



เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสำหรับกล้องวิดีโอขนาดเล็กย่านยูเอชเอฟ

UHF TRANSMITTER FOR PORTABLE CAMERA



โดย
นายธนัฐรา พัทธ์กัม
นายนพรัตน์ ประเสริฐสถิตย์
น.ส.สุคนธา ขุนทอง

วัน เดือน ปี..... (3) ก.ย. ๖๖ ๒๕๕๐
เลขทะเบียน..... ๐๖๖๙๙๙
เลขเรียกหนังสือ..... T ๖๘๐๙๕ ๕๖๙๙๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2538
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสำหรับกล้องวิดีโอขนาดเล็กย่านยูเอชเอฟ
UHF TRANSMITTER FOR PORTABLE CAMERA

โดย

นายธนัฐา	พิทักษ์	เลขประจำตัว	36013246
นายนพรัตน์	ประเสริฐสถิตย์	เลขประจำตัว	36013249
น.ส.สุคนธา	ขุนทอง	เลขประจำตัว	36013269

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ดร. กนก เจนจิรพงศ์เวช
อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา 2538

คณะกรรมการศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(.....)
..... กรรมการ
(.....)
..... กรรมการ
(.....)
..... กรรมการ
(.....)
..... กรรมการ
(.....)

เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสำหรับกล้องวิดีโอขนาดเล็กย่านยูเอชเอฟ
UHF TRANSMITTER FOR PORTABLE CAMERA

โดย

นายธนัฐา	พิทักษ์	รหัส 36013246
นายนพรัตน์	ประเสริฐสถิตย์	รหัส 36013249
น.ส.สุคนธา	ขุนทอง	รหัส 36013269

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ดร. กนก เจนจิรพงศ์เวช
อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของปริญญาบัตรฉบับนี้ เป็นการศึกษาการทำงาน และการออกแบบของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสำหรับกล้องวิดีโอขนาดเล็กย่านยูเอชเอฟ (UHF Transmitter for Portable Camera) สัญญาณภาพจะถูกมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation) กับสัญญาณคลื่นพาห้ (Carrier) ภาพ 62.25 MHz และสัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลตแบบเฟรควเ้นซีมอดูเลชัน (Frequency Modulation) กับสัญญาณคลื่นพาห้เสียง 5.5 MHz แล้วนำมารวมสัญญาณ (Mixer) นำด้านความถี่ด้านบน (Upper Side Band) มาทำการรวมสัญญาณกับความถี่ออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) 497 MHz แล้วจึงนำเอาความถี่ด้านบน มาขยายแล้วส่งสัญญาณให้เครื่องรับ (โทรทัศน์)

UHF TRANSMITTER FOR PORTABLE CAMERA

BY

MR. TANASTA	PITAK	No. 36013246
MR. NOPPHARAT	PRASERTSATID	No. 36013249
MISS SUCONTHA	KUNTHONG	No. 36013269

ADVISER	Dr. KANOK	JANEJIRAPONGVED
	MR.DOLCHAI	SOOKCHAROENPHOL

YEAR 1995

ABSTRACT

In this thesis, A small UHF Television transmitter use for a portable camera is presented. The video signal is modulation with picture carrier about 62.25 MHz by amplitude modulation, the sound signal is modulation with subcarrier 5.5 MHz by frequency modulation. The upper side band of 62.25 MHz carrier is translation in to UHF frequency 497 MHz by mixer circuit. The UHF amplifier 0.5 watt are also design for amplify a upper side band of 497 MHz carrier.

กิติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ ได้สำเร็จล่วงไปได้ด้วยดีจากความช่วยเหลืออย่างยิ่งของอาจารย์
คตชัย สุขเจริญผล และ รศ.ดร.กนก เจริญพงศ์เวช อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาบัตรซึ่งท่านได้
ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ของการทำปริญญาบัตรมาด้วยดีตลอด

ขอขอบคุณ อาจารย์กฤดากร กลุ่มการ และอาจารย์ประคิมฐ์ วัชรพิบูลย์ ให้ความช่วยเหลือ
ในด้านอุปกรณ์การทดลอง

ขอขอบคุณ ความช่วยเหลือจากเพื่อนๆ ทุกคนในด้านต่างๆ

ท้ายสุดของกิติกรรมประกาศนี้ ขอขอบคุณพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ซึ่งเป็นผู้ที่ให้ความช่วยเหลือ
อย่างมากด้านกำลังใจ และสนับสนุนด้านการเงินในการทำปริญญาบัตร

คณะผู้จัดทำ

พฤศจิกายน 2538



สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

กิตติกรรมประกาศ

บทที่ 1. บทนำ

1

บทที่ 2. ทฤษฎี

4

2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด

4

2.2 การมอดูเลตทางความถี่

13

2.3 ออสซิลเลเตอร์

19

2.4 วงจรกรองความถี่

27

2.5 วงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

33

บทที่ 3. หลักการทำงานและการออกแบบวงจร

41

3.1 สเปกตรัมจากวงจร

41

3.2 MC 1374

42

3.3 การออกแบบภาค Oscillator

44

3.4 วงจรผลิตความถี่ 5.5 เมกกะเฮิรตซ์

46

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ

49

บทที่ 4. ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

50

เอกสารอ้างอิง

54

ภาคผนวก

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยี ทางด้านการสื่อสาร ได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นด้านประสิทธิภาพ ขนาด และความสะดวกสบายในการใช้ คั้งนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ให้มีขนาดเล็ก ซึ่งมีความสะดวกในการใช้งาน UHF TRANSMITTER FOR PORTABLE CAMERA จึงได้นำมาพัฒนาขึ้น

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการออกแบบทดลองสร้างเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียง สำหรับกล้องวิดีโอขนาดเล็กย่านยูเอชเอฟ ซึ่งในการมอดูเลตครั้งแรกจะกระทำในย่านความถี่วีเอชเอฟ ได้ความถี่พาหะภาพ 62.25 ซึ่งตรงกับช่อง 4 ของระบบ CCIRB และใช้วิธีการรวมสัญญาณกับความถี่ Local oscillator ขึ้นเป็นความถี่ย่านยูเอชเอฟ เพื่อให้เครื่องกำเนิดความถี่ มีเสถียรภาพจึงใช้วงจรคูลพิทส์ออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator) เป็นวงจรผลิตความถี่ ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์(Transistor)เบอร์ BFW 92A และวงจรรีซิสเตอร์(Resister) อินดักเตอร์(Inductor) และคาร์ปาซิเตอร์(Capaciter) เป็นวงจรสังเคราะห์สัญญาณ ผลิตความถี่ 497 เมกกะเฮิร์ต ทำให้ได้พาหะภาพ 559.25 MHz ซึ่งตรงกับช่องที่ 32 ของย่านยูเอชเอฟ

การทดลองนี้เป็นการเสนอแนวทางการส่งสัญญาณภาพและเสียง ในช่วงความถี่สูงยูเอชเอฟ เพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนของสัญญาณความถี่ในย่านวีเอชเอฟที่มีใช้กันมากในปัจจุบัน ฉะนั้นปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นการศึกษาเบื้องต้นเท่านั้น

หลักการทำงานของ เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสำหรับกล้องวิดีโอขนาดเล็กย่านยูเอชเอฟ อธิบายพอสังเขปได้ดังรูปที่ 1.1 คือ

- สัญญาณเสียง (Audio Signal) ที่ได้จากไมโครโฟนหรือ Audio Output ของเครื่องเล่นวิดีโอ เข้ามามอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาหะเสียง 5.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณภาพ (Video Signal) ที่ได้จากกล้องวิดีโอ ถูกนำมามอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาหะภาพ 62.25 เมกกะเฮิร์ตซ์ จากนั้นสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงซึ่งถูกมอดูเลทแล้วจะทำกรรวมสัญญาณกัน ได้ความถี่ด้านสูง (Upper side band) ออกที่เกทพุท ซึ่งการกระทำทั้งหมดนี้ได้กระทำภายใน IC #MC 1347 ซึ่งเป็นไอซี TV MODUTION

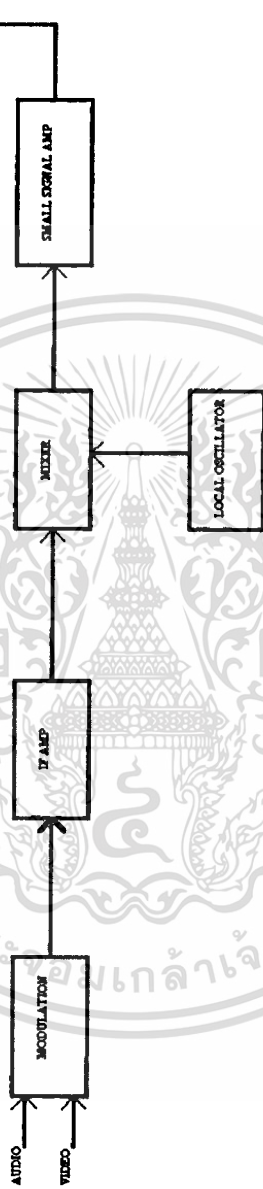
- IF Amplifier ทำหน้าที่ ขยายสัญญาณ IF จากเกทพุทของ MC 1347 เพื่อให้สัญญาณ IF มีความแรงพอก่อนส่งให้ภาครวมสัญญาณต่อไป

- Local oscillator ทำหน้าที่ ผลิตความถี่สูง 497 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อทำให้เป็นย่านยูเอชเอฟ

- Mixer ทำหน้าที่ รวมสัญญาณจาก IF Amplifier กับความถี่ 497 เมกกะเฮิร์ตซ์ จาก local oscillator แล้วเลือกความถี่ด้านสูง (Up convertor) เพื่อให้เป็นความถี่ยูเอชเอฟ

- Small power amplifier ทำหน้าที่ ขยายสัญญาณ RF ก่อนส่งให้เครื่องรับ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ UHF transmitter for portable camera

Title	
Page	Number
Revision	
Drawn	AS NONGS
Checked	AS NONGS
Approved	

ในบทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่ใช้อ้างอิงในการทำ เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสำหรับ ห้องวิดีโอขนาดเล็กย่านซูเซอเฟ โดยใช้การมอดูเลตทางแอมพลิจูดสำหรับสัญญาณภาพ ใช้การ มอดูเลตทางความถี่สำหรับสัญญาณเสียง ในการผลิตความถี่จะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ คูตปีทท์ และยังมีวงจรกรองความถี่ต่ำกับวงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 นี้ด้วย

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานและการออกแบบวงจร โดยกล่าวถึงหลักการการทำงานของ MC 1374 และวงจรผลิตความถี่ 5.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในส่วนของการออกแบบได้กล่าวถึง วงจร ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ต่ำ

บทที่ 4 ได้แสดงรูป ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง โดยได้แสดงเป็นสเปกตรัม ของสัญญาณ ของวงจรในส่วนต่างๆ

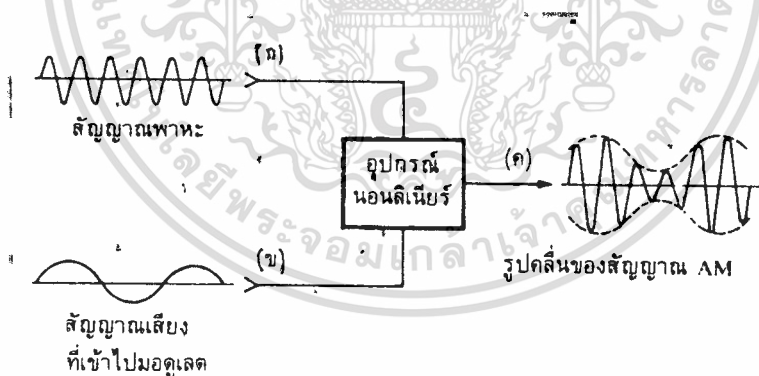


บทที่ 2

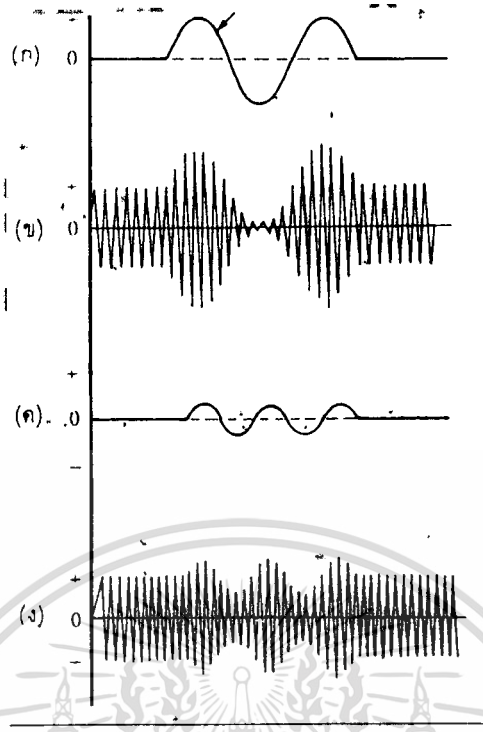
ทฤษฎี

2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด

การมอดูเลตแบบ AM นั้น เราใช้สัญญาณข่าวสาร สมมติว่าให้สัญญาณเสียงมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะเพื่อเปลี่ยนคุณสมบัติทางแอมพลิจูด (หรือขนาด) ของพาหะ ในรูปที่ 2.1.1 เราใช้สัญญาณพาหะ(ก)ผสมกับสัญญาณเสียง(ข)ลงในวงจรนอนลิเนียร์(nonlinear) เช่น ใช้ไดโอดหรือทรานซิสเตอร์ โดยให้มีจุดทำงานอยู่ในบริเวณที่ไม่เป็นลิเนียร์ ในอุปกรณ์แบบนอนลิเนียร์จะทำให้เกิดสัญญาณ AM ดังรูปที่ 2.1.1 (ค) ขึ้น จะสังเกตว่าสัญญาณพาหะซึ่งถูกมอดูเลตแล้วจะมีแอมพลิจูด (ขนาด) เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียง สัญญาณเสียงที่ปนอยู่ในสัญญาณ AM จะปรากฏเป็นกรอบคลื่น(envelope)บนและล่างดังเช่นรูปที่ 2.1.2 (ก) เป็นสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดขนาดหนึ่ง โดยรูปที่ 2.1.2 (ข) คือสัญญาณ AM ที่มีสัญญาณเสียงในรูปที่ 2.1.2(ก) มอดูเลต ในทางตรงข้ามถ้าสัญญาณเสียงมีแอมพลิจูดเล็กดังรูปที่ 2.1.2 (ค) สัญญาณ AM ที่เกิดขึ้นก็จะมีกรอบ (การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด) เล็กดังด้วย ดังรูปที่ 2.1.2 (ง)



รูปที่ 2.1.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูดโดยใช้อุปกรณ์นอนลิเนียร์



รูปที่ 2.1.2 การใช้สัญญาณเสียงที่มีขนาดต่างๆ มามอดูเลตกับคลื่นพาหะ

2.1.1 เปรอร์เซ็นต์ของการมอดูเลต

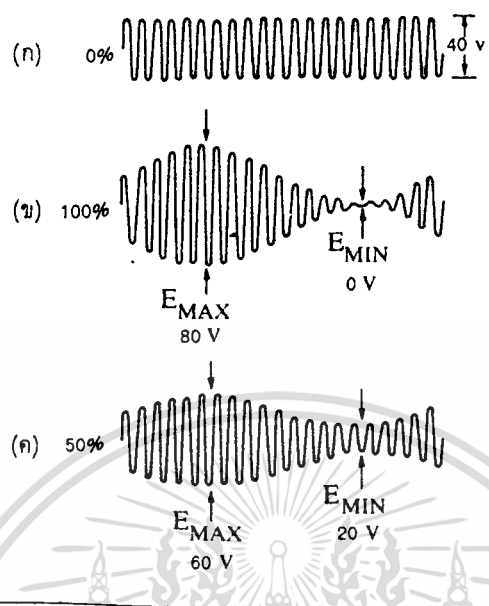
ในรูปที่ 2.1.1 จะเห็นว่าปริมาณการมอดูเลต ของสัญญาณเสียงลงบนพาหะ ไม่เท่ากัน สังเกตได้ว่าแอมพลิจูดของพาหะเปลี่ยนแปลงมากในรูปที่ 2.1.1.1 (ข) และเปลี่ยนแปลงน้อยในรูปที่ 2.1.1.1 (ง) ปริมาณการมอดูเลตนี้นิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์ (บางที่เรียก *แฟกเตอร์การมอดูเลต* มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1) รูปที่ 2.1.1.1 พาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลตเรียกว่า มีเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ ศูนย์ (0 เปอร์เซ็นต์) ในรูปที่ 2.1.1.1 (ก) สมมติว่าพาหะมีแอมพลิจูดจากยอดบวกถึงยอดลบเท่ากับ 40 Vp-p

ในรูปที่ 2.1.1.1 (ข) พาหะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงเต็มที 100 เปอร์เซ็นต์ แอมพลิจูดของพาหะจะตกลงมาถึงศูนย์ และแอมพลิจูดยอดบวกถึงยอดลบของพาหะจะให้ได้สูงสุด 80 Vp-p อย่างไรก็ตามค่าแอมพลิจูดโดยเฉลี่ยของพาหะยังคงเป็น 40 Vp-p เท่าเดิม

ในรูปที่ 2.1.1.1 (ค)พาหะถูกมอดูเลตเพียง 50 เปอร์เซ็นต์ แอมพลิจูดของคลื่นพาหะสูงสุด 60 Vp-p และต่ำสุด 20 Vp-p แอมพลิจูดเฉลี่ยของพาหะเท่ากับ 40 Vp-p [จาก $(60+20)/2 = 40$ Vp-p] เช่นเดิม เราสามารถใช้สูตรคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{E_{\text{max}} + E_{\text{min}}} * 100$$

ตัวอย่างการคำนวณของรูปที่ 2.1.1.1 (ก)



รูปที่ 2.1.1.1 การวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

$$= \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max} + E_{min}} \times 100\%$$

$$= \frac{60v - 20v}{60v + 20v} \times 100\%$$

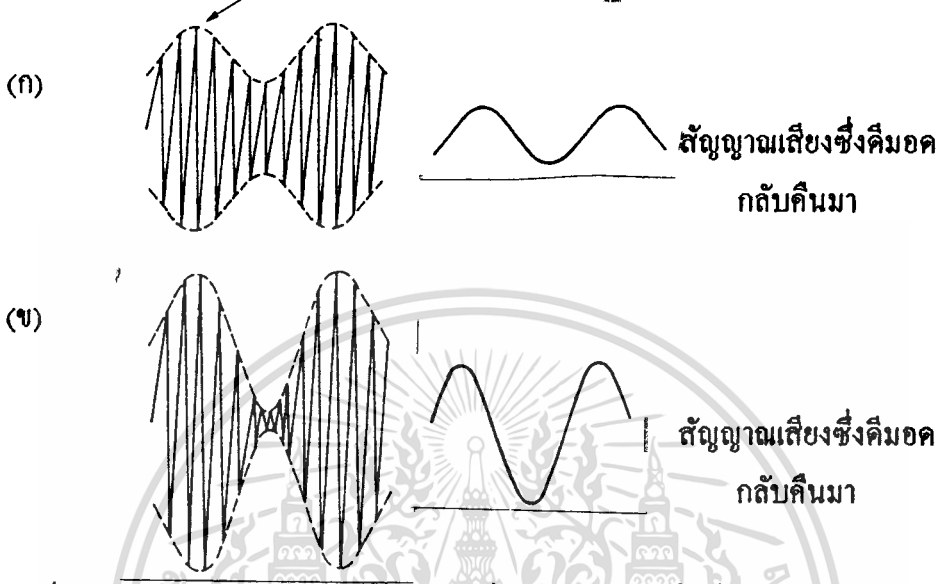
$$= \frac{40v}{80v} \times 100\% = 0.5 \times 100\%$$

$$= 50\%$$

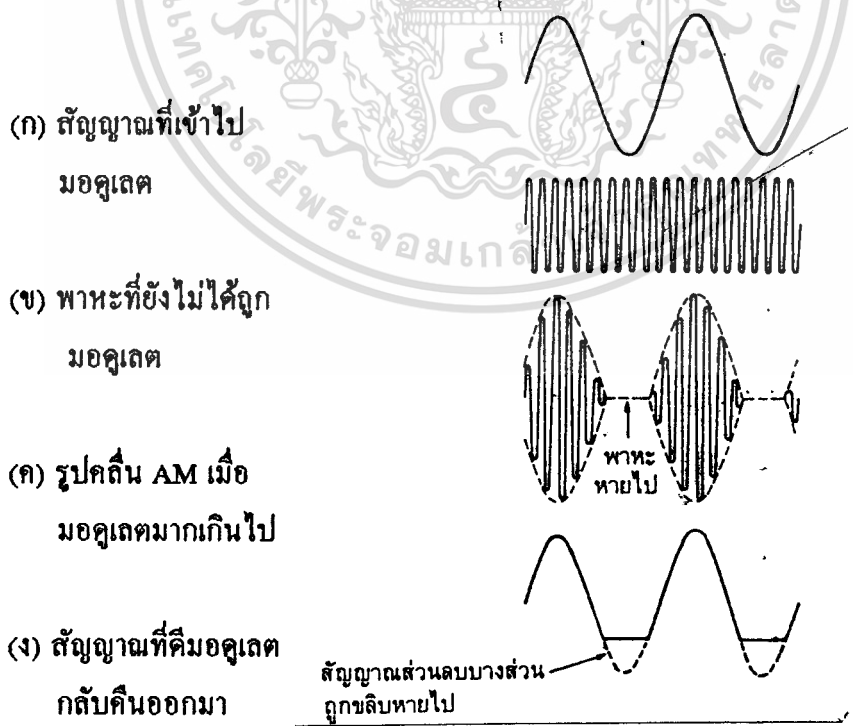
ปกติเราต้องการให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าสูงสุด เพื่อว่าสัญญาณเสียงที่รับได้ที่เครื่องรับจะมีกำลังแรง(เสียงดัง) จากรูปที่ 2.1.1.2 เนื่องจากเครื่องรับ AM จะเป็นคลื่น AM เป็นสัญญาณเสียง โดยการแยกเอาแต่เฉพาะสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลตลงบนพาหะกลับคืนจากคลื่น AM (คือคิมอดนั้นเอง) ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ได้รับได้ในกรณีที่ว่ามีมอดูเลตมาแรง (เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าสูง)จะได้เสียงดังกว่า นั่นคือในทีนี้รูปที่ 2.1.1.2 (ข) จะให้สัญญาณเสียงดังกว่ารูปที่ 2.1.1.2 (ก) เพราะเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมากกว่า

