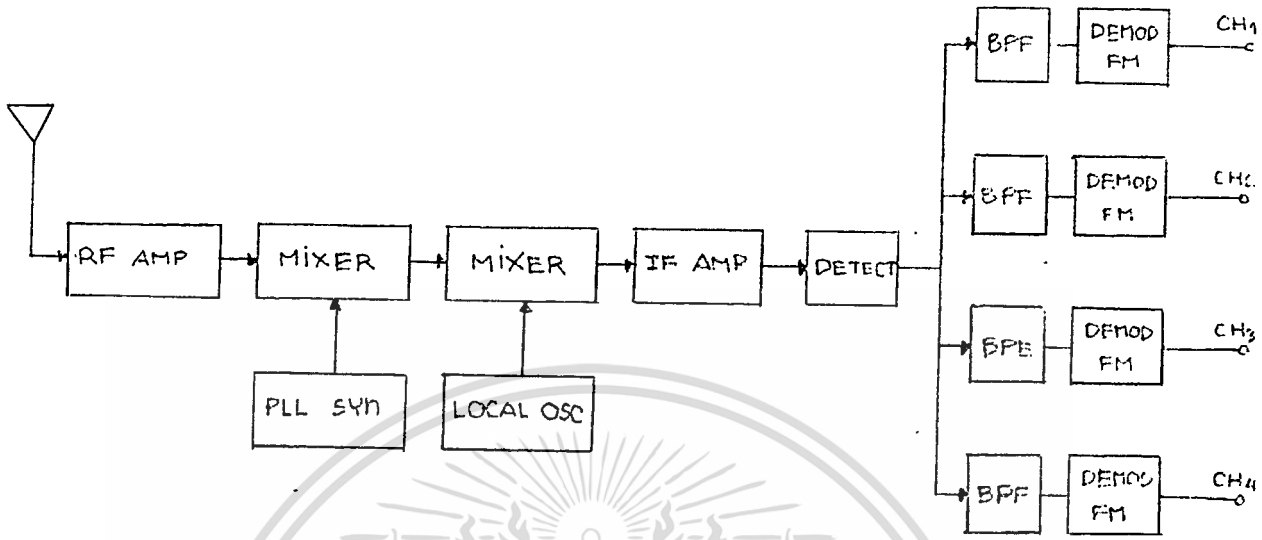


รูปแสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่องส่ง

ทางด้านเครื่องรับ สายอากาศจะรับสัญญาณวิทยุเข้ามาทำการมิกซ์เอาคลื่นพาหะรองที่มีความถี่สูงออก จากนั้นก็จะนำมามิกซ์กับโลคัลออสซิลเลเตอร์ ( LOCAL OSCILLATOR ) เพื่อให้ได้ความถี่ไอเอฟ ( INTERMEDIATE FREQUENCY : IF ) สัญญาณไอเอฟจะถูกขยายโดยไอเอฟแอมป์ ( IF AMPLIFIER ) จากนั้นก็จะถูกดีเทคเพื่อให้ได้ความถี่โลว์ซิบแคเรียร์ออกมา เพื่อผ่านเข้าไปยังส่วนเอฟดีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์ต่อไป ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณของหน่วยแต่ละสัญญาณออกมา ส่งไปแสดงผลบนจอของ ไอซียูมอนิเตอร์ ( ICU MONITOR ) แสดงรูปร่างของสัญญาณที่รับมาจากหน่วย การทำงานของเครื่องรับแสดงเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารราชการสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM ได้ดังรูป



รูปแสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### รายละเอียดทางด้านเครื่องส่ง

จาก BLOCK DIAGRAM ทางด้านภาคส่ง เราจะพิจารณาถึงวงจรที่ใช้ใน BLOCK DIAGRAM แต่ละส่วนซึ่งได้ทดลองและนำมาใช้ในวงจรของเครื่องส่ง

จุดประสงค์ในการทดลองสำหรับเครื่องส่งก็คือ

1. การทดลอง นำเอาหลักการของ เฟสล็อกคูลูปฟรีควเอนซีซินทีไซเซอร์ ( PHASE LOCKED LOOP FREQUENCY SYNTHESIZER ) มาใช้สังเคราะห์ความถี่ของคลื่นพาหะรองซึ่งสามารถสร้างความถี่ได้ง่ายโดยใช้วงจรหารที่สามารถเลือกค่า  $N$  ได้

2. การใช้ระบบ FDM ( FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXER ) ในการรับสัญญาณของผู้ป่วยจำนวน 4 สัญญาณ เข้าด้วยกัน แล้วมอดดูเลชัน กับคลื่นพาหะหลัก ก่อนส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ

ส่วนต่างๆ ในวงจรเครื่องส่งแสดงเป็น BLOCK DIAGRAM อย่างละเอียด ได้ตามรูปหน้าถัดไป ซึ่งวงจรที่ใช้งานในแต่ละส่วน จะเป็นไปตาม BLOCK DIAGRAM อันนี้ต่อไปจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในแต่ละส่วนของเครื่องส่ง

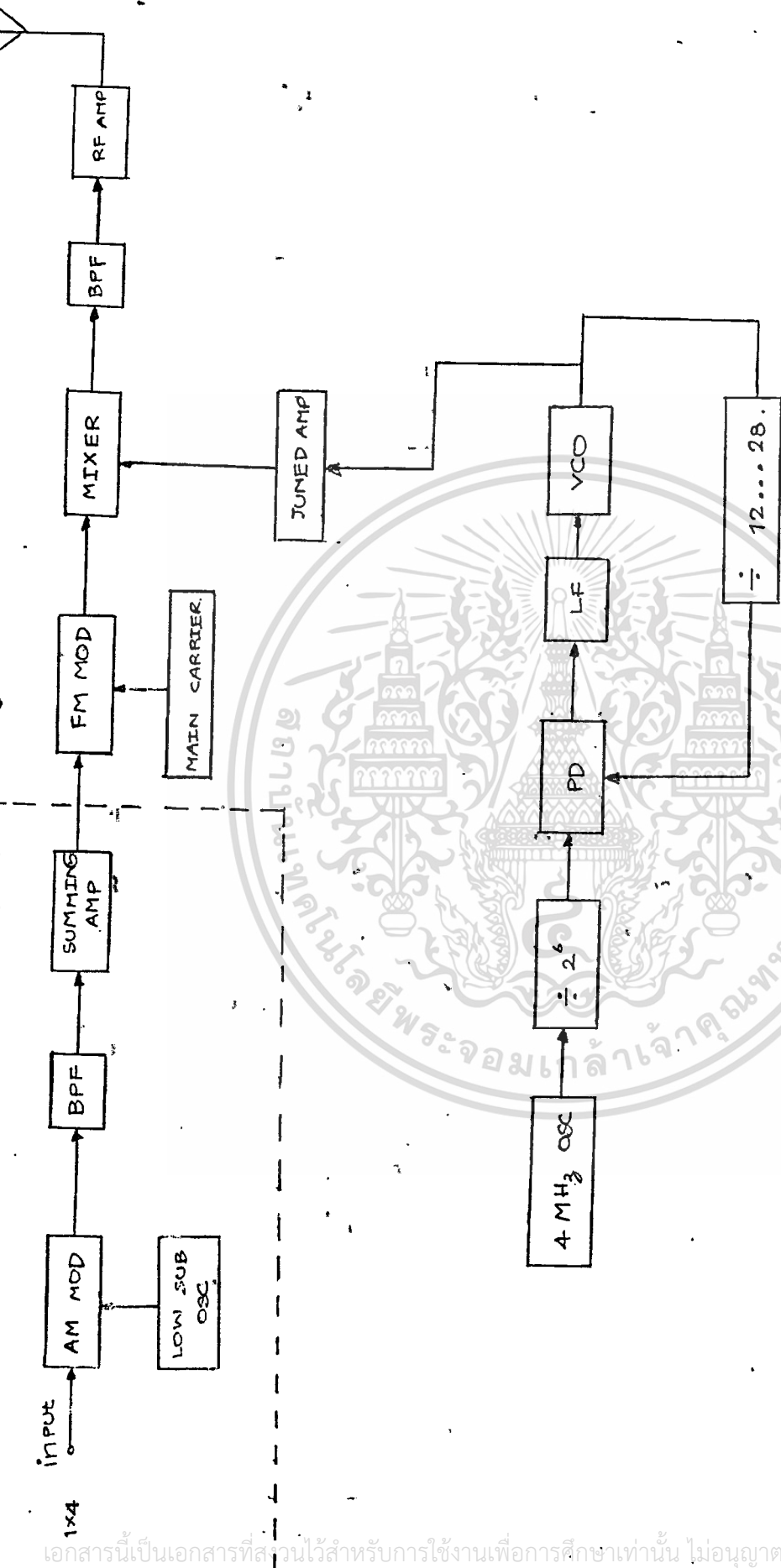
#### 2.1 ฟรีควเอนซีซินทีไซเซอร์ ( FREQUENCY SYNTHESIZER ) ในเครื่องส่ง

รายละเอียดของวงจรเป็นดังนี้

##### 2.2.1 วงจรสร้างความถี่พื้นฐาน ( REFERENCE FREQUENCY OSC )

ใช้ CMOS 4060 [ 14-STAGE ( /16,384 ) BINARY RIPPLE - COUNTER ( WITH INTERNAL OSCILLATOR ) ] เนื่องจากสามารถใช้กับ X-TAL ซึ่งให้เสถียรภาพทางความถี่ที่ดีและยังมีวงจรหาร (  $2^n$  ) อยู่ภายในด้วย เราสามารถแสดง

เอกสารอ้างอิงและหลักการพื้นฐานดังรูปข้างล่างนี้ โดยสร้างส่วน ออสซิลเลเตอร์ ตามรูป ( ๒ ) ซึ่ง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

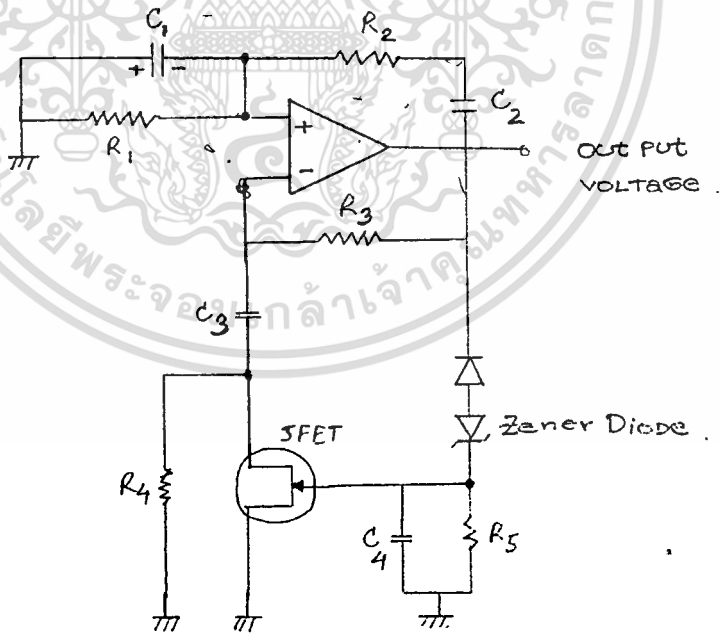
เราสามารถปรับแต่งรูปร่างของชายนี่ให้ได้โดยการเปลี่ยนค่า L หรือ C ของวงจรแก๊งค์ ( TANK CIRCUIT )

### 2.3 เอนดีเอ็ม มัลติเพลกซ์เซอร์ ( FDM MULTIPLEXER )

พิจารณาตามบล็อกไดอะแกรม ส่วนของ เอนดีเอ็ม มัลติเพลกซ์เซอร์ จะประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดคลื่นพาหะรอง ( LOW SUBCARRIER OSCILLATOR ), วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ ( AM MODULATOR ), วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์, วงจรซั่มมิงแอมป์ ( SUMMING AMP )

#### 2.3.1 วงจรกำเนิดคลื่นพาหะรอง

เราเลือกใช้วงจรกำเนิดคลื่นรูปชายนี่ ( SINE WAVE OSCILLATOR ) เป็นตัวสร้างความถี่ที่เป็นชายนี่แบบบริลลูทรีเพื่อต้องการกำจัดปัญหาเรื่องฮาร์โมนิกทั้งไป เพราะความถี่ส่วนนี้จะต้องนำไปใช้ในวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ ในที่นี้เราใช้วงจรกำเนิดสัญญาณรูปชายนี่แบบเวินบริดจ์ ( WEIN BRIDGE SINE WAVE OSCILLATOR )



รูปแสดง วงจร WEIN BRIDGE OSCILLATOR

เราสามารถปรับความถี่ของการออสซิลเลต ได้โดยการปรับค่า  $R_1$  ,

$C_1$  ,  $R_2$  และ  $C_2$

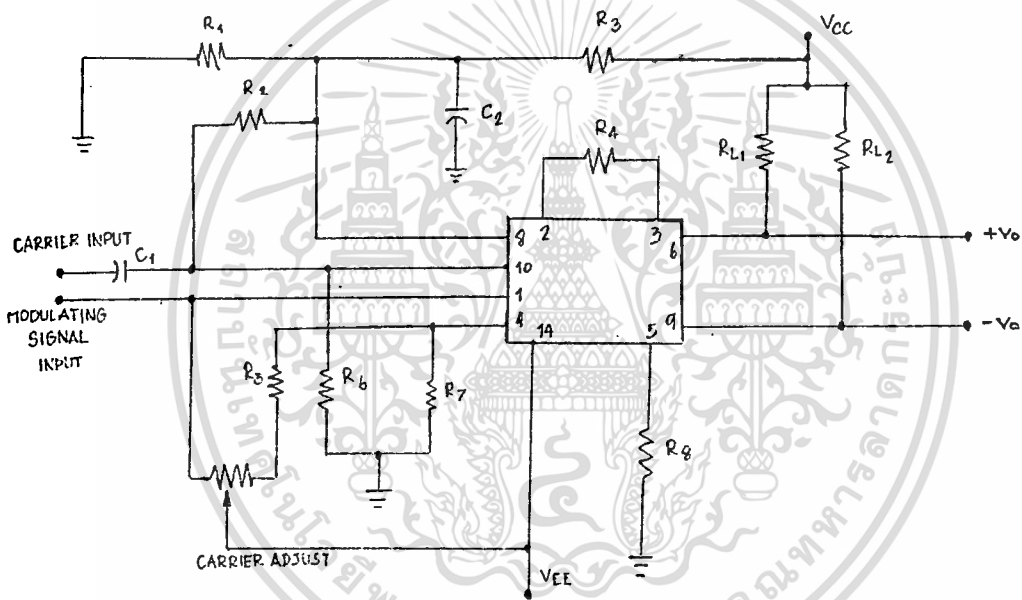
JFET ทำหน้าที่เป็นตัวความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ตามโวลเตจ ( VOL-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ( TAGE VARIABLE RESISTER ) ในส่วนของลูปแอมป์ปริฟายเออร์ ( LOOP AMPLIFIER ) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบรคดาวน์ โวลเตจ ( BREAKDOWN VOLTAGE ) ของซีเนอร์ ไดโอด  
จะเป็นแรงดันอ้างอิง ( VOLTAGE REFERENCE ) ของวงจร ซึ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันพีค  
( PEAK VOLTAGE ) ของคลื่นไซน์

### 2.3.2 วงจรเอเอ็มมอดคูเลเตอร์

สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากร่างกายผู้ป่วย จะถูกมอดคูเลท แบบเอเอ็ม ( AM )  
กับคลื่นพาหะรอง โดยใช้ ไอซี ( IC ) เอ็มซี ( MC ) 1496 ซึ่งเป็นบาลานซ์มอดคูเลเตอร์  
และดีมอดคูเลเตอร์ ( BALANCED MODULATOR - DEMODULATOR )



