

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบส่งสัญญาณภาพเคลื่อนที่โดยเฮลิคอปเตอร์

A VIDEO SIGNAL TRANSMITTING SYSTEM BY HELICOPTER



โดย

นายศักดิ์ สงดวง

นายสมคิด ชูหว่าง

มท.
ศ 321 ร
2550

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 83293
วัน,เดือน,ปี..... 11 ส.ค. 2551

114 65482
b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบส่งสัญญาณภาพเคลื่อนที่โดยเฮลิคอปเตอร์

A VIDEO SIGNAL TRANSMITTING SYSTEM BY HELICOPTER

โดย

นายศักดิ์ สงดวง

นายสมคิด ชูหว่าง

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ผศ.ดร.จิรสุดา โกนียาภรณ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบส่งสัญญาณภาพเคลื่อนที่โดยเฮลิคอปเตอร์

A VIDEO SIGNAL TRANSMISSION SYSTEM BY HELICOPTER

ผู้จัดทำ

1.นายศักดา สงดวง 48015081

2.นายสมคิด ชูหว่าง 48015082

.....*ปทีโมทง*.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน)

.....*จิรสุดา*.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.จิรสุดา โกนิยารักษ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบส่งสัญญาณภาพเคลื่อนที่โดยเฮลิคอปเตอร์

A VIDEO SIGNAL TRANSMITTING SYSTEM BY HELICOPTER

โดย นายศักดา สงดวง 48015081

นายสมคิด ชูหว่าง 48015082

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ผศ.ดร.จิรสุดา โกนิษยาภรณ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอระบบส่งสัญญาณภาพเคลื่อนที่ซึ่งติดตั้งอยู่ในเฮลิคอปเตอร์ซึ่งใช้เฮลิคอปเตอร์เป็นยานพาหนะในการถ่ายทอดสัญญาณ ในระบบการส่งสัญญาณดังกล่าวนี้จะประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดความถี่ในย่าน UHF ที่มีความถี่ในช่วง 450-550 MHz, วงจรมอดูเลตทางขนาด (AM) และวงจรขยายสัญญาณ ซึ่งหลักการทำงานของระบบนี้ก็คือ สัญญาณคลื่นพาห่ที่ผลิตจากวงจรกำเนิดสัญญาณจะมอดูเลตทางขนาดกับสัญญาณภาพที่ได้จากกล้อง CCD ซึ่งสัญญาณที่มอดูเลตได้นั้นจะถูกนำไปขยายและส่งออกอากาศต่อไปโดยเครื่องรับสัญญาณภาพดังกล่าวนี้สามารถใช้กับเครื่องรับโทรทัศน์ทั่วไปได้

ABSTRACT

This project presents a video signal transmitting system installed in a helicopter which is used to be a vehicle for broadcasting signal. In the proposed system, it is consisted of an oscillator circuit generating 450-550 MHz frequency signals im UHF band, an AM circuit, and an amplifier circuit. The operation of the system is that the carrier signal obtained from the oscillator is amplitude modulated with video signal obtained by the CCD camera. The modulated signal is later amplifier and broadcasted. At the receiving end, the conventional television can be used to receive the video signal.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ระบบของอิเล็กทรอนิกส์	1
1.2 วิทยุบังคับ	2
1.3 ระบบส่งสัญญาณภาพ	2
1.4 ภาครับโทรทัศน์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 กล้อง CCD (Charge Coupled Device)	4
2.1.1 เทคโนโลยีกล้อง CCD (Charge Coupled Device)	4
2.1.2 การนำกล้อง CCD ไปใช้ในการถ่ายภาพ	6
2.1.3 การติดตั้งและการใช้งาน	6
2.1.4 ข้อจำกัดของกล้อง CCD	7
2.2 หลักการเบื้องต้นของการสื่อสาร	7
2.3 หลักการของระบบโทรทัศน์	9
2.3.1 การสร้างสัญญาณโทรทัศน์	9
2.3.2 การมอดูเลตสัญญาณภาพ (Video Modulation)	10
2.3.3 การส่งสัญญาณภาพ 2 มิติ	11
2.3.4 สัญญาณภาพหรือสัญญาณวิดีโอ (Video signal)	11
2.3.5 การสร้างภาพหน้าจอโทรทัศน์	13
2.3.6 การสแกนภาพ	13
2.3.7 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์	14
2.3.8 หน้าที่ของสัญญาณต่าง ๆ	14
2.3.9 การกระจายคลื่นของสัญญาณวิทยุโทรทัศน์	14
2.3.10 การมอดูเลตสัญญาณโทรทัศน์	15
2.4 วงจรผลิตความถี่ (Oscillator Circuit)	15
2.5 วงจรขยายสัญญาณ	19
2.5.1 แอมพลิฟายเออร์แบบ (Common-emitter)	19
2.5.2 การคำนวณวงจร	19
2.5.3 วงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.17 และ 2.18	20
2.5.4 การออกแบบวงจรขยายภาคเดี่ยว	22
2.5.5 วงจรขยายสัญญาณคลาส A	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.6 การมอดูเลตแบบ AM (Amplitude Modulation)	23
2.6.1 Amplitude Modulation แบบ DSB-SC	25
2.6.2 การมอดูเลตแอมพลิจูดของวิทยุกระจายเสียง	25
2.6.3 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (envelope detector)	28
2.7 การออกแบบวงจรกรองความถี่	29
2.7.1 วงจรกรองความถี่พาสซีฟแบบต่างๆ ซึ่งแสดงคุณลักษณะการ ตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 2.27	29
2.7.2 วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth)	30
2.7.3 วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ (Chebychev)	31
2.8 โครงข่ายแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance matching network)	32
2.8.1 สมิตซาร์ท	32
2.8.2 สตัมป์ขนาน (Shunt stub)	33
2.8.3 สตัมป์แบบอนุกรม (Series stub)	35
2.8.4 วิธีการใช้กราฟ (Graphical method)	36
2.9 สายอากาศและสายส่ง	36
2.9.1 สายส่ง (Transmission lines)	37
2.9.2 หลักการเบื้องต้นของสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนาน	37
2.9.3 ความเร็วการเดินทางของคลื่นวิทยุในสายส่ง	37
2.9.4 ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง (Characteristic impedance)	38
2.10 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)	40
2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	40
2.10.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น	40
2.10.3 วงจรขยายแบบคลาสบี	42
2.10.4 วงจรขยายแบบคลาสซี	45
2.10.5 การออกแบบวงจรขยายกำลัง	46
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	50
3.1 โครงสร้างการส่ง-รับภาพเคลื่อนที่โดยสเตลิโคอปเตอร์ บังคับวิทยุ	50
3.2 วงจรของเครื่องส่งสัญญาณภาพ	51
3.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	51
3.2.2 วงจรขยายสัญญาณแบบแบ่งแรงดัน	53
3.2.3 วงจรแอมพลิจูดมอดูเลเตอร์ (AM Modulation)	54
3.3 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 450 เมกะเฮิรตซ์	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4 สายอากาศ	59
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	60
4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	60
4.1.1 ทำการวัดสัญญาณที่ C _s	60
4.1.2 ทำการวัดสัญญาณที่ C _p	63
4.2 วงจรมอดูเลตทางขนาด (AM Modulator)	64
4.2.1 ทำการวัดสัญญาณจากเครื่องกำเนิดความถี่ด้วยความถี่อินพุตที่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูดที่ 5 โวลต์	64
4.2.2 ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต เมื่อป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดความถี่ที่อินพุตที่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์แอมพลิจูดที่ 5 โวลต์ เข้าที่ Video เมื่อนำวงจรออสซิลเลเตอร์มาต่อรวมกับวงจรมอดูเลต	64
4.2.3 ทำการวัดสัญญาณภาพจากกล้อง CCD	66
4.2.4 ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต เมื่อป้อนสัญญาณภาพจากกล้อง CCD เข้าที่ VIDEO เมื่อนำวงจรออสซิลเลเตอร์มาต่อรวมกับวงจรมอดูเลต	67
4.3 ทำการวัดวงจรขยายกำลังส่งที่ความถี่ 450 MHz ที่เอาต์พุต	69
4.4 ทำการวัดสายอากาศที่ความถี่ 450 MHz	71
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	73
ภาคผนวก	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงเฮลิคอปเตอร์ที่ใช้ในการถ่ายภาพ	1
รูปที่ 1.2 แสดงวิทยุบังคับกับเฮลิคอปเตอร์	2
รูปที่ 1.3 แสดงระบบการส่งสัญญาณภาพ	3
รูปที่ 1.4 แสดงการรับสัญญาณภาพเข้าทีวี	3
รูปที่ 2.1 โครงสร้างทั่วไปและการทำงานของกล้อง CCD	5
รูปที่ 2.2 รูปคลื่นของการหมุนเฟสที่มีความสัมพันธ์กัน และลักษณะการถ่ายเทประจุ	5
รูปที่ 2.3 ส่วนประกอบหลักของระบบกล้อง CCD	7
รูปที่ 2.4 ระบบการสื่อสารเบื้องต้น	8
รูปที่ 2.5 การเติมสัญญาณซอริซอนคัลซิงค์และซอริซอนคัลแบลงกิ้งลงในสัญญาณภาพ	10
รูปที่ 2.6 การเติมสัญญาณเวอร์ติคัลซิงค์และเวอร์ติคัลแบลงกิ้งลงในสัญญาณภาพ	11
รูปที่ 2.7 สัญญาณคอมโพสิตวีดีโอ (1 เส้นสแกน)	12
รูปที่ 2.8 สัญญาณ VER.SYNC และช่วงแบล็กแนวดิ่ง	13
รูปที่ 2.9 การสร้างภาพหน้าจอโทรทัศน์	13
รูปที่ 2.10 มาตรฐานสัญญาณ CCIR	14
รูปที่ 2.11 แสดงรูปแบบทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต้อสามจุด	15
รูปที่ 2.12 วงจรเบื้องต้นของโคลทิตคัลทรานซิสเตอร์	16
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 2.11	16
รูปที่ 2.14 วงจรเบื้องต้นของโคลทิตคัล	17
รูปที่ 2.15 วงจรเบื้องต้นของโคลทิตคัลทรานซิสเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทรินเมอร์	18
รูปที่ 2.16 แรงดันตกคร่อมต่างๆในแอมพลิฟายเออร์	19
รูปที่ 2.17 วงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า	20
รูปที่ 2.18 แบบจำลองวงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า	20
รูปที่ 2.19 วงจรขยายภาคเดียว	22
รูปที่ 2.20 การทำงานในลักษณะคลาสเอ (class A)	23
รูปที่ 2.21 วงจรการมอดูเลต AM	24
รูปที่ 2.22 องค์ประกอบความถี่สัญญาณที่มอดูเลตแบบ DSB-SC	25
รูปที่ 2.23 แสดงรูปคลื่น $\phi_{AM}(t)$ ตามสมการ (2.6.9)	27
รูปที่ 2.24 การมอดูเลตแอมพลิจูดสำหรับวิทยุกระจายเสียง	27
รูปที่ 2.25 การตรวจจับสัญญาณวงจรใช้ Envelope	28
รูปที่ 2.26 วงจรตรวจจับสัญญาณ Envelope	28
รูปที่ 2.27 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ	29
รูปที่ 2.28 สมิตซาร์ท	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.29 สดัมขนาน	34
รูปที่ 2.30 สดัมอนุกรม	35
รูปที่ 2.31 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง	38
รูปที่ 2.32 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง	39
รูปที่ 2.33 คุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น	40
รูปที่ 2.34 คุณสมบัติของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น	41
รูปที่ 2.35 จุดตัดอันดับที่ 2	42
รูปที่ 2.36 วงจรคลาสบีแบบพุช-พูล	43
รูปที่ 2.37 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสบี	44
รูปที่ 2.38 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสบี	44
รูปที่ 2.39 การใช้โอปแอมป์ในการไบอัสของวงจรขยายคลาสบี	44
รูปที่ 2.40 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี	45
รูปที่ 2.41 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรขยาย	45
รูปที่ 2.42 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์	46
รูปที่ 2.43 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิ่งเนตเวิร์ก	47
รูปที่ 2.44 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์	47
รูปที่ 2.45 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ	48
รูปที่ 2.46 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิ่งเนตเวิร์ก	49
รูปที่ 3.1 บล็อกการทำงานระบบการรับ-ส่งสัญญาณภาพ โดยใช้เฮลิคอปเตอร์วิทยุบังคับ เป็นยานพาหนะ	50
รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกควบคุมเฮลิคอปเตอร์	50
รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์	51
รูปที่ 3.4 กราฟแสดงการคำนวณวงจรออสซิลเลเตอร์จากตารางที่ 3.1	52
รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณแบบแบ่งแรงดัน	53
รูปที่ 3.6 วงจรแอมพลิฟายเออร์	54
รูปที่ 3.7 วงจรแมตชิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์	57
รูปที่ 3.8 วงจรแมตชิ่งเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	58
รูปที่ 3.9 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ	58
รูปที่ 4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรขยาย	60
รูปที่ 4.2 แสดงกราฟจากการคำนวณและการทดลองในตารางที่ 4.1	61
รูปที่ 4.3 แสดงกราฟจากการทดลองเปลี่ยนค่าแรงดันไฟเลี้ยงในตารางที่ 4.2	62
รูปที่ 4.4 แสดงการวัดวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ C_5 ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.5 วงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรถบาย	63
รูปที่ 4.6 แสดงการวัดวงจรถบายออสซิลเลเตอร์ที่ C_1 ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	63
รูปที่ 4.7 แสดงการวัดสัญญาณจากเครื่องกำเนิดความถี่ ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	64
รูปที่ 4.8 วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรมอดูเลต	64
รูปที่ 4.9 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	65
รูปที่ 4.10 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c - f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณข่าวสารจากเครื่องกำเนิดความถี่	65
รูปที่ 4.11 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c + f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณข่าวสารจากเครื่องกำเนิดความถี่	66
รูปที่ 4.12 แสดงการวัดสัญญาณจากกล้อง CCD	66
รูปที่ 4.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรมอดูเลต	67
รูปที่ 4.14 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	67
รูปที่ 4.15 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c - f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณภาพจากกล้อง CCD	68
รูปที่ 4.16 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c + f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณภาพจากกล้อง CCD	68
รูปที่ 4.17 แสดงวงจรถบายกำลังส่งที่ความถี่ 450 MHz	69
รูปที่ 4.18 แสดงการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรถบายที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	69
รูปที่ 4.19 แสดงการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรถบายที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c - f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณภาพจากกล้อง CCD	70
รูปที่ 4.20 แสดงการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรถบายที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c + f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณภาพจากกล้อง CCD	70
รูปที่ 4.21 แสดงการวัดผลของสายอากาศด้วยเครื่องวัด Network Analyzer	71
รูปที่ 4.22 แสดงการวัด SWR ของสายอากาศด้วยเครื่องวัด Network Analyzer	71
รูปที่ 4.23 แสดงการวัด Impedance ผลของสายอากาศด้วยเครื่องวัด Network Analyzer	72
รูปที่ 4.24 ภาพที่ถ่ายจากกล้องที่ติดอยู่กับเฮลิคอปเตอร์ขณะจอด	72

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การหาค่า (Reactance) ของวงจรกรองความถี่แบบ (Butterworth)	31
ตารางที่ 2.2 ค่าโพลีโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ 7 ค่าแรกของ n	31
ตารางที่ 2.3 แสดงค่าคงที่โคอีเล็กตริกและผลของความเร็วคลื่นวิทยุ	38
ตารางที่ 3.1 แสดงการคำนวณวงจรถอดสวิตช์เลเตอร์จากการเปลี่ยนค่า C_6	52
ตารางที่ 4.1 แสดงการคำนวณและการทดลองจากการเปลี่ยนค่า C_6	60
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองจากการเปลี่ยนแปลงค่าไฟเลี้ยงของวงจร	61



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการถ่ายภาพทางอากาศเพื่อตรวจสอบคุณภาพทางภูมิประเทศของหน่วยงานหรือพื้นที่ที่เสี่ยงต่อการเกิดอันตรายแก่ชีวิตและทรัพย์สินหรืออาจจะเป็น อุทกภัย วาตภัย อัคคีภัย รวมไปถึงการก่อการร้ายที่ใช้ระเบิดลูกช่อนในรถจักรยานยนต์หรือรถยนต์ก็ตามที่ต้องรู้ให้แน่ชัดว่าจะก่อให้เกิดอันตรายต่อชีวิตมนุษย์ได้ ซึ่งบางครั้งจะต้องใช้คนในการเข้าไปเพื่อตรวจสอบว่ามีมนุษย์ค้ำอยู่ในที่เกิดเหตุหรือต้องการทราบว่าเป็นอันตรายต่อมนุษย์เป็นประเภทไหนหรืออยู่ที่ตำแหน่งใด ดังนั้นการที่จะทราบตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ โดยการใช้อากาศยานนั้นจะต้องเสียค่าใช้จ่ายสูงและมีความเสี่ยงต่อชีวิตและทรัพย์สินของมนุษย์อีกด้วย

ดังนั้นผู้จัดทำโครงการนี้ได้นำเสนอ โครงการถ่ายภาพเคลื่อนที่โดยเฮลิคอปเตอร์แบบวิทยุบังคับ และทำการติดตั้งกล้อง CCD บนเฮลิคอปเตอร์แบบวิทยุบังคับ ซึ่งจะนำสัญญาณภาพจากกล้อง CCD มาทำการมอดูเลตสัญญาณทางขนาด (AM) ที่ความถี่คลื่นพาห์ 450 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วทำการขยายสัญญาณส่งออกอากาศ โดยการใช้อากาศเป็นสื่อกลางในการส่งสัญญาณมายังทางด้านรับ ส่วนทางด้านรับนั้นจะใช้เครื่องรับโทรทัศน์ที่สามารถรับสัญญาณได้ ซึ่งจะจนความถี่ของโทรทัศน์ให้ตรงกับด้านส่งที่ความถี่ 450 เมกะเฮิร์ตซ์ก็จะสามารถรับสัญญาณได้เลย

แต่อย่างไรก็ตามการส่งสัญญาณภาพโดยใช้อากาศเป็นสื่อกลางนั้นก็ยังมีข้อจำกัดในด้านความแรงหรือความเข้มของสัญญาณซึ่งจะถูกลดทอนลงเมื่อระยะทางไกลขึ้นหรือมีวัสดุต่างๆมากีดขวางอีกทั้งยังเกิดการรบกวนจากมอเตอร์ของเฮลิคอปเตอร์วิทยุบังคับอีกด้วย

รูปแบบการทำงานของระบบแบ่งออกเป็น 4 ส่วนคือ

1 ระบบเฮลิคอปเตอร์บังคับวิทยุ

2 วิทยุบังคับ

3 ระบบส่งสัญญาณภาพ

4 ภาครับโทรทัศน์

1.1 ระบบของเฮลิคอปเตอร์

เฮลิคอปเตอร์จัดเป็นอุปกรณ์ที่ทางคณะผู้จัดทำใช้เป็นยานพาหนะในการนำกล้องและวงจรภาคส่งเคลื่อนที่ไปตามบริเวณที่ต้องการจะทราบสภาพพื้นที่นั้น โดยภายในของเฮลิคอปเตอร์นั้นจะมีภาครับที่ส่งมาจากวิทยุบังคับ



รูปที่ 1.1 แสดงเฮลิคอปเตอร์ที่ใช้ในการถ่ายภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วิทยุบังคับ

วิทยุบังคับนี้จะเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุมเฮลิคอปเตอร์ให้บินไปตามบริเวณ ที่ต้องการจะทราบสภาพพื้นที่นั้นๆ ดังรูปที่ 1.2 วิทยุบังคับจะ ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ พีซีเอ็ม ซึ่งจะทำให้การส่งคลื่นความถี่ที่ 72 เมกกะเฮิร์ตซ์ และวิทยุนี้สามารถบังคับได้ 6 ช่องของการควบคุมเฮลิคอปเตอร์



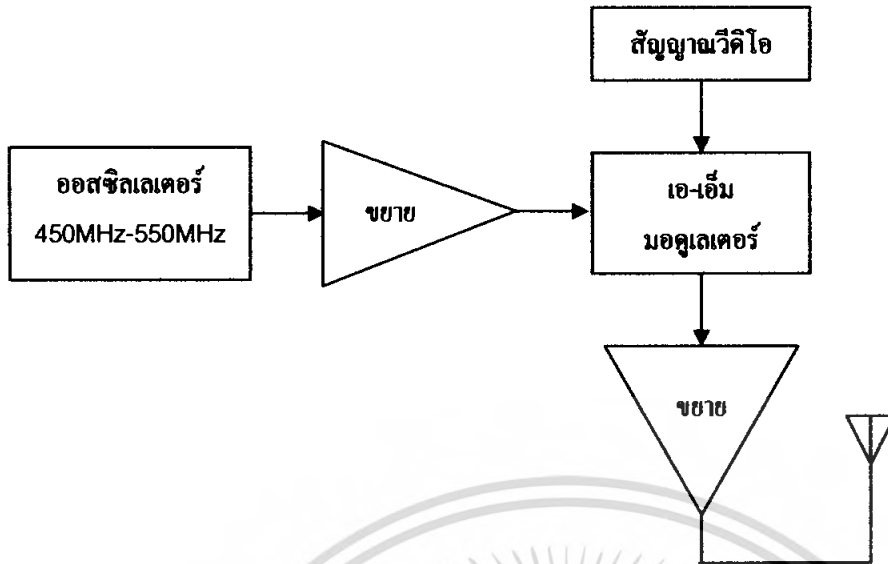
รูปที่ 1.2 แสดงวิทยุบังคับเฮลิคอปเตอร์

1.3 ระบบส่งสัญญาณภาพ

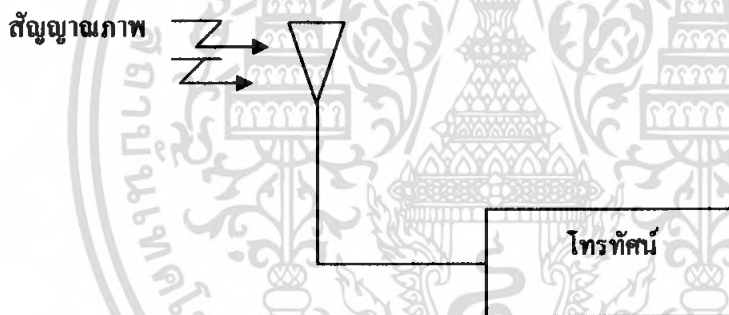
การทำงานของระบบส่งสัญญาณภาพจะเริ่มจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตตส์ ซึ่งจะทำการกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 450-550 MHz อยู่ในย่านความถี่ UHF หลังจากนั้นสัญญาณจะผ่านไปเข้าวงจรขยายซึ่งเป็นวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม และผ่านไปเข้ายังวงจรมอดูเลตแบบ เอ-เอ็ม หลังจากนั้นสัญญาณ เอ-เอ็ม จะเข้าวงจรขยายเพื่อให้สัญญาณที่ได้มีความแรงของสัญญาณเพิ่มมากขึ้น จากนั้นจึงไปผ่านเข้าวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์เพื่อทำการกรองเฉพาะสัญญาณที่ต้องการผ่านออกมา ซึ่งการทำงานของระบบส่งสัญญาณภาพแสดงได้ดังรูปที่ 1.3

1.4 ภาครับโทรทัศน์

ในส่วนของภาครับโทรทัศน์นั้นเมื่อเครื่องส่งสัญญาณภาพได้ทำการกระจายคลื่นออกมาทางสายอากาศจากเครื่องส่งสัญญาณภาพบนเฮลิคอปเตอร์ สัญญาณภาพดังกล่าวจะถูกจับได้ทางสายอากาศของภาครับโทรทัศน์ ซึ่งภาครับโทรทัศน์สามารถที่จะปรับเพื่อหาสัญญาณความถี่ที่ส่งมานั้นได้โดย



รูปที่ 1.3 แสดงระบบการส่งสัญญาณภาพ



รูปที่ 1.4 แสดงการรับสัญญาณภาพเข้าทีวี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

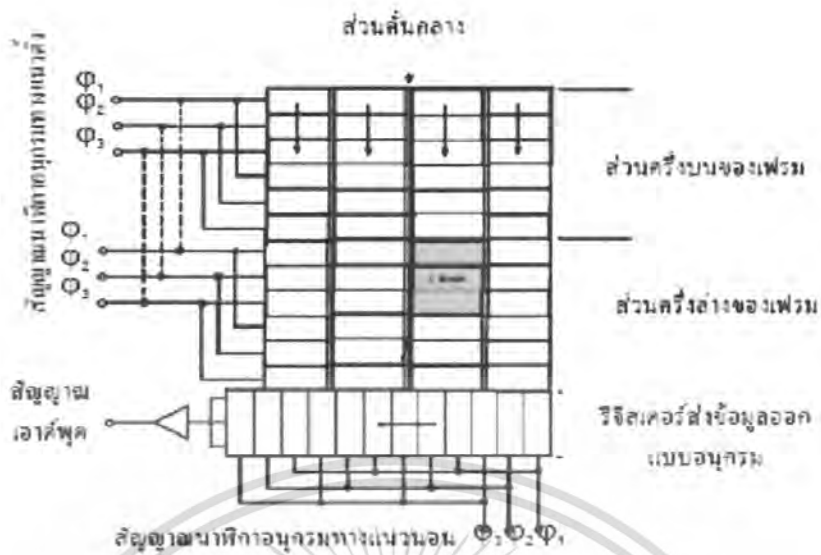
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 กล้อง CCD (Charge Coupled Device)

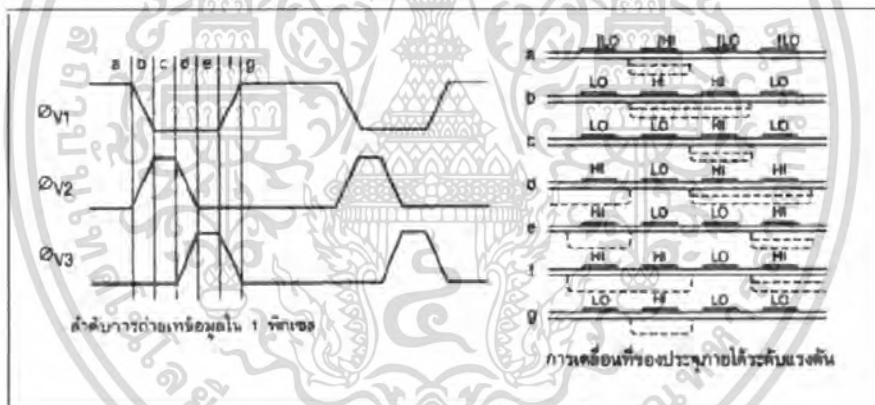
2.1.1 เทคโนโลยีกล้อง CCD (Charge Coupled Device)

กล้อง CCD เป็นอุปกรณ์ที่ทำการเปลี่ยนแปลงพลังงานแสงไปสู่พลังงานไฟฟ้า เพื่อนำเข้าไปสู่ระบบการประมวลผลของภาพ ซึ่งถ้าพิจารณาแล้ว อุปกรณ์จำพวกนี้มีอยู่หลายชนิดด้วยกัน กล้อง CCD มีคุณสมบัติที่รวมถึงรูปแบบของการทำงานที่ไม่ธรรมดา กล่าวคือไม่มีการใช้ป็นอิเล็กทรอนิกส์อนเป็น ส่วนประกอบ แต่กลับใช้การเปลี่ยนเฟสควบคุมการทำงานแทน จุดเริ่มต้นของการนำมาใช้งานของ อุปกรณ์ CCD คือการทำงานด้านดาราศาสตร์เมื่อประมาณ พ.ศ 2528 แต่ทั้งนั้นก็ยังไม่ประสบความสำเร็จเท่าใดนักเพราะว่านักดาราศาสตร์ในขณะนั้นยังไม่ค้นพบวิธีการที่จะนำอุปกรณ์ CCD มาใช้งานให้ได้ ประสิทธิภาพสูงสุด จนกระทั่งเมื่อไม่นานมานี้สิ่งที่นักดาราศาสตร์ทั้งหลายรอคอยก็ประสบความสำเร็จ นั่นคือกล้องโทรทรรศน์ (Telescope) ที่มีประสิทธิภาพสูง โดยนำอุปกรณ์ CCD มาประกอบรวมเป็น ประดิษฐ์กรรมใหม่ที่พลิกประวัติศาสตร์ของวงการดาราศาสตร์ ตั้งแต่นั้นมากล้องดังกล่าวสามารถถ่ายภาพดวงดาวที่มีแสงสว่างสลัวๆ ได้อย่างชัดเจนซึ่งปกติสายตามนุษย์ไม่สามารถมองเห็นได้ถึงแม้ว่าจะ ใช้กล้องดูดวงดาวขนาดใหญ่ก็ตามกล้อง CCD ได้รับความนิยมตลอดมาจนถึงทุกวันนี้ และราคาก็ถูกลงมากในปัจจุบันจึงมีการนำมาใช้งานด้านถ่ายภาพอย่างแพร่หลาย เช่น ในกล้องถ่ายรูป กล้องโทรทัศน์ กระจกกล้องวิดีโอขนาดเล็ก กล้อง CCD มีความสามารถพิเศษจากอุปกรณ์อื่นในตระกูลเดียวกันหลาย ประการ อาทิ เช่น มีย่านการตอบสนองต่อความยาวคลื่นได้กว้างมาก และมีช่วง โคนามิกเรนจ์กว้าง และเก็บรายละเอียดต่าง ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งกล้อง CCD มีโครงสร้างและหลักการทำงานดังรูปที่ 2.1

จากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของกล้อง CCD ซึ่งจะเห็นได้ว่าการแบ่งพื้นที่ออกเป็น ส่วนเล็กๆ มากมาย โดยแต่ละชิ้นส่วนนั้นเรียกว่า (Pixel) เมื่อตั้งเกตุจากโครงสร้างแล้วเห็นได้ว่ากล้อง CCD จะไม่มีการแบ่งแต่ละพิกเซลเป็นตำแหน่งที่อยู่เหมือนในหน่วยความจำชนิดอื่น แต่มีการแบ่ง ออกเป็นแถว (Row) และหลัก (Column) โดยมีส่วนกั้นกลาง (Channel stop) ระหว่างแต่ละหลักอยู่ภายใน แต่ละพิกเซลจะมีประจุอยู่หนึ่งตัวที่ทำให้เกิดภาพและจะมีการกำหนดสถานะทางไฟฟ้าด้วยการหมุนเฟส 3 เฟส ที่มีความสัมพันธ์กันของช่วงเวลาและแรงดันไฟฟ้า ด้วยการทำงานเช่นนี้ ประจุจากแต่ละพิกเซลจึง มีการถ่ายเทจากจุดหนึ่งไปอีกจุดหนึ่ง เมื่อประจุเคลื่อนที่มาจนถึงขอบของแถว ก็จะมีการส่งผ่านให้กับ รีจิสเตอร์รับข้อมูลต่อไป เพื่อนำสัญญาณที่ส่งผ่านภายนอกโดยการทยอยข้อมูลแบบอนุกรมของรีจิสเตอร์ และถูกควบคุมด้วยการหมุนเฟสเช่นเดียวกัน ดังนั้นผลรวมของการหมุนเฟสทั้งด้านแนวตั้งและแนวนอน เพื่อใช้ในการประมวลผลและการสร้างภาพต่อไป รูปคลื่นการหมุนเฟสและลักษณะถ่ายเทประจุแสดงได้ ดังรูป 2.2



รูปที่ 2.1 โครงสร้างทั่วไปและการทำงานของกล้อง CCD



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นของการหมุนเฟสที่มีความสัมพันธ์กัน และลักษณะการถ่ายเทประจุ

สำหรับความละเอียดของภาพ และความไวของแสงสว่าง ขึ้นอยู่กับจำนวนพิกเซลบนตัวกล้อง CCD ซึ่งมีให้เลือกหลายขนาดตามต้องการ ซึ่งในปัจจุบันมีขนาดตั้งแต่ 385×578 , 1500×1500 , 2048×2048 พิกเซล และราคาของแต่ละขนาดก็แตกต่างกัน ยิ่งจำนวนพิกเซลมากเท่าใด ประสิทธิภาพก็สูงขึ้นเท่านั้น ซึ่งราคาก็สูงขึ้นไปด้วย ในปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาผลิตรถกล้อง CCD ให้มีขนาดที่เล็กลงกว่าเดิมมาก เพื่อที่จะให้ใช้ประโยชน์ในด้านของการพกพา และได้มีการพัฒนาให้มีจำนวนพิกเซลให้สูงขึ้นกว่าเดิมอีกด้วย สามารถนำไปใช้ในด้านการศึกษาได้ โดยการสอดใส่เข้าไปในร่างกายของมนุษย์ ให้ทำการวินิจฉัยอาการป่วยของมนุษย์ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การนำกล้อง CCD ไปใช้ในการถ่ายภาพ

โดยปกติอุปกรณ์กล้อง CCD สามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิห้องปกติ สำหรับใช้ในการถ่ายภาพในสภาพแวดล้อมที่มีปริมาณแสงพอประมาณ แต่ในกรณีถ่ายภาพดวงดาวที่มีปริมาณแสงน้อยๆ นั้น จำเป็นต้องคำนึงถึงกระแสรั่วไหล ด้วยในส่วนนี้เพื่อให้กล้อง CCD สามารถเก็บแสงได้ดีที่สุด วิธีแก้ไข คือ พยายามลดอุณหภูมิให้ต่ำมากๆ ประมาณ 25 องศาเซลเซียส โดยใช้ในโทรเจนเหลวให้ความเย็นอย่างรุนแรงแก่กล้อง CCD กระแสรั่วไหลจะลดความสูญเสียเหลือเพียง 1 อิเล็กตรอนต่อชั่วโมงต่อพิกเซล

นอกจากการแก้ปัญหาจากการรั่วไหลแล้ว ยังต้องมีส่วนอื่นอีกมากมายประกอบอยู่ด้วย ดังรูปที่

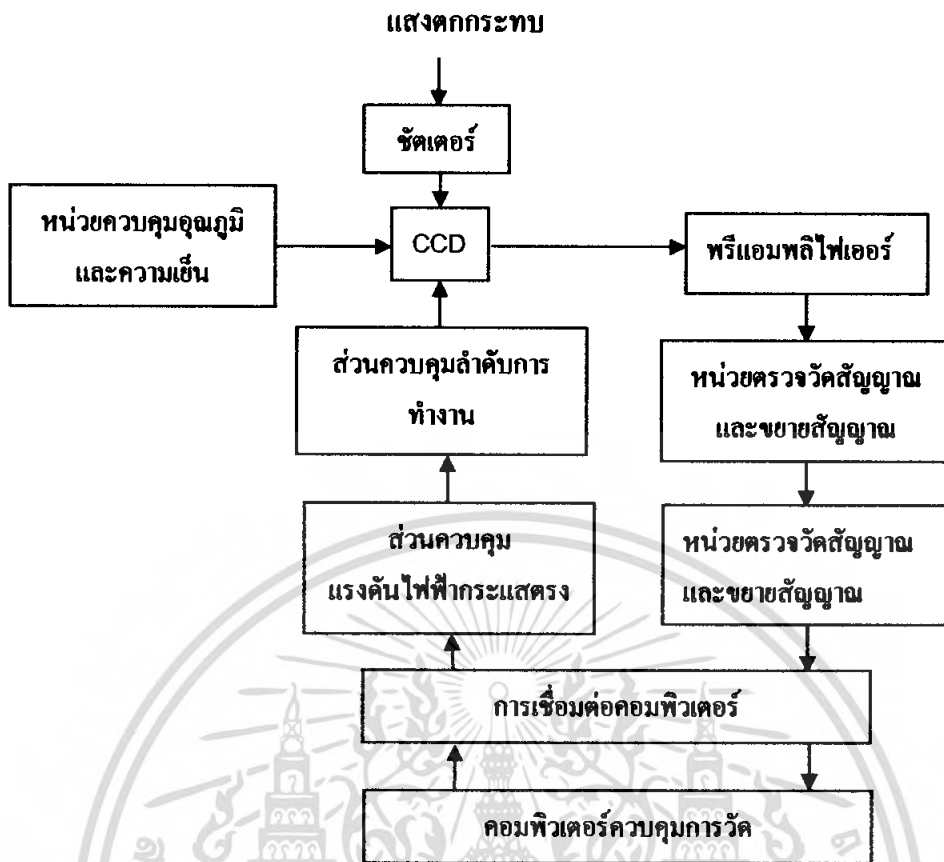
2.3 ระบบของชุดเครื่องที่ทำงานด้วยเครื่องกลไฟฟ้าควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการตั้งเวลาเปิดหน้ากล้อง ความไวในการถ่ายภาพก็เป็นส่วนหนึ่งที่สำคัญ ดังนั้นการตรวจวัดแสงจึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ และมีระบบการป้องกันที่ดี โดยเฉพาะในส่วนของอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งต้องมีการออกแบบวงจรให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ เช่น วงจรพรีแอมพลิฟาย์ และวงจรแซมปิ้ง เป็นต้น

จากรูปที่ 2.3 เห็นได้ว่านอกจากวงจรที่กล่าวมาแล้ว ยังมีวงจรส่วนอื่นค่อร่วมอยู่ในกระบวนการอีกหลายส่วน เช่น วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล เพื่อเชื่อมต่อกับเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อควบคุมการทำงานของกล้อง CCD ซึ่งถูกควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ทั้งหมด

2.1.3 การติดตั้งและการใช้งาน

โดยปกติอุปกรณ์ CCD สามารถนำมาติดตั้ง เพื่อใช้งานแบบง่ายๆ ได้แต่จะให้ประสิทธิภาพความละเอียดและความไวต่อแสงดีกว่าการติดตั้งแบบเต็มระบบ การติดตั้งแบบง่าย ๆ นี้ก็คือ ออกแบบติดตั้งให้กล้อง CCD รับแสงโดยตรง แต่จะต้องมีการปรับโฟกัสของกล้อง CCD ให้เหมาะสม เพื่อให้ได้ภาพที่คมชัด และมีรายละเอียดที่ชัดเจนที่สุด

ดังรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงการติดตั้งกล้อง CCD แบบง่าย ชุดเครื่องที่ใช้อาจจะควบคุมด้วยมือหรือเครื่องกลก็ได้ ซึ่งต้องมีการจับเวลาเปิดหน้ากล้องที่เหมาะสมด้วย สำหรับฟิลเตอร์จะเป็นตัวทำหน้าที่กรองความถี่ของคลื่นแสงที่ไม่ต้องการทิ้งไป หรือเป็นตัวกำหนดความยาวคลื่นที่ต้องการนั่นเอง



รูปที่ 2.3 ส่วนประกอบหลักของระบบกล้อง CCD

2.1.4 ขีดจำกัดของกล้อง CCD

กล้อง CCD ในขณะนี้ยังไม่อาจเรียกได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่สมบูรณ์แบบเท่าใดนัก เพราะยังมีคุณสมบัติที่จำเป็นต้องมีการพัฒนาและแก้ไขอีกหลายจุด กล้อง CCD ในปัจจุบันผลิตขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำซิลิกอน ซึ่งในสมัยก่อนนั้นยังไม่สามารถผลิตอุปกรณ์ CCD ที่มีขนาดใหญ่ได้ อันเนื่องมาจากกระบวนการผลิตซิลิกอนนั่นเอง ทำให้การออกแบบจึงจำเป็นต้องนำกล้อง CCD หลาย ๆ ตัวมาต่อแบบเมตริกซ์กันเพื่อให้ได้ขนาดใหญ่ขึ้น ผลที่ได้ตามมาก็คือเกิดการสูญเสียขึ้นระหว่างกล้อง CCD แต่ละตัว ทำให้การทำงานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ ซึ่งกล้อง CCD ที่นำมาใช้จะเป็นขนาด 512×512 พิกเซลเป็นส่วนใหญ่ และการตอบสนองต่อความยาวคลื่นของกล้อง CCD ก็เป็นอีกปัญหาหนึ่งที่สำคัญของกล้อง CCD ตอบสนองต่อความยาวคลื่นแสงได้ไม่คืบคั้น แต่สำหรับช่วงความยาวคลื่นอื่นที่ไม่เป็นปัญหาเท่าไร ซึ่งจุดนี้กำลังมีการพัฒนาและแก้ไขอยู่ (เซมิคอนดักเตอร์, 2539)

2.2 หลักการเบื้องต้นของการสื่อสาร

การสื่อสารในรูปแบบใดก็ตามจะต้องประกอบด้วยส่วนประกอบหลักเบื้องต้น 3 ส่วน คือ

- เครื่องส่ง (Source)
- ตัวกลาง (Medium)
- เครื่องรับ (Receiver)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่สำคัญในการสื่อสาร คือ “ตัวกลาง” ที่ใช้เพื่อนำข้อมูลจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับและตัวกลางที่ให้นำข้อมูลมีชื่อเรียกเฉพาะว่า “ช่องสัญญาณ” หรือ “ทรานสมิชันลิงค์” ซึ่งจะสามารถเขียนแผนผังของการสื่อสารได้ดังรูปที่ 2.4 เป็นลักษณะพื้นฐานของการสื่อสารข้อมูลแบบต่างๆ ตัวกลางหรือช่องสัญญาณมีส่วนสำคัญอย่างมากที่จะทำให้การสื่อสารมีความสมบูรณ์ เครื่องส่ง หรือ แหล่งกำเนิด เป็นส่วนที่จะสร้างข่าวสาร เพื่อส่งข่าวสารผ่านตัวกลางไปยังเครื่องรับซึ่งเป็นจุดหมายปลายทาง ส่วนประกอบทั้งสามเป็นส่วนประกอบสำหรับโครงสร้างที่สำคัญที่สุดของระบบสื่อสาร ถ้าขาดส่วนใดส่วนหนึ่งจากส่วนนี้ไป การสื่อสารนั้นจะเกิดขึ้นไม่ได้



