

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรขยายเสียงแบบป้อนกลับทางกระแส

CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER



โดย
นายวรุฒม์ แจ่มแสง
นายสุกเฉน ทองมีเพชร
นายอัคเดช รัตน์วงค์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 61770
วัน,เดือน,ปี 21 ก.ค. 2549

.....
.....

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายเสียงแบบป้อนกลับทางกระแส
CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2547

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วจรขยายเสียงแบบป้อนกลับทางกระแส

ผู้จัดทำ

1. นายวรุตม์ แจ่มแสง 45015206
2. นายสุกฤษ ทงมีเพชร 45015260
3. นายอัคเดช รัตน์ะวงค์ 45015264



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย วงจรขยายเสียงแบบป้อนกลับทางกระแส

ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ Current Feedback Amplifier

ผู้จัดทำ

1. นายวรุฒม์ แจ่มแสง 45015206

2. นายสุกฤษ ทองมีเพชร 45015260

3. นายอัคเดช รัตน์วงค์ 45015264

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Current feedback Amplifier

นายวรุตม์ แจ่มแสง

นายสุกฤษ ทองมีเพชร

นายอัคเดช รัตนะวงค์

รศ. พิชัย คุศิริวานิชกร อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษาที่ 2547

บทคัดย่อ

สิ่งที่เราต้องการในวงจรขยายเสียงคือ อัตราการตอบสนองสัญญาณความเร็วสูง และ ช่วงผลของการตอบสนองความถี่ที่กว้าง ทั้งหมดนี้คือผลที่ได้จากวงจรขยายที่ใช้ การป้อนกลับด้วยกระแส วงจรขยายที่มีการป้อนกลับด้วยกระแสมีคุณสมบัติที่ดีกว่า วงจรขยายที่ใช้การป้อนกลับด้วยแรงดัน ทั่วๆไป ในเทอมของ สลูละห์ และ ผลของการตอบสนองของความถี่ที่กว้างขึ้นซึ่งเป็นจุดเด่นของตัวมันเอง ในโครงการนี้นำเสนอทั้งทฤษฎี และ การออกแบบ ของวงจรป้อนกลับด้วยกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Current Feedback Amplifier

MR. Warut Jaengsaeng

MR. Sukanay Thongmeephet

MR. Akadej Rattanawong

Assoc.Prof.Pichai koosirivanichakorn Advisor

2004.

Abstract

The need for high speed wideband amplifiers is the driving force behind the development of the Current Feedback Amplifier (CFA). The CFA has significant advantage over conventional amplifiers in terms of slew rate performance and inherently wide bandwidth. This paper provide a review of the theory and design of current feedback amplifier.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ส่วนทฤษฎีวงจรรขยายแบบป้อนกลับทางกระแส	2
2.1 พื้นฐานวงจรรขยายแบบป้อนกลับทางกระแส	2
2.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพ	7
2.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)	8
2.3.1 การต่อ Current Mirror ในรูปแบบต่างๆ	9
2.3.1.1 Cascode Current Mirror	9
2.3.1.2 Wilson Current Mirror	10
2.4 วงจรที่ใช้ในการศึกษาและทำการทดลอง	11
บทที่ 3 ส่วนการออกแบบ	
