



ชุดสำเนา-ทดลอง

ทางอิเล็กทรอนิกส์



ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีสาขารัฐศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ **007679** การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดสาธิต-ทดลอง
ทางอิเล็กทรอนิกส์

ได้รับการพิจารณาอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะกรรมการตรวจสอบปริญญาโท

..... ประธานกรรมการ
(*ดร. อนุชิต สอนะวิทย์*)

..... กรรมการ
(*[Signature]*)

..... กรรมการ
(*[Signature]*)

..... กรรมการ
(*[Signature]*)

..... กรรมการ
(*[Signature]*)

วันที่.....เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ	หน้า
บทที่	ก
1 บทนำ	1-1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของชุดทดลอง	1-1
1.2 วัตถุประสงค์	1-1
1.3 ขอบเขตการทำโครงการ	1-2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	1-2
2 ทฤษฎีต่าง ๆ ที่จำเป็น	2-1
2.1 ระบบสื่อสาร	2-1
2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์	2-7
2.3 MIXING	2-24
2.4 AMPLITUDE MODULATION	2-32
2.5 วงจรร่วมที่ใช้เป็นเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุแบบ AM	2-44
2.6 FREQUENCY MODULATION	2-56
2.7 SINGLE SIDE BAND	2-77
2.8 PHASE-LOCKED LOOP	2-88
2.9 FREQUENCY SHIFT KEYING	2-115
2.10 ความรู้ทั่วไป	2-122
2.10.1 VARACTOR DIODE	2-122
2.10.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	2-124
3 การดำเนินงาน	3-1
3.1 หาและศึกษาวงจรที่ใช้ในการทำชุดสาธิต-ทดลอง	3-1
3.2 การออกแบบวงจรการทดลอง	3-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่

หน้า

4	ไบเนอท่า	4-1
4.1	FM OSCILLATOR TUNING DIODES	4-1
4.2	FM/AM PRODUCT DETECTOR DEMODULATION	4-6
4.3	PULSE-WIDTH MODULATOR	4-11
4.4	PULSE-WIDTH DEMODULATOR	4-13
4.5	PHASE-LOCKED LOOP DETECTOR	4-18
4.6	FREQUENCY-SHIFT KEYING (FSK) MODULATOR	4-25
4.7	FSK DEMODULATOR USING PLL CIRCUITRY	4-29

ภาคผนวก

ภาคผนวก A	ชุดการทดลอง	A-1
ภาคผนวก B	คุณสมบัติของ I.C. ที่ใช้ในชุดสาธิต-ทดลอง	B-1
	LM139A, LM239A, LM339A, LM2901, MC3302	B-2
	MC1496, MC1596	B-18
	MC3303, MC3403, MC3503	B-28
	MC3456, MC3556	B-34
	TL371, TL072, TL074	B-41
ภาคผนวก C	เลขชุดการทดลอง	C-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดสาธิต-ทดลอง

ซึ่งประกอบด้วยชุดสาธิต-ทดลอง ต่อไปนี้

FM. OSCILLATOR TUNING DIODES
 FM/AM PRODUCT DETECTOR DEMODULATION
 PULSE-WIDTH MODULATOR
 PULSE-WIDTH DEMODULATION
 PHASE-LOCKED LOOP DETECTORS
 FREQUENCY-SHIFT KEYING (FSK) MODULATOR
 FSK DEMODULATOR USING PLL CIRCUITRY

โดย	323605	เฉลิมพล	สมะวารทนะ
	323613	ประทีป	เคิมสายทอง
	323625	สัจฉินต์	วัฒนา เขมาภีรัต
	323627	สุนทรพร	ชาญณรงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อเรื่องปริญญานิพนธ์
ชื่อผู้เขียน

ชุดสาธิต-ทดลองทางอิเล็กทรอนิกส์
นายเฉลิมพล สมะวาระชนะ
นายประทีป เต็มสาธทอง
นายสุจินต์ วัฒนาเขมาภีรัต
นายสุรธรรม ช่างคุณรงค์
อุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปริญญานิพนธ์

บทคัดย่อ

การศึกษาสำหรับนักศึกษาในสาขาวิชาโทรคมนาคมและสาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์นั้น วิชาสื่อสารและโทรคมนาคมนับว่าเป็นวิชาที่สำคัญ ซึ่งนักศึกษาในสาขาวิชานี้ต้องมีความรู้ความเข้าใจเป็นอย่างดี และเพื่อเป็นการสร้างเสริมการเรียนรู้การสอนที่เป็นระบบระเบียบอย่างถูกวิธีในการก่อผลการเรียนรู้ของผู้เรียนให้ครบองค์ประกอบทั้ง 3 ประการ คือ ทางสมอง ทางกล้ามเนื้อ และทางเจตคติ ผู้จัดทำจึงเสนอชุดสาธิต-ทดลอง ทางด้านนี้ เพื่อให้ประโยชน์เป็นสื่อสาธิตประกอบการสอนสำหรับครู และใช้ทดลองประกอบการเรียนสำหรับนักศึกษา ให้เกิดความรู้ความเข้าใจทั้งทางด้านทฤษฎี และทางด้านปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ชุดสาธิต-ทดลองและประโยชน์สำหรับการศึกษา

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับระบบสื่อสาร การส่งวิทยุกระจายเสียง การสื่อสารวิทยุ การสื่อสารด้วยพัลส์ วงจรเฟสล็อกคูลู่น วงจร FSK ตลอดจนความสามารถในการใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์สร้างวงจรให้ทำงานได้จริง นับว่าเป็นสิ่งสำคัญสำหรับนักศึกษาในสาขาวิชาโทรคมนาคมทุกคน และเป็นพื้นฐานสำคัญของการเรียนรู้อย่างมีระบบการเรียนการสอนที่มีประสิทธิภาพ เพื่อสร้างความรู้ความเข้าใจ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวิชาอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องได้อย่างเป็นอย่างดี

โดยที่ขบวนการเรียนการสอนในปัจจุบันนี้ประกอบด้วยหลายสิ่งหลายอย่าง เช่น หนังสือ สื่อประกอบการเรียนการสอน ครู นักศึกษา และอื่น ๆ ที่ทำให้นักศึกษาเกิดการเรียนรู้ครบองค์ประกอบทั้งสาม คือ ทางสมอง ทางกล้ามเนื้อ และทางเจตคติ และผู้จัดทำมีความเห็นพ้องต้องกันว่าการเรียนการสอนในบางวิชานั้นยังขาดความสมบูรณ์ เนื่องจากขาดสื่อการเรียนการสอนที่ตรงกับวิชานั้น ๆ จึงมีความประสงค์ที่จะสร้างสื่อการเรียนการสอนสำหรับครู และนักศึกษา โดยครูจะใช้สื่อการเรียนการสอนนี้ เพื่อช่วยให้การสอนเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ และนักศึกษาก็ใช้สื่อนี้เป็นชุดทดลองปฏิบัติให้เกิดความรู้ความเข้าใจอย่างถ่องแท้

สำหรับสื่อการเรียนการสอนที่ผู้จัดทำสร้างขึ้นมานี้คือ ชุดสาธิต-ทดลอง โดยโครงการนี้สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาสาขาวิชาโทรคมนาคมสำหรับครูผู้สอน และนักศึกษาในสาขาวิชานี้ทุกคน โดยสร้างชุดสาธิต-ทดลองทั้งหมด 7 ชุด ดังนี้

- | | |
|---------------------|---|
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 1 | เรื่อง FM. OSCILLATOR TUNING DIODES |
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 2 | เรื่อง FM/AM PRODUCT DETECTOR DEMODULATION |
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 3 | เรื่อง PULSE-WIDTH MODULATOR |
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 4 | เรื่อง PULSE-WIDTH DEMODULATION |
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 5 | เรื่อง PHASE-LOCKED LOOP DETECTORS |
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 6 | เรื่อง FREQUENCY-SHIFT KEYING (FSK) MODULATOR |
| ชุดสาธิต-ทดลองที่ 7 | เรื่อง FSK DEMODULATOR USING PLL CIRCUITRY |

1.2 วัตถุประสงค์

- 1.2.1 สร้างต้นแบบชุดสาธิต-ทดลอง
- 1.2.2 จัดทำคู่มือการทดลองและการใช้ชุดสาธิต-ทดลอง พร้อมกับใบเนื้อหา
- 1.2.3 เพื่อส่งเสริมการประสานงานและการทำงานร่วมกัน ตลอดจนความสามัคคีในกลุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตการทำโครงการ

- 1.3.1 แผงสาธิต-ทดลอง จำนวน 7 ชุด
- 1.3.2 คู่มือการใช้งาน
 - 1.3.2-1 ชุดการประลอง
 - 1.3.2-2 คู่มือการใช้งานของชุดสาธิต-ทดลอง
 - 1.3.2-3 ใบเนื้อหา
- 1.3.3 การจัดเก็บรักษา

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ได้ข้อมูลในการทำชุดสาธิต-ทดลอง ทั้ง 7 ชุด
- 1.4.2 สื่อประกอบการเรียนการสอนในสาขาวิชาโทรคมนาคม
- 1.4.3 คู่มือการใช้งานชุดสาธิต-ทดลอง ชุดประลองและใบเนื้อหา

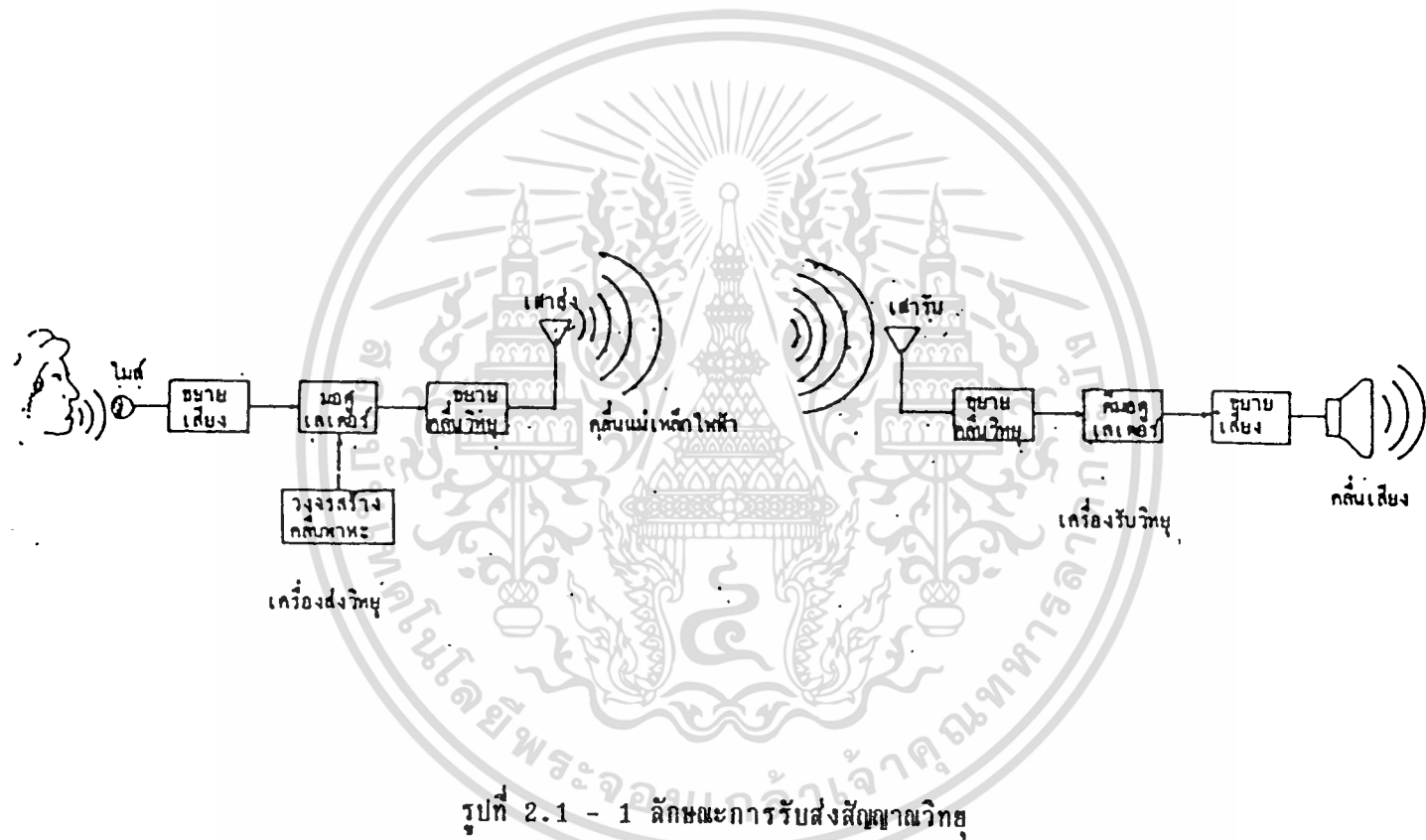


บทที่ 2 ทฤษฎีต่าง ๆ ที่จำเป็น

2.1) ระบบสื่อสาร

2.1.1 การส่งวิทยุกระจายเสียง

การส่งวิทยุกระจายเสียง หมายถึง การแพร่กระจายคลื่นเสียงให้ออกอากาศไปยังที่ไกล โดยอาศัยหลักการให้คลื่นเสียงที่เราต้องการจะส่งผสมไปกับพาหะ ซึ่งเป็นคลื่นวิทยุ จากนั้นจะเปลี่ยนสัญญาณทั้งหมดให้เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายออกไปในอากาศ

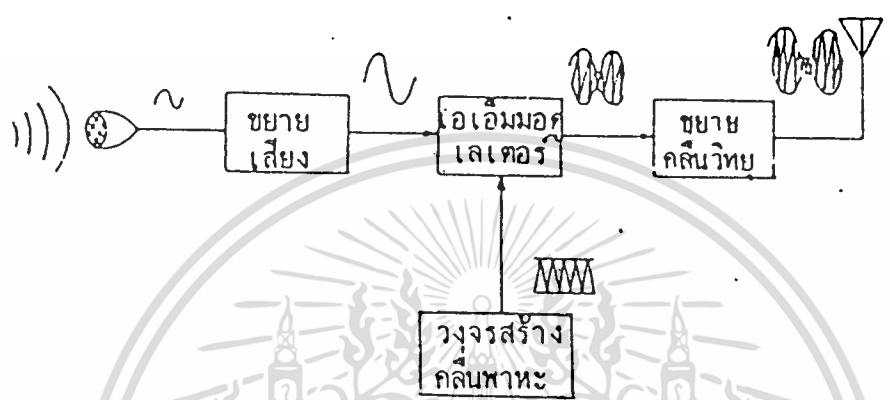


ระบบการส่งวิทยุกระจายเสียง เมื่อแบ่งตามลักษณะการผสมสัญญาณเสียงกับพาหะ (carrier) มีอยู่ 2 แบบ

1. การส่งวิทยุระบบ เอ.เอ็ม. (amplitude modulation)
2. การส่งวิทยุระบบ เฟ.เอ็ม. (frequency modulation)

2.1.2 การส่งวิทยุระบบ เอ.เอ็ม. คือการนำเอาคลื่นเสียงที่ต้องการส่งออกอากาศมาผสมกับคลื่นพาหะ (carrier) โดยที่คลื่นเสียงจะมีผลทำให้ช่วงยอดคลื่น (amplitude) ของคลื่นพาหะทั้งด้านบวกและลบเปลี่ยน ไม่เกินเกิน 30 MHz จึงสามารถสะท้อนบรรยากาศชั้นไอโอโนสเฟียร์ (ionosphere) กลับมายังโลก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

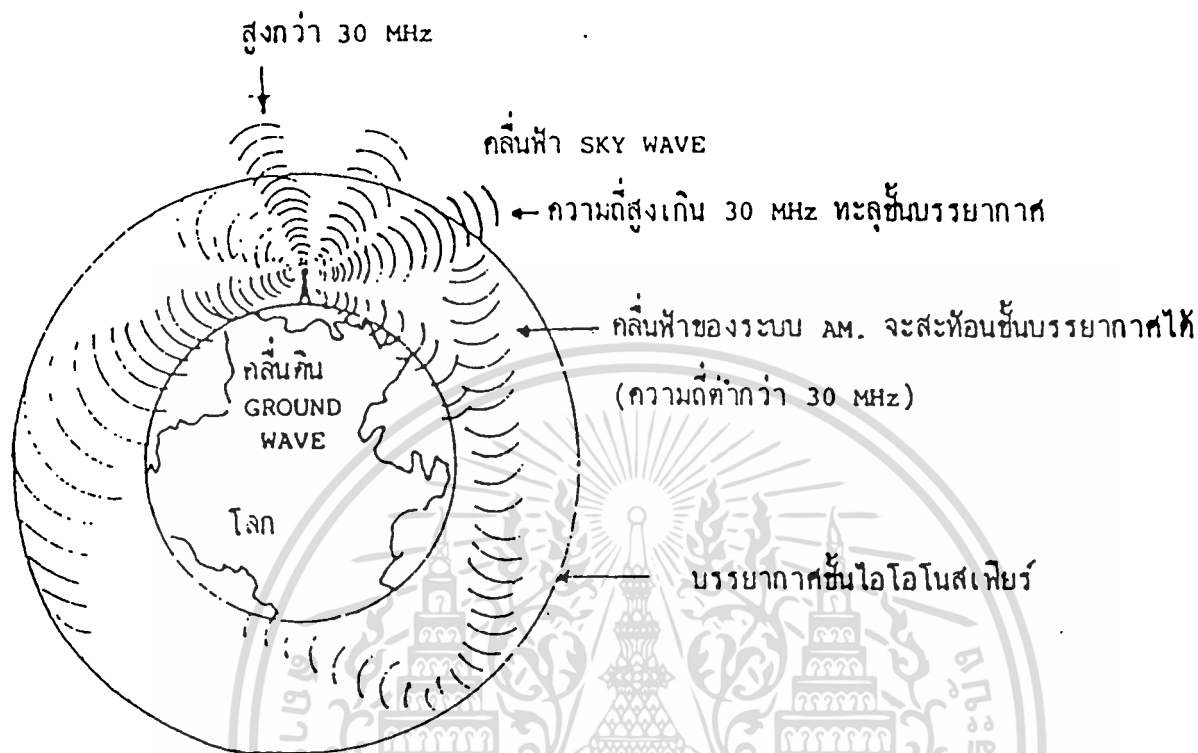
ได้อีก จากนั้นก็จะสะท้อนพื้นดินไปสู่ชั้นบรรยากาศได้อีกเป็นเช่นนี้เรื่อย ๆ ทำให้สัญญาณสามารถเดินทางไปได้ไกลมาก สัญญาณที่ส่งออกอากาศโดยให้สะท้อนไปกับชั้นบรรยากาศนี้เรียกว่าคลื่นอากาศ (sky wave) จากนั้นเครื่องส่งจะยังส่งสัญญาณหนึ่งไปตามพื้นผิวโลกโดยตรง โดยไม่สะท้อนชั้นบรรยากาศ เรียกว่า คลื่นดิน (ground wave) จึงเห็นว่าเครื่องส่งจะส่งสัญญาณออกอากาศถึงสองทางในเวลาเดียวกัน



รูปที่ 2.1 - 2 บล็อกโคโอดแกรมแสดงการส่งสัญญาณวิทยุแบบ AM

การส่งในระบบ เอ. เอ็ม. จะมีเสียงรบกวนเกิดขึ้นเนื่องจากประจุไฟฟ้าสถิตย์ (static charge) สัญญาณรบกวนต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นนี้ ทางเครื่องรับไม่สามารถสร้างวงจรขึ้นมากำจัดได้ เพราะจะทำให้ความถี่สูงของสัญญาณเสียงถูกตัดไปด้วย ดังนั้น การส่งแบบ เอ. เอ็ม. จึงไม่มีความชัดเจนและในบางที่เท่าที่ควร อีกข้อหนึ่งที่ทำให้การส่งระบบ เอ. เอ็ม. ไม่สามารถส่งสัญญาณเสียงในระบบไฮไฟได้ ก็คือ ทางสำนักงานควบคุมระบบโทรคมนาคมของอเมริกาที่ใช้ชื่อย่อว่า FCC. (FEDERAL COMMUNICATION COMMISSION) ได้กำหนดให้ใช้สัญญาณเสียงที่มีความถี่ไม่เกิน 15 KHz ส่งออกอากาศ แต่ในทางปฏิบัติแล้วการส่งในระบบ เอ. เอ็ม. ไม่สามารถจะส่งความถี่เสียงสูงถึงขนาดนี้ได้ เพราะจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะคลาดเคลื่อนไปมาก เป็นเหตุทำให้เสียงเกิดการผิดเพี้ยนได้ ดังนั้น จึงส่งความถี่เสียงได้สูงสุดเพียง 7.5 KHz เท่านั้น ย่านการส่งสัญญาณวิทยุในระบบ เอ. เอ็ม. นั้น มีความถี่ตั้งแต่ 535 KHz - 1605 KHz (FCC.) ซึ่งจะจุได้ 107 สถานี โดยที่แต่ละสถานีมีแถบความถี่ (แบนด์วิดท์) กว้าง 10 KHz คือ แถบความถี่ด้านข้าง (ไซด์แบนด์) ทั้งสองด้านกว้างด้านละ 5 KHz

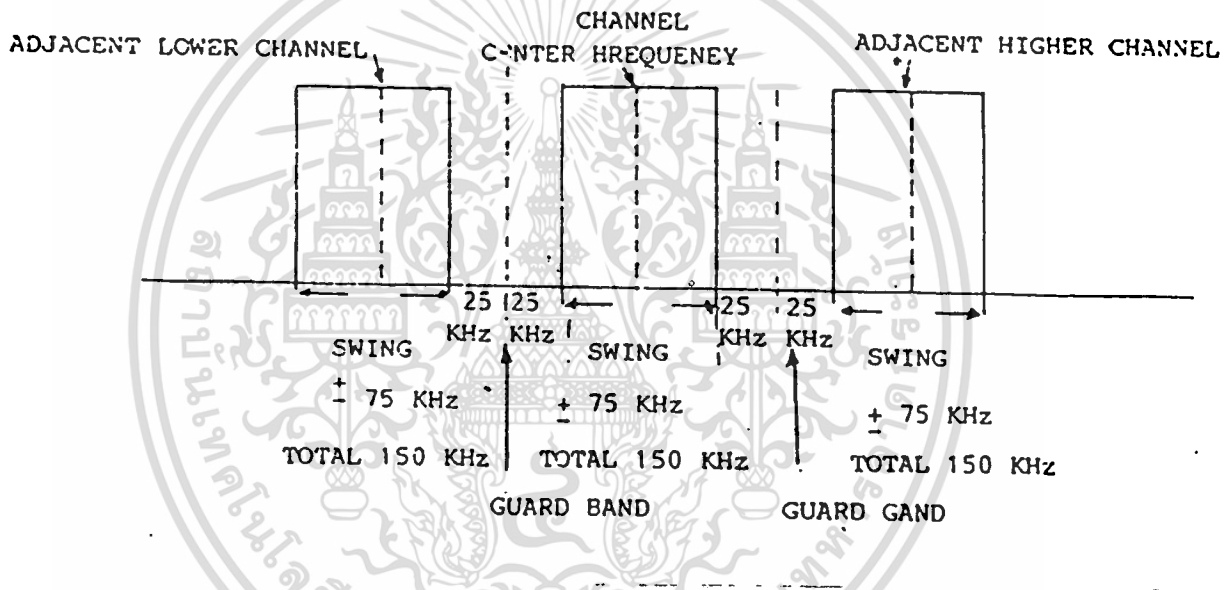
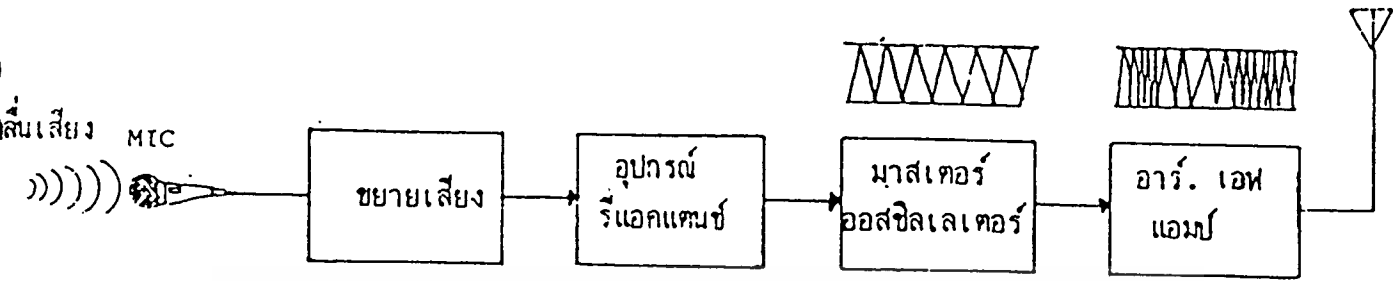
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 - 3 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นวิทยุและผลต่อชั้นบรรยากาศ

2.1.3 การส่งสัญญาณวิทยุระบบ เอฟ.เอ็ม. คือ การนำเอาคลื่นเสียงมาผสมกับคลื่นพาหะ (carrier) โดยทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณเสียง การส่งแบบนี้จะส่งไปไม่ได้ไกล เนื่องจากความถี่ของคลื่นพาหะที่ใช้ในการส่งสัญญาณระบบ เอฟ.เอ็ม. มีความถี่สูงมากจึงสามารถผ่านทะลุบรรยากาศชั้นไอโอโนสเฟียร์ ซึ่งหุ้มห่อโลกอยู่ได้ จึงไม่สามารถสะท้อนกลับมาถึงพื้นโลกได้เหมือนกับคลื่นพาหะของวิทยุ เอ.เอ็ม. ดังนั้น จึงส่งได้แต่เนื่องทิศทางตรงไปตามแนวระดับพื้นผิวโลก ซึ่งโค่งรัศมีการส่งจึงไกลเนื่องแค่สุระหะสาธาเท่านั้น การส่งสัญญาณแบบนี้มีความชัดเจนดีมาก เพราะเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของความถี่คลื่นพาหะมีน้อย แถบความถี่ที่ใช้ส่งวิทยุระบบ เอฟ.เอ็ม. มีค่าอยู่ระหว่าง 88 MHz - 108 MHz (ในญี่ปุ่นใช้แถบความถี่ระหว่าง 76 MHz - 96 MHz) โดยที่แต่ละสถานีจะมีความกว้างช่อง 200 MHz (รวมทั้งการด์แบนด์สองด้าน ด้านละ 25 MHz) ซึ่งตลอดแถบความถี่ เอฟ.เอ็ม. จุสถานีได้ 100 สถานี แถบความถี่ช่องของระบบ เอฟ.เอ็ม. จะกว้างกว่าระบบ เอ.เอ็ม. ถึง 200 เท่า การรบกวนจึงมีน้อยมาก แถบจะไม่มีเลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

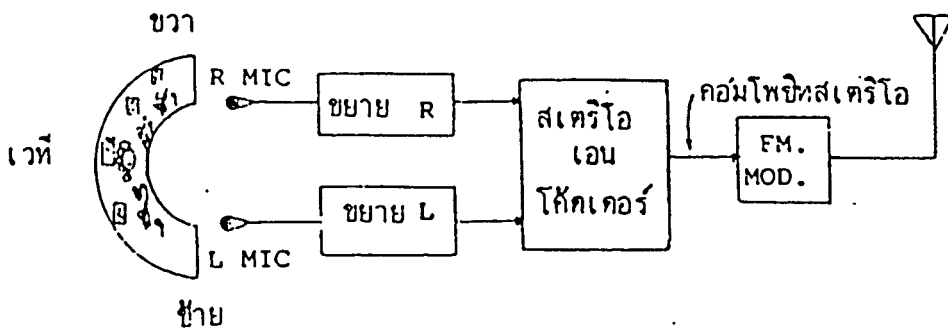


รูปที่ 2.1 - 4 ลักษณะการส่งสัญญาณวิทยุระบบ เอน.เอ็ม.โมโน

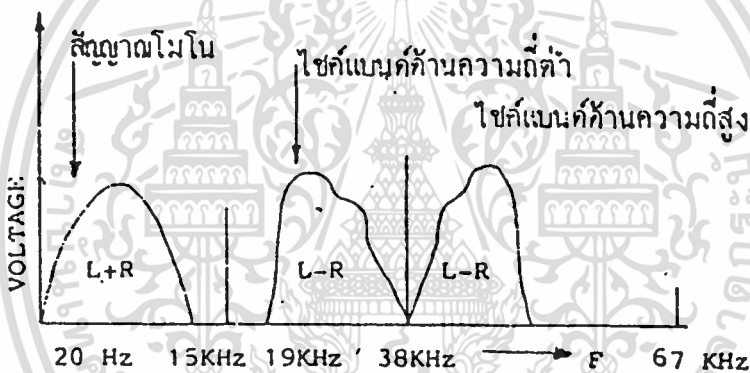
2.1.4 การส่งวิทยุระบบ เอน.เอ็ม.สเตอริโอมัลติเพล็กซ์

การส่งสัญญาณในระบบ เอน.เอ็ม.สเตอริโอมัลติเพล็กซ์นั้น ก็คือ การส่งสัญญาณสองสัญญาณ ได้แก่ สัญญาณด้านซ้าย (L) และสัญญาณด้านขวา (R) ของเวทีให้ออกอากาศไปในแถบความถี่ของสถานีเดียวกัน โดยไม่เกิดการรบกวนกันขึ้นระหว่างสัญญาณทั้งสอง วิธีการส่งแบบนี้ เรียกว่า มัลติเพล็กซ์ (multiplexing) จากนั้นเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับจะถูกแยกออกจากกันโดยวงจรดีค็อดเดอร์ให้ได้เป็นสัญญาณด้านซ้าย (L) และด้านขวา (R) ตามเดิม โดยสัญญาณทั้งสองไปออกทางลำโพงทั้งสองของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 - 5 การส่งวิทยุระบบ เอน.เอ็ม.สเตอริโอมัลติเพล็กซ์



รูปที่ 2.1 - 6 แถบความถี่ของสัญญาณคอมโพสิทสเตอริโอ

2.1.5 หลักการส่งสัญญาณในระบบ เอน.เอ็ม.สเตอริโอ

1. การส่งระบบนี้จะต้องทำให้เครื่องรับระบบ เอน.เอ็ม. ธรรมดา (โมนอนโฟนิก monophonic) สามารถรับสัญญาณซึ่งส่งมาในระบบ เอน.เอ็ม. สเตอริโอมัลติเพล็กซ์ได้โดยจะรับได้รวมออกมาทั้งช่องซ้าย (L) และช่องขวา (R) ทางลำโพงเดียวกัน (L+R) ดังนั้นเครื่องส่งจะต้องทำการส่งสัญญาณ L+R (สัญญาณด้านซ้ายซึ่งรวมกันมากับสัญญาณด้านขวา) ออกอากาศไปด้วย
2. เครื่องส่งจะต้องสร้างสัญญาณ L-R ขึ้นมาอีกสัญญาณหนึ่งเพื่อส่งออกอากาศไปกับสัญญาณ L+R ด้วย ซึ่งสัญญาณ L-R นี้จะส่งไปเพื่อให้เกิดการหักล้างกับสัญญาณ L+R ที่วงจรดีโอดเดอร์ในเครื่องรับ เอน.เอ็ม.สเตอริโอมัลติเพล็กซ์ เพื่อทำให้เกิดการแยกเป็นสัญญาณเดิมของแถบซ้าย-ขวา เพื่อส่งไปออกยังวงจรมหาสายเสียงแชนแนลซ้ายและแชนแนลขวา โดยอาศัยหลักการแยกสัญญาณดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(L+R) - (L-R) = 2R \text{ (สัญญาณเสียงแถบขวาที่มีความแรง 2 เท่า)}$$