รูปที่ 2.4 ระบบการสื่อสารเบื้องต้น

การสื่อสารจะเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพก็ต่อเมื่อเครื่องรับจะรับข้อมูลข่าวสารที่เครื่องส่ง ส่งไปตามตัวกลางนั้นได้อย่างสมบูรณ์ ซึ่งในบางครั้งข่าวสาร ที่ส่งมาตามตัวกลางอาจถูกรบกวน ทำให้คุณสมบัติของข่าวสารผิดไปจากเดิม สิ่งที่รบกวนคุณสมบัติของข่าวสารเรียกว่าสัญญาณรบกวน ระบบการสื่อสารที่ดีจะต้องสามารถตรวจสอบข่าวสารที่รับมาได้ว่าเกิดความผิดพลาดหรือไม่ หากมีก็ต้องแก้ไขความผิดพลาดนั้นให้ถูกต้อง การสื่อสารสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ๆ ได้เป็น 2 ประเภท คือ การสื่อสารตามสาย และการสื่อสารไร้สาย ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับว่าช่องสัญญาณหรือตัวกลางที่จะใช้สำหรับส่งสัญญาณนั้นๆ ว่ามีลักษณะเป็นสายส่งสัญญาณ หรือ เป็นบรรยากาศ และเพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสาร และเพื่อทำให้เกิดมีการรักษาความลับในการส่งข้อมูลขึ้น เมื่อมีความจำเป็นสามารถทำได้โดยวิธีการเข้ารหัสให้กับข้อมูล โดยทางด้านเครื่องส่งจะใช้เครื่องเข้ารหัส (Encoder) เป็นตัวทำหน้าที่นี้ ส่วนทางด้านเครื่องรับจะใช้เครื่องถอดรหัส (Decoder) สำหรับการถอดรหัส ซึ่งตามธรรมดาแล้วเครื่องมือการสื่อสารส่วนใหญ่ นั้น มักจะมีเครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ในเครื่องเดียวกัน ดังนั้นเมื่อจำเป็นจะต้องใช้เครื่องเข้ารหัส เครื่องถอดรหัส ในเครื่องมือการสื่อสารก็มักจะถูกสร้างรวมไว้ด้วยกัน บรรจุอยู่ในเครื่องมือการสื่อสารนั้น จึงทำให้เกิดมีคำศัพท์เฉพาะสำหรับการเรียกชื่อรวมของเครื่องเข้ารหัสถอดรหัสนี้ว่าโคเดค (Codec) ซึ่งได้มาจาก รากศัพท์เดิมคือ Coder & Decoder ตามปกติแล้ว สัญญาณข้อมูลที่ได้จากแหล่งกำเนิดข้อมูลโดยตรงหรือข้อมูลที่ได้ออกมาจากเครื่องเข้ารหัสมักจะมีคุณสมบัติไม่เหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับโดยทันที ลักษณะรูปแบบของสัญญาณที่ได้ออกมา นั้น ยกตัวอย่างเช่น เมื่อสัญญาณจากไมโครโฟนซึ่งกำเนิดมาจากเสียงต่างๆ นั้น ถ้าต้องการจะส่งสัญญาณนี้ผ่านสายอากาศแล้วผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นบรรยากาศออกไปยังเครื่องรับแล้วจะพบว่าคลื่นสัญญาณไฟฟ้าที่มีอยู่ในย่านความถี่เสียงนั้นถ้าแพร่กระจายออกไปยังเครื่องรับแล้วก็ต้องใช้สายอากาศที่มีความยาวมากมายหลายกิโลเมตร ซึ่งเป็นการยากที่จะนำมาใช้ในการปฏิบัติงานจริง ดังนั้นเพื่อให้สามารถส่งข้อมูลของเสียงผ่านบรรยากาศไปยังเครื่องรับได้โดยสะดวก ต้องอาศัยวิธีการบางอย่างมาช่วยเช่น การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาศัยคลื่นสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่สูงเป็นคลื่นพาห้ (Carrier) ชวนำข้อมูลของเสียงนั้นผ่านบรรยากาศไปยังเครื่องรับเป็นต้น เพราะทราบกันคืออยู่ว่าสายอากาศ ซึ่งช่วยกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีขนาดสั้นลง เมื่อความถี่ของคลื่นที่ใช้งานนั้นมีค่าสูงขึ้น กระบวนการที่ทำการฝากข้อมูลไปกับคลื่นพาห้นี้เป็นกระบวนการที่รู้จักกันดีในนามว่ามอดูเลชัน (Modulation) โดยเครื่องมือที่จะนำใช้ในการทำหน้าที่นี้ชื่อว่ามอดูเลเตอร์ (Modulator) และข้อมเป็นการแน่นอนว่า เมื่อทางด้านเครื่องส่งมีกระบวนการฝากข้อมูลไปกับคลื่นพาห้แล้วทางด้านเครื่องรับจะต้องมีกระบวนการที่จะแยกเอาข้อมูลออกจากคลื่นพาห้ นั้น และส่วนกระบวนการแยกข้อมูลออกจากคลื่นพาห้เรียกว่าดีมอดูเลชัน (Demodulation) หรือบางครั้งเรียกวิธีนี้ว่าการตรวจวัด (Detection) เครื่องมือที่ใช้สำหรับทำหน้าที่นี้ชื่อว่าดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ในบางครั้งเรียกว่า ตัวตรวจจับ (Detector) มอดูเลเตอร์และ ดีมอดูเลเตอร์เมื่ออยู่รวมกันแล้วมีชื่อเรียกเป็นศัพท์เฉพาะว่า โมเด็ม (Modem)

2.3 หลักการของระบบโทรทัศน

ระบบโทรทัศน คือ ระบบที่มีการส่งกระจายเสียงพร้อมทั้งภาพที่เคลื่อนไหวออกไปในรูปของสัญญาณโทรทัศนและทางด้านเครื่องรับจะรับสัญญาณมาเปลี่ยนเป็นภาพ และเสียงตามต้องการภาพที่เกิดขึ้นบนหน้าจอโทรทัศนจะประกอบด้วยจุดภาพเล็ก ๆ จำนวนมากประกอบกันเป็นเส้นภาพ และเส้นภาพหลาย ๆ เส้นประกอบเข้าเป็นภาพ ภาพที่เรามองเห็นในความเป็นจริงเป็นภาพนิ่ง ที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยหลาย ๆ ภาพอย่างต่อเนื่อง ทำให้เรามองเห็นภาพนิ่งกลายเป็นภาพเคลื่อนไหวได้

2.3.1 การสร้างสัญญาณโทรทัศน

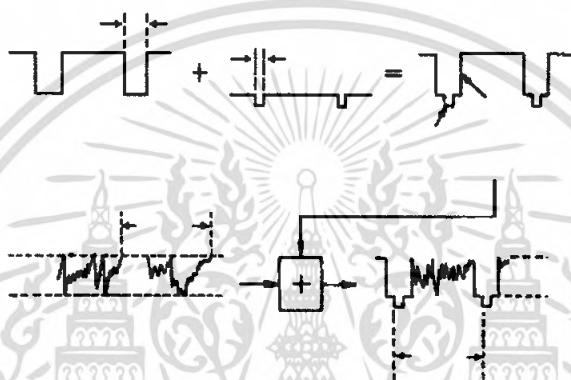
สัญญาณรายละเอียดภาพเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่แปรเปลี่ยนค่าไปตามความสว่างของภาพที่ได้ออกมาจากหลอดเก็บสัญญาณภาพนั้น จะถูกส่งไปรวมกับสัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ และสัญญาณลบเส้นสับกลับซึ่งจะเกิดขึ้นจากวงจรสร้างความถี่ ได้แก่ สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพทางแนวนอนเรียกว่า สัญญาณฮอริซอนตัลซิงค์ สัญญาณลบเส้นสับกลับทางแนวนอนเรียกว่า สัญญาณฮอริซอนตัลเบลนกกิง สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพทางแนวตั้งเรียกว่า สัญญาณเวอร์ติคัลซิงค์ สัญญาณลบเส้นสับกลับทางแนวตั้งเรียกว่า สัญญาณเวอร์ติคัลเบลนกกิง และสัญญาณที่ทำหน้าที่รักษารูปร่างของสัญญาณเรียกว่า สัญญาณเวอร์ติคัลซิงค์เรียกอีกชื่อ ไลซิงค์พัลส์

ก. สัญญาณฮอริซอนตัลซิงค์ คือค่าของแรงดันช่วงสั้นพัลส์ประมาณ $4.7 \mu s$ เป็นสัญญาณที่มีระดับแรงดันต่ำที่สุดมีค่าแรงดันต่ำกว่าระดับคัทออฟของหลอดภาพและส่งไปยังเครื่องรับเพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิง การสร้างความถี่ของวงจรสร้างสัญญาณเบี่ยงเบนทางแนวนอนในเครื่องส่งเพื่อให้เกิดการทำงานที่ได้จังหวะกับสัญญาณเบี่ยงเบนทางแนวนอนที่สร้างขึ้นที่สถานีส่ง ตำแหน่งของภาพที่เกิดขึ้นหน้าจอเครื่องรับจะถูกต้องตรงกับตำแหน่งภาพที่ปรากฏทางแนวนอนของเครื่องส่ง สัญญาณนี้จะส่งรวมกับสัญญาณฮอริซอนตัลเบลนกกิง โดยส่งรวมกับสัญญาณภาพไปในช่วงจังหวะสับกลับทางแนวนอน ซึ่งเป็นจังหวะที่ไม่มีสัญญาณภาพ

ข. สัญญาณฮอริซอนตัลเบลนกกิง คือค่าแรงดันที่มีระดับสูงกว่าสัญญาณฮอริซอนตัลซิงค์ประมาณ 25% -30% มีช่วงเวลาประมาณ $12.05 \mu s$ โดยค่าแรงดันนี้จะอยู่ในระดับคัทออฟของหลอดภาพเพื่อส่งไปยังเครื่องรับทำให้หลอดภาพคัทออฟในจังหวะสับกลับทางแนวนอน จึงไม่เห็นแสงของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นสะบัดกลับทางแนวนอน สัญญาณจะถูกส่งร่วมกับสัญญาณ สอริซอนต์ลิ่งค์เดิมลงไป ในสัญญาณ ภาพตรงช่วงสะบัดกลับทางแนวนอน ซึ่งเป็นจังหวะที่ไม่มีสัญญาณภาพ

ก. สัญญาณเวอร์ติคัลซิ่งค์ คือสัญญาณที่ค่าระดับแรงดันเท่ากับสัญญาณสอริซอนต์ลิ่งค์ แต่ ช่วงเวลาในการเกิดแรงดันนั้นจะนานกว่าสัญญาณสอริซอนต์ลิ่งค์ คือแบ่งออกเป็น 5 ช่วง แต่ละช่วงนาน ประมาณ $29 \mu s$ เว้นระยะห่างกัน $4.7 \mu s$ ส่งไปยังเครื่องรับเพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับวงจรเบี่ยงเบน ทางแนวตั้งให้สร้างความถี่ออกมาได้ จังหวะคล้อยจองกับสัญญาณเบี่ยงเบนทางแนวตั้งที่สร้างขึ้นที่ เครื่องส่ง ตำแหน่งภาพที่หน้าจอเครื่องรับจึงจะถูกต้องตรงกับตำแหน่งภาพทางแนวตั้งของเครื่องส่ง สัญญาณนี้จะถูกส่งร่วมกับสัญญาณภาพออกมาในจังหวะสะบัดกลับทางแนวตั้ง ซึ่งเป็นจังหวะที่ไม่มี สัญญาณคิงรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การเติมสัญญาณสอริซอนต์ลิ่งค์และสอริซอนต์ลิ่งค์เบลลงกลงในสัญญาณภาพ

ง. สัญญาณเวอร์ติคัลเบลลงกลง คือค่าแรงดันที่ส่งไปให้หลอดภาพคัทออฟช่วงระยะเวลาสะบัด กลับทางแนวตั้งทำให้องค์ไม่เห็นแสงที่เกิดขึ้นจากการที่ล่ออิเล็กตรอนวิ่งจากขอบจอด้านล่างขึ้นไปยังขอบ จอด้านบน ในจังหวะสะบัดกลับทางแนวตั้ง ซึ่งมีช่วงเวลาประมาณ 25 เส้นสแกนทางแนวนอน ด้วยเหตุนี้ สัญญาณเวอร์ติคัลเบลลงกลงจึงถูกส่งร่วมกับสัญญาณภาพ โดยเดิมไปตรงจังหวะสะบัดกลับทางแนวตั้งของ สัญญาณภาพ ซึ่งเป็นจังหวะที่ไม่มีสัญญาณภาพ

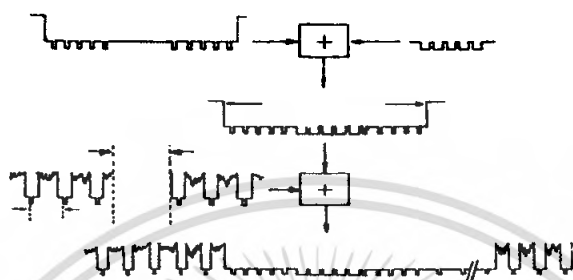
จ. อีควอลไรซิ่งค์พัลส์ คือพัลส์ช่วงเวลาสั้นๆ ประมาณ $2.35 \mu s$ จำนวน 2 ชุด ชุดละ 5 พัลส์ เดิม ลงไปนำหน้าและตามหลังสัญญาณเวอร์ติคัลซิ่งค์ เพื่อรักษารูปร่าง และช่วงเวลาของสัญญาณ เวอร์ติคัลซิ่งค์ให้สมบูรณ์ในขณะที่แยกออกจากสัญญาณสอริซอนต์ลิ่งค์อื่นจะทำให้การสอดแทรก สัญญาณภาพลงไปเปลี่ยนแปลงความสว่างของราสเตอร์แต่ละพัลส์ได้อย่างถูกต้อง

2.3.2 การมอดูเลตสัญญาณภาพ (Video Modulation)

สัญญาณภาพโทรทัศน์จะมอดูเลตกับคลื่นพาห์ทางขนาด (A.M: Amplitude Modulation) การมอดู เลตสัญญาณภาพมีรูปร่างของซิ่งค์พัลส์แตกต่างกันที่ระดับสัญญาณขาวและดำ ดังนั้นการมอดูเลต สัญญาณภาพจึงทำได้ 2 แบบ คือ

ก. การมอดูเลตแบบบวก แบบนี้ถ้าเป็นสัญญาณระดับขาวเพิ่มขึ้น ขนาดของคลื่นพาห์จะสูงขึ้น สัญญาณ ขาวสูงสุดจะให้การมอดูเลตเป็น 100 % ถ้าสัญญาณดำ และขนาดของคลื่นพาห์ลดต่ำสุดตามลำดับ

ข. การมอดูเลตแบบลบ แบบนี้ยอดของซิงค์จะทำให้ขนาดของคลื่นพาห้สูงสุด เป็น 100 % ระดับค่าจะให้การมอดูเลต 75% ถ้าเพิ่มสัญญาณขาวสูงขึ้นจะทำให้ขนาดของคลื่นพาห้ลดลง แต่จะต่ำที่สุดที่ 10 % ของยอดสูงสุดของสัญญาณขาว สำหรับโทรทัศน์ระบบ CCIR_B ใช้การมอดูเลตแบบลบสัญญาณซิงค์ จะให้ขนาดของคลื่นพาห้ลดลง แต่จะต่ำที่สุดที่ 10 % ของยอดสูงสุดของสัญญาณขาว สำหรับโทรทัศน์ระบบ CCIR_B จะใช้การมอดูเลตแบบลบ ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การเติมสัญญาณเวอร์ติคัลซิงค์และเวอร์ติคัลแบลงกิ้งลงในสัญญาณภาพ

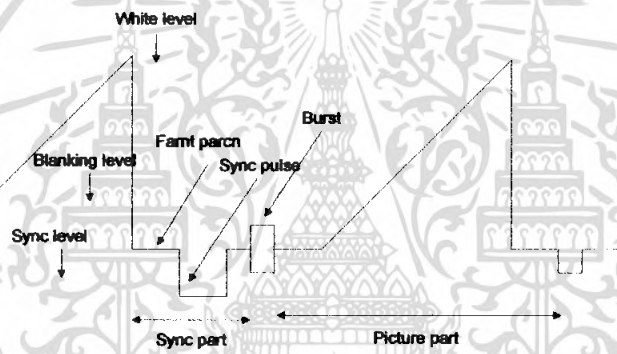
2.3.3 การส่งสัญญาณภาพ 2 มิติ

การที่จะส่งสัญญาณภาพไปในสายส่งสัญญาณคู่เดียวหรือส่งไปทางคลื่นวิทยุจำเป็นต้องแบ่งภาพ ออกเป็นจุดเล็ก ๆ จำนวนมากแล้วจึงทยอยส่งจุดเหล่านั้นไปที่ละจุดแล้วค่อยไปรวมกันที่ปลายทาง เพื่อให้เป็นภาพ 2 มิติตามเดิมอีกครั้งหนึ่ง โดยความชัดเจนเหมือนจริงของภาพที่จะ ไปปรากฏที่ปลายทาง จะเหมือนจริงมากน้อยเพียงใด ย่อมขึ้นอยู่กับความละเอียดของจุดภาพที่ถูกแบ่งออกจากภาพจริง และถ้า ต้องการสร้างภาพเคลื่อนไหวที่ทำให้มีความรู้สึกสมจริงไม่เกิดการกระตุกก็จะต้องสร้างภาพเคลื่อนไหว ในจังหวะที่ต่อเนื่องกัน ใกล้เคียงกับภาพยนต์ด้วยอัตราที่ไม่ต่ำกว่า 16 ภาพต่อวินาทีแต่ถ้ายังสามารถทำให้มี จำนวนภาพมากขึ้นเท่าไรก็จะทำให้เห็นชัดมากขึ้น ตัวอย่างเช่นภาพยนตร์ใช้ 24 ภาพต่อวินาที โดยวิธีแบ่ง ภาพออกเป็นจุดเล็กๆ ทำ โดยการแบ่งตามระดับที่จุดแรกจะที่มีมุมบนซ้ายของจอภาพแล้วจึงไล่จุดต่อไป ทางขวาในแนวระดับจนสุดขอบขวาของจอภาพถือเป็นจุดแรกของเส้นที่สองทำดังนี้เรื่อยไปจนครบทุกเส้นก็ จะมาครบจุดสุดท้ายที่มุมล่างขวาพอดี การไล่จุดดังนี้เรียกว่า การกวาดหรือการสแกน เพื่อไม่ให้ภาพที่ ปรากฏบนจอมีอาการกระพริบ จึงได้ใช้การสแกนสองรอบต่อการแสดงภาพบนจอ 1 ภาพซึ่งกระทำโดย การกวาดในเส้นขึ้นมาแสดงบนจอก่อนแล้วจึงกวาดภาพเส้นคู่ให้มาปรากฏสลับกับภาพเส้นที่เดิมซึ่งการ สแกนแบบนี้เรียกว่า การสแกนแบบอินเทอร์เลซ (Interlace) โดยที่การสแกนจากบนลงล่าง 1 รอบ นี้จะถูก เรียกว่า 1 ฟิวด์ ในขณะที่ 1 ภาพถูกเรียกว่า 1 เฟรม (Frame) ดังนั้นในระบบนี้ 1 เฟรมจะประกอบด้วย 2 ฟิวด์(ประจิก ดังคีสานนท์,2540)

2.3.4 สัญญาณภาพหรือสัญญาณวิดีโอ (Video signal)

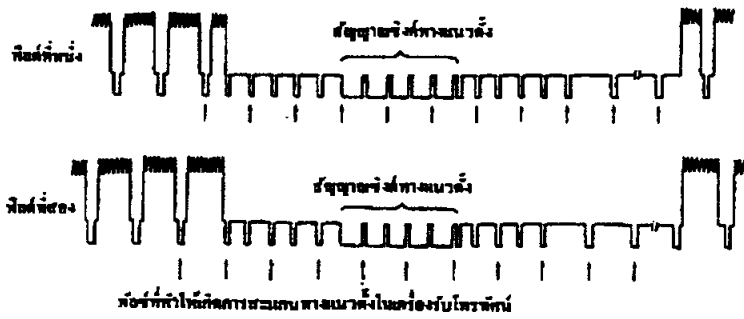
จุดภาพใดมีความสว่างมากจะทำให้สัญญาณภาพของจุดดังกล่าวมีระดับแรงดัน (Voltage) สูง ในขณะที่จุดภาพที่มีความสว่างน้อยก็จะมีระดับแรงดันต่ำ การส่งจุดภาพต่อเนื่องกันไปเรื่อย ๆ นั้นจำเป็น ที่ค้นหาจะต้องสื่อสารให้ปลายทางทราบได้ว่าจุดภาพที่ส่งไปนั้น คือ จุดภาพที่ควรจะไปปรากฏ ณ ตำแหน่งคู่ลำดับใด โดยความเร็วในเครื่องส่ง-รับข้อมูลของเครื่องส่งและเครื่องรับจะต้องเท่ากัน และใน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่เครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ห่างไกลกัน จำเป็นต้องมีการส่งสัญญาณ ที่ใช้ในการบอกให้เครื่องรับทราบทุก ๆ ครั้งที่เริ่มต้นส่งภาพใหม่และทุกๆ ครั้งที่มีการขึ้นเส้นใหม่ สัญญาณดังกล่าวเรียกว่าสัญญาณซิงโครไนซ์ (Synchronizing) หรือเรียกสั้นๆว่า สัญญาณซิงค์ ถ้าเป็นสัญญาณซิงค์ที่เกิดขึ้นตอนต้นของภาพหรือถูกรอบการวนในแนวตั้งจะถูกเรียกว่า Vertical Sync. หรือเรียกย่อว่า Ver Sync. ในขณะที่สัญญาณซิงค์ที่เกิดขึ้นทุก ๆ รอบการวนในแนวนอน จะถูกเรียกว่า Horizontal Sync. หรือ Hor Sync. เนื่องจากการสแกนเพื่อสร้างภาพให้เกิดบนจอของเครื่องรับโทรทัศน์นั้น ใช้สนามแม่เหล็กในการบังคับการเบี่ยงเบนของลำอิเล็กตรอนให้เคลื่อนที่จากทางซ้ายไปขวา และจากบนลงล่างตามลักษณะของการสแกนที่ได้กล่าวมาแล้ว เราไม่สามารถที่จะบังคับสนามแม่เหล็กให้เปลี่ยนขั้วทันทีทันใด ในขณะที่ต้องการขึ้นเส้นใหม่หลังจากที่จบเส้นเก่า หรือในขณะที่สแกนจนจบภาพที่มุมขวาล่าง และจะมามีการขึ้นเส้นใหม่ที่มีมุมบนซ้าย ดังนั้นจึงได้มีการกำหนดให้ไม่มีการแสดงผลในขณะที่กำลังเกิดการสะบัดกลับ (Retrace) จากขวาไปซ้ายและจากล่างขึ้นบน ซึ่งในจังหวะดังกล่าวทางเครื่องส่งจะมีการส่งสัญญาณซิงค์มาแทนสัญญาณภาพ อย่างเดียวจะถูกเรียกว่าสัญญาณวิดีโอ (Video Composite) ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 สัญญาณคอมโพสิตวิดีโอ (1 เส้นสแกน)

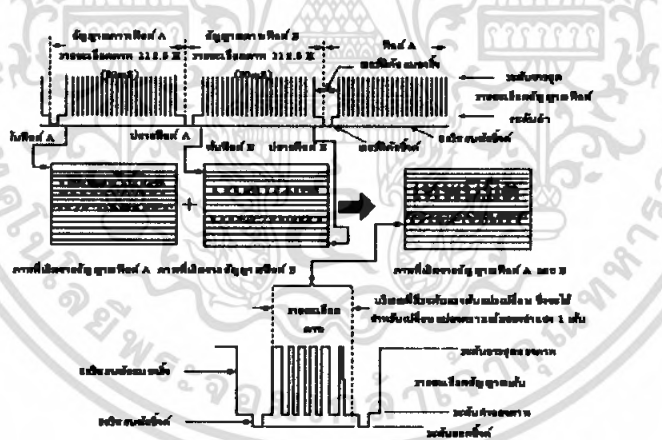
มาตรฐานของสัญญาณคอมโพสิตวิดีโอ กำหนดให้มีขนาดแรงดันขอดีงยอด (Peak to Peak) เท่ากับ 1 โวลต์ โดยมีระดับดำ (Black level) จะอยู่ที่ 0.3 โวลต์ ในขณะที่ระดับขาว (White level) จะมีค่า 1.0 โวลต์ ส่วนสัญญาณซิงค์จะเป็นพัลส์ลบ (Negative Pulse) ที่เปลี่ยนระดับจาก 0.3 โวลต์ ลงมาสู่ระดับ 0 โวลต์ ในความเป็นจริง สัญญาณวิดีโอ จะเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่องกัน ไปของเส้นสแกนนับร้อย ซึ่งแต่ละเส้นก็จะประกอบไปด้วย 1 HOR. SYNC. 1 ครั้ง ซึ่งก่อนและหลังสัญญาณ VER.SYNC. จะไม่มีสัญญาณภาพชั่วขณะหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า ช่วงแบลิ่งคิงในแนวตั้ง (Vertical Blanking Interval) ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 สัญญาณ VER-SYNC และช่วงแบลิ่งค์แนวตั้ง

2.3.5 การสร้างภาพหน้าจอโทรทัศน์

สัญญาณจากสถานีโทรทัศน์ส่งเป็นชุดแต่ละชุดเรียกว่าสัญญาณ 1 ฟิล์มประกอบด้วยรายละเอียดของสัญญาณภาพจำนวน 312.5 เส้น รวมจังหวะสะบัดกลับทางแนวตั้ง เป็นอัตราเดียวกับการกวาดของลำแสงที่หน้าจอภาพของเครื่องรับ 1 ฟิล์มเช่นกัน สัญญาณแต่ละเส้นทำให้ลำแสงเปลี่ยนแปลงความสว่างเกิดเป็นภาพปรากฏขึ้นที่หน้าจอภาพ และสัญญาณจำนวน 2 ฟิล์มทำให้ลำแสงจำนวน 625 เส้นเปลี่ยนแปลงความสว่างเกิดเป็นภาพที่สมบูรณ์ปรากฏขึ้นเป็นภาพในเวลา 1/25 วินาที อัตราการเกิดภาพที่หน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์เท่ากับ 25 ภาพต่อวินาที ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การสร้างภาพหน้าจอโทรทัศน์

2.3.6 การสแกนภาพ

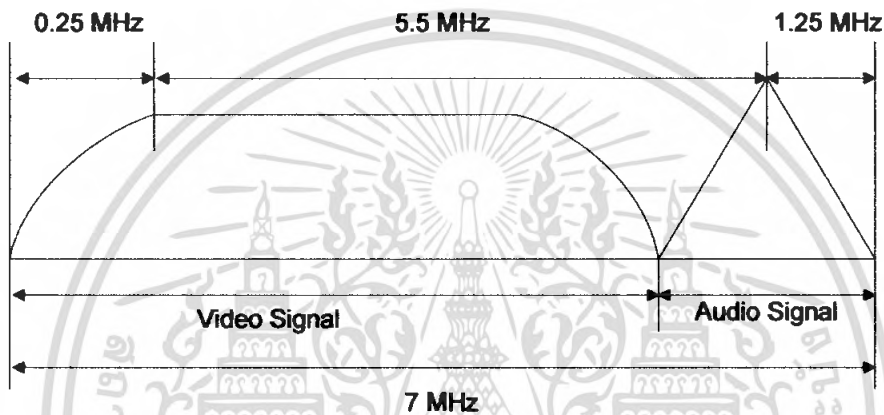
ภาพโทรทัศน์ที่บันทึกไว้หรือนำออกแสดงที่หน้าจอถูกแบ่งออกเป็นส่วนเล็ก ๆ ที่เรียกว่า จุดภาพ (element or pixels) อีเลเมนต์ หรือ พิกเซล โดยการเปลี่ยนข้อมูลทางแสงให้เป็นข้อมูลทางไฟฟ้าโดยผ่านอุปกรณ์เก็บสัญญาณภาพที่อยู่ในกล้องถ่ายโทรทัศน์ เช่น CCD (Charge coupled device) หรือหลอดเก็บสัญญาณภาพ เช่น หลอด plumbicon หลอด triniticon หลอด vivicon เป็นต้น พิกเซลเหล่านี้จะถูกเปลี่ยนให้เป็นค่าทางไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณภาพแทนความสว่างของภาพและแทนแม่สีแดง สีเขียว สีน้ำเงิน ที่อยู่ในภาพ โดยวิธีการใช้ลำแสงอ่านสแกนตามแนวนอนไปบนภาพทีละเส้นจากซ้ายไปยังด้านขวาของภาพ และเรียงเส้นจากด้านบนลงล่างของภาพ สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากการสแกนเส้นจะส่งไปแสดงผลที่ด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับที่ละเส้นแบบเส้นต่อเส้น โดยเครื่องรับจะใช้สัญญาณไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณภาพมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณควบคุมลำโพงเล็กครอนเพื่อเขียนภาพที่หน้าจอโทรทัศน์ได้ภาพลักษณะเช่นเดียวกับที่ส่งมา ทั้งนี้สัญญาณที่ส่งมาต้องมีสัญญาณซิงโครไนซ์ เพื่อให้การแสดงภาพที่เครื่องรับเกิดขึ้นสัมพันธ์กับเครื่องส่งด้วย

2.3.7 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์

ตามมาตรฐานของ CCIR ซึ่งเป็นระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศไทย (PAL) จะมี BAND WIDTH 7 MHz ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาหภาพ (Picture Carrier) คลื่นพาหเสียง (Sound Carrier) และสัญญาณต่าง ๆ อีก ลักษณะของ Response ของสัญญาณโทรทัศน์ดังรูปแสดงมาตรฐานความถี่ระบบ CCIR ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 มาตรฐานสัญญาณ CCIR

2.3.8 หน้าที่ของสัญญาณต่าง ๆ

สัญญาณโทรทัศน์สีต้องมีส่วนประกอบของสัญญาณที่ส่งไปให้เครื่องรับโทรทัศน์สีรับแสดงภาพและแสดงสีที่หน้าจอได้อย่างสมบูรณ์ ขณะเดียวกันเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำก็สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์สีได้และใช้สัญญาณบางส่วนมาสร้างภาพขาวดำที่หน้าจอได้อย่างสมบูรณ์ด้วยเช่นกัน ดังนั้นเราจะศึกษาถึงส่วนประกอบของภาพสี การสแกนภาพสัญญาณที่จำเป็นในการสร้างภาพสี สัญญาณที่ใช้ส่งโทรทัศน์สี การเลือกพาหะย่อยของสีและการแทรกพาหะย่อยในแถบความถี่สัญญาณภาพ สัญญาณภาพสีรวม CVBS ที่ประกอบไปด้วยสัญญาณสี สัญญาณภาพ สัญญาณแบล็กคิงก์ สัญญาณซิงโครไนซ์ และสัญญาณคัลเลอร์เบิร์ต เป็นต้น

2.3.9 การกระจายคลื่นของสัญญาณวิทยุโทรทัศน์

การรับสัญญาณวิทยุ โทรทัศน์ ด้วยสายอากาศจำเป็นต้องคำนึงถึงสิ่งต่าง ๆ บางประการเช่น จะต้องปราศจากการรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่างๆ ควรจะรับสัญญาณให้ตรงกับช่องที่จะต้องการจะรับ และต้องได้สัญญาณที่ขาเข้ามีค่าสูงสุด กำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกรวมทั้งกำจัดสัญญาณรบกวนที่จะทำให้เกิดภาพซ้อน ฉะนั้นสายอากาศควรมีคุณสมบัติในการรับได้ดี และมีการสมดุล (Match) ทางอิมพีแดนซ์ที่ดี ถ้าเข้าใจถึงคุณสมบัติของการกระจายคลื่นแล้วก็จะทำให้การติดตั้งสายอากาศได้ถูกต้อง

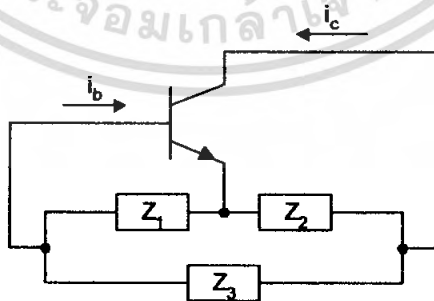
2.3.10 การมอดูเลตสัญญาณโทรทัศน์

สัญญาณโทรทัศน์ที่ถูกส่งออกอากาศจะประกอบด้วยสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียง สัญญาณภาพจะมีคลื่นพาห์ของภาพ (Picture Carrier) ในระบบ Amplitude Modulation และสัญญาณเสียงก็จะมีคลื่นพาห์ของเสียง (Sound Carrier) ในระบบ Frequency Modulation การส่งสัญญาณภาพออกอากาศจะเลือกส่งแบบ Amplitude-Modulated Double Sidebands หรือเลือกส่งแบบอื่นก็ได้ แต่เนื่องจากขอบเขตของความถี่ในสัญญาณภาพมีมาก หากส่งความถี่ที่เกี่ยวข้องไปทั้งหมด จะทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป ทำให้เป็นการสิ้นเปลืองย่านความถี่โดยใช่เหตุ จึงได้นิยมใช้วิธีการส่งแบบไซด์แบนด์ด้านสูง (Upper Sideband) เดิมที และส่งบางส่วนของไซด์แบนด์ด้านต่ำ (Lower Sideband) วิธีการส่งแบบนี้เรียกว่า Vestigial Sideband Transmission คลื่นพาห์ของภาพกับคลื่นพาห์ของเสียงที่เหมาะสมอาจเลือกใช้ให้มีความถี่อยู่ในย่านความถี่ VHF (Very High Frequency) หรือในย่านความถี่ UHF (Ultra High Frequency) ก็ได้

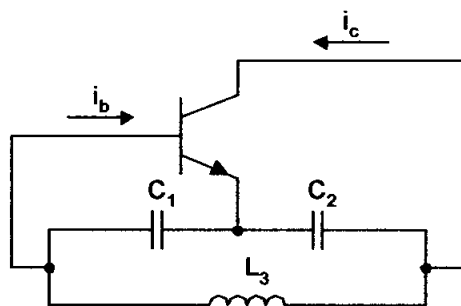
2.4 วงจรผลิตความถี่ (Oscillator Circuit)

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ในการกำเนิดสัญญาณไฟสลับขึ้นที่เอาต์พุต โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปยังอินพุต ซึ่งสามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้โดยไม่ต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่อินพุต วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ วงจร RF ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยอินดักเตอร์ (L) และคาปาซิเตอร์ (C) ในการผลิตสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เรโซแนนท์ออกที่เอาต์พุต วงจรออสซิลเลเตอร์จะให้กำเนิดสัญญาณต่อเนื่องแบบเดียวกันซ้ำๆ กัน เช่น คลื่นรูปไซน์ที่มีการแปรผันของแอมพลิจูดซึ่งจะใช้วงจร LC เมื่อมีการป้อนกระแสไฟเข้าไปในวงจร

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุดของทรานซิสเตอร์ในส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่วงจรป้อนกลับประกอบด้วยอุปกรณ์สามตัวดังรูปที่ 2.11 โดยทั่วไปจะเรียกวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด ยกตัวอย่างเช่น วงจรแบบ โคลพิตต์ส (Colpitts) ดังรูปที่ 2.12

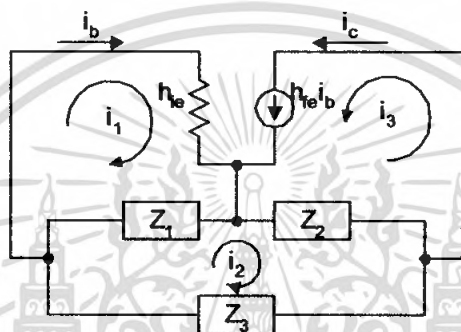


รูปที่ 2.11 แสดงรูปแบบทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด



รูปที่ 2.12 วงจรเบื้องต้นของโพลิตดส์ทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.12 สามารถเขียนวงจรสมมูลได้



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 2.12

วิเคราะห์ลูป i_1 และ i_2

$$(h_{ie} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 = 0 \quad (2.4.1)$$

$$-Z_1i_1 + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 + Z_2i_3 = 0 \quad (2.4.2)$$

แต่ $i_1 = i_b$ และ $i_3 = i_c = h_{fe}i_b$ ดังนั้นสมการที่ (2.4.1) และสมการ (2.4.2) จะได้เป็น

$$(h_{ie} + Z_1)i_b - Z_1i_2 = 0 \quad (2.4.3)$$

$$(h_{fe}Z_2 - Z_1)i_b + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 = 0 \quad (2.4.4)$$

สมการจะหาคำตอบได้เมื่อ $i_b \neq 0$ และ $i_2 \neq 0$ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดีเทอร์มิแนนต์ ($\Delta = 0$)

$$\Delta = (h_{ie} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(h_{fe}Z_2 - Z_1) \quad (2.4.5)$$

$$= h_{ie}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1\{Z_2(1 + h_{fe}) + Z_1\} = 0 \quad (2.4.6)$$

เมื่อ Z_1, Z_2, Z_3 เป็นรีแอกแตนซ์แล้ว jx_1, jx_2, jx_3 จะมีค่าเป็น

$$jh_{ie}(X_1 + X_2 + X_3) - X_1X_2(1 + h_{fe}) - X_1X_3 = 0 \quad (2.4.7)$$

และจากสมการ (2.4.7) ในส่วนของจำนวนจินตภาพจะได้ว่า

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.4.8)$$

โดยจากส่วนของจำนวนจริง $X_2(1 + h_{fe}) + X_3 = 0$

$$X_2 = \frac{-X_3}{(1 + h_{fe})} \quad (2.4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการนี้จะเห็นว่า X_2, X_3 เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกัน แทนสมการที่ (2.4.10) ลงในสมการที่ (2.4.8) ได้ว่า

$$X_1 = \frac{-h_{fe}X_3}{1+h_{fe}} \quad (2.4.11)$$

∴ X_1 เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกับ X_3

จากสมการที่ (2.4.10) และ (2.4.11) ได้ว่า

$$h_{fe} = \frac{X_1}{X_2} \quad (2.4.12)$$

สรุป

1 ค่ารีแอกแตนซ์ของ X_1, X_2 จะต้องเป็นคนละชนิดกับ X_3

2 ค่ารีแอกแตนซ์ต่างๆควรจะเป็นไปตามข้อกำหนดดังนี้ $|X_2| \ll |X_3|; |X_1| \ll |X_3|$

3 h_{fe} ควรจะมีค่าเป็น $h_{fe} = \frac{X_1}{X_2}$

ค่า h_{fe} นี้จะเป็นค่าที่การออสซิลเลทเป็นแบบอิมิตัวแล้วถ้าในกรณีของเพ็งจะเริ่มออสซิลเลทค่า h_{fe} ควรจะเป็น $h_{fe} > X_1/X_2$

จากข้อกำหนดจะได้วงจรพื้นฐานที่เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลทิตตส์ ดังรูปที่ 2.14

พิจารณา $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ เทียบกับวงจรดังรูป 2.14 ข้างต้นจะได้

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.4.13)$$

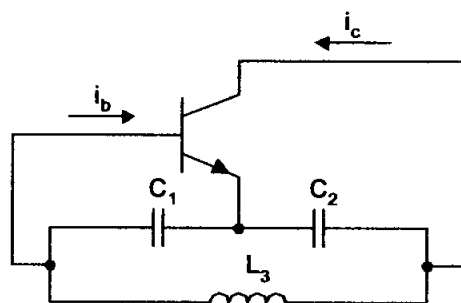
$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_3 = 0 \quad (2.4.14)$$

นำ $j\omega$ คูณตลอด

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \omega^2 L_3 = 0 \quad (2.4.15)$$

$$(2\pi f)^2 = \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} \quad (2.4.16)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2}} \text{ Hz} \quad (2.4.17)$$



รูปที่ 2.14 วงจรเบื้องต้นของโคลทิตตส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เมื่อรวมทริเมอร์ C ที่ปรับค่าได้ จากรูป 2.15 ที่มาพิจารณาแล้วได้ว่า

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \left(j\omega L_3 // \frac{1}{j\omega C} \right) = 0 \quad (2.4.18)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{\frac{L_3}{C}}{j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C}} = 0 \quad (2.4.19)$$

เอา $j\omega$ คูณตลอด

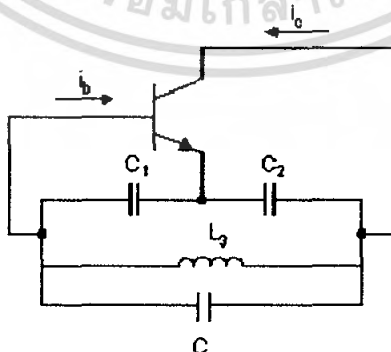
$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{-\omega^2 L_3}{-\omega^2 L_3 C + 1} = 0 \quad (2.4.20)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{-\omega^2 L_3 C + 1}{\omega^2 L_3} \quad (2.4.21)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C = \frac{1}{\omega^2 L_3} \quad (2.4.22)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}} \quad (2.4.23)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}} \text{ Hz} \quad (2.4.24)$$



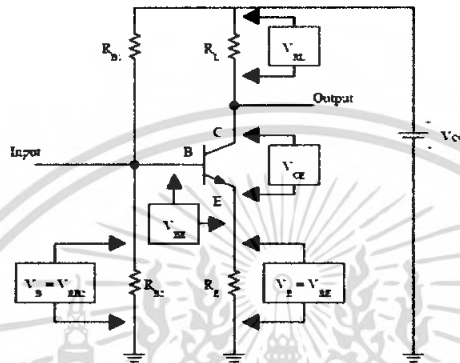
รูปที่ 2.15 วงจรเบื้องต้นของ โกลพิตต์สทรานซิสเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทริเมอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรขยายสัญญาณ

2.5.1 แอมพลิฟายเออร์แบบ (Common-emitter)

