



ปีการศึกษา 2530
เครื่องรับเครื่องส่งวิทยุย่านความถี่สูง

โดย

สนิย์
วิภา

อัครวาทิน
อาชานัยนันท์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สมผล โกศลวิตร

ฉบับที่ ๗
๗

ปริญญาโทปีการศึกษา 2530

ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องรับเครื่องส่งวิทยุย่านความถี่สูง

ผู้จัดทำ

1. สุนีย์ อัครวาทิน
2. วิภา อาชานัยนันท์



เครื่องรับเครื่องส่งวิทยุย่านความถี่สูง

ผู้แก้ไข อัครวาทีน รหัส 27-1228
วิชา อาชานักบันทึก รหัส 27-1186
อ.สมผล โกศลสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา
ภาควิชาการศึกษาศาสตร์ 2530

บทคัดย่อ

ปัญหาที่เน้นที่แก้ปัญหานี้ กลางถึงทฤษฎีและการออกแบบวงจรเครื่องรับ และเครื่องส่งวิทยุ ย่านความถี่สูง (HF) โดยใช้ความถี่ 35-36 MHz ใช้ในการผสมคลื่นชนิด FM และมีช่วงกว้างความถี่ (Δf) 5 KHz เครื่องส่งจะประกอบด้วยภาควงจรสังเคราะห์ความถี่ (frequency synthesizer) โดยมีช่วงห่างของความถี่ 100 KHz และวงจรขยายกำลัง (power amp) คลาส C มีกำลังเอาต์พุต 1 W และมีประสิทธิภาพ 40%

เครื่องรับจะเป็นระบบแปลงความถี่ 2 ครั้ง (double conversion superheterodyne) โดยมีความถี่สูงแรก 10.7 MHz และความถี่กลางที่สอง 455 KHz ประกอบด้วย วงจรมิกเซอร์ วงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่หนึ่ง โดยให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ แทนที่ด้วยภาควงจร วงจร-ไฮเอเพนฟิลเตอร์ วงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่สองที่ใช้ คริสตัล 10.245 MHz วงจร quadrature detector, วงจร audio amplifier และวงจร squelch โดยเครื่องรับมีความไว ในการรับ (sensitivity) - 60 dBm ที่ S/N 20 dB

HIGH FREQUENCY TRANSMITTER AND RECEIVER

Sunee Assavawatin

Vipa Archanainant

Somphol Kosalwit Advisor

1987

Abstract

This thesis presents theory and design circuit receiver and transmitter. The high frequency band (HF) is used 35-36 MHz for mixing FM wave and had bandwidth (Δf) 5 KHz. Transmitter is consist of frequency synthesizer by having bandwidth 100 KHz and power amp circuit, class c, there are power output 1 W and efficiency 40%.

Receiver is double conversion superheterodyne, there are first fundamental frequency 10.7 MHz and second fundamental frequency 455 KHz, consist of mixer circuit, first local oscillator circuit, by using frequency synthesizer as same as transmission. IF filter circuit, second local oscillator circuit which used crystal 10.245 MHz. Quadrager detector circuit, audio amplifier circuit and squeelch circuit, which receivers have sensitivity - 60 dBm at S/N 20 dB.

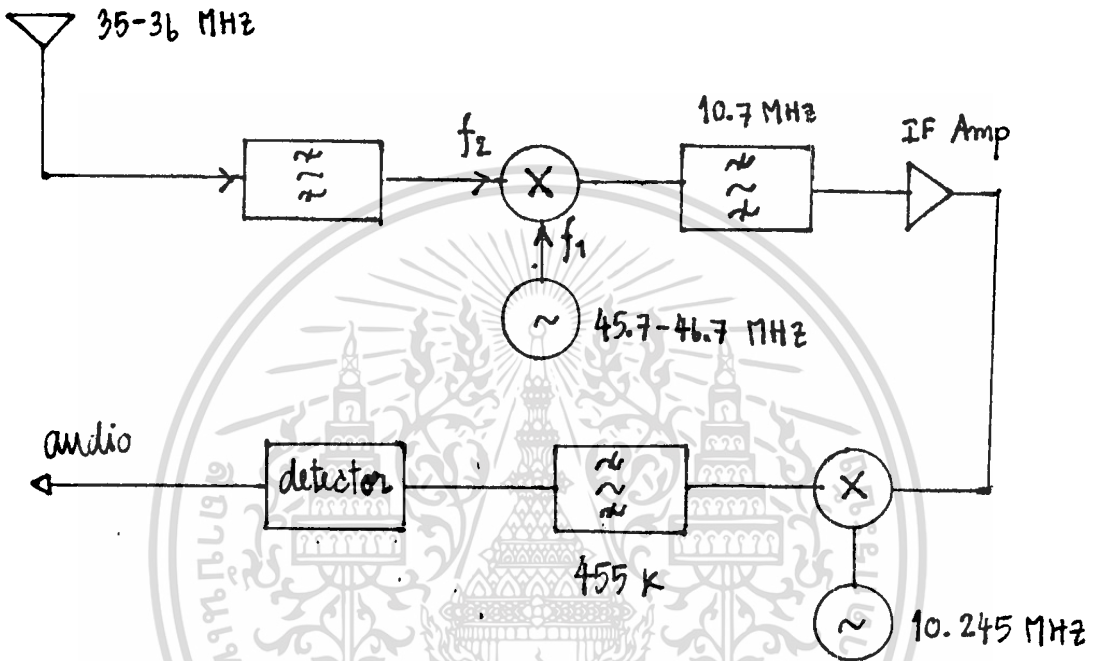
สารบัญ

บทที่	1	บทนำ	1
บทที่	2	ทฤษฎีและหลักการ	3
	2.1)	✓ เพาเวอร์แอมป์ไฟฟ้ายเออร์	3
	2.2)	ซีตเตอร์เวิร์ทโลว์พลาสมิเตอร์	11
	2.3)	เฟสล็อกคูปฟรีควานซ์ฮินธิไซเซอร์	14
	2.4)	✓ ภาคขยายสัญญาณวิทยุ	18
	2.5)	✓ วงจรมิกเทอร์	19
	2.6)	✓ ภาคขยายไอเอฟ	24
	2.7)	✓ ภาคดีเทคเตอร์	27
	2.8)	การกำจัดขนาดแรงดัน	31
	2.9)	การวงจร Squelch	32
บทที่	3	การคำนวณและการสร้าง	34
	3.1)	การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่	34
	3.2)	การออกแบบวงจรโลว์พลาสมิเตอร์	37
	3.3)	วงจรขยายความถี่เสียงของภาคส่ง	38
	3.4)	วงจรที่ใช้งานของดีเทคเตอร์	39
	3.5)	การออกแบบวงจรไอเอฟแอมป์	40
	3.6)	วงจรขยายความถี่เสียงของภาครับ	41
	3.7)	วงจรออสซิลเลเตอร์	42
	3.8)	การออกแบบวงจรแอมป์ไฟฟ้ายเออร์	43
	3.9)	วงจรที่ใช้งานในภาครับ	47
	3.10)	วงจรที่ใช้งานในภาคส่ง	48
บทที่	4	การทดลองและผลการทดลองของ	49
	4.1)	เพาเวอร์แอมป์ไฟฟ้ายเออร์	49
	4.2)	โลว์พลาสมิเตอร์	50
	4.3)	ออสซิลเลเตอร์	51
	4.4)	ดีเทคเตอร์	55
บทที่	5	บทวิจารณ์และสรุป	56

บทที่ 1 บทนำ

วิทยานิพนธ์เรื่องเครื่องรับเครื่องส่งความถี่สูง (High Frequency Transmitter and Receiver) ประกอบด้วยภาครับและภาคส่ง ซึ่งเป็นโครงงานต่อเนื่องของปีการศึกษานี้ โดยในเทอมแรกทำภาครับและเทอมหลังทำภาคส่ง ทั้งภาครับและภาคส่งมีส่วนประกอบดังนี้ คือ

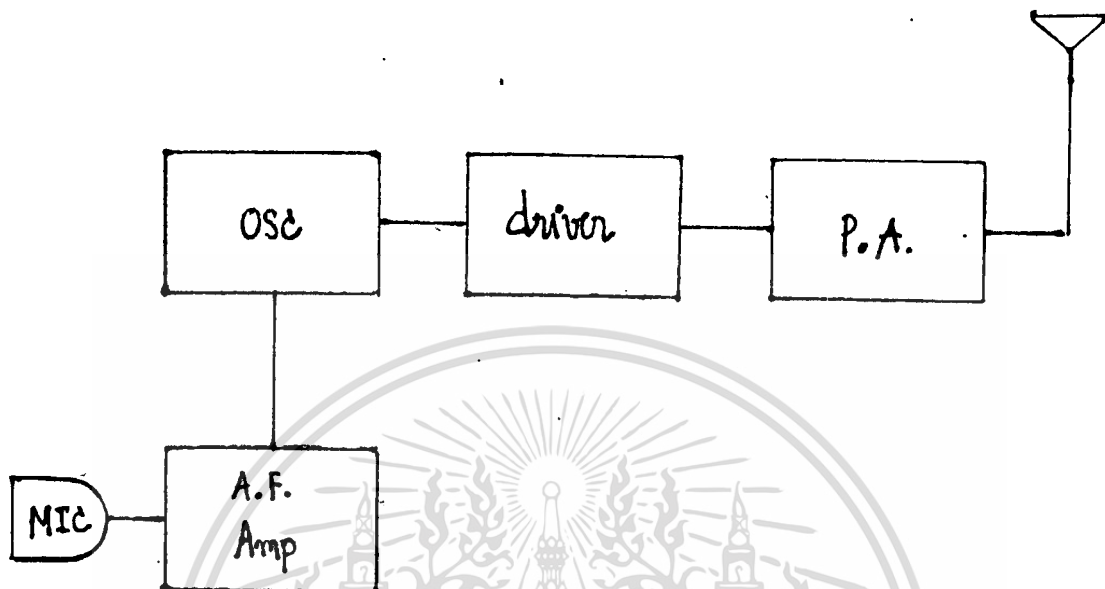
ภาครับ



หลักการทํางานของภาครับ

จาก Block diagram เรารับคลื่นความถี่ 35-36 MHz เข้ามาจากสายอากาศ แล้วนำสัญญาณนี้มาคูณกับโลคัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งมีความถี่ 45.7-46.7 MHz สัญญาณที่ออกมามีความถี่ 10.7 MHz โลคัลออสซิลเลเตอร์นั้นเป็นฟรีควเซซึ่กันธีไซเซอร์ เพื่อทำให้ความถี่ที่ออกมาคงที่ หลังจากนั้นก็แล้วสัญญาณมาผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณเอาแต่ความถี่ 10.7 MHz ออกมาผ่านไอเอฟแอมป์ (IF amp) เพื่อขยายสัญญาณ หลังจากนั้นนำสัญญาณมาคูณกับ 2nd ฮอสซิลเลเตอร์ 10.245 MHz ได้สัญญาณความถี่ 455 KHz ออกมาสัญญาณนี้จะไปตีมอดูเลเตอร์ (demodulator) แล้วได้เป็นสัญญาณออডিโอ (Audio) ออกมาใช้งาน

ภาคส่ง



หลักการทำงานของภาคส่ง

เมื่อมีสัญญาณเสียงเข้ามาที่ไมโครโฟน สัญญาณเสียงจะถูกขยายโดยวงจรขยายความถี่เสียง และถูกนำไปมอดดูเลทแบบเลฟเอ้มกับออลซีเลเตอร์ ความถี่ 35-36 MHz ได้สัญญาณเอฟเอ้มมาผ่านไดร์เวอร์ (driver) เพื่อขยายสัญญาณให้มีความแรงพอที่จะส่งเข้าภาคเพาเวอร์แอมป์ แล้วจึงส่งสัญญาณออกสายอากาศไป

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1) เพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ (POWER AMPLIFIERS)

เพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์แบ่งแยกออกตามระดับพลังงาน , ความถี่ของการทำงาน , ชนิดของอุปกรณ์ , ชั้นของการทำงานและลักษณะของวงจร
ชั้นของการทำงานของ เพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์

ชั้นของการทำงานของเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ ถูกแบ่งโดยเงื่อนไขของกระแสเอาต์พุต (output current) โดยแบ่งเป็น

1) คลาสเอ (CLASS A) ระดับที่ขับ RF และการไบอัส ดีที่ถูกต้องไว้ตั้งนั้นจะมีกระแสเอาต์พุตไหลอยู่ตลอดเวลา อุปกรณ์แอคทีฟใน คลาสเอแอมพลิฟายเออร์ เปรียบเสมือนความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ แรงดันเอาต์พุตถูกสร้างโดยกระแสที่เปลี่ยนแปลงผ่านความต้านทานของโหลดใน คลาสเอแอมพลิฟายเออร์จะให้ความเป็นเชิงเส้นมากที่สุด แต่ประสิทธิภาพของวงจรต่ำ ทางทฤษฎีจะให้ประสิทธิภาพสูงสุด 50% แต่ในทางปฏิบัติมักจะให้ประสิทธิภาพเพียง 25%-30% มุมของการทำงานมีค่า 360° โดยวัตต์ไร้ไฟเซลที่มีกระแสเอาต์พุตไหลดังรูป 2.1.1(a)

2) คลาสเอบี (CLASS AB) ระดับที่ขับ RF และการไบอัสดีที่ถูกต้องปรับเพื่อที่จะให้ได้กระแสเอาต์พุตไหลมากกว่าครึ่งของไดรฟ์ไฟเซล แต่ไม่เต็มไฟเซลมุมของการทำงานมากกว่า 180° แต่ไม่ถึง 360° ดังรูป 2.1.1(b) ประสิทธิภาพดีกว่าคลาสเอ โดยเฉลี่ยแล้วเกิน 50% ความเป็นเชิงเส้นของคลาสนี้ดีไม่เท่าคลาสเอ

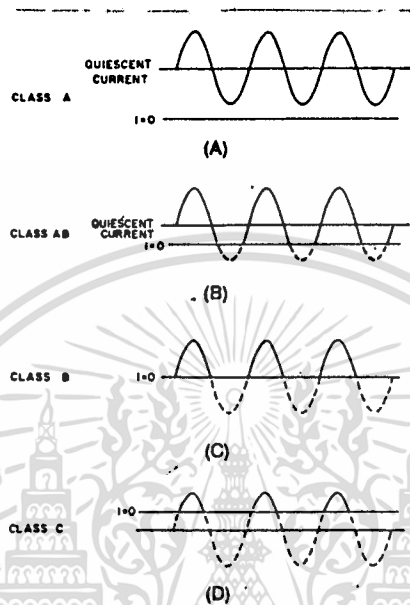
3) คลาสบี (CLASS B) ระดับที่ขับ RF และการไบอัสดีที่ ถูกตัดเพื่อให้ได้กระแสเอาต์พุตไหลครึ่งไฟเซลของไดรฟ์ไฟเซล มุมของการทำงานมีค่า 180° ดังรูป 2.1.1(c) ประสิทธิภาพสูงถึง 65% และความเป็นเชิงเส้นของคลาสนี้พอใช้ได้

4) คลาสซี (CLASS C) ระดับที่ขับ RF และการไบอัสดีที่ ถูกปรับเพื่อจะให้กระแสเอาต์พุตถูกตัดมากกว่าครึ่งไฟเซลของการทำงาน ดังนั้นกระแสเอาต์พุตจะไหลระหว่างพีคในไดรฟ์ไฟเซล มุมของการทำงานน้อยกว่า 180° ดังรูป 2.1.1(d) ประสิทธิภาพสูงมากถึง 80% แต่ความเป็นเชิงเส้นของ คลาสนี้ไม่ค่อยดีนัก

นอกจากทั้ง 4 คลาสนี้แล้ว เพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ ยังมี

คลาสน์อื่นอีกคือ ดี, อี, เอฟ, จี และ เอช

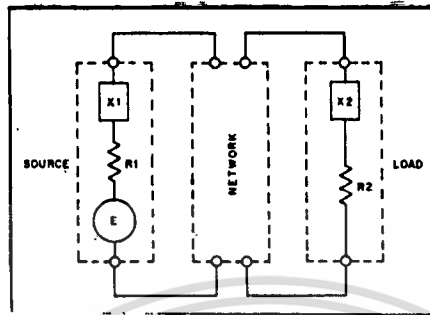
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.1 กระแสเอนิ่งของอุปกรณ์ขยายในขณะทำงานของคลาสต่างๆ

อิมพีแดนซ์แมท칭 (IMPEDANCE MATCHING)

แหล่งกำเนิดกำลังในเพาเวอร์แอมป์ไฟเออร์ เช่นหลอดหรือทรานซิสเตอร์ จะมีอิมพีแดนซ์ภายในตัวมันเอง กระแสที่ไหลผ่านความต้านทานภายในนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นความร้อน เพราะฉะนั้นกำลังสูงสุดหาได้จากแหล่งกำเนิดกำลังที่ถูกถ่ายเทให้กับความต้านทานของโหลด เมื่อความต้านทานของโหลดเท่ากับความต้านทานของแหล่งกำเนิด ถ้าแหล่งกำเนิดมีรีแอคแตนซ์อยู่ด้วย ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของโหลดต้องเท่ากับคอนเพล็กซ์คอนจูเกตอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด เพื่อที่จะให้ได้กำลังสูงสุดจะต้องมีแมท칭นี้ทเว็คอยู่ระหว่างแหล่งกำเนิดกับโหลด ดังรูปที่ 2.1.2



รูปที่ 2.1.2 เน็ตเวิร์กที่ใช้สำหรับแมททิมพีแดนซ์

กำลังทั้งหมดที่ถูกผลิตโดยแหล่งกำเนิดเป็นไปตามสมการ

$$P_{in} = P_{out} + P_d$$

P_{in} = กำลังอินพุทของแหล่งกำเนิด

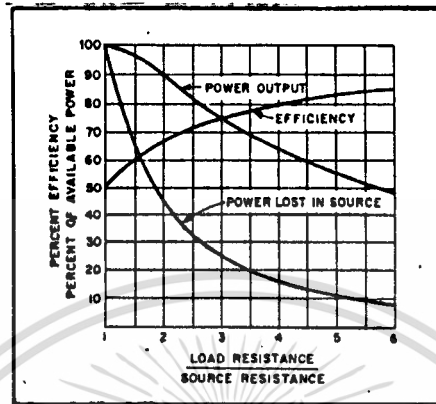
P_{out} = กำลังที่ถูกส่งไปยังโหลด

P_d = กำลังที่ถูกแบ่งให้แก่ความต้านทานเองของแหล่งกำเนิด

ประสิทธิภาพหาได้จาก

$$\eta = \frac{E I \cos \phi}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_d}$$

จุดประสงค์ของการออกแบบเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ คือต้องให้มีการถ่ายเทความถี่ผ่านเดเมนทอลของกำลังให้มากที่สุด คือให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด โดยที่ไม่เกินอัตราการขยายของอุปกรณ์แอคทีฟ เมื่ออัตราส่วนความต้านทานของโหลดต่อความต้านทานของแหล่งกำเนิดเพิ่ม ประสิทธิภาพก็เพิ่มตามดังรูป 2.1.3



รูปที่ 2.1.3 แสดงประสิทธิภาพที่ขึ้นกับอัตราส่วนของความต้านทานโหลดกับแหล่งกำเนิด

ค่าความต้านทานของ โหลดที่ดีที่สุดขึ้นอยู่กับกระแสแรงดันเฟอ์ ค่าแรงดันรีลติกาของอุปกรณ์ขยาย ในกรณีของหลอดสูญญากาศที่เชื่อมกับการขยายของชั้นของการทำงาน ส่วนในกรณีของทรานซิสเตอร์ค่าความต้านทานโหลดที่ดีที่สุดหาได้จาก

$$R_1 = \frac{V_{cc}^2}{2P_o}$$

R_1 = ความต้านทานของโหลด

V_{cc} = ค่าแรงดันของคอลเล็กเตอร์

P_o = เพาเวอร์เอาต์พุต

แมทซิ่งเน็ทเวิร์คใช้สำหรับแปลงค่าความต้านทานจริง ๆ ของโหลด ไปเป็นค่าความต้านทานโหลดที่ดีที่สุดของอุปกรณ์ขยาย แมทซิ่งเน็ทเวิร์คจะทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดหายไป แมทซิ่งเน็ทเวิร์คที่พบในเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ มี 2 ชนิดคือ วงจรเท็งค์ (tank circuit) และ ทรานส์ฟอเมอร์ (transformer)

วงจรเท็งค์แบ่งเป็นวงจรพาราเรลเรโซแนนซ์ (parallel resonant)

หรือวงจรเซียบเท่า สามารถที่จะเก็บพลังงาน คาปาซิเตอร์จะเก็บพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารผลงานวิจัยสำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางไฟฟ้าในสนามไฟฟ้าระหว่างขั้ว อินдукเตอร์จะเก็บพลังงานในสนามแม่เหล็กที่มุมเหนือขั้วนำโดยขดลวด