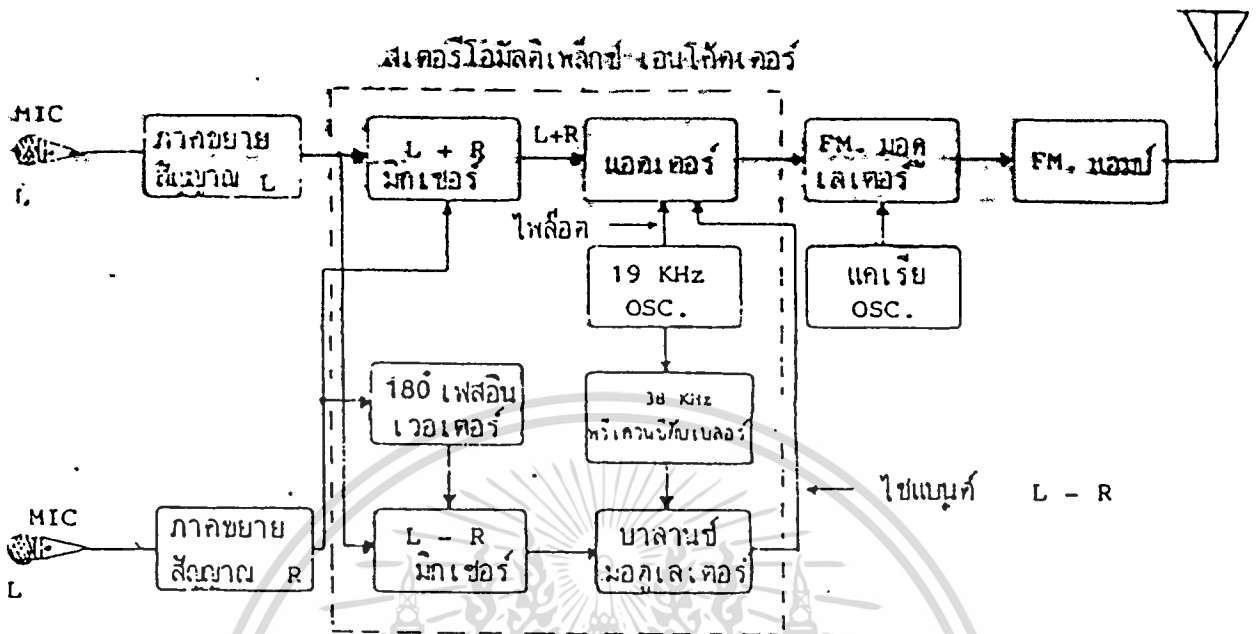
$$(L+R) + (L-R) = 2L \text{ (สัญญาณเสียงแถบซ้ายที่มีความแรง 2 เท่า)}$$

ในการสร้างสัญญาณ L-R นั้น ครั้งแรกจะต้องเอาสัญญาณเสียงจากแถบขวา (R) ไปทำการกลับเฟสให้เปลี่ยนไป 180 องศา โดยวงจรกลับเฟส 180 องศา จากนั้นจะส่งไปรวมกับสัญญาณด้านซ้าย (L) เพื่อสร้างสัญญาณ L-R สัญญาณที่ได้นี้ไม่สามารถจะส่งออกอากาศโดยวิธีรวมไปกับสัญญาณ L+R โดยตรงได้ เพราะจะเกิดการหักล้างกันขึ้น เนื่องจากอยู่ในแถบความถี่เดียวกันคือยังคงอยู่ในแถบความถี่เสียงระหว่าง 20 Hz - 15 KHz เพื่อแก้ไขปัญหานี้จึงต้องสร้างคลื่นพาหะขึ้นมามีความถี่หนึ่ง เพื่อผสมกับสัญญาณ L-R เพื่อยกแถบความถี่ของสัญญาณ L-R ให้สูงขึ้นไปอยู่ระหว่าง 23 KHz - 53 KHz โดยเลื่อนสูงขึ้นไปจากแถบความถี่ของสัญญาณ L+R ซึ่งมีค่าระหว่าง 20 Hz - 15 KHz โดยการให้คลื่นพาหะความถี่ 38 KHz มาผสมกับสัญญาณ L-R ในแบบบาลานซ์มอดูเลชัน การผสมสัญญาณแบบนี้ความถี่ของคลื่นพาหะจะถูกกดเอาไว้ไม่ส่งออกอากาศไปด้วย โดยจะมีแค่เพียงแถบความถี่ด้านข้าง (side band) ซึ่งเกิดจากการผสมกันระหว่างสัญญาณ L-R กับคลื่นพาหะ 38 KHz ทางด้านสูงและต่ำออกมาจากเอาท์พุทของวงจร L-R บาลานซ์มอดูเลเตอร์ แถบความถี่ที่ได้จะถูกส่งไปรวมกับสัญญาณ L+R ได้โดยไม่เกิดการรบกวนกัน เพราะมีความถี่สูงกว่า เนื่องจากคลื่นพาหะความถี่ 38 KHz ซึ่งส่งไปผสมกับสัญญาณ L-R นั้นไม่ได้เป็นตัวการที่ส่งสัญญาณ L-R ออกอากาศเพียงแต่ทำหน้าที่ยกแถบความถี่ของสัญญาณ L-R ให้สูงขึ้น เพื่อทำให้สามารถส่งรวมไปกับสัญญาณ L+R ได้โดยไม่เกิดการรบกวนกันเท่านั้น เราจึงเรียกความถี่ 38 KHz นี้ว่าคลื่นพาหะรอง หรือ "ซิปแคเรียส" แถบความถี่ด้านข้างหรือไซด์แบนด์ทั้งสองด้านแถบความถี่ด้านต่ำจะมีค่าอยู่ในระหว่าง 23 KHz - 38 KHz และแถบความถี่ด้านสูงจะมีค่าอยู่ในระหว่าง 38 KHz - 53 KHz ซึ่งมีแถบความถี่ทั้งสองด้านจะมีความถี่สูงกว่าสัญญาณ L+R

3. สัญญาณไพลอต ในการสร้างความถี่ซิปแคเรียส 38 KHz ขึ้นในเครื่องส่งนั้นทำได้โดยเอาสัญญาณความถี่ 19 KHz ซึ่งผลิตมาจากวงจร 19 KHz ออสซิลเลเตอร์ส่งไปเข้ายังวงจรทวีความถี่ซึ่งเรียกว่าวงจรทวีความถี่ดับเบิลวงจรนี้จะเพิ่มความถี่ 19 KHz ขึ้นเป็นสองเท่าของความถี่เดิมได้เป็น 38 KHz จากนั้นจึงจะส่งความถี่ 38 KHz นี้ไปผสมกับสัญญาณ L-R ในวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งในการแยกสัญญาณที่เครื่องรับนั้นจะต้องใช้การแยกแบบซิงโครนิส ดีเทคเตอร์ โดยเครื่องรับจะต้องผลิตความถี่ซิปแคเรียส 38 KHz ขึ้นมา โดยให้มีความถี่และมีเฟสเหมือนกับซิปแคเรียสที่สร้างขึ้นจากสถานีส่ง ดังนั้น ทางสถานีส่งจึงต้องส่งความถี่ 19 KHz ออกอากาศไปกับสัญญาณรวมด้วย ซึ่งเราเรียกว่าสัญญาณไพลอต (pilot signal) สัญญาณนี้จะไปทำการควบคุมการผลิตความถี่ซิปแคเรียส 38 KHz ในเครื่องรับให้มีความถี่ตรงกับเครื่องส่งเพื่อทำให้การแยกสัญญาณด้านซ้าย-ขวา ของเครื่องรับระบบ เอฟ.เอ็ม. สเตอริโอมีลติเพล็กซ์เป็นไปอย่างสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 - 7 บล็อกไดอะแกรมภาคสร้างสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. สเตอริโอโมดูลิเพิล็กซ์

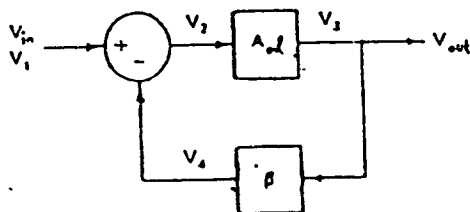
2.2) วงจรออสซิลเลเตอร์

ออสซิลเลเตอร์มีความหมายในตัวเอง แปลว่า สิ่งที่เกิดขึ้นเอง ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ จึงหมายถึงการเปลี่ยนไปมาของขนาดแรงดันหรือกระแสระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุด

ปัจจัยของวงจรออสซิลเลเตอร์ ประกอบด้วย 4 อย่าง คือ

- 1) Amplification วงจรต้องมีเกนการขยายสูงจนเป็นอนันต์ (INFINITY)
- 2) Positive feedback จะต้องมีส่วนที่ป้อนสัญญาณ OUTPUT กลับสู่ INPUT เมื่อทำการขยายใหม่ โดยต้องมี phase และ amplitude ถูกต้อง ถ้า phase ไม่ถูกต้อง หรือ amplitude มีขนาดเล็กเกินไป วงจรจะไม่เกิดการออสซิลเลท แต่ถ้า amplitude มีขนาดใหญ่ วงจรจะ saturate ซึ่งเรียกว่า positive feedback
- 3) Frequency dependency ความถี่ของการออสซิลเลทสามารถตั้งหรือเปลี่ยนแปลงได้
- 4) Power source มีแหล่งจ่ายไฟที่กระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 - 1 Model of an amplifier with feedback

จากรูป 2.2 - 1 จะได้สมการดังนี้

$$\text{transfer function} = V_{out}/V_{in} = V_o/V_1$$

$$V_o = V_1 - V_f$$

$$V_o = A_{o1} V_e$$

$$V_f = \beta V_o$$

เมื่อ

V_1 = แรงดัน input จากภายนอก

V_e = แรงดัน input ของ amplifier

V_o = แรงดัน output

V_f = แรงดัน ป้อนกลับ

แทนค่า V_f จะได้

$$V_e = V_1 - \beta V_o$$

ดังนั้น

$$V_o = (V_1 - \beta V_o) A_{o1}$$

และ

$$V_o = V_1 A_{o1} - V_o \beta A_{o1}$$

$$V_1 A_{o1} = V_o + V_o \beta A_{o1}$$

$$= V_o (1 + \beta A_{o1})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ดังนั้น

$$V_{out}/V_{in} = V_o/V_i = A_{o_1}/(1+\beta A_{o_1}) \quad (2.2-1)$$

$A_{o_1}/(1+\beta A_{o_1})$ เป็นรูปมาตรฐานสำหรับวงจรขยายที่มีการป้อนกลับที่บางความถี่จะทำให้ βA_{o_1} เข้าใกล้ -1 ค่า V_{out}/V_{in} จะเป็นอนันต์ (infinity) ซึ่งวงจรจะเกิดการออสซิลเลทได้เองโดยไม่ต้องมีสัญญาณ input จากภายนอกต่อเข้าวงจร

2.2.1) วินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์

วินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจร RC phase shift ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งอาศัยทั้ง positive และ negative feedback ในรูป 2.2 - 2a แสดง lead-lag network อย่างง่าย ๓. ความถี่ออสซิลเลท (F_o , $R = X_c$ และสัญญาณที่ผ่านเข้ามาทำให้ Z_1 มี phase shift เท่ากับ -45 องศา และ Z_2 มี phase shift เท่ากับ +45 องศา ดังนั้น ที่ F_o จึงทำให้ phase shift รวมของ network มีค่า 0 องศา ข้อดีที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่รีโซแนนท์ phase shift ของ network จะนำหน้า และที่ความถี่สูงกว่าความถี่รีโซแนนท์ phase shift ของ network จะล่าหลัง ที่ความถี่ต่ำมาก ๆ C_1 จะเสมือนเปิดวงจร และจะไม่ปรากฏสัญญาณ output และที่ความถี่สูงมาก ๆ C_2 จะเสมือนลัดวงจร และก็จะไม่ปรากฏสัญญาณ output เช่นกัน

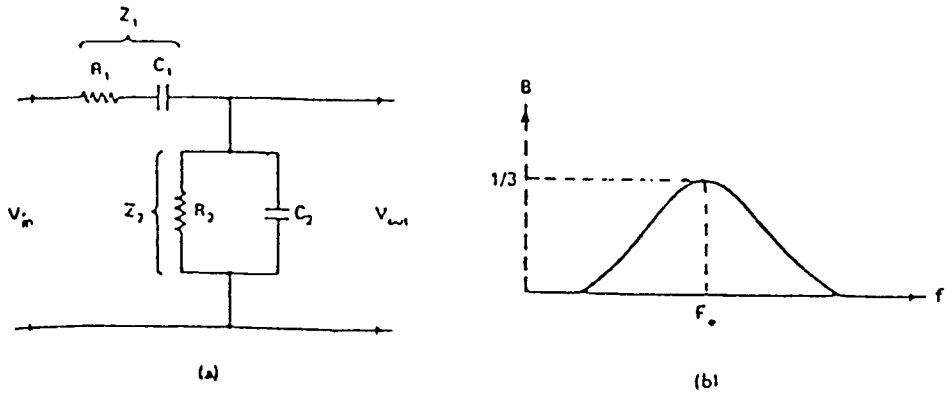
เมื่อสัญญาณ input ที่ป้อนเข้ามา ถูกแบ่งโดย voltage divider ระหว่างส่วนอนุกรม R_1 และ $C_1(Z_1)$ และในส่วนขนาน R_2 และ $C_2(Z_2)$ สัญญาณ output จะสูงสุดที่ความถี่ F_o และ transfer function สำหรับ feedback network (β) เท่ากับ $Z_2/(Z_1+Z_2)$ และมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1/3 ที่ F_o รูปที่ 2.2 - 2 b แสดงกราฟของ β ซึ่งแปรค่าตามความถี่ $R_1 = R_2$ และ $C_1 = C_2$ เราสามารถหาค่า F_o ได้จากสมการข้างล่างนี้

$$F_o = 1/2\pi RC$$

เมื่อ

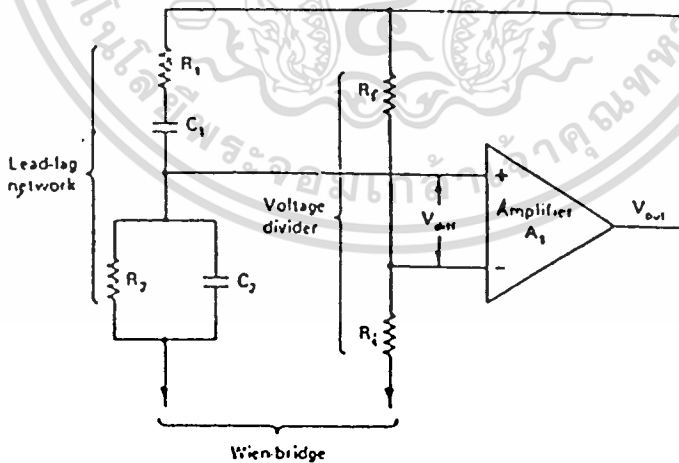
$$R = R_1 = R_2$$

$$C = C_1 = C_2$$



รูปที่ 2.2-2 lead-lag network: (a) circuit configuration; (b) input-versus-output transfer curve (β)

ในรูปที่ 2.2 - 3 แสดงวินบริดจ์ ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย lead-lag network และ resistive voltage divider เมื่อวินบริดจ์สมดุล ผลต่างของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเท่ากับ ศูนย์ อัตราส่วนของความต้านทานชุด voltage divider เป็น 2:1 เป็นผลให้เกนการขยายของ noninverting A_1 เป็น 3 ($R_f/R_i + 1$) ดังนั้น ที่ F_0 สัญญาณ output ของ A_1 จะถูกลดทอนด้วย factor 3 และถูกส่งผ่านไปสู่ง lead-lag network ทำให้ close-loop gain เท่ากับ $A\beta$ หรือ 1 ($1 \cdot 3/3$)



รูปที่ 2.2 - 3 Wien-bridge oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเป็นการชดเชย เมื่อสภาวะของบิตจไม่สมดุลย์เราใช้ automatic gain control (AGC) สำหรับเพิ่มเกนให้กับวงจร วิธีง่าย ๆ ก็โดยการเปลี่ยน R_1 ในรูป 2.2 - 3 เป็นความต้านทานปรับค่าได้ ซึ่งใช้ FET แทนได้ ความต้านทานจะทำให้สัดส่วนของ V_{out} คงที่ เมื่อ V_{out} เพิ่มขึ้น ความต้านทานของ FET จะลดลง และเมื่อ V_{out} ลดลง ความต้านทานของ FET จะเพิ่มขึ้น เพราะฉะนั้น เกนการขยายจึงถูกปรับโดยอัตโนมัติ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงขนาด amplitude ของสัญญาณ output

2.2.2 LC OSCILLATORS

LC OSCILLATORS เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานโดยอาศัยความถี่ของการออสซิลเลต สร้างจาก LC TANK CIRCUIT ซึ่ง LC TANK CIRCUIT นี้จะเป็นตัวทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไปมาระหว่างพลังงานจลน์ และพลังงานศักย์

2.2.2-1 OSCILLATOR ACTION รูปที่ 2.2-4 แสดงพื้นฐาน oscillator action ของ LC tank circuit เริ่มต้น S_1 เปิดวงจร (t_0) ไม่มีกระแสไหล แรงเคลื่อนที่ C จะเป็นศูนย์ V_{out} มีค่าเท่ากับ V_{cc} เมื่อปิด S_1 จะมีกระแสไหล C จะชาร์จแรงเคลื่อนจนมีค่าเป็น V_{cc} ส่วน V_{out} จะมีค่าเท่ากับ $-V_c + V_{cc} = 0$ V (t_1) ต่อมา S_1 เปิดวงจร C จะดีสชาร์จผ่าน L กระแสที่ไหลผ่าน L จะสร้างสนามแม่เหล็กรอบ ๆ ขดลวด ก่อให้เกิด counter electromotive force (CEMF) เมื่อ C ดีสชาร์จโดยสมบูรณ์แล้ว V_{out} จะเท่ากับ V_{cc} (t_2) และกระแสจะหยุดไหล สนามแม่เหล็กรอบ L จะยุบตัวตัดขดลวด ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับขึ้นที่ขดลวดมีขั้วตรงข้ามกับครั้งแรก ทำให้ C ชาร์จอีกครึ่งแรงเคลื่อนเท่ากับ V_{cc} แต่ขั้วตรงข้ามกับครั้งแรก เมื่อสนามแม่เหล็กยุบตัวโดยสมบูรณ์ และ C ชาร์จจนเต็มแล้ว กระแสจะหยุดไหล $V_{out} = +V_c + V_{cc} = 2V_{cc}$ (t_3) C จะดีสชาร์จผ่าน L อีกครึ่งในทิศทางตรงข้าม เมื่อ $V_c = 0$ V กระแสจะหยุดไหล และสนามแม่เหล็กรอบ L จะดีสชาร์จอีกครั้ง ทำให้มีกระแสไหล และ C ถูกชาร์จ มีค่า V_{cc} โดยมีขั้วเหมือนตอนเริ่มต้น $V_{out} = -V_c + V_{cc} = 0$ V (t_4) และมันจะทำซ้ำขั้นตอนเดิมดังกล่าวไปเรื่อย ๆ ที่ V_{out} จะเกิดรูปคลื่น sine อย่างต่อเนื่อง ดังแสดงในรูป 2.2-4b เป็น wave form ของ V_{out} ที่เวลาต่าง ๆ

ความถี่ของ V_{out} จะเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของ LC TANK CIRCUIT ซึ่งหาได้จาก

$$F = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (2.2-3)$$

เนื่องจากขดลวดและคาปาซิเตอร์ในรูป 2.2-4 ไม่ได้เป็นอุปกรณ์ในอุดมคติ ดังนั้น กระแสที่ไหลในวงจร เป็นผลให้เกิด V_{out} ขึ้นหลายครั้งหลายหน โดย amplitude ของ V_{out} จะลดลงเรื่อย ๆ ซึ่งเราเรียกว่า damped oscillation และสุดท้าย V_{out} ก็จะเป็นศูนย์ การออสซิลเลตก็สิ้นสุดลง

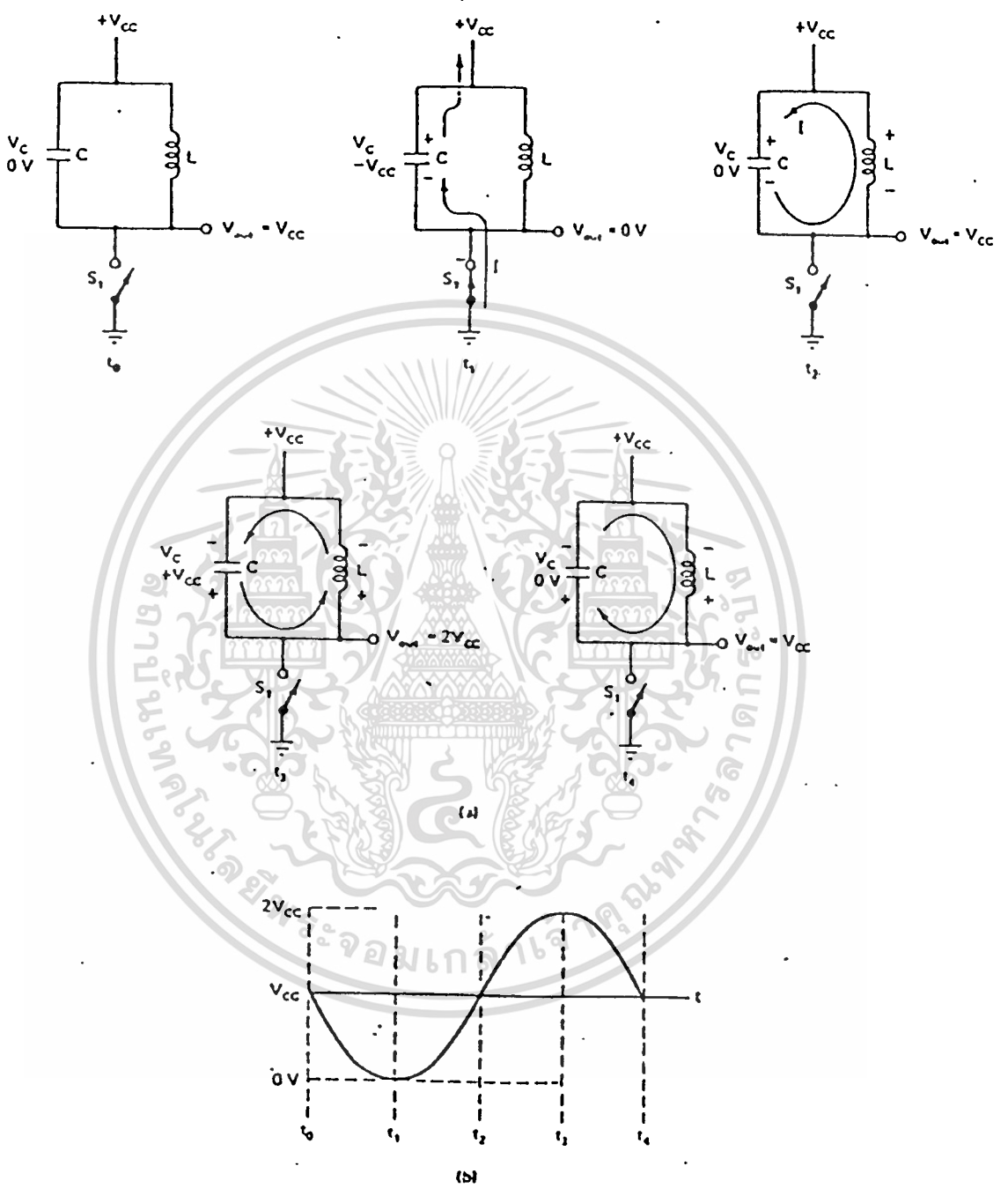
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่อาศัย LC TANK CIRCUIT มี 2 รูปแบบ คือ Hartley oscillator และ Colpitts oscillators

2.2.2-2 Hartley oscillator รูปที่ 2.2-5a แสดงลักษณะของ Hartley oscillator ทรานซิสเตอร์ Q_1 เป็นตัวสร้าง unity gain ที่ความถี่รีโซแนนท์ คัปปลิ่งคาปาซิเตอร์ (C_c) เป็นส่วนของ regenerative feedback ขดลวด L_1 และคาปาซิเตอร์ C_1 เป็นตัวกำหนดความถี่ และ V_{cc} เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับวงจร

รูปที่ 2.2-5b แสดงวงจรสมมูลของ Hartley oscillator ขณะสัญญาณเป็น DC คาปาซิเตอร์ C_c จะเสมือนเปิดวงจร ทำให้ไม่มีกระแส bias ขา b ของ Q_1 เป็นการป้องกันการชอร์ตลงกราวด์ ของ L_{1b} ส่วนคาปาซิเตอร์ C_2 ก็เสมือนเปิดวงจรทางขา c ของ Q_1 เป็นการป้องกันการชอร์ตลงกราวด์ของ L_{1c}

รูปที่ 2.2-5c แสดงวงจรสมมูลของ Hartley oscillator ขณะสัญญาณเป็น AC คาปาซิเตอร์ C_c จะเสมือนลัดวงจร เป็นการป้อนกลับจาก tank circuit เข้าสู่ขา base ของ Q_1 คาปาซิเตอร์ C_2 ก็เสมือนลัดวงจร และส่งสัญญาณจากขา collector ของ Q_1 ไปยัง tank circuit



รูปที่ 2.2-4 LC tank circuit: (a) oscillator action and flywheel effect: (c) output waveform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ปรากฏที่ขา C ของ Q_1 จะถูกส่งผ่าน C_2 ไปยัง tank circuit และเริ่มต้นการทำงานในลักษณะของ oscillator action พลังงานในส่วนของ L_{1b} จะถูกป้อนกลับไปยังขา base ของ Q_1 สัญญาณที่ปรากฏที่ขา C จะต่างเฟสกับสัญญาณที่ขา b เป็นมุม 180 องศา และจะเพิ่มขึ้นอีก 180 องศา เนื่องจาก phase shift ของสัญญาณที่ผ่าน L_1 เป็นผลให้สัญญาณที่ป้อนกลับสู่ขาเบสของ Q_1 มี phase shift 360 องศา ดังนั้น วงจรจึงสามารถออสซิลเลตได้เองโดยไม่ต้องมี input จากภายนอกต่อเข้ามา

ความถี่ของการออสซิลเลต สำหรับ Hartley oscillator หาได้จาก

$$F_o = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (2.2-4)$$

เมื่อ

$$L = L_{1a} + L_{1b}$$

$$C = C_1$$

2.2.2-3 Colpitts oscillator รูปที่ 2.2-6a แสดงรูปแบบของ Colpitts oscillator ซึ่งแตกต่างจาก Hartley oscillator ในส่วนของ tank circuit

รูปที่ 2.2-6b แสดงวงจรสมมูลของ Colpitts oscillator ขณะสัญญาณเป็น DC คาปาซิเตอร์ทุกตัวเสมือนกับเปิดวงจร

รูปที่ 2.2-6c แสดงวงจรสมมูลของ Colpitts oscillator ขณะสัญญาณเป็น AC คาปาซิเตอร์ C_2 จะเสมือนลัดวงจร ทำให้มีสัญญาณป้อนกลับไปยังขาเบสของ Q_1

การทำงานของ Colpitts oscillator เกือบจะเหมือนกับ Hartley oscillator สัญญาณ noise ที่ปรากฏที่ขา C ของ Q_1 จะถูกส่งไปยังวงจร tank คาปาซิเตอร์ C_{1a} และ C_{1b} ทำหน้าที่ ac voltage divider แรงดันตกคร่อม C_{1b} จะถูกป้อนกลับมายังขาเบสของ Q_1 โดยผ่านทาง C_2 มุมต่างเฟสระหว่างขาเบสและคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 มีค่า 180 องศา และจะถูกเพิ่มขึ้นอีก 180 องศา เนื่องจาก phase shift ของสัญญาณที่ผ่าน C_1 เป็นผลให้ phase shift รวมของสัญญาณป้อนกลับเป็น 360 องศา โดยปกติค่ารีแอคแตนซ์ของ C_{1b} ควรจะมีค่าน้อยกว่ารีแอคแตนซ์ของ C_{1a} หรือกล่าวได้ว่า ตัวเก็บประจุ C_{1a} ควรมีค่าความจุมากกว่าตัวเก็บประจุ C_{1b} นั้นเอง

ความถี่ของการออสซิลเลตสำหรับ Colpitts oscillator หาได้จาก

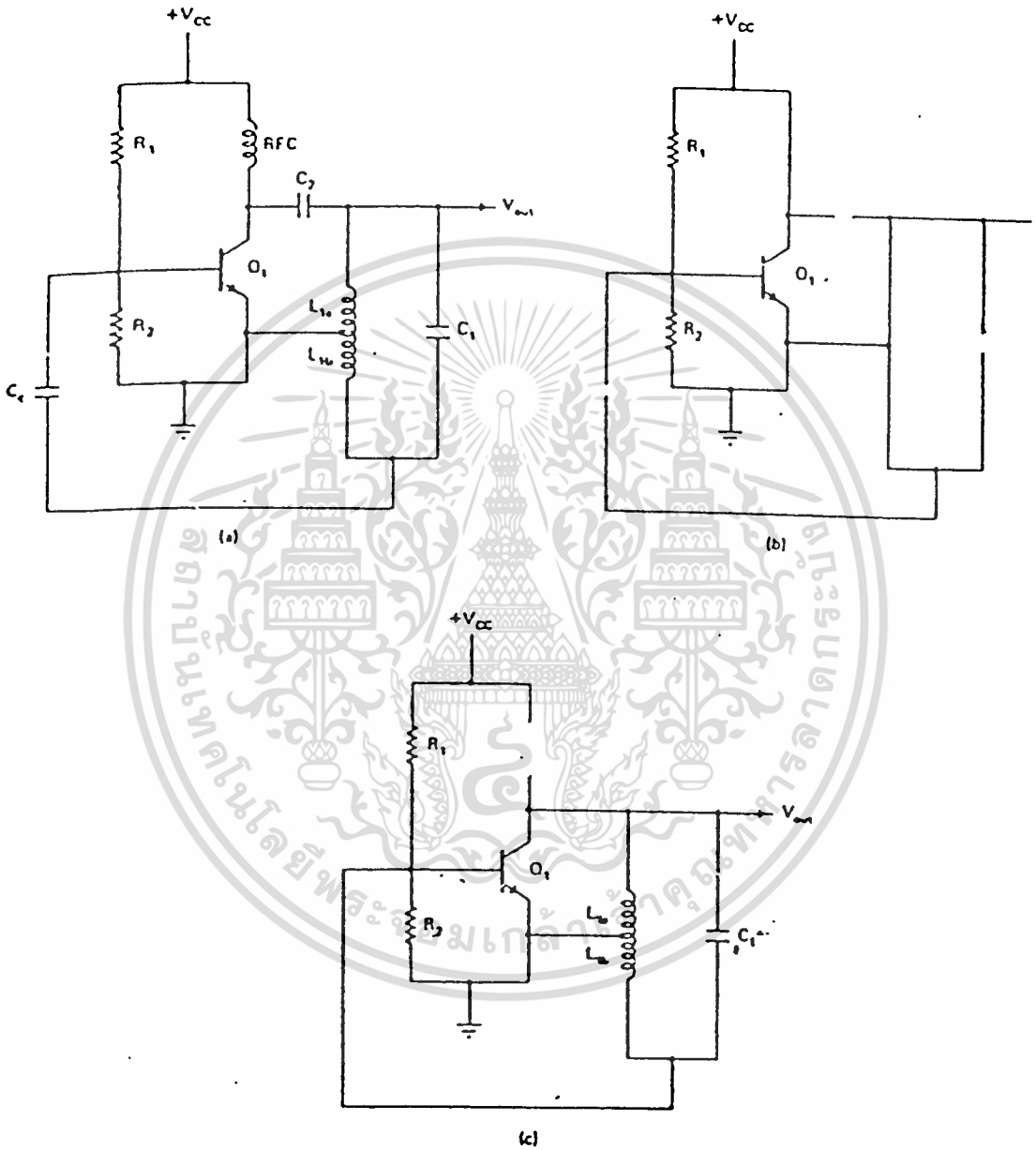
$$F_o = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (2.2-5)$$

