สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาการส่งสัญญาณภาพด้วย UHF

(The study of the video signal transmission using UHF)

นาย ยศเวช ชาติทอง

นาย วัลลภ พันพิพัฒน์

โครงงานพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 36699
วัน, เดือน, ปี 2 3 ส.ค. 2543

The study of the video signal transmission using UHF

Mr. Yotsavesh Chartthong

Mr. Vanlop Panpipath

A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the Requirement

for the Degree of Bachelor of Science

Department of Applied Physics

Faculty of Scienced

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

1998

หัวข้อโครงงานพิเศษ การศึกษาการส่งสัญญาณภาพด้วย UHF

โดย นาย ยศเวช ชาติทอง

นาย วัลลภ พันพิพัฒน์

ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. รัชภาคย์ จิตต์อารี

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้โครงงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิทยาศาศตร์บัณฑิต

..... หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

(รศ.สุรพล รักวิจัย)

..... ประธานกรรมการ

(ดร. รัชภาคย์ จิตต์อารี)

..... กรรมการ

(ผศ.ดร. ปรีชา ยุพาพิน)

..... กรรมการ

(อาจารย์ วิษณุ เพชรภา)

..... กรรมการ

(อาจารย์ วิชาญ เตชิตธีระ)

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อโครงงานพิเศษ การศึกษาการส่งสัญญาณภาพด้วย UHF
โดย นาย ยศเวช ชาติทอง
นาย วัลลภ พันพิพัฒน์
ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์
อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. รัชภาคย์ จิตต์อารี
ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จัดทำขึ้น เพื่อศึกษาถึงทฤษฎีและหลักการส่งสัญญาณภาพและเสียงทางคลื่นอากาศ โดยนำสัญญาณจากกล้องถ่ายวีดิโอหรือเครื่องเล่นวีดิโอมาทำการมอดูเลทกับสัญญาณพาหะในย่านความถี่ UHF ก่อนส่งออกอากาศ เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงที่จัดทำขึ้นนี้ประกอบด้วย ภาคออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตส์ ภาคมอดูเลเตอร์แบบเอเอ็ม ภาคมอดูเลเตอร์แบบเอฟเอ็ม ภาคขยายสัญญาณและวงจรขยายกำลัง โดยภาคออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่คลื่นพาหะของสัญญาณภาพ สัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรขยายสัญญาณ ส่วนสัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลทแบบเอฟเอ็มกับความถี่ 5.5 MHz จากนั้นจะนำสัญญาณดังกล่าวมามอดูเลทกับสัญญาณภาพแบบเอเอ็ม แล้วนำเข้าสู่วงจรภาคขยายกำลังก่อนที่จะทำการส่งออกผ่านทางสายอากาศ

Spacial Project The study of the video signal transmission using UHF

Name Mr. Yotsavesh Chartthong

Mr. Vanlop Panpipath

Special Project Advisor Dr. Ratchaphak Jitaree

Department Applied Physics

Acadimic Year 1998

Abstract

This thesis shows the study of theory and method of sending video and audio signals via an antenna. Signals obtained from video camera or video player is used to modulate a carrier signal in UHF range before sending. This circuit consists of colpitts oscillator, AM modulator, FM modulator, RF amplifier and Power amplifier. The function of colpitts oscillator is to generate a carrier at a frequency of 450 – 550 MHz for video signal. For audio part, the method of Frequency modulation is employed using a carrier at 5.5 MHz. Then video and audio signals are mixed and pass to Power amplifier before being sent to the air via an antenna.

กิตติกรรมประกาศ

โครงงานพิเศษนี้ สำเร็จได้ด้วยดีด้วยความร่วมมือและช่วยเหลือสนับสนุนจากบุคคลต่างๆ ซึ่งต้องขอบคุณบุคคลดังต่อไปนี้

บิดา-มารดา ตลอดจนผู้มีอุปการะคุณทุกท่านที่ได้ให้กำเนิด เลี้ยงดู ให้การศึกษาและช่วยเหลือในทุกๆด้าน

ดร. รัชภาคย์ จิตต์อารี อาจารย์ที่ปรึกษาคอยให้ความช่วยเหลือและให้คำปรึกษาแนะนำเป็นแนวทางและติดตามผลจนโครงงานพิเศษนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

อาจารย์และเจ้าหน้าที่อีกหลายท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือในทุกๆด้านของการทำงาน

ยศเวช ชาติทอง

วัลลภ พันพิพัฒน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญรูป	ง
สารบัญตาราง	จ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 หลักการสร้างภาพโทรทัศน์	3
2.2 สัญญาณภาพรวม	3
2.2.1 สัญญาณเสียง	3
2.2.2 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง	3
2.2.3 สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี	4
2.2.4 สัญญาณซิงโครไนซ์	5
2.2.5 สัญญาณแบล้งค์กิ้ง	6
2.2.6 สัญญาณอีควัลไลซิ่ง	7
2.2.7 สัญญาณซิงค์ของภาพสี	8
2.3 ลักษณะของสัญญาณในระบบ PAL	9
2.3.1 สัญญาณเวสติเจียลไซด์แบนด์	10
2.4 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านภาพ	13
2.5 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง	14
2.6 การมอดูเลชั่นทางแอมปลิจูด	15
2.6.1 ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมปลิจูดมอดูเลชั่น	16
2.7 การมอดูเลชั่นทางความถี่	19
2.7.1 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชั่น	21
2.8 ทฤษฎีวงจรมอดูเลชั่น	23
2.8.1 วงจรอิมิตเตอร์มอดูเลชั่น	23
2.8.2 รีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์	24
2.9 ทฤษฎีวงจรกำเนิดความถี่	25
2.9.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตส์	25
2.9.2 การวิเคราะห์และออกแบบโคลพิตส์ออสซิลเลเตอร์	26

หน้า

2.10 ทฤษฎีวงจรขยายสัญญาณ 31

2.10.1 วงจรขยายเชิงเส้นคลาสเอ 31

2.10.2 วงจรขยายโดยใช้ออปแอมป์ 32

2.11 วงจรรวมสัญญาณ 34

บทที่ 3 วงจรและการทำงานของวงจร 35

3.1 หลักการทำงานและบล็อกไดอะแกรม 35

3.2 การทำงานของวงจร 37

3.2.1 วงจรกำเนิดความถี่พาห์หลัก 37

3.2.2 วงจรมอดูเลเตอร์เชิงความถี่ 38

3.2.3 วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาดของคลื่นพาห์หลัก 39

บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดลอง 41

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป 48

ภาคผนวก

บรรณานุกรม

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่2.1 สัญญาณส่องสว่าง 4

รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะของสัญญาณภาพรวมเบื้องต้น 5

รูปที่ 2.3 รูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์ 7

รูปที่ 2.4 พัลซ์ที่เกิดขึ้นในระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล้งกิ้งทางแนวตั้ง ในฟิลด์ที่หนึ่ง และฟิลด์ที่สอง 7

รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณภาพรวมที่มีรายละเอียดทุกอย่าง 8

รูปที่ 2.6 รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลทแบบ AM โดยทิ้งสัญญาณคลื่นพาห์ (suppressed carrier amplitude modulation) 9

รูปที่ 2.7 คัลเลอร์เบิรสต์ 9

รูปที่ 2.8 แสดงขอบข่ายของสเปคตรัมความถี่สัญญาณโทรทัศน์ทั้ง 2 ระบบ 10

รูปที่ 2.9 วิธีการของเวสติเจียล ไซด์แบนด์ 10

รูปที่ 2.10 แสดงแบนด์วิดธ์เบื้องต้นของสัญญาณภาพ 11

รูปที่ 2.11 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ 12

รูปที่ 2.12 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ 12

รูปที่ 2.13 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ต้องการ โดยเป็นผลจากการใช้ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพทางด้านเครื่องส่งและทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ 13

รูปที่ 2.14 ขอบเขตความถี่ของสัญญาณส่องสว่างและของสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี 13

รูปที่ 2.15 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพ สำหรับโทรทัศน์สีระบบ PAL ซึ่งมีความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณคัลเลอร์ซับแคริเออร์ประมาณ 4.3 MHz 14

รูปที่ 2.16(ก) เป็นคุณลักษณะของพลังงานเสียงที่ส่งไปให้เครื่องรับกับความถี่ของเสียง 15

รูปที่ 2.16(ข) เป็นคุณลักษณะของวงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วย ยกระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูงๆ 15

หน้า

รูปที่ 2.16(ค) เป็นพลังงานเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ ซึ่งจะมีการยกระดับพลังงานเสียงที่มีความถี่สูงขึ้นไปเรื่อยๆอันไม่เป็นตามธรรมชาติ จึงจำเป็นต้องใช้วงจร ดี-เอ็มฟาซิส 15

รูปที่ 2.16(ง) ช่วยลดระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูง เพื่อให้เสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้มีลักษณะปกติ 15

รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะ และสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลต 16

รูปที่ 2.18 สัญญาณแอมปลิจูดมอดูเลชั่นในแกนความถี่ 18

รูปที่ 2.19 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM 19

รูปที่ 2.20 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM 21

รูปที่ 2.21 แสดงวงจรอิมิตเตอร์มอดูเลชั่น 24

รูปที่ 2.22 แสดงวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ 25

รูปที่ 2.23 วงจรออสซิลเลทป้อนกลับเบื้องต้น 25

รูปที่ 2.24 การแยกระบบการป้อนกลับ 26

รูปที่ 2.25 hybrid-pi model ของทรานซิสเตอร์ 26

รูปที่ 2.26 วงจรโคลพิตส์ออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วมที่สมบูรณ์ 27

รูปที่ 2.27 วงจรเสมือน 28

รูปที่ 2.28 แสดงการแบ่งคลาสของวงจรขยายกำลังตามลักษณะรูปคลื่นกระแสเอาท์พุท 31

รูปที่ 2.29 แสดงการทำงานในลักษณะคลาสเอ 32

รูปที่ 2.30 แสดงวงจรขยายสัญญาณไม่กลับเฟสแบบมาตรฐาน 32

รูปที่ 2.31 วงจรรวมสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์ 34

รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงด้วยคลื่นในย่าน UHF 35

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมบูรณ์ของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงด้วย UHF 36

รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่คลื่นพาห์หลัก 37

รูปที่ 3.4 วงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM ที่ความถี่ 5.5 MHz 38

รูปที่ 3.5 วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาดของคลื่นพาห์หลัก 39

รูปที่ 4.1 แสดงค่าความถี่ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์Q_1(เบอร์ 2SC1674) 41

รูปที่ 4.2 แสดงค่าความถี่ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์Q_2(เบอร์ 2SC1674) 42

หน้า

รูปที่ 4.3 แสดงภาพถ่ายของสัญญาณพาหะของเสียงที่ได้ 43

รูปที่ 4.4 แสดงภาพถ่ายของค่าความถี่ของเอาท์พุทที่วัดด้วยเครื่องนับความถี่ 44

รูปที่ 4.5 แสดงภาพถ่ายของเครื่องส่งสัญญาณวีดิโอไร้สายที่สมบูรณ์ 45

รูปที่ 4.6 แสดงภาพถ่ายลายวงจรด้านอุปกรณ์ของเครื่องส่งสัญญาณวีดิโอไร้สาย 46

รูปที่ 4.7 แสดงภาพถ่ายลายวงจรด้านหลังที่เป็นกราวน์เพลนเพื่อป้องกัน สัญญาณรบกวน 46

รูปที่ 4.8 แสดงภาพถ่ายของภาพโทรทัศน์ที่ได้จากการส่งสัญญาณด้วยเครื่องส่งวีดิโอไร้สาย 47

รูปที่ 4.9 แสดงภาพถ่ายของภาพโทรทัศน์ที่ได้จากการต่อสายสัญญาณโดยตรงจากเครื่องกำเนิดสัญญาณภาพเข้ากับโทรทัศน์โดยตรง 47

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 แสดงแอมปลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ ตามค่าดัชนีการมอดูเลชั่น คำนวณตามฟังก์ชั่นเบสเซลล์ 22

บทที่ 1
บทนำ

วัตถุประสงค์ในการทำโครงงานพิเศษ

- เพื่อศึกษาระบบการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงในระบบ UHF
- เพื่อศึกษาหลักการทำงานและวงจรสำหรับมอดูเลทสัญญาณแบบ FM และ AM
- เพื่อสร้างวงจรสำหรับส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงในระบบ UHF

ที่มาของโครงงาน

ในปัจจุบันนี้เป็นยุคของเทคโนโลยีสารสนเทศ เทคโนโลยีต่างๆได้เจริญก้าวหน้าอย่างรวดเร็ว การส่งผ่านข้อมูลแบบไร้สาย เช่น วิทยุ โทรทัศน์ โทรศัพท์เคลื่อนที่ หรือ ระบบดาวเทียม เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่มีความสำคัญและมีการพัฒนาระบบอยู่เสมอ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องเดินสายสัญญาณระหว่างตัวรับและตัวส่ง จึงสะดวกในการรับส่งข้อมูลและการบำรุงรักษา

เนื่องจากการติดตั้งระบบโทรทัศน์หรือวิดีโอวงจรปิด เพื่อถ่ายทอดสัญญาณภาพและเสียง(สัญญาณวิดีโอ) จำเป็นต้องใช้ระบบวงจรปิดเข้ามาช่วยเพื่อให้ผู้ที่อยู่ไกลสามารถรับชมได้ หากใช้สายนำสัญญาณโคแอกเชียลจะทำให้เกิดความไม่สะดวกในการใช้งานและการติดตั้ง และถ้าหากมีการใช้เครื่องรับโทรทัศน์จำนวนมาก จะทำให้สัญญาณจากตัวส่งไม่ว่าจะเป็นเครื่องเล่นวิดีโอหรือกล้องถ่ายวิดีโอ มีความแรงไม่พอที่จะจ่ายให้ทางด้านเครื่องรับ ประสิทธิภาพจึงดีไม่พอเท่าที่ควร ด้วยเหตุนี้จึงได้มีโครงงานเกี่ยวกับเครื่องส่งสัญญาณวิดีโอระบบ UHF เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวข้างต้น

การศึกษาการส่งสัญญาณภาพด้วย UHF จะใช้โทรทัศน์ระบบ PAL เป็นตัวรับสัญญาณที่ทำการส่ง จึงต้องศึกษาถึงความรู้เบื้องต้นของสัญญาณโทรทัศน์ เพื่อสร้างวงจรที่เหมาะสมในการใช้งาน

หลักการของเครื่องส่งสัญญาณภาพ คือ การนำสัญญาณจากกล้องถ่ายวีดิโอหรือเครื่องเล่นวีดิโอ มาทำการมอดูเลทกับสัญญาณพาหะในย่านความถี่ UHF ซึ่งสามารถผลิตได้จากวงจรโคลพิตส์ออสซิลเลเตอร์ สัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรขยายสัญญาณ ส่วนสัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลทแบบเอฟเอ็มกับความถี่ 5.5 MHz จากนั้นจะนำสัญญาณดังกล่าวมามอดูเลทกับสัญญาณภาพแบบเอเอ็ม แล้วนำเข้าสู่วงจรภาคขยายกำลังก่อนที่จะทำการส่งออกผ่านทางสายอากาศ

ขั้นตอนการดำเนินงาน

- ศึกษาการออกแบบวงจรกำเนิดความถี่พาหะและวงจรมอดูเลทแบบ AM และ FM
- ศึกษาและออกแบบวงจรที่จะนำมาใช้ในการส่งสัญญาณภาพและเสียง
- สร้างและทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่พาหะ
- สร้างและทดสอบวงจรมอดูเลทสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้าด้วยกัน
- สร้างและออกแบบลายวงจรที่เหมาะสม เพื่อเสถียรภาพในการทำงานที่ดี
- ทดสอบการรับส่งสัญญาณภาพและเสียงในย่านความถี่ UHF

ประโยชน์ที่ได้รับ

- รู้จักระบบการรับ-ส่งสัญญาณภาพและเสียงด้วยคลื่นในระบบ UHF
- รู้จักหลักการทำงานและวงจรในการมอดูเลทสัญญาณแบบ AM และ FM
- สามารถนำวงจรที่สร้างขึ้นรับ-ส่งภาพและเสียงในระยะไกล โดยไม่ต้องใช้สายสัญญาณระหว่างตัวรับและตัวส่ง

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 หลักการสร้างภาพโทรทัศน์

ภาพที่เกิดขึ้นบนจอโทรทัศน์ประกอบด้วยเส้นขวางเล็กๆในแนวนอนเป็นจำนวนมาก แต่ละเส้นนั้นมีทั้งส่วนที่ดำสนิท ส่วนที่จางและส่วนที่สว่างรวมกันอยู่ เส้นเหล่านี้ได้จากการกวาดลำแสง (scan) โดยแต่ละเส้นประกอบด้วยจุดเล็กๆ เรียกว่า ส่วนประกอบของภาพ (picture element) ซึ่งมีส่วนสัมพันธ์กับความละเอียดของภาพ การสแกนที่ใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์หากมีการเรียงภาพเกินกว่า 16 ภาพต่อวินาที สายตาจะเห็นเป็นภาพที่ต่อเนื่อง เราจึงสามารถสร้างภาพให้เคลื่อนไหวได้ด้วยหลักการนี้เอง

2.2 สัญญาณภาพรวม

เนื่องจากมาตรฐานของโทรทัศน์สีจะต้องเข้ากันได้กับมาตรฐานของโทรทัศน์ขาวดำ(compatibility) ดังนั้นสัญญาณโทรทัศน์สีที่ส่งออกอากาศ จะต้องประกอบด้วยส่วนที่เป็นสัญญาณส่องสว่าง (luminance signal) กับส่วนที่เป็นสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี (chrominance signal) และความถี่ของสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีจะต้องมีขอบเขตอยู่ในความถี่เดียวกันกับสัญญาณส่องสว่าง สัญญาณโทรทัศน์ที่จำเป็นจึงมีดังนี้คือ

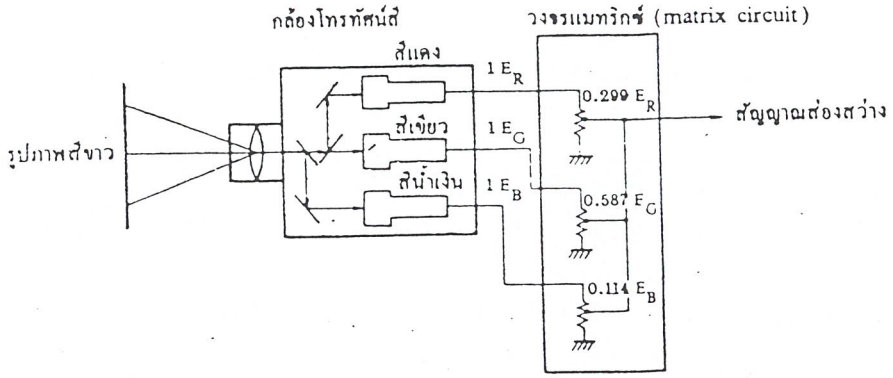
- สัญญาณเสียง (sound signal)
- สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง (luminance signal)
- สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี (chrominance signal)
- สัญญาณซิ้งค์, แบล้งค์กิ้ง และอีควัลไลซิ่ง (synchronizing, blanking, and equalizing signals)
- สัญญาณซิ้งค์ของภาพสี (color sync signal)

2.2.1 สัญญาณเสียง (sound signal)

เพื่อทำให้เกิดเสียงที่ลำโพงเครื่องรับโทรทัศน์ตามต้องการ

2.2.2 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง (luminance signal)

สัญญาณนี้ คือ สัญญาณภาพ (video signal or brightness signal) ในเรื่องของโทรทัศน์ขาวดำนั่นเอง กล้องโทรทัศน์สีในห้องส่งโทรทัศน์จะช่วยทำให้เกิดสัญญาณแสงสีแดง-แสงสีเขียว-แสงสีน้ำเงิน ขึ้น ซึ่งเราอาจใช้สัญลักษณ์ E_R, E_G, E_B แทนค่าสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นโวลท์ที่ได้จากหลอดสีแดง-หลอดสีเขียว-หลอดสีนำเงิน ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 สัญญาณส่องสว่าง

สัญญาณแสงสีทั้งสามนี้ จะผ่านวงจรพิเศษ เรียกว่า วงจรแมททริกซ์ (matrix) ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณส่องสว่าง E_Y โดยมีส่วนผสมของแสงสีทั้งสามในอัตราส่วนที่แน่นอน ดังต่อไปนี้

$$E_Y = 0.299E_R + 0.587E_G + 0.114E_B$$

2.2.3 สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี (chrominance signal)

เป็นสัญญาณที่เครื่องส่งโทรทัศน์สีได้ทำการส่งไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อช่วยทำให้เกิดภาพสีขึ้นทางจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์สี คุณลักษณะของสัญญาณนี้ จะขึ้นอยู่กับระบบของโทรทัศน์สี ซึ่งมีอยู่ 3 ระบบ คือ โทรทัศน์สีระบบ NTSC, โทรทัศน์สีระบบ PAL และโทรทัศน์สีระบบ SECAM สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีในโทรทัศน์สีระบบ NTSC จะประกอบด้วยสัญญาณสีสองสัญญาณที่รวมกันอยู่ในรูปของ amplitude-modulated signal suppressed carrier โดยจะต้องทำให้มุมระหว่างคลื่นพาห์ทั้งสองต่างกัน 90 ° สัญญาณสีทั้งสองสัญญาณนี้ เครื่องรับโทรทัศน์สีจะมีวงจรพิเศษแยกออกมาเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมเรื่องแสงสี (hue) และการอิ่มตัวของแสงสี (saturation) ของภาพสีที่ปรากฏบนจอหลอดภาพ สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีนี้จะใช้คลื่นพาห์ของสัญญาณหรือคัลเลอร์ซับแคริเออร์ (color subcarrier) ที่ความถี่ 3.58 MHz และจะต้องรวมกันกับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง เพื่อใช้คลื่นพาห์ของเครื่องส่งโทรทัศน์สีนำออกอากาศเพื่อส่งต่อไปให้ถึงเครื่องรับโทรทัศน์สี วิธีการส่งสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีรวมไปกับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง โดยการใช้คลื่นพาห์ของสัญญาณสีนี้เป็นวิธีการพิเศษในทางไฟฟ้า ซึ่งเรียกว่า multiplex transmission

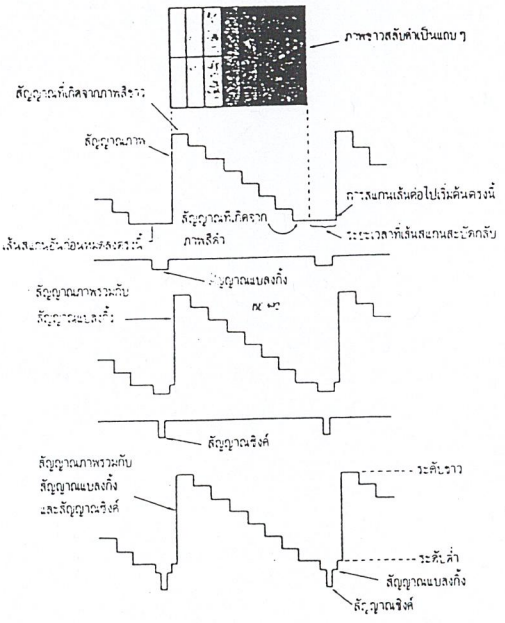
2.2.4 สัญญาณซิงโครไนซ์

เป็นสัญญาณเพื่อให้การสแกนเป็นไปอย่างถูกต้อง ทั้งการสแกนแนวตั้งและแนวนอน โดยสัญญาณซิงโครไนซ์หรือสัญญาณซิงค์มีอยู่ 2 สัญญาณ คือ

1. ฮอริซอนตอล ซิงโครไนซ์ (Horizontal Synchronize) เป็นสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอน ซึ่งมีความถี่ 15,625 Hz (ในระบบ CCIR) หรือ 15,750 Hz (ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้ส่งมาจะทำให้ภาพเกิดการล้มได้

2. เวอร์ติคอล ซิงโครไนซ์ (Vertical Synchronize) เป็นสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง ซึ่งมีความถี่ 50 Hz (ในระบบ CCIR) หรือ 60 Hz (ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีการส่งสัญญาณส่วนนี้มาจะทำให้ภาพเลื่อน

เนื่องจากสัญญาณซิงโครไนซ์กับสัญญาณแบล้งค์กิ้งไม่ว่าจะเป็นแนวนอนหรือแนวตั้ง จะมีความถี่เท่ากัน เวลาส่งจึงต้องกำหนดตำแหน่งของการส่งให้ถูกต้อง มิฉะนั้นแล้วจะเกิดกวนกันได้ ในทางปฏิบัติจึงให้สัญญาณซิงค์พัลซ์มีขนาดความกว้างน้อยกว่าแบล้งค์กิ้งพัลซ์แล้วใช้วิธีการส่งแบบผสม กล่าวคือส่งซิงค์พัลซ์กับแบล้งค์กิ้งพัลซ์ไปด้วยกัน ให้แบล้งค์กิ้งพัลซ์เป็นฐานของสัญญาณซิงค์พัลซ์ เมื่อมีการจัดระดับของสัญญาณส่วนนี้เทียบกับเกรย์สเกล ระดับของแบล้งค์กิ้งจะอยู่ที่ระดับต่ำกว่าดำ ส่วนซิงค์จะเป็นระดับต่ำกว่าระดับดำมากกว่าลงไปอีก สัญญาณเหล่านี้จึงไม่มีการส่งผลต่อการมองเห็น (หรือไม่กวนสัญญาณภาพ) ดังรูปที่ 2.2

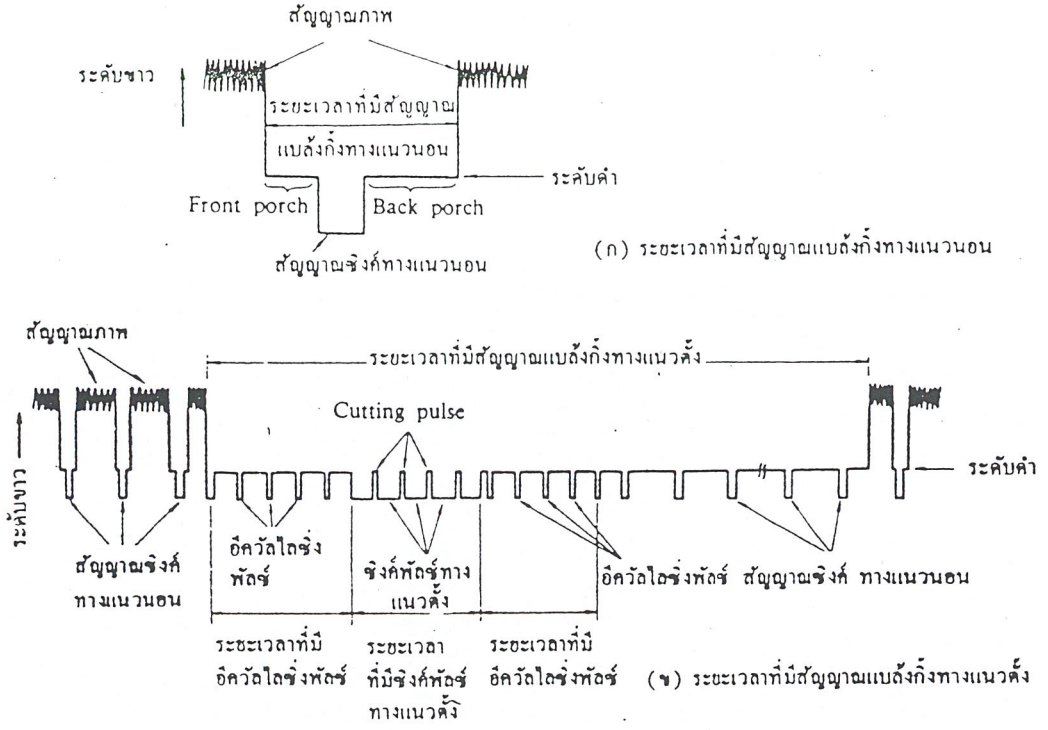


รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะของสัญญาณภาพรวมเบื้องต้น

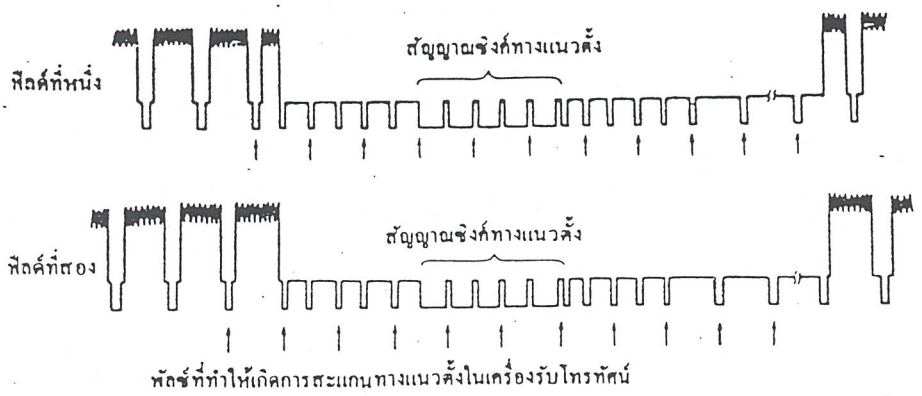
2.2.5 สัญญาณแบล้งค์กิ้ง (blanking signal)

เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อลบเส้นสแกนสะบัดกลับทั้งในแนวนอนและในแนวตั้ง เพื่อมิให้เป็นที่สังเกตเห็นได้ชัดทางจอหลอดภาพ รูปที่ 2.3(ก) เป็นรูปขยายของระยะเวลาที่มีสัญญาณ

แบล้งค์กิ้งทางแนวนอน (horizontal blanking period) และในช่วงระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล้งค์กิ้งทางแนวนอนนี้ ก็จะส่งสัญญาณซิงค์ทางแนวนอน (horizontal synchronizing signal) ไปด้วย แต่จะอยู่ในระดับดำสนิทมากกว่าสัญญาณแบล้งค์กิ้ง ส่วนที่เหลื่อมล้ำกันระหว่างแบล้งค์กิ้งพัลซ์กับซิงค์พัลซ์นี้ จะมีอยู่สองส่วนตามรูปที่แสดงไว้ ส่วนหน้าเรียกว่า front porch และส่วนหลังเรียกว่า back porch สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกัน ความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ไหลผ่านขดลวดของการหักเหในแนวนอนมีค่า 15,750 Hz ฉะนั้นในระยะเวลา 1/15,750 s หรือ 63.5 μs จะต้องเกิดเส้นสแกนสะบัดกลับครั้งหนึ่ง จึงจำเป็นต้องใช้แบล้งค์กิ้งพัลซ์ทางแนวนอนครั้งหนึ่ง โดยมีขนาดประมาณ 10 μs ส่วนรูปที่ 2.3(ข) นั้น เป็นรูปขยายของระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล้งค์กิ้งทางแนวตั้ง (vertical blanking signal) สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกัน ทุกๆระยะเวลา 1/60 s หรือ 16.667 μs จำเป็นต้องให้มีแบล้งค์กิ้งพัลซ์ทางแนวตั้งครั้งหนึ่งโดยมีขนาดประมาณ 1,250 μs ในระยะที่มี แบล้งค์กิ้งพัลซ์ทางแนวตั้งนี้ ก็จะส่งสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งออกไปด้วย และเพื่อประโยชน์ในการช่วยทำให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง ยังคงมีรูปร่างดีเหมือนเดิม หลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนทางเครื่องรับโทรทัศน์แล้วจะนิยมส่งอีควัลไลซิ่งพัลซ์ (equalizing pulses) กับ คัตติ้งพัลซ์ (cutting pulses) ไปด้วย ตามรูปที่ 2.3(ข) ความถี่ของอีควัลไลซิ่งพัลซ์และคัตติ้งพัลซ์นี้จะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณซิงค์ทางแนวนอน เพื่อช่วยให้การสแกนแบบหนึ่งเฟรมแบ่งออกเป็นสองฟิลด์ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์เป็นไปอย่างถูกต้องเหมาะสม จุดตั้งต้นของสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนและสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งนี้ จะต้องมีส่วนสัมพันธ์กันอย่างเหมาะสม คือ เมื่อหมดการสแกนฟิลด์หนึ่งๆแล้ว จะต้องเกิดขึ้นพร้อมกันเพื่อทำให้การสแกนฟิลด์ต่อๆไป ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 มิฉะนั้นการสแกนไขว้กันทางเครื่องรับโทรทัศน์อาจไม่เป็นไปในจังหวะที่ถูกต้องได้



รูปที่ 2.3 รูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์

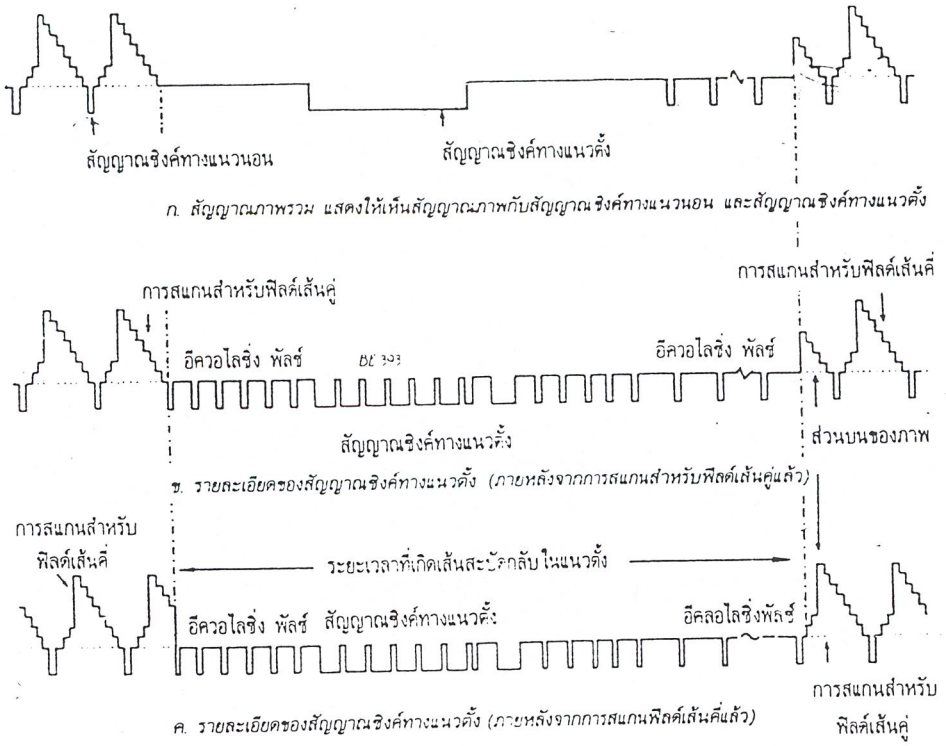


รูปที่ 2.4 พัลซ์ที่เกิดขึ้นในระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล้งกิ้งทางแนวตั้ง ในฟิลด์ที่หนึ่ง และฟิลด์ที่สอง

2.2.6 สัญญาณอีควัลไลซิ่ง (equalizing signal)

เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง เพื่อให้สามารถคงรูปถูกต้อง แล้วยังช่วยให้การสแกนแบบสลับเส้นเป็นไปได้ถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นคู่เส้นคี่ในตำแหน่งที่ถูกต้องได้ ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดช่วงหายไปในระหว่างการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย สัญญาณนี้จะมีขนาดของพัลซ์รวมเท่ากับเวอร์ติคอลซิงโครไนซ์ พัลซ์ คือประมาณ 190 μs หรือประมาณสามเท่าของฮอริซอนตอล ซิงโครไนซ์

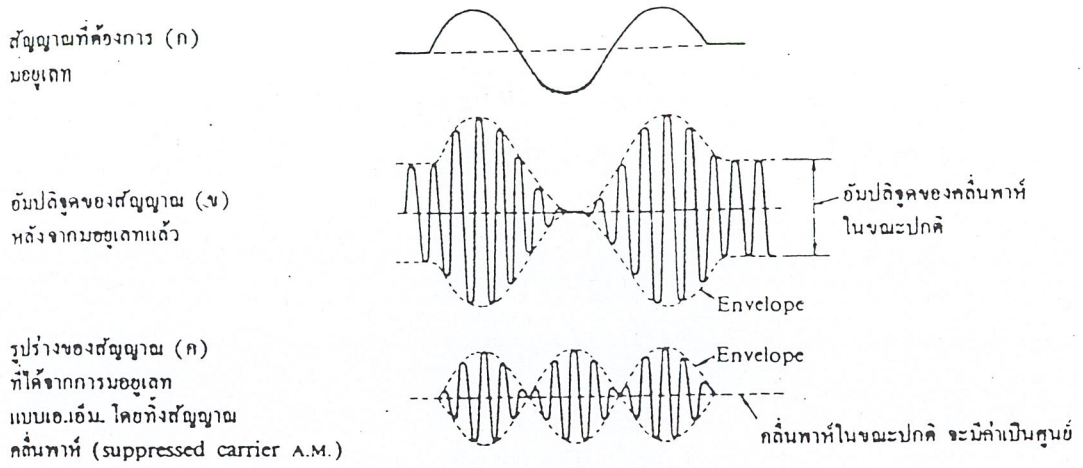
สัญญาณส่วนนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 6 ลูกเล็กๆในระบบ 525 เส้น และถูกแบ่งเป็น 5 ลูกในระบบ 625 เส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.5