3.1 การคำนวณหาค่าดังเอาต์พุตสูงสุด	12
3.1.1. วัตต์สูงสุด	12
3.1.2 . ออกแบบเครื่องขยายขนาด 50 W	16
3.1.2.1 คำนวณกระแส	16
3.1.2.2. คำนวณแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานอิมิตเตอร์ 0,22 Ω	16
3.1.2.3. คำนวณแรงดันจ่ายไฟโดยประมาณ	16
3.1.2.4. การเลือกทรานซิสเตอร์ภาคขยายสุดท้าย	16
3.1.2.5. คำนวณแรงดันแหล่งจ่ายไฟที่ต้องใช้จริง	17
3.1.2.6. คำนวณกระแสในภาคขับ	17
3.1.2.7. การคำนวณในภาคขับ	17
3.1.2.8. คำนวณกระแสที่ป้อนเข้าภาคขับ	18
3.2 การเลือกแผงระบายความร้อน	18
3.2.1. กรณีแอมป์คลาส AB	19
3.2.2. กรณีแอมป์คลาส A	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟ	21
3.3.1. การเลือกขนาดหม้อแปลง	21
บทที่ 4 ผลการทดลอง	24
4.1 ผลการทดลองที่ได้จากการ Simulation	24
4.1.1 สัญญาณเอาต์พุต	24
4.1.2 ผลตอบสนองทางความถี่	27
4.1.3 FAST FOURIER TRANSFORM	28
4.1.4 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม	29
4.2 ผลการทดลองที่ได้จากการวัดจากวงจรจริง	31
4.2.1 สัญญาณเอาต์พุต	31
4.2.2 FAST FOURIER TRANSFORM (FFT)	36
4.2.3 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม	39
4.2.3 ผลการตอบสนองทางความถี่	40
4.3 กำลังการสูญเสีย (POWER DISSIPATION)	41
4.4 TOTAL HARMONIC DISTORTION (THD)	42
4.4.1 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 20 Hz ที่จำนวน 20 harmonics	42
4.4.2 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 20 Hz ที่จำนวน 20 harmonics	43
4.4.3 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 1kHz ที่จำนวน 20 harmonics	44
4.4.4 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 10kHz ที่จำนวน 20 harmonics	45
4.4.5 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 20kHz ที่จำนวน 20 harmonics	46
4.4.6 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 40kHz ที่จำนวน 20 harmonics	48
4.4.7 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 100kHz ที่จำนวน 20 harmonics	49
4.4.8 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 150kHz ที่จำนวน 20 harmonics	50
4.5 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรจากวงจรจริง	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	53
5.1 สรุปผลการทดลองที่ได้จากการวัดวงจรจริง	53
5.2 แนวทางการพัฒนาต่อ	53
ภาคผนวก ก. ทฤษฎีของวงจรรขยาย	54
ก.1 หลักการขยาย	54
ก.2 อัตราการขยายแรงดัน	54
ก.3 อัตราขยายทางกระแส	54
ก.4 อัตราขยายทางกำลังงาน	55
ก.5 การขยายของทรานซิสเตอร์	55
ก.6 การขยายสัญญาณ	58
ก.7 หลักการไบแอสในการขยาย	60
ก.8 สมการเส้นโหลด	62
ก.9 กราฟกำลังสูญเสีย	63
ก.10 การวิเคราะห์เส้นโหลดสถิต	64
ก.11 การวิเคราะห์เส้นโหลดไดนามิก	65
ก.12 คลาสการขยาย	67
ก.12.1 วงจรรขยายคลาสเอ	69
ก.12.2 วงจรรขยายคลาสบี	69
ก.12.3 วงจรรขยายคลาสซี	69
ก.13 วงจรรขยายแบบคอมพลิเมนต์ารี	70
ก.14 แรงดันเอาต์พุตออฟเซ็ท(Output offset voltage)	71
ก.15 อัตราส่วนสแตกเกอร์	72

เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 (a) Ideal CFA model (b) Non-inverting configuration	2
รูปที่ 2.2 Frequency response	
รูปที่ 2.2(a) Frequency response $R_{o1,2} = 0$	4
รูปที่ 2.2 (b) Frequency Response $R_{o1,2} \neq 0$	5
รูปที่ 2.3 CFA small signal model	6
รูปที่ 2.4 A typical modern single stage CFA	8
รูปที่ 2.5 Simple Current Mirror	9
รูปที่ 2.6 Cascode Current Mirror	9
รูปที่ 2.7 Wilson Current Mirror	10
รูปที่ 2.8 วงจร CFA ที่ใช้ในการศึกษาและทดลอง	11
รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของกำลังเอาต์พุตสูงสุดกับแหล่งจ่ายไฟ	13
รูปที่ 3.2 วงจรขยายภาคสุดท้าย	14
รูปที่ 3.3 ขนาดของกระแสสงบของวงจรขยาย	15
รูปที่ 3.4 การออกแบบภาคขับและภาคสุดท้าย	18
รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของพื้นที่ผิวดของแผ่นโลหะกับค่าความต้านทานความร้อน	20
รูปที่ 3.6 เพาเวอร์ซัพพลาย	23
รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 1\text{ KHz}$ (simulation)	24
รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 20\text{ KHz}$ (simulation)	24
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 50\text{ KHz}$ (simulation)	25
รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 1\text{V}$, $f = 1\text{ KHz}$ (simulation)	25
รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 1\text{V}$, $f = 20\text{ KHz}$ (simulation)	26
รูปที่ 4.6 Bandwidth จากการจำลองผลการทดลอง (simulation)	27
รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบกราฟผลตอบสนองทางเฟส กับ กราฟแสดง Bandwidth	27
รูปที่ 4.8 ลักษณะของ FAST FOURIER TRANSFORM (FFT)	
เมื่อป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 1\text{KHz}$ (simulation)	28
รูปที่ 4.9 ลักษณะของ FAST FOURIER TRANSFORM (FFT)	
เมื่อป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 20\text{KHz}$ (simulation)	28
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม $f = 1\text{KHz}$ (simulation)	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ที่ $f = 500 \text{ KHz}$ (simulation)	30
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 250\text{mV}$, $f = 10\text{Hz}$ (วัดจากวงจรจริง)	31
รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 250\text{mV}$, $f = 100\text{Hz}$ (วัดจากวงจรจริง)	32
รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 250\text{mV}$, $f = 10 \text{ KHz}$ (วัดจากวงจรจริง)	33
รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุต และ อินพุต ที่ป้อน $V_{in} = 228.3\text{mV}$, $f = 50 \text{ KHz}$ (วัดจากวงจรจริง)	34
รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 217\text{mV}$, $f = 100 \text{ KHz}$ (วัดจากวงจรจริง)	35
รูปที่ 4.17 ลักษณะของ FAST FOURIER TRANSFORM (FFT) เมื่อป้อน $V_{in} = 500\text{mV}$, $f = 1 \text{ KHz}$ (วัดจากวงจรจริง)	
รูปที่ 4.17 (a) แสดงการวัด FFT ที่ peak ที่ 1 (จะได้ $f = 1\text{KHz}$) (วัดจากวงจรจริง)	36
รูปที่ 4.17 (b) แสดงการวัด FFT ที่ peak ที่ 2 (จะได้ $f = 3\text{KHz}$) (วัดจากวงจรจริง)	37
รูปที่ 4.17 (c) แสดงการวัด FFT ที่ peak ที่ 3 (จะได้ $f = 7.025 \text{ KHz}$) (วัดจากวงจรจริง)	38
รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (วัดจากวงจรจริง)	39
รูปที่ ก.1 วงจรขยายทรานซิสเตอร์เบื้องต้น	55
รูปที่ ก.2 วงจรขยายภายใต้การทำงานคงที่	57
รูปที่ ก.3 วงจรขยายและสัญญาณกระแสกลับที่จ่ายให้วงจร	58
รูปที่ ก.4 สัญญาณการเปลี่ยนแปลงของวงจรขยาย	59
รูปที่ ก.5 วงจรขยายสัญญาณ	59
รูปที่ ก.6 ก. ไบแอสคงที่	60
รูปที่ ก.6 วิธีให้ไบแอสแก่วงจรขยายทรานซิสเตอร์(ก-ง)	
รูปที่ ก.6 ข. วงจรไบแอสตัวเอง	61
รูปที่ ก.6 ค. วงจรอิมิตเตอร์ไบแอสคงที่	61
รูปที่ ก.6 ง. วงจรอิมิตเตอร์ไบแอสตัวเอง	61
รูปที่ ก.7 วงจรและสมการเส้น โหลด	
รูปที่ ก.7 ก. วงจรขยายสัญญาณ	62
รูปที่ ก.7 ข. สมการเส้น โหลด	63
รูปที่ ก.8 จุดทำงานบนเส้น โหลด	65
รูปที่ ก.9 แสดงเส้น โหลดไดนามิก	
รูปที่ ก.9 ก. วงจรขยายสัญญาณ	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ ก.9 ข.เส้น โค้งลักษณะสมบัติ	66
รูปที่ ก.10 การทำงานของวงจรถยาย	67
รูปที่ ก.11 การขยายสัญญาณที่แรงเกินไป	68
รูปที่ ก.12 วงจรถยายคลาส A,B,C	70
รูปที่ ก.13 วงจรถยายแบบคอมพลีเมนต์ารีคลาส AB	71
รูปที่ ก.14 องค์ประกอบที่กำหนดค่าคงตัวเวลาของวงจรถยาย	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC5200	17
ตารางที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ (วัดจากวงจรจริง)	41
ตารางที่ 4.2 ผลการวัดประสิทธิภาพ ของวงจร ที่ $f = 20 \text{ Hz}$	51
ตารางที่ 4.3 ผลการวัดประสิทธิภาพ ของวงจร ที่ $f = 1\text{kHz}$	51
ตารางที่ 4.4 ผลการวัดประสิทธิภาพ ของวงจร ที่ $f = 20\text{kHz}$	52