เมื่อ

$$L = L_1$$

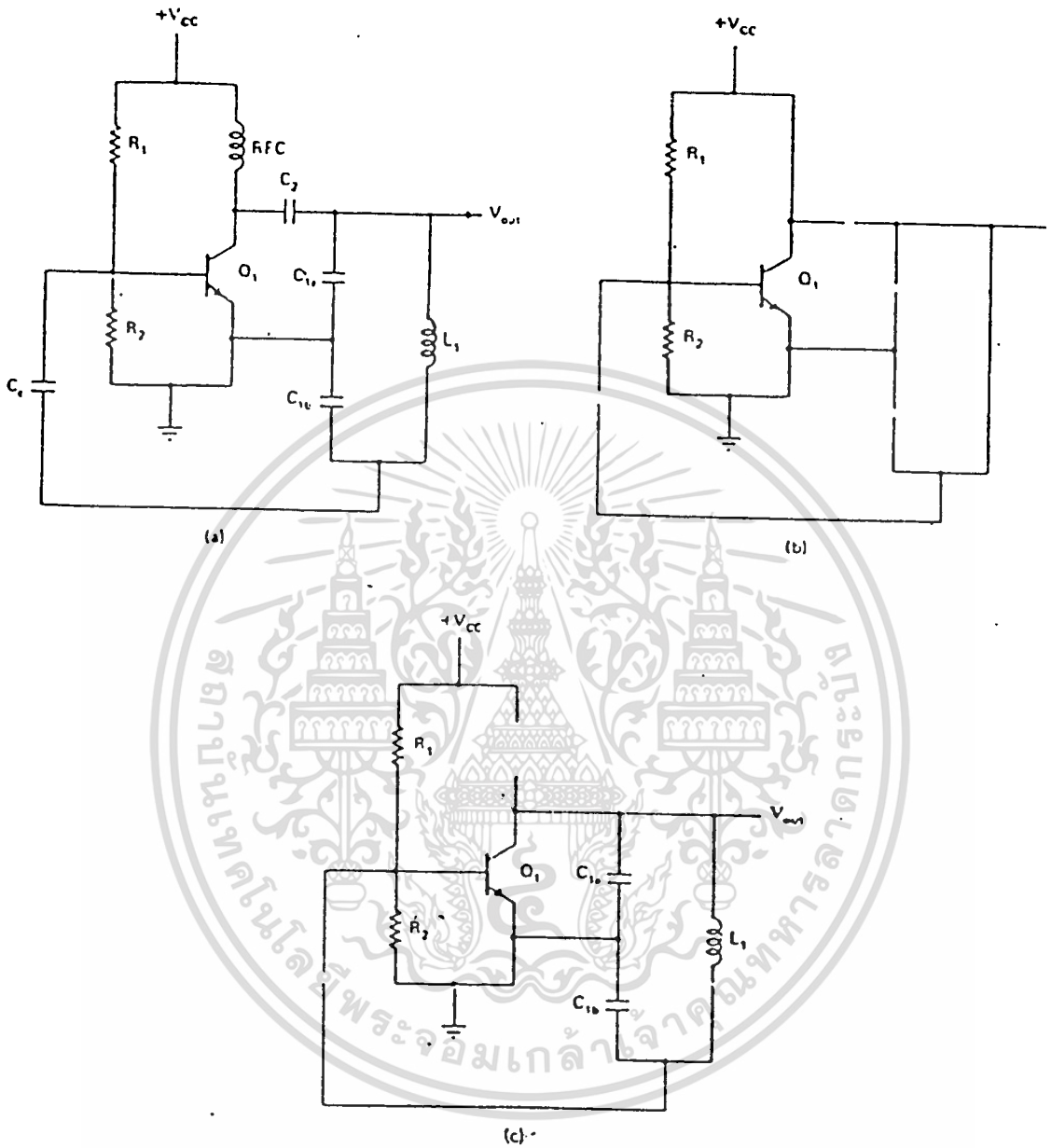
$$C = C_{1a}C_{1b}/(C_{1a}+C_{1b})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2-5 Hartley oscillator: (a) schematic diagram: (b) dc equivalent circuit: (c) ac equivalent circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2-6 Colpitts oscillator: (a) schematic diagram: (b) dc equivalent circuit: (c) ac equivalent circuit

2.2.3 CRYSTAL OSCILLATORS

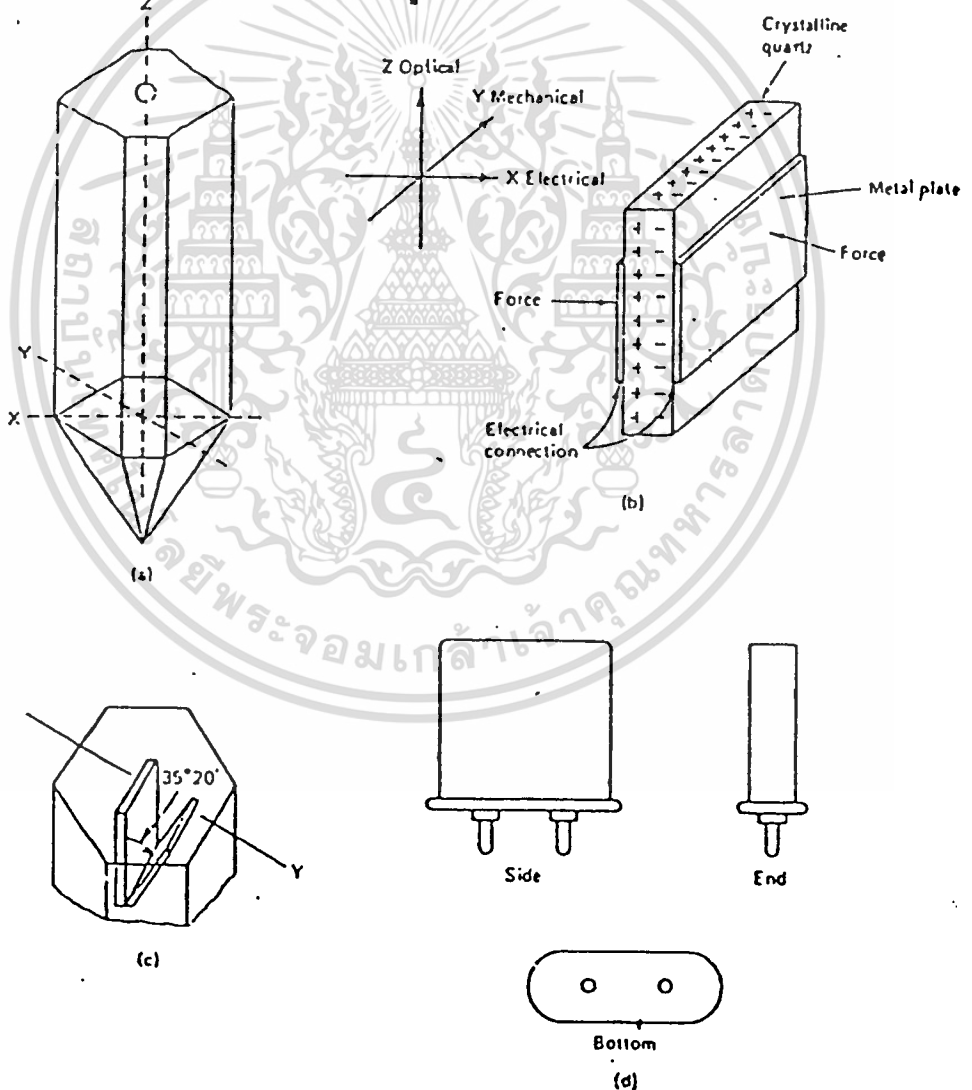
2.2.3-1 Crystal cuts โดยปกติผลึกควอตซ์ที่สมบูรณ์จะมีลักษณะเป็นแท่งรูป

หกเหลี่ยม มีปลายแหลมดังรูปที่ 2.2-7a ประกอบด้วย 3 แกนที่สัมพันธ์กัน คือ optical, electrical, เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ mechanical แกนที่ยาวที่สุดเรียกว่า optical หรือแกน Z, แกน electrical หรือแกน X จะเป็นเส้นทแยงมุมของหกเหลี่ยม ส่วนแกน y หรือแกน mechanical จะลากตั้งฉากจากผิวหน้าของ crystal ด้านหนึ่งไปยังด้านตรงกันข้าม รูปที่ 2.2-7b แสดงแกนต่าง ๆ และพื้นฐานการใช้งานของผลึกคริสตอล

หากเราตัดคริสตอลตามแนวทแยงมุมจากมุมหนึ่งไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรงข้ามเรียกว่า การตัดแบบ x(x-cut) ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความถี่จะลดลง แต่ถ้าตัดในแนวแกน y ก็จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จะเห็นว่าไม่ว่าจะตัดในแกน x หรือ y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของคริสตอลขณะวิโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มาก ดังนั้น เราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุด หรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลยแก่การใช้งานการตัด คือ แกน AT ดังรูป 2.2-7c ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอลจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการวิโซแนนซ์ ถ้าแผ่นคริสตอลซึ่งบางก็หมายความว่า ความถี่ของการวิโซแนนซ์จะมีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 2.2-7 Quartz crystal: (a) basic crystal structure: (b) crystal axes: (c) crystal cuts: (d) crystal mountings.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3-2 Temperature coefficient ความถี่ไวโซแนนท์ของคริสตอล มีผลเนื่องมาจากอุณหภูมิใช้งานของมัน ซึ่งจะทำให้ขนาดของความถี่เปลี่ยนแปลง (ΔF) ในหน่วยของ Hz ต่อ MHz ต่อ $^{\circ}\text{C}$ ($\text{H}_z/\text{MH}_z/^{\circ}\text{C}$) หรือบางครั้งเราอาจใช้หน่วยของการเปลี่ยนแปลงขนาดความถี่เป็น part per million (ppm) ต่อ $^{\circ}\text{C}$ เช่น สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็น $+20 \text{ H}_z/\text{MH}_z/^{\circ}\text{C}$ จะมีความหมายเดียวกับ $+20 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ถ้าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงมีทิศทางเดียวกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง (อุณหภูมิเพิ่มขึ้น มีผลให้ความถี่สูงขึ้น และเมื่ออุณหภูมิลดลง มีผลให้ความถี่ลดลง) เราเรียกว่า positive temperature coefficient แต่ถ้าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงมีทิศทางตรงกันข้ามกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง (อุณหภูมิเพิ่มขึ้น มีผลให้ความถี่ลดลง และเมื่ออุณหภูมิลดลงมีผลให้ความถี่เพิ่มขึ้น) เราเรียกว่า negative temperature coefficient ซึ่งความถี่ที่เปลี่ยนแปลงของคริสตอล หาได้จากสมการข้างล่างนี้

$$\Delta F = K (F \cdot \Delta C) \quad (2.2-6)$$

เมื่อ

ΔF = ความถี่ที่เปลี่ยนไป (H_z)

K = สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิ ($\text{H}_z/\text{MH}_z/^{\circ}\text{C}$)

F = ความถี่ของคริสตอล (MH_z)

ΔC = อุณหภูมิที่เปลี่ยนไป ($^{\circ}\text{C}$)

สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิ (K) ของคริสตอล จะขึ้นอยู่กับชนิดของการตัดคริสตอลและอุณหภูมิใช้งานของมัน สำหรับย่านอุณหภูมิประมาณ 20°C ถึง 50°C ระหว่าง X-CUT สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเกือบจะคงที่ โดย X-CUT crystal จะมีค่าสูงกว่า Y-CUT crystal ประมาณ 10 เท่า เช่น X-CUT crystal มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ ในช่วง -10 ถึง $-25 \text{ H}_z/\text{MH}_z/^{\circ}\text{C}$ Y-CUT crystal ก็จะมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ ในช่วง -25 ถึง $+100 \text{ H}_z/\text{MH}_z/^{\circ}\text{C}$

ตัวอย่างที่ 2.2-1

คริสตอลขนาด 10 MH_z มี positive temperature coefficient $10 \text{ H}_z/\text{MH}_z/^{\circ}\text{C}$ จงหาความถี่ใช้งานเมื่อ

ก) อุณหภูมิเพิ่มขึ้น 10°C

ข) อุณหภูมิลดลง 20°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีทำ

ก) จากสมการ

$$\begin{aligned}
 \Delta F &= K (F * \Delta C) \\
 &= 10 (10 * 10) \\
 &= 1000 \text{ Hz} \\
 F &= 10 \text{ MHz} + \Delta F \\
 &= 10 \text{ MHz} + 1 \text{ kHz} \\
 &= 10.001 \text{ MHz} \quad \text{Ans}
 \end{aligned}$$

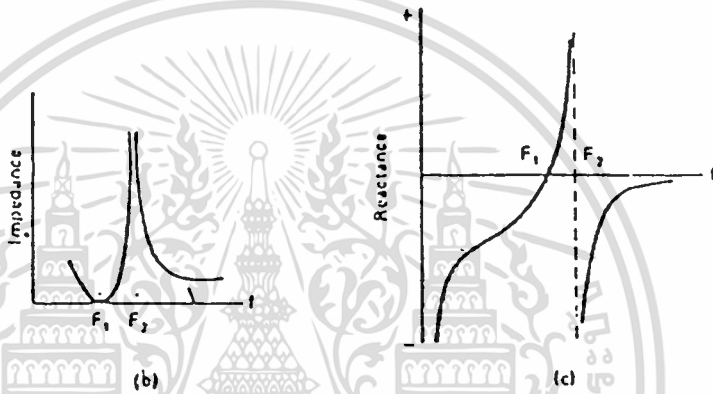
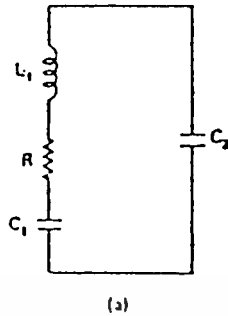
ข) จากสมการ

$$\begin{aligned}
 \Delta F &= K (F * \Delta C) \\
 &= 10 (10 * 20) \\
 &= -2000 \text{ Hz} \\
 F &= 10 \text{ MHz} + 2 \text{ kHz} \\
 &= 9.998 \text{ MHz} \quad \text{Ans}
 \end{aligned}$$

2.2.3-3 วงจรสมมูลของคริสตัล ในรูปที่ 2.2-8a แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของ crystal คาปาซิเตอร์ C_2 เป็นค่าความจุที่เกิดจากตัวจับยึดระหว่างขาของ crystal คาปาซิเตอร์ C_1 เป็นความจุสมมูลที่เกิดขึ้นทางกลของคริสตัล L_1 เกิดจากการสั่นสะเทือนของเนื้อสารในคริสตัล และ R เป็นความสูญเสียเนื่องจากความฝืดทางกล อัตราส่วนของ L/R ต้องมีค่าสูง ค่าของ L จะอยู่ในช่วง 0.1 H กระทั่งมากกว่า 100 H เป็นผลให้ค่า Q ของคริสตัล มีค่าสูงอยู่ในช่วง 10000 ถึง 100000 ซึ่งจะมีความแม่นยำกว่า LC tank circuit oscillator มาก ค่าความจุ C_1 จะน้อยกว่า 1 pF ขณะที่ค่าความจุ C_2 จะอยู่ระหว่าง 4 ถึง 40 pF

เนื่องจากวงจรสมมูลของคริสตัลประกอบด้วยทั้งส่วนอนุกรมและส่วนขนาน ดังนั้นความถี่รีโซแนนท์จึงเกิดขึ้น 2 ค่า คือ อนุกรม และขนาน ในส่วนอนุกรมประกอบด้วย R, L_1 และ C_1 ในส่วนขนานอิมพีแดนซ์ของ L จะมีค่าน้อยที่ความถี่ต่ำ อิมพีแดนซ์ในส่วนอนุกรม L, C และ R จะเป็นคาปาซิทีฟ (-) ดังรูปที่ 2.2-8c เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนถึงจุดที่ $X_L = X_{C_1}$ ความถี่ F_1 อิมพีแดนซ์ของวงจรมอนุกรมจะต่ำสุด และมีค่าเท่ากับ R และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นอีก อิมพีแดนซ์ในส่วนอนุกรมก็จะเพิ่มขึ้นเป็นอินดักทีฟ (+) จนกระทั่งถึง F_2 ส่วนของวงจรขนาน L และ C_2 จะเกิด ดังนั้น คริสตัลจึงมีความถี่รีโซแนนท์ 2 ค่า ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งแสดงให้เห็นดังรูป 2.2-8b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2-8 Crystal equivalent circuit: (a) equivalent circuit: (b) impedance curve: (c) reactance curve.

2.2.3-4 Discrete pierce oscillator เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มี

ประโยชน์มาก ความถี่ใช้งานอยู่ในช่วงกว้าง (1KH_z ถึง 30 MH_z โดยประมาณ) วงจรไม่ยุ่งยาก มีส่วนประกอบภายนอกเพียงเล็กน้อย วงจรถูกออกแบบให้มีความถี่ของสัญญาณสูง ขณะที่ power ในตัว crystal มีขนาดเล็ก ๆ และนอกจากนี้วงจรยังให้ความถี่ที่มีเสถียรภาพที่สอดคล้องด้วย ข้อเสียของมันมีอย่าง เดียวคือต้องใช้กับวงจรที่มีเกนการขยายสูง จึงต้องเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีเกนสูง ๆ หรือต้องใช้ multi - stages amplifier

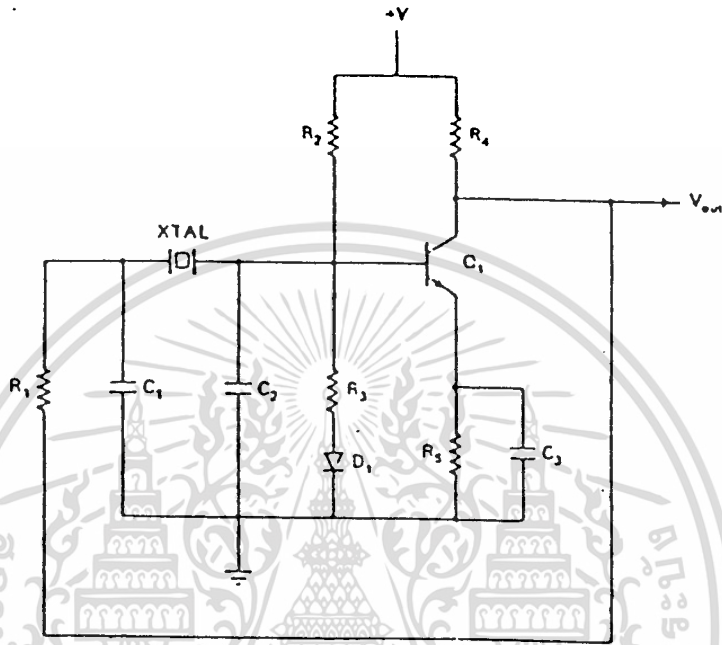
รูปที่ 2.2-9 เป็นวงจร Discrete Piere crystal oscillator ขนาด 1 MH_z

2.2.3-5 IC Pierce crystal oscillator รูปที่ 2.2-10 แสดงพื้นฐานของ

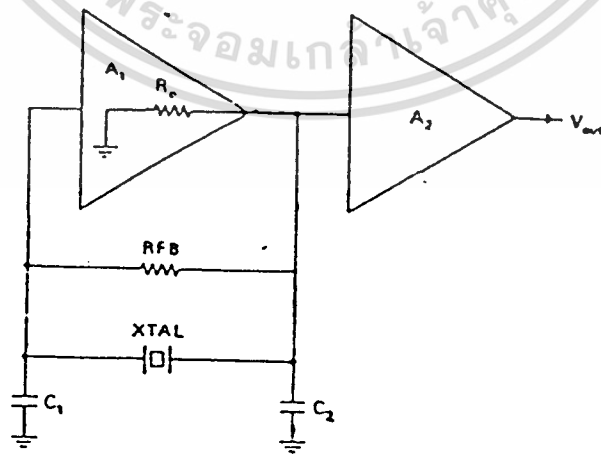
IC Pierce crystal oscillator ถึงแม้ว่าความถี่ของวงจรจะมีเสถียรภาพต่ำ แต่มันช่วยลดต้นทุนต่าง ๆ ในการออกแบบลงได้มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความมั่นใจในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์เรตต์ RFB ระหว่าง input และ output ของ A_1 ส่วน A_2 จะทำหน้าที่เป็น Buffer ไอซี CMOS จะใช้งานได้ประมาณ 2MHz และ ECL จะใช้งานได้สูงถึง 20MHz



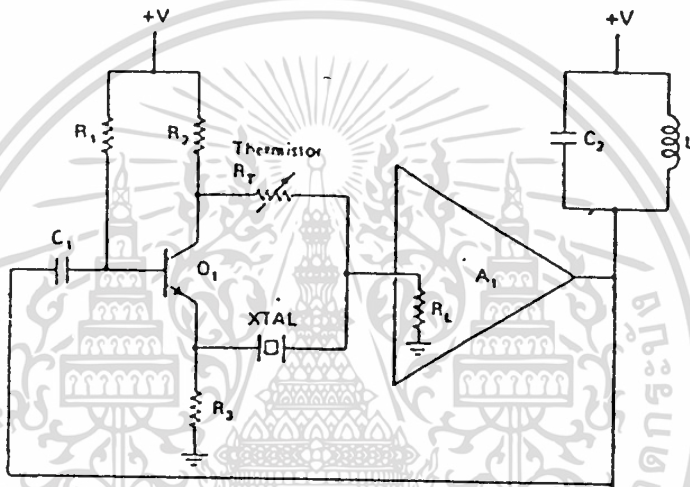
รูปที่ 2.2-9 Discrete Pierce crystal oscillator



รูปที่ 2.2-10 IC Pierce crystal oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3-6 RLC half-bridge crystal oscillator รูปที่ 2.2-11 แสดง วงจร RLC half - bridge crystal oscillator ทรานซิสเตอร์ Q_1 เป็นตัวแยก phase ของสัญญาณ ให้ต่างกัน 180 องศา crystal จะถูกใช้งานที่ความถี่รีโซแนนซ์แบบอนุกรม ดังนั้น อิมพีแดนซ์ภายในของมัน จึงเป็นเพียงค่าความต้านทาน เมื่อเริ่มต้นการออสซิลเลต แอมพลิจูดของการออสซิลเลตจะเสถียรภาพ และ LC tank circuit ทาง output ของวงจร จะรีโซแนนซ์ที่ความถี่รีโซแนนซ์ของคริสตัล



รูปที่ 2.2-11 RLC half-bridge crystal oscillator

2.2.3-7 Crystal oscillator module ประกอบด้วย crystal controlled oscillator และ varactor diode ทำหน้าที่ voltage variable component

รูปที่ 2.2-12a แสดงโคจรแตรมของ colpitts crystal oscillator module วาแรคเตอร์ ไดโอด VC₁ มีโครงสร้างเป็นไดโอด แต่สามารถแสดงค่าความจุได้เมื่อถูกต่อ reverse bias และความจุจะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของการเปลี่ยนแปลงแรงดันรีเวิร์สไบแอสนั้น

รูปที่ 2.2-13 แสดงค่าความจุของวาแรคเตอร์ไดโอดที่แรงดัน reverse bias ค่าต่าง ๆ สำหรับค่าความจุของวาแรคเตอร์ไดโอด หาได้จาก

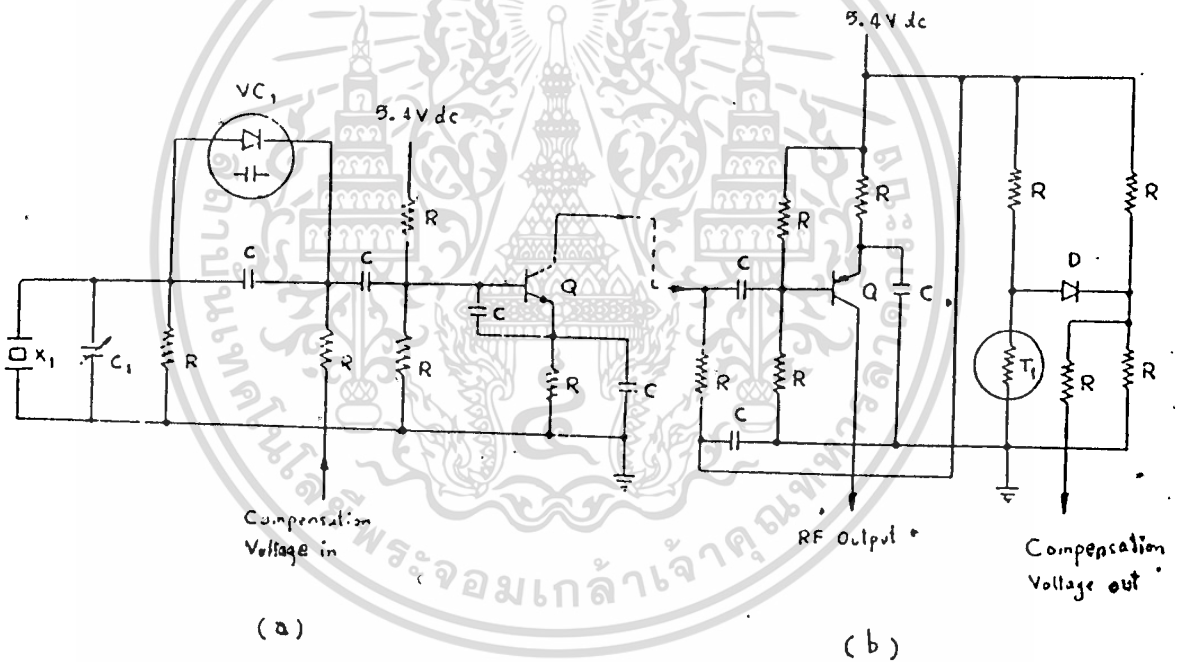
$$C_d = \frac{c}{\sqrt{1+2V_r}} \quad (2.2-7)$$

เมื่อ

- C = ค่าความจุของไดโอดขณะแรงดันรีเวอร์สไบอัสเป็น 0
- V_r = แรงดันรีเวอร์สไบอัส
- C_d = ค่าความจุของไดโอดที่ค่าแรงดันรีเวอร์สไบอัส

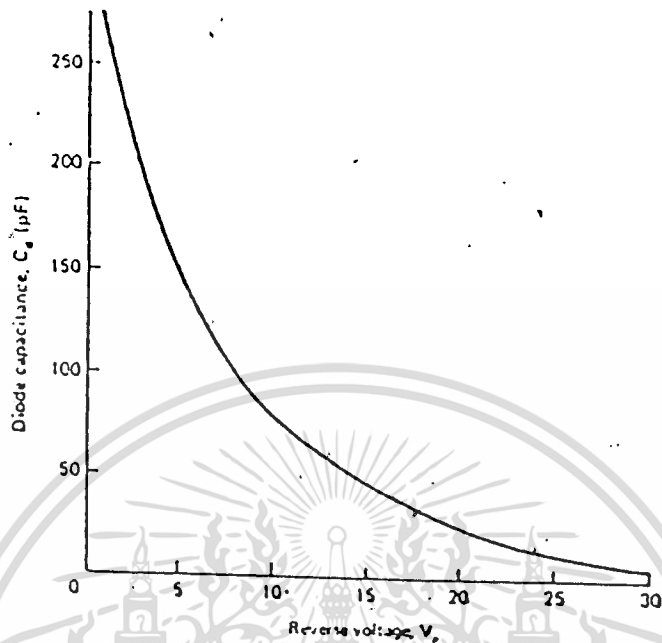
ความถี่ของการออสซิลเลทของคริสตัลสามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความจุของ VC_1 (เปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน reverse bias)

สำหรับวงจรในรูป 2.2-12b เป็นวงจรชดเชยอุณหภูมิ ซึ่งประกอบด้วย buffer amplifier (Q_1) และ temperature - compensating network (T_1) T_1 จะเป็น negative temperature - coefficient thermister



รูปที่ 2.2-12 Crystal oscillator module: (a) schematic diagram: (b) compensation circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2-13 Varactor diode characteristics

2.3) MIXING

Mixing เป็นกระบวนการรวมสัญญาณตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไปเข้าด้วยกัน และเป็นกระบวนการสำคัญกระบวนการหนึ่งในระบบสื่อสาร ซึ่งมีวิธีการรวมสัญญาณ 2 วิธีคือ linearly และ nonlinearly

2.3.1 LINEAR SUMMING

Linear summing คือการรวมสัญญาณตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไปโดยอาศัยอุปกรณ์ประเภทดีเอ็นเอ เช่น ความต้านทาน หรือหลอด หรือเครื่องขยายสัญญาณขนาดเล็ก

2.3.1-1 Single - input frequency ในรูปที่ 2.3-2a แสดงถึงการขยายสัญญาณ single-frequency ของสัญญาณ input โดย linear amplifier สัญญาณ output ถูกขยายด้วยเกน (A) รูปที่ 2.3-2b แสดงสัญญาณ output ในรูปของ time domain และรูปที่ 2.3-2c แสดงด้วย frequency domain สมการของสัญญาณ output จะหาได้จาก

$$V_{out} = AV_{in} = AV_{in} \sin 2\pi F_{in} t \quad (2.3-1)$$

เมื่อ

$$V_{in} = V_{in} \sin 2\pi F_{in} t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1-2. Multiple - input frequencies รูปที่ 2.3-3a แสดงสัญญาณ input 2 ความถี่ที่ถูกรวมโดยเครื่องขยายขนาดเล็ก สัญญาณ input แต่ละส่วนถูกขยายด้วยเกน (A) ซึ่งได้ผลการของ output เป็น

$$V_{out} = AV_{in}$$

เมื่อ

$$V_{in} = V_a \sin 2\pi F_a t + V_b \sin 2\pi F_b t$$

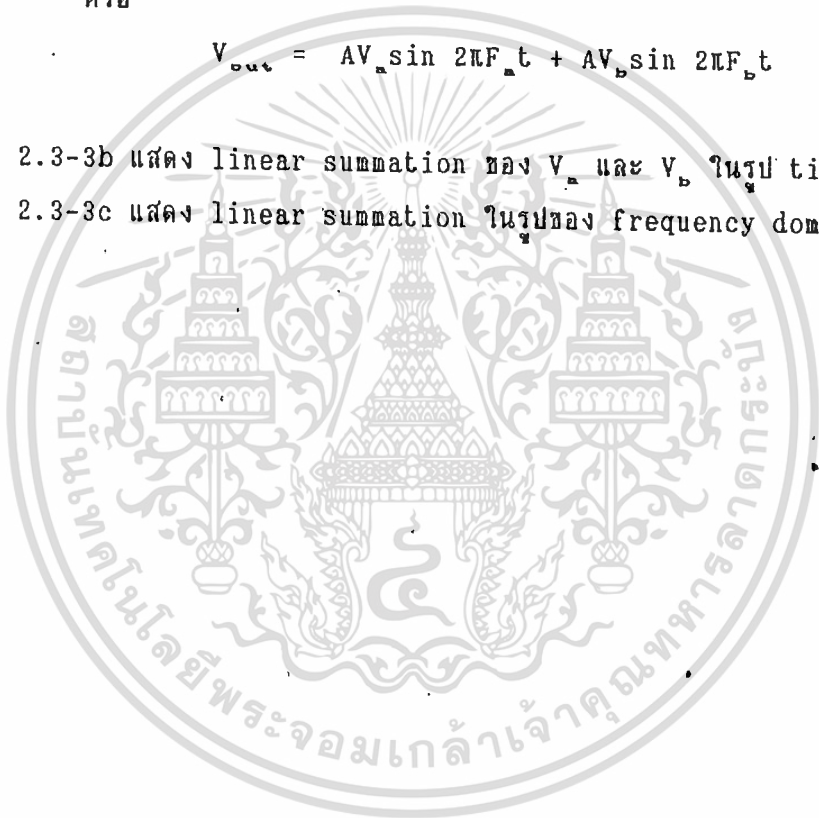
ดังนั้น

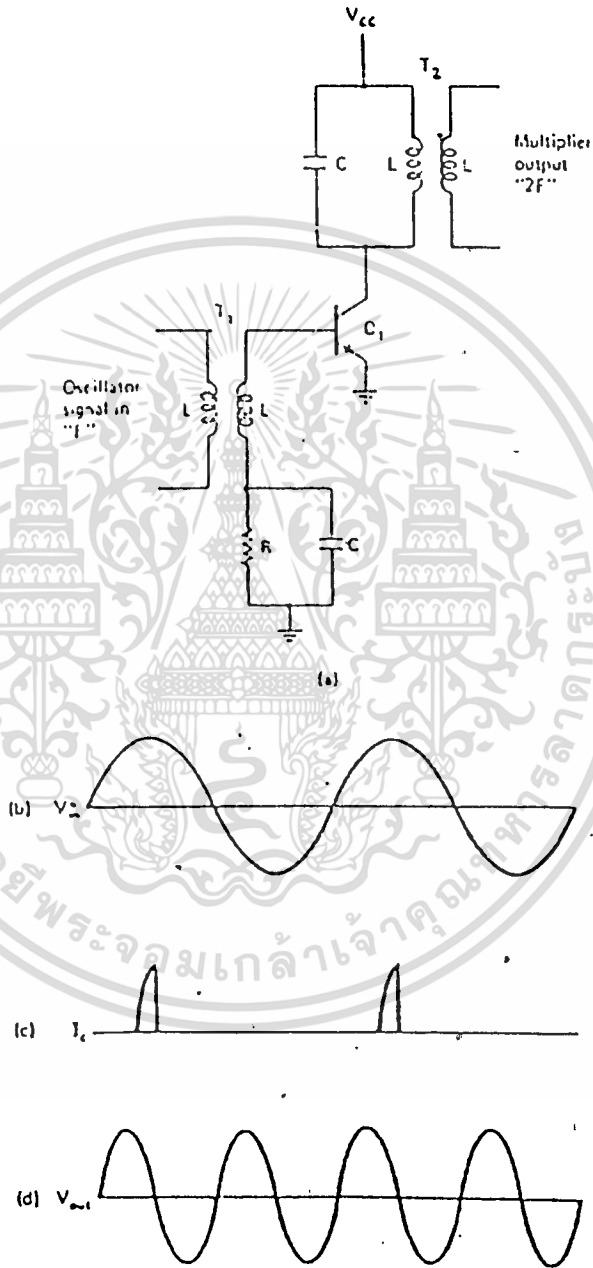
$$V_{out} = A(V_a \sin 2\pi F_a t + V_b \sin 2\pi F_b t) \quad (2.3-2)$$