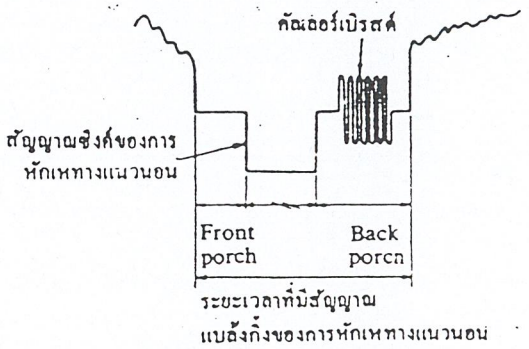
รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณภาพรวมที่มีรายละเอียดทุกอย่าง

2.2.7 สัญญาณซิงค์ของภาพสี (color sync signal)

เนื่องจากสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีอยู่ในรูปของ amplitude-modulated signal (suppressed carrier) ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งเมื่อเครื่องรับโทรทัศน์สีรับได้แล้ว ก็จำเป็นต้องใช้คลื่นพาห์ของภาพสีหรือคัลเลอร์ซับแคริเออร์ (color subcarrier) ที่เหมือนกันกับที่ใช้ในเครื่องส่งโทรทัศน์ด้วย ฉะนั้นเครื่องรับโทรทัศน์สีจึงจำเป็นต้องมีวงจรผลิตคลื่นพาห์ของภาพสีหรือคัลเลอร์ซับ- แคริเออร์ที่ต้องการขึ้น เพื่อทำให้คลื่นพาห์ของภาพสีหรือคัลเลอร์ซับแคริเออร์ที่ใช้ในด้านเครื่องส่งโทรทัศน์กับด้านเครื่องรับโทรทัศน์สีมีความถี่และเฟส (phase angle) ที่ถูกต้องตรงกัน เครื่องส่งโทรทัศน์จึงจำเป็นต้องส่งสัญญาณซิงค์ของภาพสี (color sync signal) ไปให้เครื่องรับโทรทัศน์สี โดยส่งไปในส่วนของ back porch ของซิงค์พัลซ์ทางแนวนอน ตามรูปที่ 2.7 ซึ่งเรียกสัญญาณซิงค์ของภาพสีนี้ว่า คัลเลอร์เบิร์สต์ (color burst)



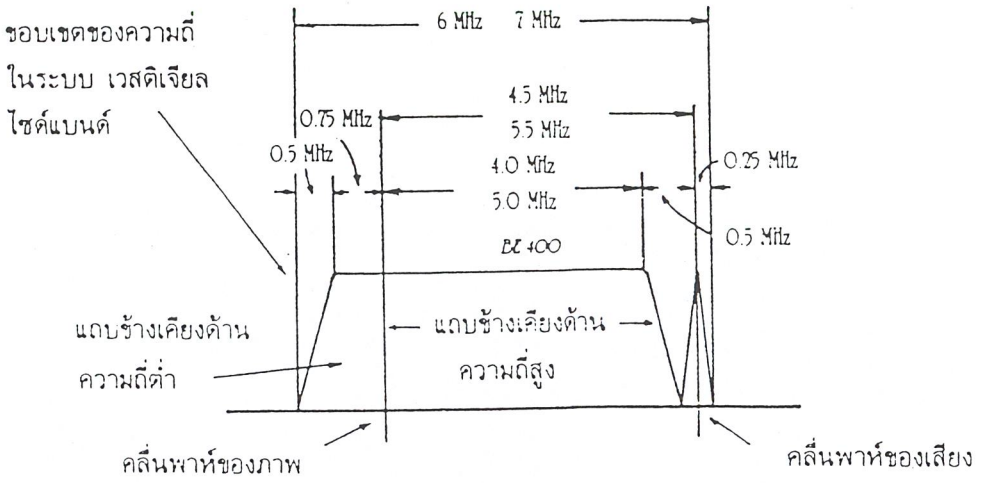
รูปที่ 2.6 รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลทแบบ AM โดยทิ้งสัญญาณคลื่นพาห์ (suppressed carrier amplitude modulation)



รูปที่ 2.7 คัลเลอร์เบิรสต์

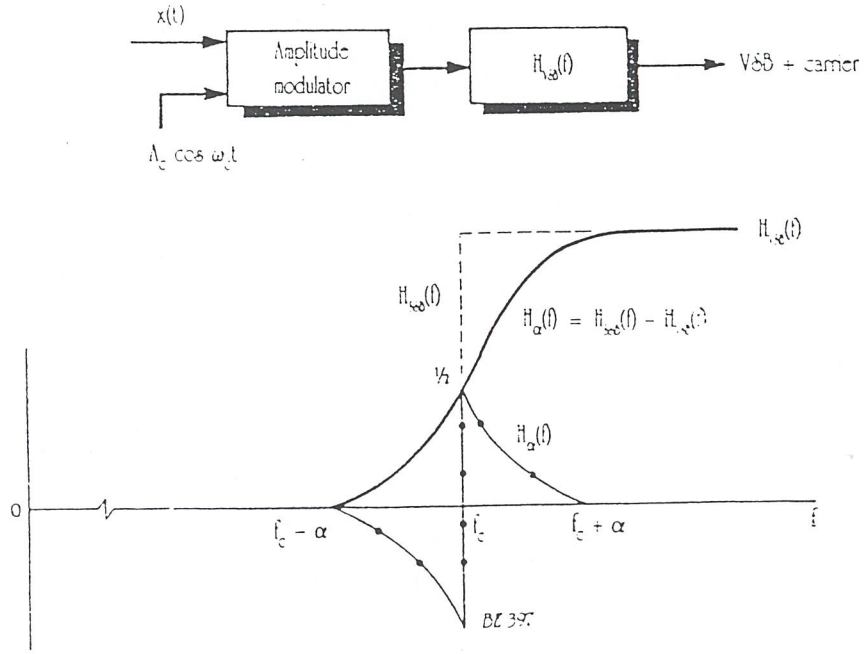
2.3 ลักษณะของสัญญาณในระบบ PAL

การส่งสัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทยใช้มาตราฐานของ CCIR ในระบบ PAL (Phase Alternating in Line) ซึ่งจะมีการส่งสัญญาณภาพที่มีความถี่ 0 – 5 MHz โดยการมอดูเลทกับสัญญาณพาหะแบบ AM และส่งสัญญาณเสียงโดยการมอดูเลทกับสัญญาณพาหะที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ของสัญญาณพาหะของสัญญาณภาพ 5.5 MHz แบบ FM ในระบบ 625 เส้น และ 4.5 MHz ในระบบ 525 เส้น ส่วนแชนแนลของระบบ 625 เส้นจะมีแบนด์วิดธ์ 7 MHz และแชนแนลของระบบ 525 เส้นจะมีแบนด์วิดธ์ 6 MHz



รูปที่ 2.8 แสดงขอบข่ายของสเปคตรัมความถี่สัญญาณโทรทัศน์ทั้ง 2 ระบบ

2.3.1 สัญญาณเวสติเจียลไซด์แบนด์ (Vertigial sideband signal)

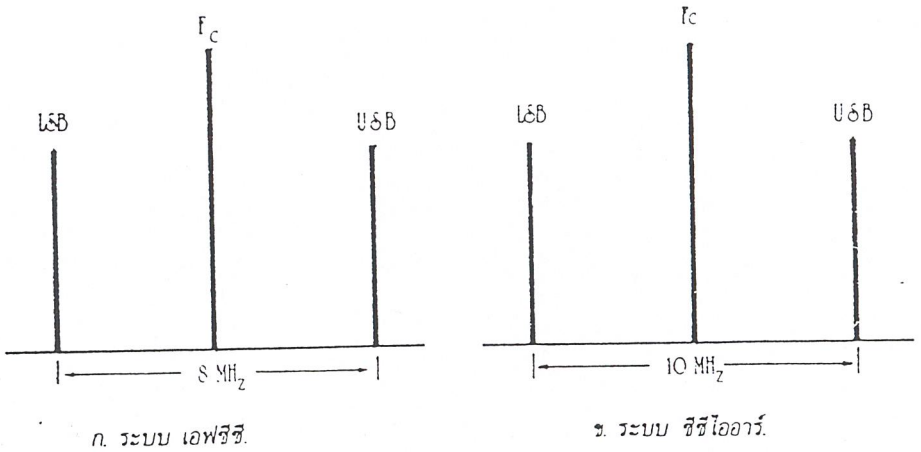


รูปที่ 2.9 วิธีการของเวสติเจียล ไซด์แบนด์

เนื่องจากสัญญาณภาพจะถูกมอดูเลชั่นในระบบ AM ส่วนสัญญาณเสียงสำหรับโทรทัศน์จะถูกมอดูเลชั่นในระบบ FM โดยมีข้อกำหนดว่าสัญญาณทั้งสองอย่างนี้ จะต้องมีความ

ห่างกันไม่มากเกินไปนัก ไม่เช่นนั้นแล้วแบนด์วิดธ์ของการส่งจะกว้างมาก ทำให้เป็นเรื่องยากของระบบของการส่งและระบบของการรับ

สัญญาณภาพเมื่อรวมเอาสัญญาณที่เรียกรวมว่าสัญญาณภาพรวมเข้ามาด้วยแล้ว จะได้ความกว้างของย่านความถี่เท่ากับ 5 MHz ในระบบ 625 เส้น และ 4 MHz ในระบบ 525 เส้น เมื่อมอดูเลชั่นแล้วจะได้แบนด์วิดธ์ในระบบ 525 เส้นเท่ากับ 8 MHz และ 10 MHz ในระบบ 625 เส้น ดังรูปที่ 2.10

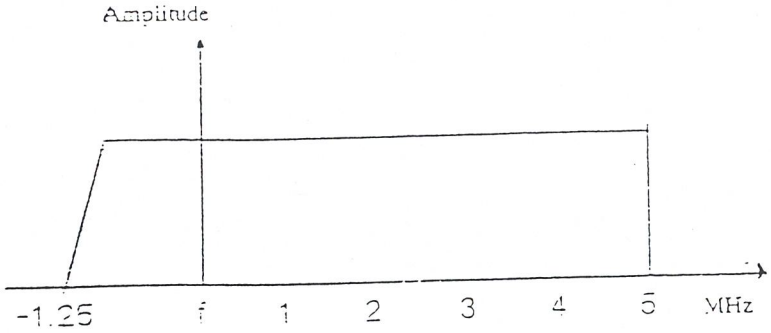


รูปที่ 2.10 แสดงแบนด์วิดธ์เบื้องต้นของสัญญาณภาพ

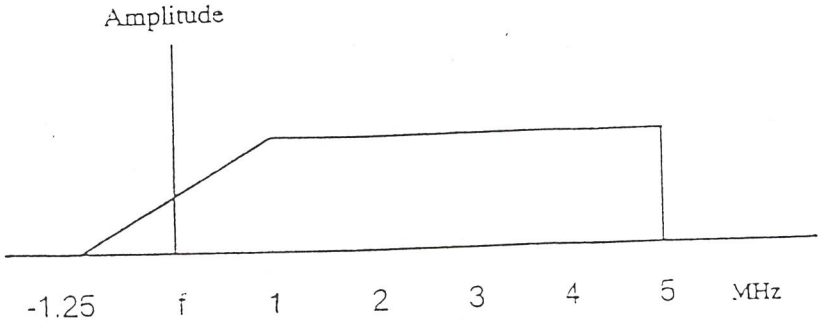
การส่งแบบ AM ธรรมดาจากรูปที่ 10 จะพบว่าแบนด์วิดธ์กว้างมาก ทำให้ย่านความถี่ VHF ส่งคลื่นสถานีโทรทัศน์ได้น้อยช่อง ดังนั้นวิธีการของ AM ที่เรียกว่า ระบบเวสติเจียลไซด์แบนด์ จึงถูกนำมาใช้งาน วิธีการนี้จะมีไซด์แบนด์แตกต่างไปจากระบบ AM ธรรมดา ตรงที่ว่าหากเรามอดูเลชั่นในระบบ AM ธรรมดา จะพบว่าจะเกิดแถบความถี่ข้างเคียงคือ โลเวอร์ ไซด์-แบนด์ และ อัปเปอร์ ไซด์แบนด์ ซึ่งไซด์แบนด์รวมทั้งหมดหากเป็นสัญญาณภาพก็ยังคงได้เท่ากับ 10 MHz ตามที่กล่าวมาแล้ว หากเราจะลดแบนด์วิดธ์ลงสามารถทำได้โดยการมอดูเลชั่นแบบเอาไซด์แบนด์ออกด้านเดียว หรือระบบซิงเกิล ไซด์แบนด์ (single sideband) ซึ่งระบบนี้จะทำการกดแคร์เรียร์ทิ้ง (suppress carrier) ดังนั้นการดีโค้ดเดอร์หรือดีมอดูเลชั่นในเครื่องรับจะมีความซับซ้อนมากขึ้น อันอาจจะไม่สะดวกต่อการสร้างวงจร และนอกจากนั้นวิธีการดีมอดูเลชั่นหรือการ ดีเทคเตอร์จะต้องสร้างความถี่แคร์เรียร์ขึ้นมากเอง

วิธีการนี้ยอมให้อัปเปอร์ ไซด์แบนด์ ออกไปได้เต็มที่ ในขณะที่โลเวอร์ ไซด์-แบนด์ ออกได้เพียงเล็กน้อย นั่นหมายความว่าวิธีการนี้มิได้กดแคร์เรียร์ทิ้งเหมือนระบบไซด์แบนด์ทั่วไป จึงทำให้วงจรดีเทคเตอร์ในภาครับสามารถดีเทคเตอร์ได้ด้วยวงจรธรรมดา

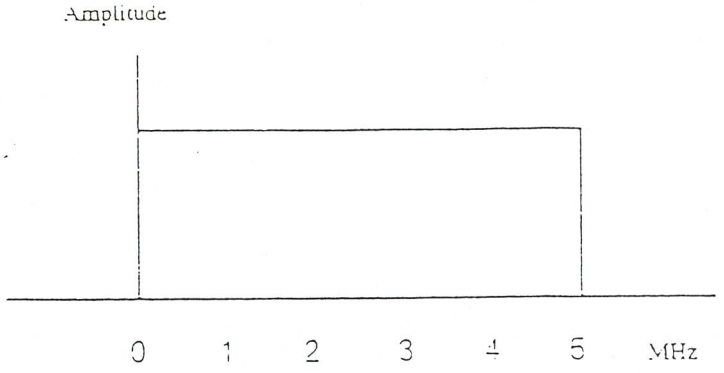
ในขณะเดียวกันสัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลชั่นในระบบ FM ซึ่งถูกกำหนดให้คลื่นพาห์เสียงห่างจากคลื่นพาห์ภาพอยู่ 4.5 MHz ในระบบ 525 เส้น และ 5.5 MHz ในระบบ 625 เส้น เฉพาะสัญญาณเสียงโดยทั่วไปแล้วเราให้ความกว้างของความถี่เสียงประมาณ 12 kHz ก็พอแล้ว ในเครื่องรับโทรทัศน์เราให้ย่านความถี่ของเสียงสูงสุดได้ถึง 25 kHz และแบนด์วิดธ์เสียงรวมแล้วประมาณ 0.5 MHz จึงทำให้แชนแนลของระบบ 525 เส้น มีแบนด์วิดธ์ของแชนแนลเท่ากับ 6 MHz และระบบ 625 เส้นต้องมีแบนด์วิดธ์ 7 MHz



รูปที่ 2.11 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ จะเห็นได้ว่า เครื่องส่งจะส่งไซด์แบนด์ด้านสูง (upper sideband) เต็มที่ แต่จะส่งไซด์แบนด์ด้านต่ำ (lower sideband) เพียงบางส่วน ไม่เกิน 1.25 MHz เท่านั้น



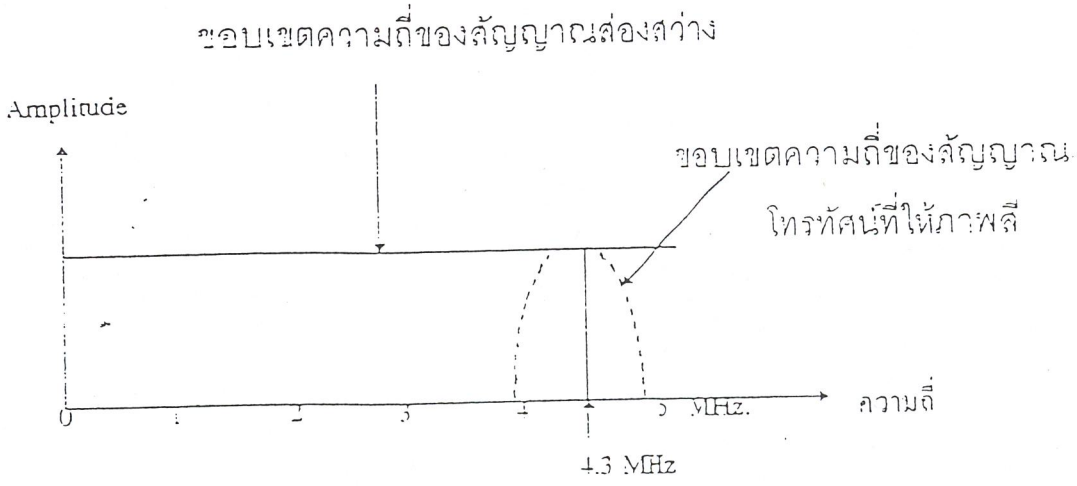
รูปที่ 2.12 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ จะเห็นว่า ระหว่าง $\pm$1.25 MHz จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงเริ่มจากศูนย์ไปหาค่าสูงสุด และหลังจากนั้นก็จะมีค่าคงที่



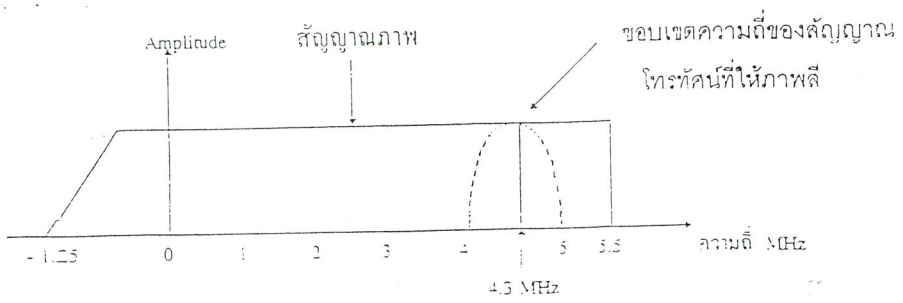
รูปที่ 2.13 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ต้องการ โดยเป็นผลจากการใช้ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพทางด้านเครื่องส่งและทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์

2.4 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านภาพ

สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง กับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีที่เครื่องส่งโทรทัศน์สีนำออกอากาศ นิยมใช้ระบบ amplitude modulation (AM) สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำและระบบ AM-AM สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี โดยปกติการส่งโทรทัศน์ในระบบนี้ สัญญาณที่ออกอากาศอาจเลือกให้อยู่ในลักษณะของไซด์แบนด์เดียว (single sideband) หรือไซด์แบนด์สองข้าง (double sideband) แต่เนื่องจากสัญญาณโทรทัศน์มีขอบเขตความถี่ของสัญญาณภาพกว้างขวางมาก ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 การส่งในลักษณะของ ไซด์แบนด์เดียวจึงไม่เหมาะ และการส่งในลักษณะของไซด์แบนด์สองข้าง ก็จะต้องใช้ความถี่มากและทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป ในทางปฏิบัติจึงนิยมส่งกันในระบบของ vestigial sideband transmission



รูปที่ 2.14 ขอบเขตความถี่ของสัญญาณส่องสว่างและของสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี

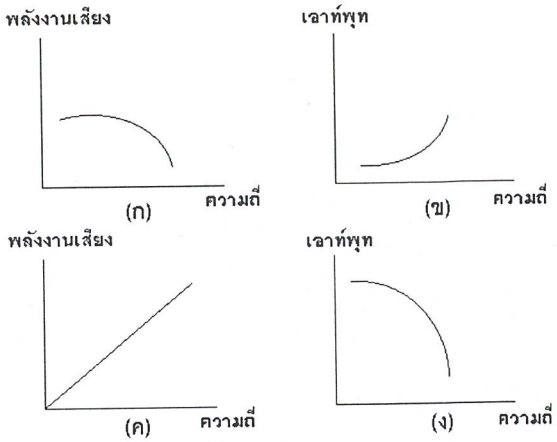


รูปที่ 2.15 ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพ สำหรับโทรทัศน์สีระบบ PAL ซึ่งมีความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณคัลเลอร์ซับแคริเออร์ ประมาณ 4.3 MHz

รูปที่ 2.15 เป็นรูปที่แสดงถึงลักษณะความถี่กับขนาดของสัญญาณ (frequency-amplitude characteristics) ในโทรทัศน์สีระบบ PAL ซึ่งความถี่ของคลื่นพาห์ด้านภาพ (f_0) จะอยู่ห่างจากความถี่ของคลื่นพาห์ด้านเสียง (f_A) ประมาณ 5.5 MHz คลื่นพาห์ด้านภาพจะอยู่สูงกว่าขอบล่างสุดของช่องโทรทัศน์ 1.25 MHz ส่วนคลื่นพาห์ด้านเสียงจะอยู่ต่ำกว่าขอบบนสุดของช่องโทรทัศน์ 0.25 MHz รวมความกว้างของช่องโทรทัศน์ในระบบนี้ จะมีประมาณ 7 MHz สำหรับโทรทัศน์สีระบบ NTSC ความถี่คลื่นพาห์ของภาพ จะอยู่ห่างความถี่คลื่นพาห์ของเสียง ประมาณ 4.5 MHz และมีความกว้างของช่องโทรทัศน์เพียงประมาณ 6 MHz เท่านั้น

2.5 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง

สัญญาณเสียงของโทรทัศน์สีที่นำออกอากาศ จะใช้ระบบ frequency modulation โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้สูงสุด (maximum frequency deviation) เพียง 50 kHz และมีค่าคงตัวของเวลา (time constant) ในวงจรปรี-เอ็มฟาซิส(pre-emphasis)หรือวงจรดี-เอ็มฟาซิส (de-emphasis) เพียง 50 μs การใช้วงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านการส่ง และวงจรดี-เอ็มฟาซิส ทางด้านการรับ จะช่วยทำให้คุณลักษณะของเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ดีขึ้น



รูปที่ 2.16(ก) เป็นคุณลักษณะของพลังงานเสียงที่ส่งไปให้เครื่องรับกับความถี่ของเสียง

รูปที่ 2.16(ข) เป็นคุณลักษณะของวงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วย ยกระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูงๆ

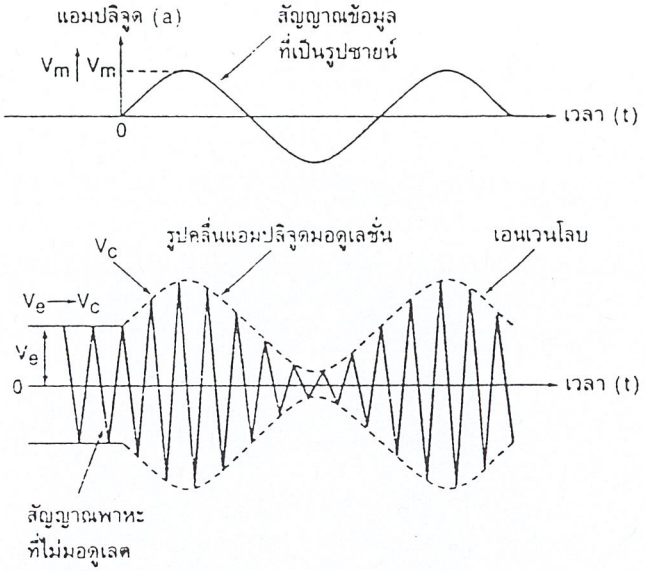
รูปที่ 2.16(ค) เป็นพลังงานเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ ซึ่งจะมีการยกระดับพลังงานเสียงที่มีความถี่สูงขึ้นไปเรื่อยๆอันไม่เป็นตามธรรมชาติ จึงจำเป็นต้องใช้วงจร ดี-เอ็มฟาซิส

รูปที่ 2.16(ง) ช่วยลดระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูง เพื่อให้เสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้มีลักษณะปกติ

การใช้วงจรปรี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องส่ง และวงจรดี-เอ็มฟาซิส ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์จะช่วยลดอาการรบกวนสัญญาณเสียงจากนอยส์ (noise) และจากสัญญาณอื่นๆได้เป็นอย่างดีอีกด้วย

2.6 การมอดูเลชั่นทางแอมปลิจูด (Amplitude Modulation)

แอมปลิจูดมอดูเลชั่นเป็นวิธีการที่คิดค้นได้ก่อนในบรรดาเทคนิคการมอดูเลตอื่นๆ เป็นการนำสัญญาณ 2 ชุดมาผสมกัน โดยสัญญาณแรกเป็นข้อมูลหรือเสียงที่ต้องการส่ง สัญญาณที่สองเป็นสัญญาณพาหะ แอมปลิจูดมอดูเลชั่นเป็นการนำสัญญาณข้อมูลมาปรับเปลี่ยนขนาดแอม-ปลิจูดของสัญญาณพาหะ โดยที่ความถี่ของสัญญาณพาหะไม่มีการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้สมมุติว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการนำมาทำการมอดูเลตมีความถี่ค่าหนึ่งคือ f_S และสัญญาณข้อมูลที่เป็นพาหะมีความถี่อีกค่าหนึ่งคือ f_C ผลลัพธ์จากการมอดูเลชั่นจะเป็นดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะ และสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลต

เส้นประซึ่งเกิดจากการต่อของแอมปลิจูดสัญญาณผลลัพธ์ จะมีชื่อเรียกว่า เอนเวนโลป (Envenlope) ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับคลื่นของ f_S

2.6.1 ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมปลิจูดมอดูเลชั่น

สัญญาณรูปซายน์นั้นโดยปรกติจะสามารถอธิบายได้ด้วยรูปสมการดังนี้

$$v = V\sin(2\pi ft)$$

เมื่อกำหนดให้

V_S = แอมปลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปซายน์ความถี่ f_s เป็นความต่างศักย์

v_C = แอมปลิจูดของสัญญาณรูปซายน์ความถี่ f_c เป็นความต่างศักย์

V_C = แอมปลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปซายน์ความถี่ f_c เป็นความต่างศักย์

t = เป็นเวลาใดๆ

จะได้ว่า

$$v_S = V_S\sin(2\pi f_s t)$$

$$v_C = V_C\sin(2\pi f_c t)$$

ค่าของแอมปลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณข้อมูลไม่ควรที่จะมากกว่าแอมปลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณพาหะ (Carrier) มิฉะนั้นจะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากการทำมอดูเลชั่นหากค่าแอมปลิจูดของสัญญาณข้อมูลสูงกว่าของสัญญาณพาหะมากๆ จะเรียกได้ว่าเกิดการโอเวอร์มอดูเลชั่น (Overmodulation) และความสัมพันธ์ของค่าความต่างศักย์ของสัญญาณทั้งสองนั้นมีการกำหนดขึ้นเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index บางครั้งก็มีชื่อ

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เรียกว่า Modulation Factor, Modulation Coefficient, Degree of Modulation) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าความต่างศักย์ของสัญญาณข้อมูลกับความต่างศักย์ของสัญญาณพาหะดังสมการ

$$m = \frac{V_S}{V_C}$$

ค่าของดัชนีการมอดูเลชั่นจะอยู่ในช่วง $0 < m < 1$ เพราะหาก m มากกว่า 1 ก็จะเกิดการโอเวอร์มอดูเลชั่นขึ้นและนิยมคูณ 100 เข้าไปเพื่อแสดงค่าเป็นเปอร์เซนต์การมอดูเลชั่น

จากรูปคลื่นผลลัพธ์ทำให้พอสรุปได้ว่าค่าความต่างศักย์ที่เวลาใดๆของสัญญาณเกิดจากผลรวมของค่าแอมปลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาหะกับค่าแอมปลิจูดที่เวลาใดของสัญญาณข้อมูล จะได้ค่าตามสมการข้างล่างนี้คือ

$$v_1 = V_C + v_S$$

$$v_1 = V_C + V_S\sin(2\pi f_S t)$$

ค่าของ v_1 เป็นค่าของแอมปลิจูดของสัญญาณผลลัพธ์ตามที่เรียกว่าเอนเวนโลป ดังนั้นสมการที่แสดงถึงรูปคลื่นผลลัพธ์คือ

$$v_2 = v_1\sin(2\pi f_C t)$$

$$v_2 = [V_C + V_S \cdot \sin(2\pi f_S t)] \cdot \sin(2\pi f_C t)$$

$$= V_C\sin(2\pi f_C t) + V_S \sin(2\pi f_S t) \cdot \sin(2\pi f_C t)$$

หากพิจารณาจากสมการจะได้ว่า

v_2 = สัญญาณพาหะ + (สัญญาณข้อมูลxสัญญาณพาหะ)

วงจรที่จะนำมาใช้สร้างแอมปลิจูดมอดูเลชั่นจะต้องเป็นวงจรคูณสัญญาณ เรียกว่ามอดูเลเตอร์(Modulator) จากสูตรตรีโกณมิติ

$$\sin A \cdot \sin B = \cos\frac{(A-B)}{2} - \cos\frac{(A+B)}{2}$$

$$V_2 = V_C\sin(2\pi f_C t) + \frac{V_S}{2} \cdot \cos 2\pi(f_C - f_S) - \frac{V_S}{2} \cdot \cos 2\pi(f_C + f_S)$$

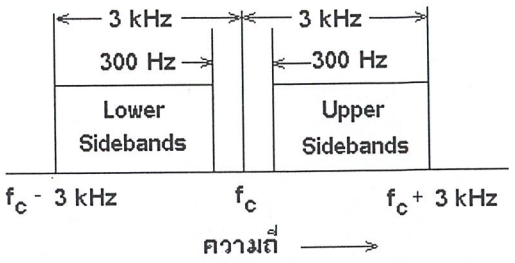
จากสมการข้างต้น ผลที่ได้จากการทำ Amplitude Modulation จะได้สัญญาณที่ความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณพาหะออกมาด้วย เป็นสัญญาณที่ความถี่ต่ำและสูงกว่าสัญญาณพาหะเรียกว่า Sideband

f_{USB} = Upper Sidebands frequency = $f_c + f_s$

f_{LSB} = Lower Sidebands frequency = $f_c - f_s$

จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคป(Oscilloscope) สัญญาณที่ได้จะไม่สามารถแยกได้ว่ามีความถี่ข้างเคียงเกิดขึ้นด้วย แต่ถ้าใช้เครื่องมือสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) วิเคราะห์สัญญาณของแอมปลิจูดมอดูเลชั่นจะได้รูปกราฟของ Frequency Domain ดังรูปที่ 2.18

36699



รูปที่ 2.18 สัญญาณแอมปลิจูดมอดูเลชั่นในแกนความถี่

จากรูปที่ 2.18 ทำให้ทราบว่าสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีความถี่ใกล้เคียงเกิดขึ้นด้วยทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่พาหะ โดยที่ AM ใช้ความกว้างของแถบสัญญาณหรือที่เรียกว่า Bandridth เป็นจำนวนสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูล

เมื่อพิจารณาถึงกำลัง (Power) ที่ส่งออกอากาศ จะประกอบด้วยกำลังของคลื่นพาหะบวกกับกำลังของคลื่นความถี่ข้างเคียงทั้งสองด้าน เนื่องจากกำลังส่งของความถี่ข้างเคียงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีมอดูเลชั่นและค่าของกำลังส่งของ Sideband มีค่าดังนี้

$$P_{LSB} = P_{USB} = \frac{P_C (m)^2}{4}$$

เมื่อ P_C = ค่ากำลังส่งของสัญญาณพาหะ

P_{LSB} = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่ต่ำกว่าสัญญาณพาหะ

P_{USB} = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่สูงกว่าสัญญาณพาหะ

จากสมการของกำลังข้างต้นทำให้ทราบว่ายิ่งเปอร์เซ็นต์มอดูเลชั่นยิ่งสูงมากเท่าใดกำลังส่งของสัญญาณความถี่ข้างเคียงก็จะยิ่งสูงมากขึ้น ทำให้การรับและการส่งสัญญาณดีขึ้น

แม้ว่า AM จะมีความง่ายและได้ผลดีวิธีหนึ่ง แต่ก็เป็นการส่งสัญญาณที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ หากพิจารณาจากกำลังส่งทั้งหมด เมื่อ P_t = กำลังส่งสัญญาณทั้งหมด

$$P_t = P_C + P_{LSB} + P_{USB}$$

$$P_t = P_C + \frac{P_C (m)^2}{4} + \frac{P_C (m)^2}{4}$$

ที่ m = 1 หรือ 100% มอดูเลชั่นจะได้สัญญาณ Sidebands ที่มีกำลังสูงสุด

$$P_t = P_C + \frac{P_C}{2}$$

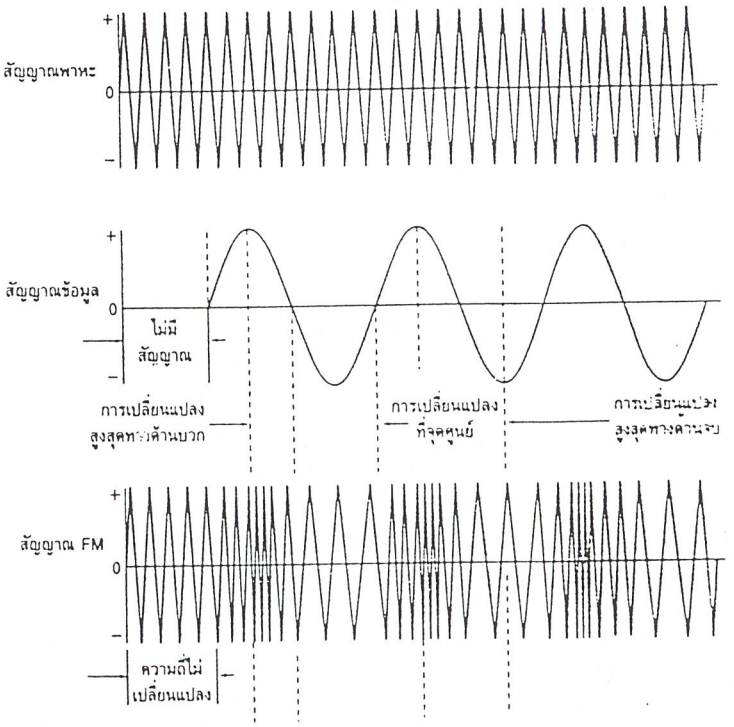
หากกำลังส่งของสัญญาณพาหะเป็น 100 วัตต์ กำลังส่งของสัญญาณไซด์แบนด์จะมีค่า 50 วัตต์ จากผลรวมทั้งหมด 150 วัตต์ ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลเพียง 50 วัตต์ มีการสูญเสียไปกับกำลังส่งของสัญญาณพาหะถึง 2 ใน 3 ของพลังงานทั้งหมด โดยที่ไม่มีข้อมูลใดๆอยู่ในสัญญาณนี้

เลย จึงมีการลดหรือเอาสัญญาณพาหะออกไป ซึ่งเรียกว่าการซับเพรสชั่น (Suppression) ทำให้สัญญาณที่ได้มีเฉพาะสัญญาณไซด์แบนด์ สัญญาณ AM ที่มีการเอาสัญญาณพาหะออก เรียกว่า ดับเบิลไซด์แบนด์ซับเพรสแคร์เรียร์ (Double sideband suppressed carrier : DSSC หรือ DSB) วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ DSB เรียกว่าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Banlanced Modulator) ด้วยการใช้ DSB จะทำให้กำลังถูกใส่ลงในสัญญาณ Sideband ได้มากขึ้น

และหากพิจารณาต่อไปอีกจะพบว่าสัญญาณข้อมูลนั้นมีอยู่ซ้ำกันทั้งความถี่ด้านบน (Upper Sideband) และความถี่ด้านล่าง (Lower Sideband) จึงมีการคิดค้นให้ส่งสัญญาณเพียงสัญญาณข้างเคียงด้านเดียว เรียกว่า ซิงเกิลไซด์แบนด์ซับเพรสแคร์เรียร์ (Single Sideband Suppressed Carrier SSSC หรือ SSB) เมื่อมีการใช้สัญญาณเพียงข้างเดียวทำให้สามารถประหยัดการครอบครองแถบความถี่ (Spectrum) ไปได้ครึ่งหนึ่ง จากเดิมที่สัญญาณ AM ต้องการใช้

ทั้ง DSB และ SSB มีประสิทธิภาพที่มากกว่าในแง่ของกำลังส่งที่ใช้ เนื่องจากมีการประหยัดกำลังส่งของสัญญาณพาหะ ทำให้สามารถนำกำลังส่งไปใส่เพิ่มในไซด์แบนด์ได้ และคุณสมบัติพิเศษอีกอย่างหนึ่งคือ ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูดเข้ามาก็จะไม่มีสัญญาณวิทยุ (Radio Frequency) ส่งออกมา

2.7 การมอดูเลชั่นทางความถี่ (Frequency Modulation)

