



ปีการศึกษา 2530

WIRELESS MICROPHONE FM MODULATION

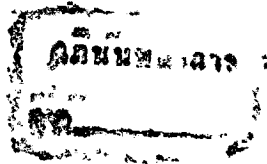
โดย

1. นาย พิรุณ ไพริพ่ายฤทธิ์
2. นาย พิชัย รงค์นิษฐ์
3. นาย พงษ์ศักดิ์ สุจิระพร
4. นาย ไมตรี นำไพศาล

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.สิทธิชัย โกโคยอุดม

๒๕๓๐
๒๕.๓.๓๕





ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2530

เรื่อง WIRELESS MICROPHONE FM MODULATION

ผู้จัดทำ

1. นาย หิรณ ไทริห้ายฤทธิ 271130
2. นาย พิชัย รงคพิชญ์ 271132
3. นาย หงษ์ศักดิ์ สุจิระพร 271140
4. นายโมศรี นำไพศาล 271154

รศ.ดร.สิทธิชัย ไกลยอุดม อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

เครื่องรับและส่งในระบบเอฟเอ็ม

(WIRELESS MICROPHONE FM 27 MHz)

นาย พิรุณ ไพรีพ่ายฤทธิ์

นาย พิชัย รงคพิชญ์

นาย พงษ์ศักดิ์ สิริระพร

นาย ไมตรี นำไพศาล

รศ.ดร. สัทธิชัย โภโกญจตุม อาจารย์ประจำ

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับตอนเสนอผลงานเกี่ยวกับ ทฤษฎีการออกแบบ การทดสอบของเครื่องรับและส่งเอฟเอ็มขนาดเล็ก ซึ่งจะทำการส่งในแบบ NARROW BAND FM โดยเครื่องส่งจะทำหน้าที่นำสัญญาณเสียงที่ไดจากไมโครโฟนมาทำการมอดูเลตแบบความถี่ (FREQUENCY MODULATION) โดยใช้วาริแคป (VARICAP) กับความถี่คลื่นพาหะ (CARRIER) 26.670 MHz แล้วทำการส่งไปยังเครื่องรับ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจร ขยายสัญญาณวิทยุ (RF AMP) , วงจรมิกเซอร์ (MIXER) , วงจรออสซิลเลเตอร์ (OSCILLATOR) , วงจรขยายความถี่กลาง (IF AMP) , วงจรดีเทกเตอร์ (QUADRATURE DETECTOR) , และวงจรขยายสัญญาณเสียง (AUDIO AMP) ซึ่งจะได้สัญญาณเสียงออกมาตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

WIRELESS MICROPHONE FM MODULATION

MR. PIRUN PAIREPAIRITH

MR. PICHAI RONGKAPICH

MR. PONGSAK SUJIRAPORN

MR. MAITREE NUMPAISARN

ADVISER

DR.SITTICHAI POKAIYAUDOM

1987

THIS THESIS IS PRESENTED ABOUT THEORY, DESIGN, AND EXPERIMENTING OF FM TRANSMITTER AND RECIEVER THAT USE NARROW BAND FM BROADCASTING.

THE TRANSMITTER IS DESIGNED TO MODULATE THE AUDIO SIGNAL AND CARRIER IN FREQUENCY MODULATION (FM). IT IS USED VARICAP TO MODULATE , THE CARRIER FREQUENCY IS 26.670 MHz.

THE RECIEVER WILL RECIEVE THE SIGNAL FROM THE TRANSMITTER AND PASS THE CIRCUIT THAT CONSIST OF RF AMP , DOUBLE BALANCE MIXER , LOCAL OSCILLATOR , LIMITING IF AMP , QUADRATURE DETECTOR AND AUDIO AMP. SO WE WILL FINALLY GET THE AUDIO SIGNAL.

สารบัญ

บทคัดย่อ	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ภาคส่ง	1
1.1.1 ภาคขยายเสียงจากไมโครโฟน	1
1.1.2 ภาคออสซิลเลเตอร์และภาคมอดูเลเตอร์	1
1.1.3 ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	2
1.2 ภาครับ	2
1.2.1 ภาคพรีแอมป์	3
1.2.2 ภาคขยายสัญญาณวิทยุ	3
1.2.3 ภาคโลคัลออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์	4
1.2.4 ภาคขยายไอเอฟ	4
1.2.5 ภาคจำกัดแอมพลิจูด	4
1.2.6 ภาคดีเทกเตอร์	4
1.2.7 ภาคขยายเสียง	5
บทที่ 2 ทฤษฎีของการรับส่งสัญญาณเอฟเอ็ม	6
2.1 หลักของการเกิดการออสซิลเลต	6
2.2 การวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม	11
2.3 ทฤษฎีของมิกเซอร์และการวิเคราะห์สเปกตรัม	15
2.4 ดีเทกเตอร์	18
บทที่ 3 การสร้างและการคำนวณ	24
3.1 วงจรภาคส่ง	24
3.1.1 วงจรขยายสัญญาณเสียง	24
3.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์และมอดูเลเตอร์	25

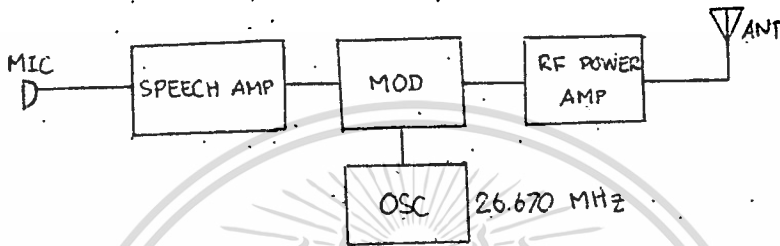
3.1.3	วจรรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	27
3.2	วจรรภาครับ	30
3.2.1	ไอซี 3359	31
3.2.2	วจรรโลกัลลออสซิลเลเตอร์	35
3.2.3	วจรรขยายสัญญาณเสียง	37
บทที่ 4	ผลการทดลอง	39
บทที่ 5	บทสรุปและข้อเสนอแนะ	51
	ภาคผนวก	52
	กิจกรรมประกาศ	
	หนังสืออ้างอิง	



ในระบบของเครื่องไมค์ลอย (wireless microphone) จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ภาครับและภาคส่ง ซึ่งมีลักษณะการทำงานดังต่อไปนี้

1.1 ภาคส่ง

ภาคส่งประกอบไปด้วยภาคต่างๆ ตามบล็อกไดอะแกรม (block diagram) ในรูปที่ 1.1 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.1

1.1.1 ภาคขยายเสียงจากไมโครโฟน (speech amp)

เป็นภาคขยายสัญญาณที่ออกจากไมโครโฟน เพราะสัญญาณที่ออกจากไมโครโฟนมีความแรงไม่เพียงพอที่จะทำการมอดูเลชั่น (modulation)

1.1.2 ภาคออสซิลเลเตอร์และภาคมอดูเลเตอร์ (oscillator and modulator)

ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นภาคที่ผลิตความถี่พาหะ (carrier) ออกมาซึ่งจะนำมาผสมกับสัญญาณความถี่ต่ำ ซึ่งการผสมอาจทำได้หลายวิธี เช่น แอมพลิจูดมอดูเลชั่น (amplitude modulation) เฟรควเ้นซีมมอดูเลชั่น (frequency modulation) เฟสมอดูเลชั่น (phase modulation) เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงเอฟเอ็มเท่านั้น การผสมสัญญาณแบบนี้ขนาดของคลื่นพาหะจะไม่มีเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะมีการเปลี่ยนแปลง โดยจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามขนาดของสัญญาณเสียงที่นำมาผสม ความถี่ของคลื่นพาหะที่ยังไม่มีการผสมเรียกว่าความถี่กึ่งกลาง (center frequency) เมื่อขนาดของความถี่เสียงเพิ่มขึ้นทางบวก ก็จะทำให้คลื่นพาหะมีความถี่เพิ่มขึ้น และถ้าสัญญาณความถี่เสียงมีขนาดลดลงความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลงจนกระทั่งขนาดของความถี่เสียงลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะเป็นความถี่กึ่งกลาง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเสียงมีขนาดเป็นลบความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลง ความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อขนาดของสัญญาณความถี่เสียงลดลงถึงจุดต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งเมื่อสัญญาณความถี่เสียงผ่าน

ไซเคิลลงไปถึงศูนย์

ดังนั้น ความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มจะเปลี่ยนแปลงไปโดยจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าความถี่กลาง ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงของขนาดของสัญญาณความถี่เสียง

1.1.3 ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (radio frequency power amp)

สัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลชันจะเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ เพื่อขยายสัญญาณความถี่วิทยุให้มีกำลังแรงมากพอที่จะส่งออกอากาศ จึงต้องทำการขยายด้วยภาคขยายนี้

ข้อได้เปรียบของเอฟเอ็มต่อเอเอ็มมีดังนี้คือ

1. ขนาดของสัญญาณของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงกับขนาดของสัญญาณเสียง ดังนั้นประสิทธิภาพของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มจะดีกว่าแบบเอเอ็ม

2. สามารถลดสัญญาณรบกวนได้ดี ทำให้อัตราเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) ของเอฟเอ็มมีค่าสูงกว่าเอเอ็ม เพราะในเครื่องรับเอฟเอ็มมีภาคลิมิตเตอร์ (limiter) จะทำหน้าที่ตัดสัญญาณรบกวนที่ปนมาทางขนาดสัญญาณได้หมด โดยจะตัดปัญหาสัญญาณเสียงที่จะออกมาภายหลัง

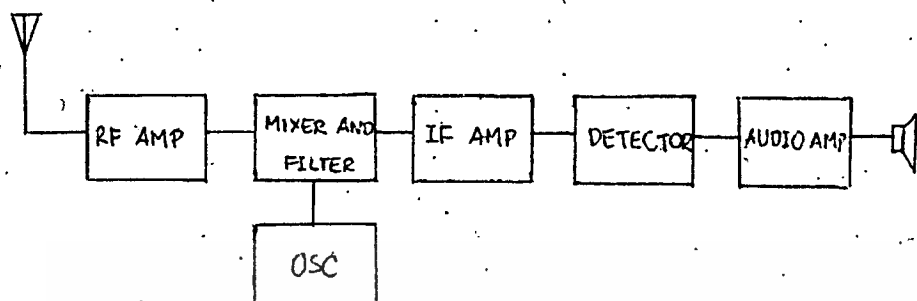
3. การมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม กำลังของความถี่พาหะจะลดลงเมื่อการมอดูเลตเพิ่มขึ้นทำให้กำลังของไซด์แบนด์ (side band) เพิ่มขึ้น

4. ในระบบเอฟเอ็มนี้ใช้ความถี่ในย่านไฮฟรี้ควেনซี (high frequency) การแพร่กระจายคลื่นจะส่งได้ไกลกว่าแบบเอเอ็ม เพราะเอฟเอ็มจะส่งไปในอากาศชั้นสูง (sky wave) แต่เอเอ็มจะส่งในอากาศชั้นต่ำ (ground wave)

1.2 ภาครับ

ภาครับประกอบด้วยวงจรภาคต่างๆ ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1.2

ดังนี้



รูปที่ 1.2

1.2.1 ภาคฟรอนท์เอนด์

เป็นภาคที่อยู่ปลายด้านหน้าสุดของภาครับประกอบด้วย ภาคขยายสัญญาณวิทยุ ภาคผสมสัญญาณ และภาคออสซิลเลเตอร์ หน้าทีของภาคฟรอนท์เอนด์คือ

1. เลือกสถานีใดสถานีหนึ่ง คือ เลือกความถี่ของสัญญาณที่ต้องการ ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุภายในฟรอนท์เอนด์ จะช่วยให้มีความไว (sensitivity) ที่ดี
2. ทำการบีต (beat) ความถี่วิทยุที่รับเข้ามาจากสายอากาศ กับสัญญาณความถี่จากโลคัลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) ได้ความถี่กลาง (intermediate frequency) ออกมา
3. ภาคฟรอนท์เอนด์จะต้องมีอิมพีแดนซ์ (impedance) ทางด้านเข้าภาคแรก แมทช์ (match) กับอิมพีแดนซ์กับระบบสายอากาศ เพื่อให้เกิดการถ่ายเทพลังงานสูงสุด
4. ภาคฟรอนท์เอนด์จะต้องมีช่องความถี่ (bandwidth) กว้างพอที่จะรับความถี่ของสัญญาณที่ต้องการให้ผ่านได้

1.2.2 ภาคขยายสัญญาณวิทยุ

ภาคขยายสัญญาณวิทยุเป็นภาคแรกของภาครับ โดยจะรับสัญญาณเข้ามาจากสายอากาศ สัญญาณที่รับเข้ามามีความแรงอ่อนจึงต้องขยายสัญญาณให้มีความแรงเพิ่มขึ้น ภาคนี้นอกจากจะทำการขยายสัญญาณแล้ว มันยังเป็นตัวแยก (isolation) ระหว่างภาคโลคัลออสซิลเลเตอร์กับสายอากาศ เพราะ

ความถี่ที่สร้างขึ้นมาจากภาคโลคัลออสซิลเลเตอร์เป็นความถี่วิทยุ ซึ่งอาจจะป้อนไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับเข้ามายังสายอากาศไปรบกวนเครื่องรับวิทยุอื่นได้

1.2.3 ภาคโคลลออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์ (local oscillator and mixer)

ในภาคออสซิลเลเตอร์เป็นภาคที่ผลิตความถี่หนึ่งออกมา คุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการความถี่คงที่นั้นจะใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์ (crystal oscillator) เพื่อให้รับความถี่จากเครื่องส่งและนำมาหักล้างกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ให้มีเสถียรภาพดีที่สุด

ภาคมิกซ์เซอร์ทำหน้าที่ผสมสัญญาณระหว่างสัญญาณวิทยุกับสัญญาณความถี่จากโคลลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ผลต่างของสัญญาณทั้งสองเป็นความถี่ไอเอฟ การผสมสัญญาณทั้งสองจะได้ความถี่ที่เป็นผลบวกและความถี่ของทั้งสองสัญญาณ ตามลักษณะของนอนลิเนียร์ดีไวส์ (non linear device) จากมิกเซอร์ แต่ก็จะกรองเอาเฉพาะความถี่ผลต่างจากวงจรกรองความถี่ (filter) เพื่อให้ได้สัญญาณไอเอฟนำไปเข้าภาคขยายไอเอฟต่อไป

1.2.4 ภาคขยายไอเอฟ (intermediate frequency amp)

หลังจากที่ได้ความถี่สัญญาณไอเอฟ ออกทางเอาต์พุตของภาคมิกเซอร์ แล้ว สัญญาณไอเอฟก็จะได้รับการขยายให้มีความแรงเพิ่มขึ้นในภาคขยายไอเอฟ กำลังขยายส่วนใหญ่ในเครื่องรับ จะได้รับการขยายจากภาคนี้ นอกจากการขยายไอเอฟแล้วในภาคนี้ ยังเป็นตัวกำหนดความไวและการเลือกของเครื่องรับ ซึ่งลักษณะทั้งสองประการจะเป็นตัวกำหนดคุณภาพของเครื่องรับ

1.2.5 ภาคจำกัดขนาดแรงดัน

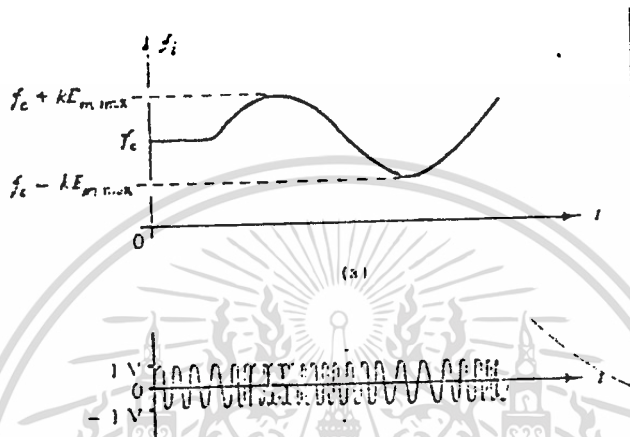
ในภาคนี้ สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาทางขนาด โดยการขลิบสัญญาณ โดยการขับทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในภาวะอิ่มตัว หรือภาวะคัทออฟ ซึ่งจะทำให้ยอดลูกคลื่นทั้งด้านบวกและด้านลบถูกขลิบจนมีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave)

1.2.6 ภาคดีเทคเตอร์ (detector)

ในการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเอฟเอ็ม ขนาดของสัญญาณเสียงจะเพิ่มขึ้น หรือ ลดลงเปลี่ยนแปลงตามความเบี่ยงเบนของความถี่เอฟเอ็ม การเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณเสียงต่อความถี่ที่เบี่ยงเบนจะต้องถูกต้องตลอดเวลา ขณะที่สัญญาณเอฟเอ็มไม่มีการเบี่ยงเบนความถี่ก็คือ ความถี่กึ่งกลางของสัญญาณ สัญญาณเสียงก็จะเป็นศูนย์ แต่ถ้าเอฟเอ็มเบี่ยงเบนในทางที่สูงขึ้นขนาดของสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนเป็นบวกเพิ่มขึ้น จนกระทั่งสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนจนมีความถี่สูงสุดขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นบวกสูงสุด ความถี่เบี่ยงเบนเริ่มลดลง ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะลดลง จนกระทั่งเป็นความถี่กึ่งกลางสัญญาณการคำนวณการบิดเบือนของสัญญาณเสียงก็จะลดลง

แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียงก็จะเป็นศูนย์ ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนทางด้านต่ำ สัญญาณเสียงก็จะเป็นลบ เมื่อ สัญญาณเอฟเอ็มมีความถี่ต่ำสุด ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นลบมากที่สุด ขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์อีกครั้งเมื่อความถี่ เอฟเอ็มเป็นความถี่กลางดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3

ในการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเอฟเอ็ม มีความสำคัญอย่างมากในระบบการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เพราะ การแยกสัญญาณเสียงที่มีความถูกต้องเหมือนเดิมนั้น การทำงานจะต้องมีความถูกต้อง และ มีความไวในการเปลี่ยนความถี่เบี่ยงเบนให้เป็นสัญญาณเสียงได้ดี

1.2.7 ภาคขยายเสียง (audio amp)

เป็นภาคสุดท้ายที่ใช้ในการขยายเสียงให้มีความแรงเพียงพอ เพราะ ความแรงของสัญญาณที่ออกจากภาคดีเทคเตอร์มีค่าต่ำ

บทที่ 2

ทฤษฎีของการรับส่งสัญญาณเอฟเอ็ม

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของส่วนต่างๆ ที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณเอฟเอ็ม

2.1 หลักของการเกิดการออสซิลเลต

การเกิดการออสซิลเลตมีหลายวิธีดังต่อไปนี้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยแอคทีฟไวท์ที่มี 2 พอร์ต (two port active device) ที่มีส่วนของการป้อนกลับ (feedback) จากเอาต์พุตกลับมายังอินพุต ถ้าหากสัญญาณป้อนกลับมีขนาดใหญ่กว่าสัญญาณอินพุตและอินเฟส (inphase) กับอินพุต การออสซิลเลตก็จะเกิดขึ้นและจะมีขนาดใหญ่ขึ้น จนกระทั่งอิ่มตัว (saturation) ก็จะไปลดฟีดแบคคูปเกน (feedback loop gain) ให้มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นหลักการเกิดออสซิลเลตก็คือ วงจรจะออสซิลเลต เมื่อส่วนของการป้อนกลับมีฟีดแบคคูปเกนอย่างน้อยเท่ากับ 1 และมีเฟสชิฟเท่ากับ 0

2. มีค่าสเทิร์นแฟกเตอร์ (stern factor) จะต้องน้อยกว่า 1

3. เมื่อวงจรมีคุณสมบัติใน 2 ข้อแรกแล้ว ดีเทอร์มิแนนท์ของโนดโวลต์เตจ (node voltage) หรือ เมชเคอร์เรนต์ (mesh current) อีเควชั่นจะเท่ากับ 0

negative resistance oscillator

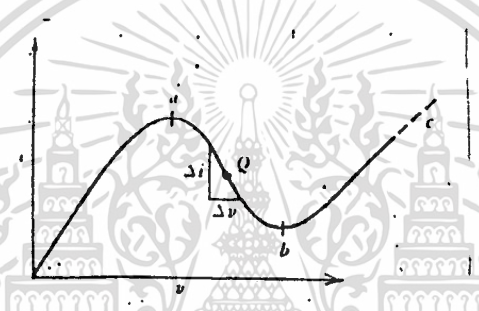
โดยปกติ อุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้า เป็นความร้อนหรือพลังงานกล สามารถแทนลงไปในวงจรโดยใช้วงจรเสมือน (equivalent) ของโพสิทีฟรีซิสแตนซ์ (positive resistance) แต่ในทางกลับกัน โดยการเปลี่ยนพลังงานรูปอื่น มาเป็นพลังงานไฟฟ้าเราจะต้องใช้ เนกกาทีฟรีซิสแตนซ์ (negative resistance) ยกตัวอย่างเช่น วงจรกระแสตรงอย่างง่าย ประกอบด้วยแบตเตอรี่ (battery) และโหลด (load resistor) ค่ารีซิสแตนซ์คำนวณได้โดยใช้กฎของโอห์ม โดยการวัดกระแสและแรงดันที่เทอร์มินอล (terminal) และ พิจารณาเครื่องหมายถ้าหากได้เป็นลบหมายความว่าแบตเตอรี่เป็นแหล่งกำเนิดของพลังงานมากกว่าที่จะเป็นตัวดูดพลังงานไฟฟ้า

tunnel diode , gunn diode , unijunction transistor , หรือ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์หลายตัว device เหล่านี้จะดูดเอาพลังงานจากกระแสตรงและเปลี่ยนส่วนหนึ่งของพลังงานที่ดูดซึมเป็นคลื่นไซน์ (sine wave) ที่เอาต์พุตที่มีความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ (เพื่อสงวนลิขสิทธิ์) ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

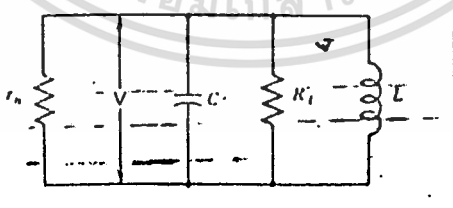
device เหล่านี้จะแสดงเนกกาทีฟริซิสแตนซ์ในช่วงบางความถี่

จากรูปที่ 2.1 เป็นกราฟ voltage controlled negative resistance สำหรับแอดทิฟไดโอด ค่าสแตทิสติคริซิสแตนซ์ (statistic resistance) เท่ากับ v/i และค่านี้จะเป็นบวกเสมอ เพราะ ไดโอดจะนำกระแสได้ทิศทางเดียว ในทางตรงกันข้ามค่าความต้านทานที่เพิ่มขึ้น $r_n = dv/di$ จะเป็นโพสิทีฟในช่วง 0 ถึง a และ b ถึง c แต่จะเป็นเนกกาทีฟในช่วง a ถึง b ถ้า device ได้รับไบอัสที่จุด a และป้อนสัญญาณไฟ สลับไปยังไดโอด ไดโอดตัวนี้จะทำตัวเป็น negative resistance และ จะเกิดการออสซิลเลตขึ้น



รูปที่ 2.1

เพื่อที่จะสร้างออสซิลเลเตอร์ จะใช้วงจร parallel resonance L, C, R_n ไปต่อกับ negative resistance ดังรูป 2.2



รูปที่ 2.2

เมื่อเกิดการออสซิลเลตขึ้น จุดการทำงานจะเปลี่ยนไปตามด้านของ Q ไดโอดจะเพิ่มความต้านทานและจะเริ่มเป็นโพสิทีฟ เป็นไปตามไซเคิล เมื่อ ขนาดของการออสซิลเลตมีขนาดใหญ่เพียงพอ ให้ เนกกาทีฟริซิสแตนซ์ = R_n RMS.VOLTAGE คร่อมไดโอด = v โหลดจะดูดพลังงาน v/R_n และไดโอดจะ ปลดปล่อยพลังงาน v/IR_n วัตต์ ถ้าหากพลังงานที่ปลดปล่อยออกมามากกว่าพลัง งานที่ดูดเข้าไป ขนาดของการออสซิลเลตก็จะเพิ่มขึ้น เมื่อช่วงการทำงาน ไม่ว่างกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนจาก a ไป b $|R_n|$ ก็จะมีขนาดใหญ่ขึ้น จึงทำให้ $|R_n|$ เพิ่ม พลังงานที่ปลดปล่อยออกมา ก็จะลดลงจนกระทั่งสู่ภาวะสมดุลย์ แรงดันคร่อม device สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$v(t) = e^{-\alpha t} (B_1 \cos w_d t + B_2 \sin w_d t) \quad (1)$$

เมื่อ B_1 และ B_2 เป็นค่าคงที่

$$\alpha = 1/2RC \quad (2)$$

$$w_0 = 1/(LC)^{1/2} \quad (3)$$

$$w_d = (w_0^2 - \alpha^2)^{1/2} \quad (4)$$

$R = R_n$ parallel with R_n

$$R = R_n R_n / (R_n + R_n) = -|R_n| R_n / (-|R_n| + R_n) \quad (5)$$

สำหรับค่า R_n ที่มีค่ามากกว่า $|R_n|$ R และ α จะเป็นเนกาทีฟ และขนาดของ $v(t)$ จะมากขึ้นตามเวลา แต่ถ้า R_n น้อยกว่า $|R_n|$ R และ α จะเป็นโพสิทีฟ การออสซิลเลตก็จะลดลง เมื่อ $R_n = |R_n|$ R ก็จะหาค่าไม่ได้ แต่วงจรจะให้ steady state sinusoidal voltage

ใน feedback oscillator เนกาทีฟริซีสแตนซ์จะใช้กับไฟลลับเท่านั้น แต่ก่อนจะเริ่มการออสซิลเลต โหลดริซีสแตนซ์จะต้องมีขนาดใหญ่กว่า เนกาทีฟริซีสแตนซ์เสมอ ภายใต้งาน steady state ขนาดของโหลดริซีสแตนซ์อาจเท่ากับขนาดของเนกาทีฟริซีสแตนซ์ ในทางอุดมคติจะเกิดขึ้นได้ ที่ความถี่เดียว