เป็นวงจรแอมพลิฟายเออร์ที่ขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีทั้งวงจรอินพุต และวงจรเอาต์พุต ซึ่งมีการต่อตัวต้านทาน 2 ตัว โดยต่อที่ขั้วอิมิตเตอร์ และต่อที่ขาเบสต่อไปยังกราวด์ ตัวต้านทานนี้ทำให้แอมพลิฟายเออร์มีความไวต่อค่า β น้อยลง และมีความไวต่ออุณหภูมิลดลง ตัวต้านทานที่เพิ่มเข้าไปทำให้แรงดันคอคกร้อมมีค่าเพิ่มขึ้น รูปแรงดันคอคกร้อมที่จุดต่างๆของวงจรแสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แรงดันคอคกร้อมต่างๆในแอมพลิฟายเออร์

2.5.2 การคำนวณวงจร

1. คำนวณแรงดันคอคกร้อม R_{B_2} หรือ V_B ตัวต้านทานเบสสองตัว แบ่งแรงดันจากแหล่งจ่าย V_{cc} ดังนั้นสมการแบ่งแรงดัน คือ

$$V_B = \frac{R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} \times V_{CC} \tag{2.5.1}$$

2. คำนวณ V_B จาก

$$V_E = V_B - 0.7 \quad (\text{สำหรับซิลิกอนทรานซิสเตอร์})$$

3. คำนวณกระแสอิมิตเตอร์โดยใช้กฎของโอห์ม

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \tag{2.5.2}$$

4. สมมติว่ากระแสคอลเลคเตอร์เท่ากับกระแสอิมิตเตอร์ $I_C = I_E$

5. คำนวณแรงดันคอคกร้อมตัวต้านทานโหลดโดยใช้กฎของเคอร์ชอฟดังนี้

$$V_{R_L} = I_C \times R_L \tag{2.5.3}$$

6. คำนวณแรงดันที่คอคกร้อมคอลเลคเตอร์ - อิมิตเตอร์โดยใช้กฎของเคอร์ชอฟ

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{R_L} - V_E \tag{2.5.4}$$

เราสามารถสันนิษฐานได้ว่าวงจรนี้เป็นแอมพลิฟายเออร์แบบเชิงเส้นที่ดี วงจรนี้จะทำงานได้ดี

ด้วยค่า β ที่เหมาะสม และจะเสถียรตลอดช่วงกว้าง ๆ ของอุณหภูมิ ในบางครั้งอัตราขยายที่มีค่าสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาก ๆ เป็นที่ต้องการ ดังนั้นเราสามารถปรับปรุงอัตราขยายได้โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุสำหรับการบายพาสที่อิมิตเตอร์โดยตัวเก็บประจุนี้มีค่ารีแอคแตนซ์ต่ำที่ความถี่ทำงาน และทำให้เกิดการลัดวงจรสำหรับสัญญาณ ac ดังนั้นสัญญาณ ac จะไม่ไหลผ่าน R_E กระแสในทิศทางตรงข้ามจะมีค่าน้อยที่สุดเนื่องจาก R_E จะถูกบายพาส ดังนั้นอัตราขยายแรงดันขึ้นอยู่กับ R_L และ R_E อัตราขยายแรงดันจะเพิ่มขึ้นโดยการต่อตัวเก็บประจุเข้าไป แต่ค่าอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นนี้มีข้อเสีย เพราะเกี่ยวกับตัวเก็บประจุที่ใช้บายพาส จำเป็นต้องมีค่า reactance ต่ำ ๆ ที่ความถี่สัญญาณต่ำสุด ถ้าแอมพลิฟายเออร์ใช้งานที่ความถี่ต่ำ ตัวเก็บประจุอาจจะมีขนาดใหญ่ และโดยปกติเราเลือกค่า reactance ที่มีค่าเป็น 1 ใน 10 ของตัวต้านทานอิมิตเตอร์ โดยสามารถใช้เลือกตัวเก็บประจุสำหรับการบายพาสได้ดังสมการที่ (2.5.5)

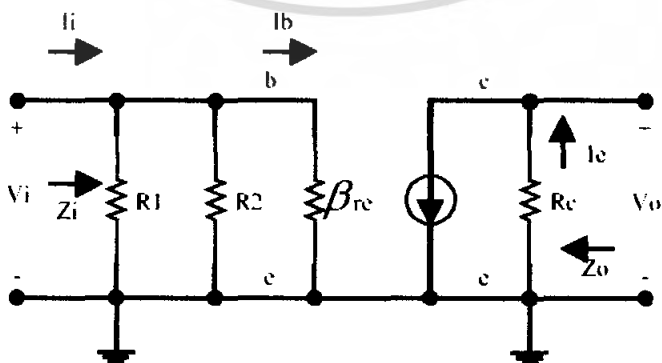
$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \tag{2.5.5}$$

ตัวเก็บประจุนี้มีขนาดใหญ่ ดังนั้นเราจึงใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์คิดสำหรับการบายพาสในออคิโอแอมพลิฟายเออร์ ค่าแรงดันสามารถที่จะมีค่าต่ำมาก ๆ ได้เนื่องจากค่าแรงดัน dc ที่อิมิตเตอร์ในวงจรมีค่า 0.61 V (ประดิษฐ์ วัชรทิบูลย์ ; พ.ศ.2540)

2.5.3 วงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.17 และ 2.18



รูปที่ 2.17 วงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 2.18 แบบจำลองวงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.18 กำหนดให้

$$R' = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.5.6)$$

ซึ่งจากวงจร $Z_i = R' // \beta r_e$ (2.5.7)

$$Z_o = R_c \quad (2.5.8)$$

$$V_o = -I_o R_c = -\beta I_b R_c$$

A_v : $V_o = -\beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e} \right) R_c$ (2.5.9)

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_c}{r_e} \quad (2.5.10)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_c}{r_e} \quad (2.5.11)$$

A_i : เมื่อนำกฎการแบ่งกระแสไฟฟ้ามาพิจารณาที่ด้านอินพุตในรูปที่ 2.18

$$I_b = \frac{R' I_i}{R' + \beta r_e} \quad (2.5.12)$$

$$\frac{I_b}{I_i} = \frac{R'}{R' + \beta r_e} \quad (2.5.13)$$

สำหรับด้านเอาต์พุตของวงจร

$$I_o = \beta I_b \quad (2.5.14)$$

$$\frac{I_o}{I_b} = \beta \quad (2.5.15)$$

สมการที่ (2.5.14) แทนลง สมการที่ (2.5.15)

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R'}{R' + \beta r_e} \quad (2.5.16)$$

ถ้ารวมผลของ r_o จะได้ว่า

$$Z_o = r_o // R_c \quad (2.5.17)$$

$$A_v = -\frac{R_c // r_o}{r_e} \quad (2.5.18)$$

ส่วนการหาค่า A_i เริ่มพิจารณาอัตราส่วนของ $\frac{I_o}{I_b}$ ดังนี้

$$\frac{I_o}{I_b} = \frac{r_o \beta}{r_o + R_c} \quad (2.5.19)$$

$$\frac{I_b}{I_i} = \frac{R'}{R' + \beta r_e} \quad (2.5.20)$$

ดังนั้น

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_b} \frac{I_b}{I_i} \quad (2.5.21)$$

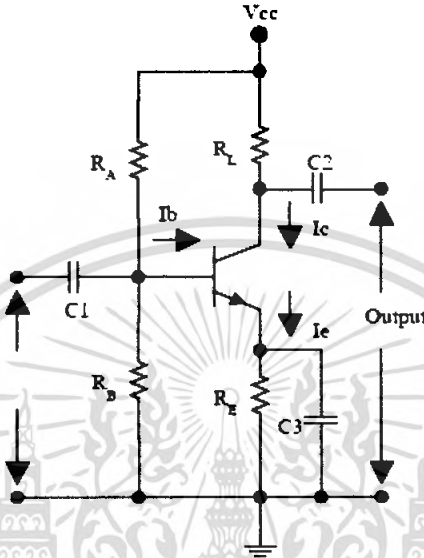
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และมีค่าโดยประมาณดังนี้

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_c} \quad (2.5.22)$$

เครื่องหมายลบในสมการที่หา A_v แสดงว่า V_o กับ V_i มีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา

2.5.4 การออกแบบวงจรขยายภาคเดียว



รูปที่ 2.19 วงจรขยายภาคเดียว

จากวงจรในรูปที่ 2.19 ถ้าต้องการหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรขยาย เช่น A_v และ A_i จะต้องใช้คณิตศาสตร์ และการคำนึงถึงพารามิเตอร์อื่น ๆ ของทรานซิสเตอร์อีกมาก จะทำให้การคำนวณหายุ่งยากขึ้นอีกมาก ในที่นี้จึงกำหนดค่าโดยประมาณ โดยสมมติว่าค่าความต้านทานอิมิตเตอร์ R_E มีค่าน้อยกว่า R_L ประมาณมากกว่า 10 เท่าและน้อยกว่าความต้านทานเบส R_B ประมาณ 20 เท่า ซึ่งเมื่อใช้คณิตศาสตร์คำนวณแล้วจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังจะได้กล่าวถึงต่อไปนี้

ความต้านทานอินพุต

เมื่อพิจารณาที่อินพุตจะเห็นว่าค่าความต้านทาน R_B ขนานอยู่กับความต้านทานอินพุตที่เบสของทรานซิสเตอร์ แต่เนื่องจากมีตัวต้านทาน R_B จึงสมมติว่าที่เบสของทรานซิสเตอร์ มีค่าความต้านทานสูงกว่า R_B ผลรวมของความต้านทานอินพุตจึงใช้ค่าโดยประมาณไว้ว่า $R_L \approx R_B$

ความต้านทานเอาต์พุต

ในทำนองเดียวกับที่เอาต์พุต เมื่อค่าความต้านทานโหลดมีค่ามากกว่าความต้านทาน R_B เกินกว่า 10 เท่า ค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าความต้านทาน R_L นั่นเอง หรือเราได้ว่า $R_o = R_L$

อัตราขยายกระแส

อัตราขยายกระแส คือ กระแสที่ไหลผ่านเข้าทางอินพุตกับกระแสเอาต์พุตที่ไหลผ่านโหลดสำหรับวงจรอัตราขยายกระแสโดยประมาณจะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ $R_B // R_E$

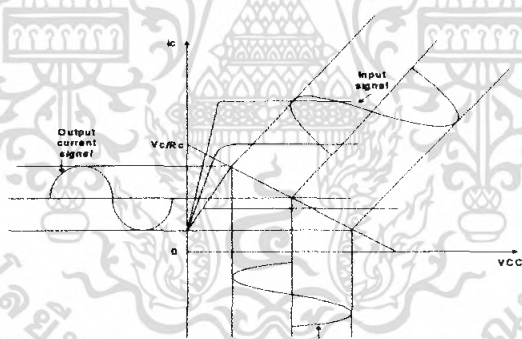
อัตราขยายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟสลับ และเอาออกที่ขั้วคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ หรือเป็นค่าแรงดันเอาต์พุตคร่อมตัวต้านทานโหลดเมื่อไม่เกิดกระแสไฟตรงที่ไบอัส ส่วนสัญญาณอินพุต คือแรงดันคร่อมระหว่างเบสกับกราวด์ แต่เนื่องจากแรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยคั้งนั้นสัญญาณอินพุตส่วนใหญ่คือสัญญาณคร่อมตัวต้านทาน R_E นั้นเอง และส่วนกระแสคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์มีค่าใกล้เคียงกัน คั้งนั้น จึงพอสรุปได้ว่าค่าอัตราขยายแรงดันที่มีค่าประมาณ R_L / R_E

2.5.5 วงจรขยายสัญญาณคลาส A

การทำงานของวงจรขยายสัญญาณคลาส A ทำงานในย่าน active region ตลอดเวลา ดังรูปที่ 2.20 เมื่อมี ac input ป้อนให้วงจร กระแส I_C โหลดเต็ม 360 องศา จึงมีความผิดเพี้ยนค้ำมาก เป็นวงจรขยายเบืองต้นที่มีไบอัสคงที่ค้ำมากวงจรหนึ่งแต่ประสิทธิภาพไม่สูงนัก ในทางทฤษฎีถือว่าเป็นวงจรขยายชนิด Power Amplifier (PA) มีประสิทธิภาพ 50% แต่ในทางปฏิบัติทำได้เพียง 25% วงจรขยายคลาส A นิยมใช้เป็นวงจรขยายเสียง (audio voltage amplifier) เพื่อให้ได้วงจรขยายคลาสเอจกปฏิบัติงาน ซึ่งเป็นจุดที่เส้นแสดงสถานะของโหลดค้ำไฟตรงตัดกับเส้นแสดงสถานะของโหลดค้ำไฟสลับตัดกันจะอยู่ที่ประมาณจุดกึ่งกลางของเส้นแสดงสถานะของโหลดค้ำไฟสลับค่ากระแสค้ำสัญญาณออก I_C และค่าศักดาค้ำสัญญาณออก V_C หาได้จากเส้นแสดงสถานะของโหลดค้ำไฟสลับขณะเดียวกันเมื่อใช้จกปฏิบัติงานที่จุดกึ่งกลางของเส้นแสดงสถานะของเส้นโหลดค้ำไฟสลับ วงจรจะให้ขนาดของสัญญาณค้ำสัญญาณออกมีค่าสูงที่สุดทั้งค้ำช่วงบวก และช่วงลบ (สุชาติ กังวารจิตต์, พ.ศ.2536)



รูปที่ 2.20 การทำงาน ในลักษณะคลาสเอ (class A)

2.6 การมอดูเลตแบบ AM (Amplitude Modulation)

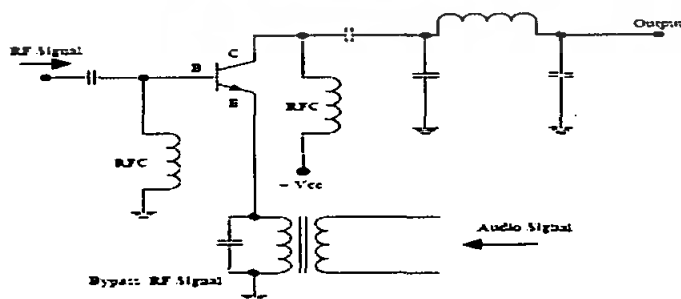
ในการสื่อสารถ้าสัญญาณส่งไปยังเครื่องรับ โดยไม่ผ่านการมอดูเลต กล่าวคือ ไม่มีการเคลื่อนย้ายความถี่ของข้อมูลไปจากเดิมเลย การสื่อสารในลักษณะเช่นนี้ จะมีชื่อว่าการสื่อสาร ในแบนด์มูลฐาน (Baseband Communication) ทั้งนี้เพราะว่าแบนด์หมายถึงช่วงความถี่ แต่ถ้าการส่งสัญญาณนั้นต้องผ่านกระบวนการมอดูเลตสัญญาณแล้ว เราจะเรียกรสื่อสารชนิดนี้ว่า การสื่อสาร โดยคลื่นพาห์ (Carrier Communication) ตัวอย่างการสื่อสาร ในแบนด์มูลฐานที่พบกันอยู่ทั่วไปได้แก่ โทรศัพท์ที่ใช้ติดต่อกันในย่านความถี่เสียง ซึ่งปรกคิจจะมีย่านความถี่ของการใช้งานอยู่ประมาณระหว่าง 0 ถึง 3.5 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณจากแหล่งกำเนิดโดยตรง หรือ สัญญาณในแบนด์มูลฐาน (Baseband Signal) ขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านช่องการสื่อสาร ไปยังเครื่องรับ ด้วยสาเหตุสำคัญคือ สัญญาณมีสเปกตรัมของความถี่อยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่อง กระบวนการมอดูเลตจะทำการย้ายความถี่ของแบนด์มูลฐานให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องการสื่อสารเพื่อที่จะได้สามารถส่งสัญญาณนั้นผ่านช่องการสื่อสารไปได้ ในกระบวนการนี้ต้องมีการอาศัยสัญญาณหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า คลื่นพาห์ (Carrier) ซึ่งปกติสร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นสื่อช่วยเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณจากแบนด์มูลฐานนั้น กระบวนการที่ทำการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมนี้ จึงกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า การมอดูเลต คือ การฝากสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปกับคลื่นพาห์

การมอดูเลชันคือ หัวใจของการสื่อสารวิทยุ “การมอดูเลชัน” คือการฝากข้อมูลไปกับคลื่นพาห์ ซึ่งคลื่นพาห์จะเป็นตัวช่วยนำสัญญาณข้อมูลนั้น ผ่านสายอากาศของเครื่องส่งออกอากาศ ไปยังสายอากาศของเครื่องรับได้ การมอดูเลชันที่นิยมใช้กันอยู่ในระบบเครื่องส่งวิทยุและระบบโทรศัพท์ทั่วไปนั้นนิยมใช้อยู่ 2 แบบ ซึ่งก็คือระบบการมอดูเลตทางขนาด และระบบการมอดูเลตทางความถี่ แต่ความแตกต่างของกระบวนการมอดูเลชันทั้งสองนั้นก็คือ กระบวนการมอดูเลชันแบบการมอดูเลตทางขนาดนั้นจะเป็นการฝากข้อมูลไปกับขนาด (Amplitude) ของคลื่นพาห์ เป็นการทำให้ขนาดของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความแรงของสัญญาณข้อมูล โดยคงรักษาความถี่ของคลื่นพาห์นั้นให้มีค่าคงที่อยู่ตลอดเวลา แต่ว่าการมอดูเลชันแบบการมอดูเลตทางความถี่นั้น เป็นการฝากข้อมูลไปกับความถี่ของคลื่นพาห์เป็นกระบวนการที่ทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามความแรงของสัญญาณข้อมูล โดยคงรักษาขนาดของคลื่นพาห์ไว้ให้มีค่าคงที่อยู่เสมอตลอด เราทราบแล้วว่าสัญญาณ AM คือ คลื่นพาห์ที่เปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดหรือมีแอมพลิจูดไม่คงที่ เมื่อแอมพลิจูดของความถี่ข้างเคียงรวมเข้ากับคลื่นพาห์ด้วยชั่วเดี๋ยวกันแล้วส่งผลทำให้แอมพลิจูดของคลื่นพาห์สูงขึ้น แต่ถ้าความถี่ข้างเคียงที่เกิดมีการหักล้างกับแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ เนื่องจากแตกต่างกันแล้วแอมพลิจูดของคลื่นพาห์จะลดลงซึ่งคลื่นพาห์ที่คงที่พร้อมกับความถี่ข้างเคียง จะคิดรวมเป็นกลุ่มเดียวได้ซึ่งจะทำให้เทียบเท่ากับรูปคลื่น AM

วงจรการมอดูเลตแบบ AM ยกตัวอย่าง เช่น วงจรอิมิเตอร์มอดูเลชันการมอดูเลตสัญญาณจะเกิดขึ้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ดังวงจรรูปที่ 2.21 จากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณความถี่วิทยุจะป้อนเข้ามาที่ขาเบส ดังนั้น กระแสอิมิตเตอร์จึงเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ แต่เมื่อเราทำการป้อนสัญญาณความถี่เสียงเข้าทางค่านอิมิตเตอร์ส่วนของสัญญาณเสียงที่อิมิตเตอร์จะเป็นตัวจำกัดค่าสูงสุดของกระแสอิมิตเตอร์



รูปที่ 2.21 วงจรการมอดูเลต AM

2.6.1 Amplitude Modulation แบบ DSB-SC

ในกระบวนการมอดูเลตแอมพลิจูดนั้นขนาดของสัญญาณข่าวสารจะถูกใช้ไปบังคับค่าแอมพลิจูด A_c ของคลื่นพาห์ $A_c = \cos(\omega_c t + \theta_c)$ ให้เปลี่ยนแปลงตาม ในขณะที่ความถี่ ω_c และเฟส θ_c จะยังคงค่าเดิม สมการของคลื่นที่มอดูเลตแล้ว $\phi_{DSB-SC}(t)$ จะเป็นดังนี้

$$\phi_{DSB-SC}(t) = km(t)\cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (2.6.1)$$

โดยค่า k คือค่าคงที่ ที่กระบวนการมอดูเลตจัดการควบคุมสัดส่วนของ A_c ให้แปรผันตามสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เพื่อให้สะดวก การวิเคราะห์สัญญาณเราสามารถที่จะสมมุติให้ $k = 1$ และ $\theta_c = 0$ ได้โดยไม่เสียความหมายของการวิเคราะห์สัญญาณ แต่จะทำให้รูปของสมการที่กระชับขึ้นคือ

$$\phi_{DSB-SC}(t) = m(t)\cos(\omega_c t) \quad (2.6.2)$$

เพื่อที่จะทำความเข้าใจถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในโดเมนความถี่จะได้ฟังก์ชันสเปกตรัมของ $m(t)$

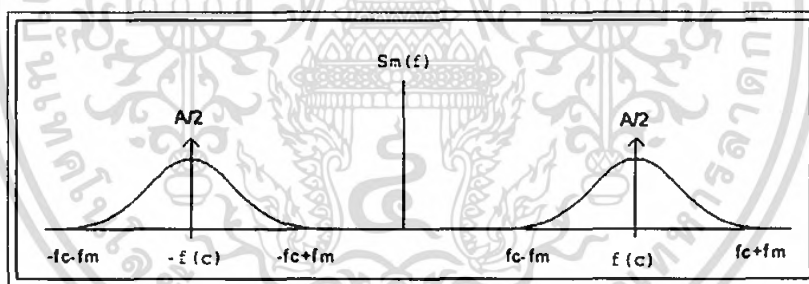
$$m(t) \longleftrightarrow M(\omega) \quad (2.6.3)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติของการแปลงฟูเรียร์จะได้

$$m(t)\cos(\omega_c t) \longleftrightarrow \frac{A}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (2.6.4)$$

$$\phi_{DSB-SC}(t) = \frac{A}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (2.6.5)$$

ซึ่งองค์ประกอบความถี่สัญญาณที่มอดูเลตแบบ DSB-SC แสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 องค์ประกอบความถี่สัญญาณที่มอดูเลตแบบ DSB-SC

การสังเกตของสัญญาณ $m(t)$ นั้นว่าไม่มีส่วนประกอบเชิงความถี่ที่เป็นไฟตรง ไซค์แบนด์ทั้งสองที่เกิดจากการมอดูเลตก็จะอยู่ห่างจากกันอย่างชัดเจนและสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม ก็จะเกิดองค์ประกอบความถี่ที่ $\omega = \pm\omega_c$ ปรากฏขึ้น กล่าวคือส่วนประกอบสัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่ของคลื่นพาห์จะถูกขจัดออกไป ในกรณีดังกล่าวด้วยเหตุนี้เองทำให้กระบวนการมอดูเลตสัญญาณแบบนี้ได้ชื่อว่า การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบไซค์แบนด์ขจัดคลื่นพาห์ (AM double-sideband-suppressed) หรือ การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาห์ ซึ่งเรียกย่อว่า DSB-SC

2.6.2 การมอดูเลตแอมพลิจูดของวิทยุกระจายเสียง

เราได้รู้กันดีว่าการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC และสัญญาณ SSB สามารถทำได้ด้วยวิธีการมอดูเลตแบบสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นวิธีการที่จะต้องใช้วิธีการที่จะต้องใช้การผลิตคลื่นพาห์ทางด้านเครื่องรับให้มีค่าความถี่และเฟสให้เท่ากับค่าคลื่นพาห์จากเครื่องส่ง และการที่จะควบคุมให้เครื่องรับสามารถสร้างเอกสาร์นี้เป็นเอกสาร์ที่ส่งวนไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพาห์ที่ถูกต้องได้ จะต้องอาศัยวงจรที่มีความซับซ้อนพอสมควร ซึ่งข้อมเป็นการแน่นอนว่าเมื่อเป็นเช่นนี้ ต้นทุนในการสร้างเครื่องรับดังกล่าวก็ย่อมจะต้องมีราคาสูงไปด้วย เพื่อลดปัญหาในเรื่องนี้ จึงได้เกิดการคิดหาวิธีการที่จะคิโมดุลเลตสัญญาณ DSB ชนิดที่ไม่จำเป็นต้องมีการสร้างคลื่นพาห์ทางด้านรับเครื่องรับขึ้น วิธีการนี้ทำได้โดยใช้คลื่นพาห์ $\cos \omega_c t$ ซึ่งมีขนาดที่เหมาะสมส่งรวมไปกับสัญญาณข้อมูลจากเครื่องส่ง การกระทำเช่นนี้จะทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งมีรูปฟังก์ชันเป็น $\cos \omega_c t$ ซึ่งมีขนาดที่เหมาะสมส่งรวมไปกับสัญญาณข้อมูล จากเครื่องส่ง การกระทำเช่นนี้ทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งมีรูปฟังก์ชันเป็น

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.6.6)$$

โดยในที่นี้ A_c คือแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ที่ใช้เพิ่มเข้ามาและเมื่อจกรูปใหม่จะได้

$$\phi_{AM}(t) = A_c \left[1 + \frac{m(t)}{A_c} \right] \cos(\omega_c t) \quad (2.6.7)$$

ปกติค่าความถี่ของคลื่นพาห์ ω_c จะมีค่าสูงกว่าค่าความถี่ที่เป็นองค์ประกอบสูงสุดของสัญญาณ $m(t)$ มาก ดังนั้นถ้าขนาดของคลื่นพาห์ A_c มีค่ามากพอที่จะทำให้พจน์ในวงเล็บแรกมีค่าไม่เป็นลบตลอดเวลาทุกค่า t ใดๆ แล้วสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ ตามสมการที่ (2.6.7) ก็จะมีขอดคลื่นที่ค่อยๆ เปลี่ยนไปตามแนวเอนเวโลป (envelope) หรือ กรอบที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณ $m(t)$ ทุกประการเพราะฉะนั้น ถ้านำสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ นี้ไปป้อนให้กับ วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ (envelope detector) แล้วก็จะทำให้เกิดการตรวจจับแยกสัญญาณ $m(t)$ กลับออกมาได้

อย่างไรก็ตามสมการของสัญญาณเอเอ็ม (Standard AM) โดยทั่วไปนั้นนิยมเขียนคักแปลงไปจากสมการ (2.6.7) เล็กน้อยคือ

$$\phi_{AM} = A_c (1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (2.6.8)$$

โดย k_a นั้นเทียบได้กับ $\frac{1}{A_c}$ และมีชื่อเรียกว่า ความไวของการมอดูเลตแอมพลิจูด (AM modulation sensitivity) แต่อย่างไรก็ดี k_a นี้ไม่จำเป็นต้องเท่ากับ $\frac{1}{A_c}$ แต่จะต้องมีค่าที่ไม่ทำให้ $1 + k_a m(t)$ มีค่าเป็นลบและจากสมการ (2.6.7) ยังพิจารณาได้อีก โดยสมมุติว่า มีสัญญาณข่าวสาร $m(t) = \cos(\omega_m t)$ ดังนั้นจะได้สมการคือ

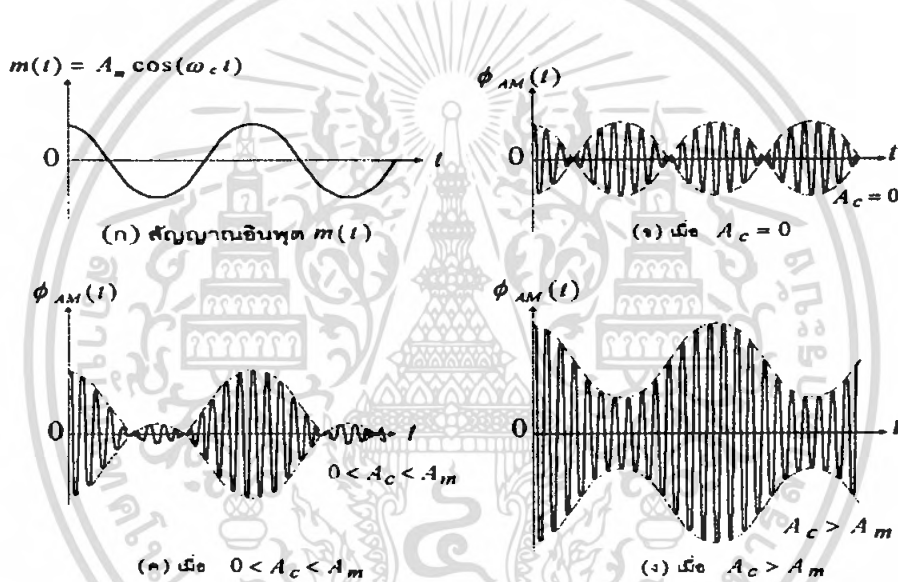
$$\phi_{AM} = A_c (1 + \mu \cos(\omega_m t)) \cos(\omega_c t) \quad (2.6.9)$$

$$\mu = \frac{A_m}{A_c} \quad (2.6.10)$$

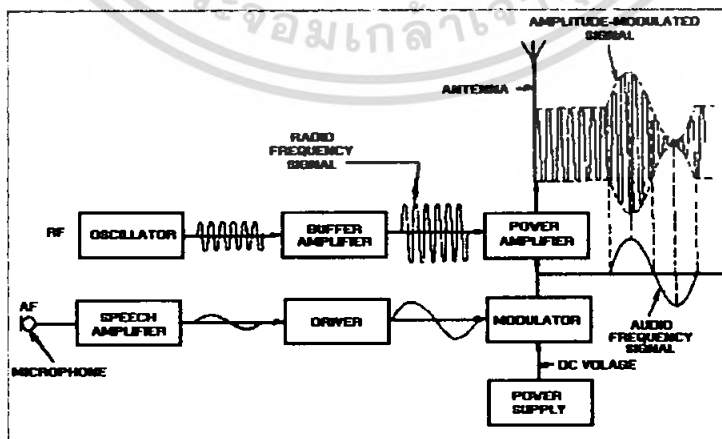
เพื่อไม่ให้ในวงเล็บของสมการ (2.6.9) มีค่าไม่เป็นลบ ค่าของ A_c จะต้องมากกว่าหรือเท่ากับ A_m หรือ $\mu \leq 1$ ทั้งนี้เพราะ $|\cos(\omega_m t)| \leq 1$ รูปคลื่นสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ เมื่อใช้ A_c ที่ให้ค่า μ ต่างๆ มีดังแสดงในรูป 2.23 จากรูปนี้จะพบว่าเมื่อคลื่นพาห์มีแอมพลิจูด A_c น้อยกว่า A_m หรือ μ มากกว่า 1 แนวการเปลี่ยนแปลงของขอดคลื่นในทิศทางบวกของ $\phi_{AM}(t)$ นั้นจะอยู่ตามกรอบ หรือเอนเวโลป ที่ไม่เหมือนกับสัญญาณ $m(t)$ บ้างในบางส่วน ดังแสดงในรูป 2.23 แต่เมื่อ A_c มากกว่า A_m จะทำให้ ค่า μ

น้อยกว่า 1 กรอบของคลื่นพาที่มอดูเลตแล้วจะมีลักษณะดังในรูป 2.23 จะเห็นได้ว่าแนวของยอดคลื่นนั้น มีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณ $m(t)$ ตลอดเวลา

สามารถสรุปได้ว่า เพื่อให้กรอบของ $\phi_{AM}(t)$ มีลักษณะเหมือนสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะต้องทำเงื่อนไข $A_c \geq A_m$ หรือ $\mu \leq 1$ ให้ได้จะเห็นว่าค่า μ นี้สามารถใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขที่บอกได้ว่าเราจะใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณมาทำการตรวจจับสัญญาณข่าวสารจากสัญญาณเอเอ็มได้หรือไม่ และค่า μ นี้ยังใช้เป็นตัวดัชนีที่บอกถึงระดับความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเฉลี่ยของคลื่นพาที่ กับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ ดีเอสบีเอสซี(DSB-SC) ได้ด้วย ดังนั้นจึงมีการนิยามให้ค่า μ นี้คือ ดัชนีการมอดูเลตแอมพลิจูด (Amplitude modulation index) ควรสังเกตด้วยว่า ถ้า $\mu > 1$ เราจะไม่สามารถทำการตรวจจับสัญญาณข่าวสารจากสัญญาณเอเอ็มได้ โดยใช้วิธีการตรวจจับกรอบสัญญาณ ซึ่งในกรณีที่ $\mu > 1$ เราจะเรียกว่าเกิดการมอดูเลตเกิน หรือ โอเวอร์มอดูเลชัน (Over modulation) ขึ้น ปกติค่าดัชนีการมอดูเลตนี้มักจะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ โดยคิดเทียบ $\mu = 1$ เป็นร้อยเปอร์เซ็นต์



รูปที่ 2.23 แสดงรูปคลื่น $\phi_{AM}(t)$ ตามสมการ (2.6.9)

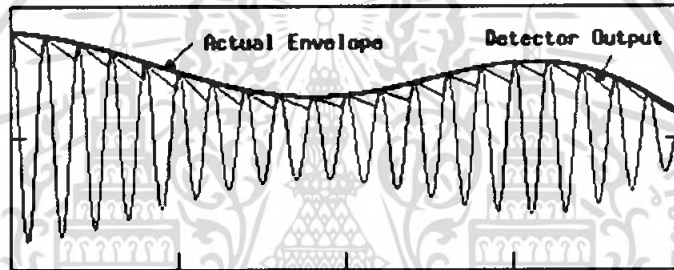


รูปที่ 2.24 การมอดูเลตแอมพลิจูดสำหรับวิทยุกระจายเสียง

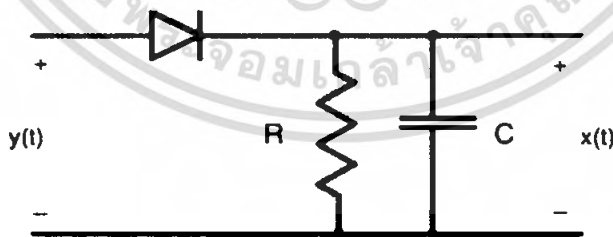
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (envelope detector)

วงจรตรวจจับสัญญาณ คือ วงจรที่ให้เอาต์พุตมีลักษณะเป็นไปตามกรอบหรือแนวทางเดินของยอดคลื่นของสัญญาณอินพุต วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น การทำงานของวงจรนี้ สามารถอธิบายได้ คือเมื่อมีสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ ตามแสดงในรูปที่ 2.25 เข้าสู่ตัววงจรรูปที่ 2.26 นั้นขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวกไดโอด D จะนำกระแส ทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าพีค (peak) หรือยอดของสัญญาณ แต่เมื่ออินพุต $\phi_{AM}(t)$ ลดลงก็จะทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางเอาโนดของ D ต่ำกว่าค่าแวลโทดในสถานการณ์เช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแสและกั้นไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียวคือคายประจุผ่าน R อย่างช้าจนกระทั่งถึงเวลาที่ $\phi_{AM}(t)$ จะมีค่ากลับเป็นบวก และมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอด จึงนำกระแสอีกครั้ง ทำให้เอาต์พุตเป็นไปตามค่าของสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ อีกไปจนถึงค่ายอดคลื่นเท่าที่ถัดมาโดยในวงจร Envelope จะมีดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.25 การตรวจจับสัญญาณวงจรใช้ Envelope



Envelope Detector

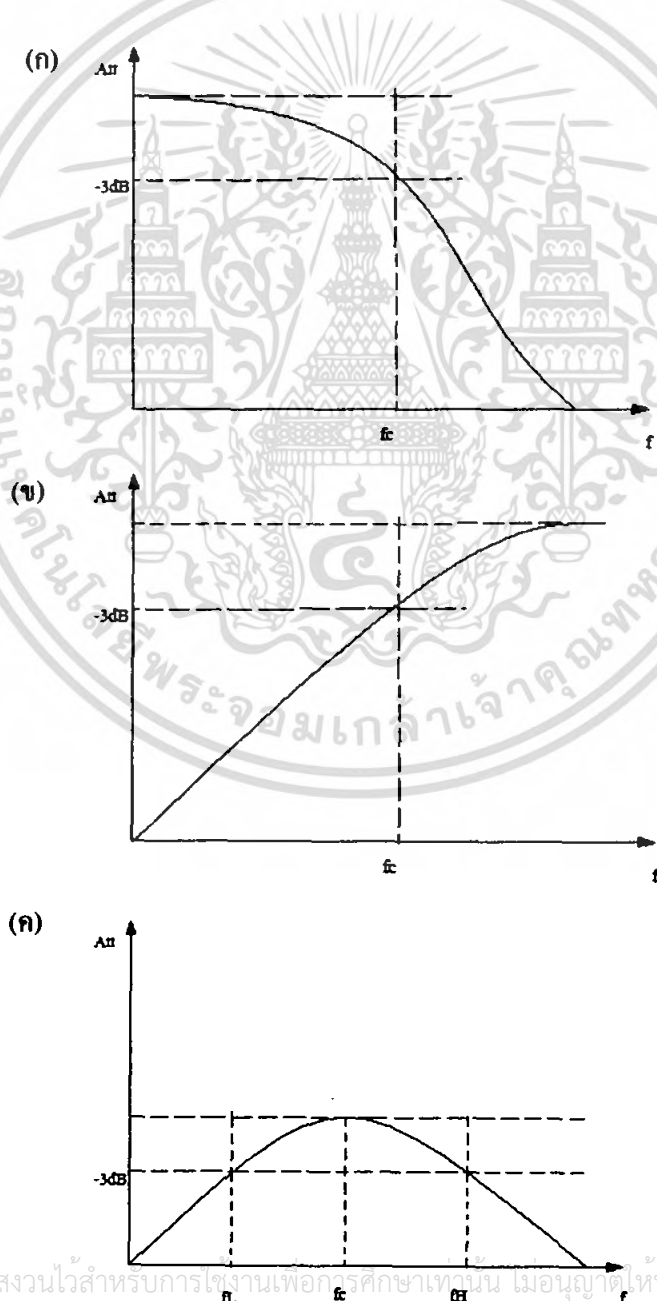
รูปที่ 2.26 วงจรตรวจจับสัญญาณ Envelope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การออกแบบวงจรกรองความถี่

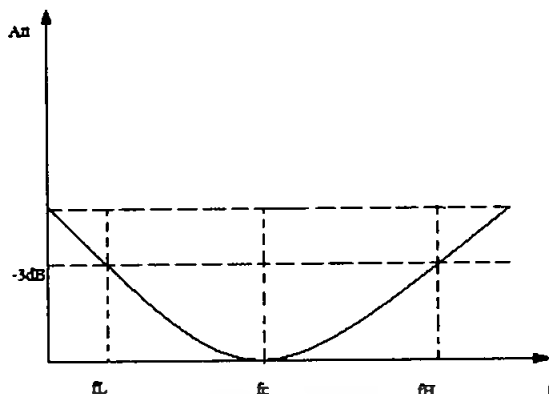
การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ใช้ในวงจรโทรคมนาคมนั้นพอจะแยกออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับสัญญาณที่มีค่าต่ำๆ เช่นวงจรกรองความถี่ที่กับสัญญาณพวกสัญญาณเสียง ในวงจรกรองความถี่พวกนี้ สามารถออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ (Active) ได้โดยอธิบายในหัวข้อ 2.7.1 ส่วนที่สองเป็นวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับวงจรที่มีกระแสส่านสูง เช่น วงจรกรองความถี่ในวงจรขยายกำลังส่งออกของเครื่องส่งวิทยุเป็นต้น ในวงจรกรองความถี่แบบนี้จำเป็นต้องใช้แบบพาสซีฟ (passive) แม้ว่าจะเกิดการสูญเสียก็ตาม ดังจะได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.7.1 ต่อไป วงจรกรองความถี่ที่ใช้กันมากมามีอยู่ 4 แบบด้วยกันคือ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองความถี่สูง วงจรกรองความถี่กลาง และ วงจรกรองความถี่ข้างโดยจะได้อกล่าวต่อไป

2.7.1 วงจรกรองความถี่พาสซีฟแบบต่างๆ ซึ่งแสดงคุณลักษณะการตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 2.27



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ง)



รูปที่ 2.27 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ

ค่าของความลาดชันของเส้น แสดงความถี่ตอบสนองสามารถดูได้จากอุปกรณ์ที่นำมาต่อวงจรกรองความถี่ว่ามีอินดักเตอร์ และคาปาซิเตอร์ทั้งหมดกี่ตัว ถ้ามีหนึ่งตัวจะมีความลาดชันของเส้นแสดงความถี่ตอบสนองมีค่า -3 dB ต่อออกเตป ถ้ามีสองความลาดชันจะมีค่า -6 dB ถ้ามี 4 ตัวจะมีความลาดชัน 12 dB

ในวงจรกรองความถี่กลางค่าของความถี่เรโซแนนซ์ จะมีค่าคือ

$$F_r = 1 / (2\pi\sqrt{LC}) \quad (2.7.1)$$

ค่า Q ของ L และ C สามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$\text{Individual Q} \quad Q_1 = Q_L = X_L / X_S \text{ ----- series resistance}$$

$$Q_2 = Q_C = R_L / X_C \text{ ----- parallel resistance}$$

เมื่อนำ L และ C มาต่อเข้าด้วยกันจะได้ Q รวมคือ

$$Q_{\text{รวม}} = Q_1 Q_2 / (Q_1 + Q_2) \quad (2.7.2)$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยให้มีความชันของความถี่ตอบสนองที่จุดตัดความถี่มากขึ้นเพื่อให้เข้าใกล้วงจรถองความถี่ในอุดมคติ จะทำให้เกิดค่าพีค (Peak) ขึ้นใกล้จุดตัดความถี่

2.7.2 วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth)

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทนี้ ออกแบบโดยมุ่งหวังให้มีคุณสมบัติทางความถี่ตอบสนองที่ราบเรียบโดยเลือก Q ได้พอสมควรค่าการสูญเสียในวงจรกรองความถี่แบบนี้หาได้จากสมการ

$$A_{dB} = 10 \log [1 + (\omega / \omega_c)^2]^{2n} \quad (2.7.3)$$

ω = ความถี่ที่ต้องการทราบค่าการสูญเสียของสัญญาณ

ω_c = ความถี่จุดตัดของความถี่ตอบสนองกิตที่ -3dB

n = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

ในวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท เมื่อทำการนอร์มัลไลซ์ คิดเสมือนนำความต้านทานโอห์มไปต่อ จะได้ $A_k = 2 \sin[(2k+1)\pi / 2n]$ (2.7.4)