พลังงานที่ถูกเก็บไว้ในอุปกรณ์ในวงจรแท้จริง จะเปลี่ยนไปตามเวลาที่เวลาหนึ่งคาปาซิเตอร์ถูกอัดประจุเต็มที่ กระแสที่ไหลผ่านคาปาซิเตอร์เป็นศูนย์ พลังงานทั้งหมดถูกเก็บในสนามไฟฟ้า เพราะอินдукเตอร์ถูกต่อกับคาปาซิเตอร์ ดังนั้นคาปาซิเตอร์จะเริ่มปล่อยประจุผ่านอินдукเตอร์ กระแสที่ไหลผ่านอินдукเตอร์จะผลิตสนามแม่เหล็ก พลังงานจะถูกเก็บในสนามแม่เหล็ก ลมมติว่าไม่มีความต้านทานภายในวงจรแท้จริง การเพิ่มพลังงานที่ถูกเก็บในสนามแม่เหล็กจะสมมูลกับการลดพลังงาน ที่ถูกเก็บในสนามไฟฟ้า ขณะที่ระดับพลังงานเพิ่มขึ้นในอินдукเตอร์ พลังงานศักย์ของอินдукเตอร์จะค่อยๆสูงขึ้นตาม จนกระทั่งระดับขดลวดแรงดันจะมากพอที่จะต้านกระแสที่ถูกผลิตโดยการถ่ายเทพลังงานจากคาปาซิเตอร์ไปยังอินдукเตอร์ สนามไฟฟ้าของคาปาซิเตอร์ถูกลดลงจนหมด และพลังงานทั้งหมดของวงจรแท้จริงถูกเก็บในสนามแม่เหล็กแทน

พลังงานศักย์ควมอินдукเตอร์ซึ่งขนานกับคาปาซิเตอร์ จะเริ่มอัดประจุให้กับคาปาซิเตอร์ใหม่จนกระทั่งเต็ม และพลังงานทั้งหมดถูกเก็บไว้ในสนามไฟฟ้าแทนสนามแม่เหล็ก เป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ การไหลของพลังงานจากอินдукเตอร์ไปคาปาซิเตอร์หรือกลับกันนั้นคือ กระแสสลับซึ่งมีความถี่ ω ในหน่วย

$$f = \frac{1}{2\pi LC}$$

รูป 2.1.4 นี้แสดงชนิดของวงจรแท้จริง ค่าของ L และ C ถูกเลือกเพื่อที่จะให้รีแอกแตนซ์ของ L (X_L) เท่ากับรีแอกแตนซ์ของ C (X_C) ที่ความถี่ของสัญญาณที่ผลิตโดยแหล่งกำเนิดโวลท์เตท เพราะว่า $X_L = X_C$ line current (I_{line}) ถูกวัดโดยมิเตอร์ M1 มีค่าเท่ากับกระแสที่ร่วผ่าน C เท่านั้นที่ถูกวัดได้ กระแสลูป (I_{loop}) ถูกกำหนดโดย L, R และ C มีค่าไม่เป็นศูนย์

เพื่อที่จะระบุคุณสมบัติของวงจรแท้จริง จะใช้ Q เป็นตัวระบุ Q เป็นอัตราส่วนของพลังงานที่เก็บไว้ในระบบกับพลังงานที่สูญเสียไป

$$Q = \frac{2\pi W}{W}$$

W_u = พลังงานที่ถูกเก็บไว้

W_l = พลังงานที่สูญเสียไปเป็นความร้อนให้แก่โหลด

โดยวิธีทางพีชคณิตสามารถแสดงได้ว่า

$$Q = \frac{X}{R}$$

X = รีแอกแตนซ์ของอินดักเตอร์หรือคาปาซิเตอร์

R = ความต้านทานแขนง

เมื่อไม่มีโหลดมาต่อกับแท่งค้ จะมีแต่ความต้านทานในวงจรแท่งค้
ที่เกิดการสูญเสียจะได้

$$Q_u = \frac{X}{R_{load}}$$

X = รีแอกแตนซ์ของอินดักเตอร์ หรือ คาปาซิเตอร์

R_{load} = ความต้านทานที่เกิดการสูญเสียในวงจร

เมื่อพลังงานถูกถ่ายเทจากวงจรแท่งค้ ไปยังความต้านทานของโหลด
จะได้

$$Q_l = \frac{X}{R_{load} + R_{circuit}}$$

ประสิทธิภาพของวงจรแท่งค้ เป็นอัตราส่วนของกำลังที่กระจายใน
ความต้านทานของโหลดกับกำลังทั้งหมดที่กระจายในวงจรแท่งค้ โดย

R_{load} และ $R_{circuit}$

$$\text{tank efficiency} = \frac{R_{load}}{R_{load} + R_{circuit}} \times 100$$

$$\text{หรือ tank efficiency} = (1 - \frac{Q_l}{Q_u}) \times 100$$

Q_l = ค่า Q ของวงจรแท่งค้เมื่อมีโหลด

Q_u = ค่า Q ของวงจรแท่งค้เมื่อไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ทรานฟอเมอร์ (transformer)

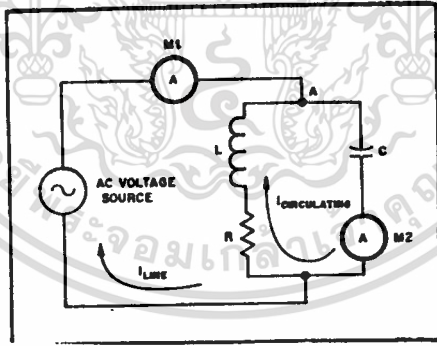
ขดแบนด์ทรานฟอเมอร์ (Broadband transformers) มักจะ ถูกใช้ใ้ในการแมทกับอิมพีแดนซ์ของอินพุท หรืออิมพีแดนซ์ของโหลดในเฟาเวอร์ แอมพลิฟายเออร์ทรานฟอเมอร์ มี 2 ชนิด คือ

1. คอนเวนชันแนลทรานฟอเมอร์ (conventional transformer)

ในการพันคอนเวนชันแนลทรานฟอเมอร์ primary และ secondary ถูก พันรอบแกนที่ทำด้วยเหล็กหรือผงเหล็ก การคัปปลิ่งระหว่าง secondary หรือ primary ถูกทำให้แน่นเท่าที่จะทำได้ เพื่อที่จะทำให้ค่าอินดัคแตนซ์รั่ว โหลดไปน้อยที่สุด

2. ทรานส์มิชชันไลน์ (transmission line) คล้ายกับคอนเวน

ชันแนล แต่สามารถใช้ในแถบความถี่ที่กว้างกว่าในคอนเวนชันแนลทรานฟอเมอร์ การสูญเสียที่ความถี่สูงเนื่องมาจากการรั่วไหลของอินดัคแตนซ์ และจะเพิ่มขึ้น ตามความถี่ในทรานส์มิชชันไลน์ทรานฟอเมอร์ การพันระหว่าง secondary และ primary จะต้องทำให้ไม่มีช่องว่างในการคัปปลิ่ง คอปเปอร์แดนซ์ ะหวั้เองมัน



รูปที่ 2.1.4 แสดง วงจรแก๊งค์ , I_{line} และ $I_{circulating}$

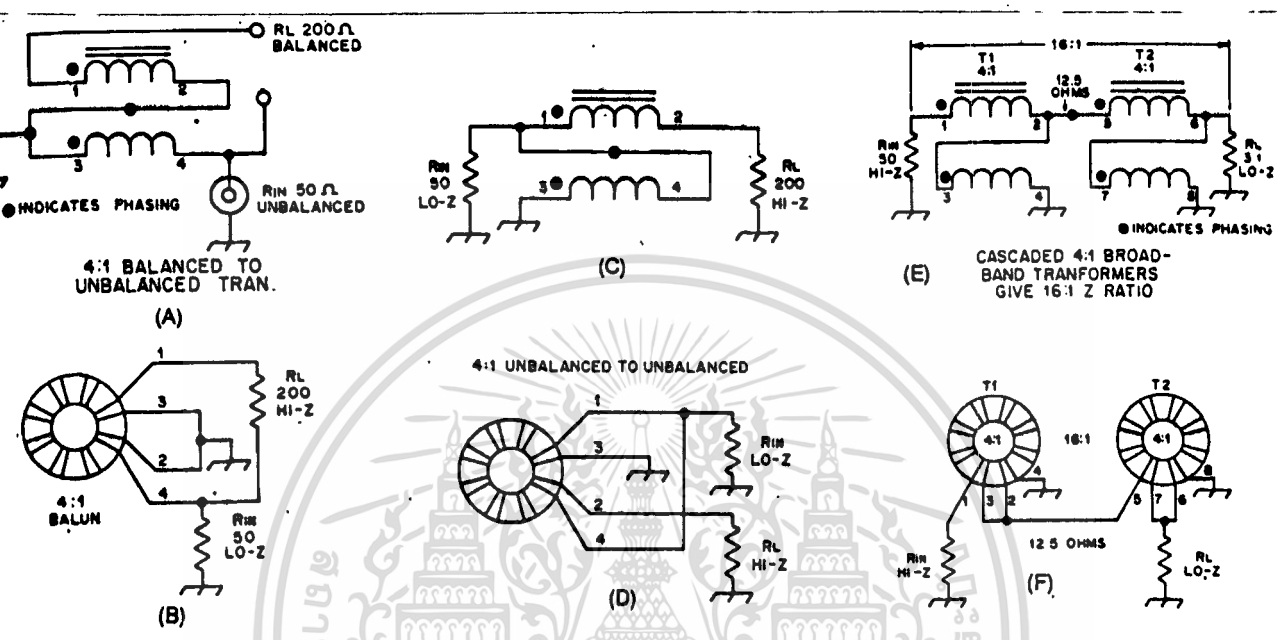
รูปที่ 2.1.5 แสดง 4:1 ทรานฟอเมอร์ และวิธีสำหรับต่อ อนุกรม 4:1 ทรานฟอเมอร์ 2 อัน ได้ 16:1 ทรานฟอเมอร์ วงจรในรูป B มักใช้ระหว่าง แหล่งกำเนิด 50 โอห์ม และ ขาเบสของ RF เฟาเวอร์ ทรานซิสเตอร์

เมื่อพบสัญญาณแปลกปลอมที่ไม่ต้องการที่เอาท์พุทของ แอมพลิ ฟายเออร์ จำเป็นที่ต้องกรองความถี่นั้นออก ชนิดของฟิลเตอร์ที่ใช้ขึ้นอยู่กับ การใช้งาน และระดับของสัญญาณแปลกปลอมที่ต้องการกรองออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟิลเตอร์ลดทอนสัญญาณที่แปลกปลอมที่อยู่สูงและต่ำกว่าแถบความถี่ที่ต้องการ
 โวลต์พลาสฟิลเตอร์ลดทอนสัญญาณที่อยู่สูงกว่าความถี่ที่ต้องการ และโวลต์พลาส
 ฟิลเตอร์จะลดทอนสัญญาณที่อยู่ต่ำกว่าความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.1.5 แสดงวงจร 4:1 broadband transformers

2.2) บัตเตอร์เวิร์ทโลว์พาสฟิลเตอร์ (Butterworth Low Pass Filter)

เนื่องจากภาค เพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์นั้นให้ความถี่ฮาร์โมนิกที่สูงจำนวนมาก ดังนั้นจึงต้องให้โลว์พาสฟิลเตอร์มากรองความถี่ 35-36 MHz ที่ต้องการ โดยใช้วงจรแพสซีฟฟิลเตอร์ (passive filter) ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถใช้งานที่ความถี่สูงได้ และมีค่าความไว (sensitivity) ต่ำ

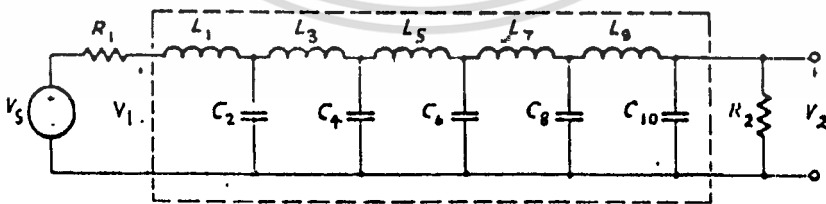
สำหรับวงจร doubly terminated ladder filter ดังรูป 2.2.1 มีตารางที่บอกค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ตามตารางที่ 2.2.2 โดยเป็นวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ต้นแบบ (proto type) ซึ่งมี $W_0 = 1$, R_L (terminated resistance) = 1 Ω

เมื่อต้องการออกแบบฟิลเตอร์ที่มีค่า W_0 และ R_L ต่างออกไป จะใช้การสเกล (scaling) โดย

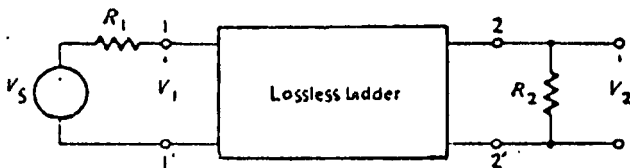
$$L_{new} = \frac{K_m}{K_f} L_{old}$$

$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} C_{old}$$

โดย $K_{new} = K_m K_{old}$
 $K_m = R_{new}$
 $K_f = W_{new}$



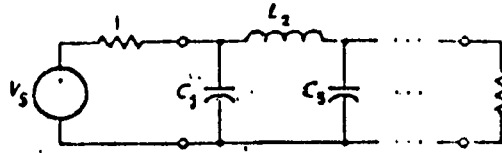
(a)



(b)

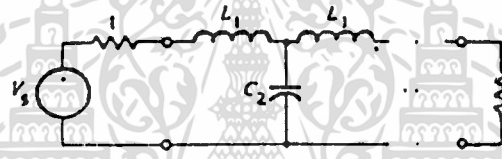
รูปที่ 2.2.1 วงจร doubly terminated ladder filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์หรือการสงวนเพื่อการค้าเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



n	C ₁	L ₁	C ₂	L ₂	C ₃	L ₃	C ₄	L ₄	C ₅	L ₅
2	1.414	1.414								
3	1.000	2.000	1.000							
4	0.7654	1.848	1.848	0.7654						
5	0.6180	1.618	2.000	1.618	0.6180					
6	0.5176	1.414	1.932	1.432	1.414	0.5176				
7	0.4450	1.247	1.902	2.000	1.902	1.247	0.4450			
8	0.3902	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.3902		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	
10	0.3129	0.9040	1.414	1.782	1.975	1.782	1.414	0.9040	0.3129	

n	L ₁	C ₁	L ₂	C ₂	L ₃	C ₃	L ₄	C ₄	L ₅	C ₅
---	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------



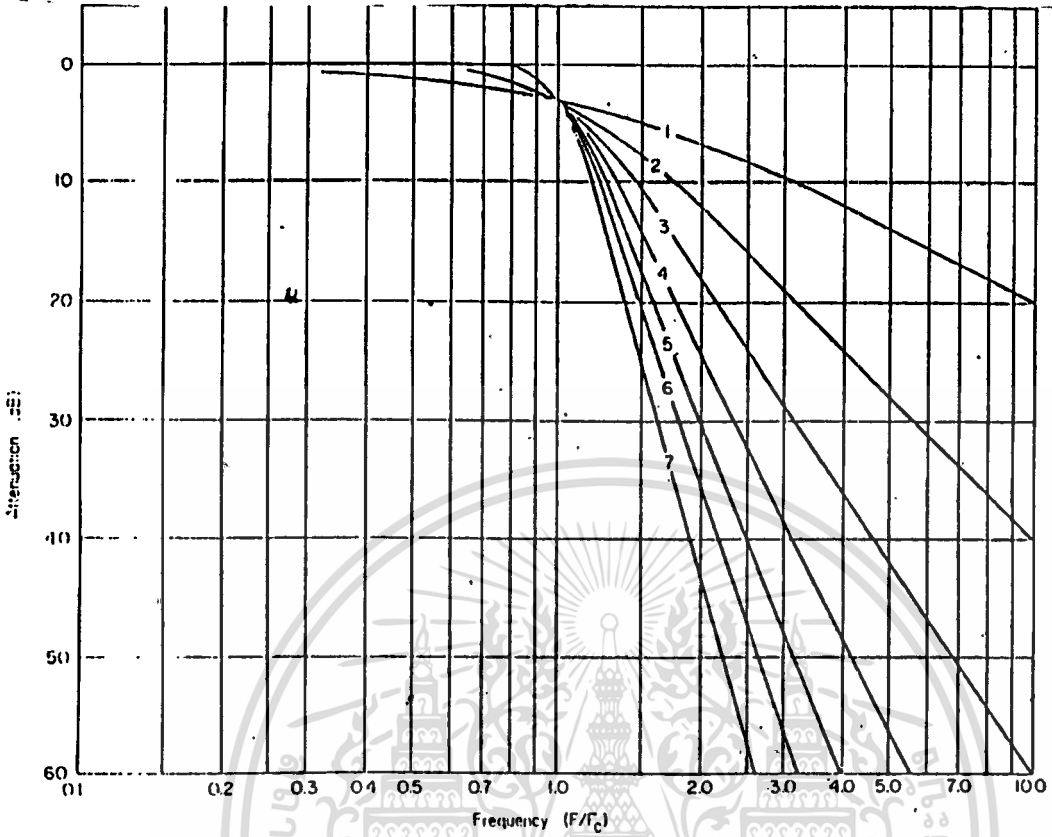
ตารางที่ 2.2.2 แสดงค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจร doubly terminated ladder filter

วงจรสามารถมีจำนวนของอุปกรณ์ไม่มากนักแต่สามารถที่จะผลิตแถบความถี่ที่เรียบและมีรีปเบิ้ลน้อยมาก การตอบสนองของขนาด (amplitude response) สำหรับบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ ที่มีอุปกรณ์ตั้งแต่ 1-7 ตัว แสดงดังรูป 2.2.3

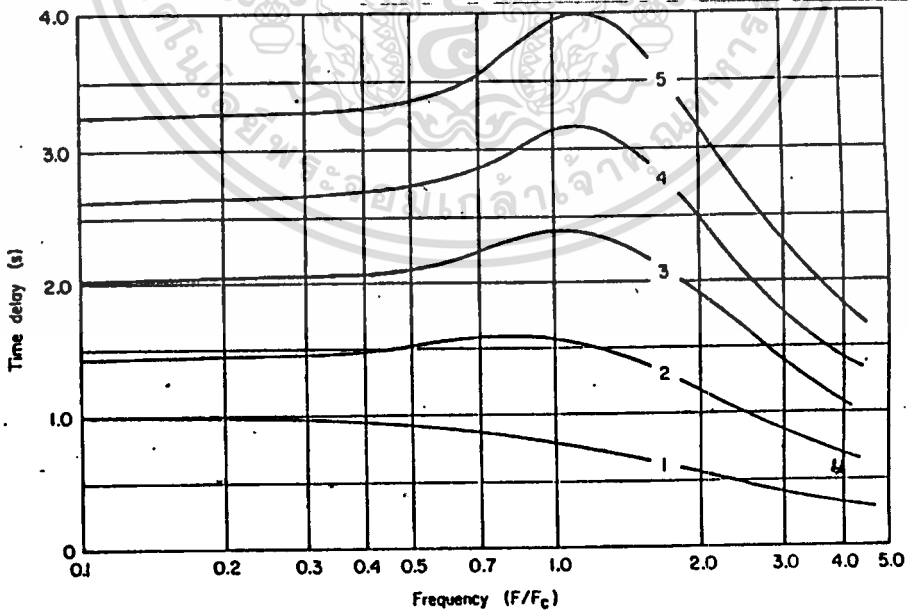
ความถี่คัทออฟ (cutoff) ถูกเซตที่ระดับ 3 db ในทุกกรณี การล่าช้าของบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ แสดงดังรูป 2.2.4

การล่าช้านี้เกิดจากสัญญาณชายนี้นวนแต่ละความถี่ดีเลย์ใหม่ (delay time) ที่แสดงดังรูป จะถูกต้องเฉพาะที่ความถี่คัทออฟ 1 rad/s สำหรับความถี่คัทออฟที่สูงขึ้นดีเลย์ใหม่จะลดลง การเปลี่ยนแปลงดีเลย์ใหม่ สำหรับ อุปกรณ์ 2-3 ตัว จะน้อยมาก แต่สำหรับที่ order สูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงดีเลย์ใหม่ จะทำให้เกิดปัญหาขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.2.3 การลดทอนของบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ ด้วยอุปกรณ์ 7 ตัว