รูปแสดง วงจร เอเอ็ม มอดคูเลเตอร์

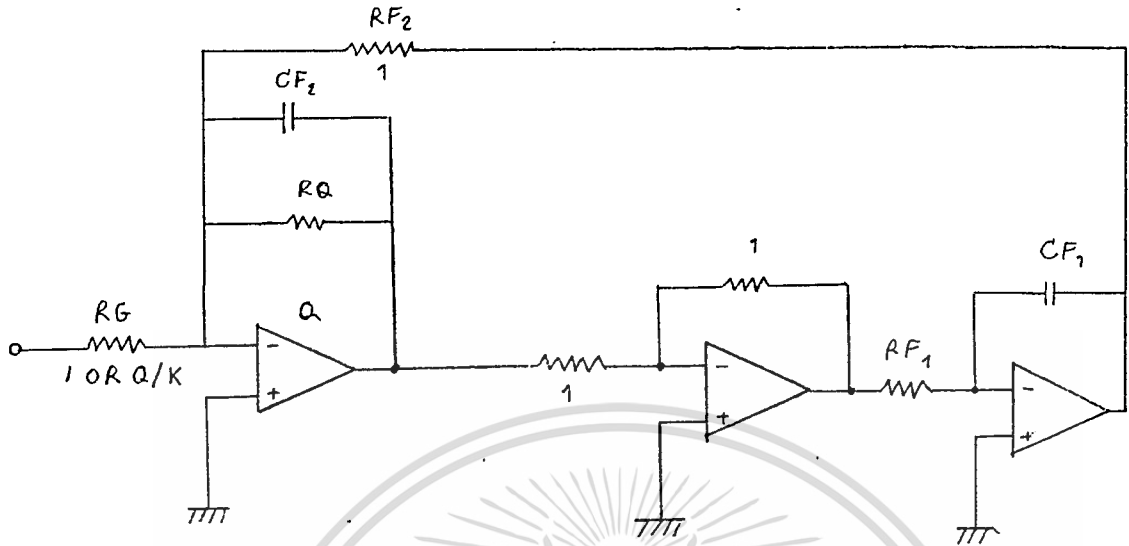
เราสามารถปรับเปอร์เซ็นต์การมอดคูเลทได้โดยการเปลี่ยนแปลงขนาด  
ของคลื่นพาหะรอง , คลื่นพาหะหลักและแคร์เรียจัสท์รีซิสเตอร์ ( CARRIER ADJUST-  
RESISTOR )

### 2.3.3 วงจรแบนด์พาส นิลเตอร์

เนื่องจากสัญญาณที่ออกมาจาก ไอซี บาลานซ์มอดคูเลเตอร์ อาจจะมีสัญญาณรบกวนเนื่องจาก  
ความถี่ 50 Hz เข้ามารบกวน ทำให้สัญญาณเอาท์พุทที่ได้มีความเพี้ยนและสัญญาณมอดคูเลตติง  
ที่ได้ออกมาจะมี อับเปอร์ไซค์แบนด์และโลวเวอร์ไซค์แบนด์และคลื่นพาหะรองที่ความถี่ต่ำ ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้เพื่อการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจึงต้องใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์ในการกรองเฉพาะความถี่ที่เราต้องการออกมา



รูปแสดง วงจรไบควาด แบนด์พาส (BIQUAD BANDPASS CIRCUIT)

เราเลือกใช้วงจรไบควาด แบนด์พาส เพราะให้ค่า Q สูง และเราสามารถปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้โดยการปรับค่าของตัวความต้านทานเพียงค่าเดียว โดยที่การปรับความถี่ศูนย์กลางและแบนด์วิดท์ ไม่มีผลต่อกัน

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$T(s) = -RQ/RGE \{ 1/(RQ)(CF2) \} s / [ s^2 + \{ 1/(RG)(CF2) \} s + \{ 1/(RF1)(RF2)(CF1)(CF2) \} ]$$

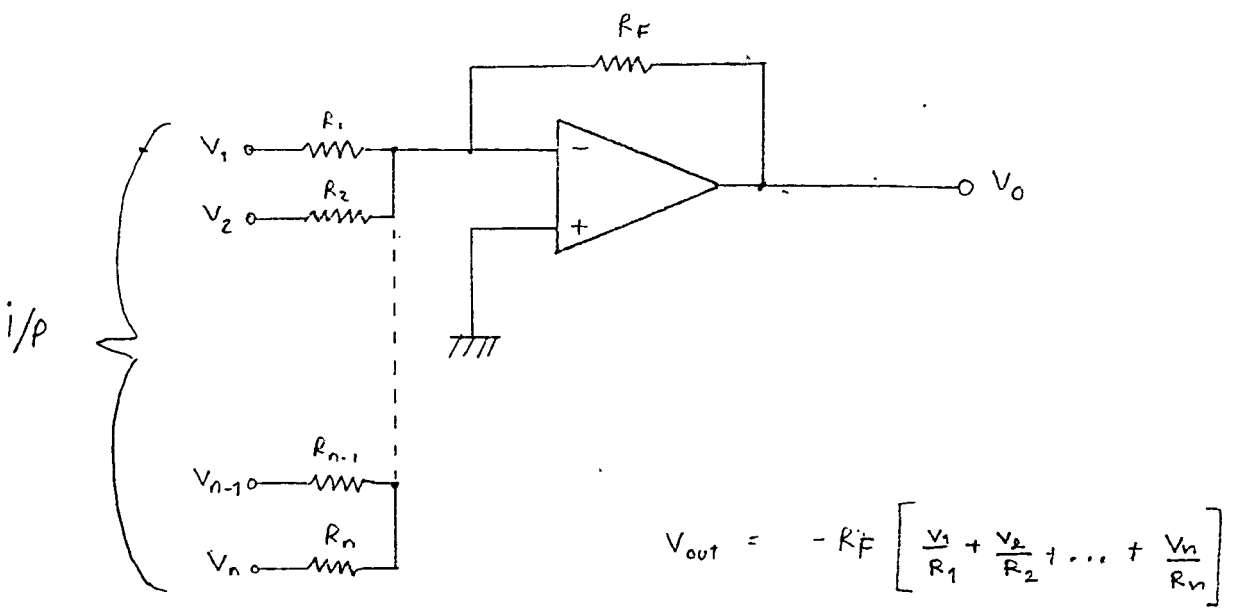
$$\omega_0 = 1/(RF1 * RF2 * CF1 * CF2)^{1/2}$$

$$BW = 1/RQ * CF2$$

### 2.3.4 วงจรรวมสัญญาณ

สัญญาณที่ออกมาจากวงจรแบนด์พาส ฟิลเตอร์ของแต่ละแชนแนลจะต้องถูกนำมารวมกันโดยผ่านวงจรรวมสัญญาณที่เรียกว่า วงจรซัมมิงแอมป์ ซึ่งจะทำหน้าที่รวมสัญญาณของแต่ละแชนแนลเข้าด้วยกัน กลายเป็นสัญญาณ เอนดีเอ็ม เพื่อส่งไปยังวงจรเอนเอ็ม มอดูเลเตอร์อีกทีหนึ่ง

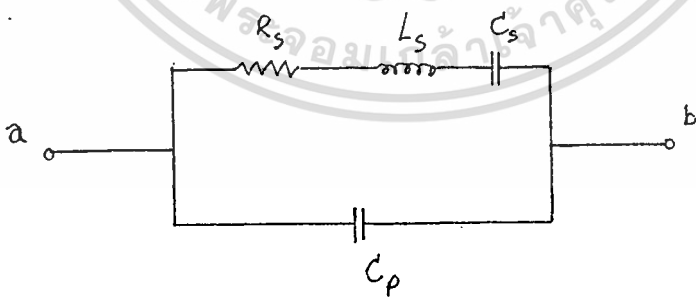
$$V_{out} = -R_f [ (V_1/R_1) + (V_2/R_2) + \dots + (V_n/R_n) ]$$



**รูปแสดง วงจรซั่มมิงแอมป์**

**2.4 วงจรพีเอซเมตริก มอดคูล์และวงจรถ่ายโอนคลื่นนาฬิก**

เราใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก หรือ คริสตัล ในการรักษาความถี่ ออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้จะมีความแน่นอนของความถี่แน่นอนมาก คริสตัลที่จะใช้ในการรักษาความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเป็นสารแข็งเพียโซอิเล็กทริก (PIEZOELECTIC SOLIDS) นั่นคือก้อนผลึกดังกล่าวจะเกิดมีศักดาไฟฟ้าขึ้นที่ผิวเมื่อถูกบีบด้วยแรงกล ในทำนองตรงข้าม เมื่อเราแอปพลาย (APPLIED) โวลเตจแบบ AC เข้าที่ผิวของก้อนผลึก ก็จะทำให้เกิดการสั่นสะเทือน



**รูปแสดง วงจรเสมือนทางไฟฟ้าของคริสตัล ออสซิลเลเตอร์**

เมื่อ Cp คือค่าคาปาซิแตน (CAPACITANCE) ระหว่างแผ่นอิเล็กโทรดทั้งสอง ซึ่งมีแผ่นผลึกหรือแผ่นเซรามิกเป็น ไดอิเล็กทริก (DIELECTRIC)

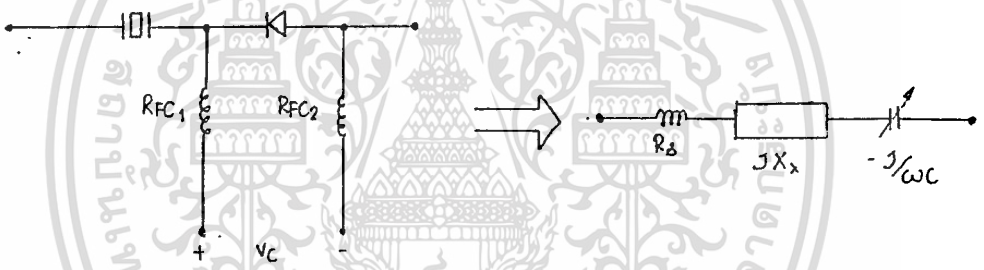
ค่า Rs , Ls , Cs เป็นค่าเสมือน (EQUIVALANT) ซึ่งเกิดจากการ

เคลื่อนที่ของคลื่น อัลตราซาวด์ (ELASTIC WAVE) ค่าคงตัวต่าง ๆ ของเพียโซอิเล็กทริก ซึ่งไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นกับความหนา ( d ) ของแผ่นผลึก ชนิดของผลึก วิธีการและทิศทางของการตัดแผ่นผลึก

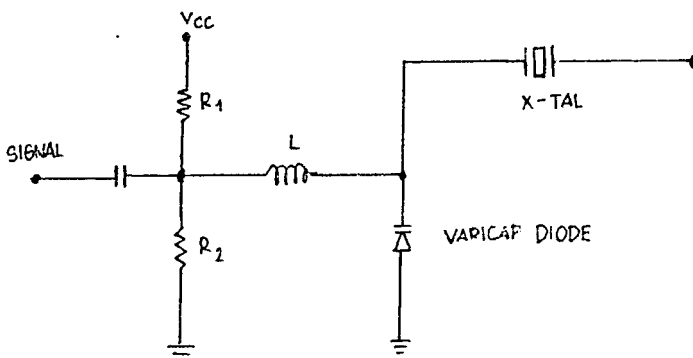
ในการใช้งานในวงจรนี้ เราต้องการออสซิลเลเตอร์ที่มีความแน่นอนของความถี่สูง แต่ขณะเดียวกันความถี่จะต้องเปลี่ยนไปตามสัญญาณควบคุมด้วย เพราะเราต้องการใช้คริสตัล ออสซิลเลเตอร์เพื่อสร้างสัญญาณ เอนเอ็ม โดยตรง วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่สัญญาณควบคุมความถี่เป็นโวลเตจ เรามักเรียกว่า โวลเตจคอนโทรล คริสตัลออสซิลเลเตอร์ ( VOLTAGE CONTROLLED CRYSTAL OSCILLATOR ) หรือ VCXO

คริสตัล รีโซเนเตอร์ที่ใช้ใน VCXO มักจะถูกออกแบบให้คริสตัล รีโซเนเตอร์ทำงานอยู่ในโหมดที่ค่า รีแอกแตน ( REACTANCE ) ของคริสตัลเป็นบวกและรีโซแนนซ์แบบอนุกรมกับ คาปาซิแทน ที่เปลี่ยนค่าได้โดยโวลเตจ ซึ่งเราใช้ วาริแคปไดโอด ( VARICAP DIODE )



รูปแสดง การต่อวาริแคป ไดโอดอนุกรมกับ คริสตัลรีโซเนเตอร์ และวงจรเสมือน

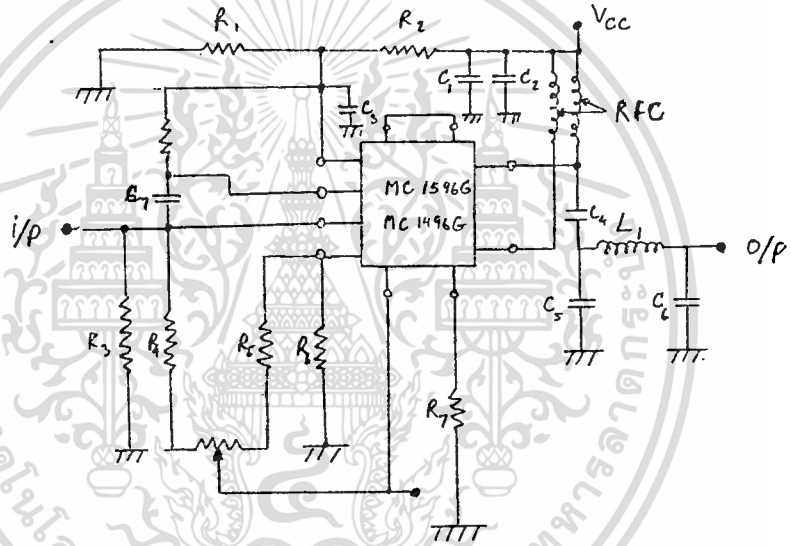
จากรูปจะเห็นได้ว่า  $V_c$  ซึ่งเป็นโวลเตจควบคุมค่าคาปาซิแทนของวาริแคป ไดโอดจะไบอัสไดโอดแบบย้อนกลับ และความถี่ของ  $V_c$  จะต่ำกว่าความถี่ของการออสซิลเลท มาก ดังนั้น RFC1 และ RFC2 จะปรากฏเป็นอิมพีแดนซ์ค่าสูงสำหรับสัญญาณออสซิลเลชัน ส่วนสำหรับสัญญาณ  $V_c$  ซึ่งมีความถี่ต่ำนั้นจะปรากฏเป็นอิมพีแดนซ์ค่าต่ำ



วงจรนี้มีวงจรจูนแอมป์ ต่อทางเอาต์พุตอีก 1 วงจร เพราะเนื่องจากต้องการขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ในที่นี้เราใช้สัญญาณจากเอาต์พุตของวงจรขยายรวมสัญญาณมาผ่านเข้าที่ขาสัญญาณของวงจร

### 2.5 วงจรมิกเซอร์ ( MIXER )

เราใช้ ไอซี บาลานซ์มอดคูเลเตอร์ ดิมอดคูเลเตอร์ MC 1496 ทำหน้าที่เป็นตัวมิกเซอร์ เพื่อนำคลื่นพาหะหลักมามิกซ์กับคลื่นพาหะรองที่มีความถี่สูง ข้อดีของการใช้ MC 1496 ก็คือ สามารถ SUPPRESS CARRIER ออกได้จนหมด และสามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ง่าย



รูปแสดง วงจรมิกเซอร์ โดยใช้ MC 1496

เราสามารถกำจัดคลื่นพาหะได้โดย ปรับ R ที่ทำหน้าที่ SUPPRESS CARRIER ซึ่งก็คือการปรับ นัล แอดจัสต์ จากสเปคของไอซี เราจะต้องทำให้ ไอซี ทำงานได้ดีที่สุด ณ ระดับแรงดันอินพุต ดังนี้คือ

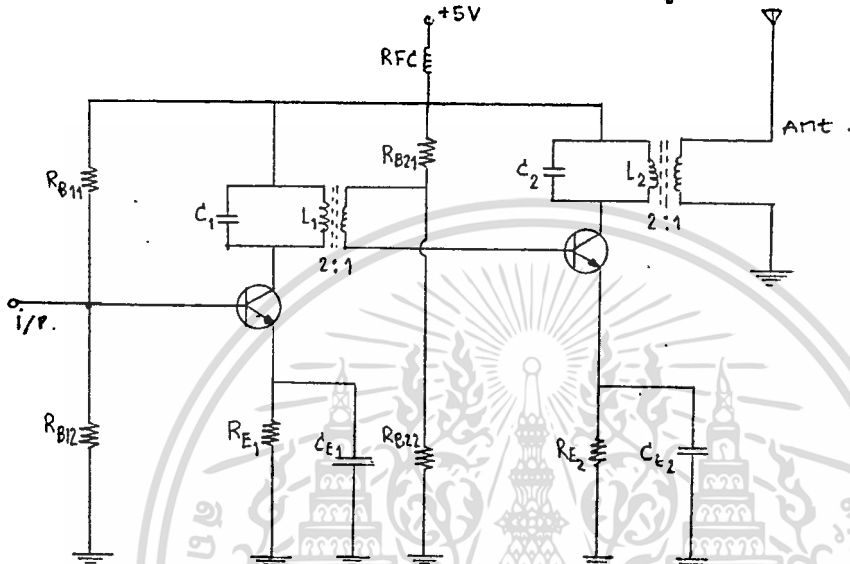
- CARRIER SUPPRESSION ขึ้นกับระดับของสัญญาณCARRIERอินพุต
- CARRIER SUPPRESSION ไม่ขึ้นกับระดับของสัญญาณSIGNALอินพุต
- CARRIER SUPPRESSION จะดีที่สุดในที่ Vs มาก ๆ แต่มีข้อจำกัดไว้ตาม