A_k = ค่าของรีแอกแตนซ์ (Reactance) ที่แต่ละค่าของ k ค่าของ A_k หาได้จากตาราง 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 การหาค่า (Reactance) ของวงจรกรองความถี่แบบ (Butterworth)

n	C_1	L_2	L_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445
n	C_1	L_2	L_3	L_4	C_5	L_6	C_7

2.7.3 วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ (Chebychev)

วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ เป็นการออกแบบให้ได้ค่า Q สูงๆ ทำให้ผลของการตอบสนองมีค่าไม่เรียบ แต่มีความชันของความถี่ตอบสนองช่วงสตอปแบนด์ชันขึ้น ค่าการสูญเสียของวงจรกรองความถี่แบบนี้สามารถหาได้ตามสมการ

$$A_{dB} = 10 \log [1 + e^2 C_n^2(\omega / \omega_c)] \quad (2.7.5)$$

ที่ค่า $C_n^2(\omega / \omega_c)$ เป็นค่าของ โพลิโนเมียลที่ลำดับ n ค่าของโพลิโนเมียลของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟดูได้จากตาราง 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าโพลิโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ 7 ค่าแรกของ n

n	โพลิโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ
1	ω / ω_c
2	$2(\omega / \omega_c)^2 - 1$
3	$4(\omega / \omega_c)^3 - 3(\omega / \omega_c)$
4	$8(\omega / \omega_c)^4 - 8(\omega / \omega_c)^2 + 1$
5	$16(\omega / \omega_c)^5 - 20(\omega / \omega_c)^3 + 5(\omega / \omega_c)$
6	$32(\omega / \omega_c)^6 - 48(\omega / \omega_c)^4 + 18(\omega / \omega_c)^2 - 1$
7	$64[\omega / \omega_c]^7 - 112(\omega / \omega_c)^5 + 56(\omega / \omega_c)^3 - 7(\omega / \omega_c)$

ค่าของ ϵ หาได้จากสมการ

$$\epsilon = \sqrt{10^{R(dB)/10} - 1} \quad (2.7.6)$$

$R(dB)$ = ค่าริบเบิ้ลในแบนด์เป็นเดซิเบล

$$(\omega / \omega_c) = (\omega / \omega_c) \cosh B \quad (2.7.7)$$

\cosh = ไฮเปอร์โบลิกของ \cos

$$\cosh x = 0.5(e^x + e^{-x}) \quad (2.7.8)$$

$$\cosh^{-1} x = \ln(x \pm \sqrt{x^2 - 1}) \quad (2.7.9)$$

$$\text{ค่าของ } B = 1/n[\cosh^{-1}(1/\epsilon)] \quad (2.7.10)$$

2.8 โครงข่ายแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance matching network)

2.8.1 สมิตชาร์ต (Smith chart)

อิมพีแดนซ์แบบนอร์มัลไลซ์ที่จุดต่างๆในวงจรมีค่าที่สอดคล้องกับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ กล่าวคือ

$$\bar{Z} = \bar{R} + j\bar{X} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (2.8.1)$$

เมื่อ Γ_r และ Γ_i แทนส่วนจริงและส่วนจินตภาพของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและ \bar{R} และ \bar{X} ใช้แทนส่วนจริงและส่วนจินตภาพของนอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ จากสมการ (2.8.1) หากแยกพิจารณาและส่วนจริงซึ่งจะมีค่าเท่ากับส่วนจริงและส่วนจินตภาพมีค่าเท่ากับส่วนจินตภาพ เราจะได้ว่า

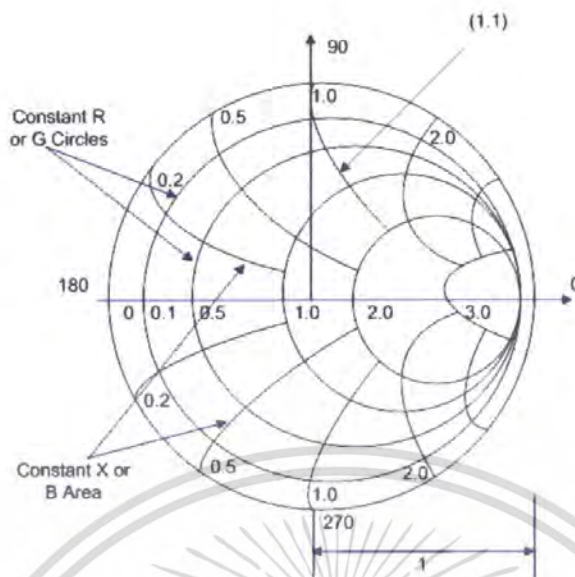
$$\left(\Gamma_r - \frac{\bar{R}}{1 + \bar{R}}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1 + \bar{R}}\right)^2 \quad (2.8.2)$$

และ

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_r - \frac{1}{\bar{X}}\right)^2 = \left(\frac{1}{\bar{X}}\right)^2 \quad (2.8.3)$$

สมการที่ (2.8.2) และ (2.8.3) เป็นสมการที่ใช้แทนวงกลมในระนาบ Γ เซ็งซ้อนวงกลมในสมการที่ (2.8.2) มีจุดศูนย์กลางที่ $\left(\frac{\bar{R}}{1 + \bar{R}}, 0\right)$ มีรัศมีเท่ากับ $\frac{1}{1 + \bar{R}}$ ในกรณีที่ $\bar{R} = 0$ จะมีจุดศูนย์กลางที่จุดกำเนิดที่มีรัศมีหนึ่งหน่วย

ในกรณีที่ \bar{R} มีค่าเพิ่มขึ้นจุดศูนย์กลางของวงกลมความต้านทานคงที่จะเคลื่อนที่บนแกนจริงด้านบวก (Positive real axis) ส่วนรัศมีจะมีค่าลดลง เมื่อ $\bar{R} = \infty$ รัศมีจะกลายเป็นศูนย์ จุดศูนย์กลางจะเลื่อนมาอยู่ที่จุด (1,0) และเราสามารถพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 สมิตชาร์ท

สังเกตว่าสำหรับกรณีอิมพีแดนซ์แบบพาสซีฟ (Passive impedance) จะมี $0 \leq \bar{R} \leq \infty$ และ $-\infty \leq \bar{X} \leq \infty$ ในทำนองเดียวกัน สมการที่ (2.8.3) จะแสดงถึงวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางที่ $\left(1, \frac{1}{\bar{X}}\right)$ มีรัศมีเท่ากับ $\frac{1}{\bar{X}}$

สำหรับ $\bar{X} = 0$ มีค่าเพิ่มขึ้นตามด้านบนนั่นคือ $(1, \infty)$ มีจุดศูนย์กลางเข้าหาวัด $(1, 0)$ ตามแกนตั้งซึ่งกำหนดโดย $\Gamma_r = 1$ จะมีค่ารัศมีน้อยมาก ๆ และขนาดเล็กมาก ๆ สำหรับ $\bar{X} = \infty$ จุดศูนย์กลางจะมาอยู่ที่จุด $(1, 0)$ ดังรูปที่ 2.28 เราเรียกกราฟนอร์มัลไลซ์ริสแอดแดนซ์และรีแอกแตนซ์ว่า สมิตชาร์ท

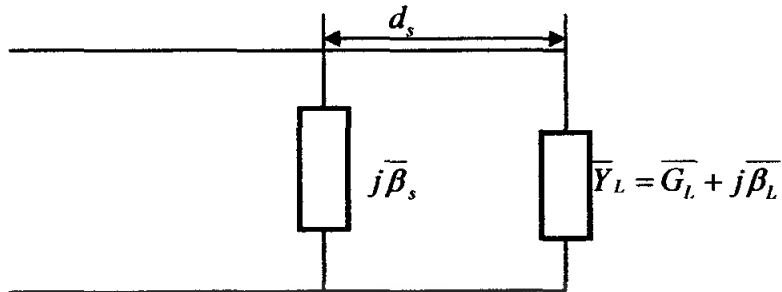
เมื่อสายส่งสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสียทงไฟฟ้า ถูกเชื่อมต่อกับอิมพีแดนซ์ Z_L ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ จะมีค่าคงที่ เพียงแค่เฟสของการสะท้อน จะมีค่าอยู่ในช่วง ± 180 องศา ดังในหัวข้อสมิตชาร์ทและจุดบนวงกลมจะใช้แทนนอร์มัลไลซ์โหลด ซึ่งเป็นการเคลื่อนที่ออกจากโหลดทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไป การเคลื่อนที่นี้จะเป็นการเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกาบนวงกลม VSWR จะทำให้ส่วนจริงของนอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับ 1 บนเส้นวงกลม ณ จุดนี้เองการเพิ่มหรือต่ออุปกรณ์ที่มีค่ารีแอกแตนซ์หรือสายส่งสตัป (Transmission line stub) จะสามารถลดการสะท้อนกลับของสัญญาณหรือเป็นการลดค่า VSWR ลงได้ สายส่งสัญญาณที่มีความยาวจำกัดที่มีการเปิดปลายสายหรือปิดปลายสาย เราเรียกว่าสตัป ซึ่งกระทำตัวเสมือนเป็นอุปกรณ์รีแอกแตนซ์

2.8.2 สตัปขนาน (Shunt stub)

พิจารณาสายส่งสัญญาณ แบบไม่มีการสูญเสีย มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ Z_0 มีโหลดแอดมิตแตนซ์ค่า Y_L ดังรูป 2.28 ค่านอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ที่ระบบทำงาน เท่ากับ d , จากระนาบโหลดจะหาได้จากสมการ(2.8.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{Y}_m = \frac{\overline{Y}_L + j \tan(\beta d_s)}{1 + j \overline{Y}_L \tan(\beta d_s)} \quad (2.8.4)$$



รูปที่ 2.29 สดัดปจนาน

การทำให้แมตซ์ที่ระยะ d_s นั้นคือส่วนจริงของอินพุตแอดมิตแดนซ์จะต้องมีค่าเท่ากับแอดมิตแดนซ์ คุณลักษณะของสายส่ง (Characteristic admittance) เป็นส่วนจริงของสมการ (2.8.1) จะต้องมีความเป็นจริง จะต้องทราบ หาระยะทาง d_s เพื่อหาค่าส่วนจินตภาพของ \overline{Y}_m ดังนั้น

$$d_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(\frac{\overline{B}_L \pm \sqrt{\overline{B}_L^2 - A(1 - \overline{G}_L)}}{A} \right) \quad (2.8.5)$$

เมื่อ

$$A = \overline{G}_L(\overline{G}_L - 1) + \overline{B}_L^2 \quad (2.8.6)$$

ส่วนจินตภาพของนอร์มัลไลซ์อินพุตแอดมิตแดนซ์ที่ระยะห่าง $-d_s$ มีค่า

$$\overline{\beta}_m = \frac{[\overline{B}_L + \tan(\beta d_s)] \times [1 - \overline{B}_L \tan(\beta d_s)] - \overline{G}_L^2 \tan(\beta d_s)}{[\overline{G}_L \tan(\beta d_s)]^2 + [1 - \overline{B}_L \tan(\beta d_s)]^2} \quad (2.8.7)$$

เมื่อเงื่อนไขการแมตซ์เป็นดังนี้

$$\overline{\beta}_s = -\overline{\beta}_m \quad (2.8.8)$$

เพราะฉะนั้น ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อขนานต้องต่อเข้าไปที่ระยะ d_s หากว่าอินพุตแอดมิตแดนซ์อยู่ในสภาวะเป็นตัวเก็บประจุ

ในทางตรงข้าม อุปกรณ์ที่จะเชื่อมต่อ ต้องเป็นตัวเก็บประจุ หากว่า \overline{Y}_m มีสภาวะเป็นอินดักทีฟที่ระยะ d_s ซึ่งในที่นี้เราสามารถใส่สายส่งสัญญาณที่มีค่าชัสนาปแดนซ์ ตามสมการ (2.8.6) ที่มีปลายด้านหนึ่งเปิดปลายสายหรือปิดปลายสาย เราเรียกสายส่งสัญญาณแบบนี้ว่าสดัด ถ้าให้ l_s แทนความยาวของสดัดปลายสายซึ่ง

$$l_s = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(-\overline{\beta}_s) = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(\overline{\beta}_m) \quad (2.8.9)$$

ในทางตรงกันข้าม ถ้าที่ปลายด้านหนึ่งเปิดปลายสาย จะได้

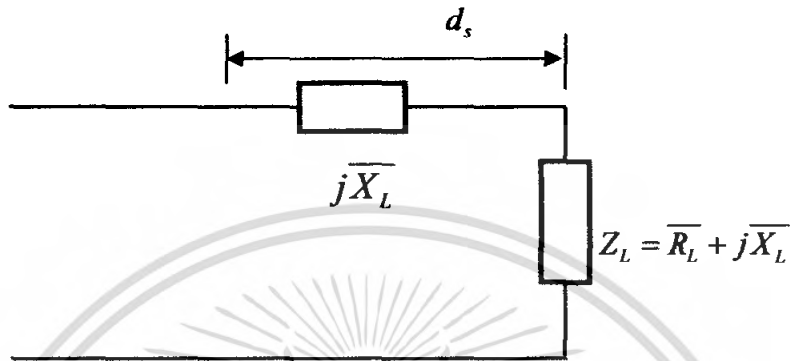
$$l_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\overline{\beta}_s) = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\overline{\beta}_m) \quad (2.8.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3 สตัปแบบอนุกรม (Series stub)

ถ้าอุปกรณ์รีแอกทีฟต้องเข้าไปในลักษณะอนุกรม ตามรูปที่ 2.29 จะได้ว่าอิมพีแดนซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ที่ระยะ d_s มีค่าดังนี้

$$\overline{Z}_{in} = \frac{\overline{Z}_L + j \tan(\beta d_s)}{1 + j \overline{Z}_L \tan(\beta d_s)} \quad (2.8.11)$$



รูปที่ 2.30 สตัปอนุกรม

ในกรณีที่แมตซ์ที่ระยะ d_s ดังนั้นส่วนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง ตัวอย่างเช่น ส่วนจริงในสมการที่ (2.8.8) จะต้องมีความเท่ากับ 1 เงื่อนไขที่ใช้สำหรับหาระยะ d_s ค่ารีแอกแตนซ์ X_s จะถูกต่อเข้าไปในลักษณะอนุกรมที่ระยะ d_s เพื่อหักล้างส่วนจินตภาพ Z_{in} ซึ่ง

$$d_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(\frac{\overline{X}_L \pm \sqrt{\overline{X}_L^2 - A(1 - \overline{R}_L)}}{A_Z} \right) \quad (2.8.12)$$

เมื่อ

$$A_Z = \overline{R}_L(\overline{R}_L - 1) + \overline{X}_L^2 \quad (2.8.13)$$

ส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ ที่ระยะ d_s หาได้จาก

$$\overline{X}_{in} = \frac{[\overline{X}_L + \tan(\beta d_s)] \times [1 - \overline{X}_L \tan(\beta d_s)] - \overline{R}_L^2 \tan(\beta d_s)}{[\overline{R}_L \tan(\beta d_s)]^2 + [1 - \overline{X}_L \tan(\beta d_s)]^2} \quad (2.8.14)$$

มีเงื่อนไขในการแมตซ์ที่ระยะ d_s ส่วนรีแอกทีฟของ X_{in} จะต้องถูกกำจัดออกไปโดยการต่ออุปกรณ์ที่มีเครื่องหมายตรงกันข้าม กล่าวคือ

$$\overline{X}_s = -\overline{X}_{in} \quad (2.8.15)$$

เพราะฉะนั้นตัวเก็บประจุจะถูกต่อเข้าไปแบบอนุกรม ถ้าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอินดักทีฟ ในทางตรงกันข้ามการต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปแบบอนุกรม หากว่าอินพุตอิมพีแดนซ์อยู่ในสถานะคาปาซิทีฟมีความยาวของสตัปแบบเปิดสายค่าเท่ากับ

$$l_s = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(-\overline{X}_s) = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(\overline{X}_{in}) \quad (2.8.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความยาวของสตัดป์แบบลัดปลายสายค่าเท่ากับ

$$l_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\overline{X}_s) = \frac{1}{\beta} \tan(-\overline{X}_m) \quad (2.8.17)$$

จะสังเกตว่าที่ตำแหน่ง d_s และความยาว l_s ทุกๆ ความยาวที่เพิ่มขึ้น $\lambda/2$ ก็จะทำให้เกิดการแมตซ์ได้ อย่างไรก็ตามแม้ว่าความยาวที่ต้องการที่ทำให้เกิดการแมตซ์นั้นมีหลายค่า แต่ระยะของความยาวที่สั้นที่สุดจะเป็นระยะที่ควรเลือกนำไปใช้ในการแมตซ์

2.8.4 วิธีการใช้กราฟ (Graphical method)

จะใช้กราฟสมิทธาร์ทช่วยในการออกแบบทั้งแบบสตัดป์อนุกรมและสตัดป์ขนานสามารถที่จะสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

1 หาค่านอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ของโหลดและตำแหน่งบนสมิทธาร์ท

2 จากวงกลม VSWR คงที่ ถ้าต้องการใช้สตัดป์แบบขนานให้เลื่อนสายส่งสัญญาณที่ยาว $\lambda/4$ ออกจากจุดโหลดอิมพีแดนซ์

สตัดป์ก็คือสายส่งสัญญาณมีความสำคัญมากสำหรับระบบสื่อสาร ซึ่งในที่นี้เราได้เน้นให้เห็นถึงความสำคัญและพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายส่งสัญญาณที่เราจะนำมาพิจารณาในการเลือกประยุกต์ใช้งาน การอธิบายคุณสมบัติของสายส่งสัญญาณจะใช้พารามิเตอร์แบบสองพอร์ตในการวิเคราะห์โดยสัญญาณที่เคลื่อนที่ในสายส่งจะอยู่ในรูปของคลื่นเดินทางได้แก่คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน ส่วนพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายส่งสัญญาณซึ่งจำเป็นต่อการออกแบบนี้ได้แก่ ค่าคงที่การลดทอน ความยาวของสายส่งและอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายส่งสัญญาณ

การประยุกต์ใช้งานสายส่งสัญญาณอาจจะอยู่ในรูปของสตัดป์แบบอนุกรม สตัดป์แบบขนาน หรือวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นสำหรับการออกแบบวงจรแมตซ์ริง ซึ่งรูปแบบการประยุกต์ใช้สายส่งสัญญาณจะเหมาะสมกับงานที่สัญญาณความถี่สูงซึ่งมีความยาวคลื่นน้อยเนื่องจากความยาวทางกายภาพของสายส่งสัญญาณจะเป็นมิติของความยาวคลื่น (มิตรชัย จงเจริญชำนาญ, 2549)

2.9 สายอากาศและสายส่ง

ในการติดต่อสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุหรือที่เรียกว่า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ระหว่างจุดสองจุดให้เป็นไปได้นั้น โดยใช้สายอากาศแพร่กระจายคลื่นวิทยุจากเครื่องส่งวิทยุออกไปในอากาศ ซึ่งสายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งที่เป็นตัวกำหนดคุณภาพและความสามารถในการส่งคลื่นวิทยุหรือรับคลื่นวิทยุ อาจกล่าวได้ว่า เครื่องส่งวิทยุที่มีประสิทธิภาพสูงเพียงใดก็ตาม หากใช้สายอากาศไม่ถูกต้องแล้ว ย่อมทำให้ประสิทธิภาพในการส่งคลื่นวิทยุลดลงไปอย่างมาก หรือไร้ผลอย่างสิ้นเชิง สายอากาศจะเป็นแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของการใช้งาน ในระบบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง เครื่องส่งวิทยุจะอยู่ห่างจากสายอากาศมากอุปกรณ์ที่ใช้ในการเชื่อมโยงระหว่างเครื่องส่งวิทยุกับสายอากาศก็คือ สายส่ง นอกจากนี้แล้วยังจำเป็นต้องคิดคั้งชุดวงจรจูนสายอากาศ (Antenna tuning circuits) อยู่ภายในกล่องใกล้กับสายอากาศด้วย

2.9.1 สายส่ง (Transmission lines)

สายส่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้เพื่อนำกำลังงานความถี่วิทยุที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องส่งวิทยุไปยังสายอากาศ หรือนำสัญญาณคลื่นวิทยุจากสายอากาศมายังเครื่องรับวิทยุ โดยให้มีการสูญเสีย (Losses) น้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ซึ่งบางครั้งอาจเรียกว่า สายส่งกำลัง สายรับ-ส่ง สายนำสัญญาณหรือฟีดเดอร์ (Feeder) ก็ได้ ซึ่งสามารถแบ่งตามลักษณะ โครงสร้างได้หลายชนิดด้วยกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของงานของสายส่งที่ใช้งานโดยทั่วไปได้แก่ สายลวดตัวนำสองเส้นคู่ขนาน (Parallel wire) แบบทวินลีด (Twin lead) สายส่งแบบตีเกลียวคู่ (Twisted pair) สายส่งแบบโคแอกเชียล (Coaxial cable) วงจรพิมพ์ (Printed circuit traces) สายใยแก้วนำแสง (Optic fiber) หรือเส้นลวดทองแดงสั้นๆ บนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed circuit trace) ที่ใช้ต่อระหว่างไมโครโพรเซสเซอร์ชิป (Microprocessor chip) ที่เรียกว่า Bus line ด้วยก็ได้ เป็นต้น

2.9.2 หลักการเบื้องต้นของสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนาน

เนื่องจากสายส่งแต่ละชนิดจะมีลักษณะ โครงสร้างแตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามหลักการเบื้องต้นก็จะมาจากสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนานทั้งสิ้นคั้งนั้น จึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจกับสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนานเสียก่อน สายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนาน เป็นสายส่งที่มีโครงสร้าง โดยการใช้ลวดตัวนำสองเส้นที่เป็นโลหะชนิดเดียวกัน มีขนาดเท่ากันวางขนานกันด้วยระยะห่างเท่ากันตลอดสาย

2.9.3 ความเร็วการเดินทางของคลื่นวิทยุในสายส่ง

ความเร็วของคลื่นวิทยุที่แพร่กระจายออกไปในอากาศจะมีค่าสูงสุดเกือบเท่ากับความเร็วแสง คือประมาณ 300×10^6 เมตรต่อวินาที และจะช้าลงเมื่อเดินทางในสายส่งเนื่องจากค่าความจุ (C) และค่าความเหนี่ยวนำ (L) ของสายส่ง ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.9.1)

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9.1)$$

หรือความเร็วของคลื่นวิทยุที่เดินทางในสายส่งขึ้นอยู่กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน (K) ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\text{ความเร็ว (Velocity)} = \frac{300 \times 10^6}{\sqrt{k}} \text{ เมตรต่อวินาที}$$

เมื่อ k = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

สายส่งที่มีค่าไดอิเล็กตริกของฉนวนและความเร็วของคลื่นวิทยุที่เดินทางในสายส่งใช้ฉนวนชนิดต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและผลของความเร็วก่อนวิทยุ

วัสดุ (Material)	ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)	ความเร็ว (เมตรต่อวินาที) (Velocity)
สุญญากาศ (Vacuum)	1.000	300×10^6
อากาศ (Air)	1.0006	299.9×10^6
เทฟลอน (Teflon)	2.10	207×10^6
โพลีเอทิลีน (Polyethylene)	2.27	199×10^6
พีวีซี (PVC)	3.30	165×10^6
ไนลอน (Nylon)	4.90	136×10^6
โพลีสตีเร็น (Polystyrene)	2.5	190×10^6

องค์ประกอบของความเร็วก่อนวิทยุ (Velocity factor : V_f) เป็นอัตราส่วนความเร็วของสายอากาศคลื่นวิทยุที่เดินทางในสายส่ง (V_p) ต่อความเร็วของคลื่นวิทยุที่เดินทางในอากาศ (V_c) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.9.2)

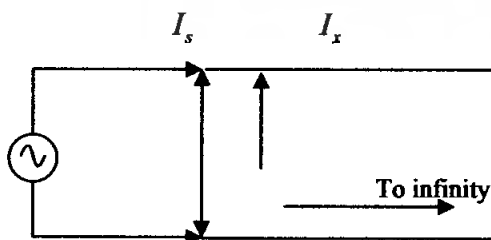
$$V_f = \frac{V_p}{V_c} \tag{2.9.2}$$

เมื่อ $V_f = \frac{1}{\sqrt{k}}$ (2.9.3)

เมื่อ k เป็นค่าที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน

2.9.4 ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง (Characteristic impedance)

ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัว Z_0 ของสายส่งคือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้ที่ปลายด้านส่ง (Sending end) หรือค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance) ของสายส่งที่มีความยาวอนันต์ (Infinity)



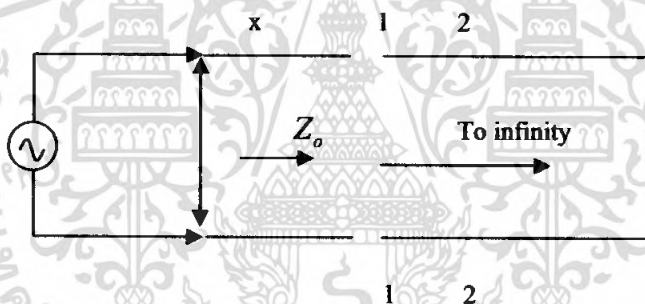
รูปที่ 2.31 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง

ถ้าเราป้อนสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) ให้แก่สายส่งที่มีความยาวอนันต์ คลื่นหรือกำลังงานความถี่วิทยุจะเดินทางไปตามสายส่งด้วยความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วแสง คลื่นวิทยุนี้จะทำให้เกิดกระแสไหลในสายส่ง และเกิดแรงดันตกคร่อมระหว่างสายส่ง ถ้าหากเราใช้มาตรวัดแรงดันและกระแสความถี่วิทยุที่จุดต่างๆ บนสายส่ง เราจะพบว่าแรงดันและกระแสจะมีค่าเท่ากันแรงดัน V_s ปลายด้านส่งต่อ กระแส I_s ที่ไหลผ่านในสายส่ง คือ

$$Z_o = \frac{V_s}{I_s} \quad (2.9.4)$$

ในการทำงานเดียวกันที่ทุกๆจุดบนสายส่งอัตราส่วน $\frac{V_x}{I_x}$ จะมีค่าเท่ากับ Z_o ด้วย (เพราะว่า V_x และ I_x มีค่าคงที่ตลอดความยาวของสาย)

การใช้สายส่งที่มีความยาวอนันต์เป็นสิ่งอ้างอิงสำหรับการกำหนดค่า Z_o ของสายส่งใดๆ นั้นก็เพราะว่าเมื่อเราส่งสัญญาณความถี่วิทยุไปในสายส่งที่มีความยาวอนันต์ กระแสความถี่วิทยุที่เคลื่อนที่ไปจะอ่อนกำลังลงเรื่อยๆ และหมดไปในที่สุด ไม่มีการสะท้อนกลับไปยังต้นทางอีกสายส่งที่มีความยาวอนันต์นั้นไม่อาจมีจริงในทางปฏิบัติ แต่เราสามารถทำให้สายส่งที่มีความยาวแน่นอนมีคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ประจำตัว Z_o เหมือนกับสายที่มีความยาวอนันต์ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง

สมมุติเราตัดสายส่งที่มีความยาวอนันต์ที่จุด (1,2) ดังแสดงในรูปที่ 2.32 ความยาวของสายส่งที่เหลือก็ยังคงมีความยาวอนันต์อยู่ ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดที่ขั้ว 2-2 จะมีค่าเท่ากับ Z_o เหมือนเดิม และถ้าเราต่อปลายขั้ว 1-1 ของสายส่งที่มีความยาวแน่นอนด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีค่าดังแสดงในรูปที่ 2.31 นั่นคือสายที่มีความยาวแน่นอน ถ้าต่อที่ปลายด้านหนึ่งด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับ Z_o ของสายส่งแล้ว สายส่งช่วงสั้นนั้นผิดพลาดเท่ากับว่าสายนั้นมีความยาวอนันต์ ในข้อที่ว่าสัญญาณที่ส่งจากต้นทางเมื่อเคลื่อนที่ไปถึงโหลด (Load) หรือตัวรับสัญญาณมันจะถูกกลืน (Absorb) สัญญาณไว้หมด จะไม่มีสัญญาณสะท้อนกลับไปที่ Z_o ของสายส่งไม่ได้ ขึ้นอยู่กับความยาว และสามารถคำนวณได้จากค่ารีแอกแตนซ์กระจายของ L และ C คือ

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.9.5)$$

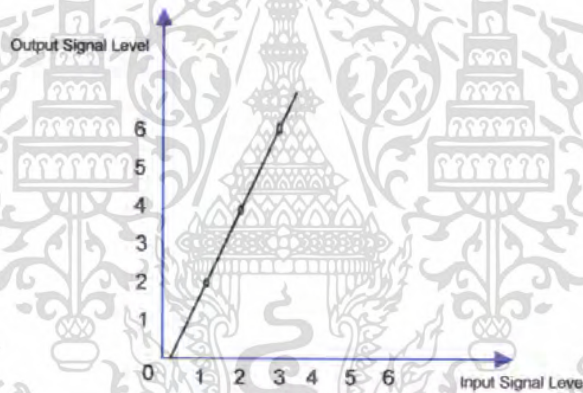
2.10 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

ชนิดของการไบอัสได้นำมาประยุกต์ใช้กับทรานซิสเตอร์ขยายกำลังและถูกกำหนดโดยชนิดของแอมพลิฟายเออร์ ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบ วงจรขยายมีคลาสต่างๆ มากมายให้ผู้ออกแบบเลือก และการเจาะจงคลาสสำหรับการออกแบบนั้นขึ้นอยู่กับนำไปใช้งาน

2.10.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น

คลาสเอเป็นวงจรขยายที่ให้ค่าจำกัดความได้ว่าเป็นวงจรขยายที่ถูกไบอัสเพื่อให้กระแสเอาต์พุตไหลได้ตลอดเวลา ดังนั้นการขับระดับสัญญาณอินพุตเพื่อขยายสัญญาณ โดยที่ทรานซิสเตอร์ยังไม่ถึงทอพอคือการทำให้ทรานซิสเตอร์นำสัญญาณ ได้เต็มรูปคลื่น วงจรขยายคลาสเอเป็นวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นที่สุดในชนิดของวงจรขยายทั้งหมด ในความเป็นเชิงเส้นของวงจรหนึ่ง ๆ ที่เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุต ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.33 สังเกตได้ว่าในกรณีนี้ระดับสัญญาณเอาต์พุตจะเป็น 2 เท่าของระดับสัญญาณอินพุตและความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากเอาต์พุตกับอินพุตจะเป็นเส้นตรง



รูปที่ 2.33 คุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น

ไม่มีทรานซิสเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสมบูรณ์ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายจึงไม่เหมือนกับสัญญาณอินพุตทุกประการ โดยองค์ประกอบที่ผิดพลาดนั้น จะอยู่ในรูปของฮาร์โมนิกอยู่เสมอ หรือที่เรียกว่า ความผิดเพี้ยนชนิดอินเตอร์มอดูเลชัน (Intermodulation Distortion :IMD) ความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงสั้นๆ ดังรูปที่ 2.34 (A) ความผิดเพี้ยนจะเป็นสาเหตุให้สัญญาณอินพุตของวงจรขยายเป็นดังรูปที่ 2.34 (B) สังเกตได้ว่าช่วงที่ราบเรียบที่สุดของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกที่ 2 ที่ถูกสร้างขึ้น โดยวงจรขยาย ซึ่งความผิดเพี้ยนชนิดนี้ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกคิสทอร์ชัน (harmonic distortion) สามารถแสดงได้ดังนี้

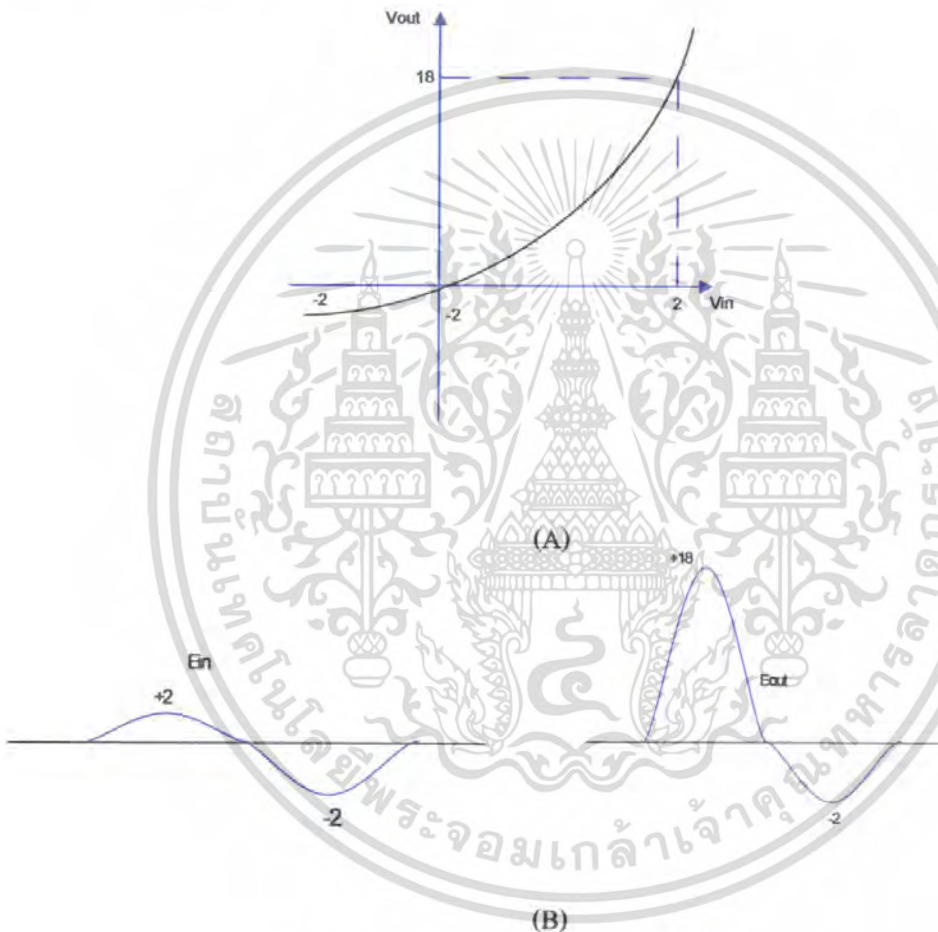
$$V_{out} = AV_{in} + BV_m^2 + CV_m^3 + \dots \quad (2.10.1)$$

เทอมที่ 2 ของสมการที่ (2.10.1) รู้จักกันดีว่าเป็นฮาร์โมนิกที่ 2 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 ส่วนเทอมที่ 3 ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกที่ 3 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 3 แน่ใจว่าวงจรขยายเชิงเส้นที่สมบูรณ์แบบนี้ จะไม่ผลิตสัญญาณที่ผิดเพี้ยนอันดับที่ 2,3 หรือลำดับที่สูงๆ ออกมา สังเกตในรูปที่ 2.34 ซึ่งฟังก์ชัน

ถ่ายโอนจะได้รับการที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2 \quad (2.10.2)$$

ซึ่งองค์ประกอบของความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 เพิ่มขึ้นเป็นกำลัง 2 ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอินพุตซึ่ง องค์ประกอบอันดับที่ 2 จะเพิ่มขึ้นเร็วมาก และเร็วกว่าองค์ประกอบพื้นฐานในสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งในที่สุดขนาดขององค์ประกอบอันดับที่ 2 ในสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับขนาดของสัญญาณพื้นฐาน ผลที่เกิดขึ้นนี้แสดงได้ดังกราฟรูปที่ 2.35 โดยจุดที่องค์ประกอบอันดับที่ 2 และอันดับที่ 1 ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากันถูกเรียกว่า “จุดอันดับที่ 2” ในกรณีนี้เทอมอันดับที่ 3 ถูกพล็อตตามอัตราขยายพื้นฐานของวงจรรขยาย

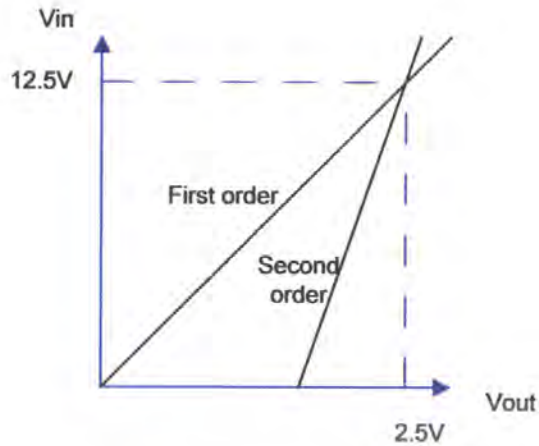


รูปที่ 2.34 คุณสมบัติของวงจรรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น

(A) คุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอน

(B) ผลลัพธ์ของรูปคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 จุดตัดอันดับที่ 2

ในรูปแบบนี้จุดตัดขององค์ประกอบอันดับที่ 3 ของวงจรขยายถูกใช้ในฐานะที่เป็นฟิสิกเกอร์ออฟเมริท (figure of merit) ซึ่งจุดตัดที่สูงกว่าจะเป็นวงจรขยายที่ดีกว่าคือ สามารถขยายสัญญาณได้ขนาดใหญ่กว่า เมื่อสัญญาณอินพุตมีตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไป องค์ประกอบของอินเทอร์มอดูเลชันอันดับที่ 2,3 หรือสูงกว่า เป็นสาเหตุทำให้เกิดการรวมผลลัพท์หรือความแตกต่างของผลลัพท์ของแต่ละสัญญาณอินพุตพื้นฐานและฮาร์โมนิกที่เกี่ยวข้องของมัน ตัวอย่างเช่น เมื่อมีสัญญาณขาอนุชอยคอลลที่สมบูรณ์แบบ ω ความถี่ f_1 และ f_2 คืออินพุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น ตามองค์ประกอบของสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลดังนี้

ความถี่พื้นฐาน : f_1, f_2

อันดับที่ 2 : $2f_1, 2f_2, f_1 + f_2, f_1 - f_2$

อันดับที่ 3 : $3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$

+ เทอมอันดับที่สูงขึ้น

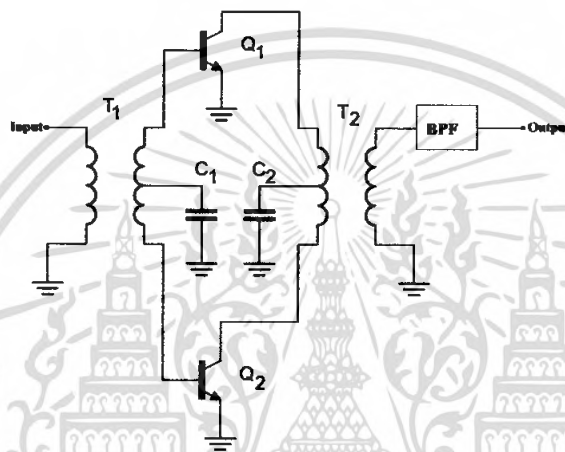
ภายใต้การปฏิบัติงาน โดยทั่วไปของวงจร เทอมในอันดับที่ 2,3 หรืออันดับที่สูงกว่าจะมีระดับสัญญาณเล็กมากกว่าองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐาน และในแกนของเวลาจะพบในรูปของความผิดเพี้ยน

ข้อสังเกต ถ้า f_1 และ f_2 เป็นความถี่ที่ใกล้กันมาก จะเห็นได้ว่าเทอมของ $2f_1 \pm f_2$ และ $2f_2 \pm f_1$ จะยังมีค่าเข้าใกล้เทอมของความถี่พื้นฐานทั้ง 2 ตัว นอกจากนี้ผลจากความผิดเพี้ยนจากฮาร์โมนิกที่ 3 จะมีผลด้วย ดังนั้นเป็นการยากยิ่งขึ้นในการจะกำจัดโดยผ่านการกรองเพียงครั้งเดียว โดยที่มันจะสร้างความผิดเพี้ยนขึ้นภายในวงจรขยายนั่นเอง ความต้องการของการไบอัสสำหรับวงจรขยายกำลังคลาสเอคัลยาลงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก โดยความแตกต่างระหว่างวงจรขยายกำลังคลาสเอคัลยาลงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กแทบจะ ไม่มีเลย ซึ่งวัตถุประสงค์ในทางปฏิบัติทั้งสองแบบมีผลลัพท์ที่เท่ากันยกเว้นระดับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

2.10.3 วงจรขยายแบบคลาสบี

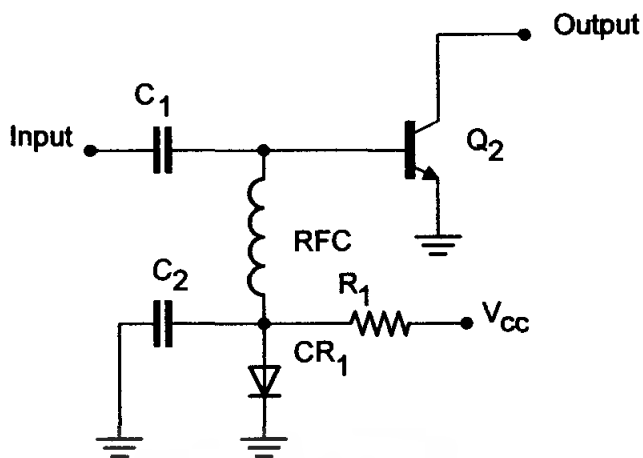
วงจรขยายคลาสบีคือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณประมาณ 180 องศา ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะนำสัญญาณเพียงแค่ครึ่งคาบเท่านั้น ทั้งครึ่งซีกบวกและครึ่งซีกลบและนี่ก็คือรูปแบบการนำดีซีมาไบอัส เพื่อนำไปใช้กับทรานซิสเตอร์ให้ทำงานแบบคลาสบีซึ่งทำให้วงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพมากกว่าคลาสเอคัลยาลงอย่างไรก็ตามวงจรขยายคลาสบีนี้ มีความเป็นเชิงเส้นน้อยมาก ดังนั้นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายคลาสบีจะผลิตฮาร์โมนิกคิสเตอร์ชั้นเพียงเล็กน้อยและจะถูกกรองจากสัญญาณที่ถูกขยาย ส่วนมากรูปร่างโดยทั่วไปของวงจรขยายคลาสบี คือเป็นแบบ พูช-พูล ดังรูปที่ 2.36 ในรูปแบบนี้ ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกกลับในรูปแบบนี้สัญญาณอินพุตทั้งหมดจะถูกจำลองออกมาที่เซคชั่นคาร์รีของ ทรานส์ฟอเมอร์ T_2 ดังนั้นทั้ง Q_1 และ Q_2 จะไม่ผลิตความถี่โดยตัวมันเองแต่จะใช้การขยายสัญญาณที่มีรูปร่างเหมือนสัญญาณอินพุตแทนที่สัญญาณจะถูกแบ่งครึ่ง โดยแต่ละครึ่งจะถูกขยายและนำมารวมกันใหม่ที่เอาต์พุต แน่แน่นอนว่าทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวอาจจะถูกใช้ในรูปแบบของคลาสบี สิ่งที่เราต้องการคือ วงจรเรโซแนนซ์ที่ต้องการถูกแทนในโครงข่ายเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์เพื่อจำลองอีกครั้งหนึ่งของสัญญาณอินพุต