หลักการของ CRYSTAL CONTROLLED OSCILLATOR

คริสตอลจะสั่นตาม number ของแมคคานิกโมด (mechanical mode) ที่มีความถี่รีโซแนนซ์ต่ำที่สุดเรียกว่า fundarmental การทำงานในออร์เดอร์สูงๆเรียกว่า overtones คริสตอลจะมีลักษณะเป็น serie tune circuit ที่มีค่าอินดักแตนซ์สูง และ Q มีค่ามาก อินดักแตนซ์ รีโซเนตกับ ไดนามิกส์ คาปาซิแตนซ์ สามารถวัดได้จากการยืดหยุ่นของคริสตอล วงจร serie resonance จะมี static capacitance มาต่อขนาน ซึ่งเกิดจากตัวมันเอง ตามรูปที่ 2.3 เป็นวงจรเสมือนของคริสตอล และสัญลักษณ์สำหรับ singer mode เราจะได้ค่าความถี่ serie resonance คือ

$$f_s = 1/2\pi(L_n C_n)^{1/2} \quad (6)$$

และ parallel resonance

$$f_p = f_s (1 + C_n / C_0)^{1/2} \quad (7)$$

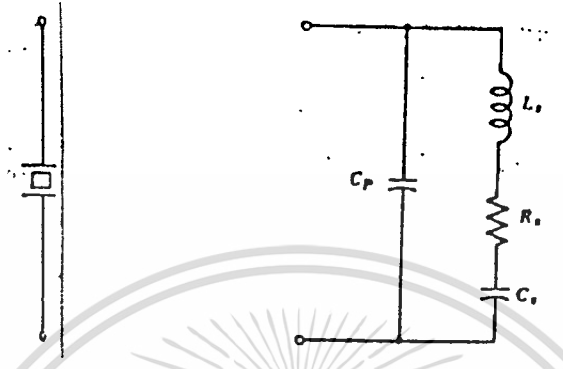
$$\Delta f = f_p - f_s = f_s [1 - (1 + C_n / C_0)] \quad (8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารโดยที่ Δf จะเป็น frequency separation ระหว่างรีโซแนนซ์ การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



R_{L} คือ power dissipation ในรูปของความร้อนของคริสตอล
ค่า Q ของวงจรเสมือนคือ

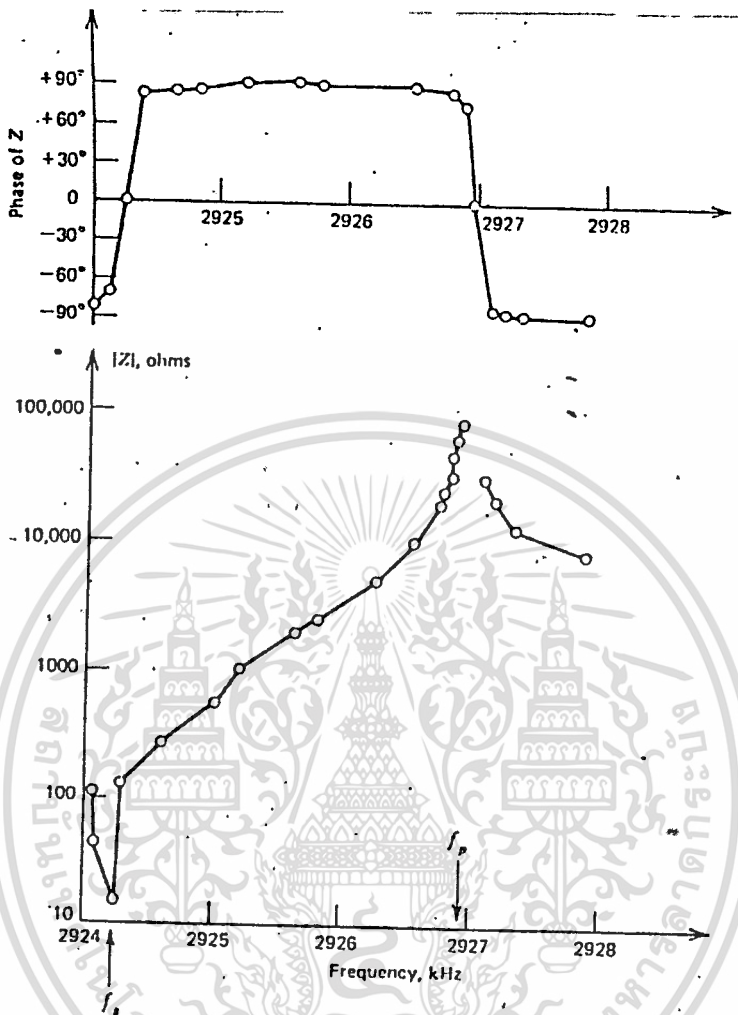
$$Q = 2\pi f_{\text{L}} L_{\text{L}} / R_{\text{L}} \quad (9)$$



รูปที่ 2.3

โดยปกติ f_{L} จะสูงกว่า f_{S} ไม่เกิน 1% และคริสตอลจะมีการเปลี่ยนแปลงรีแอคแตนซ์อย่างรวดเร็ว ที่ปลายสุดของช่วง f_{L} และ f_{S} เมื่อคริสตอลถูกใช้ในวงจรออสซิลเลชัน อัตราการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์กับ frequency stability จะสูง เพราะว่าประจุในช่วงจุดการทำงานจะมีค่ามากใน feedback loop phase shift และจะออกจากความถี่ออสซิลเลต

รูปที่ 2.4 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของ fundamental mode ความถี่ parallel resonance เกิดจาก external capacitance ซึ่งเรียกว่า load capacitance มีค่าประมาณ 30 pF. ถ้าหากโหลดคาปาซิแตนซ์นั้นต่ออนุกรมกับคริสตอล จะได้จตุรีโซแนนซ์นั้นเป็น parallel resonance



รูปที่ 2.4

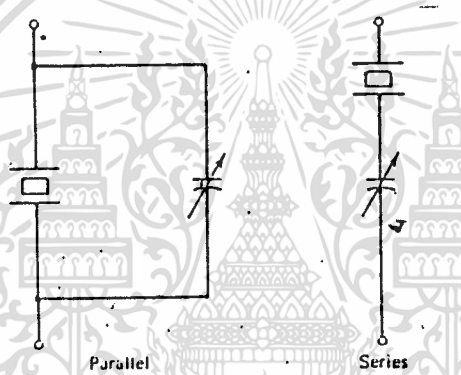
คริสตอลที่ใช้ความถี่ประมาณไม่เกิน 15 MHz จะสามารถใช้ใน fundamental mode และสามารถใช้ได้ทั้ง serie หรือ parallel resonance ความถี่สูงสุดที่ใช้คริสตอลใน overtone mode จะมีค่าประมาณ 150 MHz ถ้าหากจะใช้คริสตอลที่ความถี่สูง crystal oscillator ที่ความถี่ต่ำ สามารถใช้ได้โดยใช้ frequency multiplier หนึ่งหรือหลาย stage หรือใช้ mixer stage การใช้คริสตอลในโอเวอร์โทนต่างๆที่ความถี่ต่างๆ ผู้ผลิตจะบอกนัมเบอร์ของโมด สำหรับการใช้งาน

ในวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ของการทำงานจะอยู่ระหว่าง series กับ parallel resonance frequency และ crystal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบให้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

reactance คือ inductive สำหรับเงื่อนไข steady state ของวงจร ก็จะได้ค่าที่แน่นอนของรีแอคแตนซ์ที่ชั่วของคริสตอล operate frequency ก็จะเป็นความถี่ที่ค่ารีแอคแตนซ์นั้น ในทางปฏิบัติการปรับความถี่ให้ตรงเป็นสิ่ง จำเป็นมาก

ความถี่คริสตอลสามารถเปลี่ยนได้เล็กน้อย โดยการเพิ่ม C โดยการ ต่อขนานหรืออนุกรมตามรูปที่ 2.5 parallel capacitance จะให้ parallel resonance frequency มีค่าต่ำ และจะมีผลต่อความถี่รีโซแนนซ์มากกว่า serie capacitor ที่จะมีผลต่อ serie resonance frequency คริสตอลส่วนมาก C_2 จะมีค่าต่ำมากจนกระทั่ง serie capacitance ที่ต่อภายนอกจะไม่มีผลต่อค่า capacitance



รูปที่ 2.5

2.2 การวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม

เมื่อ f_c เป็นความถี่ที่ขณะใดขณะหนึ่ง ดังนั้น ω_c เป็นความเร็วเชิงมุมจะมีค่าเท่ากับ $2\pi f_c$ จากสมการทั่วไปของไฟลส์คือ

$$e = A \sin \phi(t)$$

ในที่นี้ e = ขนาดของสัญญาณขณะใดขณะหนึ่ง

A = ขนาดสูงสุดของสัญญาณ

$\phi(t)$ = ขนาดที่ถูกแทน ณ. เวลา t

อัตราการเพิ่มของความเร็วเชิงมุม $= \omega_c = d\phi(t)/dt$ (1)

ถ้าในขณะหนึ่งสัญญาณมีความถี่ $= f_c$ และความเร็วเชิงมุม $= \omega_c$

ดังนั้น $\phi(t) = \omega_c t + \theta$ (2)

เมื่อ θ ค่าของมุมที่ $t = 0$

จากสมการที่ 1 จะได้ $\omega_c = d\phi(t)/dt = \omega_c$ (3)

ตามคำจำกัดความสัญญาณความถี่เอฟเอ็ม ที่ถูกมอดูเลตด้วยคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า sine จะได้ว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w_1 = w_c + 2\pi \Delta f \cos w_m t \quad (4)$$

w_1 = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณขณะใดขณะหนึ่ง

w_c = ความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาหะ

w_m = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเสียง

Δf = ความเบี่ยงเบนสูงสุดของความถี่

เมื่อรวมสมการที่ (1) กับ (4) จะได้

$$W_1 = d\phi(t)/dt = W_c + 2\pi \Delta f \cos W_m t \quad (5)$$

integrate (5) จะได้

$$\phi(t) = W_c t + (2\pi \Delta f / W_m) \sin W_m t + \theta \quad (6)$$

แทนค่า (6) ลงใน (1) และสมมติให้ $\theta = 0$

$$e = A \sin [W_c t + (2\pi \Delta f / W_m) \sin W_m t] \quad (7)$$

หรือ $e = A \sin (W_c t + m_f \sin W_m t) \quad (8)$

$$m_f = \Delta f / f_m \quad (9)$$

จากสมการที่ (8)

$$e = A [\sin W_c t \cos (m_f \sin W_m t) + \cos W_c t \sin (m_f \sin W_m t)]$$

จาก Bessel's function

$$\cos(m_f \sin W_m t) = J_0(m_f) + 2J_2(m_f)\cos 2W_m t + \dots$$

$$\sin(m_f \sin W_m t) = 2J_1(m_f)\sin W_m t + 2J_3(m_f)\sin 3W_m t + \dots$$

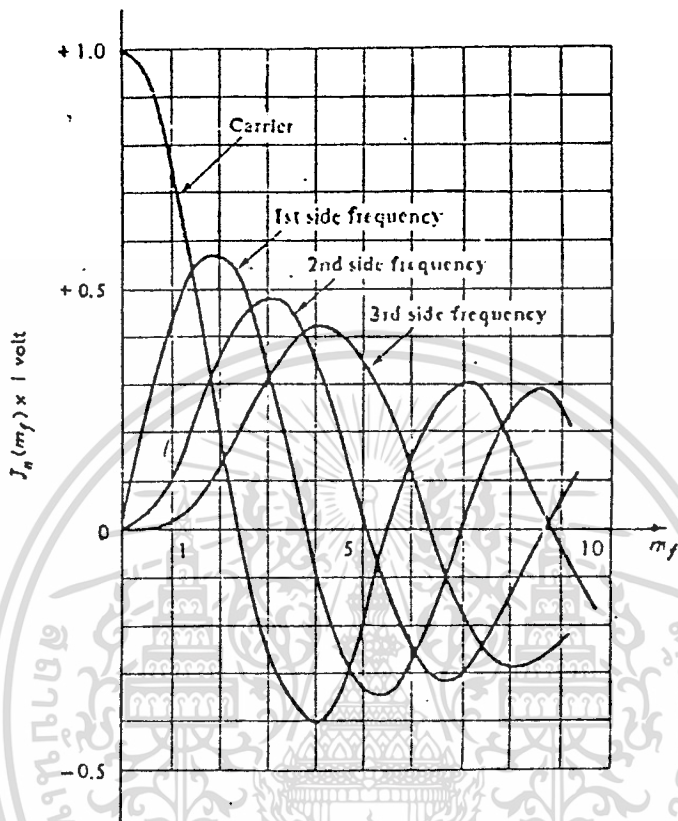
ดังนั้น
$$e = A \{ J_0(m_f) \sin W_c t + J_1(m_f) [\sin(W_c + W_m)t - \sin(W_c - W_m)t] \\ + J_2(m_f) [\sin(W_c + 2W_m)t + \sin(W_c - 2W_m)t] \\ + J_3(m_f) [\sin(W_c + 3W_m)t - \sin(W_c - 3W_m)t] \\ + \dots] \}$$

$J_0(m_f)$ คือ ขนาดของความถี่พาหะ

$J_1(m_f)$ คือ ขนาดของความถี่ side band ที่ 1

$J_2(m_f)$ คือ ขนาดของความถี่ side band ที่ 2

$J_3(m_f)$ คือ ขนาดของความถี่ side band ที่ 3



รูปที่ 2.6

จากรูปที่ 2.6 นำมาเขียนรายละเอียดของตารางที่ 2.1 สมมุติการใช้ตาราง 2.1 ให้ $m_f = 0.5$ spectrum components ประกอบด้วย

ความถี่พาหะ (f_c)

$$J_0(0.5) = 0.94$$

ความถี่ side band ที่ 1

$$J_1(0.5) = 0.24$$

ความถี่ side band ที่ 2

$$J_2(0.5) = 0.03$$

จะเห็นว่าค่า modulation index เป็นค่าความล้มพันธ์ตามสมการ (9) นั้นถ้า m_f มีค่าไม่เกิน 1 จะเกิด side band เพียง 1 เท่านั้น คือ upper side band และ lower side band เรียกว่า narrow band FM. เมื่อ m_f มีค่ามากกว่า 1 จะเกิด side band มากขึ้นตามไปด้วย ลักษณะนี้ เรียกว่า wide band FM.

modulation
index m_f

Carrier

Side Frequencies

	1st	2nd	3rd	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th
0.98	0.12	0.01										
0.94	0.24	0.03										
0.77	0.44	0.11	0.02									
0.51	0.56	0.23	0.06	0.01								
0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	0.01							
0	0.52	0.43	0.20	0.06								
-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01						
-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02					
-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	0.01			
0	-0.34	-0.12	0.26	0.40	0.32	0.19	0.09	0.03	0.01			
0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	0.01		
0.30	0	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	0.01	
0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	0.01
0	0.27	0.06	-0.24	-0.23	0.03	0.26	0.34	0.28	0.18	0.10	0.05	0.02

ตารางที่ 2.1

AVERAGE POWER

ในการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มนั้น กำลังงานของคลื่นที่ได้รับการมอดูเลต จะกระจายอยู่ในรูปของ spectrum component โดยการนำค่าของขนาดนั้น มายกกำลังสอง แล้วคูณกับกำลังงานของความถี่พาหะที่ไม่ได้รับการมอดูเลต ก็จะได้กำลังงานของ ความถี่พาหะ หรือความถี่ side band นั้น เมื่อนำค่าของขนาดที่ยกกำลังสองมารวมกันจะเท่ากับ 1 เสมอ

ตัวอย่างการคำนวณ สมมติให้ ความถี่พาหะที่ไม่มีการมอดูเลต (P_c) = 15 W. ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Δf_{max}) = 6 KHz และความถี่เสียงที่ใช้ในการมอดูเลต (f_m) = 1 KHz

จากตารางที่ 2.1 ค่า BESSEL FUNCTION และ $m_f = 6$

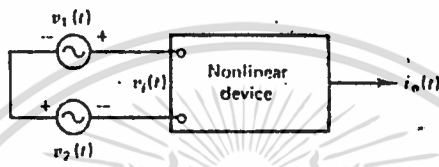
$$\begin{aligned}
 P_T &= [0.15^2 + 2(0.28^2 + 0.24^2 + 0.11^2 + 0.36^2 + 0.36^2 \\
 &\quad + 0.25^2 + 0.13^2 + 0.06^2 + 0.02^2 + 0.01^2)] \\
 &= 15(1.00) \\
 &= 15 \text{ W.}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ทฤษฎีของมิกเซอร์ และการวิเคราะห์สเปกตรัม

มิกเซอร์เป็นวงจรที่นำเอาสัญญาณ 2 สัญญาณมามิกซ์กัน ซึ่งจะได้ความถี่ของผลบวก, ผลต่างของความถี่ทั้งสอง และความถี่ของอินพุต

NONLINEAR DEVICE สามารถนำมาสร้างมิกเซอร์ ความเป็น nonlinearity จะทำให้มีการผลิตความถี่ที่ไม่ได้ป้อนเข้าที่อินพุต ดังนั้นมิกเซอร์อาจจะใช้ไดโอด, BJTS, FETS, หรือ SATURABLE REACTOR การออกแบบจะต้องพิจารณาถึงอัตราขยาย (gain หรือ loss), noise figure, stability, dynamic range



รูปที่ 2.7

จากรูปที่ 2.7 อธิบายถึงมิกเซอร์อย่างง่าย ซึ่งประกอบด้วย NONLINEAR DEVICE กับ TWO INPUT VOLTAGE $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ซึ่งมีความถี่ต่างกัน f_1 และ f_2 ถ้าหาก DEVICE linear อย่างสมบูรณ์ แรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุต จะประกอบไปด้วยความถี่ f_1 และ f_2 เท่านั้น ตามปกติของ nonlinearity จะสร้างความถี่อื่นด้วย ความสัมพันธ์ของ อินพุตและเอาต์พุตในรูปของ time domain สามารถแสดงได้โดยใช้ TAYLOR SERIES

$$i_o = I_o + a v_1(t) + b [v_1(t)]^2 + c [v_1(t)]^3 \quad (1)$$

I_o เป็น OUTPUT CURRENT ที่มีค่าคงที่ และ $v_1(t)$ ถูกแทนด้วยผลรวมของสัญญาณอินพุต ถ้าอินพุตมีเพียงความถี่เดียว nonlinearity จะสร้าง harmonic ของความถี่ ถ้าหากอินพุตมีหลายความถี่ ผลบวกและผลต่างจะถูกสร้างโดย square term ของสมการ (1) ซึ่งเรียกว่า second order intermodulation products

โดยใช้ square law device

$$i_o = a v_1(t) + b [v_1(t)]^2 \quad (2)$$

และอินพุต
$$v_1(t) = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \quad (3)$$

$$i_o(t) = a V_1 \cos \omega_1 t + a V_2 \cos \omega_2 t + b V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + b V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2b V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (4)$$

ใน 2 เทอมแรกของสมการที่ (4) จะไม่มีความสำคัญในเรื่องมิก

เซอร์ ในเอกสาร ในทางปฏิบัติอาจจะต้องกรองออก นั่นไม่โดยการให้หลักการของ ไม่ว่าการถี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

trigonometric

$$bV_1^2 \cos^2 w_1 t = bV_1^2 (1 + \cos 2w_1 t) \quad (5)$$

เทอมที่ 3 และเทอมที่ 4 นั้นจะแทน DC COMPONENT กับ harmonic ที่ 2 ของความถี่อินพุต เทอมสุดท้ายของสมการ (4) เรียกว่า PRODUCT TERM ซึ่งจะเป็นเอาต์พุตกล่าวคือ

$$2bV_1 V_2 \cos w_1 t \cos w_2 t = bV_1 V_2 [\cos(w_1 - w_2)t + \cos(w_1 + w_2)t]$$

ซึ่งจะได้ขนาดของความถี่ของผลบวกและผลต่างมีค่าเป็นผลคูณ $V_1 V_2$ ของขนาดของสัญญาณอินพุต

ในมิกเซอร์ของเครื่องรับ จะใช้เพียงความถี่ของผลต่าง ส่วนความถี่เดิม harmonic ของความถี่เดิมแต่ละความถี่ และผลบวกของความถี่อินพุต จะถูกรองทิ้งไป การวิเคราะห์สเปกตรัมของเอาต์พุตมิกเซอร์โดยการใช้ FOURIER TRANSFORM THEORY ให้ TIME FN. $f(t)$ และ TRANSFORM $G(f)$ ใน FREQUENCY DOMAIN

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{+j2\pi f t} df \quad (7)$$

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (8)$$

ให้ $G_0(t)$, $G_1(t)$ และ $G_2(t)$ เป็น FOURIER TRANSFORM ของ $f_0(t)$, $f_1(t)$, $f_2(t)$ และกำหนดให้

$$f_0(t) = f_1(t) * f_2(t) \quad (9)$$

ใช้ CONVOLUTION THEOREM

$$G_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\lambda) * G_2(f - \lambda) d\lambda \quad (10)$$

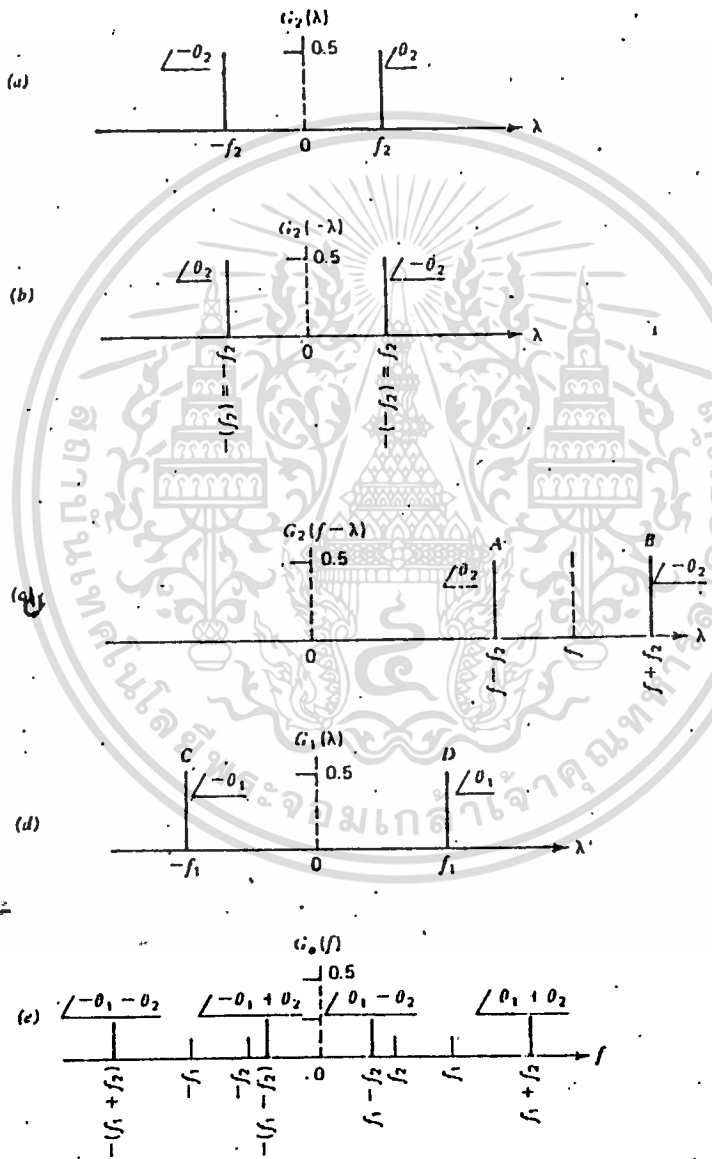
เมื่อ λ คือ DUMMY FREQUENCY VARIABLE

กำหนดให้ $f_1(t) = \cos(w_1 t + \theta_1)$

$$f_2(t) = \cos(w_2 t + \theta_2)$$

โดยการใช้ TRIGONOMETRIC

$$\begin{aligned} f_0(t) &= f_1(t) * f_2(t) \\ &= 1/2 \{ \cos[(w_1 + w_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] \\ &\quad + \cos[(w_1 + w_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \} \end{aligned} \quad (11)$$



รูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 2.8 SPECTRUM ของ $G_2(\lambda)$ FOURIER TRANSFORM ของ $f_2(t)$ แสดงดังรูป 2.8a แสดง IMPULSE FUNCTION ที่ $+f_2$ IMPULSE จะมีความกว้าง=0.5 และมุมเฟส (PHASE ANGLE) แสดงดังโคออร์ดิเนต พิจารณาองค์ประกอบของ $G_2(-\lambda)$ แสดงดังรูป 2.8b องค์ประกอบของ $G_2(\lambda)$ จะอยู่ที่ด้านตรงกันข้ามของจุดศูนย์ นั้นหมายความว่า แต่ละส่วนประกอบจะปรากฏที่ด้านลบของ ORIGINAL FREQUENCY ของมันเอง สเปกตรัมของ $G_2(f-\lambda)$ แสดงดังรูปที่ 2.8c ซึ่งถูกสร้างมาจากสเปกตรัม $G_2(-\lambda)$ ผลคูณของสเปกตรัมของ $G_2(f-\lambda)$ กับ $G_1(\lambda)$ (รูปที่ 2.8d) จะได้สเปกตรัมของ $G_0(f)$ ตามสมการ (10)

ตอนนี้ลองลดความถี่ตามเส้นรูป 2.8c ไปทางซ้ายจนกระทั่งเส้น A เท่ากับเส้น D ของสเปกตรัม $G_1(\lambda)$ อินทิเกรตตลอดแกน λ จะได้ค่าของ $G_0(\lambda)$ นั่นคือมันเป็นผลของ 2 IMPULSE FUNCTION A และ D ค่าของความถี่ที่เกิดขึ้น $f=f_1+f_2$ และผลของค่า G_0 คือ 0.25 PHASE $\theta_1 + \theta_2$ เส้นอื่นๆของ G_0 ก็สามารถพิจารณาได้ในทำนองเดียวกัน ซึ่งผลแสดงดังตาราง 2.2

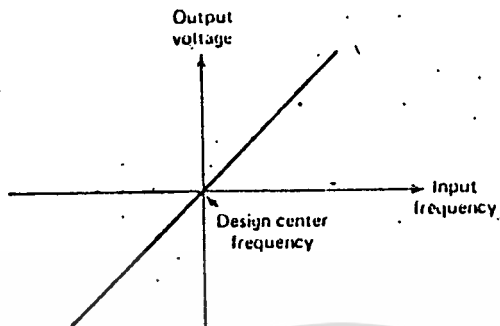
Lines That Coincide	Value of f	Weight	Phase
A-D	$f_1 + f_2$	$0.5 \times 0.5 = 0.25$	$\theta_1 + \theta_2$
B-D	$f_1 - f_2$	0.25	$\theta_1 - \theta_2$
A-C	$-f_1 + f_2$	0.25	$-\theta_1 + \theta_2$
B-C	$-f_1 - f_2$	0.25	$-\theta_1 - \theta_2$

ตาราง 2.2

2.4 ดีเทคเตอร์ (DETECTOR)

ลักษณะของ FM. DETECTOR

เอฟเอ็มดีเทคเตอร์ เป็นวงจรที่ซึ่ง แรงดันเอาต์พุตจะแปรโดยตรงกับความแตกต่างระหว่าง ความถี่อ้างอิงกับความถี่สัญญาณอินพุต ดีเทคเตอร์ จะถูกปรับเพื่อให้เอาต์พุตมีขนาดเท่ากัน TRANSFER CHARACTERISTIC ของเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ในทางอุดมคติ แสดงดังรูปที่ 2.9 ลักษณะของดีเทคเตอร์ในทางปฏิบัติ จะมีความถี่และแรงดันที่จำกัด และจะไม่เป็นลิเนียร์อย่างสมบูรณ์