อย่างไรก็ตามการมอดูเลตต้องไม่สูงเกินไป(ไม่เกิน 100 เปอร์เซ็นต์)เพราะจะทำให้สัญญาณเสียงที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดความเพี้ยน การมอดูเลตมากเกินไปนี้เรียกว่า การมอดูเลตเกิน (overmodulation) หรือเรียกย่อ ๆ ว่า โอเวอร์มอด จะเห็นว่าแอมพลิจูดสัญญาณ AM ลดลงได้ไม่ต่ำกว่าศูนย์ ไม่ว่าจะมอดูเลตแรงเท่าใดก็ตาม ยิ่งถ้าสัญญาณที่มีมอดูเลตมีค่ามากคลื่นพาหะจะหายไป (cut off) บางส่วนเสียด้วยซ้ำ ดังนั้นกรอบคลื่นของสัญญาณ AM จึงมีรูปร่างผิดไปจากสัญญาณไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

เสียงที่เข้าไปมอดูเลต ดังในรูปที่ 2.1.1.3 (ก) เป็นสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต (คือสัญญาณเสียง) รูปที่ 2.1.1.3 (ข) เป็นพาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลต รูปที่ 2.1.1.3 (ค) เป็นพาหะที่มอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีความแรงมากเกินไปทำให้พาหะบางช่วงหายไป เมื่อเครื่องรับคิมอดสัญญาณเสียงกลับมาจะมีลักษณะเหมือนกับกรอบคลื่นซึ่งเพี้ยนไปจากเดิม ดังรูปที่ 2.1.1.3 (ง)



รูปที่ 2.1.1.2 แอมพลิจูดของสัญญาณเสียงที่คิมอดคืนมาได้ที่เครื่องรับจะมีความแรงมากน้อยขึ้นอยู่กับเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลต



รูปที่ 2.1.1.3 การโอเวอร์มอดจะทำให้สัญญาณที่ได้จากการคิมอด (หรือดีเทค) ที่เครื่องรับมีความเพี้ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เราลองวิเคราะห์สัญญาณ AM (รูปที่ 2.1.2.1) ในเชิงความถี่ดูว่าเป็นอย่างไรและมีองค์ประกอบอะไรบ้าง ในที่นี้สัญญาณพาหะรูปไซน์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ มอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงรูปไซน์ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ดูเผินๆอาจจะพบว่าผลของการมอดูเลตแบบ AM ของสัญญาณ 1 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ น่าจะได้เป็นพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์กับสัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์เท่านั้น อย่างไรก็ตามถ้าเราป้อนสัญญาณทั้งคู่ให้แก่วงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (bandpass filter) ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์กับความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ เราจะพบว่าเอาต์พุตจากวงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสความถี่ 10 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นศูนย์แต่เอาต์พุตจากวงจรแบนด์พาสความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์จะไม่เป็นศูนย์ สรุปได้ว่าสัญญาณพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์แล้ว ผลปรากฏว่าสัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ตซ์จะไม่มีอยู่ในคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตแล้ว(คลื่น AM) เลย แต่ไปปรากฏเป็นกรอบเพราะกรอบของรูปคลื่นเป็นสิ่งที่ยืนยันอย่างชัดเจน

ถ้าเราใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสแบบพิเศษที่สามารถจูนความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือใช้สเปกตรัมอนาลิเซอร์ เพื่อค้นหาสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลตบนพาหะว่าหลบซ่อนอยู่ในส่วนใดของพาหะ (วิเคราะห์ในเชิงความถี่) ด้วยวิธีนี้เราจะพบว่า สัญญาณ AM นั้นนอกจากจะมีพาหะตัวเดิม 1 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วยังมีคลื่นข้างเคียงเกิดขึ้นอีก 2 ข้างคือความถี่ 1.01 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 0.99 เมกะเฮิร์ตซ์คลื่นข้างเคียงทั้งสองข้างนี้เรียกว่าไซด์แบนด์ (sideband) ซึ่งเราจะตรวจพบได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีความคมหรือความละเอียดในการจูนตรวจค้นหาสัญญาณ ดังรูปที่

2.1.2.1(ค)

ไซด์แบนด์ที่มีความถี่สูงกว่าเรียกว่า *ไซด์แบนด์ด้านบน* (upper sideband หรือ USB) ความถี่ของ USB เท่ากับผลรวมความถี่พาหะกับความถี่สัญญาณมอดูเลต

$$\text{ความถี่ USB} = f_c + f_m$$

ในที่นี้ f_c คือความถี่พาหะ

f_m คือความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต

ตามตัวอย่าง $= 1 \text{ MHz}$, $= 10 \text{ kHz}$ ฉะนั้นความถี่ของ USB คลื่นจะเท่ากับ

$$\text{ความถี่ USB} = 1 \text{ MHz} + 10 \text{ MHz}$$

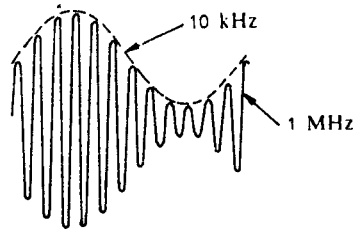
$$= 1.01 \text{ MHz}$$

สำหรับไซด์แบนด์ที่มีความถี่ต่ำกว่าเรียกว่า *ไซด์แบนด์ด้านล่าง* (lower sideband หรือ LSB) ความถี่ของ LSB เท่ากับพาหะลบด้วยความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต ในกรณีนี้จะได้

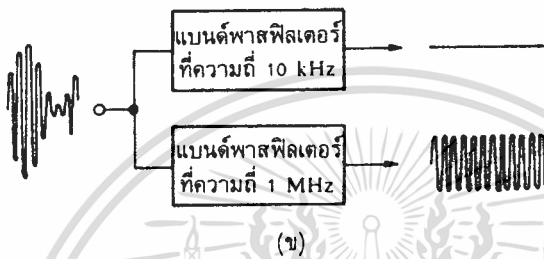
$$\text{ความถี่ LSB} = f_c - f_m$$

$$= 1 \text{ MHz} - 10 \text{ MHz}$$

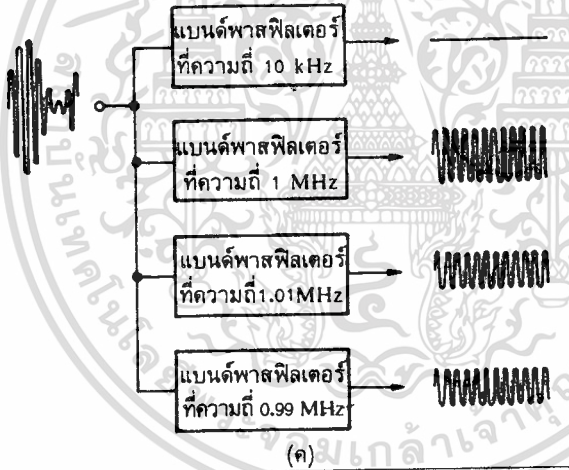
$$= 0.99 \text{ MHz}$$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.1.2.1 วิเคราะห์คลื่น AM ในเชิงความถี่

กล่าวโดยสรุปได้ว่าคลื่น AM ประกอบด้วยคลื่นพาหะและคลื่นไซด์แบนด์ 2 ข้างคือ USB กับ LSB ถ้าเราลองพิจารณาแอมพลิจูดจากฟิลเตอร์ต่างๆ ในรูปที่ 2.1.2.1 (ค) จะพบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและไซด์แบนด์มีค่าคงที่ ซึ่งเราทราบมาในตอนต้นแล้วว่าพาหะจะมีแอมพลิจูดคงเดิมเสมอจนกว่าจะมีสัญญาณเข้าไปมอดูเลต แต่ แอมพลิจูดเฉลี่ยของพาหะยังมีค่าคงเดิมตลอด

ไปไม่ว่าจะมีสัญญาณเข้าไปมอดูเลตหรือไม่ก็ตาม อาจจะมีข้อสงสัยว่าแอมพลิจูดของสัญญาณแต่ละตัวที่ประกอบขึ้นเป็น AM คือ คลื่นพาหะกับไซด์แบนด์นั้นมีแอมพลิจูดคงที่ได้อย่างไร ทั้ง ๆ

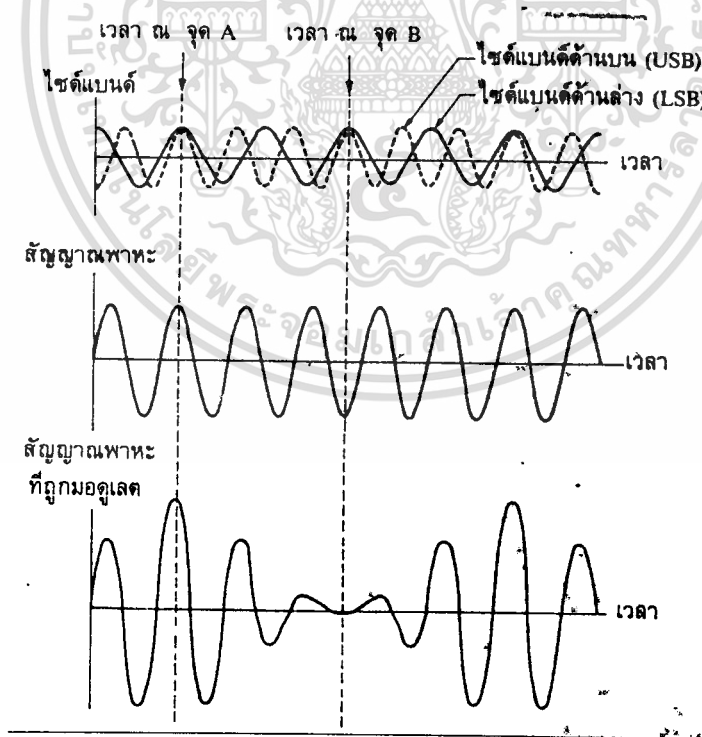
ที่แอมพลิจูดหรือขนาดของสัญญาณ AM ก็เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอให้พิจารณา รูปที่ 2.1.2.2 ซึ่งแสดงให้เห็นคลื่น ไซน์แบนด์ทั้งคู่และคลื่นพาหะ สังเกตว่าพาหะมีแอมพลิจูดคงที่ และ ไซน์แบนด์ก็มีแอมพลิจูดเท่ากันทั้งคู่และคงที่ด้วย(อย่าลืมว่าความถี่ของพาหะต้องอยู่ระหว่างกลางของความถี่ ไซน์แบนด์ทั้งสอง) สมมติพิจารณาที่จุด A ซึ่งสัญญาณทั้งสองมีเฟสตรงกันแต่ระยะสัญญาณอยู่ตรงขอบวกพอดี ทำให้ผลรวมได้แอมพลิจูดของสัญญาณ AM ค่าสูง พิจารณาที่จุด B ซึ่ง ไซน์แบนด์มีเฟสตรงกันแต่พาหะมีเฟสต่างจาก ไซน์แบนด์ 180 องศา ผลรวมจะได้แอมพลิจูดค่าต่ำของสัญญาณ AM

จากการวิเคราะห์ในรูปที่ 2.1.2.2 สรุปได้ว่ารูปร่างของกรอบคลื่นไม่ได้ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณ ไซน์แบนด์ แต่ความถี่ของสัญญาณ ไซน์แบนด์ทั้งคู่ จะเป็นตัวกำหนดเฟสของสัญญาณ ไซน์แบนด์ว่าจะตรงเฟสหรือต่างเฟสกับพาหะ ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณ AM หรือกรอบคลื่น *แอมพลิจูดของ ไซน์แบนด์ จะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของกรอบคลื่น นั่นคือเป็นตัวกำหนดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ทั้งนี้เนื่องจาก ไซน์แบนด์อาจมาเสริมหรือหักล้างกับแอมพลิจูดของพาหะก็ได้*

กล่าวโดยสรุปอีกครั้งเกี่ยวกับสัญญาณ AM นั่นคือ สัญญาณ AM เกิดจาก *สัญญาณข่าวสารเข้าไปมอดูเลตบนพาหะแล้วปรากฏเป็นสัญญาณ ไซน์แบนด์ (คือ USB กับ LSB)*

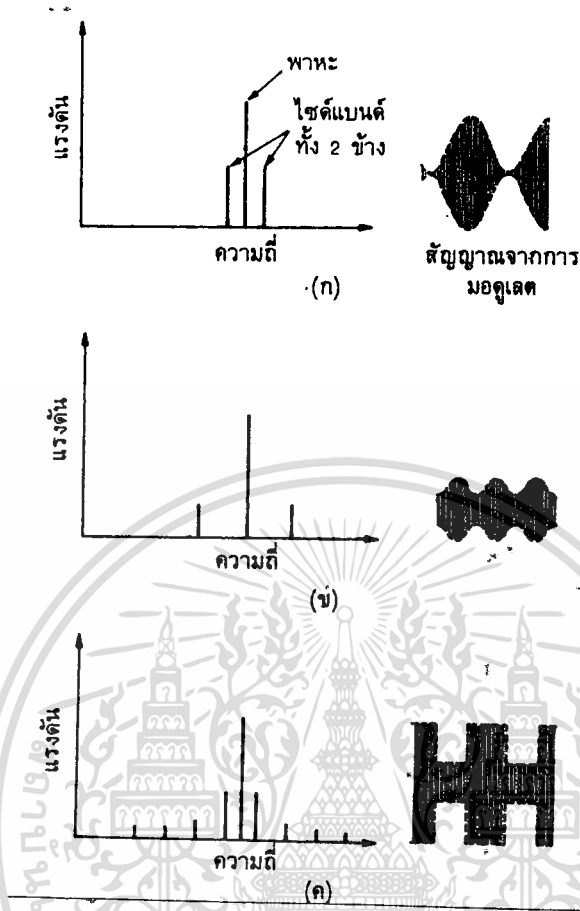


รูปที่ 2.1.2.2 ความสัมพันธ์ทางเฟสระหว่าง ไซน์แบนด์กับพาหะ

ก) แสดงสัญญาณ ไซน์แบนด์ ข) แสดงสัญญาณคลื่นพาหะ ค) แสดงสัญญาณที่ถูกมอดูเลต

แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.2.3 เปรียบเทียบคลื่น AM ในเชิงความถี่และเชิงเวลา

ก) $f_m(t)$ เป็นสัญญาณ sine wave มีการมอดูเลต 100 เฮอร์เซ็นต์

ข) เมื่อมอดูเลตน้อยกว่า 100 เฮอร์เซ็นต์ ค) $f_m(t)$ เป็นรูป square wave มอดูเลตน้อยกว่า 100 เฮอร์เซ็นต์

ในรูปที่ 2.1.2.3 แสดงการวิเคราะห์สัญญาณ AM ซึ่งมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีรูปคลื่นชนิดต่าง ๆ ถ้าตรวจสอบด้วยออสซิลโลสโคปจะเห็นว่าไซด์แบนด์จะผสมเสริมหรือหักล้างกับพาหะ ทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนแปลง สังเกตว่าในรูปที่ 2.1.2.3 (ก) แอมพลิจูดของไซด์แบนด์จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของพาหะสถานะเช่นนี้เป็นสถานะของการมอดูเลตเต็มที่หรือเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ 100 เฮอร์เซ็นต์ ฉะนั้นเมื่อสัญญาณทั้งพาหะและไซด์แบนด์มีเฟสตรงกัน แอมพลิจูดของไซด์แบนด์รวมกับพาหะจะได้ 2 เท่าของพาหะและเมื่อสัญญาณไซด์แบนด์(ทั้งคู่) และพาหะมีเฟสตรงข้ามกัน แอมพลิจูดรวมจะได้ศูนย์

รูปที่ 2.1.2.3 (ข) แสดงการมอดูเลต บนพาหะคิงถ่าวด้วยเปอร์เซ็นต์ลดลงเหลือ 50 เปอร์เซ็นต์ สังเกตว่าแอมพลิจูดของพาหะคงเดิม แต่ไซด์แบนด์มีแอมพลิจูดลดลง นอกจากนี้ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีความถี่สูงขึ้น ความถี่ของไซด์แบนด์ก็ยิ่งห่างออกไปจากพาหะมากขึ้น

รูปที่ 2.1.2.3(ค) เราใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเข้าไปมอดูเลตลงบนพาหะ สังเกตว่าคราวนี้เกิดสัญญาณไซด์แบนด์ขึ้นมากมาย เพราะว่าสัญญาณสี่เหลี่ยมประกอบด้วยความถี่พินคาเมนตอล และความถี่ฮาร์โมนิกที่จำนวนมาก ฉะนั้นไซด์แบนด์ของสัญญาณจะมีไซด์แบนด์ 1 คู่ สำหรับพินคาเมนตอล ไซด์แบนด์อีก 1 คู่ สำหรับฮาร์โมนิกที่ 3 อีก 1 คู่ สำหรับฮาร์โมนิกที่ 5 ,..... ฯลฯ

2.1.3 การคำนวณแบนด์วิคท์ของสัญญาณ AM

เราสังเกตจากรูปที่ 2.1.2.3 ได้ว่าการส่งสัญญาณ AM มิใช่เป็นการส่งสัญญาณเพียงความถี่พาหะความถี่เดียว แต่เป็นการส่งหลาย ๆ ความถี่หรือเป็นแถบความถี่ และความจริง *ข่าวสารก็ไม่ได้อยู่ในคลื่นพาหะแต่ป็นอยู่ในไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้าง* ถ้าเราส่งแต่พาหะไปอย่างเดียวข่าวสารก็ไปไม่ถึงเครื่องรับ ฉะนั้นในระบบ AM ทั้งพาหะและไซด์แบนด์จะถูกส่งไปให้เครื่องรับ

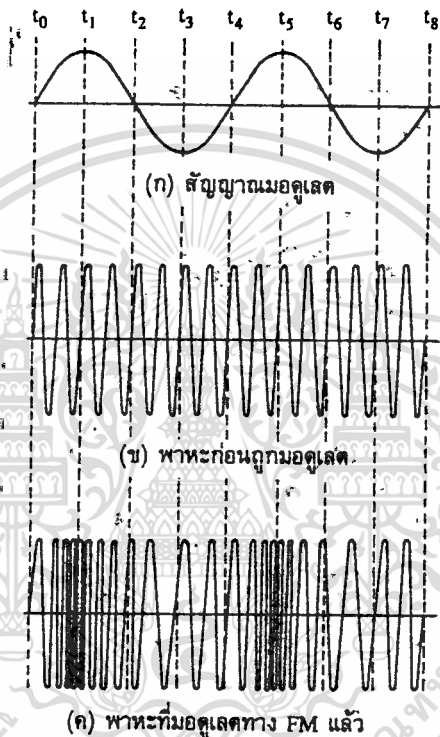
ช่วงความถี่หรือแถบความถี่ของสัญญาณ AM จะเริ่มจากความถี่ LSB ไปยัง USB ฉะนั้นแถบความถี่หรือ *แบนด์วิคท์(bandwidth)* ของสัญญาณ AM จะเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณมอดูเลต

$$\begin{aligned} \text{BW ของ AM} &= 2 * \text{Highest modulating frequency} \\ &= 2 * f_m(t) \end{aligned}$$