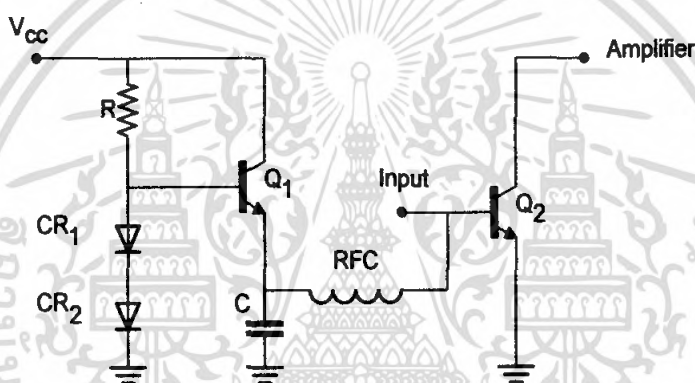


รูปที่ 2.36 วงจรคลาสบีแบบพูช-พูล

มีหลายวิธีสำหรับการไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของวงจรขยายคลาสบี วิธีหนึ่งที่ถูกใช้อย่างกว้างขวางแสดงในรูป 2.36 วิธีนี้ง่ายต่อการกำหนด ไบอัสโวลต์เดจ (0.7V) ทนทรานซิสเตอร์การใช้ซิลิกอนไดโอดนั้นบ่อยครั้งที่ไดโอดถูกเพิ่มเข้าไปในทรานซิสเตอร์ โดยที่มันจะช่วยป้องกันเทอร์มอลน้อยส์ (thermal noise) ซึ่งเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นบ่อยกับการไบอัสอย่างไม่ถูกต้องของวงจรขยายกำลัง บ่อยครั้งที่ไดโอด CR_1 ทำหน้าที่หนัก หลายอย่างเนื่องจากค่าของความต้านทานถูกนำมาใช้บ่อยๆ เพื่อว่ากระแสที่ผ่าน CR_1 จะค่อนข้างสูง ความแน่นอนนี้ทำให้การไบอัสทรานซิสเตอร์คงที่ ทางเลือกของเครือข่ายการไบอัสแสดงดังรูปที่ 2.37 แสดงไดโอดซิลิกอน 2 ตัวโดยการต่อฟอร์เวิร์ดไบอัส (forward bias) แบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter-follower) ซึ่งถูกใช้เป็นตัวขยายกระแส (current amplifier) โดยโวลต์เดจที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q_1 ดังนั้นที่เบสของ Q_2 จะยังเป็น 0.7V เนื่องจาก V_{BE} ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q_1 อาร์เอฟไอค์และตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.37 และรูปที่ 2.38 ใช้ป้องกันการไหลของสัญญาณความถี่วิทยุไม่ให้เข้าไปยังวงจรที่ไบอัสแล้ว

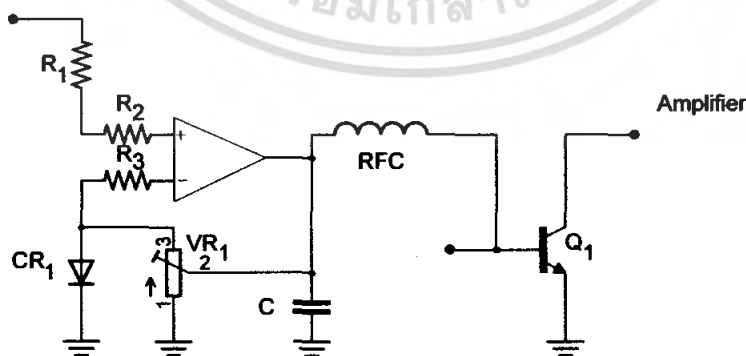


รูปที่ 2.37 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสิก



รูปที่ 2.38 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์โฟลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสิก

และยังมีการไบอัสแบบอื่นๆ สำหรับคลาสิกที่แสดงในรูป 2.39 ซึ่งเป็นการไบอัสโวลต์เตจที่ทำให้เกิดค่าหลายค่าเพื่อว่าจะได้ผลที่ดีที่สุดถูกกันพบสำหรับ IMD performance



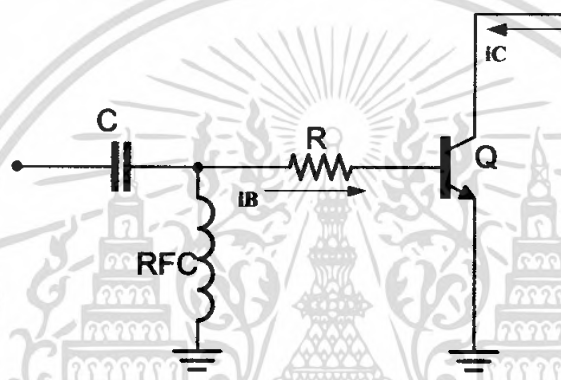
รูปที่ 2.39 การใช้โอปแอมป์ในการไบอัสของวงจรขยายคลาสิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควรวางในการเตรียมไบอัสทั้ง 3 แบบเพื่อจะแน่ใจได้ว่า RFC คือ ไซค์ที่ค่า Q ต่ำสำหรับการปฏิบัติงานที่ดีที่สุด

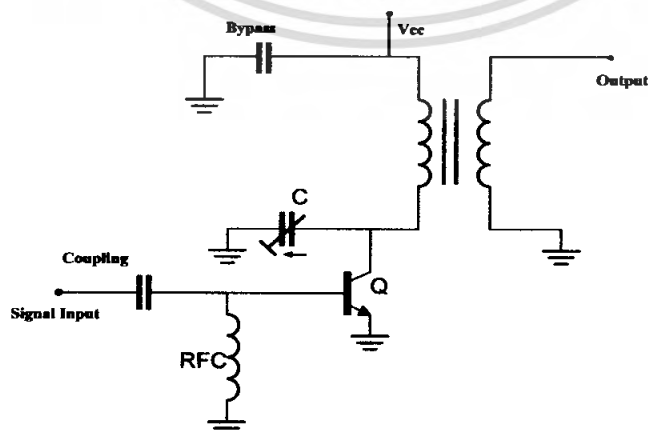
2.10.4 วงจรขยายแบบคลาสซี

วงจรรขยายกำลังคลาสซี คือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณน้อยกว่า 180 องศาทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกไบอัสภายใต้ภาวะคงที่ และไม่มีกระแสไหลในขาคอลเลกเตอร์ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีตำแหน่งคัทออฟที่แน่นอน ความเป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายคลาสซีคือจุดที่ด้อยที่สุดของวงจรรขยายชนิดต่างๆ โดยประสิทธิภาพของวงจรรขยายคลาสซีสามารถทำได้ถึง 85% ซึ่งดีกว่าทั้งวงจรรขยายคลาสเอและคลาสบี เพื่อที่จะไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของคลาสซี รีเวิร์คไบอัส (Reverse Bias) คือสิ่งที่จำเป็นระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ การไบอัสภายนอกไม่ได้ถูกต้องเสมอไป อย่างไรก็ตามเพราะว่ามันเป็นไปได้ในการบังคับให้ทรานซิสเตอร์ไบอัสตัวเอง ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.40



รูปที่ 2.40 การไบอัสตัวเองของวงจรรขยายคลาสซี

ถ้าเบสของทรานซิสเตอร์ต่อลงกราวด์โดยผ่าน RFC กระแสเบสจะไหลผ่านความต้านทานภายใน (r_{bb}) ซึ่งมีแนวโน้มที่จะรีเวิร์คไบอัสของรอยต่อ BE (BE junction) นี่เป็นผลที่ถูกต้องที่จะทำให้สำเร็จ แน่ใจว่ามันเป็นไปได้ที่จะเตรียมแหล่งกำเนิดไฟตรงภายนอกและการรีเวิร์คไบอัสที่รอยต่อแต่เป็นที่น่าสนใจกับเวลาที่สูญเสียและความสิ้นเปลืองถ้าทรานซิสเตอร์จะให้ทุกสิ่งที่ต้องการ รูปที่ 2.41 แสดงการไบอัสวงจรรขยายคลาสซี



รูปที่ 2.41 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.5 การออกแบบวงจรขยายกำลัง

ออฟติไม้มคอลเลกเตอร์โวลครีซิสแตนซ์ (Optimum Collector Resistance)

การที่ไม่มีข้อมูลของความต้านทานเอาต์พุตที่คอลเลกเตอร์ในคาต้าชีท กลายเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับผู้ออกแบบเพื่อที่จะสามารถคำนวณได้ง่ายมากขึ้นในการหาค่าออฟติไม้มโวลครีซิสแตนซ์ (Optimum load resistance) สำหรับทรานซิสเตอร์ค่านี้นี้ของโวลครีซิสแตนซ์ ขึ้นอยู่กับระดับกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ สามารถได้ดังนี้

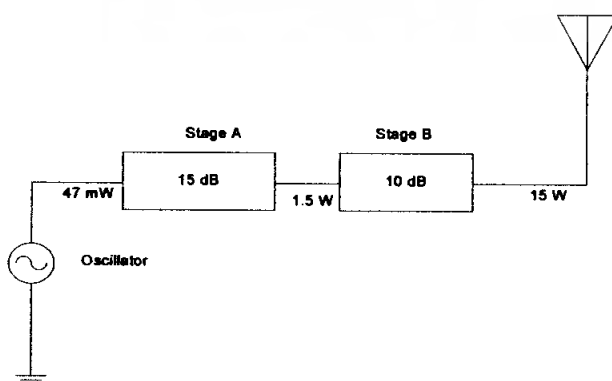
$$R_L = \frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{2P} \quad (2.10.3)$$

โดยที่ V_{CC} = แหล่งกำเนิดแรงดัน
 V_{sat} = แรงดันอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์
 P = ระดับกำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการ

สังเกตได้ว่าสมการที่ (2.10.3) จะสามารถหาค่าได้แต่โวลครีซิสแตนซ์ (load resistance) เท่านั้น ซึ่งมันไม่ได้แสดงค่าหลายอย่างเกี่ยวกับอัตราส่วนของค่านี้ออกที่ฟของโหลด ซึ่งในคาต้าชีทผู้ผลิตจะจัดหาค่าของขั้วเอาต์พุตริซิสแตนซ์ (shunt output resistance) ซึ่งตรงกันข้ามกับความถี่สำหรับทรานซิสเตอร์งานของผู้ออกแบบคือจัดหาโหลดสำหรับทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถซึมซับพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ (parasitic capacitance) เพื่อว่าทรานซิสเตอร์จะสามารถทำงานได้เหมาะกับโหลดของมัน ฟังระลึกไว้เสมอว่าถ้าเอาต์พุตริซิสแตนซ์ไม่มีในคาต้าชีทการคำนวณ R_L จะสามารถทำได้ง่ายขึ้น โดยใช้สมการ (2.10.3) การคำนวณในครั้งนี้นำเอาต์พุตแมตชิ่งเนตเวิร์ก คือ โหลด 50Ω ถูกเปลี่ยนไปในรูปอิมพีแดนซ์ที่ทรานซิสเตอร์จะสามารถมองเห็นได้ง่ายหากเราพิจารณาเอาต์พุต

วงจรรีบกำลังและการแมตชิ่งหลายสเตจ (Driver Amplifier and Interstage Matching)

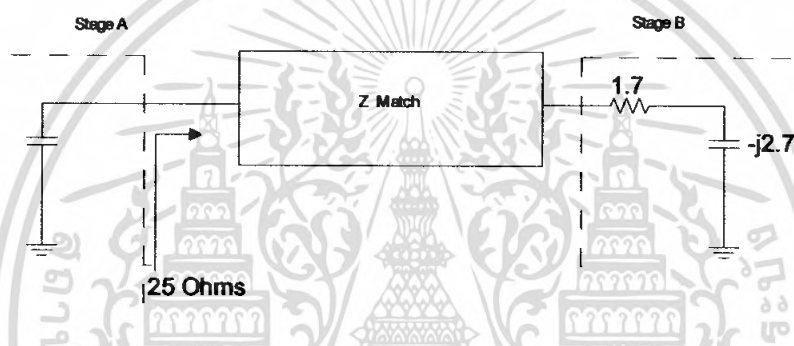
รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถได้ดังรูป 2.42 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของพาวเวอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายอันดับสุดท้ายคือ 15 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราการขยาย $10dB$ และ สเตจก่อนหน้านี้นำทำการขยายกำลังได้ถึง 1.5 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง $15dB$ สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็น ดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์นั้นเป็นความสามารถในการขับเคลื่อนกำลังจากภายในตัวออสซิลเลเตอร์เอง



รูปที่ 2.42 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์

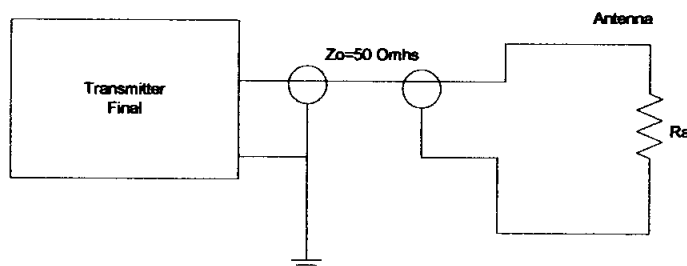
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจสอบการแมตช์กันระหว่างสเตจของสเตจเอและสเตจบี บ่อยครั้งที่เกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังนั้นคือ ความไม่ชัดเจนหรือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมตช์กัน ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างวงจรขยายกำลังและโหลดของวงจร อิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรขยาย ซึ่งเกี่ยวกับ โหลดของทรานซิสเตอร์ โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ การออกแบบวงจรขยายกำลังนั้นเราสนใจในโหลดครีซีสแดนซ์ ของทรานซิสเตอร์เพื่อที่จะกระจายอัตรการขยายกำลังของแต่ละสเตจ นี่เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบซึ่งในรูปที่ 2.43 จะอธิบายตรงจุดนี้โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์ของสเตจบี มีอินพุตอิมพีแดนซ์ คือ $Z = 1.7 - j2.7\Omega$ และทำการสมมติสเตจเอด้วยเพื่อที่จะทำให้ได้กำลังขับ 1.5 วัตต์ซึ่งเป็นความต้องการของโหลดครีซีสแดนซ์ 25Ω บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งเนตเวิร์ก (impedance matching network) นั่นคือการถ่ายโอนจากอินพุตอิมพีแดนซ์ระดับต่ำ (Low-input impedance) จากสเตจบีขึ้นไปยังระดับ 25Ω นอกจากนี้การแมตช์ซึ่งเนตเวิร์กต้องทำการเรโซแนนซ์กับเอาต์คาปาซิแตนซ์ที่ $15pF$ ของสเตจเอ



รูปที่ 2.43 การต่ออิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งเนตเวิร์ก

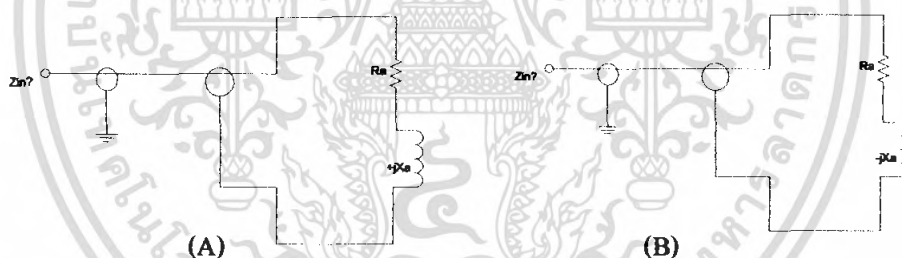
การแมตช์ของสายโคแอกเซียล (Matching to coaxial feedlines) เนื่องจากวงจร T และ π ใช้สำหรับการแมตช์ในสายโคแอกเซียลของวงจรขยายกำลัง ส่วนมากวงจรที่เป็นเช่นนี้จะมีจุดประสงค์ 2 ประการ โดยเฉพาะการประพุดิตัวเป็นวงจรรองความถี่ต่ำเพื่อทำการลดฮาร์โมนิกของทางด้านภาคส่ง รูปที่ 2.44 แสดงไคอะแกรมของการส่งผ่านสายโคแอกเซียลไปยังสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยความต้านทาน R_a คือ ความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยที่ความยาวตามแนวตั้งของสายอากาศที่ความยาว $\lambda/4$ จะมีการทำงานที่ตรงข้ามกับกราวด์เพลนที่ตีมากซึ่งมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 35Ω ขณะที่ความยาว $\lambda/2$ ของโคโพลมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 70Ω ณ ความถี่เรโซแนนซ์นี้คือ ความต้านทานอย่างง่ายที่สายโคแอกเซียลสามารถมองเห็นปลายสายอากาศได้



รูปที่ 2.44 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

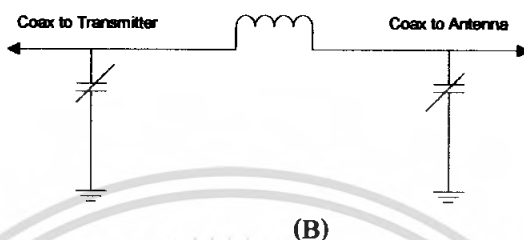
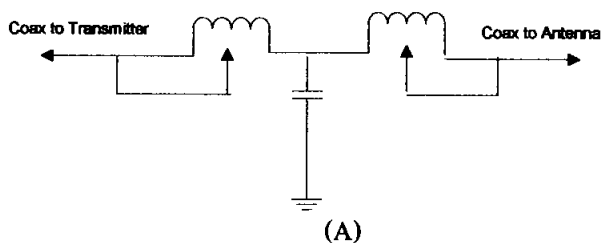
ณ ความถี่ที่เหนือและต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของมันเริ่มที่จะแสดงตัวเป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟแสดงได้ดังรูป 2.45 ความถี่เหนือความถี่เรโซแนนซ์โดยสายอากาศประพุดิตัวเป็นอินดักทีฟ และความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ สายอากาศประพุดิตัวเป็นตัวเก็บประจุ ที่ปลายทางด้านส่งของสายโคแอกเซียลิมพีแดนซ์ ซึ่งคือแฮดทูตของทรานซิสเตอร์ที่สามารถพบได้อย่างแน่นอนอนซึ่งไม่เพียงแต่เป็นฟังก์ชันของความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ แต่ยังเป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศได้ ดังนั้นที่ระยะทางครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นวัดกลับมาจากสายอากาศิมพีแดนซ์จะประพุดิตัวเป็นโคแอกเซียล ซึ่งเสมือนเป็นความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นที่ระยะทางอื่นๆ วัดจากสายอากาศอย่างไรก็ตาม โคแอกเซียล จะทำให้มีความแตกต่างของอินพุติมพีแดนซ์มากเพียงไรขึ้นอยู่กับระดับของความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายอากาศและสายเคเบิล ดังนั้นเป็นการยากยิ่งในการประเมินค่าอินพุต อิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายส่งโดยปราศจากการรู้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ กล่าวได้ว่าสายโคแอกเซียล 50Ω จะไม่เป็น 50Ω ที่อินพุตของมันถ้าไม่มีโหลดค่า 50Ω ที่ปลายสายเคเบิล ด้วยเหตุนี้ จึงแทบจะไม่มีกรณีที่เมื่อการขั้วระบบสายอากาศในทางปฏิบัติ จึงไม่สะดวกมากนักในการออกแบบแมตชิ่งเนตเวิร์ก โดยปราศจากการปรับเปลี่ยนค่า นอกจากนี้การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากจะสามารถทำงานได้มากช่วงความถี่ ด้วยเหตุนี้เองความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมิได้หลายค่า ซึ่งแปรตามความถี่อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลต้องมีหลายค่าด้วยและการแมตชิ่งเนตเวิร์กต้องสามารถทดแทนค่าที่หลากหลายนี้ได้ด้วย



รูปที่ 2.45 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ

(A) เหนือความถี่เรโซแนนซ์

(B) ใต้ความถี่เรโซแนนซ์



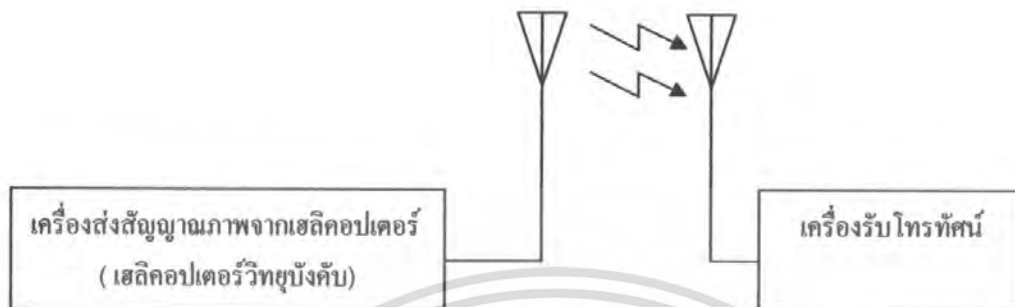
รูปที่ 2.46 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตซ์นิงเนตเวิร์ก

รูปที่ 2.46 แสดงถึง 2 วิธีที่สามารถเป็นไปได้ของการปรับค่าอิมพีแดนซ์แมตซ์นิงเนตเวิร์กสำหรับสายส่ง T เนตเวิร์กของรูปที่ 2.46 (A) ใช้ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำแบบแท่งและตัวเก็บประจุที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน π เนตเวิร์กในรูปที่ 2.46 (B) ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบปรับค่าเท่านั้นสังเกตได้ว่าในทั้ง 2 กรณี วงจรกรองความถี่ถูกใช้เพื่อช่วยลดฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่งจากรูปที่ 2.46 ถูกออกแบบเพื่อให้ฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่งต้องการให้มีระดับต่ำกว่าสัญญาณพื้นฐาน $\approx 50\Omega$ และการออกแบบวงจรกรองความถี่จะมีส่วนช่วยให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด

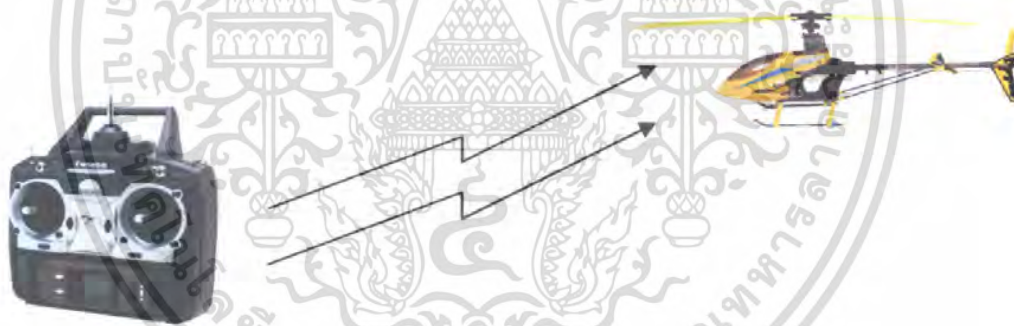
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 โครงสร้างการส่ง-รับภาพเคลื่อนที่โดยเฮลิคอปเตอร์ บังคับวิทยุ



รูปที่ 3.1 บล็อกการทำงานของระบบการรับ-ส่งสัญญาณภาพ โดยใช้เฮลิคอปเตอร์วิทยุบังคับเป็นยานพาหนะ จากรูปที่ 3.1 หลักการทำงานของระบบการรับ-ส่งสัญญาณภาพจากเฮลิคอปเตอร์วิทยุบังคับมายังภาคพื้นดิน โดยทำการติดตั้งกล้อง CCD และเครื่องส่งไว้กับเฮลิคอปเตอร์วิทยุบังคับและทำการกระจายสัญญาณภาพออกทางสายอากาศ มายังภาคพื้นดิน ซึ่งทางภาคพื้นดินมีโทรทัศน์เป็นเครื่องรับสัญญาณ



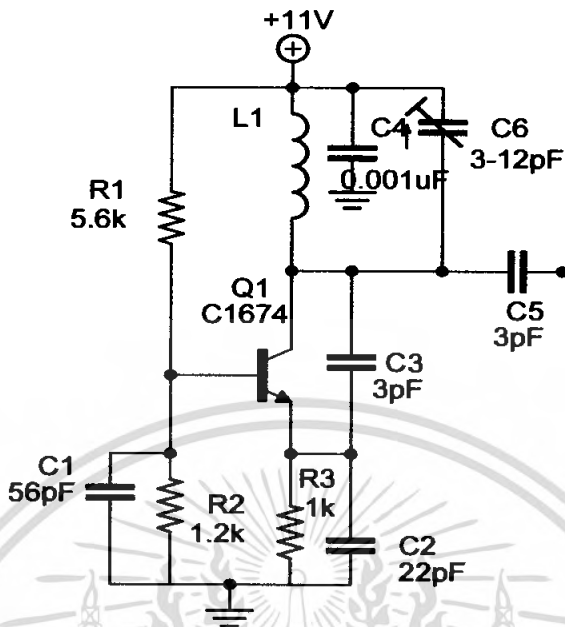
รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกควบคุมเฮลิคอปเตอร์

จากรูปที่ 3.2 การทำงานของระบบซึ่งมีวิทยุบังคับ เป็นตัวบังคับเฮลิคอปเตอร์เพื่อบินถ่ายภาพ ซึ่งวิทยุบังคับจะทำการมอดูเลตแบบ พีซีเอ็ม และทำการส่งคลื่นที่มอดูเลตแล้วที่ความถี่ประมาณ 72 เมกะเฮิร์ตซ์ไปทำการควบคุมการเคลื่อนที่ของเฮลิคอปเตอร์ในการบินสำรวจพื้นที่ต่างๆ ซึ่งจะเป็นส่วนสำคัญมากเพราะใช้ในการบังคับเฮลิคอปเตอร์ในการถ่ายภาพบนอากาศซึ่งในการควบคุมเฮลิคอปเตอร์นั้นจะควบคุมได้ยากจึงต้องใช้ความสามารถสูงในการควบคุมเฮลิคอปเตอร์เพื่อที่จะทำให้ควบคุมเฮลิคอปเตอร์ถ่ายภาพตามที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรของเครื่องส่งสัญญาณภาพ

3.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ใช้เป็นความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณภาพถือว่าเป็นสัญญาณหลักของภาคส่งสัญญาณภาพ

การทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่ในย่าน UHF ประมาณ 450MHz-550MHz ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดออสซิลเลเตอร์แบบ LC ชนิดควานค์-เบส โคลทิตดส์ โดยมีขดลวด L_1 กับทรินเมอร์ C_4 ประกอบกันเป็นวงจรปรับทางด้านเอาต์พุต เพื่อสร้างความถี่ของคลื่นพาห้ โดยมี R_1, R_2, R_3 เป็นวงจรไบอัสให้กับ Q_1 และ C_1 ทำหน้าที่บายพาสความถี่สูงที่ขาเบส และ C_2 กับ C_3 เป็นตัวแบ่งแรงดันกำหนดอัตราส่วนของสัญญาณที่จะทำการป้อนกลับจากคอลเลคเตอร์มา ยังอิมิตเตอร์ ดังนั้น C_2 จึงไม่ใช่เป็นตัวเก็บประจุบายพาสเหมือนของวงจรทั่วไป ความถี่ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.1)

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + C \right)}} \quad \text{Hz} \quad (3.1)$$

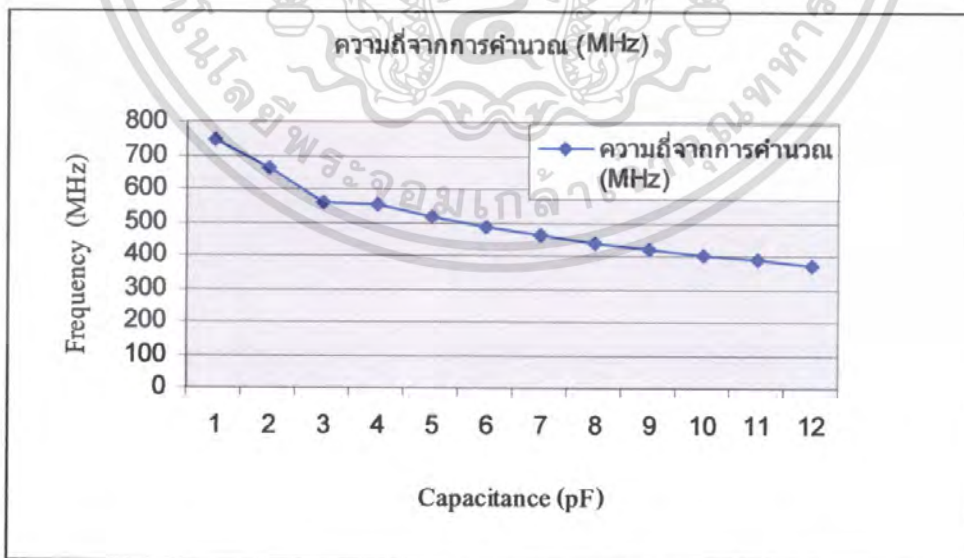
เมื่อแทนค่า $C_2 = 3 \text{ pF}, C_3 = 22 \text{ pF}, C = 3-12 \text{ pF}, L = 0.01248 \text{ }\mu\text{H}$ แล้วทำการคำนวณตามสมการที่ (3.1) ได้ความถี่ที่จากวงจรออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 3.3 ออกมาประมาณ 372-600 MHz. ซึ่งใกล้เคียงกับผลที่ต้องการ ดังนั้นเมื่อต้องการที่จะได้ความถี่ที่ 450 MHz จะต้องปรับทรินเมอร์ C_6 ให้ได้ประมาณ 7.383 pF จากสมการ (3.1) จึงได้คำนวณความถี่ ที่ต้องการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{0.01248 \times 10^{-6} \left(\frac{3 \times 10^{-12} \times 22 \times 10^{-12}}{3 \times 10^{-12} + 22 \times 10^{-12}} + 7.383 \times 10^{-12} \right)}} = 450 \times 10^6 \text{ Hz}$$

ตารางที่ 3.1 แสดงการคำนวณวงจรออสซิลเลเตอร์จากการเปลี่ยนค่า C_6

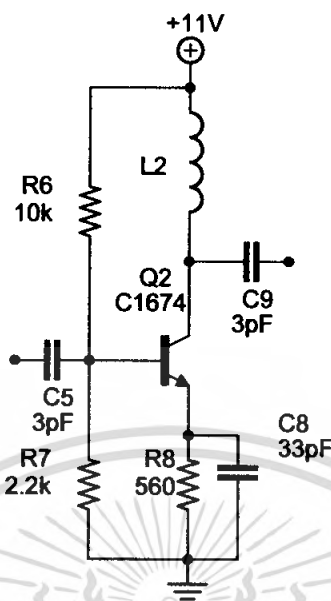
Capacitor (pF)	ความถี่จากการคำนวณ (MHz)
1	746.72
2	661.38
3	559.89
4	552.87
5	515.42
6	484.68
7	458.85
8	436.76
9	417.57
10	400.71
11	385.74
12	372.34



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงการคำนวณวงจรออสซิลเลเตอร์จากตารางที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 วงจรขยายสัญญาณแบบแบ่งแรงดัน



รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณแบบแบ่งแรงดัน

วงจรขยายสัญญาณจะขยายสัญญาณที่มาจากวงจรกำเนิดความถี่ ให้มีความแรงขึ้นมาเพียงพอที่จะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาพาได้ โดยการทำงานของวงจรเริ่มจาก สัญญาณผ่านตัวเก็บประจุคัปปลิง C_5 ไปยัง Q_2 โดยมี R_6 , R_7 ทำหน้าที่เป็นความต้านทานไบแอสที่ขาเบส และมี C_8 เป็นตัวเก็บประจุขกราวนด์เพื่อป้องกันการเกิดการสูญเสียกำลังงานที่ R_8 ซึ่งต่อไว้เพื่อปรับเสถียรภาพของวงจร ส่วน L_2 จะเป็น RF Choke ซึ่งเป็นตัวป้องกันสัญญาณจาก เอด์ทุต ที่ขาคอลเลคเตอร์ไม่ให้เข้าไปรบกวนไฟเลี้ยงของวงจรเมื่อทำการคำนวณวงจรอัตราขยายของวงจรขยายจะได้

$$R_{Th} = R_1 // R_2$$

$$R_{Th} = 10k\Omega // 2.2k\Omega = 1.8k\Omega \quad (3.2)$$

$$E_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

$$E_{Th} = \frac{2.2k\Omega \times 11V}{2.2k\Omega + 10k\Omega} = 1.983V \quad (3.4)$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \quad (3.5)$$

$$I_B = \frac{1.983V - 0.7V}{1.8k\Omega + (70 + 1)560\Omega} = 30.87\mu A \quad (3.6)$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_C = 70 \times 30.87\mu A = 2.16mA$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.7)$$

$$I_E = 30.87\mu A + 2.16mA$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_E = 2.19mA$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_c}{r_e} = \frac{\omega L_2}{r_e} \quad (3.8)$$

$$r_e = \frac{25mV}{I_E} \quad (3.9)$$

$$r_e = \frac{25mV}{2.19mA} = 11.4\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e} = \frac{-X_C}{re} \quad (3.10)$$

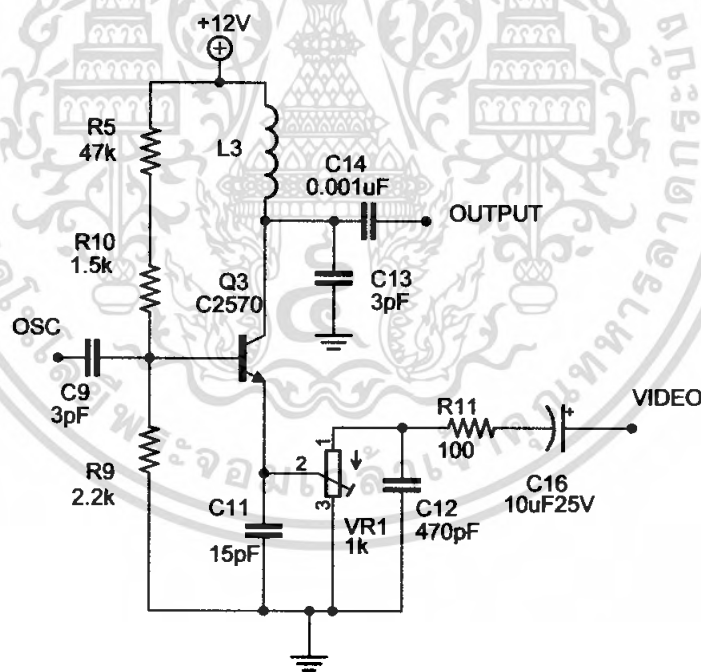
$$A_V = -\frac{\omega L_2}{r_e} \quad (3.11)$$

$$A_V = -\frac{2\pi \times 450 \times 10^6 \times 0,01248 \times 10^{-6}}{11.4}$$

$$A_V = -3.09$$

ดังนั้นอัตราขยายจะได้เป็น 3 เท่า เครื่องหมายติดลบแสดงว่าเฟสต่างกัน 180 องศา

3.2.3 วงจรแอมพลิฟิเคชันมอดูเลเตอร์ (AM Modulation)



รูปที่ 3.6 วงจรแอมพลิฟิเคชันมอดูเลเตอร์

การทำงานของวงจรแอมพลิฟิเคชันมอดูเลเตอร์โดยอาศัยระดับแรงดันที่เหมาะสม โดยพิจารณาจากแรงดันที่ขามิตเตอร์และขาเบส อาศัยคลื่นพาห์ ที่ความถี่ 450 MHz-550 MHz เข้าทางขาเบสโดยสัญญาณภาพจะเข้าทางขามิตเตอร์เมื่อระดับสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงทางขามิตเตอร์ทำให้คลื่นพาห์เกิดการเปลี่ยนแปลงสัญญาณไปด้วย จึงทำให้เกิดการมอดูเลตสัญญาณขึ้นทางขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และทำการส่งสัญญาณที่ได้ไปยังภาคส่งออกอากาศต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ สัญญาณวิดีโอที่เข้ามาทางขาอิมิตเตอร์เป็น $m(t)$ เมื่อ $m(t)$ เกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ V_{BE} เกิดการเปลี่ยนแปลงด้วย จึงทำให้เกิดการมอดูเลตที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของวงจรดังรูปที่ 3.6 จึงได้สมการเป็น

$$I_C = I_S e^{-V_{BE}/V_T} \quad (3.12)$$

$$V_{BE} = V_B - V_E \quad (3.13)$$

$$V_{BE} = \cos(\omega_c t) - m(t) \quad (3.14)$$

$$I_C = I_S \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)^n}{n!} \quad (3.15)$$

$$I_C = I_S \left[1 + \frac{V_{BE}}{V_T} + \frac{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)^2}{2!} + \frac{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)^3}{3!} + \dots + \frac{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)^n}{n!} \right] \quad (3.16)$$

เมื่อทำการพิจารณาแค่ 3 เทอมจะได้สมการที่ (3.17) คือ

$$I_C = I_S \left[1 + \frac{V_{BE}}{V_T} + \frac{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)^2}{2!} \right] \quad (3.17)$$

$$I_C = I_S \left[1 + \frac{\cos(\omega_c t) - m(t)}{V_T} + \frac{\left(\frac{\cos(\omega_c t) - m(t)}{V_T}\right)^2}{2} \right] \quad (3.18)$$

จากสมการของการมอดูเลตแบบ AM ดังสมการที่ (3.19) คือ

$$\phi_{AM} = A_C (1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (3.19)$$

$$= A_C \cos(\omega_c t) + A_C k_a m(t) \cos(\omega_c t) \quad (3.20)$$

เมื่อ

$$I_C = I_S \left[1 + \frac{\cos(\omega_c t) - m(t)}{V_T} + \frac{\cos(\omega_c t)^2 - 2m(t)\cos(\omega_c t) + m(t)^2}{2V_T^2} \right] \quad (3.21)$$

$$I_C = I_S \left[1 + \frac{1}{V_T} \cos(\omega_c t) - \frac{1}{V_T} m(t) + \frac{\cos(\omega_c t)^2}{2V_T^2} - \frac{m(t)\cos(\omega_c t)}{V_T^2} + \frac{m(t)^2}{2V_T^2} \right] \quad (3.22)$$

$$I_C = I_S + \frac{I_S}{V_T} \cos(\omega_c t) - \frac{I_S}{V_T} m(t) + \frac{I_S}{2V_T^2} \cos(\omega_c t)^2 - \frac{I_S}{V_T^2} m(t)\cos(\omega_c t) + \frac{I_S}{2V_T^2} m(t)^2 \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการมอดูเลตของวงจรรูปที่ 3.6 นี้ก็คือ

$$I_C = A \cos(\omega_c) + km(t) \cos(\omega_c t) \quad (3.24)$$

โดยให้ $A = \frac{I_S}{V_T}$ และ $k = -\frac{I_S}{V_T^2}$

ในส่วนของ I_S และ V_T จะเป็นค่าคงที่ และองค์ประกอบของความถี่อื่นๆ คังสมการที่ (3.23) จะทำการกรองโดยใช้ Band Pass Filter เพื่อกรองความถี่ตามที่ต้องการออกมา ดังนั้นจึงได้สมการมอดูเลตคือ

$$I_C = (A + km(t)) \cos(\omega_c t) \quad (3.25)$$

3.3 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 450 เมกะเฮิรตซ์

ในการสร้างเลือกทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG135 และไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้ $V_{CE} = 10V_{DC}$ และกระแส $I_C = 75mA_{DC}$ จากคาต้าชีทจะทราบค่าของพารามิเตอร์ที่ความถี่ 450 เมกะเฮิรตซ์ดังนี้

$$S_{11} = 0.509 \angle -150^\circ$$

$$S_{12} = 0.056 \angle 52^\circ$$

$$S_{21} = 11.2 \angle 97.1^\circ$$

$$S_{22} = 0.307 \angle -111^\circ$$

เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการคำนวณหาค่าของเสถียรภาพ (K) จากสมการ

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|}$$

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

จะได้ว่า $K = 0.757$ ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอันเสถียร (Potentially unstable) คือมีบางค่าของซอร์สและ โหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรรขยายเกิดการออสซิลเลต (ค่าที่อยู่นอกจากวงกลมของสมิตชาร์ตความเสถียรภาพของเอาต์พุตและวงกลมความเสถียรภาพของอินพุต) แต่เมื่อป้อนกลับแบบลบด้วยตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับ $3K\Omega$ ค่าของพารามิเตอร์ที่ความถี่ 450 เมกะเฮิรตซ์จะเปลี่ยนเป็น

$$S_{11} = 0.445 \angle -165^\circ$$

$$S_{12} = 0.056 \angle 41.9^\circ$$

$$S_{21} = 10 \angle 109^\circ$$

$$S_{22} = 0.149 \angle -148^\circ$$

ทำการคำนวณค่า K จะได้เท่ากับ 1.01 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลเสถียร (Unconditionally stable) ซึ่งจะได่วงกลมเสถียรภาพเอาต์พุตและวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