รูป 2.2.4 ไทม์ดีเลย์คาแรคเทอริสติกของอุปกรณ์ 1-5 ตัวของความถี่คutoff

บัตเตอร์เวิร์ท ฟิลเตอร์ rad/s

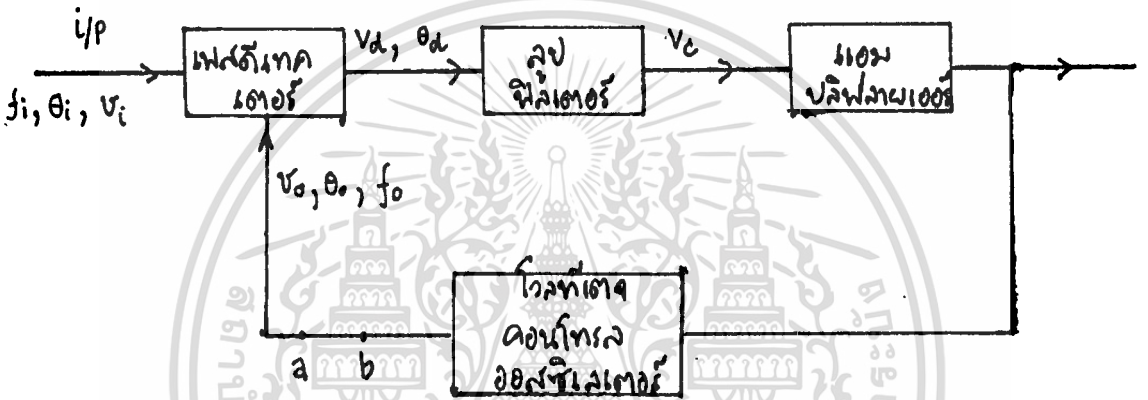
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3) เฟสล็อกคัลลูปฟรีควเอนที่กัันถี่ไซเซอร์

(Phase - Locked Loop Frequency synthesizer)

ในการสังเคราะห์ความถี่ให้มีเสถียรภาพดีนั้น เราจะใช้วงจรเฟสล็อกคัลลูปฟรีควเอนที่กัันถี่ไซเซอร์ ในการสังเคราะห์ความถี่โดยใช้คริสตัลเป็นความถี่อ้างอิงซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของมันโดยสังเขป

หลักการทำงาน



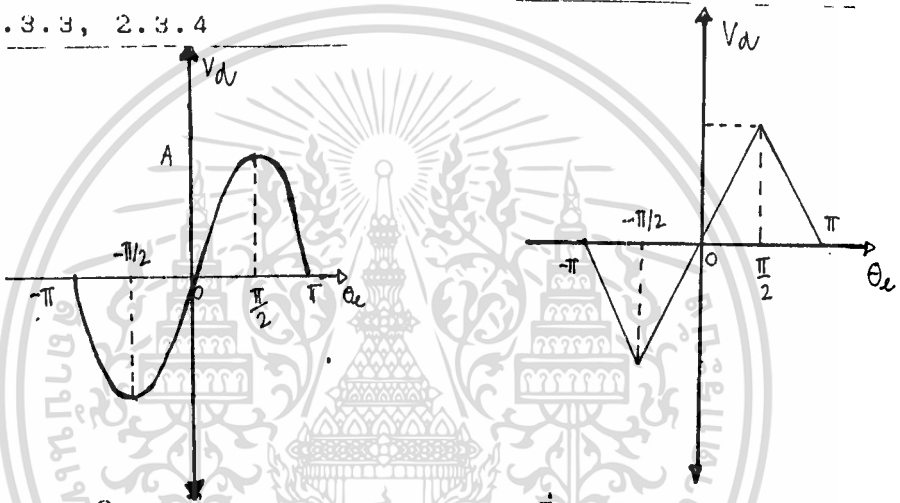
รูปที่ 2.3.1

จากรูปที่ 2.3.1 เฟสดีเทคเตอร์จะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของความถี่อินพุตกับเฟสของความถี่จาก VCO ซึ่งจะได้เอาที่พุกในรูปของความคลาดเคลื่อนของแรงดันไฟฟ้า (v_d) ซึ่งประกอบด้วยผลรวมและผลต่างของความถี่อินพุตและ VCO คือ $F_i + F_c$ จากนั้นลูปฟิลเตอร์จะกรองแต่สัญญาณดีซีโวลต์เตจ ถ้าระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อกจะได้สัญญาณเอซี จากนั้นแอมป์จะทำหน้าที่ขยายโวลต์เตจในลูปย้อนกลับ และจะทำการเพิ่มนิลยการล็อกให้กับระบบด้วย สัญญาณที่ถูกขยายแล้วจะไปควบคุมความถี่ของ VCO ในลักษณะการบอกลับทางลบ ถ้าความถี่ของอินพุตเท่ากับความถี่ของ VCO ระบบก็จะอยู่ในสภาวะเสถียร เราสามารถที่จะใส่ตัวหารความถี่เข้าไปในลูประหว่างจุด a และ b ในรูป ถ้าตัวหาร = N แล้วความถี่ของ VCO $F_c = NF_i$

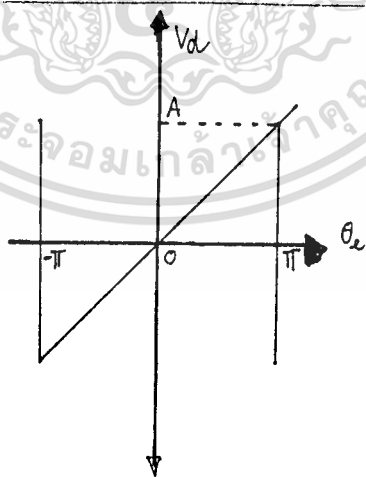
ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกคัลลูป โวลต์เตจที่ผ่านฟิลเตอร์ v_d จะมีค่าเป็นศูนย์ทำให้ VCO ทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง $\omega_c = 2\pi F_c$ ซึ่งเราเรียกว่าฟรีรันนิ่งฟรีควเอนที่ของ VCO

เฟลตีเทคเตอร์

เฟลตีเทคเตอร์มักจะมีคุณสมบัติเป็นมิกเซอร์หรือมัลติพลายเออร์ เมื่อ
 ลูปอยู่ในสถานะล๊อคทำให้สัญญาณเอาท์พุทของเฟลตีเทคเตอร์ (V_d) เป็น
 โวลต์เต็มซึ่งเป็นฟังก์ชันของความต่างเฟส $\theta_u = \theta_1 - \theta_2$ โดยทั่วไป
 แล้วสัญญาณที่ออกจากเฟลตีเทคเตอร์มักเป็นสัญญาณรูปซายน์, สามเหลี่ยมหรือ
 ฟันเลื่อย V_d จะเท่ากับศูนย์เมื่อ $\theta_u = \pi$ สำหรับสัญญาณรูปฟันปลาเราจะ
 ทำการเปรียบเทียบ คุณสมบัติของเฟลตีเทคเตอร์ทั้ง 3 ชนิด ดังรูปที่
 2.3.2, 2.3.3, 2.3.4



รูปที่ 2.3.2 PD ชนิด analog multiplier รูปที่ 2.3.3 Ex-or gate



รูปที่ 2.3.4 Sequential digital

- รูปที่ 2.3.2 และ 2.3.3 $\theta_u = \theta_1 - \theta_2$ รูปที่ 2.3.4
 $\theta_u = \theta_1 - \theta_2$ เมื่อลูปเข้าสู่สถานะล๊อค θ_u มีค่าอยู่ระหว่าง $\pm \pi/2$ สำหรับ
 สัญญาณรูป 2.3.2 และ 2.3.3 และ θ_u มีค่าอยู่ระหว่าง $\pm \pi$ สำหรับรูป

2.3.4

เมื่อ A เป็น โวลต์เดคที่มีค่าสูงสุดจะได้

$$V_u = A \sin \theta_u \quad \text{รูปที่ 2.3.2}$$

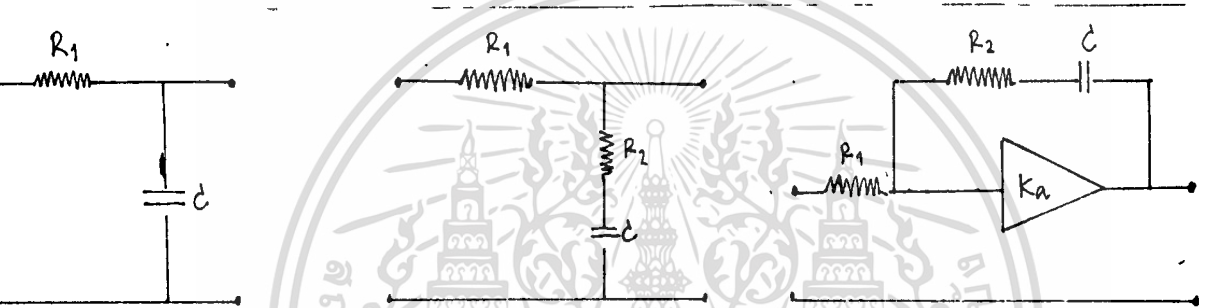
$$V_u = 2/\pi A \theta_u \quad \text{รูปที่ 2.3.3}$$

$$V_u = 1/\pi A \theta_u \quad \text{รูปที่ 2.3.4}$$

gain factor ของเฟลด์เทคเตอร์เมื่ออยู่ภาวะลอค K_u

$$V_u / \theta_u \quad \text{V/rad}$$

ลูฟิเลเตอร์ เป็นโลว์พาสฟิลเตอร์ มีลักษณะดังรูป 2.3.5



รูปที่ 2.3.5

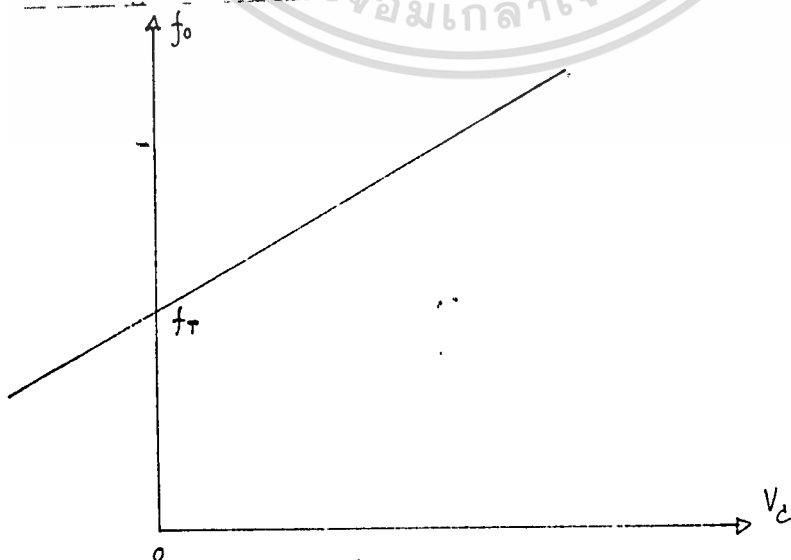
โวลต์เดคคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Voltage - Controlled Oscillator

เราสมมติให้ VCO มีความถี่ฟรีรันนิ่ง (f_f) แล้วความถี่

เอาท์พุทของ VCO จะสามารถเขียนได้เป็น $f_o = f_f + K_o V_u$ Hz

V_u เป็น อินพุทโวลต์เดคที่ไปควบคุม VCO

K มีหน่วยเป็น RAD/V

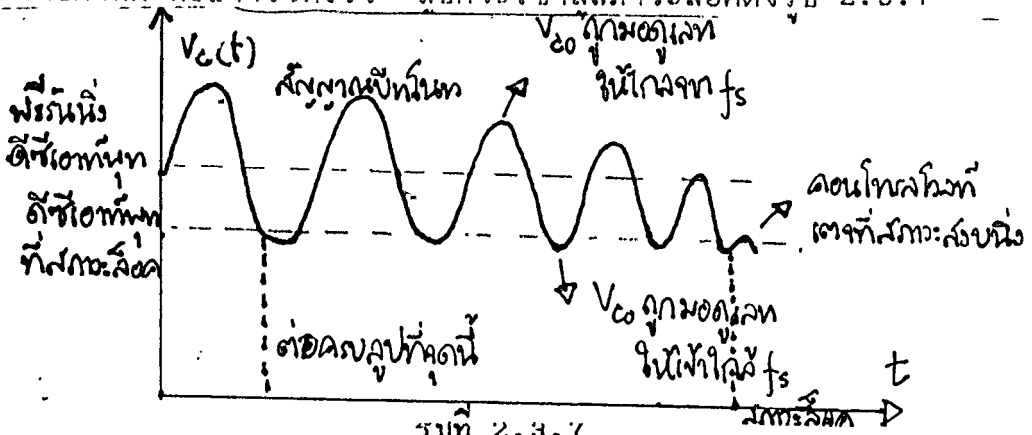


รูปที่ 2.3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการแคปเจอร์สัญญาณอินพุท (capture process)

กระบวนการแคปเจอร์เป็นกระบวนการที่จะทำให้ระบบได้มาซึ่งการล๊อคกับสัญญาณอินพุท โดยที่ลูบจะเริ่มต้นจากสถานะฟรีรันนิ่ง เพื่อให้เข้าใจถึงกระบวนการขั้นแรกให้สมมติว่าพีดแบคคูลูบของระบบเฟสล๊อคคูลูบ ถูกตัดขาดระหว่างลูบฟิลเตอร์ เอาท์พุทและคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้ v_d มีค่าเป็นศูนย์ และ VCO จะออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ต่อจากนั้นสมมติว่าสัญญาณอินพุทถูกบ้อนให้ลูบด้วยความถี่ w_i ซึ่งเป็นความถี่ใกล้เคียงกับ w_o แต่ไม่เท่ากับ w_o ในกรณีนี้เฟสดีเทคเตอร์มีฟังก์ชันเหมือนกับมัลติพลายเออร์หรือมิกเซอร์ ดังนั้นเอาท์พุทโวลท์เดทที่ได้จากเฟสดีเทคเตอร์ จะเป็นคอมโพเน้นท์ของลองความถี่คือ $w_o + w_i$ และ $w_o - w_i$ ตามปกติแบบแตรวิทของโลว์พาสฟิลเตอร์ จะแค้มมากพอที่จะกรองเอาคอมโพเน้นท์ผลบวกของความถี่ออกไปได้อย่างสมบูรณ์ ถ้า w_i มีค่าใกล้เคียงกับ w_o ดังนั้นผลต่าง $w_o - w_i$ มีค่าน้อยมาก และมีค่าอยู่ในพาสแบนด์ของโลว์พาสฟิลเตอร์ และไปปรากฏที่เอาท์พุทของลูบฟิลเตอร์ในลักษณะของบิทโนท (beat note) ต่อไปสมมติว่าลูบถูกต่อให้ครบลูบอย่างทันทีทันใด ทำให้ความถี่ของ VCO ถูกโมดูเลทด้วย บิทโนทหรือผลต่างของสัญญาณเมื่อเกิดการโมดูเลชันดังกล่าว ความถี่บิทโนท w จะกลายเป็นฟังก์ชันที่แปรไปตามเวลาคือ w จะแปรค่าสลับกันไประหว่างค่าเข้าใกล้ความถี่อินพุทและค่าห่างจากความถี่อินพุท ดังนั้นภายใต้สภาวะนี้บิทโนทจะมีลักษณะไม่สมมาตรและลูกคลื่นของบิทโนทจะประกอบด้วย ดีซีโวลท์เดทซึ่งจะไปขับให้ความถี่ของ VCO มีค่าเข้าสู่สัญญาณอินพุท เมื่อ VCO มีแนวโน้มเข้าสู่ w_i ความถี่ของบิทโนทลดลงอย่างรวดเร็ว ความไม่สมมาตรก็จะเพิ่มขึ้น และในที่สุดก็จะลู่เข้าสู่ค่าดีซีค่าที่คงที่อย่างรวดเร็ว ลูบก็จะเข้าสู่สภาวะล๊อคดังรูป 2.3.7



รูปที่ 2.3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ภาคขยายสัญญาณวิทยุ (RF. Amplifier)

ภาคขยายสัญญาณวิทยุของเครื่องเป็นภาคแรกที่ได้รับสัญญาณวิทยุ โดยรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศ สัญญาณที่รับได้มีความแรงอ่อนจึงต้องมีการขยายสัญญาณวิทยุนี้ให้มีความแรงเพิ่มขึ้น ซึ่งกำลังการขยายของภาคขยายสัญญาณวิทยุนี้จะไม่มากนัก นอกจากภาคขยายสัญญาณวิทยุจะกำหนดที่ขยายสัญญาณวิทยุแล้ว ข้อดีของการมีภาคขยายสัญญาณนี้ก็คือ มันสามารถให้การแยกหรือที่เรียกว่าไอโซเลชัน (Isolation) ระหว่างภาคโวลต์ลอออลซิสเลเตอร์กับสายอากาศได้ดี ทั้งนี้เพราะความถี่ภาคโวลต์ลอออลซิสเลเตอร์สร้างขึ้นมานั้นก็อยู่ในย่านความถี่วิทยุ ที่สามารถบ้อนกลับออกมาทางสายอากาศเครื่องรับแล้วส่งออกอากาศ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการรบกวนเครื่องรับวิทยุเครื่องอื่นได้ ดังนั้นการมีภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุจึงเป็นการลดสัญญาณจากโวลต์ลอออลซิสเลเตอร์ที่จะกลับไปทางสายอากาศ นอกจากข้อดีดังกล่าวแล้ว ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุยังช่วยในการเพิ่มความไวในการรับสัญญาณและบั่นทอนสัญญาณเงาที่จะไปปรากฏที่ภาคไอเอฟด้วย

2.5) วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

มิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณความถี่วิทยุ กับความถี่สูงที่ส่ง ออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ผลต่างของสัญญาณทั้งสองเป็นความถี่ IF ซึ่งในการผสมสัญญาณนั้น จะมีความถี่ผลบวกเกิดขึ้นด้วย แต่เป็นความถี่ซึ่ง ไม่ต้องการ ดังนั้น จึงให้วงจรกรองเฉพาะความถี่ผลต่างที่ต้องการเท่านั้น

บาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ (balance Diode Mixer)

ในการผสมสัญญาณ 2 สัญญาณเข้าด้วยกันนั้น ในวงจรซึ่งใช้ไดโอดจะได้ทั้งผลบวกและผลต่างของสัญญาณทั้งสอง ในการผสมสัญญาณนั้นจะ คล้ายกับการมอดูเลชันสัญญาณ ดังนั้นบาลานซ์มอดูเลเตอร์จึงคล้ายกับบาลานซ์มิกเซอร์

ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้ สัญญาณอินพุท คือ f_{RF} (Radio Frequency) f_{LO} (Local Oscillator Frequency) จะได้เอาท์พุทคือ f_{IF} (Intermediate Frequency) สัญญาณอินพุทที่เข้ามาในจะ ประกอบด้วย f_c (Carrier และ f_m (modulating signal) รวมกัน จะได้ $f_c + f_m$

จากรูป 2.5.1(a) เป็นวงจร single-balance diode mixer ซึ่งมีค่าโวลต์เตตตกคร่อมโวลต์ออสซิลเลเตอร์ ระหว่างจุด a และ b มีค่า เป็น V_{LO} ซึ่งจะมีค่ามากพอที่จะทำให้ไดโอดทำงานได้ ในระหว่างที่ครึ่งไซเคิลแรกเข้ามา โดยที่ a เป็นบวกและมีเทียบกับ b และไดโอดจะไม่ทำงานด้วยครึ่งไซเคิลหลังเข้ามา ดังนั้น V_{LO} จะต้องมิตค่ามากกว่า V_{RF} และ V_{LO} จะเป็นตัวควบคุมการทำงานของไดโอดตลอดเวลา ไดโอดนี้จะทำงานคล้ายกับเป็นสวิตซ์ ซึ่งถ้าช้อตจุด c และ d เข้าด้วยกันจะทำให้ v_o เป็น 0 เมื่อ v_{in} เป็นบวก

รูป 2.5.1(b) ถ้าค่าแตกต่างระหว่าง f_{LO} และ f_{RF} มีค่ามากๆจะ เห็นว่ามีค่า $v_o(t)$ มาตกคร่อม resistor load

รูป 2.5.1(c) แสดงลเปคตรัมของ output wave $v_o(t)$ ซึ่งเป็นผลมาจาก input wave- และ square-wave ซึ่งมีค่า switching function ดังสมการ

$$s(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_c t$$

ซึ่งถ้าเราป้อนอินพุตของมิกเซอร์:

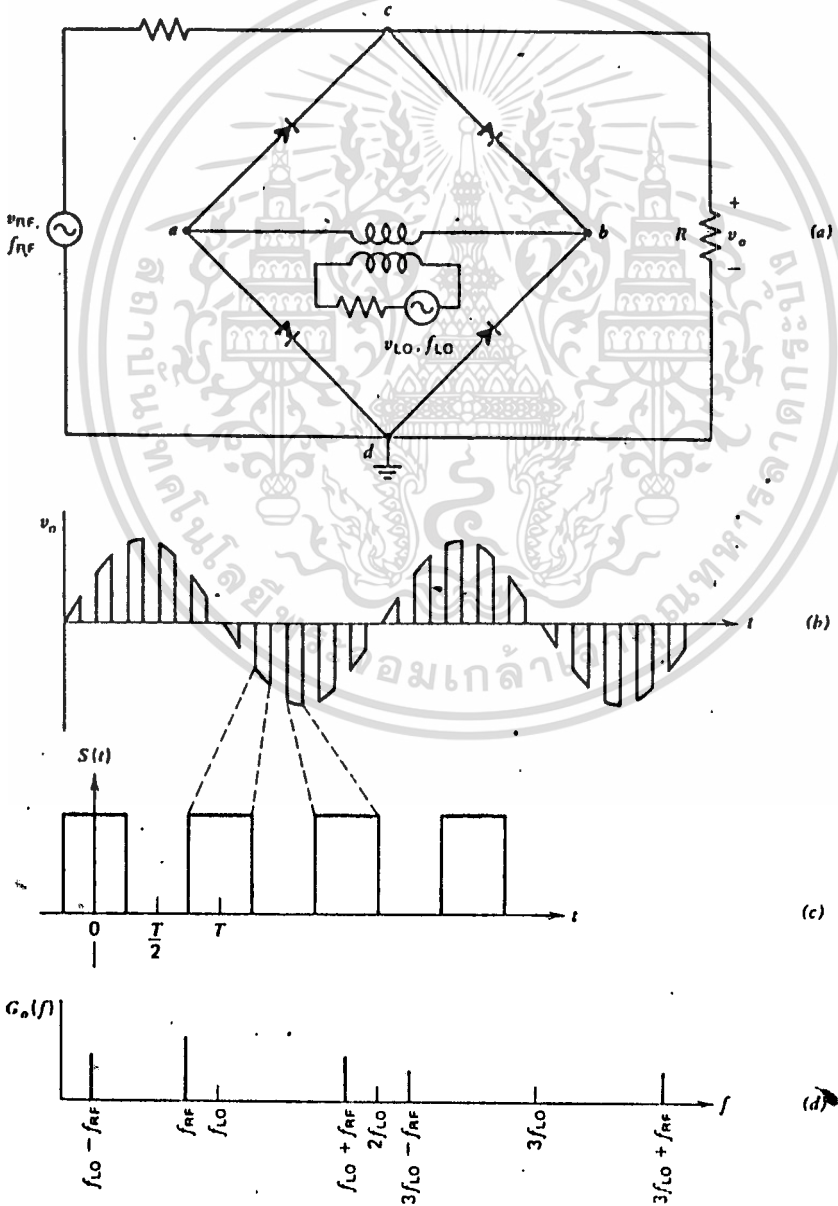
$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

จะได้เอาต์พุตโวลท์ที่แตกดังนี้

$$v_o(t) = v_{RF}(t) \times S(t)$$

$$= V_{RF} \cos \omega_{RF} t \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{M_n}{n} \frac{\sin n \pi / 2}{n \pi / 2} \cos n \omega_{LO} t \right)$$

Single-balanced diode mixer operation. (a) The mixer circuit; (b) output voltage across the resistive load; (c) switching function produced by the diodes and local oscillator [note that the time scale is expanded relative to that in (b)]; and (d) partial spectrum of the output.