เช่น สมมติความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงที่มอดูเลตเท่ากับ 15 กิโลเฮิรตซ์ แบนด์วิคท์ของสัญญาณ AM จะเท่ากับ 30 กิโลเฮิรตซ์ ในกรณีที่เรามอดูเลตด้วยสัญญาณที่มีรูปคลื่นซับซ้อน เช่น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมแบนด์วิคท์ของสัญญาณ AM ย่อมเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ฮาร์โมนิกสูงสุดของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (อย่างไรก็ตามเครื่องจะถูกออกแบบให้ใช้งานในแบนด์วิคท์จำกัด ฉะนั้นตัวเครื่องส่งจึงจำกัดแบนด์วิคท์ของสัญญาณ AM เอง)

2.2 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลตคั้งรูปที่ 2.2.1 (ก) เช่นสัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะคั้งรูปที่ 2.2.1(ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 2.2.1(ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดสูงสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1



รูปที่ 2.2.1 การมอดูเลตทางความถี่

ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิมหลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าลดลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลาง และเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่งความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่กลางดั้งเดิมเช่นกันในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อย ๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า *ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ คีวีเอชเอ็ม* ตัวอย่างเช่นพาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิร์ตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่า ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือ ± 100 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่วารณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเสียง ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกเสียงเป็นโทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ อัตราการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกเสียงเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์ก็ยังเท่าเดิม คือเท่ากับ ± 100 กิโลเฮิรตซ์ แต่อัตราการใช้แบนด์วิดท์จะเพิ่มเป็น 10000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเสียงเป็นตัวกำหนดอัตราการใช้แบนด์วิดท์

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณออกเสียงจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์ ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่ใช้แบนด์วิดท์ไป ± 100 กิโลเฮิรตซ์ สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่ใช้แบนด์วิดท์ไป ± 50 กิโลเฮิรตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามาออกเสียง
2. อัตราการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเสียง
3. ช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์ (หรือ คิวเอชดี) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาออกเสียง

2.2.1 คชณีการมอดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยามเรียกชื่อใหม่ว่า คชณีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของคชณีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = \frac{fd}{fm} \quad (\text{ของระบบ FM})$$

ในที่นี้ fd คือช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์

fm คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเสียง

ค่าตัวเลขของคชณีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่ใช้แบนด์วิดท์ของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิรตซ์ สมมติว่าใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิรตซ์มอดูเลตให้เกิดความถี่ใช้แบนด์วิดท์ที่ ค่าคชณีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = \frac{75\text{kHz}}{1\text{kHz}} = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามา มอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็น อัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วน ระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ($f_{d\text{max}}$) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ($f_{m\text{max}}$) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบน (Δ) จะเท่ากับ

$$\begin{aligned}\Delta &= \frac{f_{d\text{max}}}{f_{m\text{max}}} \\ &= \frac{75\text{kHz}}{15\text{kHz}} = 5\end{aligned}$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \frac{f_d}{f_{d\text{max}}} \times 100$$

ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

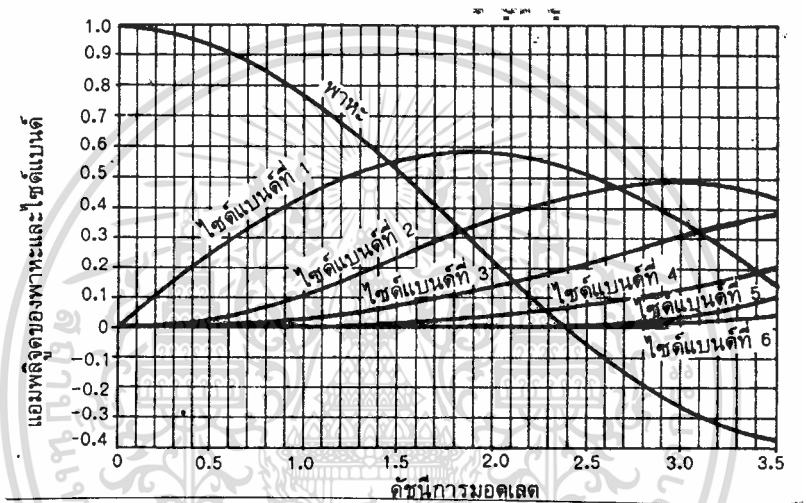
$f_{d\text{max}}$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.2.2 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างของระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไซด์แบนด์ ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัว คือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์ จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ

ในรูป 2.2.21 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มตาม แอมพลิจูดของไซด์แบนด์จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบ แสดงว่าเฟสตรงข้ามกับตอนแรกเช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย)สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์มีอยู่หลายจุด

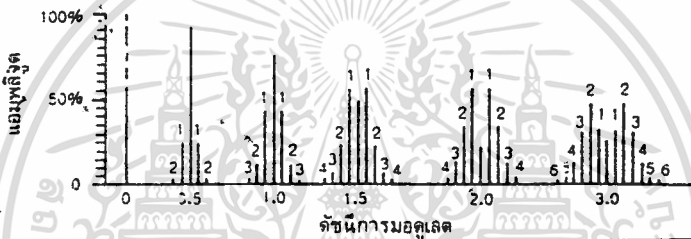


รูปที่ 2.2.2.1 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

กราฟในรูปที่ 2.2.2.1 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 2.2.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เรารวไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึงเช่นเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วยไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้ มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.2.2.2

ตารางที่ 2.2.1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.51	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.26	0.24	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.26	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12



รูปที่ 2.2.2.2 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ ค่าดัชนี การมอดูเลตเท่ากับ 0,0.5,1-3 ตามลำดับ

2.2.3 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับ ค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของ สัญญาณที่เข้ามามอดูเลต กล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c + f_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_c \pm 2f_m, \dots$ ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัวนั่นคือ แบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ f_d/f_m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงเข้ามามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิรตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$m = \frac{f_d}{f_m} = \frac{18\text{kHz}}{3\text{kHz}} = 6$$

นำค่า $m = 6$ ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตารางที่ 1.2 จะเห็นได้ว่าเมื่อค่านี การมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= f_m \times \text{จำนวนไซด์แบนด์} \times 2 \\ &= 3 \text{ kHz} \times 9 \times 2 \\ &= 54 \text{ kHz} \end{aligned}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า $f_{d \max}$ และ $f_{m \max}$ เลย ไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= 2(m+1)f_{m \max} \\ \text{หรือ } BW &= 2(f_{d \max} + f_{m \max}) \text{ เมื่อ } m = \frac{f_{d \max}}{f_{m \max}} \\ \text{จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถได้ว่า } BW &= 2 \times (6+1) \times 3 \\ &= 42 \text{ kHz} \\ \text{หรือ } BW &= 2 \times (18+3) \\ &= 42 \text{ kHz} \end{aligned}$$

เสมือนกับว่าเราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในตอน

ต้น



2.8 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillators)

คือวงจรที่ทำหน้าที่ผลิตความถี่ โดยสามารถแบ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ ตามลักษณะสัญญาณ ได้ 2 ชนิดด้วยกันคือ

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตคลื่นไซน์(Sine wave)
2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตรูปคลื่นไม่เป็นไซน์(non sine wave)

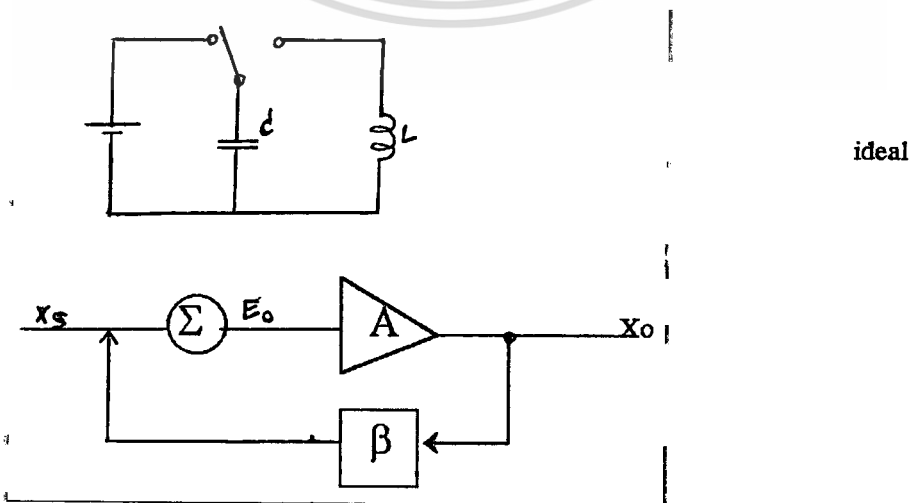
และถ้าใช้อุปกรณ์เป็นเกณฑ์เราสามารถแบ่งวงจรออกเป็น

1. ออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้ LC ร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟ (Active) เช่น Hartley, Colpitts.
2. ออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อุปกรณ์ RC ร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น เวลบริดจ์(Wien Bridge), เฟสชิฟ(Phase Shift)
3. ออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อุปกรณ์ คริสตอล(Crystal) ร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟ

2.8.1 เงื่อนไขการออสซิลเลต วงจรออสซิลเลเตอร์

1. ต้องมีการป้อนกลับ (Feedback) จากเอาต์พุตมายังอินพุตและต้องมีลูปลเกน (Loop Gain) อย่างน้อยเท่ากับหนึ่ง และเฟสชิฟ (Phase Shift) เท่ากับศูนย์องศา
2. ค่าสเทอร์นแฟคเตอร์ ของวงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องน้อยกว่าหนึ่ง
3. ค่าคิเทอร์มีแนนท์ ของสมการ Node Voltage หรือ Mesh Current ต้องเท่ากับศูนย์

2.8.2 หลักการพื้นฐานของการเกิดออสซิลเลเตอร์



2.3.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ

ในการทำให้เกิดการออสซิลเลเตอร์จะต้องป้อนกลับแบบบวกดังนี้

$$\begin{aligned} E_o &= X_s + X_o \beta \\ X_o &= E_o A \\ &= (X_s + X_o \beta) A \\ &= X_s A + X_o A \beta \end{aligned}$$

$$X_o - X_o A \beta = X_s A$$

$$X_o = \frac{X_s A}{1 - A \beta}$$

$$\frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 - A \beta} = H(s)$$

(1)

ในระบบต่างๆ สามารถทำให้ระบบเกิดการออสซิลเลเตอร์ได้โดยให้โพล(Pole) อยู่บนแกนจินตภาพ(Imaginary)

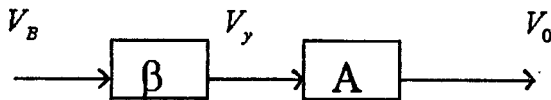


จากทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน(Transfer Function) ในสมการที่ 1 ถ้าเราจะออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ เราก็นำสมการคุณลักษณะของ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน มาใช้คือ

$$1 - A \beta = 0 \quad (2)$$

จากสมการที่ 2 เราสามารถออกแบบให้โพล อยู่ในตำแหน่งบนแกนจินตภาพได้ ขั้นตอนในการวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ สามารถทำตามขั้นตอนดังนี้

1. แยกส่วนของวงจรป้อนกลับกับส่วนของวงจรขยาย(Amplifier) แยกออกจากกัน



หาทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ของ $\frac{V_y}{V_b}$ และ $\frac{V_o}{V_y}$

$$H(s) = \frac{V_y}{V_b} * \frac{V_o}{V_y} = \frac{V_o}{V_b} \quad (3)$$

2. เมื่อได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของระบบและนำมาแทนสมการ

$$1 - A\beta = 0$$

โดย $A\beta$ ก็คือ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน ของระบบนั่นเอง

$$\therefore 1 - H(s) = 0$$

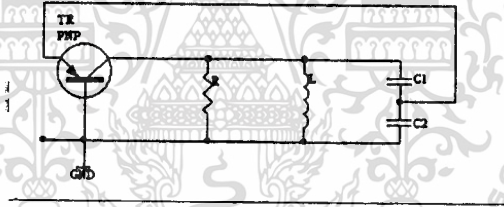
3. แทน s ด้วย $j\omega$ ใน $1 - H(s) = 0$

4. แยกส่วนของจินตภาพและจำนวนจริง(Real) แยกออกจากกัน

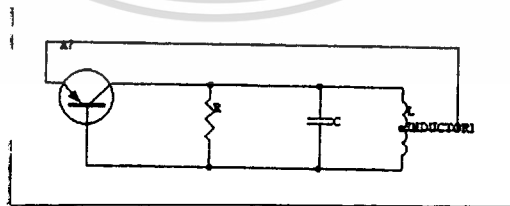
5. ให้ส่วนของ Real = 0 เพื่อให้ค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าของอะไรบ้าง

6. แยกส่วนของ จินตภาพ = 0 เพื่อหาเงื่อนไขของการออสซิลเลเตอร์ (คือถ้าไม่ได้ตามเงื่อนไขนี้ วงจรจะไม่เกิดการออสซิลเลเตอร์

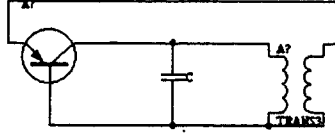
วงจรที่แสดงในรูป 2.3.2.1 ถึง 2.3.2.4 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับที่ใช้กันมากที่สุด ปกติมักจะใช้ทรานซิสเตอร์ทำงานแบบร่วมแต่วงจรแบบอื่นและอุปกรณ์แบบอื่นก็สามารถใช้ได้ เพื่อให้เสถียรภาพดีขึ้นใช้ผลึกควอทซ์(Quartz Crystal) แทนรีแอคแตนซ์ตัวใดตัวหนึ่งในวงจร



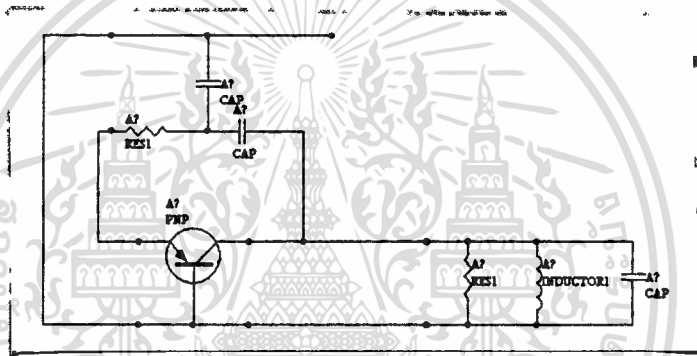
รูปที่ 2.3.2.1 Colpitts Oscillators



รูปที่ 2.3.2.2 Hartley Oscillators



รูปที่ 2.3.2.3 Tuned-Output Oscillators



รูปที่ 2.3.2.4 Colpitts Oscillators แบ่งตามการทำงาน

จากรูป C_f ถูกใส่เข้ามาเพื่อให้การปรับความถี่ง่ายขึ้น R_e ช่วยลดผลจากการเปลี่ยนแปลงของอินพุทแอดมิตแตนซ์ ของทรานซิสเตอร์ค่าโวลท์แดง V_1 ที่ อินพุทพอร์ทจะทำให้เกิดเอาท์พุทโวลท์แดง V_0 ค่า V_0, V_1 จะถูกกำหนด โดยพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และค่าโหลดทั้งหมดที่ปรากฏ ทางเอาท์พุทพอร์ท ซึ่งค่าโหลดทั้งหมดนี้คือค่าความต้านทานจากส่วนของโหลดขนานกันกับค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังจุด 3 ของวงจรรีโตนกลับเพื่อให้การออสซิลเลทมีเสถียรภาพวงจรรีโตนกลับต้องป้อนโวลท์แดง V_1 กลับไปยังอินพุทของทรานซิสเตอร์ ซึ่งหมายความว่าต้องมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity Gain) และเฟสชิฟ (Phase Shift) = 0 องศา (0.....360) ครอบคลุม 1-2-3-4-1 วงจรจะออสซิลเลทที่ความถี่ ซึ่งให้ค่าเฟสชิฟตามที่กล่าว โดยที่อัตราขยายรอบลูปก่อนเกิดการออสซิลเลทต้องมากกว่าหนึ่ง โดยปกติแล้วความถี่ของการออสซิลเลทควรจะถูกกำหนดโดย L, C_f, C_1 และ C_2 แต่ค่าอินพุทและเอาท์พุท Supoeptance ของทรานซิสเตอร์ และเฟสแองเกิล (Phase Angle) ของอัตราขยาย อาจมีผลอย่างมากต่อความถี่ของการออสซิลเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. มีการป้อนกลับภายในตัวทรานซิสเตอร์น้อย ทำให้สามารถควบคุมการป้อนกลับได้ด้วยอุปกรณ์ภายนอก
2. อัตราขยายกระแสมี Phase Shift น้อยมากและมีขนาดเกือบเท่ากันจนถึงความถี่ประมาณ $f_0/2$ $f_2/2$ ซึ่งถ้าเป็นวงจรอิมิตเตอร์ร่วมค่าอัตราขยายกระแส () จะลดลง 6 เดซิเบล Octave สำหรับที่ความถี่สูงและ Phase Shift 90 องศา ซึ่งทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรยากลำบากขึ้น

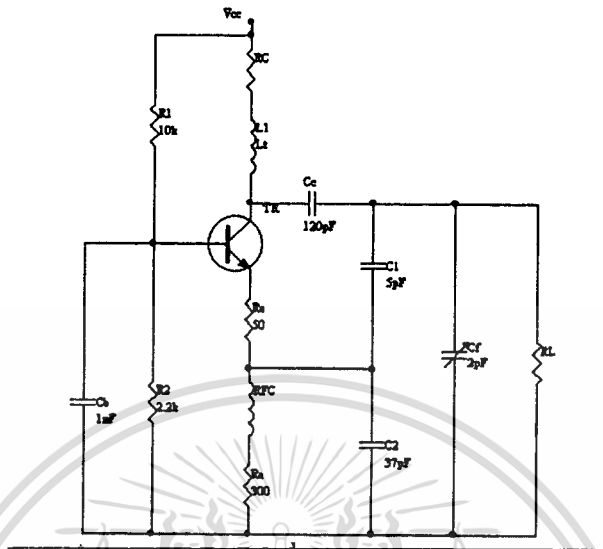
2.3.3 การวิเคราะห์และการออกแบบวงจร colpitts Oscillator

เราพิจารณาวงจรแบบเบสร่วม เพราะใช้กันมากในวงจรออสซิลเลเตอร์ ย่านความถี่วิทยุ (RF Oscillator) วงจรที่สมบูร์นของออสซิลเลเตอร์ดังรูป 2.3.3.2 โดยที่ RL คือ ค่าความต้านทานของโหลด C_f เป็นคาปาซิเตอร์แบบปรับค่าได้ใช้สำหรับปรับความถี่ C_1 และ C_2 เป็นตัวกำหนดอัตราป้อนกลับ R_e เป็นตัวทำให้วงจรมีเสถียรภาพจากการเปลี่ยนแปลงทางด้านอินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ R_e, R_1 และ R_2 เป็นตัวกำหนดจุดการทำงาน (Q Point) และ L_2 เป็นค่าอินดักแตนซ์ของวงจรแทงก์ (Tank) ซึ่งจะขนานอยู่กับ RL, C_f , C_1 และผลรวมอนุกรมของ C_1 , C_2 , RFC ที่ขาอิมิตเตอร์จะต้องป้องกัน การลัดทอนกำลังของสัญญาณ RF เนื่องจาก R_e, C_B จะทำให้ขาเบสลงกราวด์ที่ความถี่ใช้งาน C_B จะกันไม่ให้กระแสไฟตรงเข้าไปยังโหนดค่าความต้านทาน R_e ของขดลวด L_t มีความสำคัญในการทำงานของวงจร โดยเราสามารถเปลี่ยนเป็นวงจรสมมูลย์ของ R_p ขนานอยู่กับค่าคอยล์ L_t ซึ่งไม่มีความต้านทานภายในเลย โดยที่ $R_p = Q_c^2 R_c$ (Q_c เป็นค่า Q ของคอยล์) ความต้านทาน R_e ควรมีค่ามากพอสมควร (เป็นร้อยโอห์ม เพื่อที่จะกำจัดผลจากอินพุทอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรง่ายขึ้น และทำให้ความถี่ของการออสซิลเลทไม่ขึ้นอยู่กับ ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่จะมีการสูญเสียของสัญญาณ RF ใน R_e เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้นจะให้