ถ้าเราเลือกให้ S พารามิเตอร์ของการป้อนกลับแบบลบ จะเห็นได้ว่าค่า S_{22} อยู่บนวงกลมสมิตชาร์ตที่มีอัตราขยายคงที่ ที่ 20.6 dB จากการจำลองจะได้ค่า Z_{in} และ Z_{out} จะเท่ากับ

$$Z_{in} = 17.3 - j11.3$$

$$Z_{out} = 34.4 - j20.9$$

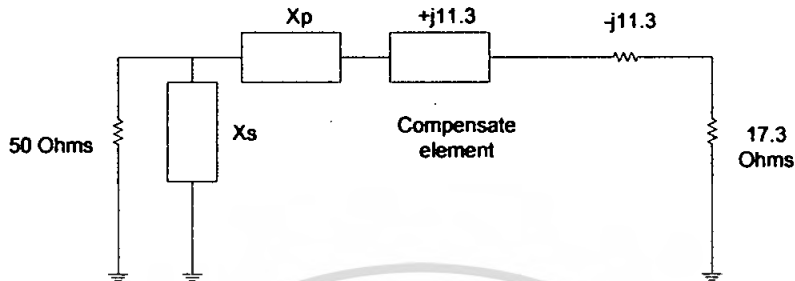
คำนวณวงจรแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์

$$\text{ที่อินพุต จาก } Z_{in} = 17.3 - j11.3 \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่า $Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$

$$Q = \sqrt{\frac{50}{17.3} - 1} = 1.375$$



รูปที่ 3.7 วงจรแมตซ์อินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_p = \frac{R_s}{Q} = \frac{50}{1.37} = 36.36 \quad (3.27)$$

$$X_s = R_{in}Q = 17.3 \times 1.375 = 23.79 \quad (3.28)$$

เลือก $X_s = X_C$ และ $X_p = X_L$

$$X_s = +j23.79 + j11.3$$

$$X_s = +j35.09$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 450 \times 10^6 \times 35.09} = 10.07 \text{ pF}$$

$$X_p = +j36.36$$

$$L = \frac{36.36}{2\pi \times 450 \times 10^6} = 12.859 \text{ nH}$$

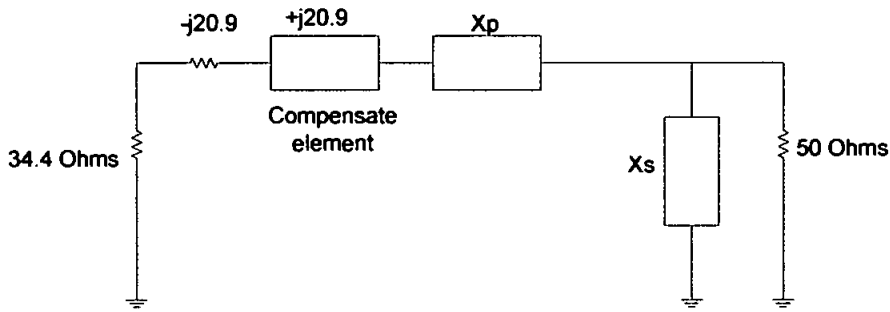
เอาต์พุต จาก $Z_{out} = 34.4 - j20.9$

คำนวณหาค่า $Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$

$$Q = \sqrt{\frac{50}{34.4} - 1}$$

$$= 0.673$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรแมตซิงเฮาต์ชุดของทรานซิสเตอร์

$$X_S = R_{out}Q = 34.4 \times 0.673 = 23.15$$

$$X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{50}{0.673} = 74.29$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 450 \times 10^6 \times 44.05} = 8.03 \text{ pF}$$

เลือก $X_S = X_C$ และ $X_P = X_L$

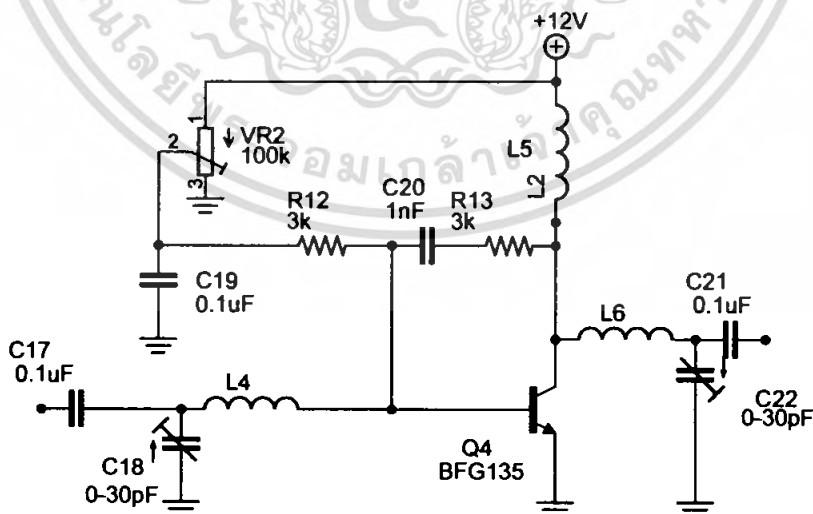
$$X_S = +j23.15 + j20.9 = +j44.05$$

$$X_P = +j74.29$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 450 \times 10^6 \times 44.5} = 7.947 \text{ pF}$$

$$L = \frac{74.29}{2\pi \times 450 \times 10^6} = 26.27 \text{ nH}$$

ดังนั้นจะได้วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 450 เมกะเฮิรตซ์เป็นดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 สายอากาศ

จะทำการเลือกสายอากาศ แบบโมโนโพล

วิธีการคำนวณ ความยาวของสายอากาศ

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{3 \times 10^8}{450 \times 10^6 \times 4} = 16.6 \text{ cm}$$

จะได้ความยาวของสายอากาศเท่ากับ 16.6 เซนติเมตร



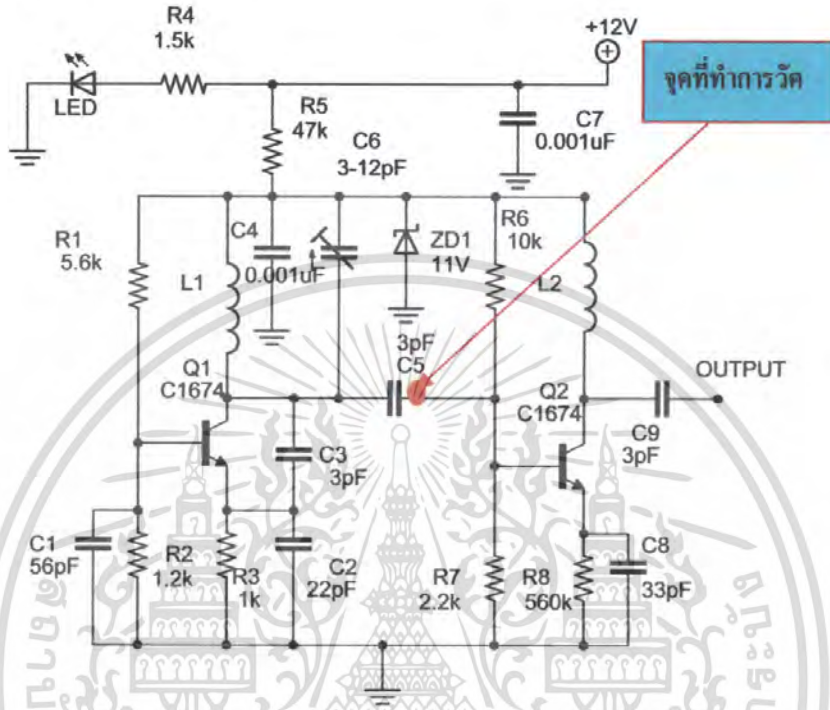
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

4.1.1 ทำการวัดสัญญาณที่ C₅

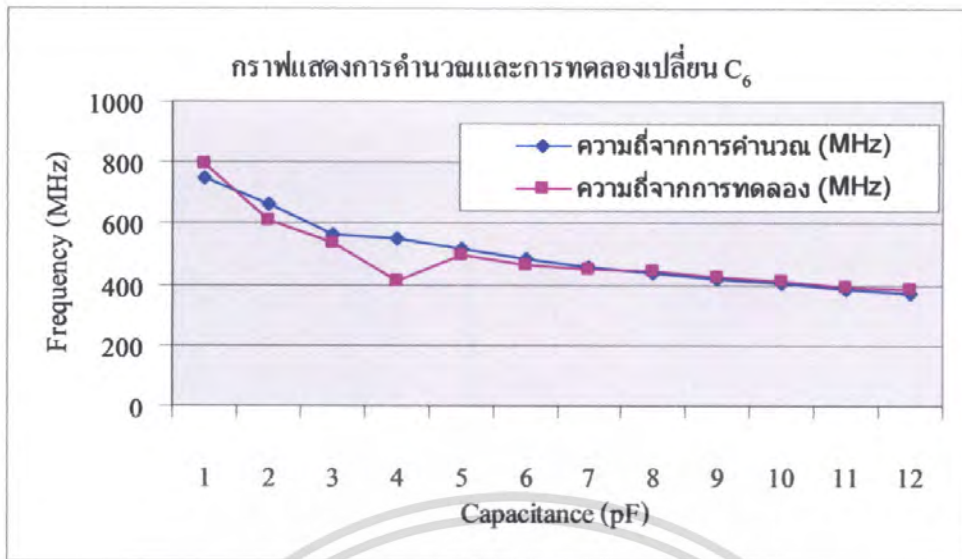


รูปที่ 4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรถ่าย

ตารางที่ 4.1 แสดงการคำนวณและการทดลองจากการเปลี่ยนค่า C₆

Capasistance (pF)	ความถี่จากการคำนวณ (MHz)	ความถี่จากการทดลอง (MHz)
1	746.72	796.35
2	661.38	607.89
3	559.89	536.71
4	552.87	410.49
5	515.42	498.25
6	484.68	466.78
7	458.85	450.55
8	436.76	441.85
9	417.57	426.82
10	400.71	408.09
11	385.74	391.85
12	372.34	386.86

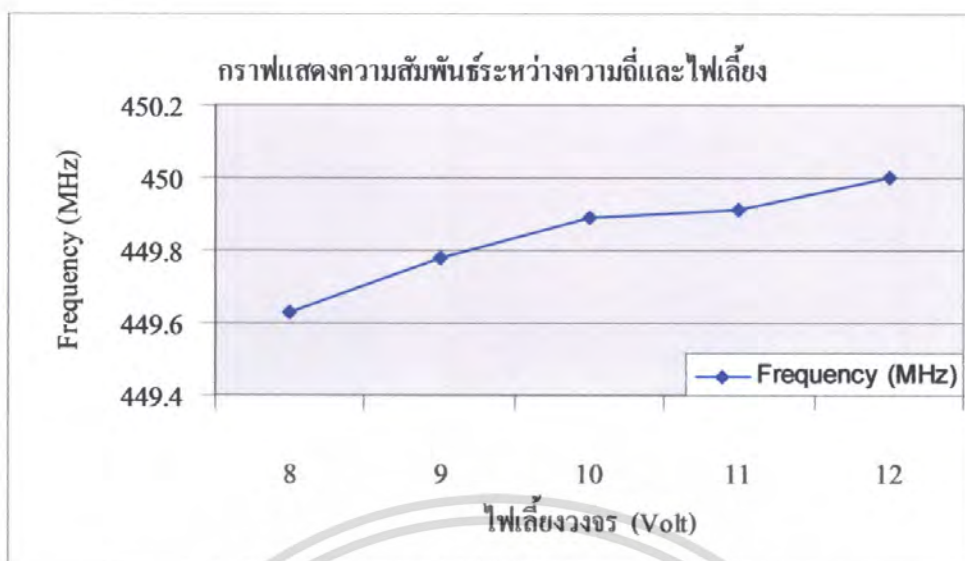
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่โรงเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



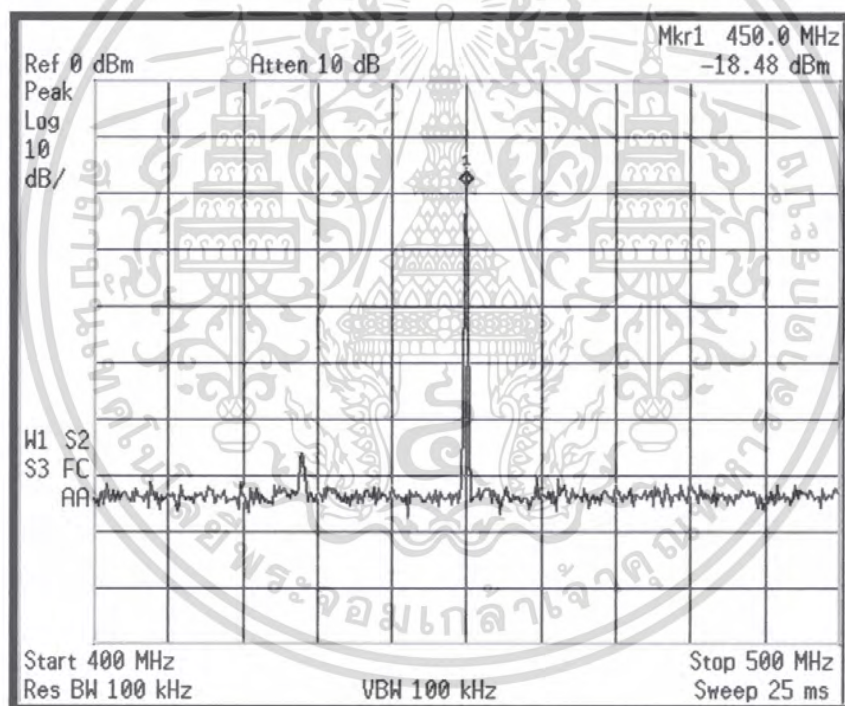
รูปที่ 4.2 แสดงกราฟจากการคำนวณและการทดลองในตารางที่ 4.1
 ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองจากการเปลี่ยนแปลงค่าไฟเลี้ยงของวงจร

ไฟเลี้ยงวงจร (Volt)	Frequency (MHz)
8	449.63
9	449.78
10	449.89
11	449.91
12	450

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

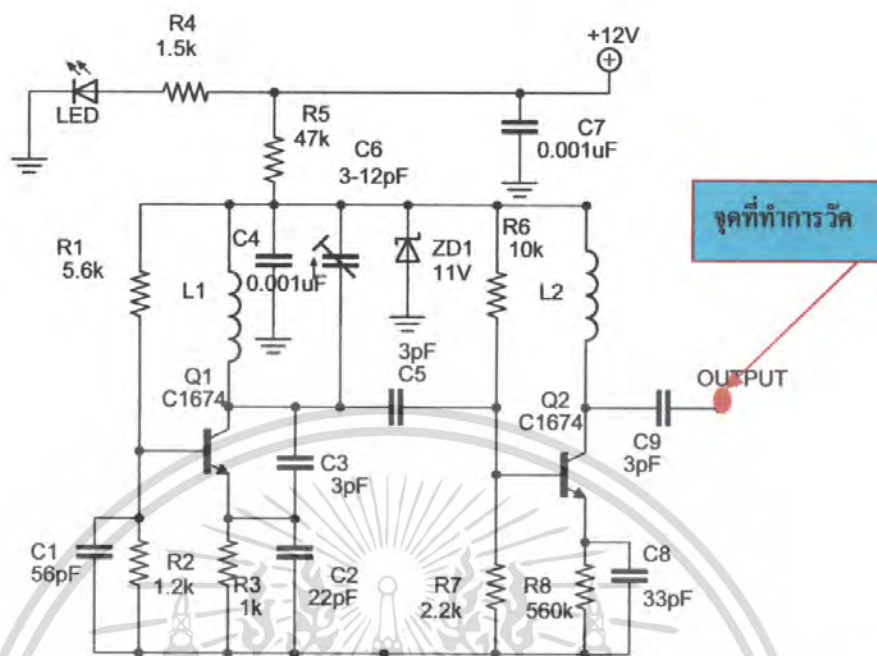


รูปที่ 4.3 แสดงกราฟจากการทดลองเปลี่ยนค่าแรงดันไฟเลี้ยง ในตารางที่ 4.2

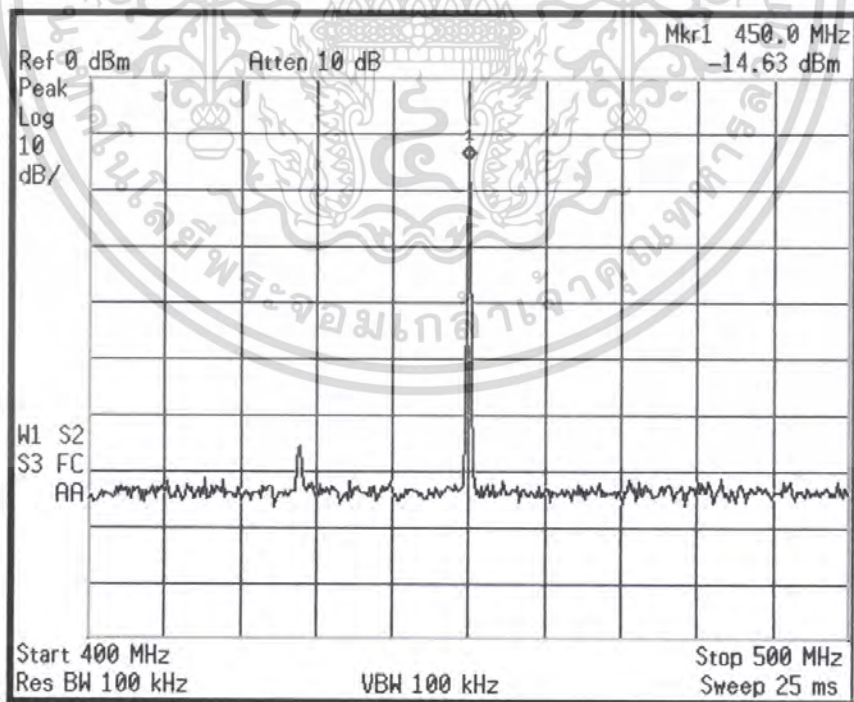


รูปที่ 4.4 แสดงการวัดวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ C₅ ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ทำการวัดสัญญาณที่ C₉

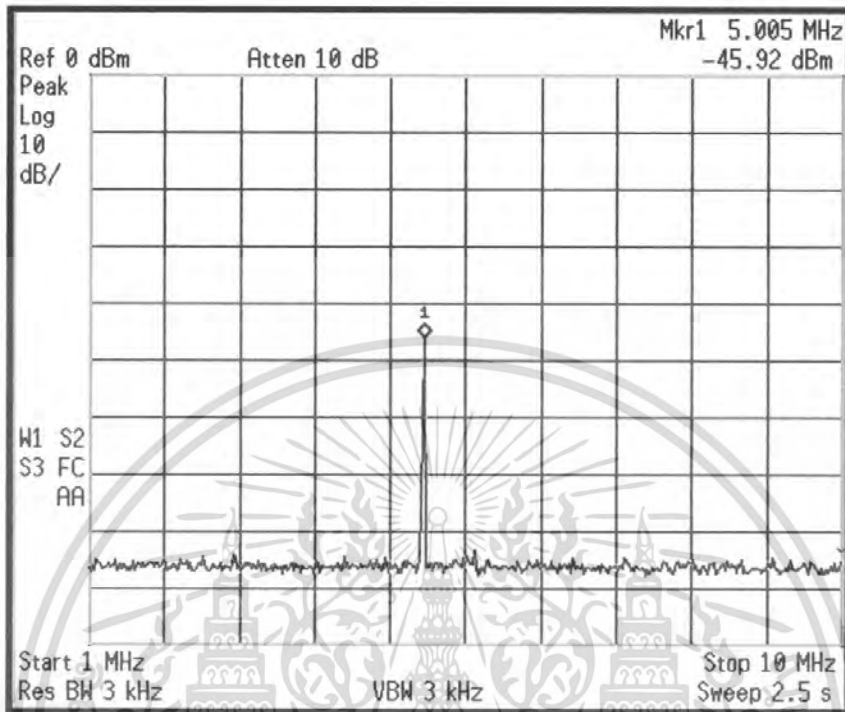
รูปที่ 4.5 วงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรรขยาย

รูปที่ 4.6 แสดงการวัดวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ C₉ ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

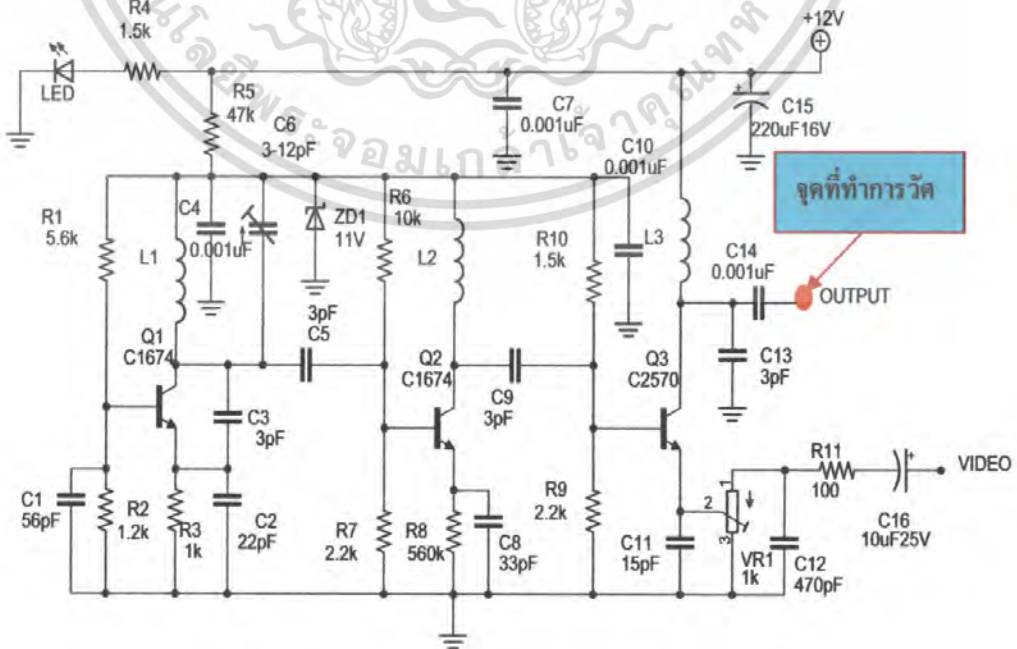
4.2 วงจรมอดูเลตทางขนาด (AM Modulator)

4.2.1 ทำการวัดสัญญาณจากเครื่องกำเนิดความถี่ด้วยความถี่อินพุตที่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูดที่ 5 โวลต์



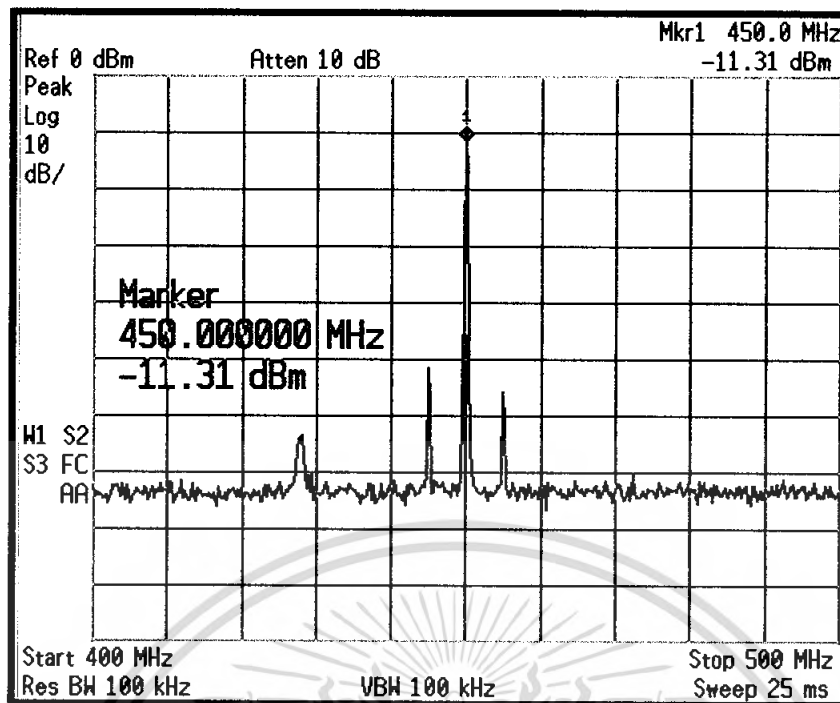
รูปที่ 4.7 แสดงการวัดสัญญาณจากเครื่องกำเนิดความถี่ ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม

4.2.2 ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต เมื่อป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดความถี่ที่ อินพุตที่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูดที่ 5 โวลต์ เข้าที่ Video มีอนำวงจรออสซิลเลเตอร์มาต่อรวมกับวงจรมอดูเลต

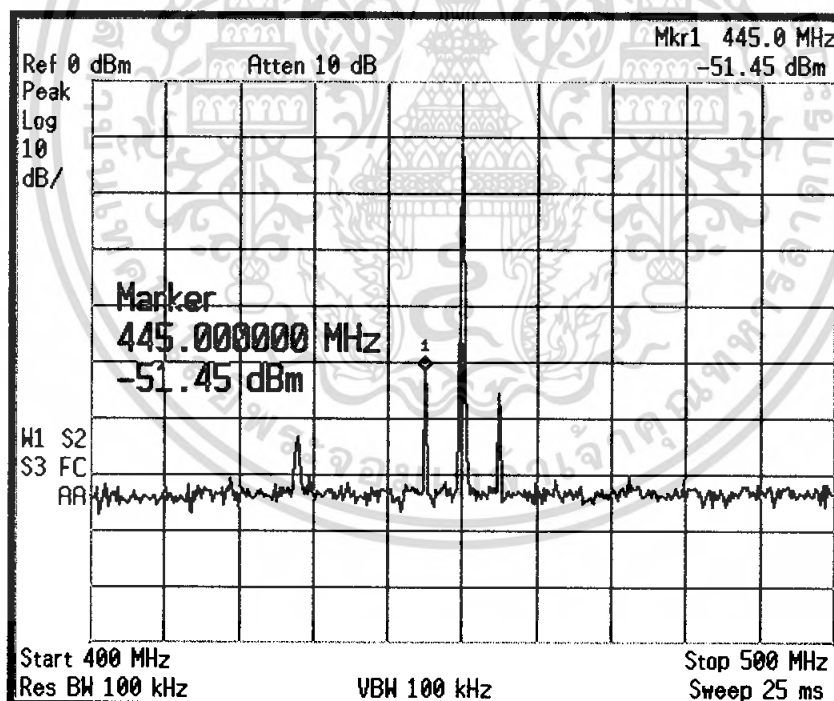


รูปที่ 4.8 วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

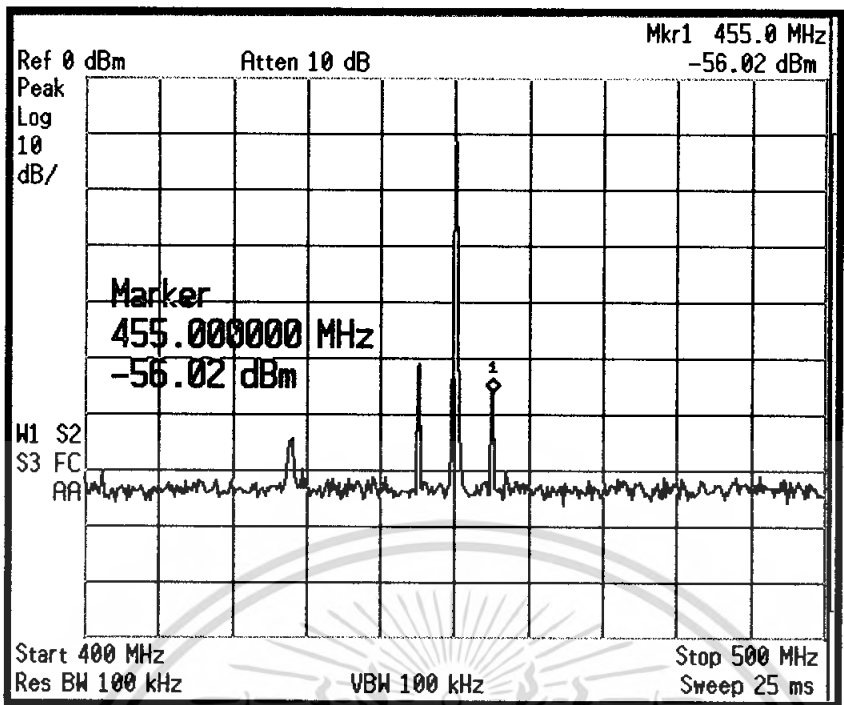


รูปที่ 4.9 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม



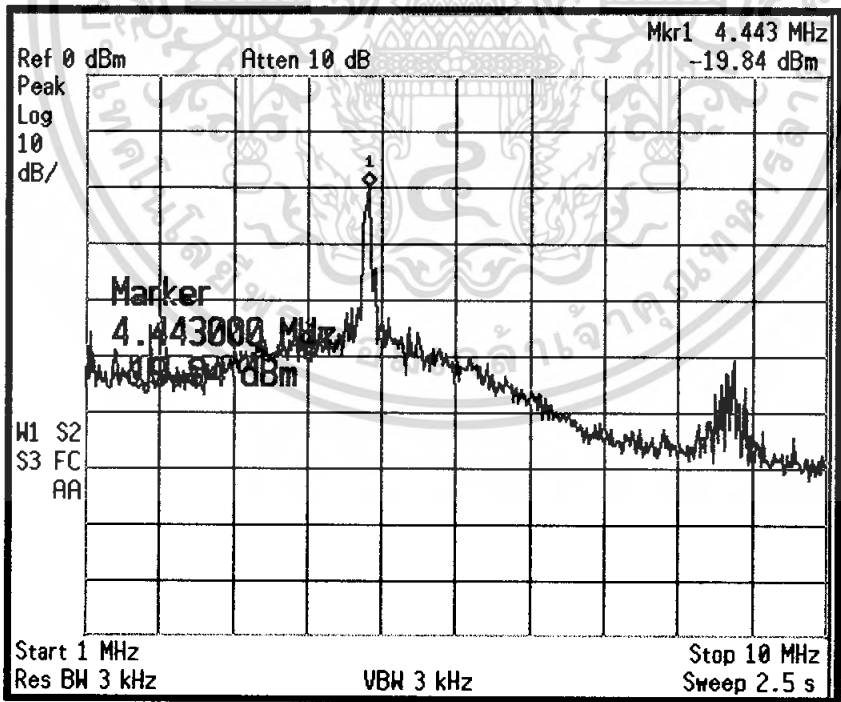
รูปที่ 4.10 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c - f_m$ ซึ่ง f_c คือ สัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณข่าวสารจากเครื่องกำเนิดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



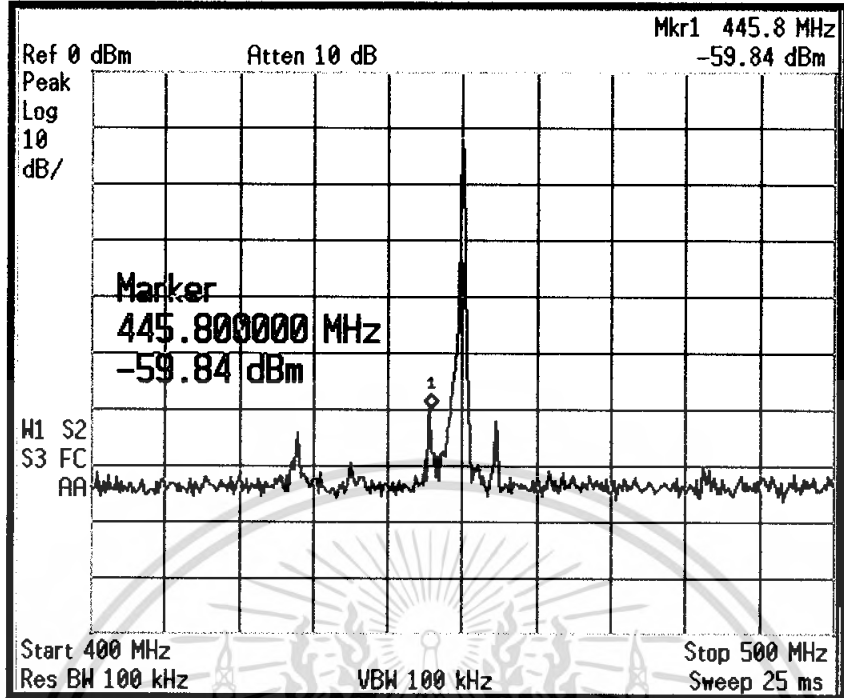
รูปที่ 4.11 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c + f_m$ ซึ่ง f_c คือ สัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือสัญญาณข่าวสารจากเครื่องกำเนิดความถี่

4.2.3 ทำการวัดสัญญาณภาพจากกล้อง CCD

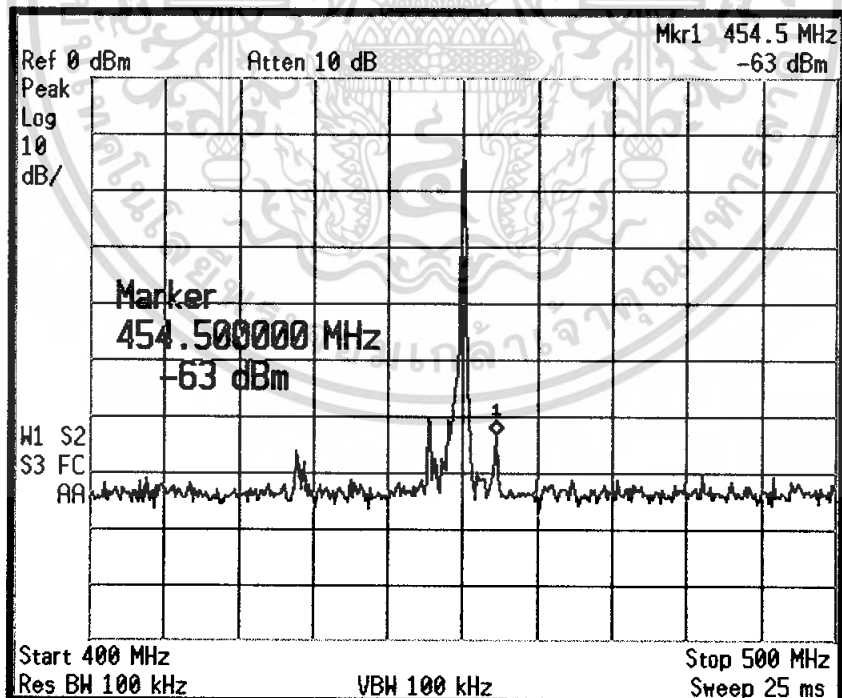


รูปที่ 4.12 แสดงการวัดสัญญาณจากกล้อง CCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



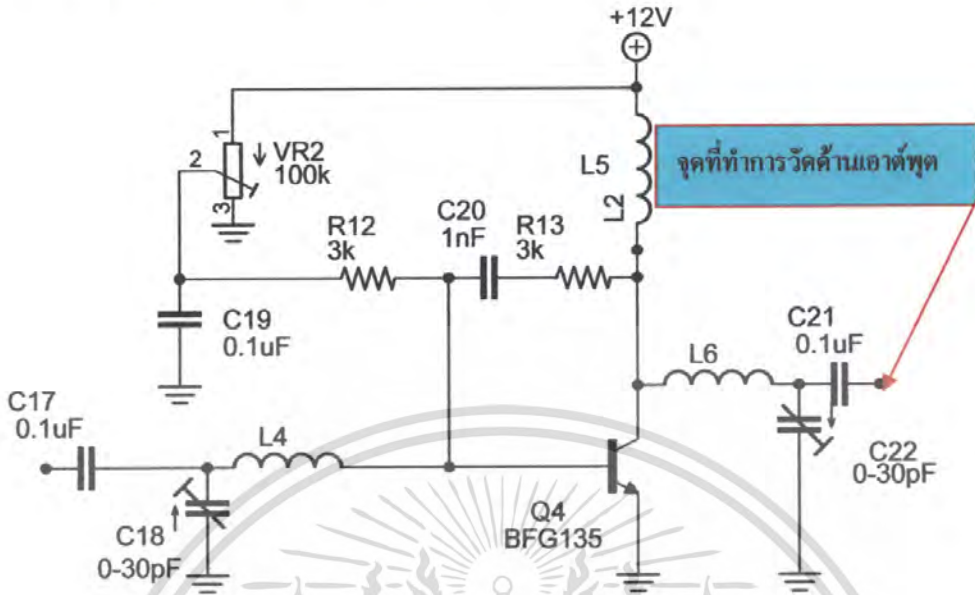
รูปที่ 4.15 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c - f_m$ ซึ่ง f_c คือ สัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือความถี่สัญญาณภาพจากกล้อง CCD



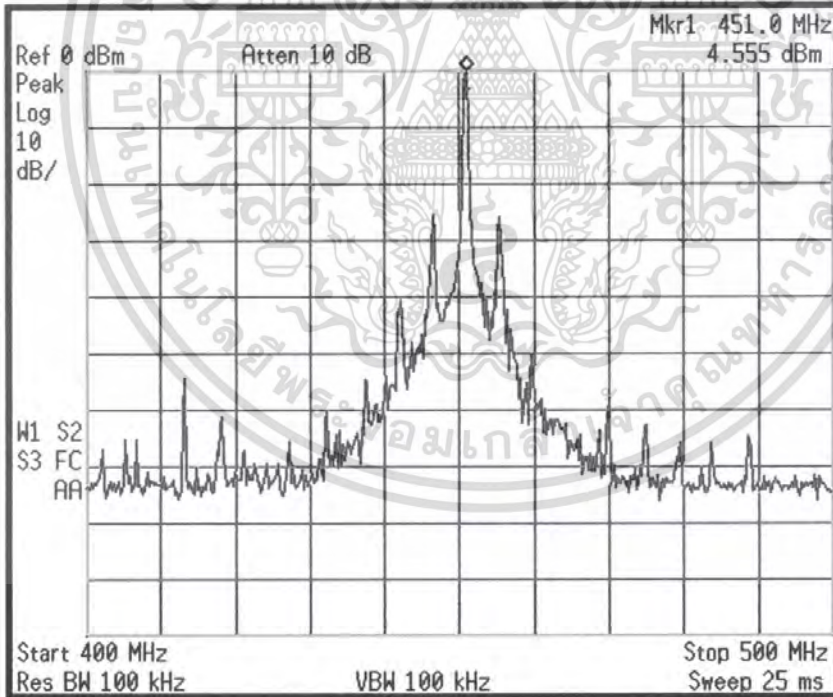
รูปที่ 4.16 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c + f_m$ ซึ่ง f_c คือ สัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือความถี่สัญญาณภาพจากกล้อง CCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ทำการวัดวงจรมายกกำลังส่งที่ความถี่ 450 MHz ที่เอาต์พุต

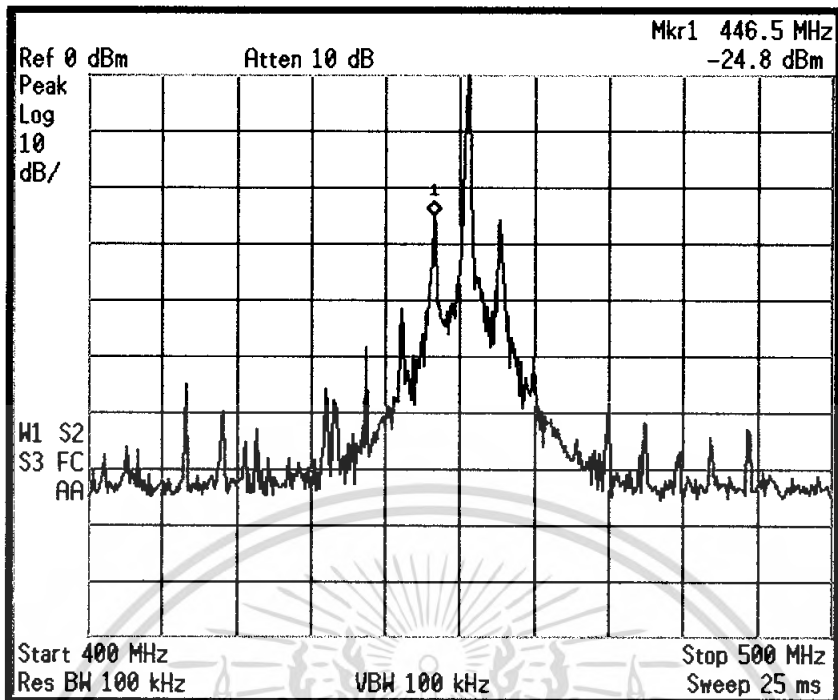


รูปที่ 4.17 แสดงวงจรมายกกำลังส่งที่ความถี่ 450 MHz

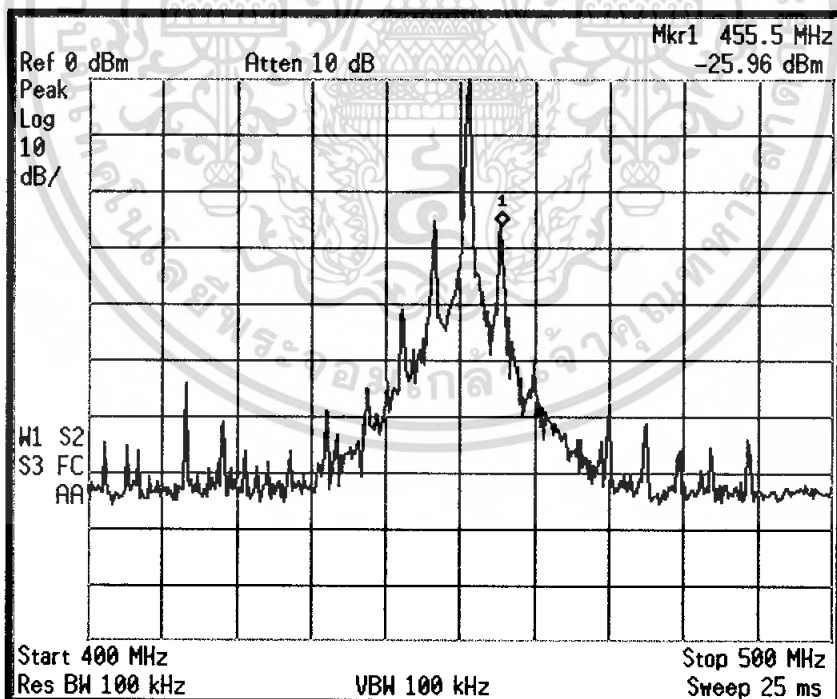


รูปที่ 4.18 แสดงการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรมายกกำลังที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