สเปคใน DATA BOOK

### 2.6 อาร์เอฟ แอมป์หลายเออร์ ( RF AMPLIFIER )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ ยังไม่แรงพอที่จะส่งออกอากาศได้ ดังนั้นต้องนำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจรขยายภาคสุดท้ายอีกทีหนึ่งก่อนส่งออกอากาศ ซึ่งข้อดีของการมอดดูเลทแบบเอฟเอ็ม ก็คือทำให้เราไม่ต้องเป็นห่วงเรื่องความเป็นเชิงเส้น ( LINEAR ) ของอาร์-เอ็ม แอมป์ ในที่นี้เราใช้วงจรขยายคลาส เอ ( CLASS A ) ต่อคาสเคส ( CASCADE ) กัน 2 stage เพื่อเพิ่มกำลังส่ง ( POWER GAIN ) ให้สูงขึ้น



รูปแสดง วงจร อาร์เอฟ เพาเวอร์ แอมป์รีฟลายเออร์

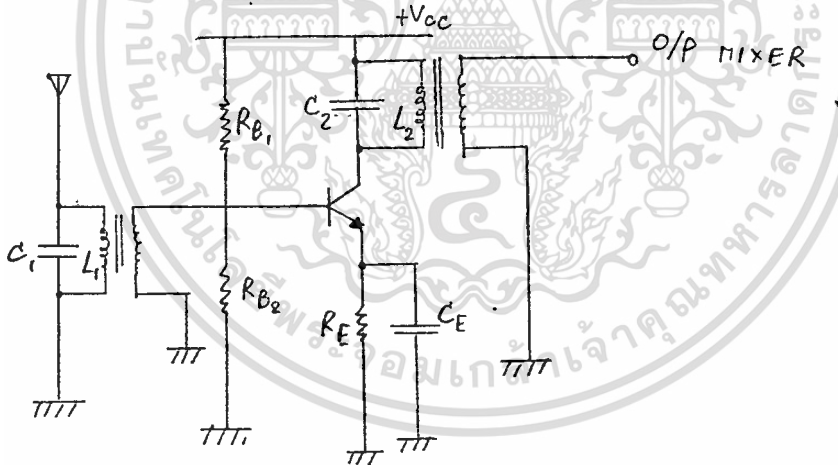
### บทที่ 3

#### รายละเอียดทางด้านเครื่องรับ

เนื่องจากเราต้องการสัญญาณที่ส่งมาจากผู้ปวยผ่านเครื่องส่งมายังเครื่องรับ มีลักษณะสัญญาณคงเดิมไม่ผิดเพี้ยน ดังนั้น ทางด้านเครื่องรับจะต้องมีประสิทธิภาพดีมาก ทั้งทางด้านความไวในการรับสัญญาณ ( SENSITIVITY ) , ความเป็นเชิงเส้น ( LINEARLITY ) และการป้องกันสัญญาณรบกวน ( SHIELD NIOSE ) ดังนั้น การออกแบบและการประกอบวงจรจะต้องคำนึงถึงปัญหาต่าง ๆ เหล่านี้ด้วย

ในบทนี้ จะได้แสดงรายละเอียดของวงจรที่ทดลองได้ในส่วนต่าง ๆ ตามบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับในหน้าถัดไป

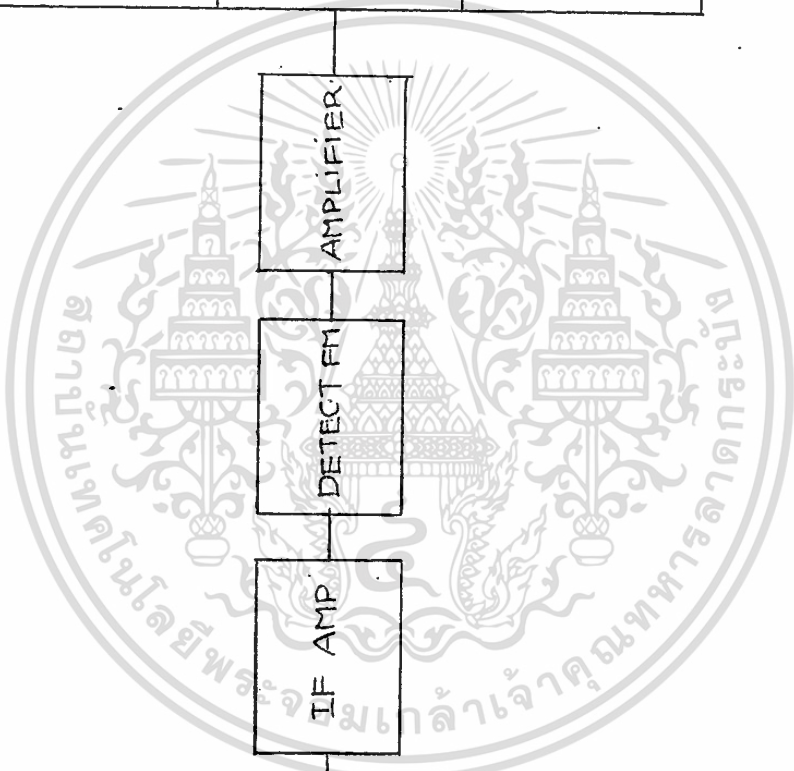
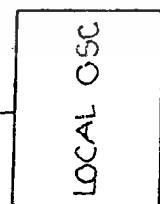
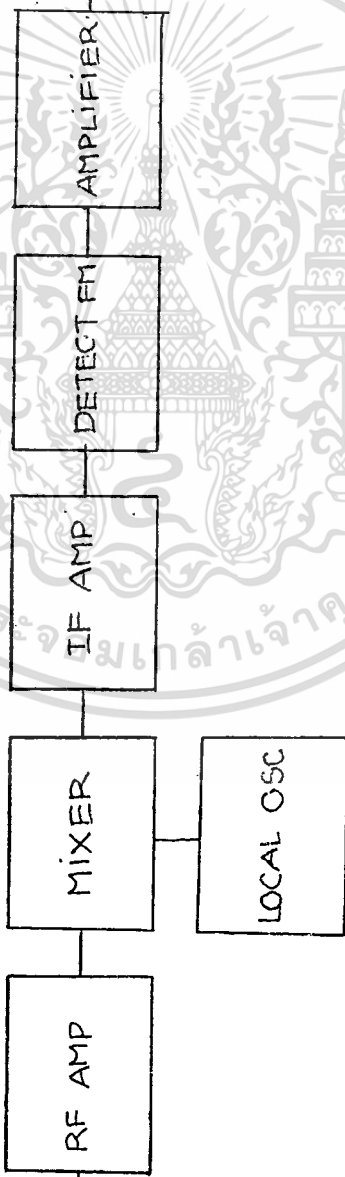
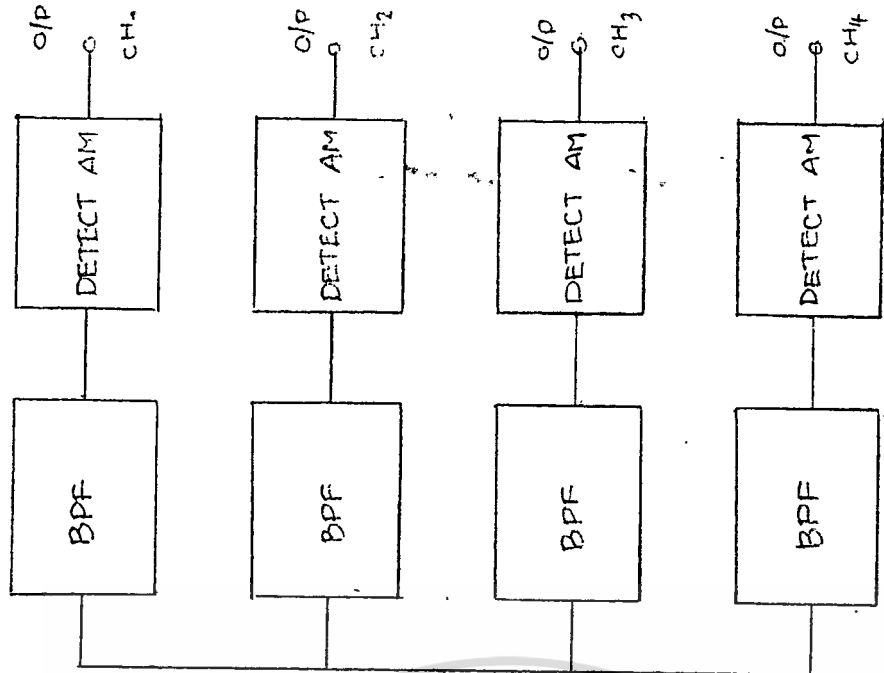
#### 3.1 วงจร อาร์เอฟ แอมพลิฟายเออร์



วงจรมีแกงค์เซอร์กิต 2 วงจร โดย  $C_1$  และ  $L_1$  ทำหน้าที่ในการเลือกเฟ้นสัญญาณเข้ามาขยาย โดยจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่ตรงกับของเครื่องส่ง จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังทรานซิสเตอร์ เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณอีกทีหนึ่ง ก่อนส่งไปยังอินพุตของวงจรมิกเซอร์

#### 3.2 วงจร ไลว์คอลล ออสซิลเลเตอร์

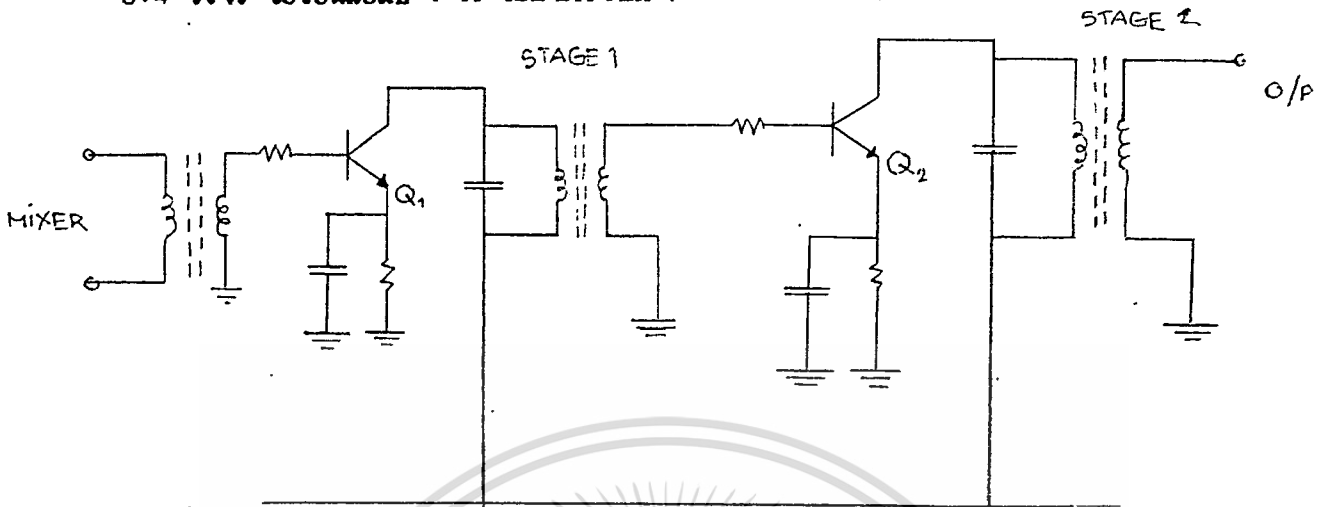
ความถี่ของเครื่องส่งมีค่าเท่ากับ 27.156 MHz และเราต้องการความถี่  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
กลาง ( INTERMEDIATE FREQUENCY ) ทางด้านเครื่องรับให้มีความถี่เท่ากับ 450 KHz  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



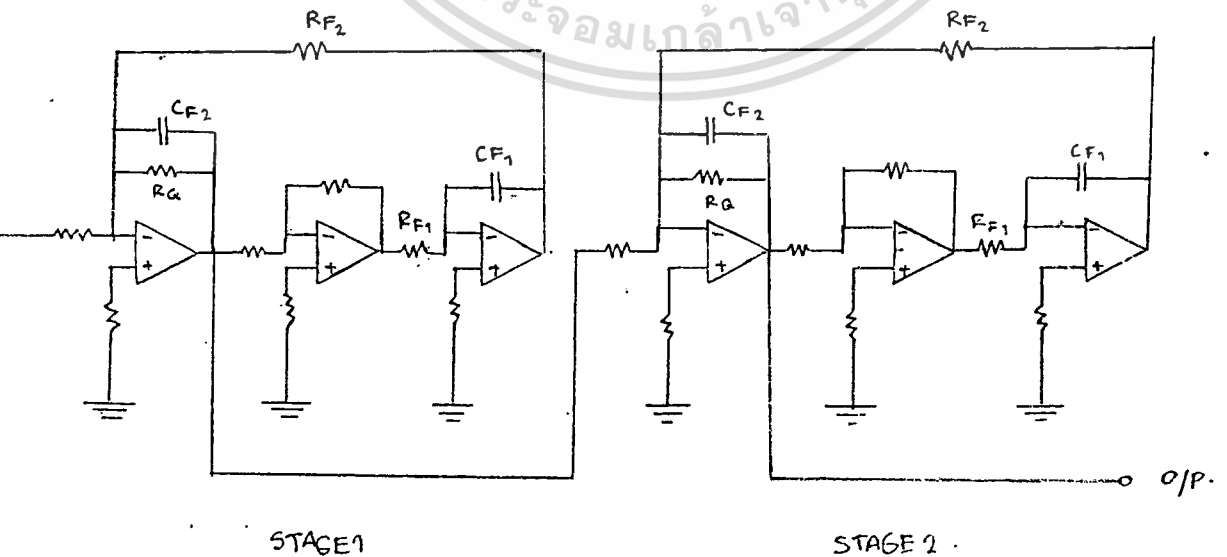
### 3.4 วงจร ไอเอฟแอมป์ ( IF AMPLIFIER )



วงจรนี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณไอเอฟ ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ให้มีขนาดสูงขึ้น ก่อนที่จะนำไปตีมอดูเลต

### 3.5 แบนด์พาสฟิลเตอร์ ( BAND PASS FILTER )

เนื่องจากเราต้องกำจัดสัญญาณ SUBCARRIER ของแชนแนลใกล้เคียงออกให้หมด ดังนั้น การใช้วงจร BIQUAD BAND PASS FILTER เพียงสเตจเดียว ไม่เป็นการเพียงพอ ดังนั้น เราจึงใช้ BIQUAD 2 STATE ต่อคาสเคด ( CASCADE ) กัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**รูปแสดง วงจร BIQUAD BANDPASS FILTER 2 & 3 STATE**  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การออกแบบและทดลองวงจร

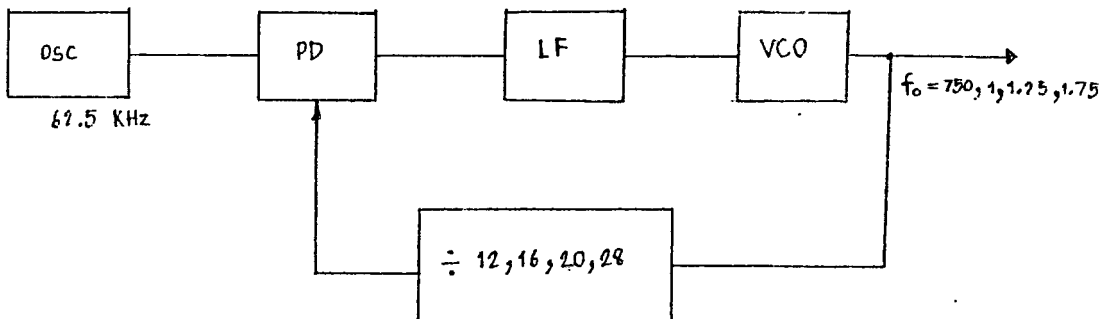
ในบทนี้จะได้กล่าวถึงรายละเอียดในการออกแบบและวิธีการทดลองวงจรที่ทำให้ได้ระบบเทเลเมทรี (TELEMETRY) ตามเงื่อนไขที่ต้องการ การเรียงลำดับในบทนี้จะเริ่มต้นด้วยการออกแบบวงจรในแต่ละส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับ รวมทั้งกล่าวถึงผลของวงจรบางอย่าง ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดเงื่อนไขในการออกแบบวงจรส่วนต่อไป จากนั้นจะอธิบายถึงวิธีการทดลองเป็นลำดับจนสร้างขึ้นเป็นระบบ โดยจะแสดงผลการทดลองในบทต่อไป

อนึ่งในบางวงจรอาจอาศัยการคำนวณทางทฤษฎีเพียงแต่อย่างเดียวไม่ได้ ต้องมีการปรับแต่งใช้การทดลองและประสบการณ์ตลอดจนเทคนิค ทำให้วงจรทำงานเป็นผลสำเร็จ