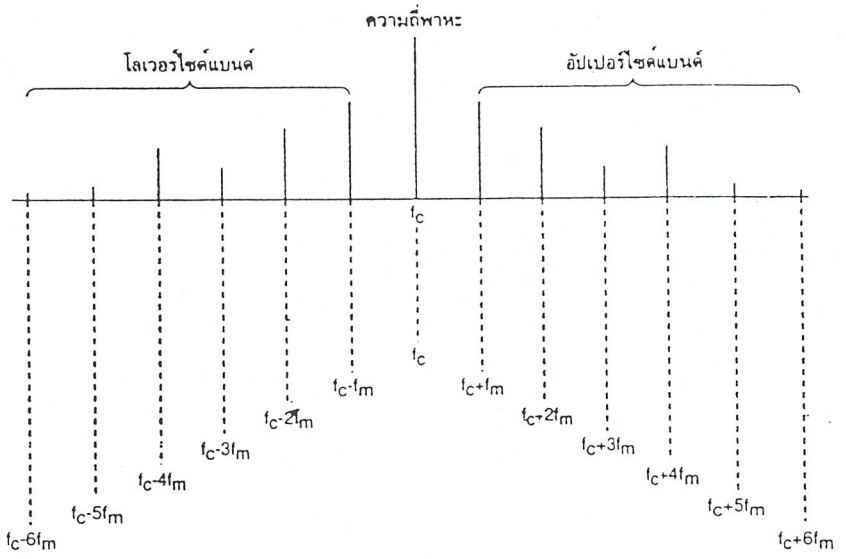


รูปที่ 2.19 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM

เป็นการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล โดยที่ค่าแอมปลิจูดของสัญญาณยังคงที่ การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีความสัมพันธ์กับค่าแอมปลิจูดของสัญญาณข้อมูล เช่นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมปลิจูดสูงสัญญาณพาหะก็จะมีความถี่สูงขึ้นด้วย ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลเข้ามาทำการมอดูเลตสัญญาณพาหะจะมีค่าความถี่กลางอยู่ค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า Center Frequency เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาก็จะทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงจากค่าความถี่กลางนี้ ปริมาณที่เปลี่ยนแปลงไปของความถี่ดังกล่าวซึ่งเกิดจากสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่าค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation) ค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนความถี่จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมปลิจูดสูงสุด ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะเป็นตัวกำหนดให้ทราบถึงจำนวนครั้งในหนึ่งวินาทีที่เกิดการเบี่ยงเบนของความถี่ขึ้นไปสูงและต่ำกว่าค่าความถี่กลาง และอัตราดังกล่าวถูกเรียกว่า อัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation Rate) ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ดังกล่าว แต่จะไม่มีผลต่อปริมาณของความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่กลางซึ่งขึ้นอยู่กับแอมปลิจูดของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น ซึ่งการแสดงให้ทราบถึงปริมาณการเบี่ยงเบนทางความถี่จะเป็นปริมาณของความถี่ที่เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลงไปจากค่าความถี่กลาง

2.7.1 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชั่น

ผลจากการมอดูเลตไม่ว่าด้วยวิธีการใดจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้น ในการ มอดูเลตทางความถี่และทางเฟสก็เกิดความถี่ข้างเคียงที่เป็นความถี่ของผลรวมและผลต่างของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูลขึ้นเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้วจะเกิดคู่ของความถี่ข้างเคียงขึ้นเป็นจำนวนอนันต์คู่ทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง ทำให้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่และเฟสมีการใช้งานแถบความถี่มากกว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางแอมปลิจูด



รูปที่ 2.20 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM

จากรูปที่ 2.20 แถบความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยทั่วไป ที่สัญญาณพาหะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์ที่ความถี่เดียว จะมีลักษณะที่น่าสังเกตคือ ความถี่ข้างเคียงจะเว้นระยะห่างจากสัญญาณความถี่พาหะและความถี่ข้างเคียงด้วยกัน เป็นระยะเท่าๆกัน เท่ากับความถี่สัญญาณข้อมูลหากความถี่สัญญาณข้อมูลมีค่าเท่ากับ 500 Hz สัญญาณความถี่ข้างเคียงคู่แรกจะอยู่สูงกว่า และต่ำกว่าสัญญาณพาหะอยู่ 500 Hz และแอมปลิจูดของสัญญาณข้างเคียงจะไม่เท่ากัน หากสมมุติว่าสัญญาณความถี่ข้างเคียงต่างๆเป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่และแอมปลิจูดเฉพาะตัว เมื่อนำมารวมกันจะได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่นั่นเอง

ลักษณะต่างๆของจำนวนความถี่ข้างเคียง ขนาดแอมปลิจูดของความถี่ข้างเคียงและระยะห่างระหว่างความถี่ จะขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนความถี่ และความถี่ของสัญญาณข้อมูล แม้ว่าสัญญาณมอดูเลชั่นทางความถี่ข้างเคียงจำนวนอนันต์ แต่ความถี่ข้างเคียงที่มีแอมปลิจูดสูงเพียงพอเท่านั้นจึงจะถือว่าเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลอยู่ โดยปรกติสัญญาณที่มีแอมปลิจูดต่ำกว่า 1 % ของสัญญาณพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลต จะถือว่าไม่มีความสำคัญ

จากความสัมพันธ์ข้างต้น ทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่กับความถี่ของสัญญาณข้อมูล ซึ่งเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)

$$m = \frac{f_d}{f_m}$$

เมื่อ f_d = ค่าเบี่ยงเบนความถี่

f_m = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ดัชนีมอดูเลชั่น	พาหะ	ไซด์แบนด์ (เป็นคู่)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.50	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.00	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.00	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.25	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.34	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.34	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	0.20	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.01	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.00	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.00	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 2.1 แสดงแอมปลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดูเลชั่น คำนวณตามฟังก์ชั่นเบสเซลล์

ค่าเบี่ยงเบนความถี่และค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลมักจะใช้ค่ามากที่สุด เพื่อนำมาคำนวณดัชนีการมอดูเลต และนอกจากนั้นค่าดัชนีดังกล่าวก็ถูกเรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบนด้วย

เมื่อทราบค่าดัชนีการมอดูเลตจะทำให้สามารถทราบจำนวนและขนาดของแอมปลิจูดของสัญญาณความถี่ข้างเคียงได้ด้วยการคำนวณสมการฟังก์ชั่นเบสเซล (Bessel function) ซึ่งค่อนข้างซับซ้อน ผลที่ได้จะออกมาในรูปของข้อมูลในตารางที่ 2.1 คอลัมน์ซ้ายมือสุดเป็นค่าดัชนีการมอดูเลตและคอลัมน์ที่เหลือเป็นแอมปลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้างเคียงทั้งสองด้าน โดยสัญญาณข้างเคียงที่มีแอมปลิจูดต่ำกว่า 1 % ของสัญญาณพาหะจะไม่ถูกแสดงบนตาราง ขอให้สังเกตว่าสัญญาณข้างเคียงและพาหะบางตัวมีค่าแอมปลิจูดเป็นลบ ซึ่งแสดงว่ามีการเลื่อนเฟสไป 180° หรือกลับเฟสนั่นเอง

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะใช้แถบความถี่กว้างเท่าใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตด้วยเช่นกัน หากค่าดัชนีการมอดูเลตมากก็จะใช้แถบความถี่กว้างมาก ดังนั้น

สามารถประหยัดแถบความถี่ได้ด้วยการจำกัดค่าของดัชนีการมอดูเลต ความกว้างของแถบความถี่สามารถหาได้จากค่าดัชนีการมอดูเลตและผลจากตารางที่ 2.1 ดังสมการดังนี้

แถบความกว้างของความถี่ (Bandwidth) = $2f_m$ x จำนวนของความถี่ข้างเคียงที่สำคัญ

เมื่อ f_m = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

จากตารางมีข้อน่าสังเกตอย่างหนึ่งคือ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นสัญญาณของพาหะจะมีขนาดแอมปลิจูดลดลง และแอมปลิจูดของสัญญาณข้างเคียงก็จะมีค่ามากขึ้นจนถึงจุดหนึ่งที่ค่าแอมปลิจูดของสัญญาณพาหะหายไป เปรียบเทียบกับสัญญาณในแบบมอดูเลชั่นทางแอมปลิจูด ปริมาณการมอดูเลตจะแสดงอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งค่าดังกล่าวเป็นอัตราส่วนของแอมปลิจูดของสัญญาณข้อมูลกับแอมปลิจูดของสัญญาณพาหะ หากปริมาณทั้งสองเท่ากันอัตราส่วนจะเป็นหนึ่ง เป็นผลให้เกิดการมอดูเลตขึ้น 100 % แต่หากสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงกว่าจะทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป (Overmodulation) และเกิดความเพี้ยนของสัญญาณขึ้น สำหรับการมอดูเลตทางความถี่และเฟสการที่แอมปลิจูดและความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงขึ้นจะไม่ทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป หรือสัญญาณผิดเพี้ยนแต่อย่างไร แต่จะทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนความถี่มากขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ค่าดัชนีการมอดูเลตทางความถี่สูงขึ้น และต้องใช้แถบความถี่กว้างมากขึ้น ปริมาณการมอดูเลตในแบบความถี่สามารถหาได้จากอัตราส่วนของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกิดขึ้นจริงต่อค่าสูงสุดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ยอมรับได้

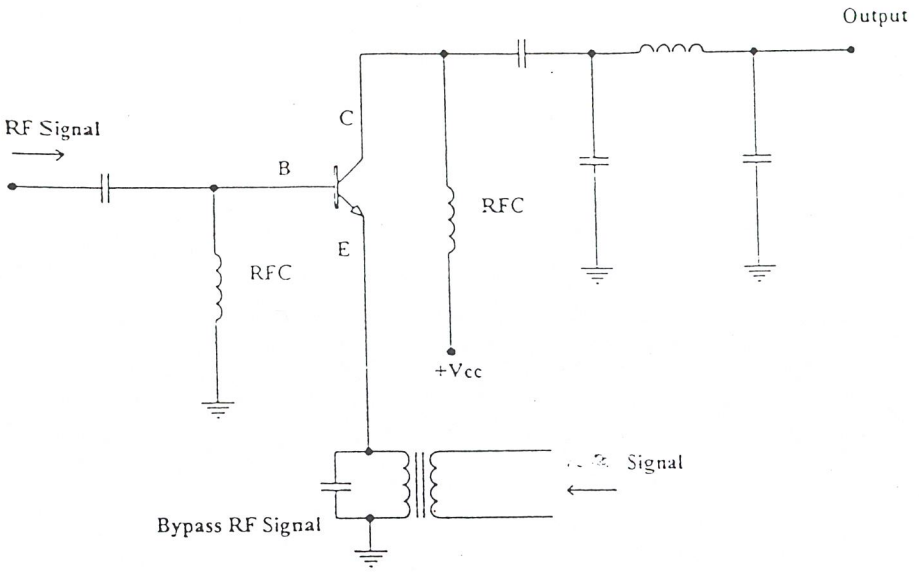
เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตทางความถี่ = (ค่าเบี่ยงเบนความถี่จริง/ค่าเบี่ยงเบนที่สูงที่สุด) x 100

ค่าเปอร์เซ็นต์ดังกล่าวไม่ควรเกิน 100 % เนื่องจากสถานีส่งสัญญาณแบบ FM ถูกกำหนดให้ใช้แถบความถี่เพียงช่วงหนึ่ง หากเกินกว่านี้ก็จะไปรบกวนช่องสัญญาณอื่นที่อยู่ข้างเคียง

2.8 ทฤษฎีวงจรมอดูเลชั่น

2.8.1 วงจรอิมิตเตอร์มอดูเลชั่น

การมอดูเลทสัญญาณจะเกิดขึ้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ดังวงจรรูปที่ 2.21 จากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณความถี่วิทยุจะป้อนเข้ามาที่ขาเบส ดังนั้นกระแสอิมิตเตอร์จึงเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ แต่เมื่อเราทำการป้อนสัญญาณภาพเข้าทางด้าน อิมิตเตอร์ส่วนของสัญญาณภาพที่อิมิตเตอร์จะเป็นตัวจำกัดค่าสูงสุดของกระแสอิมิตเตอร์ จึงเกิดสัญญาณแบบ AM ขึ้นที่เอาท์พุทของวงจร



รูปที่ 2.21 แสดงวงจรอิมิตเตอร์มอดูเลชั่น

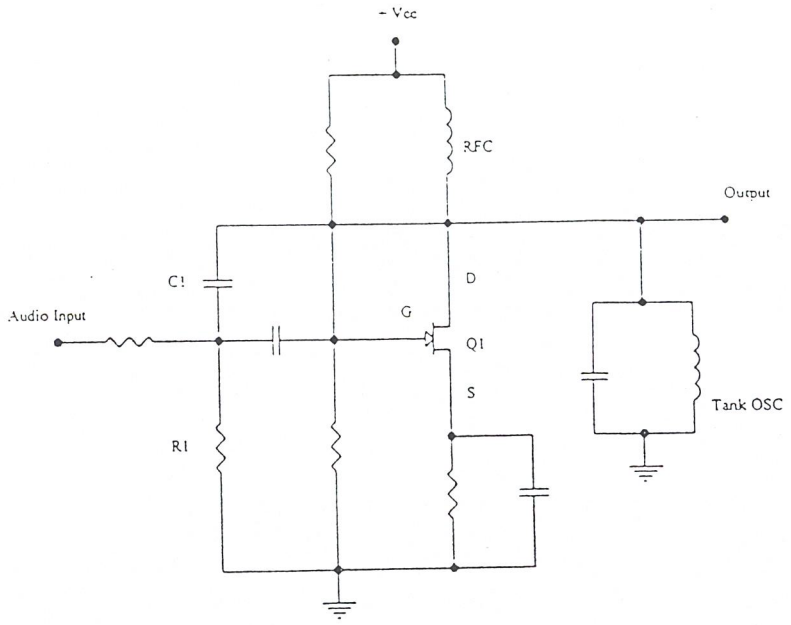
2.8.2 รีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

หน้าที่หลักของวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ก็คือ ไบอัสเฟทหรือทรานซิสเตอร์เป็นตัวที่ทำหน้าที่เป็นรีแอกแตนซ์ ในวงจรแท็งค์ของออสซิลเลเตอร์ ฉะนั้นเมื่อป้อนสัญญาณเสียงมามอดูเลท ค่ารีแอกแตนซ์จะแปรเปลี่ยนไป ทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลง

วงจรแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ ในรูปที่ 2.22 ใช้ C1 และ R1 ต่อคร่อมวงจรแท็งค์ของออสซิลเลเตอร์ ค่ารีแอกแตนซ์ของ C1 มีค่าประมาณ 6 เท่าของ R1 ฉะนั้นเมื่อมองการต่อ R1 กับ C1 จึงเสมือนเป็นความจุล้วนๆ สัญญาณที่ป้อนแก่เกตของ Q1 จะมีเฟสนำหน้า 90° เทียบกับแรงดันออสซิลเลเตอร์ด้วยเช่นกัน ดังนั้นวงจรโดยรวมจึงปรากฏเป็นความจุต่อขนานวงจรแท็งค์ของออสซิลเลเตอร์

เนื่องจากวงจรเฟททำหน้าที่เสมือนตัวเก็บประจุ จึงสามารถควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้ ถ้าสัญญาณเสียงเป็นศูนย์ ค่าความจุจะอยู่ความถี่กลาง ถ้าสัญญาณเสียงเป็นบวกกระแสเดรนจะเพิ่มและค่าความจุเพิ่มขึ้นด้วย ทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ต่ำลง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเสียงเป็นลบกระแสFETจะลดและความจุจะลดลงตามด้วย ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จึงเพิ่มขึ้น

เราสามารถใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสูญญากาศแทนเฟทเป็นวงจรรีแอกแตนซ์ได้ นอกจากนี้เราสามารถไบอัสให้วงจรโดยรวมเสมือนเป็นความเหนี่ยวนำได้โดยการสลับตำแหน่ง R1, C1

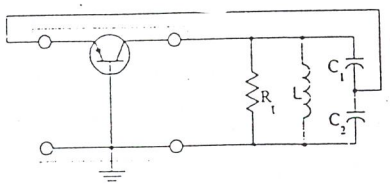


รูปที่ 2.22 แสดงวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

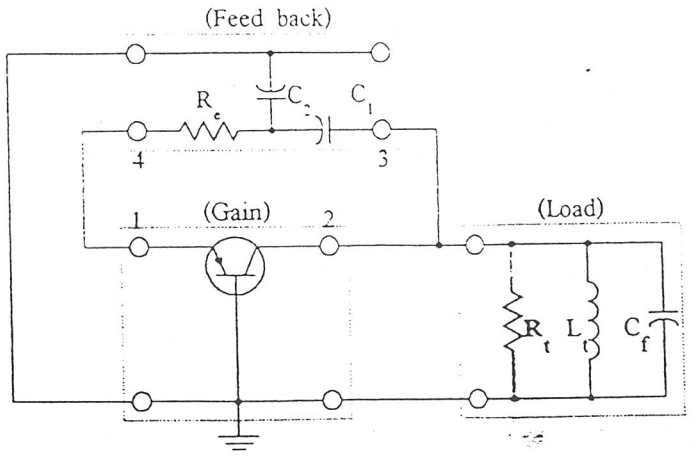
2.9 ทฤษฎีวงจรกำเนิดความถี่

2.9.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตส์ (Colpitts Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับ (Feedback Oscillator) แบบโคลพิตส์ (Colpitts) แสดงดังรูปที่ 2.23 และสามารถเขียนอธิบายได้ดังรูปที่ 2.24 ซึ่งประกอบด้วยส่วนของอัตราขยาย (Gain), โหลด (Load) และวงจรป้อนกลับ (Feedback), ตัวเก็บประจุ C_f ใส่เข้าไปในวงจรเพื่อง่ายในการปรับความถี่, R_e เป็นความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีผลกระทบต่อแอดมิตแตนซ์ด้านเข้า (Input Admittance), แรงดัน V_I ที่ด้านเข้า (Input Port) ของทรานซิสเตอร์ทำให้เกิดแรงดันด้านออก (Output Voltage) V_O มีอัตราขยายแรงดัน (Voltage Gain) V_O/V_I ซึ่งถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์ของผลรวมโหลดเป็นการรวมกันแบบขนานของ RLC เรียกว่า "Load Block" เป็น แอดมิตแตนซ์ ซึ่งมองจากจุดที่ 3 (Terminal 3) ของโครงข่ายป้อนกลับ (Feedback Network)



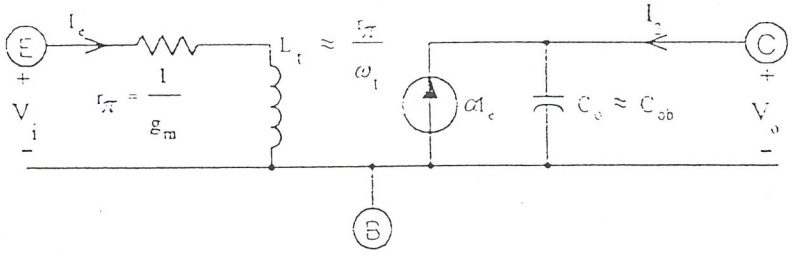
รูปที่ 2.23 วงจรออสซิลเลทป้อนกลับเบื้องต้น



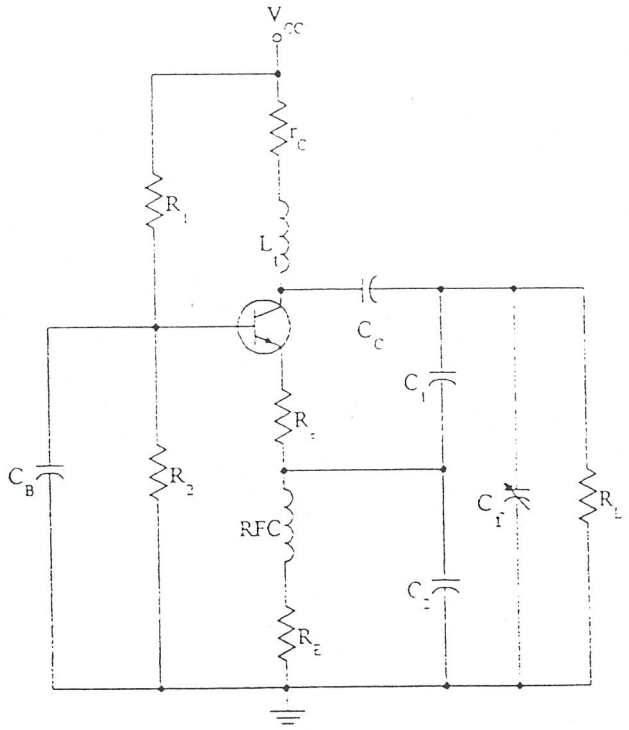
รูปที่ 2.24 การแยกระบบการป้อนกลับ

2.9.2 การวิเคราะห์และออกแบบโคลพิตส์ออสซิลเลเตอร์

ในที่นี้จะพิจารณาวงจรโคลพิตส์แบบเบสร่วม (common-base Colpitts) ซึ่งง่ายในการออกแบบจุดทำงานให้ใกล้กับความถี่ f_α ของทรานซิสเตอร์ และเป็นวงจรที่หลีกเลี่ยงการใช้แท๊ปขดลวด (Tapped inductor) ของแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ตเลย์ (Hartlay Oscillator Circuit) ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) ของทรานซิสเตอร์มีรูปแบบ (model) ดังรูปที่ 2.25 เป็นแบบ ไฮบริด-พาย (hibrid-pi model)



รูปที่ 2.25 hybrid-pi model ของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.26 วงจรโคลพิตส์ออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วมที่สมบูรณ์

วงจรที่สมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 2.26 R_L เป็นความต้านทานโหลด, C_f เป็นตัว- เก็บประจุปรับค่าได้ ใช้สำหรับปรับความถี่, C_1 และ C_2 กำหนดอัตราส่วนการป้อนกลับ, R_e เป็น อิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Input Impedance) ภายในของทรานซิสเตอร์, R_E, R_1 และ R_2 เป็นตัวกำหนดจุดการทำงาน (Q point), L_t เป็นอิมพีแดนซ์ของวงจรแท็งค์ (Tank Circuit Impedance) ซึ่งขนานกับ R_L, C_f, C_0 และอนุกรมกับ C_1 และ C_2 RFC โช้ค มีไว้ลดการลดทอนกำลัง (Power distortion) ใน R_E, ตัวเก็บประจุ C_B ลัดขาเบสลงกราวด์ที่จุดทำงานความถี่และ C_C เป็นตัวเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์ต่ำ (Low Impedance Coupling) เพื่อป้องกันกระแสไฟตรงออกสู่โหลด , r_C ความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับ Coil L_t ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ ณ. จุดทำงานซึ่งจะช่วยในการคำนวณหาสมการความต้านทานขนาน (parallel resistance) $R_p = Q_C^2 R_C$ (Q_C เป็นค่า Q ของ coil) ตัวต้านทาน R_e มีขนาดใหญ่พอสมควร (ประมาณไม่เกิน 100 Ω) ที่จะทำให้ลดค่าอนดักแตนซ์ขาเข้า (Input inductance) ของทรานซิสเตอร์การเหนี่ยวนำ ณ. จุดการทำงานของความถี่ออสซิสเลเตอร์ พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะทำให้วัดการลดทอนกำลังความถี่สูง (RF Power Loss) ใน R_e สูตรในการหาคือ

$$R_t = \frac{R_L R_P}{R_L + R_P} = R_L \,//\, R_P \qquad (1)$$

$$R_I = R_c + r_c \qquad (2)$$

R_t คือ ความต้านทานของวงจรแท๊งค์

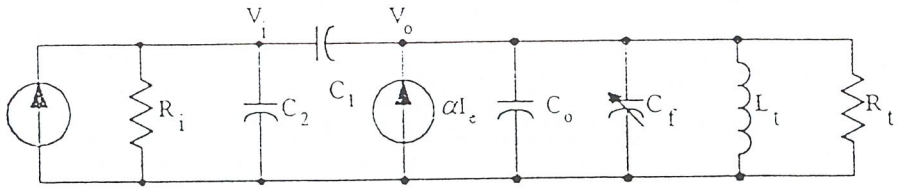
R_L คือ ความต้านทานโหลด

R_p คือ ความต้านทานขนานของขดลวด

r_c คือ ความต้านทานที่เกิดจากการทำงานของทรานซิสเตอร์

R_I คือ ความต้านทานขาเข้า

R_c คือ ความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.27 วงจรเสมือน

วงจรเสมือน (Equivalent Circuit) ของวงจรแสดงดังรูปที่ 27 โดยกำหนดให้

1. รีแอกแตนซ์ของ RFC โช้ค เป็นอนันต์
2. รีแอกแตนซ์ของ C_E และ C_B มีค่าเท่ากับศูนย์

ค่าแหล่งจ่าย I_S เกิดจากสัญญาณรบกวนชั่วครู่ (pulse noise) ขณะเริ่มต้นการทำให้เกิดการออสซิลเลทในเทอมของแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ (admittance parameter) $g_I = 1/R_I$ และ $g_t = 1/R_t$ การหาค่าความถี่เชิงซ้อน (Complex frequency) s สามารถเขียนเป็นสมการของวงจรได้ดังนี้

สมการกระแสอินพุท $I_S = g_I V_I + sC_2V_I + sC_1(V_I - V_o)$

สมการกระแสเอาท์พุท $0 = g_t V_o + s\left(C_o + C_f + \frac{1}{L_t}\right)V_o + sC_1(V_o - V_I) - \alpha g_i V_i$

ความถี่เชิงซ้อน s

$$\begin{bmatrix} I_S \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i + s(C_1 + C_2 & -sC_1 \\ -\alpha g_i - sC_1 & g_i + s(C_1 + C_o + C_f) + \frac{1}{sL_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix}$$

ในเทอมของ $\Delta(s)$ และโคแฟคเตอร์ของมัน $\Delta_{12}(s)$ หา

$$V_o = \frac{I_S \Delta_{12}(s)}{\Delta(s)} \qquad (3)$$

สัญญาณรบกวนเล็กๆน้อยทำให้เกิดเอาท์พุท V_O ถ้า $\Delta(s) = 0$ ด้วยเหตุนี้จึงกำหนดให้

$\Delta(s) = 0$ ซึ่งสามารถทำให้เกิดการเริ่มต้นการออสซิลเลท

$$\Delta(s) = g_I + s(L_t g_t g_I + C_a) + s^2(L_t g_I C_b + L_t g_t C_a - L_t C_1 \alpha g_I) + s^3(L_t C_a C_b - L_t C_1^2) = 0 \quad (4)$$

ให้ $C_a = C_1 + C_2$

$C_b = C_1 + C_2 + C_f$

เงื่อนไขการออสซิลเลทกำหนดได้จากสมการที่ (4)

$s = j\omega$

$$\Delta(j\omega) = g_I + j\omega(L_t g_t g_I + C_a) - \omega^2(L_t g_I C_b + L_t g_t C_a - L_t C_1 \alpha g_I) - j\omega^3(L_t C_a C_b - L_t C_1^2)$$

$$R_e\Delta(j\omega) = g_I - \omega^2 L_t(C_b g_I + C_b g_t - C_1 g_i \alpha) = 0 \quad (5)$$

$$m\Delta(j\omega) = L_t g_t g_I + C_a + \omega^2 L_t(C_a C_b - C_1^2) = 0 \quad (6)$$

จากสมการที่ (6)

$$\omega^2 = \frac{g_t g_i \left(\frac{C_a}{L_t}\right)}{C_a C_b - C_1^2} \quad (7)$$

แทนค่า $C_a = C_1 + C_2$; $C_b = C_1 + C_o + C_f$; $g_t = 1/R_t$; $g_I = 1/R_I$

$$\omega_o^2 = \frac{\frac{1}{R_t R_i} + \left(\frac{C_1 + C_2}{L_t}\right)}{(C_1 + C_2)(C_1 + C_o + C_f) - C_1^2}$$

$$= \frac{L_t + (C_1 + C_2)R_t R_i}{R_t R_i L_t\left((C_1 + C_2)(C_o + C_f) + C_1 C_2\right)}$$

$$= \frac{L_t}{R_t R_i L_t\left((C_1 + C_2)(C_o + C_f) + C_1 C_2\right)} + \frac{(C_1 + C_2)R_t R_i}{R_t R_i L_t (C_1 + C_2)\left(C_o + C_f + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

$$= \frac{1}{R_t R_i\left((C_1 + C_2)(C_o + C_f) + C_1 C_2\right)} + \frac{1}{L_t\left(C_o + C_f + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_t R_i (C_1 + C_2)\left(C_o + C_f + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)} + \frac{1}{L_t\left(C_o + C_f + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (8)$$

ในเทอมที่ 2 จะมีผลในการที่จะสะสมแรงดันโหลดให้ทำงาน ณ. จุด Q point ให้ทำงานที่ความถี่ออสซิลเลท จากสมการความต้านทานขนาน ค่า Q ของขดลวดที่สูงจะมีผลทำให้ R_t เพิ่มทำให้ลดขนาดของเทอมแรก เพื่อไม่ให้มีผลกับการออสซิลเลททำให้เกิดเงื่อนไขของสมการคือ

$$L_t \leq R_t R_I (C_1 + C_2) \quad (9)$$

จะได้ว่า

$$\omega_0^2 \approx \frac{1}{L_t\left(C_0 + C_f + \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

$$\omega_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t\left(C_0 + C_f + \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}} \quad (10)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_t\left(C_0 + C_f + \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}} \quad (11)$$

อัตราขยายของการออสซิลเลทหาได้จากสมการที่ (5) เขียนอธิบายได้ดังนี้

$$0 = g_i - \omega^2 L_t(C_1 g_i + C_a g_t - C_1 g_i \alpha)$$

$$0 = \frac{1}{R_i} - \frac{\omega^2 L_t\left(C_1 + C_0 + C_f\right)}{R_i} + \frac{\omega^2 L_t\left(C_1 + C_2\right)}{R_t} + \frac{\omega^2 L_t C_1 \alpha}{R_i}$$

คูณตลอดด้วย $\frac{R_i}{\omega^2 L_t C_1}$

$$\alpha_{\min} = -\frac{1}{\omega^2 L_t C_1} + 1 + \frac{C_0 + C_f}{C_1} - \frac{R_i}{R_t}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$$

แทนค่าการประมาณค่า ω_0^2 ในสมการ

$$\alpha_{\min} \approx -\frac{L_t\left[C_f + C_0 + \left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)\right]}{L_t C_1} + 1 + \frac{C_0 + C_f}{C_1} + \frac{R_i}{R_t}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$$

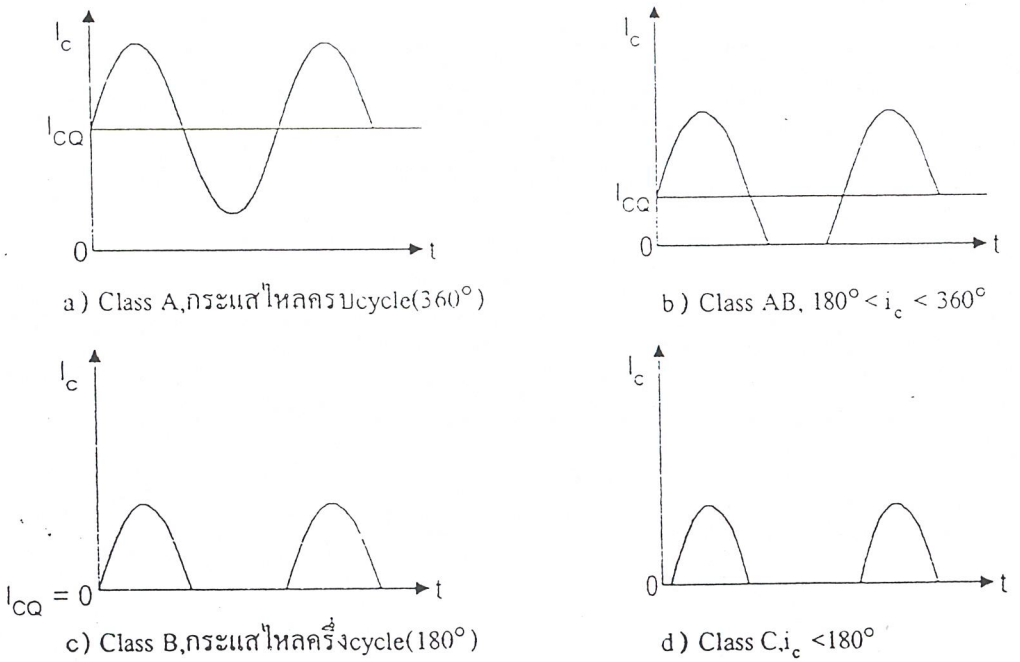
$$\alpha_{\min} \approx 1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2} + \frac{R_i}{R_t}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} + \frac{R_i}{R_t}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \quad (12)$$

ในการที่จะให้มันออสซิลเลท α ของทรานซิสเตอร์จะต้องมีขนาดใหญ่กว่า α_{min} ของวงจร การออกแบบจะกำหนดให้ความถี่ที่จะออสซิลเลทมีค่า $\leq f_\alpha/2$ และ $R_f \geq 1000\ \Omega$

2.10 ทฤษฎีวงจรขยายสัญญาณ

2.10.1 วงจรขยายเชิงเส้นคลาสเอ (Linear Power Amplifier Class A)

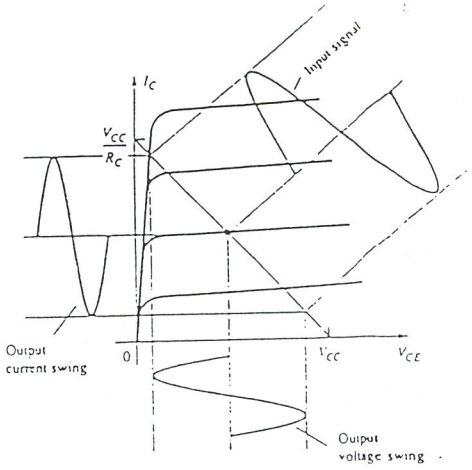
วงจรขยายกำลัง (Power amplifier) ถูกแบ่งเรียกจำแนกเป็นคลาส(Class)ตามลักษณะรูปคลื่นกระแสสัญญาณเอาท์พุทหรือ I_C เมื่อสัญญาณอินพุทเป็นรูปคลื่นไซน์ (sine) ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 แสดงการแบ่งคลาสของวงจรขยายกำลังตามลักษณะรูปคลื่นกระแสเอาท์พุท

จากรูปพบว่าการขยายสัญญาณคลาสเอเท่านั้นที่ให้ความผิดเพี้ยน(distortion) ต่ำที่สุด แต่อย่างไรก็ตามหากวงจรขยายสัญญาณเป็นรูปแบบสมมาตรคู่ (complementary-symmetry) หรือ แบบพุชพูล (push-pull) ภาคขยายแบบคลาสเอบีและคลาสบี จะให้อัตราขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นได้เป็นที่น่าพอใจ ส่วนวงจรขยายกำลังแบบคลาสซีนั้นมีใช้กันอย่างกว้างขวางในย่านความถี่คลื่นวิทยุ ซึ่งมักอาศัยวงจรจูน (tuned circuit) ช่วยขจัดความเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear distortion) ออกไป

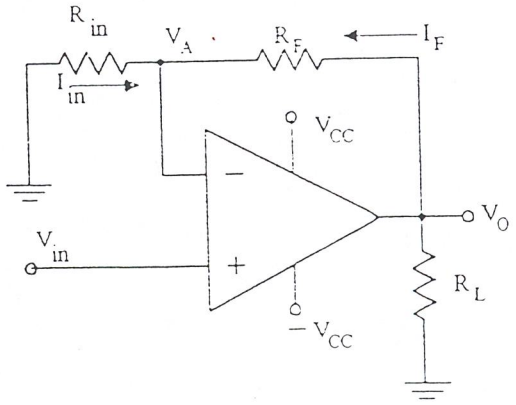
วงจรขยายสัญญาณคลาสเอ จะทำงานในย่านactive region ตลอดเวลาดังรูปที่ 2.29 เมื่อมี ac input ป้อนให้วงจร กระแส I_C ไหลเต็ม 360° จึงมีความผิดเพี้ยนต่ำมาก เป็นวงจรขยายเบื้องต้นที่มีไบอัสคงที่ดีมากวงจรหนึ่งแต่ประสิทธิภาพไม่สูงนัก นิยมใช้เป็นวงจรขยายเสียง (audio voltage amplifier)



รูปที่ 2.29 แสดงการทำงานในลักษณะคลาสเอ

2.10.2 วงจรขยายโดยใช้ออปแอมป์

วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier) โดยทั่วไปวงจรขยายจะหมายถึง วงจรที่เปลี่ยนสัญญาณขาเข้าน้อยๆมาเป็นสัญญาณขาออกที่มีขนาดสูงขึ้นกว่าเดิม ซึ่งสัญญาณที่ว่าอาจเป็นได้ทั้งแรงดันหรือกระแส ซึ่งในลักษณะเดียวกันวงจรขยายของออปแอมป์ก็คือวงจรที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมาก และยังมีลักษณะของการขยายเป็นเส้นตรง นั้นคือ อัตราส่วนระหว่างสัญญาณขาออกต่อสัญญาณขาเข้าจะคงที่เสมอ และนอกจากนี้เรายังสามารถควบคุมอัตราขยายของออปแอมป์ได้โดยใช้อุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัว



รูปที่ 2.30 แสดงวงจรขยายสัญญาณไม่กลับเฟสแบบมาตรฐาน

จากรูปที่ 2.30 แสดงวงจรขยายสัญญาณไม่กลับเฟสแบบมาตรฐาน ซึ่งวิธีที่ใช้เป็นแบบลูปปิด เรียกว่า "การป้อนกลับแบบลบ" โดยนำสัญญาณขาออกที่กลับเฟสกับสัญญาณขาเข้ามา

ป้อนที่จุดที่สัญญาณขาเข้าอีกครั้ง ผลก็คือวงจรภายในออปแอมป์จะพยายามปรับสัญญาณขาออกจนกระทั่งความต่างศักย์ระหว่างสัญญาณขาเข้ามีค่าเข้าใกล้ศูนย์

จากสมการของอัตราขยายแรงดัน $A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$

เราจะพิสูจน์ให้เห็นว่า ค่าขยายแรงดัน A_V ของออปแอมป์เมื่อใช้ในโหมดของ ลูปปิด จะสามารถหาได้ด้วยสมการ $A_V = 1 + \frac{R_F}{R_{in}}$

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.30 และจากข้อกำหนด 2 ข้อ คือ