รูปที่ 2.5.1 single-balanced diode mixer operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า $(\sin n \pi / 2) / (n \pi / 2)$ นี้ขึ้นอยู่กับค่าอาร์โมนิคคู่ของความถี่ออสซิลเลท f_{LO} ซึ่งจะไม่ปรากฏที่เอาท์พุท และจะไม่มีเทอมของ f_{LO} จะมีแต่ค่า $\cos \omega_{RF} t \times \cos n \omega_{LO} t$ เป็นอาร์โมนิคคู่ โดยที่ n เป็นเลขคี่ ส่วนค่าสัญญาณอินพุท f_{RF} จะปรากฏที่เอาท์พุท โดยมีค่าแอมพลิจูดลดลง ค่าสเปคตรัมทั้งหมดจะแสดงดังรูป 2.5.1 (d) ซึ่งค่าทั้งหมดยกเว้น $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ จะถูกกำจัดโดยใช้ฟิลเตอร์กรองสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป

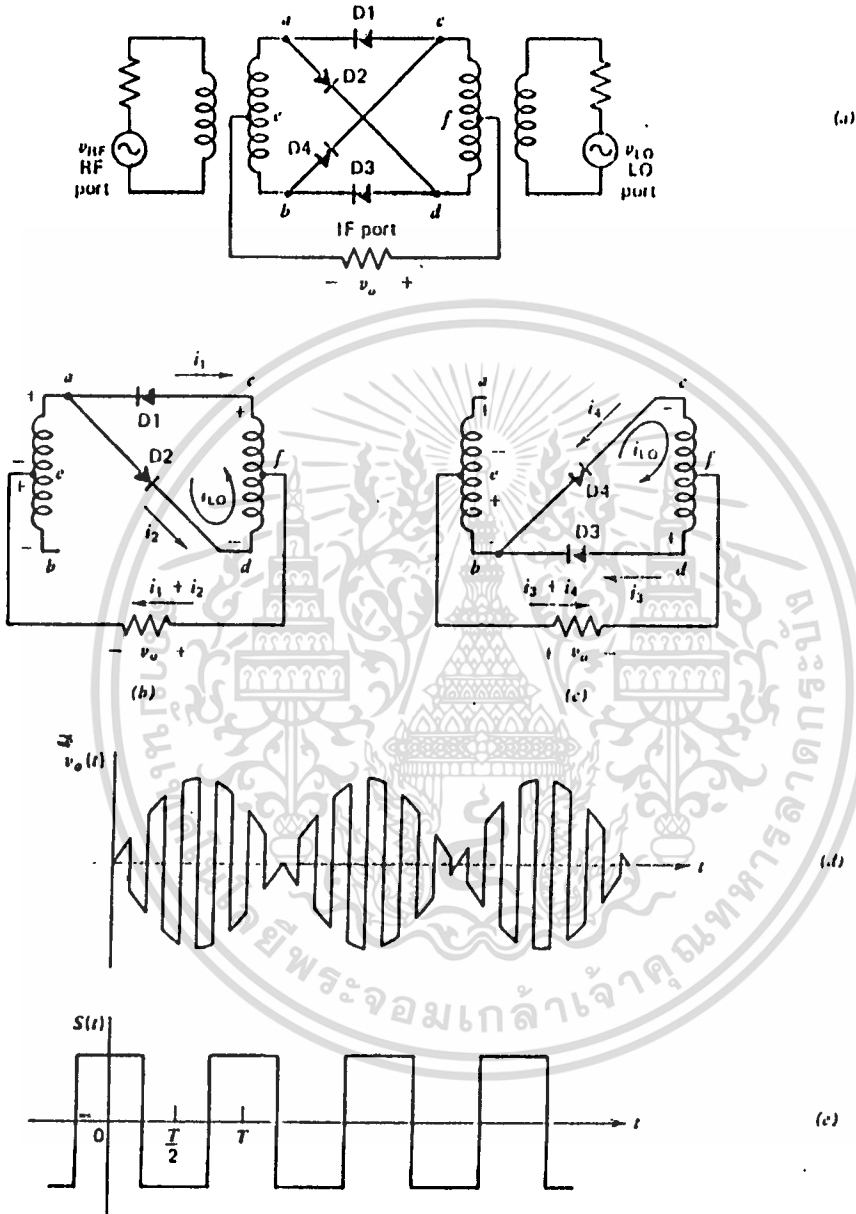
วงจร single-balance mixer ดังรูป 2.5.1 ยังไม่สมบูรณ์เนื่องจากมีค่า f_{RF} ปรากฏอยู่ที่เอาท์พุท รูปที่ 2.5.2 Double-balance diode mixer จะมี 3 port วงจรนี้คล้ายกับวงจรที่แล้วที่ว่า โลคัลออสซิลเลเตอร์โวลต์เตจมีค่ามากพอที่จะควบคุมการเปิดปิดไบเอิสของไดโอด นั่นคือกระแสที่ v_{RF} จะน้อยเมื่อเทียบกับ v_{LO}

รูป 2.5.2(b) แสดงถึงกระแส i_1 และ i_2 ของ RF frequency ในช่วงที่ v_{RF} ทำให้จุด a เป็นบวกเมื่อเทียบกับ e และ b และ v_{LO} ทำให้จุด c เป็นบวกเมื่อเทียบกับ d ไดโอด D_1 และ D_2 จะทำงานโดย v_{LO} และมีกระแส i_{LO} ไหลในลูป c-a-d-f-c ไดโอด D_3 และ D_4 จะไม่ทำงานเพราะว่าเป็นช่วง reverse-biased กระแส i_1 และ i_2 จะไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 ตามลำดับในช่วงที่มี RF voltage ตกคร่อม a-e กระแสนี้และไหลทำให้เกิดโวลต์เตจ v_o และทำให้เกิดขั้ว ขั้วนำสังเกตคือ i_{LO} ไม่ไหลผ่านอินพุท (RF) ทรานส์ฟอร์มเมอร์ และที่จุด a, f จะมีศักดาเท่ากัน (ที่ความถี่ f_{LO}) ถ้าไดโอดและ LO ทรานส์ฟอร์มเมอร์สมมูลกันจริง

รูป 2.5.2(c) ขั้วของ v_{RF} จะเหมือนกับรูป 2.5.2(b) แต่ขั้วของ v_{LO} จะกลับกันและทำให้จุด d เป็นบวกเมื่อเทียบกับ c ไดโอด D_3 และ D_4 จะทำงานขณะที่ D_1 และ D_2 ไม่ทำงาน RF voltage v_{RF} จะทำให้เกิด RF current i_3 และ i_4 ที่ไดโอด D_3 และ D_4 ผลรวมกระแสจะไหลจากซ้ายไปขวาไปยังโหนด และทำให้เกิด v_o ซึ่งมีขั้วกลับกันกับรูป 2.5.2(b) local oscillator current จะไหลเป็นลูปผ่าน D_3 และ D_4 แต่จะไม่ผ่าน RF ทรานส์ฟอร์มเมอร์

รูป 2.5.2(d) แสดงผลของ $v_o(t)$ ซึ่งมีการกลับขั้วที่ความถี่ LO frequency ซึ่งอยู่ในลูกคลื่นที่ขึ้นอยู่กับ v_{RF} เนื่องจากความแตกต่างระหว่าง f_{LO} และ f_{RF} มีค่ามากจึงทำให้ค่า i_{LO} ไม่ไหลผ่าน RF ทรานส์ฟอร์มเมอร์

(a) Double-balanced diode mixer; (b) partial schematic when v_{LO} is positive, $D1$ and $D2$ on, and $D3$ and $D4$ off; (c) partial schematic when v_{LO} is negative; (d) output voltage waveform in a resistive load; and (e) the switching function of the mixer.



รูปที่ 2.5.2 Double-balanced diode mixer

ตั้งขึ้นส่วนของ RF จึงแยกออกจากโวลต์ออกสกีเลเตอร์ ตั้งขึ้นรูป 2.5.2 (b) และ (c) แสดงการไหลของกระแส RF ซึ่งไหลในทิศทางตรงข้ามกับทางด้าน LO ตั้งขึ้นจึงไม่มีโวลต์แตกของ f_{RF} เกิดขึ้นทางด้าน LO switching function ซึ่งเป็นผลมาจาก v_{LO} และไดโอดตั้งรูป 2.5.2 (e) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S(\omega) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_{L_0} t$$

ผลคูณของ $S(\omega)$ กับอินพุต RF โวลต์เดทจะได้เอาท์พุทคือ

$$v_o(\omega) = 2V_{RF} \cos \omega_{RF} t \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_{L_0} t \right]$$

เอาท์พุทสเปกตรัมจะมีแต่ความถี่ $n\omega_{L_0} \pm \omega_{RF}$ เมื่อ n เป็นเลขคี่ และไม่ปรากฏ ω_{L_0} และ ω_{RF} ที่เอาท์พุท



2.6) ภาคขยายไอเอฟ (IF Amplifier)

หลังจากได้ความถี่สัญญาณไอเอฟออกทางเข้าพุทของภาคผลรวมสัญญาณแล้ว สัญญาณไอเอฟก็จะได้รับการขยายให้มีความแรงเพิ่มขึ้นในภาคขยายไอเอฟ กำลังการขยายส่วนใหญ่ในเครื่องรับจะได้รับการขยายในภาคนี้ นอกจากการขยายไอเอฟแล้ว ภาคนี้ยังเป็นตัวกำหนดความไวและการเลือกของเครื่องรับ ซึ่งคุณลักษณะทั้งสองประการนี้จะเป็นตัวบอกให้รู้ว่า เครื่องรับนั้นดีหรือไม่ดีเพียงไร

ในการออกแบบนั้นเราจะใช้วงจรคอมมอนเอมิเตอร์กับคอมมอนเบส แคลสโคด (common-emitter to common base cascode)

การแคลสโคดของคอมมอนเอมิเตอร์ กับ คอมมอนเบส

แคลสโคด เป็นพื้นฐานสำหรับกลุ่มของวงจรรวมที่สำคัญ ในการต่อแคลสโคด ระหว่างคอมมอนเอมิเตอร์ และ คอมมอนเบส ดังรูป 2.6.1 มีข้อดี 2 ข้อคือ

1) จะมีพีดแบคน้อยที่สุดจากเอาต์พุทไปอินพุท การลวิงของโวลท์เตทที่คอลเลคเตอร์ของ Q_2 จะดับเป็นพลังงานผ่าน C_{21} ไปยังเบสของมัน และถูกไบพาสผ่าน C_1 ไปยังกราวด์ การลวิงของโวลท์เตทที่คอลเลคเตอร์ของ Q_1 จะเกิดขึ้นคว่อมินิพุกวิลต์แดนท์ของ Q_1 ที่มีค่าต่ำ ตัวคูณ $\beta_{21} R_L$ สำหรับ C_{21} จะมีค่าต่ำ และจะสามารถคาดได้ว่าจะมีประสิทธิภาพสูงที่ความถี่สูงๆ พีดแบคภายในที่ถูกลดน้อยลงนี้จะทำให้มันสามารถจะต่อวงจรจูน (tuned circuit) เป็นโพล โดยปราศจากการออสซิลเลทที่จะเกิดขึ้นภายใน

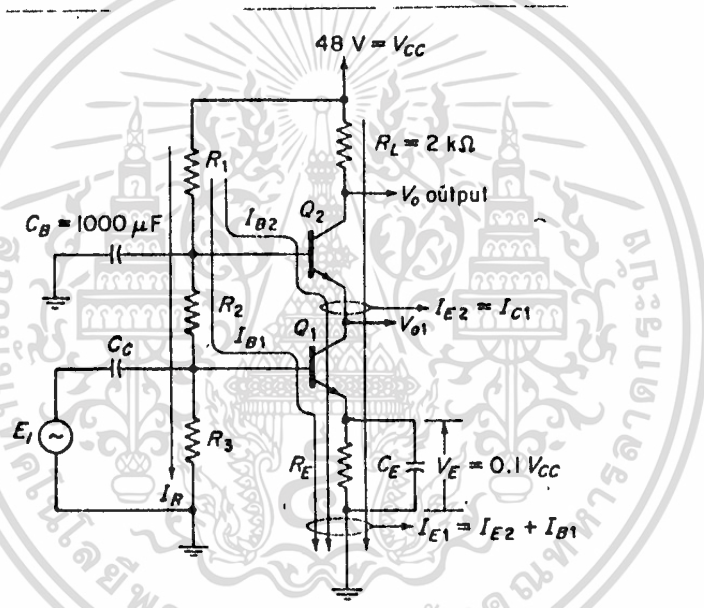
2) เอาต์พุทสามารถที่จะแกว่งอยู่ระหว่างจุดสูงสุดและต่ำสุด เมื่อทั้ง Q_1 และ Q_2 โกล์อิมตัว V_{ce} จะมีค่าเข้าใกล้กับค่าโวลท์เตทที่ตกคร่อม C_{21} หรือ V_{ce} เมื่อทั้ง Q_1 และ Q_2 โกล์คัทออฟ V_{ce} จะมีค่าเข้าใกล้ $V_{ce} - V_{ce}$ ค่าของการลวิงของโวลท์เตทที่เอาต์พุทแบบ พิคทูนิด รวมคือ $V_{ce} - V_{ce}$ เมื่อโกล์คัทออฟทั้งสองทรานซิสเตอร์จะต่ออยู่แบบอนุกรม และร่วมกันใช้การแบ่งส่วนของ $V_{ce} - V_{ce}$ ซึ่งสามารถที่จะมีค่ามากกว่าค่า breakdown voltage ของตัวใดตัวหนึ่ง วงจรนี้สามารถที่จะทำให้เกิดโวลท์เตทที่เอาต์พุทมีค่ามากกว่าที่เป็นไปได้ โนกรณีให้ ทรานซิสเตอร์ 1 ตัว

ดังที่จะแสดงต่อไปคือการรวมกันของ $Q_1 - Q_2$ จะทำตัวเหมือนเป็นคอมมอนเอมิเตอร์ stage 1 stage ที่มีโพล R_L เพื่อที่จะไบอัสวงจรนี้ เราจะเลือก R_L ที่จะทำให้โวลท์เตทตกคร่อม V_{ce} มีค่าประมาณ 10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ V_{ce} ส่วนที่เหลือของ V_{cc} จะเท่ากับค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ของโวลต์เทคที่สวิงที่เอาท์พุทแบบ พิคทูพิด และจะต้องถูกแบ่งให้เท่ากันระหว่าง R_L และคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์ ซึ่งเกิดขึ้นจากคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์ ของ Q_1, Q_2 กระแส I_{cc} ไหลผ่านวงจรของความต้านทานที่ใช้ในการไบอัส และควรจะมีค่ามากกว่า กระแสเบส 10 เท่า I_{cc} จะถูกเลือกขึ้นมาเพื่อสร้าง $V_E + 0.6 V$. และผลรวมของ R_1 และ R_2 จะทำให้เกิด $V_{ce} - V_E - 0.6 V$. ตกคร่อมทั้ง R_L และคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์



รูปที่ 2.6.1 common-emitter to common-base cascode circuit

R_2 จะทำให้เกิดโวลต์เทคที่ไปเลี้ยง V_{ce1} Q_1 จะทำให้เกิดการสวิงของโวลต์เทคเล็กน้อย ตกคร่อมค่าอินพุทริซีสแตนซ์ของ Q_2 ซึ่งมีค่าน้อยเพื่อที่ว่า V_{ce1} สามารถที่จะมีค่าน้อยกว่า V_{ce2} จากส่วนที่เหลือ 90% ของ V_{cc} เราจะต้องให้ V_{ce1} 15% และให้ V_{ce2} 75% ในที่สุด $I_{E2} = I_{E1}$ ดังนั้น $I_{C2} = I_{C1}$ ถึงแม้ว่ามีความแตกต่างกันใน $r_{\pi 1}$ และ $r_{\pi 2}$

$\frac{V_{o1}}{E_i}$ สามารถหาได้โดยการแสดงให้เห็นว่า โหลดที่ Q_1 จะเป็นอินพุทริซีสแตนซ์ของ Q_2 ดังรูป 2.6.2(a) voltage gain ของ Q_1 เขียนได้จากการดูรูปโดยไม่คำนึงถึง $r_{\pi 1}$ และลสมมติให้ $\beta_{o2} + 1 = \beta_{o1}$

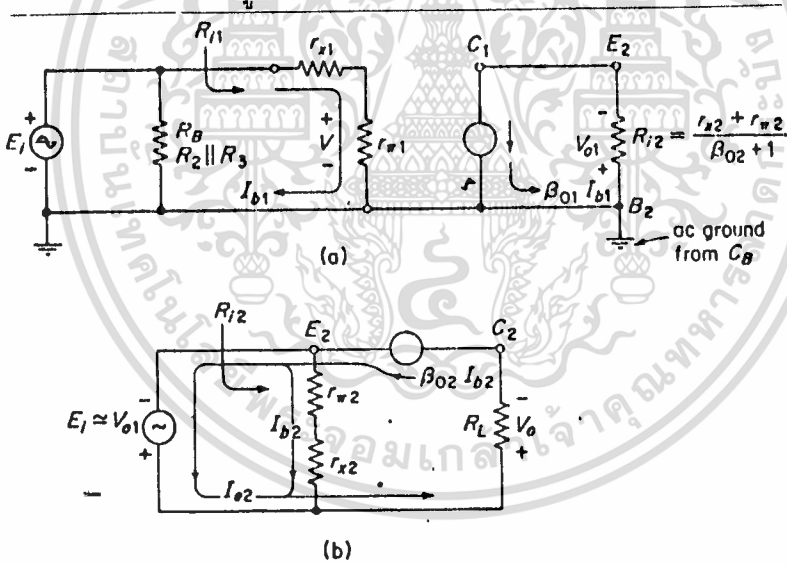
$$\frac{V_{o1}}{E_i} = \beta_{o1} \left[\frac{(r_{\pi 2} + r_{\pi 1} / \beta_{o2} + 1)}{r_{\pi 1} + r_{\pi 1} / \beta_{o1}} \right] = \beta_{o1} \left[\frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 1}} \right] = \beta_{m1} = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะว่ากระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากันโดยประมาณ ดังนั้น r_{w1} ของ Q_1 และ Q_2 จะเท่ากันโดยประมาณ และโวลท์เทจ gain ของ Q_1 จะเป็น 1 ดังนั้น Q_2 จะถูกขับโดยสัญญาณที่มีค่าเท่ากับ E_1 voltage gain ของ Q_2 สามารถหาได้จาก CB model ในรูป 2.6.2(b) ที่ซึ่ง current gain คือ $\frac{\beta_{o2}}{\beta_{o2} + 1} = 1$

$$\frac{V_o}{V_{o1}} = \frac{\beta_{o2} R_L}{r_{w2} + r_{\pi2}} \quad V_{o1} = E_1$$

voltage gain ทั้งหมดของ cascode จะได้มาจาก Q_2 และ current gain ได้มาจาก Q_1 เพราะว่าจะมีการกลับเฟสระหว่าง E_1 และ V_o ดังนั้นมันจะทำตัวเหมือนเป็นวงจร CE 1 ตัว ที่มีนิคแบบตภายในตัวต่ำสุด และระดับโวลท์เทจสูง



The load seen by Q_1 of Fig. 7-18 is modeled in (a) and voltage gain for Q_2 is modeled in (b).