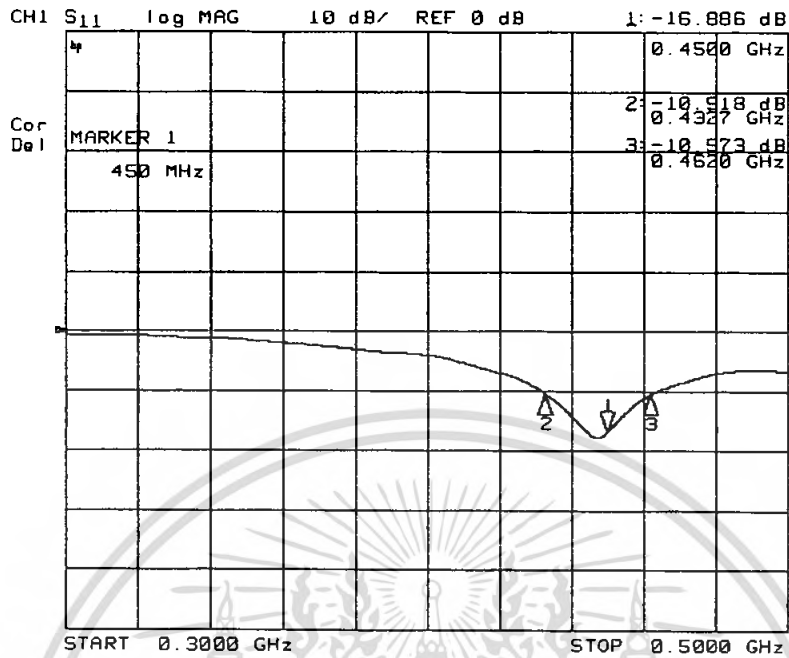
รูปที่ 4.19 แสดงการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรขยายที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c - f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือความถี่สัญญาณภาพจากกล้อง CCD



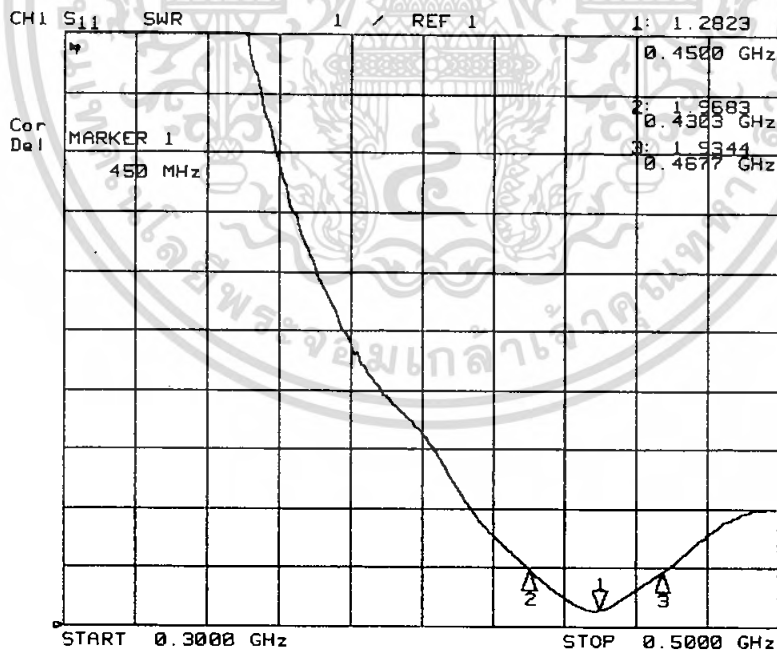
รูปที่ 4.20 แสดงการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรขยายที่เอาต์พุต ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมเมื่อ $f_c + f_m$ ซึ่ง f_c คือสัญญาณคลื่นพาห์ ส่วน f_m คือความถี่สัญญาณภาพจากกล้อง CCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ทำการวัดสายอากาศที่ความถี่ 450 MHz

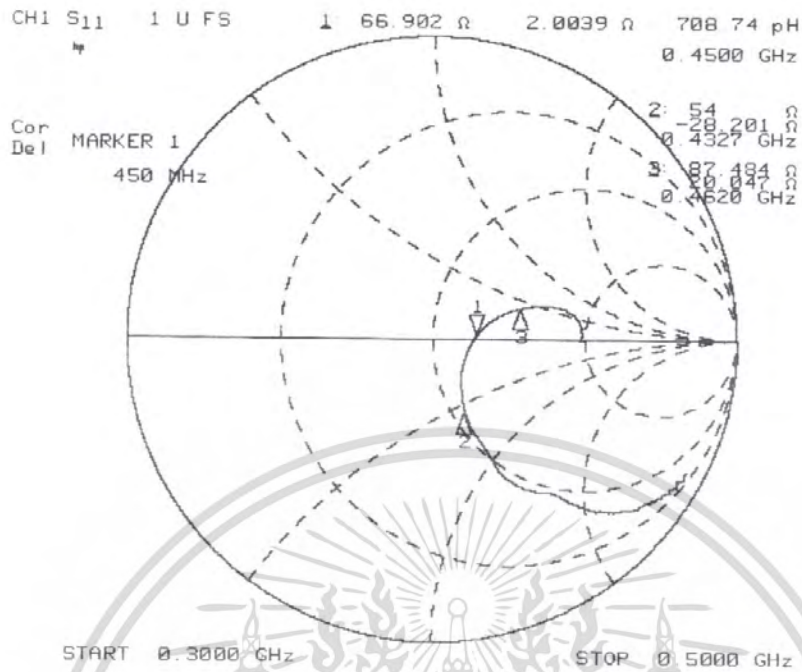


รูปที่ 4.21 แสดงการวัดผลของสายอากาศด้วยเครื่องวัด Network Analyzer



รูปที่ 4.22 แสดงการวัด SWR ของสายอากาศด้วยเครื่องวัด Network Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 แสดงการวัด Impedance ผลของสายอากาศด้วยเครื่องวัด Network Analyzer

จากการทดลองวัดสายอากาศจะได้ผลดังนี้

1. ค่า Return Loss เท่ากับ -16.88 dB
2. ค่า VSWR เท่ากับ 1.28
3. ค่า $P_{ref} = 0.015P_{in}$
4. ค่า Impedance $= 16.9\Omega + j2\Omega$



รูปที่ 4.24 ภาพที่ถ่ายจากกล้องที่ติดอยู่กับเฮลิคอปเตอร์ขณะจอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

สรุปผลการทดลอง

วงจรรอสซิลเลเตอร์ (Oscillator)

วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในการทดลองจะเป็นวงจรแบบโคลด์พิคคัส ซึ่งจะทำการกำเนิดความถี่ 350-800 MHz ซึ่งในที่นี้จะมีความถี่ 450 MHz ที่ต้องการ โดยจะทำการปรับค่า C_6 ให้ได้ความถี่ที่ต้องการ แต่จะมีตัวซีเนออร์เป็นตัวรักษาระดับแรงดันให้กับวงจรรอสซิลเลเตอร์ จึงทำให้วงจรรอสซิลเลเตอร์กำเนิดความถี่ออกมาค่อนข้างไม่ผิดเพี้ยนไปเมื่อทำการเปลี่ยนไฟเลี้ยงวงจร ดังนั้นเราจะได้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ 450 MHz ส่งเข้าไปยังวงจรรขยายแบบแบ่งแรงดัน เพื่อให้สัญญาณมีความแรงเพียงพอที่จะเข้าไปยังวงจรมอดูเลตส์ตามภาพต่อไป

วงจรมอดูเลต (Modulator)

วงจรมอดูเลตที่ทำการทดลองจะเป็นวงจรมอดูเลตแบบ คอมมอลอีมิคเตอร์มอดูเลชั่นซึ่งหลักการทำงานของวงจรก็คือ วงจรจะทำการปรับแรงดันที่ขาอีมิคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ให้เหมาะสมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อได้แรงดันที่เหมาะสมแล้วการเปลี่ยนของแรงดันของสัญญาณภาพจะไปเปลี่ยนแปลงแรงดันของคลื่นพาห้ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาด จึงทำให้เกิดการมอดูเลตทางขนาดที่ขาคอลเลคเตอร์

วงจรรขยายกำลังส่งสัญญาณ (RF Amplifier)

วงจรรขยายสัญญาณที่ได้จัดทำนั้นจะใช้ทรานส์ซิสเตอร์เบอร์ BFG 135 ซึ่งได้ทำการขยายสัญญาณที่ความถี่ 450 MHz ซึ่งทำให้สัญญาณมีความแรงขึ้นจาก -11dBm ไปถึง ประมาณ 5 dBm ซึ่งทำให้ได้สัญญาณที่มีความแรงพอที่จะทำให้อุปกรณ์รับสามารถรับได้

สายอากาศ

สายอากาศจะได้ความถี่ 450MHz ซึ่งสายอากาศที่จัดทำขึ้นจะใช้ลวดเบอร์ 18 ตัดให้ได้ความยาว 16.66 เซนติเมตร จากนั้นนำไปวัดกับเครื่อง Network Analyzer จะ ได้ค่าที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่ค่อนข้างจะนำไปใช้ได้

วิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองนั้นค่าที่ผิดพลาดเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากสายวัดสัญญาณที่มีคุณภาพค่อนข้างต่ำ ทำให้การเกิดความผิดพลาดขึ้น การผลิตตัวอินดักเตอร์เพื่อใช้ในวงจรค่อนข้างที่จะทำยากเพราะต้องดูด้วยว่าเมื่อใส่ลงในวงจรแล้วความถี่ที่ออกมาจะได้เท่าที่กับคำนวณเอาไว้หรือไม่ อีกอย่างก็คือความถี่ที่ออกมาจะสามารถกรองออกได้หรือไม่ ซึ่งจะต้องพิจารณาส่วนนี้ไปพร้อม ๆ กัน และค่าคาปาซิเตอร์ที่ทำการปรับค่าได้ค่าค่อนข้างที่จะ ไม่ละเอียดจึงทำให้ปรับยาก ส่วนวงจรมอดูเลตนั้นปัญหาอยู่ที่การมอดูเลตซึ่งความแรงของสัญญาณภาพจะมีความแรงน้อย เมื่อทำการบินเพื่อทดสอบผลปรากฏว่าเครื่องเฮลิคอปเตอร์มีการสั่นจนทำให้การมองเห็นภาพลำบากแต่เมื่อเฮลิคอปเตอร์บินขึ้นสูงจะทำให้เห็นภาพชัดขึ้นและในส่วนของวงจรรขยายกำลังส่งนั้น จะใช้อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์เป็นตัวปรับให้แมตชิ่งกันระหว่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตกับเอาต์พุต จึงทำให้การปรับอินคเตอร์และคาปาซิเตอร์ทำได้ยากเนื่องจากการพันขลวดจากการคำนวณของค่าอินคเตอร์นั้น เมื่อพันขลวดแล้วค่าที่ได้จะไม่เป็นไปตามที่คำนวณมากนัก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. มิตรชัย จงเขียวชำนาญ และ กันต์พงษ์ ศรีสถิตย์ “โครงข่ายสายส่งและการประยุกต์ใช้งาน” : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร,2549
2. ศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ “วิศวกรรมสื่อสาร” : อักษรสยามการพิมพ์พิมพ์ครั้งที่ 4,หน้า 135-182,2546
3. คร. สิริรัช โภโคยอุดม “วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์” : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร,หน้า 16-1-16-9,2549
4. สักรียา ชิตวงศ์ “วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์” : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง,หน้า 750-761,2544
4. เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ :ฉบับที่ 302 พฤษภาคม 2550
5. เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ :ฉบับที่ 303 มิถุนายน 2550
6. เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ :ฉบับที่ 304 กรกฎาคม 2550,
7. เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ :ฉบับที่ 305 สิงหาคม 2550,
8. เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ :ฉบับที่ 306 กันยายน 2550,
9. เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ :ฉบับที่ 307 ตุลาคม 2550

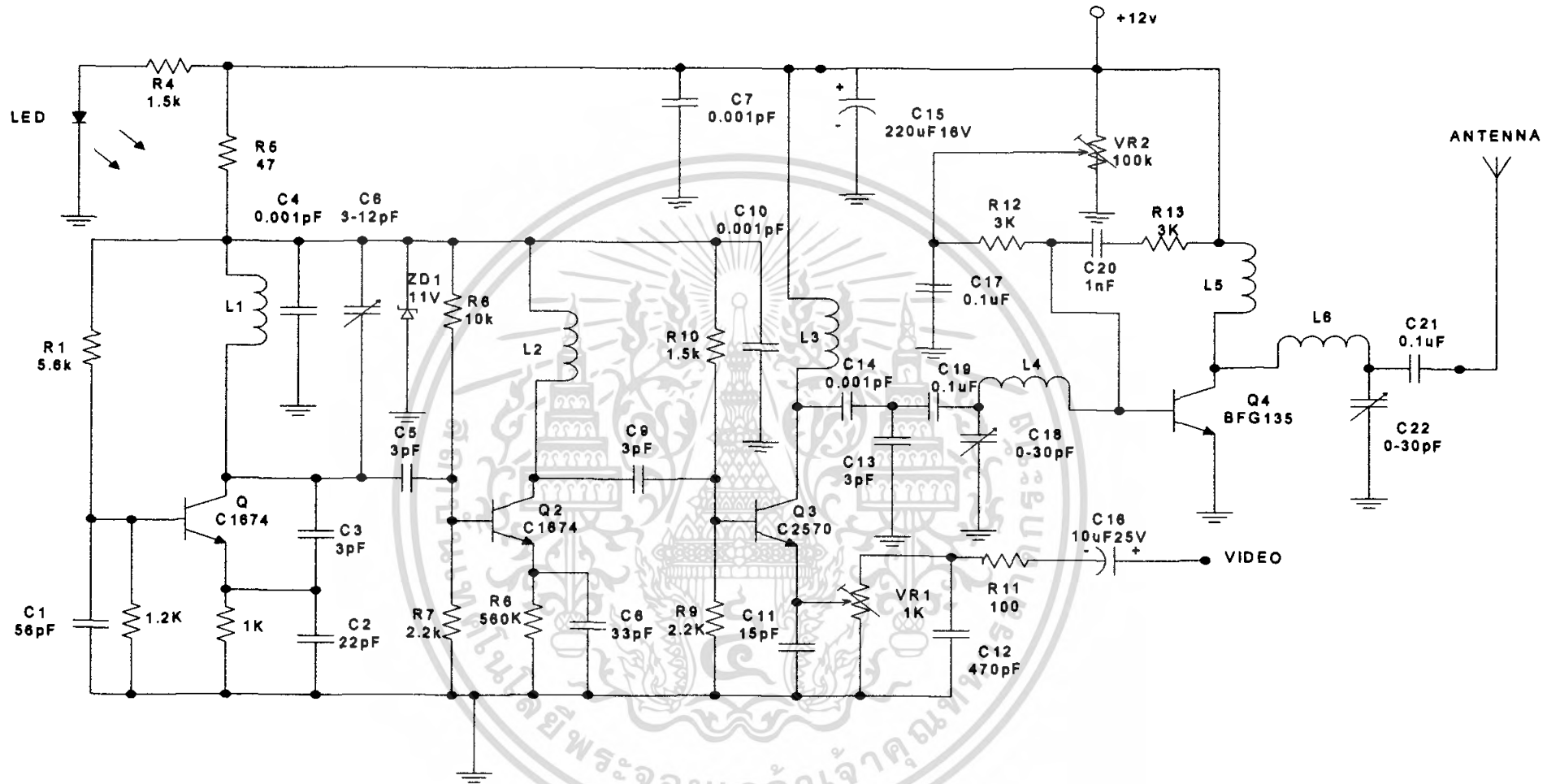


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



www.5577.com

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135

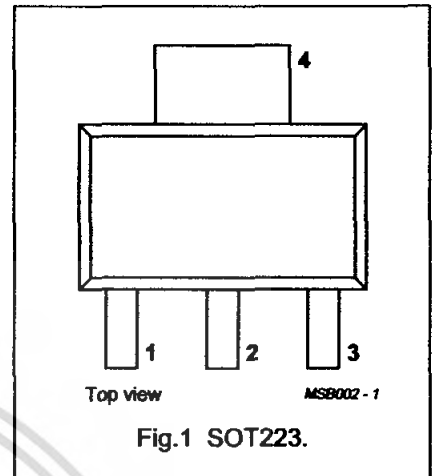
DESCRIPTION

NPN silicon planar epitaxial transistor in a plastic SOT223 envelope, intended for wideband amplifier applications. The small emitter structures, with integrated emitter-ballasting resistors, ensure high output voltage capabilities at a low distortion level.

The distribution of the active areas across the surface of the device gives an excellent temperature profile.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	emitter
4	collector



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	–	25	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	–	15	V
I_C	DC collector current		–	–	150	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_s = 145\text{ °C}$ (note 1)	–	–	1	W
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 100\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $T_j = 25\text{ °C}$	80	130	–	
f_T	transition frequency	$I_C = 100\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $f = 1\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	7	–	GHz
G_{UM}	maximum unilateral power gain	$I_C = 100\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $f = 500\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	16	–	dB
		$I_C = 100\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $f = 800\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	12	–	dB
V_o	output voltage	$d_{im} = -60\text{ dB}$; $I_C = 100\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $R_L = 75\text{ }\Omega$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$; $f_{(p+q-r)} = 793.25\text{ MHz}$	–	850	–	mV

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	25	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	15	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	2	V
I_C	DC collector current		–	150	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_s = 145\text{ °C}$ (note 1)	–	1	W
T_{stg}	storage temperature		–65	150	°C
T_j	junction temperature		–	175	°C

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the collector tab.

1995 Sep 13 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	THERMAL RESISTANCE
$R_{th\ j-s}$	thermal resistance from junction to soldering point	up to $T_s = 145\text{ °C}$ (note 1)	30 K/W

Note

- T_s is the temperature at the soldering point of the collector tab.

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 10\text{ V}$	–	–	1	μA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	80	130	–	
C_c	collector capacitance	$I_E = I_B = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	2	–	pF
C_e	emitter capacitance	$I_C = I_C = 0; V_{EB} = 0.5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	7	–	pF
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	1.2	–	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 1\text{ GHz}; T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	7	–	GHz
GUM	maximum unilateral power gain	$I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 500\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	16	–	dB
		$I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 800\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	12	–	dB
V_o	output voltage	note 1	–	900	–	mV
		note 2	–	850	–	mV
d_2	second order intermodulation distortion	$I_C = 90\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; V_O = 50\text{ dBmV}; T_{amb} = 25\text{ °C}; f_{(p+q)} = 450\text{ MHz}; f_p = 50\text{ MHz}; f_q = 400\text{ MHz}$	–	–58	–	dB
		$I_C = 90\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; V_O = 50\text{ dBmV}; T_{amb} = 25\text{ °C}; f_{(p+q)} = 810\text{ MHz}; f_p = 250\text{ MHz}; f_q = 560\text{ MHz}$	–	–53	–	dB

Notes

- $d_{im} = -60\text{ dB}$ (DIN 45004B); $I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; R_L = 75\ \Omega; T_{amb} = 25\text{ °C}; V_p = V_o$ at $d_{im} = -60\text{ dB}; f_p = 445.25\text{ MHz}; V_q = V_o - 6\text{ dB}; f_q = 453.25\text{ MHz}; V_r = V_o - 6\text{ dB}; f_r = 455.25\text{ MHz};$ measured at $f_{(p+q-r)} = 443.25\text{ MHz}$.
- $d_{im} = -60\text{ dB}$ (DIN 45004B); $I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; R_L = 75\ \Omega; T_{amb} = 25\text{ °C}; V_p = V_o$ at $d_{im} = -60\text{ dB}; f_p = 795.25\text{ MHz}; V_q = V_o - 6\text{ dB}; f_q = 803.25\text{ MHz}; V_r = V_o - 6\text{ dB}; f_r = 805.25\text{ MHz};$ measured at $f_{(p+q-r)} = 793.25\text{ MHz}$.

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135

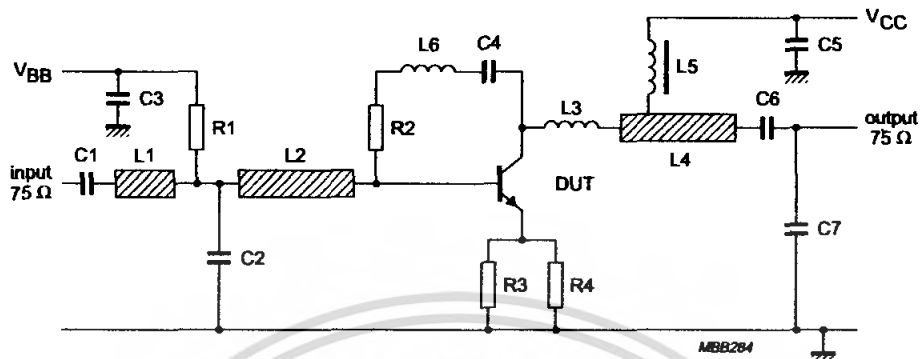


Fig.2 Intermodulation distortion and second order intermodulation distortion test circuit.

List of components (see test circuit)

DESIGNATION	DESCRIPTION	VALUE	UNIT	DIMENSIONS	CATALOGUE NO.
C1, C3, C5, C6	multilayer ceramic capacitor	10	nF		2222 590 08627
C2, C7	multilayer ceramic capacitor	1	pF		2222 851 12108
C4 (note 1)	miniature ceramic plate capacitor	10	nF		2222 629 08103
L1	microstripline	75	Ω	length 7 mm; width 2.5 mm	
L2	microstripline	75	Ω	length 22mm; width 2.5 mm	
L3 (note 1)	1.5 turns 0.4 mm copper wire			int. dia. 3 mm; winding pitch 1 mm	
L4	microstripline	75	Ω	length 19 mm; width 2.5 mm	
L5	Ferroxcube choke	5	μ H		3122 108 20153
L6 (note 1)	0.4 mm copper wire	\approx 25	nH	length 30 mm	
R1	metal film resistor	10	k Ω		2322 180 73103
R2 (note 1)	metal film resistor	200	Ω		2322 180 73201
R3, R4	metal film resistor	27	Ω		2322 180 73279

Note

- Components C4, L3, L6 and R2 are mounted on the underside of the PCB.
The circuit is constructed on a double copper-clad printed circuit board with PTFE dielectric ($\epsilon_r = 2.2$); thickness $\frac{1}{16}$ inch; thickness of copper sheet $\frac{1}{32}$ inch.

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135

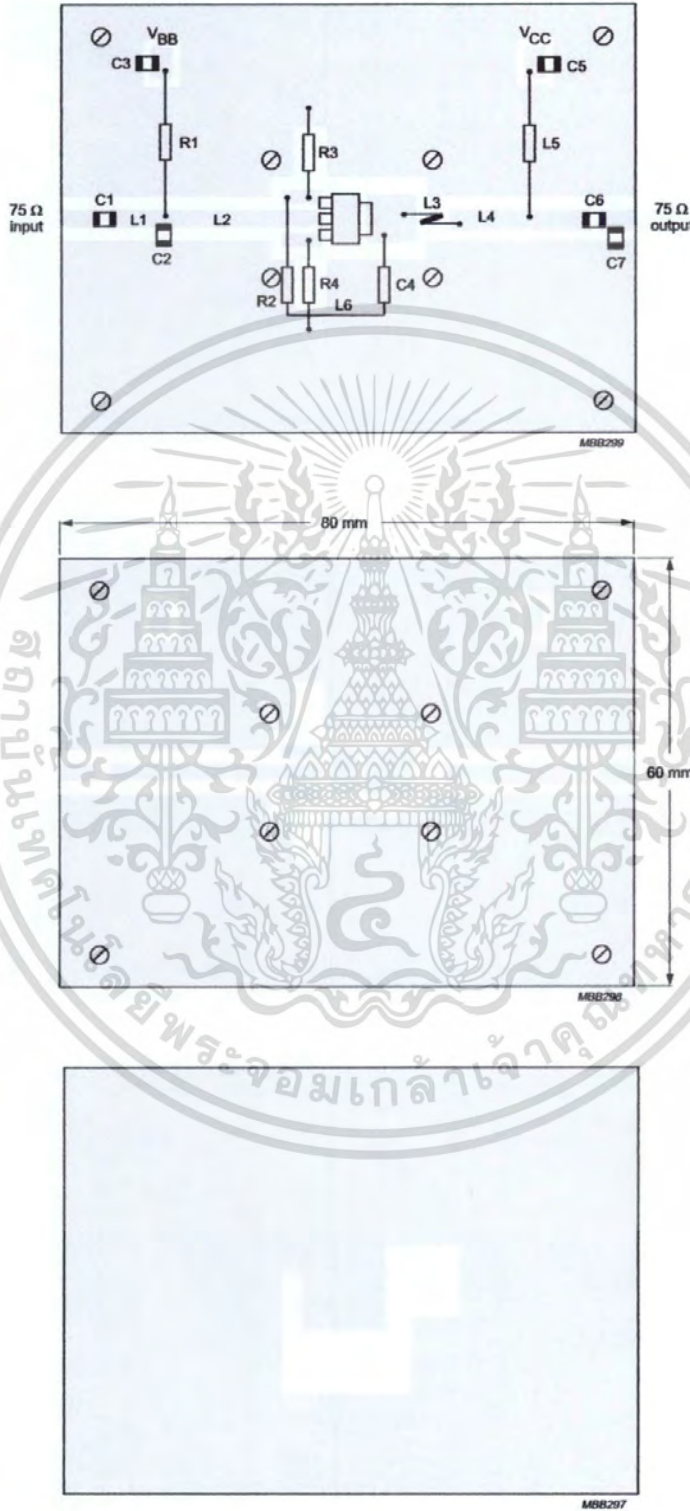
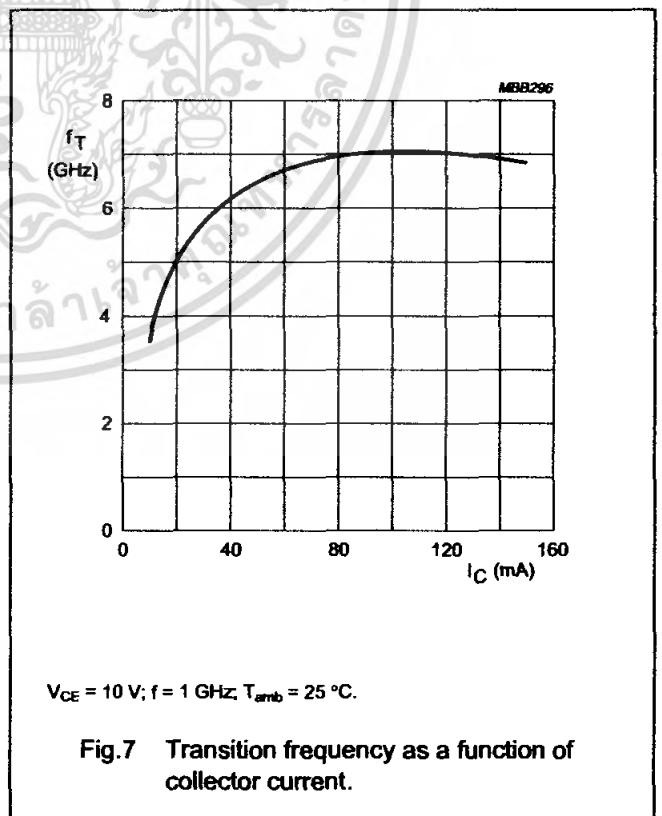
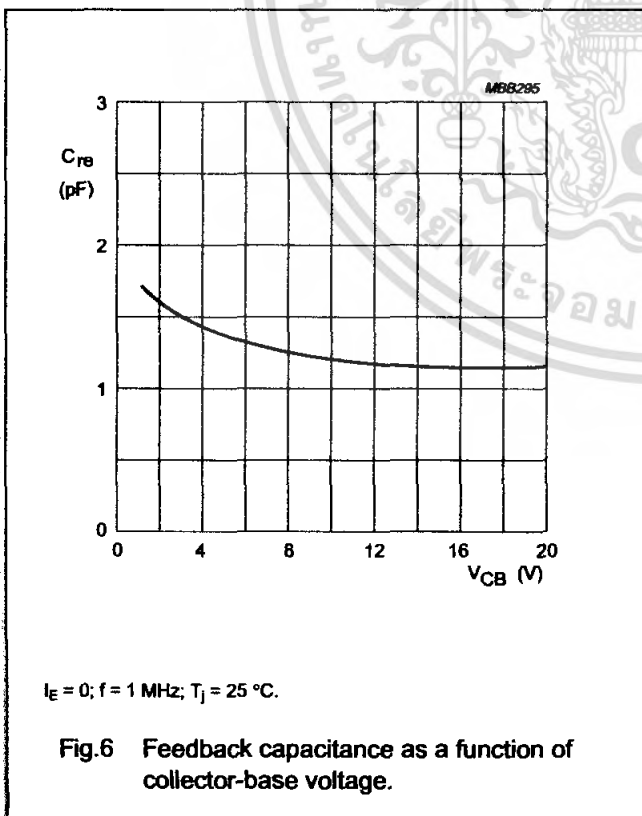
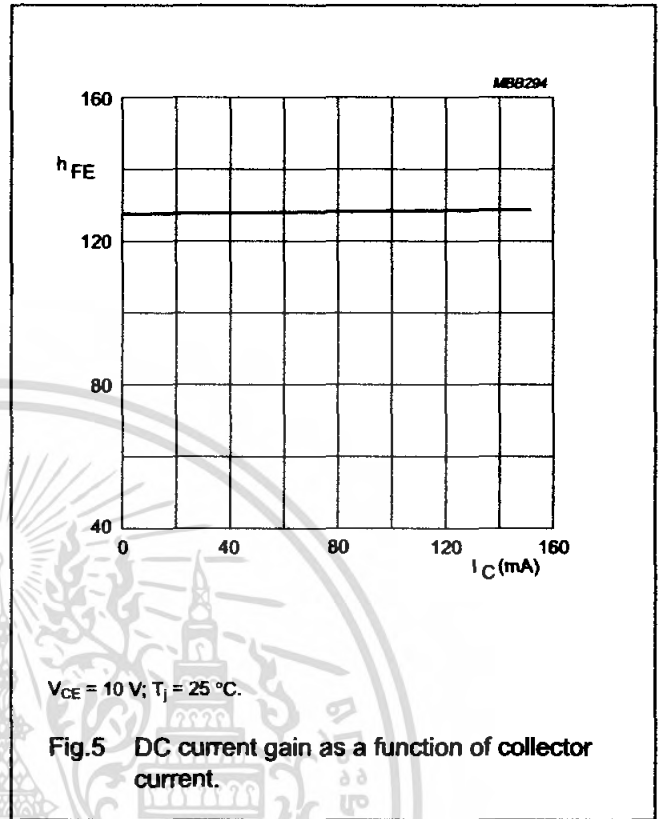
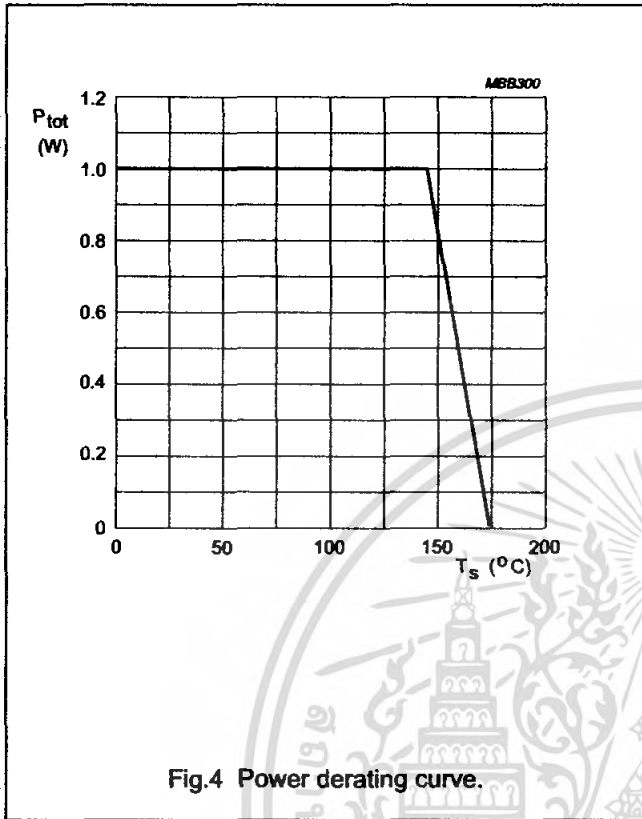


Fig.3 Intermodulation distortion test printed-circuit board.

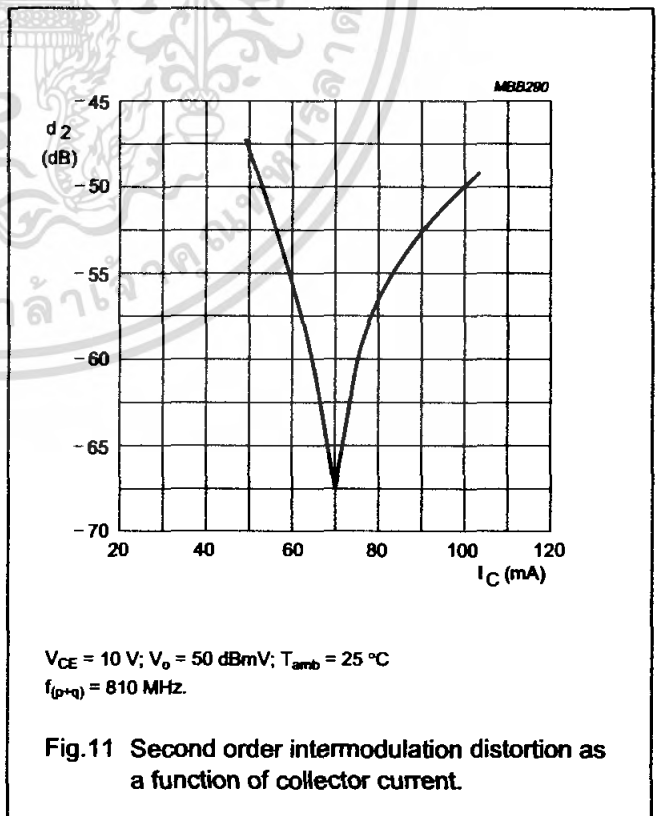
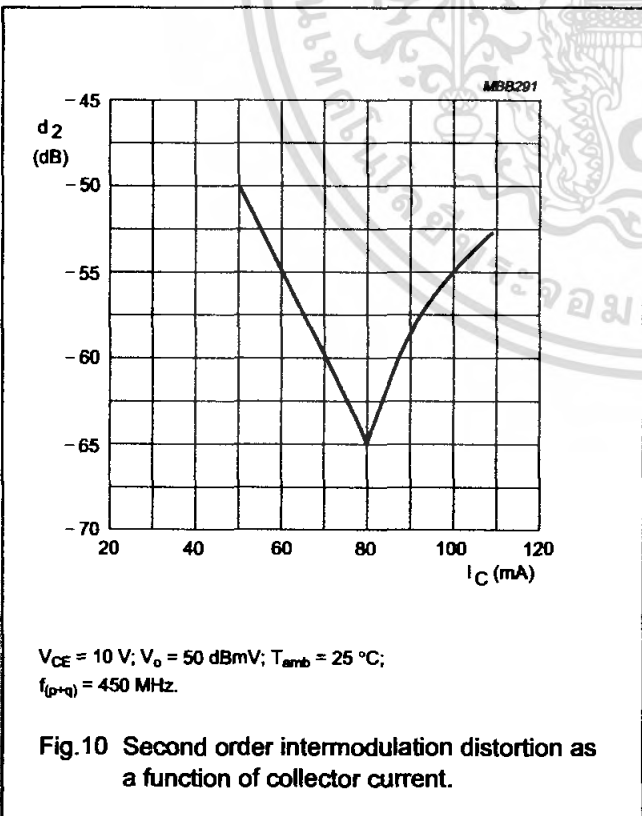
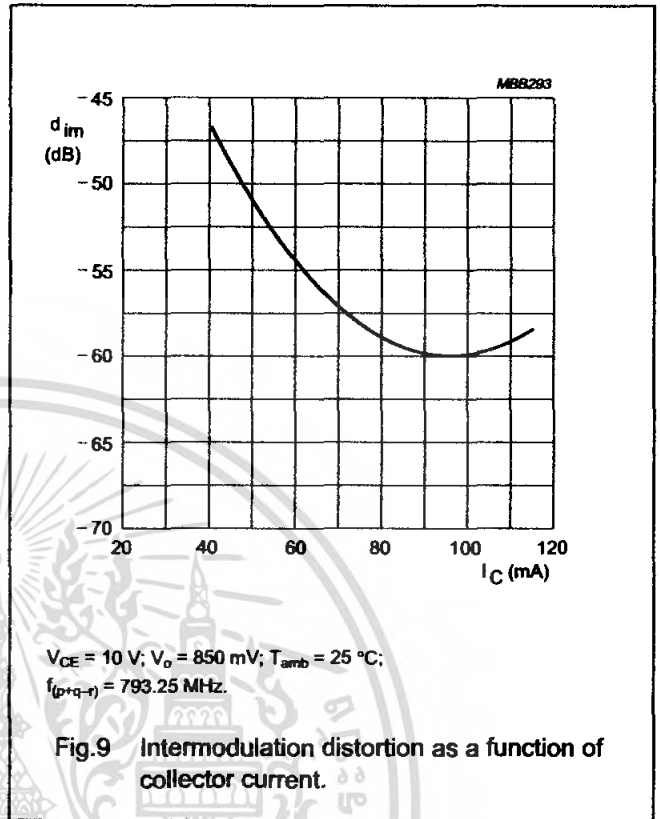
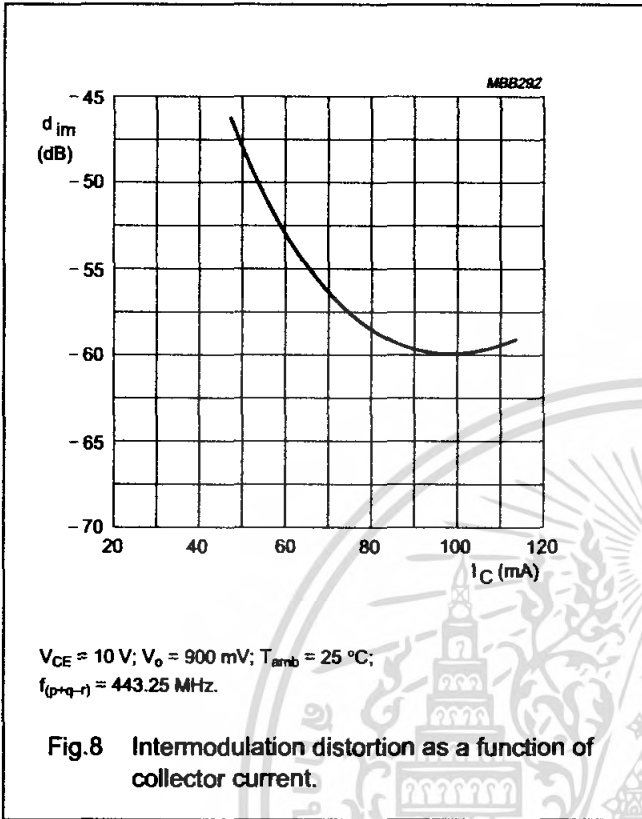
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