1. ความต่างศักย์ระหว่างขั้วสัญญาณขาเข้าเท่ากับศูนย์
2. กระแสเข้าที่ขั้วสัญญาณขาเข้าใดๆเท่ากับศูนย์

เรามีแรงดัน V_A ซึ่งเกิดจากการแบ่งแรงดันของสัญญาณขาออก ตกคร่อมตัวต้านทาน R_{in} จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่า ศักดาที่ขั้วของสัญญาณขาเข้าลบ จะถูกบังคับให้มีขนาดเข้าใกล้ศักดาที่ขั้วสัญญาณขาเข้าบวกเสมอ จะได้ว่า

$$V_{in} = V_A$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนค่าอัตราขยายแรงดัน A_V ได้เท่ากับ

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_A}$$

และเนื่องจาก V_A เกิดจากการแบ่งแรงดันของ V_{out} จะได้

$$V_A = \frac{R_F + R_{in}}{R_{in}} V_{out}$$

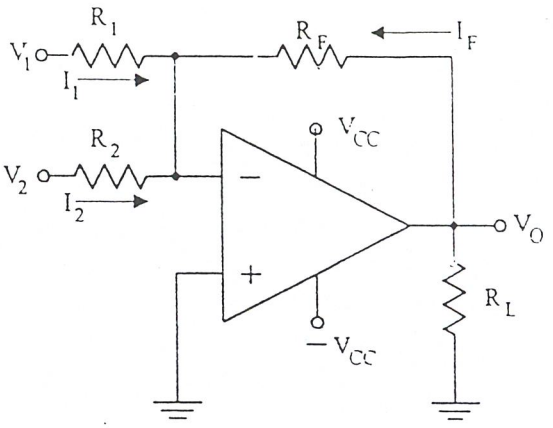
เมื่อจัดสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_{out}}{V_A} = \frac{R_F + R_{in}}{R_{in}}$$

นั่นคือ $$V_{out} = \left(\frac{R_F}{R_{in}} + 1 \right) V_{in}$$

วงจรนี้สามารถนำมาใช้ในกรณีของสัญญาณขาเข้าคูณกับค่าคงที่จำนวนหนึ่ง เช่น ต้องการออกแบบวงจรคูณสอง ก็สามารถออกแบบได้โดยกำหนดค่าอัตราส่วน $1 + \frac{R_F}{R_{in}} = 2$

2.11 วงจรรวมสัญญาณ (Summing Amplifier)



รูปที่ 2.31 วงจรรวมสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์

จากวงจรขยายสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์เราสามารถประยุกต์ออกแบบให้เป็น วงจรรวมสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.31 ซึ่งสามารถอธิบายโดยใช้หลักที่ว่า ผลรวมเชิงพีชคณิตของกระแสณ. จุดกราวด์เสมือนจะทำให้เกิดแรงดันสัญญาณขาออกซึ่งมีขนาดเท่ากับผลคูณของ R_F กับผลรวมของกระแสเหล่านี้ ดังนั้น แรงดันสัญญาณขาออก จึงเปรียบเสมือนผลรวมทางพีชคณิตของแรงดันอินพุททั้งหมดด้วย

นั่นคือ $$V_{รวม} = I_F R_F = (I_1 + I_2 + ... + I_n)R_F$$

และเนื่องจาก $R_1 = R_2 = ... = R_n = R_F$ จะได้ว่า

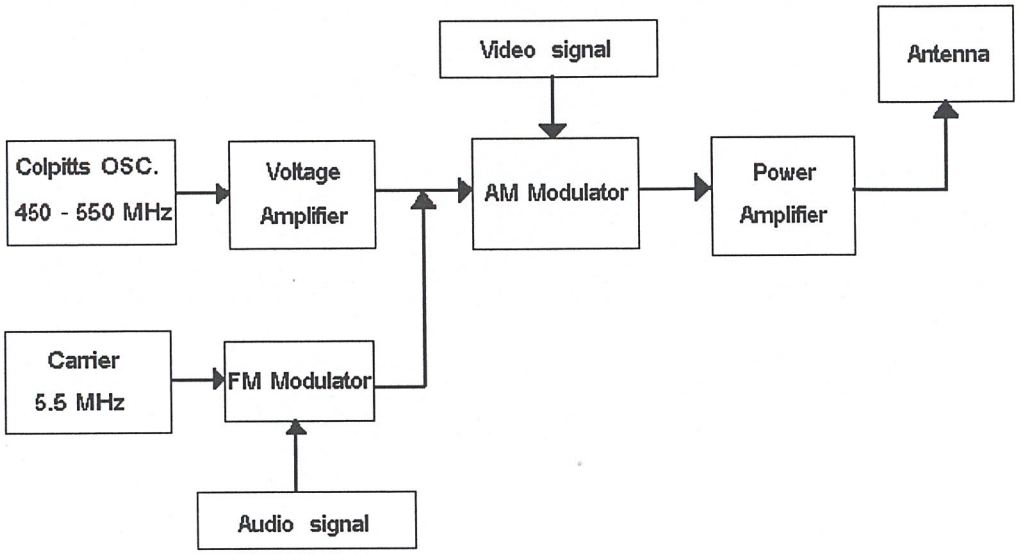
$$V_{รวม} = I_1R_1 + I_2R_2 + ... + I_nR_n$$

$$\therefore \quad V_{รวม} = V_1 + V_2 + ... + V_n$$

และในกรณีที่ต้องการที่จะให้อัตราขยายของสัญญาณขาเข้าแต่ละตัวไม่เท่ากัน ก็ทำได้โดยการเปลี่ยนค่าของความต้านทานที่ขาเข้าของสัญญาณนั้น

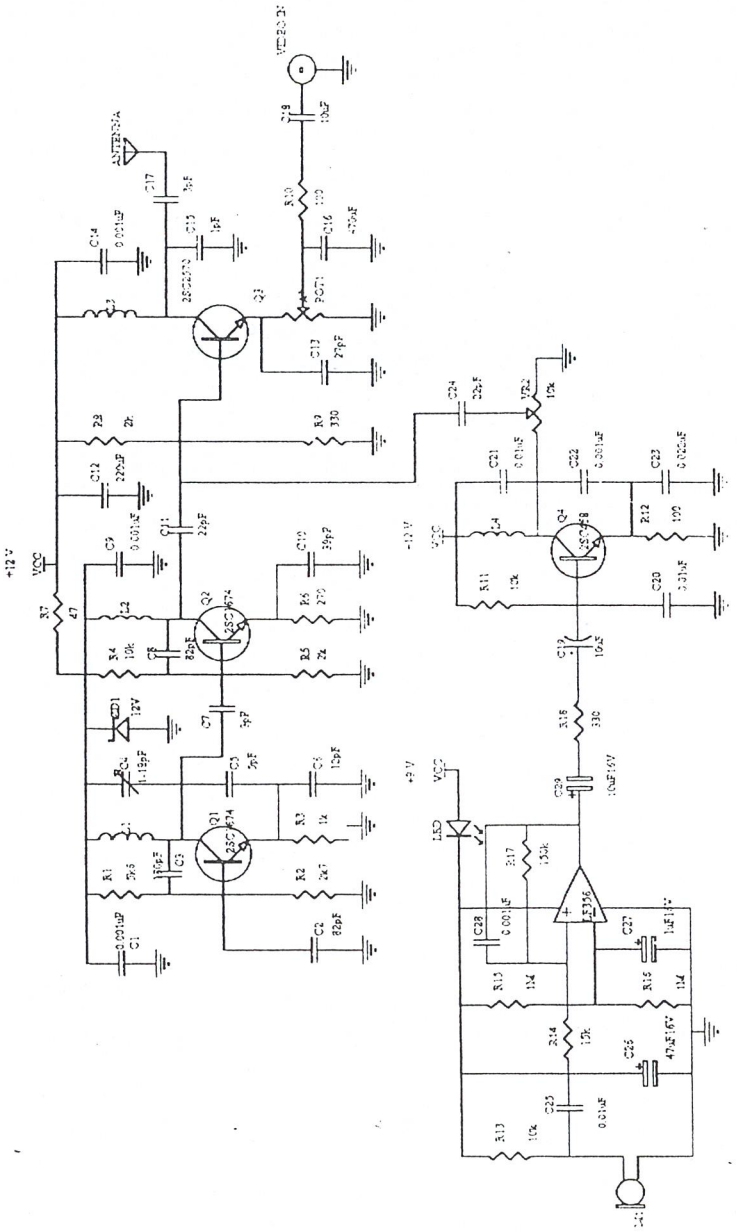
บทที่ 3
วงจรและการทำงานของวงจร

3.1 หลักการทำงานและบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงด้วยคลื่นในย่าน UHF

การทำงานของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียง จะเริ่มจากการผลิตความถี่ในย่าน UHF ประมาณ 450 – 550 MHz ด้วยวงจรโคลพิตส์ออสซิลเลเตอร์ เพื่อใช้เป็นความถี่คลื่นพาหะของสัญญาณภาพ สัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรขยายสัญญาณ ส่วนสัญญาณเสียงจะทำการมอดูเลทแบบ FM กับสัญญาณพาหะความถี่ 5.5 MHz จากนั้นจะนำสัญญาณดังกล่าวมามอดูเลทกับสัญญาณภาพแบบ AM แล้วนำเข้าสู่วงจรขยายกำลังก่อนที่จะทำการส่งออกผ่านทางสายอากาศ



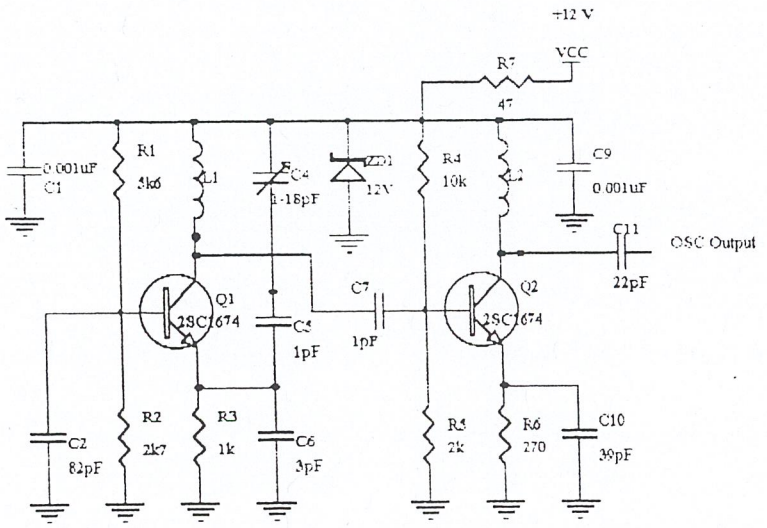
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมบูรณ์ของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงด้วย UHF

3.2 การทำงานของวงจร

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 สามารถเขียนเป็นวงจรรวมที่สมบูรณ์ของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงด้วยคลื่นในย่าน UHF ดังรูปที่ 3.2 และรายละเอียดของแต่ละส่วนสามารถอธิบายได้ดังนี้

3.2.1 วงจรกำเนิดความถี่คลื่นพาห์หลัก

ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ใช้เป็นคลื่นพาห์ของสัญญาณภาพโทรทัศน์ ถือว่าเป็นความถี่หลักของเครื่องส่ง



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่คลื่นพาห์หลัก

การทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่ในย่าน UHF ประมาณ 450 – 550 MHz โดยการออสซิลเลทแบบโคลพิตส์ ขดลวด L_1, C_4, C_5 และ C_6 เป็นตัวกำหนดความถี่ในการออสซิลเลท โดยที่ R_1, R_2, R_3 เป็นความต้านทานไบอัสให้แก่ Q_1 และ C_1 กับ C_2 ทำหน้าที่ บายพาสความถี่สูงลงกราวด์ ตัวเก็บประจุ C_5 และ C_6 เป็นตัวแบ่งแรงดันที่กำหนดอัตราส่วนของสัญญาณป้อนกลับจากคอลเลคเตอร์มายังอีมิตเตอร์ ซึ่ง C_6 ในที่นี้ไม่ได้ทำหน้าที่บายพาสความถี่เหมือนกับวงจรขยายสัญญาณทั่วไป

การออสซิลเลทความถี่ที่ได้สามารถคำนวณได้จากสมการ

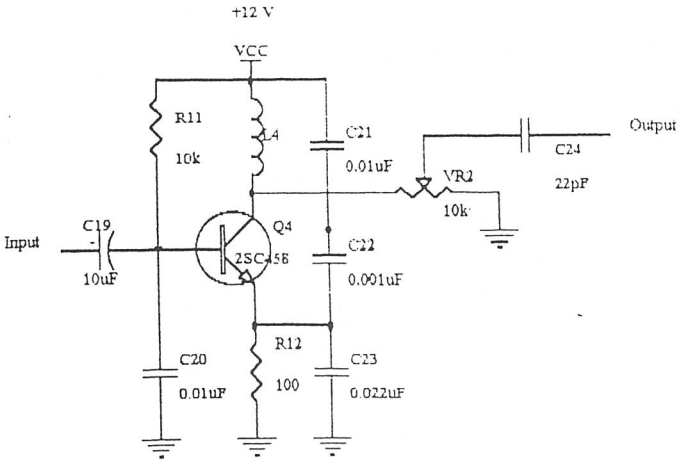
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\left(C_0 + C_4 + \left(\frac{C_5 C_6}{C_5 + C_6}\right)\right)}} \quad \text{Hz}$$

สำหรับค่าของ C_0 ได้มาจากค่าตัวเก็บประจุภายในตัวทรานซิสเตอร์ระหว่างขาเบสกับคอลเลคเตอร์

C_7 ทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์คัปปลิ้ง ส่งสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ไปยัง วงจรขยาย ซึ่งทำงานด้วย Q_2 โดยมี R_4, R_5 และ R_6 ทำหน้าที่ไบอัสให้กับ Q_2 C_{10} ทำหน้าที่บายพาสความถี่เพื่อเพิ่มอัตราขยาย L_2 พันด้วยลวดเบอร์ 22 มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 3 mm จำนวน 2 รอบ เป็นตัวป้องกันสัญญาณไปรบกวนไฟเลี้ยง C_{11} เป็นคาปาซิเตอร์คัปปลิ้งส่งผ่านสัญญาณที่ถูกขยายไปยังวงจรมอดูเลทแบบ AM

3.2.2 วงจรมอดูเลเตอร์เชิงความถี่

การมอดูเลทสัญญาณแบบ FM มอดูเลเตอร์นี้จะอาศัยหลักการคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ โดยระหว่างขาเบสกับขาอีมิตเตอร์จะมีตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนค่าได้ตามระดับแรงดันที่เข้ามายังขาเบส เมื่อระดับแรงดันที่เข้ามายังขาเบสมีระดับแรงดันไฟฟ้าสูง ค่าความจุจะมีค่าลดลง ทำให้เกิดการออสซิลเลทที่ความถี่ได้สูงขึ้น และในกรณีที่สัญญาณเสียงมีระดับสัญญาณไฟฟ้าต่ำ ค่าความจุจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้เกิดการออสซิลเลทความถี่ได้ต่ำลง

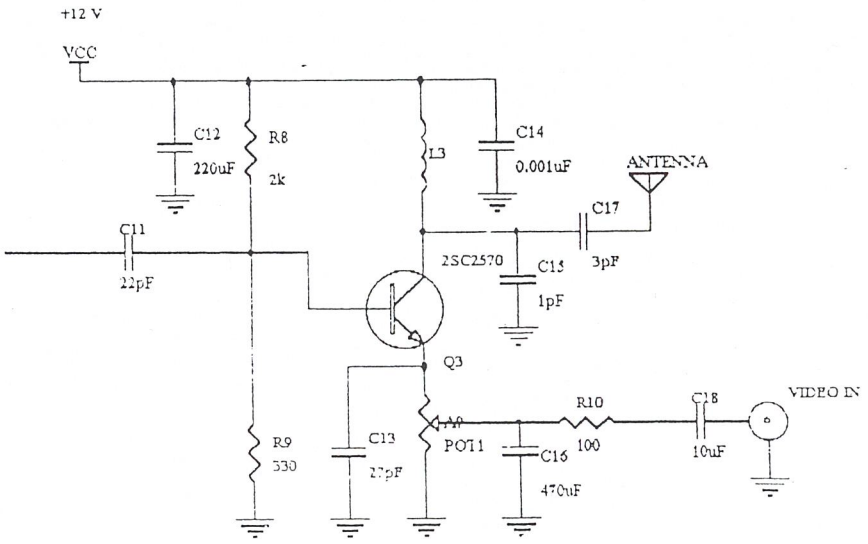


รูปที่ 3.4 วงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM ที่ความถี่ 5.5 MHz

จากรูปที่ 3.4 ในส่วนของวงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ไปในตัวด้วย โดยผลิตความถี่ที่ 5.5 MHz ตัว L กับ C ที่ต่อขนานกันเป็นวงจรแท็งค์ทำหน้าที่กำเนิดความถี่ ส่วน C ที่ต่อระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิตเตอร์ทำหน้าที่เพิ่มความแรงของสัญญาณ ตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ใส่เข้าไปมีไว้เพื่อลดความแรงของสัญญาณไม่ให้ไปกวนสัญญาณภาพในขณะส่งออกอากาศ

3.2.3 วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาดของคลื่นพาห์หลัก

ในส่วนนี้จะประกอบด้วยภาคที่เกี่ยวกับ Duplexer, AM Modulator และ Carrier Amplifier ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาดของคลื่นพาห์หลัก

จากรูปที่ 3.5 สามารถอธิบายได้ว่าสัญญาณคลื่นพาห์จะเข้ามาที่ขาเบสและสัญญาณภาพถูกนำเข้ามามอดูเลทที่ขาอีมิตเตอร์ โดยมีตัวต้านทานปรับค่าได้เป็นตัวกำหนดเปอร์เซนต์การมอดูเลทให้สัญญาณภาพชัดเจนที่สุด ส่วนคลื่นพาหะเสียงที่เป็นสัญญาณแบบ FM จะนำมามอดูเลทที่ขาเบส สัญญาณที่มอดูเลทแล้วที่ขาคอลเลคเตอร์จะมีลักษณะสัญญาณแบบ AM ไซด์แบนด์เดี่ยว และจะถูกทำให้เป็นไซด์แบนด์คู่โดย L_3 และ C_{15} ซึ่งต่ออยู่ในลักษณะเหมือนกับวงจรแท็งค์ และสัญญาณจะถูกส่งออกอากาศผ่าน C_{17} วงจรนี้จะมีการขยายสัญญาณอยู่ในตัวแล้วเพราะต่ออยู่ในลักษณะวงจรแบ่งแรงดันอีมิตเตอร์ร่วม R_8, R_9 และ VR_1 เป็นตัวจัดไบอัสให้วงจร

ทำงานในส่วนของการขยาย และ C_{13} เป็นตัวบายพาสความถี่สูงลงกราวด์ ส่วน C_{12} และ C_{14} ก็ทำหน้าที่ในลักษณะเดียวกัน

บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดลอง

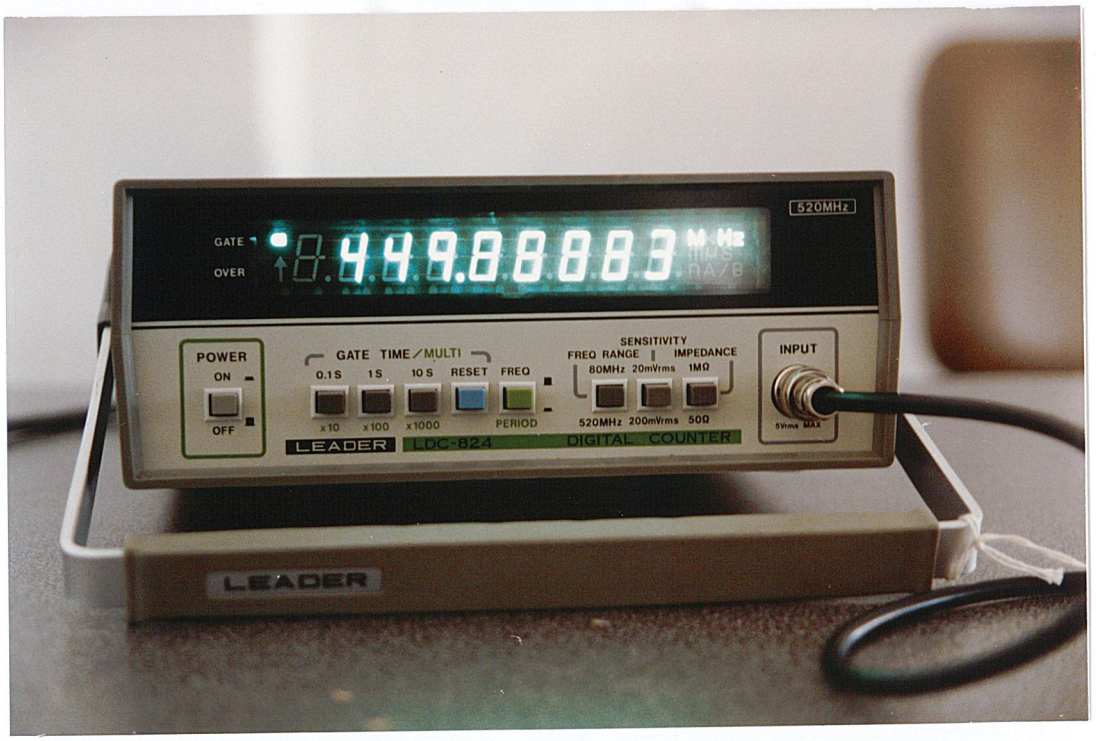
เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงในย่านความถี่ UHF ที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น โดยวงจรนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟ 12 V ในการทำงาน และประกอบวงจรทั้งหมดลงในกล่องโลหะ จากนั้นได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรแต่ละภาคดังนี้ คือ

4.1 ภาคออสซิลเลเตอร์

เมื่อทำการวัดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1(เบอร์ 2SC1674) โดยใช้เครื่องนับความถี่ และปรับทริมเมอร์(C_4) เพื่อให้ได้ความถี่สูงสุด ผลที่ได้คือ

ค่าความถี่ของสัญญาณ คือ 449.8 MHz

ค่าระดับสัญญาณที่ได้ คือ มากกว่า 20 mV_{P-P}



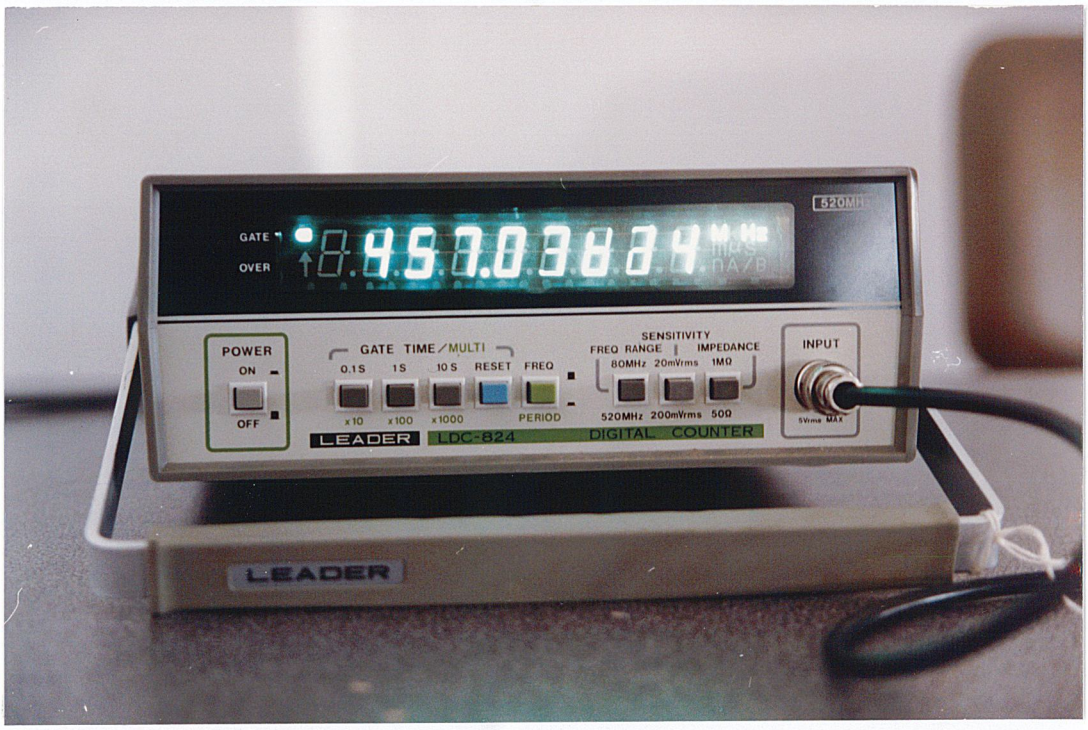
รูปที่ 4.1 แสดงค่าความถี่ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์Q_1(เบอร์ 2SC1674)

4.2 ภาคขยายแรงดัน

เมื่อทำการวัดความถี่ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์Q_2(เบอร์ 2SC1674) ผลที่ได้คือ

ค่าความถี่ของสัญญาณ คือ 457.0 MHz

ค่าระดับสัญญาณที่ได้ คือ มากกว่า 20 mV_{P-P}



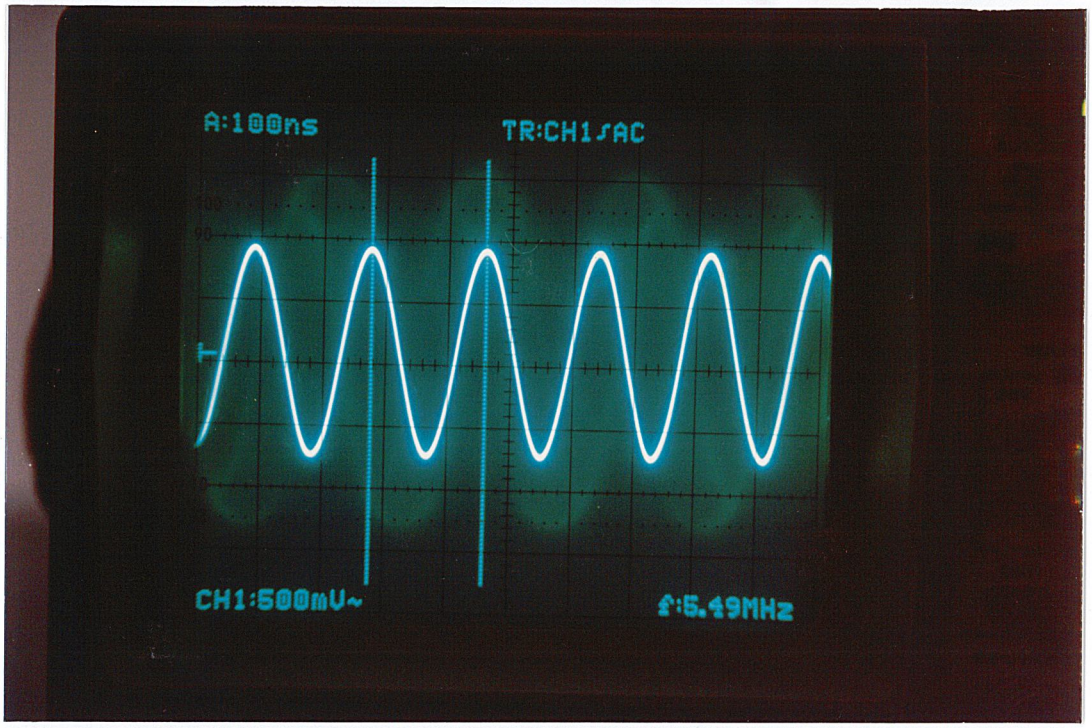
รูปที่ 4.2 แสดงค่าความถี่ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์Q_2(เบอร์ 2SC1674)

4.3 ภาคมอดูเลเตอร์เชิงความถี่

ที่ทรานซิสเตอร์ Q_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรกำเนิดความถี่ ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ซึ่งใช้ทำการมอดูเลทสัญญาณเสียง เมื่อทำการทดสอบโดยวัดสัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 ด้วยออสซิลโลสโคป ผลที่ได้ คือ

ค่าความถี่ของสัญญาณ คือ 5.49 MHz

ค่าระดับสัญญาณที่ได้ คือ 1,700 mV_{P-P}



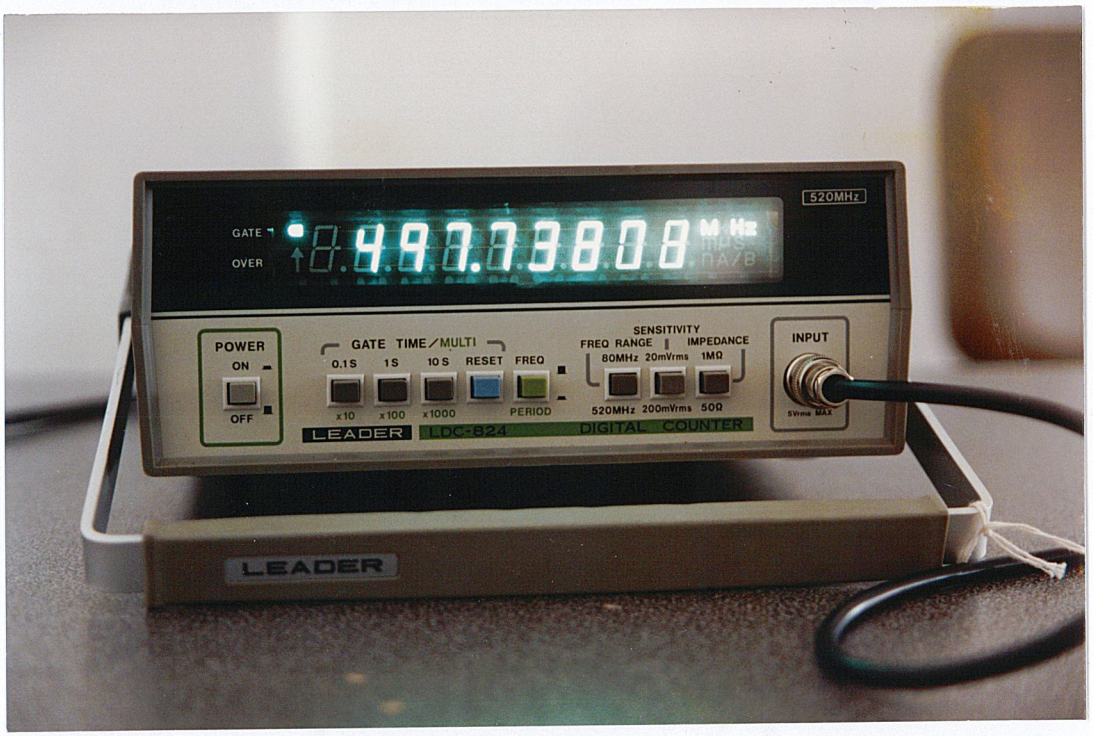
รูปที่ 4.3 แสดงภาพถ่ายของสัญญาณพาหะของเสียงที่ได้

4.4 ภาคมอดูเลเตอร์เชิงแอมปลิจูด

เมื่อทำการวัดสัญญาณโดยใช้เครื่องนับความถี่ที่ขาเอาท์พุท ซึ่งต่อกับ C_{17} ผลที่ได้คือ

ค่าความถี่ของสัญญาณ คือ 497.7 MHz

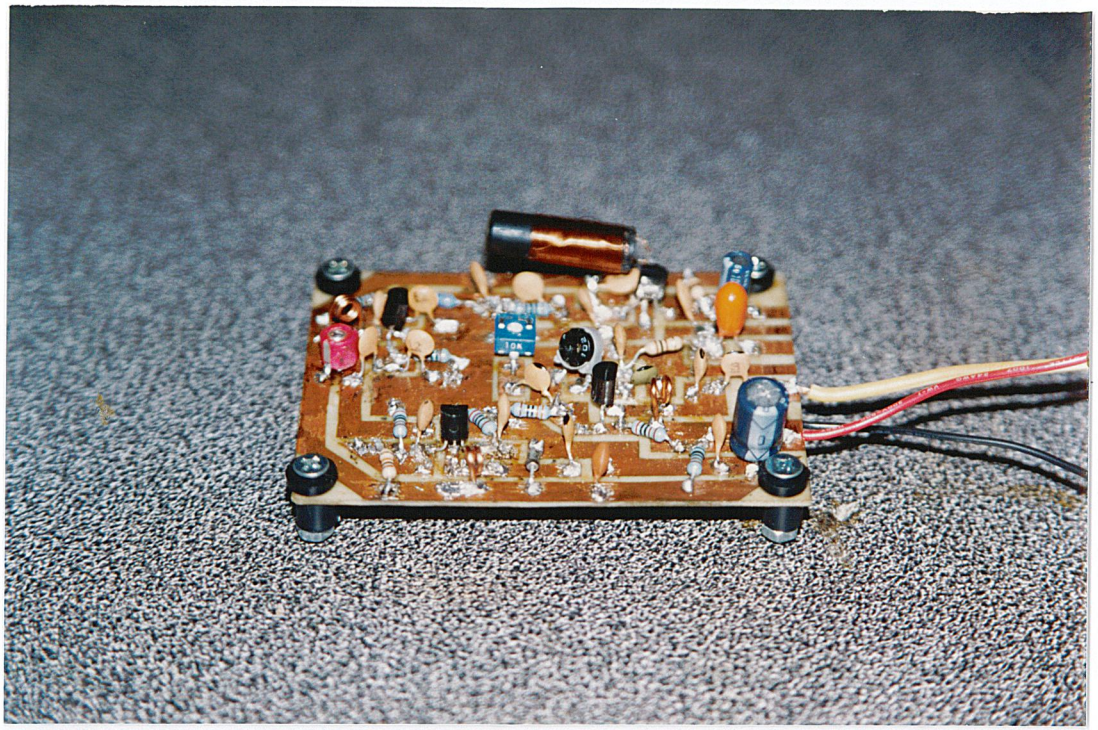
ค่าระดับสัญญาณที่ได้ คือ มากกว่า 20 mV_{P-P} ที่โหลด 1 MΩ



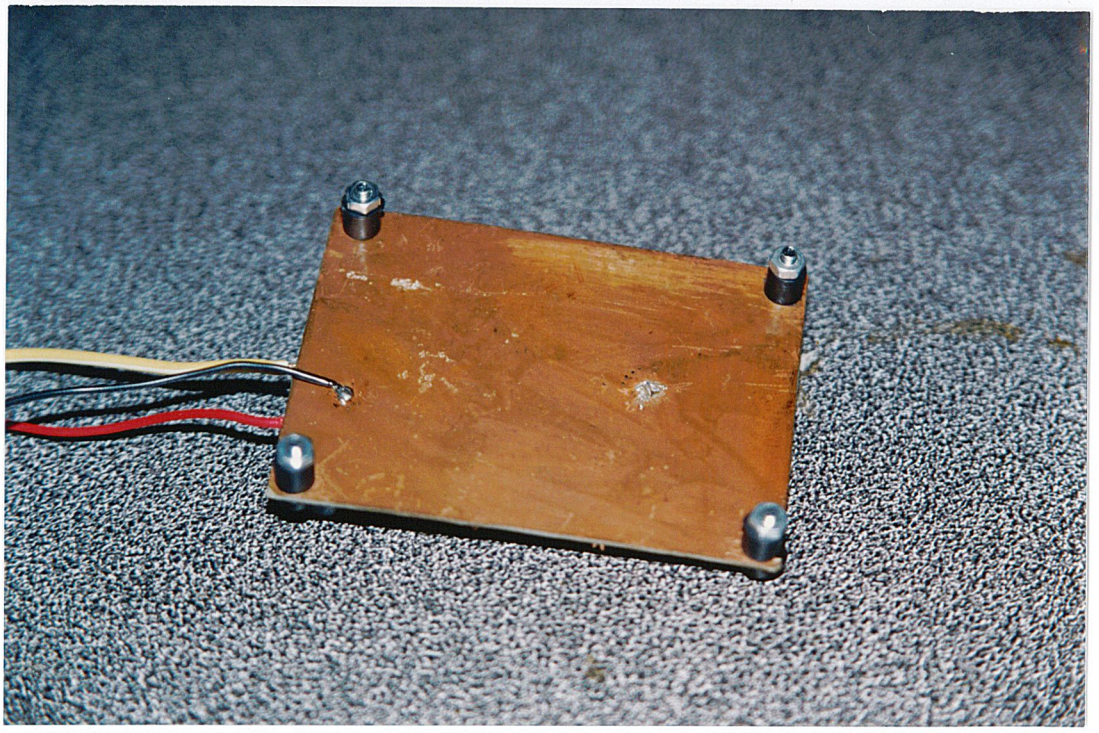
รูปที่ 4.4 แสดงภาพถ่ายของค่าความถี่ของเอาท์พุทที่วัดด้วยเครื่องนับความถี่