รูปที่ 2.9

ANALYSIS OF A GENERALIZED FM. DETECTOR



รูปที่ 2.10

จากรูปที่ 2.10 เป็นบล็อกไดอะแกรมของเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ ค่า FREQUENCY TO AMPLITUDE ของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $H(j\omega)$ สามารถหาได้จาก

$$H(j\omega) = j\delta\omega = V_2(j\omega)/V_1(j\omega) \quad (1)$$

δ เป็นค่าคงที่

$$v_2(t) = \delta dv_1(t)/dt \quad (2)$$

ถ้าสัญญาณมีขนาดคงที่ A ความถี่คลื่นพาหะ ω_0 การเปลี่ยนแปลง PHASE ANGLE $\theta(t)$ ดังนั้น

$$v_1(t) = A \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (3)$$

$$v_2(t) = -\delta A [\omega_0 + d\theta/dt] \sin[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (4)$$

ENVELOPE DETECTOR OUTPUT ก็คือ

$$v_3(t) = \delta A \omega_0 + \delta A d\theta/dt \quad (5)$$

เทอมแรกของสมการ (5) ก็คือ DC. COMPONENT ที่ซึ่งจะถูกกรองออกจากเทอมที่ 2 ที่จุดเหนือกว่า ความถี่ของการมอดูเลชั่นสูงสุด ในสัญญาณเอฟเอ็มกับ MOD. VOLTAGE $v_3(t)$ และ MOD. INDEX m

เอกรงค์ของสัญญาณที่นำเข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta(t) = m_f \int v_m(t) dt \quad (6)$$

ALTERNATE COMPONENT ของ $v_m(t)$ มีค่าเท่ากับ $6Am_f v_m(t)$ ดังนั้นจะได้ MOD. WAVE FORM $v_m(t)$ กลับคืนมา

COINCIDENCE OR QUADRATURE DETECTOR

QUADRATURE DETECTOR เป็นวงจรที่ซึ่ง

1. แบ่งสัญญาณไอเอฟออกเป็น 2 ส่วน
2. ให้ส่วนหนึ่งผ่านเข้าไปใน NETWORK ที่มีเฟส 90 องศา ออกไปรวมกับค่าเวลาคงที่ของการเบี่ยงเบนความถี่กลาง (CONSTANT TIME IF DEVIATION) จากความถี่กลาง

3. นำในส่วนที่เลื่อนและไม่ได้เลื่อนมาคูณกัน

4. เลือกส่วนของความถี่เสียงจาก สเปกตรัมของผลคูณ ซึ่งสามารถคำนวณได้ ให้ IF CENTER RADIAN FREQUENCY ω_0 และเฟสชิฟ $\Delta\theta$

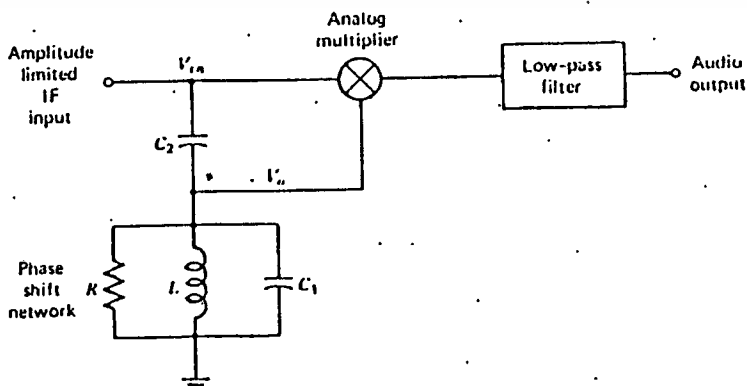
$$\Delta\theta = \pi/2 - K(\omega - \omega_0) = \pi/2 - K\Delta\omega \quad (1)$$

ให้อินพุตคือ $V_o \sin \omega t$

$$V_o \sin(\omega t + \pi/2 - K\Delta\omega) = V_o \cos(\omega t - K\Delta\omega) \quad (2)$$

คูณเข้าด้วยกันจะได้ $V_o^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t - K\Delta\omega)$ ซึ่งมีองค์ประกอบความถี่ต่ำคือ $-[V_o^2 \sin(K\Delta\omega)]/2$ สำหรับ $K\Delta\omega < 0.25$ จะได้ $\sin(K\Delta\omega)$ มีค่าประมาณ $K\Delta\omega$ เทอมนี้จะเป็นลิเนียร์ใน $\Delta\omega$ และจะให้ มอดูเลตติ้งเวฟฟอร์มออกมา

รูปที่ 2.11 เป็นฟังก์ชันบล็อก (FUNCTIONAL BLOCK) ของ QUADRATURE DETECTOR PARALLEL RLC CCT. รีโซแนนซ์ที่ ω_0 และเฟสชิฟ $\Delta\theta$ ระหว่าง V_o และ V_{in} กำหนดโดย



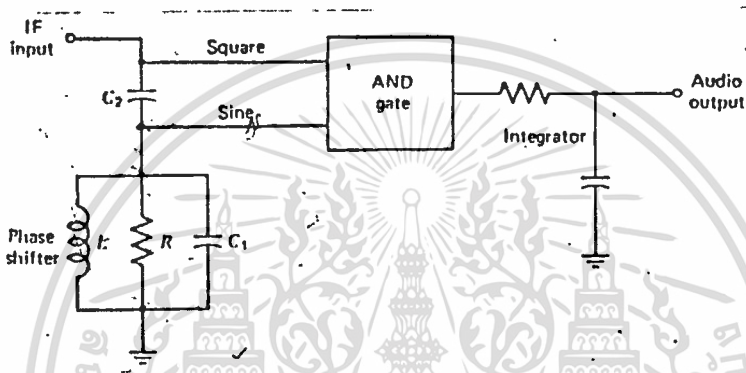
$$\Delta Q = \text{Arg}(V_o/V_{in}) = \pi/2 - \tan^{-1}(Q_o \delta) \quad (3)$$

Q_o คือ ค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์ที่ ω_o และ

$$\delta = \omega/\omega_o - \omega_o/\omega \quad (4)$$

สำหรับความถี่ที่เลื่อนไปเล็กน้อย ΔQ จะเป็นลิเนียร์กับความถี่ สำหรับวงจรที่ให้เสียงที่มีคุณภาพ

ในควอดร่าเจอร์ดีเทคเตอร์ จะมีส่วนของอนาล็อกมัลติพลายเออร์ ที่ถูกแทนด้วย AND GATE ซึ่งจะมีวงจรดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12

ซึ่งแอนด์เกตจะให้เอาท์พุท +5 โวลต์ ก็ต่อเมื่ออินพุททั้งสองเป็นบวก นั่นคือมีการทำงานดังนี้

Input-Output Relationships		
V_1	V_2	V_3
> 0	> 0	+5
< 0	> 0	0
> 0	< 0	0
< 0	< 0	0

รูปที่ 2.13

ก่อนเข้าภาคควอดร่าเจอร์ดีเทคเตอร์ สัญญาณไอเอฟจะถูกทำให้เป็น คลื่นสี่เหลี่ยม ด้วยวงจรลิมิตเตอร์ สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน

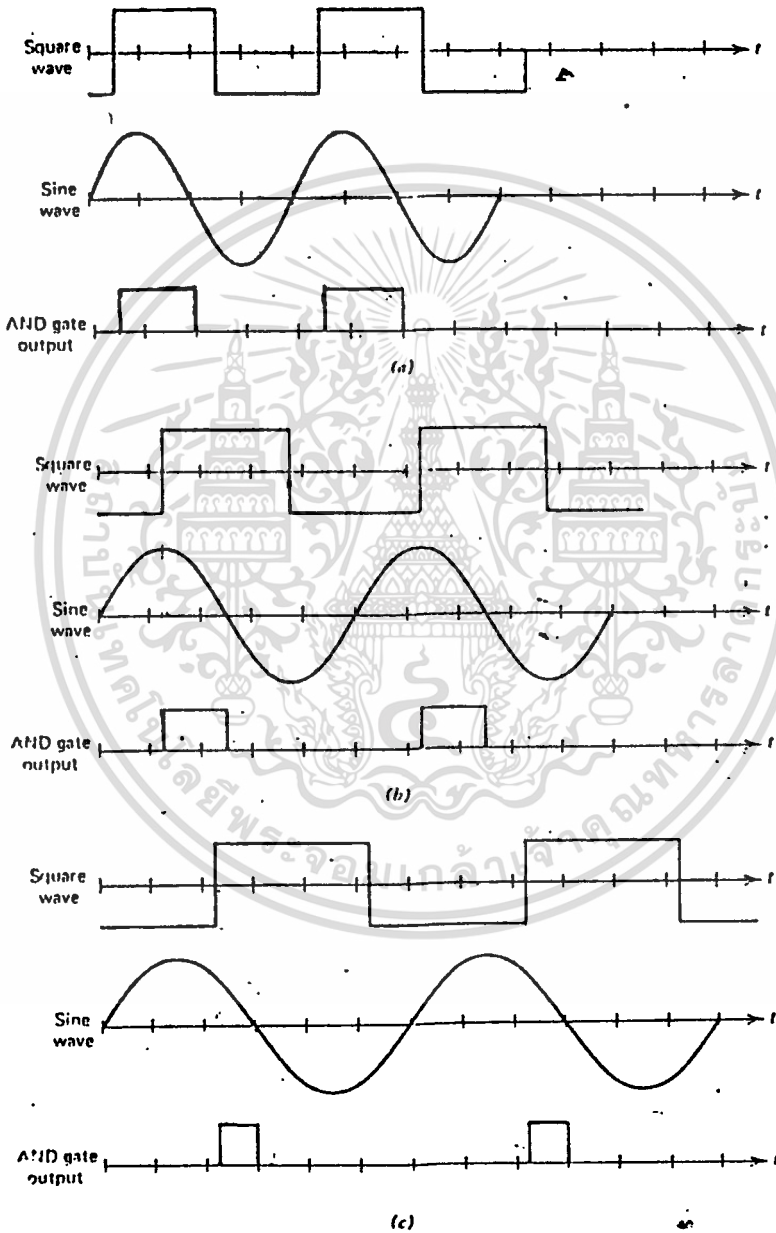
-ส่วนที่ 1 เข้าสู่อินพุทของแอนด์เกตโดยตรง

-ส่วนที่ 2 จะผ่านเข้าสู่วงจรเลื่อนเฟส (PHASE SHIFTER) ซึ่งเป็นวงจรรีโซแนนซ์ที่มีค่า Q สูง และมี f_o ที่ความถี่ไอเอฟ จึงทำให้ได้คลื่นไซน์ที่ความถี่ f_o ออกมา และนำไปเข้าที่อีกอินพุทหนึ่งของแอนด์เกต

เมื่อสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมและคลื่นสี่เหลี่ยมเป็นบวก เอาท์พุทของแอนด์เกต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งนั้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกท จะเป็น +5 โวลต์ และเมื่อสัญญาณอินพุตหนึ่งหรือทั้งสองอินพุตเป็นลบ เอาท์พุทก็จะเป็นศูนย์ ซึ่งจะได้รูปคลื่นที่ค่า w ต่างๆดังรูป 2.14

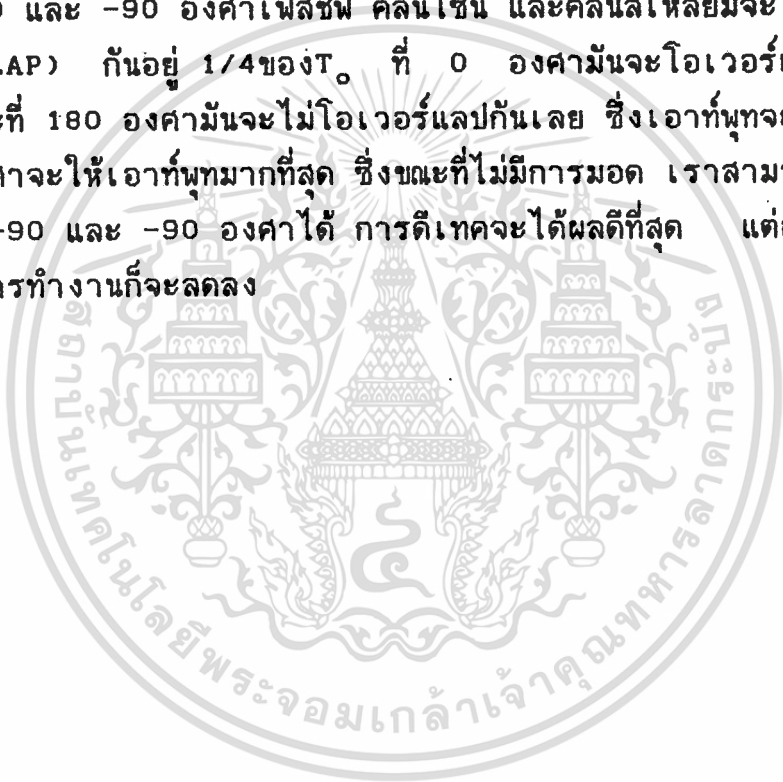


รูปที่ 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เอาท์พุทของแอนด์เกท เป็นขบวนของพัลส์ ซึ่งความกว้างจะขึ้นอยู่กับ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับ ผลต่างของเฟสระหว่างอินพุตไซน์ และคลื่นสี่เหลี่ยม เมื่ออินพุตทั้งสองอินเฟสกัน ความยาวของพัลส์เอาต์พุต จะเป็นครึ่งหนึ่งของ T_0 และเมื่อเฟสต่างกัน 180 องศา เอาต์พุตจะเป็น 0

ถ้าเรานำเอาต์พุตของแอนด์เกต ไปต่อกับ อินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR) เอาต์พุตโวลต์เตจก็จะได้เป็นค่าเฉลี่ย ที่เป็นส่วนของขบวนพัลส์ ซึ่งจะเปลี่ยนไปตามความถี่ อินพุต ดังนั้นเราจะได้อาต์พุตที่ถูกติมอดออกมา ถ้าเฟสชิฟเมื่อไม่มีการมอด ไม่เป็น +90 หรือ -90 องศา ดีเทคเตอร์นี้ก็จะไม่เป็น ควอดดราเจอร์ดีเทคเตอร์ที่แท้จริง แต่ก็ยังคงทำการติมอดสัญญาณที่ +90 และ -90 องศาเฟสชิฟ คลื่นไซน์ และคลื่นสี่เหลี่ยมจะ โอเวอร์แลป (OVERLAP) กันอยู่ $1/4$ ของ T_0 ที่ 0 องศา มันจะโอเวอร์แลปกันอยู่ $1/2 T_0$ และที่ 180 องศา มันจะไม่โอเวอร์แลปกันเลย ซึ่งเอาต์พุตจะเป็น 0 และที่ 0 องศาจะให้เอาต์พุตมากที่สุด ซึ่งขณะที่ไม่มีการมอด เราสามารถตั้งเฟสชิฟให้เป็น +90 และ -90 องศาได้ การดีเทคจะได้ผลดีที่สุด แต่ถ้าตั้งไว้ที่จุดอื่น ช่วงการทำงานก็จะลดลง



บทที่ 3

การสร้างและการคำนวณ

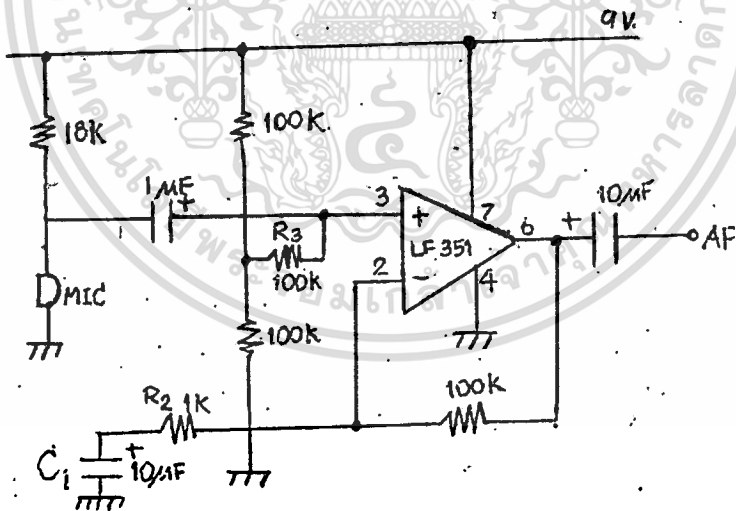
ในโครงการ WIRELESS MICROPHONE FM MODULATION 27 MHz แบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วน คือวงจรภาคส่งกับวงจรภาครับ ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 วงจรภาคส่ง

วงจรภาคส่งนี้ประกอบด้วย วงจรในส่วนต่างๆ เช่น วงจรขยายสัญญาณเสียง วงจรออสซิลเลเตอร์และมอดูเลเตอร์ และวงจรขยายสัญญาณวิทยุ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1.1 วงจรขยายสัญญาณเสียง (SPEECH AMP)

สัญญาณที่ออกจากไมโครโฟน มีความแรงไม่เพียงพอที่จะทำการ มอดูเลชั่น จึงต้องมีการขยายสัญญาณนั้นเสียก่อน ในวงจรใช้ ออปแอมป์ LF351 ต่อในแบบ SINGLE SUPPLY ซึ่งออกแบบอัตราขยายไว้ 40 เดซิเบล วงจรแสดงดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 3.1

ซึ่งค่าต่างๆมีดังนี้

$$A_v = 1 + R_1/R_2 = 1 + 100K/1K = 101$$

$$f_1 = 1/2\pi R_2 C_1 = 1/2\pi (1K)(10MF) = 16 \text{ Hz}$$

$$Z_{in} = R_2 = 100 \text{ กิโลโห์ม}$$

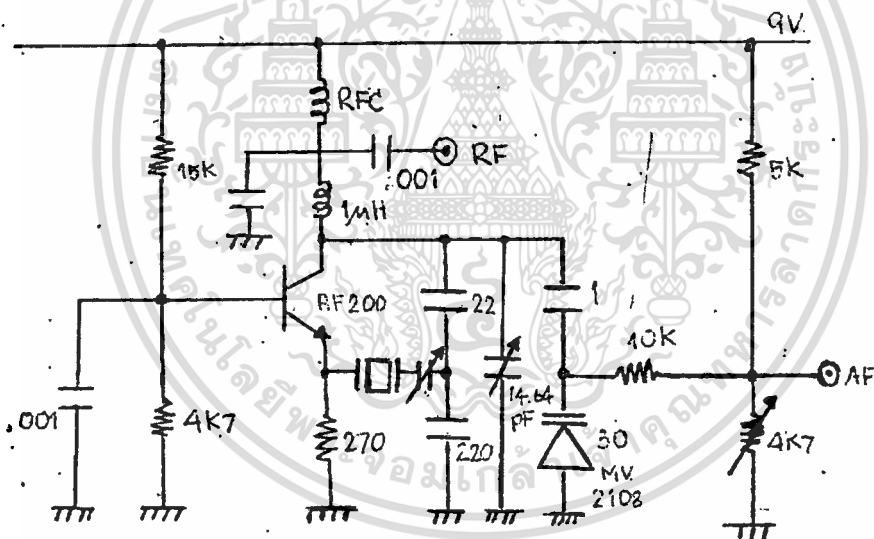
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานับ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เนื่องจากภาคนี้ใช้ออปแอมป์ ดังนั้นที่ความถี่สูง อัตราขยายก็จะเริ่มไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตก เป็นผลเนื่องจาก GAIN BANDWIDTH PRODUCT

3.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรมอดูเลเตอร์

เป็นภาคที่ผลิตความถี่สัญญาณคลื่นพาหะ 27.125 MHz ซึ่งต้องใช้คริสตัลลออสซิลเลเตอร์เป็นตัวควบคุมความถี่ให้คงที่ โดยต่อในแบบ THIRD OVERTONE COMMON BASE แบบ SERIES MODE

ในส่วนของการมอดูเลต จะทำการมอดูเลตในแบบ DIRECT FM MODULATION โดยความแรงของสัญญาณ จะเป็นตัวควบคุมความถี่คลื่นพาหะ ซึ่งใช้วารีแคป (VARICAP) ต่อ REVERSE BIAS เมื่อมีสัญญาณเข้ามาจะทำให้ ค่าคาปาซิแตนซ์เกิดการเปลี่ยนแปลง เป็นผลทำให้ความถี่ออสซิลเลต เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยมีความถี่เบี่ยงเบนได้สูงสุดประมาณ 3 KHz โดยวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.2



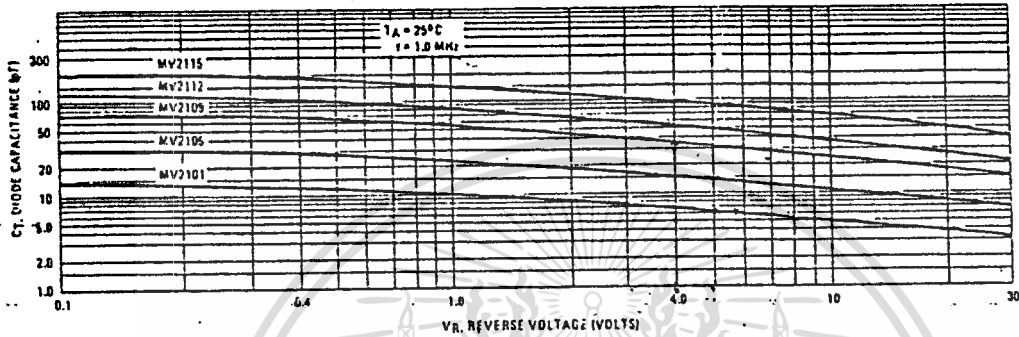
รูปที่ 3.2

และลักษณะการทำงานของวารีแคปแสดงดังรูปที่ 3.3

MV2101 thru MV2115

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 - DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE



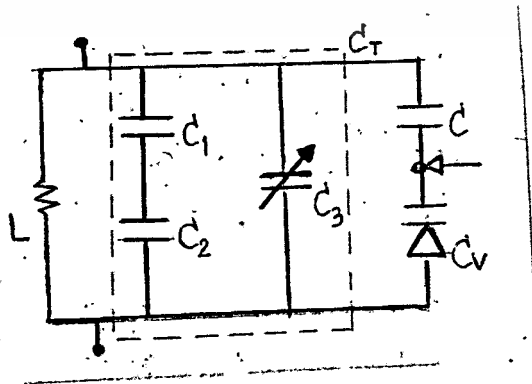
รูปที่ 3.3

ในโครงงานนี้ใช้คริสตอลคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ความถี่ที่ออสซิลเลต สามารถเปลี่ยนแปลงได้ 100 ppm. ดังนั้นความถี่ 26.670 MHz จะเบี่ยงเบนได้ประมาณ 1.5 KHz (Δf_{max})

PERCENT MODULATE คือ อัตราส่วนระหว่าง ความถี่ที่เบี่ยงเบนจากความถี่กลาง (เนื่องมาจากความแรงของสัญญาณเสียง) ต่อความถี่ที่สามารถเบี่ยงเบนได้สูงสุด

$$\%MOD = (\Delta f_{\text{mod}} / \Delta f_{max}) * 100 \quad (1)$$

ในวงจรภาคนี้เราจะใช้เปอร์เซ็นต์มอดูเลต = 60% ซึ่งหมายความว่า $\Delta f_{\text{mod}} = +0.9$ หรือ -0.9 KHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับใช้สำหรับ และใช้สำหรับ $f_{\text{mod}} = 1/2\pi(LC)^{1/2}$ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = 1 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_1 = 22 \text{ pF}$$

$$C_2 = 220 \text{ pF}$$

$$C_3 = 14.64 \text{ pF} \text{ จะได้ } C_T = 34.64 \text{ pF}$$

$$C_4 = 1 \text{ pF}$$

$$f_c = 26.670 \text{ MHz}$$

$$f_c = 1 / \{ L [C_T + (C_4 C_V / [C_4 + C_V])] \} \quad (2)$$

เมื่อแทนค่าแล้วจะได้ $C_V = 34.49 \text{ pF}$ ซึ่งค่า C ที่ได้นี้หมายความว่า ในขณะที่ยังไม่มีสัญญาณ RF เข้ามามอด เราไปอัสค่า C ไว้ตามนี้โดยดูจากกราฟซึ่งเราใช้ MV2108 จากกราฟเราจะได้ค่า REVERSE BISE VARICAP) 4 โวลต์ (รูปที่ 3.2)

เมื่อมีการมอดเกิดขึ้น ความถี่คลื่นพาหะจะเปลี่ยนแปลง โดยมีค่าเท่ากับ $26.670 \text{ MHz} + 0.9 \text{ KHz}$ และ $26.670 \text{ MHz} - 0.9 \text{ KHz}$

จากสมการที่ (2) เราจะได้

$$26.670 \text{ MHz} + 0.9 \text{ KHz} = 1 / 2\pi \{ L [C_T + (C_4 C_V / [C_4 + C_V])] \}$$

$$C_V = 31.71 \text{ pF}$$

และ $26.670 \text{ MHz} - 0.9 \text{ KHz} = 1 / 2\pi \{ L [C_T + (C_4 C_V / [C_4 + C_V])] \}$

$$C_V = 37.80 \text{ pF}$$

จากค่า C_V ที่ได้ จะได้ $\Delta C_V = 6.09 \text{ pF}$

3.1.3 RF POWER AMP

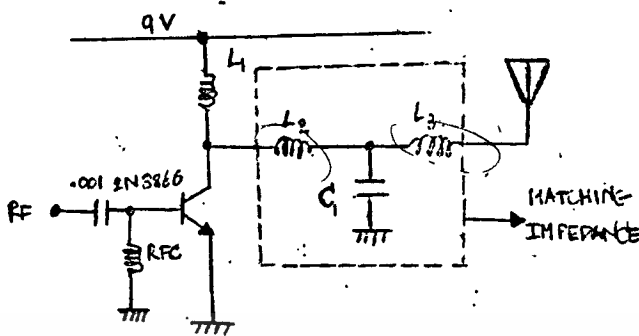
สัญญาณที่มอดูเลตได้ ก่อนส่งออกอากาศ จะต้องทำให้มีกำลังแรงมากพอ โดยใช้ RF POWER AMP ต่อแบบคราสซี เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งในโครงงานนี้ จะใช้กำลัง 100 มิลลิวัตต์ก็เพียงพอแล้ว