#### 4.1 การออกแบบเครื่องส่ง

##### 4.1.1 ตรีแควนซี อินทิเกรเตอร์ ในเครื่องส่ง

วงจรในส่วนนี้ใช้ ไอซี ทั้งหมด ซึ่งเป็นไอซีแบบ CMOS ทั้งหมดด้วย ทั้งนี้เพราะไอซีแบบ ทีทีแอล (TTL) จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (NOISE) ในสายไฟเลี้ยง วงจรมากกว่าไอซีแบบ CMOS เราต้องการคลื่นพาหะรองที่มีความถี่ที่มีความถี่สูง 750K, 1M, 1.25M, 1.75MHz โดยที่ความถี่อินพุทของวงจรมีค่าเท่ากับ 62.5KHz ดังนั้นเราจะต้องใช้ วงจรหาร N เพื่อทำให้เอาท์พุทมีความถี่เท่ากับที่เราต้องการ



วงจรสร้างความถี่พื้นฐานใช้ไอซีเบอร์ MC 4060 ซึ่งมีข้อดีคือ มีส่วนของ ออสซิลเลเตอร์และวงจรรวม อยู่ในตัวเดียวกัน และเราจะได้ความถี่พื้นฐาน 62.5KHz ออก มาที่ขา 4 จากรูปในหัวข้อ 2.1.1 C1 และ C2 ควรมีค่าเท่ากันและมากกว่า C<sub>in</sub> มาก R1 ควรมีค่ามาก ๆ ใส่ไว้เพื่อให้เกท ( GATE ) อยู่ที่จุดคิกดาวิกฤตทั้งทางอินพุทและเอาท์พุท ( พร้อมทั้งจะออสซิลเลท ) R2 ใส่ไว้เพื่อให้เอาท์พุทของเกทเป็นเคอร์เรนท์ ซอส ( CURRENT SOURCE ) โดยที่ R2 ต้องมากกว่า 1/2(3.14)f<sub>o</sub>C<sub>2</sub> มาก ๆ แต่ต้องไม่มากเกินไป เพื่อให้ V<sub>out</sub> สามารถย้อนกลับไปยังอินพุทของเกทผ่านคริสตัลได้

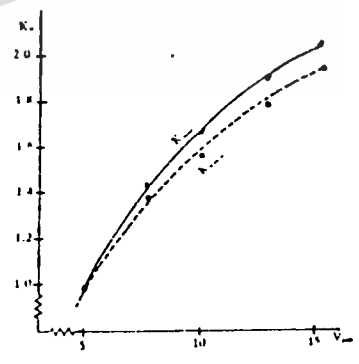
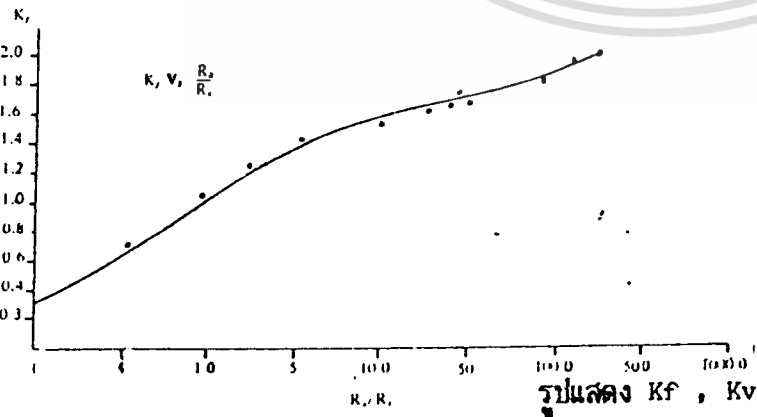
$$f_{min} = K_{vmin} * k_f * \dots / R_2 * C_1 \text{ Hz} \text{ ตั้งได้ตั้งแต่ } 0 \text{ Hz} \text{ ขึ้นไป}$$

$$f_{max} = K_{vmax} * \dots / R_1 (C_1 + 32PF) \text{ Hz} \text{ [ที่ } V_{DD} = 10V \text{ } f_{max} = 1.4MHz]$$

$$f_o = [(f_{max} - f_{min}) / 2] + f_{min}$$

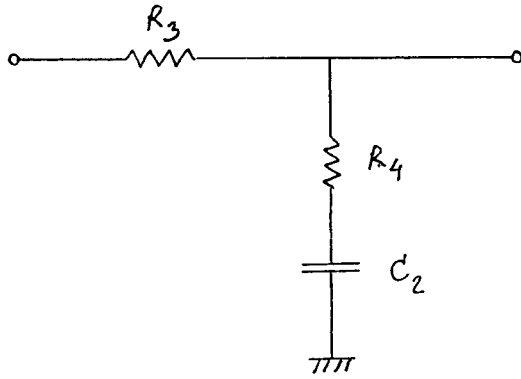
เมื่อ f<sub>min</sub> คือความถี่ต่ำสุดของ VCO  
 f<sub>max</sub> คือความถี่สูงสุดของ VCO  
 K<sub>vmin</sub> คือค่าสัมประสิทธิ์ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงไฟที่เลี้ยงวงจร  
 K<sub>vmax</sub> คือค่าสัมประสิทธิ์ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงไฟที่เลี้ยงวงจร  
 K<sub>f</sub> คือค่าสัมประสิทธิ์ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของอัตราส่วน R<sub>2</sub> กับ R<sub>1</sub>  
 R<sub>1</sub> ควรมีค่าอยู่ในช่วง 10K-1M  
 f<sub>o</sub> คือความถี่กลางของ ( VCO )

ถ้าต้องการ f<sub>min</sub> ตั้งแต่ 0 Hz ขึ้นไปให้ตัด R<sub>2</sub> ออก



ส่วนการออกแบบลูนฟิลเตอร์มาใช้ใน 4046 ไม่ต้องมีวงจรรขยาย เนื่อง

จากอินพุทอิมพีแดนซ์ของโวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ใน 4046 มีค่าสูงมาก ประมาณ 1500 M Ohms ซึ่งทำให้เราสามารถใส่ R ค่าสูง ๆ ได้



รูปแสดง LOOP FILTER

$$R_4 C_2 = (6N/f_{max}) - [N / \{6.23(f_{max} - f_{min})\}]$$

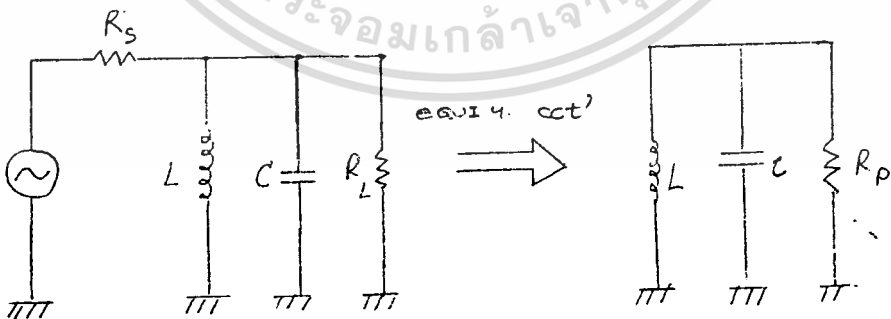
$$(R_3 + 3K)C_2 = [100N(f_{max} - f_{min}) / f_{max}^2] - (R_4 C_2)$$

ในกรณีที่มีการหารหลายค่า ให้ใช้ค่าสูงสุดเป็นค่า N แบบเลขฐาน 2 ( BINARY ) โดยเราสามารถกำหนดค่า N ได้ดังนี้  $N = 16X_1 + X_2$

#### 4.1.2 วงจรจูนด์ แอมป์

วงจรจูนด์ แอมป์ คือวงจรขยายที่โหลดเป็นวงจรถ่วงค้ ซึ่งจะมีความถี่รีโซแนนซ์ที่ความถี่หนึ่ง วงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้ในการทดลอง มี 2 แบบคือ

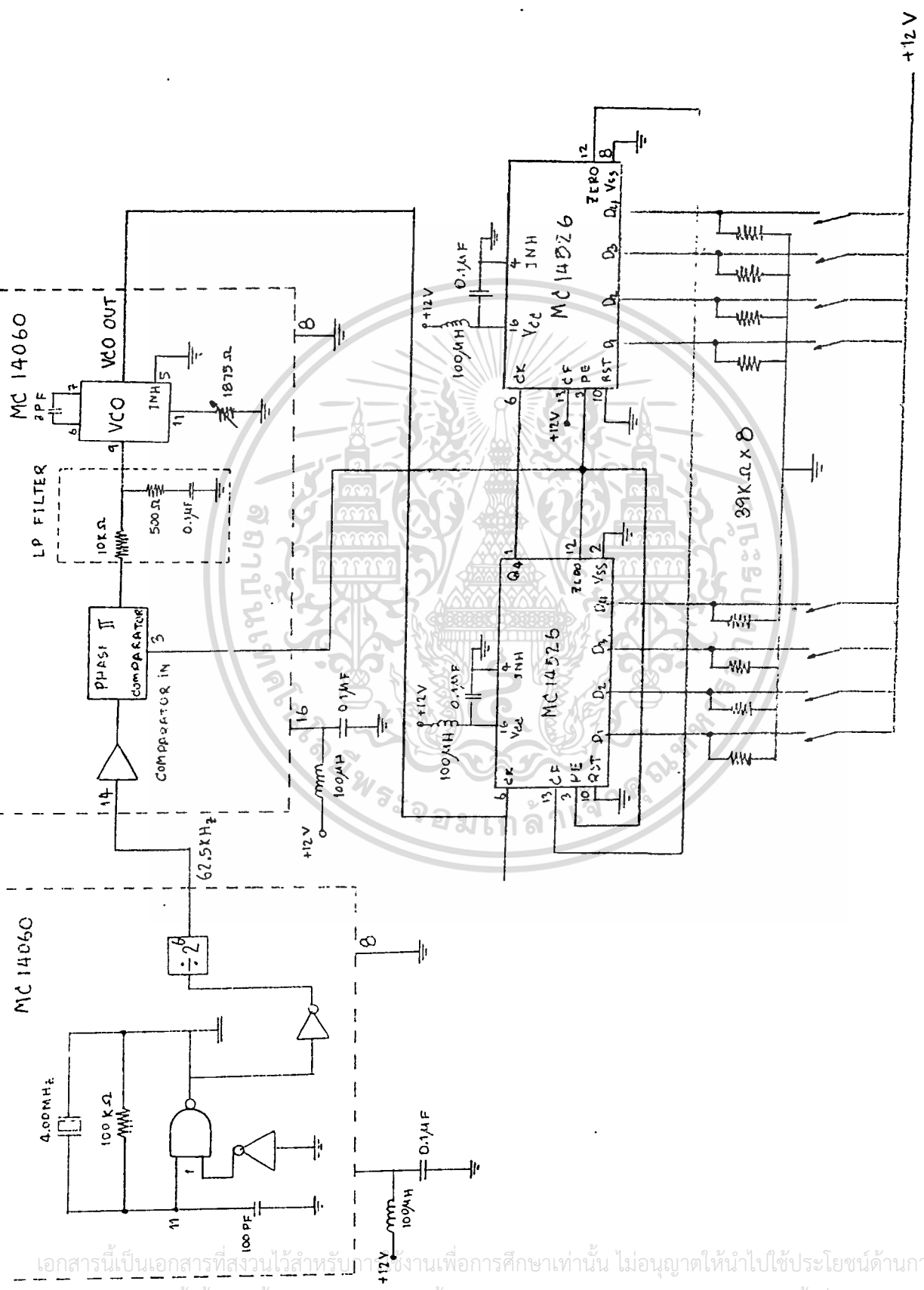
#### 4.1.2( ก ) วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ( PARALLEL RESONANT )



รูปแสดง วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

$$R_p = R_s R_L / ( R_s + R_L )$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $Q = R_p / X_p$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



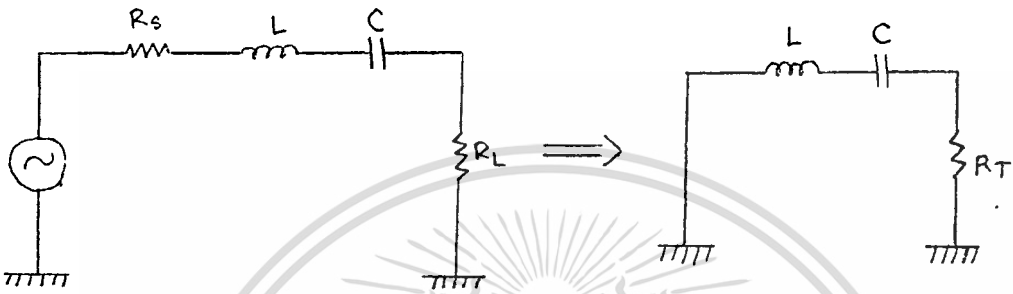
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $R_p$  คือ ผลรวมของ  $R_s$  กับ  $R_L$

$H_p$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ ของ  $L$  หรือ  $C$  ที่ความถี่รีโซแนนซ์

โดย  $X_p = 2(3.14)fL = 1/2(3.14)fC$  เมื่อ  $f$  คือความถี่รีโซแนนซ์ของวงจร

#### 4.1.2(ข) วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม ( SERIES RESONANT )



รูปแสดง วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม

$$R_T = R_s + R_L$$

$$Q = X_s / R_T$$

เมื่อ  $R_T$  คือ ผลรวมของ  $R_s$  กับ  $R_L$

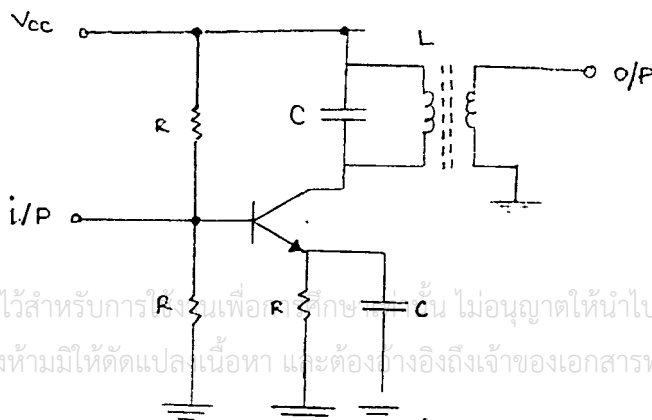
$X_s$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ของ  $L$  หรือ  $C$  ที่ความถี่รีโซแนนซ์

ในการออกแบบเราต้องคำนึงถึง

- ( 1 ) ค่า  $L$  และ  $C$  ที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้ได้ค่า  $Q$  ที่มากที่สุด และ
- ( 2 ) ค่า  $C$  ที่มีขายในท้องตลาด และค่า  $L$  ที่สามารถพันได้

ในการใช้งาน เรานำไปใช้งานในวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์ ( EMITTER )

โดยใช้วงจรเทงค์เป็นโหลดที่ซาคอลเลคเตอร์ ( COLLECTOR ) ซึ่งวงจรเทงค์แบบนี้มีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์ ดังนั้นจะทำให้ได้อัตราการขยายสูงสุดที่ความถี่นี้ด้วย

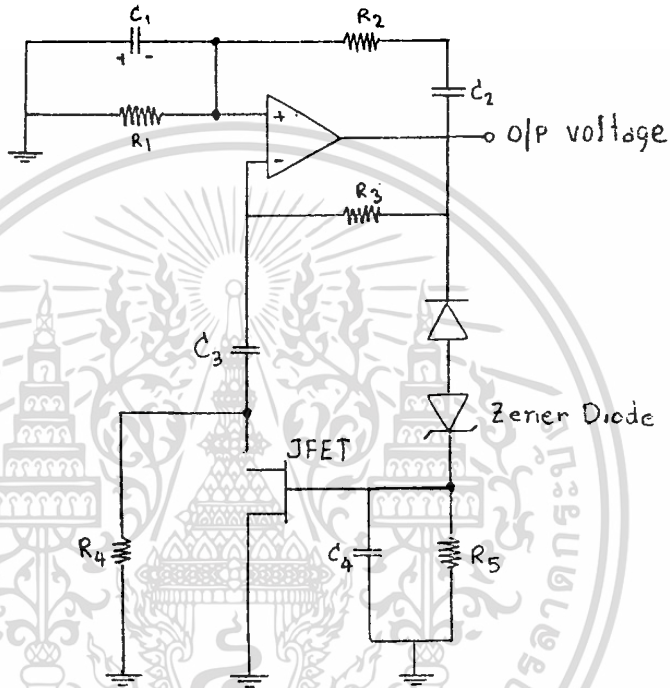


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 FDM MULTIPLEXER

ดังได้กล่าวในบทที่ 2 แล้วว่า ส่วนของ FDM มัลติเพลกเซอร์จะประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดคลื่นพาหะรองที่มีความถี่ต่ำ , วงจรมอดูเลทแบบ เอเอ็ม , วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์และวงจรซิมมิงแอมป์

#### 4.1.3 (ก) วงจรกำเนิดคลื่นพาหะรองที่มีความถี่ต่ำ



รูปแสดง วงจร WEIN BRIDGE OSCILLATOR

เราสามารถออกแบความถี่ของการออสซิลเลท ได้โดยการปรับค่า  $R_1$  ,  $R_2$  ,  $C_1$  ,  $C_2$  โดยวงจรนี้มีสมการของการออสซิลเลทดังนี้คือ