4.5 ภาพชิ้นงานและผลการทดลองส่งภาพ

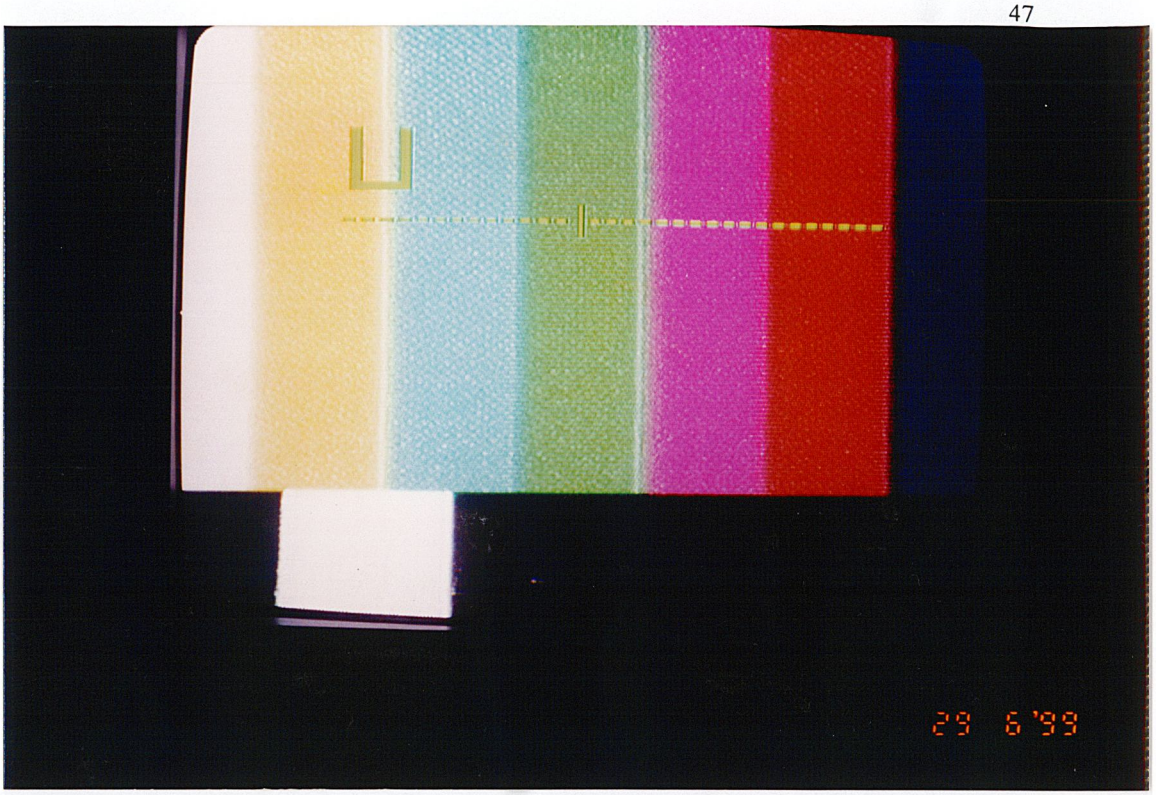
รูปที่ 4.5 แสดงภาพถ่ายของเครื่องส่งสัญญาณวีดิโอไร้สายที่สมบูรณ์



รูปที่ 4.6 แสดงภาพถ่ายลายวงจรด้านอุปกรณ์ของเครื่องส่งสัญญาณวีดิโอไร้สาย



รูปที่ 4.7 แสดงภาพถ่ายลายวงจรด้านหลังที่เป็นกราวน์เพลนเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.8 แสดงภาพถ่ายของภาพโทรทัศน์ที่ได้จากการส่งสัญญาณด้วยเครื่องส่งวีดิโอไร้สาย

รูปที่ 4.9 แสดงภาพถ่ายของภาพโทรทัศน์ที่ได้จากการต่อสายสัญญาณโดยตรงจากเครื่องกำเนิดสัญญาณภาพเข้ากับโทรทัศน์โดยตรง

บทที่ 5
บทวิจารณ์และบทสรุป

จากผลการทดสอบ เครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงสามารถทำการส่งสัญญาณภาพและเสียงออกอากาศได้จริง ทั้งนี้สามารถรับชมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงที่ส่งออกอากาศไปทางเครื่องรับโทรทัศน์ คุณภาพของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงที่ได้รับทางเครื่องรับโทรทัศน์นับว่าดีพอสมควร ซึ่งในการทดสอบนี้ได้ทำการจูนสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงให้ได้รับชัดที่ช่อง 17 ทั้งนี้สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงจะชัดหรือไม่ขึ้นอยู่กับการปรับเสาอากาศที่เครื่องรับโทรทัศน์ด้วย

ส่วนระบบที่ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์เป็นระบบ PAL มีความถี่คลื่นพาห์ของเสียง 5.5 MHz และความถี่คลื่นพาห์หลักในการส่งออกอากาศประมาณ 450 - 550 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้อยู่ในย่าน UHF และระยะทางในการส่งที่ไกลมากขึ้นสามารถทำได้โดยเพิ่มภาคขยายกำลัง อย่างไรก็ตามต้องคำนึงว่า การเพิ่มกำลังในการส่งออกอากาศนั้นจะมีผลต่อประสิทธิภาพของสัญญาณภาพและเสียง ตลอดจนการผิดเพี้ยนของสัญญาณว่ามากน้อยเพียงใด

ปัญหาในการสร้างวงจร

1. ส่วนของวงจรกำเนิดความถี่พาหะสัญญาณภาพ 450 – 550 MHz เนื่องจากไม่มีเครื่องวัดค่าความเหนี่ยวนำของคอลย์ได้ต่ำมากๆในระดับ nH และการคำนวณค่าความเหนี่ยวนำด้วยทฤษฎีมีความคลาดเคลื่อน ทำให้ความถี่ของวงจรกำเนิดความถี่ไม่สามารถกำเนิดความถี่สูงถึง 450 MHz ได้ จึงต้องเปลี่ยนแปลงค่า C ของวงจรกำเนิดความถี่

2. การต่อวงจรภาคกำเนิดสัญญาณ 450 – 550 MHz กับวงจรขยายกำลังเกิดการไม่แม็ทช์ขึ้นทำให้ระดับสัญญาณที่เกิดขึ้นลดลง จึงต้องเปลี่ยนค่าของ C_7 ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุบายพาสความถี่จากภาคกำเนิดความถี่มายังภาคขยายแรงดัน เพื่อไม่ให้ระดับสัญญาณสูญเสียมากนัก

3. การจูนความถี่พาหะรองของสัญญาณเสียงความถี่ 5.5 MHz ควรจูนความถี่ให้เท่ากับ 5.5 MHz หรือสูงกว่าเพียงเล็กน้อย เพื่อไม่ให้สัญญาณเสียงรบกวนกับสัญญาณภาพ ซึ่งจะทำให้ภาพที่ได้ผิดเพี้ยนไป

4. เนื่องจากสายอากาศที่ใช้เป็นแบบ $\lambda/4$ ซึ่งให้กำลังส่งออกอากาศมากที่สุด แต่มีอิมพีแดนซ์เพียง 50 Ω ซึ่งเมื่อต่อกับเอาท์พุทของเครื่องส่งซึ่งมีอิมพีแดนซ์สูงกว่า 50 Ω ทำให้กำลังส่งที่ออกอากาศต่ำลงจึงทำให้ระยะในการส่งเสียไปพอสมควร

เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ที่จัดทำขึ้น เป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยาก สามารถทำการสร้างและนำไปใช้งานได้สะดวก เหมาะสำหรับการส่งออกอากาศในรัศมีครอบคลุมบริเวณหนึ่ง (ภายใน

อาคารหรือที่พักอาศัย) เนื่องจากย่านความถี่ที่ใช้ในการส่งออกอากาศอยู่ในย่านความถี่ UHF ซึ่งจัดว่าเป็นความถี่ที่สูงมาก อำนาจในการทะลุทะลวงจึงต่ำ ประกอบกับกำลังในการส่งออกอากาศก็ต่ำ จึงไม่สามารถแพร่กระจายสัญญาณคลื่นได้เมื่อมีวัตถุหรือสิ่งกีดขวางขนาดใหญ่มาบัง มีผลทำให้การรับสัญญาณภาพที่เครื่องรับโทรทัศน์ไม่ชัด ภาพจะล้ม แต่จะมีผลน้อยสำหรับสัญญาณเสียง เมื่อวัตถุหรือสิ่งกีดขวางนั้นเคลื่อนออกไปจากแนวการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณที่ได้ส่งออกอากาศ สัญญาณภาพและเสียงที่ได้รับจากเครื่องรับโทรทัศน์จะชัดเจนเหมือนเดิม

การประยุกต์ใช้งานของเครื่องส่งสัญญาณภาพและเสียงนี้ สามารถนำไปใช้งานร่วมกับกล้องถ่ายวีดิโอ เครื่องเล่นวีดิโอ เพื่อช่วยในการรับส่งภาพและเสียงในระยะไกล โดยไม่ต้องใช้สายสัญญาณระหว่างตัวรับและตัวส่ง

ภาคผนวก

ความหมายของข้อมูลต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์
และการเลือกใช้เบอร์แทน

เล็ก ๆ น้อย ๆ เกี่ยวกับทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์อุบัติขึ้นในโลกอิเล็กทรอนิกส์เมื่อปี พ.ศ. 2491 ที่เบลล์เทเลโฟนแล็บบอราทอรีในสหรัฐอเมริกา มันเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ถูกนำมาใช้แทนหลอดสุญญากาศ ด้วยมีลักษณะพิเศษหลายประการ เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา กินกำลังงานต่ำ และมี ราคาถูกกว่า ทรานซิสเตอร์ยุคเริ่มต้นมีโครงสร้างเป็นแบบพอยต์คอนแท็กต์ ต่อมาพัฒนาเป็นทรานซิสเตอร์แบบสองรอยต่อ (bipolar junction transistor มีขาต่อออกมาใช้งาน 3 ขาคือ เบส (base) อิมิตเตอร์ (emitter) และคอลเล็กเตอร์ (collector) ถ้าจะเปรียบทรานซิสเตอร์เป็นวงจรขยายใด ๆ ขาเบส ทำหน้าที่เป็นเสมือนอินพุต ขาคอลเล็กเตอร์เป็นเอาต์พุต และอิมิตเตอร์เป็นเสมือนมาร่วม (common) ของวงจร

จากทรานซิสเตอร์สองรอยต่อ ก็มีการสร้างทรานซิสเตอร์ชนิดพิเศษที่มีลักษณะการทำงานที่แตกต่างออกไปอีกหลายแบบ เช่น เจเฟต (Junction Field Effect Transistor หรือ JFET) มอสเฟต (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor หรือ MOSFET) และอุปกรณ์จำพวก MOS อื่น ๆ ที่ถูกสร้างขึ้นด้วยกระบวนการผลิตเฉพาะของแต่ละผู้ผลิต นอกจากนี้ยังมีอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างลักษณะเดียวกันนี้ที่ไม่ได้กล่าวถึงในคู่มือ นี้อีกหลายอย่าง เช่น ยูเจที (Unijunction Transistor หรือ UJT) โฟโต้ทรานซิสเตอร์ (Photo Transistor) อุปกรณ์ไทริสเตอร์ (Thyristor) จำพวก เอสซีอาร์ (Silicon Controlled Rectifier หรือ SCR) และไทรแอก (Triac) เป็นต้น

สารกึ่งตัวนำที่นิยมนำมาใช้ในการผลิตทรานซิสเตอร์มีด้วยกัน 3 ชนิดคือ เยอรมันเนียม (Ge) ซิลิคอน (Si) และแกลเลี่ยมอาร์เซไนด์ (GaAs) สารเยอรมันเนียมถูกนำมาใช้ผลิตทรานซิสเตอร์ในยุคแรก ๆ ในขณะที่ปัจจุบันนี้ซิลิคอนเป็นสารกึ่งตัวนำที่นำมาใช้ผลิตทรานซิสเตอร์ ส่วน แกลเลี่ยมอาร์เซไนด์แต่เดิมนำมาใช้ผลิตไดโอดเปล่งแสง แต่มาในปัจจุบันถูกพัฒนาให้ใช้ในการผลิตทรานซิสเตอร์ที่สามารถทำงานได้ที่ย่านความถี่ สูงเป็นจิกะเฮิรตซ์

มาตรฐานของรหัสตัวถัง

ในข้อมูลของทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์จะมีตัวเลขรหัสตัวถังของทรานซิสเตอร์ระบุอยู่ด้วย ทว่าในตัวถังบางรุ่นได้หยุดการผลิตไปแล้ว และ ไม่ได้หมายความว่าทรานซิสเตอร์เบอร์นั้น ๆ จะไม่มีการผลิตแล้ว แต่มันจะมีลักษณะตัวถังที่แตกต่างไปจากเดิม เช่น ตัวถังรุ่น TO98 ถูกทดแทนด้วย ตัวถังรุ่น TO92 ส่วนตัวถังรุ่น TO220 ใช้แทนรุ่น TO202 เป็นต้น การเปลี่ยนแปลงลักษณะตัวถังนี้ก็เพื่อให้ทรานซิสเตอร์สามารถระบายความร้อน อันเนื่องมาจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในตัวทรานซิสเตอร์เอง

มาตรฐานในการกำหนดลักษณะตัวถังอาจมีความแตกต่างกันไปในแต่ละผู้ผลิต ซึ่งความแตกต่างนั้นสามารถที่จะยอมรับและนำมาใช้แทน กันได้ ยกตัวอย่างเช่น ตัวถังรุ่น TO3 ซึ่งเป็นตัวถังรุ่นใหม่กว่า TO204 จะมีอักษรอีกสองตัวเพื่อระบุเวอร์ชันของตัวถัง เช่น AB, AC และ AD เป็นต้น รหัสตัวอักษรเหล่านั้นจะแสดงถึงความแตกต่างของความหนาของทรานซิสเตอร์อันจะทำให้ทรานซิสเตอร์รุ่นนั้น ๆ สามารถใช้งานกับกระแสไฟฟ้าที่ สูงขึ้น และยังระบุถึงความเป็นฉนวนของแต่ละขาของอุปกรณ์ด้วย ซึ่งส่วนใหญ่จะสามารถทนแรงดันได้สูงเป็นกิโลโวลต์ นอกจากความแตกต่างดังกล่าว แล้ว บางทีขนาดของตัวถังของทรานซิสเตอร์ยังอาจแตกต่างกันด้วย

การเปลี่ยนแปลงอีกอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นของรูปแบบตัวถังคือ ในตัวถังรุ่น TO92 จะถูกกำหนดให้มีความสูงเท่ากับตัวถังรุ่น TO18 แต่นั่นไม่ได้ หมายความว่าใช้ทดแทนกันได้ทันที เพราะตัวถังรุ่น TO92 มักทำจากพลาสติกหรือเซรามิก แต่รุ่น TO18 เป็นโลหะ ดังนั้นตัวถังรุ่น TO18 จึงยังคงมี การผลิตออกมาให้ใช้กันอยู่ต่อไป

ในคู่มือเล่มนี้จะพยายามใช้รหัสตัวถังของทรานซิสเตอร์ที่สามารถหาได้ง่ายในท้องตลาด จึงอาจมีการใช้รหัสตัวถังบางรุ่นทดแทนรุ่นที่ หยุดการผลิตหรือหาได้ค่อนข้างยาก เช่น รุ่น TOP3 จะใช้แทนตัวถังรุ่น TO218 และ SOT93 ซึ่งในตัวถังรุ่นนี้ก็มีขนาดของส่วนเมาน์ติ้ง (mounting คือส่วนที่เป็นโลหะติดอยู่ด้านหลังของตัวถังทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่ระบายความร้อน) เท่ากัน ในทางปฏิบัติจริงสามารถดูค่านี้ได้จากข้อมูลของการจัด ขาของทรานซิสเตอร์

มาตรฐานของเบอร์ทรานซิสเตอร์

ในระยะเวลาหลายปีที่ผ่านมามีผู้ผลิตทรานซิสเตอร์ออกมามากกว่า 100,000 เบอร์ แต่โดยส่วนใหญ่แล้วไม่สามารถใช้งานได้กว้างขวางนัก จะมีอยู่ไม่กี่พันเบอร์เท่านั้นที่นักออกแบบวงจรเลือกมาใช้งาน และจากจำนวนไม่กี่พันเบอร์นั้น สำหรับผู้ผลิตแล้วอาจผลิตออกมาเพียงรายละไม่กี่ร้อยเบอร์เท่านั้น ทั้งนี้ผู้ผลิตจะเลือกผลิตในเบอร์พื้น ๆ ที่มีใช้งานทั่วไป และบรรจุชิปทรานซิสเตอร์เหล่านั้นลงในตัวถังที่มาตรฐานกำหนด

ในแต่ละผู้ผลิตก็จะมีการตั้งรหัสเบอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นของตนเอง ซึ่งจะเป็นการระบุให้ทราบถึงลักษณะของอุปกรณ์นั้น ๆ ตลอดจนคุณสมบัติและลักษณะการใช้งานต่าง ๆ แต่อย่างไรก็ตามรหัสเหล่านั้นก็ต้องมีความสัมพันธ์กับมาตรฐานที่กำหนดไว้ด้วย ในที่นี้จะอธิบายถึงความหมายของรหัสมาตรฐานของเบอร์ทรานซิสเตอร์ของผู้ผลิตในอเมริกา ยุโรป และญี่ปุ่น

มาตรฐานของอเมริกา

EIA กำหนดให้เบอร์ของไดโอดใช้รหัสขึ้นต้นด้วย 1N ขณะที่ทรานซิสเตอร์ของเอสซีอาร์และไทรแอกใช้เบอร์ขึ้นต้นด้วย 2N ส่วนรหัสขึ้นต้นตัวอื่นจะใช้สำหรับออปโต้คัปเปลอร์ และเบอร์ของอุปกรณ์ที่ต่อเนื่องกันไม่ได้หมายความว่าจะเป็นอุปกรณ์ที่อยู่ในตระกูลเดียวกัน แต่อย่างไรก็ตามถ้าหากอุปกรณ์ใดที่อ้างอิงกับ Jedec จะมีลักษณะตรงข้ามคือ ถ้าเป็นเบอร์ที่ต่อเนื่องกันจะเป็นอุปกรณ์ที่อยู่ในตระกูลเดียวกัน

มาตรฐานของยุโรป

สมาคม Pro-Electron ที่มีชื่อเต็มว่า The Association International Pro-Electron ได้กำหนดมาตรฐานของรหัสเบอร์ของอุปกรณ์ไว้เช่นกัน แต่จะแตกต่างกับของ Jedec รหัสตัวอักษรที่ทาง Pro-Electron ใช้ จะมีทั้งอยู่หน้าและหลังเบอร์ของอุปกรณ์ รหัสที่อยู่หน้าเบอร์ของอุปกรณ์จะมีด้วยกัน 2 ตัว ตัวแรกจะเป็นชนิดของสารที่นำมาใช้ผลิตอุปกรณ์นั้น ๆ โดย A หมายถึงเยอรมันเนียม B หมายถึงซิลิคอน C หมายถึงแกลเลี่ยมอาร์เซไนด์ และ R หมายถึงใช้สารชนิดอื่น ๆ เช่น แคดเมียมซัลไฟด์

รหัสอักษรตัวที่สองแสดงถึงลักษณะการใช้งานของทรานซิสเตอร์เบอร์นั้น ๆ มีรายละเอียดดังนี้

- C ใช้งานในย่านความถี่เสียง กินกำลังงานต่ำ
- D ใช้งานในย่านความถี่เสียงที่ต้องการกำลังงานสูง
- F ใช้งานในย่านความถี่สูง กินกำลังงานต่ำ
- L ใช้งานในย่านความถี่สูงที่ต้องการกำลังงานสูง
- S ใช้ในงานสวิตชิ่ง กินกำลังงานต่ำ
- U ใช้ในงานสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง

อุปกรณ์กินกำลังงานต่ำหมายความว่ามีค่าความต้านทานความร้อน (thermal resistance) ระหว่างรอยต่อกับตัวถังมากกว่า 15°C/W และที่ใช้ในงานกำลังงานสูง จะมีค่าน้อยกว่า 15°C/W ถัดจากรหัสตัวอักษร 2 ตัวแล้ว จะตามด้วยตัวเลขที่แสดงเบอร์ของทรานซิสเตอร์ โดยปกติจะมี 3 หรือ 4 หมายเลข แต่ถ้าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม หรือเครื่องมือระดับมืออาชีพคุณภาพสูงจะมีเพียง 2 หรือ 3 เบอร์เท่านั้น

บางทีในอุปกรณ์บางเบอร์ก็มีรหัสตัวอักษรตัวสุดท้ายอีก 1 ตัวเพื่อแสดงว่ามีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติพื้นฐานบางตัว เช่น แรงดันเบรกดาวน์ อัตราการขยาย แรงดันอิ่มตัว รูปร่างตัวถัง หรือการจัดขา เป็นต้น รหัสดังกล่าวนี้จะไม่มีการกำหนดตายตัว แต่ถ้าเป็นรหัส R จะหมายถึงมีการเชื่อมต่อตรงข้ามจากเดิม รหัสนี้มักจะพบในเอสซีอาร์และไดโอด แต่ถ้าเป็นทรานซิสเตอร์จะพบในตัวถังรุ่น SOT23 อันเป็นตัวถังแบบที่ใช้ติดตั้งบนผิวหน้าของแผ่นวงจรพิมพ์ (หรือ X12 ในภาคผนวก ค.) ในตัวถังรุ่นนี้มีการจัดตำแหน่งขา 2 รูปแบบคือ L27 และ L29 (ดูรายละเอียดได้ในภาคผนวก ข.) โดยปกติแล้วจะใช้รูปแบบ L27 ซึ่งมีลักษณะการต่อเป็นแบบปกติมากกว่า

มาตรฐานของญี่ปุ่น

JIS (Japanese Industrial Standards) ได้กำหนดรหัสมาตรฐานของเบอร์ทรานซิสเตอร์ โดยมีลักษณะที่ผสมกันระหว่าง Jedec และ Pro-Electron ทรานซิสเตอร์จะขึ้นต้นด้วย 2S จากนั้นจะตามด้วยรหัสอักษรอีก 1 ตัว แล้วจึงตามด้วยตัวเลขเบอร์ของทรานซิสเตอร์

รหัสอักษรที่ใช้มีด้วยกัน 4 ตัวคือ A หมายถึงทรานซิสเตอร์แบบ PNP ใช้งานในย่านความถี่สูง B หมายถึงทรานซิสเตอร์แบบ PNP ใช้งานในย่านความถี่ต่ำ C หมายถึงทรานซิสเตอร์แบบ NPN ใช้งานในย่านความถี่สูง และ D ทรานซิสเตอร์แบบ NPN ใช้งานในย่านความถี่ต่ำ เบอร์ที่ปรากฏบนตัวถังทรานซิสเตอร์ญี่ปุ่น บางทีจะไม่พิมพ์ 2S ไว้ เช่น เบอร์ 2SB364 อาจแสดงเพียง B364 เท่านั้น

มาตรฐานอื่น ๆ

นอกเหนือไปจากมาตรฐานของอเมริกา ยุโรป และญี่ปุ่น ซึ่งเป็นผู้ผลิตทรานซิสเตอร์รายใหญ่ของโลกแล้ว ยังมีมาตรฐานอื่นที่น่าสนใจและควรทราบอีก เช่น เบอร์ทรานซิสเตอร์ที่ขึ้นต้นด้วย OC หรือ OD รหัสดังกล่าวเป็นรหัสมาตรฐานของยุโรปในอดีต ถัดจากรหัสอักษรทั้งสองตัวจะเป็นเบอร์ของทรานซิสเตอร์อีก 2 หรือ 3 ตัว เช่น OC26 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดเยอรมันเนียม

อีกมาตรฐานหนึ่งที่พบเห็นอยู่บ่อย ๆ คือ มาตรฐานของรัฐบาลอังกฤษ จะใช้รหัส CV ขึ้นต้น แล้วตามด้วยหมายเลขเบอร์ของทรานซิสเตอร์ ตัวเลขเหล่านั้นจะบ่งบอกถึงลักษณะการทดสอบหรือข้อจำกัดพิเศษในการเลือกใช้งาน ทรานซิสเตอร์เหล่านี้จะใช้ในวงการทหาร หรืองานที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง และมีการทำงานต่อเนื่องเป็นระยะเวลานาน ๆ เช่น งานทางด้านสื่อสารโทรคมนาคม หรืองานทางการบิน ในระบบงานดังกล่าวจะ

ถูกควบคุมมาตรฐานด้วยมาตรฐานอังกฤษ 9000 (British Standards 9000 : BS9000) ซึ่งจะควบคุมและคัดเลือกอุปกรณ์ที่มีมาตรฐานสูงพอเท่า
จึงอนุญาตให้นำมาใช้งานได้

ระบบ BS9000 นี้เป็นที่ยอมรับและถูกนำมาใช้เป็นมาตรฐานของหลาย ๆ ประเทศในโลก ระบบดังกล่าวได้รับการรับรองจากคณะกรรมก
มาตรฐานสองแห่งคือ CECC ซึ่งเป็นคณะกรรมการควบคุมมาตรฐานของยุโรป และคณะกรรมการควบคุมมาตรฐานโลก (IECQ) ในภาคผนวก
แสดงข้อมูลของทรานซิสเตอร์ที่ขึ้นต้นด้วยรหัส CV ตามมาตรฐาน BS9000 เทียบกับเบอร์ทรานซิสเตอร์ที่มีใช้งานอยู่ทั่วไปในท้องตลาด

มาตรฐานเบอร์ของทรานซิสเตอร์บางอย่างเกิดขึ้นจากการใช้รหัสของผู้ผลิตเอง ซึ่งต่อมาทรานซิสเตอร์เหล่านั้นได้รับความนิยมใช้งานทั่ว
ในวงการอุตสาหกรรม ทำให้เป็นที่ยอมรับมาตรฐานเบอร์นั้น ๆ ไปโดยปริยาย อย่างเช่น ทรานซิสเตอร์ที่ขึ้นต้นด้วย TIP เป็นทรานซิสเตอร์ที่ถูกผ
ขึ้นโดยเท็กซัสอินสตรูเมนต์ แต่ได้รับการยอมรับจากผู้ผลิตทั้งในอเมริกา ยุโรป ญี่ปุ่น เกาหลี และไต้หวัน

การเลือกใช้เบอร์แทน

เมื่อวงจรที่มีทรานซิสเตอร์เป็นส่วนประกอบเกิดความเสียหายและต้องเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ แต่ว่าหาทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกันนั้นไม่
จำเป็นต้องหาเบอร์อื่นมาทดแทน ในการเลือกเบอร์แทนนั้นมีข้อเสนอแนะดังต่อไปนี้

เปิดคู่มือดูช่องเบอร์แทน

ขั้นแรกต้องตรวจสอบให้แน่ใจก่อนว่าอุปกรณ์ที่เสียหายนี้เป็นทรานซิสเตอร์ เพราะมีอุปกรณ์หลายอย่างที่มีรูปร่างตัวถังภายนอกเหมือนก
ทรานซิสเตอร์ไม่ว่าจะเป็นเฟต เอสซีอาร์ ไทรแอก ไดโอด หรือกระทั่งไอซี

เมื่อแน่ใจแล้วว่าเป็นทรานซิสเตอร์ การหาเบอร์แทนที่ง่ายและรวดเร็วที่สุดคือดูในคู่มือในช่อง EUR EQUIV และ USA EQUIV เบอร์ขอ
ทรานซิสเตอร์ในช่องดังกล่าวทั้งสองเป็นเบอร์ที่สามารถใช้แทนได้ทันที เมื่อได้เบอร์แทนแล้วลองตรวจสอบซ้ำอีกทีโดยการเปิดดูข้อมูลคุณสมบัติพิก
ต่าง ๆ ว่าตรงกันหรือไม่ ก่อนนำไปใช้งาน

เทียบชนิดตรงชนิด เทียบแบบตรงแบบ

ถ้าหากไม่สามารถหาเบอร์แทนจากข้อมูลช่อง EQUIV ได้ ก็ต้องใช้วิธีเทียบหาคุณสมบัติใกล้เคียง เริ่มจากเปิดคู่มือดูว่าทรานซิสเตอร์เบอ
เดิมนั้นเป็นชนิดใด แบบไหน มีข้อมูลคุณสมบัติและพิกัดต่าง ๆ เป็นอย่างไร การเทียบเริ่มด้วยการดูในคอลัมน์ที่สองของตารางข้อมูล ซึ่งข้อมูลในคอลัม
นี้จะบอกถึงชนิดและแบบของทรานซิสเตอร์ ถ้าของเดิมเป็นชนิดซิลิคอน NPN เบอร์แทนก็ต้องเป็นชนิดซิลิคอน NPN เหมือนกัน ถ้าเป็นเยอรมันเนีย
ก็ต้องเป็นเยอรมันเนียมเหมือนกัน

พิจารณาอัตราการทนได้สูงสุด

ขั้นตอนนี้สำคัญมากที่สุดเพราะจะต้องเลือกใช้ให้ดี มีทางเลือก 2 ทางด้วยกันคือ ทางแรกเลือกเบอร์แทนที่มีค่าอัตราการทนได้สูงสุดเท่ากั
ทุกประการ ทางที่สองเลือกเบอร์แทนที่มีค่าดังกล่าวใกล้เคียงกัน โดยค่าของเบอร์แทนควรจะมีค่ามากกว่าเบอร์เดิมเล็กน้อย แต่ก็มีบางกรณีที่เกิดขึ้
น้อยมากที่เลือกใช้เบอร์แทนที่มีค่าพิกัดต่าง ๆ ต่ำกว่าเบอร์เดิม ทั้งนี้ย่อมขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้งานเป็นกรณี ๆ ไป

เปรียบเทียบเงื่อนไขการทดสอบ

การเปรียบเทียบข้อมูลคุณสมบัติต่าง ๆ จะต้องพิจารณาให้ละเอียด ค่าที่ได้มาจากการทดสอบคุณสมบัติจะต้องอยู่ในสภาวะเงื่อนไขเดียวกั
เพราะข้อมูลเดียวกันแต่ได้มาจากการทดสอบต่างสภาวะและเงื่อนไข เช่น จากการทดสอบหนึ่งได้แรงดัน V_{CEO} 700 โวลต์ แต่อีกการทดสอบหนึ่งไ
ค่า V_{CES} 1.500 โวลต์ จะเห็นว่าเป็นค่าแรงดัน V_{CE} เหมือนกัน แต่ได้มาจากการทดสอบต่างกัน ดังนั้นในการเลือกเบอร์แทนผู้ใช้ต้องคำนึงถึ
ความถูกต้องแม่นยำของข้อมูลทั้งสองให้ดี ทางที่ดีแล้วควรเลือกเบอร์แทนที่มีการทดสอบภายใต้สภาวะและเงื่อนไขเดียวกันกับเบอร์เดิม

ยังมีพารามิเตอร์ที่ต้องพิจารณาให้ดีอีก เช่น กระแสคอลเล็กเตอร์ ต้องให้ชัดเจนว่าค่าที่แสดงนั้นเป็นกระแสไฟฟ้าที่ต่อเนื่องตลอดการทำงา
หรือเป็นค่ากระแสพัลส์สูงสุดในชั่วขณะหนึ่งเท่านั้น

ข้อพิจารณาเกี่ยวกับอุณหภูมิและกำลังงานสูญเสีย

ค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุดแสดงในคอลัมน์ที่ 3 ของตารางข้อมูล โดยทั่วไปมักอยู่ระหว่าง 60 และ 100 องศาเซลเซียสสำหรับทรานซิสเตอ
ชนิดเยอรมันเนียม ส่วนถ้าเป็นแบบซิลิคอนจะอยู่ระหว่าง 125 และ 200 องศาเซลเซียส สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอนที่มีตัวถังเป็นพลาสติ
อุณหภูมิที่รอยต่อจะทนได้ประมาณ 150 องศาเซลเซียส และถ้าเป็นตัวถังโลหะจะมีค่าอุณหภูมิสูงถึง 200 องศาเซลเซียส โดยปกติการใช้งา
ทรานซิสเตอร์ไม่ควรให้เกิดอุณหภูมิที่รอยต่อสูงถึง 3/4 ของอัตราการทนได้ของมัน ดังนั้นถ้าจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ในงานที่มีอุณหภูมิสูง ต้อ
ติดตั้งแผ่นระบายความร้อนให้มันด้วย

ในช่องกำลังงานสูญเสีย (power dissipation) จะแสดงค่ากำลังงานที่ทรานซิสเตอร์ทนได้ภายใต้สภาวะการทำงานเฉพาะ ซึ่งค่าดังกล่าว
ไม่อาจใช้ได้ในทางปฏิบัติจริง อุณหภูมิในห้องที่มีอากาศถ่ายเทไม่เพียงพออาจสูงถึง 60 องศาเซลเซียส เมื่อติดตั้งแผ่นระบายความร้อนให้แ
ทรานซิสเตอร์ ต้องคำนึงด้วยว่าแผ่นระบายความร้อนที่นำมาใช้งานนั้นมีความสามารถในการถ่ายทอดอุณหภูมิได้สูงกว่าอุณหภูมิห้อง ดังนั้นค่
กำลังงานสูญเสียที่ระบุในตารางข้อมูลจึงไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมจริง ๆ การเลือกใช้เบอร์แทนต้องพิจารณาตรงจุดนี้ให้รอบคอบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณ
ที่ต้องทดแทนในงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูง ๆ

ค่ากำลังงานสูญเสียที่เหมาะสมจริงจะต้องพิจารณาจากอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น โดยใช้สูตร

$$P_{TOTelv} = P_{TOT} (T_j - T_a)/(T_j - 25)$$

เมื่อ P_{TOTelv} คือกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

P_{TOT} คือกำลังงานสูญเสียที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส

T_j คือค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อ

T_a คือค่าอุณหภูมิของอากาศที่เพิ่มขึ้น

จึงสามารถสรุปได้ว่าค่ากำลังงานสูญเสียของทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้ทดแทนนั้นจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ เช่น ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังของทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อน ประสิทธิภาพของแผ่นระบายความร้อน อุณหภูมิของอากาศในพื้นที่ใช้งาน และการระบายอากาศ

เป็นที่น่าเสียดายที่ในคู่มือเล่มนี้ไม่มีเนื้อที่เพียงพอที่จะใช้ในการนำเสนอข้อมูลเกี่ยวกับคุณสมบัติทางอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ได้ แต่ก็สามารถขอรายละเอียดเพิ่มเติมได้จากบริษัทผู้ผลิต

ข้อพิจารณาในการใช้เบอร์แทนในงานความถี่สูง

พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการใช้งานในย่านความถี่สูงคือ F_T และ C_{OB} จะต้องนำมาพิจารณาในกรณีที่ต้องหาเบอร์แทนในงานย่านความถี่สูงนี้ F_T คือค่าความถี่ที่ทำให้อัตราการขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ตกลงเป็นหนึ่ง ค่าที่ปรากฏในตารางเป็นค่าความถี่ต่ำสุดซึ่งถ้าเป็นค่าปกติทั่วไปจะอยู่ราว ๆ 2 เท่าของค่าต่ำสุดนั้น

ส่วน C_{OB} คือค่าความจุทางเอาต์พุตสูงสุดที่เกิดขึ้นระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบส ในการเลือกใช้เบอร์แทนในกรณีนี้ต้องเลือกเบอร์ที่มีค่าทั้งสองเท่ากัน

อัตราการขยายกระแส

พารามิเตอร์ที่สำคัญมากที่สุดอีกตัวหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการเลือกใช้เบอร์แทนคือ อัตราการขยายกระแส H_{FE} หรือบางทีเรียกว่า เบต้า (β) เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเอาต์พุต (คอลเล็กเตอร์) กับกระแสอินพุต (เบส) จะต้องทราบอัตราการขยายกระแสของทรานซิสเตอร์เบอร์เดิมให้ได้ก่อนที่จะหาเบอร์แทน เพราะไม่เช่นนั้นถ้าทดแทนด้วยเบอร์ที่มีอัตราการขยายไม่เหมาะสม จะส่งผลต่อวงจรไบอัส ต่ออัตราการขยายในภาคนั้น ๆ และส่งผลกระทบต่อความสามารถในการขยายสัญญาณของวงจรโดยรวมด้วย

อัตราการขยายกระแสนี้จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ในกรณีที่กระแสคอลเล็กเตอร์คงที่ แต่จะเปลี่ยนเพียงเล็กน้อยถ้าหากแรงดันไบอัสทางอินพุตมีค่าคงที่ ในตารางข้อมูลนี้ค่า H_{FE} ที่ได้เป็นค่าที่มาจากทั้งสองกรณี

ลักษณะงานที่เหมาะสมของทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์

ในช่อง USE เป็นช่องระบุหน้าที่การนำไปใช้งานของทรานซิสเตอร์เบอร์นั้น ๆ แสดงโดยใช้รหัสแทนความหมาย สามารถดูได้จากภาคผนวก ก. รหัสดังกล่าวโดยปกติแล้วจะขึ้นกับผู้ผลิต ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่บ่อย ๆ ในแต่ละปี ทั้งนี้เนื่องมาจากการพัฒนาคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เบอร์นั้น ๆ จากผู้ผลิตเอง ทรานซิสเตอร์เบอร์ที่ระบุว่าสามารถใช้ในย่านความถี่วิทยุได้นั้น บางทีในอดีตอาจใช้งานได้เพียงในย่านความถี่เสียงเท่านั้น ดังนั้นในการเลือกใช้เบอร์แทนจำเป็นต้องพิจารณาด้วยว่าทรานซิสเตอร์เบอร์เดิมนั้นผลิตออกมาใช้งานนานเท่าไรแล้ว และมีความสามารถในการใช้งานกับวงจรในลักษณะใดได้บ้าง

รหัสการใช้งานของทรานซิสเตอร์ยังบ่งบอกถึงข้อมูลของพารามิเตอร์ที่ไม่ได้ปรากฏอยู่ในตารางข้อมูลหลัก เช่น ประสิทธิภาพในด้านสัญญาณรบกวน ความเหมาะสมในการใช้งานกับวงจรสวิตชิ่งความเร็วสูง และการบ่งบอกว่าเป็นทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน

ราคาของเบอร์แทน

ในการเลือกทรานซิสเตอร์เพื่อมาใช้ทดแทนนั้น โดยหลักการจะต้องพยายามหาเบอร์ที่มีคุณสมบัติต่าง ๆ เหมาะสมและใกล้เคียงกับเบอร์เดิมให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งจะรวมไปถึงในเรื่องของตัวถัง และการจัดตำแหน่งขาด้วย แต่ไม่แน่เสมอไป เนื่องจากเงื่อนไขของราคาของทรานซิสเตอร์เบอร์แทนนั้นอาจสูงมาก จึงอาจจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงมาใช้เบอร์อื่นที่มีความเหมาะสมรองลงมา