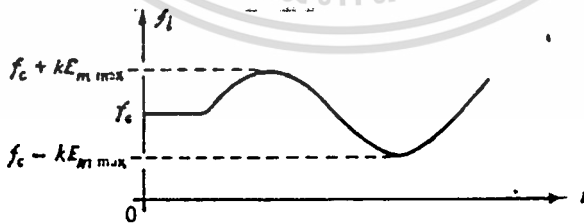
รูปที่ 2.6.2

2.7 ภาคดีเท็คเตอร์ (Detector)

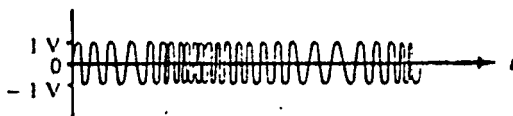
ในการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเอพเอ็มขนาดของสัญญาณเสียงจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเปลี่ยนแปลงตามความถี่ เบี่ยงเบนของความถี่ เอพเอ็ม การเปลี่ยนแปลงขนาดสัญญาณเสียงต่อความถี่ เบี่ยงเบนนี้จะต้องเปลี่ยนในลักษณะถูกต้องตลอดเวลา ขณะที่สัญญาณเอพเอ็มไม่มีการเบี่ยงเบนของความถี่ คือเป็นความถี่กึ่งกลางขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นศูนย์ แต่ถ้าสัญญาณเอพเอ็มมีการเบี่ยงเบนของความถี่ไปทางด้านสูงขึ้น ขนาดของสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงเป็นบวกเพิ่มขึ้นตามความถี่เบี่ยงเบน จนกระทั่งสัญญาณเอพเอ็มเบี่ยงเบนสูงสุดขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นบวกมากที่สุด เมื่อความถี่เบี่ยงเบนเริ่มลดลงขนาดของสัญญาณเสียงก็เริ่มลดลงด้วยจนความถี่เป็นความถี่กึ่งกลางขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์

ในทำนองเดียวกัน เมื่อสัญญาณเอพเอ็มเบี่ยงเบนไปทางด้านต่ำขนาดของสัญญาณเสียงก็จะลดลงเป็นลบ และความถี่เบี่ยงเบนต่ำสุดขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นลบต่ำสุด ขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์อีกครั้งก็ต่อเมื่อสัญญาณเอพเอ็มเบี่ยงเบนจากความถี่ต่ำสุดเป็นความถี่กึ่งกลาง

การแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเอพเอ็มมีความสำคัญอย่างมากในระบบการมอดูเลตแบบเอพเอ็ม เพราะการแยกสัญญาณเสียงที่มีความถูกต้องเหมือนเดิมนั้นการทำงานจะต้องมีความถูกต้องและมีความไวในการเปลี่ยนความถี่เบี่ยงเบนให้เป็นสัญญาณเสียงได้ดี



(a)



รูปที่ 2.7.1 ลักษณะการเบี่ยงเบนสัญญาณเอพเอ็มและสัญญาณเสียงที่ได้รับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับลิขสิทธิ์เห็นใบลิขสิทธิ์อย่างเป็นทางการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการตีเทคชั่นสัญญาณเอพเอ็มนี้ จะเลือกใช้วงจรตีเทคเตอร์ ชนิดควอดราราเจอร์ (Quadrature Detector) ที่วงจรนี้ทำงานโดย รับสัญญาณอินพุตสองส่วน โดยแต่ละส่วนมีเฟสต่างกัน 90 องศา จากนั้น คูณสัญญาณทั้งสองนี้ แล้วใช้วงจรโวลทาจฟิลเตอร์กรองเอาสัญญาณที่ตัดมอดูเลชัน แสดงในรูปที่ 2.7.2 ซึ่งทฤษฎีการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

กำหนดให้ ω_c คือความถี่กลางในหน่วยเรเดียน

ω คือความถี่ขั้วต่อ ω ในหน่วยเรเดียน

จะได้ว่า ความต่างเฟส $\Delta\phi$ ในหน่วยเรเดียนเป็น

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} - K(\omega - \omega_c) = \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega \quad (2.7.1)$$

สัญญาณอินพุตของวงจรคือ $V_o \sin \omega t$ และ

$$V_o \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega) = V_o \cos(\omega t - K\Delta\omega) \quad (2.7.2)$$

คูณกันจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} V_o^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t - K\Delta\omega) \\ = \frac{1}{2} V_o^2 \{ \sin(2\omega t - K\Delta\omega) + \sin(K\Delta\omega) \} \end{aligned}$$

ซึ่งจากผลคูณจะมีส่วนสัญญาณความถี่ต่ำ คือ

$$\frac{V_o^2}{2} \sin(K\Delta\omega)$$

ถ้า $K\Delta\omega < 0.25$ เรเดียนจะได้ว่า

$$\sin(K\Delta\omega) = K\Delta\omega \quad (2.7.3)$$

ซึ่งเทอมนี้จะเห็นเชิงเส้นใน $\Delta\omega$ และจะได้สัญญาณเอาท์พุทที่ต้องการ

จากวงจรในรูปที่ 2.7.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนานจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่ ω_c และการเลื่อนเฟส $\Delta\theta$ ระหว่าง V_{in} และ V_o จะเป็น

$$\Delta\theta = \text{Arg } \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(Q\delta) \quad (2.7.4)$$

เมื่อ Q เป็นค่า Q ที่มีความถี่ ω_c และ

$$\delta = \frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \quad (2.7.5)$$

สำหรับการเลื่อนเฟสของวงจรตีเทคเตอร์นั้น ไม่จำเป็นต้องเป็น 90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องศา แต่อาจจะเกิน 45 องศา หรือ 135 องศา ก็ได้ และจะได้ผลลัพธ์ที่คล้ายกันเช่น ถ้าที่ความถี่กลาง ω_0 , $R=1/\omega_0 C_1$ ที่ความถี่ใด ๆ ω การเลื่อนเฟส ของสมการ (2.7.4) จะเป็น

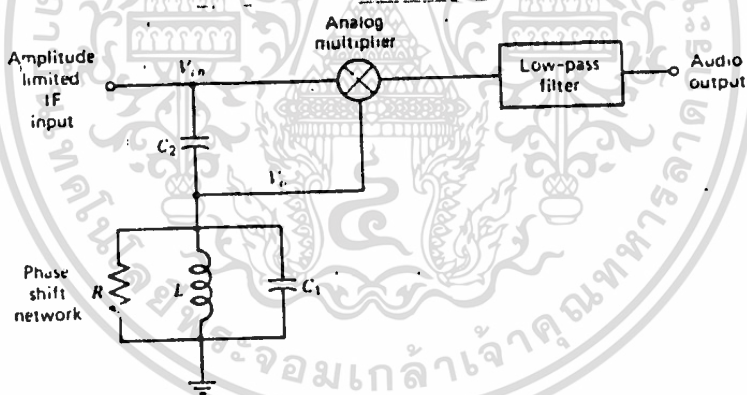
$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left[\frac{\omega}{1+Q} \frac{\omega_0}{(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)} \right] \quad \text{--- (2.7.6)}$$

สำหรับการดีเทคเตอร์ที่ดี จะต้องอยู่ในควอท์แดนท์แรก ซึ่งจะเป็นได้เมื่อ

$$\omega > \frac{\omega_0}{\sqrt{1+1/Q}}$$

และทำให้เกิดการสมมาตรของการเปลี่ยนแปลงความถี่ ที่มีการมอดูเลชัน

$$\omega \pm \left(\omega_0 - \frac{\omega_0}{\sqrt{1+1/Q}} \right) \quad \text{--- (2.7.7)}$$



รูปที่ 2.7.2 แสดงรูปแบบวงจรควอท์ตราเจอร์ดีเทคเตอร์

สำหรับวงจรดีเทคเตอร์ สัญญาณเสียงที่มีความถี่กลาง 10.7 MHz และมีแบนด์วิดท์ 5 KHz สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์วงจรเลื่อนเฟสได้ดังนี้

$$f = 2.5 \text{ KHz}$$

จากสมการที่ (2.7.7)

$$0.0025 \ll 10.7 - \frac{10.7}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า $Q < 2199$
 เลือกใช้ $Q = 200$
 กำหนด $R = 50$

$$R = \frac{1}{\omega_0 C_2}$$

$$C_2 = 1.87 \text{ nF}$$

สำหรับวงจรรีโซแนนซ์ชนิดขนาน

$$Q = R\omega_0 C_1$$

$$C_1 = 0.37 \mu\text{H}$$



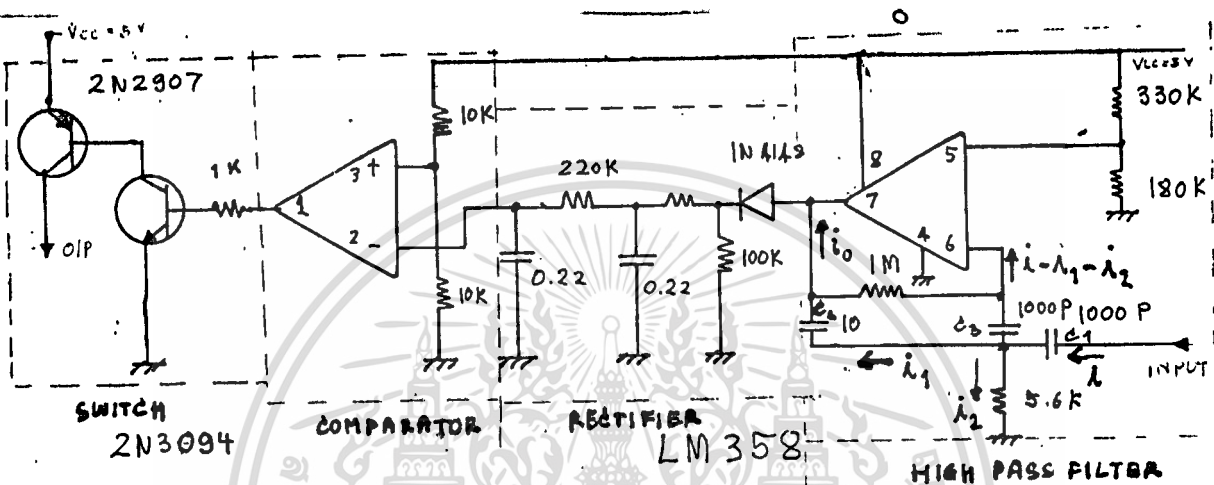
2.8) การจำกัดขนาดแรงดัน (Limiter)

การจำกัดขนาดแรงดันการมอดดูเลท (Modulation) ทางความถี่ เป็นผลทำให้ความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปกับสัญญาณเสียง แต่ถึงอย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนที่ย่อมจะเข้ามารบกวนทางด้านขนาดของสัญญาณได้ (Amplitude) ภาคจำกัดขนาดแรงดันจะขจัดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาทางด้านนี้ได้โดยใช้วงจรขลิบสัญญาณหรือวงจรจำกัดขนาดสัญญาณนั่นเอง และวิธีหนึ่งที่เหมาะสมในการจำกัดขนาดของสัญญาณเพื่อลดการเปลี่ยนแปลงทางด้านขนาดขนาดสัญญาณโดยการยับยั้งทราซเซิลเตอร์ให้ขึ้นถึงภาวะอิ่มตัวและภาวะคัทออฟ ซึ่งเป็นผลทำให้ยอดคลื่นเคลื่อนทั้งทางด้านบวกและลบถูกขลิบและเมื่อให้สัญญาณนี้ผ่านเข้าวงจรจูนเล็คความถี่ก็จะทำให้สัญญาณที่ได้กลับกลายเป็นรูปชายนี้อีกครั้งหนึ่ง โดยมีขนาดของสัญญาณคงที่



2.9) ภาควงจร Squelch

ใช้เป็นวงจรถักสัญญาณรบกวน ซึ่งประกอบด้วยวงจรถ่ายโพลาร์ไรเตอร์ (high pass filter) , ไดโอดดีเทคเตอร์ (วงจรรีเซตไฟฟ้ายร์) , วงจรคอมพารเรเตอร์ (comparator) และวงจรวลิตซ์ปิดเปิดลำโพง หลักการทำงาน



รูปที่ 2.9.1 แสดงวงจรถักสัญญาณ active high-pass filter

$$i_o = i - i_2$$

$$-i = (v - v_1) 2 \cdot f_c$$

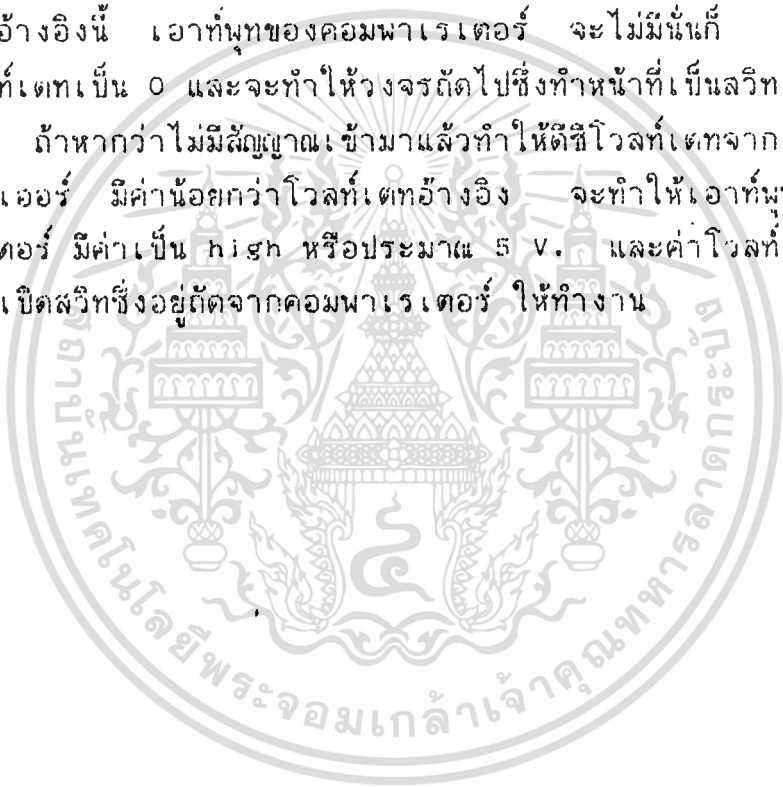
active high-pass filter แสดงดังรูป 2.9.1 การไขว้ของลเตทนี้ จะธรรมดาเพราะว่าไม่มีทางของดีซีไปอินพุท gain ของวงจรถักจะถูกควบคุมโดยอัตราส่วนของ c_1 ต่อ c_2 เพื่อความง่ายจะให้ c_3 มีค่าเท่ากับ c_1 ซึ่งจะได้สมการของ cutoff frequency ดังนี้

$$f_{cL} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}} = \text{lower cut off frequency}$$

$$\text{pass band Gain} = \frac{C_1}{C_2}$$

จากการทำงานของวงจรถักจะเห็นว่า ดีซีโวลท์ที่แตกที่เอาท์พุทของโพลาร์ไรเตอร์ มีค่าประมาณเท่ากับค่าดีซีโวลท์แตกที่ขาอินพุท + ของออปแอมป์ เมื่อมีสัญญาณถูกส่งเข้ามาในวงจรถัก สัญญาณที่ความถี่ต่ำจะถูก

กรองทิ้งไป ส่วนสัญญาณที่มีความถี่สูงจะถูกยอมให้ผ่านไป รวมทั้งสัญญาณเดิซีที่มีอยู่ที่เอาท์พุท สัญญาณที่ถูกรวมกันนี้ (DC กับ signal ที่เข้ามา) จะถูกส่งผ่านไปยังไดโอดและวงจร RC ซึ่งทั้งหมดรวมกันเป็นเรกติฟายเออร์ ตัวเรกติฟายเออร์ จะทำให้สัญญาณที่อินพุทของมัน ซึ่งเป็นสัญญาณร่วมกับดีซีโวลต์เตทผ่านออกมาที่เอาท์พุทเป็นดีซี สัญญาณจากเอาท์พุทของ rectifier จะถูกส่งเข้าขาของคอมพาราเรเตอร์ ซึ่งมี เรกติฟาย์โวลต์เตท 0.5 V_{DC} หรือ 2.5 V. ถ้าหากว่าระดับของดีซีโวลต์เตทจากเรกติฟาย์ มีค่าสูงกว่าความถี่อ้างอิงนี้ เอาท์พุทของคอมพาราเรเตอร์ จะไม่มีน้ำเง็กีคือว่ามีโวลต์เตทเป็น 0 และจะทำให้วงจรถัดไปซึ่งทำหน้าที่เป็นลวิต จะไม่ทำงาน ถ้าหากว่าไม่มีสัญญาณเข้ามาแล้วทำให้ดีซีโวลต์เตทจากเรกติฟาย์เออร์ มีค่าน้อยกว่าโวลต์เตทอ้างอิง จะทำให้เอาท์พุทของคอมพาราเรเตอร์ มีค่าเป็น high หรือประมาณ 5 V. และค่าโวลต์เตทนี้จะทำหน้าที่ไปเปิดสวิตซึ่งอยู่ถัดจากคอมพาราเรเตอร์ ให้ทำงาน



บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

3.1) การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่

กำหนดเอาต์พุตเฟรควเ้นซี $f_{max} = 50 \text{ MHz}$ $f_{min} = 40 \text{ MHz}$

$$f_{ref} = f_{in} = 10 \text{ KHz}$$

range ของตัวหาร

$$N_{max} = \frac{f_{max}}{f_{ref}} = 5000$$

$$N_{min} = \frac{f_{min}}{f_{ref}} = 4000$$

VCO range

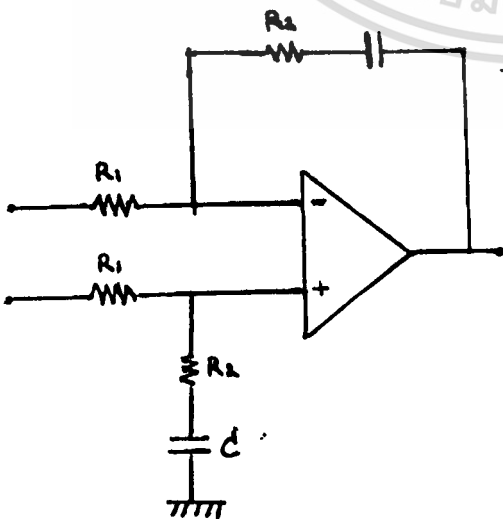
$$(2f_{max} - f_{min}) < f_{VCO} < (2f_{min} - f_{max})$$

$$60 < f_{VCO} < 30$$

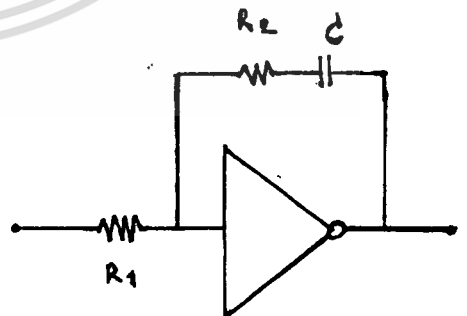
$$w_n = \sqrt{\frac{K_o k_{VCO}}{NCR_1}}$$

$$= \frac{w_{n1} R_2 C}{2}$$

ในการใช้งานจริงสามารถเปลี่ยนวงจรรูป 3.1.1 เป็นวงจรรูป 3.1.2 โดยใช้ CMOS INVERTER แทน OP-Amp