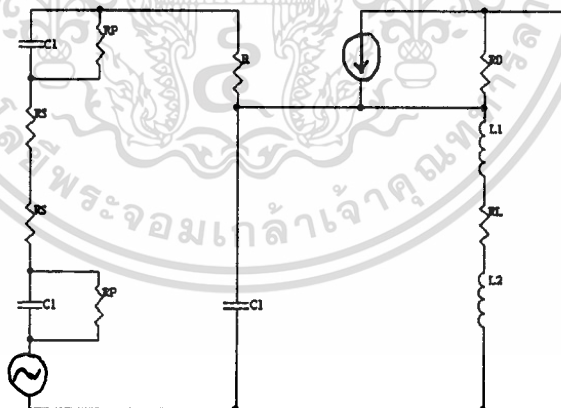
$$R_t = R_L // R_p$$

$$R_1 = R_e + R_C$$

โดยใช้วงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์และสมมุติว่า ค่ารีแอคแตนซ์ของ RFC เป็นอนันต์ และค่ารีแอคแตนซ์ของ C_B และ C_t เท่ากับศูนย์ จะได้วงจรดังรูปที่ 2.3.3.2



รูปที่ 2.3.3.1 วงจร Colpitts Oscillator



รูปที่ 2.3.3.2 วงจรเสมือนของ Colpitts Oscillator

คือ ค่า Noise Pulse ซึ่งเกิดชั่วขณะหนึ่ง และทำให้เกิดการออกสวิตลเลขขึ้นในรูปของ แอคมิคแตนท์ = $1/R1$ และ $= 1/R2$ และ สำหรับความถี่เชิงซ้อน S สามารถเขียน Node

Equation ของวงจร

$$\begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_t + S(C_t + C_2) & -SC_t \\ -\alpha g_t - SC_t & g_t + S(C_1 + C_0 + C_f) + 1/SL_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_t \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเทอมของค่า ดีเทอร์มิแนนต์ $\Delta(s)$ และค่าโคแฟกเตอร์ $\Delta_{12}(s)$ ค่าแรงดันทางเอาต์พุตเขียนได้เป็น

$$V_o = I_s \Delta_{12}(s) / \Delta(s)$$

เนื่องจากนัยซ์พัลส์ I_s ทางอินพุตมีค่าน้อยมาก ๆ ค่า V_o จะเกิดมีค่าขึ้นก็ต่อเมื่อ

$\Delta(s) = 0$ ดังนั้นถ้าให้ $\Delta(s) = 0$ จึงเป็นเงื่อนไขของการออสซิลเลต

$\Delta(s) =$

$$g_i + s(L_i g_i g_i + C_2) + s^2(L_i g_i C_2 + L_i g_i C_2 - L_i \alpha g_i C_i) + s^2(L_i C_0 C_2 - L_i C_i^2) = 0 \quad (2.3.2)$$

โดยที่

$$C_a = C_1 + C_2 \quad (2.3.3)$$

$$C = C + C + C \quad (2.3.4)$$

ถ้าเงื่อนไขของการออสซิลเลตเป็นจริง สมการ (2.3.2) จะมีรากซึ่งมีคู่คอนจูเกต (Conjugate Pair) อยู่ทางขวาของ S-Plane ข้อกำหนดของการออสซิลเลต คือ ค่ารากของสมการจะต้องอยู่บนแกน $j\omega$ ดังนั้น จากข้อกำหนดนี้เราแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการ (2.3.2) ซึ่งเทอมที่มีกำลังคู่จะเป็นจำนวนจริงและเทอมที่มีกำลังเป็นเลขคี่จะเป็นจำนวนจินตภาพ ซึ่งทั้งสองส่วนจะต้องเท่ากับศูนย์ดังนี้

$$\text{Re}^* \Delta(j\omega) = g_i - \omega^2 L_i (C_b g_i + C_a g_i - C_a \alpha g_i) = 0 \quad (2.3.5)$$

และ

$$\text{Im}^* \Delta(j\omega) = L_i g_i g_i + C_a - \omega^2 L_i (C_a C_b - C_i^2) = 0 \quad (2.3.6)$$

ค่าตอบของสมการ (2.3.6) ทำให้ได้ค่าความถี่ของการออสซิลเลต

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

ซึ่งถ้าแทนค่านี้ลงไปใน (2.3.5) จะได้ค่าสูงสุดของ สำหรับการออสซิลเลตดังนี้

$$\omega_2^2 = [g_i g_i + (C_a / L_i)] / C_a C_b - C_i^2 \quad (2.3.7)$$

แทนค่า Ca และ Cb

$$\omega_0^2 = \{1/L_r[C_0 + C_f + (C_1C_2/C_1 + C_2)]\} + \{1/R_rR_1[(C_f + C_0)(C_1 + C_2) + C_1C_2]\} \quad (2.3.8)$$

เทอมแรกของสมการ (2.3.8) เป็นผลจากวงจร LC Tank และเทอมที่สองของ (2.3.8) เป็นผลจากทรานซิสเตอร์และโหลด ซึ่งความถี่ของการออสซิลเลทควรจะถูกกำหนดโดยเทอมแรกเพื่อไม่ให้ผลจากการ Loading การเปลี่ยนแปลงของจุด Q และที่อื่นๆ มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลท f_0 จะเห็นว่า คอยล์ที่มีค่า Q สูง และค่าโหลดที่สูง จะทำให้ R_r สูงขึ้น ซึ่งทำให้เทอมที่สองใหม่ ดังนี้

$$R_rR_1(C_1 + C_2)[C_0 + C_f + C_1C_2/(C_1 + C_2)]$$

และส่วนของเทอมที่หนึ่ง

$$L_r[C_0 + C_f + C_1C_2/(C_1 + C_2)]$$

ถ้าต้องการให้เทอมที่หนึ่งมีค่ามากกว่าเทอมที่สองแล้ว

$$L_r \ll R_rR_1(C_1 + C_2)$$

ซึ่งถ้าเป็นจริง ความถี่ของการออสซิลเลทจะเท่ากับ

$$\omega_0^2 = 1/L_r(C_f + C_0 + (C_1C_2/C_1 + C_2)) \quad (2.3.9)$$

นั่นก็คือวงจรจะออสซิลเลทที่ความถี่ที่กำหนดโดย L_r ซึ่งขนานอยู่กับ C_r , C_0 และ C_1 กับ C_2 ซึ่งคั่นกันอยู่แบบอนุกรม ความถี่ของการออสซิลเลทเป็นหนึ่งในสองสิ่งซึ่ง การวิเคราะห์แบบ Small Signal สามารถบอกได้ส่วนที่เหลือคือค่าที่น้อยที่สุดที่เพียงพอสำหรับการออสซิลเลทจากสมการ (2.3.5) แทน $W = W_0$ ได้

$$\alpha_{\min} = 1 + (C_f + C_0)/C_1 + R_1/R_r(1 + C_2/C_1) - 1/(\omega_0^2 L_r C_1) \quad (2.3.10)$$

สมมติว่า W_0^2 มีค่าประมาณตาม (2.3.9) จะได้

$$\alpha_{\min} \cong 1 - C_2/(C_f + C_2) + R_1/R_r(1 + C_2/C_1)$$

$$= 1/(1 + C_2/C_1) + R_1/R_r(1 + C_2/C_1) \quad (2.3.11)$$

เพื่อที่จะให้การออสซิลเลทเกิดขึ้นได้ ค่า ของทรานซิสเตอร์มากกว่าค่า α_{\min} ซึ่งในปัจจุบัน ทรานซิสเตอร์มักจะมีความถี่เพียงพอ คราบเท่าที่ความถี่ใช้งานต่ำกว่า $f/2$ และ RL มีค่ามากกว่า 1000 โอห์ม

2.4 วงจรกรองความถี่(Filter)

วงจรกรองความถี่ เป็นวงจรที่มีความจำเป็นอย่างมาก ในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์ แบ่งตามลักษณะสัญญาณมี 2 ชนิด คือ

1. อะนาล็อก (Analog Filter)
2. ดิจิตอล (Digital Filter)

อะนาล็อกฟิลเตอร์ ยังแบ่งตามโครงสร้างของอุปกรณ์ได้ 2 ชนิด

- พาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive Filter) ได้แก่ อุปกรณ์เพียงงาน R,L,C
- แอคทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter) ได้แก่ อุปกรณ์ไวงานพวก ออปแอมป์ (Op-amp), ไอทีเอ, ทรานซิสเตอร์ (Transister)

แอกทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter) วงจรกรองความถี่ที่ใช้อุปกรณ์ไวงาน และในการใช้งานจริงจะนำ อุปกรณ์เพียงงานเข้ามาใช้ด้วย แอกทีฟฟิลเตอร์แบ่งตามชนิดของการผ่านสัญญาณได้เป็น

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter)
- วงจรหยุดความถี่ (Band Stop Filter)
- วงจรผ่านแถบความถี่ (All Pass Filter)

- ข้อดี
1. สามารถกำหนดอัตราขยายได้
 2. สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่คัทออฟ (Cut Off) ได้สะดวก
 3. มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา
 4. มีความไวต่อความถี่

- ข้อเสีย
1. ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)
 2. ใช้ในย่านความถี่สูงมากไม่ได้
 3. อาจเกิดการออสซิลเลเตอร์ หรือการเลื่อนเนื่องจากอุปกรณ์ไวงานได้

2.4.1 คุณสมบัติและการแบ่งประเภทของวงจรกรองความถี่



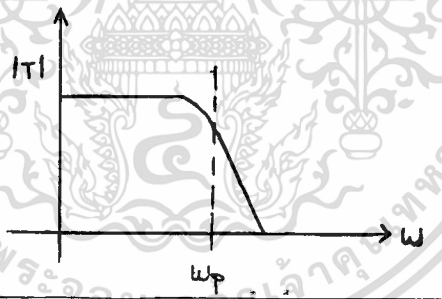
โดยในกล่อง n/w นั้น จะเป็น Network ใดๆ ก็ตามสามารถเขียน ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันให้อยู่ในรูปของ

$$T(s) = K \frac{(S - Z_1)(S - Z_2)...(S - Z_m)}{(S - P_1)(S - P_2)...(S - P_n)} = H(s) \quad (1)$$

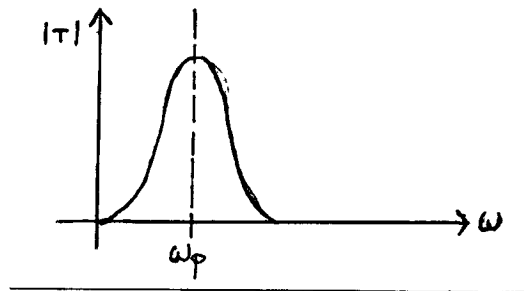
โดย Z เราเรียกว่าซีโร (Zero) ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันมีค่าเป็นศูนย์
 P เราเรียกว่าโพล ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันมีค่าเป็นอนันต์ (∞)

จากสมการที่ 1 สามารถสรุปแบบมาตรฐานทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ ได้คือ

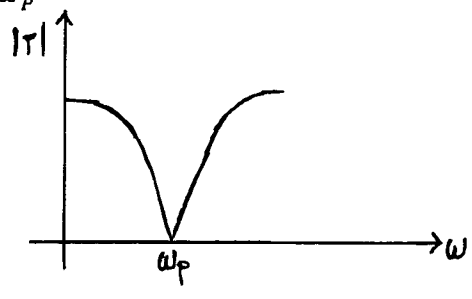
$$1. T_{LP} = \frac{\omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}S + \omega_p^2}$$



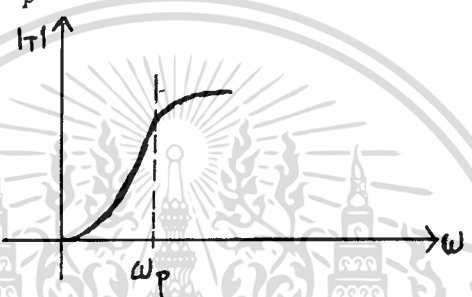
$$2. T_{BP} = \frac{(\omega_p / Q_p)S}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}S + \omega_p^2}$$



$$3. T_{BE} \pm \frac{S^2 + \omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$



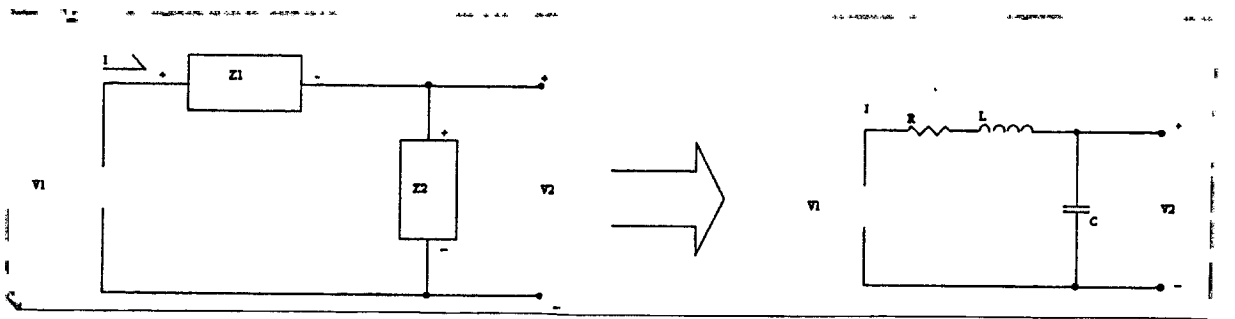
$$4. T_{HP} = \frac{S^2}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$



$$5. T_{AP} = \frac{S^2 - \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$



ความสัมพันธ์ระหว่าง ωp และ Qp แบบ S-Plane



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 1

$$T(S) = \frac{V_{2(s)}}{V_{1(s)}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1/CS}{LS + R + 1/CS}$$

$$T(S) = \frac{1/LC}{S^2 + (R/L)S + 1/LC} \tag{2}$$

เพื่อให้ง่ายในการออกแบบจึงมีการกำหนดค่า Q ขึ้น โดย Q คือค่าประสิทธิภาพของวงจร

ซึ่ง

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{3}$$

จากสมการที่ 2 เมื่อ R = 0 และเอาเฉพาะส่วนมา

$$S_1, S_2 = \pm j \sqrt{\frac{1}{LC}} = \pm j \omega_0 \tag{4}$$

จากสมการที่ (3) แทนค่า ω_0 และจากสมการที่ (4)

$$Q = \sqrt{\frac{1}{LC} * \frac{R}{L}}$$

$$Q = \frac{1}{R \sqrt{\frac{L}{C}}} \tag{5}$$

จากสมการที่ (3)

$$\frac{R}{L} = \frac{\omega_0}{Q} \tag{6}$$

แทนสมการที่ (6) ในสมการที่ (2) และแทนค่า ω_0 ลงในสมการที่ (2)

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{S^2 + (\omega_0/Q)S + \omega_0^2} = \frac{N(s)}{D(s)} \tag{7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลของ T(s) หาได้โดยให้ D(s) = 0 ถ้าให้โพลอยู่มารตำแหน่ง $-\alpha \pm j\beta$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 D(s) &= (S + \alpha + j\beta)(S + \alpha - j\beta) \\
 &= S^2 + 2S\alpha + (\alpha^2 + \beta^2)
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

เมื่อนำสมการที่ (8) เทียบกับ D(s) ของสมการที่ (7)

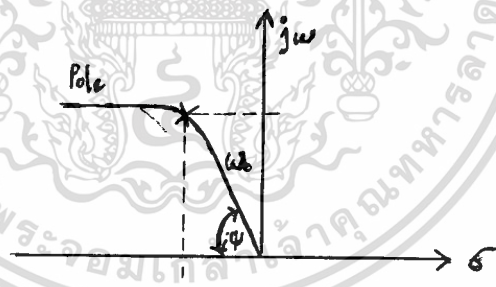
$$2\alpha = \frac{\omega_0}{Q} \tag{9}$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} \tag{9}$$

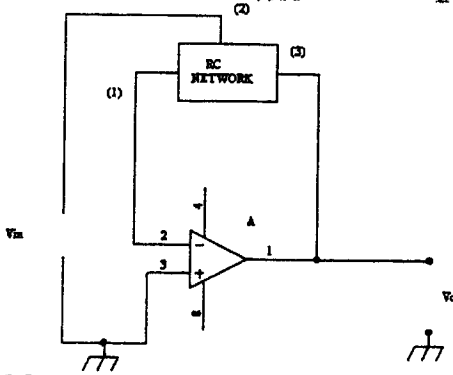
$$\omega_0^2 = \alpha^2 + \beta^2 \tag{10}$$

$$\beta = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

จากสมการที่ (10) สามารถวาดรูปได้ดังรูปข้างล่าง



2.4.2 Negative Feedback Topology



ให้ T_{FF} = Feed Forward Transfer function

$$T_{FF} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{V_S = 0}$$

$$= \frac{N_{FF}}{D_{FF}}$$

; N = Numerator polynomial

; D = Denominator polynomial

T_{FB} = Feed back transfer function

$$T_{FB} = \frac{V_1}{V_S} \Big|_{V_2 = 0}$$

$$= \frac{N_{FB}}{D_{FB}}$$

$$V_0 = (V^+ - V^-)A$$

$$V^- = T_{FF}V_{in} + T_{FB}V_0$$

$$V^+ = 0$$

$$V_0 = -V^-A = -(T_{FF}V_{in} + T_{FB}V_0)A$$

$$V_0(1 + T_{FB}V_0) = -T_{FF}V_{in}A$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = -\frac{T_{FF}A}{1 + T_{FB}V_0}$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{-N_{FF}A}{D_{FF}} \Big/ \left(1 + \frac{N_{FB}A}{D_{FB}} \right)$$

$$= \frac{-N_{FF}A}{D_{FF}} \Big/ \frac{D_{FB} + N_{FB}A}{D_{FB}}$$

$$\therefore D_{FF} = D_{FB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามใช้เพื่อเผยแพร่ข้อมูลใดๆถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

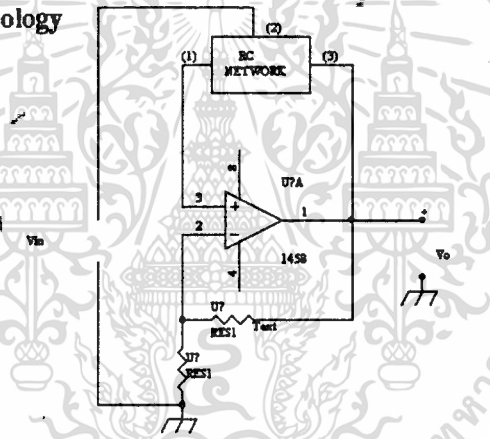
$$= -\frac{N_{FF}A}{D_{FB} + N_{FB}A}$$

จาก Ideal ของ Op-Amp มีอัตราขยายเป็นอินฟินิตี้

$$\therefore N_{FB}A \gg D_{FB}$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{V_o}{V_{in}} &= -\frac{N_{FF}A}{N_{FB}A} \\ &= -\frac{N_{FF}}{N_{FB}} \end{aligned}$$

2.4.3 Positive feedback topology



$$T_{FF} = \frac{V1}{V2} \Big|_{V_s = 0}$$

$$T_{FB} = \frac{V1}{V3} \Big|_{V2 = 0}$$

$$V_o = A(V^+ - V^-)$$

$$V^+ = V_{in}T_{FF} + V_oT_{FB}$$

$$V^- = \frac{V_o r_1}{r_1 + (K+1)r_1}$$

ให้ $r_1 = 1$

$$V^- = \frac{V_0}{K}$$

$$\therefore V_0 = A(V_{in}T_{FF} + V_0T_{FB} - \frac{V_0}{K})$$

$$V_0 + \frac{V_0A}{K} - V_0T_{FB}A = V_{in}T_{FF}A$$

$$V_0(1 + \frac{A}{K} - T_{FB}A) = V_{in}T_{FF}A$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{T_{FF}A}{1 + \frac{A}{K} - T_{FB}A}$$

$$= \frac{T_{FF}A}{\frac{K}{A} + 1 - T_{FB}K}$$

เมื่อ A มีค่าเป็นอนันต์

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{T_{FF}K}{1 - T_{FB}K}$$

$$= \frac{D_{FF}K}{1 - \frac{N_{FB}K}{D_{FB}}}$$

เมื่อ $D_{FF} = D_{FB} = 0$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D_{FF}K}{D_{FF} - N_{FB}K}$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{N_{FF}K}{D - N_{FB}K}$$

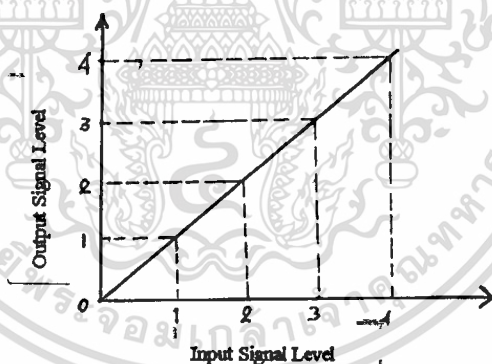
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

การไบอัสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน โดยจัดเป็นคลาสต่างๆ เช่น คลาส A,B,C,D,E,F,G,H เป็นต้น แต่ที่นิยมใช้กันมากได้แก่คลาส A,B และ C คงจะกล่าวย่อๆ ต่อไปนี้

2.5.1 วงจรขยายคลาสเอ(A)

วงจรขยายคลาสนั้น อธิบายง่ายๆ ก็คือ วงจรที่มีกระแสเอาท์พุทไหลตลอดเวลาไม่ว่าจะมีสัญญาณอินพุทก็ตาม แต่ความแรงของสัญญาณอินพุท ก็จะถูกกำหนดไว้ไม่เกินไปจนทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงานหรืออิมตัว ในวงจรคลาสนั้นโดยทั่วไปจะมีคุณสมบัติของการขยายสัญญาณค่อนข้างดีเนียร์จึงมีผู้นิยมใช้กันมาก แต่มีข้อเสียคือมีการสูญเสียกำลังมาก โดยเฉลี่ยมีประสิทธิภาพต่ำกว่า 25% ของกำลังทั้งหมด คุณสมบัติของการขยายที่เป็นลิเนียร์นั้นดูได้จากกราฟในรูป 2.5.1.1 ถ้าดูจากกราฟจะเห็นได้ว่า เมื่อวัดค่าเอาท์พุทที่ได้เทียบกับอินพุทแล้วพล็อตออกมา ลักษณะความสัมพันธ์นี้จะเป็เส้นตรง ซึ่งเราเรียกผลอันนี้ว่ามีความเป็นลิเนียร์ ถ้าเส้นที่พล็อตออกมาโค้งหรือคดเราเรียกว่าไม่ลิเนียร์



รูปที่ 2.5.1.1 แสดงคุณสมบัติการขยายที่เป็นลิเนียร์

อีกค่าหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบก็คือการผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องมาจากความถี่ฮาร์โมนิกส์(THD) และความผิดเพี้ยนเนื่องจากมอดูเลตภายในตัวอุปกรณ์(TMD) ความเพี้ยนทั้งสองชนิดนี้ ทำให้เกิดความไม่ลิเนียร์ของอัตราขยาย

การที่วงจรขยายสร้างความถี่อื่นที่ไม่ใช่สัญญาณอินพุทที่เข้ามา และมีความถี่จำนวน n เท่าของความถี่อินพุทเราเรียกว่า เกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ ดังสมการที่ 2.5.1.1

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \dots \quad (2.5.1.1)$$

เทอมแรกของสมการที่(2.5.1.1) ทางขวามือเป็นค่าขยาย A เท่าของสัญญาณอินพุต เป็นสัญญาณที่เราต้องการ ส่วนเทอมที่สองเป็นเทอมของฮาร์โมนิกส์ที่สอง ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของความเพี้ยน และเทอมที่สามเราเรียกว่าเทอมของฮาร์โมนิกส์ที่สาม

อีกปัญหาหนึ่งที่ทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณก็คือ การเกิดการมอดูเลตในวงจรถยาย (Inter Modulation) ปัญหานี้เกิดเพราะถ้าป้อนสัญญาณอินพุตหลายๆ ความถี่เข้าอินพุตในเวลาเดียวกัน เข้าไปยังวงจรถยายไม่ลิเนียร์ สัญญาณจะเข้าไปมอดูเลตกันเองภายในทำให้เกิดความถี่แปลกปลอมขึ้น ตัวอย่างเช่น

- มีอินพุตเข้ามา 2 ความถี่คือ f_1 และ f_2
- มอดูเลต Second order ได้ $2f_1, 2f_2, f_1 + f_2, f_1 - f_2$
- มอดูเลต Third order ได้ $3f_1, 3f_2, 2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1$ + เทอมของฮาร์โมนิกส์สูงอื่นๆ

เมื่อสัญญาณแปลกปลอม(นอกจาก f_1 และ f_2) เข้าผสมกับ f_1 และ f_2 ก็จะทำให้รูปร่างของ f_1 และ f_2 เปลี่ยนรูปไป ซึ่งความผิดเพี้ยนอันนี้เราเรียกกันว่า IMD(Inter Modulation Distortion) ดังนั้นในการออกแบบวงจรถยายจึงพยายามให้วงจรถยายที่การขยายที่ลิเนียร์มากที่สุด และในคลาสเอ โดยทั่วไปมีการขยายคิมาก เมื่อเทียบกับคลาสอื่นๆ ปัญหาของการมอดูเลชันภายในนี้ ผู้ออกแบบหลายท่าน พยายามแก้ไขด้วยการใช้วงจรรองความถี่ ตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป แต่ก็ยังไม่ได้ผลร้อยเปอร์เซ็นต์ เนื่องจากถ้า f_1 และ f_2 มีค่าใกล้เคียงกันมาก เทอมของ $2f_2 - f_1, 2f_1 - f_2, f_1$ และ f_2 จะใกล้กันมาก ทำให้วงจรรองความถี่ทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร ฉะนั้นการเกิด IMD จึงแก้ไขได้ค่อนข้างยากมาก นอกจากนี้จะทำให้วงจรถยายมีอัตราขยายที่ลิเนียร์มากที่สุด

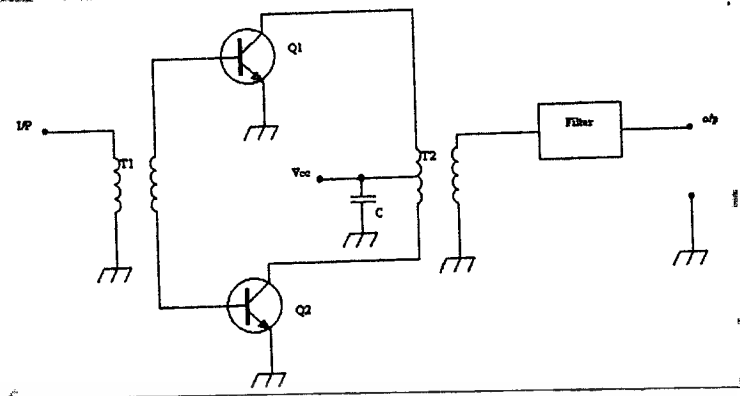
2.5.2 วงจรถยายคลาสบี(B)

วงจรถยายคลาสบีนั้นจะใช้ทรานซิสเตอร์ (หรือหลอดสูญญากาศ หรือ เซมิคอนดักเตอร์อื่นๆ) จำนวน 2 ตัวในภาคเอาต์พุตโดยทำงานตัวละครึ่งไซเคิลหรือประมาณตัวละ 180 องศาตัวเองสาเหตุนี้จึงทำให้สภาพในขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้า จะมีกระแสไหลผ่านวงจรถายน้อยมาก การสูญเสียจึงน้อยด้วยประสิทธิภาพจึงดีกว่าวงจรถายคลาสเอมาก(คลาสเอประสิทธิภาพน้อยกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ส่วนคลาสบี ประสิทธิภาพน้อยกว่า 70 เปอร์เซ็นต์ โดยประมาณ) แต่อย่างไรก็ตามคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linear) ของอัตราขยายสัญญาณนั้น ในคลาสเอยังสู้คลาสบีไม่ได้ ค่าของความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์จึงยังปรากฏให้เห็น ต้องใช้วงจรรองความถี่ทางเอาต์พุตช่วยจึงสามารถลดความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ลงได้บ้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายคลาสบี โดยทั่วไปจะเป็นวงจรพหุผลแบบต่างๆ ซึ่งพื้นฐานของวงจรตามรูปที่

2.5.2.1

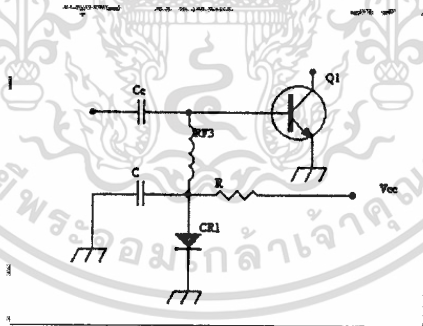


รูปที่ 2.5.2.1 วงจรขยายแบบพื้นฐานของคลาสบีพหุผล

จากรูปที่ 2.5.2.1 เมื่อมีสัญญาณเข้าทาง T1 จะทำให้ Q1 ทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและ Q2 ทำงานในครึ่งไซเคิลลบ โดยได้กำลังไฟจาก V_{cc} และ V_{bb} ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลใน T2 และผ่านวงจรกรองกระแสและความถี่ จนได้สัญญาณที่คือออกเอาต์พุต

ในบางกรณีอาจจะใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวทำงานในคลาสบีได้ เช่น กรณีรีโซแนนซ์ หรือกรณีใช้ความถี่สูงๆ ในงานโทรคมนาคม โดยมีอินดักแตนซ์และโคโอคช่วยไบอัสดังรูปที่

2.5.2.2



รูปที่ 2.5.2.2 แสดงวงจรไบอัสโดยใช้ RFC และโคโอคช่วยในวงจรขยายคลาสบีสำหรับความถี่สูง

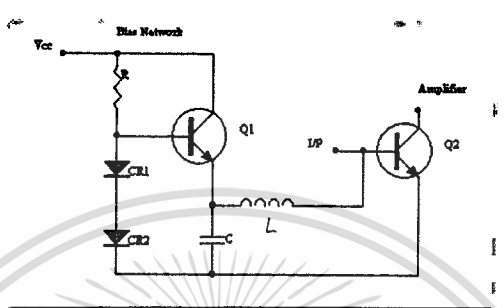
จากรูปที่ 2.5.2.2 ค่าของศักย์คาที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 ถูกไบอัสประมาณ 0.7 โวลต์ดีซี โดยมีกระแสไหลจาก V_{cc} ผ่าน R และผ่านโคโอค CR1 จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 พร้อมที่จะขยายสัญญาณที่เข้ามาอินพุตได้

ข้อดี ของการใช้โคโอคไบอัสอีกอย่างหนึ่งคือ วงจรสามารถป้องกันการเกิดจุดไบอัสเคลื่อนเนื่องจากความร้อน (Thermal runaway) ซึ่งเป็นอันตรายมากสำหรับทรานซิสเตอร์ การ

แก้ไขทำได้โดยการใช้ ตัวโคโอค CR1 ยึดติดกับทรานซิสเตอร์ Q1 เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ร้อนขึ้น CR1 ก็จะร้อนตามไปด้วย จึงทำให้ V_{be} ของ Q1 ลดลงไปด้วยเป็นการชดเชยซึ่งกันและกัน

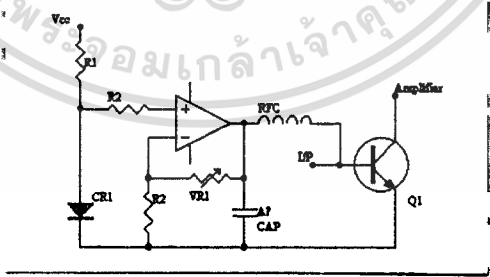
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่อย่างไรก็ตามไดโอด CR1 จะต้องเลือกไดโอดที่ทำงานหนักได้ เพราะเราจะต้องให้กระแสจำนวนมาก (ประมาณกว่า 10 เท่า ของ I_B ของ Q1) ไหลผ่าน เพื่อทำให้วงจรมีเสถียรภาพมาก กรณีที่ไดโอดทำงานหนักและมีคุณสมบัติไม่ดี เราสามารถคัดแปลงวงจรเป็นตามรูปที่ 2.5.2.3 โดยใช่วงจรขยายกระแสแบบอิมิตอร์โฟลโลเวอร์ (Emitter follower) ช่วยได้



รูปที่ 2.5.2.3 แสดงการใช่วงจรอิมิตอร์โฟลโลเวอร์ช่วยในการไบอัสวงจขยายคลาสิบี

จากรูปที่ 2.5.2.3 จะใช้ไดโอด CR1 และ CR2 2 ตัวเป็นตัวควบคุมไบอัสโวลต์เตจให้ Q1 ขยายกระแสให้มากขึ้น โดยค่าโวลต์เตจที่อิมิตอร์ของ Q1 จะมี 0.7 โวลต์ ทำให้ Q2 ได้รับการไบอัสพอดีโดยมี C และ RFC เป็นตัวป้องกันไม่ให้ความถี่สูง ไปรบกวนการทำงานของวงจรไบอัส การพัฒนาต่อๆ มาของวงจรไบอัสก็ได้เริ่มใช้ Ic(Integrated circuit) มาทำหน้าที่ในการไบอัสโดยทำให้สามารถปรับค่าไบอัสได้ ดังวงจรรูปที่ 2.5.2.4

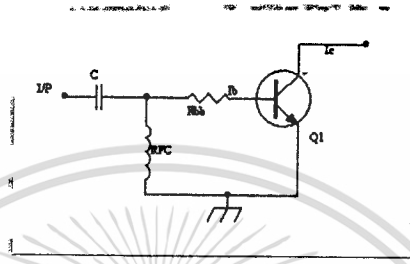


รูปที่ 2.5.2.4 วงจรไบอัสให้กับวงจขยายคลาสิบี

จากรูปที่ 2.5.2.4 แสดงวงจรไบอัสโดยนำเอา Ic op-amp มาใช้งานเพื่อให้ปรับค่าไบอัสโวลต์เตจได้ โดยจะเห็นว่าอินพุทบวกของ op-amp ต่อกับ CR1 อยู่ ทำให้ค่าศักย์ค่าที่อินพุท 0.7 โวลต์ หรือบวกลบนิคน้อยตามการปรับค่าของ VR1 ผลดีของการปรับค่านี้นี้จะทำให้ลดค่าของความเพี้ยน IMD ลงได้ เมื่อปรับค่าได้เหมาะสม

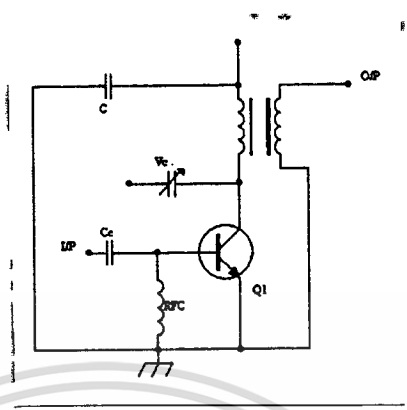
2.5.3 วงจรขยายคลาสิก

วงจขยายคลาสิกนั้น จะกำหนดจุดไบอัสให้อยู่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ (Cut off) หรือทำงานน้อยกว่า 180 องศา นั่นเอง ดังนั้นเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตจะไม่มีกระแสไหล และจะทำงานได้ดีในกรณีที่ใช้กับความถี่สูงๆ เท่านั้น โดยประสิทธิภาพ 85 เปอร์เซ็นต์ ส่วนความเพี้ยนนั้นมีมากกว่าวงจขยายคลาสิกเอและคลาสิกบี วงจรพื้นฐานขยายคลาสิกได้จากรูปที่ 2.5.3.1



รูปที่ 2.5.3.1 วงจขยายสัญญาณแบบคลาสิก

จากรูปที่ 2.5.3.1 จะเห็นการให้ไบอัสในคลาสิกนั้น จะไม่มีกระแสเบสขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาทางอินพุต ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะ cut off อยู่ จนมีสัญญาณเข้าครึ่งไซเคิลบวก ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะทำงาน Rfc ก็จะรับกระแสส่วนหนึ่งเอาไว้ ถึงครึ่งไซเคิลลบ Rfc ก็จะช่วยกระแสจ่ายให้ Q1 ทำให้ Q1 ยังไม่ cut off จนกระทั่งครึ่งไซเคิลบวกปรากฏอีกครั้ง ในบางครั้งวงจรคลาสิกอาจจะต้องใช้วงจรจูนเข้าที่พุดด้วยวงจรที่ใช้ทรานสเฟอร์เมอร์และคาปาซิเตอร์ประกอบ ทำให้การทำงานและการแมทซิ่งดีขึ้น ดูได้จากรูปที่ 2.5.3.2



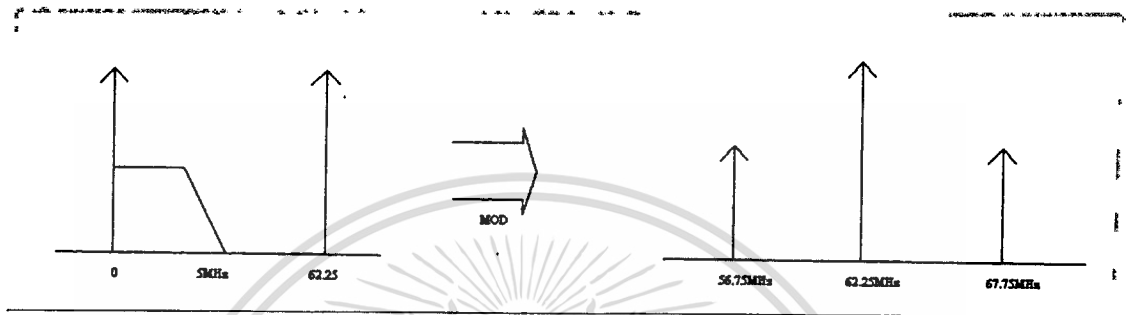
รูปที่ 2.5.3.2 แสดงวงจรคาสซีแบบ Self-bias



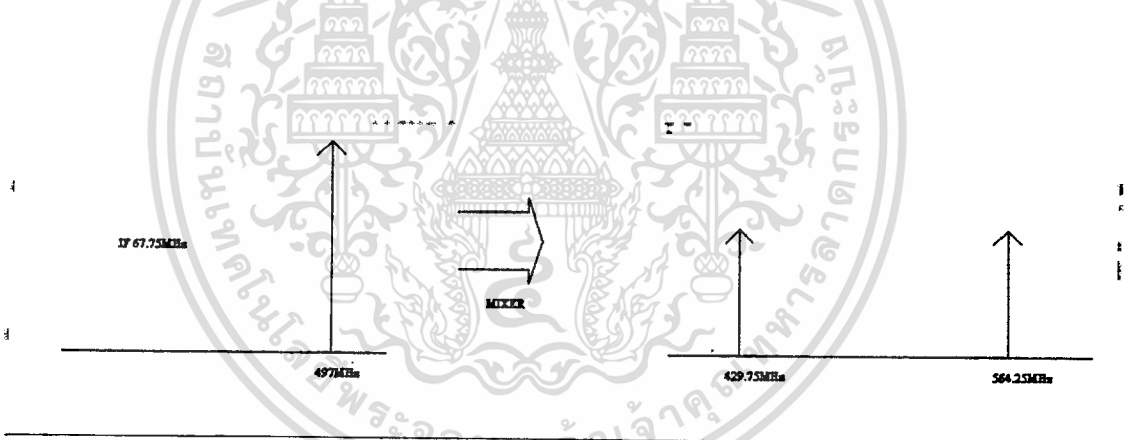
บทที่ 8

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจรของ UHF TRANSMITTER FOR PORTABLE CAMERA

3.1 สเปกตรัมของสัญญาณ



ก) สเปกตรัมของสัญญาณ IF หลังจากมอดูเลตกับ Video signal ที่ความถี่ IF 62.25 MHz

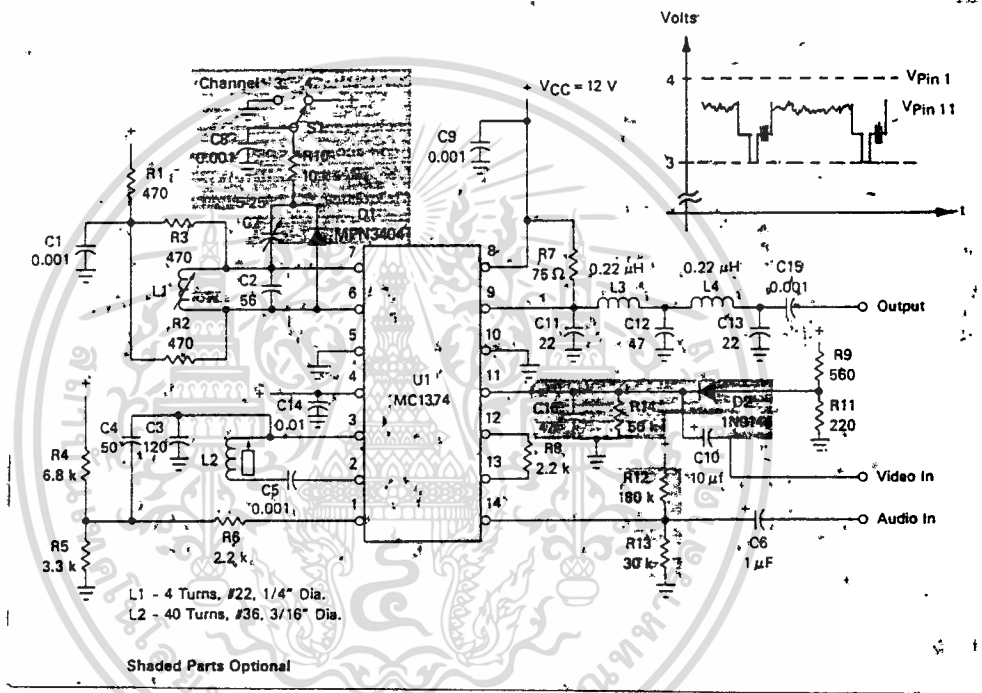


ข) แสดงความถี่คลื่นพาห้ของภาค Up conveter

รูปที่ 3.1.1 สเปกตรัม UHF transmitter for portable camera

สัญญาณความถี่คลื่นพาห้ภาพ 62.25 เมกกะเฮิรตซ์และสัญญาณคลื่นพาห้เสียง 5.5 เมกกะเฮิรตซ์ ทำการรวมสัญญาณได้ความถี่ด้าน Upper side band จากนั้นนำความถี่ที่ได้มาทำการรวมสัญญาณกับความถี่ Local Oscillator 497 เมกกะเฮิรตซ์ ได้ความถี่ออกมา 2 ความถี่คือ 429.25 และ 564.75 เมกกะเฮิรตซ์ แล้วเลือกส่งความถี่ด้านใดด้านหนึ่ง