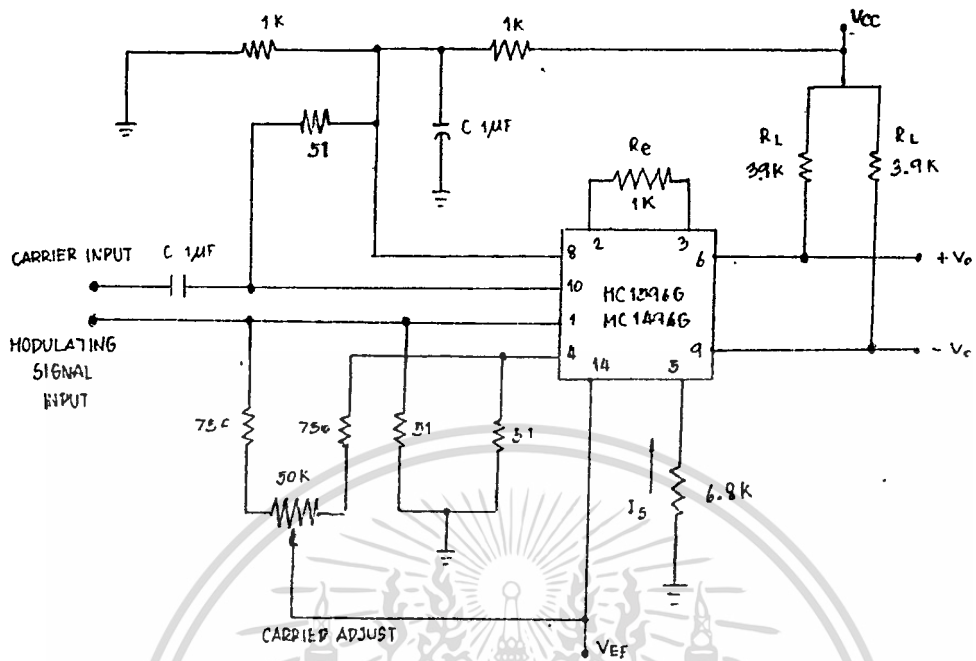
$$f_o = 1 / [ 2(3.14) \{ (LC) \text{EXP}(1/2) \} ]$$

โดยความถี่ของแต่ละแซนแนล มีดังนี้คือ 181 , 470 , 1350 , 3350 Hz

ค่า  $R_1$  ,  $C_1$  และ  $R_2$  ,  $C_2$  แสดงได้ดังตารางข้างล่าง

ความถี่	$R_1$ (K)	$R_2$ (K)	$C_1$	$C_2$
170	1	16	0.22	0.18
470	1	10.75	0.082	0.447
1300	1	13	0.022	0.03
3350	1	10.7	0.01	0.01

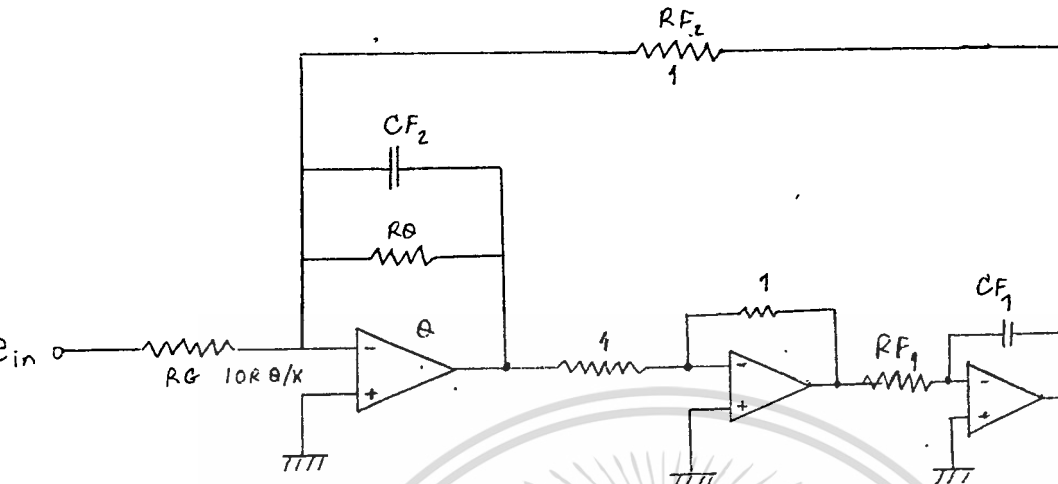
### 4.1.3(ข) วงจรมอดูเลตแบบเอเอ็ม



รูปแสดง วงจรมอดูเลตแบบเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3(ค) วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์



รูปแสดง วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์แบบ BIQUAD

สำหรับวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ในเครื่องส่งจะใช้ระหว่างวงจรเอเอ็มมอดคูเลเตอร์ กับวงจรซุ่มมิงแอมป์ ทั้งนี้ต้องการตัดไซด์แบนด์ด้านต่ำออกไปจากระบบ ซึ่งจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพดีขึ้น เพราะสัญญาณรบกวนในระบบน้อยลง และสิ้นเปลืองกำลังในการส่งน้อยลง เพราะเป็นการส่งแบบไซด์แบนด์เดียว ( SINGLE SIDE BAND )

สัญญาณไฟฟ้าจากร่างกายมีแบนด์วิดประมาณ 200 เฮิร์ต เพราะฉะนั้นวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ก็ต้องมีแบนด์วิดเท่ากับ 200 เฮิร์ตด้วย โดยเราต้องตั้งความถี่ศูนย์กลางของวงจรให้เลื่อนไปทางด้านอัปเปอร์ไซด์แบนด์เล็กน้อย ในที่นี้เราตั้งความถี่ศูนย์กลางของแต่ละแชนแนลที่ 260 , 550 , 1460 , 3380

เรากำหนดค่า R และ C ได้ดังนี้

$$BW = 1 / ( R_0 * C_{F2} )$$

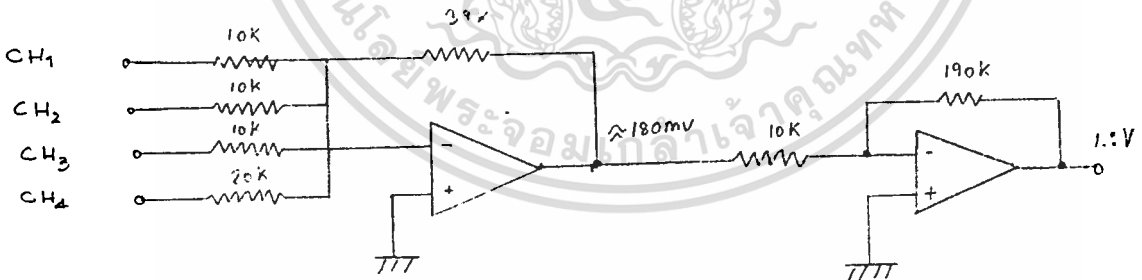
$$\omega_{02} = 1 / ( R_{F1} * R_{F2} * C_{F1} * C_{F2} )$$

รายละเอียดของค่า R และ C แสดงดังตารางข้างล่าง

ความถี่	$R_{F1}$ (K)	$R_{F2}$ (K)	$C_{F1}$	$C_{F2}$	RQ (K)
260	6.52	26.5	0.04	0.04	13.5
550	5.7	6.2	0.04	0.04	13.9
1460	6.5	8.6	0.015	0.015	26.7
3380	2.2	4.4	0.015	0.015	28.2

4.1.3(ง) วงจรรวมสัญญาณซิมมิงแอมป์

ในการออกแบบวงจรซิมมิงแอมป์ นอกจากจะทำหน้าที่ในการรวมสัญญาณแล้ว ยังทำหน้าที่ในการขยายไปด้วยในตัว จากการทดลองพบว่า อัตราการขยายของแต่ละแชนแนลไม่ควรเกิน 5 เท่า เพราะจะทำให้สัญญาณ FDM ที่ได้มีความเพี้ยนมาก ดังนั้นจึงเลือกใช้เกนเท่ากับ 3.9 เท่า และในขณะเดียวกันต้องทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตของแต่ละแชนแนลที่ออกจากซิมมิงแอมป์เท่ากันด้วย

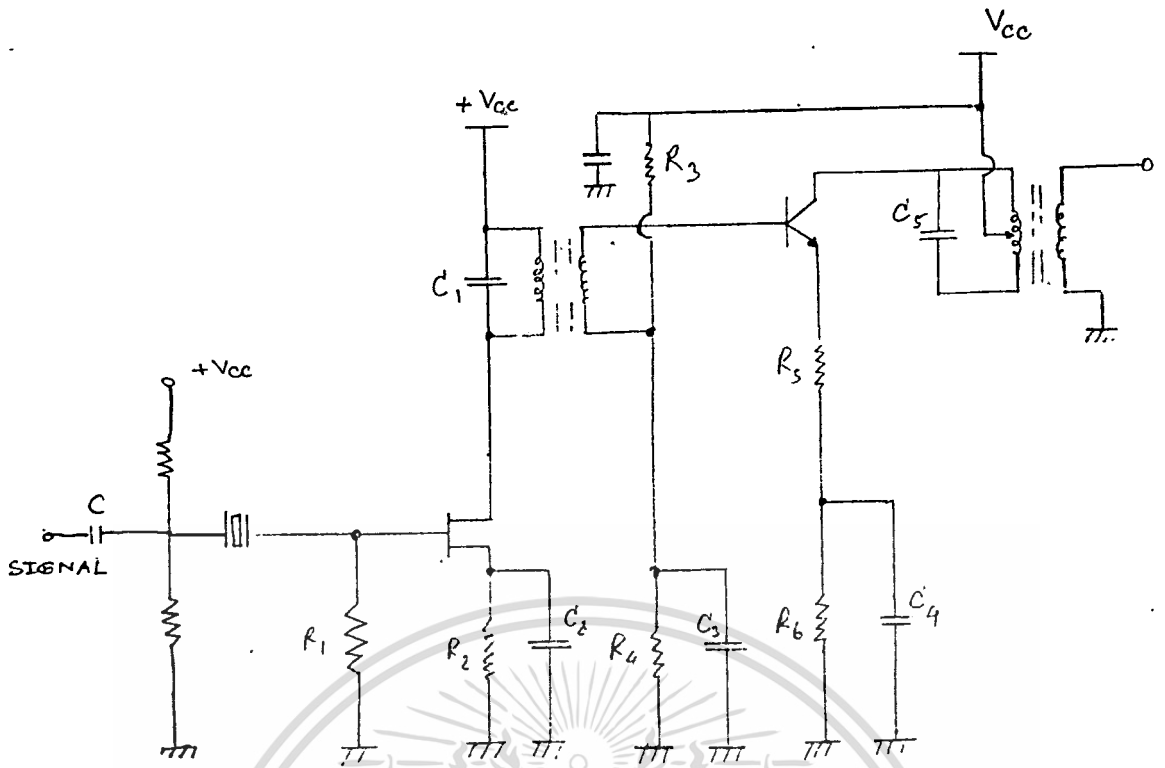


รูปแสดง วงจรซิมมิงแอมป์ และบัฟเฟอร์

เราสามารถเพิ่มเกนของสัญญาณ FDM ได้โดยผ่านสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของซิมมิงแอมป์ ไปยังวงจรบัฟเฟอร์ ซึ่งเราสามารถเพิ่มเกนได้อีก 10 เท่า

4.1.4 วงจรรีเฟรชเมมโมรี่ และวงจรกำเนิดคลื่นนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดง วงจร FM MODULATION และ วงจรกำเนิดคลื่นพาหะหลัก

หลักการทํางานของวงจร ทํางานคล้ายวงจรโคลนิก ( COLPIT OCS ) โดยอาศัยค่าคาปาซิแทนซ์ในตัวของ FET เองช่วยในการออสซิลเลทด้วย ร่วมกับคาปาซิแทนซ์ที่ซาชอส ( SOURCE ) สำหรับการเลือกเบอร์ของวาริแคป ไดโอด จะได้กล่าวถึงในหัวข้อ การทดลอง

ค่าคาปาซิแทนซ์ที่ซาชอส ควรจะมีค่าใหญ่พอจนกระทั่ง  $\omega$  ความถี่ของการออสซิลเลทค่ารีแอกแทนซ์จะมีค่าเล็กมากจนถือได้ว่าเท่ากับ 0 นั่นคือ

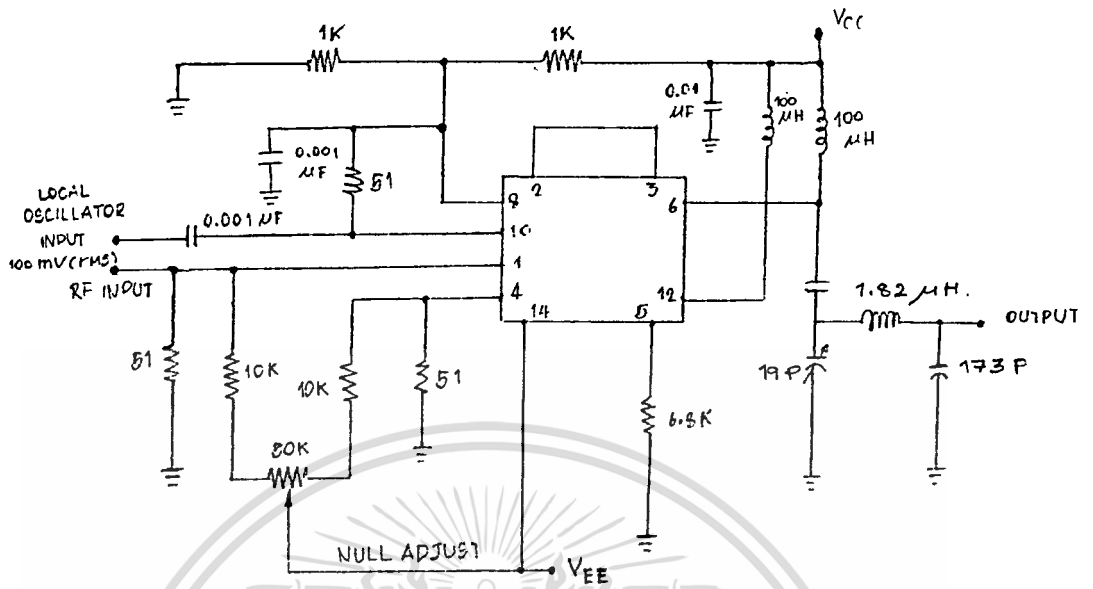
$$1 / \omega C_s = 0$$

RFC ( RADIO FREQUENCY CHOKE ) จะถือได้ว่ามีรีแอกแทนซ์สูงมาก  $\omega$  ความถี่ของการออสซิลเลทนั่นคือ

$$X_{RFC} = \omega L_{RFC} = 0$$

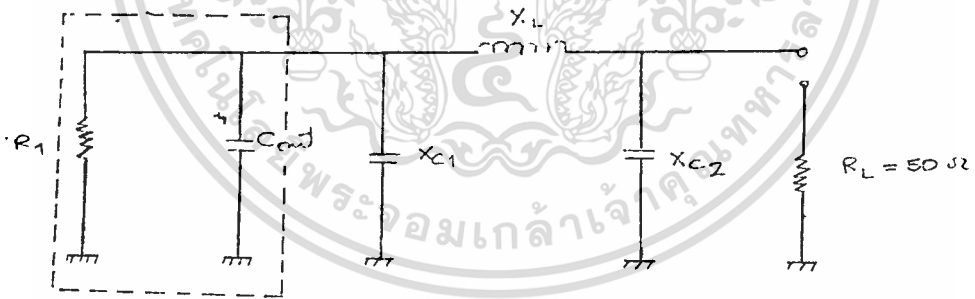
#### 4.1.5 วงจรมิกซ์เซอร์

เราใช้ ไอซี MC 1496 ทำหน้าที่ในการมิกซ์ ซึ่งรายละเอียดในการออกแบบมีอยู่ใน DATA BOOK แล้ว สิ่งที่เราต้องควบคุมก็คือขนาดของระดับอินพุตที่ป้อนเข้าที่ขาสัญญาณและขาแคร์เรียร์ จะต้องไม่มากไม่น้อยเกินไป ซึ่งจะช่วยให้สัญญาณเอาท์พุทสามารถ SUPPRESS CARRIER ได้



**รูปแสดง วงมิกซ์เซอร์ พร้อมแมตซ์ทางด้านเอาต์พุต**

เราจะต้องทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตของ MC 1496 กับทางด้านอินพุตของวงจร อาร์เอฟเอ็ม โดยใช้ข้อมูลในหนังสือ RF Device Data Book ซึ่งมีการออกแบบเป็นตารางเอาไว้ ในที่นี้เราเลือกใช้งานจอร์ซึ่งแมตซ์กับโหลด 50 Ohm