หรือ

$$V_{out} = AV_a \sin 2\pi F_a t + AV_b \sin 2\pi F_b t \quad (2.3-3)$$

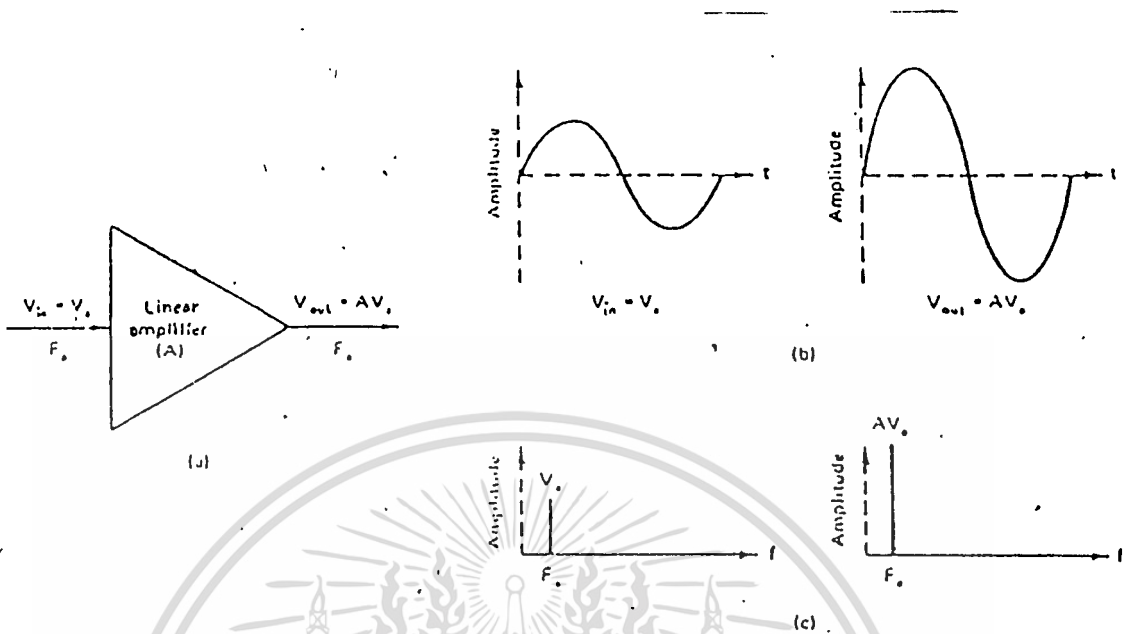
รูปที่ 2.3-3b แสดง linear summation ของ V_a และ V_b ในรูป time domain และ
รูปที่ 2.3-3c แสดง linear summation ในรูปของ frequency domain



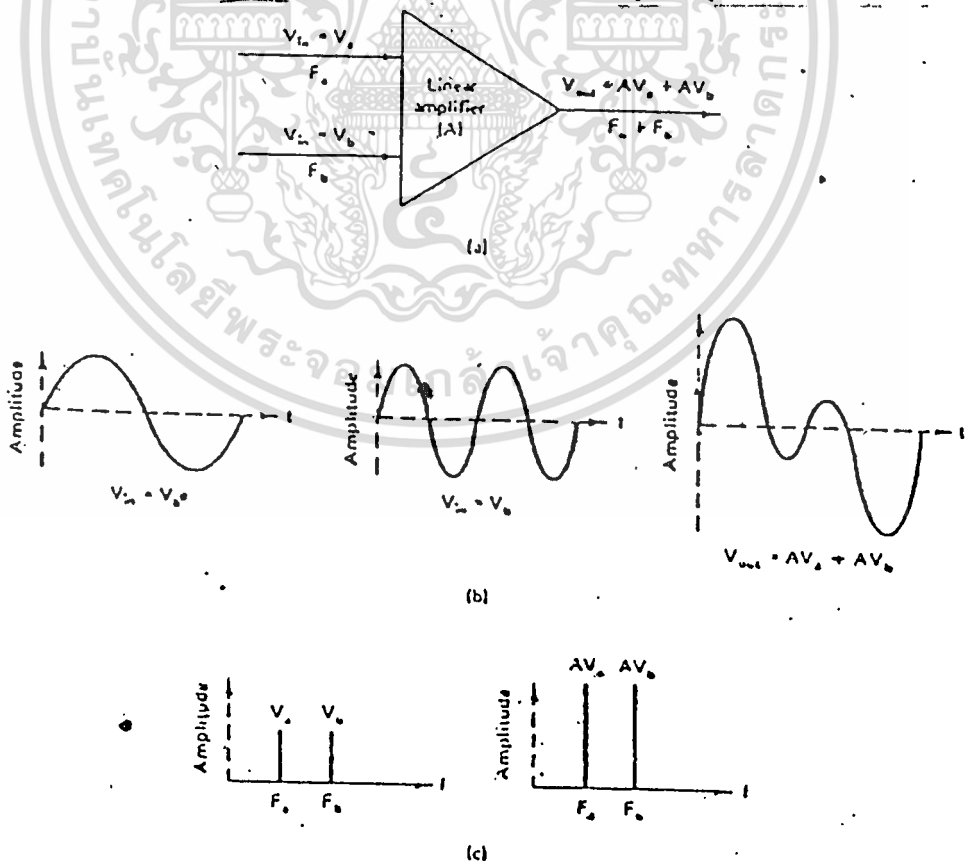


รูปที่ 2.3-1 Frequency multiplication: (a) schematic drawing: (b) input voltage waveform: (c) collector current waveform: (d) tank circuit oscillating voltage waveform, 2nd harmonic.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.



รูปที่ 2.3-2 Linear amplification of a single input frequency:(a) linear amplification:(b) time domain:(c) frequency domain.



รูปที่ 2.3-3 Linear mixing:(a) linear amplification:(b) time domain:(c) frequency domain.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 NONLINEAR MIXING

Nonlinear mixing คือการรวมสัญญาณตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไป โดยอาศัยอุปกรณ์

ประเภท nonlinear เช่น ไดโอด หรือ large-scale amplifier

2.3.2-1 Single-input frequency ในรูป 2.3-4a แสดงถึงการขยายสัญญาณ single frequency ของสัญญาณ input โดยอาศัย nonlinear amplifier สัญญาณ output จาก nonlinear amplifier จะไม่ใช่ sine wave รูปเดียว ซึ่งหาได้จากสมการ

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \dots$$

เมื่อ $V_{in} = V_m \sin 2\pi F_m t$

$$V_{out} = A(V_m \sin 2\pi F_m t) + B(V_m \sin 2\pi F_m t)^2 + \dots \quad (2.3-4)$$

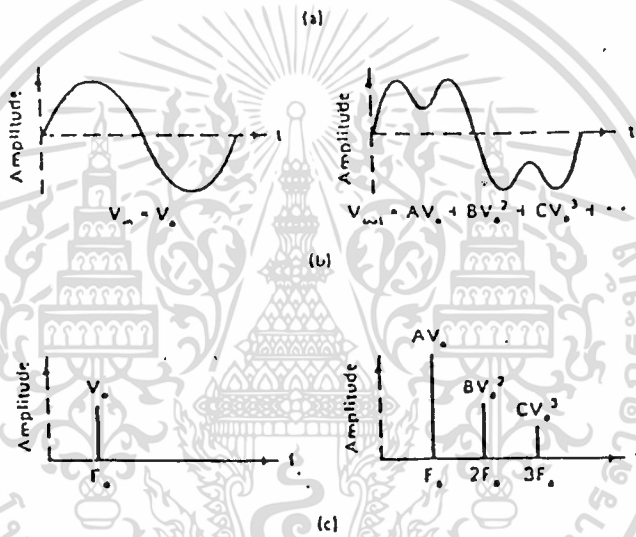
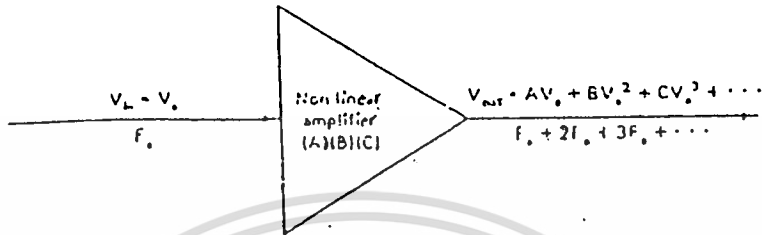
เมื่อ

AV_{in} = รูปแบบเชิงเส้นของสัญญาณ input (F_m) ซึ่งถูกขยายด้วยเกน (A)
 BV_{in}^2 = รูปแบบ quadratic ถูกผลิตโดยความถี่ของฮาร์โมนิกที่ 2 ($2F_m$)
 CV_{in}^3 = รูปแบบ cubic ซึ่งถูกผลิตโดยความถี่ของฮาร์โมนิกที่ 3 ($3F_m$)

V_{in}^n จะผลิตความถี่เท่ากับ n เท่าของ F_m , BV_{in}^2 จะผลิตความถี่เท่ากับ $2F_m$, CV_{in}^3 จะผลิตความถี่เท่ากับ $3F_m$ ความถี่เหล่านี้เรียกว่า harmonic ส่วนความถี่ของสัญญาณ input เริ่มต้น (F_m) จะเรียกว่า harmonic อันดับที่ 1 หรือ Fundamental, $2F_m$ คือ ฮาร์โมนิกอันดับที่ 2, $3F_m$ คือฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 เช่นนี้เรื่อยไป

รูปที่ 2.3-4b แสดงรูปคลื่น output ในรูปของ time domain ของ nonlinear amplifier ชนิด single input frequency จะเห็นว่า output ประกอบด้วย Fundamental และฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ

รูปที่ 2.3-4c แสดง output ในรูป frequency domain



รูปที่ 2.3-4 Nonlinear amplification of a single input frequency: (a) nonlinear amplification (b) time domain, (c) frequency domain

2.3.2-2 Multiple-input frequencies

รูปที่ 2.3-5a แสดง nonlinear amplifier ของความถี่ input 2 ค่า ที่ถูกรวมโดย large-signal amplifier

สมการทางคณิตศาสตร์ของ output จาก large signal amplifier ของความถี่ input 2 ค่า หาได้จาก

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \dots \quad (2.3-5)$$

เมื่อ

$$V_{in} = V_a \sin 2\pi F_a t + V_b \sin 2\pi F_b t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$V_{out} = A(V_a \sin 2\pi F_a t + V_b \sin 2\pi F_b t) + B(V_a \sin 2\pi F_a t + V_b \sin 2\pi F_b t)^2 + C(V_a \sin 2\pi F_a t + V_b \sin 2\pi F_b t)^3 + \dots \quad (2.3-6)$$

ถ้าใช้ทฤษฎีทวินามประยุกต์เข้ากับสมการข้างต้นจะได้สมการใหม่เป็น

$$V_{out} = (AV_a + BV_a^2 + CV_a^3 + \dots) + (AV_b + BV_b^2 + CV_b^3 + \dots) + (2BV_a V_b + 3CV_a^2 V_b + 3CV_b^2 V_a + \dots) \quad (2.3-7)$$

เทอมในวงเล็บแรก ผลิตรฮาร์โมนิคของ F_a ($2F_a, 3F_a$ เป็นต้น)

เทอมในวงเล็บที่สอง ผลิตรฮาร์โมนิคของ F_b ($2F_b, 3F_b$ เป็นต้น)

เทอมในวงเล็บที่สาม ผลิต cross products ($F_a + F_b, F_a - F_b, 2F_a + F_b, 2F_a - F_b$ เป็นต้น)

cross product คือ ผลรวมและผลต่างของความถี่เป็นผลรวมและผลต่างของความถี่ไว้มีต้น 2 ความถี่ และเป็นผลรวมและผลต่างของฮาร์โมนิคลำดับต่าง ๆ สมการทางคณิตศาสตร์ของผลรวมและผลต่างของความถี่ คือ

$$\text{cross products} = mF_a + nF_b \quad (2.3-8)$$

เมื่อ m และ n เป็นจำนวนนับตั้งแต่ 1 ถึง อินฟินิตี้

รูปที่ 2.3-6 แสดง output spectrum ของ nonlinear amplifier ของความถี่

input 2 ค่า

ตัวอย่างที่ 2.3-1 For a nonlinear amplifier with two input frequencies, 5 KHz and 7 KHz

- Determine the first three harmonics present in the output for each input frequency
- Determine the cross products produced in the output for values of m and n of 1 and 2
- Draw the output spectrum for the harmonics and cross products determined in parts (a) and (b)

วิธีทำ

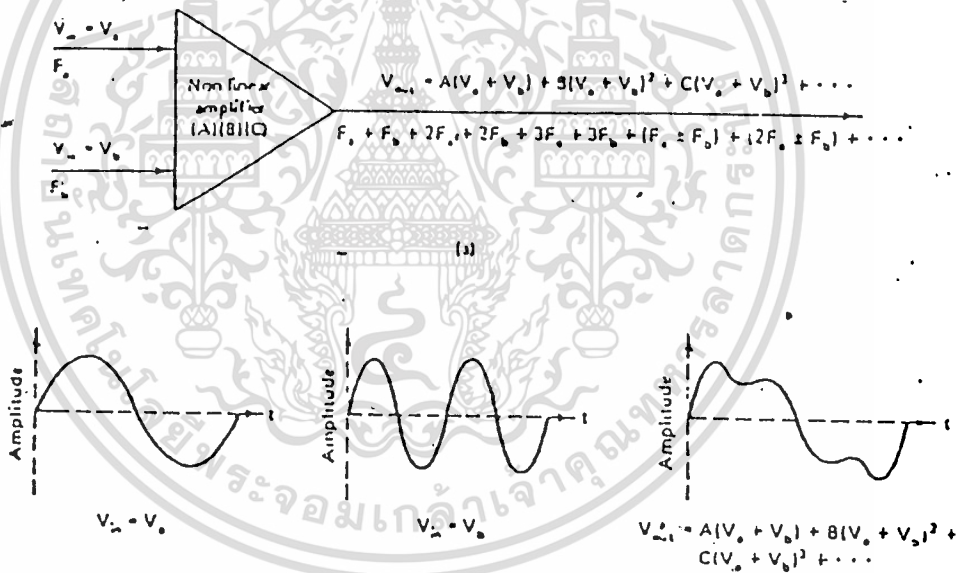
- (a) original frequency $F_a = 5 \text{ KHz}, F_b = 7 \text{ KHz}$
 two time of original frequency, $2F_a = 10 \text{ KHz}, 2F_b = 14 \text{ KHz}$
 three time of original frequency $3F_a = 15 \text{ KHz}, 3F_b = 21 \text{ KHz}$

(b) m and n of 1 and 2

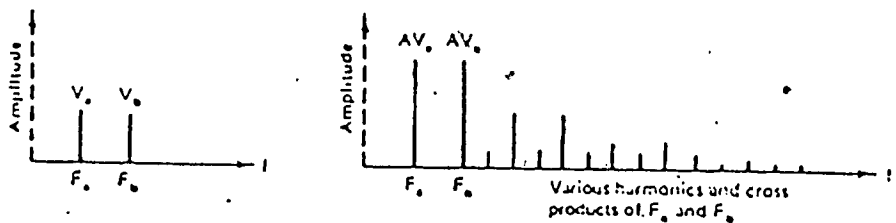
From

$$\text{cross products} = mF_a \pm nF_b$$

m	n	cross products
1	1	7 KHz+- 5 KHz = 2 and 12 KHz
1	2	7 KHz+-10 KHz = 3 and 17 KHz
2	1	14 KHz+- 5 KHz = 9 and 19 KHz
2	2	14 KHz+-10 KHz = 4 and 24 KHz



(b)

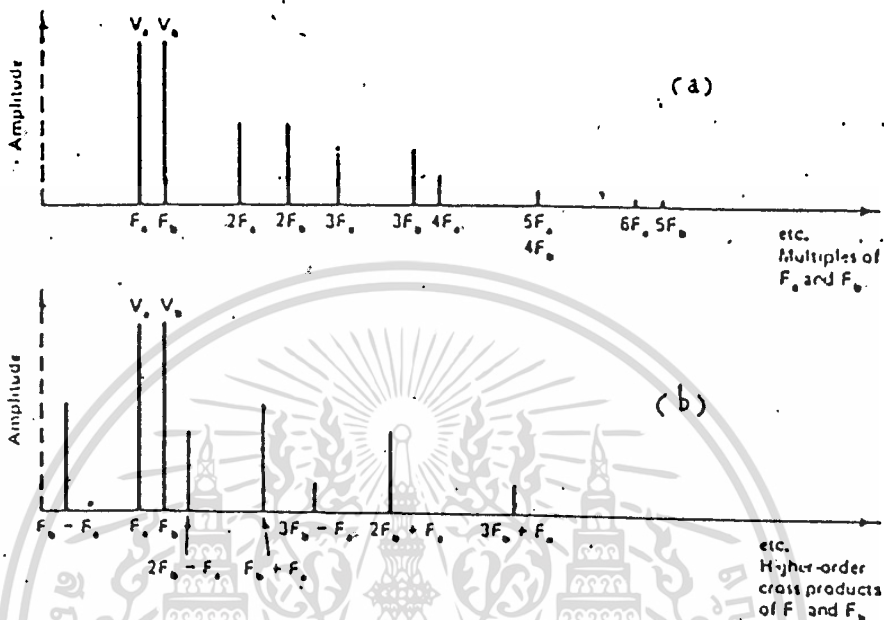


(c)

รูปที่ 2.3-5 Nonlinear amplification of two sine waves : (a) nonlinear amplification ; (b) time domain ; (c) Frequency domain.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3-6 Output spectrum from a nonlinear amplifier with two input frequencies:
 (a) harmonic distortion : (b) intermodulation distortion

2.4) AMPLITUDE MODULATION

ในสมัยแรก ๆ มีการส่งวิทยุเพื่อการควบคุมหรือบอกสัญญาณนัดหมาย คือ ไม่มีการบรรจุข้อมูลหรือข่าวสารที่มีรายละเอียดมาก ๆ ดังในปัจจุบัน เมื่อเทคโนโลยีเครื่องรับ-ส่งสูงขึ้น จึงสามารถบรรจุข้อมูลไปกับคลื่นวิทยุได้มากขึ้น การบรรจุข้อมูลนี้เรียกว่า "modulation"

วิธีการ MODULATED ทำได้หลายแบบขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นวิทยุ คุณสมบัติของข้อมูลสามารถแบ่งเป็น 3 วิธีใหญ่ ๆ คือ

- 1) AM = AMPLITUDE MODULATION
- 2) FM = FREQUENCY MODULATION
- 3) PM = PHASE MODULATION

(VELOCITY MODULATION ก็ถือว่าเป็น FM เพราะมีการทำให้ความถี่ของ CARRIER เปลี่ยนแปลง เช่น การส่งคลื่น MICROWAVE)

2.4.1 AMPLITUDE MODULATION THEORY

AMPLITUDE MODULATION คือวิธีการทำให้ AMPLITUDE ของ CARRIER เปลี่ยนไปตามสัญญาณข้อมูลที้นำมา MODULATED ซึ่งมีวิธีการ MODULATED นั้น 3 วิธี คือ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) นำสัญญาณ MOD ไปบวกกับ CARRIER
 - 2) นำสัญญาณ MOD ไปคูณกับ CARRIER
 - 3) นำสัญญาณ MOD ไปบวกกับ CARRIER แล้วไปบวกกับ CARRIER อีกครั้ง
- งานด้านการสื่อสารมักใช้วิธีที่ 2 และ 3

กำหนดให้ MODULATION VOLTAGE คือ e_m และ CARRIER VOLTAGE คือ e_c

$$e_m = E_m \sin W_m t \quad (2.4-1)$$

$$e_c = E_c \sin W_c t \quad (2.4-2)$$

$$A = E_c + E_m \sin W_m t \quad (2.4-3)$$

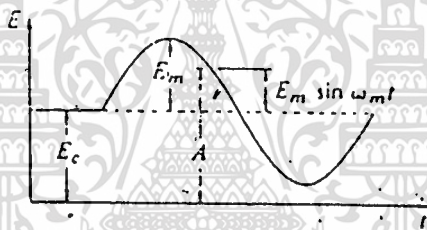
= maximum positive amplitude

$$-A = -(E_c + E_m \sin W_m t) \quad (2.4-4)$$

= maximum negative amplitude

E_c = amplitude unmodulated carrier

เมื่อถูก modulated แล้วจะเป็นดังรูปที่ 2.4-1



รูปที่ 2.4-1 Amplitude of AM wave

2.4.1-1 Frequency Spectrum of the AM Wave

เพื่อแสดงว่า AM wave ประกอบด้วย carrier และ side band ดังนี้

$$f_{sb} = f_c + nf_m \quad (2.4-5)$$

$nf_m = 2f_m, 3f_m$ เป็น interference ถ้าเครื่องรับอยู่ใกล้สถานี

อาจจะรับ interference ได้เพราะ amplitude ยังสูงอยู่

เมื่อ $n = 1$

$$f_{sb} = f_c + f_m$$

เมื่อต้องการ modulate จะต้องมีขนาดของการ modulate เรียกว่า

MODULATION INDEX (m)

$$m = E_m / E_c \quad (2.4-6)$$

modulation index จะมีค่าตั้งแต่ 0-1 บางครั้งเรียกว่า percentage modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.4-1

$$\begin{aligned}
 A &= E_c + e_m \\
 &= E_c + E_m \sin W_m t \\
 &= E_c + m E_c \sin W_m t \\
 &= E_c (1 + m \sin W_m t)
 \end{aligned} \tag{2.4-7}$$

ค่าแรงดันชั่วขณะของคลื่น amplitude modulated หาได้จาก

$$\begin{aligned}
 e &= A \sin \omega_c t = A \sin W_c t \\
 &= E_c (1 + m \sin W_m t) \sin W_c t \\
 &= E_c (\sin W_c t + m \sin W_c t \cdot \sin W_m t)
 \end{aligned} \tag{2.4-8}$$

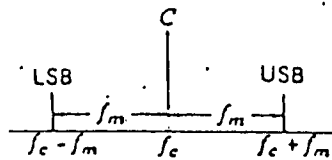
จาก $\sin x \sin y = 1/2 [\cos (x-y) - \cos (x+y)]$

ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 e &= E_c \{ \sin W_c t + (m/2) [\cos (W_c t - W_m t) - \cos (W_c t + W_m t)] \} \\
 e &= E_c \sin W_c t + (m E_c / 2) \cos (W_c - W_m) t - (m E_c / 2) \cos (W_c + W_m) t
 \end{aligned} \tag{2.4-9}$$

โดยปกติความถี่ของสัญญาณเสียงจะมีค่าต่ำกว่าความถี่ของ carrier มาก ดังนั้น ความถี่ผลบวกและผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณ carrier กับความถี่สัญญาณเสียง จึงปรากฏบนสเปกตรัมของสัญญาณใกล้เคียงกับความถี่ carrier มาก ความถี่ผลบวกและผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณ carrier กับความถี่สัญญาณเสียง จึงมีผู้ให้ชื่อว่าความถี่ไซด์แบนด์ หรือความถี่แถบข้าง ส่วนของความถี่ที่เป็นผลบวก ($f_c + f_m$) เรียกว่าความถี่แถบบน (Upper Sideband) หรือ USB ความถี่ที่มีค่าเป็นผลลบ ($f_c - f_m$) ก็เรียกว่า ความถี่แถบล่าง (Lower Sideband) หรือ LSB

2.4.1-2 Representation of AM รูปที่ 2.4-2 แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ AM

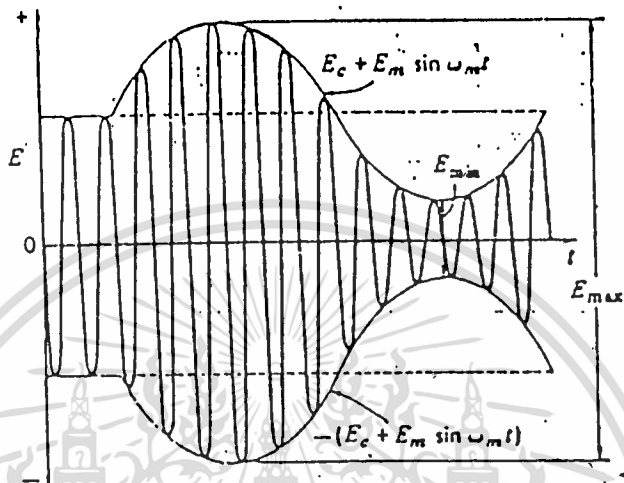


รูปที่ 2.4-2 Frequency spectrum of AM wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ผ่านการ modulated แล้ว แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.4-3 ซึ่งมีพื้นฐานมาจาก

รูปที่ 2.4-1



รูปที่ 2.4-3 Amplitude - modulated wave

$$A = E_c + E_m \sin \omega_m t$$

$$-A = -(E_c + E_m \sin \omega_m t)$$

จากรูปที่ 2.4-3

$$E_m = (E_{max} - E_{min}) / 2 \tag{2.4-10}$$

และ

$$E_c = E_{max} - E_m \tag{2.4-11}$$

$$= E_{max} - (E_{max} - E_{min}) / 2$$

$$= (E_{max} + E_{min}) / 2 \tag{2.4-12}$$

จาก

$$m = E_m / E_c$$

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

$$= (E_{max} - E_{min}) / (E_{max} + E_{min}) \tag{2.4-13}$$

สมการ (2.4-13) เป็นมาตรฐานในการหา modulation index ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก wave form บนจอ oscilloscope โดยที่เราวัดค่า carrier และ modulating voltage อยู่แล้ว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1-3 Power Relations in the AM Wave ค่าของ Power ซึ่ง dissipated กับสายอากาศหรือกับโหลดอื่น ๆ จะมีค่าเท่ากับ voltage ตกกำลังสองหารด้วยความต้านทานของโหลด

$$P_o = P_c + P_{USB} + P_{LSB} \quad (2.4-14)$$

เมื่อ

- P_o = Output Power
- P_c = Carrier Power ขณะยังไม่ได้ Modulated
- P_{USB} = Upper Sideband Power
- P_{LSB} = Lower Sideband Power

จาก

$$P = E^2/R$$

$$P_T = E_{carr}^2/R + E_{USB}^2/R + E_{LSB}^2/R \quad (2.4-15)$$

เมื่อเรากำหนดให้แรงดันไฟฟ้า ต้องเป็นค่าใช้งาน (r.m.s.) และ R คือค่าความต้านทาน (เช่นความต้านทานของสายอากาศ 7 เทอมแรกของสมการ (2.4-15) เราสามารถหา carrier power ขณะยังไม่ได้ modulated ได้จาก

$$P_c = (E_c/\sqrt{2})^2/R$$

$$= E_c^2/2R \quad (2.4-16)$$

ทำนองเดียวกัน

$$P_{LSB} = P_{USB} = E_{SB}^2/R = (mE_c/2/\sqrt{2})^2/R$$

$$= (m^2/4) * (E_c^2/2R) \quad (2.4-17)$$

แทนสมการ (2.4-16) และ (2.4-17) ลงสมการ (2.4-15)

$$P_o = E_c^2/2R + (m^2/4) * (E_c^2/2R) + (m^2/4) * (E_c^2/2R)$$

$$= P_c + (m^2/4)P_c + (m^2/4)P_c$$

$$P_o = P_c(1+m^2/2) \quad (2.4-18)$$

กรณีที่ percentage modulation เป็น 100% หรือ $m = 1$ จะได้

$$P_o = P_c(1+1/2)$$

$$= 3P_c/2 \quad (2.4-19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2.4-1 เครื่องส่งเครื่องหนึ่งเมื่อไม่มีการ modulated มี power 400w
จงคำนวณหา Power output เมื่อเปอร์เซ็นต์การ modulated 75%

วิธีทำ จากสมการ (2.4-18)

$$\begin{aligned} P_c &= P_c (1+m^2/2) \\ &= 400(1+0.75^2/2) \\ &= 512.5 \text{ w} \end{aligned} \quad \underline{\text{Ans}}$$

ตัวอย่างที่ 2.4-2 เครื่องรับวิทยุขนาด 10Kw เมื่อเปอร์เซ็นต์การ modulated เท่ากับ
60% จงหา carrier power

วิธีทำ จากสมการ (2.4-18)

$$\begin{aligned} P_c &= P_c (1+m^2/2) \\ P_c &= P_c / (1+m^2/2) \\ &= 10Kw / (1+0.6^2/2) \\ &= 8.47 \text{ Kw} \end{aligned} \quad \underline{\text{Ans}}$$

Current calculations ในระบบ AM การหาค่า Unmodulated และ Modulated
รวมทั้งค่า Modulation Index กระทำโดยไม่ยากนัก แต่เมื่อส่งออกไปยังสายอากาศแล้วจะเกิดกระแส
ไหลขึ้น ดังนั้น ต้องมีการคำนวณหากระแสที่เกิดขึ้นด้วย

ให้

I_L = กระแสรวม หรือกระแสของ การ Modulated

I_c = กระแส Unmodulated

R = ค่าความต้านทาน

จาก

$$P_c/P_c = I_c^2 R / I_c^2 R = (I_c/I_c)^2 = 1+m^2/2$$

$$I_c/I_c = \sqrt{1+m^2/2}$$

หรือ

$$I_c = I_c \sqrt{1+m^2/2} \quad (2.4-19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2.4-3 The antenna current of an AM transmitter is 8 A when only carrier is sent, but it increases to 8.93 A when the carrier is sinusoidally modulated. Find the percentage modulation. Determine the antenna current when the depth of modulation is 0.8.