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

การออกแบบวงจรขยายเสียงอนาล็อกตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน โดยส่วนมาก กระบวนการผลิตที่เห็นได้บ่อยที่สุด จะเป็นโหมดโวลต์เตจ (Voltage mode signal processing) และในอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบันวงจรขยายเสียงส่วนใหญ่ จะใช้การป้อนกลับด้วยแรงดัน (Voltage feedback Amplifier VFA)

ปัจจุบันในอุตสาหกรรมเครื่องขยายเสียงส่วนใหญ่จะไม่ค่อยพบวงจรขยายเสียงที่ใช้การป้อนกลับด้วยกระแส (Current feedback Amplifier :CFA) ซึ่งการป้อนกลับด้วยกระแสมีโครงสร้างพื้นฐานที่แตกต่าง และข้อดีที่เหนือกว่าการป้อนกลับด้วยแรงดัน VFA ทางด้านแบนด์วิธที่กว้าง รวมถึงเฟสชิฟถึงแม้ว่า CFA จะเป็นที่รู้จักกันมาหลายปีแล้วก็ตาม แต่ยังไม่ได้รับความนิยมเท่าที่ควรในงานด้านเครื่องขยายเสียง

แต่อย่างไรก็ดี CFA เมื่อมีข้อดี ก็ต้องมีข้อเสีย ซึ่งในโครงการนี้พยายามศึกษาหาคุณสมบัติที่ดีของ CFA และปรับปรุงปัญหาและพัฒนาให้ได้เครื่องขยายเสียงที่มีคุณภาพเสียงที่ดีและแตกต่างจากท้องตลาด

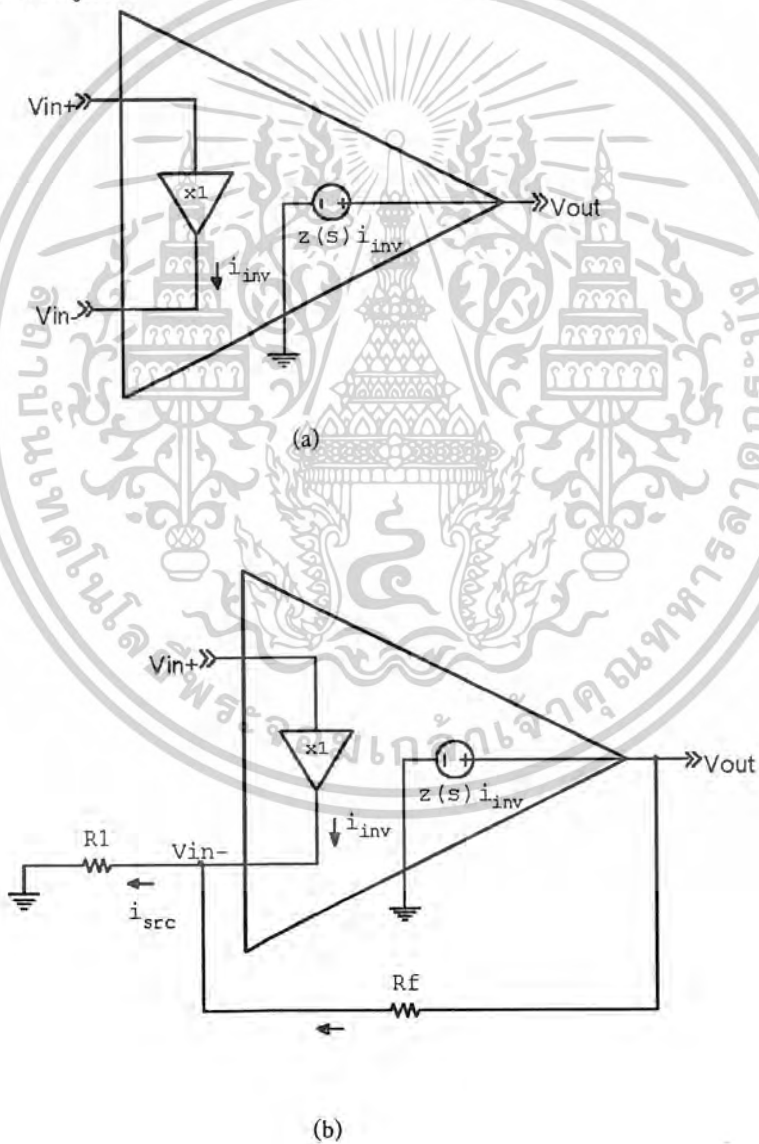
บทที่ 2

ส่วนทฤษฎี วงจรขยายแบบป้อนกลับทางกระแส

2.1 พื้นฐานวงจขยายแบบป้อนกลับทางกระแส

การศึกษากระบวนการป้อนกลับด้วยกระแสสิ่งสำคัญที่เราจะต้องทำความเข้าใจให้มากที่สุดคือ โครงสร้าง

ของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 2.1 (a) Ideal CFA model (b) Non-inverting configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคแรกที่เราเห็นจะเป็น Unity gain buffer ที่เป็นรอยต่อระหว่าง 2 รอยต่ออินพุตซึ่งค่าของ (V_{in-}) นั้นเป็นผลลัพธ์ที่ได้รับมาจากการเปลี่ยนค่าของ (V_{in+}) inverting/non-inverting ทางภาคอินพุตที่มีอยู่นี้เป็นทั้ง output/input ของ unity gain buffer ซึ่งในทางอุดมคติทางด้าน output Impedance มีค่าเป็น 0 ส่วนทางด้าน input Impedance มีค่าเป็น อินฟินิตี้ (∞) ในขณะที่ input impedance ของขา inverting มีค่าเป็น 0 และ impedance ของขา non-inverting มีค่าเป็นอินฟินิตี้ (∞) ส่วนทางด้าน output จะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่ถูกควบคุมด้วยกระแสกับ Z_o (Zero output impedance)

(1)

$$V_o = Z(s)i_{inv}$$

ที่ $Z(s)$ เป็น Transimpedance ตัวแปรในหน่วยของโอห์ม (Ω) และ คือกระแสที่แปรผันตามค่าของกระแสจากขา input inverting i_{inv}