ในการออกแบบค่าต่างๆ จะต้องรู้กำลังวัตต์ และชันพลายโวลต์เตจ จึงจะหาค่า COLLECTOR LOAD RESISTANCE ได้จากสูตร

$$R_L = (V_{cc})^2 / 2P \quad (1)$$

$$= (9)^2 / 2(100 \text{ mw}) = 405 \text{ โอห์ม}$$

วงจร RF POWER AMP มีลักษณะดังรูปที่ 3.4



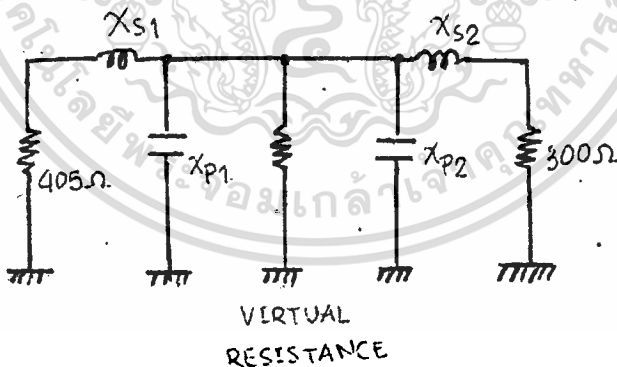
รูปที่ 3.4

L_1 ทำหน้าที่ STORE ENERGY โดยคำนวณจากสูตร $L_1 = 1/(2\pi f)^2 C$ โดย C มีค่าประมาณ 2 เท่าของ $C_{0.5}$

$$L_1 = 1/[2\pi(26.670\text{MHz})]^2 [2 \times 3\text{pF}]$$

$$= 5.7 \text{ nH}$$

การทำที่ 405 โอห์มของโพลาริซีสเตนซ์ แมทชิงกับ 300 โอห์มของเสาอากาศ เราจะใช้ NETWORK T ออกแบบได้ดังนี้ โดย X_1 กับ X_2 ต้องต่างชนิดกัน กำหนดให้ X_1 เป็น L , X_2 เป็น C แสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5

$$Q = [R/R_{\text{smaller}} - 1]^{1/2} \quad (2)$$

เรากำหนดให้ $Q=4$ จะหา VIRTUAL RESISTANCE ได้โดย

$$4 = [R_{\text{virtual}}/300 - 1]^{1/2}$$

$$R_{\text{virtual}} = 5.1 \text{ K}$$

$$X_{s2} = QR_{\text{series}} \quad (3)$$

$$= 4 \times 300 = 1200 \text{ โอห์ม}$$

$$X_{p1} = R_p/Q \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 5.1K/4 = 1500 \text{ โอห์ม}$$

หาค่า X_{s1} , X_{s2} โดย $Q = [R/R_{series} - 1]^{1/2}$

$$Q = [5.1k/405 - 1]^{1/2} = 3.4$$

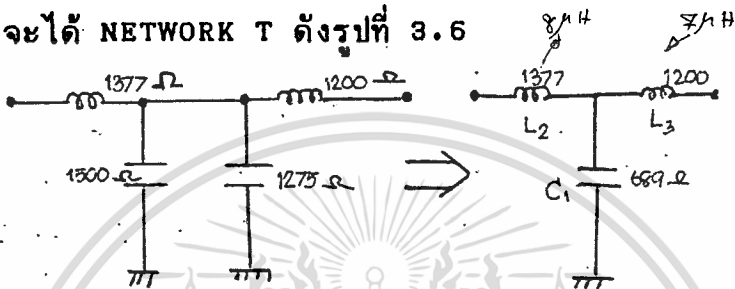
$$X_{s1} = QR_{series} \quad (5)$$

$$= 3.4 * 405 = 1377$$

$$X_{s2} = R_p/Q \quad (6)$$

$$= 5.1k/3.4 = 1500 \text{ โอห์ม}$$

เราจะได้ NETWORK T ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6

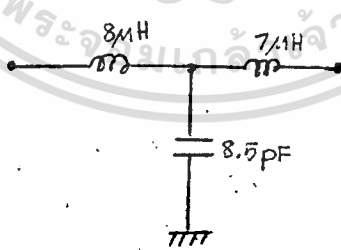
$$L = X/2\pi f$$

$$L_2 = 1377/2\pi(26.670 \text{ MHz}) = 8 \mu\text{H}$$

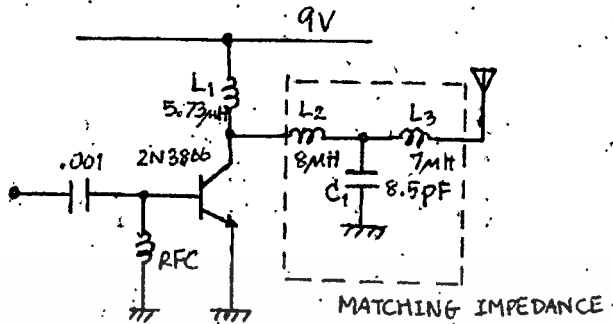
$$L_3 = 1200/2\pi(26.670 \text{ MHz}) = 7 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 1/2\pi fX = 1/2\pi(26.670 \text{ MHz})(689) = 8.5 \text{ pF}$$

ดังนั้น จะได้ NETWORK T ดังรูปที่ 3.7 และวงจร RF POWER AMP แสดงดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7

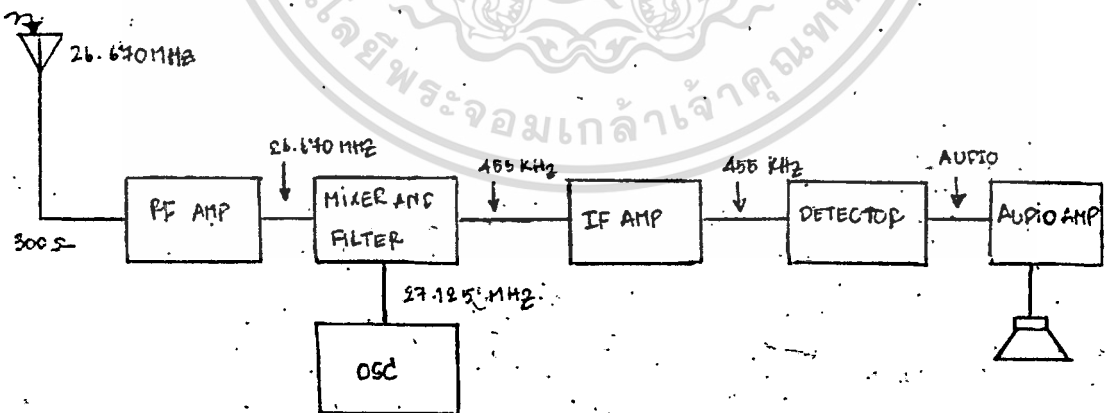


รูปที่ 3.8

3.2 วงจรภาครับ

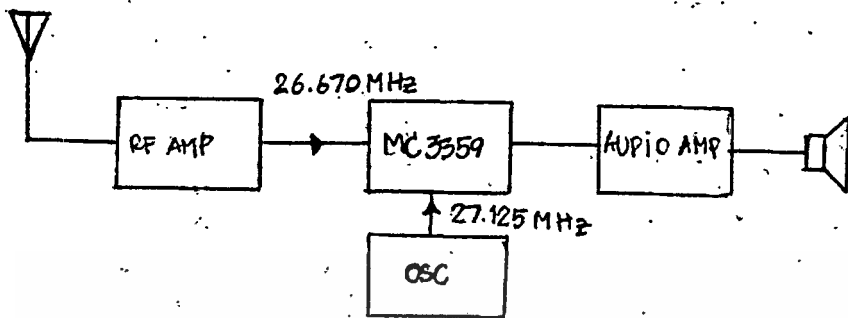
ภาครับเป็นเครื่องรับแบบเอฟเอ็ม โดยรับความถี่จากภาคส่ง ซึ่งส่งที่ความถี่ 26.670 MHz ทางเครื่องรับประกอบด้วยภาคต่างๆ คือ RF AMP , โลคัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะออสซิลเลตที่ความถี่ 27.125 MHz จากนั้นนำสัญญาณที่ออกจาก RF AMP และออสซิลเลเตอร์ไปเข้าที่ มิกเซอร์ ซึ่งจะได้ผลต่างของความถี่คือ 455 KHz จากนั้นก็จะนำไปเข้าดีเทคเตอร์ ซึ่งจะได้สัญญาณเสียงออกมา แล้วนำไปขยายด้วย AUDIO AMP ออกลำโพงต่อไป ดังรูปที่

3.9



รูปที่ 3.9

เราสามารถทำให้วงจรภาครับง่ายขึ้น โดยการนำไอซี MC3359 มาใช้ ซึ่งจะทำให้ได้รูปแบบของวงจรเป็นดังบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.10 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

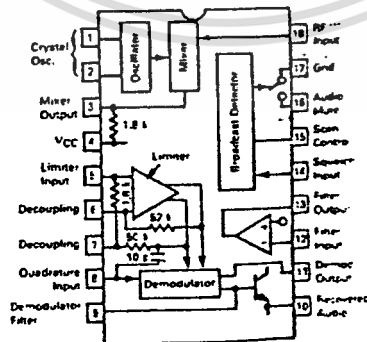


รูปที่ 3.10

3.2.1 MC3359 (HIGH GAIN LOW POWER FM IF)

ไอซีตัวนี้เป็นหัวใจสำคัญทางภาครับ ซึ่งภายในประกอบไปด้วยวงจร ออสซิลเลเตอร์ , มิกเซอร์ , ลิมิเตอร์ , แอมพลิฟายเออร์ , เอเอฟซี (AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL) , ควอดดราเจอร์ดีเทคเตอร์ , ออปแอมป์ , SQUELCH , สแกนคอนโทรล(SCAN CONTROL) , และโหมดสวิตช์ (MODE SWITCH) ดังรูปที่ 3.11

FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS AND FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



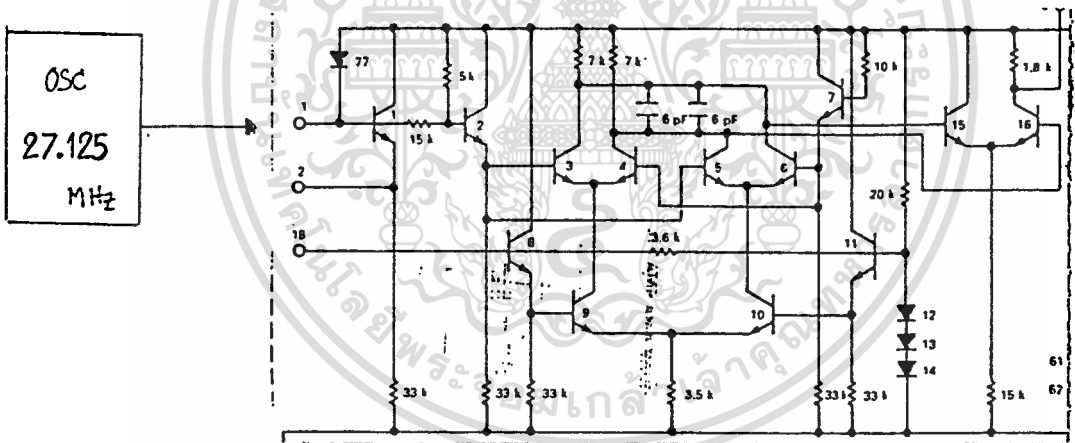
รูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์

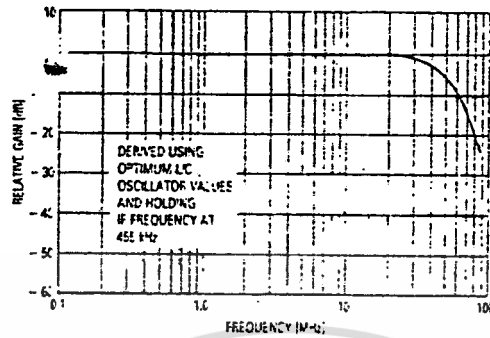
จากวงจรออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์ในไอซี การทำงานของออสซิลเลเตอร์ ออกมาเป็นแบบโหมคขนาน โดยการต่อคริสตอลและคาปาซิแตนซ์ภายนอกเพื่อกำหนดความถี่ แต่เนื่องจากการทำงานของออสซิลเลเตอร์ในโหมคขนาน จะให้เฉพาะความถี่พื้นฐานออกมา แต่ในที่นี้เราต้องการให้ออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 27.125 MHz ซึ่งคริสตอลที่มีอยู่จะเป็น โอเวอร์โทนที่ 3 ซึ่งเราจำเป็นต้องต่อออสซิลเลเตอร์ในโหมคอนุกรม

จากวงจรภายในไอซี ภาคออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์ พบว่าเราสามารถป้อนสัญญาณอินพุต โดยการสร้างออสซิลเลเตอร์ 27.125 MHz จากภายนอกป้อนเข้าไปยังขา 1 ซึ่งสัญญาณจะสามารถผ่านไปยังภาคมิกเซอร์ได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12

เมื่อพิจารณาจากกราฟมิกเซอร์เกน ในรูปที่ 3.13 เราพบว่ามิกเซอร์สามารถทำงานได้ที่ความถี่ 27 MHz โดยที่เกนจะลดลงเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 3.13

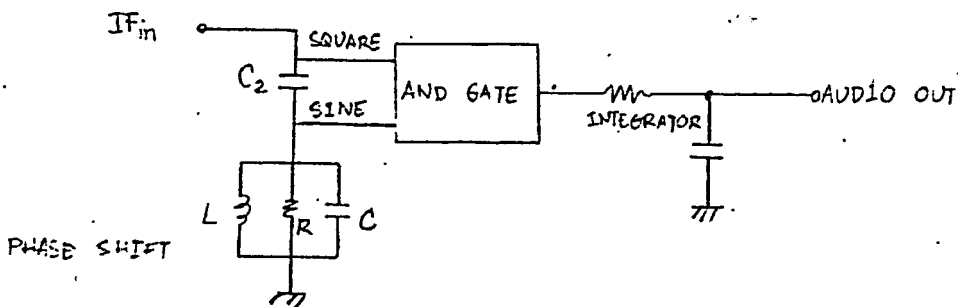
วงจรฟิลเตอร์

หลังจากผ่านวงจรมิกเซอร์แล้ว สัญญาณที่ได้ออกจากขา 3 (มิกเซอร์เอาต์พุต) จะต้องนำมาผ่านฟิลเตอร์เพื่อให้ได้เพียงความถี่ไอเอฟ 455 KHz เท่านั้น ที่จะนำไปเข้าภาคลิมิตติ้งไอเอฟแอมป์ ซึ่งในที่นี้เราเลือกใช้ เซรามิกฟิลเตอร์ (CERAMIC FILTER) 455 KHz ของ MURATA จากนั้นจึงนำไปเข้าภาคอินพุตของ ภาคลิมิตติ้งไอเอฟแอมป์ ที่ขา 5

ลิมิตติ้งไอเอฟแอมป์ ภาคลิมิตติ้งไอเอฟแอมป์ จะนำสัญญาณไอเอฟ 455 KHz ที่ได้ออกมาจากฟิลเตอร์ มาทำการขยายจนกระทั่งสัญญาณถูกขลิบ เพื่อทำเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าภาคควอดคราเจอร์ดีเทคเตอร์ ซึ่งจะต่อกันภายในกับภาคลิมิตติ้งไอเอฟแอมป์

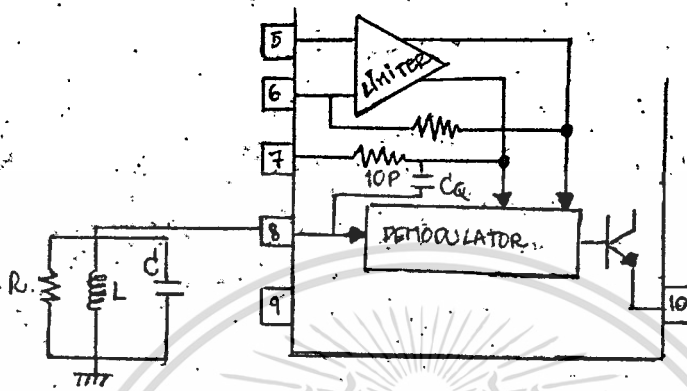
SOLID STATE QUADRATURE DETECTOR

ภาคดีเทคเตอร์ในโครงงานนี้ใช้การดีเทคแบบ ควอดคราเจอร์ดีเทคเตอร์ ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14

ซึ่งภายใน IC3359 จะมีวงจรตั้งแต่ C_u , AND GATE , และ IN EGRATOR อยู่ภายในส่วนข่องติมอดูเลเตอร์ เราเพียงแต่ต่อวงจรรีโซแนนซ์ R,L,C ภายนอกดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15

จากวงจรรีโซแนนซ์ R,L,C เราสามารถหาค่า รีโซแนนซ์เฟสชิฟ (RESONANCE PHASE SHIFT) ได้ดังนี้

$$\Gamma(s) = SRL / (S^2 LC + SCR + 1)$$

$$= (SR/C) / [S^2 + (SR/C) + (1/LC)]$$

$$\text{PHASE SHIFT} = \tan^{-1}(SR/C) - \tan^{-1}(S^2 + SR/C + 1/LC)$$

$$= 90 - \tan^{-1}\{[(1/LC) - (\omega_0^2)] / [\omega_0 R/C]\}$$

$$\text{FREQUENCY}(f) = 1/2\pi(LC)^{1/2}$$

ในที่นี้เราใช้ $R = 100K$ ขนานกับ $68K = 40.47k$

$$L = 1 \text{ mH}$$

$$C = 120 \text{ pF}$$

$$f_0 = 455 \text{ KHz}$$

$$\text{จาก } f = 1/2\pi(LC)^{1/2}$$

$$= 1/2\pi[(1\text{mH})(120\text{pF})]^{1/2} = 455 \text{ KHz} = f_0$$

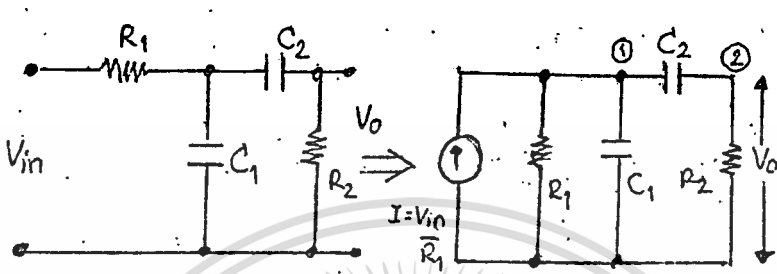
เมื่อแทนค่าทุกตัวลงในสมการ PHASE SHIFT จะได้เฟสชิฟมีค่าเท่ากับ $90-90=0$ องศา จะเห็นว่าที่ความถี่รีโซแนนซ์คือ 455 KHz พอดี เฟสชิฟจะเท่ากับ 0 เมื่อนำไปบวกกับเฟสชิฟที่เกิดจาก C_u จะได้ 90 องศา ซึ่งเป็นเฟสชิฟที่ $\omega = \omega_0$ (455 KHz) พอดี

วงจรกรองความถี่เสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า หรือทำกำไรได้ หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้จัดทำเอกสาร ผู้ใช้จะมีความผิดทางกฎหมาย

ต้องการป้อนออกมาด้วยดังนั้น เราจึงต้องใช้วงจรกรองความถี่เสียง มาทำการกรองสัญญาณเสียง เพื่อให้ได้สัญญาณในช่วงที่ต้องการ

ในที่นี้เราใช้วงจรกรองความถี่แบบแบนด์พาส (BANDPASS FILTER) ซึ่งออกแบบให้มีคัทออฟที่ความถี่ประมาณ 100 Hz และ 3.5 KHz สามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้



รูปที่ 3.16

จากรูปที่ 3.16

$$\text{NODE 1 ; } V_1 \left[\left(\frac{1}{R_1} \right) + (SC_1 + SC_2) \right] - V_0 SC_2 = V_{in}/R_1 \quad (1)$$

$$\text{NODE 2 ; } -V_1 SC_2 + V_0 \left[\left(\frac{1}{R_2} \right) + SC_2 \right] = 0 \quad (2)$$

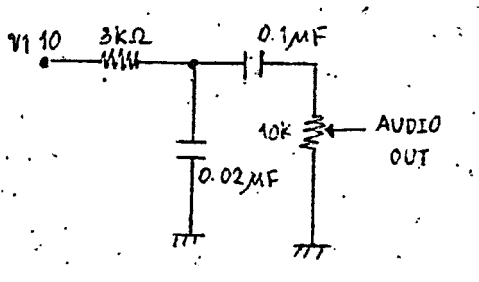
จาก (1) และ (2) เขียน NODAL MATRIX ได้คือ

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{1}{R_1} \right) + SC_1 + SC_2 & -SC_2 \\ -SC_2 & \left(\frac{1}{R_2} \right) + SC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{in}/R_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

จากกฎของเครมเมอร์ได้

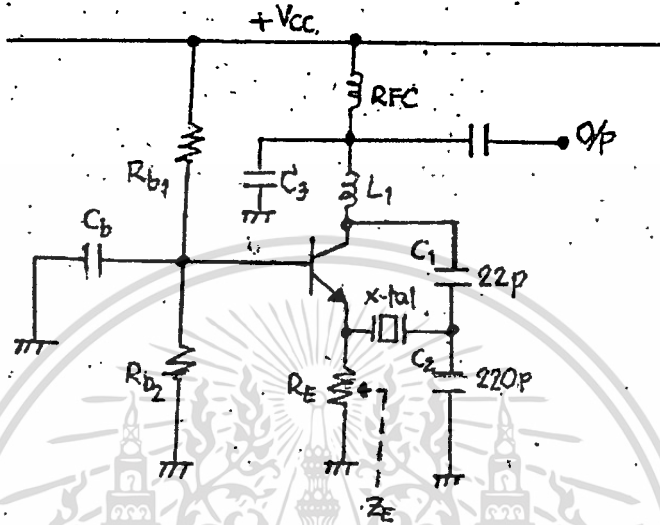
$$V_0/V_{in} = \{S/C_1 R_1\} / \{S^2 + [(1/R_1 C_1) + (1/R_2 C_2) + (1/R_2 C_1)] + 1/R_1 R_2 C_1 C_2\}$$

เราสามารถกำหนดค่าความถี่คัทออฟ และเลือกค่า R, C ที่เหมาะสมได้ ซึ่งกำหนดให้วงจรมีความถี่คัทออฟ 100 Hz และ 3.5 KHz จะได้ค่า $R_1 = 3 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$, $C_1 = 0.02 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ แสดงในวงจรในรูป

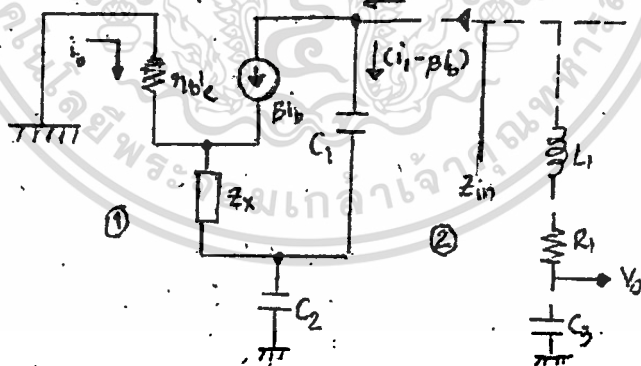


เอกสารนี้เป็นเอกสาร 3.2.2 วงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ เราใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำงานในโหมดอนุกรม และทำงานที่โอเวอร์โทนที่ 3 ซึ่งจะออสซิลเลตที่ความถี่ 27.125 MHz ดังแสดงในวงจรในรูปที่ 3.17 และวงจรเสมือนในรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.17



รูปที่ 3.18

$$\text{LOOP 1 ; } 0 = [r_{be} + X_{e2} + (\beta + 1)Z_x] + X_{e2} i_1 \quad (1)$$

$$\text{LOOP 2 ; } V_1 = (X_{e1} + X_{e2}) i_1 + X_{e2} - \beta X_{e1} i_2 \quad (2)$$

สมมติ $|X_{e2}| \ll [r_{be} + (\beta + 1)Z_x]$ จะได้

$$Z_{in} = (X_{e1} + X_{e2}) + \beta X_{e1} X_{e2} / [r_{be} + (\beta + 1)Z_x - (X_{e2})^2 / [r_{be} + (\beta + 1)Z_x]]$$

จาก $r_{be} = \beta r_e$, $r_e = 1/g_m$, $(\beta + 1)Z_x = Z_x$ และ $(X_{e2})^2 / [r_{be} + (\beta + 1)Z_x]$ มีค่าน้อยมาก รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 Z_{in} &= (X_{C1} + X_{C2}) + g_m X_{C1} X_{C2} / [1 + g_m Z_x] \\
 &= -g_m / \omega^2 C_1 C_2 (1 + g_m Z_x) + 1 / \{j\omega C_1 C_2 / (C_1 + C_2)\} \\
 &= -1 / [\omega^2 C_1 C_2 (Z_x + r_{\pi})] + 1 / \{j\omega C_1 C_2 / (C_1 + C_2)\}
 \end{aligned}$$

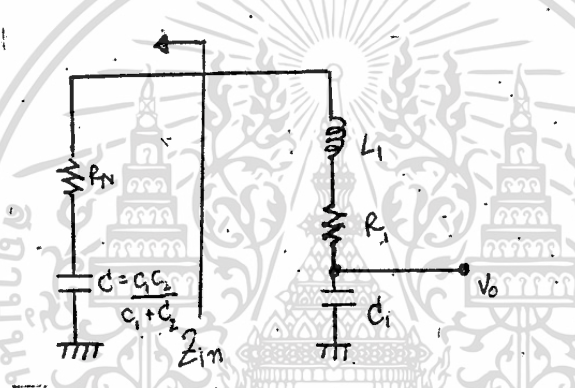
สมมติให้ X-tal มีค่า impedance เป็น

$$Z(x) = R_x + jX_x$$

X-tal ทำงานในช่วงโหมคอนุกรม เทอม $X_x = 0$

$$Z_{in} = -(r_{\pi} + R_x) / [\omega^2 C_1 C_2 (r_{\pi} + R_x)^2] - j / [\omega C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]$$

Z_{in} จะอยู่ในเทอม NEGATIVE RESISTANCE (R_N) กับเทอมของ C ในรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19

จุดที่มีการออสซิลเลตจะได้

$$X_{L1} + X_{C2} = X_C \quad [C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]$$

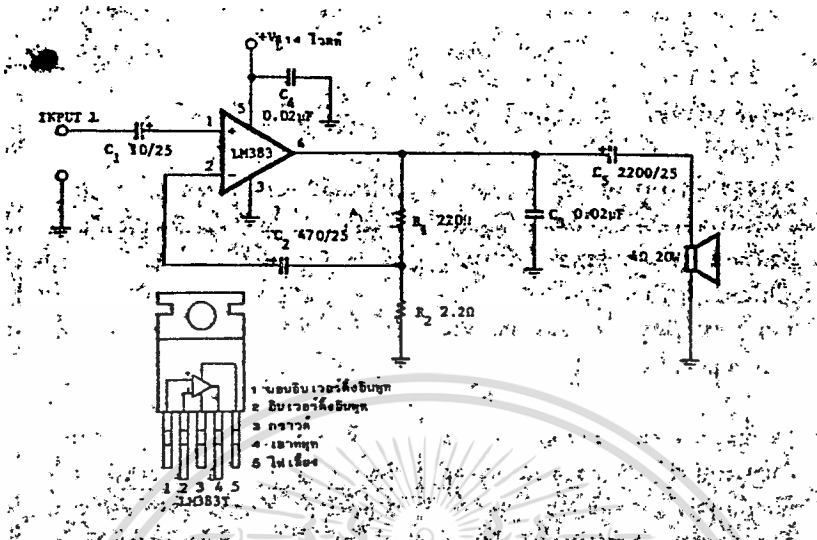
$$j(\omega L_1 - 1/\omega C_2) = -j/\omega C$$

$$\omega = \{[C_1 + C_2] / L_1 C_1 C_2\}^{1/2}$$

$$f = [1/2\pi][C_1 + C_2] / L_1 C_1 C_2\}^{1/2}$$

3.2.3 ภาคขยายสัญญาณเสียง (AUDIO AMP)