3.2 MC 1374



รูปที่ 3.2.1 MC 1374

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางาน

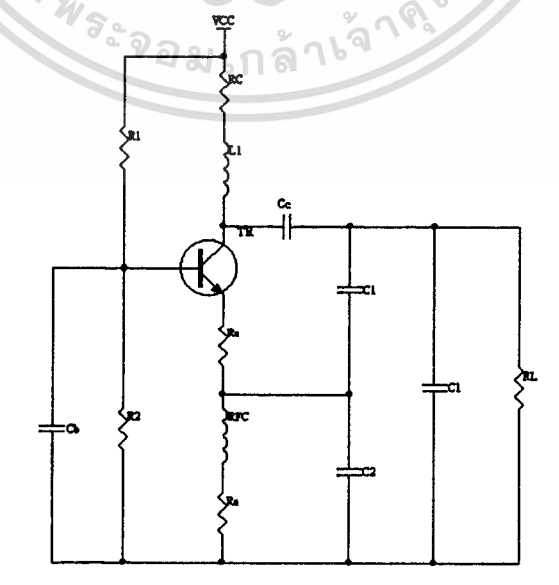
MC 1374 ประกอบด้วย RF Oscillator, AM Modulator, FM Modulator และ Mixer โดย

- RF Oscillator ผลิตความถี่มาตรฐานช่อง 3 หรือช่อง 4 เพื่อนำความถี่ที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณ VIDEO ความถี่ที่ผลิตจะถูกคุมโดย Tank ที่ขา 6 และ ขา 7 ซึ่งในการออกแบบจะใช้ขดลวด Inductance (L) ที่มีค่าน้อยๆ และคาร์ปาซิเตอร์ (C) ที่มีค่ามากๆ และค่าของความต้านทาน (Resistor) R1,R2 และ R3 จะทำให้ DC Voltage ที่ขา 6 และขา 7 เปลี่ยนแปลง

- Frequency Modulation ที่ขา 1,2 และ 3 จะทำหน้าที่ผลิตความถี่ 5.5 เมกกะเฮิร์ต ซึ่งความถี่จะเกิดจากการรีโซแนนซ์ (Resonance) ของขดลวด L2 จากขา 2 ไปยังขา 3 และ คาร์ปาซิเตอร์ C3 จากขา 3 ลงกราวด์ จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณ AUDIO ที่ได้จากขา 14 แบบ Frequency Modulation

- Amplitude Modulation สัญญาณ Video input จากขา 11 จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ขา 1 ซึ่งถ้าทั้งสองขามีแรงดันเท่ากัน ก็จะทำให้เอ๊าท์พุทเป็นศูนย์ และเอ๊าท์พุทจะเพิ่มขึ้นเมื่อขา 1 และขา 11 มีแรงดันต่างกันมากขึ้น โดยที่สัญญาณ Video จะมีค่าระหว่าง 0.25 - 1.0 โวลท์พีค จากนั้นก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณ RF Oscillator ได้เป็น Amplitude Modulation แบบ Balance modulation

3.3 การออกแบบภาค Oscillator



รูปที่ 5.4.1 Copitts Oscillator

เนื่องจากต้องการความถี่ย่าน ยูเอชเอฟ ดังนั้นในที่นี้จึงใช้ความถี่ Oscillator 497 MHz โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ (Transistor) เบอร์ BFW 92A

ขั้นตอนการออกแบบดังนี้คือ

1. กำหนด

$$f_c = 497 \text{ MHz}$$

$$P_i = 5 \text{ mW}$$

$$R_i = 5 \text{ K}\Omega$$

$$Q = 50$$

$$Cf_{\max} = 2 \text{ pF}$$

2. ขั้นตอนการคำนวณ

$$\begin{aligned} ICQ_{\min} &= \sqrt{\frac{8PL}{RL}} \\ &= \frac{8 \times 5 \times 10^{-3}}{5 \times 10^3} \\ &= 2.8 \text{ mA} \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงควรเลือก $ICQ = 5 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{R_L}{2} \\ &= \frac{5 \text{ K}\Omega}{2} \\ &= 2.5 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} VCEQ_{\min} &= ICQ_{\min} \cdot R_o \\ &= (2.8 \times 10^{-3})(2.5 \times 10^3) \\ &= 7 \text{ V} \end{aligned}$$

เลือก $VCEQ = 10 \text{ V}$

$$\begin{aligned} C_t &= \frac{Q}{\omega \cdot R_o} \\ &= \frac{50}{2\pi(497 \times 10^6)(2.5 \times 10^3)} \\ &= 6.4 \times 10^{-12} \text{ F} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_t &= \frac{1}{(2\pi f_o)^2 \cdot C_t} \\ &= \frac{1}{[2\pi(497 \times 10^6)]^2 (6.4 \times 10^{-12})} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
re $= \frac{1}{40ICQ}$
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{0.025}{5 \times 10^{-3}}$$

$$= 5 \Omega$$

เลือก $R_e = 50 \Omega$

$$R_i = r_e + R_e$$

$$= 55 \Omega$$

จาก data ของ Transister, $C_{eb} = 0.5 \text{ pF}$

$$C_s = C_t - C_{eb} - C_f$$

$$= 6.4 \text{ pF} - 0.5 \text{ pF} - 2 \text{ pF}$$

$$= 3.9 \text{ pF}$$

จาก N

$$= \sqrt{\frac{R_L}{R_i}}$$

$$= \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{55}}$$

$$= 9.535$$

จาก C1

$$= \frac{N C_s}{N - 1}$$

$$= \frac{(9.535)(3.9 \text{ pF})}{8.535}$$

$$= 4.36 \text{ pF}$$

C2

$$= N C_s$$

$$= 37 \text{ pF}$$

เลือก $R_E = 300 \Omega$

$$V_{cc} = V_{CBQ} + V_{BEQ} + I_{CQ}(R_E + R_e)$$

$$= 10 + 0.7 + (5 \times 10^{-3})(300 + 50)$$

$$= 12.45 \text{ V}$$

จากข้อมูลของ Transistor, $h_{fe} = 50$ เลือกค่า $I_b = 1 \text{ mA}$ ดังนั้น

$$V_E = I_{CQ}(R_E + R_e)$$

$$= 1.75 \text{ V}$$

$$V_B = V_E + V_{BEQ}$$

$$= 2.45 \text{ V}$$

หาค่า R2

$$= \frac{V_B}{I_b}$$

$$= 2.45 \text{ K}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า R1 จาก

$$V_B = \frac{R2}{R1 + R2} V_{CC}$$

แทนค่า

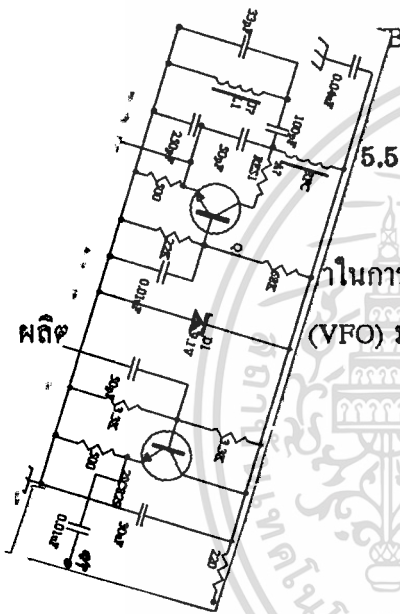
$$2.45 = \frac{(2.45K\Omega)(12.45V)}{R1 + (2.45K\Omega)}$$

$$2.45 + R1 + 6002.5 = 30502.5$$

$$2.45R1 = 2.45K\Omega$$

$$\therefore R1 = 10K\Omega$$

$$B = 1 \text{ nF}$$



5.5 เมกกะเฮิรตซ์

ในการผลิตความถี่คลื่นพาห่เสียงใน MC 1374 คั้งนั้นจึงได้นำวงจร (VFO) มาใช้ในการผลิตความถี่ 5.5 เมกกะเฮิรตซ์

รูปที่ 3.5.1 วงจร VFO ย่าน 5.5 เมกกะเฮิรตซ์

การทำงานของวงจร

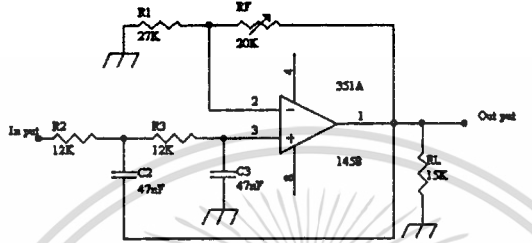
จากวงจรในรูปที่ 3.5.1 Q1 ทำหน้าที่หลักในการกำเนิดสัญญาณความถี่มี L1, C1, C2, C3 และ C4 เป็นอุปกรณ์ร่วมโดยจัดเป็นออสซิลเลเตอร์แบบแคลปปี้ ซึ่งมี C3, C4 เป็นตัวเก็บประจุที่หน้าที่ป้อนกลับสัญญาณจากขาคอลเลกเตอร์มายังขาเบสของ Q1 โดยผ่านทางขามิเตอร์เพื่อทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลต ความถี่ของวงจรถูกกำหนดได้จากค่าของ C1, C2, C3 และ C4 สัญญาณจาก

ขา B ของ Q1 จะถูกส่งผ่าน C6 เข้าไปยังขาเบสของ Q2 โดย Q2 จะถูกจัดวงจรขยายแบบอิมิตอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาม (EMITTER FOLLOWER) ทำหน้าที่เป็นภาคบัฟเฟอร์ซึ่งมีสัญญาณออกทางขาอิมิตเตอร์ สัญญาณออกจะถูกส่งผ่านทาง C7 เพื่อนำไปใช้งาน

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Butterworth filter



เกณฑ์ของวงจรขึ้นอยู่กับ R1 และ RF

High cut off frequency หาได้โดย

$$F_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_3C_2C_3}}$$

สมการของ Voltage Gain Magnitude คือ

$$\text{เมื่อ } \left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{A_F}{\sqrt{1+(f/f_H)^4}}$$

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

f = frequency of the input signal (Hz)

f_H = high cut off frequency (Hz)

การออกแบบวงจรกรองความถี่

1. เลือกความถี่คัทออฟ f_H

2. ให้ R₂ = R₁ = R และ C₂ = C₃ = C และควรเลือก C ≤ 1 μF

เอกสารนี้เป็น 3. หากค่า R โดยให้ หรือกับ R = $\frac{1}{2\pi F_H C}$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Gain AF ของ Second order Low pass filter = 1.586

$$\text{จาก } AF = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad \therefore R_f = 0.586 R_1 \text{ และควรให้ } R_1 \leq 100K\Omega$$

จากนั้นหาค่า R_f

สำหรับในปริิฤณยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจร Low pass filter แบบ Second order Butterworth filter โดยใช้รอกความถี่เสียง 300-3400 เฮิรตซ์ ในการออกแบบคือ

1. กำหนดความถี่คัทออฟ 3000 เฮิรตซ์

2. ให้ $C_2 = C_3 = 47 \text{ nF}$

$$3. \text{ หาค่า } R_2 = R_3 = \frac{1}{2\pi(3 \times 10^3)(47 \times 10^{-9})} = 11.287K$$

เลือกใช้ R 12 K

4. ให้ $R_1 = 27 K$

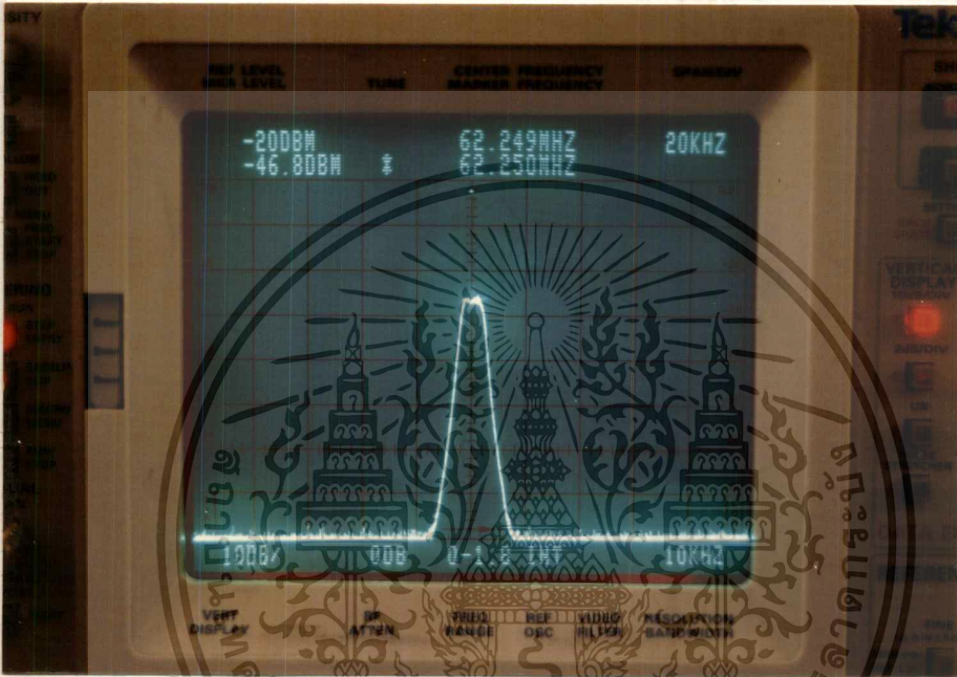
$$\therefore R_f = 0.587 \times 27K = 15.28K$$

R_f เลือกใช้แบบปรับค่าได้ค่า 20 K

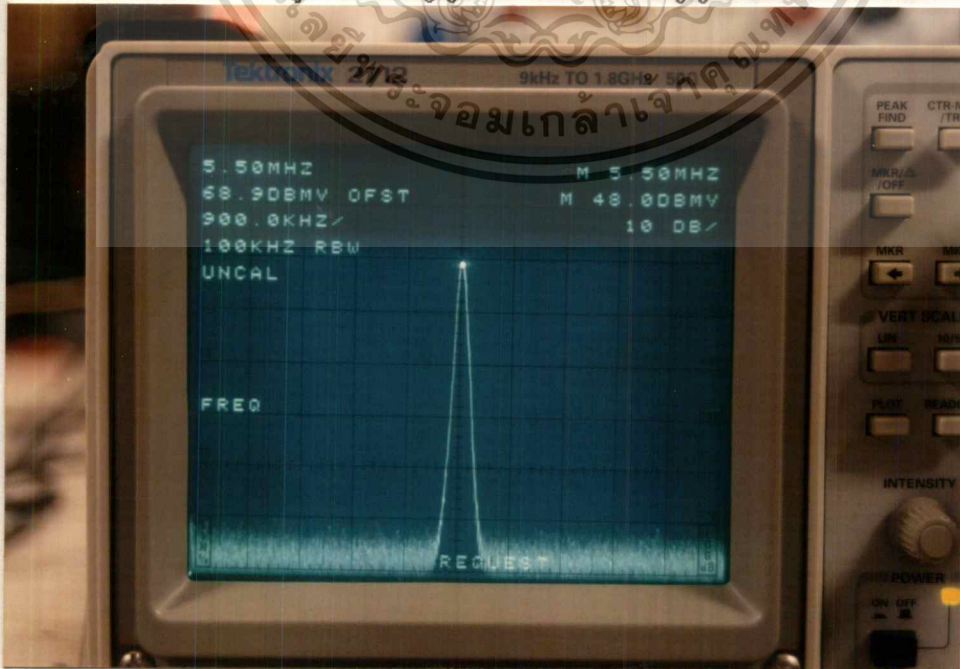
บทที่ 4

ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

1. ที่ภาคมอดูเลเตอร์ เราจะผลิตคลื่นพาห้ความถี่ 62.25 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่อยู่ในช่อง 4 สำหรับความถี่ 62.25 MHz นั้นเป็นความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณภาพ ส่วนคลื่นพาห้ของสัญญาณเสียงคือ 5.5 MHz ซึ่งตามข้อกำหนดของระบบ CCIR B ที่อยู่ในประเทศไทย



รูปที่ 6.1 สัญญาณคลื่นพาห้ของสัญญาณภาพ



รูปที่ 6.2 สัญญาณคลื่นพาห้ของสัญญาณเสียง

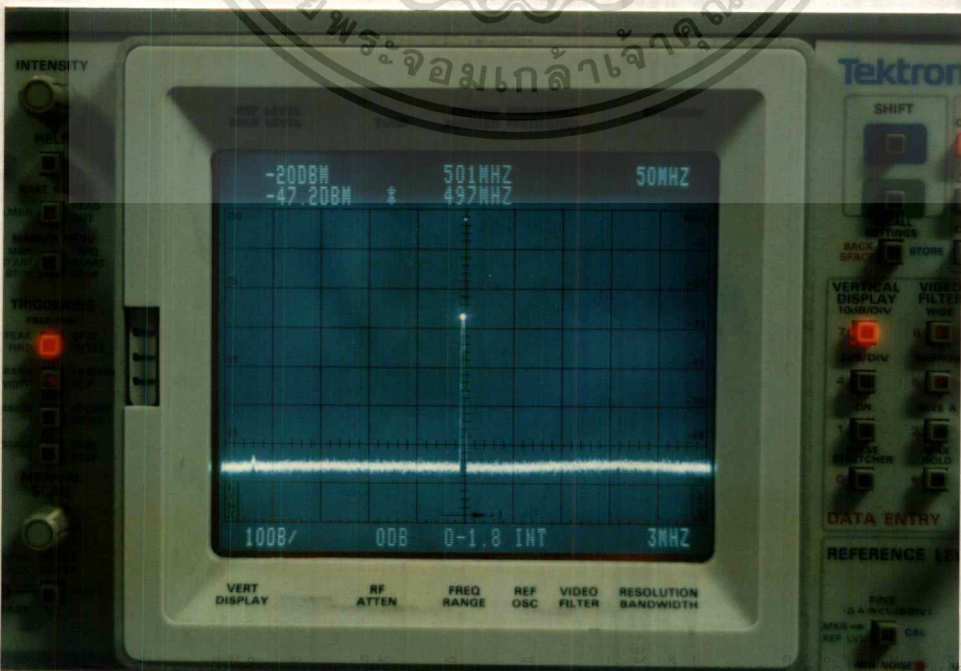
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์ ซึ่งใช้ IC เบอร์ MC1374 เอาท์พุทที่ได้จะมีคลื่นพาห์ของสัญญาณอยู่ตรงกลาง โดยที่จะมีคลื่นพาห์ของสัญญาณอยู่ทั้งด้าน upper ที่ความถี่ 67.75 MHz และ lower ที่ความถี่ 56.75 MHz ซึ่งมอดูเลเตอร์นี้จะทำการมอดแบบบาลานซ์มอดูเลชัน