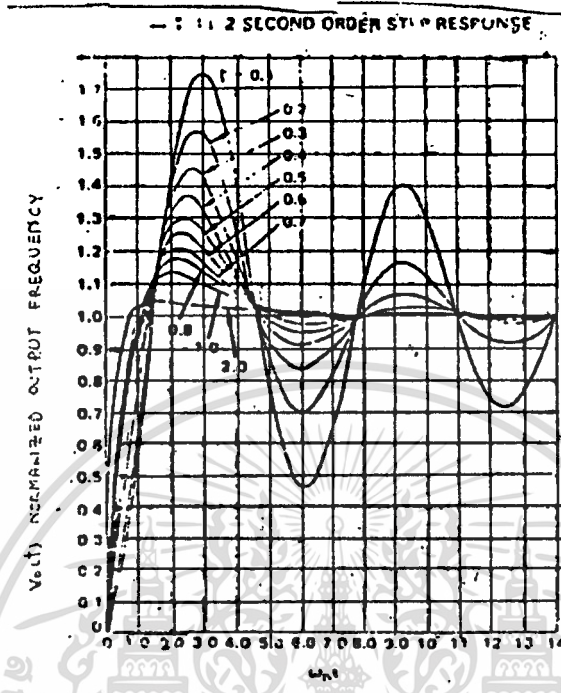


รูปที่ 3.1.1



รูปที่ 3.1.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1.3

เลือก (damping factor) = 0.8 จากกราฟรูปที่ 3.1.3

$\omega_n t = 4.5$

กำหนดให้ setting time (L) = 100 ms

ดังนั้น $\omega_n = 45 \text{ rad/s}$

$K_{v\infty} = \frac{2\Delta T r}{v_{\infty}} \text{ rad/v}$

$K_o = \frac{v_{du}}{2T} = \frac{10}{2T}$

$N = \text{จำนวนตัวหารทั้งหมด} = 5000$

ให้ $R_1 = 50 \text{ K}$

$K_{v\infty}$ สามารถหาได้จากการพล็อตกราฟระหว่างความถี่

เอาท์พุทของ VCO กับโวลต์เตตที่ป้อนให้กับ VCO

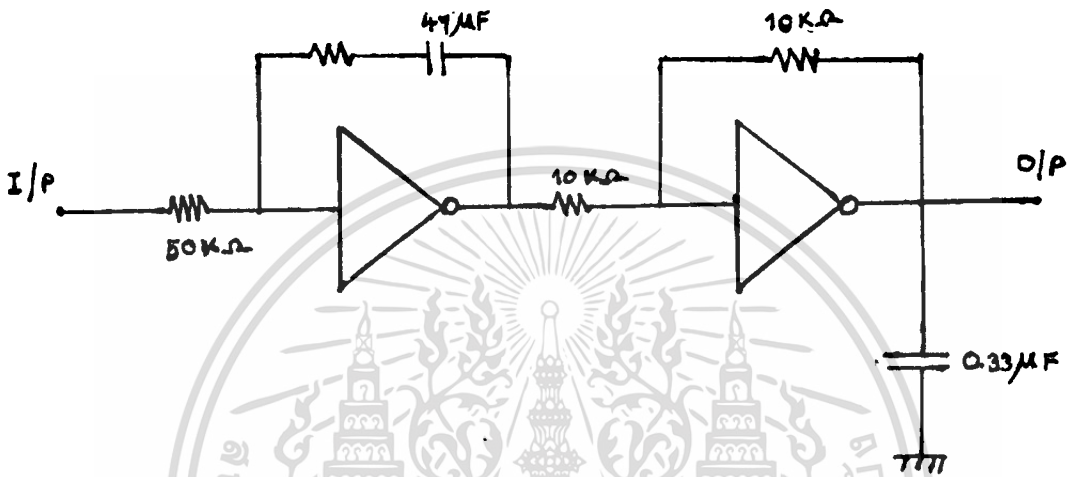
จากกราฟจะได้ $K_{v\infty} = 2\pi \times 2.3 \times 10^6 = 14451326 \text{ rad/v}$

$C = \frac{K_o K_{v\infty}}{\omega_n^2 N R_1} = 47 \mu\text{F}$

$R_2 = \frac{2T}{\omega_n} = 1 \text{ K}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ออกมานั้นจะมีเฟสเปลี่ยนไป 180° ต้องการให้เฟสเหมือนเดิม จึงต้องต่ออินเวอร์เตอร์เข้าไปอีกตัวดังรูป



รูปที่ 3.1.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2) การออกแบบวงจร Low Pass Filter

วงจร doubly terminated ladder filter ที่มี $\omega_0 = 1$, $R_T = 1$ โอห์ม จะมีค่าอุปกรณ์ดังตารางที่ 2.2.2 เลือกทำ Low Pass Filter 5 order จะได้ค่าดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_T &= 1 & , & & C_1 &= 0.618 \\
 L_2 &= 1.618 & , & & C_3 &= 2 \\
 L_4 &= 1.618 & , & & C_5 &= 0.618
 \end{aligned}$$

เมื่อต้องการออกแบบให้มี $F_c = 70 \text{ MHz}$

$$R_{in} = 50 \Omega$$

จากสมการ

$$R_{new} = K_m R_{old}$$

$$K_m = R_{new} = 50 \Omega$$

$$W = 2\pi F$$

$$W_{new} = 2\pi \times 70 \times 10^6 = 439.8 \times 10^6$$

$$K_f = \frac{W_{new}}{W}$$

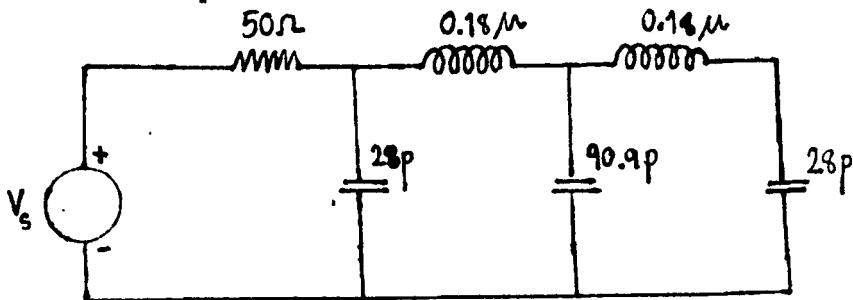
จากสมการ

$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} C_{old}$$

$$L_{new} = \frac{K_m}{K_f} L_{old}$$

เมื่อ	$C_1 = 0.618$	$C_{1new} = 28$	PF
	$L_2 = 1.618$	$L_{2new} = 0.18$	μH
	$C_3 = 2$	$C_{3new} = 90.9$	PF
	$L_4 = 1.618$	$L_{4new} = 0.18$	μH
	$C_5 = 0.618$	$C_{5new} = 28$	PF

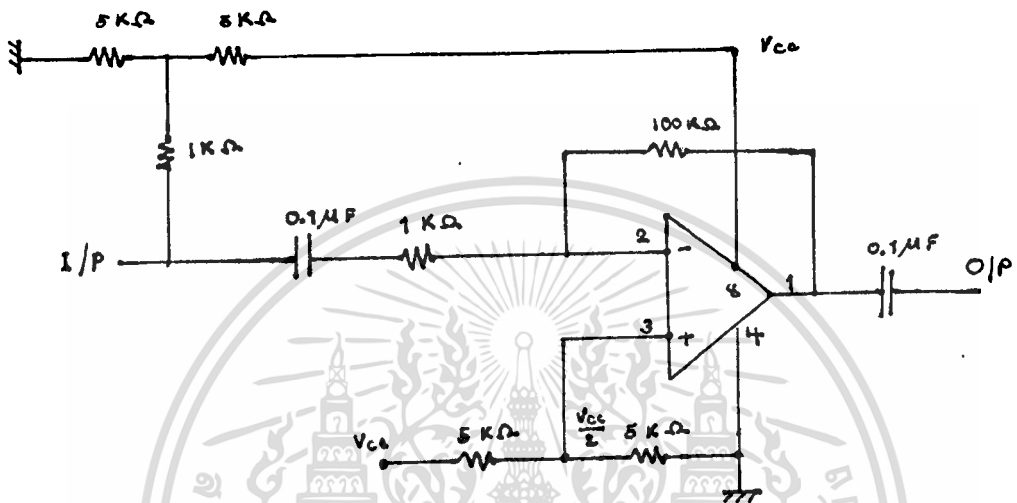
และจะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ทางเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3) วงจรขยายความถี่เสียง (Audio Frequency Amplifier)
เป็นเกาขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟนให้แรงขึ้นเพียงพอในการที่
จะนำไปป้อนให้แก่ฟริควเอนซีมอดูเลเตอร์ (frequency modulator)



รูป 3.3.1 แสดง วงจร Audio frequency Amplifier

สัญญาณจากไมโครโฟน มีความแรงประมาณ 10mv. จะต้อง
ขยายให้ได้เอาต์พุตประมาณ 1v. เพื่อให้มีความแรงพอที่จะป้อนให้แก่
ฟริควเอนซีมอดูเลเตอร์

ซึ่ง A_u หาได้จาก

$$A_u = \frac{R_f}{R_i} = 100 \text{ เท่า}$$

ไมโครโฟนที่ใช้เป็นคอนเดนเซอร์ไมโครโฟน ดังนั้นจึงต้อง
ไบอัสกระแสให้กับไมโครโฟนด้วย

3.5) การออกแบบวงจรไอเอฟแอมป์ (IF Amplifier)

กำหนดค่า $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $R_L = 3.4 \text{ K}\Omega$

$V_{B-V} = 4 \text{ V}$

$V_{AFORNL} = 2 \text{ V}$

$\beta_{F1}, \beta_{F2} = 50$

a) $I_{E2} = 2/3.4K = 0.5 \text{ mA}$

$V_E = 0.1 V_{CC} = 0.5 \text{ V}$

$V_{CE1} + V_{CE2} = V_{CC} - V_{KL} - V_E$
 $= 5 - 1.7 - 0.5 = 2.8$

ให้ 1.1 V สำหรับ V_{CE1} และ 1.7 V ที่ V_{CE2}

b) $I_{C2} = I_{C2} / \beta_F = 0.01 \text{ mA}$

$I_{E2} = I_{C2} + I_{C2} = 0.51 \text{ mA} = I_{C1}$

$I_{C1} = I_{C1} / \beta_F = 0.010 \text{ mA}$

$I_{E1} = I_{C1} + I_{C1} = 0.5202 \text{ mA}$

c) ให้ $I_N = 251 = 0.25 \text{ mA}$

R_B จะมี $I = 0.25 \text{ mA}$ ไหลผ่านและมีค่าโวลท์ตก

$V_{E1} + V_E = 0.5 + 0.6 = 1.1 \text{ V}$

$R_B = \frac{1.1}{0.25 \text{ mA}} = 4.4 \text{ K}\Omega$

R_L มี $V = 0.5 \text{ V}$, $I_E = 0.5202 \text{ mA}$

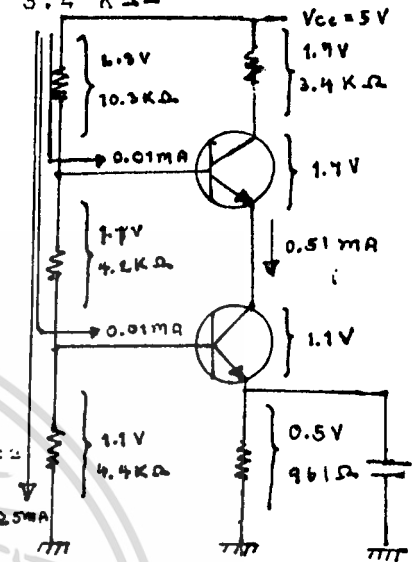
$R_E = 961 \Omega$

d) R_2 จะมีกระแสไหลผ่าน 0.26 mA มีโวลท์ 1.1 V

$R_2 = 4230 = 4.2 \text{ K}\Omega$

R_1 มีกระแสไหลผ่าน 0.27 mA มี $V = 2.8 \text{ V}$

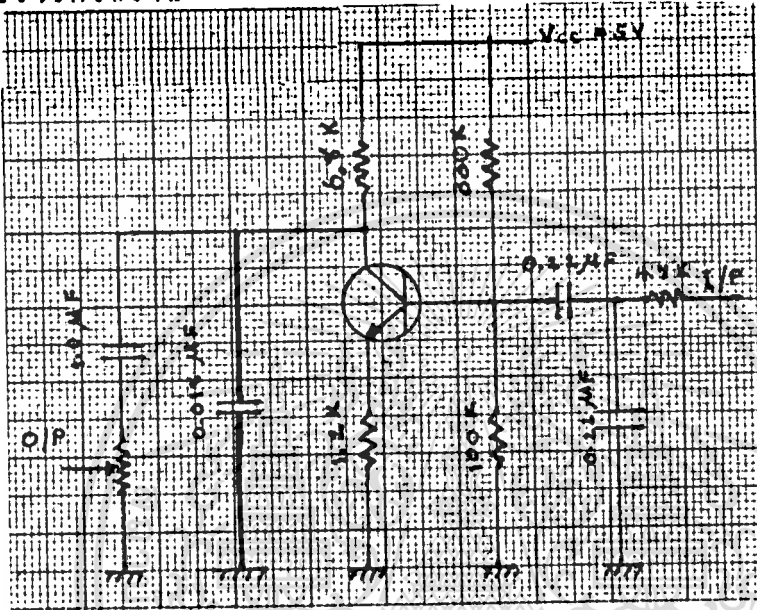
$R_1 = 10.3 \text{ K}\Omega$



3.6) วงจรขยายความถี่เสียง (Audio Amplifier)

เป็นส่วนที่ขยายสัญญาณที่ส่วนการ detect แล้วได้เป็นสัญญาณเสียงก่อนที่จะออกลำโพง

วงจรที่ใช้งาน



รูปที่ 3.6.1

เป็นวงจรคอมมอนอีมีเตอร์ ซึ่งมี gain คือ

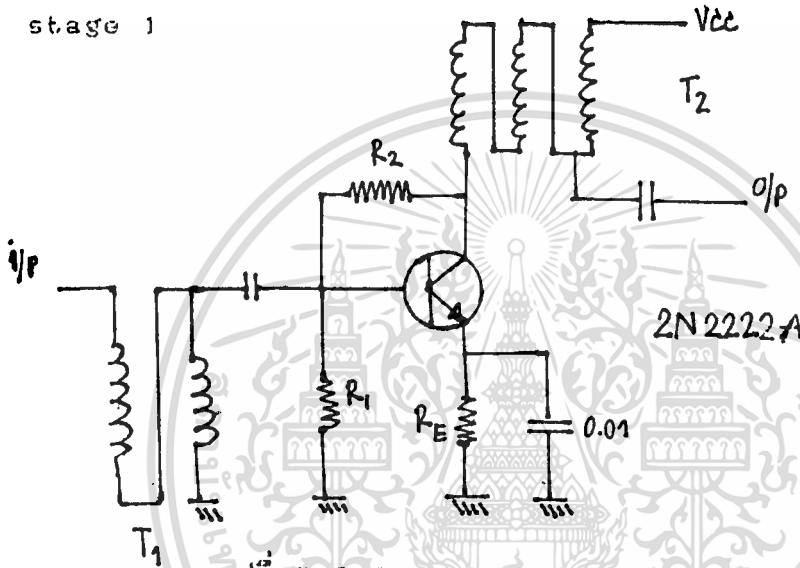
$$\begin{aligned} \text{gain} &= \frac{R_c}{R_e} \\ &= \frac{6.8}{1.2} = 5.6 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

1.2

3.8) การออกแบบวงจร เพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์

ความต้องการ	P_{out}	=	2 W
	P_{in}	=	1 mW
	G	=	33 dB
	F	=	35-36 MHz

เนื่องจากวงจรต้องการ Gain สูง จึงแบ่งวงจรออกเป็น 3 stage
stage 1



รูปที่ 3.8.1 วงจรของ stage 1

เนื่องจากระดับสัญญาณยังต่ำอยู่ จึงต้องใช้แอมพลิฟายคลาส A

$P_{in} = 1 \text{ mW}$ $P_{out} = 20 \text{ mW}$ $G = 13 \text{ dB}$

เนื่องจาก $\eta = 25\%$ ดังนั้น $V_{CE} \times I_{C_{max}} = 20\text{mW} \times 4$

เลือก $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$

เลือก $V_{EE} = 1 \text{ V}$

จะได้ว่า $R_E = 100 \Omega$

เลือก $I_{B_{base}} = 1 \text{ mA}$

$R_1 = 1.5 \text{ K}\Omega$

$R_2 = 10 \text{ K}\Omega$

จะเห็นการที่ต่อ R_2 ระหว่างขา B และ C นั้นจะทำให้ที่เป็นวงจร บ้อนกลับทางลบ เพื่อป้องกันการออสซิเลตที่ความถี่ต่ำด้วย

สำหรับ Broadband Transformer ใช้สำหรับการแมทชิงโดยอิมพีแดนซ์มาตรฐานที่ใช้ = 50 โอห์ม เนื่องจาก Z_{in} ของ Tr_1 มีค่าประมาณ 15 โอห์ม จึงใช้ 4:1 impedance ratio และ Z_{out} ของ

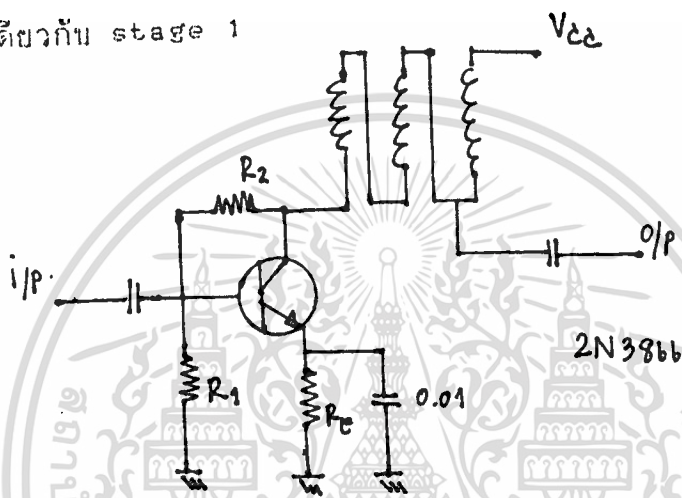
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Z_{in} ประมาณ 100 โอห์ม ซึ่งต้องแมตซ์กับ Z_{in} ของ stage ที่ 2 ซึ่งมีค่าประมาณ 12 โอห์ม จึงใช้ 9:1 impedance ratio stage ที่ 2

คลาล A

P_{in}	=	20 mW
P_{out}	=	400 mW
G	=	13 dB

ทำนองเดียวกับ stage 1



รูปที่ 3.8.2 วงจรของ stage 2

กำหนดให้

I_{cu}	=	150 mA
V_{ce}	=	1 V
I_b	=	10 mA

จะได้ว่า

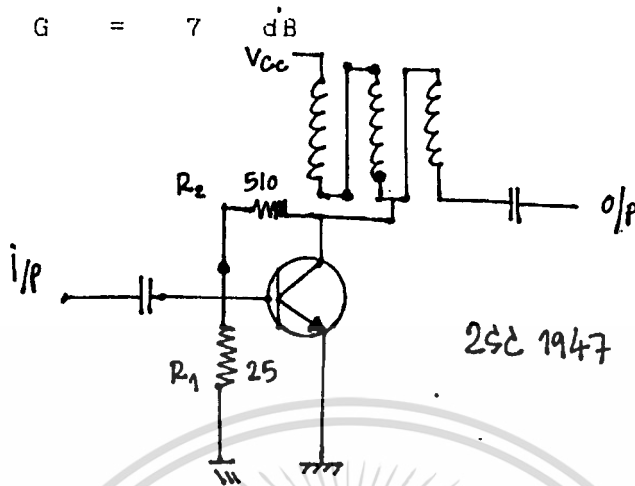
R_e	=	5 Ω
R_1	=	160 Ω
R_2	=	1 K Ω

เนื่องจาก Z_{out} ของ Tr_2 มีค่าประมาณ 70 และ Z_{in} ของ Tr_3 มีค่าประมาณ 15 Ω จึงใช้ broadband transformer ที่มี impedance ratio 9:1

stage ที่ 3

P_{in}	=	400 mW
P_{out}	=	2 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8.3 วงจรของ stage 3