เรื่องของตัวถังเป็นสิ่งที่สามารถยกตัวอย่างให้เห็นได้ชัดเจนในงานขยายสัญญาณขนาดเล็ก ถ้าหากทรานซิสเตอร์เบอร์เดิมนั้นมีตัวถังเป็นโลหะ ในการเลือกเบอร์แทนที่ถูกต้องจำเป็นต้องหาเบอร์ที่มีตัวถังเหมือนกัน แต่ในกรณีนี้พอที่จะใช้เบอร์แทนที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน แต่มีตัวถังเป็นพลาสติกที่มีราคาถูกกว่าทดแทนได้

ส่วนในเรื่องของการจัดขา ถ้าหากเป็นการผลิตที่มีปริมาณมาก ๆ การหาเบอร์แทนจำเป็นต้องให้มีตำแหน่งของการจัดขาตรงกัน แต่หากเป็นกรณีเปลี่ยนเพียงตัวเดียว ไม่จำเป็นต้องคำนึงถึงมากนัก รูปแบบของการจัดขาที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นรูปแบบการจัดขาที่สามารถใช้ทดแทนกันได้ อันได้แก่ L01, L02, L03, L04, L12, L14, L15, L17, L20, L23, L24, L26, L37, L38, L39, L41 และ L74

สำหรับทรานซิสเตอร์กำลัง ตำแหน่งขาต่าง ๆ รวมทั้งขนาดของเมาน์ติ้งค่อนข้างจะเป็นมาตรฐาน สามารถทดแทนกันได้ เช่น ตัวถังรุ่น TO220 สามารถใช้แทนรุ่น TO202 ได้ และบางทีสามารถใช้แทนรุ่น TO66 ได้ โดยเทียบขาของทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถดูได้จากภาพรูปแบบ

L32 และ L43 จากนั้นต่อขาเบสและอิมิตเตอร์ให้ตรงกับตำแหน่งเดิมของเบอร์ที่ต้องการแทนสำหรับส่วนเมานติ้งของ TO220 รองด้วยฉนวนเพื่อกันการลัดวงจร จากนั้นต่อขาคอลเล็กเตอร์เข้าที่ตำแหน่งขาคอลเล็กเตอร์ของ TO66 ซึ่งปกติจะเป็นหางปลาหรือมีขั้วต่อสายออกมา เสมือนหนึ่งว่ากำลังติดตั้งทรานซิสเตอร์ตัวถัง TO66 ในทำนองเดียวกันอาจใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีตัวถังรุ่น TOP3 ทดแทน TO3 ได้

การทดแทนที่ดีที่สุดคือ ใช้เบอร์เดิมจากผู้ผลิตเดิม

ถึงแม้ว่าจะเลือกเบอร์แทนให้มีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงเพียงไรก็ตาม แต่ย่อมไม่มีทางทดแทนได้เหมือนเดิมทุกประการ ดังนั้นถ้าเป็นไปได้ควรใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์เดิมนั้นเป็นดีที่สุด แต่ถึงกระนั้นก็ตามในทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกัน แต่มาจากผู้ผลิตคนละรายหรือมาจากกระบวนการผลิตที่แตกต่างกัน ก็อาจทำให้คุณสมบัติบางประการแตกต่างออกไป ถ้าหากเป็นงานที่มีลักษณะพิเศษมาก ๆ ไม่มีทางที่จะรับรองได้เลยว่าจะสามารถใช้ทดแทนกันได้อย่างสมบูรณ์ เพราะที่นำมาทดแทนนั้นมาจากข้อมูลของการใช้งานทั่ว ๆ ไป

ดังนั้นในงานที่มีความละเอียดอ่อน และมีลักษณะพิเศษมาก ๆ หรือในงานที่มีความต้องการใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนมาก ๆ จึงควรติดต่อขอข้อมูลจากผู้ผลิตโดยตรง ทั้งจากผู้ผลิตดั้งเดิม และผู้ผลิตเบอร์แทนอื่น ๆ เพื่อเปรียบเทียบก่อนที่จะเลือกใช้ ยกตัวอย่างทรานซิสเตอร์ดาร์ลิงตัน หรือทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในภาคเอาต์พุตของเครื่องรับโทรทัศน์ บางทีจะมีตัวต้านทานหรือไดโอดต่ออยู่ภายใน ซึ่งบางครั้งเบอร์แทนก็ไม่มีคุณสมบัติพิเศษดังกล่าว หรือถ้ามีอาจใช้ค่าที่ไม่ตรงกัน

ข้อมูลของทรานซิสเตอร์ที่นำมารวบรวมในคู่มือเล่มนี้จะเรียงลำดับตัวเลขจากน้อยไปมาก และเรียงลำดับตัวอักษรภาษาอังกฤษสำหรับตารางข้อมูลได้ถูกออกแบบให้มีลักษณะที่เหมาะสม และอธิบายข้อมูลได้อย่างชัดเจนที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ สำหรับผู้ใช้หรือผู้อ่านท่านใดที่มีข้อสงสัยเกี่ยวกับคำอธิบายในตารางข้อมูลที่ใช้รหัสอักษรแทนคำอธิบาย ให้พลิกไปที่ภาคผนวก ก. โดยในภาคผนวก ก. จะระบุรายละเอียดของข้อมูลต่าง ๆ ที่ปรากฏในตารางข้อมูลของทรานซิสเตอร์ และมีคำอธิบายของข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวข้อง

จากตารางข้อมูลของทรานซิสเตอร์ สามารถดูข้อมูลที่ละเอียดเพิ่มเติมได้จาก

ภาคผนวก ข. แสดงรูปแบบของการจัดตำแหน่งขาของทรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ค. แสดงรูปแบบของรูปร่างตัวถังภายนอกของทรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ง. ดัชนีทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในงานติดตั้งบนผิวหน้าของแผ่นวงจรพิมพ์

ภาคผนวก จ. ตารางเทียบเบอร์ CV ทรานซิสเตอร์กับทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานทั่วไป

ภาคผนวก ฉ. ข้อมูลของบริษัทผู้ผลิต

ภาคผนวก ช. ข้อมูลรหัสของกลุ่มผู้ผลิต

ในการรวบรวมข้อมูลในคู่มือเล่มนี้ พยายามอย่างยิ่งที่จะทำให้มีความสมบูรณ์และถูกต้องมากที่สุด สำหรับผู้ใช้งานที่ต้องการทราบข้อมูลทางเทคนิคเพิ่มเติมมากกว่านี้สามารถติดต่อกับผู้ผลิตได้โดยตรง

TRANSISTOR NUMBER	POL	MAT	PACK-AGE	LEAD INFO	V_{CB} MAX	V_{CE} MAX	V_{EB} MAX	I_C MAX	T_J MAX	P TOT	F_T MIN	C_{OB} MAX	H_{FE}	H_{FE} BIAS	USE	MFR	EURO EQUIV	USA EQUIV
2SC420	N	S	TO77	N07	25V	.	5V	80MA	175C	150MWF	.	.	130TP	.	DUA	.	13% DVBE	
2SC423	N	S	TO39	L04	40V	.	5V	300MA	165C	500MWF	250M	10P	80TP	20MA	RMG	SAN	BSW54	2N2219A
2SC424	N	S	TO5	L04	40V	.	4V	300MA	175C	200MWF	250M	.	40MN	20MA	VMG	SAN	BSW54	2N2219A
2SC425	N	S	TO39	L04	40V	.	5V	300MA	165C	500MWF	250M	10P	80TP	20MA	RMG	SAN	BSW54	2N2219A
2SC426	N	S	TO5	L04	20V	.	4V	300MA	175C	200MWF	250M	.	40MN	20MA	VMG	SAN	BSW54	2N2219A
2SC427	N	S	TO18	L01	40V	.	5V	100MA	175C	300MWF	90M	.	40MN	1MA	RLS	OBS	BSW64	2N2222A
2SC428	N	S	TO18	L01	25V	.	5V	100MA	175C	300MWF	90M	.	40MN	1MA	RLS	OBS	BSW64	2N2222A
2SC429	N	S	X37	.	25V	12V	2V	10MA	150C	100MWF	200M	.	12MN	1MA	FVG	NEC	BF200	.
2SC430	N	S	X37	.	25V	12V	2V	10MA	150C	100MWF	200M	.	25MN	1MA	FVG	NEC	BF200	.
2SC431	N	S	X87	L05	150V	100V	4V	30A	150C	200WC	.	.	10MN	10A	RHE	SHI	BUX21	.
2SC432	N	S	X87	L05	150V	100V	4V	30A	150C	200WC	.	.	20MN	10A	RHE	SHI	BUX21	.
2SC433	N	S	X87	L05	200V	140V	4V	30A	150C	200WC	.	.	10MN	10A	RHE	SHI	BUX21	.
2SC434	N	S	X87	L05	200V	140V	4V	30A	150C	200WC	.	.	20MN	10A	RHE	SHI	BUX21	.
2SC435	N	S	X87	L05	300V	200V	4V	30A	150C	200WC	.	.	10MN	10A	RHE	SHI	BUX21	.
2SC436	N	S	X87	L05	300V	200V	4V	30A	150C	200WC	10M	.	10MN	10A	RHE	SHI	BUX21	.
2SC437	N	S	TO8	L12	100V	60V	5V	2A	175C	13WC	100M	.	20MN	350MA	VHH	OBS	.	2N2782
2SC438	N	S	TO8	L12	75V	60V	5V	2A	175C	13WC	100M	.	20MN	350MA	VHH	OBS	.	2N2782
2SC439	N	S	TO5	L04	25V	.	5V	100MA	200C	500MWF	200M	.	25MN	100UA	ALN	OBS	BSW54	2N2219A
2SC440	N	S	TO5	L04	25V	15V	5V	100MA	175C	500MWF	200M	7P	50TP	100MA	VMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC441	N	S	TO5	L04	25V	15V	5V	100MA	175C	500MWF	200M	7P	50TP	100MA	VMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC442	N	S	TO5	L04	25V	15V	5V	100MA	175C	500MWF	200M	7P	50TP	100MA	VMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC443	N	S	TO5	L04	50V	40V	3V	500MA	200C	800MWF	70M	20P	20TP	100MA	AMG	OBS	BFY50	2N2297
2SC444	N	S	TO5	L04	60V	40V	4V	500MA	200C	800MWF	140M	20P	25TP	100MA	RMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC445	N	S	TO5	L04	80V	60V	5V	500MA	200C	800MWF	140M	20P	30TP	100MA	RMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC446	N	S	TO5	L04	60V	.	3V	500MA	200C	800MWF	100M	.	12MN	100MA	RMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC447	N	S	TO60	L61	75V	.	4V	2A	175C	5WF	105M	.	10MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC448	N	S	TO60	L61	100V	.	5V	2A	175C	5WF	95M	.	10MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC449	N	S	TO60	L61	75V	.	5V	2A	175C	5WF	95M	.	10MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC450	N	S	TO60	L61	60V	.	4V	2A	175C	5WF	105M	.	10MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC451	N	S	TO60	L61	100V	.	4V	1200MA	200C	25WC	90M	.	15MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC452	N	S	TO60	L61	100V	.	4V	1200MA	200C	25WC	90M	.	15MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC453	N	S	TO60	L61	90V	.	4V	1200MA	200C	25WC	85M	.	15MN	350MA	RMG	OBS	BLY28	.
2SC454	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	4P	60MN	2MA	ALG	HIT	BC182L	2N3710
2SC454L	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	4P	60MN	2MA	ALN	HIT	BC184L	2N3707
2SC455	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	.	30MN	2MA	ALG	HIT	BC182L	2N3710
2SC456	N	S	TO5	L04	50V	30V	5V	600MA	175C	750MWF	100M	.	10MN	80MA	RMG	OBS	BSW54	2N2219A
2SC457	N	S	TO77	N07	25V	.	5V	50MA	175C	300MWF	100M	.	80TP	.	DUA	NEC	20% DVBE	.
2SC458	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	4P	60MN	2MA	ALG	HIT	BC182L	2N3710
2SC458K	N	S	TO92	L14	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	100M	4P	320MX	10MA	RLS	HIT	BC347A	2N3904
2SC458L	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	4P	150TP	2MA	ALN	HIT	BC184L	2N3707
2SC458LG	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	4P	60MN	2MA	ALN	HIT	BC184L	2N3707
2SC459	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	4P	60MN	2MA	ALG	HIT	BC184L	2N3707
2SC460	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	3P	35MN	2MA	ALG	HIT	BC182L	2N3710
2SC461	N	S	X21	L45	30V	30V	5V	100MA	125C	200MWF	115M	3P	35MN	2MA	ALG	HIT	BC184L	2N3707
2SC462	N	S	TO72	L06	40V	.	4V	50MA	200C	200MWF	300M	.	50MN	4MA	VLA	.	.	.
2SC463	N	S	TO72	L06	40V	.	4V	50MA	200C	200MWF	300M	.	50MN	4MA	VLA	OBS	BFX73	2N918
2SC463H	N	S	TO72	L06	35V	35V	4V	20MA	175C	150MWF	275M	0R6	40MN	5MA	TIA	HIT	BF173	.
2SC464	N	S	TO72	L06	30V	12V	2V	20MA	200C	200MWF	200M	1P7	40TP	1MA	FRH	HIT	BF184	.
2SC465	N	S	TO72	L06	30V	12V	2V	20MA	200C	200MWF	200M	1R7	40TP	1MA	FRH	HIT	BF184	.
2SC466	N	S	TO72	L06	30V	12V	2V	20MA	200C	200MWF	200M	1R7	40TP	1MA	FRH	HIT	BF184	.
2SC467	N	S	TO18	L01	20V	.	4V	50MA	175C	300MWF	200M	.	20MN	10MA	VLS	OBS	BSX20	2N2369
2SC468H	N	S	TO72	L06	40V	15V	5V	200MA	180C	200MWF	300M	6P	35MN	10MA	RMG	HIT	BSW64	2N2222A
2SC469	N	S	X37	.	20V	12V	5V	30MA	.	100MWF	125M	.	40MN	500UA	ALN	NEC	.	.
2SC470	N	S	TO5	L04	150V	130V	5V	100MA	175C	750MWF	85M	4P	60TP	3MA	ALH	SOY	BSW66	2N1893
2SC471	N	S	TO1	L02	30V	.	5V	100MA	175C	200MWF	80M	.	25MN	100MA	ALN	OBS	BC109	2N930
2SC472	N	S	TO1	L02	30V	.	5V	100MA	175C	200MWF	90M	.	50MN	10MA	RMS	OBS	BSW64	2N2222A
2SC473	N	S	TO1	L02	70V	.	5V	100MA	.	.	90M	.	40MN	10MA	RMS	OBS	BSW64	2N2222A
2SC474	N	S	TO1	L02	70V	.	5V	100MA	175C	200MWF	80M	.	30MN	10MA	.	OBS	BSW64	2N2222A
2SC475	N	S	X37	.	20V	15V	5V	100MA	150C	150MWF	50M	.	150MN	500UA	ALN	NEC	BC109C	2N930
2SC476	N	S	X37	.	20V	15V	5V	100MA	150C	150MWF	50M	.	180MN	500UA	ALN	NEC	BC109C	2N930
2SC477	N	S	TO18	L01	32V	32V	4V	30MA	175C	145MWF	95M	.	80TP	10MA	ALG	MAT	BC107	A157
2SC478	N	S	TO18	L01	50V	25V	1V	120MA	200C	300MWF	100M	8P	20TP	20MA	ALG	MAT	BC107	A157
2SC479	N	S	TO5	L04	60V	.	5V	600MA	175C	650MWF	.	.	40MN	100MA	RMS	OBS	BSW54	2N2219A
2SC479H	N	S	TO39	L04	60V	40V	5V	600MA	200C	650MWF	.	20P	40MN	100MA	AMG	HIT	BFY50	2N2297
2SC480	N	S	TO5	L04	60V	.	5V	600MA	175C	650MWF	.	.	40MN	150MA	RMS	OBS	BSW54	2N2219A
2SC481	N	S	TO39	L04	60V	45V	5V	1A	150C	600MWF	100M	30P	20/100	150MA	VMG	TOS	BSW54	2N2219A
2SC482	N	S	TO39	L04	40V	32V	5V	600MA	175C	600MWF	50M	30P	30/300	150MA	AMG	TOS	BFY50	2N2297
2SC482-G	N	S	TO39	L04	40V	32V	5V	600MA	175C	600MWF	50M	30P	100MN	150MA	AMG	TOS	BFY50	2N2297
2SC482-Y	N	S	TO39	L04	40V	32V	5V	600MA	175C	600MWF	50M	30P	50/150	150MA	AMG	TOS	BFY50	2N2297
2SC482-O	N	S	TO39	L04	40V	32V	5V	600MA	175C	600MWF	50M	30P	30/90	150MA	AMG	TOS	BFY50	2N2297
2SC483	N	S	TO66	L43	100V	.	5V	1A	150C	15WC	12M	.	60MN	150MA	AMH	OBS	BDY79	2N3738
2SC484	N	S	TO39	L04	150V	110V	5V	1500MA	150C	800MWF	10M	.	30MN	200MA	AMH	TOS	BSW66	2N1893
2SC484-B	N	S	TO39	L04	150V	110V	5V	1500MA	150C	800MWF	10M	.	100MN	200MA	AMH	TOS	BSW66	2N1893
2SC484-R	N	S	TO39	L04	150V	110V	5V	1500MA	150C	800MWF	10M	.	30/85	200MA	AMH	TOS	BSW66	2N1893
2SC484-Y	N	S	TO39	L04	150V	110V	5V	1500MA	150C	800MWF	10M	.	50/140	200MA	AMH	TOS	BSW66	2N1893

TRANSISTOR NUMBER	P M O A L T	PACK-AGE	LEAD INFO	V_{CB} MAX	V_{CE} MAX	V_{EB} MAX	I_C MAX	T_J MAX	P TOT	F_T MIN	C_{OB} MAX	H_{FE}	H_{FE} BIAS	USE	MFR	EURO EQUIV	USA EQUIV
2SC1661	N S	SPEC	.	20V	10V	3V	80MA	200C	600MWF	7GTP	1P	30/300	.	DUA	NEC	40% DVBE	.
2SC1662	N S	SPEC	.	20V	8V	3V	80MA	200C	400MWF	7GTP	1P	30/300	.	DUA	NEC	40% DVBE	.
2SC1663	N S	X17	L35	140V	140V	8V	500MA	120C	950MWF	25M	30P	60/350	100MA	AME	SOY		2N6593
2SC1664	N S	TO66	L43	70V	60V	6V	6A	150C	40WC	.	.	500MN	1A	AHG	SAK	.	.
2SC1664A	N S	TO66	L43	100V	80V	6V	6A	150C	40WC	.	.	500MN	1A	AHG	SAK	.	.
2SC1665	N S	TO12	L09	25V	.	3V	20MA	175C	200MWF	700M	0P5	120TP	5MA	ULA	NEC	.	.
2SC1666	N S	TO12	L09	40V	.	3V	300MA	175C	600MWF	350M	2P	80TP	55MA	VMG	NEC	.	.
2SC1667	N S	TO3	L05	80V	80V	5V	4A	150C	80WC	5M	.	40/200	1A	RHG	MAT	BDX95	2N5874
2SC1668	N S	X55E	X55	35V	18V	3V	6A	175C	40WC	.	.	10MN	1A	VHP	TOS	.	.
2SC1669	N S	TOP66	L32	150V	150V	5V	1500MA	150C	25WC	3M	80P	40/240	500MA	AHE	TOS	BU409	.
2SC1670	N S	TO92	L21	140V	140V	8V	500MA	120C	750MWF	22M	30P	50/350	100MA	RMH	SOY	BFT57	2N5058
2SC1672	N S	TO3	L05	150V	.	.	25A	175C	120WC	.	.	21MN	13A	RHH	NEC	BDY37	2N6322
2SC1673	N S	X56D	L75	35V	20V	3V	300MA	200C	7WC	2500MTP	3P5	20/200	100MA	UMG	NEC	.	.
2SC1674	N S	TO92	L21	30V	20V	.	20MA	125C	250MWF	300M	2P	40/180	1MA	FVG	NEC	BF369	2N3983
2SC1674K	N S	TO92	L21	30V	20V	4V	20MA	125C	250MWF	300M	2P	90MN	1MA	FVG	NEC	BF368	2N3983
2SC1674L	N S	TO92	L21	30V	20V	4V	20MA	125C	250MWF	300M	2P	90MN	1MA	FVG	NEC	BF368	2N3983
2SC1674M	N S	TO92	L21	30V	20V	4V	20MA	125C	250MWF	300M	2P	90MN	1MA	FVG	NEC	BF368	2N3983
2SC1675	N S	TO92	L21	50V	30V	.	30MA	125C	250MWF	125M	3P8	40/180	1MA	FVG	NEC	BF368	2N3856A
2SC1675K	N S	TO92	L21	50V	30V	5V	30MA	125C	250MWF	125M	3P8	90MN	1MA	RLA	NEC	BF368	2N3856A
2SC1675L	N S	TO92	L21	50V	30V	5V	30MA	125C	250MWF	125M	3P8	60MN	1MA	RLA	NEC	BF368	2N3856A
2SC1675M	N S	TO92	L21	50V	30V	5V	30MA	125C	250MWF	125M	3P8	40MN	1MA	RLA	NEC	BF368	2N3856A
2SC1676	N S	X55E	X55	50V	25V	4V	3A	175C	30WC	100M	.	10MN	1A	UHP	TOS	.	.
2SC1677	N S	X55E	X55	50V	25V	4V	5A	175C	45WC	200M	.	10MN	1A	UHP	TOS	.	.
2SC1678	N S	TOP66	L32	65V	.	4V	1500MA	150C	.	120M	45P	15MN	500MA	RMP	TOS	.	.
2SC1679	N S	TOP66	L32	65V	65V	4V	3A	175C	10WC	100M	.	15MN	500MA	RMP	TOS	.	.
2SC1680	N S	X55E	X55	35V	18V	3V	2A	175C	15WC	200M	.	10MN	1A	VHP	TOS	.	.
2SC1681	N S	TO9	L21	60V	60V	5V	50MA	125C	200MWF	65M	5P	200MN	2MA	ALN	TOS	BC184L	2N5089
2SC1682	N S	TO9	L21	40V	40V	5V	50MA	125C	200MWF	65M	5P	200MN	2MA	ALN	TOS	BC184L	2N5089
2SC1683	N S	TOP66	L32	200V	150V	5V	500MA	150C	20WC	75M	.	60/200	400MA	RME	MAT	BD410	2N5656
2SC1684	N S	TO92	L15	30V	25V	5V	100MA	135C	250MWF	75M	7P	650MX	2MA	ALG	MAT	BC238	2N6006
2SC1685	N S	TO92	L15	60V	50V	5V	100MA	135C	250MWF	75M	7P	650MX	2MA	ALG	MAT	BC238	2N6006
2SC1686	N S	TO92	L53	40V	30V	4V	25MA	135C	250MWF	275M	0R6	26MN	4MA	TIA	MAT	BF199	.
2SC1687	N S	TO92	L53	40V	25V	4V	30MA	135C	400MWF	410M	0P5	38MN	7MA	TIA	MAT	BF375	2N5222
2SC1688	N S	TO92	L53	40V	25V	4V	30MA	135C	400MWF	410M	0P5	38MN	7MA	TIA	MAT	BF375	.
2SC1689	N S	X54	X54	55V	35V	4V	3A	175C	45WC	200M	.	10/180	100MA	VHP	MIT	BLX95	.
2SC1698	N S	TO3	L05	210V	140V	6V	10A	200C	125WC	.	.	1KMN	8A	AHD	ORI	.	.
2SC1703	N S	TO3	L05	600V	400V	6V	15A	200C	150WC	.	.	100MN	12A	AHH	ORI	.	.
2SC1706	N S	TO18	L01	200V	150V	5V	50MA	175C	200MWF	30M	10P	30/300	10MA	TVH	HIT	.	.
2SC1706H	N S	TO18	L01	200V	150V	5V	50MA	200C	200MWF	30M	10P	30MN	10MA	ALE	HIT	BC394	2N3033
2SC1707H	N S	TO18	L01	40V	30V	5V	100MA	200C	200MWF	100M	3P5	100MN	10MA	RLS	HIT	BSW64	2N2222A
2SC1708	N S	TO92	L40	90V	90V	5V	50MA	125C	200MWF	75M	4P	500TP	1MA	ALH	MIT	BF297	2N5832
2SC1708A	N S	TO92	L40	120V	120V	5V	50MA	125C	200MWF	150MTP	1P8	250/800	1MA	ALN	MIT	.	.
2SC1709	N S	X10	L20	30V	20V	5V	300MA	150C	300MWF	.	.	60TP	10MA	AMS	FUJ	.	.
2SC1710	N S	X55C	X55	15V	10V	3V	130MA	175C	1WF	3500M	0P8	80TP	60MA	SLG	FUJ	.	.
2SC1711	N S	X61B	X61	20V	13V	3V	30MA	175C	200MWF	3750M	0P5	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1711A	N S	X61B	X61	20V	13V	3V	30MA	175C	200MWF	3750M	0P5	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1712	N S	X61B	X61	16V	8V	3V	30MA	175C	200MWF	4G	0P6	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1713	N S	X99	X99	16V	8V	3V	30MA	175C	200MWF	4G	0P6	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1714	N S	X99	X99	16V	8V	3V	30MA	175C	200MWF	4G	0P6	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1715	N S	X99	X99	16V	8V	3V	30MA	175C	200MWF	4G	0P6	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1716	N S	X99	X99	16V	8V	3V	30MA	175C	200MWF	4G	0P6	80TP	10MA	SLA	FUJ	.	.
2SC1717	N S	TO37	L47	40V	20V	4V	1A	175C	10WC	.	.	20MN	100MA	UMP	TOS	.	.
2SC1718	N S	X55E	X55	35V	18V	3V	4500MA	175C	30WC	.	.	10MN	1500MA	UHP	TOS	.	.
2SC1719	N S	TO1	L02	150V	120V	5V	50MA	175C	1WF	65M	.	150TP	10MA	TVM	FUJ	BF257	2N5682
2SC1720	N S	TO1	L02	150V	150V	5V	50MA	175C	1WF	65M	.	150TP	10MA	TVM	FUJ	BF257	2N4927
2SC1721	N S	TO92	L21	80V	60V	5V	1A	150C	500MWF	.	20P	50TP	500MA	AMH	FUJ	BSW66	2N4001
2SC1722	N S	TOP66	L32	300V	300V	5V	200MA	150C	12WC	40M	.	50/300	10MA	ALE	HIT	BU406D	.
2SC1723	N S	TOP66	L32	300V	300V	5V	200MA	150C	15WC	35M	.	40/200	50MA	ALE	HIT	BU406D	.
2SC1724	N S	X55E	X55	35V	17V	3V	800MA	175C	7500MWC	100M	.	10MN	500MA	UMP	TOS	.	.
2SC1725	N S	X55E	X55	35V	17V	3V	1400MA	175C	15WC	800M	.	10MN	1A	UHP	TOS	.	.
2SC1726	N S	X55E	X55	35V	17V	3V	2800MA	175C	30WC	600M	.	10MN	1500MA	UHP	TOS	.	.
2SC1727	N S	TO92	L16	35V	35V	3V	25MA	100C	300MWF	350M	2P5	50/350	4MA	FVG	SOY	BF371	.
2SC1728	N S	X17	L35	100V	50V	6V	1500MA	150C	7900MWC	40M	32P	98/649	100MA	AHH	SOY	BD529	2N6553
2SC1729	N S	X99	X99	35V	17V	4V	3500MA	175C	35WC	250M	.	10/180	100MA	VHP	MIT	.	.
2SC1730	N S	TO92	L21	30V	15V	.	50MA	125C	250MWF	800M	1P5	40/180	5MA	TUO	NEC	BFY90	2N2857
2SC1731	N S	SPEC	.	20V	12V	3V	50MA	200C	300MWF	3GTP	1P1	30/300	.	DUA	NEC	20% DVBE	.
2SC1732	N S	SPEC	.	20V	12V	3V	50MA	200C	300MWF	3GTP	2P	30/300	.	DUA	NEC	20% DVBE	.
2SC1733	N S	X45	N15	30V	14V	3V	50MA	200C	300MWF	2GTP	1P1	25/200	.	DUA	NEC	20% DVBE	.
2SC1734	N S	TO18	L01	40V	30V	6V	30MA	150C	100MWF	150M	.	160MN	100UA	ALG	HIT	.	.
2SC1734H	N S	TO18	L01	40V	30V	6V	30MA	180C	100MWF	.	.	160MN	100UA	ALN	HIT	BC109	2N930
2SC1735	N S	TO92	L21	100V	100V	5V	500MA	135C	800MWF	65M	14P	130TP	10MA	AMH	MIT	BC639	2N4001
2SC1736	N S	TO92	L15	50V	50V	6V	100MA	150C	500MWF	75M	4P	500TP	2MA	RLG	MIT	BC237	2N6006
2SC1737	N S	TO92	L15	35V	35V	6V	100MA	150C	500MWF	75M	4P	500TP	2MA	RLG	MIT	BC238	2N6006
2SC1738	N S	TO92	L15	35V	35V	6V	100MA	150C	500MWF	75M	4P	500TP	2MA	RLG	MIT	BC239	2N6006
2SC1739	N S	TO92	L21	20V	.	4V	32MA	125C	250MWF	150M	2P	180TP	1MA	ALG	.	.	.

TRANSISTOR NUMBER	POL	MAT	PACK-AGE	LEAD INFO	V_{CB} MAX	V_{CE} MAX	V_{EB} MAX	I_C MAX	T_J MAX	P TOT	F_T MIN	C_{OB} MAX	H_{FE}	H_{FE} BIAS	USE	MFR	EURO EQUIV	USA EQUIV
2SC2553	N	S	TO220	L34	500V	400V	7V	5A	150C	40WC	.	.	12MN	3A	AHH	TOS	.	.
2SC2555	N	S	TOP3	L34	500V	400V	7V	8A	150C	80WC	.	.	10MN	4A	AHE	TOS	.	.
2SC2556	N	S	TO126	L70	130V	40V	5V	1A	150C	1200MWF	100M	20P	150MN	1A	TVM	MAT	.	.
2SC2557	N	S	TO92	L21	60V	.	5V	50MA	125C	250MWF	110M	5P	450TP	2MA	ALG	MAT	.	.
2SC2558	N	S	SPEC	.	35V	.	3V	250MA	200C	8300MWC	.	2R3	60TP	100MA	UMP	NEC	.	.
2SC2559	N	S	SPEC	.	35V	.	3V	1500MA	200C	17WC	.	10R	60TP	300MA	UHP	NEC	.	.
2SC2560	N	S	SPEC	.	35V	.	3V	3A	200C	35WC	.	14R	60TP	500MA	UHP	NEC	.	.
2SC2561	N	S	X19	L45	30V	20V	5V	30MA	125C	250MWF	125M	0P9	220TP	1MA	ULG	MAT	.	.
2SC2562	N	S	TO220	L34	60V	50V	5V	5A	150C	25WC	60M	80P	70/240	1A	AHG	TOS	.	.
2SC2563	N	S	TOP3	L34	120V	.	5V	8A	150C	80WC	30M	90P	120TP	1A	AHH	TOS	.	.
2SC2564	N	S	SPEC	L34	140V	140V	5V	12A	150C	120WC	30M	130P	55/240	1A	AHH	TOS	.	.
2SC2565	N	S	SPEC	L34	160V	160V	5V	15A	150C	150WC	30M	200P	55/240	1A	AHH	TOS	.	.
2SC2566	N	S	X19	L45	30V	25V	3V	15MA	125C	150MWF	325M	0P8	40MN	1MA	VLA	MAT	.	.
2SC2567	N	S	X12	L27	35V	.	5V	50MA	125C	100MWF	160M	3P5	350TP	2MA	ALG	MAT	.	.
2SC2568	N	S	TO126	L70	300V	.	7V	200MA	150C	10WC	40M	3P5	80TP	10MA	TVH	NEC	.	.
2SC2569	N	S	TO66	L05	150V	.	7V	6A	150C	40WC	.	.	80TP	2A	AHH	.	.	.
2SC2570	N	S	TO92	L16	25V	.	3V	70MA	150C	250MWF	5GTP	0R7	40/200	20MA	SLA	NEC	.	.
2SC2571	N	S	.	.	100V	100V	5V	10A	125C	95WC	40M	.	30MN	4500MA	AHH	SOY	.	.
2SC2572	N	S	TO18	L01	60V	.	8V	200MA	200C	360MWF	150M	3P5	200TP	10MA	RLS	NEC	.	.
2SC2573	N	S	TO92	.	.	12V	.	70MA	.	300MWF	5GTP	.	30/180	20MA	ULN	TOS	.	.
2SC2575	N	S	TO92	L40	50V	50V	6V	200MA	125C	300MWF	100M	3P5	90/800	1MA	ALG	MIT	.	.
2SC2577	N	S	SPEC	.	120V	.	6V	6A	150C	60WC	10M	110P	80TP	2A	AHH	SOY	.	.
2SC2578	N	S	SPEC	.	140V	.	6V	7A	150C	70WC	10M	150P	80TP	3A	AHH	SOY	.	.
2SC2579	N	S	SPEC	.	160V	.	6V	8A	150C	80WC	10M	200P	80TP	3A	AHH	SOY	.	.
2SC2580	N	S	SPEC	.	180V	.	6V	9A	150C	90WC	10M	250P	80TP	3A	AHH	SOY	.	.
2SC2581	N	S	SPEC	.	200V	.	6V	10A	150C	100WC	10M	250P	80TP	3A	AHH	SOY	.	.
2SC2582	N	S	TO126	L70	45V	30V	5V	1A	150C	1200MWF	100M	12P	60/340	500MA	RMG	MAT	.	.
2SC2584	N	S	SPEC	.	45V	.	5V	4A	200C	40WC	.	.	60TP	800MA	VHP	NEC	.	.
2SC2586	N	S	TO39	L04	35V	.	3V	400MA	200C	7WC	.	.	60TP	800MA	UMP	NEC	.	.
2SC2587	N	S	SPEC	L34	150V	.	5V	10A	150C	120WC	35M	150P	150TP	1A	AHH	NEC	.	.
2SC2588	N	S	SPEC	L34	150V	.	5V	12A	150C	120WC	30M	170P	150TP	2A	AHH	NEC	.	.
2SC2589	N	S	TO3	L05	180V	.	5V	10A	150C	200WC	30M	300P	90TP	2A	AHH	NEC	.	.
2SC2590	N	S	TO126	L70	120V	120V	5V	500MA	150C	1200MWF	125M	.	65/330	150MA	AHH	MAT	.	.
2SC2591	N	S	TO220	L34	150V	.	5V	1A	150C	20WC	125M	.	65/330	150MA	AHH	MAT	.	.
2SC2592	N	S	TO220	L34	180V	.	5V	1A	150C	20WC	125M	.	65/330	150MA	AHH	MAT	.	.
2SC2593	N	S	TO92	L14	20V	20V	20V	50MA	125C	140MWF	.	.	500TP	1MA	ALS	SOY	.	.
2SC2594	N	S	TO126	L70	40V	20V	7V	5A	150C	10WC	75M	30P	180MN	500MA	AHG	MAT	.	.
2SC2595	N	S	X62E	M01	36V	.	3V	1200MA	175C	10WC	4GTP	5P	50TP	100MA	UMP	MAT	.	.
2SC2596	N	S	X62E	M01	36V	.	3V	4A	175C	20WC	1500MTP	20P	50TP	100MA	UJP	MAT	.	.
2SC2597	N	S	X62E	M01	36V	.	3V	6A	175C	30WC	900MTP	20P	50TP	100MA	UHP	MAT	.	.
2SC2598	N	S	SPEC	.	20V	.	3V	70MA	175C	400MWF	5GTP	.	80TP	10MA	DUA	FUJ	.	.
2SC2599	N	S	X39	X39	20V	.	3V	20MA	175C	200MWF	5GTP	.	80TP	7MA	ULN	FUJ	.	.
2SC2600	N	S	X39	X39	25V	.	2V	40MA	200C	350MWF	6GTP	.	80TP	20MA	ULA	FUJ	.	.
2SC2602	N	S	TO92	L48	70V	70V	5V	200MA	125C	500MWF	90M	7P	250MN	1MA	ALG	MIT	.	.
2SC2603	N	S	X11	L78	50V	.	6V	200MA	125C	300MWF	100M	3P5	90/800	1MA	ALG	MIT	.	.
2SC2604	N	S	TO92	L21	30V	.	5V	100MA	125C	200MWF	115M	2P5	250TP	2MA	ALN	HIT	.	.
2SC2605	N	S	TO92	L21	50V	.	5V	100MA	125C	200MWF	115M	2P5	250TP	2MA	ALG	HIT	.	.
2SC2606	N	S	X17	L34	300V	.	8V	50MA	120C	950MWF	15M	2P	60/200	3MA	TVH	SOY	.	.
2SC2607	N	S	TO3	L05	200V	.	6V	15A	150C	150WC	.	.	30MN	5A	AHH	SAK	.	.
2SC2608	N	S	TO3	L05	200V	.	6V	17A	150C	200WC	.	.	20MN	8A	AHH	SAK	.	.
2SC2609	N	S	X64	X64	55V	35V	4V	15A	175C	170WC	.	.	20/110	200MA	AHG	MIT	.	.
2SD2610	N	S	TO92	L21	300V	300V	5V	100MA	150C	800MWF	40M	4P	30/200	20MA	TVE	HIT	.	.
2SC2611	N	S	TO126	L70	300V	300V	5V	100MA	150C	1250MWF	40M	4P	30/200	20MA	TVE	HIT	.	.
2SC2612	N	S	TO220	L34	500V	.	7V	3A	150C	30WC	.	.	15MN	1500MA	AHE	HIT	.	.
2SC2613	N	S	TO220	L34	500V	.	7V	5A	150C	40WC	.	.	15MN	2500MA	AHE	HIT	.	.
2SC2614	N	S	.	.	500V	.	7V	5A	150C	60WC	.	.	15MN	2500MA	AHE	HIT	.	.
2SC2615	N	S	.	.	500V	.	7V	8A	150C	80WC	.	.	15MN	4A	AHE	HIT	.	.
2SC2616	N	S	TO3	L05	500V	.	7V	10A	150C	100WC	.	.	15MN	5A	AHE	HIT	.	.
2SC2617	N	S	TO3	L05	500V	.	7V	15A	150C	125WC	.	.	15MN	7500MA	AHE	HIT	.	.
2SC2618	N	S	X12	L29	35V	.	4V	500MA	125C	500MWF	25M	5P	60/320	10MA	AMG	HIT	.	.
2SC2619	N	S	X12	L29	30V	30V	5V	100MA	125C	150MWF	115M	3P5	35/200	2MA	ALG	HIT	.	.
2SC2620	N	S	X12	L29	30V	20V	4V	20MA	125C	100MWF	500M	0P9	35/200	1MA	ULG	HIT	.	.
2SC2621	N	S	TO126	L70	300V	300V	6V	200MA	150C	10WC	50M	5P	40/200	10MA	TVE	FUJ	.	.
2SC2623	N	S	TO3	L05	450V	.	7V	20A	150C	100WC	.	.	20TP	8A	AHE	.	.	.
2SC2624	N	S	TOP3	L34	450V	.	7V	5A	150C	80WC	.	.	10MN	2A	AHE	.	.	.
2SC2625	N	S	TOP3	L34	450V	.	7V	10A	150C	80WC	.	.	10MN	4A	AHE	.	.	.
2SC2626	N	S	TOP3	L34	450V	.	7V	15A	150C	80WC	.	.	10MN	6A	AHE	.	.	.
2SC2627	N	S	SPEC	.	35V	17V	4V	2A	175C	20WC	.	.	10/180	100MA	VHP	MIT	.	.
2SC2628	N	S	SPEC	.	35V	17V	4V	4A	175C	40WC	.	.	10/180	100MA	VHP	MIT	.	.
2SC2629	N	S	SPEC	.	35V	17V	4V	8A	175C	60WC	.	.	10/180	200MA	VHP	MIT	.	.
2SC2630	N	S	X64	X64	35V	17V	4V	14A	175C	100WC	.	.	10/180	200MA	VHA	MIT	.	.
2SC2631	N	S	TO92	L21	150V	150V	5V	50MA	150C	750MWF	80M	2P	65/450	10MA	AMH	MAT	.	.
2SC2632	N	S	TO92	L21	150V	150V	5V	50MA	150C	1WF	80M	2P	65/450	10MA	AHH	MAT	.	.
2SC2633	N	S	TO220	L34	150V	150V	5V	50MA	150C	1500MWF	80M	2P	65/450	10MA	AHH	MAT	.	.
2SC2634	N	S	TO92	L21	60V	60V	7V	100MA	150C	400MWF	.	.	180MN	2MA	ALG	MAT	.	.