พื้นฐานโครงสร้าง non-inverting ของ CFA แสดงดังรูป (b) การวิเคราะห์ของวงจรนี้ แสดงให้เห็นลักษณะเฉพาะซึ่งไม่เหมือนแบบอื่นที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่างการป้อนกลับผ่านตัวต้านทานและ closed loop bandwidth ส่วนค่าแรงดันทางด้าน output จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของกระแสที่ป้อนกลับไปยังขา inverting input ผลของการป้อนกลับนี้ทำให้กระแสที่ขา inverter ลดขนาดลง ขา V_+ เป็นอินพุต unity gain buffer ที่บังคับแรงดันที่ขา V_- รวมกับกระแส i_f (feedback current) และกระแส i_{src} (Source current) ที่จุดต่อของขา inverting ทางด้านอินพุต

$$i_{inv} = i_{src} - i_f = \frac{V_{in} - 0}{R_1} - \frac{V_o - V_{in}}{R_f} \quad (2)$$

ผลรวมของอัตราขยายแรงดัน closed loop gain แสดงได้ดังสมการนี้คือ

$$A_{vCL} \equiv \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{R_f}{R_1}}{1 + \frac{R_f}{Z(s)}} \quad (3)$$

ปกติเราจะเคยชินกับสูตร Closed loop คือ $1 +$ คือเราให้ค่า $Z(s)$ เข้าใกล้อินฟินิตี้ ∞ แต่ถ้าเราพิจารณาโดยสมมติให้ dominant pole compensation เราสามารถค่า $Z(s)$ ได้โดยสมการ

$$Z(s) = \frac{Z_o}{1 + j(\omega / \omega_o)} \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

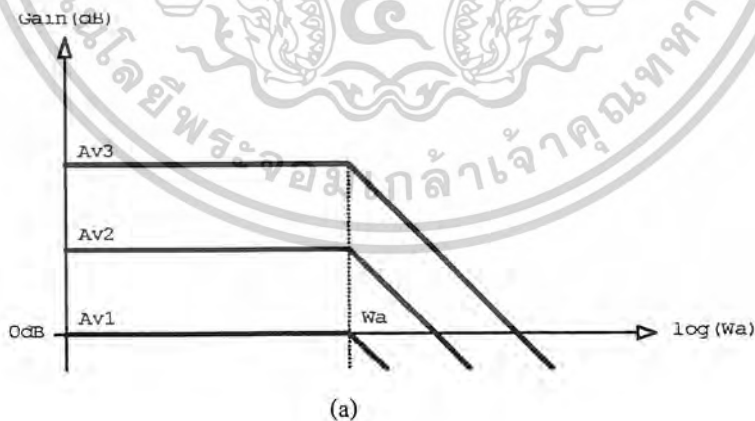
ที่ ω พิจารณาที่ความถี่ -3dB และ Z_o คือ Dc Resistance ดังนั้นแทนที่สมการที่ (4) ลงที่สมการที่(3) จัดสมการใหม่เราจะได้สมการที่ (5) คือ

$$A_{VCL} = \frac{\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{Z_o}{Z_o + R_f}\right)}{1 + j\omega \left(\frac{R_f}{(Z_o + R_f)\omega_o}\right)} \cong \frac{1 + \frac{R_f}{R_1}}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)} \quad (5)$$

ค่าประมาณสำหรับอัตราขยายแรงดัน Close Loop gain โดยจากความเป็จริง $Z_o \gg R_f$ ที่ Closed loop amplifier -3dB ที่ความถี่ $A_{VCL} \omega_a$ สามารถหาได้โดย

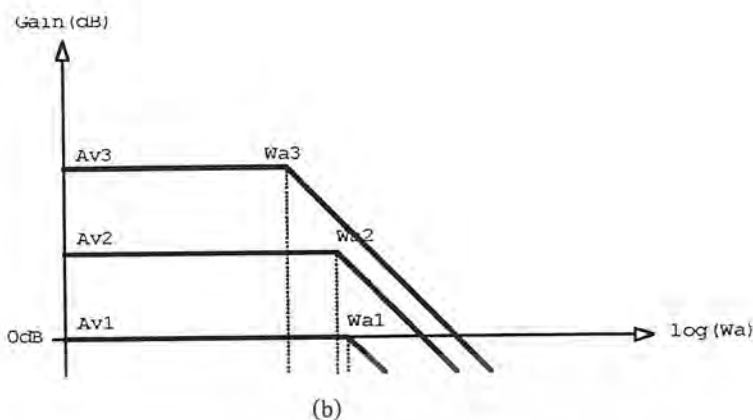
$$\omega_a = \frac{(Z_o + R_f)\omega_o}{R_f} \cong \frac{Z_o\omega_o}{R_f} \quad (6)$$

ดังนั้น สำหรับส่วนแรกของวงจรที่มีการป้อนกลับผ่านตัวต้านทานอย่างเดียวนั้น เราได้ข้อสรุปของ Closed loop bandwidth. ว่าอัตราขยายสามารถ กำหนดด้วยค่าความต้านทาน R_1 . ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายและความถี่ ในรูปที่ 2



รูปที่ 2.2 (a) Frequency response $R_{o1,2} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 (b) Frequency Response $R_{o1,2} \neq 0$

รูปที่ 2.2 Frequency response

จากกราฟ (a) ในทางอุดมคติแสดงให้เห็นว่า closed loop gain ของวงจรที่มีการป้อนกลับเมื่อ อัตราขยายเพิ่มขึ้น ไม่มีผลต่อความถี่ response.

แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติความถี่ response จะแปรผันเนื่องด้วยข้อจำกัดที่ว่าภายในโครงสร้าง มีค่า output impedance (R_{o1}) ของ input unity gain buffer ซึ่งรูปแบบโครงสร้างของ CFA amplifier ที่มี R_{o1} ร่วมด้วยแสดงในรูปที่ 2.3

เราสามารถแสดงกระแส Input inverting ที่ได้มาจากการพิสูจน์สมการ

$$i_{inv} = i_{src} - i_j \tag{7}$$

$$i_{inv} = \frac{v_{in+} - v_{in-}}{R_{o1}} \tag{8}$$

$$i_{inv} = \frac{v_{in-} - v_o - v_{in+}}{R_1 + R_f + R_{o2}} \tag{9}$$

$$i_{inv} \left(1 + \frac{R_{o1}}{R_1} + \frac{R_{o1}}{R_f + R_{o2}} \right) = \frac{v_{in+} - v_o - v_{in+}}{R_1 + R_f + R_{o2}} \tag{10}$$

$$i_{inv} = \frac{v_{in+} - v_o - v_{in+}}{R_1 + R'_f} \tag{11}$$

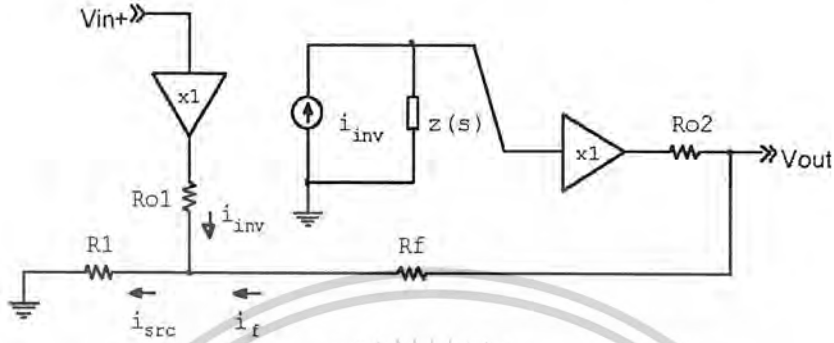
$$R'_1 = R_1 \left(1 + \frac{R_{o1}}{R_1} + \frac{R_{o1}}{R_f + R_{o2}} \right) \tag{12}$$

$$R'_f = (R_f + R_{o2}) \left(1 + \frac{R_{o1}}{R_1} + \frac{R_{o1}}{R_f + R_{o2}} \right) \tag{13}$$

$$\omega_a \cong \frac{Z_o \omega_o}{R'_f + R'_o \left(1 + R'_f / R_1 \right)} = \frac{Z_o \omega_o}{R'_f + R'_o A_{vcl}} \tag{14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยเหตุนี้ R_{o1} ที่เพิ่มขึ้นใน closed loop gain เมื่อเราพิจารณาที่ความถี่ลดลงไป -3dB นี้ ทำให้ bandwidth เปลี่ยนแปลงลดลงไปเล็กน้อย ซึ่งสังเกตเปรียบเทียบกับ VFA ได้



รูปที่ 2.3 CFA small signal model

รูปแบบ single stage CFA แสดงดังรูปที่ 4 วงจรนี้จะเป็น CFA ตัวแบบพื้นฐานที่จะนำไปประยุกต์ ปรับปรุงให้ดีขึ้นต่อไปทางภาคอินพุตเป็น unity gain buffer ประกอบด้วย transistor Q1-Q4. Q3 และ Q4 เป็นคู่ Match (complementary pair) และทำหน้าที่เป็น push pull. ซึ่งเป็น Low impedance. ทางด้าน output การไบอัสสำหรับภาคนี้ ก่อให้เกิดกระแสคงที่ (constant current) ที่ผ่านทรานซิสเตอร์ Q1,2 เป็นการต่อแบบ common collector ดังนั้น Q3,4 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณต่อจาก Q1,2 โดยที่ Q3,4 ไบอัสแบบ common Emitter กระแส () ของทรานซิสเตอร์ Q5 และ Q6 จะสะท้อนกระแสไปยังทรานซิสเตอร์ Q7, Q8. ซึ่งเป็นวงจรแบบ current Mirrored และที่จุด Z นี้ มีคุณสมบัติเป็น high Impedance ดังนั้น () เป็นกระแสที่เห็นผลมาจาก Mirrored ก็คือกระแส i_{inv} นั้นเอง $i_{c3} - i_{c4} i_{c7} - i_{c8}$