วิธีทำ จาก

$$\begin{aligned} (I_t/I_c)^2 &= 1 + m^2/2 \\ m^2/2 &= (I_t/I_c)^2 - 1 \\ m &= \sqrt{2[(I_t/I_c)^2 - 1]} \\ &= \sqrt{2[(8.93/8)^2 - 1]} = 0.701 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น $m = 70.1\%$

และจาก

$$I_t = I_c \sqrt{1 + m^2/2} = 8 \sqrt{1 + 0.8^2/2}$$

เพราะฉะนั้น $I_t = 9.19 \text{ A}$

Modulation by several sine waves จาก $P_t = P_c (1 + m^2/2)$ ที่ได้นิพจน์หา

Total Power มาก่อนแล้ว เราสามารถคำนวณหา Total modulating Index ได้ 2 วิธี คือ

1) ให้ $E_1, E_2, E_3, \dots, E_n$ เป็น SIMULTANEOUS MODULATING VOLTAGES

และ

$E_T = \text{Total Modulating Voltage}$

จะได้

$$E_T = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2}$$

เอา E_c ทหารทั้งสองข้างจะได้

$$\begin{aligned} E_T/E_c &= (\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2})/E_c \\ &= \sqrt{E_1^2/E_c^2 + E_2^2/E_c^2 + E_3^2/E_c^2 + \dots + E_n^2/E_c^2} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

$$m_T = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots + m_n^2} \quad (2.4-20)$$

2) จากสมการ

$$P_c = P_c (1 + m^2/2) = P_c + P_c m^2/2$$

$$= P_c + P_{SB}$$

เพราะว่า $P_{SB} = P_c m^2/2$

และ $P_{SBT} = P_{SB1} + P_{SB2} + P_{SB3} + \dots$

จะได้ว่า $P_c m_T^2/2 = P_c m_1^2/2 + P_c m_2^2/2 + P_c m_3^2/2 + \dots$

$$m_T^2 = m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots$$

เพราะฉะนั้น

$$m_T = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots} \quad (2.4-21)$$

ตัวอย่างที่ 2.4-4 A certain transmitter radiates 9 Kw with the carrier unmodulated, and 10.125 Kw when the carrier is sinusoidally modulated. Calculate the modulation index. If another sine wave, corresponding to 40 percent modulation, is transmitted simultaneously, determine the total radiated power.

วิธีทำ

จาก $P_c/P_c = 1 + m^2/2$

$$m^2/2 = P/P_c - 1$$

$$m = \sqrt{2[P/P_c - 1]}$$

$$= \sqrt{2[10.125/9 - 1]}$$

เพราะฉะนั้น $m = 0.5$

จาก $m_T = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}$

$$m_T = \sqrt{0.5^2 + 0.4^2}$$

เพราะฉะนั้น $m_T = 0.64$

และจาก $P_c = P_c (1 + m_T^2/2)$

$$= 9(1 + 0.64^2/2)$$

เพราะฉะนั้น $P_c = 10.84 \text{ Kw}$

ตัวอย่างที่ 2.4-5 The antenna current of an AM broadcast transmitter, modulated to a depth of 40 percent by audio sine wave, is 11 A. It increases to 12 A. as a result of simultaneous modulation by another audio sine wave. What is the modulation index due to this second wave?

วิธีทำ

$$\begin{aligned} \text{จาก } I_a/I_c &= \sqrt{1 + m^2/2} \\ I_c &= I_a/\sqrt{1 + m^2/2} = 11/\sqrt{1 + 0.4^2/2} \\ \text{เพราะฉะนั้น } I_c &= 10.58 \text{ A} \end{aligned}$$

หา Total Modulation Index (m_T)

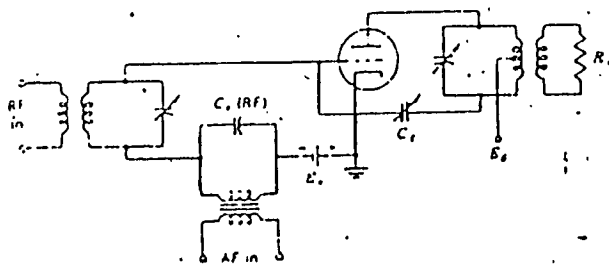
$$\begin{aligned} \text{จาก } I_a/I_c &= \sqrt{1 + m_T^2/2} \\ \text{จะได้ } m_T &= \sqrt{2[(I_a/I_c)^2 - 1]} \\ &= \sqrt{2[(12/10.58)^2 - 1]} \\ \text{เพราะฉะนั้น } m_T &= 0.757 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จาก } m_T &= \sqrt{m_1^2 + m_2^2} \\ \text{จะได้ } m_2 &= \sqrt{m_T^2 - m_1^2} \\ &= \sqrt{0.757^2 - 0.4^2} \\ \text{เพราะฉะนั้น } m_2 &= 0.643 \end{aligned}$$

2.4.2 GENERATION OF AM

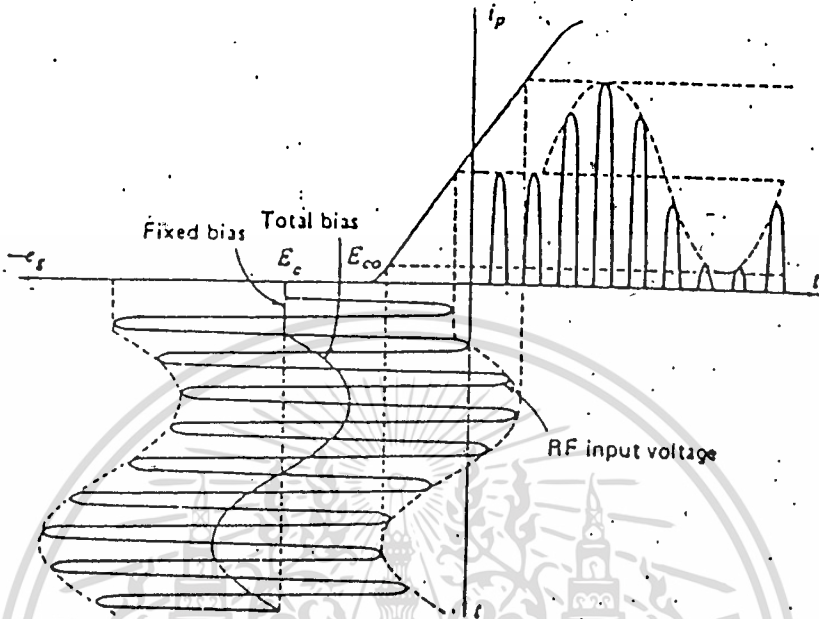
ระบบทั่วไปของ Amplitude Modulator โดยปกติแล้ว Amplifier ในเครื่องส่งโดยมากใช้ class C เพราะให้กระแสได้สูง

2.4.2-1 GRID-MODULATED CLASS C AMPLIFIER



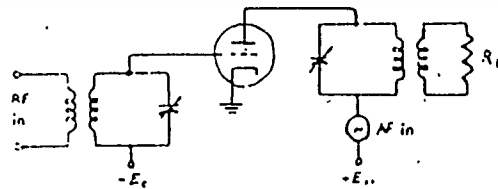
รูปที่ 2.4-4 Grid-modulated class C amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4-5 Grid-voltage-plate-current waveforms for grid-modulated class C amplifier.

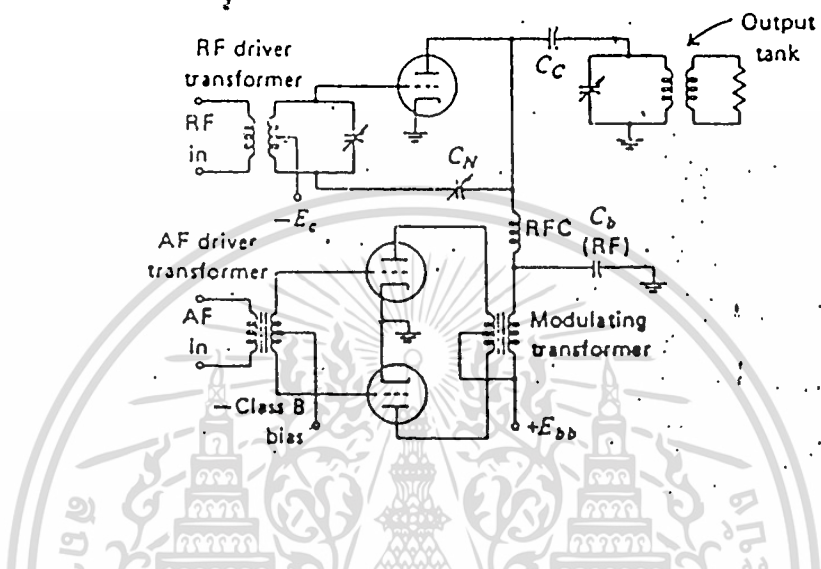
2.4.2-2 PLATE-MODULATED CLASS C AMPLIFIER



รูปที่ 2.4-6 Plate-modulation equivalent circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวงจรที่กระแส Plate เปลี่ยนแปลงไปตาม Modulating signal มีใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบ AM

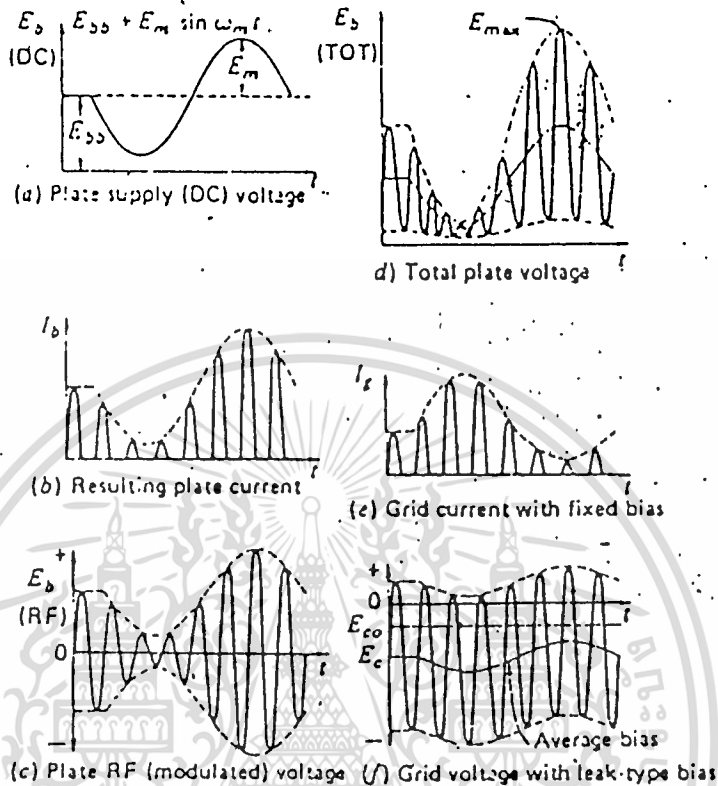


รูปที่ 2.4-7 Plate-modulated triode class C amplifier

เหตุที่ Plate-Modulated Class C เป็นที่นิยมมากกว่า Grid-Modulated Class C

คือ

1. ประสิทธิภาพดีกว่า
2. LOW DISTORTION (LINEARITY ดีกว่า)



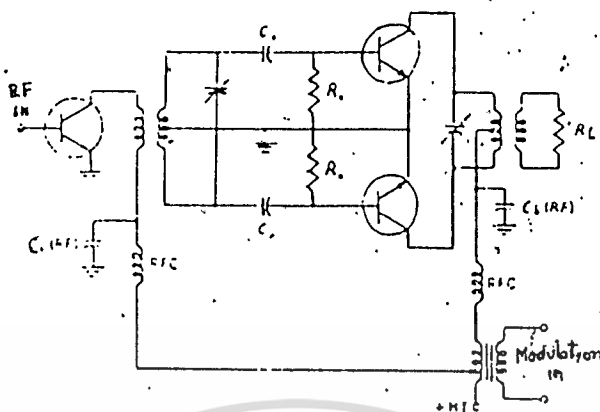
รูปที่ 2.4-8 Plate-modulated waveforms

2.4.2-3 MODULATED TRANSISTOR AMPLIFIER สำหรับ AM Transmitter

รุ่นใหม่ ใช้ Transistor แทนหลอดในภาค High Power แต่เป็นการ modulated แบบ Low Power Level (Plate-Modulated แบบ High Power Level, นอกเหนือจาก Plate แล้วเป็น Low Power Level) โดยทั่วไปแล้ว Output Stage และ Driver ของเครื่องส่งยังคงใช้หลอดอยู่ ในการใช้ Transistor จะใช้ Power ไม่เกิน 100 Watts โดยภาค Output จะใช้แบบ Push-Pull เป็น Power Amplifier.

วิธีการ Modulated ของ Transistor ก็เหมือน ๆ กับหลอดที่ใช้กันมาก คือ Collector-Modulation และ Base-Modulation ใน class C ข้อดีข้อเสียก็เหมือนกับแบบใช้หลอด สำหรับ Collector - Modulation ดีกว่า Base - Modulation คือ เรื่อง Linearity, High Collector Efficiency และ Higher Power Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4-9 Collector modulation

2.5) วงจรรวมที่ใช้เป็นเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุแบบ เอ.เอ็ม.

(INTEGRATED A.M. RECEIVER AND TRANSMITTER)

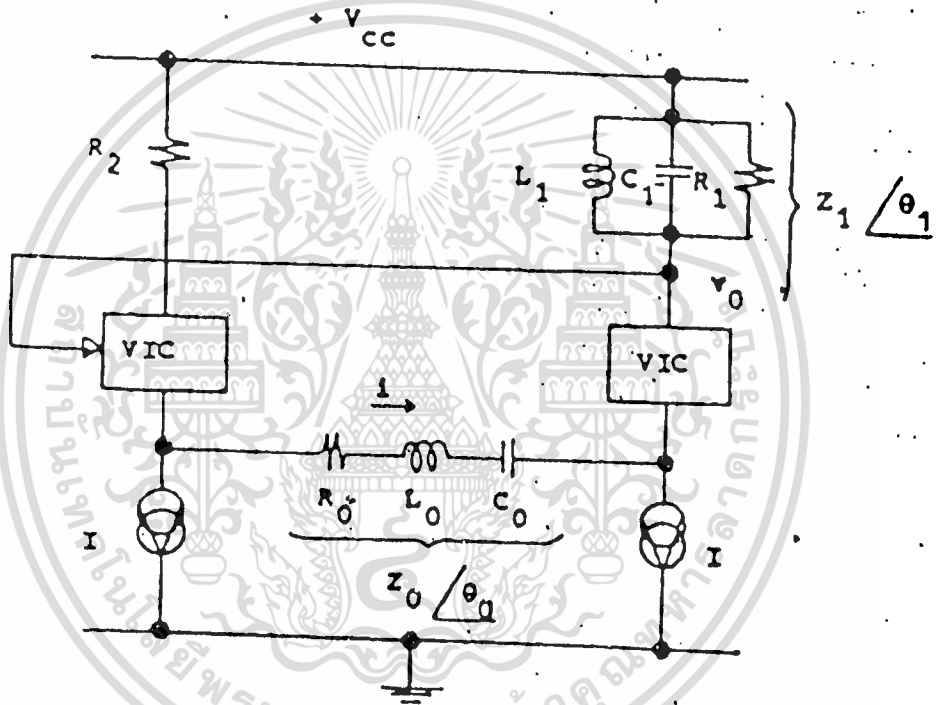
ในปัจจุบันนี้เครื่องรับและเครื่องส่งได้เข้ามามีบทบาทสำคัญมากในหลาย ๆ วงการที่มีการติดต่อสื่อสารกันในระยะทางที่ไม่ไกลเกินไปนัก ทางด้านเครื่องรับและส่งวิทยุยังแบ่งออกเป็นหลายระบบด้วยกันแล้วแต่หน้าที่ที่ต้องการนำไปใช้งาน ในที่นี้จะกล่าวถึงแต่เครื่องรับส่งวิทยุแบบ เอ.เอ็ม. (A.M. Receiver and transmitter)

ทางด้านเครื่องส่งวิทยุ เอ.เอ็ม. โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ ๆ ดังนี้ คือ ภาคผสมสัญญาณ (Mixer) ซึ่งทำหน้าที่ผสมสัญญาณเสียงเข้ากับคลื่นพาหะ ภาคกำเนิดคลื่นพาหะ (carrier) ภาคขยายกำลัง (Power amplifier) ซึ่งทำหน้าที่เพิ่มกำลังของสัญญาณที่ทำการผสมกันแล้วมีกำลังแรงขึ้นเพื่อส่งออกอากาศ ส่วนทางด้านเครื่องรับวิทยุ เอ.เอ็ม. จะมีส่วนสำคัญ ๆ ดังนี้ ภาคขยายสัญญาณที่มีความถี่อยู่ในช่วง อาร์.เอฟ. (R.F. Amplifier) ภาคกำเนิดความถี่ภายใน (Local Oscillator) ภาคเปลี่ยนสัญญาณจากความถี่วิทยุให้เป็นความถี่ ไอ.เอฟ. (Mixer) เมื่อพิจารณาทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งจะพบว่าส่วนที่เหมือนกันและเป็นส่วนที่สำคัญมาก ซึ่งทั้งทางด้านเครื่องรับและเครื่องส่งจะต้องมีเหมือนกัน คือภาคผสมสัญญาณหรือภาคเปลี่ยนความถี่จากย่าน อาร์.เอฟ. เป็นย่าน ไอ.เอฟ. และภาคกำเนิดสัญญาณ ดังนั้นในบทความนี้จะเป็นการออกแบบส่วนที่ซ้ำกันส่วนนี้โดยจะแสดงให้เห็นทั้งทางด้านเครื่องรับและเครื่องส่ง

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นถึงจุดมุ่งหมายหลักในการออกแบบ คือส่วนที่ใช้เหมือนกันทั้งทางด้านเครื่องรับและเครื่องรับวิทยุ ดังนั้น จึงจะกล่าวอย่างละเอียดเฉพาะส่วนนี้ ส่วนส่วนอื่น ๆ จะไม่เน้นถึงรายละเอียด

2.5.1 เครื่องส่งวิทยุแบบ เอ.เอ็ม.

2.5.1-1 ภาคกำเนิดคลื่นพาหะ เป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งของเครื่องส่งวิทยุในส่วนนี้จะนำเอาวงจรเปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแส (Voltage to current converter or VIC) มาใช้ร่วมกับการป้อนกลับแบบเพิ่มศักดาสัญญาณ (Positive feedback) เพื่อที่จะให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของส่วนนี้ขอให้นิยามารูปที่ 2.5-1



รูปที่ 2.5-1 แสดงถึงวงจรอย่างง่ายของภาคกำเนิดคลื่นพาหะ

จากภาพที่ 2.5-1 เพื่อง่ายต่อการคำนวณจึงสมมติว่า วงจรเปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสเป็นวงจรในอุดมคติ นั่นคือ ไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นและไม่มีการเลื่อนเฟสของสัญญาณส่วน R_0, L_0, C_0 เป็นวงจรเสมือนของก้อนผลึกซึ่งมีอิมพีแดนซ์ รวมเป็น Z_0 และมีเฟสเป็น θ_0 และเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับระหว่างค่า θ_1 ของวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานกับของก้อนผลึก จะพบว่าค่า θ_0 ของก้อนผลึกสูงกว่าของวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานมาก ดังนั้น จะสมมติว่า Z_1 จะเปลี่ยนแปลงตามค่า θ นี้ออกว่า

ในภาวะแรกจะขอสมมติว่ามีสัญญาณนอยส์ (Noise) มีขนาด V_{n1} ผ่านเข้าไปยังวงจรเปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแส ดังนั้น จะเขียนได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i = V_{in}/Z_o \angle \theta_o \quad (2.5-1)$$

และ $V_o = i Z_1 \angle \theta_1 \quad (2.5-2)$

แทนค่าในสมการที่ (2.5-1) ลงในสมการที่ (2.5-2)

$$\begin{aligned} V_o &= [V_{in}/Z_o \angle \theta_o][Z_1 \angle \theta_1] \\ &= (V_{in} Z_1/Z_o) \angle \theta_1 - \theta_o \end{aligned} \quad (2.5-3)$$

เพราะว่า loop gain = V_o/V_{in}

$$= (Z_1/Z_o) \angle \theta_1 - \theta_o \quad (2.5-4)$$

แต่วงจรนี้จะออสซิลเลทได้เมื่อสมการที่ (2.5-5) และ (2.5-6) เป็นจริง

$$|\text{loop gain}| > 1 \quad (2.5-5)$$

$$\theta_1 - \theta_o = 0 \quad (2.5-6)$$

จากสมการที่ (2.5-6) θ_o เป็นเฟสของก้อนพลิกอินเนื่องมาจากส่วนที่เกิดจากวงจรรีโชนันซ์แบบอนุกรมเท่านั้น ส่วน θ_1 เป็นเฟสของวงจรรีโชนันซ์แบบขนาน ดังนั้น เราสามารถเขียนได้ว่า

$$\theta_o = \theta_1$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}(wL_o - 1/wC_o)/R_o$$

$$wL_o - 1/wC_o = R_o \tan \theta_1$$

$$(L_o C_o) w^2 - (R_o C_o \tan \theta_1) w - 1 = 0$$

$$w = [R_o C_o \tan \theta_1 \pm \sqrt{(R_o C_o \tan \theta_1)^2 + (4L_o C_o)}] / 2L_o C_o \dots \quad (2.5-7)$$

จากสมการที่ (2.5-7) จะเป็นการแสดงถึงค่า w ของวงจรรีโชนันซ์แบบขนานที่สามารถเบี่ยงเบนไปได้ แต่ที่จุดออสซิลเลทโดยแท้จริงแล้ว w จะมีค่าเป็น w_o ซึ่งมีค่าเป็น $1/\sqrt{L_o C_o}$ โดยประมาณ

จากสมการที่ (2.5-5) ถ้าสมมติว่า Z_1 เป็นค่าของความต้านทานของวงจรรีโชนันซ์แบบขนาน โดยที่ค่าของ L_1 และ C_1 เป็นค่าที่ปรับไว้จนเกือบถึงจุดรีโชนันซ์มาก โดยที่

$$Z_1/Z_o > 1$$

$$Z_1 > Z_o$$

$$> = \sqrt{R_o^2 + (wL_o - 1/wC_o)^2}$$

$$Z_1^2 > R_o^2 + (wL_o - 1/wC_o)^2$$

ณ. ที่ความถี่รีโชนันซ์ จะได้ว่า

$$Z_1^2 > R_o^2 (1 - \tan^2 \theta_1)$$

นั่นคือ

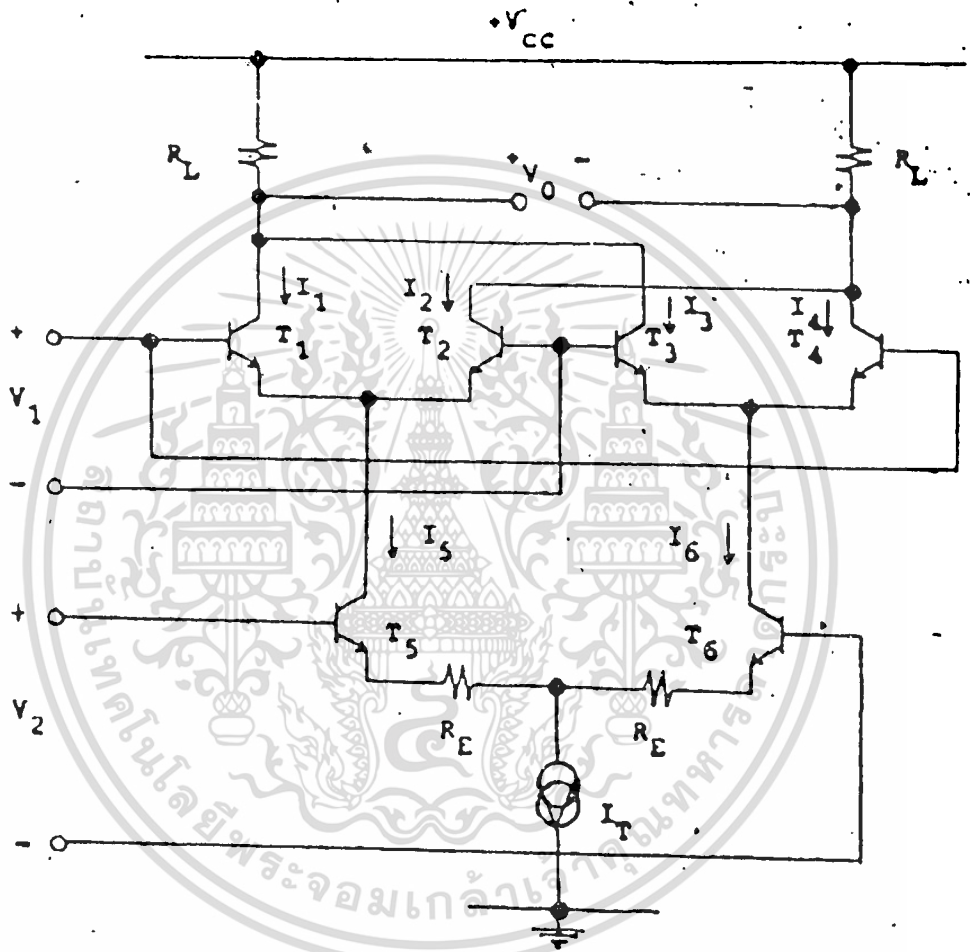
$$Z_1 > = R_o \sqrt{1 - \tan^2 \theta_1}$$

$$(2.5-8)$$

โดยสมการที่ (2.5-8) สมมติว่า $\tan^2 \theta_1 < 1$ เสมอ ซึ่งจะเป็นจริงถ้า θ_1 เป็นเฟสของวงจรรีโชนันซ์ แบบขนานและปรับให้ใกล้เคียงกับจุดรีโชนันซ์ ณ ความถี่ w_o

2.5.1-2 ภาวะผสมสัญญาณ

ภาวะผสมสัญญาณจะเป็นส่วนที่ทำการผสมสัญญาณระหว่างคลื่นพาหะกับสัญญาณเสียง โดยอาศัยหลักการของ Cross-couple differential stage ดังรูปที่ 2.5-2



รูปที่ 2.5-2 แสดงถึงวงจรผสมสัญญาณ

เพื่อสะดวกต่อการทำความเข้าใจจึงสมมุติให้ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณกระแสตรง V_1 และ V_2 จากรูปที่ 2.5-2 จะได้ว่า

$$I_1 + I_2 = I_5 \quad (2.5-9)$$

$$I_3 + I_4 = I_6 \quad (2.5-9)$$

$$I_5 + I_6 = I_T \quad (2.5-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า $|V_1| \ll V_T$ กระแสที่ไม่สมดุลย์กันในวงจรคู่ขยายผลต่าง (T_1, T_2) และ (T_3, T_4) จะเขียนได้ในรูปของ

$$(I_1 - I_2) = (gm)_{12} V_1 \quad (2.5-10)$$

$$(I_3 - I_4) = -(gm)_{34} V_1 \quad (2.5-11)$$

แต่ทราบว่ $(gm)_{12} = I_E/V_E$ (2.5-12)

$$(gm)_{34} = I_O/V_O \quad (2.5-12)$$

และ $V_O = R_L[(I_1 - I_2) + (I_3 - I_4)]$ (2.5-13)

จากสมการที่ (2.5-9) ถึง (2.5-12) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_O &= V_1 R_L [(gm)_{12} - (gm)_{34}] \\ &= V_1 R_L (I_E - I_O) / V_T \end{aligned} \quad (2.5-14)$$

ถ้าเลือกค่า R_E ให้ได้ว่า $I_E R_E \gg V_T$ และ $I_O R_E \gg V_T$ ดังนั้น

$$(I_E - I_O) = V_E / R_E \quad (2.5-15)$$

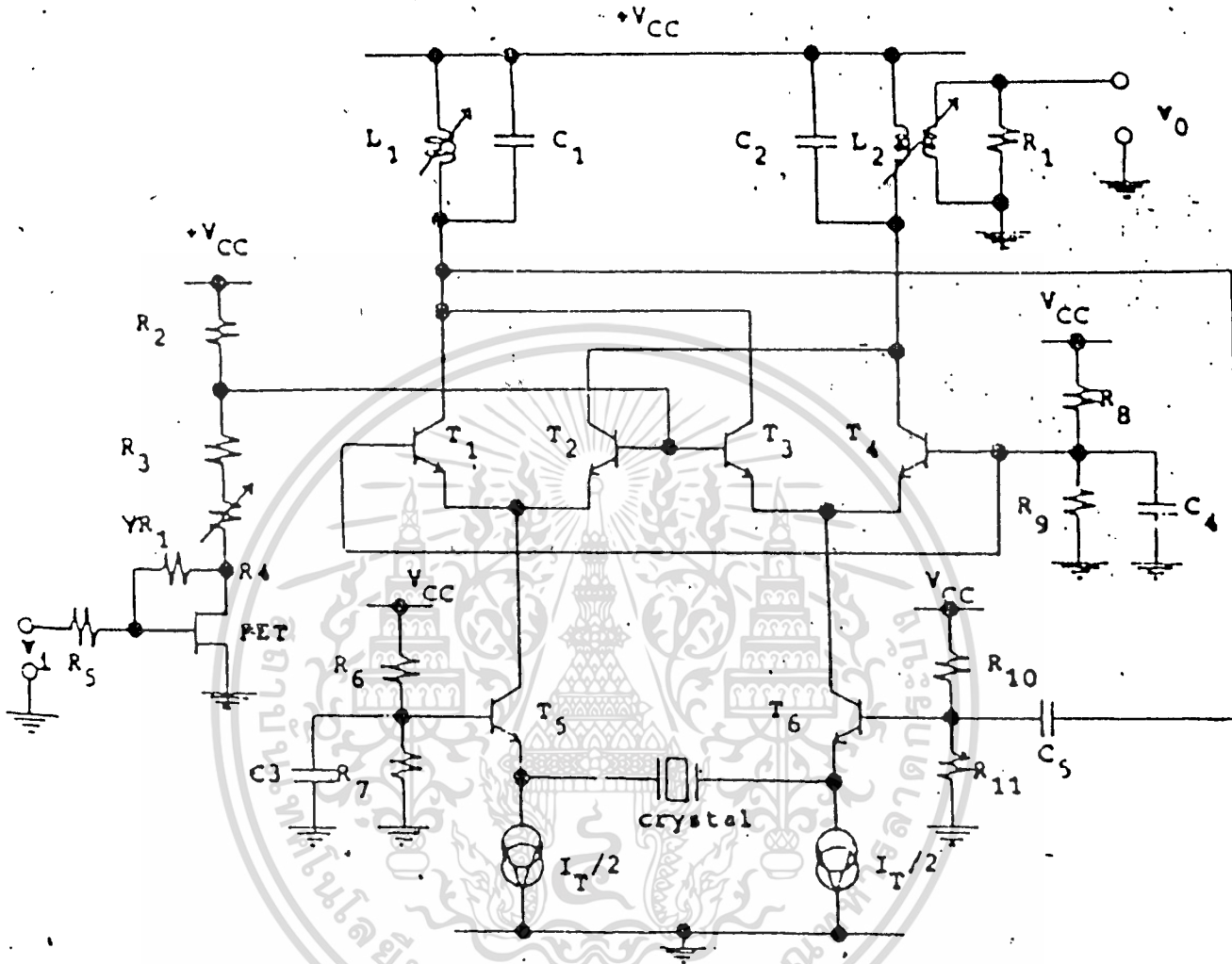
แทนสมการที่ (2.5-15) ลงใน (2.5-14)

$$V_O = (R_L / R_E V_T) V_1 V_E \quad (2.5-16)$$

หรือ $V_O = K V_1 V_E$ (2.5-17)

เมื่อ K เป็นค่าขยายสัญญาณ

ถ้านำวงจรในรูปที่ 2.5-1 และ 2.5-2 มาประกอบกันเข้าเป็นวงจรเดียวกันจะได้วงจรที่มีทั้งภาคกำเนิดความถี่และภาคผสมสัญญาณอยู่ในวงจรเดียวกันได้ ดังรูปที่ 2.5-3