ภาคขยายสัญญาณเสียงใช้ ไอซีเบอร์ LM383 เป็นไอซีเพาเวอร์แอมป์ของ บริษัท เนชั่นแนลเซมิคอนดักเตอร์ ที่จงใจผลิตไอซีเบอร์นี้ มาสำหรับแอมป์ของวิทยุ เทปรถยนต์โดยเฉพาะเนื่องจาก ไอซีเบอร์นี้มีคุณภาพเสียงที่ดี ซึ่งวงจรใช้งานเป็นดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

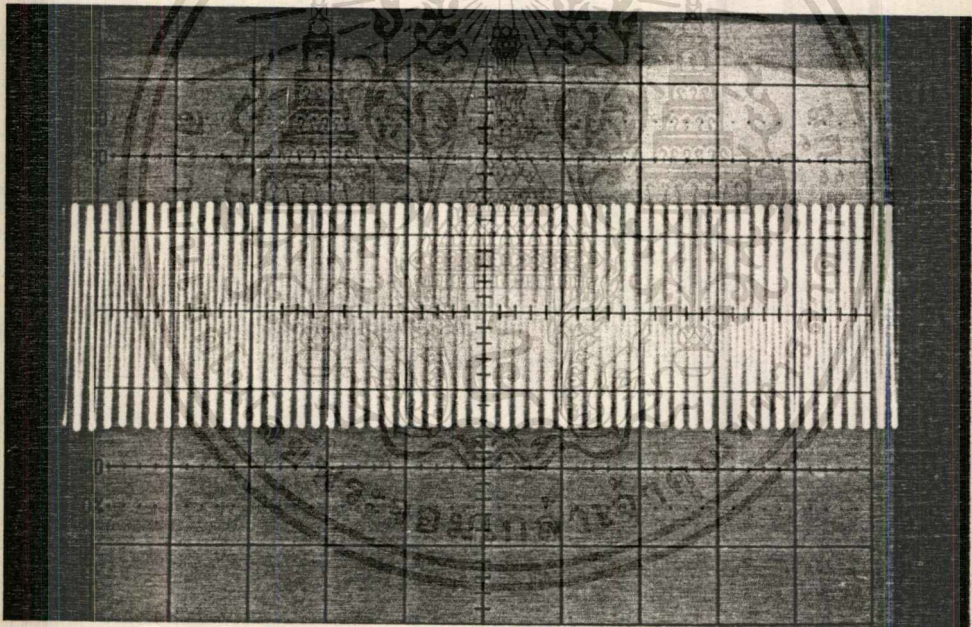
บทที่ 4

ผลการทดลอง

ภาครับ

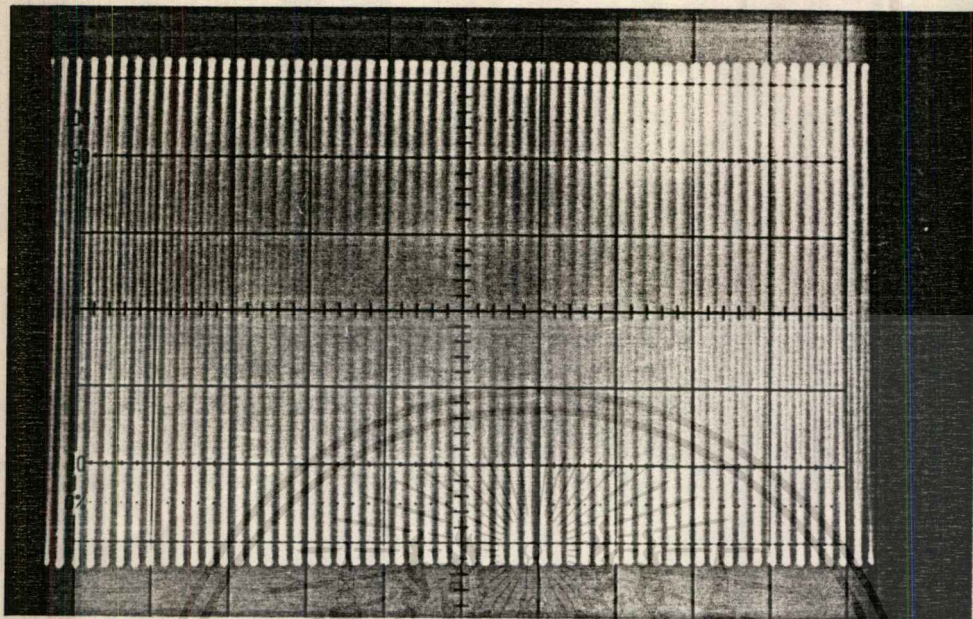
1. ในขั้นแรกทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณจาก RF SIGNAL GEN. ที่สามารถทำการ MOD. FM ได้เข้าที่ RF IN เมื่อทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆจะได้ผลดังนี้

A. สัญญาณก่อนผ่าน RF AMP. [26.67MHz]



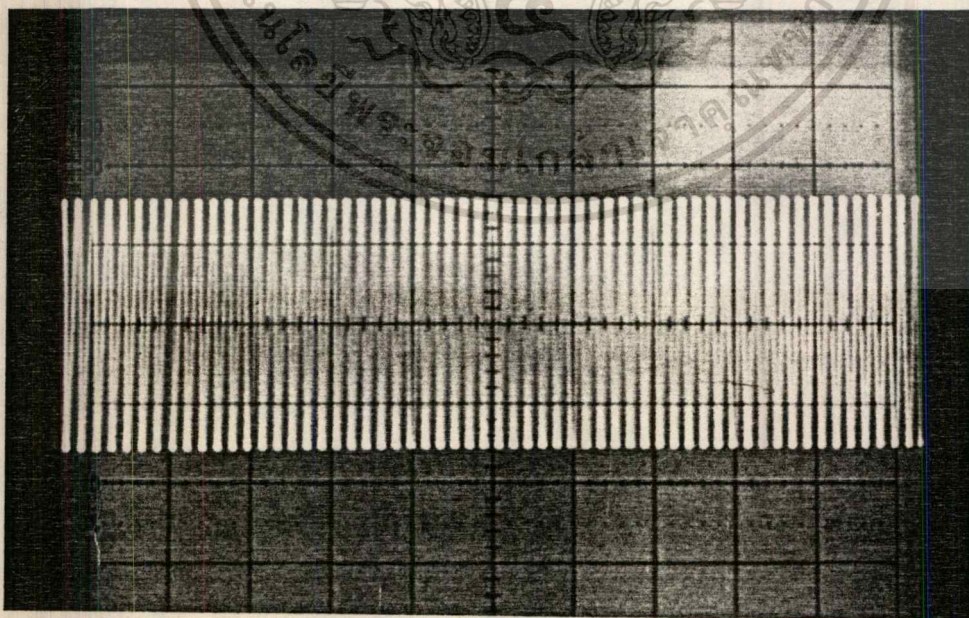
INPUT=-20dB, MOD=1KHz, TIMEBASE=0.2 μ S, V/div=10mV

B. สัญญาณหลังผ่าน RF AMP.



INPUT=-20dB, MOD=1KHz, TIMEBASE=0.2uS, V/div=10mv

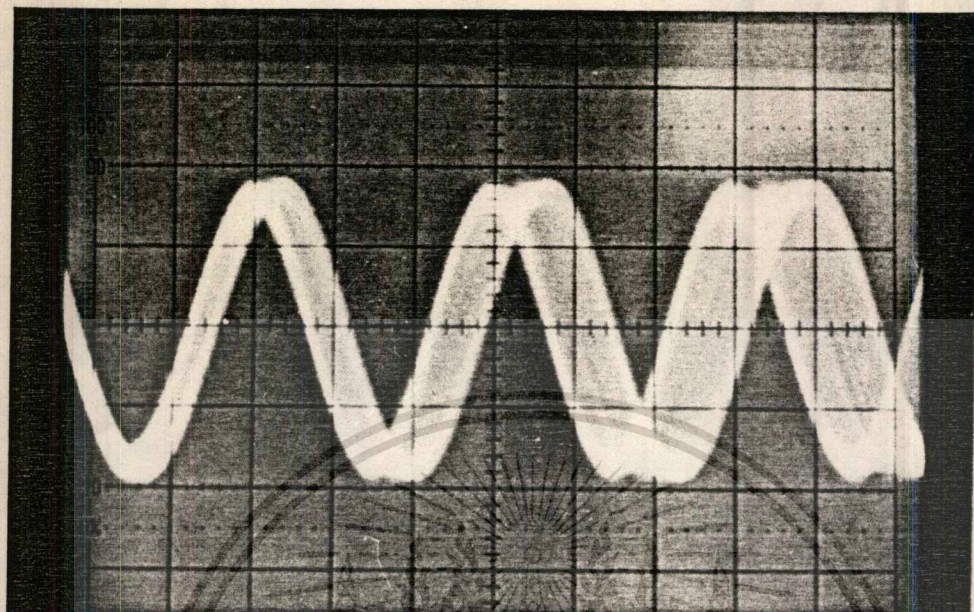
C. สัญญาณที่ได้จาก LOCAL OSC. [27.125MHz]



TIMEBASE=0.2uS, V/div=0.1V

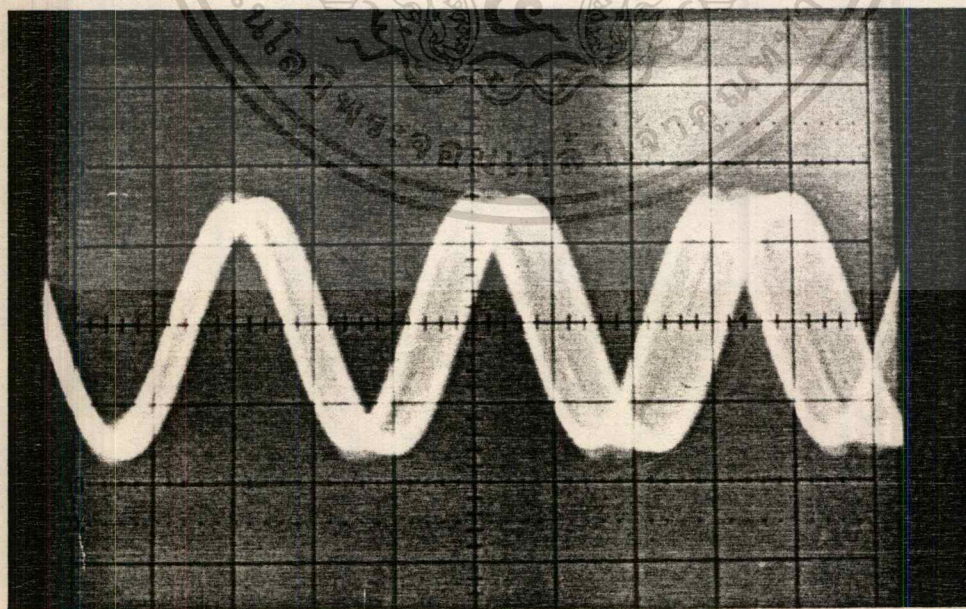
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D. สัญญาณหลังจากการ MIXED [455KHz]



INPUT=-50dB, MOD=1KHz, TIMEBASE=0.5 μ S, V/div=20mV

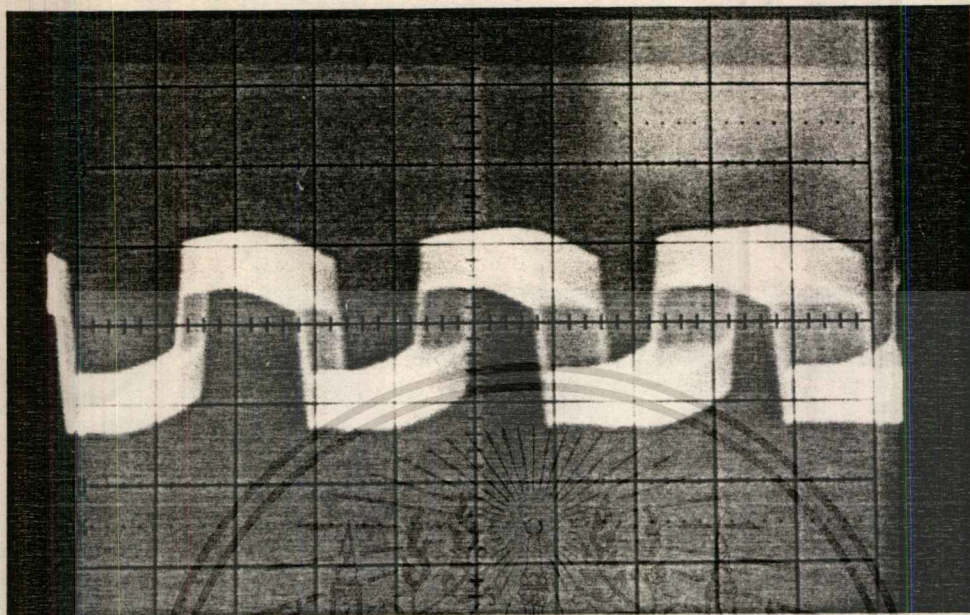
E. สัญญาณหลังจากผ่าน CERAMIC FILTER [455KHz]



INPUT=-50dB, MOD=1KHz, TIMEBASE=0.5 μ S, V/div=20mV

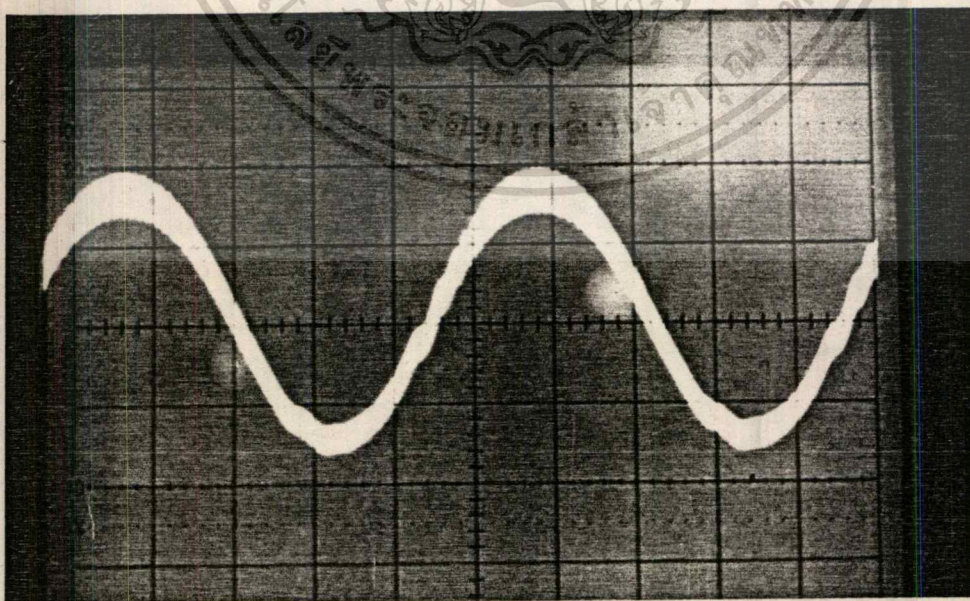
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F. สัญญาณที่วงจร PHASE SHIFTER ของ QUADRATURE DETECTOR



INPUT=-50dB, MOD=1KHz, TIMEBASE=0.5 μ S, V/div=10mV

๓. สัญญาณหลังจากผ่านการ DETECT แล้ว

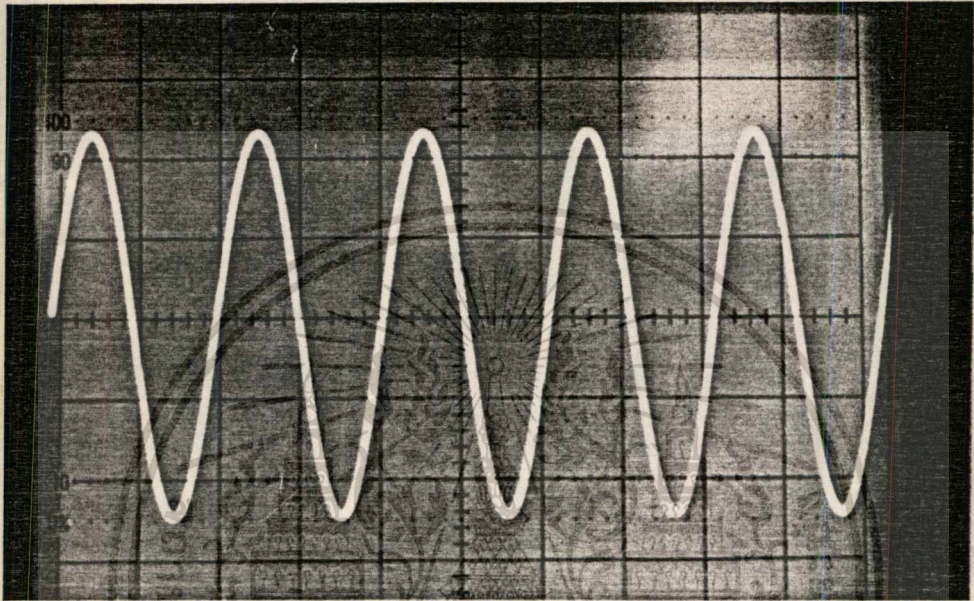


INPUT=-50dB, MOD=1KHz, TIMEBASE=0.2ms, V/div=50mV

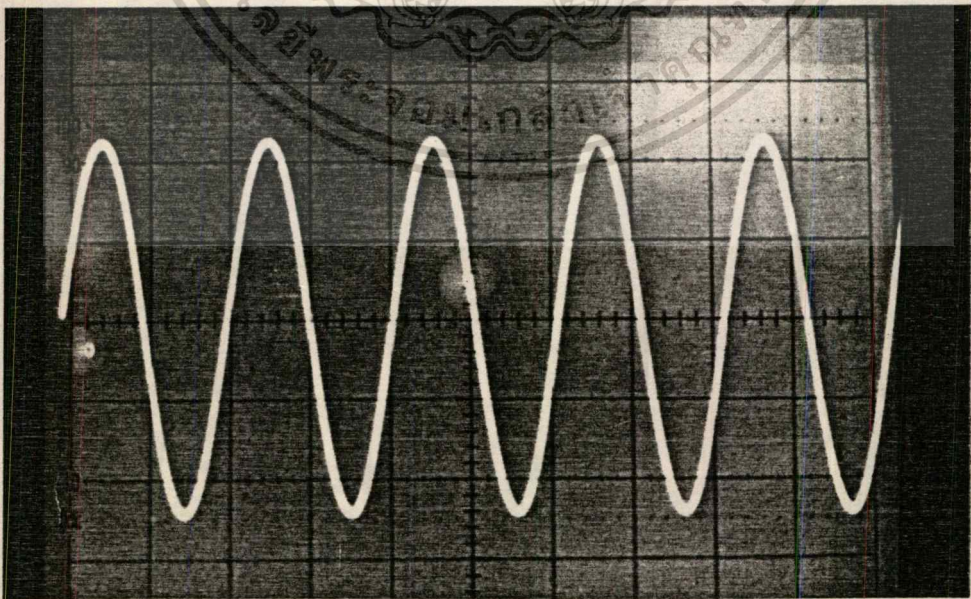
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H. สัญญาณที่ AUDIO OUTPUT หลังจากผ่าน FILTER ที่ความแรงสัญญาณค่าต่าง ๆ
 $MOD=1\text{KHz}$, $TIMEBASE=0.2\text{ms}$, $V/div=20\text{mV}$

INPUT=-60dB [0.3mV]

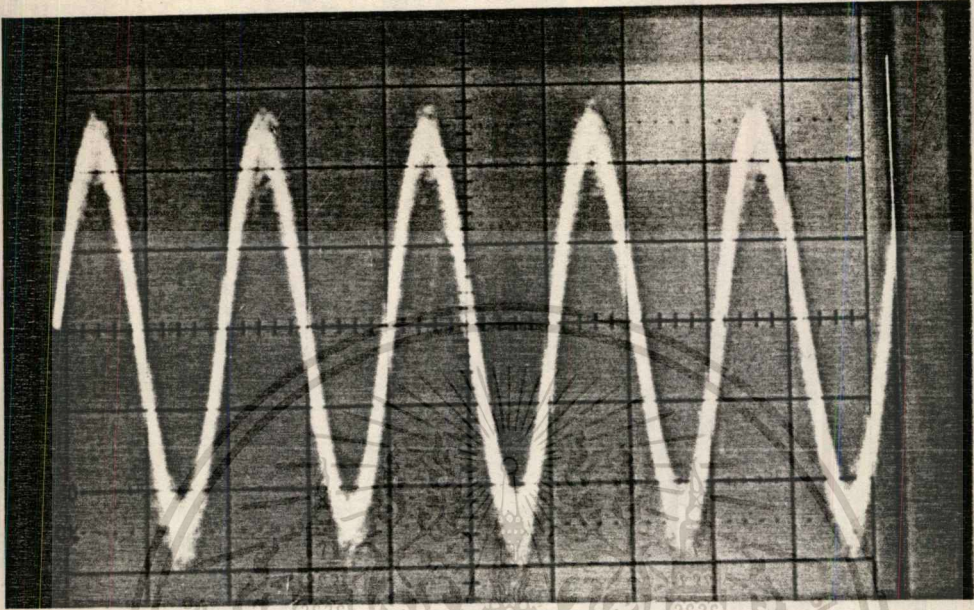


INPUT=-80dB [0.03mV]

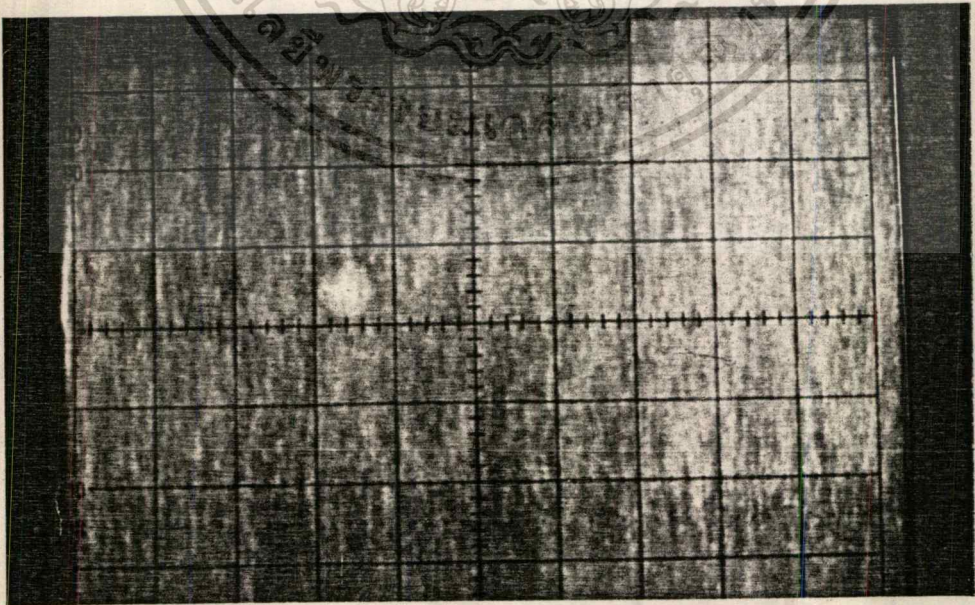


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INPUT=-90dB [0.01mV]



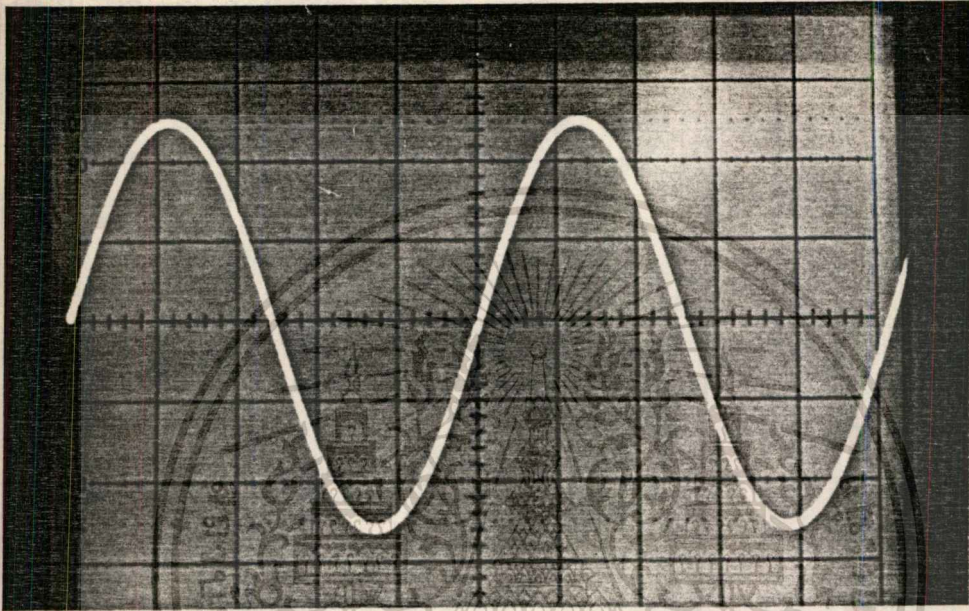
INPUT=-100dB [0.003mv]



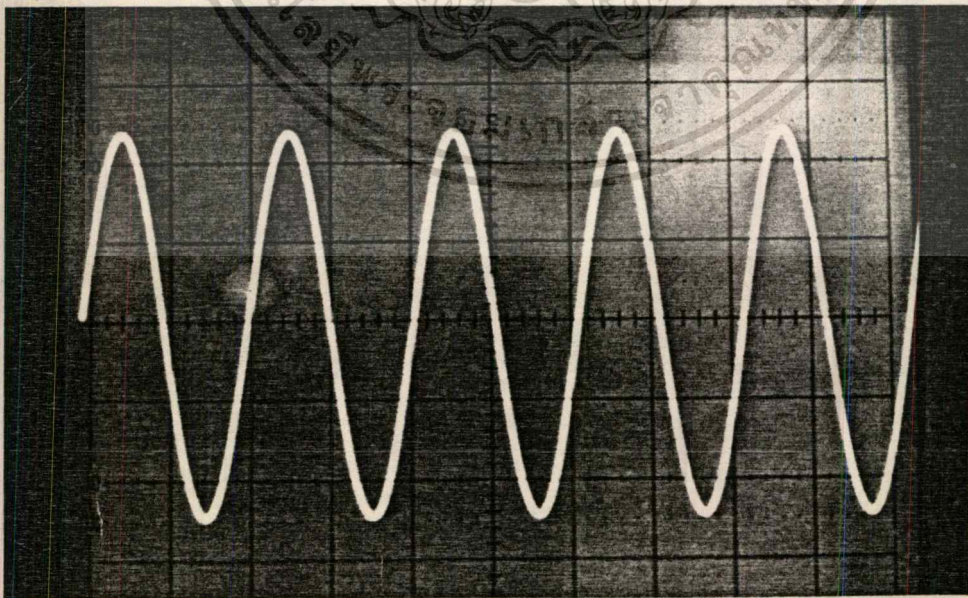
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ AUDIO OUTPUT เมื่อเปลี่ยนความถี่ที่ MOD
 INPUT=-50dB, TIMEBASE=0.2ms, V/div=20mV