ส่วนทางด้านภาค output ทำหน้าที่เป็น buffer เกิดจากทรานซิสเตอร์ Q9-Q12 และที่ Node Z ที่กระแสจะเปลี่ยนเป็นแรงดันภายใต้เงื่อนไข low impedance ทางด้าน output ส่วนการชดเชยทางด้านความถี่ (Dominant pole compensation) ให้เราพิจารณาโหนดที่มี capacitor ต่ออยู่ระหว่าง high impedance กับกราวด์ อิมพีแดนซ์ที่ Node Z นี้สามารถหาโดยการที่เราใช้รูปแบบของ equivalent small signal. และสามารถกำหนดแรงดันเพื่อใช้ในการคำนวณทดสอบที่ Node นี้

โดยการหา $Z(s)$ นิยามได้จากสมการของอัตราส่วน

$$z(s) = \frac{V_x}{i_x} = r_{o7} \parallel r_{o8} \parallel r_{lob} \parallel (1/sCc) = Z_o \parallel (1/sCc) \quad (15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เป็นค่าที่ output impedance ที่ขา collector ของทรานซิสเตอร์ Q7,8 และ r_{iob} คือ ภาค output stage. Input อิมพีแดนซ์ $r_{o7,8}$

พิจารณากรณี (Worst-case) ให้มอง impedance ที่ขา เบส ของทรานซิสเตอร์ Q9 และ Q10 เราจะได้สมการคือ

$$r_{iob} = [r_{\pi 9} + (\beta_9 + 1)r_{\pi 11}] [r_{\pi 10} + (\beta_{10} + 1)r_{\pi 12}] \quad (16)$$

2.2 วิเคราะห์ความเสถียรภาพของวงจร

ความต้านทานป้อนกลับเป็นตัวทำให้ bandwidth ลดลง และ ส่งผลกระทบต่อ phase margin เนื่องจาก higher order ที่ $Z(s)$ ถ้า negative ของลูปเกนที่มีค่าเท่ากับ -1 หรือ ถ้า phase margin มีค่าเท่ากับ 0 และเกณฑ์การขยายของวงจรมีค่ามากเกินไป 1 วงจร CFA จะไม่เสถียรภาพ เช่น ถ้า phase margin ตกที่จุด crossover ดังนั้น order ที่รับประกันความเสถียรภาพของวงจรคือ Rfmin

$$Z(s) = \frac{Z_o}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}$$

ที่ $1/\tau_1$ คือความถี่โคมเพนโพล, $1/Z_o C_o$ และ $1/\tau_2$ เป็นโมเดลโพลความถี่สูงเนื่องจากวงจร current mirrors สำหรับความถี่สูงสุดที่ตอบสนอง ความต้านทานป้อนกลับ ควรให้มีค่าเท่ากับ

$$Rf = 2\tau_2 / C_o$$

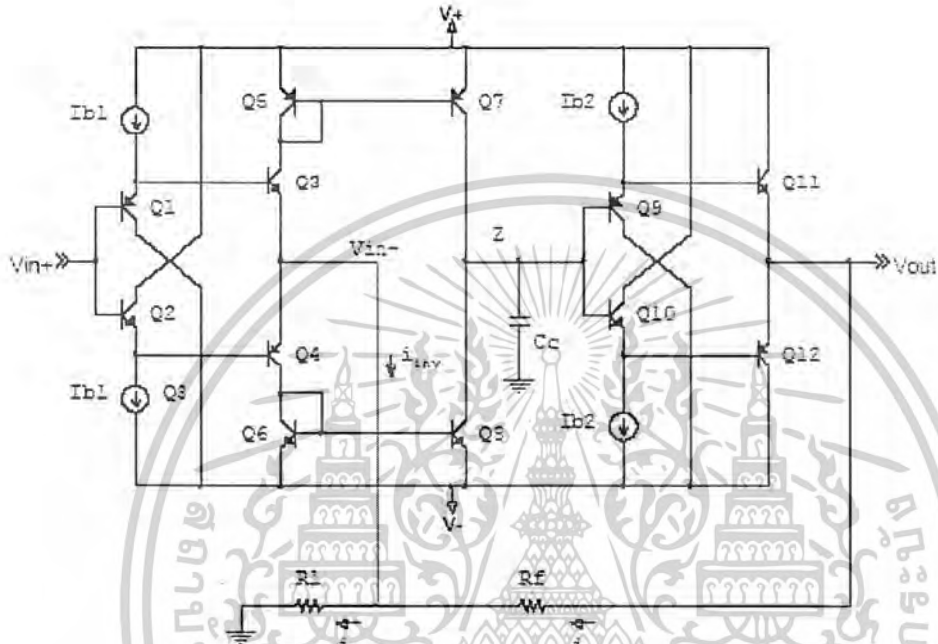
และที่ -3dB ให้ความถี่คือ $\omega_a = \frac{0.707}{\tau_2}$