รูปที่ 2.5-3 แสดงวงจรที่รวมภาคกำเนิดความถี่และภาคผสมสัญญาณ

จากสมการที่ (2.5-17) ให้ V_1 คือสัญญาณที่นำไปผสมกับคลื่นพาหะ และ V_2 เป็นสัญญาณที่ก่อนผลิตทำการผลิตความถี่ขึ้นมา ดังนั้น

$$\text{ถ้าสมมติให้ } V_1 = V_m \cos \omega_m t \quad (2.5-18)$$

$$V_2 = V_c \cos \omega_c t \quad (2.5-19)$$

และยังสมมติต่อไปอีกว่า ไม่คิดถึงผลของกระแสหรือศักดาที่ได้จากไป้อส์ให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน จะเขียนได้ว่า

$$V_o = KV_c V_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t \quad (2.5-20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยความรู้ทางด้านตรีโกณมิติ และสมมุติให้ค่า K เป็น 1 เพื่อสะดวกในการแสดงสมการต่าง ๆ สมการที่ (2.5-20) เขียนใหม่ได้เป็น

$$V_o = (V_c V_m / 2) \cos(\omega_c + \omega_m)t + (V_c V_m / 2) \cos(\omega_c - \omega_m)t \quad (2.5-21)$$

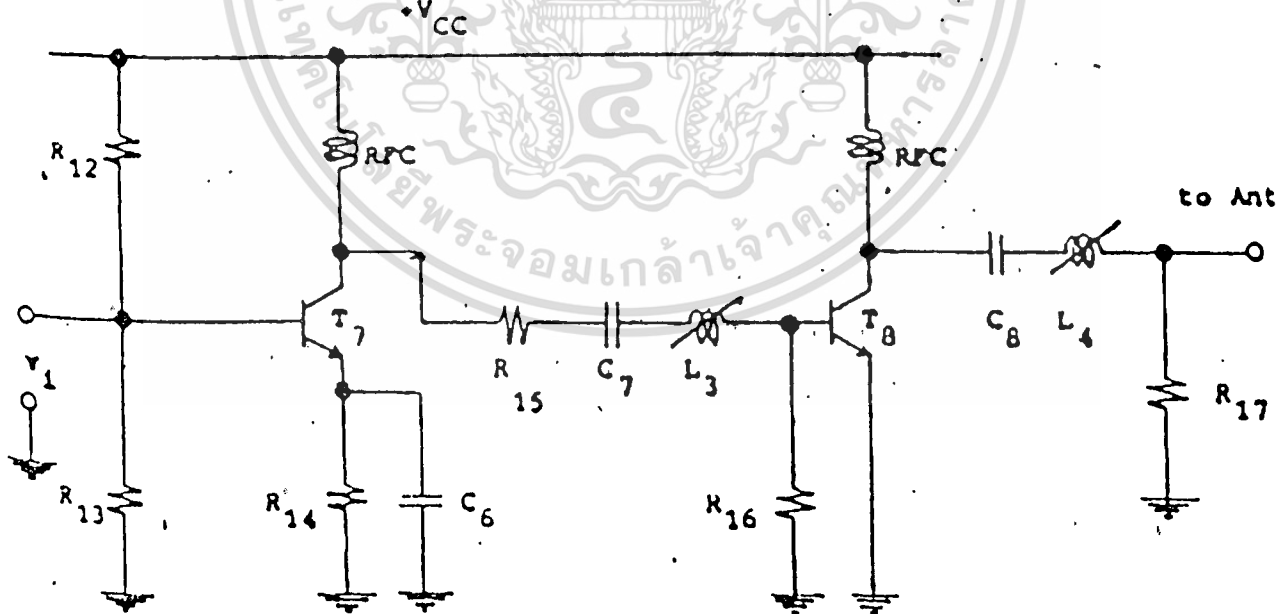
เมื่อนิยามจากรูปที่ 2.5-3 อีกครั้งจะพบว่ามีการแสร้งเนื่องจากเกิดการติดความถี่จากก่อนผลึกป้อนผ่านไปยัง เ้าอนุที่อยู่ตลอดเวลา

ดังนั้น ที่เ้าอนุจะต้องมีสัญญาณความถี่ที่เกิดจากก่อนผลึกปรากฏอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นสมการที่ (2.5-21) จะกลายเป็น

$$V_o = V_c \cos \omega_c t + (V_c V_m / 2) \cos(\omega_c + \omega_m)t + (V_c V_m / 2) \cos(\omega_c - \omega_m)t \quad (2.5-22)$$

2.5.1-3 วงจรที่สร้างขึ้นมากทดลองใช้ปฏิบัติงาน สำหรับวงจรที่สร้างขึ้นมากทดลองใช้ปฏิบัติงานจะต้องมีภาคขับสัญญาณ (driver) และภาคขยายกำลังด้วย

ภาคขับสัญญาณจะใช้แบบอิมิตเตอร์ร่วม (Common emitter) โดยมีคาปาซิเตอร์ต่อขนานอยู่กับความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์เพื่อให้อัตราขยายสัญญาณสูงพอสมควร ส่วนภาคขยายกำลังใช้ทรานซิสเตอร์ต่ออยู่ในรูปของวงจรขยายสัญญาณแบบคลาสซี (Class C Amplifier) เพื่อประหยัดกำลังงาน ส่วนรายละเอียดในการออกแบบจะไม่ขอกล่าวถึง

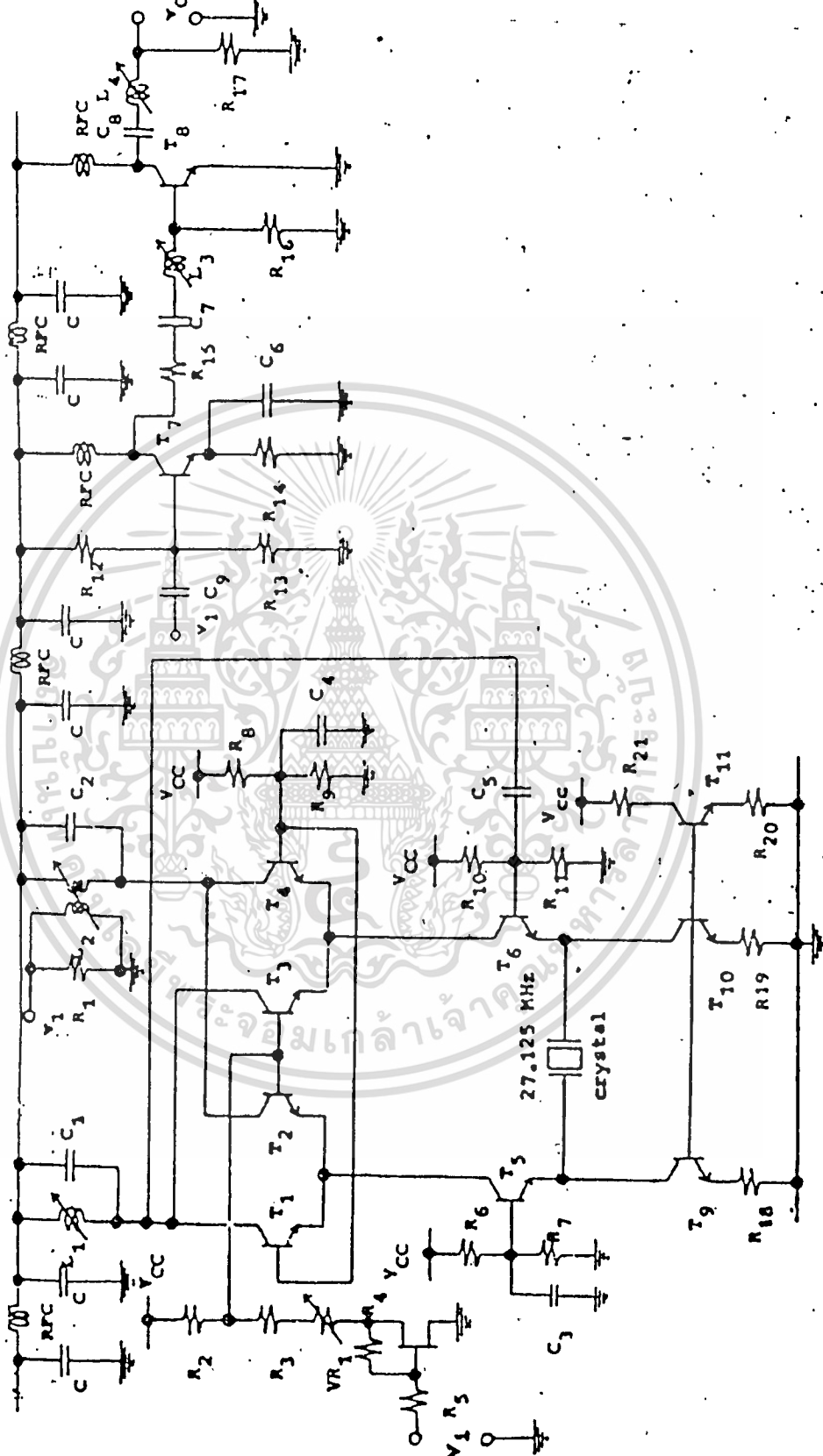


รูปที่ 2.5-4 แสดงวงจรขับสัญญาณและวงจรขยายกำลังเพื่อส่งออกอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5-5

เมื่อนำวงจรทั้งหมดมาประกอบเข้าด้วยกันเป็นวงจรที่ใช้ทดลองทั้งหมดจะได้วงจร



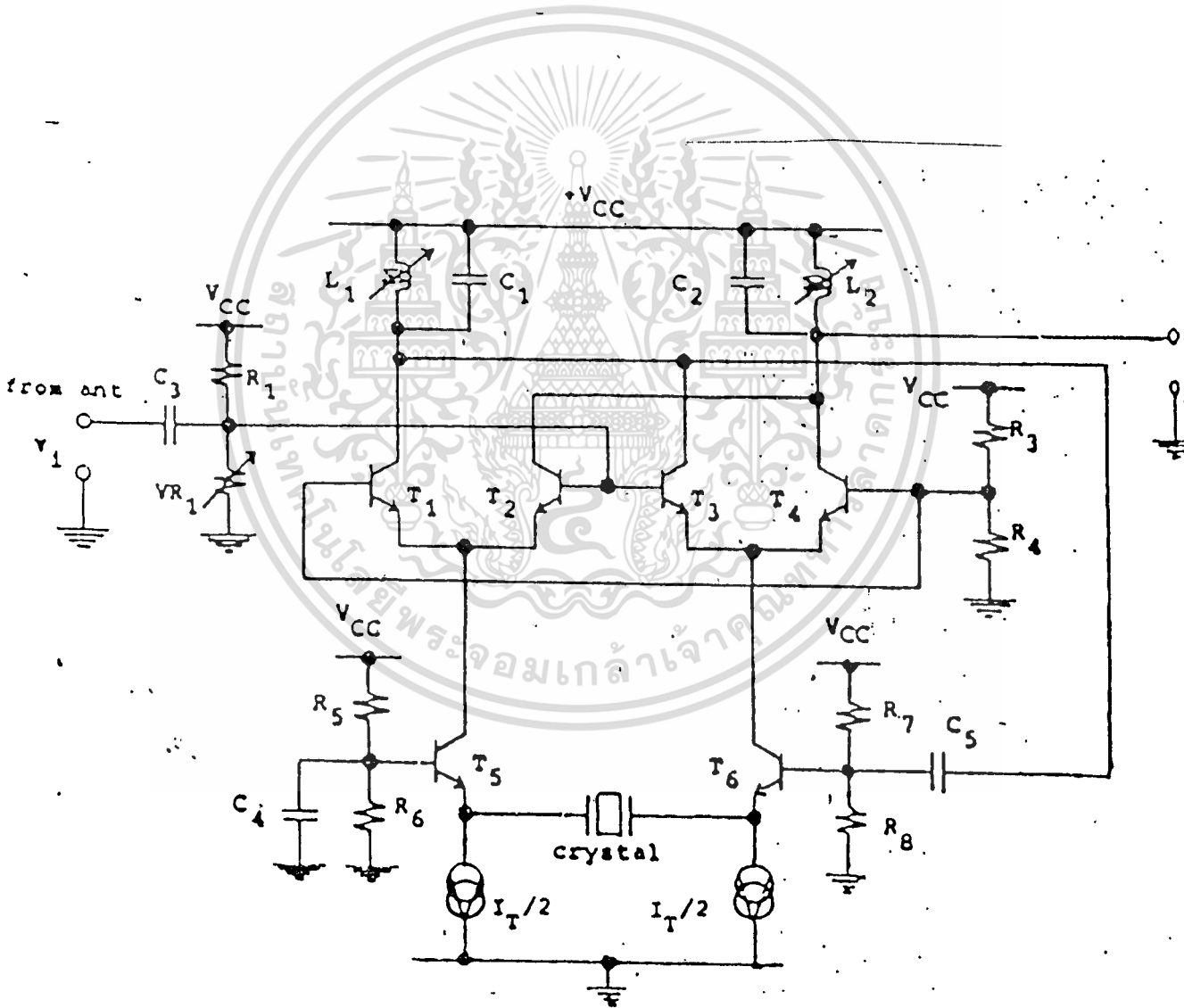
รูปที่ 2.5-5 แสดงถึงวงจรเครื่องส่งวิทยุแบบ เอ. เอ็ม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 เครื่องรับวิทยุแบบ เอ.เอ็ม.

จากที่ได้กล่าวไว้ตั้งแต่ต้นว่า เพื่อความประหยัดวงจรรวมที่ออกแบบขึ้นมาจะต้องใช้ได้ทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งในหัวข้อนี้จะเป็นการพิสูจน์ว่าวงจรที่ออกแบบมาเป็นไปตามข้อกำหนดไว้ในข้างต้น

2.5.2-1 ภาคว่าเน็คคลื่นภายในและภาคผสมสัญญาณ ทั้งสองส่วนนี้ยังคงใช้วงจรเหมือนทางด้านเครื่องส่งเพียงแต่ภาคว่าเน็คคลื่นภายในจะต้องใช้ก้อนผลึกที่มีความถี่ต่ำกว่าทางด้านเครื่องส่ง 455 KHZ เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีความถี่อยู่ในย่าน ไอ.เอฟ.ตามต้องการ. วงจรที่ใช้ทางด้านเครื่องรับเป็นดังรูปที่ 2.5-6



รูปที่ 2.5-6 แสดงวงจรภาคว่าเน็คคลื่นภายในและวงจรผสมสัญญาณ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่ได้พิสูจน์มาแล้ว ในรูปที่ 2.5-6 จะเขียนได้เป็น

$$V_o = K V_1 V_2$$

แต่ในขณะนี้

$$V_1 = V_c \cos \omega_c t + (V_m V_c / 2) \cos(\omega_c + \omega_m)t + (V_m V_c / 2) \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

$$V_2 = V_L \cos \omega_L t$$

และสมมติให้

$$K = 1 \text{ เช่นกัน}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_o &= V_L \cos \omega_L t [V_c \cos \omega_c t + (V_m V_c / 2) \cos(\omega_c + \omega_m)t + (V_m V_c / 2) \cos(\omega_c - \omega_m)t] \\ &= V_c V_L \cos \omega_c t \cos \omega_L t + (V_L V_c V_m / 2) \cos \omega_L t \cos(\omega_c + \omega_m)t \\ &\quad + (V_L V_c V_m / 2) \cos \omega_L t \cos(\omega_c - \omega_m)t \\ &= \sum_n A_n \quad n = 1, 2, \dots, 6 \end{aligned} \quad (2.5-23)$$

$$A_1 = (V_c V_L / 2) \cos(\omega_c + \omega_L)t$$

$$A_2 = (V_c V_L / 2) \cos(\omega_c - \omega_L)t$$

$$A_3 = (V_L V_c V_m / 4) \cos(\omega_c + \omega_m + \omega_L)t$$

$$A_4 = (V_L V_c V_m / 4) \cos(\omega_c + \omega_m - \omega_L)t$$

$$A_5 = (V_L V_c V_m / 4) \cos(\omega_c - \omega_m + \omega_L)t$$

$$A_6 = (V_L V_c V_m / 4) \cos(\omega_c - \omega_m - \omega_L)t$$

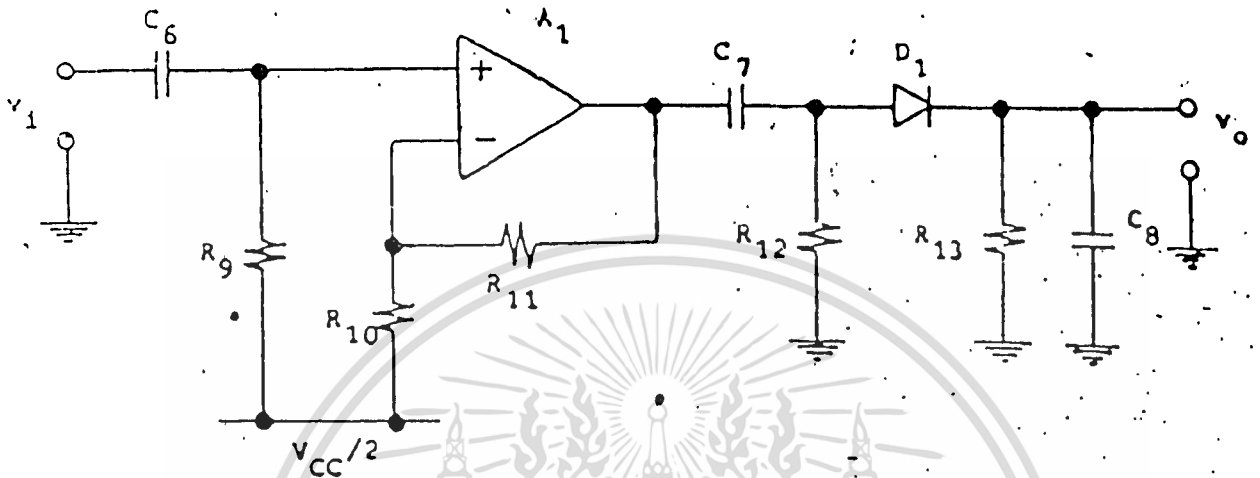
เนื่องจากเอาพุที่เป็นวงจรีโซแชนซ์แบบขนาน จึงต้องปรับแต่งให้จตุรีโซแชนซ์อยู่ที่ความถี่ $\omega_c - \omega_L$ จากเหตุผลข้อนี้เขียน V_o ในสมการที่ (2.5-23) ใหม่เป็น

$$V_o = \sum_n A_n \quad n = 2, 4, 6 \quad (2.5-24)$$

จากสมการที่ (2.5-24) จะพบว่า V_o ที่ได้ความถี่จะลดลงมาอยู่ในย่าน ไอ.เอฟ.ตามที่ต้องการ แสดงว่าวงจรที่ออกแบบไว้ใช้งานได้จริงทั้งทางด้านเครื่องรับและเครื่องส่ง

2.5.2-2 วงจรที่สร้างขึ้นเพื่อทดลองใช้ปฏิบัติงาน วงจรที่สร้างขึ้นมานี้จะต้องมีวงจรขยายสัญญาณ ไอ.เอฟ.ให้มีขนาดสูงขึ้น เนื่องจากความถี่ย่าน ไอ.เอฟ. มีความถี่สูงมาก ดังนั้น วงจรขยายสัญญาณ ไอ.เอฟ. นี้จะนำออฟแอมป์มาใช้โดยต่อเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับศักดา ดังรูปที่ 2.5-7 ส่วนภาคแยกสัญญาณออกจากคลื่นพาหะใช้แบบโคโอด

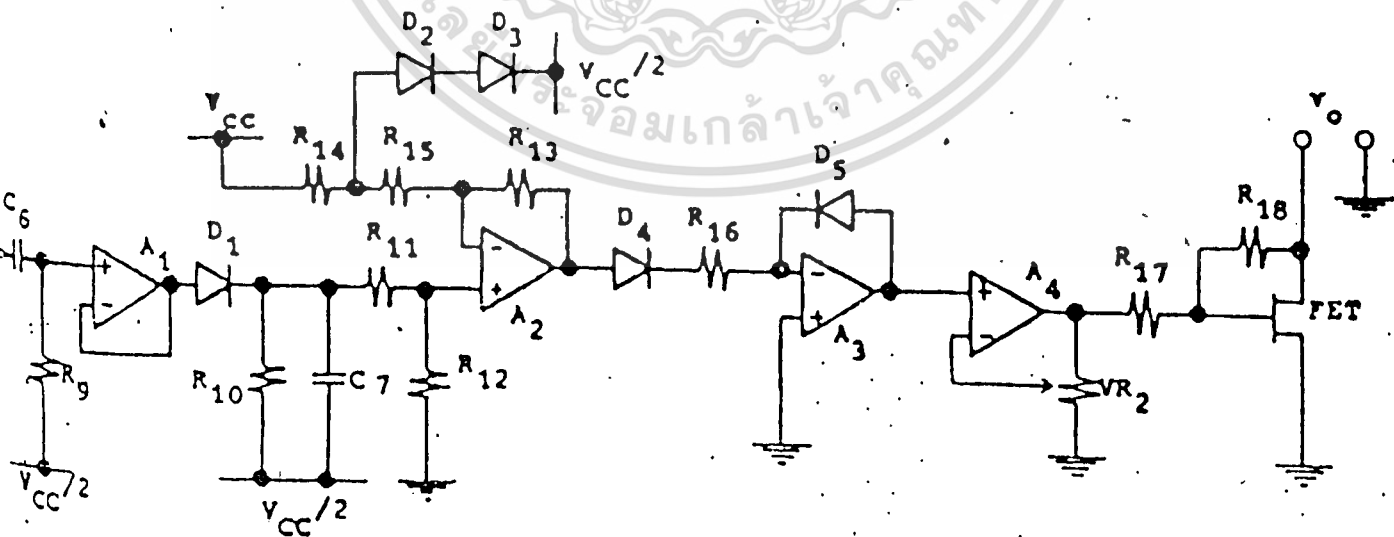
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5-7 แสดงวงจรขยายสัญญาณ ไอ. เอฟ. และวงจรแยกสัญญาณออกจากคลื่นพาหะ

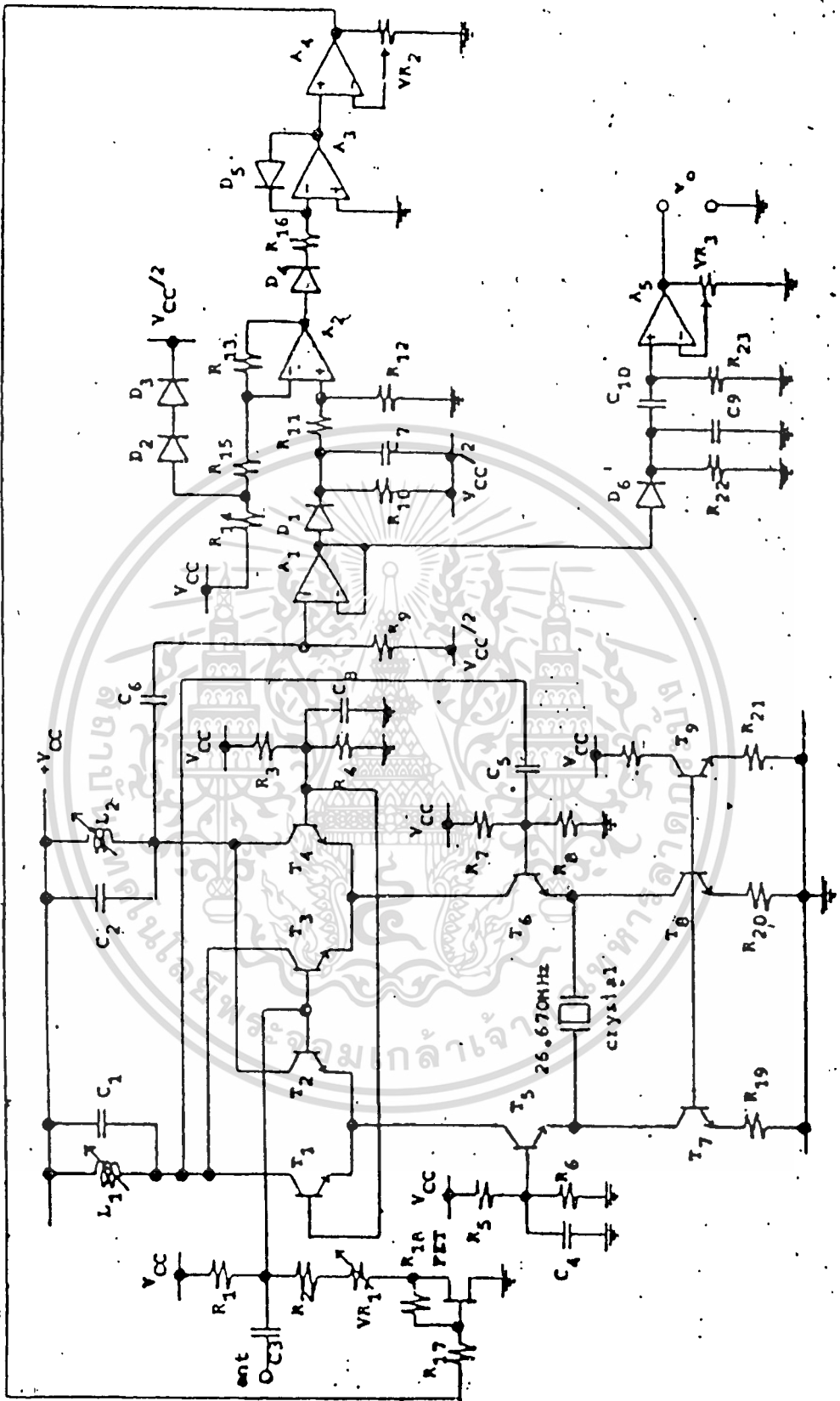
อีกภาคหนึ่งที่ต้องสร้างขึ้นมาใช้ด้วยคือภาคควบคุมอัตราขยายโดยอัตโนมัติ (A.G.C.)

ดังรูปที่ 2.5-8



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.5-8 แสดงวงจรควบคุมอัตราขยายสัญญาณอัตโนมัติ (A.G.C.)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5-9 แสดงถึงวงจรเครื่องรับที่ทดลองสร้างขึ้นมาใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5-8 R_e, C_e จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณที่มีความถี่ 10. เมฟ. มาเปลี่ยนเป็น สึกดากระแสดตรง โดยมี A_1 ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์แอมป์ ส่วน A_2 จะทำหน้าที่หักล้างสึกดากระแสดตรงที่ได้ ทั้งหมดให้เหลือเฉพาะแต่ส่วนที่ได้มาจากสัญญาณที่มีความถี่ 10. เมฟ. A_3 ทำหน้าที่ขยายสึกดากระแสดตรงแบบ บล็อก ผลที่ได้จะถูกนำมาขยายแบบเชิงเส้นอีกครั้งหนึ่ง โดย A_4 ใ้เข้าพุทของ A_4 จะนำมาควบคุมการทำงานของ เฟ็ทอีกทีหนึ่ง ดังนั้น วงจรที่สร้างขึ้นมาทดลองใช้งานทั้งหมดเป็นดังรูปที่ 2.5-9

2.5.3 ผลการทดลอง

จากวงจรที่ได้รับการออกแบบไว้ดังรูปที่ 2.5-5 และรูปที่ 2.5-9 ได้นำมาทดลอง สร้างขึ้นใช้งาน ผลปรากฏเป็นไปตามที่ออกแบบไว้ทุกประการ สำหรับวงจรที่สร้างขึ้นมาใช้งานจะต้องมีการ ปรับแต่งวงจรก่อนนำไปใช้งานจริง ทางด้านเครื่องส่งในส่วนของภาคผสมสัญญาณต้องปรับให้วงจรรีโซแนนซ์ เกิดรีโซแนนซ์ขึ้นที่ความถี่เท่ากับก้อนผลึกพอดี (ในที่นี้ก้อนผลึกมีความถี่ 27.125 MHz) ส่วนทางด้านเครื่องรับ ในภาคผสมสัญญาณที่ต้องการทำให้ความถี่ของสัญญาณวิทยุที่รับได้เปลี่ยนไปเป็นสัญญาณความถี่ในย่าน 10. เมฟ. (ในส่วนนี้ใช้ก้อนผลึกมีความถี่ 26.67 MHz) จะต้องปรับให้วงจรรีโซแนนซ์มีจุดรีโซแนนซ์ที่ 455 KHz ซึ่ง เป็นค่าที่ได้มาจาก 27.125 MHz ลบด้วย 26.67 MHz เมื่อปรับแต่งเรียบร้อยแล้วจึงไปใช้งานจริงได้

2.5.4 บทสรุป

จากที่ผ่านมามีได้กล่าวถึงวิธีการออกแบบเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุระบบ เอ.เอ็ม. เพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม โดยแบ่งการออกแบบและบทนิสุจน์ออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนแรกเป็นเครื่องส่ง วิทยุ ส่วนที่สองเป็นเครื่องรับวิทยุ หลังจากการออกแบบแล้วได้ทำการสร้างเครื่องรับ เครื่องส่งขึ้นมาใช้งาน ผลการทดลองที่ได้สนับสนุนกับทฤษฎี และจุดมุ่งหมายที่ตั้งไว้ คือ วงจรที่ออกแบบต้องสามารถนำมาใช้ได้ทั้ง เครื่องรับและเครื่องส่ง ทั้งนี้เนื่องจากความประหยัด และความรวดเร็วในการสร้างรวมไปถึงขนาดทางด้าน เครื่องส่งใช้ความถี่ 27.125 MHz ส่วนทางด้านเครื่องรับใช้ความถี่ 26.67 MHz

2.6 FREQUENCY MODULATION

2.6.1 บทนำ

ในระบบ AM คุณภาพเสียงดนตรีต่ำ เพราะมี BAND WIDTH (B.W.) ประมาณ 5 KHz แต่เสียงดนตรีมีความถี่ประมาณ 15-20 KHz (ตามข้อจำกัดในการส่ง broadcast ของ AM)

การส่ง AM. ในช่วง MOD 100% จะถูกรบกวนได้ง่าย (ในช่วงมีการ MOD ที่ E_m เท่ากับ E_c ทำให้เหมือนกับไม่มีการส่งในขณะนั้น เพราะว่าเมื่อ $E_c, E_m = \phi$) นั่นคือ ขณะจูนไม่ตรงสถานี จะมี NOISE มาก และจะเข้ามารบกวนในช่วงที่รับได้ขณะมีการ MOD 100% (ในช่วงที่ไม่มี POWER ออกมา) ถ้าสถานีอยู่ใกล้จะดังกว่าสถานีที่อยู่ไกล ๆ

ดังเช่นการทดสอบเครื่องเสียงมักใช้ NOISE ในการตั้งเครื่อง โดยให้ SPECTRUM วัดว่าช่วงใดที่มีความเพี้ยนมากที่สุดก็สามารถตัดสัญญาณรบกวนในช่วงนั้นออกแล้วจึงเพิ่ม VOLTAGE ด้วย EQUALIZER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก C

เฉลยชุดการทดลอง

ใบงานที่ 1 FM OSCILLATOR TUNING DIODES.