MOD=400Hz

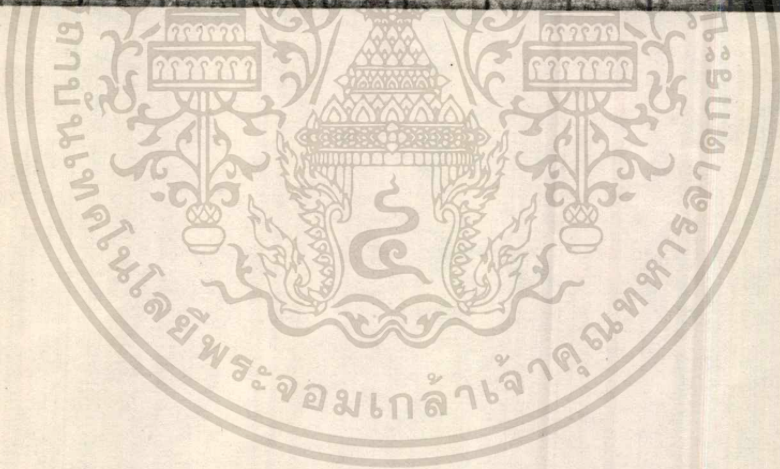
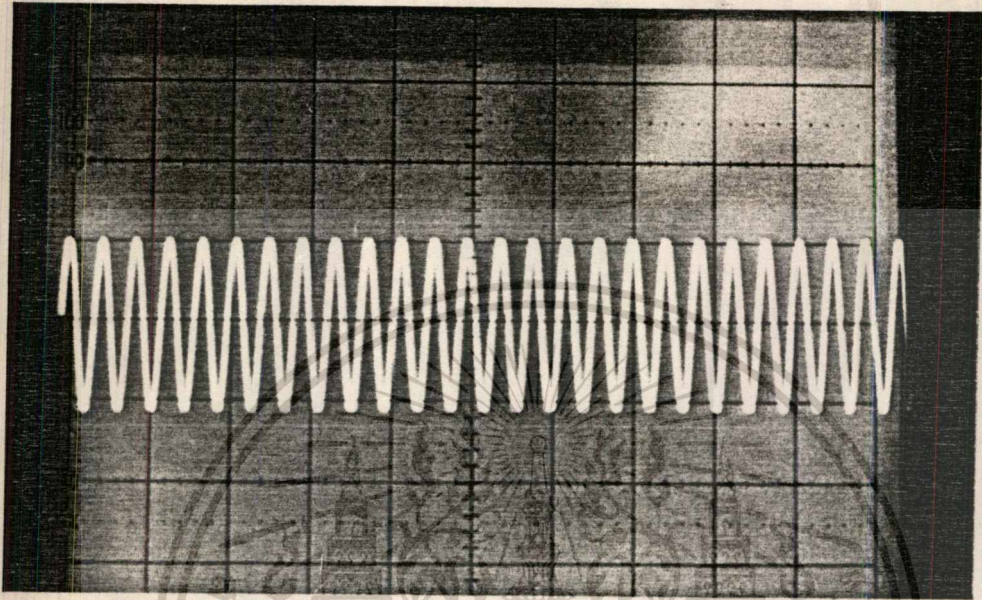


MOD=1KHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

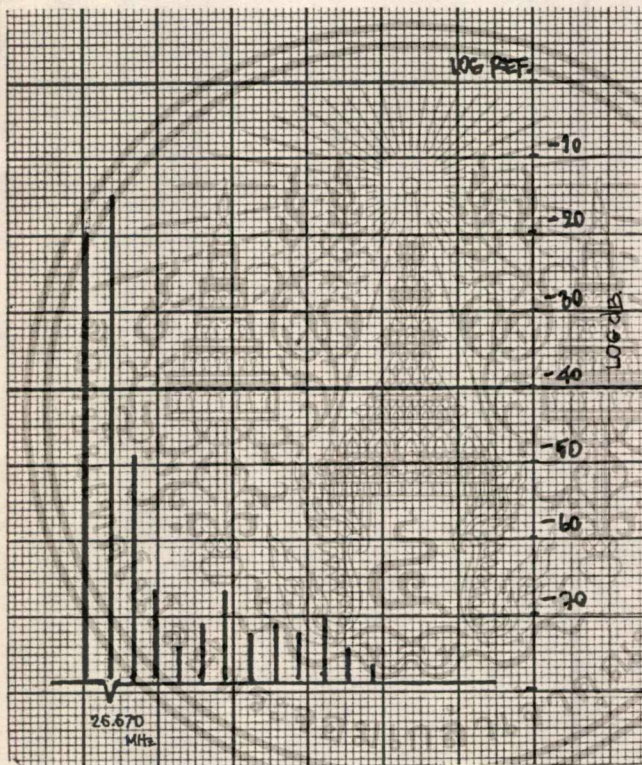
MOD=5KHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคส่ง

โดยใช้เครื่อง SPECTRUM ANALYSER ที่ภาคโทรคมฯ วัด POWER ทำการ ATTENUATOR โดยใช้ DIRECTIONAL COUPLER จะได้ว่าที่ความถี่ 26.670 MHz ATTENUATE ไป 34 dBm เมื่อดูจากจอ SPECTRUM ANALYSER จะได้ CURVE ดังนี้

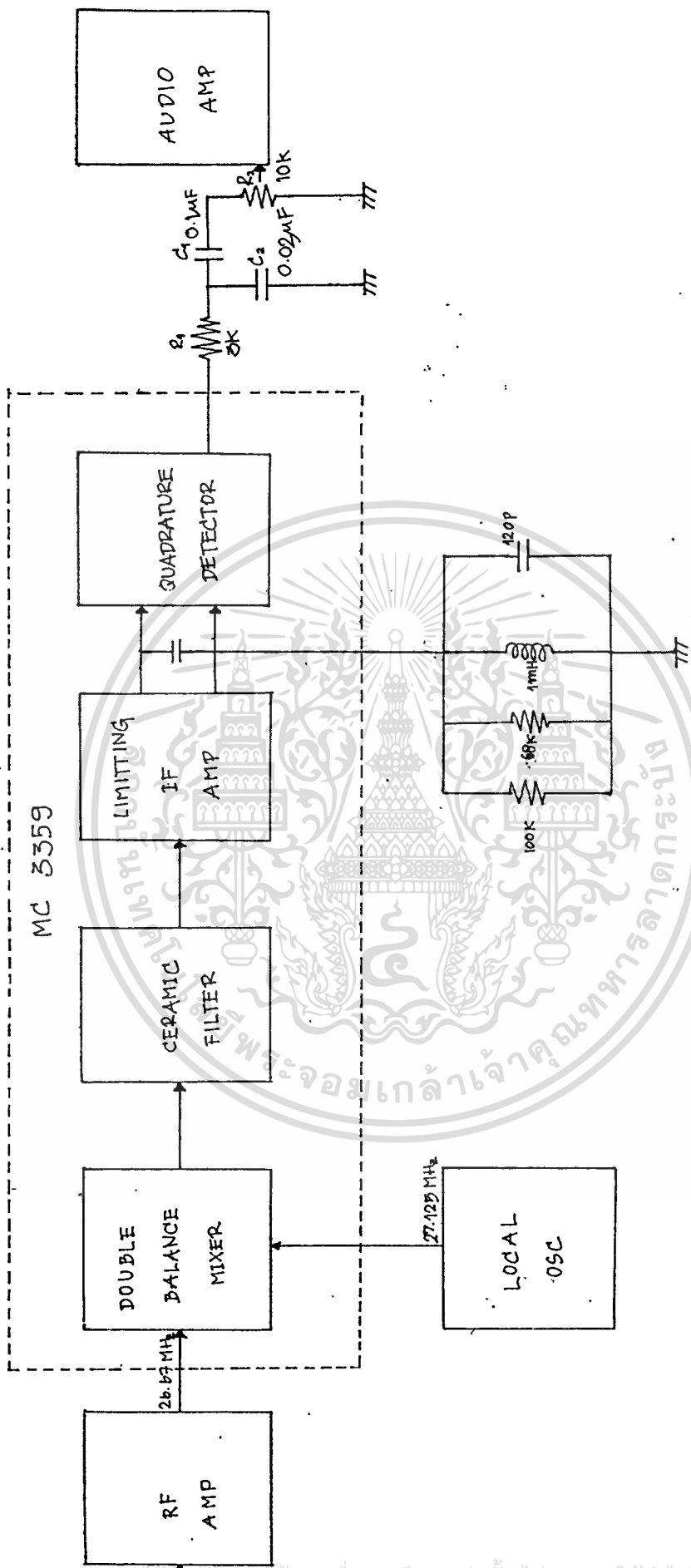


จาก CURVE จะอ่านได้ว่าที่ความถี่ 26.670 MHz (MARKER) มี POWER - 15 dBm เมื่อคำนวณ DIRECTIONAL COUPLER แล้วจะได้ POWER สุทธิเป็น
 $-15 \text{ dBm} + 34 \text{ dBm} = 19 \text{ dBm}$

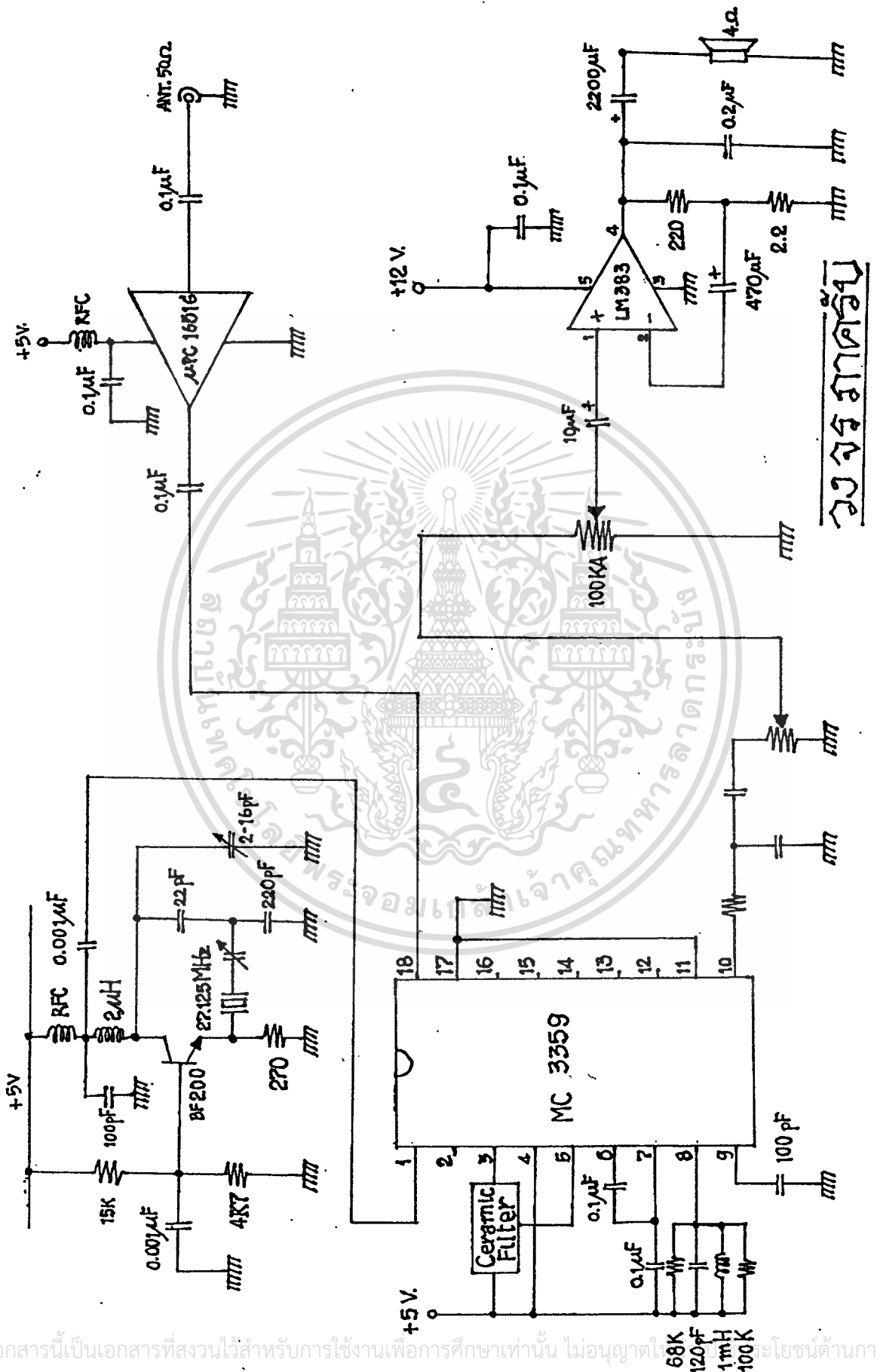
$$19 \text{ dBm} = 10 \log P/1\text{mw}$$

$$P = 79.43 \text{ mw}$$

ถ้าพิจารณาผลของ HARMONIC จะเห็นว่า HARMONIC ที่สูงที่สุดจะต่ำมาก
 กว่า 30 dBm
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรภาครับ

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอนแนะ

ในบทที่ 1 และบทที่ 2 เราได้รู้เรื่องทฤษฎีทั่วไปของการรับและส่งวิทยุเป็นการปูพื้นฐานให้กับผู้สนใจ และคิดจะทำการสร้าง ในบทที่ 3 จะเป็นเรื่องของวงจรที่ใช้งานจริง ๆ โดยจะมีวิธีการคำนวณค่าต่าง ๆ โดยผู้ที่คิดจะสร้างมาใช้งานนั้น สามารถใช้เป็นแนวทางการคำนวณได้ ในส่วนของผลการทดสอบสามารถดีเทค สัญญาณเสียงออกมาได้ แต่จะเพี้ยนเล็กน้อยเนื่องมาจากควอดดราเจอร์ดีเทคเตอร์ ไม่รีโซแนนซ์ออกเป็นไซน์พอดิ แต่แก้ไขให้ชัดเจนออกไปได้โดยวงจรรองความถี่ ก่อนเอาออกไปขยายในภาคสัญญาณเสียง การส่งผ่านของสัญญาณแต่ละภาคสิ่งที่สำคัญก็คือ จะต้องมีการแมทช์กันพอดิ เพื่อให้ loss มีค่าน้อยที่สุด

การวัดคุณสมบัติของเครื่องส่งและเครื่องรับมีดังนี้

เครื่องส่ง :

- POWER 80 mw ที่ FUNDARMENTAL FREQUENCY
- FREQUENCY 26.670 MHz
- PERCENT MODULATION 60 %
- SUPPLY VOLTAGE 9 VOLT
- SUPPLY CURRENT 7 mA

เครื่องรับ :

- SENSITIVITY 10 μ V
- FREQUENCY 27.125 MHz
- IF BANDWIDTH ± 3.0 KHz
- SUPPLY VOLTAGE 5 VOLT
- SUPPLY CURRENT 10.5 mA

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

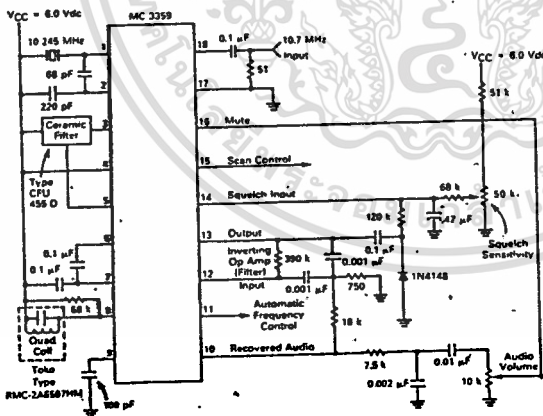

MOTOROLA

LOW-POWER NARROW-BAND FM IF

... includes oscillator, mixer, limiting amplifier, AFC, quadrature discriminator, op/amp, squelch, scan control, and mute switch. The MC3359 is designed to detect narrow-band FM signals using a 455 kHz ceramic filter for use in FM dual conversion communications equipment. The MC3359 is similar to the MC3357 except that the MC3359 has an additional limiting IF stage, an AFC output, and an opposite polarity Broadcast Detector. The MC3359 also requires fewer external parts.

- Low Drain Current (3.6 mA (Typ) @ $V_{CC} = 6.0$ Vdc)
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage — (-3.0 dB) = 2.0 μ V (Typ)
- Low Number of External Parts Required

FIGURE 1 — TYPICAL APPLICATION IN A SCANNER RECEIVER



MC3359

HIGH-GAIN LOW-POWER FM IF

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT



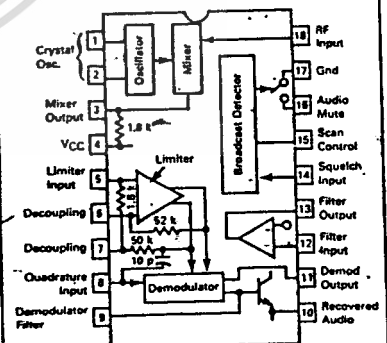
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02



FN SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 775-01
PLCC-20*

*Surface Mount pin-out is different than standard package pin-out for this device. Please refer to Chapter 7 for details.

FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS AND
FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

6-107

MC3359

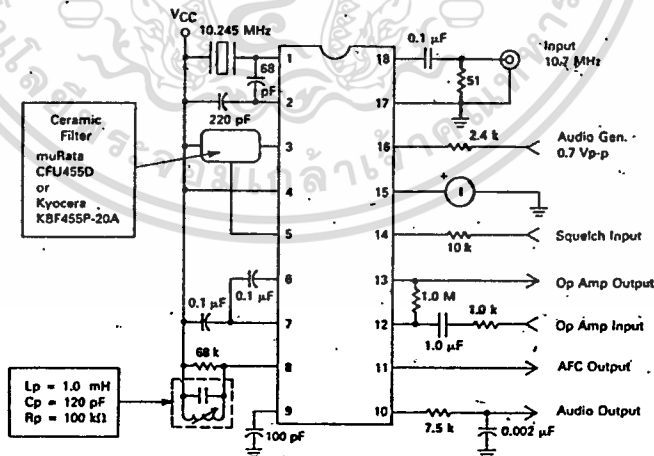
MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	$V_{CC}(\text{max})$	12	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	V_{CC}	4 to 9	Vdc
Input Voltage ($V_{CC} > 6.0$ Volts)	18	V_{18}	1.0	Vrms
Mute Function	16	V_{16}	-0.7 to 12	Vpk
Junction Temperature	—	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	—	T_A	-30 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	—	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 6.0$ Vdc, $f_o = 10.7$ MHz, $\Delta f = \pm 3.0$ kHz, $f_{\text{mod}} = 1.0$ kHz, 50 Ω source, $T_A = 25^\circ\text{C}$ test circuit of Figure 3, unless otherwise noted)

Characteristics	Min	Typ	Max	Units
Drain Current (pins 4 and 8)				
Squelch Off	—	3.6	6.0	mA
Squelch On	—	5.4	7.0	
Input for 20 dB Quieting	—	8.0	—	μVrms
Input for -3dB Limiting	—	2.0	—	μVrms
Mixer Voltage Gain (Pin 18 to Pin 3, Open)	—	46	—	
Mixer Third Order Intercept, 50 Ω Input	—	-1.0	—	dBm
Mixer Input Resistance	—	3.6	—	k Ω
Mixer Input Capacitance	—	2.2	—	pF
Recovered Audio, Pin 10 (Input Signal 1.0 mVrms)	450	700	—	mVrms
Detector Center Frequency Slope, Pin 10	—	0.3	—	V/kHz
AFC Center Slope, Pin 11, Unloaded	—	12	—	V/kHz
Filter gain (test circuit of Fig. 3)	40	51	—	dB
Squelch Threshold, Through 10K to Pin 14	—	0.62	—	Vdc
Scan Control Current, Pin 15				
Pin 14 - High	—	0.01	1.0	μA
- Low	2.0	2.4	—	mA
Mute Switch Impedance Pin 16 to Ground				
Pin 14 - High	—	5.0	10	Ω
- Low	—	1.5	—	M Ω

FIGURE 3 — TEST CIRCUIT



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

6-108

FIGURE 4 — MIXER VOLTAGE GAIN

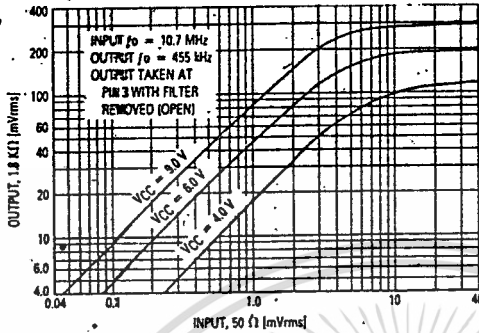


FIGURE 5 — LIMITING I.F. FREQUENCY RESPONSE

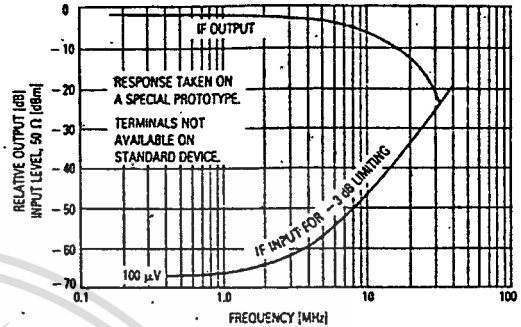


FIGURE 6 — MIXER THIRD ORDER INTERMODULATION PERFORMANCE

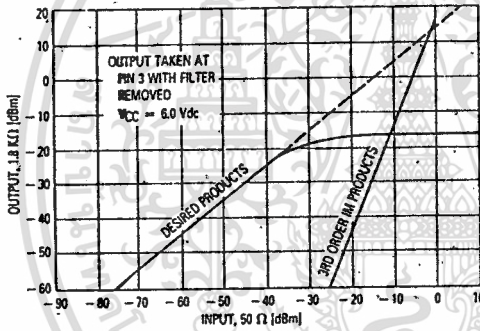


FIGURE 7 — DETECTOR AND AFC RESPONSES

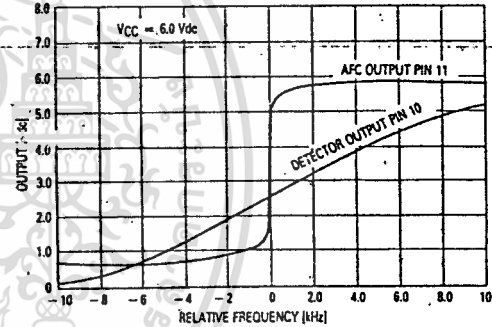


FIGURE 8 — RELATIVE MIXER GAIN

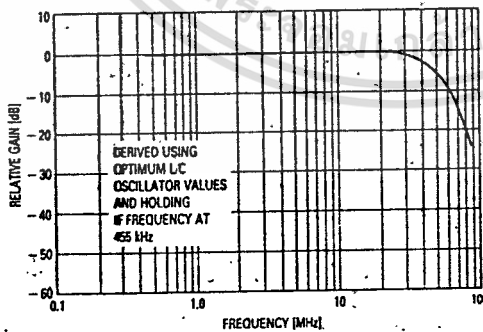


FIGURE 9 — OVERALL GAIN, NOISE, AND A.M. REJECTION

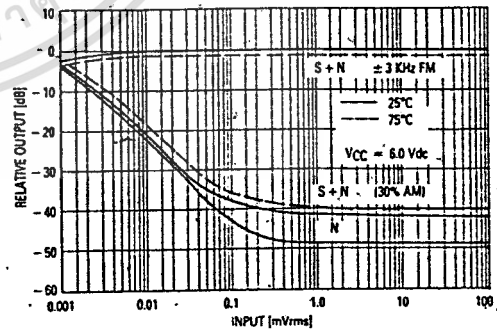


FIGURE 10 — OUTPUT COMPONENTS OF SIGNAL, NOISE, AND DISTORTION

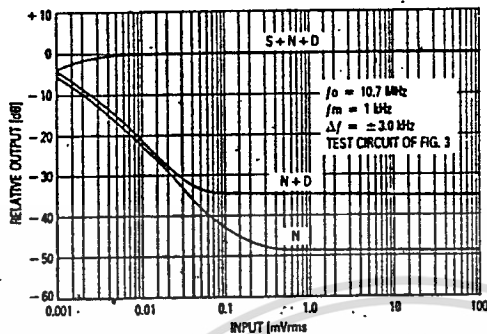


FIGURE 11 — AUDIO OUTPUT AND TOTAL CURRENT DRAIN versus SUPPLY VOLTAGE

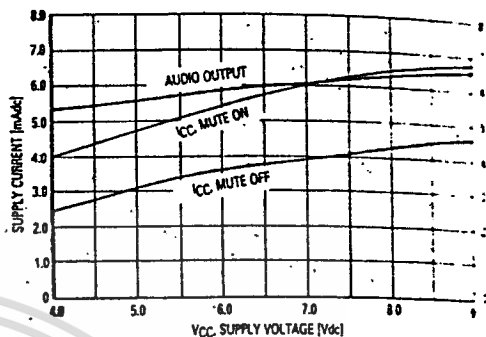


FIGURE 12 — L/C OSCILLATOR, TEMPERATURE AND POWER SUPPLY SENSITIVITY

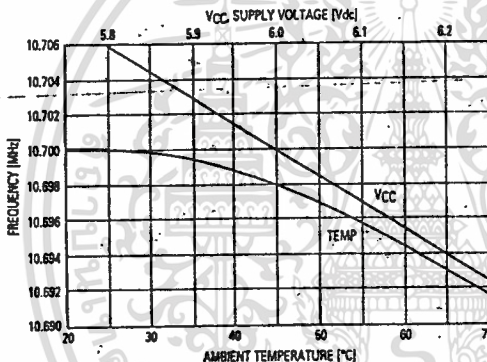


FIGURE 13 — OP AMP GAIN AND PHASE RESPONSE

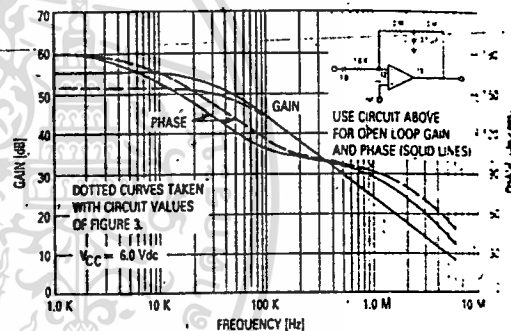


FIGURE 14 — L/C OSCILLATOR RECOMMENDED COMPONENT VALUES

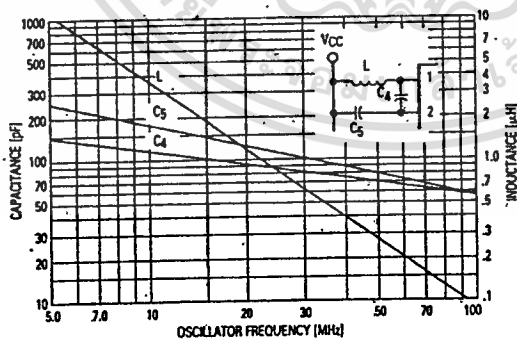
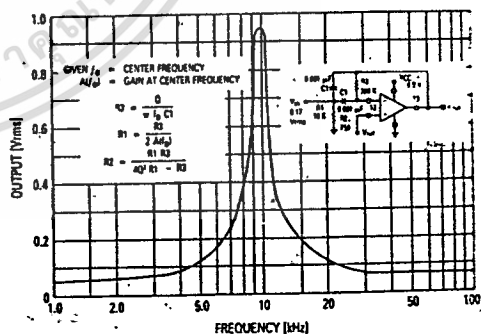