คำอธิบายเกี่ยวกับตารางข้อมูล

ข้อมูลที่ปรากฏในตารางที่ใช้อักษรย่อมีคำอธิบายระบุไว้แล้วในตอนท้ายตาราง

TRANSISTOR NUMBER	P M O A L T	PACK-AGE	LEAD INFO	V_{CB} MAX	V_{CE} MAX	V_{EB} MAX	I_C MAX	T_J MAX	P TOT	F_T MIN	C_{OB} MAX	H_{FE}	H_{FE} BIAS	USE	MFR	EURO EQUIV	USA EQUIV
(EXAMPLE) 2N6513	N S	TO3	L05	400V	350V	6V	7A	200C	120WC	3M	200P	10/50	4A	RHE	RCA	BUX16C	2N5157

NUMERO-ALPHABETIC LISTING

N = NPN
P = PNP
G = GERMANIUM
S = SILICON

REFER TO CASE-OUTLINES APPENDIX C

REFER TO LEAD DETAILS—APPENDIX B

MAXIMUM PERMISSIBLE COLLECTOR—BASE VOLTAGE WITH EMITTER OPEN-CIRCUIT

MAXIMUM PERMISSIBLE COLLECTOR-EMITTER VOLTAGE WITH BASE OPEN-CIRCUIT

MAXIMUM PERMISSIBLE EMITTER—BASE VOLTAGE WITH COLLECTOR OPEN-CIRCUIT

MAXIMUM PERMISSIBLE COLLECTOR CURRENT

MAXIMUM PERMISSIBLE JUNCTION TEMPERATURE

MAXIMUM PERMISSIBLE DEVICE DISSIPATION—"F" = IN FREE AIR AT 25°C; "C" = WITH CASE SURFACE HELD AT 25°C; "H" = IN FREE AIR AT 25°C WITH METAL HEAT SINK ATTACHED TO DEVICE. E = with case at an elevated temperature

MINIMUM FREQUENCY CUT OFF, F_T, INDICATED IN K = KILOHERTZ, M = MEGAHERTZ, G = GIGAHERTZ. F_T = FREQUENCY AT WHICH COMMON-EMITTER CURRENT GAIN DROPS TO UNITY; TYPICAL F_T CAN BE TAKEN AS ROUGHLY TWICE $F_{T\ MIN}$.

MAXIMUM COLLECTOR CAPACITANCE (TYPICAL USUALLY ½ TO ⅔ MAX)—NORMALLY EMITTER OPEN-CIRCUIT AND INDICATED BY "P" = PICOFARAD OR "N" = NANOFARAD—FOR HF DEVICES C_{RE} IS GIVEN AND PICOFARADS THEN INDICATED BY "R" INSTEAD OF "P".

CURRENT GAIN, NORMALLY D.C. (BUT SOMETIMES RELATED A.C. GAIN) AT I_C BIAS SPECIFIED— WHERE MIN ("MN") ONLY IS SPECIFIED TYPICAL ("TP") CAN BE TAKEN AS TWICE MIN AND VICEVERSA

BIAS CURRENT AT WHICH CURRENT GAIN H_{fe} IS CHARACTERISED

CODE INDICATION OF APPLICATION USAGE—SEE APPENDIX A

CODE INDICATION POSSIBLE MANUFACTURER OF DEVICE—SEE APPENDIX F

SUGGESTED PROELECTRON STANDARD POSSIBLE SUBSTITUTE

SUGGESTED EIA—JEDEC "2N" STANDARD POSSIBLE SUBSTITUTE

More detailed notes on the symbols and codings used are given below.

Column headings

V_{cbo} collector-base voltage rating with emitter open circuited.
V_{ceo} collector-emitter voltage rating with base open circuited.
V_{ebo} emitter-base voltage rating with collector open circuited.
$I_{C\ max}$ rated maximum collector current.
$T_{j\ max}$ rated maximum junction temperature.
$P_{TOT\ max}$ rated maximum device power dissipation.
$f_{T\ min}$ minimum common-emitter gain-bandwidth product.
$C_{ob\ max}$ (1) when units P or N, maximum output capacitance. common base.
(2) when units R, maximum reverse transfer capacitance (C_{re}), common emitter.
h_{FE} common emitter, short-circuit, current gain : normally dc, but ac when dc not specified.
I_C (h_{FE} bias) dc bias current at which h_{FE} measured.

Units

A = Amperes
C = °Centigrade
K = Kilohertz
M = Megahertz
MA = Milliamperes
MN = Minimum
MWC = Milliwatts, case at 25°C
MWF = Milliwatts, free air 25°C
MWH = Milliwatts, heat sink, 25°C ambient
N = Nanofarads (refers C_{ob})
P = Picofarads (refers C_{ob})
R = Picofarads (refers C_{re})
TP = Typical
UA = Microampere
V = Volts
WC = Watts, case at 25°C
WE = Watt, case in excess of 25°C
WF = Watts, free air 25°C
WH = Watts, heat sink, 25°C ambient

Where unit appears in the middle of the value it indicates the position of the decimal point; e.g. 3P5 = 3.5P – 3.5 picofarads)

Codes used in body of tables

'Material and Polarity' column codes
NG = npn germanium; NS = npn silicon; PG = pnp germanium; PS = pnp silicon.

'Case Outline' column codes
TO... = Jedec USA registered; X... = non-standard outline; related drawings for both series are in Appendix C. ('OBS' = obsolete).

'Lead Identification' column codes
L... or M... = number of related drawing in Appendix D. ('OBS' = obsolete).

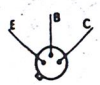
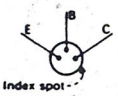
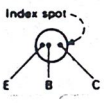
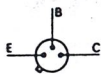
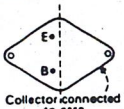
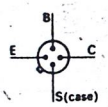
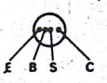
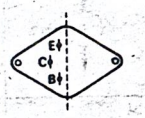
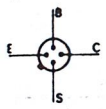
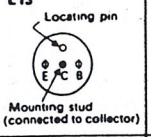
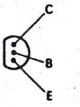
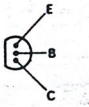
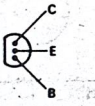
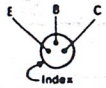
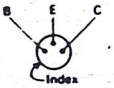
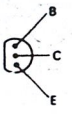
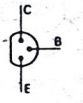
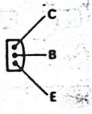
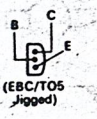
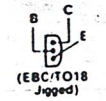
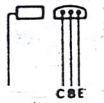
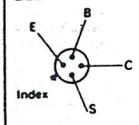
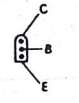
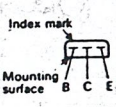
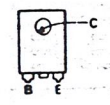
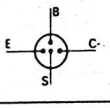
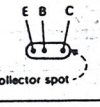
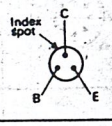
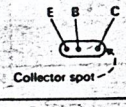
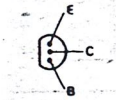
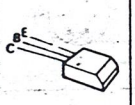
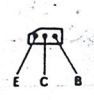
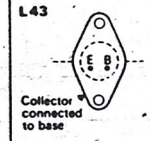
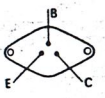
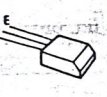
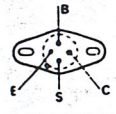
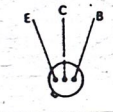
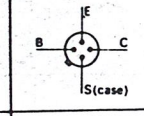
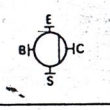
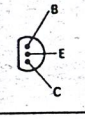
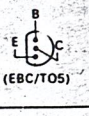
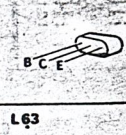
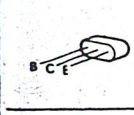
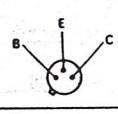
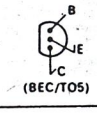
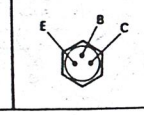
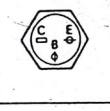
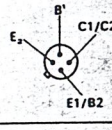
'Use' column codes
In the three letter code used in this column to indicate applications use, different systems are used for industrial, consumer and special applications as follows :
1. Industrial...first letter A, R, S, U, V of 1; each three letters significant as follows :

(First Letter)	(Second Letter)	(Third Letter)
A = Audio	H = High current	A = Amplifier
R = Rf	L = Low current	B = Bidirectional
S = Shf	M = Medium current	C = Chopper
U = Uhf		D = Darlington
V = Vhf		E = Extra high voltage
I = Inductive		G = General purpose
		H = High voltage
		N = Low noise
		P = Power amplifier
		S = Switch

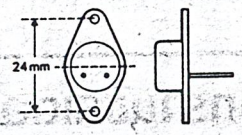
2. Consumer...first letter F or T; code significance as follows :
FRH = Fm/am radio, general purpose, high gain
FRM = Fm/am radio, general purpose, medium gain
FVG = Fm and Vhf (TV), general purpose
TIA = TV, if amplifier
TIG = TV, if amplifier, gain controlled
TLH = TV, horizontal (line) output, high voltage
TLM = TV, horizontal (line) output, medium voltage
TLE = TV, horizontal (line) output, extra high voltage
TUG = TV, uhf amplifier, gain controlled
TUM = TV, uhf mixer
TUO = TV, uhf oscillator
TVE = TV, video output, extra high voltage
TVH = TV, video output, high voltage
TVM = TV, video output, medium voltage
3. Special
DUA = Dual or differential amplifier pair
MPP = Matched pair
PCT = Point contact transistor
QUA = Quad assembly
TRI = 3 transistor array
HEX = 6 transistor array

'Supplier' column codes
A three-letter code indicating a supplier of the related device according to the detials given in Appendix F, ('OBS' implies obsolete type).

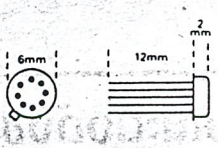
รูปแบบการกำหนดตำแหน่งขาของทรานซิสเตอร์

L01 	L02 	L03 	L04 	L05 	L06 	L07 	L08 
L09 	L10	L11	L12	L13 	L14 	L15 	L16 
L17 	L18 	L19	L20	L21 	L22 	L23 	L24 
L25 	L26 	L27	L28 	L29	L30 	L31 	L32
L33 	L34	L34Q	L35	L36 	L37 	L38 	L39 
L40 	L41 	L42 	L43 	L44 	L45 	L46	L47
L48 	L49 	L50	L51 	L52 	L53 	L54 	L55 
L56 	L57 	L58 	L59 	L60 	L61	L62 	L63

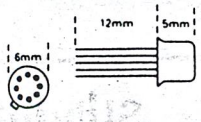
TO 66



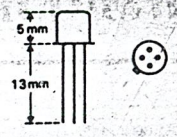
TO 70



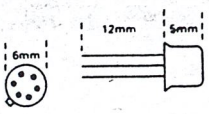
TO 71



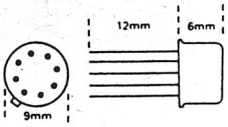
TO 72



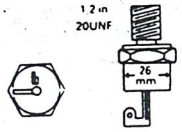
TO 75



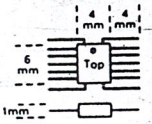
TO 77



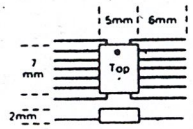
TO 83



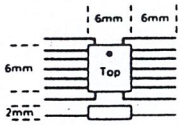
TO 84



TO 85



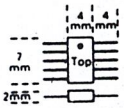
TO 86



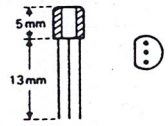
TO 87

As
TO86

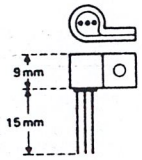
TO 88



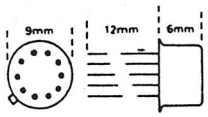
TO 92



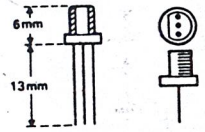
TO 92H



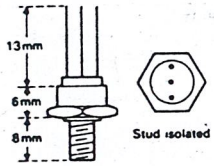
TO 96



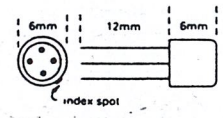
TO 98



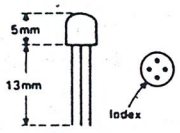
TO 102



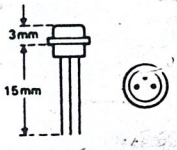
TO 104



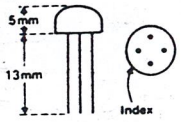
TO 105



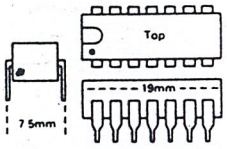
TO 106



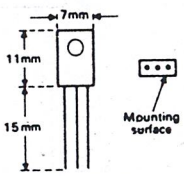
TO 107



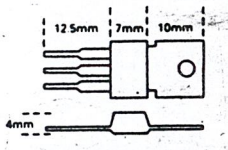
TO 116



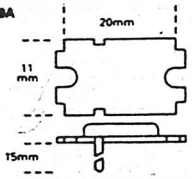
TO 126



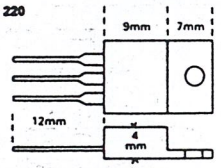
TO 202



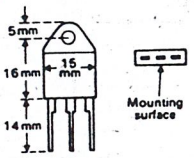
TO 218A



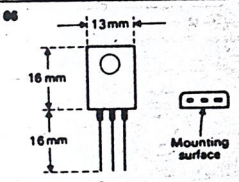
TO 220



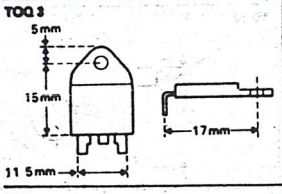
TOP 3



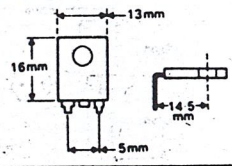
TOP 66



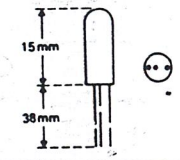
TOQ 3



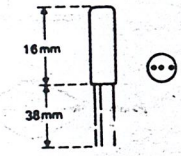
TOQ 66



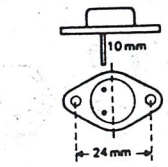
X 01



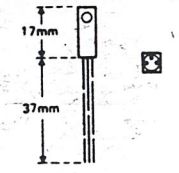
X 02



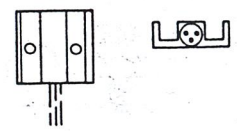
X 03



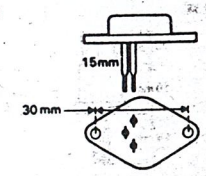
X 04



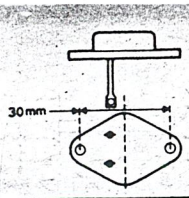
X 05



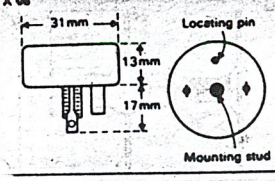
X 06



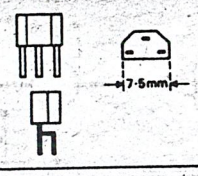
X 07



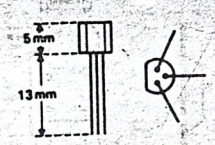
X 08



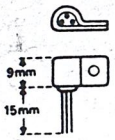
X 09



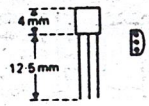
X 10



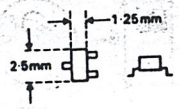
X 10H



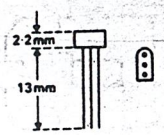
X 11



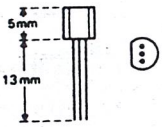
X 12



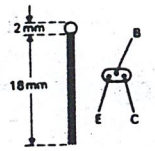
X 13



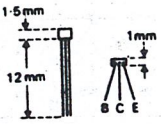
X 14



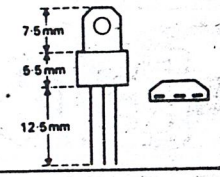
X 15



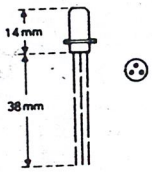
X 16



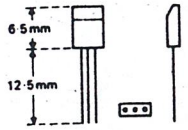
X 17



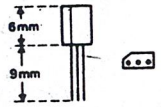
X 18



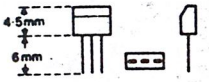
X 19



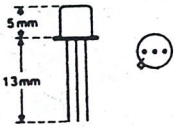
X 20



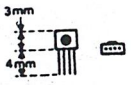
X 21



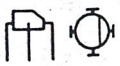
X 22



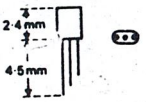
X 23



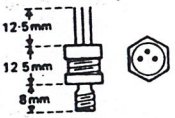
X 24



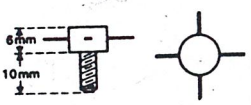
X 25



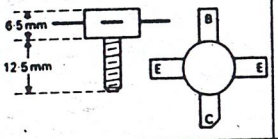
X 26



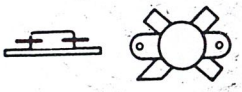
X 27



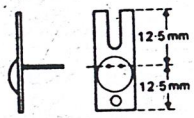
X 28



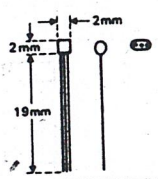
X 29



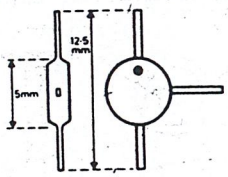
X 30



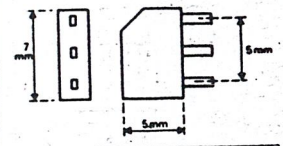
X 31



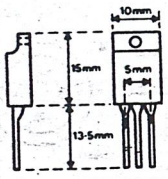
X 32



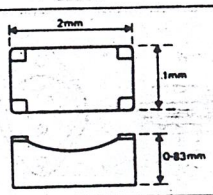
X 33



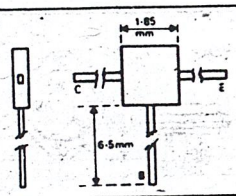
X 34



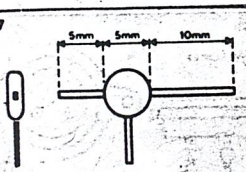
X 35



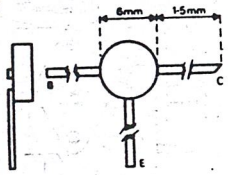
X 36



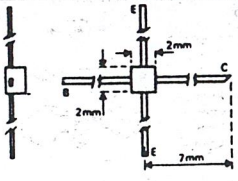
X 37



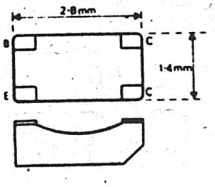
X 38



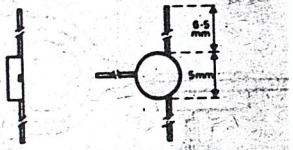
X 39



X 40



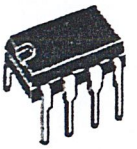
X 41



LF155-LF255-LF355
LF156-LF256-LF356
LF157-LF257-LF357

WIDE BANDWIDTH SINGLE J-FET OPERATIONAL AMPLIFIERS

- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- HIGH SPEED J-FET OP-AMPs : up to 20MHz, 50V/µs
- OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT DOES NOT DEGRADE DRIFT OR COMMON-MODE REJECTION AS IN MOST OF MONOLITHIC AMPLIFIERS
- INTERNAL COMPENSATION AND LARGE DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE CAPABILITY (UP TO V_{CC}^+)



N
DIP8
(Plastic Package)

D
SO8
(Plastic Micropackage)

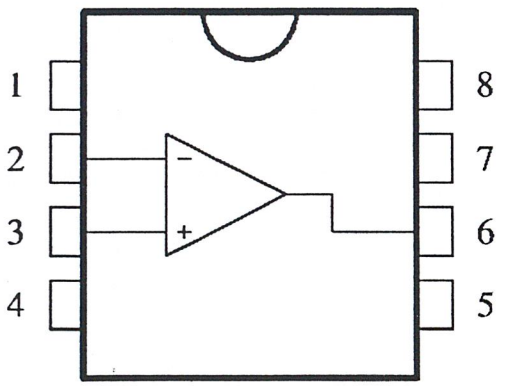
TYPICAL APPLICATIONS

- PRECISION HIGH SPEED INTEGRATORS
- FAST D/A AND CONVERTERS
- HIGH IMPEDANCE BUFFERS
- WIDEBAND, LOW NOISE, LOW DRIFT AMPLIFIERS
- LOGARITHIMIC AMPLIFIERS
- PHOTOCELL AMPLIFIERS
- SAMPLE AND HOLD CIRCUITS

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LF355, LF356, LF357	0°C, +70°C	•	•
LF255, LF256, LF257	–40°C, +105°C	•	•
LF155, LF156, LF157	–55°C, +125°C	•	•
Example : LF355N			

PIN CONNECTIONS (top view)



1 - Offset Null 1
2 - Inverting input
3 - Non-inverting input
4 - V_{CC}^-
5 - Offset Null 2
6 - Output
7 - V_{CC}^+
8 - N.C.

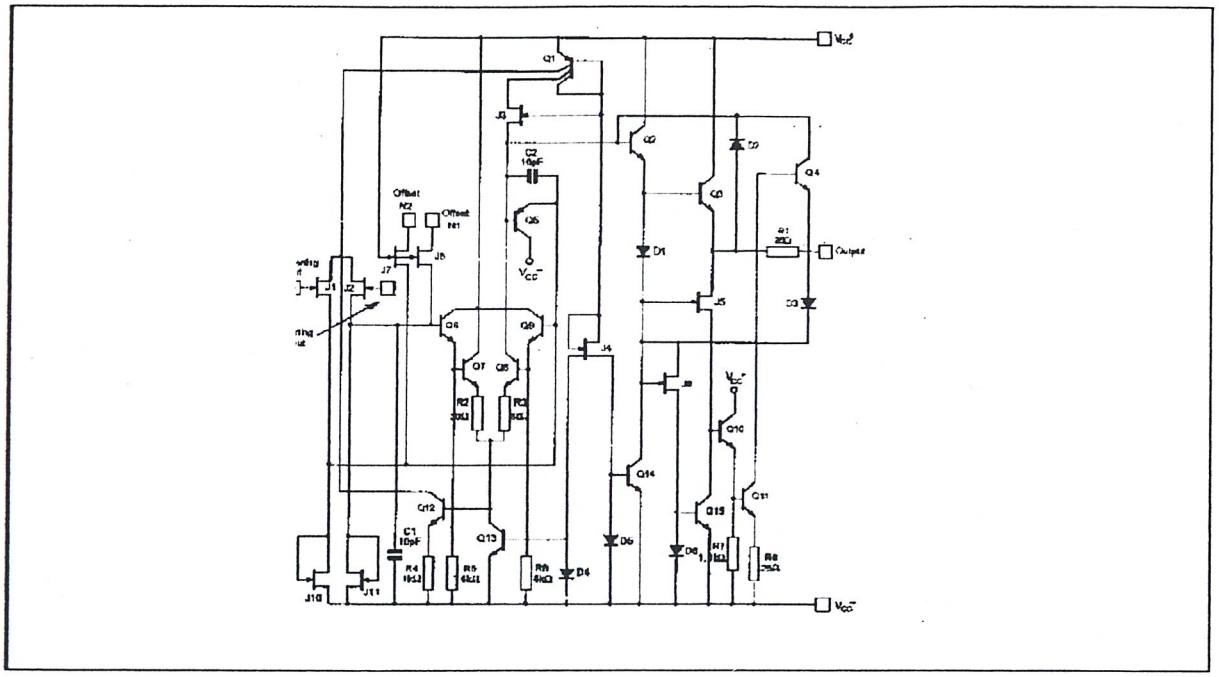
DESCRIPTION

These circuits are monolithic J-FET input operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET on the same chip with standard bipolar transistors.

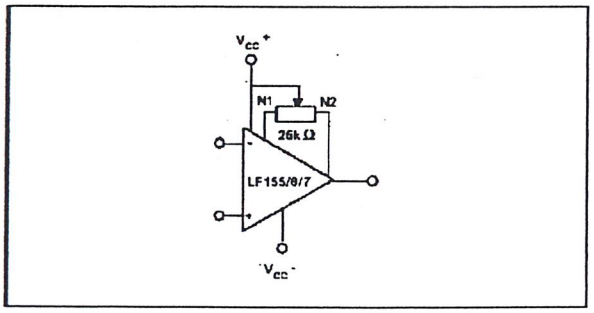
This amplifiers feature low input bias and offset currents, low input offset voltage and input offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection.

The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise level.

SCHEMATIC DIAGRAM



V_{io} ADJUSTMENT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage		±22	V
V_i	Input Voltage - (note 1)		±20	V
V_{id}	Differential Input Voltage		±40	V
P_{tot}	Power Dissipation		570	mW
	Output Short-circuit Duration		Infinite	
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	LF155-LF156-LF157 LF255-LF256-LF257 LF355-LF356-LF357	-55 to +125 –40 to +105 0 to 70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		–65 to 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

LF155, LF156, LF157 $-55^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +125^{\circ}C$ $\pm 5V \leq V_{CC} \leq \pm 20V$
LF255, LF256, LF257 $-40^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +105^{\circ}C$ $\pm 5V \leq V_{CC} \leq \pm 20V$
(unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LF155 - LF156 - LF157 LF255 - LF256 - LF257			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ LF155, LF156, LF157 LF255, LF256, LF257		3	5 7 6.2	mV
I_{io}	Input Offset Current - (note 3) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ LF155, LF156, LF157 LF255, LF256, LF257		3	20 20 1	pA nA nA
I_{ib}	Input Bias Current - (note 3) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ LF155, LF156, LF157 LF255, LF256, LF257		20	100 50 5	pA nA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$, $V_{CC} = \pm 15V$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio - (note 4)	85	100		dB
I_{CC}	Supply Current ($V_{CC} = \pm 15V$, no load) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ LF155, LF255 LF156, LF256 LF157, LF257		2 5 5	4 7 7	mA
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift ($R_S = 50\Omega$)		5		$\mu V/^{\circ}C$
DV_{io}/V_{io}	Change in Average Temperature Coefficient with V_{io} adjust ($R_S = 50\Omega$) - (note 2)		0.5		$\mu V/^{\circ}C$
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$)	± 11	+15.1 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio	85	100		dB
$\pm V_{OPP}$	Output Voltage Swing ($V_{CC} = \pm 15V$) $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		V
GBP	Gain Bandwidth Product ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$) LF155, LF255 LF156, LF256 LF157, LF257		2.5 5 20		MHz
SR	Slew Rate ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$) $A_V = 1$ LF155, LF255 LF156, LF256 $A_V = 5$ LF157, LF257	7.5 30	5 12 50		V/µs
R_i	Input Resistance ($T_{amb} = 25^{\circ}C$)		10^{12}		Ω
C_i	Input Capacitance ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$)		3		pF
e_n	Equivalent Input Noise Voltage ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, $R_S = 100\Omega$) f = 1000Hz LF155, LF255 LF156, LF256 LF157, LF257 f = 100Hz LF155, LF255 LF156, LF256 LF157, LF257		 20 12 12 25 15 15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, f = 100Hz or f = 1000Hz)		0.01		$\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$
t_s	Settling Time ($V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$) - (note 5) LF155, LF255 LF156, LF256 LF157, LF257		4 1.5 1.5		µs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

LF355, LF356, LF357 $0^{o}C \leq T_{amb} \leq +70^{o}C$ $V_{CC} = \pm 15V$, (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter		LF355 - LF356 - LF357			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{o}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$			3	10 13	mV
I_{io}	Input Offset Current - (note 3) $T_{amb} = 25^{o}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$			3	50 2	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current - (note 3) $T_{amb} = 25^{o}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$			20	200 8	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$) $T_{amb} = 25^{o}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio - (note 4)		80	100		dB
I_{CC}	Supply Current (no load) $T_{amb} = 25^{o}C$	LF355 LF356, LF357		2 5	4 10	mA
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift ($R_S = 50\Omega$) - (note 2)			5		$\mu V/^{o}C$
DV_{io}/V_{io}	Change in Average Temperature Coefficient with V_{io} adjust ($R_S = 50\Omega$)			0.5		$\mu V/^{o}C$ per mV
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($T_{amb} = 25^{o}C$)		±10	+15.1 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio		80	100		dB
$\pm V_{OPP}$	Output Voltage Swing	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$	±12 ±10	±13 ±12		V
GBP	Gain Bandwidth Product $T_{amb} = 25^{o}C$)	LF355 LF356 LF357		2.5 5 20		MHz
SR	Slew Rate ($T_{amb} = 25^{o}C$) $A_V = 1$ $A_V = 5$	 LF355 LF356 LF357		 5 12 50		V/µs
R_i	Input Resistance ($T_{amb} = 25^{o}C$)			10^{12}		Ω
C_i	Input Capacitance (Tamb = $25^{o}C$)			3		pF
e_n	Equivalent Input Noise Voltage ($T_{amb} = 25^{o}C$, $R_S = 100\Omega$) f = 1000Hz f = 100Hz	 LF355 LF356, LF357 LF355 LF356, LF357		 20 12 25 15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current ($T_{amb} = 25^{o}C$, f = 100Hz or f = 1000Hz)			0.01		$\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$
t_s	Settling Time ($T_{amb} = 25^{o}C$) - (note 5)	LF355 LF356, LF357		4 1.5		µs

Notes:
1. Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
2. The temperature coefficient of the adjusted input offset voltage changes only a small amount (0.5µV/°C typically) for each mV of adjustment from its original unadjusted value. Common-mode rejection and open loop voltage gain are alsounaffected by offset adjustment.
3. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature T_{amb}. Due to limited production test time, the input bias current measured is correlated to junction temperature. In a normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_{tot}-$T_{amb} = T_{amb} + R_{th(j-a)} \times P_{tot}$ where $R_{th(j-a)}$ is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heatsink is recommended f input currents are to be kept to a minimum.
4. Supply voltage rejection is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common practise.
5. Settling time is defined here, for a unity gain inverter connection using 2kΩ resistors for the LF155, LF156 series. It is the time required for the error voltage (the voltage at the inverting input pin on the amplifier) to settle to within 0.01% of its final value from the time a 10V step input is applied to the inverter. For the LF157 series A_V = -5, the feedback resistor from output to input is 2kΩ and the output step is 10V.