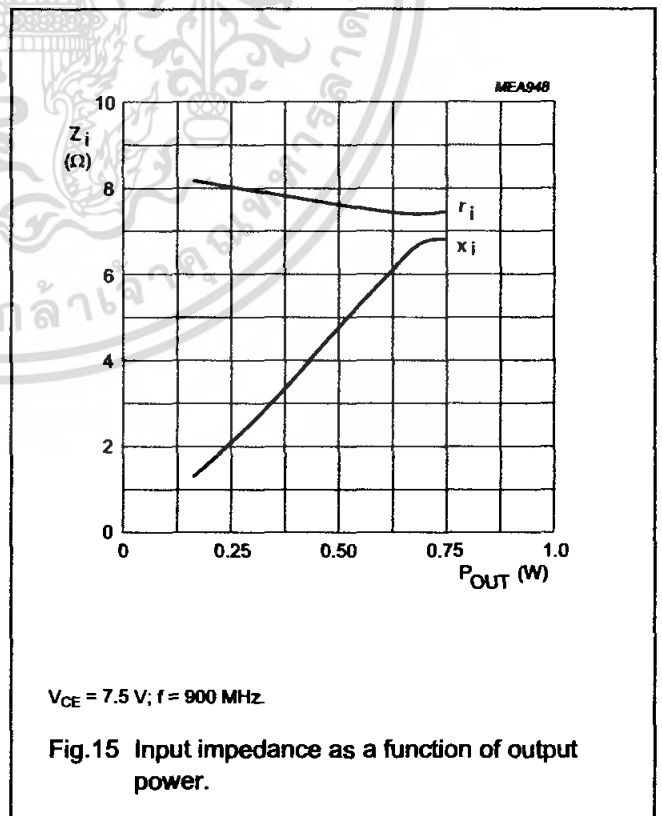
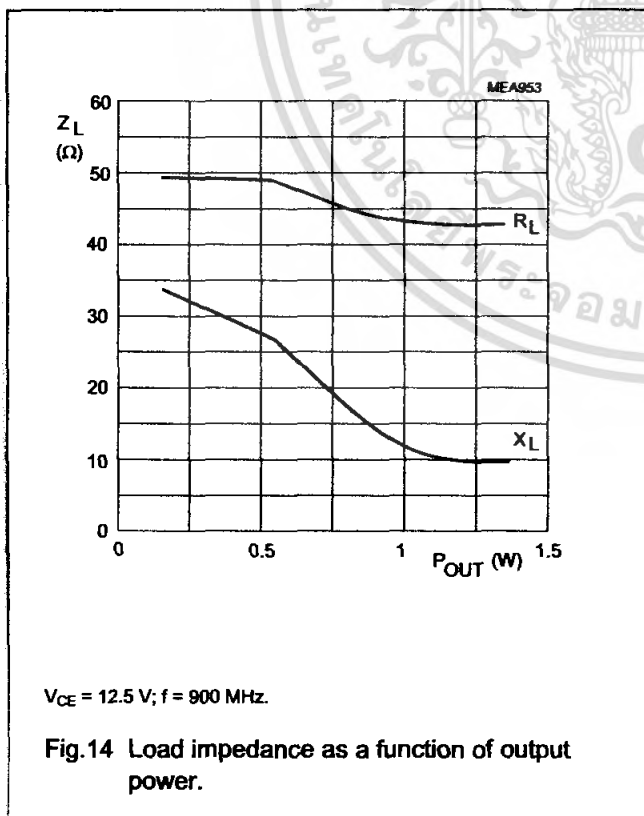
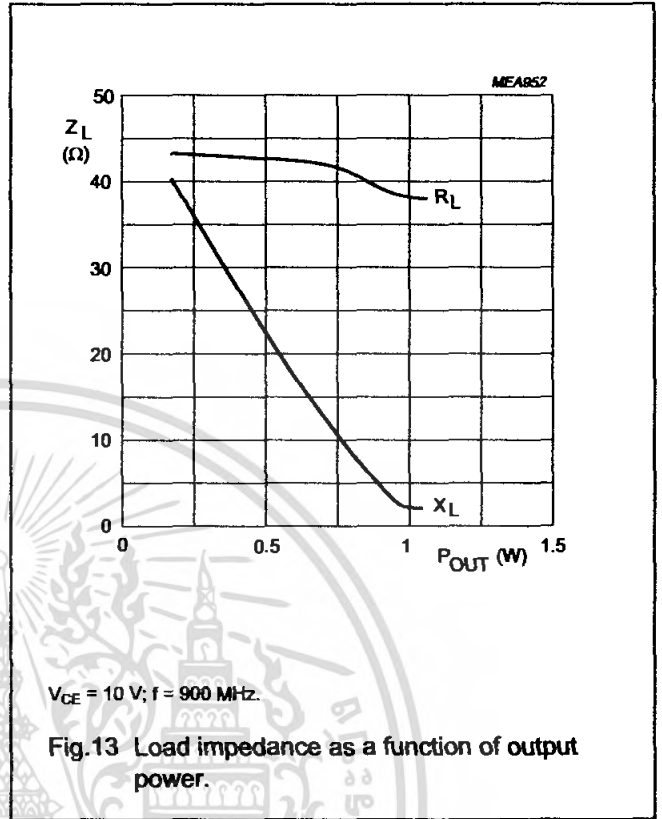
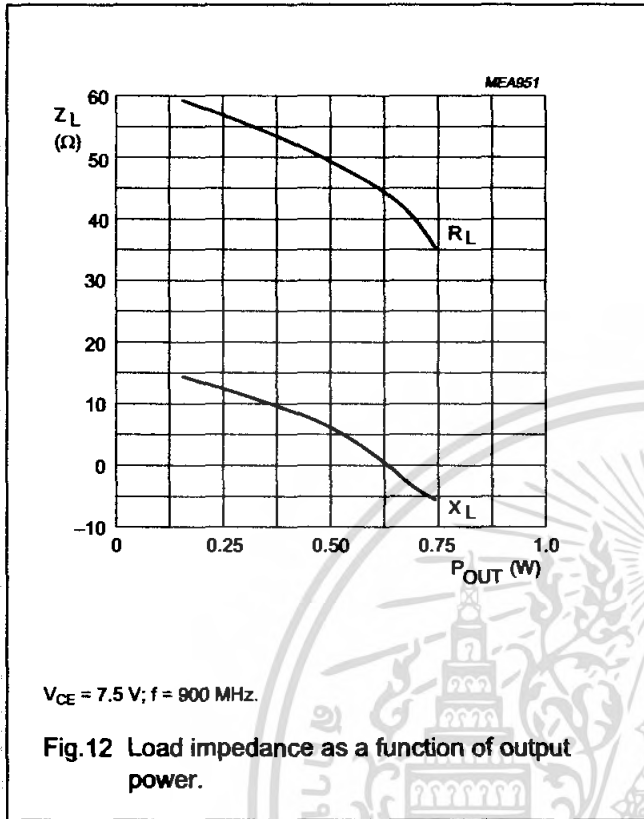
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



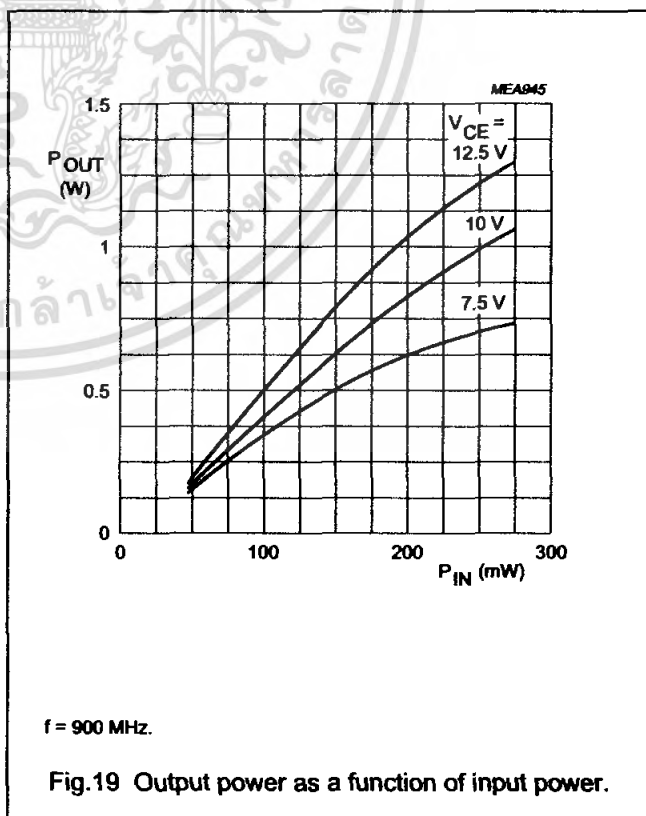
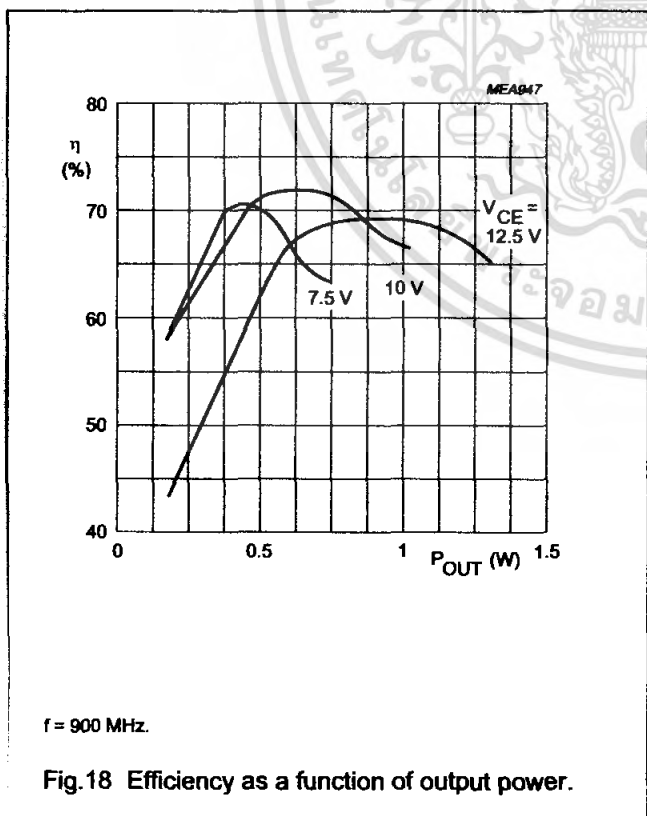
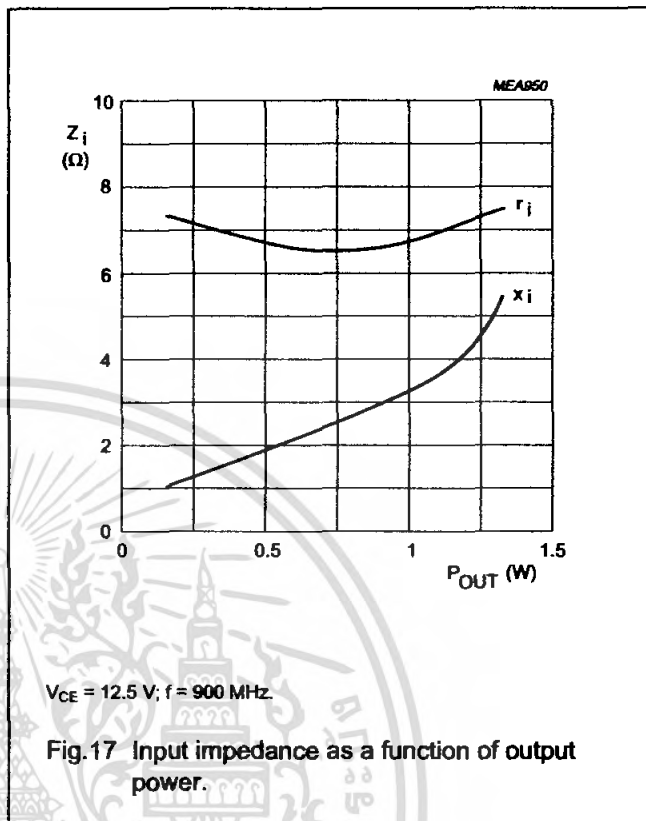
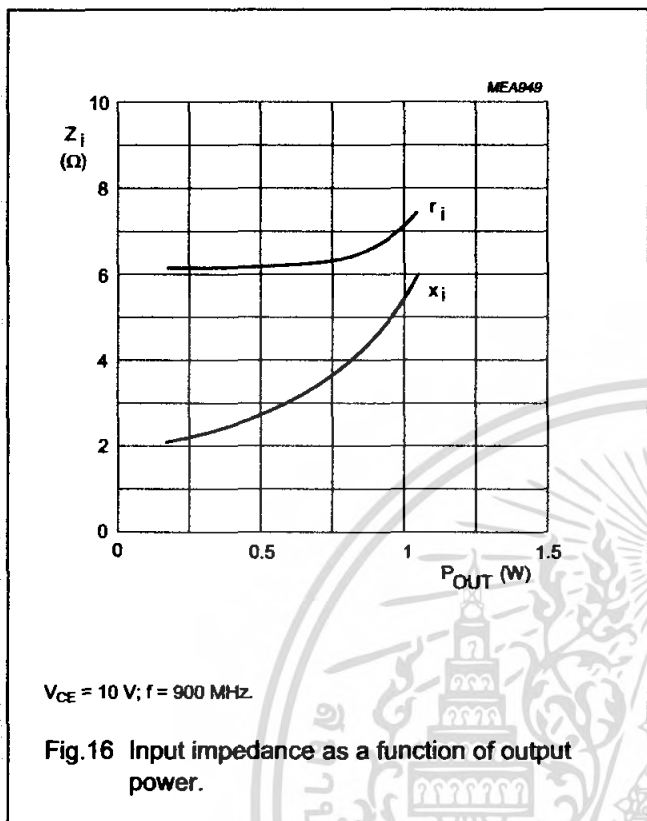
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



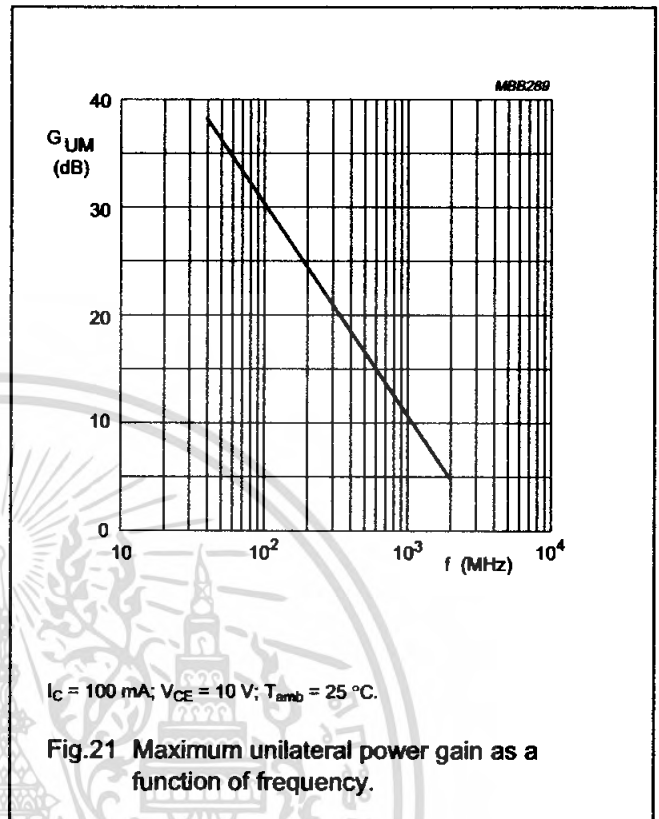
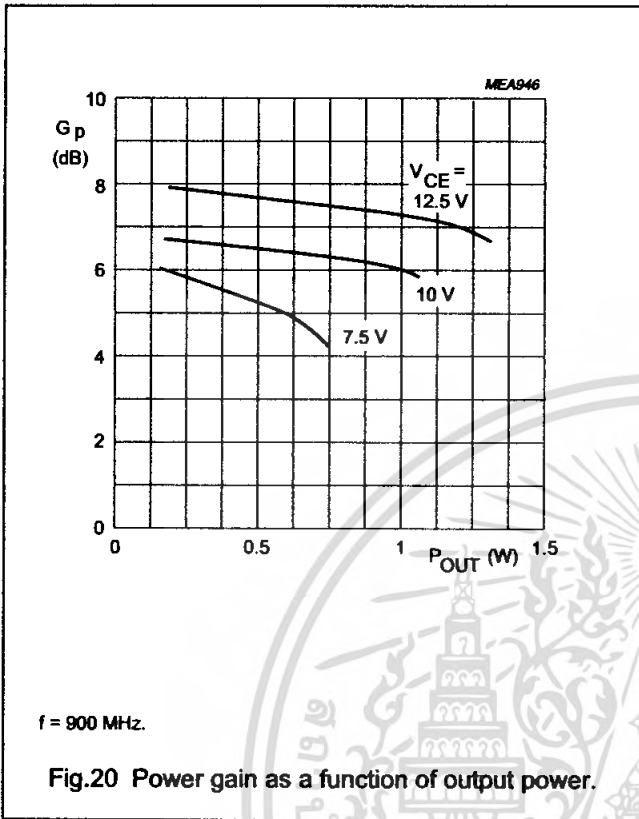
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



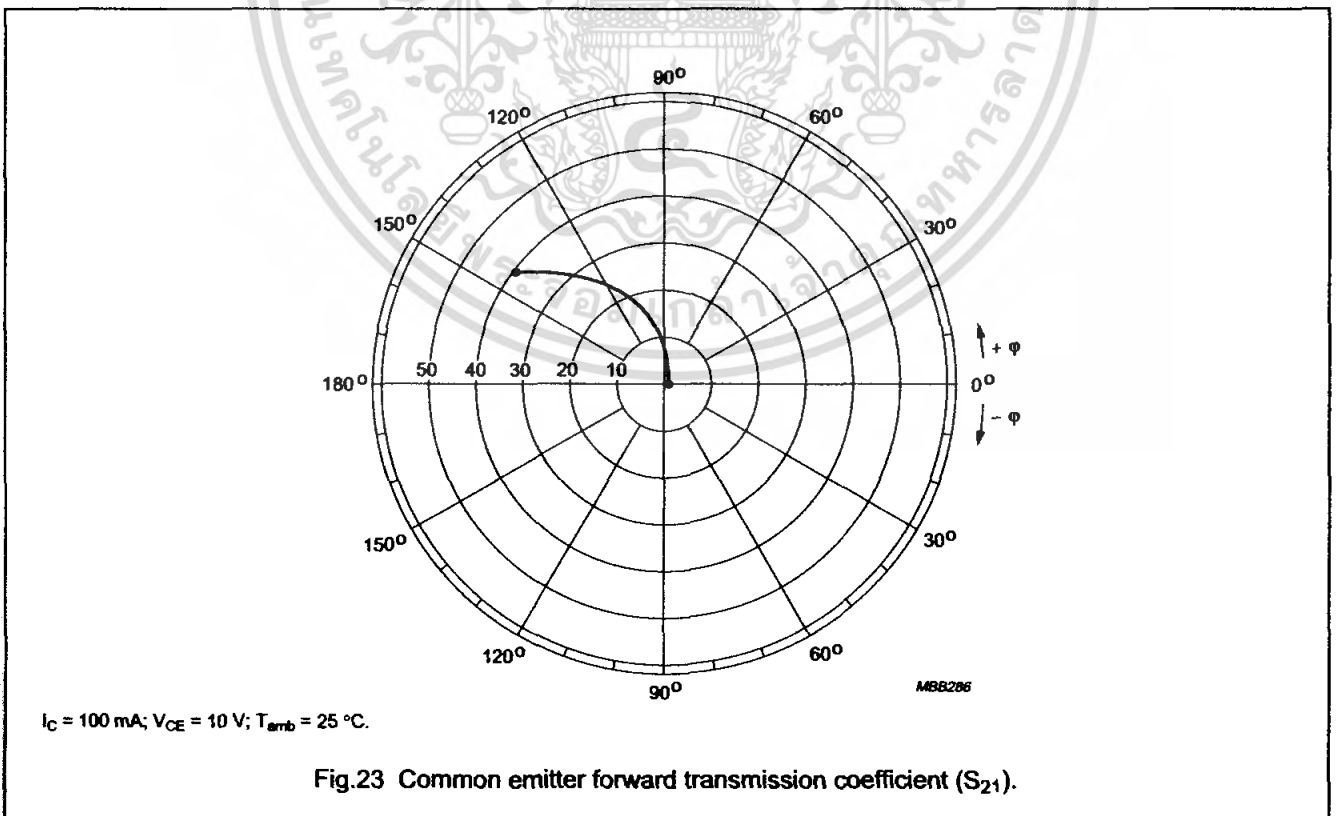
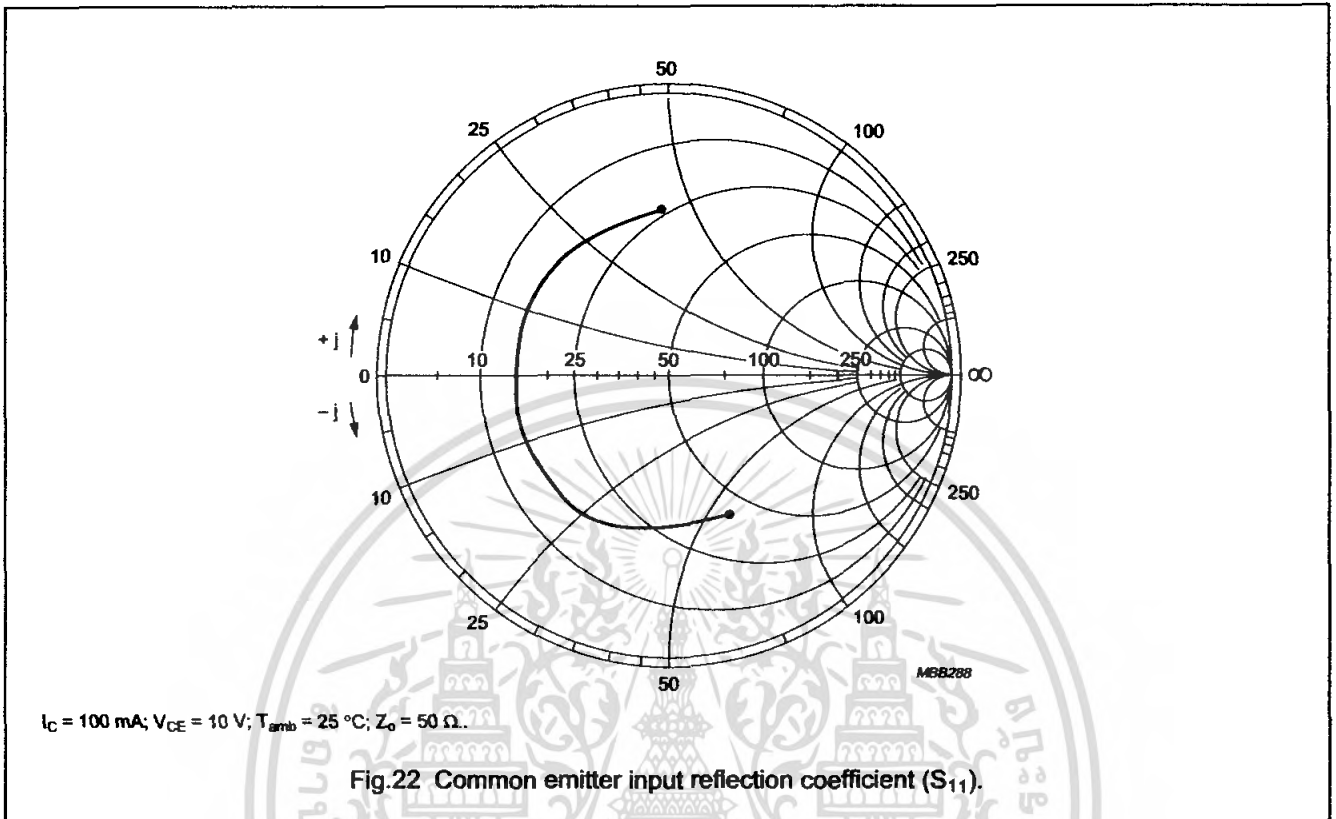
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



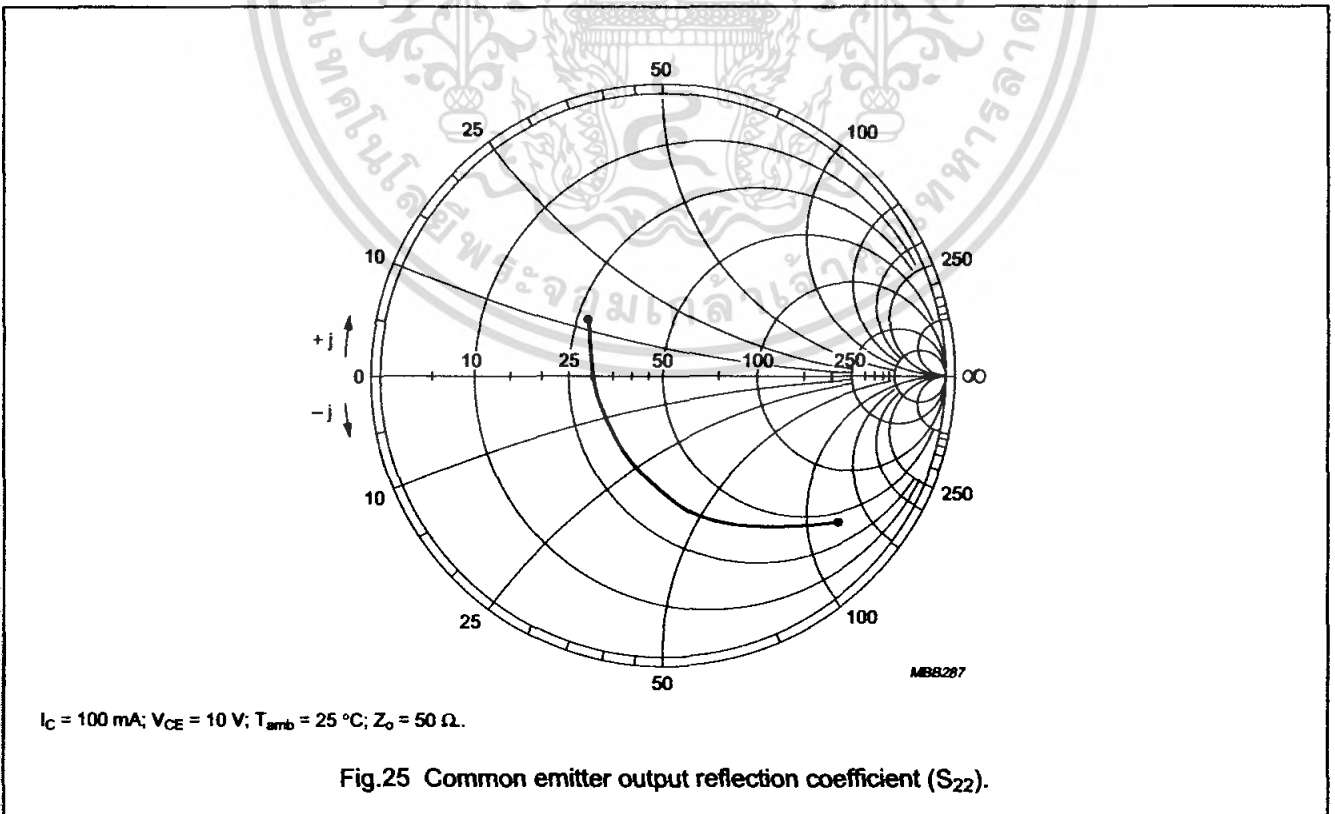
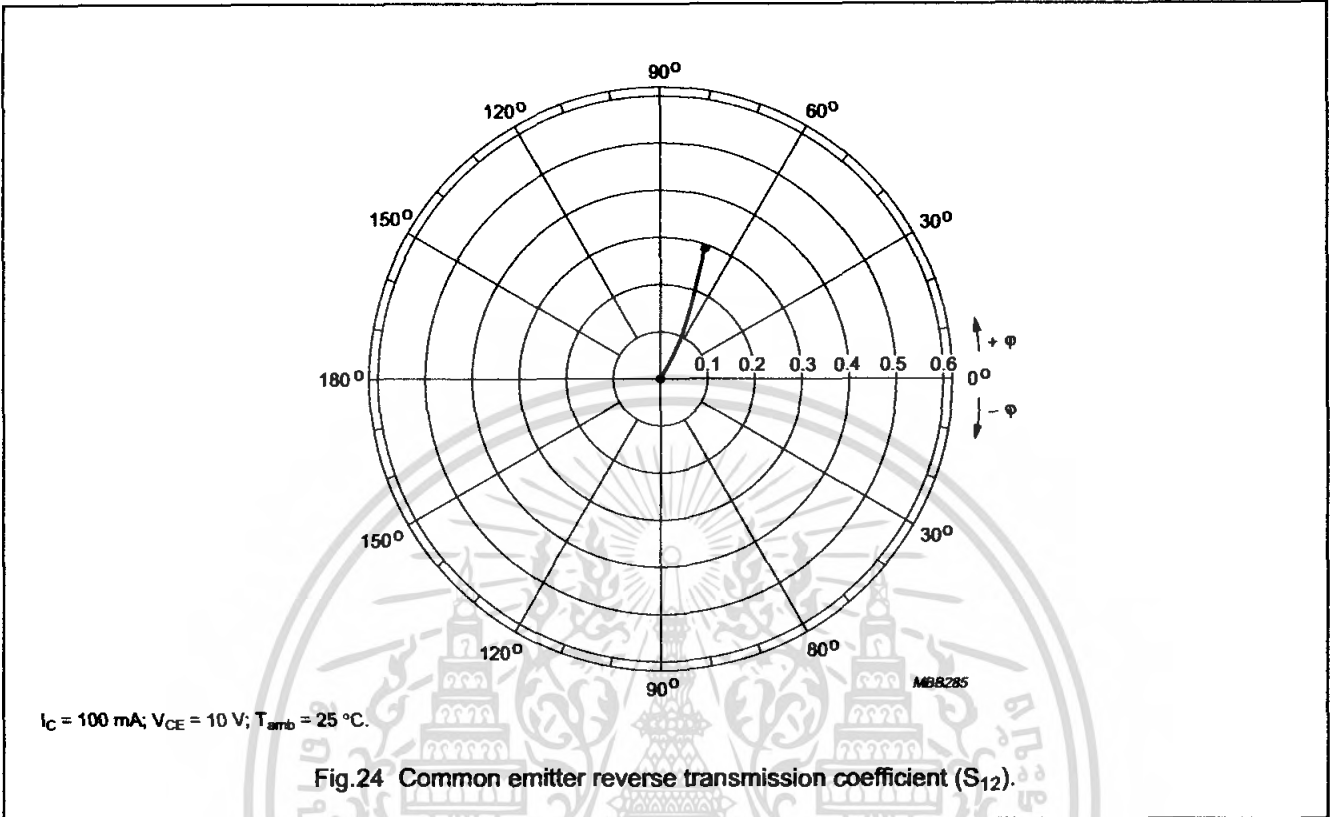
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



Transistors

Bi-Polar Types (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV_{CBO}	Collector To Emitter Volts BV_{CEO}	Base to Emitter Volts BV_{EBO}	Max. Collector Current I_C Amperes	Max. Device Diss. P_D Watts	Freq. in MHz f_t	Current Gain h_{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG10	NPN-Si, Low Noise, UHF/VHF Amp (GpE 10 dB Typ)	25	12	3	70 mA	.600	5 GHz	40 min	TO-92	T16
ECG11	NPN-Si, Hi Gain, Hi Current, Gen Purp (Compl to ECG12)	40	20	7	5	.75	150	200 min	TO-92	T16
ECG12	PNP-Si, Hi Gain, Hi Current, Gen Purp (Compl to ECG11)	27	18	7	5	.75	120	180 min	TO-92	T16
ECG13	NPN-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp	25	20	12	.5	.6	200	400 min	M-71	T20-3
ECG14	PNP-Si, Gen Purp, AF Amp, Driver	80	80	5	.7	.75	100	120 min	M-68	T20-2
ECG15	NPN-Si, VHF Amp, Mixer, Osc, UHF Osc	30	18	4	50 mA	.300	600 min	40 min	M-68	T20-2
ECG16	NPN-Si, Gen Purp Small Signal Amp, Low Noise (Compl to ECG17)	50	40	5	.100	.300	180	300	M-71	T20-3
ECG17	PNP-Si, Gen Purp Small Signal Amp, Low Noise (Compl to ECG16)	50	40	5	.100	.300	140	300	M-71	T20-3
ECG18	NPN-Si, AF Driver, Gen Purp Amp (Compl to ECG19)	80	80	5	.700 1 peak	1	120	120 min	M-71	T20-3
ECG19	PNP-Si, AF Driver, Gen Purp Amp (Compl to ECG18)	80	80	5	.700 1 peak	1	100	120 min	M-71	T20-3
ECG20	NPN-Si, AF PO, Dr, Series Pass (Compl to ECG21)	40	32	5	2 2.5 peak	1	100	120 min	M-71	T20-3
ECG21	PNP-Si, AF PO, Dr, Series Pass (Compl to ECG20)	40	32	5	2 3 peak	1	100	120 min	M-71	T20-3
ECG22	NPN-Si, AF PO, Dr, Gen Purp Amp	100	80	5	1 2 peak	1	100	120 min	M-71	T20-3
ECG23	NPN-Si, Low Noise UHF/VHF Amp, Antenna Amp, H.F. IF Amp (GpE 15 dB Typ)	30	14	3	50 mA	.250	2 GHz	80 typ	TO-92	T16
ECG24	NPN-Si, Gen Purp Amp, Sw (Compl to ECG25)	100	80	5	.25	.1	50	80 min	TO-237	T17
ECG25	PNP-Si, Gen Purp Amp, Sw (Compl to ECG24)	100	80	5	1.25	1	50	80 min	TO-237	T17
ECG26	NPN-Si, Audio Amp, Lo Noise	120	120	5	50 mA	.3 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	100	300 min	SP-92	T13-1
ECG27	PNP-Ge, Hi Current Gen Purp Amp	60	45	30	60	170	2 (kHz)	120 typ	TO-3	T28A
ECG28	PNP-Ge, Hi Current Gen Purp Amp	60	45	30	60	170	2 (kHz)	120 typ	TO-68	T29A
ECG29	NPN-Si, Hi Pwr Amp, Sw, $t_f = .3 \mu\text{sec typ}$ (Compl to ECG30)	80	80	5	50	300	2 min	20 min	TO-3	T28A
ECG30	PNP-Si, Hi Pwr Amp, Sw, $t_f = .3 \mu\text{sec typ}$ (Compl to ECG29)	80	80	5	50	300	2 min	20 min	TO-3	T28A
ECG31	NPN-Si, AF Driver Output (Compl to ECG32)	160	160	6	1	.9 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	20 min	100 min	TO-92M	T18
ECG32	PNP-Si, AF Driver Output (Compl to ECG31)	160	160	6	1	.9 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	15 min	100 min	TO-92M	T18

Notes: * MP - Matched pair

Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain

* When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

Package Outlines - See Page 1-91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_c = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts V_{CB0}	Collector To Emitter Volts V_{CE0}	Base to Emitter Volts V_{EB0}	Max. Collector Current I_c Amps	Max. Device Diss. P_D Watts	Freq. In MHz f_t	Current Gain Type	Package	
									Case	Fig. No.
ECG90	NPN-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG91)	120	120	5	50 mA	.75 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	350	400 min	TO-92M	T18
ECG91	PNP-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG90)	120	120	5	50 mA	.75 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	150	400 min	TO-92M	T18
ECG92	NPN-Si, Audio Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG93)	200	200	6	15	150	20	120 typ	TB-35	T44-1
ECG93	PNP-Si, Audio Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG92)									
ECG93MCP	Matched Compl Pair-Contains one each ECG92 (NPN) and ECG93 (PNP)	200	200	6	15	150	20	120 typ	TB-35	T44-1
ECG94	NPN-Si, Gen Purp Pwr DC Regulator	300	200	5	5	100	2.5 min	30 min	TO-3	T28
ECG95	NPN-Si, Low Pwr Amp, Sw Isolated Stud	250	250	6	3	70	40	90 min	TO-59 (Isolated)	T31
ECG96	NPN-Si, Medium Pwr Amp, Sw, Isolated Stud	100	100	6	7	60	30 min	60 min	TO-59 (Isolated)	T31
ECG97	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, $t_f = 3 \mu\text{sec}$	500	400	8	10	150	—	40 min	TO-3	T28
ECG98	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, $t_f = 6 \mu\text{sec}$	700	500	8	20	175	—	40 min	TO-3	T28
ECG99	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, $t_f = 1 \mu\text{sec}$	600	400	8	50	250	—	25 min	TO-3	T28
ECG100	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	25	20 (CER)	20	.3	.150 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	5 #	40 typ at 455 kHz	TO-5	T5
ECG101	NPN-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	25	20 (CER)	20	.3	.150 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	5 #	40 typ at	TO-5	T5
ECG102	PNP-Ge, AF Driver, Preamp Pwr Output (Compl to ECG103)	30	16 (CER)	20	.3	.150 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	2	90 typ	TO-5	T5
ECG102A	PNP-Ge, AF Driver, Preamp Pwr Output (Compl to ECG103A)	32	32 (CES)	12	5	.900 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	2.3	120 typ	TO-1	T1
ECG103	NPN-Ge, AF Driver, Preamp Pwr Output (Compl to ECG102)	30	16 (CER)	20	.250	.150 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	2 #	90 typ at	TO-5	T5
ECG103A	NPN-Ge, AF Driver, Preamp Pwr Output (Compl to ECG102A)	32	32 (CES)	10	5	.340 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	2.5	105 typ	TO-1	T1
ECG104	PNP-Ge, AF Pwr Output	50	35 (CER)	20	7	90	10 kHz #	90 typ	TO-3	T28
ECG105	PNP-Ge, AF Pwr Output	50	35 (CER)	20	15	100	10 kHz #	90 typ	TO-36	T29
ECG106	PNP-Si, RF/IF Amp, Osc, Mix	35	15	1	75 mA	.250 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	500	20 min	TO-18	T2
ECG107	NPN-Si, UHF/VHF Amp, Osc, Mix, IF Amp	30	15	5	50 mA	.250 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	800 min	70 typ	TO-92	T16
ECG108	NPN-Si, RF/IF/Video Amp, Osc Mix, VHF/UHF	30	15	2	50 mA	.600 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	800 min	20 min	TO-92	T16
ECG121 ECG121MP*	PNP-Ge, AF Pwr Output	65	45 (CER)	15	7.0	30	22 kHz #	80 typ	TO-3	T28
ECG123	NPN-Si, AF Preamp, Driver Video Amp, Sync Sep	60	30	5	.8	.800 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	250	150 typ	TO-39	T6
ECG123A	NPN-Si, AF/RF Amp, Sw	75	40	6	.8	.500 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	300	200 typ	TO-18	T2
ECG123AP	NPN-Si, AF/RF Amp, Driver (Compl to ECG159)	75	40	6	.6	.500 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	300	200 typ	TO-92	T16
ECG124	NPN-Si, HV Audio Pwr Output	300	300	5	.150	20	30	100 typ	TO-66	T25

Notes: * MP- Matched Pair

Frequency at which common emitter current is 70.0% of low frequency gain

* When alternate packages are shown it indicates a change in progress. Although only one package is available, both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

Package Outlines - See Page 1-91

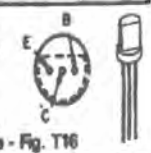
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Silicon Small Signal Transistors (cont'd)

Breakdown Voltage		Type		Application	Collector Current I_C (A)	Collector Dims. PD (W)	Current Gain hFE	Freq In MHz f_t	Package
V _{CE0}	V _{CB0}	NPN	PNP						Case/Boasting
25	12	ECG10	—	Lo Noise UHF/VHF Amp (GPE=10 dB typ)	70 mA	.600	40 min	5 GHz	TO-92* T16
27	18	—	ECG12	Hi Gain, Hi Current Gen Purp	6	.75	180 min	120	
30	14	ECG23	—	Lo Noise, UHF, VHF Amp, RF Amp, HF IF Amp (GPE=15 dB typ)	60 mA	.25	80	2 GHz	
30	15	ECG108	—	RF/IF Video Amp, Osc	50 mA	.6	20 min	800 min	
30	25	ECG203	—	Gen Purp Amp, Hi Gain, Sw, $t_f = .06 \mu s$ (typ)	.7	.6	800 min	270	
30	30	ECG233	—	Gen Purp	.1	.625	45 typ	300	
30	30	—	ECG232	Gen Purp-Darlington	.3	.625	80,000 typ	175	
35	35	ECG88	—	TV UHF/VHF Amp	60 mA	.25	70 typ	800 min	
30	15	ECG107	—	TV UHF/VHF Amp	60 mA	.25	70 typ	800 min	
40	20	ECG11	—	Hi Gain, Hi Current Gen Purp	6	.75	200 min	150	
40	30	ECG318P	—	TV IF Amp, AGC Controlled (Includes Metal Shield)	50 mA	.5	35 typ	300 min	
40	40	ECG172A	—	Gen Purp-Darlington	.3	.4	7,000 min	80	
40	40	ECG228	—	VHF Osc, IF Amp	60 mA	.425	30 min	800	
45	45	ECG47	—	Gen Purp, Hi Gain Amp	.2	.35	500 min	140	
60	50	—	ECG284	Gen Purp, Hi Gain Amp	60 mA	.2	400 typ	90 min	
70	50	ECG188	—	Gen Purp, Hi Gain Amp	.1	.35	400 typ	90 min	
70	70	ECG85	—	Gen Purp Amp, Sw	.4	.6	120 min	200 min	
75/80	40/80	ECG128AP	ECG189	Gen Purp	.8/1.0	.6	200 typ	300/200	
90	80	ECG2841	ECG2842	Darlington Driver, Sw, $t_{off} = 1.5 \mu s$ (typ)	1	.80	2,000 min	—	
100	80	ECG289A	ECG289A	Gen Purp, Pwr Amp	.5	.5	100 min	120	
100	100	ECG46	—	Gen Purp-Darlington	.5	.625	10,000 min	200	
180	160	ECG128P	—	Hi Speed Sw, Amp, $t_f = .4 \mu s$ (typ)	.6	.35	100 typ	100	
300	300	ECG287	ECG288	HV Gen Purp	.5	.625	40 min	50	• TO-98 Alt. Case - Fig. T15
40	40	ECG172A	—	Gen Purp-Darlington	.3	.4	7,000 min	80	TO-98* Fig. T15
70	50	ECG188	—	Gen Purp, Hi Gain Amp	.1	.35	400	90	• TO-92 Alt. Case - Fig. T16
40	40	—	ECG217	Very Hi Speed Sw, Amp, $t_f = 30$ ns (max)	1	1	40 min	175	TO-237 Fig. T17
80	50	ECG216	—	Very Hi Speed Sw, Cons Driver, $t_f = 20$ ns (typ)	1.5	1	60 min	300	
100	80	ECG24	ECG25	Gen Purp Amp, Sw	1.25	1	80 min	50	
100/80	80	ECG128P	ECG128P	Gen Purp Amp, Sw	1	1	100 min	100/150	
300	300	ECG227	—	Gen Purp Amp, Video Output	.1	1	40 min	50	
325	300	ECG286	—	Hi-Z Driver, Amp, Sw	1	1	30 min	30 min	



ECG	1	2	3
10	B	E	C
11	E	C	B
12	E	C	B
23	B	E	C
46	E	B	C
47	E	B	C
68	B	E	C
85	E	C	B
107	E	C	B
108	E	B	C
123AP	E	B	C
168	E	B	C
172A	E	C	B
184	E	B	C
188	E	C	B
229	B	E	C
282	E	B	C
283	E	B	C
284	E	C	B
289A	E	C	B
290A	E	C	B
318P	B	E	C
2341	E	C	B
2342	E	C	B
2803	E	C	B



ECG	1	2	3
24	E	C	B
26	E	C	B
128P	E	B	C
128P	E	B	C
216	E	B	C
217	E	B	C
227	E	B	C
288	E	B	C

Package Outlines - See Page 1-91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้