FIGURE 15 — THE OP AMP AS A BANDPASS FILTER



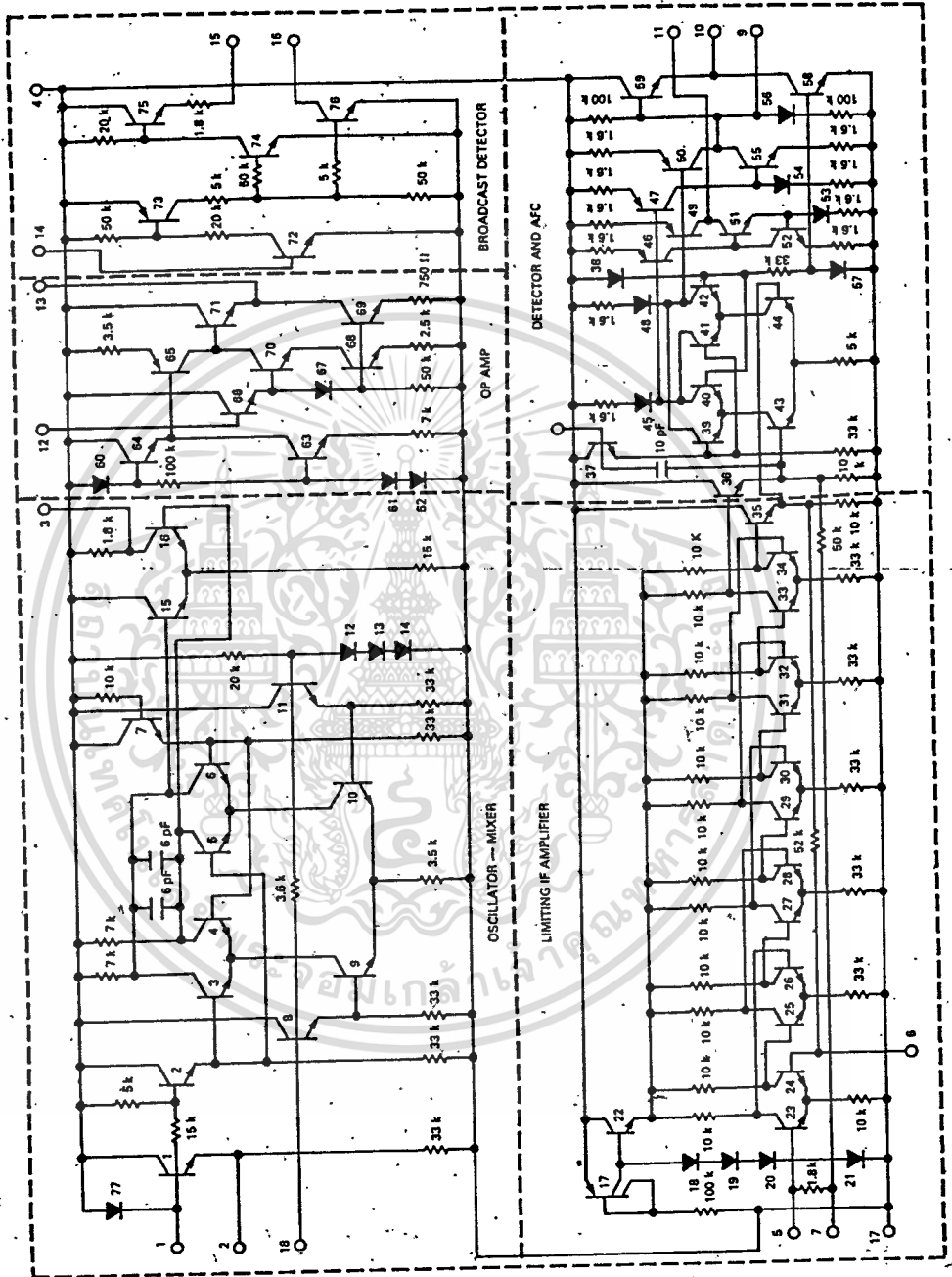


FIGURE 16 — CIRCUIT SCHEMATIC

CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3359 is a low-power FM IF circuit designed primarily for use in voice-communication scanning receivers. It is also finding a place in narrow-band data links.

In the typical application (Figure 1), the mixer-oscillator combination converts the input frequency (10.7 MHz) down to 455 kHz, where, after external bandpass filtering, most of the amplification is done. The audio is recovered using a conventional quadrature FM detector. The absence of an input signal is indicated by the presence of noise above the desired audio frequencies. This "noise band" is monitored by an active filter and a detector. A squelch-trigger circuit indicates the presence of noise (or a tone) by an output which can be used to control scanning. At the same time, an internal switch is operated which can be used to mute the audio.

APPLICATION

The oscillator is an internally-biased Colpitts type with the collector, base, and emitter connections at pin 4, 1, and 2, respectively. The crystal is used in fundamental mode, calibrated for parallel resonance at 32 pF load capacitance. In theory this means that the two capacitors in series should be 32 pF, but in fact much larger values do not significantly affect the oscillator frequency, and provide higher oscillator output.

The oscillator can also be used in the conventional L/C Colpitts configuration without loss of mixer conversion gain. This oscillator is, of course, much more sensitive to voltage and temperature as shown in Figure 12. Guidelines for choosing L and C values are given in Figure 14.

The mixer is doubly balanced to reduce spurious responses. The mixer measurements of Figure 4 and 6 were made using an external 50 Ω source and the internal 1.8 k at pin 3. Voltage gain curves at several Vcc voltages are shown in Figure 4. The Third Order Intercept curves of Figure 6 are shown using the conventional dBm scales. Measured power gain (with the 50 Ω input) is approximately 18 dB but the useful gain is much higher because the mixer input impedance is over 3 k Ω . Most applications will use a 330 Ω 10.7 MHz crystal filter ahead of the mixer. For higher frequencies, the relative mixer gain is given in Figure 8.

Following the mixer, a ceramic bandpass filter is recommended. The 455 kHz types come in bandwidths from ± 2 kHz to ± 15 kHz and have input and output impedances of 1.5 k to 2.0 k. For this reason, the pin 5 input to the 6 stage limiting IF

has an internal 1.8 k resistor. The IF has a 3 dB limiting sensitivity of approximately 100 μ V at pin 5 and a useful frequency range of about 5 MHz as shown in Figure 5. The frequency limitation is due to the high resistance values in the IF, which were necessary to meet the low power requirement. The output of the limiter is internally connected to the quadrature detector, including the 10 pF quadrature capacitor. Only a parallel L/C is needed externally from pin 8 to Vcc. A shunt resistance can be added to widen the peak separation of the quadrature detector.

The detector output is amplified and buffered to the audio output, pin 10, which has an output impedance of approximately 300 Ω . Pin 9 provides a high impedance (50 k) point in the output amplifier for application of a filter or deemphasis capacitor. Pin 11 is the AFC output, with high gain and high output impedance (1 M). If not needed, it should be grounded, or it can be connected to pin 9 to double the recovered audio. The detector and AFC responses are shown in Figure 7.

Overall performance of the MC3359 from mixer input to audio output is shown in Figure 9 and 10. The MC3359 can also be operated in "single conversion" equipment; i.e., the mixer can be used as a 455 kHz amplifier. The oscillator is disabled by connecting pin 1 to pin 2. In this mode the overall performance is identical to the 10.7 MHz results of Figure 9.

A simple inverting op amp is provided with an output at pin 13 providing dc bias (externally) to the input at pin 12, which is referred internally to 2.0 V. A filter can be made with external impedance elements to discriminate between frequencies. With an external AM detector, the filtered audio signal can be checked for the presence of either noise above the normal audio, or a tone signal.

The open loop response of this op amp is given in Figure 13. Bandpass filter design information is provided in Figure 15.

A low bias to pin 14 sets up the squelch-trigger circuit such that pin 15 is high, a source of at least 2.0 mA, and the audio mute (pin 16) is open-circuit. If pin 14 is raised to 0.7 V by the noise or tone detector, pin 15 becomes open-circuit and pin 16 is internally short-circuited to ground. There is no hysteresis. Audio muting is accomplished by connecting pin 16 to a high-impedance ground-reference point in the audio path between pin 10 and the audio amplifier. No dc voltage is needed, in fact it is not desirable because audio "thump" would result during the muting function. Signal swing greater than 0.7 V below ground on pin 16 should be avoided.



**National
Semiconductor**

Audio/Radio Circuits

LM383/LM383A 7 Watt Audio Power Amplifier

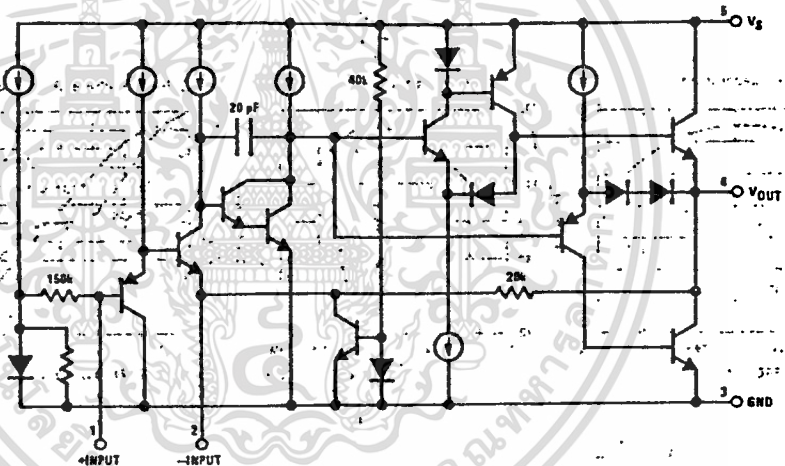
General Description

The LM383 is a cost-effective, high power amplifier suited for automotive applications. High current capability (3.5A) enables the device to drive low impedance loads with low distortion. The LM383 is current limited and thermally protected. High voltage protection is available (LM383A) which enables the amplifier to withstand 40V transients on its supply. The LM383 comes in a 5-pin TO-220 package.

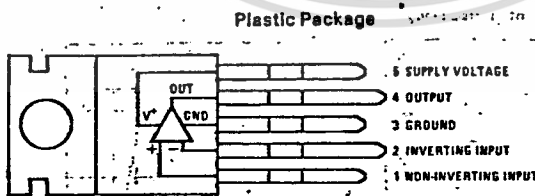
Features

- High peak current capability (3.5A)
- Large output voltage swing
- Externally programmable gain
- Wide supply voltage range (5V-20V)
- Few external parts required
- Low distortion
- High input impedance
- No turn-on transients
- High voltage protection available (LM383A)
- Low noise
- AC short circuit protected

Equivalent Schematic

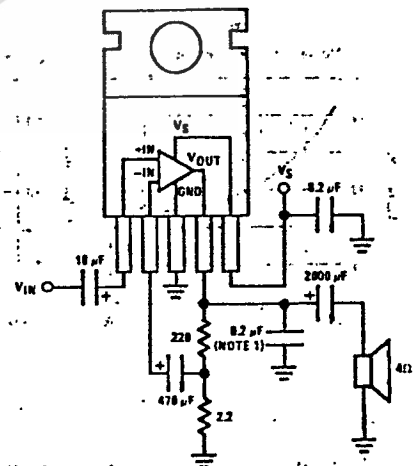


Connection Diagram



Order Number LM383T or LM383AT
See NS Package T05B

Typical Applications



Absolute Maximum Ratings

Peak Supply Voltage (50 ms)

LM383A(Note 2)

LM383

Operating Supply Voltage

Output Current

Repetitive

Non-repetitive

Input Voltage

Power Dissipation(Note 3)

Operating Temperature

Storage Temperature

Lead Temperature(Soldering, 10 seconds)

40V

25V

20V

3.5A

4.5A

±0.5V

15W

0°C to +70°C

-60°C to +150°C

300°C

Electrical Characteristics $V_S = 14.4V$, $T_{AB} = 25^\circ C$, $A_V = 100$ (40 dB), $R_L = 40\Omega$, unless otherwise specified

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DC Output Level		6.4	7.2	8	V
Quiescent Supply Current	Excludes Current in Feedback Resistors		45	80	mA
Supply Voltage Range		5		20	V
Input Resistance			150		k Ω
Bandwidth	Gain = 40 dB		30		kHz
Output Power	$V_S = 13.2V$, $f = 1$ kHz				
	$R_L = 40\Omega$, THD = 10%		4.7		W
	$R_L = 20\Omega$, THD = 10%		7.2		W
	$V_S = 13.8V$, $f = 1$ kHz				
	$R_L = 40\Omega$, THD = 10%		5.1		W
	$R_L = 20\Omega$, THD = 10%		7.8		W
	$V_S = 14.4V$, $f = 1$ kHz				
	$R_L = 40\Omega$, THD = 10%	4.8	5.5		W
	$R_L = 20\Omega$, THD = 10%	7	8.6		W
	$R_L = 1.60\Omega$, THD = 10%		9.3		W
THD	$V_S = 16V$, $f = 1$ kHz				
	$R_L = 40\Omega$, THD = 10%		7		W
	$R_L = 20\Omega$, THD = 10%		10.5		W
	$R_L = 1.60\Omega$, THD = 10%		11		W
Ripple Rejection	$P_O = 2W$, $R_L = 40\Omega$, $f = 1$ kHz		0.2		%
	$P_O = 4W$, $R_L = 20\Omega$, $f = 1$ kHz		0.2		%
Input Noise Voltage	$R_S = 500\Omega$, $f = 100$ Hz	30	40		dB
	$R_S = 500\Omega$, $f = 1$ kHz		44		dB
Input Noise Current	$R_S = 0$, 15 kHz Bandwidth		2		μV
	$R_S = 100$ k Ω , 15 kHz Bandwidth		40		pA

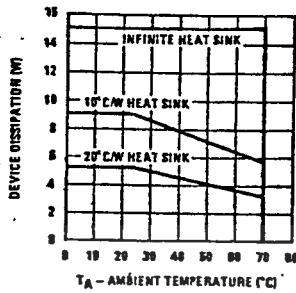
Note 1: A 0.2 μF capacitor should be placed as close as possible to pins 3 and 4 for stability.

Note 2: The LM383 shuts down above 25V.

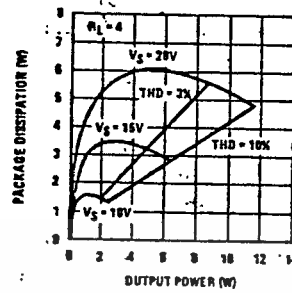
Note 3: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 4°C/W junction to case.

Typical Performance Characteristics

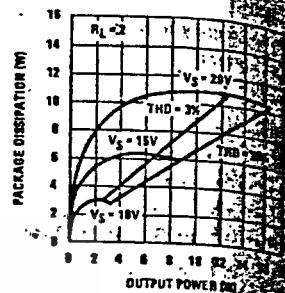
Device Dissipation vs Ambient Temperature



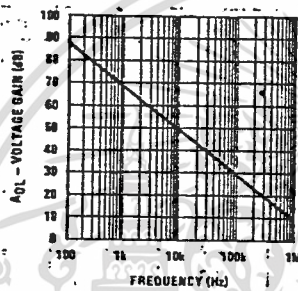
Power Dissipation vs Output Power



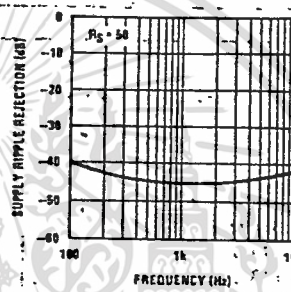
Power Dissipation vs Output Power



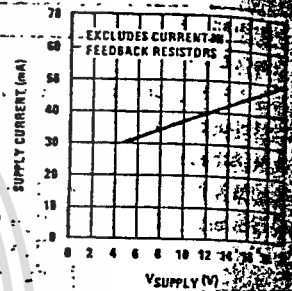
Open Loop Gain vs Frequency



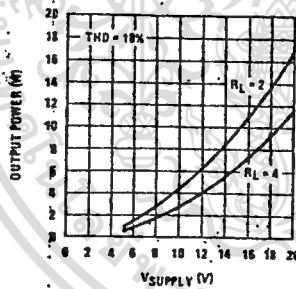
Supply Ripple Rejection vs Frequency



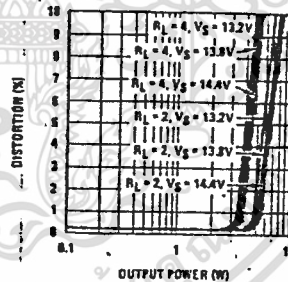
Supply Current vs Supply Voltage



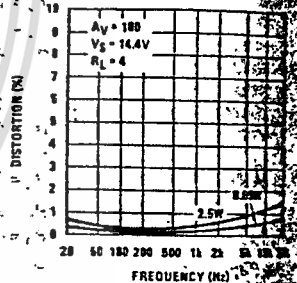
Output Power vs Supply Voltage



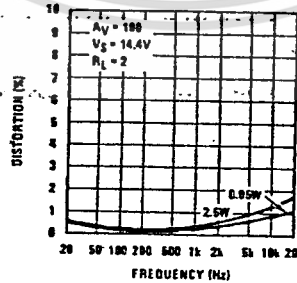
Distortion vs Output Power



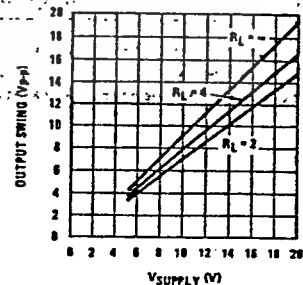
Distortion vs Frequency



Distortion vs Frequency



Output Swing vs Supply Voltage



Wideband High Frequency Amplifier

NE5205

Wideband High Frequency Amplifier

DESCRIPTION

The NE5205 is a High Frequency Amplifier with a fixed insertion gain of 20dB. The gain is flat to ± 0.5 dB from DC to 450MHz, and the -3dB bandwidth is greater than 600MHz. This performance makes the amplifier ideal for cable TV applications. The NE5205 operates with a single supply of 6 volts, and only draws 25mA of supply current, which is much less than comparable hybrid parts. The noise figure is 4.8dB in a 75 ohm system and 6dB in a 50 ohm system.

Until now, most RF or high frequency designers had to settle for discrete or hybrid solutions to their amplification problems. Most of these solutions required trade-offs that the designer had to accept in order to use high-frequency gain stages. These include high power consumption, large component count, transformers, large packages with heat sinks, and high part cost. The NE5205 solves these problems by incorporating a wideband amplifier on a single monolithic chip.

The part is well matched to 50 or 75 ohm input and output impedances. The Standing Wave Ratios in 50 and 75 ohm systems do not exceed 1.5 on either the input or output over the entire DC to 600MHz operating range.

Since the part is a small monolithic IC die, problems such as stray capacitance are minimized. The die size is small enough to fit into a very cost-effective 8-pin small-outline (SO) package to further reduce parasitic effects. A TO-46 metal can is also available that has a case connection for RF grounding which increases the -3dB frequency to 650MHz. The metal can is hermetically sealed, and can operate over the full -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ range.

No external components are needed other than AC coupling capacitors because the NE5205 is internally compensated and matched to 50 and 75 ohms. The amplifier has very good distortion.

Third-order Intermodulation Intercepts of PIN CONFIGURATION

+24dBm and +17dBm respectively at 100MHz.

The device is ideally suited for 75 ohm cable television applications such as decoder boxes, satellite receiver/decoders, and front-end amplifiers for TV receivers. It is also useful for amplifier splitters and antenna amplifiers.

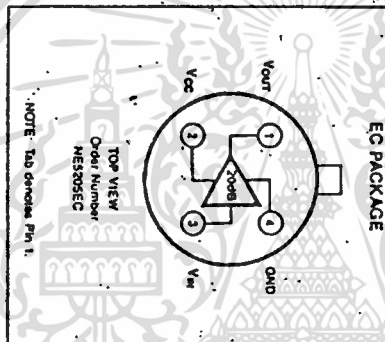
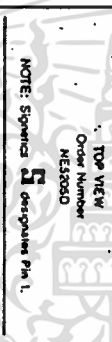
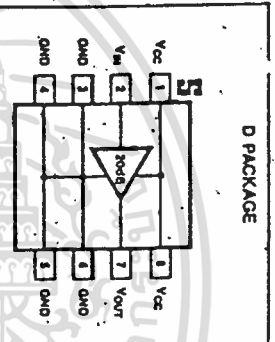
The part is matched well for 50 ohm test equipment such as signal generators, oscilloscopes, frequency counters and all kinds of signal analyzers. Other applications at 50 ohms include mobile radio, CB radio and data/video transmission in fiber optics, as well as broadband LAN's and telecom systems. A gain greater than 20dB can be achieved by cascading additional NE5205's in series as required, without any degradation in amplifier stability.

FEATURES:

- 650MHz bandwidth
- 20dB insertion gain
- 4.8dB (6dB) noise figure $Z_0 = 75\Omega$ ($Z_0 = 50\Omega$)
- No external components required
- Input and output impedances matched to 50/75 ohm systems
- Surface-mount package available
- Excellent performance in cable TV 75 ohm systems

APPLICATIONS

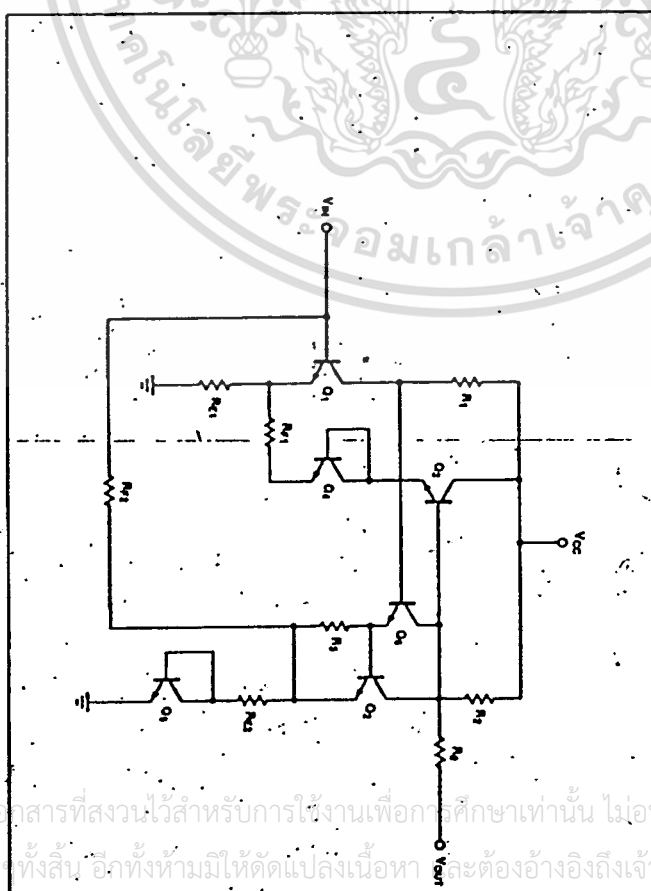
- 75 ohm cable TV decoder boxes
- Antenna amplifiers
- Amplified splitters
- Signal generators
- Frequency counters
- Oscilloscopes
- Signal analyzers
- Broadband LAN's
- Fiber optics
- Modems
- Mobile radio
- CB radio



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNITS
Supply Voltage	0 to 1	V
AC Input Voltage	5 to 1	V _{PP}
Operating Temperature	-55 to +85	°C
SO package air-mount	-55 to +125	°C
TO package air-mount	-55 to +125	°C
(Derate SO package above 6V)		

EQUIVALENT SCHEMATIC



NE 5205 (NE5205)
SPEC. 1651G 1651G
5-6V 1651G 1651G

60C ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_{CC} = 6V$, $Z_0 = Z_L = Z_0 = 50\Omega$ and $T_A = 25^\circ C$ in SO package unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	Min	Typ	Max	UNIT
Operating supply voltage range		5		8	V
Supply current	$f = 100MHz$	20	24	30	mA
Insertion gain - S21	$f = 100MHz$ DC - 550MHz SO pkg	17	19	21	dB
Input return loss - S11	$f = 100MHz$ TO pkg DC - 550MHz	12		23	dB
Input return loss - S11	$f = 100MHz$ SO pkg DC - 600MHz	10		27	dB
Output return loss - S22	$f = 100MHz$ SO pkg DC - 550MHz	12		26	dB
Output return loss - S22	$f = 100MHz$ TO pkg DC - 600MHz	10		25	dB
Isolation - S12 (SO, TO)	$f = 100MHz$ DC - 550MHz	-18			dB
Bandwidth-SO		$\pm 0.6dB$		480	MHz
Bandwidth-SO		-3dB		550	MHz
Bandwidth-TD		-3dB		600	MHz
Noise figure (75dB)	$f = 100MHz$			4.8	dB
Noise figure (50dB)	$f = 100MHz$			6.0	dB
Saturated output power	$f = 100MHz$			+7.0	dBm
1dB gain compression	$f = 100MHz$			+4.0	dBm
Third-order intermodulation intercept (output)	$f_1, f_2 = 100MHz$			+17	dBm
Second-order intermodulation intercept (output)	$f = 100MHz$			+24	dBm

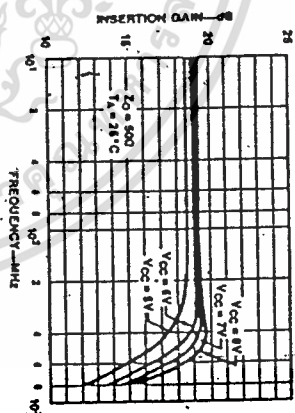
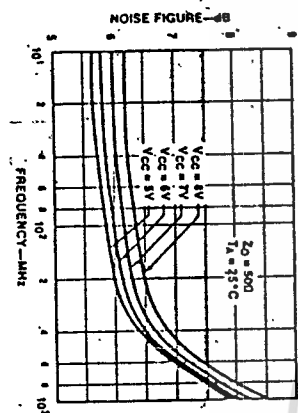
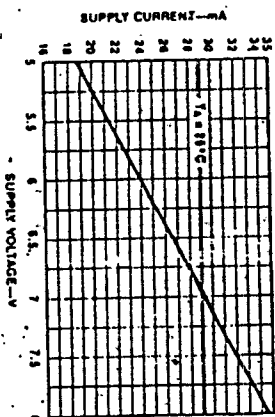


Figure 3. Insertion Gain vs Frequency (S21)

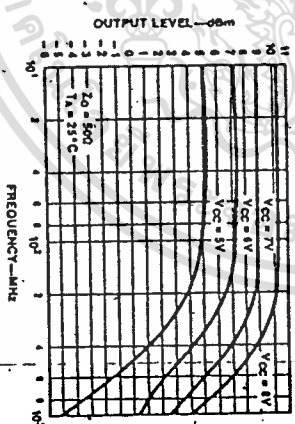


Figure 5. Saturated Output Power vs Frequency

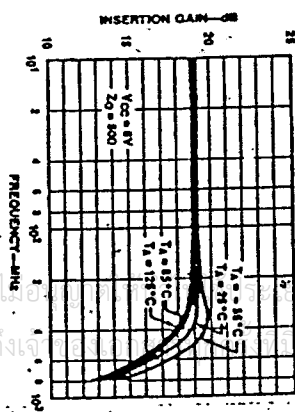


Figure 4. Insertion Gain vs Frequency (S21)