เนื่องจากวงจรคลาส C จะได้รับได้ยากถ้า power input ไม่สูงมากนัก ดังนั้นเราจึงไบอัสเพียงเล็กน้อย โดยใช้ $I_{cQ} = 50 \text{ mA}$ จะทำให้ได้รับได้ง่ายขึ้น และ R_1 , R_2 ยังทำหน้าที่เป็นวงจรย้อนกลับทางลบ เพื่อป้องกันการออสซิลเลชันที่ความถี่ต่ำ ซึ่งจะทำให้ T_{r_s} เสียหายได้ สำหรับ Z_{out} จะหาได้จาก

$$R_{out} = \frac{(V_{cc} - V_{sat})^2}{P_{omax}}$$

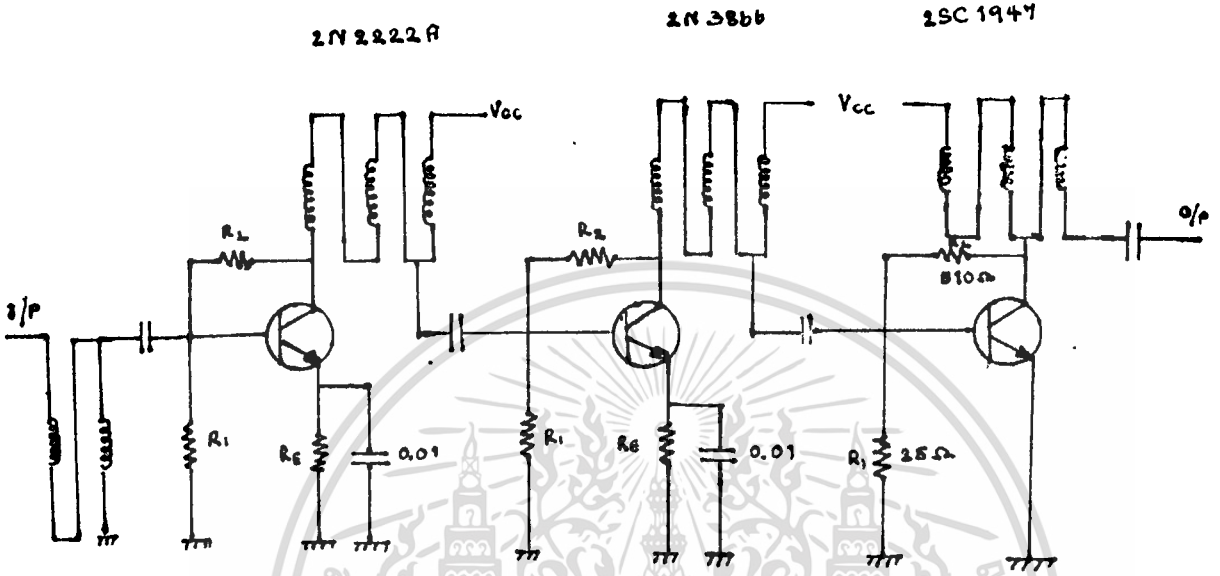
$$P_{omax} = 4 \text{ W} = \frac{(12-2)^2}{4}$$

$$= 25 \ \Omega$$

$$\text{impedance ratio} = 1:2$$

เราจึงเลือกใช้ broadband transformer ที่มีค่า impedance ratio 4:9

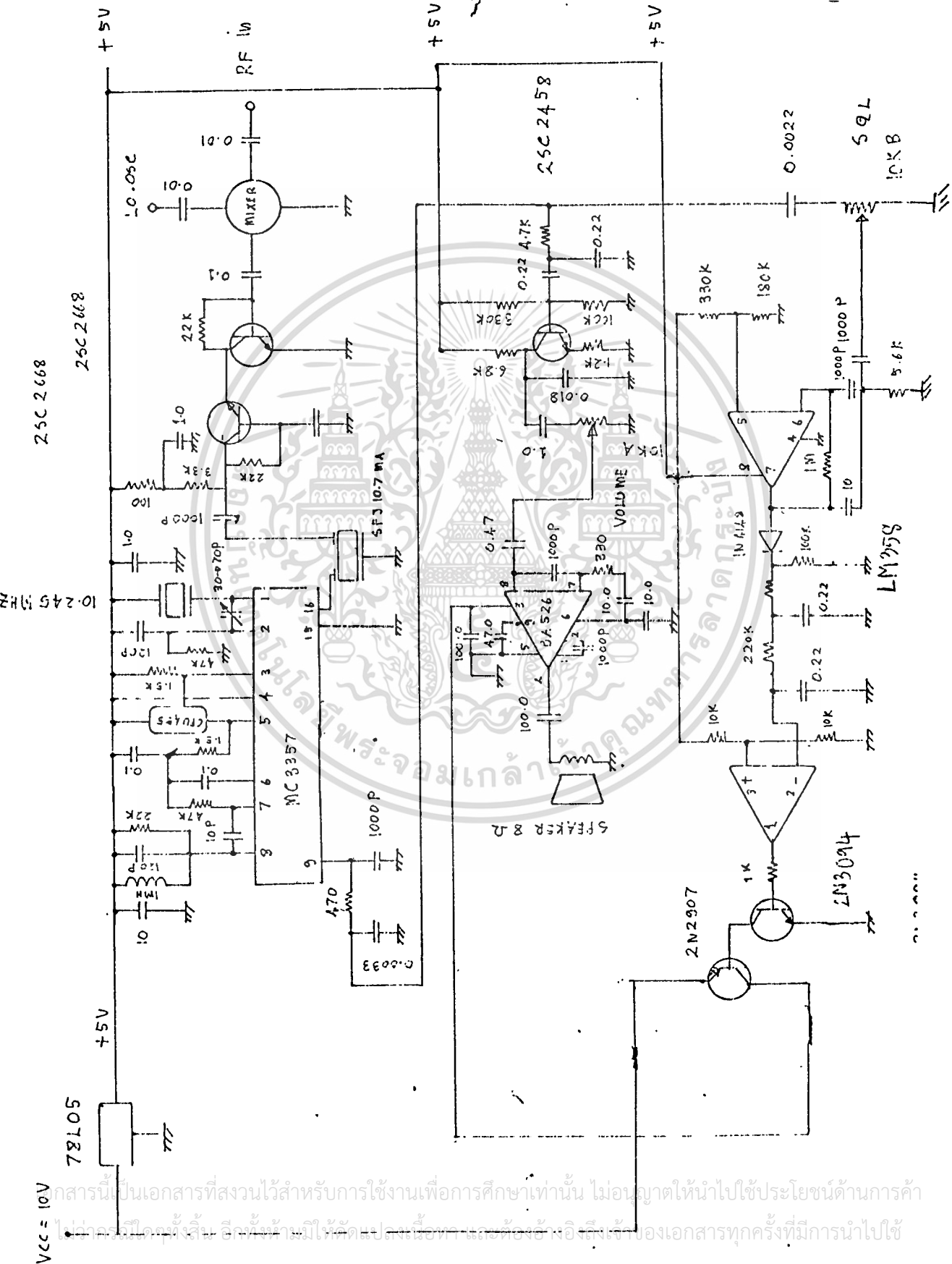
เมื่อเ้าวงจรทั้งหมดมาต่อกันจะได้วงจรดังรูปที่ 3.8.4



รูปที่ 3.8.4 แสดงวงจรของเพาเวอร์แอมป์ 3 stage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9) วงจรที่ใช้งานในภาครับ



Vcc = 10V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หากใครมีข้อสงสัย กรุณาเข้ามาให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นแก่ทีมงานของเรา

ขอเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

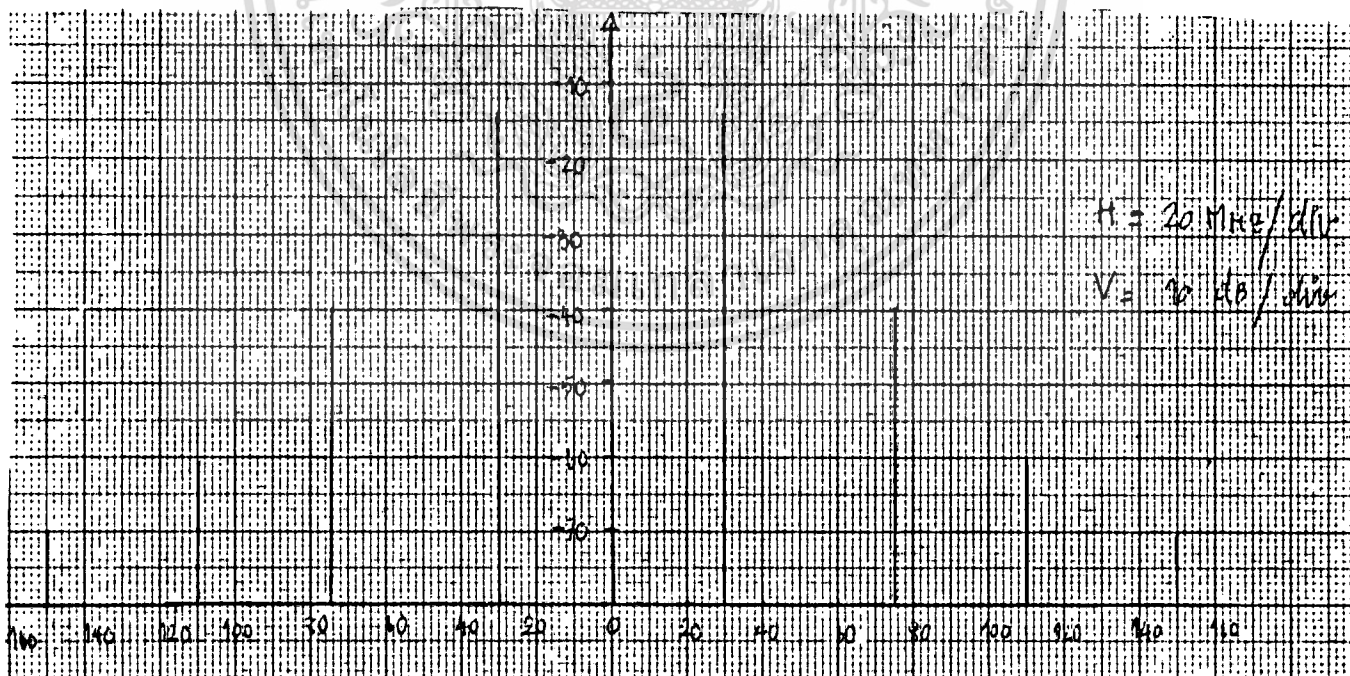
4.1) Power Amplifier

เมื่อป้อนความถี่ 35-36 MHz จะได้ผลดังนี้คือ

$P_{in} = +10 \text{ dBm}$	$P_{in} = 0 \text{ dBm}$	$P_{in} = -10 \text{ dBm}$
$P_{out} = 2 \text{ watt}$	$P_{out} = 1.8 \text{ watt}$	$P_{out} = 1.6 \text{ watt}$
$I = 500 \text{ mA}$	$I = 450 \text{ mA}$	$I = 400 \text{ mA}$
$V = 12 \text{ Vdc}$	$V = 12 \text{ Vdc}$	$V = 12 \text{ Vdc}$

ตารางที่ 4.1.1

เอาท์พุทของเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ แสดงโพลเพลตอร์มดังรูป 4.1.2

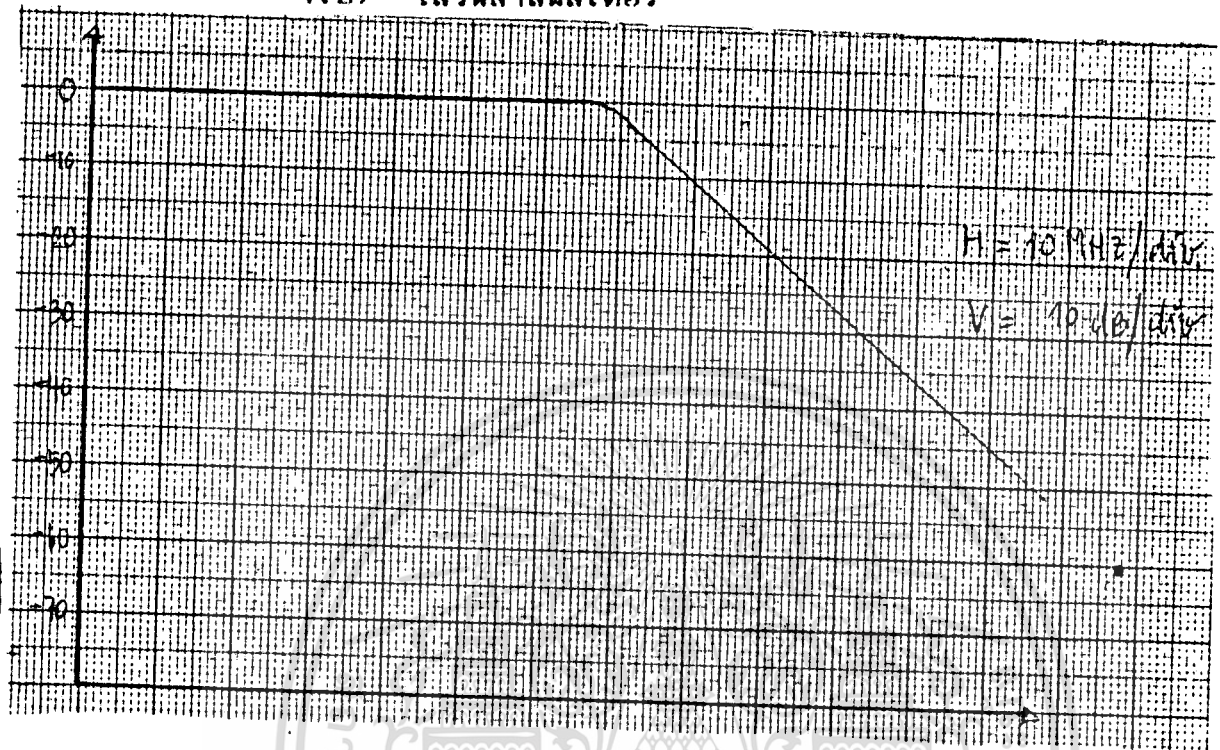


รูป 4.1.2 แสดงผลการตอบสนองขนาดต่อความถี่ของวงจรขยายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2) โลว์พาสฟิลเตอร์



รูปที่ 4.2.1 แสดงผลการตอบสนองขนาดต่อความถี่ของวงจร โลว์พาสฟิลเตอร์

ทดสอบวงจรโวลต์พาสฟิลเตอร์ โดยการวัดผลตอบสนองความถี่ ด้วย
 เครื่องสเปกตรัม ได้ผลดังนี้

ความถี่คัทออฟ = 71 MHz

ความชันของกราฟผลตอบสนองต่อความถี่เอกพาลแบนด์ = 60 dB/octave

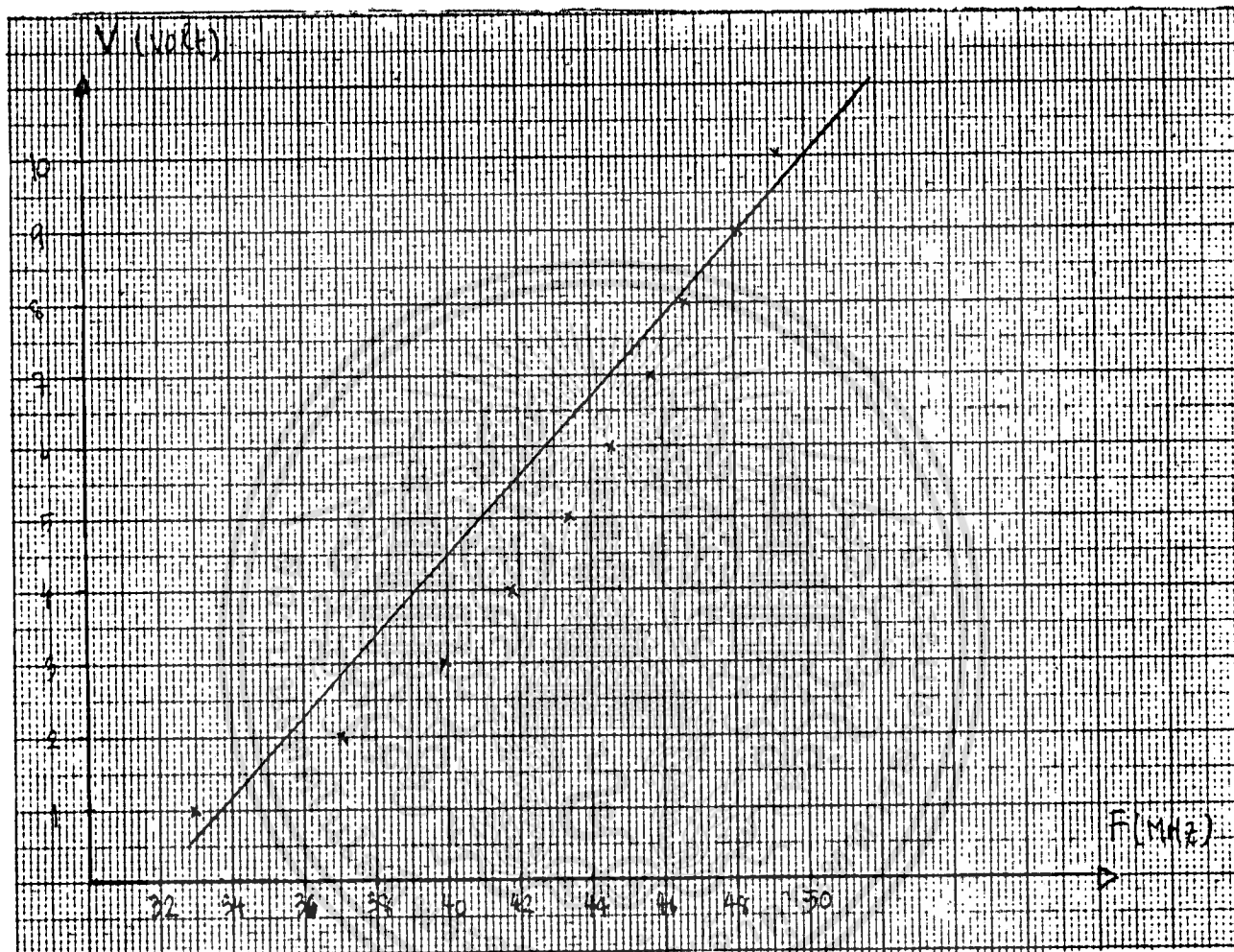
4.3) ออสซิลเลเตอร์ (VCO)

4.3.1) ออสซิลเลเตอร์ความถี่ 35-30 MHz

เมื่อทำการปรับจูนโวลต์เทคให้กับ VCO จะได้ผลดังตาราง

V (volt)	F (MHz)
1	33.0
2	37.1
3	40.0
4	41.8
5	43.3
6	44.6
7	45.7
8	46.7
9	48.1
10	49.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

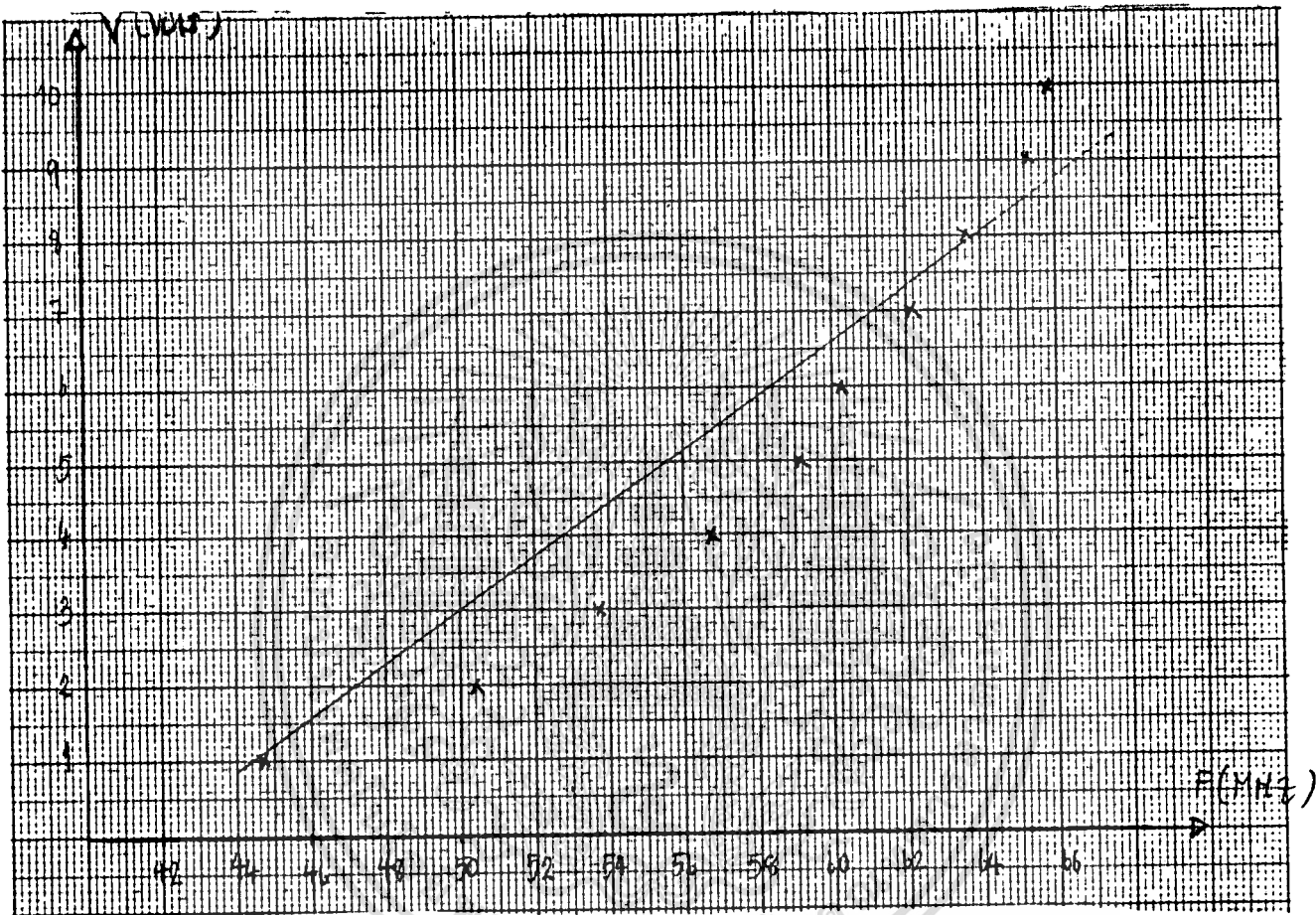


รูปที่ 4.3.1.1) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจกับความถี่ของ VCO ที่ได้จากการทดลอง