จาก Data ของ MC 1496  $C_{out} \approx 5 \text{ PF}$

เราเลือก  $Q = 20$

เพราะฉะนั้น  $X_{C1} = 300$

$X_{C2} = 32.67$

$X_L = 322.75$

จาก  $C = 1 / 2 * 3.14 * f * X_C$

$$L = X_L / 2 * 3.14 * f$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

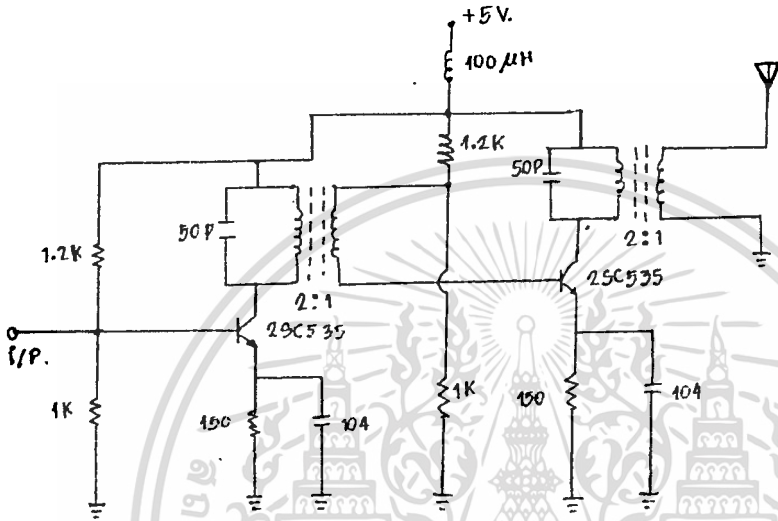
$$f = 27.156 \text{ MHz}$$

$$\text{เพราะฉะนั้น } C_1 = 1.886 * 10^{-19} \approx 19 \text{ PF}$$

$$C_2 = 1.732 * 10^{-10} \approx 173 \text{ PF}$$

$$L = 1.822 * 10^{-6} \approx 1.82 \text{ microHenry}$$

#### 4.1.6 วงจร อาร์เอฟ เพาเวอร์ แอมป์รีไฟเออร์



#### รูปแสดง วงจร อาร์เอฟ เพาเวอร์ แอมป์รีไฟเออร์

การออกแบบไอส์

กำหนด

$$I_C = 10 \text{ mA}$$

$$V_E = 1.5 \text{ V}$$

$$I_{R_2} = 2 \text{ mA}$$

$$R_E = V_E / I_E = 1.5 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 150 \text{ โอห์ม}$$

$$V = V_E + 0.6 = 2.1 \text{ V}$$

$$R_2 = V / I_{R_2} = 2.1 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 1 \text{ K}$$

$$V_{R_1} = V_{CC} - V = 5 - 2.1 = 2.9 \text{ V}$$

$$R_1 = V_{R_1} / I_{R_1} = 2.9 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 1.45 \text{ K} \approx 1.2 \text{ K}$$

$$\text{TANK 1} \quad L = 0.639 \text{ microHenry}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TANK 2**

**L = 0.639 microHenry**

**C = 50 PF**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

จากผลการทดลองของวงจรภาคส่งมีปัญหา เช่น สัญญาณรบกวนในสายไฟเลี้ยง ซึ่งเกิดขึ้นจากวงจรหาร N ในส่วนของ PLL FREQUENCY SYNTHESIZER และวงจรออสซิลเลเตอร์ต่าง ๆ ซึ่งสามารถลดผลต่าง ๆ นี้ได้โดยการต่อ C BYPASS สัญญาณรบกวนลงกราวด์ และต่อ RFC ระหว่างไฟเลี้ยงกับวงจร

การมอดดูเลทแบบ FM ทางด้านเครื่องส่ง จะทำให้ความถี่ของคริสตัล SHIFT ไปจากค่าเดิม และมีความถี่ที่ DIVIATE ประมาณ 5 KHZ ซึ่งการทดลองวงจรนี้ใช้เวลาในการปฏิบัติเป็นแรมเดือนกว่าจะทำการมอดดูเลทได้ ซึ่งความถี่ที่ SHIFT ไปของคริสตัลทำให้เกิดปัญหาในภาค LOCAL OSCILLATOR ของเครื่องรับ เพราะหาความถี่ของคริสตัลที่จะนำมามิชซ์ไม่ได้ จึงต้องมีการใช้ VCO MC 4024 ช่วยในการผลิตความถี่

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
MC1496D	0°C to +70°C	SO-14
MC1496G	0°C to +70°C	Metal Can
MC1496L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1496P	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

**Specifications and Applications Information**

**BALANCED MODULATOR — DEMODULATOR**

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression — 65 dB typ @ 0.5 MHz  
— 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common-Mode Rejection — 85 dB typ

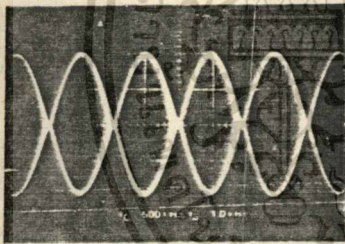


FIGURE 1 — SUPPRESSED-CARRIER OUTPUT WAVEFORM

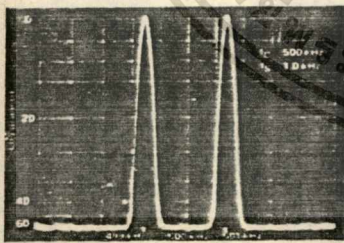


FIGURE 2 — SUPPRESSED-CARRIER SPECTRUM

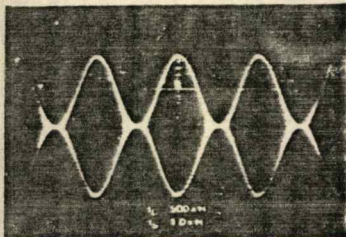


FIGURE 3 — AMPLITUDE-MODULATION OUTPUT WAVEFORM

**MC1496  
MC1596**

**BALANCED MODULATOR — DEMODULATOR**

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

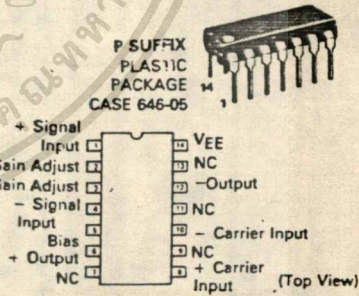
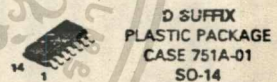
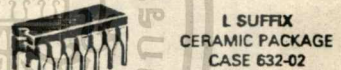
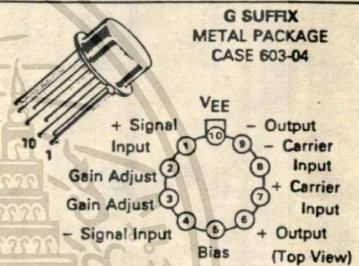
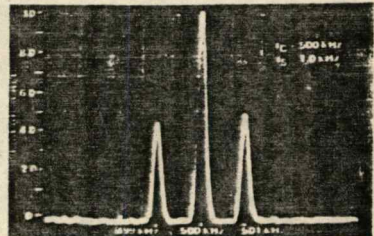


FIGURE 4 — AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MAXIMUM RATINGS\*** (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V <sub>6</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>2</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>6</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>5</sub> , V <sub>3</sub> - V <sub>5</sub> )	V	30	Vdc
Differential Input Signal	V <sub>7</sub> - V <sub>8</sub> V <sub>4</sub> - V <sub>1</sub>	-5.0 ±(5 × I <sub>5</sub> × R <sub>th</sub> )	Vdc
Maximum Bias Current	I <sub>5</sub>	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R <sub>θJA</sub>	180 100 200	°C/W
Operating Temperature Range MC1496 MC1596	T <sub>A</sub>	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*** (V<sub>CC</sub> = +12 Vdc, V<sub>EE</sub> = -8.0 Vdc, I<sub>5</sub> = 1.0 mA, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>th</sub> = 1.0 kΩ, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero f <sub>C</sub> = 1.0 kHz V <sub>C</sub> = 300 mV(p-p) square wave offset adjusted to zero f <sub>C</sub> = 1.0 kHz offset not adjusted	5	1	V <sub>CFT</sub>	-	40 140	-	-	40 140	-	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression f <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mV(rms) f <sub>C</sub> = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave f <sub>C</sub> = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V <sub>CS</sub>	50	65	-	40	65	-	dB %
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 ohms) Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave f <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mV(rms) sine wave  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	8	8	BW <sub>3dB</sub>	-	300	-	-	300	-	MHz
Signal Gain V <sub>S</sub> = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	10	3	A <sub>VS</sub>	2.5	3.5	-	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r <sub>ip</sub> c <sub>ip</sub>	-	200	-	-	200	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r <sub>op</sub> c <sub>op</sub>	-	40	-	-	40	-	kΩ pF
Input Bias Current I <sub>bS</sub> = $\frac{I_1 - I_2}{2}$ , I <sub>bC</sub> = $\frac{I_7 - I_8}{2}$	7	-	I <sub>bS</sub> I <sub>bC</sub>	-	12	25	-	12	30	μA
Input Offset Current I <sub>oS</sub> = I <sub>1</sub> - I <sub>2</sub> , I <sub>oC</sub> = I <sub>7</sub> - I <sub>8</sub>	7	-	I <sub>oS</sub> I <sub>oC</sub>	-	0.7	5.0	-	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	-	TC <sub>I<sub>o1</sub></sub>	-	2.0	-	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current I <sub>o</sub> = I <sub>9</sub>	7	-	I <sub>o</sub>	-	14	50	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	-	TC <sub>I<sub>o</sub></sub>	-	90	-	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	-	5.0	-	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz, V <sub>C</sub> = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (P <sub>in</sub> = 6 or P <sub>in</sub> = 9)	10	-	V <sub>o</sub>	-	8.0	-	-	8.0	-	Vdc
Differential Output Voltage Swing, Capacitive	10	-	V <sub>o</sub>	-	8.0	-	-	8.0	-	Vp-p
Power Supply Current I <sub>6</sub> = I <sub>9</sub> I <sub>10</sub>	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	-	2.0 3.0	3.0 4.0	-	2.0 3.0	4.0 5.0	mA
DC Power Dissipation	7	5	P <sub>D</sub>	-	33	-	-	33	-	mW

\* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of the specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## GENERAL OPERATING INFORMATION\*

### Note 1 - Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer ( $R_1$  of Figure 5).

### Note 2 - Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sine-wave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications. Carrier feedthrough is independent of signal level,  $V_S$ . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair—or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Note 3 and Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

### Note 3 - Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_S \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ( $V_C = 0.5 \text{ Vdc}$ ). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by  $R_E$  and the bias current  $I_S$

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10,  $V_S$  corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

### Note 4 - Common-Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen (see Note 6).

### Note 5 - Power Dissipation

Power dissipation,  $P_D$ , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming  $V_9 = V_6$ ,  $I_5 = I_6 = I_9$  and ignoring

base current,  $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{10}) + I_5 (V_5 - V_{10})$  where subscripts refer to pin numbers.

### Note 6 - Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for  $R_E$  equation.

#### A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_9$$

$$I_B \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition  $I_5 = 1.0 \text{ mA}$  and is the generally recommended value.

#### B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_9 = V^* - I_5 R_L$$

### Note 7 - Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_9) - (V_7, V_8)] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_7, V_8) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_9, \quad V_7 = V_8, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

### Note 8 - Transmittance Bandwidth

Carrier transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$Y_{21C} = \frac{I_O \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$Y_{21S} = \frac{I_O \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

\*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

**Note 9 – Coupling and Bypass Capacitors  $C_1$  and  $C_2$**

Capacitors  $C_1$  and  $C_2$  (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0 ohms at the carrier frequency.

**Note 10 – Output Signal,  $V_o$**

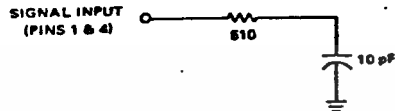
The output signal is taken from pins 6 and 9, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

**Note 11 – Negative Supply,  $V_{EE}$**

$V_{EE}$  should be dc only. The insertion of an RF choke in series with  $V_{EE}$  can enhance the stability of the internal current sources.

**Note 12 – Signal Port Stability**

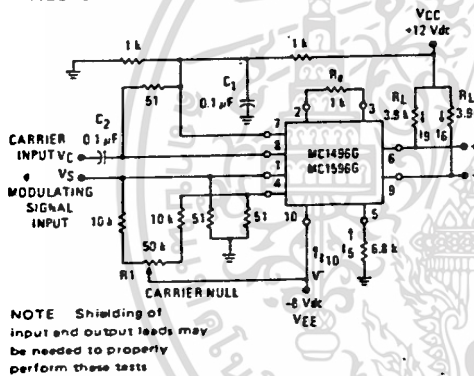
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a 1 k-ohm resistor in series with the inputs, pins 1 and 4. In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

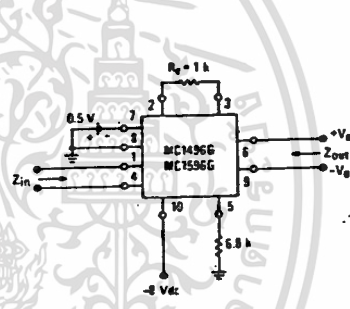
**TEST CIRCUITS**

**FIGURE 5 – CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION**

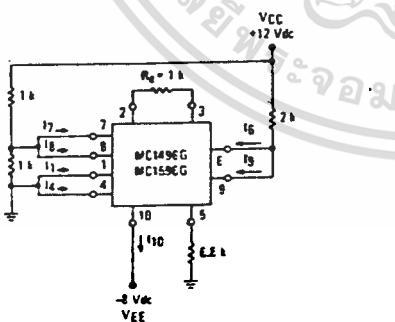


NOTE Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests

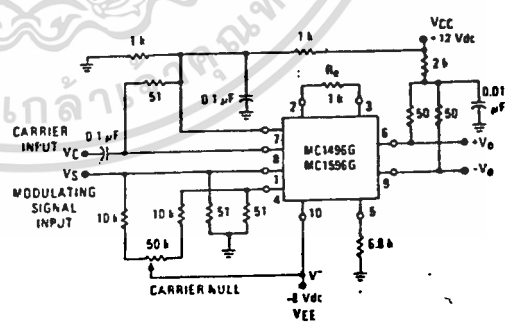
**FIGURE 6 – INPUT-OUTPUT IMPEDANCE**



**FIGURE 7 – BIAS AND OFFSET CURRENTS**



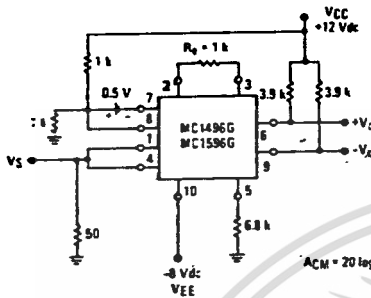
**FIGURE 8 – TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH**



NOTE Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

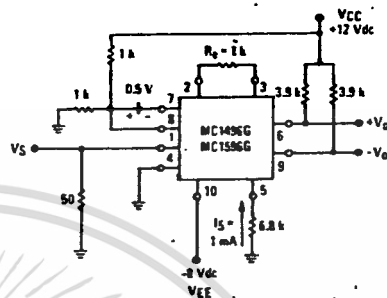
TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN



$$A_{CM} = 20 \log \frac{|V_o|}{V_S}$$

FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_c = 500$  kHz (sine wave).  $V_C = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_S = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

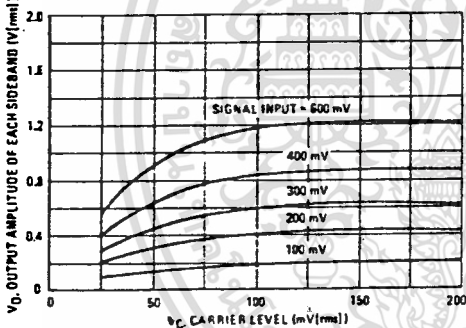


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

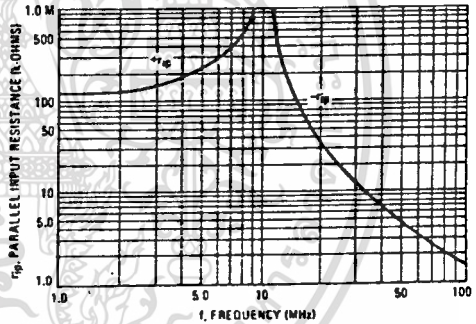


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

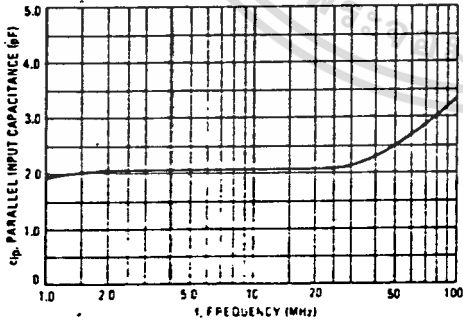
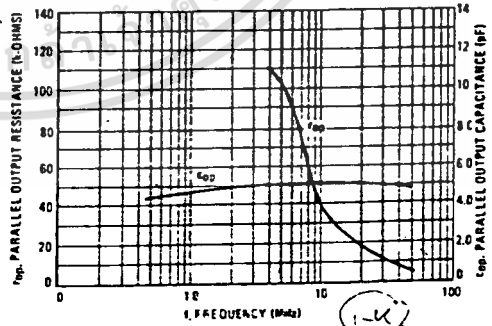