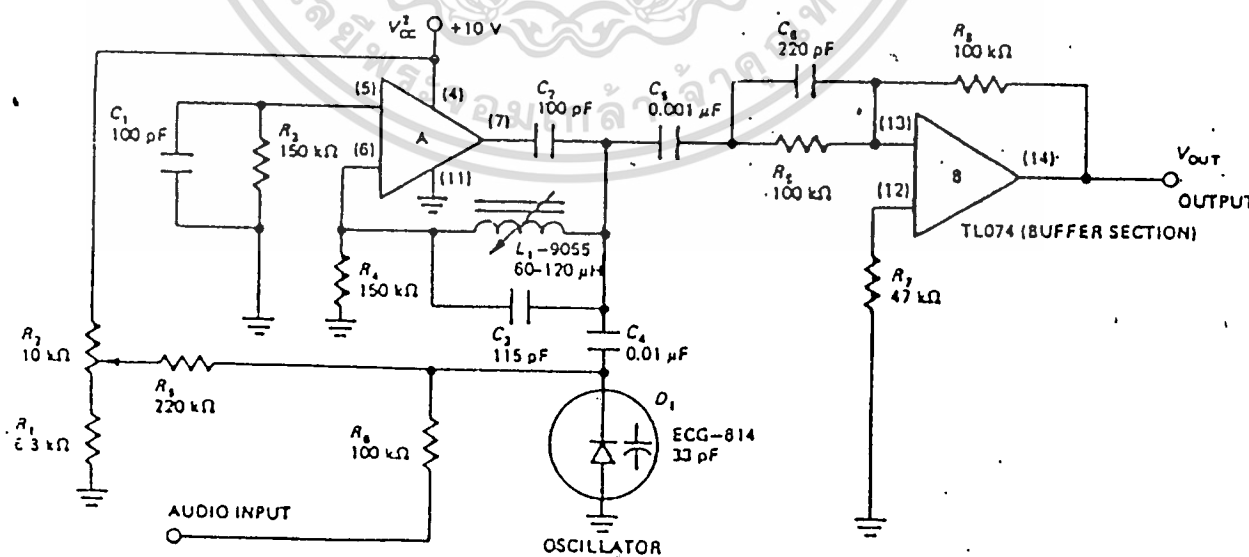
วัตถุประสงค์เชิงพฤติกรรม

- 1) สร้าง FM MODULATION ของภาค RF OSCILLATOR ได้
- 2) สามารถใช้ tuning diodes ในการสร้าง FM MODULATION
- 3) สามารถเลือกคุณสมบัติพื้นฐานของ TUNING DIODES ได้

เครื่องมือและอุปกรณ์

- 1) ชุดสาธิต-ทดลอง FM OSCILLATOR TUNING DIODES
- 2) ออสซิลโลสโคป
- 3) FUNCTION GENERATOR (0.1-1 MHz)
- 4) DIGITAL MULTIMETER
- 5) FREQUENCY COUNTER
- 6) POWER SUPPLY (+15V, 50 mA).

วงจรการทดลอง



รูปที่ C.1 FM - modulated oscillator circuit diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำแนะนำ

- สายต่อวงจรควรมีขนาดเล็กที่สุด เพราะที่ความถี่สูง ๆ ถึง 1 MHz มันจะเกิดค่า capacitance ซึ่งจะทำให้ความถี่ของการ oscillation เปลี่ยนแปลงได้
- เพื่อให้ขั้นตอนสมบูรณ์แบบ นักศึกษาควรมี frequency counter, audio generator และเครื่องรับวิทยุ AM เท่าที่จะหาได้

ลำดับขั้นการทดลอง

1) จ่ายไฟจาก POWER SUPPLY 10 V.DC ให้ชุดสามิต-ทดลอง FM OSCILLATOR TUNING DIODES

2) ปรับขดลวด L_1 ให้ได้ความถี่ของการออสซิลเลทมีค่า 1 MHz เริ่มต้นปรับค่าความต้านทาน R_2 ให้ได้แรงดันตกคร่อมไดโอด 5 V วัด output voltage ที่ขา 12 และบันทึกค่า

output voltage = 9.7 Vdc V.

3) TUNING DIODE D_1 มีค่าความจุรวม 33 pF ความถี่ใช้งานจะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย คู่เสมือนกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์คงที่ ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงจะสังเกตได้ยาก ผลที่ได้ของ TUNING DIODE สามารถหาได้จากขั้นตอนต่อไปนี้

3.1 วางเครื่องรับวิทยุ AM ไว้ใกล้ ๆ กับวงจรต่อ FREQUENCY COUNTER เข้าที่ V_0 และปรับขดลวด L_1 ให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์คงที่ที่ 1 MHz ปรับ R_2 ให้แรงดันตกคร่อม D_1 มีค่า 5 V สังเกต V_0 ที่ปรากฏบน OSCILLOSCOPE CHANNEL A

3.2 ทำการมอดดูเลข วงจรออสซิลเลเตอร์เข้ากับสัญญาณขนาด 100-200 mVp-p 400 Hz สัญญาณที่ได้จากการมอดดูเลขสังเกตจาก CHANNEL B ของ OSCILLOSCOPE เปิดเครื่องรับให้แรงที่สุด และอ่านค่าจาก FREQUENCY COUNTER

ค่าจาก FREQUENCY COUNTER =

3.3 เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดดูเลข เป็น 1 KHz แต่ขนาดเท่าเดิม ความถี่ที่อ่านได้เปลี่ยนไปหรือไม่ ? เพราะเหตุใด

..... เปลี่ยนไป

..... เพราะว่า ความถี่ของ Audio ที่รับเข้ามีค่าคงที่ ความถี่ของ carrier หรือความถี่ของ Tuning Diode ที่รับเข้า

3.4 ปรับสัญญาณที่นำมามอดดูเลขให้มีความถี่ต่ำสุดและปรับขนาดของ AMPLITUDE ที่ทำให้ความถี่สูงสุดเปลี่ยนแปลงไปอ่านความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่แสดงให้เห็นด้วย COUNTER คืออะไร ?



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ได้จนกว่าจะ.....

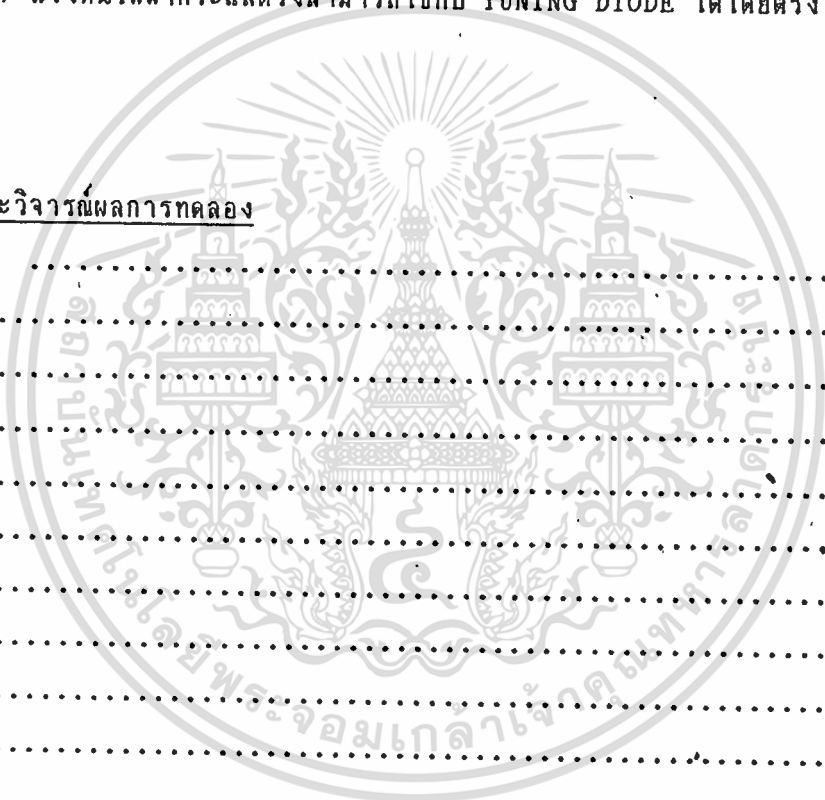
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบตัวเอง

จงตอบคำถามข้างล่างนี้

- 1) ขณะใช้งาน TUNING DIODE ต้องป้อนไบอัส... *ผ่าน Reverse*.....
- 2) เมื่อป้อนแรงดันไบอัสค่าน้อย ๆ แก่ TUNING DIODE จะทำให้ค่าความจุของมัน.....
ต่ำกว่าจริง.....
- 3) TUNING RANG ของ VARACTOR มีค่า... *อยู่ระหว่าง 2 และ 3 โทลเพอ*.....
- 4) วงจร TANK ที่ประกอบด้วย COIL และ CAPACITOR ค่า Q ของวงจรจะถูกควบคุมด้วย
ขนาด COIL.....
- 5) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสามารถใช้กับ TUNING DIODE ได้โดยตรง (ถูกหรือผิด)... *ถูก*

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง



ใบงานที่ 2 FM/AM PRODUCT DETECTOR DEMODULATION

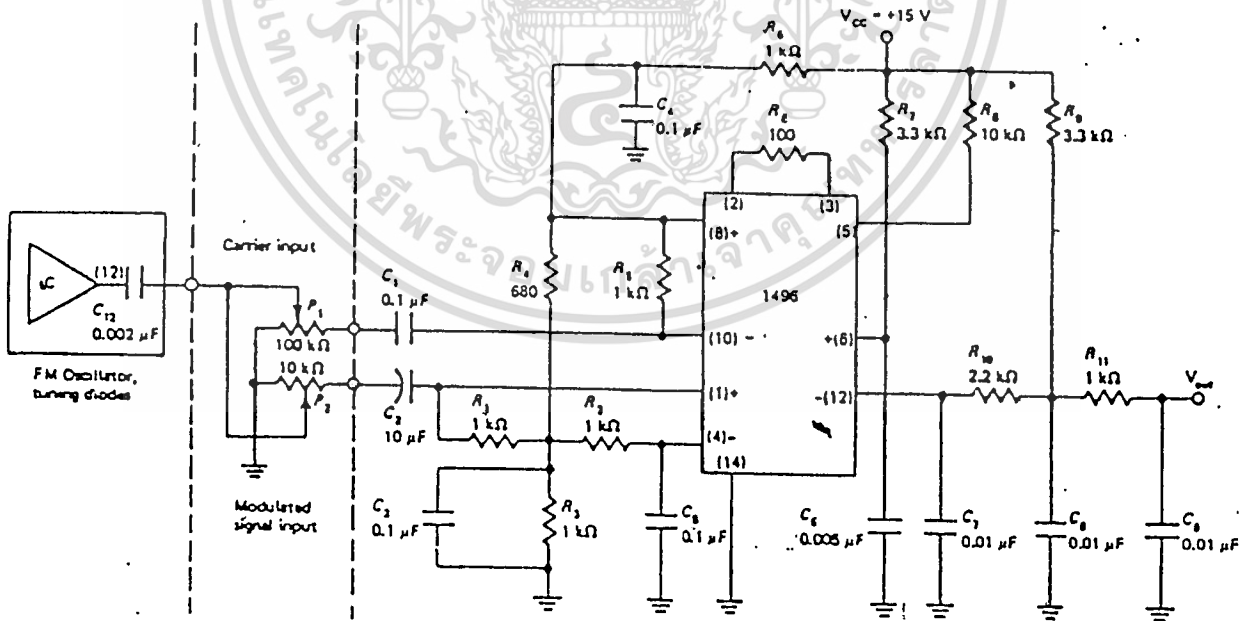
วัตถุประสงค์เชิงพฤติกรรม

- 1) สร้างวงจร AM, FM และ SSB demodulation ได้
- 2) นำวงจรไปใช้ประโยชน์ได้
- 3) นำวงจร PRODUCT-DETECTOR ไปประยุกต์ใช้กับงานทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์คมนาคมได้

เครื่องมือและอุปกรณ์

- 1) ชุดสาธิต-ทดลอง FM OSCILLATOR TUNING DIODES
- 2) ชุดสาธิต-ทดลอง FM/AM PRODUCT DETECTOR DEMODULATION
- 3) OSCILLOSCOPE
- 4) FUNCTION GENERATOR (10 Hz - 1 MHz)
- 5) DIGITAL MULTIMETER
- 6) POWER SUPPLY (+-15V, 50 mA)

วงจรถอดลอง



รูปที่ C.2 FM demodulation with a product detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำแนะนำ

เราจะนำวงจร FM OSCILLATOR TUNING DIODES จากใบงานที่ 1 มาเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณของการทดลองนี้โดยเพิ่ม POTENTIOMETER 2 ตัว (P_1 และ P_2) เพื่อใช้สำหรับควบคุมสัญญาณ INPUT ที่ป้อนเข้าขา 10 และขา 1 ของดีเท็คเตอร์

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

1) จ่ายไฟจาก POWER SUPPLY 15 V.DC. ให้ชุดสาธิต-ทดลองทั้งสองชุด (ใบงานที่ 1 และใบงานที่ 2)

2) ปรับ OUTPUT ของ FM OSCILLATOR TUNING DIODES ให้ได้ความถี่ 1 MHz และปรับความถี่ของสัญญาณที่นำมา MODULATE ให้ได้ 1000 Hz ปรับ P_1 และ P_2 ให้ได้ OUTPUT VOLTAGE ของ FM/AM PRODUCT DETECTOR DEMODULATOR มีค่าสูงสุดโดยรูปร่างไม่ผิดเพี้ยน

3) จะต้องป้อน INPUT SIGNAL (CARRIER AND MODULATED FM) ขนาดเท่าไรจึงจะทำให้ OUTPUT SIGNAL มีขนาดสูงสุดโดยรูปร่างไม่ผิดเพี้ยน ?

*ขึ้นอยู่กับค่าขององค์ประกอบ Tuning Diode แต่ละเบอร์ใช้เช่น...
D₁ ในวงจรใช้ค่า Capacitance ที่เลือกประมาณ 33 pF และควมถี่ประมาณ 1 MHz*

4) ผลที่ได้ของ OUTPUT SIGNAL (V_{out}) จะเป็นอย่างไร ถ้าสัญญาณ CARRIER มีค่าต่ำเกินไป

ไม่ Detect ของวงจรจะผิดปกติไป

5) เปลี่ยนค่า R_E จาก 100 โอห์ม ไปเป็น 470 โอห์ม และ SHORT CIRCUIT (0 โอห์ม) จงอธิบายผลการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณทางด้าน OUTPUT และอย่าปรับ P_1 หรือ P_2 กลับคืน

*เนื่องจากค่า R_E เป็นตัวควบคุม Gain ของ IC 1496
ดังนั้นเมื่อค่า R_E มีน้อย Gain ก็จะน้อย ดังนั้น OUTPUT จะยังผิดปกติ*

ทดสอบตัวเอง

1) FM DETECTOR จะทำการเปลี่ยน... *Frequency* ...ไปเป็น... *Voltage* ...

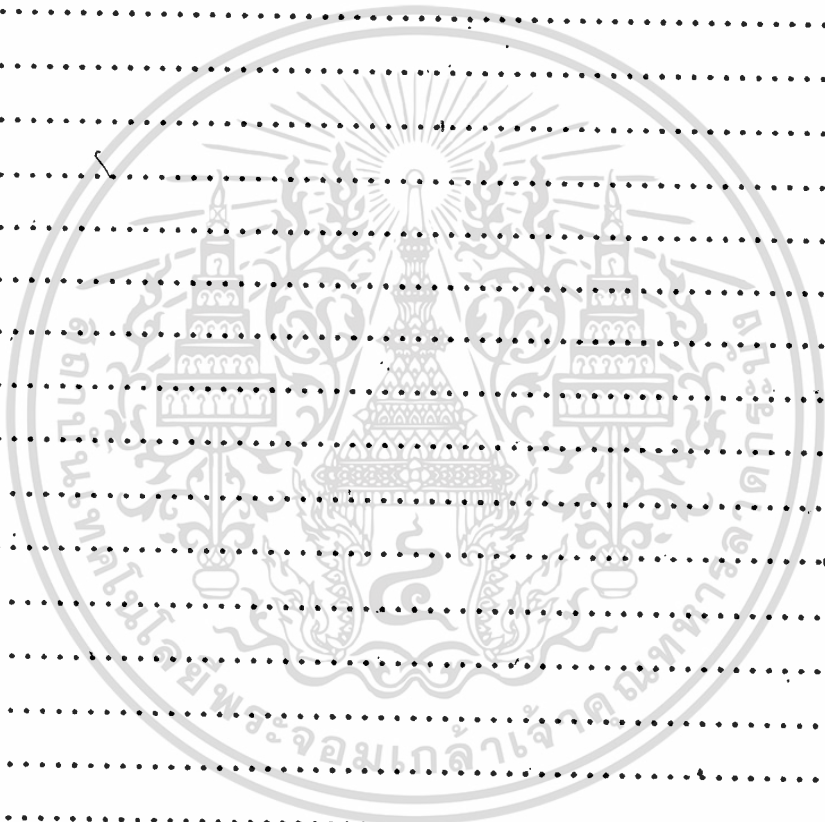
2) เกนของ DETECTOR ทำได้โดยการป้อน... *Constant-Current* ...AMPLIFIERS

3) THE UPPER AMPLIFIER ของ 1496 ผ่านทางขา 10 ต้องการการ drive มากกว่า THE LOWER AMPLIFIERS (ถูก หรือ ผิด)... *ถูก*

4) ความต้านทาน R_{10} และ R_{11} และคาปาซิเตอร์ C_7, C_8 และ C_9 ในรูปที่ A.2 เป็นส่วนหนึ่งของ... *High* ... *frequency filter*

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใบงานที่ 3 PULSE-WIDTH MODULATOR

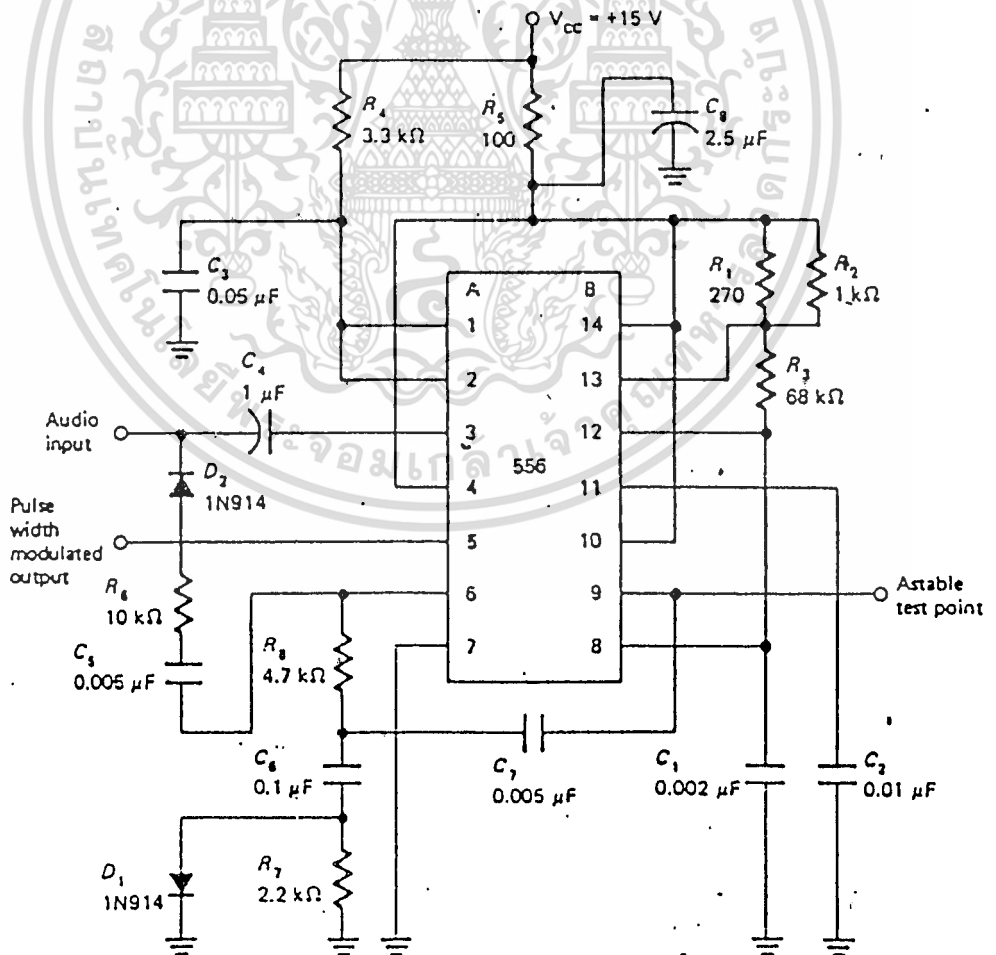
วัตถุประสงค์เชิงพฤติกรรม

- 1) สืบค้นและคำนวณวงจร PULSE-WIDTH MODULATOR
- 2) ทดสอบและคำนวณวงจร OSCILLATOR ซึ่งสามารถเป็น MODULATED ได้
- 3) ใช้ IC เป็น PULSE-WIDTH MODULATOR

เครื่องมือและอุปกรณ์

- 1) ชุดสาธิต-ทดลอง PULSE-WIDTH MODULATOR
- 2) OSCILLOSCOPE (DUAL TRACE, 5 IN)
- 3) FUNCTION GENERATOR (10 Hz to 1 MHz)
- 4) DIGITAL MULTIMETER
- 5) POWER SUPPLY (+- 15V, 50 mA)

วงจรการทดลอง



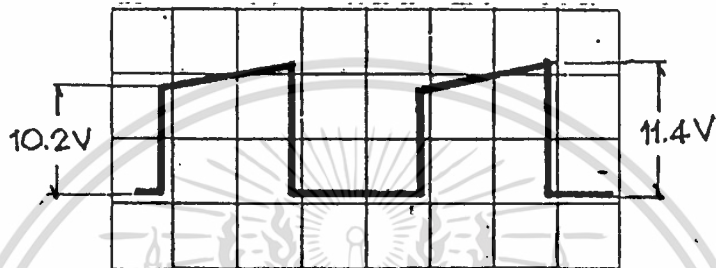
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ C.3 Astable oscillator and monostable PW modulator circuit diagram

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับขั้นการทดลอง

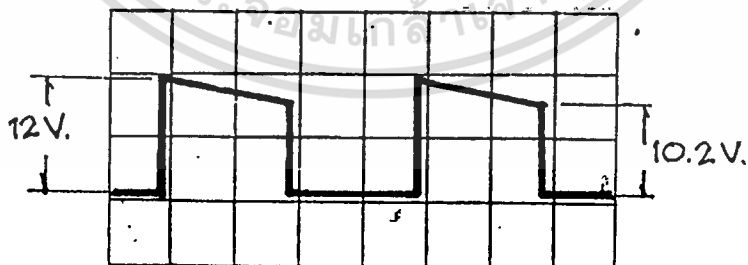
1) จ่ายไฟจาก POWER SUPPLY 15 V.DC ให้ชุดสาธิต-ทดลอง PULSE-WIDTH MODULATOR

2) ตรวจสอบคลื่นเข้าพุทของ ASTABLE OSCILLATOR ที่ขา 9 วัดและบันทึกความกว้างของพัลส์, ขนาดของพัลส์และความถี่พร้อมทั้งแสดงรูปร่างของคลื่นเข้าพุท



ความถี่ (F) = 4.87 KHz

3) ตรวจสอบสัญญาณเข้าพุทของ MONOSTABLE OSCILLATOR ที่ขา 5 วัดและบันทึกความกว้างของพัลส์, ขนาดของพัลส์และความถี่, วาดรูปร่างของสัญญาณเข้าพุท

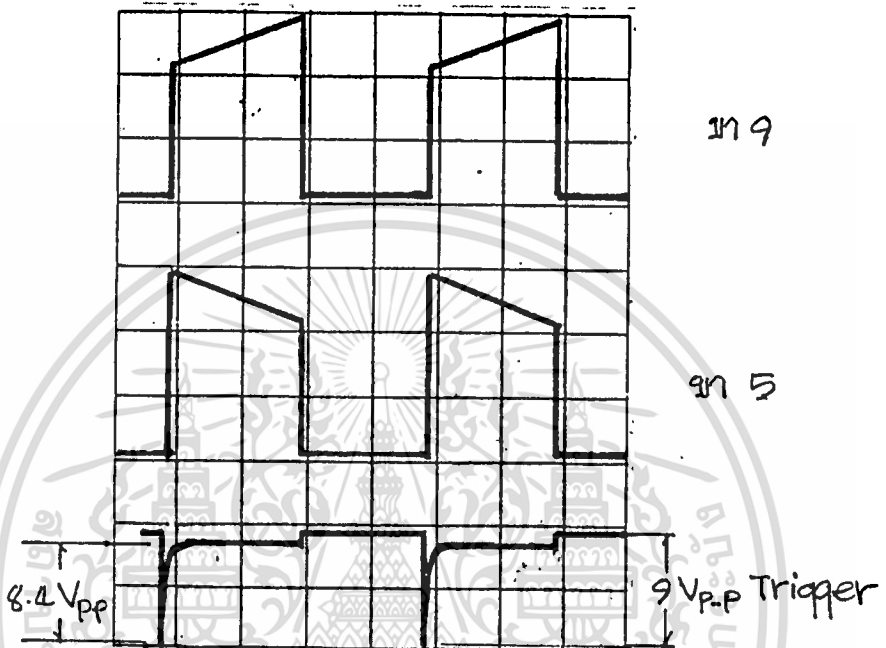


ความถี่ (F) = 5 KHz

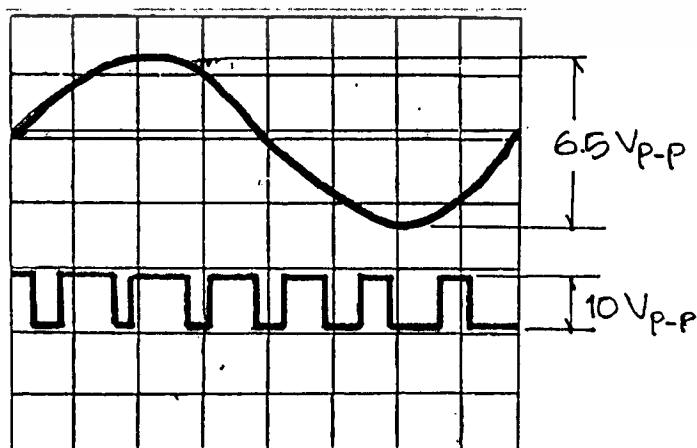
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) วาดรูปร่างของเวลา (time) ให้สัมพันธ์ระหว่างเอาพุทอะสเตเบิล (ชา 9), ทรiggerเกอร์ (ชา 6) กับเอาพุทโมนอสเตเบิล (ชา 5) ซึ่งขอบของถารทริกของโมนอสเตเบิลเป็นไปอย่าง ต่อเนื่อง



5) แสดงขนาดของสัญญาณให้สอดคล้องกับกระบวนการมอดดูเลชั่น ให้เครื่องกำเนิดสัญญาณ ตั้งไว้ที่ความถี่ประมาณ 500 Hz วาดรูปคลื่นให้สัมพันธ์กันระหว่างสัญญาณมอดดูเลท (500 Hz) กับสัญญาณ CARRIER MODULATOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) คำนวณความต้านทานและคาปาซิเตอร์ใดที่กำหนดความถี่อะอสเตเบิล ดังรูปที่ A.3.....
ประกอบด้วย R_1, R_2, R_3 และ C_1

5) ใดโอด D_1 ในรูปที่ C.3 ทำหน้าที่อะไร. *It Pulse through Detect.*

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ผลทดลองของวงจร ใช้งานได้เหมือนกับทฤษฎี
ในส่วนวงจร Monostable Oscillator และ Astable Oscillator
และสามารถสร้าง Pulse ที่ได้จาก Modulated ใช้งานได้กับ
ทฤษฎี ยก ข้อสังเกตที่นำมา Mod ให้นำกระแสอยู่ระหว่าง 0.2 Vdc
ถึง 0.7 Vdc และช่วงเวลาที่นำมา Modulate นำมาช่วย
เก็บไฟ ออกได้เช่น Pulse-width Modulated ในวงจร cycle
ของวงจรนำเอา Modulated ความถี่ของ Pulse-width
Modulate ออกได้เช่น

ใบงานที่ 4 PULSE-WIDTH DEMODULATION

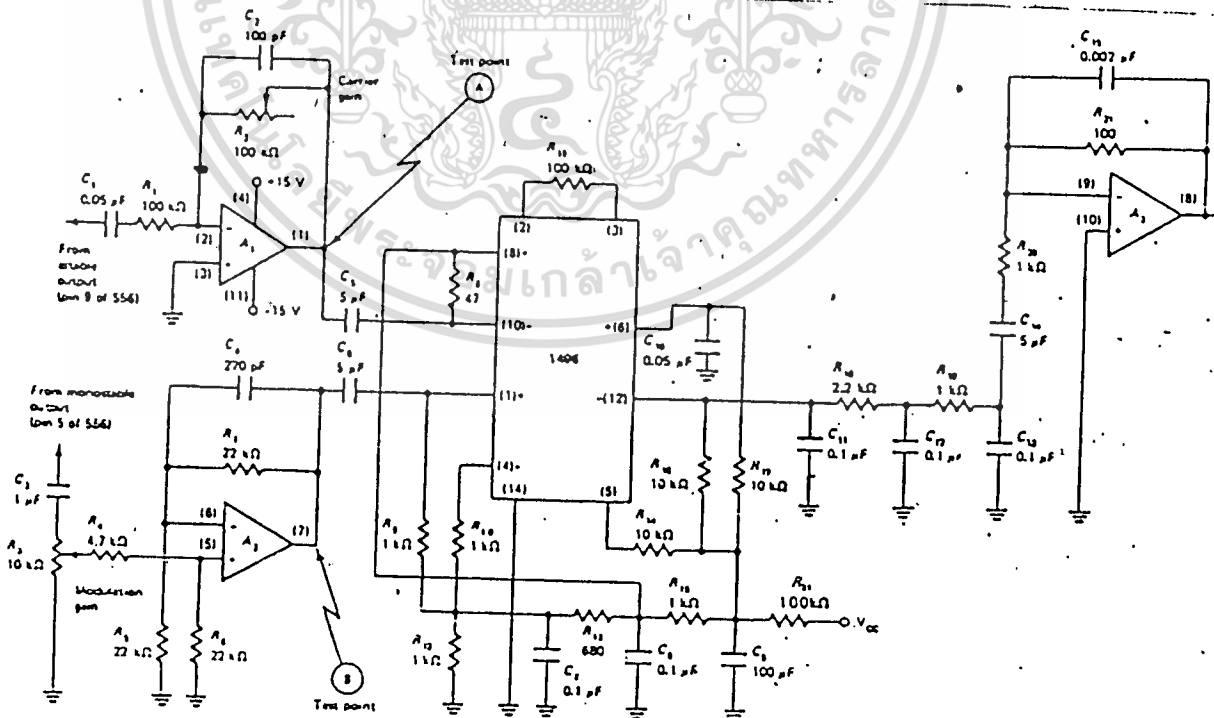
วัตถุประสงค์เชิงพฤติกรรม

- 1) คำนวณวงจรดีเทคเตอร์ที่ทำไว้ใช้ใน AM, FM และ SSB คีมอดคูเลชั่น
- 2) นำวงจรดีเทคเตอร์ไปใช้ประโยชน์และอัตราขยาย
- 3) การประยุกต์วงจรดีเทคเตอร์ที่ทำไว้ใช้กับภาครับของระบบการสื่อสาร

เครื่องมือและอุปกรณ์

- 1) ชุดสาธิต-ทดลอง PULSE-WIDTH MODULATOR
- 2) ชุดสาธิต-ทดลอง PULSE-WIDTH DEMODULATION
- 3) ออสซิลโลสโคป
- 4) FUNCTION GENERATOR (10 Hz to 1 MHz)
- 5) DIGITAL MULTIMETER
- 6) POWER SUPPLY (+- 15 V, 50 mA)

วงจรการทดลอง



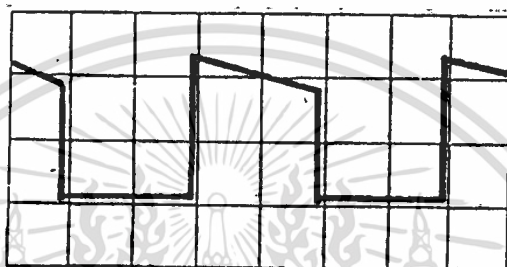
รูปที่ C.4 Pulse - width demodulation circuit diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) จ่ายไฟจาก POWER SUPPLY ให้ชุดสาธิต-ทดลองทั้งสอง
- 2) ต่อสัญญาณอินพุตที่มีความถี่เดียวกัน 2 สัญญาณเข้ายังขาของ ไอซี 1496 โดยให้สัญญาณ CARRIER ที่ยังไม่ได้ MODULATED ป้อนเข้าขา 10, และสัญญาณ PULSE-WIDTH MODULATED ป้อนเข้าขา 1 ปรับ V_{out} ค่าสุดท้ายที่ไม่มีผลต่อสัญญาณ AUDIO MODULATING เริ่มต้น