รูปที่ 6.3 รูปสัญญาณที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์

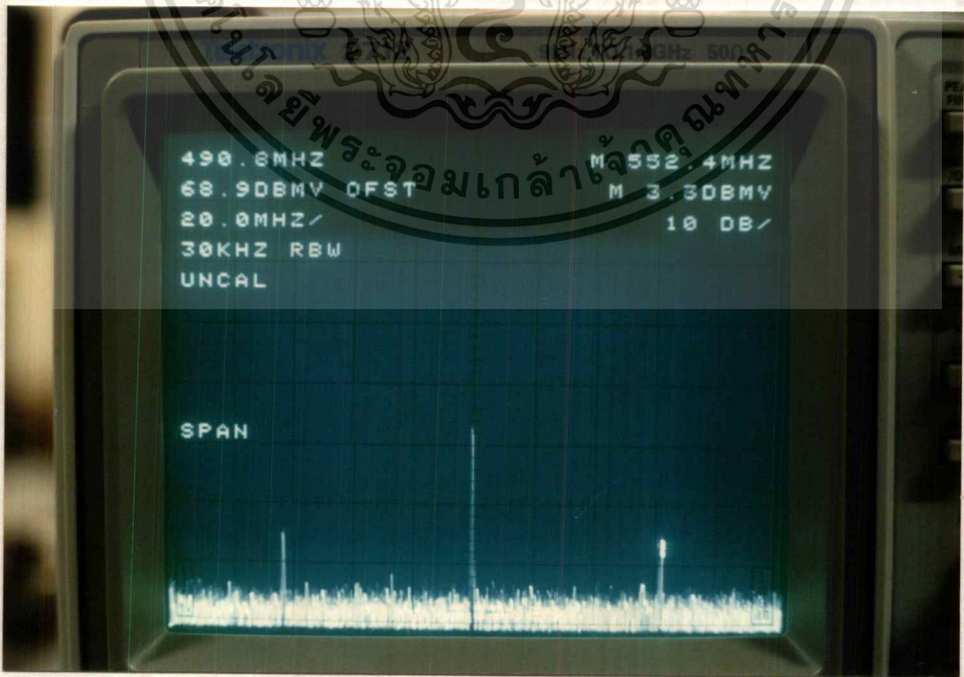
2. จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของ MC1374 มาทำให้ความถี่อยู่ในย่าน UHF โดยนำสัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของ MC1374 มารวมกับสัญญาณจาก Oscillator โดย Oscillator นี้จะผลิตความถี่ 497 MHz ซึ่งถ้านำมารวมกันแล้ว จะได้ความถี่ด้าน upper ที่ความถี่ 669.25 MHz และจะได้ความถี่ด้าน lower ที่ความถี่ 434.75 MHz ซึ่งตรงกับช่องสัญญาณ



รูปที่ 6.4 รูปสัญญาณจาก Oscillator

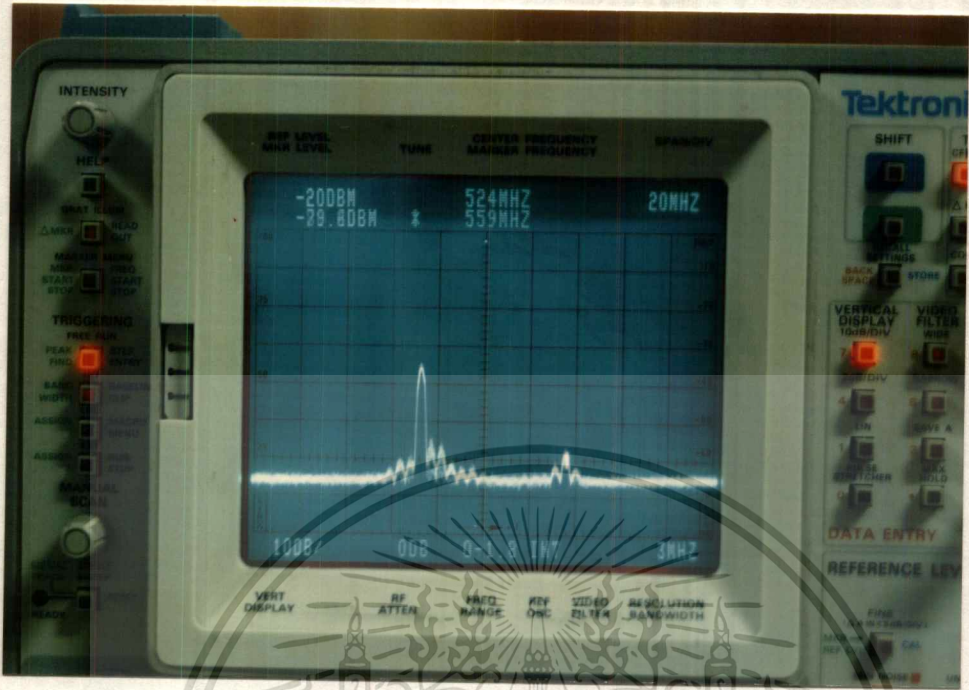


รูปที่ 6.5 รูปสัญญาณที่เอาท์พุทที่ย่าน UHF



รูปที่ 6.6 รูปสัญญาณที่เอาท์พุทที่ย่าน UHF ด้าน upper

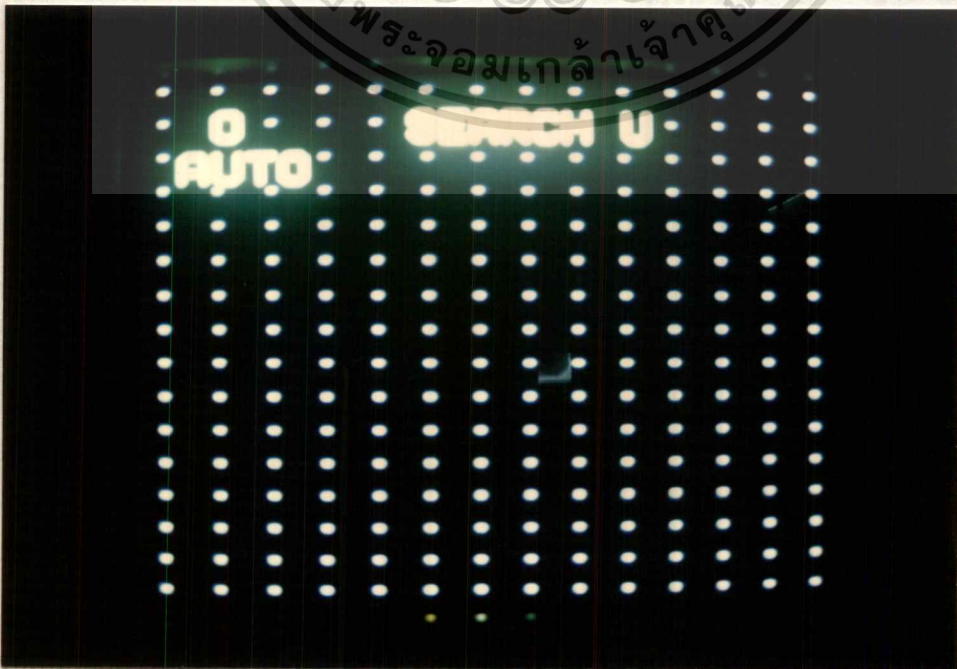
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ทำซ้ำหรือคัดลอกโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์



รูปที่ 6.7 รูปสัญญาณที่เอาท์พุทที่ย่าน UHF โดยป้อน Pattern

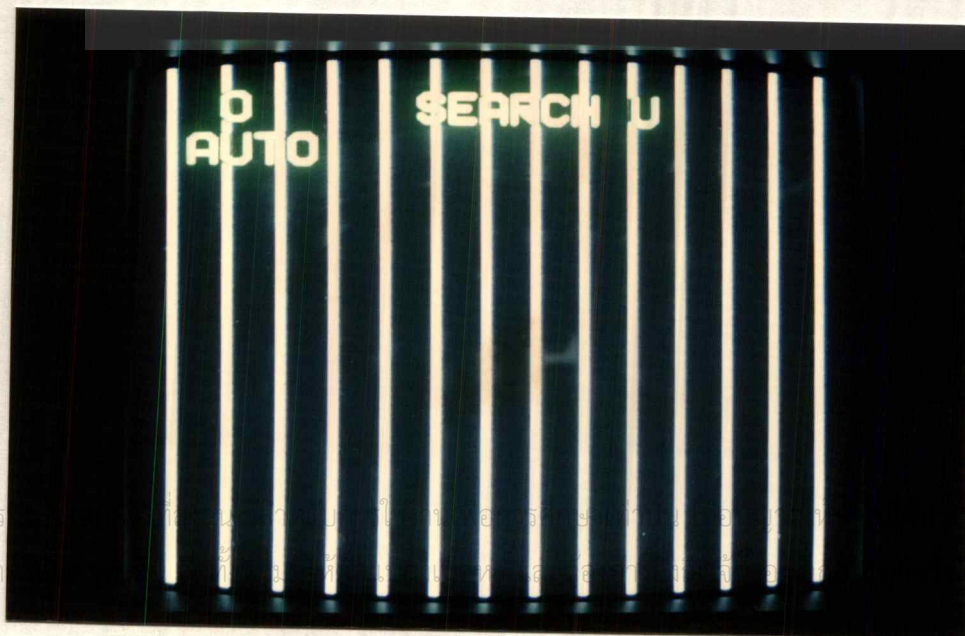
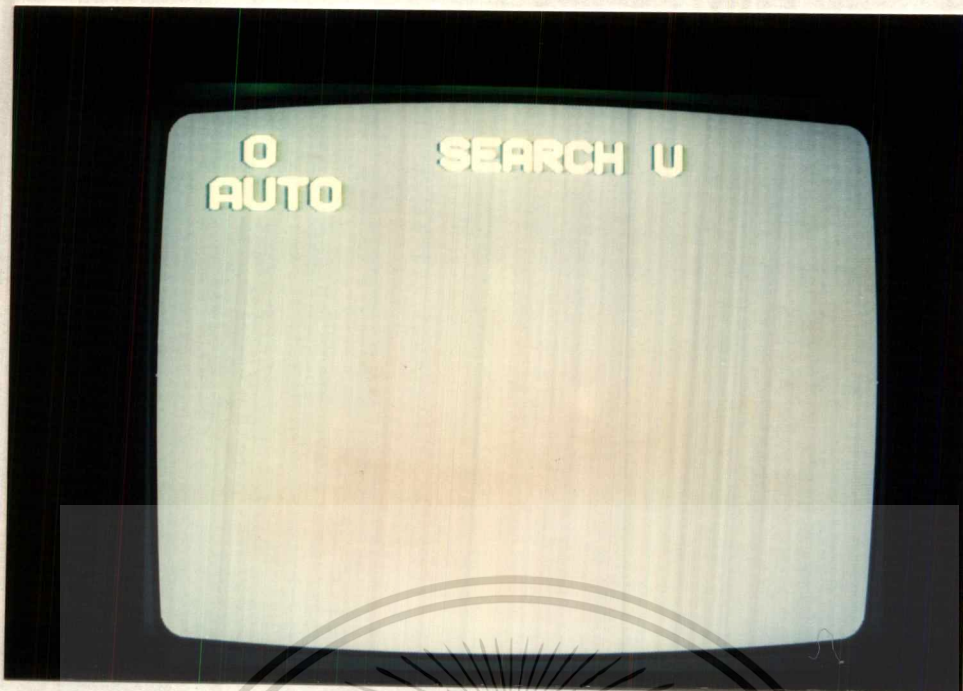
สรุปผลการทดลอง

เมื่อป้อน Pattern Generator จะได้สัญญาณต่างๆ ดังรูป



เอกสาร... โดยขึ้นด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารอ้างอิง

1. สุชาติ กังวาลจิตต์ “ หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร “บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด พ.ศ.2521.
2. Cris Bowick “ RF circuit design “ Howard W. sams&Co.,Inc.,1982.
3. Herbert L. Krauss, Charles W. Bostian and Frederick H. Raab “ Solid state radio engineering “ John wiley&sons





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TV MODULATOR CIRCUIT

The MC1374 includes an FM audio modulator, sound carrier oscillator, RF oscillator, and RF dual input modulator. It is designed to generate a TV signal from audio and video inputs. The MC1374's wide dynamic range and low distortion audio make it particularly well suited for applications such as video tape recorders, video disc players, T.V. games and subscription decoders.

- Single Supply, 5 V to 12 V
- Channel 3 or 4 Operation
- Variable Gain RF Modulator
- Wide Dynamic Range
- Low Intermodulation Distortion
- Positive or Negative Sync
- Low Audio Distortion
- Few External Components

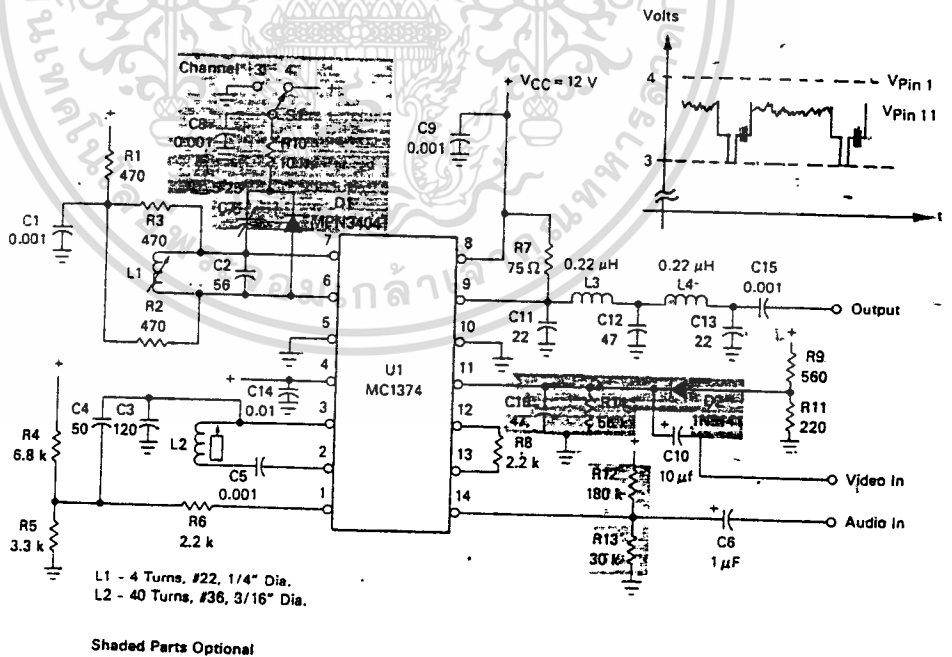
TV MODULATOR CIRCUIT

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

FIGURE 1 — TYPICAL APPLICATION



MC1374

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

Rating	Value	Unit
Supply Voltage	14	Vdc
Operating Ambient Temperature Range	0 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
Power Dissipation, Package Derate above 25°C	1.25 10 mW/ $^\circ\text{C}$	Watts

AM OSCILLATOR/MODULATOR

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 12\text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_c = 67.25\text{ MHz}$, Figure 4 circuit, unless otherwise noted)

Characteristic	Min	Typ	Max	Unit
Operating Supply Voltage	5.0	12	12	V
Supply Current (Figure 1)	—	13	—	mA
Video Input Dynamic Range (Sync Amplitude)	0.25	1.0	1.0	V Pk
RF Output (Pin 9, R7 = 75 Ω , No External Load)	—	170	—	mV pp
Carrier Suppression	36	40	—	dB
Linearity (75% to 12.5% Carrier, 15 kHz to 3.58 MHz)	—	—	2.0	%
Differential Gain Distortion (IRE Test Signal)	5.0	7.0	10	%
Differential Phase Distortion (3.58 MHz IRE Test Signal)	—	1.5	2.0	Degrees
920 kHz Beat (3.58 MHz @ 30%, 4.5 MHz @ 25%)	—	-57	—	dB
Video Bandwidth (75 Ω Input Source)	30	—	—	MHz
Oscillator Frequency Range	—	105	—	MHz
Internal Resistance across Tank (Pin 6 to Pin 7)	—	1.8	—	k Ω
Internal Capacitance across Tank (Pin 6 to Pin 7)	—	4.0	—	pF

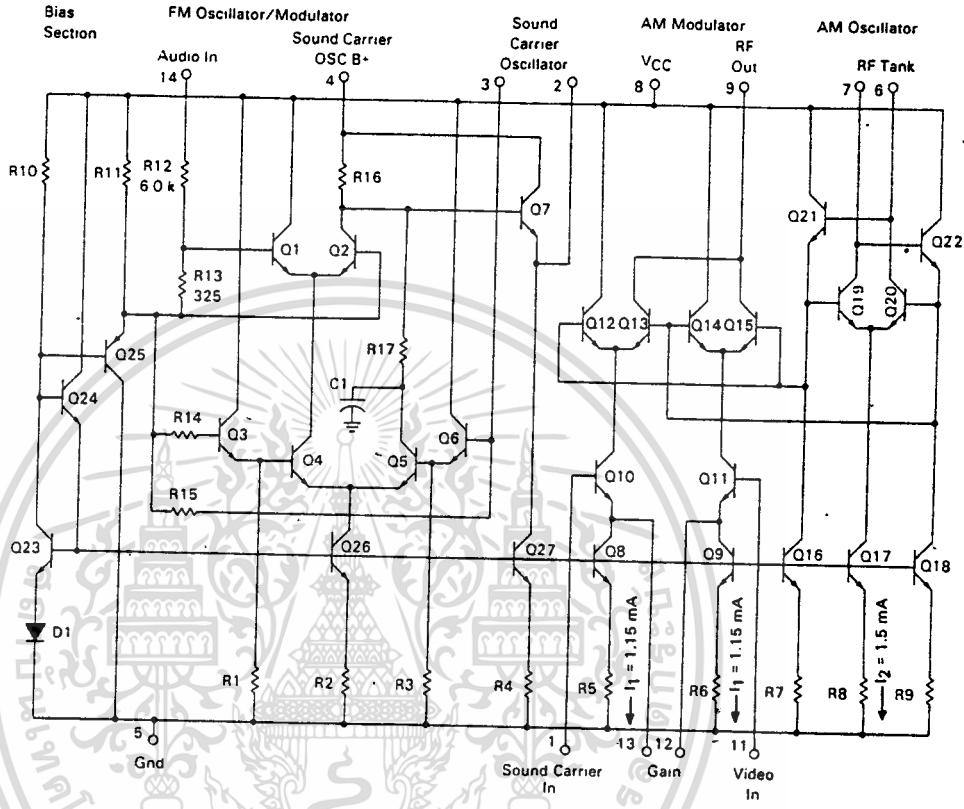
FM OSCILLATOR/MODULATOR

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 12\text{ Vdc}$, 4.5 MHz, Test circuit of Figure 11, unless otherwise noted)

Characteristic	Min	Typ	Max	Unit
Frequency Range of Modulator	1.4	4.5	14	MHz
Frequency Shift versus Temperature (Pin 14 open)	—	0.2	0.3	kHz/ $^\circ\text{C}$
Frequency Shift versus V_{CC} (Pin 14 open)	—	—	4.0	kHz/V
Output Amplitude (Pin 3 not loaded)	—	900	—	mV $_{p-p}$
Output Harmonics, Unmodulated	—	—	-40	dB
Modulation Sensitivity 1.7 MHz	—	0.20	—	MHz/V
4.5 MHz	—	0.24	—	MHz/V
10.7 MHz	—	0.80	—	MHz/V
Audio Distortion ($\pm 25\text{ kHz}$ Deviation, Optimized Bias Pin 14)	—	0.6	1.0	%
Audio Distortion ($\pm 25\text{ kHz}$ Deviation, Pin 14 self biased)	—	1.4	—	%
Incidental AM ($\pm 25\text{ kHz}$ FM)	—	2.0	—	%
Audio Input Resistance (Pin 14 to ground)	—	6.0	—	k Ω
Audio Input Capacitance (Pin 14 to ground)	—	5.0	—	pF
Stray Tuning Capacitance (Pin 3 to ground)	—	5.0	—	pF
Effective Oscillator Source Impedance (Pin 3 to load)	—	2.0	—	k Ω

MC1374

FIGURE 2 — TV MODULATOR



GENERAL DESCRIPTION

The MC1374 contains an RF oscillator, RF modulator, and a phase-shift type FM modulator, arranged to permit good printed circuit layout of a complete T.V. modulation system. The RF oscillator is similar to the one used in MC1373, and is coupled internally in the same way. It's frequency is controlled by an external tank on Pins 6 and 7, or by a crystal circuit, and will operate to approximately 105 MHz. The video modulator is a balanced type as used in the well known MC1496. Modulated sound carrier and composite video information can be put in separately on pins 1 and 11 to minimize unwanted crosstalk. A single resistor on Pins 12 and 13 is selected to set the modulator gain. The RF output at Pin 9 is a current source which drives a load connected from Pin 9 to VCC.

The FM system was designed specifically for the T.V. intercarrier function. For circuit economy, one phase shift circuit was built into the chip. Still, it will operate from 1.4 MHz to 14 MHz, low enough to be used in a

cordless telephone base station (1.76 MHz), and high enough to be used as an FM TF test signal source (10.7 MHz). At 4.5 MHz, a deviation of ± 25 kHz can be achieved with 0.6% distortion (typical).

In the circuit above devices Q1 through Q7 are active in the oscillator function. Differential amplifier Q3, Q4, Q5, and Q6 acts as a gain stage, sinking current from input section Q1, Q2 and the phase shift network R17, C1. Input amplifier Q1, Q2 can vary the amount of "in phase" Q4 current to be combined with phase shifter current in load resistor R16. The R16 voltage is applied to emitter follower Q7 which drives an external L-C circuit. Feedback from the center of the L-C circuit back to the base of Q6 closes the loop. As audio input is applied which would off-set the stable oscillatory phase, the frequency changes to counteract. The input to Pin 14 can include a dc feedback current for AFC over a limited range.