APPLICATION HINTS

The LF155, LF156, LF157 series are op amps with J-FET input transistors. These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source or drain eliminating the need of clamps across the inputs. Therefore large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase of input currents. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltage. However, neither of the negative input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit. Exceeding the negative common-mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode. Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state. These amplifiers will operate with the common-mode input voltage equal to the positive supply. In fact, the common-mode voltage can exceed the positive supply by approximately 100 mV independent of supply volt-age and over the full operating temperature range. The positive suplly can therefore be used as a reference on an input as, for example, in a supply current monitor and/or limiter. Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes re-versed in polarity or that the unit is not inadvertently in-stalled backwards in a socket as an unilimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

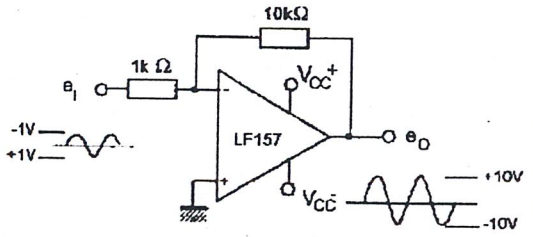
All of the bias currents in these amplifiers are set by FET current sources. The drain currents for the amplifiers are therefore essentially independent of supply voltages.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, components placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimiz "pickup" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to ac ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately six time the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of that added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

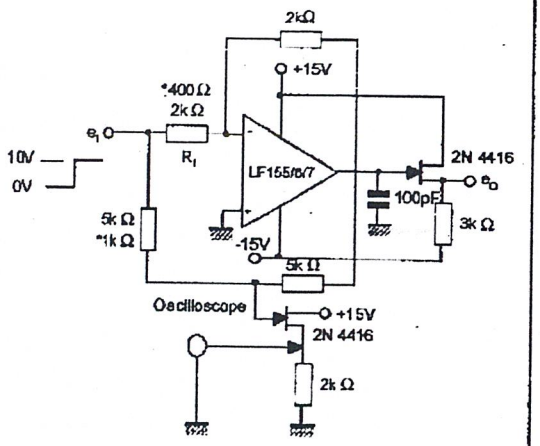
TYPICAL CIRCUITS

LARGE POWER BW AMPLIFIER

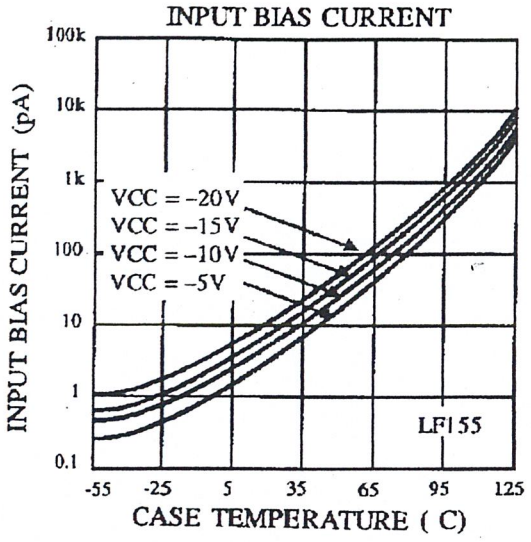


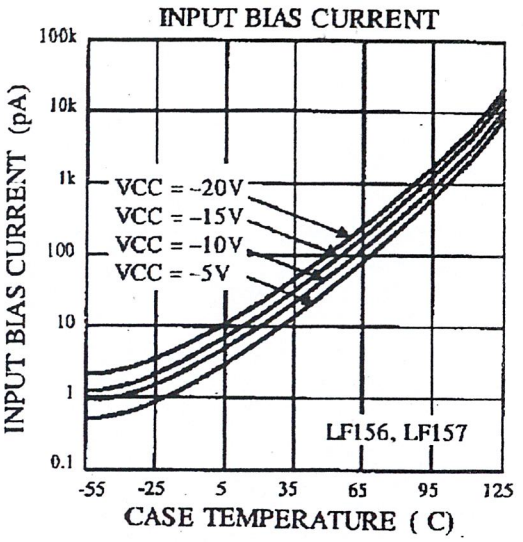
For distortion < 1% and a 20 V_{PP} V_O swing, power bandwidth is : 500kHz

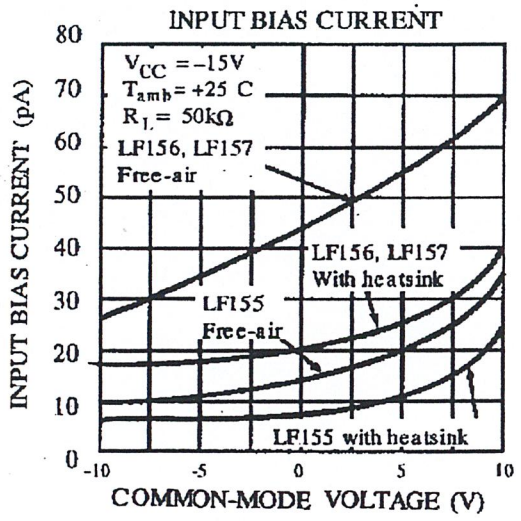
SETTLING TIME TEST CIRCUIT

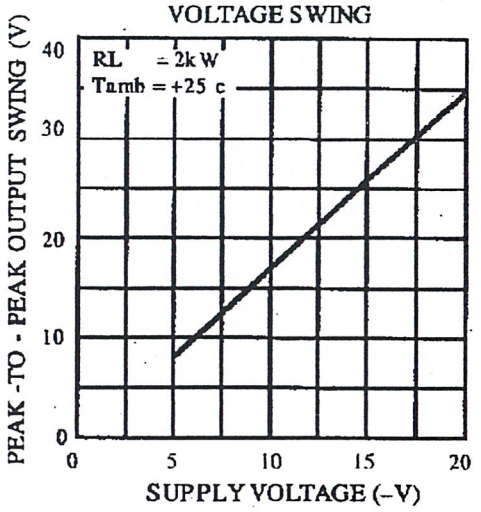


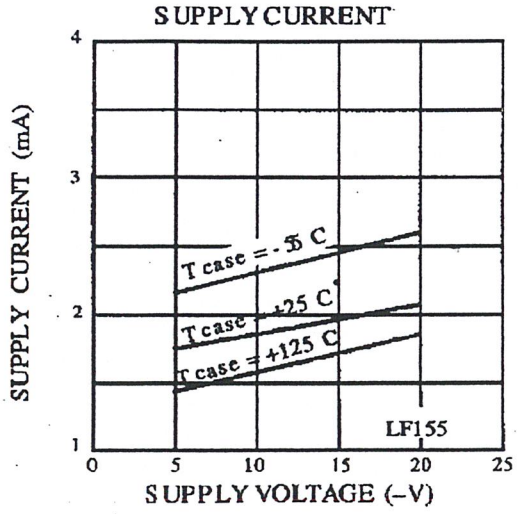
Settling time is tested with the LF155, LF156 connected as unity gain converter R_I = 2kΩ and LF157 connected for A_V = -5, R_I = 0.4kΩ

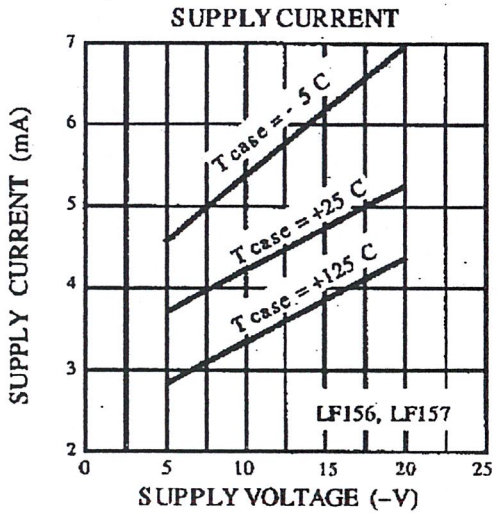

INPUT BIAS CURRENT
INPUT BIAS CURRENT (pA)
100k
10k
1k
100
10
1
0.1
VCC = -20V
VCC = -15V
VCC = -10V
VCC = -5V
LF155
-55 -25 5 35 65 95 125
CASE TEMPERATURE (C)


INPUT BIAS CURRENT
INPUT BIAS CURRENT (pA)
100k
10k
1k
100
10
1
0.1
VCC = -20V
VCC = -15V
VCC = -10V
VCC = -5V
LF156, LF157
-55 -25 5 35 65 95 125
CASE TEMPERATURE (C)

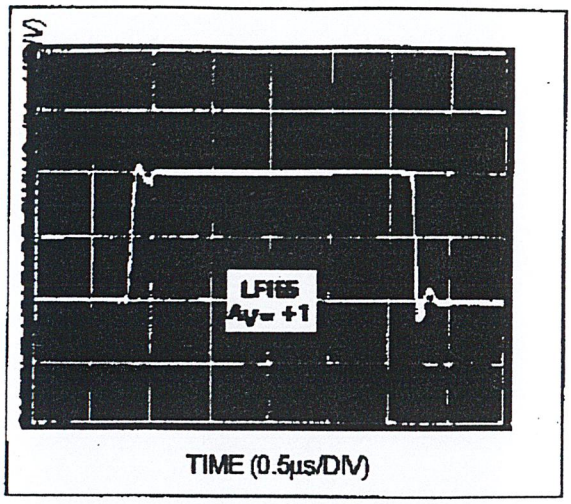

INPUT BIAS CURRENT
INPUT BIAS CURRENT (pA)
80
70
60
50
40
30
20
10
0
VCC = -15V
Tamb = +25 C
RL = 50kΩ
LF156, LF157
Free-air
LF156, LF157
With heatsink
LF155
Free-air
LF155 with heatsink
-10 -5 0 5 10
COMMON-MODE VOLTAGE (V)


VOLTAGE SWING
PEAK -TO - PEAK OUTPUT SWING (V)
40
30
20
10
0
RL = 2kW
Tamb = +25 c
0 5 10 15 20
SUPPLY VOLTAGE (-V)


SUPPLY CURRENT
SUPPLY CURRENT (mA)
4
3
2
1
T case = -5 C
T case = +25 C
T case = +125 C
LF155
0 5 10 15 20 25
SUPPLY VOLTAGE (-V)

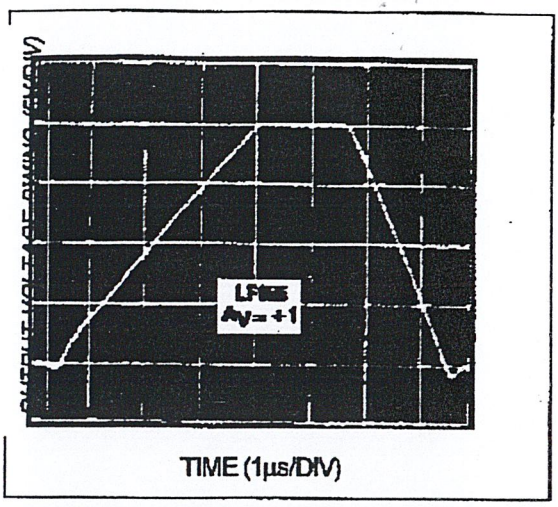

SUPPLY CURRENT
SUPPLY CURRENT (mA)
7
6
5
4
3
2
T case = -5 C
T case = +25 C
T case = +125 C
LF156, LF157
0 5 10 15 20 25
SUPPLY VOLTAGE (-V)

SMALL SIGNAL PULSE RESPONSE



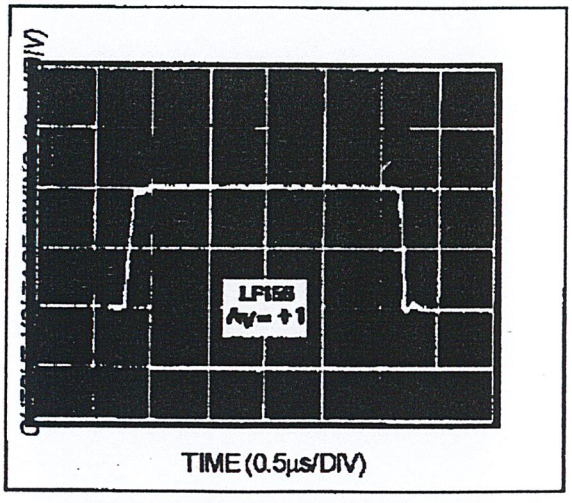
TIME (0.5µs/DIV)

SMALL SIGNAL PULSE RESPONSE



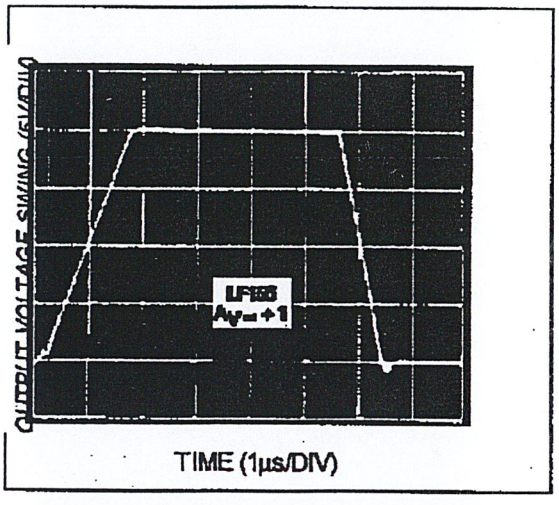
TIME (1µs/DIV)

SMALL SIGNAL PULSE RESPONSE



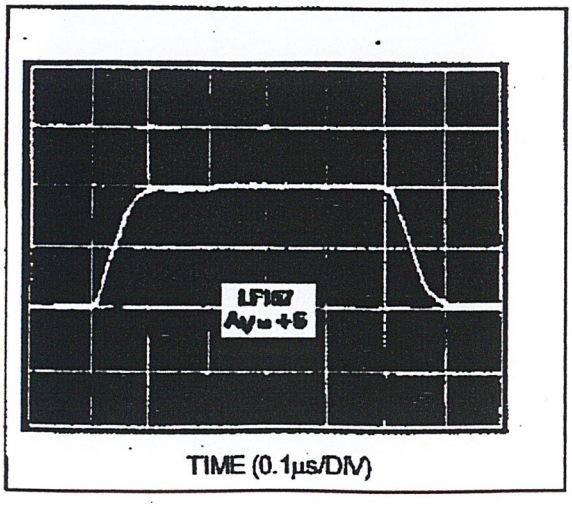
TIME (0.5µs/DIV)

SMALL SIGNAL PULSE RESPONSE



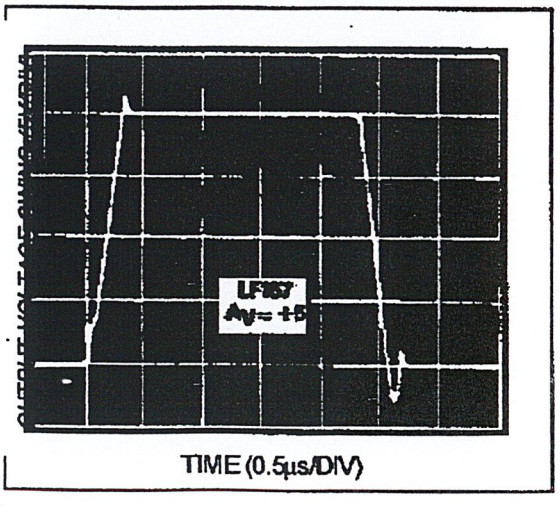
TIME (1µs/DIV)

SMALL SIGNAL PULSE RESPONSE



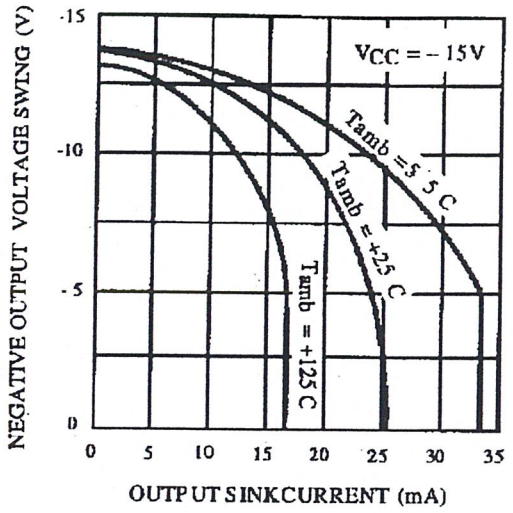
TIME (0.1µs/DIV)

SMALL SIGNAL PULSE RESPONSE

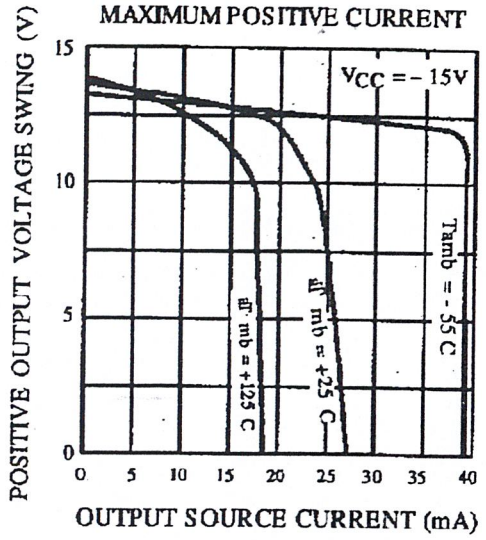


TIME (0.5µs/DIV)

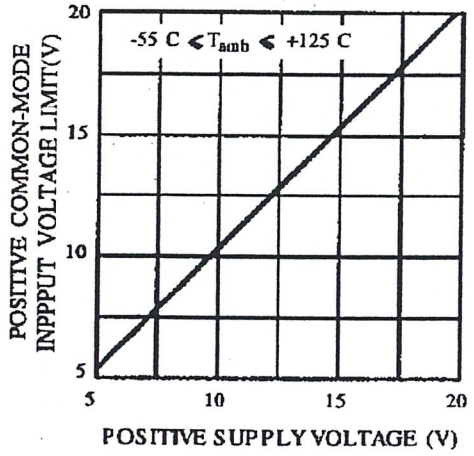
MAXIMUM NEGATIVE CURRENT



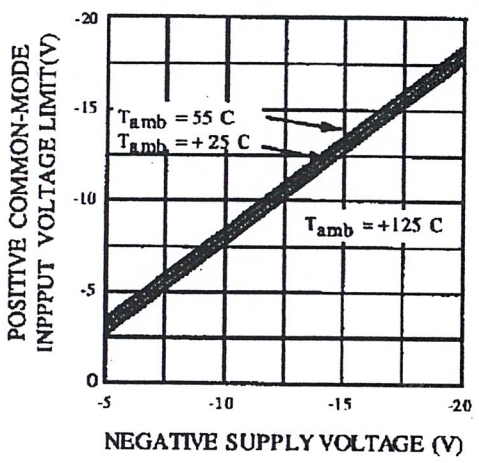
MAXIMUM POSITIVE CURRENT



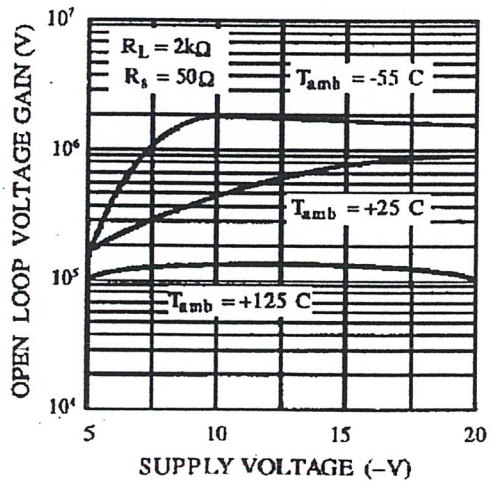
MAXIMUM POSITIVE COMMON-MODE INPUT VOLTAGE



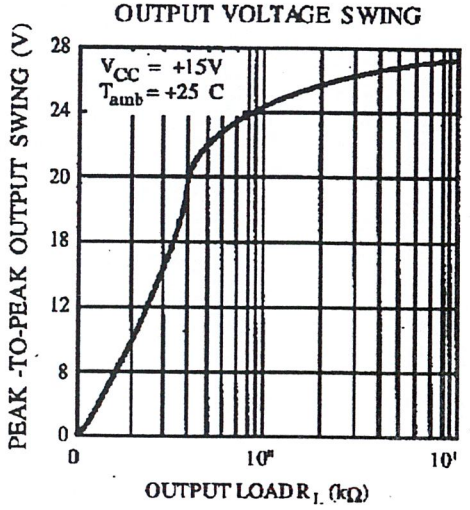
MAXIMUM NEGATIVE COMMON-MODE INPUT VOLTAGE



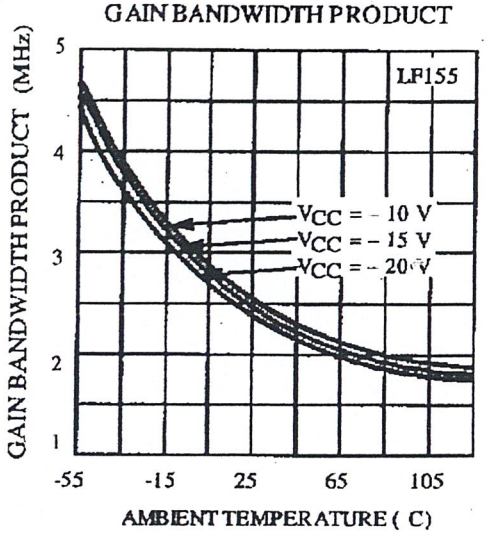
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN



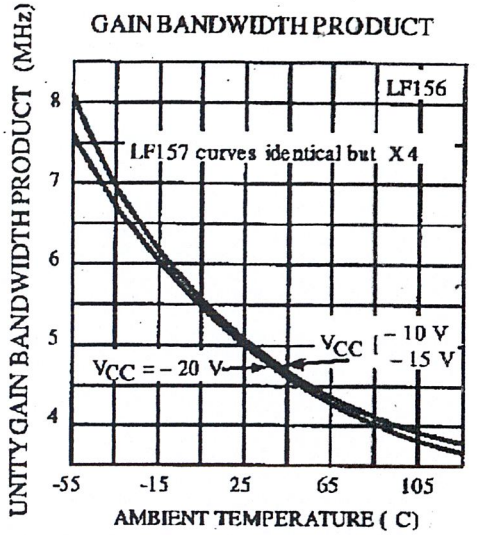
OUTPUT VOLTAGE SWING



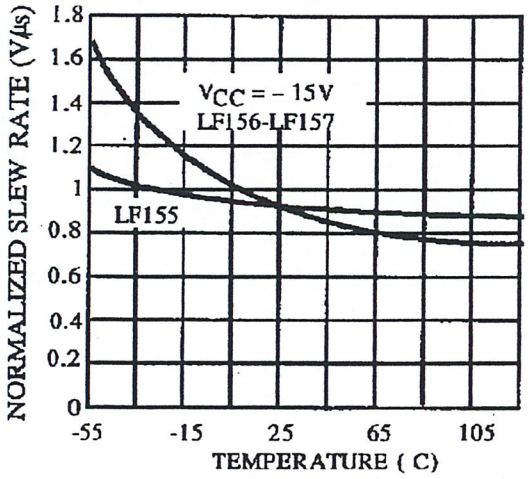
GAIN BANDWIDTH PRODUCT



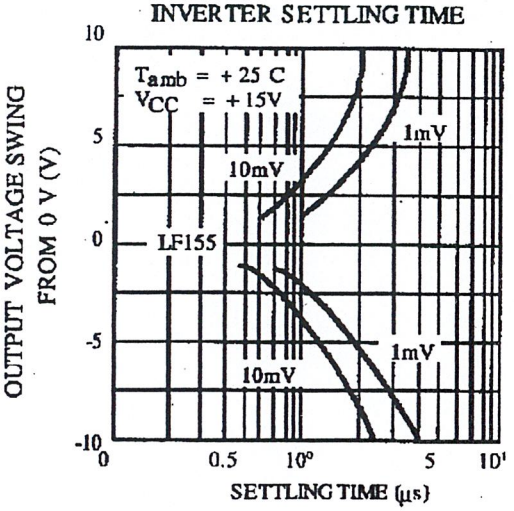
GAIN BANDWIDTH PRODUCT



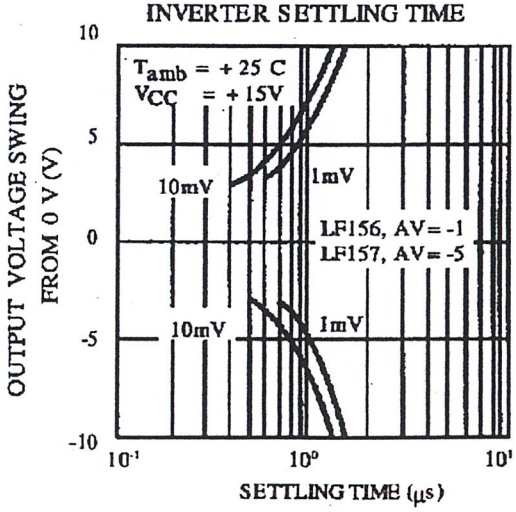
NORMALIZED SLEW RATE



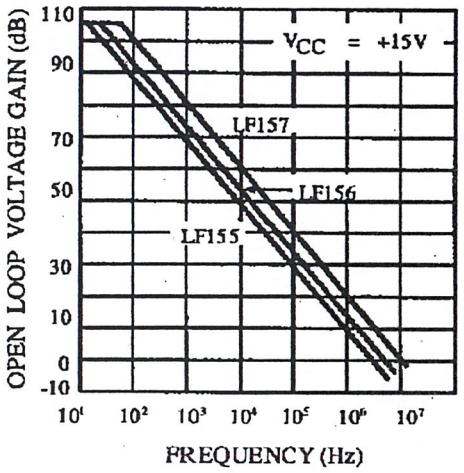
INVERTER SETTLING TIME



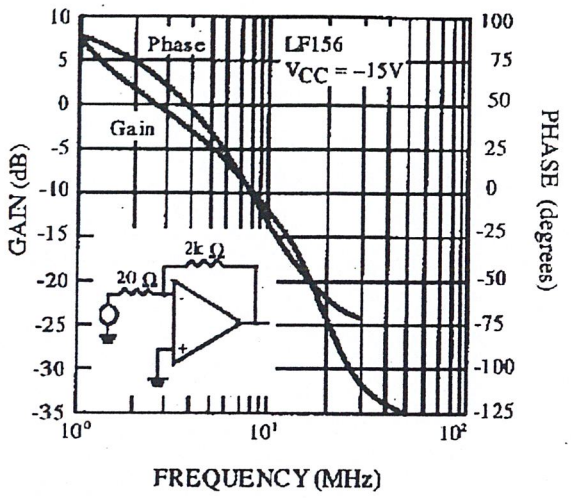
INVERTER SETTLING TIME



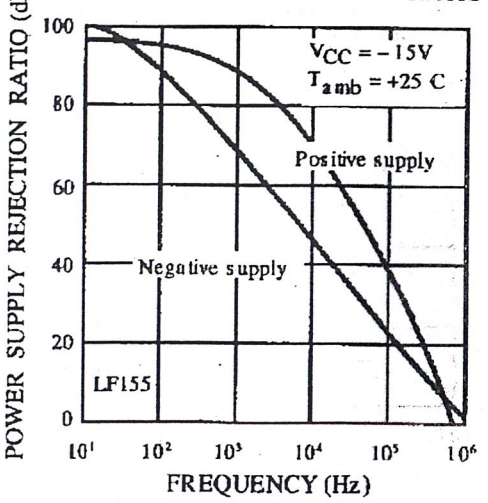
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE



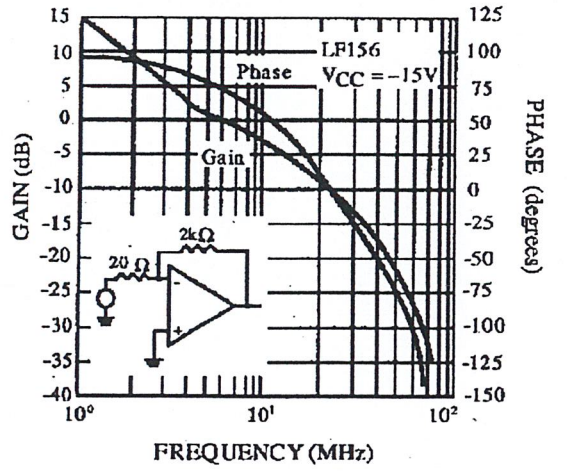
BODE PLOT



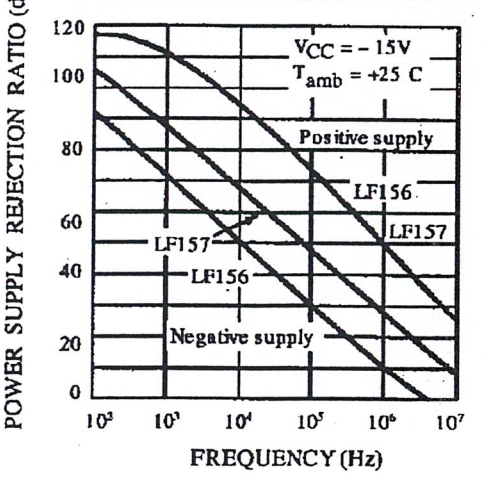
POWER SUPPLY REJECTION RATIO



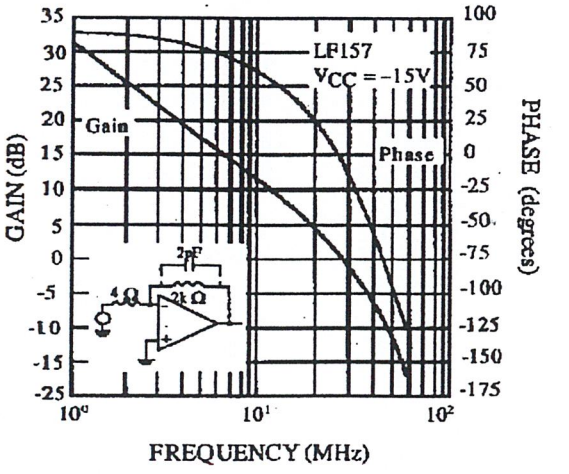
BODE PLOT



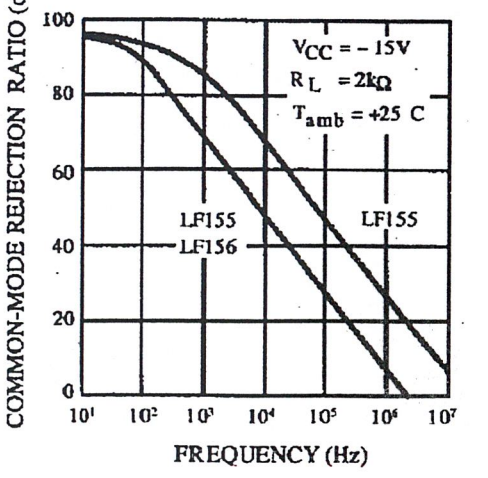
POWER SUPPLY REJECTION RATIO



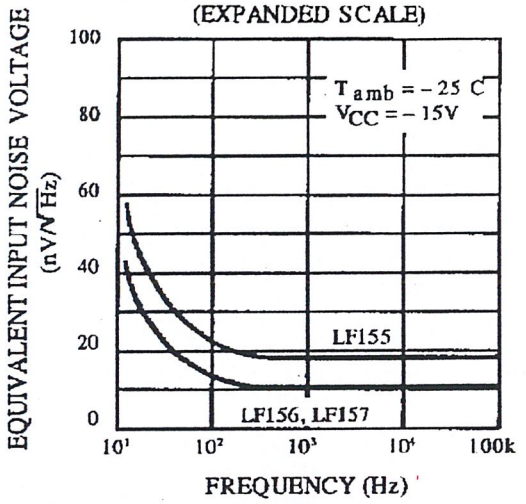
BODE PLOT



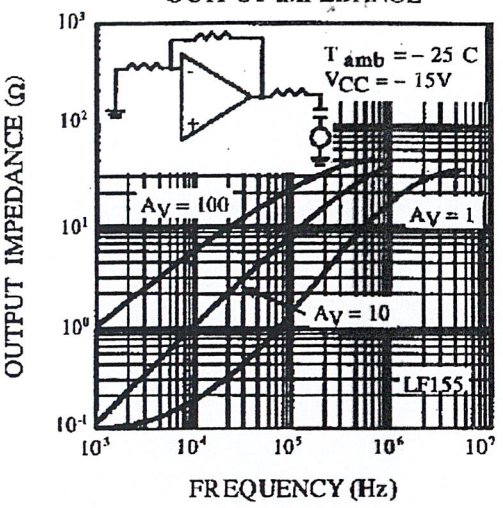
COMMON-MODE REJECTION RATIO



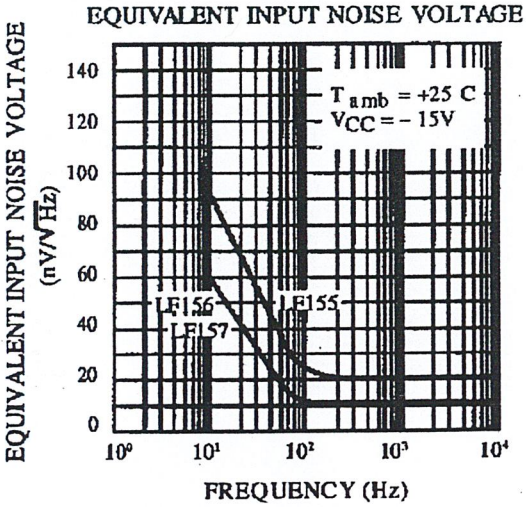
EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE
(EXPANDED SCALE)



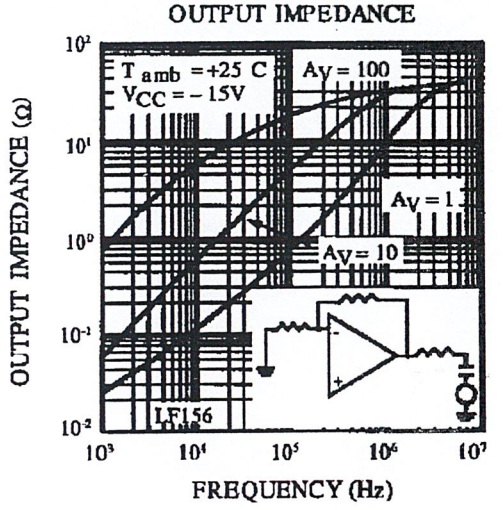
OUTPUT IMPEDANCE



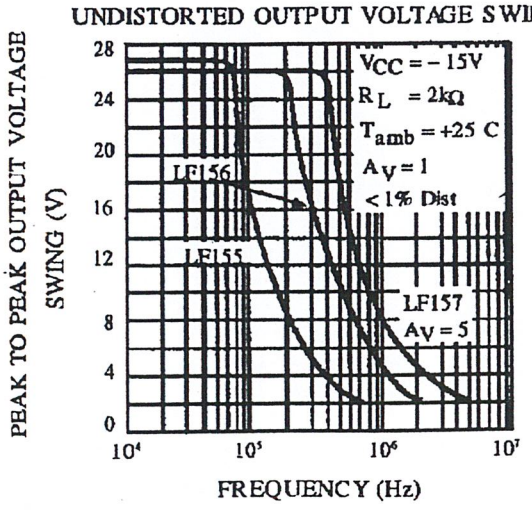
EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE



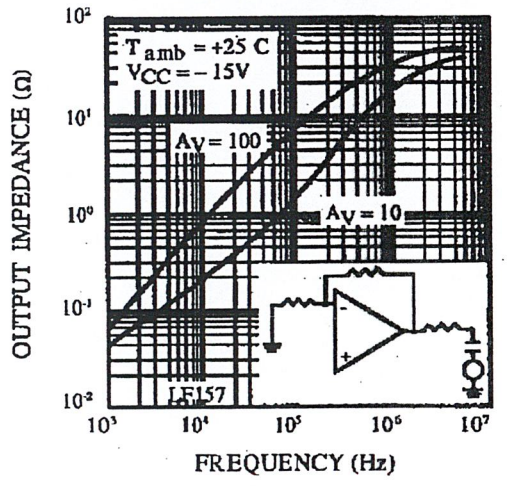
OUTPUT IMPEDANCE



UNDISTORTED OUTPUT VOLTAGE SWING

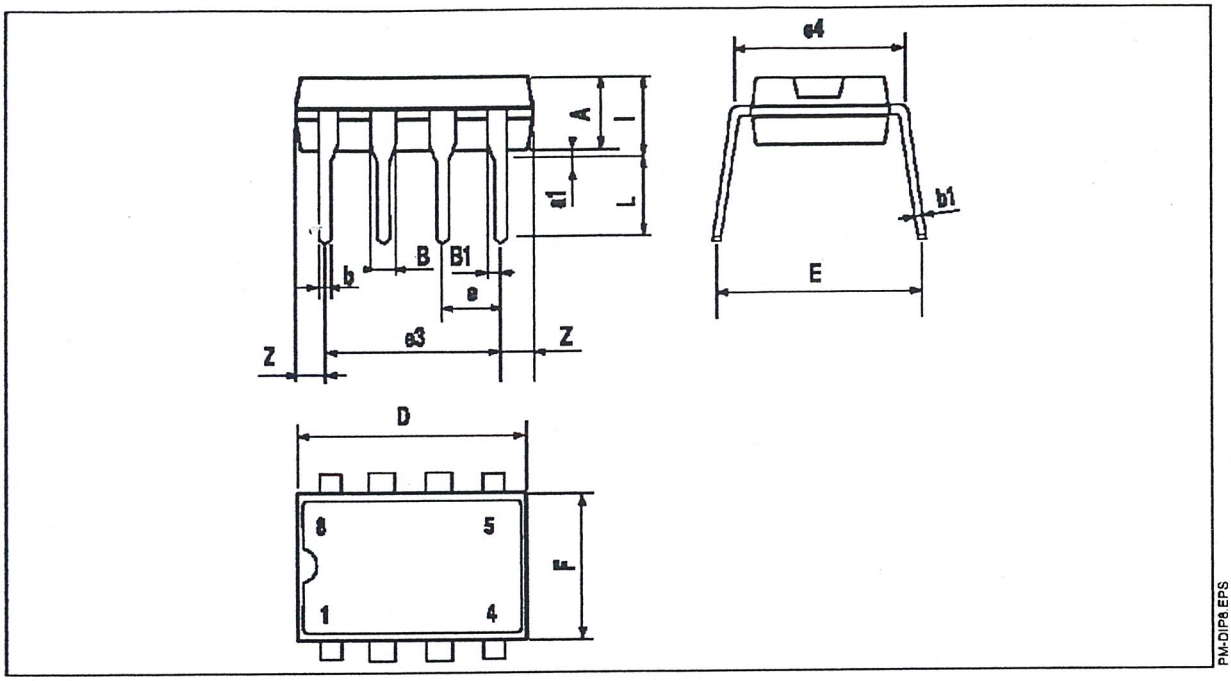


OUTPUT IMPEDANCE



PACKAGE MECHANICAL DATA

8 PINS - PLASTIC DIP

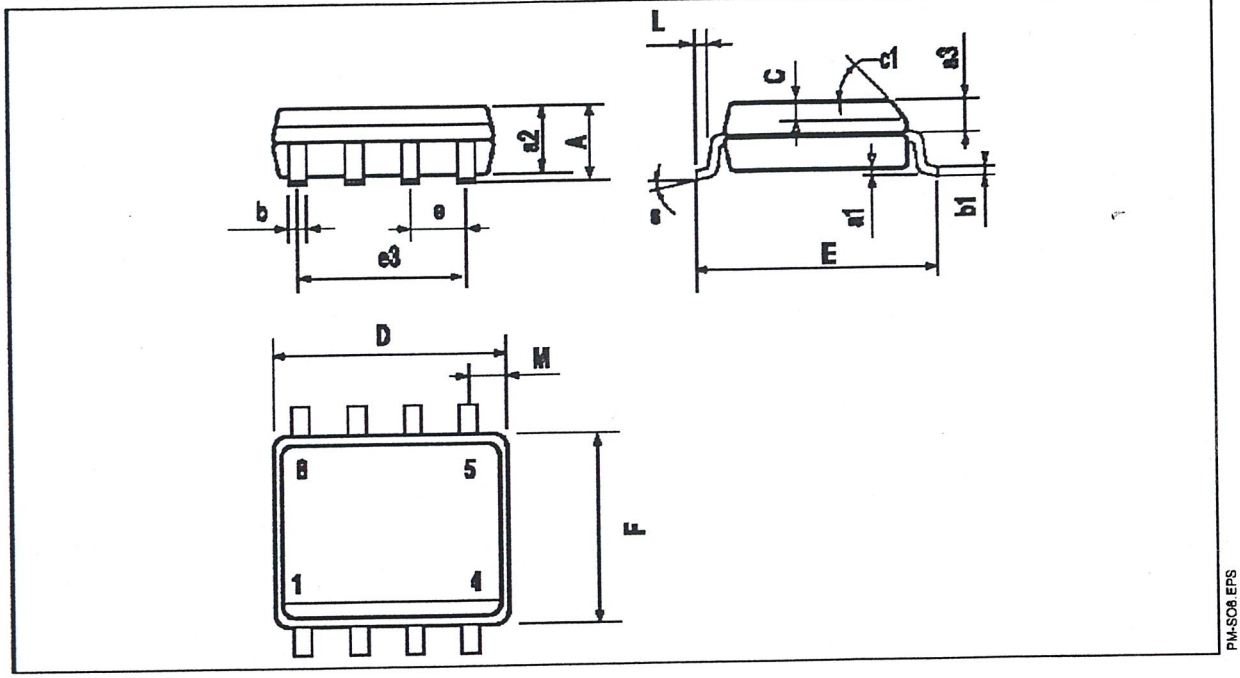


Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

DIP8.TBL

PACKAGE MECHANICAL DATA

8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



PM-SO8.EPS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

SO8.TBL

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco

The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

ORDER CODE :

บรรณานุกรม

1. เจน สงสมพันธุ์, นิคม อนันต์ทิพย์, “เทคโนโลยีโทรทัศน์”, ครั้งที่ 4, กรุงเทพฯ : สถาบันอิเล็กทรอนิกส์กรุงเทพฯ, 2536
2. ไพโรจน์ ไววานิชกิจ, กมล เขมะรังษี, “เปิดโลกการสื่อสารไร้สาย”, กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2539
3. John Watkinson, “Television Fundamentals”, Oxford : Focal Press, c1996