4.3.2) ออสซิลเลเตอร์ความถี่ 45.7-46.7 MHz
เมื่อทำการรื้อนโวลต์เททให้กับ VCO จะได้ผลดังตาราง

V (volt)	F (MHz)
1.	44.7
2	50.4
3	53.8
4	56.8
5	59.1
6	61.3
7	62.3
8	63.6
9	65.2
10	65.7

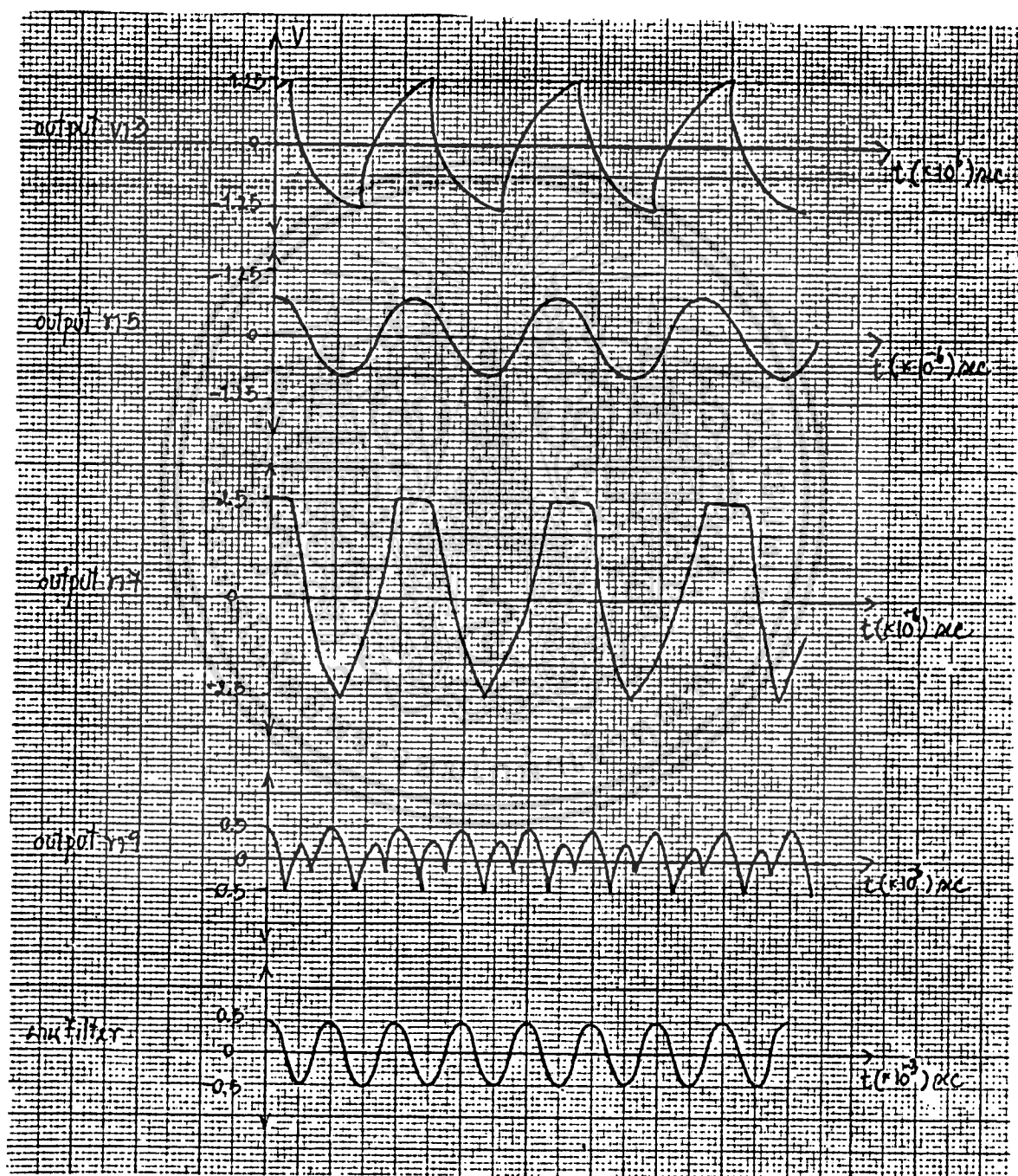
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3.2.1) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตทกับความถี่ของ VCO ที่ได้จากผลการทดลอง

4.4) ดีเทคเตอร์

ป้อนสัญญาณ 10.7 MHz มอดูเลตด้วยความถี่ 1000 Hz มีค่าตัวเลือ่
 ชั้น 5% จะได้สัญญาณวัดที่ขาต่างๆดังรูป และมีความไวในการรับ -100
 dbm ที่ S/N 20 db



รูปที่ 4.4.1) กราฟแสดงรูปสัญญาณที่ขาต่างๆของ MC 3357

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์

โครงการนี้ได้สร้างเครื่องรับส่งวิทยุและได้ทำการวัดคุณสมบัติ
พอสรุปได้ดังนี้

เครื่องรับ SENSITIVITY - $60 \mu\text{dBm}$
FREQUENCY RANGE 35-36 MHz
IF BANDWIDTH + 5 KHz
SUPPLY VOLTAGE 10 V

เครื่องส่ง RF POWER 1 W ที่ FUNDAMENTAL FREQUENCY
FREQUENCY RANGE 35-36 MHz
SUPPLY VOLTAGE 12 V

ผลที่ได้จากการทดลองยังไม่ดีพอ โดยมีข้อที่บกพร่องดังนี้คือ

- 1) ภาครับยังไม่สามารถจำกัด NOISE ให้ถึงจุดที่พอใจได้
- 2) ช่องสัญญาณที่ใกล้เคียงกันสามารถแทรกเข้ามาได้ แต่

เสียงจะไม่ชัดเจนเท่าไรนัก

- 3) ความไวของภาครับยังไม่ดีพอ

แนวทางในการแก้ไขข้อบกพร่องในข้อ 1 นั้น เราอาจจะทำ
การเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ โดยเลือกให้มี NOISE FIGER (NF) มีค่าต่ำ ๆ
ไว้ แทนเข้าในวงจร FRONT END

แนวทางสำหรับข้อ 2 คือทำให้ SELECTIVITY สูงเข้าไว้แต่
ต้องให้ครอบคลุมแบนด์ที่ต้องการ และต้องควบคุมขนาดสัญญาณของ MIC
PREAMPLIFIER เพื่อไม่ให้ความถี่เบี่ยงเบนเกินไปถึงสัญญาณอื่น โครงการ
ที่สร้างขึ้นไม่ได้มีวงจรจำกัดขนาดสัญญาณที่วงจร MIC PREAMPLIFIER

แนวทางสำหรับข้อ 3 คือ ควรที่จะทำให้การถ่ายทอดสัญญาณตั้ง
แต่เสาอากาศมาจนถึงขยายไอเอฟเป็นอย่างที่ สุด ทั้งนี้โดยการอาศัยสลักจูน
แบบมีแกน FERRITE กลมครอบขดลวดแทนแบบ COIL FORM ทัว ๆ ไป
และอาจจะทำการ เพิ่มอัตราขยายของวงจรขยาย RF ให้มากขึ้น แต่ต้อง
ควบคุมไม่ให้เกิดการออสซิลเลชัน

most economical

Frequency Mixers

Models

SBL-1

LEVEL 7 (+7dBm LO, up to +1dBm RF)



computer-automated performance data
typical production unit / for data of other models consult factory

mixer conversion loss and isolation

RF MHz	LO MHz	Conversion Loss (dB)			Isolation L-R (dB)			Isolation L-L (dB)		
		LO +4dBm	LO +7dBm	LO +10dBm	LO +4dBm	LO +7dBm	LO +10dBm	LO +4dBm	LO +7dBm	LO +10dBm
1 000	31 00	6 99	6 67	6 45	62 73	57 00	68 01	61 88	65 61	> 70 00
2 000	32 00	6 50	6 24	6 05	61 56	56 00	67 46	61 93	67 00	> 70 00
5 000	35 00	5 96	5 74	5 60	61 73	56 64	66 12	62 43	67 00	> 70 00
10 000	40 00	5 85	5 58	5 46	61 35	54 59	65 15	61 72	64 81	66 04
20 000	50 00	5 96	5 67	5 51	60 14	62 22	67 01	60 33	61 69	61 30
32 168	62 19	5 86	5 60	5 51	55 85	59 04	58 99	56 27	57 74	57 09
50 000	80 00	5 64	5 40	5 49	56 98	56 71	55 75	54 64	54 39	53 61
78 870	46 97	5 83	5 56	5 44	54 05	52 21	50 75	51 16	49 67	48 53
100 000	70 00	5 74	5 52	5 43	51 39	49 41	48 33	48 54	46 90	46 10
166 640	126 94	5 69	5 53	5 47	45 18	44 20	43 69	42 22	41 66	41 56
260 000	170 00	5 85	5 68	5 60	41 88	41 56	41 75	39 00	38 98	39 65
300 000	200 00	5 63	5 67	5 56	41 45	41 05	41 34	38 60	38 52	39 23
350 560	250 50	5 80	5 63	5 47	40 14	40 04	40 21	37 21	37 29	37 77
367 290	267 29	5 77	5 61	5 48	36 89	36 90	37 90	31 86	33 97	34 98
364 670	314 07	5 93	5 81	5 72	36 00	37 11	37 44	30 43	33 88	34 36
375 160	345 26	6 28	6 13	5 97	34 63	36 62	37 25	31 69	32 79	34 20
406 440	376 44	6 27	6 15	6 07	33 09	34 80	36 66	29 68	31 05	32 79
437 630	407 63	6 38	6 28	6 18	32 46	33 79	35 38	29 38	30 39	31 61
468 670	438 67	6 48	6 40	6 33	35 24	37 60	34 05	29 76	30 12	30 96
500 000	470 00	6 90	6 31	6 19	32 48	37 36	35 04	30 19	30 37	30 65

mixer VSWR

freq. MHz	VSWR, RF port			VSWR, LO port			VSWR, IF port		
	LO +4dBm	LO +7dBm	LO +10dBm	LO +4dBm	LO +7dBm	LO +10dBm	LO +4dBm	LO +7dBm	LO +10dBm
1 004	1 83	1 80	1 66	2 45	3 75	5 47	1 67	1 44	1 30
16 121	1 07	1 14	1 20	1 92	2 81	3 95	1 68	1 45	1 31
21 030	1 16	1 14	1 20	1 94	2 89	3 95	1 68	1 44	1 31
31 212	1 06	1 14	1 20	1 93	2 83	3 88	1 68	1 44	1 32
50 000	1 07	1 15	1 20	1 83	2 69	3 54	1 69	1 46	1 33
76 605	1 08	1 16	1 21	1 84	2 72	3 70	1 71	1 48	1 36
100 000	1 09	1 17	1 32	1 82	2 62	3 38	1 74	1 52	1 39
121 970	1 11	1 18	1 24	1 82	2 62	3 53	1 79	1 55	1 42
152 210	1 13	1 20	1 25	1 88	2 66	3 42	1 85	1 62	1 40
182 450	1 15	1 22	1 27	1 83	2 62	3 21	1 93	1 69	1 57
200 000	1 12	1 26	1 27	1 87	2 58	3 22	1 98	1 77	1 62
242 940	1 19	1 26	1 32	1 89	2 56	3 19	2 11	1 68	1 74
273 180	1 21	1 28	1 34	1 90	2 59	3 17	2 21	1 99	1 86
318 540	1 23	1 30	1 35	1 99	2 64	3 25	2 35	2 11	1 95
348 780	1 24	1 31	1 36	2 01	2 59	3 18	2 38	2 15	2 03
379 040	1 24	1 30	1 34	2 03	2 60	3 15	2 45	2 24	2 09
409 270	1 23	1 28	1 32	2 12	2 72	3 19	2 46	2 24	2 11
424 500	1 21	1 27	1 31	2 20	2 77	3 27	2 50	2 30	2 16
454 730	1 19	1 24	1 28	2 30	2 82	3 34	2 46	2 37	2 14
500 000	1 16	1 21	1 25	2 40	3 01	3 54	2 43	2 23	2 12

φ detection

freq. (MHz)	max. DC output mV	DC offset mV
10 000	-103 19	10 00
20 000	100 80	-0 01
36 000	225 56	+0 00
50 000	226 92	+0 00
66 000	-226 43	+0 00
80 000	-220 22	+0 01
100 000	-231 78	+0 03
136 000	229 89	+0 08
178 000	223 93	+0 17
200 000	223 43	+0 15
234 000	229 66	+0 23
262 000	229 61	+0 25
304 000	218 66	+0 32
360 000	-164 91	+0 72
402 000	179 18	+0 97
444 000	163 75	+0 88
458 000	160 12	+0 78
472 000	-155 46	+0 60
486 000	150 45	+0 39
500 000	-142 53	+0 23

Measurements at RF & LO Power +7 dBm

mixer harmonic intermodulation
(relative to desired IF output)

RF CAL	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0 > 43	-	45	50	56	56	49	65	47	66	52	68
1 > 43	25	-	39	12	47	22	46	29	49	55	62
2 > 43	67	66	71	60	69	53	72	61	71	54	75
3 > 43	81	44	33	49	35	59	36	60	36	64	37
4 > 43	80	70	66	58	75	62	79	59	78	69	76
5 > 43	61	46	62	50	59	60	63	67	66	63	65
6 > 43	68	78	78	74	75	69	75	70	78	66	76
7 > 43	81	64	67	63	73	56	71	55	78	55	69
8 > 43	> 68	84	68	84	> 86	63	> 86	76	61	78	81
9 > 43	62	63	63	75	79	67	75	64	84	60	77
10 > 43	> 87	87	> 87	86	> 88	86	> 86	> 86	> 86	21	> 66

RF CAL	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0 > 64	-	36	38	24	41	35	45	30	52	61	52
1 > 64	25	-	68	12	50	19	41	24	37	40	47
2 > 64	82	63	55	68	54	66	52	64	52	66	54
3 > 64	66	53	66	48	71	55	76	52	65	54	73
4 > 64	> 76	75	> 76	75	> 77	76	> 77	75	> 76	74	> 76
5 > 64	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 77	> 77	73	> 76	71	> 76
6 > 64	> 78	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 77	> 77	> 77	> 76
7 > 64	> 78	> 78	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 77	> 77	> 76
8 > 64	> 78	> 78	> 78	> 78	> 76	> 76	> 76	> 76	> 77	> 77	> 77
9 > 64	> 78	> 78	> 78	> 78	> 78	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 77
10 > 64	> 77	78	> 78	> 78	> 78	> 78	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76

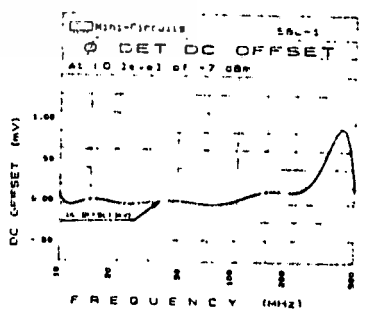
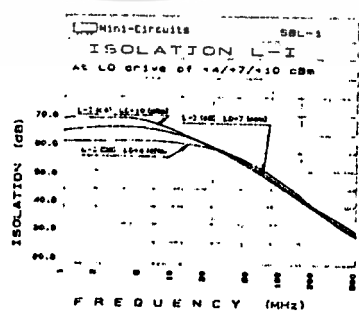
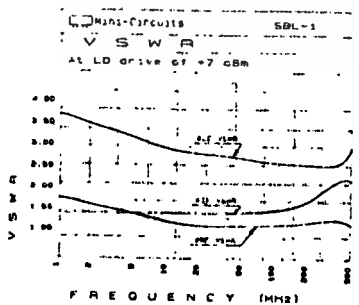
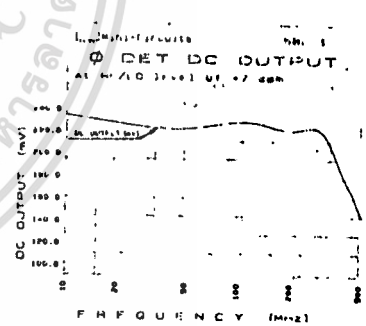
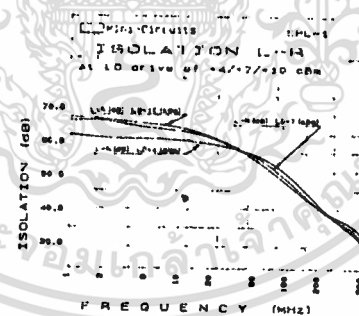
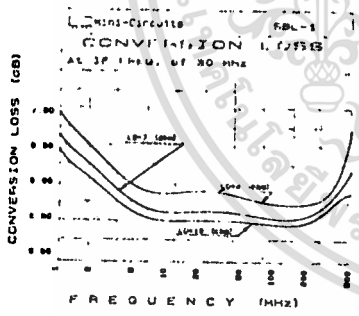
Harmonic LO Order

Harmonic LO Order

test conditions RF = 162.100 MHz INPUT P = -10.00 dBm
LO = 152.610 MHz INPUT P = -10.00 dBm
F = 30.000 MHz IF AMPLIT = -6.51 dBm

test conditions RF = 165.100 MHz INPUT P = -10.00 dBm
LO = 155.610 MHz INPUT P = -10.00 dBm
F = 30.000 MHz IF AMPLIT = -12.64 dBm

typical performance curves
(production unit)



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ทองทศ วาณิชศรี ที่ท่านได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา
ความรู้ ขอขอบคุณอาจารย์สมผล โทศลวีตร อาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์
อาจารย์กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์ อาจารย์วิศิษฐ์ สรรพอาษา ที่ได้ให้คำ
ปรึกษาแนะนำและให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือต่างๆ และขอบคุณผู้ที่
ได้ให้ความช่วยเหลือ ซึ่งทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี

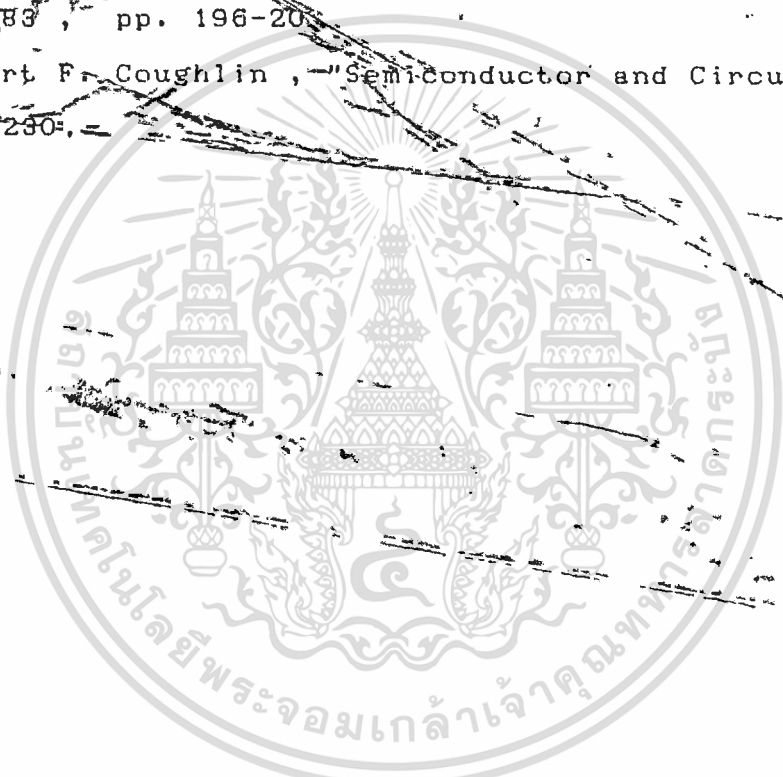
สุนีย์ อัครวาทิน
วิภา อาชานัยนันท์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- 1) Mark J. Wilson , " The ARRL Handbook for the Radio Amateur " , pp. (15-1) - (15-9).
- 2) James K. Hardy , " High Frequency Circuit design " , Reston Publishing Company , Inc. 1979 , pp. 116-117.
- 3) Herbert L. Krauss , Charles W. Bostain , Frederick H. Rabb , " Solid State Radio Engineering " John Wiley & Sons , 1983 , pp. 196-200.
- 4) Robert F. Coughlin , " Semiconductor and Circuit " , pp. 227-230.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้