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5,  $f_c = 500$  kHz (sine wave),  $V_c = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_s = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

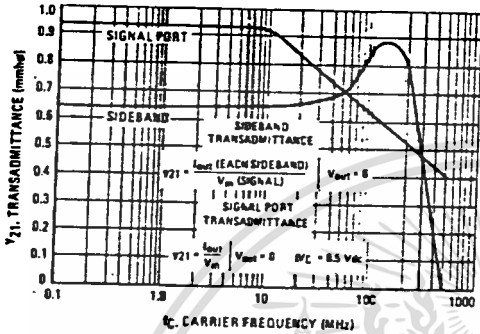


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

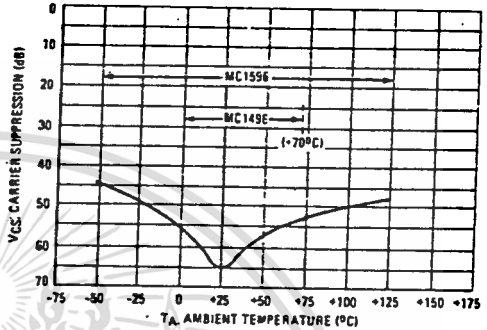


FIGURE 17 - SIGNAL PORT FREQUENCY RESPONSE

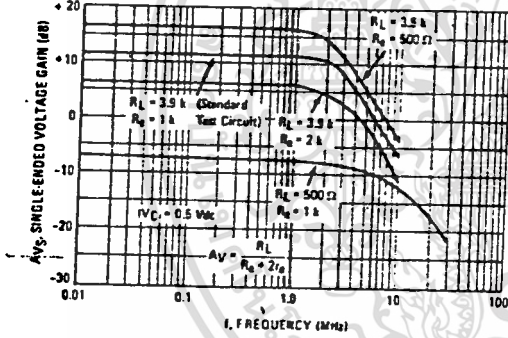


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

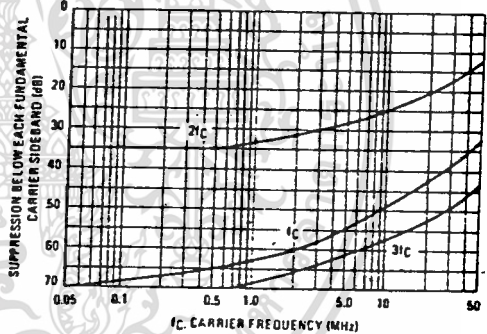


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

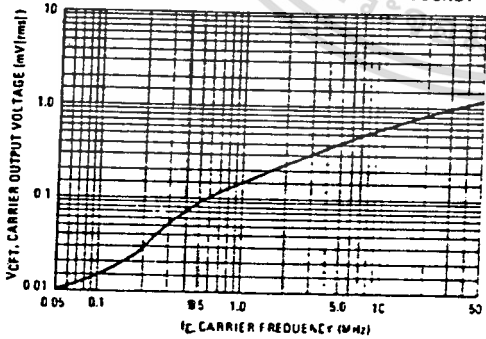
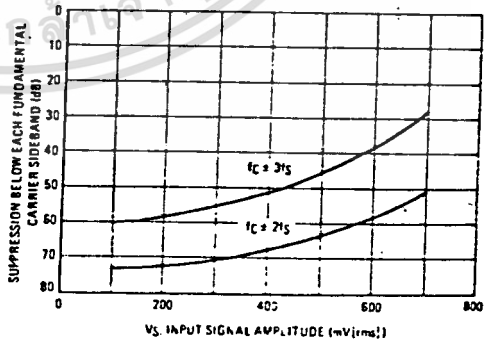


FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 - SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

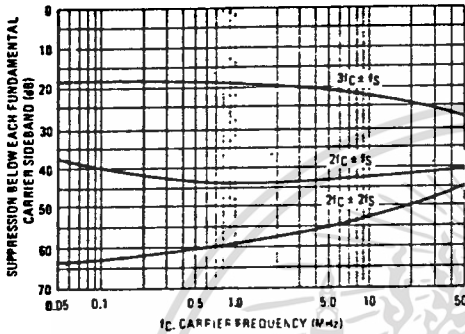
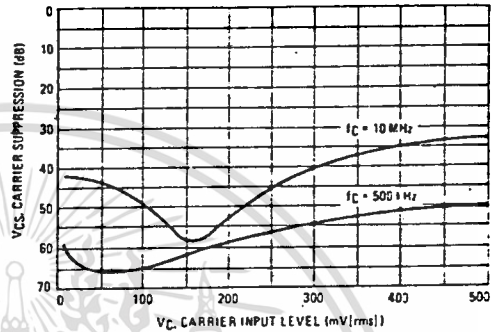


FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 - CIRCUIT SCHEMATIC

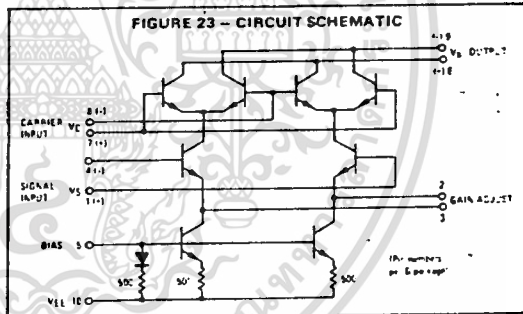
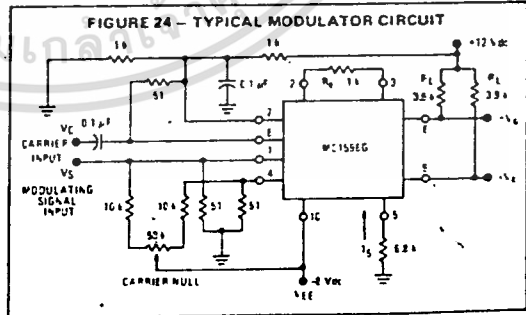


FIGURE 24 - TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



## OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (I_5) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of  $R_E$  for a given input voltage amplitude.

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

**FIGURE 25 - TABLE 1  
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES**

Carrier Input Signal ( $V_C$ )	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	$f_M$
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_M$
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M$ , $3f_C \pm f_M$ , $5f_C \pm f_M$ , . . .

### NOTES:

1. Low-level Modulating Signal,  $V_M$ , assumed in all cases  $V_C$  is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs,  $f_C + f_M$  and  $f_C - f_M$ .
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4.  $R_L$  = Load resistance.
5.  $R_E$  = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6.  $r_e$  = Transistor dynamic emitter resistance, at +25°C;  
 $r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_5 (\text{mA})}$
7.  $K$  = Boltzmann's Constant,  $T$  = temperature in degrees Kelvin,  $q$  = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

## APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

### AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

### Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1  $\mu\text{F}$  capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0  $\mu\text{F}$ . Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

## APPLICATIONS INFORMATION (continued)

### Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

### Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

### Phase Detection and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

## TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

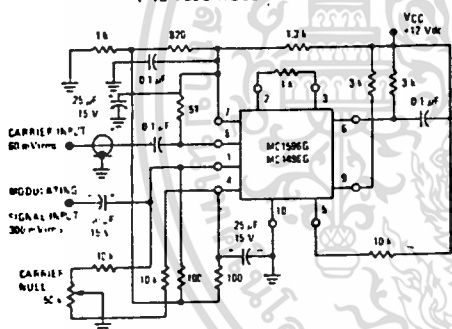


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

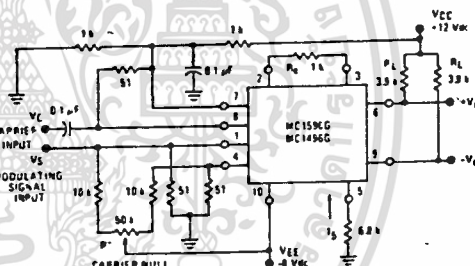


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

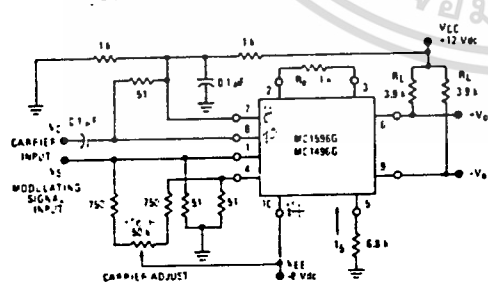
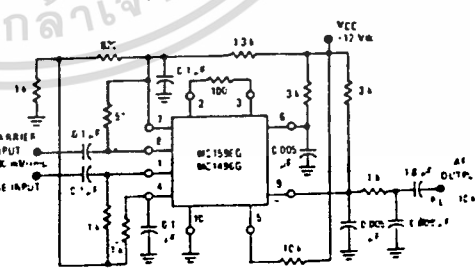


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)





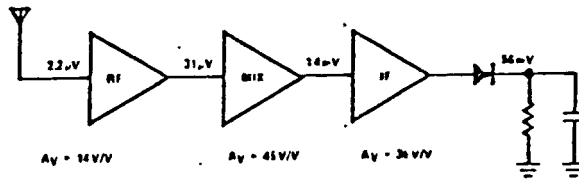


FIGURE 3.1.4 AM Radio Gain Stages

### 3.1.3 Typical AM Radio Gain Stages

The typical levels of Figure 3.1.4 give some idea of the gain needed in an AM radio. At the IF amplifier output, a diode detector recovers the modulation, and is generally designed to produce approximately 50mVRMS of audio with  $m = 0.3$ . The gain required is therefore:

$$A_v = \frac{50\text{mV}}{2.2\mu\text{V}} = 23\text{kV/V or } 87\text{dB}$$

### 3.2 LM1820 AM RECEIVER SYSTEM

The LM1820 is a 3 stage AM radio IC consisting of the following functional blocks:

- |              |              |
|--------------|--------------|
| RF Amplifier | IF Amplifier |
| Oscillator   | AGC Detector |
| Mixer        | Regulator    |

The RF amplifier section (Figure 3.2.1) consists of a cascode amplifier  $Q_2$  and  $Q_3$ , whose geometries are specially designed for low noise operation from low source impedances. The cascode configuration has very low feedback capacitance to minimize stability problems, and high output impedance to maximize gain. In addition, bias components ( $Q_1$ , etc.) are included. Biased at 5.6mA, the input stage is

useful for frequencies in excess of 50MHz. Figure 3.2.2a shows the transconductance as a function of frequency.

Transistors  $Q_4$  and  $Q_5$  make up the local oscillator circuit. Positive feedback from the collector of  $Q_5$  to the base of  $Q_4$  is provided by the resistor divider  $R_9$  and  $R_8$ . The oscillator frequency is set with a timed circuit connected between pin 2 and VCC. Transistors  $Q_4$  and  $Q_5$  are biased at 0.5mA each, so the transconductance of the differential pair is 10mmhos. For oscillation, the impedance at pin 2 must be high enough to provide a voltage gain greater than the loss associated with the resistor divider network  $R_9$ ,  $R_8$  and the input impedance of  $Q_4$ . Values of load impedance greater than 400Ω satisfy this condition, with values of 10kΩ or greater being commonly used.

The differential pair  $Q_6$  and  $Q_7$  serve as a mixer, being driven with current from the oscillator. The input signal, applied to pin 1, is multiplied by the local oscillator frequency to produce a difference frequency at pin 14. This signal, the IF, is filtered and stepped down to match the input impedance of the IF amplifier.

Transistors  $Q_9$  and  $Q_{10}$  form the IF amplifier gain stage. Again, a cascode arrangement is used for stability and high gain for a gm of 90mmhos.

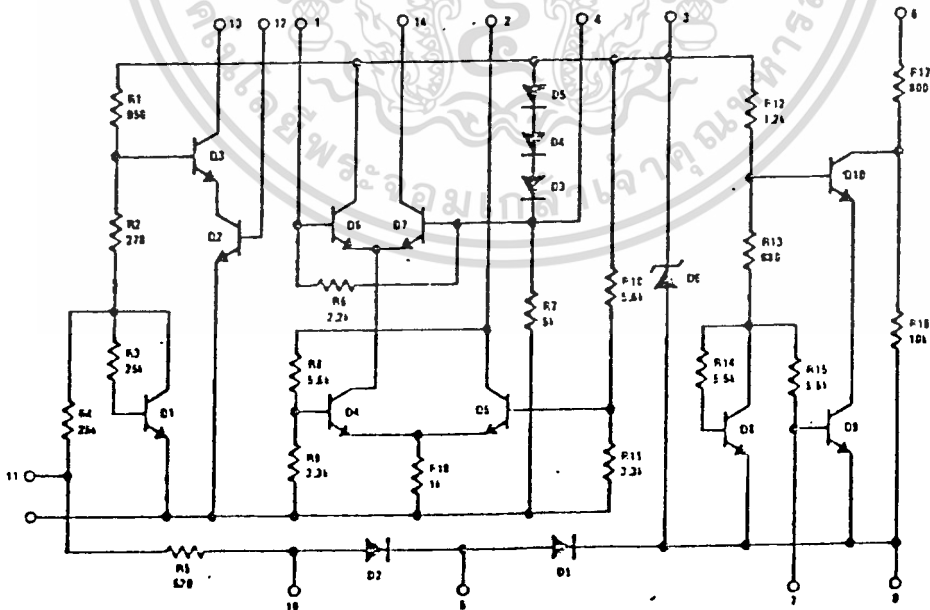
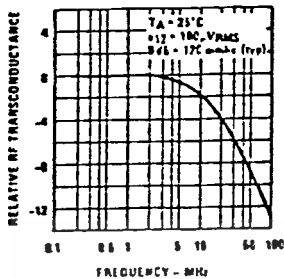
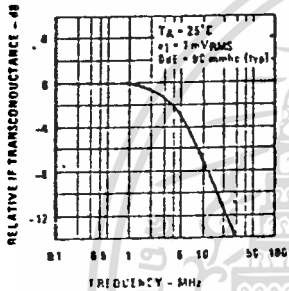


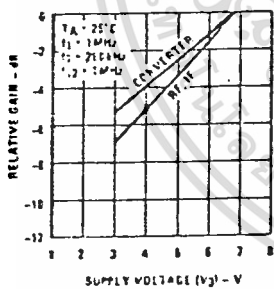
FIGURE 3.2.1 LM1820 Schematic Diagram



(a) RF Transconductance as a Function of Frequency



(b) IF Transconductance as a Function of Frequency



(c) Relative Gain as a Function of Supply Voltage (V3)

FIGURE 3.2.2 LM1820 Performance Characteristics

An AGC detector is included on the chip. The circuit consists of diodes D<sub>1</sub> and D<sub>2</sub> which function as a peak to peak detector driven with IF signal from the output of the IF amplifier. As the output signal increases, a greater negative voltage is developed on pin 10 which diverts current away from the input transistor Q<sub>2</sub>. This current reduction in turn reduces the gain of the input stage, effectively regulating the signal at the IF output.

A zener diode is included on the chip and is connected from VCC to ground to provide regulation of the bias currents on the chip. However, the 1E20 functions well at voltages below the zener regulating voltage as shown in Figure 3.2.2c. Table 3.2.1 summarizes circuit parameters.

Basically, three possibilities exist for using the LM1820 in AM radio applications; these are illustrated in Figures 3.2.3-3.2.6. The mixer-IF-IF configuration results in an economical approach at some performance sacrifice because the mixer contributes excess noise at the antenna input, which reduces sensitivity. Since all gain is taken at the IF frequency, stability problems may be encountered if attention is not paid to layout.

TABLE 3.2.1 Summary of Circuit Parameters

Parameter	RF Section	Mixer	IF
Input Resistance	1k	1.4k	1k
Input Capacitance	80pF	8pF	70pF
Transconductance	120mmhos	2.5mmhos	90mmhos
Input Noise Voltage, 6kHz Bandwidth	0.23μV	0.5μV	

The RF-mixer-IF approach takes advantage of the low noise input stage to provide a high performance receiver for either automobile or high quality portable or table radio applications. Another approach which sacrifices little in performance, yet reduces costs associated with the three gang tuning capacitor, is to substitute a resistor for the tuned circuit load of the RF amplifier. The LM1820 has sufficient gain to allow for the mismatch and still provide good performance.