The modulated FM signal from Pin 3 is coupled to Pin 1 of the RF modulator and is then modulated onto the AM carrier.

MC1374

THE AM SECTION

The AM modulator transfer function in Figure 3 shows that the video input can be of either polarity (and can be applied at either input). When the voltages on Pin 1 and Pin 11 are equal, the RF output is theoretically zero. As the difference between $V_{Pin 11}$ and $V_{Pin 1}$ increases, the RF output increases linearly until all of the current from both I_1 current sources (Q8 and Q9) is flowing in one side of the modulator. This occurs when $\pm(V_{Pin 11} - V_{Pin 1}) = I_1 R_G$, where I_1 is typically 1.15 mA. The peak-to-peak RF output is then $2I_1 R_L$. Usually the value of R_L is chosen to be 75Ω to ease the design of the output filter and match into T.V. distribution systems. The theoretical range of input voltage and R_G is quite wide, but noise and available sound level limit the useful video (sync tip) amplitude to between 0.25 and 1.0 Vpk. It is recommended that the value of R_G be chosen so that only about half of the dynamic range will be used at sync tip level.

The operating window of Figure 5 shows a cross-hatched area where Pin 1 and Pin 11 voltages must always be in order to avoid saturation in any part of the modulator. (The letter ϕ represents one diode drop, or about 0.75 V.) The oscillator Pins 6 and 7 must be biased to a level of $V_{CC} - \phi - 2I_1 R_L$ (or lower) and the input Pins 1 and 11 must always be at least 2ϕ below that. It is permissible to operate down to 1.6 V, saturating the current sources, but whenever possible, the minimum should be 3ϕ above ground.

The oscillator will operate dependably up to about 105 MHz with a broad range of tank circuit components values. It is desirable to use a small L and a large C to minimize the dependence on I.C. internal capacitance. An operating Q between 10 and 20 is recommended. The values of R_1 , R_2 and R_3 are chosen to produce the desired Q and to set the Pin 6 and 7 d.c. voltage as discussed above. Unbalanced operation; i.e., Pin 6 or 7 bypassed to ground, is not recommended. Although the oscillator will still run, and the modulator will produce a useable signal, this mode causes substantial base-band video feedthrough. Bandswitching, as Figure 1 shows, can still be accomplished economically without using the unbalanced method.

The oscillator frequency with respect to temperature in the test circuit shows less than ± 20 kHz total shift from 0°C to 50°C as shown in Figure 7. At higher temperatures the slope approaches 2.0 kHz/ $^\circ\text{C}$. Improvement in this region would require a temperature compensating tuning capacitor of the N75 family.

Crystal control is feasible using the circuit shown in Figure 21. The crystal is a 3rd overtone series type, used in series resonance. The L_1 , C_2 resonance is adjusted well below the crystal frequency and is sufficiently tolerant to permit fixed values. A frequency shift versus temperature of less than 1.0 Hz/ $^\circ\text{C}$ can be expected from this approach. The resistors R_a and R_b are to suppress parasitic resonances.

Coupling of output RF to wiring and components on Pins 1 and 11 can cause as much as 300 kHz shift in carrier (at 67 MHz) over the video input range. A careful layout can keep this shift below 10 kHz. Oscillator may also be inadvertently coupled to the RF output, with the undesired effect of preventing a good null when $V_{11} = V_1$. Reasonable care will yield carrier rejection ratios of 36 to 40 dB below sync tip level carrier.

In television, one of the most serious concerns is the prevention of the intermodulation of color (3.58 MHz) and sound (4.5 MHz) frequencies, which causes a 920 kHz signal to appear in the spectrum. Very little (3rd order) non-linearity is needed to cause this problem. The results in Figure 6 are unsatisfactory, and demonstrate that too much of the available dynamic range of the MC1374 has been used. Figures 8 and 10 show that by either reducing standard signal level, or reducing gain, acceptable results may be obtained.

At VHF frequencies, small imbalances within the device introduce substantial amounts of 2nd harmonic in the RF output. At 67 MHz, the 2nd harmonic is only 6 to 8 dB below the maximum fundamental. For this reason a double pi low pass filter is shown in the test circuit of Figure 3 and works well for channel 3 and 4 lab work. For a fully commercial application, a vestigial sideband filter will be required. The general form and approximate values are shown in Figure 19. It must be exactly aligned to the particular channel.

FIGURE 3 — AM MODULATOR TRANSFER FUNCTION

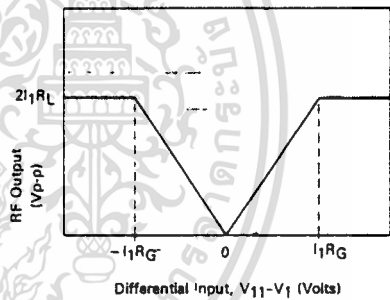


FIGURE 4 — AM TEST CIRCUIT

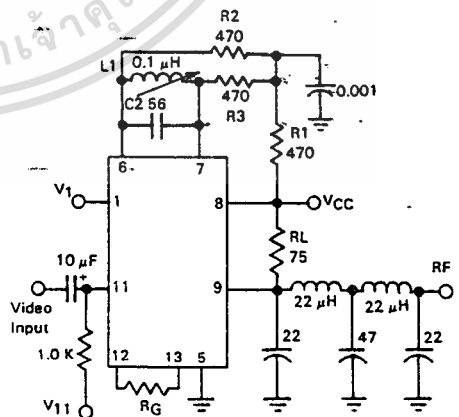


FIGURE 5 — THE OPERATING WINDOW

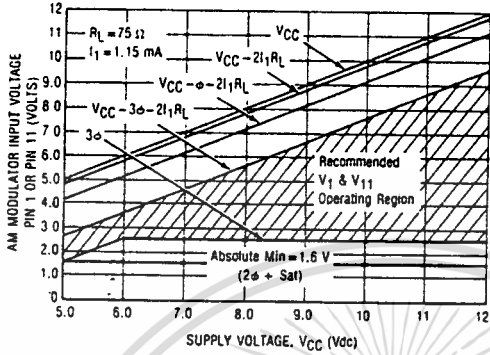


FIGURE 6 — 920 kHz BEAT

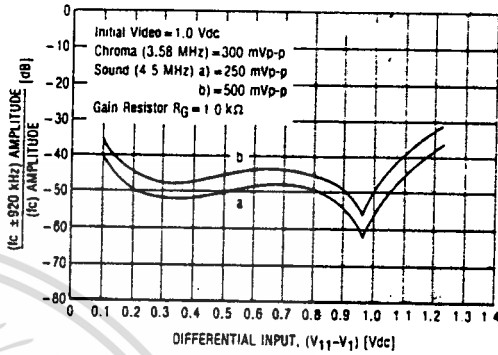


FIGURE 7 — RF OSCILLATOR FREQUENCY versus TEMPERATURE

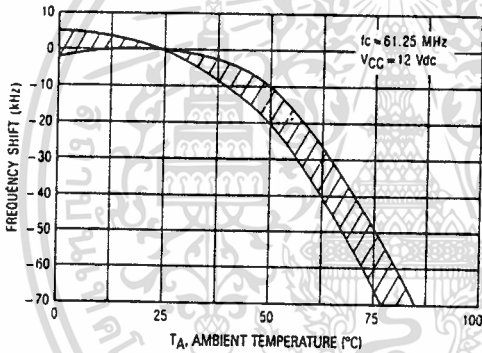


FIGURE 8 — 920 kHz BEAT

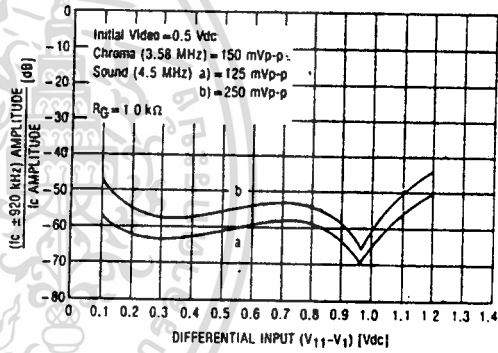


FIGURE 9 — RF OSCILLATOR FREQUENCY versus SUPPLY VOLTAGE

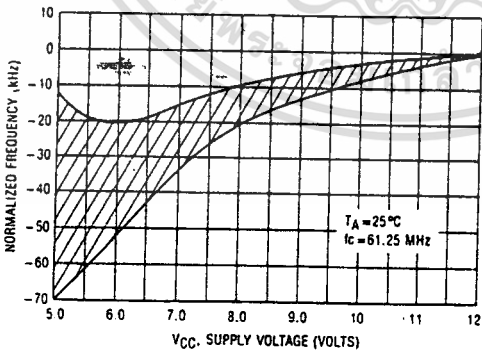
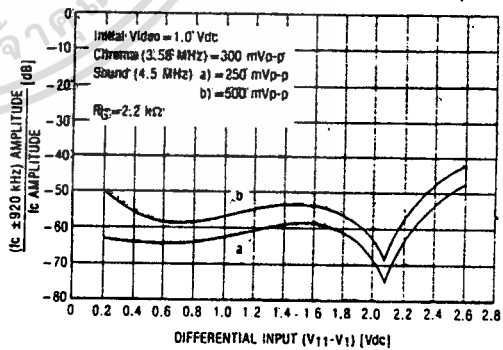


FIGURE 10 — 920 kHz BEAT



9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1374

FM SECTION

The oscillator center frequency is approximately the resonance of the inductor L_2 from Pin 2 to Pin 3 and the effective capacitance C_3 from Pin 3 to ground. For overall oscillator stability, it is best to keep X_L in the range of 300 Ω to 1.0 k Ω .

The modulator transfer characteristic at 4.5 MHz is shown in Figure 15. Transfer curves at other frequencies have a very similar shape, but differ in deviation per input volt, as shown in Figures 13 and 17.

Most applications will not require dc connection to the audio input, Pin 14. However, some improvements can be achieved by the addition of biasing circuitry. The unbiased device will establish its own Pin 14 bias at 4θ , or about 3.0 V. This bias is a little too high for optimum modulation linearity. Figure 14 shows better than 2-to-1 improvement in distortion between the unbiased device and pulling Pin 14 down to 2.6 to 2.7 V. This can be accomplished by a simple divider, if the supply voltage is relatively constant.

The impedance of the divider has a bearing on the frequency versus temperature stability of the FM system. A divider of 180 k Ω and 30 k Ω (for $V_{CC} = 12$ V) will give good temperature stabilization results. However, as Figure 18 shows, a divider is not a good method if the supply voltage varies. The designer must make the decisions here, based on considerations of economy, distortion and temperature requirements and power supply capability. If the distortion requirements are not stringent, then no bias components are needed. If, in this case, the temperature compensation needs to be improved in the high ambient area, the tuning capacitor from Pin 3 to ground can be selected from N75 or N150 temperature compensation types.

Another reason for dc input to Pin 14 is the possibility of automatic frequency control. Where high accuracy of intercarrier frequency is required, it may be desirable to feed back the dc output of an AFC or phase detector for nominal carrier frequency control. Only limited control range could be used without adversely affecting the distortion performance, but very little frequency compensation will be needed.

One added convenience in the FM section is the separate Pin "oscillator B+" which permits disabling of the sound system during alignment of the AM section. Usually it can be hard wired to the V_{CC} source without decoupling.

Standard practice in television is to provide pre-emphasis of higher audio frequencies at the transmitter and a matching de-emphasis in the T.V. receiver audio amplifier. The purpose of this is to counteract the fact that less energy is usually present in the higher frequencies, and also that fewer modulation sidebands are within the deviation window. Both factors degrade signal to noise ratio. Pre-emphasis of 75 μ s is standard practice. For cases where it has not been provided, a suitable pre-emphasis network is covered in Figure 20.

It would seem natural to take the FM system output from Pin 2, the emitter follower output, but this output is high in harmonic content. Taking the output from Pin 3 sacrifices somewhat in source impedance but results in a clean output fundamental, with all harmonics more than 40 dB down. This choice removes the need for additional filtering

components. The source impedance of Pin 3 is approximately 2.0 k Ω , and the open circuit amplitude is about 900 mV p-p for the test circuit shown in Figure 11.

The application circuit of Figure 1 shows the recommended approach to coupling the FM output from Pin 3 to the AM modulator input, Pin 1. The input impedance at Pin 1 is very high, so the intercarrier level is determined by the source impedance of Pin 3 driving through C_4 into the video bias circuit impedance of R_4 and R_5 , about 2.2 K. This provides an intercarrier level of 500 mV p-p, which is correct for the 1.0 V peak video level chosen in this design. Resistor R_6 and the input capacitance of Pin 1 provide some decoupling of stray pickup of RF oscillator or AM output which may be coupled to the sound circuitry.

FIGURE 11 — FM TEST CIRCUIT

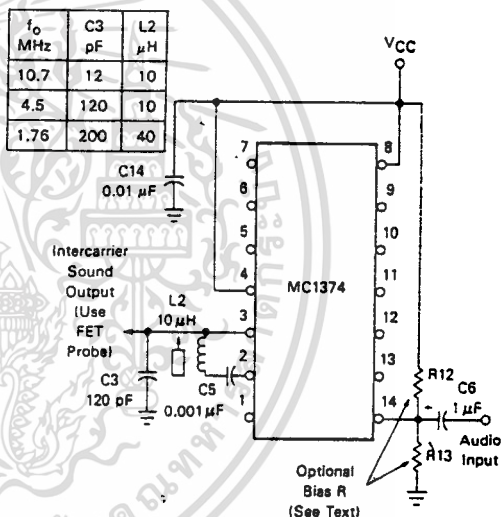


FIGURE 12 — MODULATOR SENSITIVITY

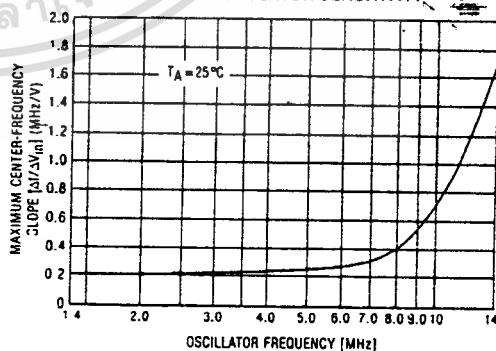


FIGURE 13 — MODULATOR TRANSFER FUNCTION (1.76 MHz)

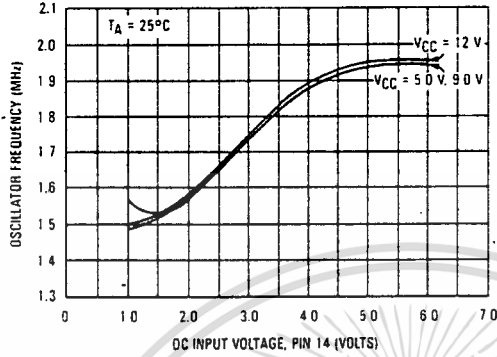


FIGURE 14 — DISTORTION versus MODULATION DEPTH

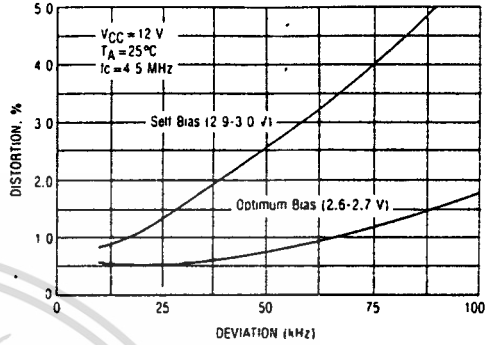


FIGURE 15 — MODULATOR TRANSFER FUNCTION (4.5 MHz)

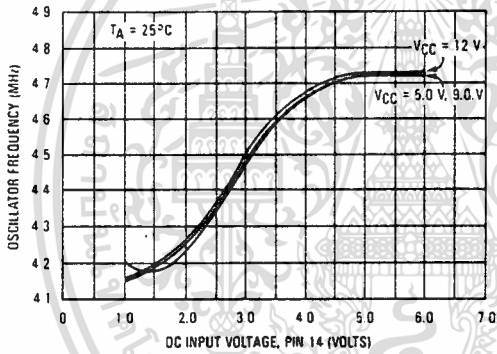


FIGURE 16 — FM SYSTEM FREQUENCY versus TEMPERATURE

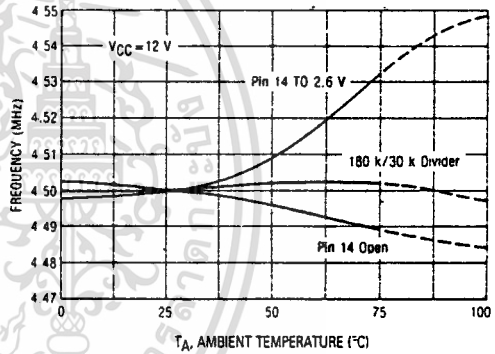


FIGURE 17 — MODULATOR TRANSFER FUNCTION (10.7 MHz)

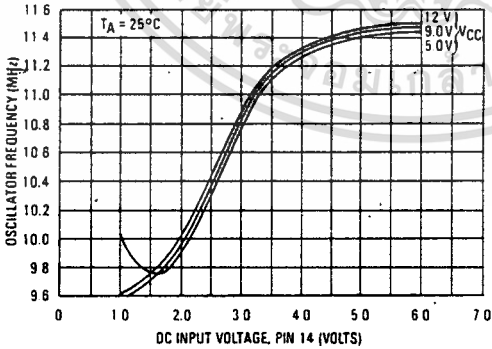
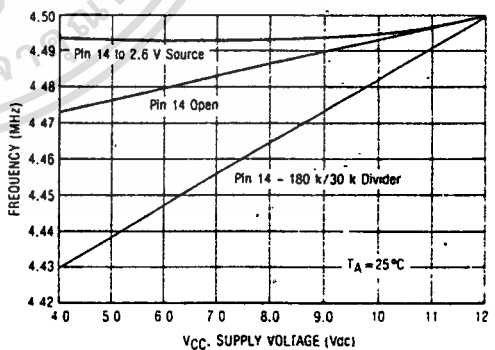


FIGURE 18 — FM SYSTEM FREQUENCY versus VCC



9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 19 — A CHANNEL 4 VESTIGIAL SIDEBAND FILTER

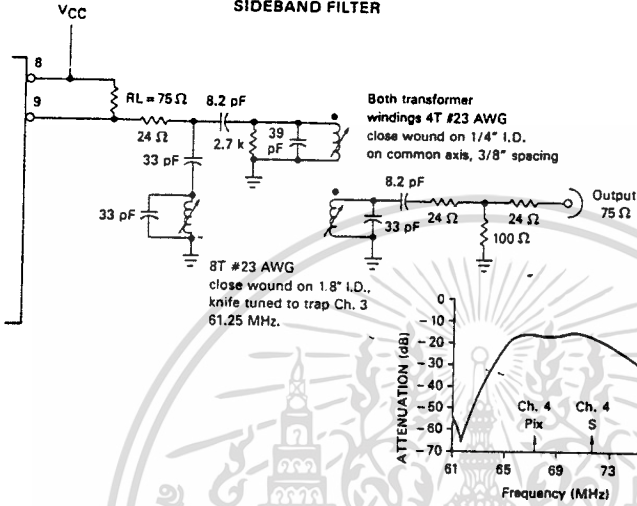


FIGURE 21 — CRYSTAL CONTROLLED RF OSCILLATOR FOR CHANNEL 3, 61.25 MHz

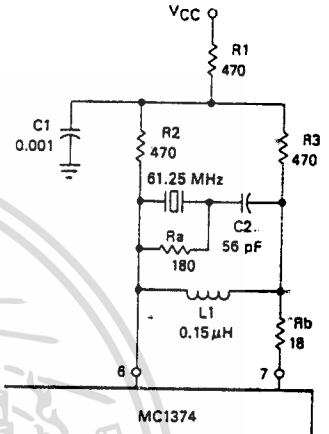
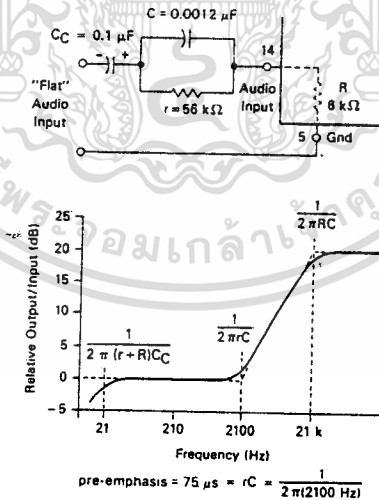


FIGURE 20 — AUDIO PRE-EMPHASIS CIRCUIT



See Application Note AN829 for further information.