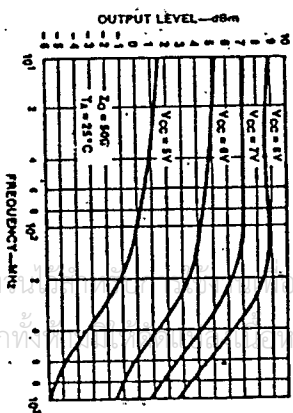


Figure 6. 1dB Gain Compression vs Frequency

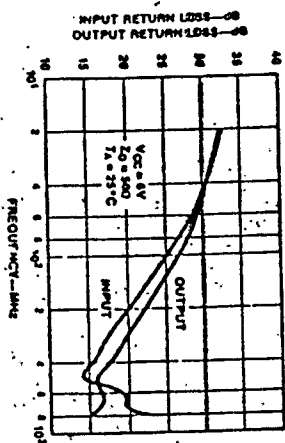


Figure 11. Input (S_{11}) and Output (S_{22}) Return Loss vs Frequency

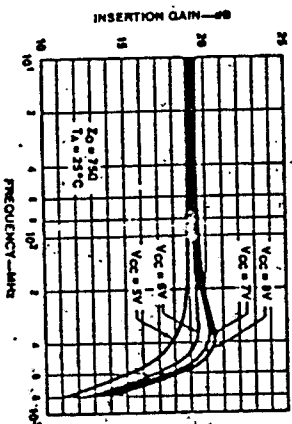


Figure 13. Insertion Gain vs Frequency (S_{21})

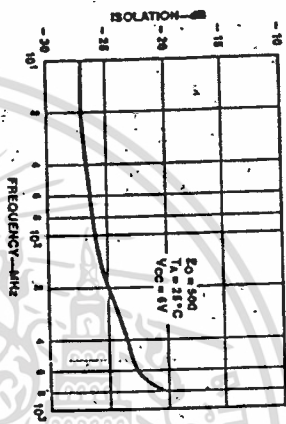


Figure 12. Isolation vs Frequency (S_{12})

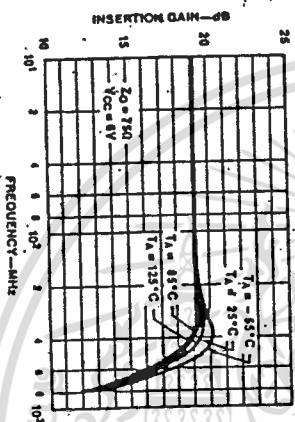


Figure 14. Insertion Gain vs Frequency (S_{21})

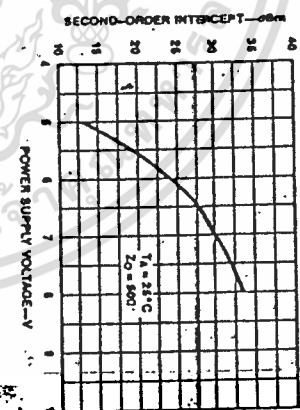


Figure 7. Second-Order Output Intercept vs Supply Voltage

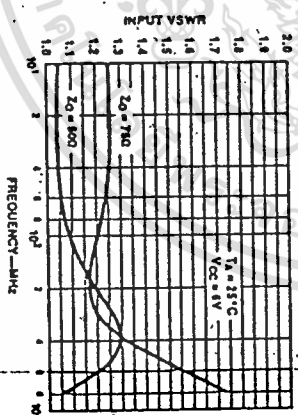


Figure 9. Input VSWR vs Frequency

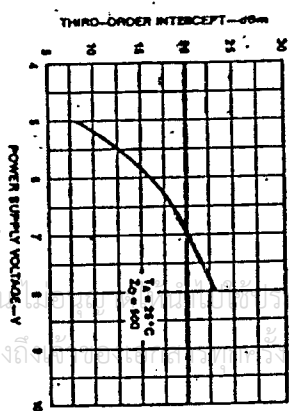


Figure 8. Third-Order Intercept vs Supply Voltage

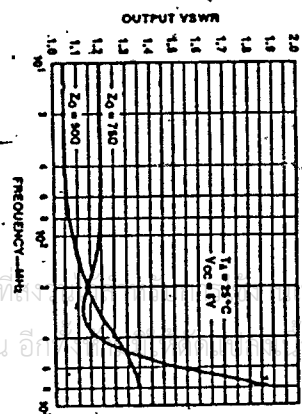


Figure 10. Output VSWR vs Frequency

THEORY OF OPERATION

The design is based on the use of multiple feedback loops to provide wideband gain together with good noise figure and 1-terminal impedance matches. Referring to the circuit schematic in Figure 15, the gain is set primarily by the equation:

$$V_{out} = (R_{F1} + R_{F2})R_{F1} \frac{V_{in}}{V_{in} + V_{be1} + (R_{C1} + R_{C2})R_{F1}} \quad (1)$$

which is series-shunt feedback. There is also shunt-series feedback due to R_{F2} and R_{F3} which aids in producing wideband terminal impedances without the need for low value input shunting resistors that would degrade the noise figure. For optimum noise performance, R_{F1} and the base resistance of Q_1 are kept as low as possible while R_{F2} is maximized.

The noise figure for 50 and 75 ohm systems is given by the following equation:

$$NF = 10 \log \left(1 + \frac{R_{F1} + R_{F2} + \frac{KT}{20C_1}}{R_0} \right) \text{dB} \quad (2)$$

where $I_{C1} = 5.5\text{mA}$, $R_{F1} = 120\Omega$, $I_{C2} = 1300\mu\text{A}$, $R_{F2} = 25\text{m}\Omega$ at 25°C and $R_0 = 50\Omega$ for a 50 Ω system and 75 for a 75 Ω system.

The DC input voltage level V_{in} can be determined by the equation:

$$V_{in} = V_{be1} + (R_{C1} + R_{C2})R_{F1} \quad (3)$$

where $R_{F1} = 120\Omega$, $V_{be1} = 0.8\text{V}$, $I_{C1} = 5.5\text{mA}$ and $I_{C2} = 7\text{mA}$ (currents rated at $V_{CC} = 6\text{V}$).

Under the above conditions, V_{in} is approximately equal to 1V.

Level shifting is achieved by emitter follower Q_2 and diode Q_3 which provide shunt feedback to the emitter of Q_1 via R_{F1} . The use of an emitter-follower buffer in this feedback loop essentially eliminates problems of shunt feedback loading on the output. The value of $R_{F1} = 140\Omega$ is chosen to give the desired nominal gain. The DC output voltage V_{out} can be determined by:

$$V_{out} = V_{CC} - (I_{C2} + I_{C3})R_{F2} \quad (4)$$

where $V_{CC} = 6\text{V}$, $R_{F2} = 225\Omega$, $I_{C2} = 7\text{mA}$ and $I_{C3} = 5\text{mA}$.

From here it can be seen that the output voltage is approximately 3.3V to give relatively equal positive and negative output swings. Diode Q_3 is included for bias purposes to allow direct coupling of R_{F2} to the base of Q_1 . The dual feedback loops stabilize the DC operating point of the amplifier.

The output stage is a Darlington pair (Q_4 and Q_5) which increases the DC bias voltage on

the input stage (Q_1) to a more desirable value, and also increases the feedback loop gain.

Resistor R_0 optimizes the output VSWR (Voltage Standing Wave Ratio). Inductors L_1 and L_2 are bondwire and lead inductances which are roughly 3nH. These improve the high frequency impedance matches at input and output by partially resonating with 0.5pF of pad and package capacitance.

POWER DISSIPATION CONSIDERATIONS

When using the part at elevated temperature, the engineer should consider the power dissipation capabilities of each package. Signals does not recommend operation at die temperatures above 110°C in the SO package. With this in mind, the following equation can be used to estimate the die temperature:

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

where T_A = Ambient Temperature, T_J = Die Temperature, P_D = Power Dissipation = $I_{C2} \times V_{CC}$, θ_{JA} = Package Thermal Resistance, and $\theta_{JA} = 270^\circ\text{C}/\text{Watt}$ for SO-8, $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C}/\text{Watt}$ for TO-46.

At the nominal supply voltage of 6 volts, the typical supply current is 25mA (30mA Max). For operation at supply voltages other than 6 volts, see Figure 1 for I_{CC} versus V_{CC} curves. The supply current is inversely proportional to temperature and varies no more than 1mA between 25°C and other tempera-

ture extreme. The change is 0.1% per $^\circ\text{C}$ over the range.

The recommended operating temperature ranges are all-mount specifications. Better heat sinking benefits can be realized by mounting the SO and TO-46 package body against the PC board plane. Operation at higher temperatures is possible but may result in lower MTBF (Mean Time Between Failures). This lower MTBF should be considered before operating beyond 110°C die temperature because of the overall reliability degradation.

PC BOARD MOUNTING

In order to realize satisfactory mounting of the NE5205 to a PC board, certain techniques need to be utilized. The board must be double-sided with copper and all pins must be soldered to their respective areas (i.e., all GND and V_{CC} pins on the SO package). In addition, if the TO-46 package is used, the case should be soldered to the ground plane.

The power supply should be decoupled with a capacitor as close to the V_{CC} pins as possible and an RF choke should be inserted between the supply and the device. Caution should be exercised in the connection of input and output pins. Standard microstrip should be observed wherever possible. There should be no solder bumps or burrs or any obstructions in the signal path to cause launching problems. The path should be as straight as possible and lead lengths as short as possible from the part to the cable connection. Another important consideration is that the input and output should be AC coupled. This is because at $V_{CC} = 6\text{V}$, the input is approximately at 1V while the output is at 3.3V. The output must be decoupled into a low impedance system or the DC bias on the output of the amplifier will be loaded down causing loss of output power.

The easiest way to decouple the entire amplifier is by soldering a high frequency chip capacitor directly to the input and output pins of the device. This circuit is shown in Figure 16. Follow these recommendations to get the best frequency response and noise immunity. The board design is as important as the integrated circuit design itself.

Both of the evaluation boards that will be discussed next do not have input or output capacitors because it is assumed the user will use AC coupled test systems. Chip or foil capacitors can easily be inserted between the part and connector if the board trace is

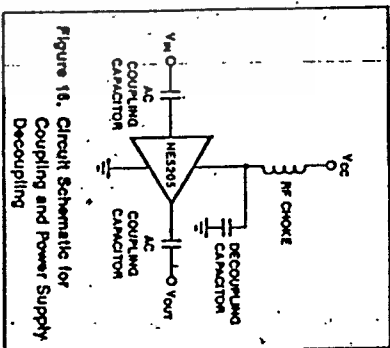
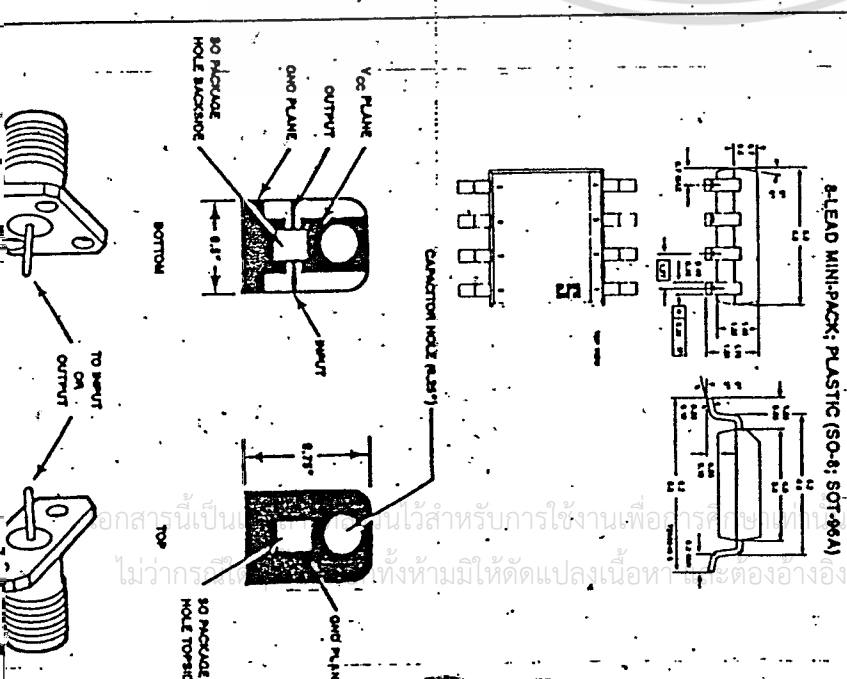
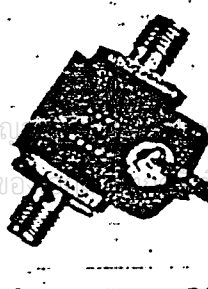


Figure 16. Circuit Schematic for Coupling and Power Supply Decoupling



For the TO-46 package as well. Both top and bottom are copper clad and the ground planes are bonded together through 50 ohm coaxial cable connectors. These are solder mounted on the sides of the board so that the signal traces line up straight to the connector pins.

[illegible]

the board so that the leads are kept in position for soldering. Both holes are just slightly larger than the capacitor and IC to provide for a tight fit.

This board should be tested in a system with 50 ohm input and output impedance for correct operation.

75 OHM EVALUATION BOARD

Another evaluation board is shown in Figure 16. This system uses the same PC board as presented in Figure 17, but makes use of 75 ohm female N-type connectors. The board is mounted in a nickel plated box³ that is used to support the N-type connectors. This is an excellent way to test the part for cable TV applications. Again, the board

should be tested in a system with 75 ohm input and output impedance for correct operation.

*The box and connectors are available as a "MOONCA SYSTEM" from the AMZAC division of ADAMS-RUSSELL CO., INC., 80 Cambridge Street, Burlington, MA 01803.

SCATTERING PARAMETERS

The primary specifications for the NES205 are listed as Sparameters. Sparameters are measurements of incident and reflected currents and voltages between the source, amplifier and load as well as transmission losses. The parameters for a two-port network are defined in Figure 19.

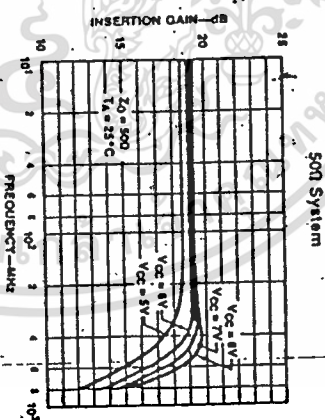
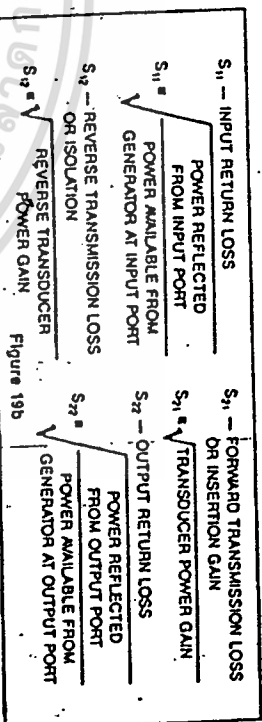


Figure A. Insertion Gain vs Frequency (5m)

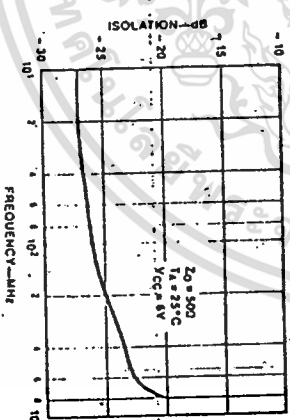


Figure C. Isolation vs Frequency (S_{12})

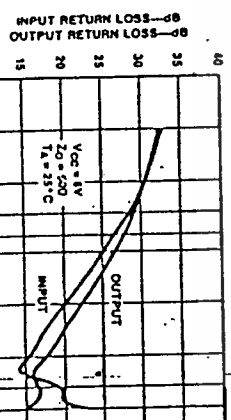


Figure D. S₁₂ Isolation vs Frequency

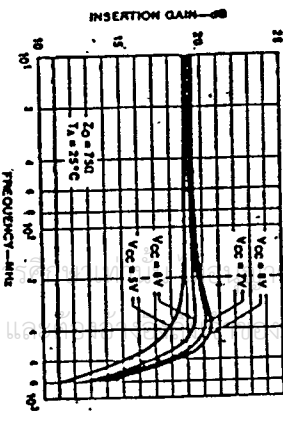


Figure B. Insertion Gain vs Frequency (S₂₁)

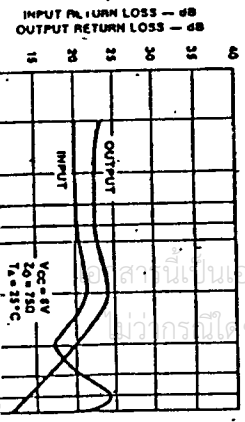


Figure D. S_{12} Isolation vs Frequency

band and compression of the NE5205 to other respective frequency amplifiers. The most important parameter is S_{21} . It is defined as the square root of the power gain, and, in decibels, is equal to voltage gain as shown below:

$$V_{out} = \frac{V_{in} \cdot Z_{out}}{Z_{in} + Z_{out}} \quad \text{for the NE5205}$$

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = P_1$$

$$P_1 = V_1^2$$

$$P_1 = V_1^2 = \text{Insertion Power Gain}$$

$$P_1 = V_1^2 = \text{Insertion Voltage Gain}$$

$$\text{Measured value for the NE5205} = |S_{21}|^2 = 100$$

$$P_{out} = |S_{21}|^2 = 100$$

$$V_{out} = \sqrt{P_{out}} = S_{21} = 10$$

In decibels:

$$P_{(dB)} = 10 \log |S_{21}|^2 = 20 \text{ dB}$$

$$V_{(dB)} = 20 \log S_{21} = 20 \text{ dB}$$

$$P_{(dB)} = V_{(dB)} = S_{21(dB)} = 20 \text{ dB}$$

Also measured on the same system are the respective voltage standing wave ratios.

These are shown in Figure 21. The VSWR can be seen to be below 1.5 across the entire operational frequency range.

Relationships exist between the input and output return losses and the voltage standing wave ratios. These relationships are as follows:

$$\text{INPUT RETURN LOSS} = S_{11(dB)}$$

$$\text{OUTPUT RETURN LOSS} = S_{22(dB)}$$

$$\text{INPUT VSWR} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \leq 1.5$$

$$\text{OUTPUT VSWR} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \leq 1.5$$

1dB GAIN COMPRESSION AND SATURATED OUTPUT POWER

The 1dB gain compression is a measurement of the output power level where the small-signal insertion gain magnitude decreases 1dB from its low power value. The decrease is due to nonlinearities in the amplifier, an indication of the point of transition between small-signal operation and the large signal mode. The saturated output power is a measure of the amplifier's ability to deliver power into an external load. It is the value of the amplifier's output power when the input is heavily overdriven. This includes the sum of the power in all harmonics.

INTERMODULATION INTERCEPT TESTS

The intermodulation intercept is an expression of the low level linearity of the amplifier. The intermodulation ratio is the difference in dB between the fundamental output signal level and the generated distortion product level. The relationship between intercept and intermodulation ratio is illustrated in Figure 22, which shows product output levels plotted versus the level of the fundamental output for two equal strength output signals at different frequencies. The upper line shows the fundamental output plotted against itself with a 1dB to 1dB slope. The second and third order products lie below the fundamentals and exhibit a 2:1 and 3:1 slope respectively.

The intercept point for either product is the intersection of the extensions of the product curve with the fundamental output.

The intercept point is determined by measuring the intermodulation ratio at a slope output level and projecting along the appropriate product slope to the point of intersection with the fundamental. When the intercept point is known, the intermodulation ratio can be determined by the reverse process. The second order IMR is equal to the difference between the second order intercept and the fundamental output level. The third order IMR is equal to twice the difference between the third order intercept and the fundamental output level. These are expressed as:

$$IP_2 = P_{out} + IMR_2$$

$$IP_3 = P_{out} + IMR_3/2$$

where P_{out} is the power level in dBm of each of a pair of equal level fundamental output signals, IP_2 and IP_3 are the second and third order output intercepts in dBm, and IMR_2 and IMR_3 are the second and third order intermodulation ratios in dB. The intermodulation intercept is an indicator of intermodulation performance only in the small signal operating range of the amplifier. Above some output level which is below the 1dB compression point, the active device moves into large signal operation. At this point the intermodulation products no longer follow the straight line output slopes, and the intercept description is no longer valid. It is therefore important to measure IP_2 and IP_3 at output levels well below 1dB compression. One must be careful, however, not to select too low levels because the test equipment may not be able to recover the signal from the noise. For the NE5205 we have chosen an output level of -10.5dBm with fundamental frequencies of 100.000 and 100.01 MHz, respectively.

ADDITIONAL READING ON SCATTERING PARAMETERS

For more information regarding S-parameters, please refer to *High-Frequency Amplifiers* by Ralph S. Carson of the University of Missouri, Rolla, Copyright 1985, published by John Wiley & Sons, Inc.

S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design, M.P. App Note 95-1, Richard W. Anderson, 1987, HP Journal.

S-Parameter Design, M.P. App Note 154, 1972.

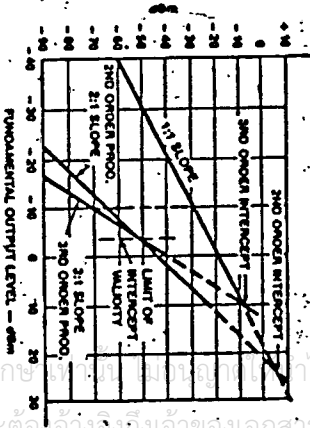


Figure 22

BIPOLAR ANALOG INTEGRATED CIRCUIT μPC1651G

μPC1651G

TYPICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25 °C)

SILICON MONOLITHIC BIPOLAR INTEGRATED CIRCUIT WIDE BAND AMPLIFIER

DESCRIPTION

The μPC1651G is a silicon monolithic integrated circuit especially designed as a wide band amplifier covered from HF band to UHF band.

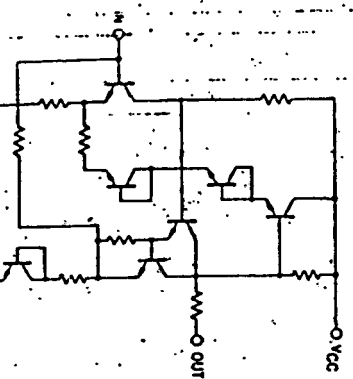
FEATURES

- Excellent frequency response: TYP. 1200 MHz @ 3 dB down
- High power gain: TYP. 18 dB @ f = 500 MHz
- Low voltage operation: 5 V
- Small package

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a = 25 °C)

Supply Voltage	V _{CC}	8	V
Total Power Dissipation	P _T	250	mW
Operating Temperature	T _{op}	-20 to +75	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-40 to +125	°C

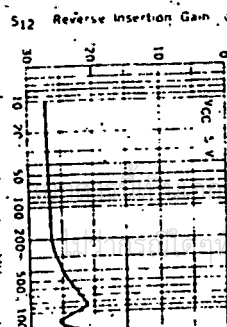
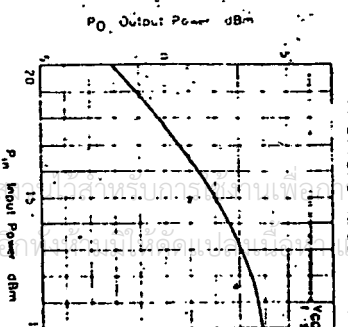
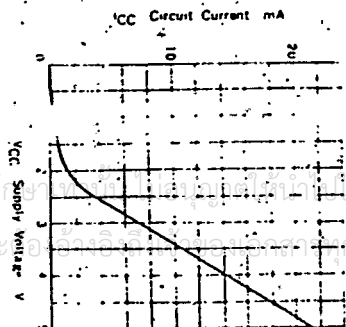
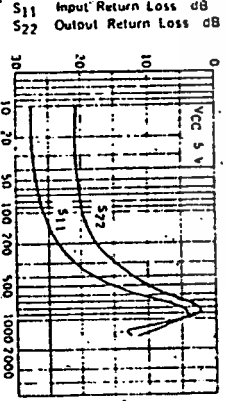
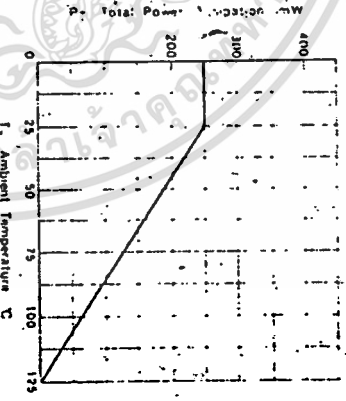
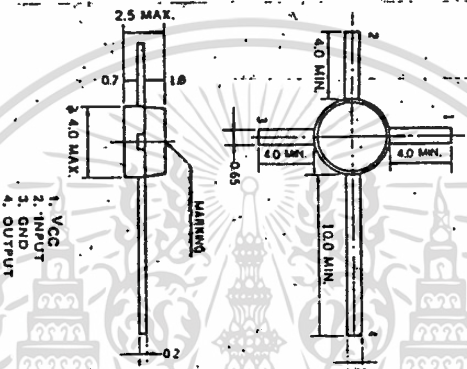
EQUIVALENT CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25 °C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	TEST CONDITIONS
Circuit Current	I _{CC}	15	20	25	mA	V _{CC} = 5 V
Gain	G _V	16	19		dB	V _{CC} = 5 V, f = 500 MHz
Noise Figure	NF		5.5	6.5	dB	V _{CC} = 5 V, f = 500 MHz
Band Width	BW		1000	1200	MHz	V _{CC} = 5 V, 3 dB down
Isolation	I _o		20	24	dB	V _{CC} = 5 V, f = 500 MHz
Input Return Loss	S ₁₁		15		dB	V _{CC} = 5 V, f = 500 MHz
Output Return Loss	S ₂₂		10		dB	V _{CC} = 5 V, f = 500 MHz
Maximum Output Level	P _o		3	5	dbm	V _{CC} = 5 V, f = 500 MHz

PACKAGE DIMENSIONS In millimeters



กิตติกรรมประกาศ

การทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณอย่างสูงคือ รศ.ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม ในฐานะอาจารย์ที่ปรึกษา ในการให้คำแนะนำและปรึกษาเรื่องการเขียนและการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งนี้ใคร่ขอขอบพระคุณ อ.ทองทศ วานิชศรี ที่ให้ความช่วยเหลือและความสะดวกในการใช้เครื่องมือในการทดลอง และขอขอบคุณทุกท่านที่มีส่วนช่วยให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จขึ้นมาได้

ผู้จัดทำ



เอกสารอ้างอิง

1. DENNIS RODDY, JOAN COOLEN, "ELECTRONICS COMMUNICATIONS" RSETION, 1981
2. GEORGE KENNEDY , "ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEM" , MEGRAWHILL, INC., 1970
3. KENNETH K. CLARKE, DONALDT.HESS, "COMMUNICATION CIRCUIT ANALYSIS AND DESIGN", ADDISON-WESLEY PUBLISHING COMPANY, INC., 1971
4. CHRIS BOWICK, "RF CIRCUIT DESIGN", HOWARD W. SAMS AND CO., INC., 1982