By appropriate impedance matching between stages, gain in excess of 120dB is possible. This can be seen from Figure 3.2.3c, where the correct interstage matching values for maximum power gain are shown. The gain of the RF section is found from:

$$AV_1 = \frac{V_1}{V_{IN}} = K_1 g_{m1} R_{L1} N K_2$$

$$\text{where: } N = \text{turns ratio} = \sqrt{R_{sec}/R_{pri}}$$

$$K_1 = 6\text{dB loss @ output of RF amplifier due to matching } 500k \text{ output impedance}$$

$$K_2 = 6\text{dB loss @ input to mixer due to matching } 1.4k \text{ input impedance}$$

For the values shown:

$$AV_1 = \frac{1}{2} (120 \times 10^3) (500k) \sqrt{\frac{1.4k}{500k}} \frac{1}{2} = 793.5 \approx 58\text{dB}$$

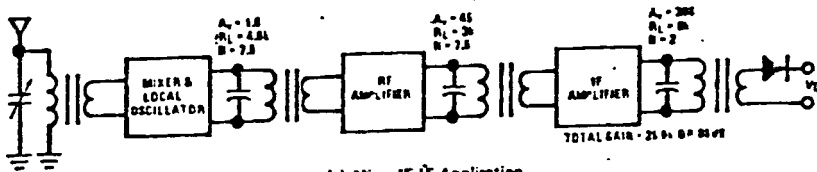
Similarly, for the mixer:

$$AV_2 = \frac{1}{2} (2.5 \times 10^{-3}) (500k) \sqrt{\frac{1k}{500k}} \frac{1}{2} = 14 \approx 23\text{dB}$$

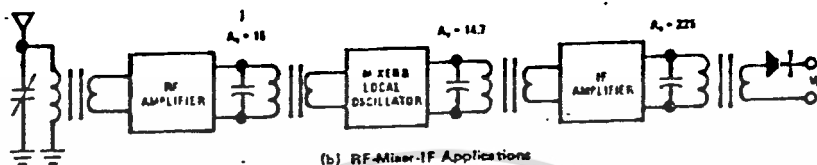
And for the IF:

$$AV_3 = \frac{1}{2} (90 \times 10^{-3}) (10k) \sqrt{\frac{5k}{10k}} \frac{1}{2} = 159 \approx 44\text{dB}$$

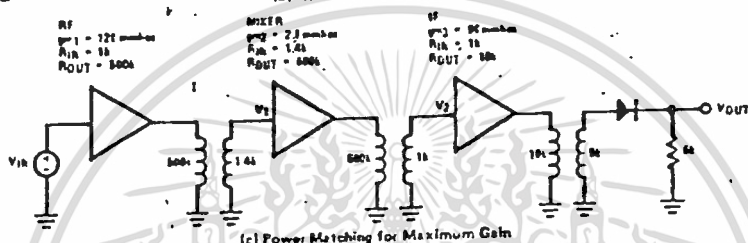
$$\text{Total gain} = 1.8 \times 10^6 \approx 125\text{dB}$$



(a) Mixer-IF-IF Application



(b) RF-Mixer-IF Applications



(c) Power Matching for Maximum Gain

FIGURE 3.2.3 Circuit Configurations for AM Radios Using the LM1820

This much gain is undesirable from a performance standpoint, since it would result in 1.5V of noise to the diode detector due to the input noise, and it would probably be impossible to stabilize the circuit and prevent oscillation. From a design standpoint, it is desirable to mismatch the

RF stage and mixer for less gain.

One example is shown in Figure 3.2.3a, a mixer-IF-IF configuration. Gain is deliberately kept low to minimize stability problems. A complete circuit of this radio is shown in Figure 3.2.4, along with performance curves.

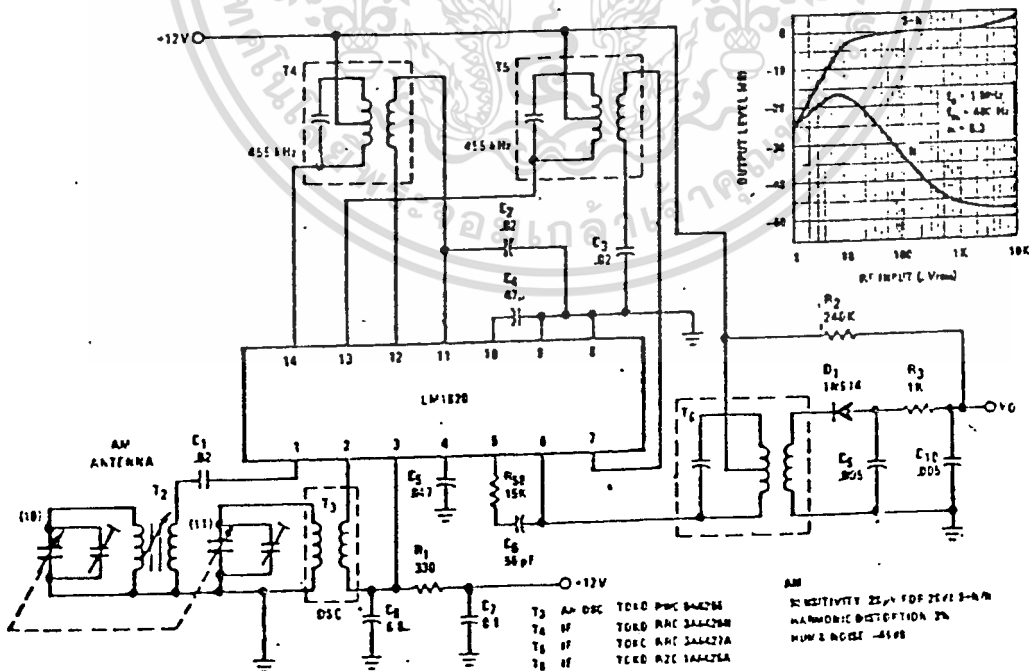
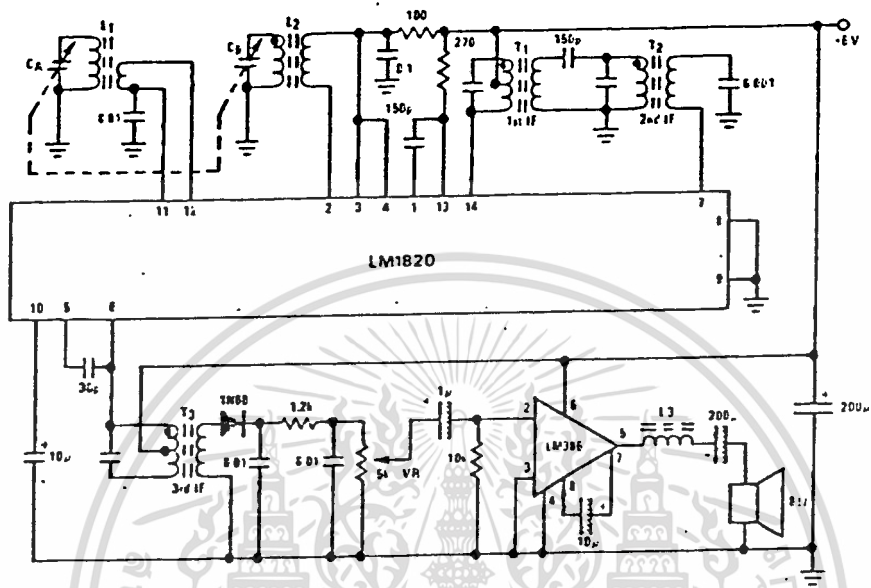


FIGURE 3.2.4 AM Radio Using Mixer-IF-IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



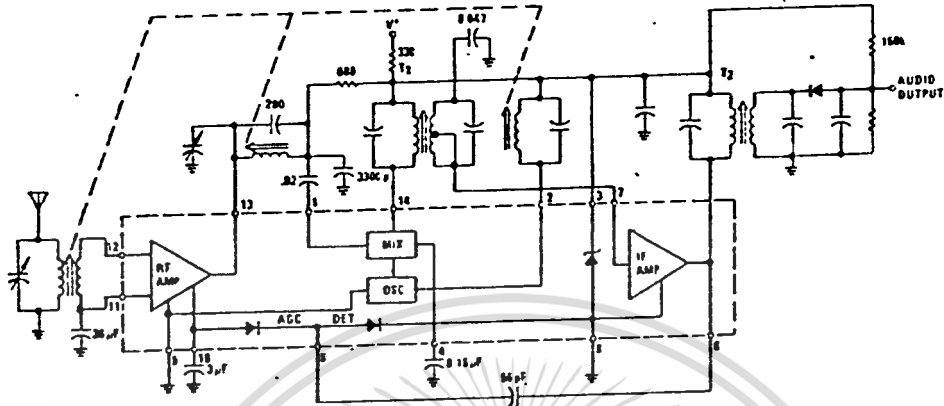
VC	AM PVC	L1	AM ANT	L2	AM OSC	L3	O/P CHOKE
			525KHz-1650KHz		960kHz-2105kHz		
	<p><math>C_A = 100\text{pF}</math> <math>C_B = 50\text{pF}</math></p>	<p><math>N = 1101</math> <math>N_s = 11</math></p>	<p><math>N = 981</math> <math>N_s = 121</math></p>	<p>53mm 3.3mm 1.2mm</p>			
T1	AM 1st IF 455KHz	T2	AM 2nd IF 455KHz	T3	AM 3rd IF 455KHz		
	<p><math>N = 711</math> <math>N_s = 71</math></p>	<p><math>N = 711</math> <math>N_s = 71</math></p>	<p><math>N = 711</math> <math>N_s = 71</math></p>				

FIGURE 3.2.5 AM Radio Using RF Mixer-IF

A higher quality approach is shown in Figure 3.2.5. The RF amplifier is used with a resistor load to drive the mixer. A double tuned circuit at the output of the mixer provides selectivity, while the remainder of the gain is provided by

the IF section, which is matched to the diode through a unity turns ratio transformer. The total gain in this design is 57k or 95dB from the base of the input stage to the diode detector.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TRANSFORMERS T<sub>1</sub>: C = 130 pF PRIMARY & SECONDARY  
PRIMARY TO SECONDARY TAP RATIO - 30:1  
Q - 80  
COUPLING - EMITICAL  
T<sub>2</sub>: C = 120 pF PRIMARY & SECONDARY  
PRIMARY TAP RATIO - 85:1  
SECONDARY TAP RATIO - 8.5:1  
Q - 65  
COUPLING - EMITICAL

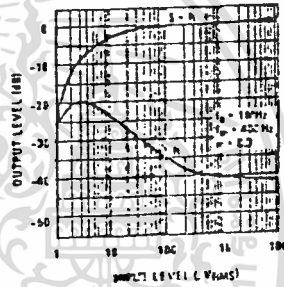


FIGURE 3.2.6 AM Auto Radio

An AM automobile radio design is shown in Figure 3.2.6. Tuning of both the input and the output of the RF amplifier and the mixer is accomplished with variable inductors. Better selectivity is obtained through the use of double tuned interstage transformers. Input circuits are inductively tuned to prevent microphonics and provide a linear tuning motion to facilitate push-button operation.

### 3.3 FM IF AMPLIFIERS AND DETECTORS

In the consumer field, two areas of application exist for FM IF amplifiers and detectors; in addition, applications exist in commercial two way and marine VHF FM radios:

TABLE 3.3.1 Application for FM IF Amplifiers

Service	Frequency	Deviation	Input Limiting	Distortion
FM Broadcast	3.7 MHz	75 kHz	20 $\mu$ V	0.5%
TV Sound	4.5 MHz	25 kHz	200 $\mu$ V	1.5%
Two-Way Radio	various	5 kHz	5 $\mu$ V	5%

The major requirement of an FM IF is good limiting characteristics, i.e., the ability to produce a constant output level to drive a detector regardless of the input signal level. This quality removes noise and amplitude changes that would otherwise be heard in the recovered signal.

Many integrated circuits have been developed for the FM IF function and all fall into roughly three categories:

- 3.4 Simple Limiters
- 3.5 Gain Blocks
- 3.6 Complete IF and Detectors

#### 3.4 SIMPLE LIMITERS

Two especially useful RF/IF amplifiers are the "emitter coupled" differential amplifier, Figure 3.4.1, and the modified "cascode," Figure 3.4.2. Emitter coupled operation is advantageous because of its symmetrical, non-saturated limiting action, and corresponding fast recovery from large signal overdrive, making a nearly ideal FM IF stage. The "cascode" combines the large available stable gain and low noise figure, for which the configuration is well known, with a highly effective remote gain control capability via a second common base stage, which overcomes many of the interstage detuning and bandwidth variation problems found in conventional transistor AGC stages.



**MOTOROLA**

**MC4324/  
MC4024**

**DUAL VOLTAGE-CONTROLLED MULTIVIBRATOR**

The MC4324/4024 consists of two independent voltage-controlled multivibrators with output buffers. Variation of the output frequency over a 3.5-to-1 range is guaranteed with an input dc control voltage of 1.0 to 5.0 voltage.

Operating frequency is specified at 25 MHz at 25°C. Operation to 15 MHz is possible over the specified temperature range. For higher frequency requirements, see the MC1648 (200 MHz) or the MC1658 (125 MHz) data sheet.

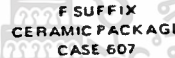
This device was designed specifically for use in phase-locked loops for digital frequency control. It can also be used in other applications requiring a voltage-controlled frequency, or as a stable fixed frequency oscillator (3.0 MHz to 15 MHz) by replacing the external control capacitor with a series mode crystal.

Maximum Operating Frequency = 25 MHz Guaranteed @ 25°C  
Power Dissipation = 150 mW typ/pkg  
Output Loading Factor = 7

**DUAL  
VOLTAGE-CONTROLLED  
MULTIVIBRATOR**



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 632  
(TO-116)



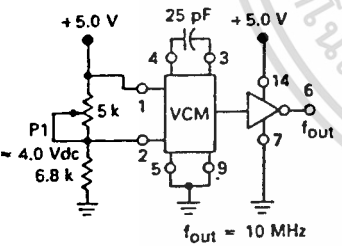
F SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 607



P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646  
(MC4024 only)

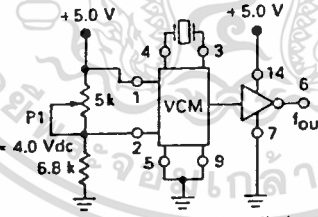
**TYPICAL APPLICATIONS**

**FIGURE 1 — ASTABLE MULTIVIBRATOR**



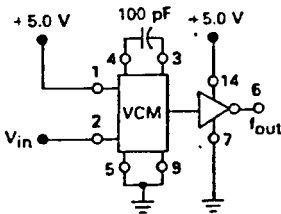
$f_{out} = 10 \text{ MHz}$

**FIGURE 2 — CRYSTAL CONTROLLED MULTIVIBRATOR**



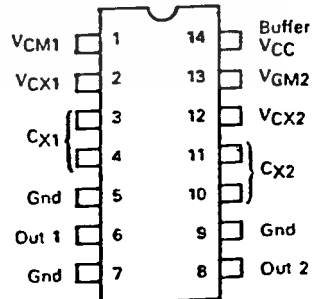
Crystal frequency can be pulled slightly by adjusting P1.

**FIGURE 3 — VOLTAGE-CONTROLLED MULTIVIBRATOR**



$V_{in} = 2.5 \text{ V to } 5.5 \text{ V}$   
 $f_{out} = 1.0 \text{ MHz min, } 5.0 \text{ MHz max}$

**PIN ASSIGNMENT**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ ที่ได้คอยให้ความช่วยเหลือ ในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในการวิจัยปริญญาโทฉบับนี้ ทั้งทางด้านวิชาการ และ อุปกรณ์เครื่องมือเครื่องใช้ต่าง ๆ ในการดำเนินการวิจัย อีกทั้งยังคอยกระตุ้นให้มีการวิจัย อย่างต่อเนื่อง จนเสร็จขึ้นมาเป็นปริญญาโทฉบับนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสือและเอกสารอ้างอิง

- 1 . Don Lancaster ; ACTIVE FILTER cookbook ; 1978
- 2 . Chris Bowick ; RF CIRCUIT DESIGN ; 1982
- 3 . James k. hardy ; high frequency circuit design ; 1979
- 4 . Dennis Roddy , John Coolen ; electronic communication ; 1977
- 5 . IC OP-AMP Cookbook by Walter G. Jung
- 6 . ประภากร สุวรรณะ ; FDM , LAB ปี 3 ; ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สจล.
- 7 . ประภากร สุวรรณะ ; เฟสล็อคลูป ฟรีแควนซิงที่ไซเวอร์ในระบบวิทยุสื่อสาร ; วาร-  
สารอิเล็กทรอนิกส์เวิร์ลด์ ฉบับเดือน ธ.ค.-ม.ค. และ ก.ค. 2526
- 8 . Audio/radio product data book ; National Semiconductor
- 9 . Linear Application Handbook ; National Semiconductor ; 1976
- 10 . Audio Handbook ; National Semiconductor
- 11 . Motorola RF Device Data ; 1982 ; Technical Information Center
- 12 . The Linear Control Circuit Databook for Engineer Texas  
Instrument

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้