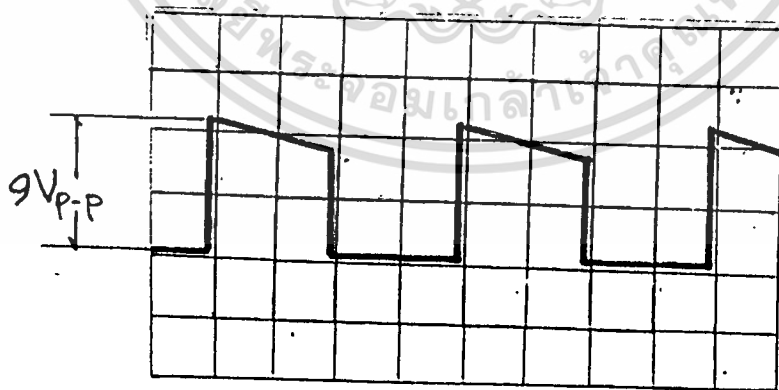
2.1 แสดงสัญญาณความถี่ที่จุดทดสอบ A ในขณะนั้นและย่านของเกนที่กำหนดโดย A_1



Output
ของ IC 3403
พ. 1.

$$\text{ความถี่ (F)} = 4.65 \text{ kHz}$$

2.2 แสดงสัญญาณความถี่ที่จุดทดสอบ B ขณะนั้นและย่านของเกนที่กำหนดโดย A_2

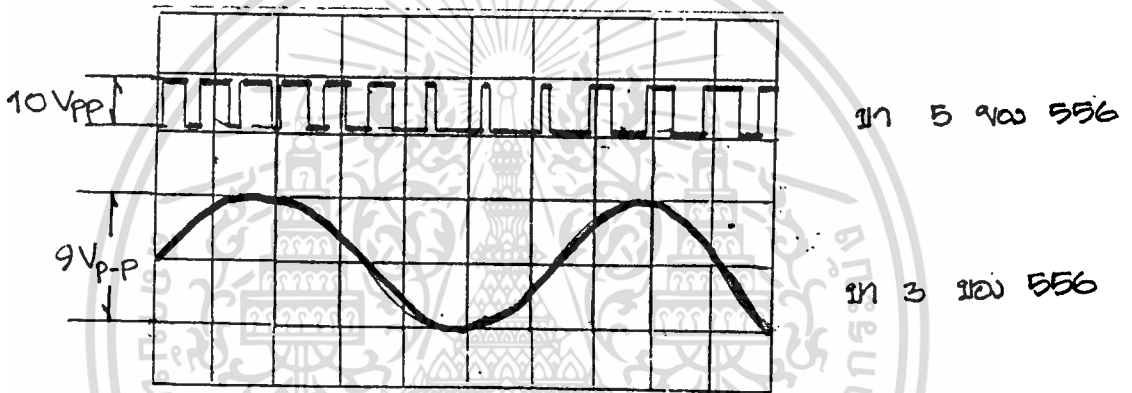


$$\text{ความถี่ (F)} = 5.12 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

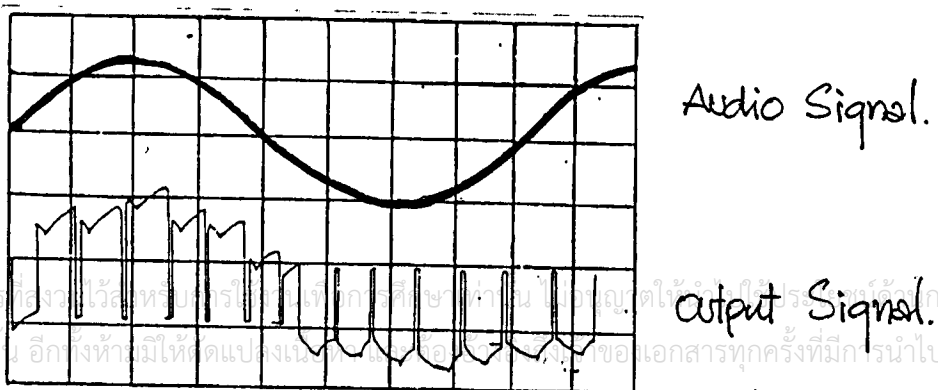
3) ป้อนสัญญาณ AUDIO (SINE WAVE) ที่ความถี่ระหว่าง 100 ถึง 500 Hz เข้าทางอินพุตของ MODULATOR (อินพุตขา 3 ของ 556) ต่อ UPPER CHANNEL ของ OSCILLOSCOPE ที่ขา 3 ของ 556 และต่อ LOWER CHANNEL เข้าขา 5 ของ 556 การควบคุมเกนที่ต่ำที่สุดและปรับขนาดสัญญาณของเครื่องขยายที่มีสัญญาณ PWM ที่แสดงให้เห็นทางด้าน LOWER ของ SCOPE

หมายเหตุ : ถ้าจำเป็นที่จะใส่แรงดัน HORIZONTAL สำหรับบางจุดขณะที่สัญญาณ MODULATED (ขา 5 ของ 556) ให้การแสดงให้เห็นชัดเจน ตั้งขนาดของสัญญาณขยาย (AUDIO SIGNAL) ที่ระดับที่ไม่ทำให้เกิดโอเวอร์มอดดูเลชั่น วาด PATTERNS ที่สังเกตเห็นค่าสูงสุดของอินพุต AUDIO เป็นเท่าไร ที่ยังไม่ทำให้เกิด OVERMODULATION ?



.....
 Amplitude ของ Audio Signal ไม่เกิด
 Over Modulation เครื่องขยายไม่ Audio Signal ว่างหมด
 12 Vp-p ธรรมดา

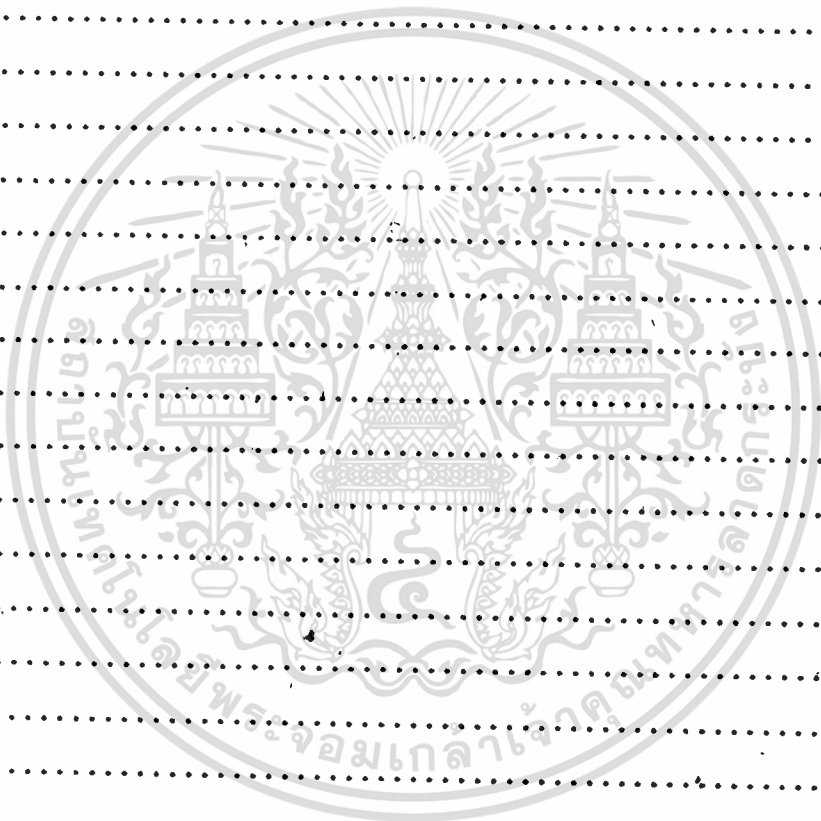
4) ข่ายโพรบของ LOWER CHANNEL ไปที่เข้าพุท (ขา 8) ของ A_2 ปรับเกนการมอดดูเลทด้วย R_3 และ CARRIER GAIN ด้วย R_2 และ amplitude ของ AUDIO มีความถี่ 500 Hz ที่ V_{in} วาดสัญญาณอินพุตและสัญญาณเข้าพุทของสัญญาณ AUDIO อธิบายลักษณะของปัญหาที่พบของระดับสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารของงานวิจัยหรือโครงการที่ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่เอกสารฉบับนี้โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ผลการทดลองจะพบว่า สัญญาณ OUTPUT ที่ได้จะมีลักษณะคล้าย
 กับสัญญาณ Audio เข้ามายัง ช่องขาเข้า IC 1496 ซึ่งมี Detect
 สัญญาณ Carrier ใกล้เคียงกับที่ขา INPUT ที่ได้รับ สัญญาณของ
 Pulse ขนาดน้อย คือ Pulse สัญญาณสัญญาณ carrier ซึ่งมี
 ความถี่สูง เพื่อให้มี detect สัญญาณ carrier ที่ขา output



ในงานที่ 5 PHASE-LOCKED LOOP DETECTORS

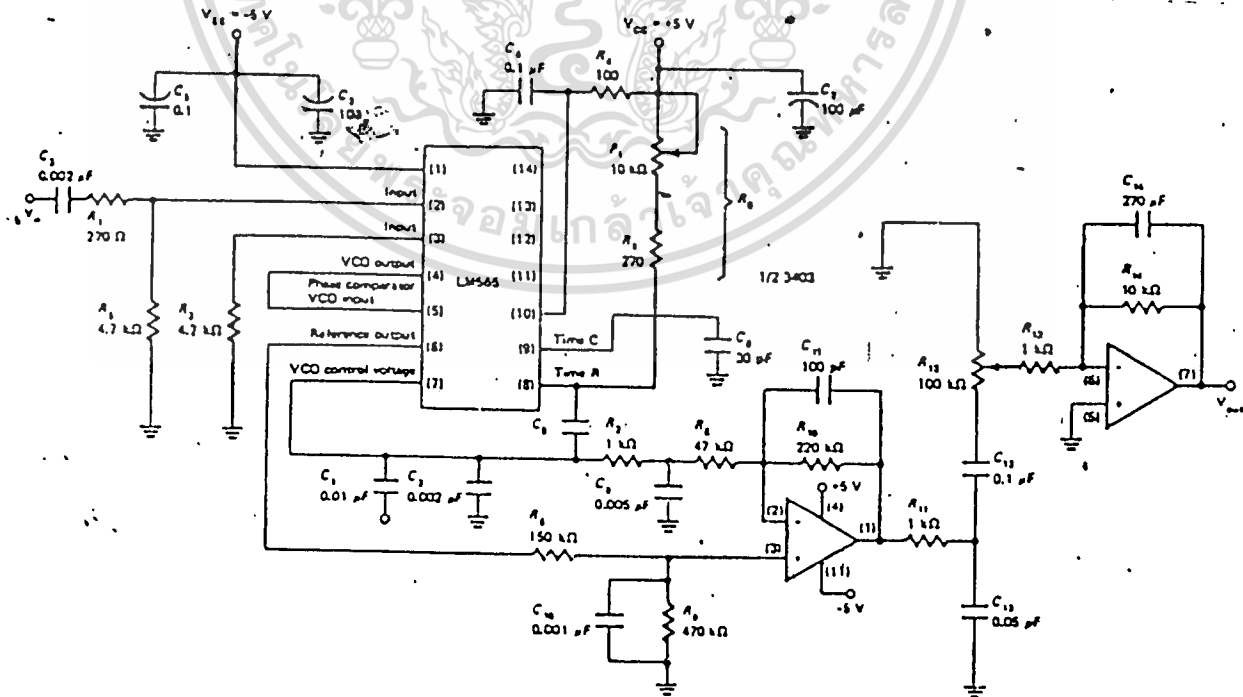
วัตถุประสงค์เชิงพฤติกรรม

- 1) นำวงจร phase-locked loop detector มาใช้สำหรับ detecting สัญญาณ FM. ได้
- 2) นำวงจร PLL มาใช้สำหรับการดีเทค phase-shift ได้
- 3) ประยุกต์วงจร PLL เพื่อใช้กับระบบสื่อสารและโทรคมนาคมได้

เครื่องมือและอุปกรณ์

- 1) ชุดสาธิต-ทดลอง PHASE-LOCKED LOOP DETECTORS
- 2) ออสซิลโลสโคป
- 3) FUNCTION GENERATOR (10 Hz to 1 MHz)
- 4) DIGITAL MULTIMETER
- 5) FM SWEEP GENERATOR
- 6) DISTORTION METER
- 7) POWER SUPPLY (+- 15 V, 50 mV)

วงจรการทดลอง



รูปที่ C.5 Phase-locked loop-detector circuit diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำแนะนำ

ตรวจสอบข้อมูลต่อไปนี้ก่อน

- a) $V_{in} = 1$ MHz ที่ประมาณ 1.5 Vp-p หรือน้อยกว่า ถ้าเกิดการ saturate ขึ้นก่อน
- b) Deviation ประมาณ 5 ถึง 10%
- c) Modulation

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

1) จ่ายไฟจาก Power Supply ± 5 V.dc ให้แก่วงจรชุดสาธิต-ทดลอง Phase-locked loop detectors

OP-AMP ที่ทำหน้าที่เพิ่มเกนการขยายและปรับแรงดัน offset ทางเข้าพุท ให้เป็นศูนย์ ขณะซึ่งไม่มีสัญญาณอินพุท (แรงดัน offset ถูกกำหนดโดย R_o) ความถี่ของ local VCO ถูกปรับตามความถี่ของ carrier อินพุทโดย P_1 ขณะซึ่งไม่มีการมอดดูเลท $F_o = F_{in}$ และ $V_o = 0$

2) ปรับสัญญาณที่ขา 4 ด้วย P_1 ให้ความถี่ของ VCO เป็น 1 MHz วัดและบันทึก waveform



3) ปลดแหล่งจ่ายออกจากวงจร วัดค่าความต้านทาน R_o และคำนวณหาค่าความถี่ของการออสซิลเลท เปรียบเทียบค่าที่คำนวณได้กับค่าที่วัดได้ในข้อ 2

.....
 $R_o = 3.3 \text{ k}\Omega$

4) ป้อนสัญญาณ unmodulated ขนาด 1 MHz ให้กับวงจรให้เหตุผลว่า เพราะเหตุไร V_{out} จึงเป็น 0 V

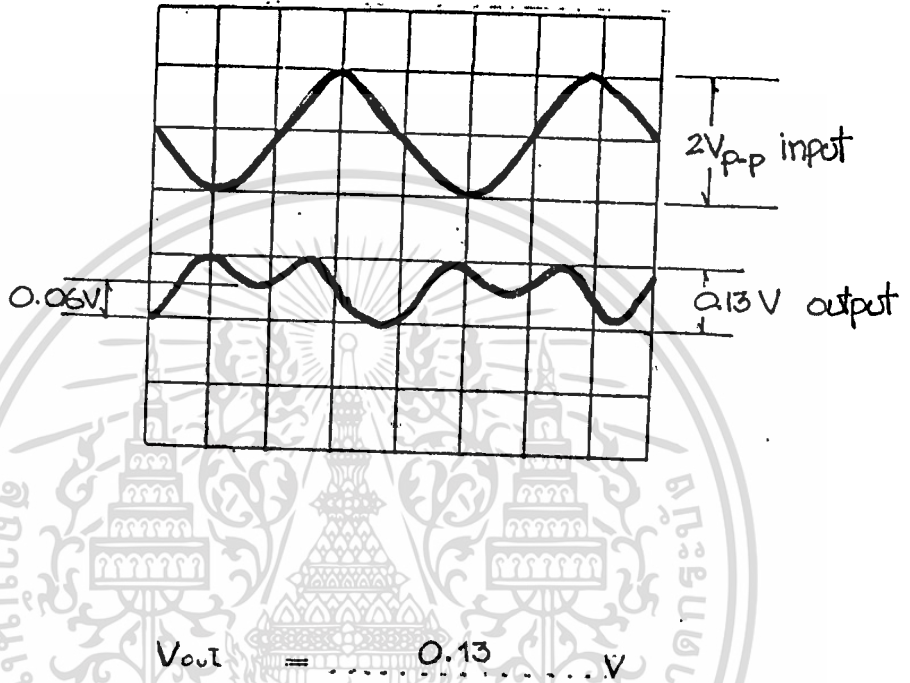
หมายเหตุ : P_1 หรือแหล่งจ่ายสัญญาณสามารถปรับให้ V_{out} เป็น 0 V ได้

.....
 หมายเหตุ R_1, R_2 มีค่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) ทำการมอดดูเลทสัญญาณ carrier ด้วยสัญญาณความถี่ 1 KHz (2 Vp-p โดยประมาณ) ปรับ R_{1E} ให้เกิดการขยายสูงสุด วัดแรงดัน V_{out} พร้อมทั้งวาด waveform ของ V_{out} และสัญญาณ modulated

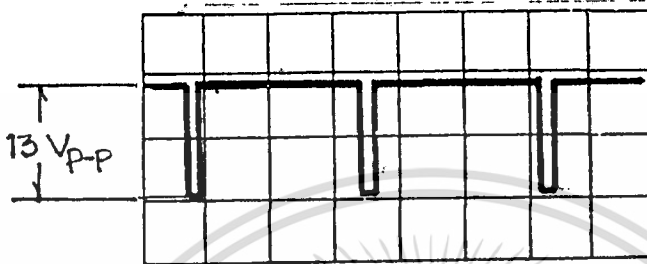


ทดสอบตัวเอง

- 1) ภาชนะในซิปของ Phase-locked loop ประกอบด้วยภาค Phase-Comparator Filter และ Oscillator
- 2) ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ของ PLL จะถูกปรับตาม Incoming signal
- 3) ถ้า $R_2 = 10\text{ K}$ จงหาค่า C ที่ทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เป็น 5 KHz.....
คือใช้ C = 0.005 MF
- 4) จากวงจรการทดลองรูปที่ C.5 capacitor C_3 เป็นตัวลด ความถี่ Oscillator ที่ abnormal oscillations
- 5) ในเครื่องรับวิทยุ FM, PLL ถูกใช้สำหรับ automatic Automatic Frequency control

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

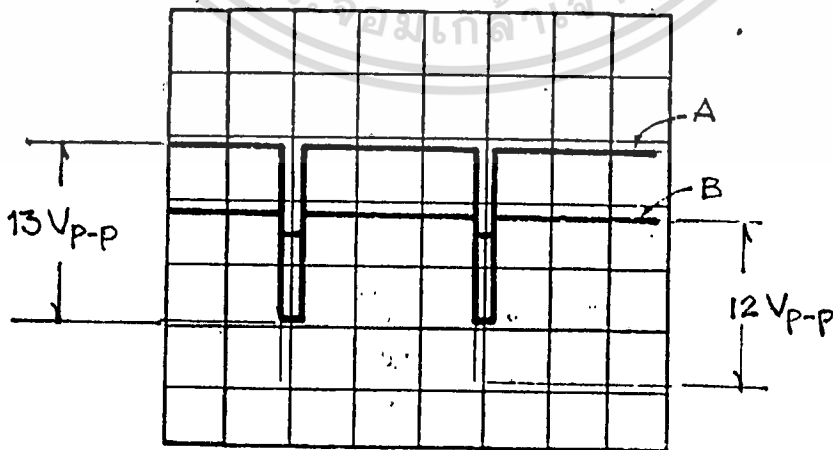
- 1) จ่ายไฟจาก POWER SUPPLY ± 15 V.DC. ให้แก่ชุดสาธิต-ทดลอง
- 2) ตรวจสอบอะอสซิลเลเตอร์เป็นอันดับแรกโดยใช้ออสซิลเลเตอร์วัดที่จุด A (TEST POINT A) หาค่า t_1, t_2, T_1 และเขียน waveform ของเข้าพทพร้อมทั้งหาความถี่



$$t_1 = 4.7 \text{ ms}, \quad t_2 = 0.27 \text{ ms.}$$

$$T_1 = t_1 + t_2 = 4.97 \text{ ms.}$$

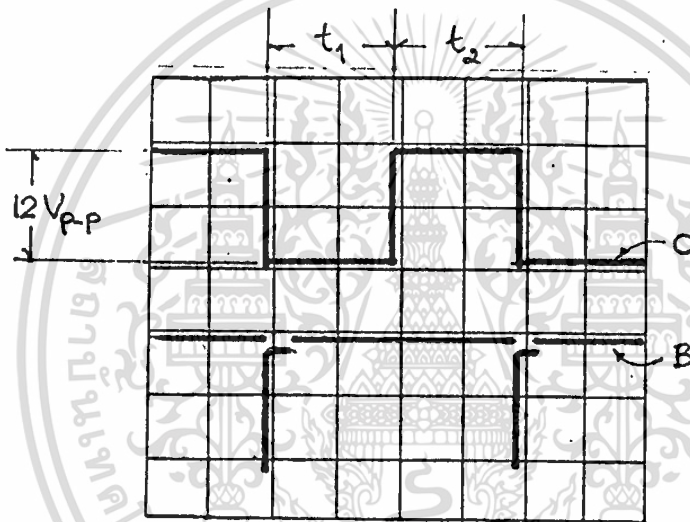
- 3) เข้าพทของอะอสซิลเลเตอร์ ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงจะถูกนำไปทริกโมโนสเตเบิล ออสซิลเลเตอร์ ใช้ออสซิลโลสโคปวัดที่จุด B (TEST POINT B) หา amplitude, polarity และคาบเวลาของสัญญาณที่เห็น เขียน PATTERN ของจุด A และจุด B ที่ปรากฏบนออสซิลโลสโคป



$t_1 = 4.8 \text{ ms}, t_2 = 0.25 \text{ ms}.$

$T_1 = t_1 + t_2 = 5.05 \text{ ms}.$

4) ใช้ข้อสซัลโอสโคปวัดที่จุด C (TEST POINT C) หาคาบเวลาของการออสซิลเลทที่ฟิลต์
 ี้าพุทของโมโนสเตเบิลออสซิลเลเตอร์ วัดแรงดันทริกเกอร์ และแรงดันเข้าพุทของโมโนสเตเบิลออสซิล-
 เลเตอร์ และจงหาว่า โมโนสเตเบิลออสซิลเลเตอร์ทำงานที่ขอบขาขึ้นหรือขอบขาลงของพัลส์



ab C 0.22 μ F จนวนตัว CM

$t_1 = 2.4 \text{ ms}, t_2 = 2.6 \text{ ms}.$

$T_1 = t_1 + t_2 = 5.0 \text{ ms}.$

5) ต่อออสซิลโอสโคปเข้าที่ขาเบสของ Q_1 และปรับ P_9 จนกระทั่งแรงดันของพัลส์ได้
 5 Vp-p ขณะนี้ Q_1 จะอึดตัว เป็นผลทำให้ขาคอลเล็กเตอร์เสมือนมีศักย์เป็นกราวด์ เกิดอะไรขึ้นที่ขา
 คอลเล็กเตอร์ของ Q_1

ที่ Collector ของ Q_1 จะเสียบเป็นอิสระใน Grand
 นี้อันนี้แรงดันประมาณ 0.2V.

ใบงานที่ 7 FSK DEMODULATOR USING PLL CIRCUITRY

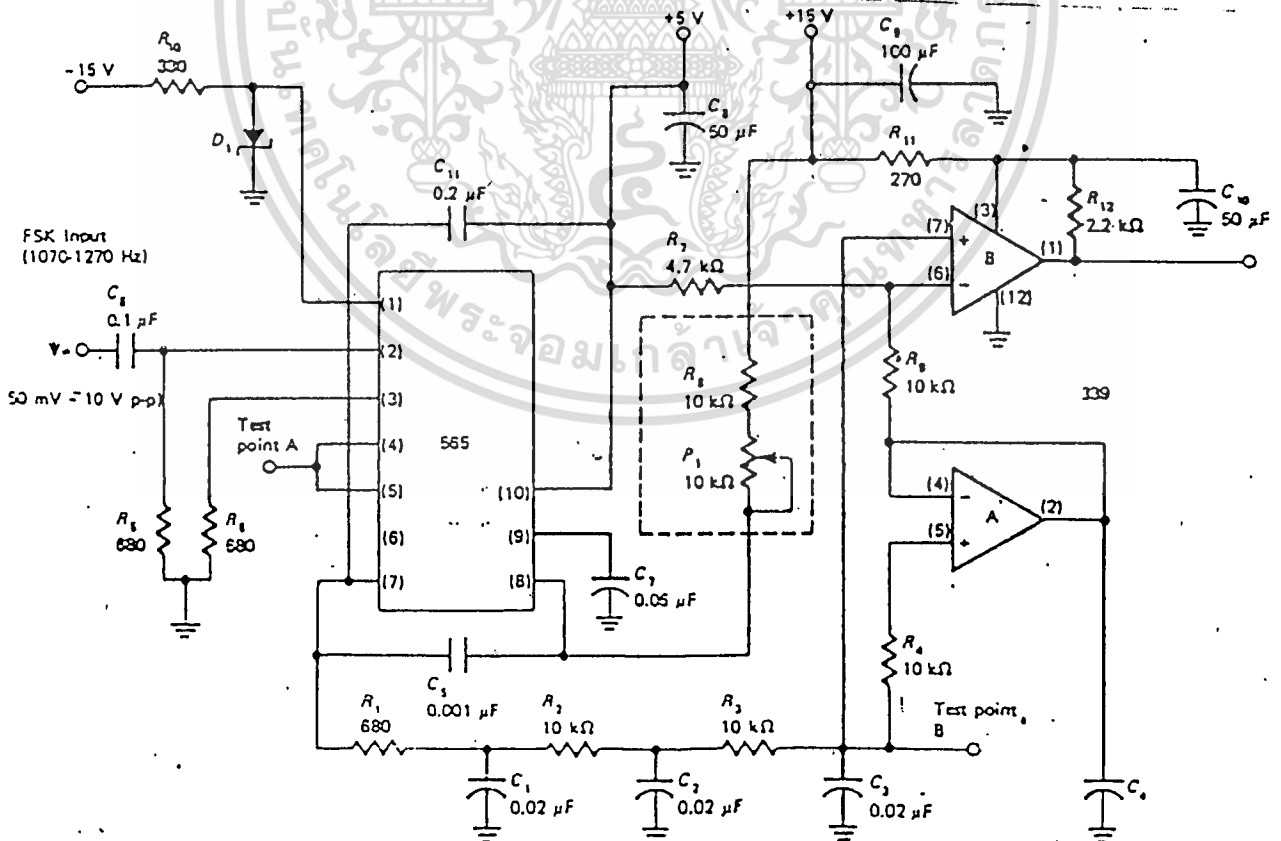
วัตถุประสงค์เชิงพฤติกรรม

- 1) ทดสอบและหาค่าต่าง ๆ ของวงจร PHASE-LOCKED LOOP ที่ถูกนำมาใช้สำหรับ FSK DETECTION
- 2) ใช้ OP-AMP สำหรับ DC RESTORATION
- 3) คำนวณและหาค่าส่วนประกอบในวงจรที่ถูกใช้ใน FSK DEMODULATORS

เครื่องมือและอุปกรณ์

- 1) ชุดสาธิต-ทดลอง FSK MODULATORS
- 2) ชุดสาธิต-ทดลอง FSK DEMODULATOR USING PLL CIRCUITRY
- 3) ออสซิลโลสโคป
- 4) FUNCTION GENERATOR (10 Hz to 1 MHz)
- 5) DIGITAL MULTIMETER
- 6) POWER SUPPLY (+- 15 V, 50 mA)

วงจรการทดลอง

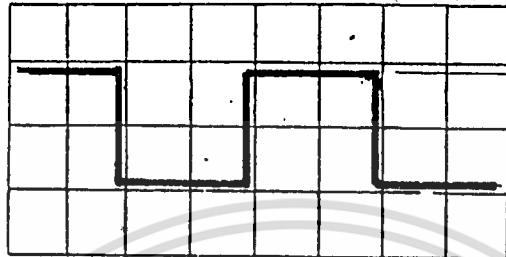


$D_1 = 1N4733$ 5.1-V Zener diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ C.7 FSK-demodulator circuit diagram using PLL ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) จ่ายไฟจาก Power Supply +5 V.dc และ +- 15 V.dc ให้กับวงจร
- 2) ใช้ออสซิลโลสโคป วัดที่ขา 4. (TEST POINT A) ของ LM 565 ปรับ P₁ ให้ได้ความถี่ free-running 1270 Hz เขียน wave-form ที่วัดได้



66V. ที่ $f = 1270 \text{ Hz}$

- 3) แรงดันเข้าพทที่ขา 1 มีค่า = - 5.1 V.
- 4) ป้อนสัญญาณที่ยังไม่ได้มอดดูเลข จาก FSK modulator เข้ายังอินพุทของ demodulator สังเกตว่าเกิดอะไรขึ้นที่ V_{out} และ TEST POINT B.

หมายเหตุ : R₇ ใช้ปรับความกว้างของ output pulse, TEST POINT A สำหรับออสซิลเลเตอร์ และ TEST POINT B สำหรับ comparator trigger (filter output)

V_{out} = 0 V


ที่ test point B เป็นรูป sine ความถี่ 0.6 V_{p-p}

ความถี่ 250 Hz

- 5) ทำการมอดดูเลขสัญญาณอินพุท สังเกตว่ามีอะไรเกิดขึ้นที่ V_{out} และ TEST POINT B พร้อมกับเขียน waveform

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาระดับปริญญาตรี ซึ่งเป็นโครงการต่อเนื่องตลอดเวลา 1 ปี โครงการนี้ก็จะสำเร็จได้ก็ต้องผ่านอุปสรรคหลายประการ ทั้งนี้ก็ได้รับความช่วยเหลือ แนะนำ ให้คำปรึกษาจาก ผศ.นิกร สุขตมตติ และอาจารย์ท่านอื่น ๆ ในระหว่างการทำงาน อีกทั้งยังมีเพื่อน ๆ นักศึกษาภายในรุ่น ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดี ดังนั้น จึงขอขอบพระคุณทุก ๆ ท่านที่ได้มีส่วนช่วยเหลือผลักดันโครงการนี้มา ณ ที่นี้ด้วย



นายเฉลิมพล สมวารธนะ
นายประทีป เต็มสายทอง
นายสัจฉิต วัฒนา เขมาภีรัต
นายสุบรรณ ชาณุณรงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

GEORGE KENNEDY, ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS Second Edition,
Mc GRAW-HILL KOGAKUSHA; LTD, 1977.

MOTOROLA LINEAR AND INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS Series F Second
Printing, MOTOROLA, PHOENIX ARIZONA 85036, 1988.

WAYNE TOMASI, ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS Fundamentals Through
Advanced, PRENTICE HALL, ENGLEWOOD CLIFFS NEW JERSEY 07632,
1988.

ชูเกียรติ วัฒนากุล, เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 97, บริษัท ซีเอ็ดดูเตชั่น จำกัด,
กรุงเทพมหานคร, พ.ศ. 2533.

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์, การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 4
ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา เล่ม 3 ณ. สถาบันเทคโนโลยี
พระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 27-28 สิงหาคม 2524.

โยธิน เปรมปราณีรัตน์, วงจรรวมเฟสลือคลูฟ, วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 9 ฉบับที่ 1, บริษัท
สำนักพิมพ์สมานันท์ จำกัด, กรุงเทพมหานคร, มิถุนายน 2531.

โยธิน เปรมปราณีรัตน์, วงจรรวมเฟสลือคลูฟ, วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 9 ฉบับที่ 2, บริษัท
สำนักพิมพ์สมานันท์ จำกัด, กรุงเทพมหานคร, สิงหาคม 2531.