สำหรับ phase margin ϕ_M เราสามารถกำหนดค่าขึ้นเองได้ ด้วยค่า Rf จากสมการ

$$Rf = \frac{2\tau_2}{C_o \sqrt{\left(\frac{2}{\tan^2 \phi_M} + 1\right) - 1}} \quad (17)$$

สิ่งที่เรามาจะเข้าใจคิดว่า คาปาซิเตอร์ ที่ในส่วนของ ป้อนกลับ จะเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ วงจรการป้อนกลับด้วยกระแส เกิดการออสซิลเลตได้ เหตุผลที่แท้จริงคือ อิมพีแดนซ์เสมือน ของ Cf ที่ความถี่สูงน้อยกว่า R_{min} ถึงอย่างไรก็ตาม ความสัมพันธ์ระหว่างความเสถียรภาพของวงจรกับ Cf สามารถหาได้จากสมการที่เป็นตามเงื่อนไข

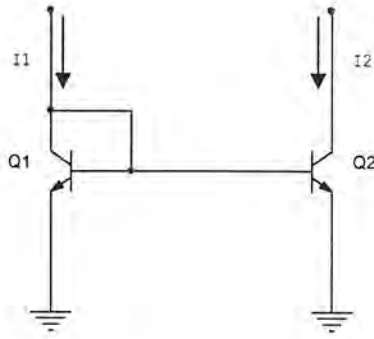
$$\frac{C_f}{C_c} \ll \frac{\tan \phi_M}{2} \sqrt{\left(\frac{2}{\tan^2 \phi_M} + 1\right)^2 - 1} \quad (18)$$



รูปที่ 2.4 A typical modern single stage CFA

2.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

เรามักใช้แหล่งกระแสเพื่อกำหนดค่ากระแสไฟตรงหรือจุดทำงานสงบของทรานซิสเตอร์ รูปที่ 1 เป็นตัวอย่างของแหล่งกระแสที่อาจใช้กับวงจรเชื่อมโยงผ่านอิมิตเตอร์ นอกจากนี้โดยอาศัยเทคนิคการประมวลเราสามารถผลิตรอยต่อ p-n ที่เหมือนกันมาก และมีคุณสมบัติที่แปรตามกันไป (tracking) เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป เป็นต้นจากคุณสมบัติข้อนี้เราสามารถออกแบบวงจรที่มีกระแสใน 2 สาขา หรือหลายสาขาของวงจรที่มีค่าเท่ากัน นั่นคือให้กระแสในสาขาหนึ่งเป็นเหมือนภาพสะท้อนของกระแสในอีกสาขาหนึ่งได้ เรียกวงจรนี้ว่าวงจรสะท้อนกระแสซึ่งก็ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแสแบบหนึ่งนั่นเอง



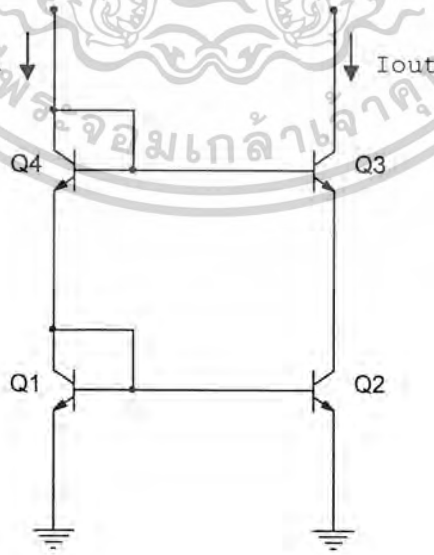
รูปที่ 2.5 Simple Current Mirror

คุณสมบัติ

1. $I_2 \approx I_1$
2. $Z_o \approx \infty$
3. $Z_{in} \approx 0$

2.3.1 การต่อ Current Mirror ในรูปแบบต่างๆ

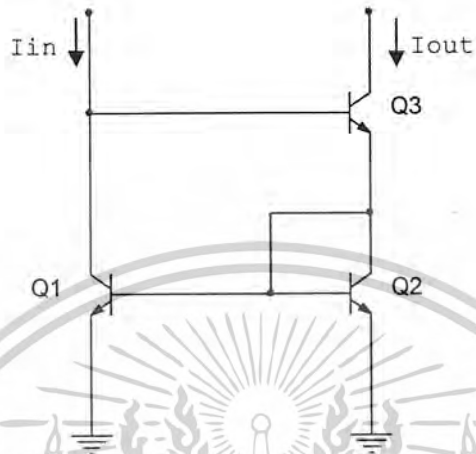
2.3.1.1 Cascode Current Mirror



รูปที่ 2.6 Cascode Current Mirror

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

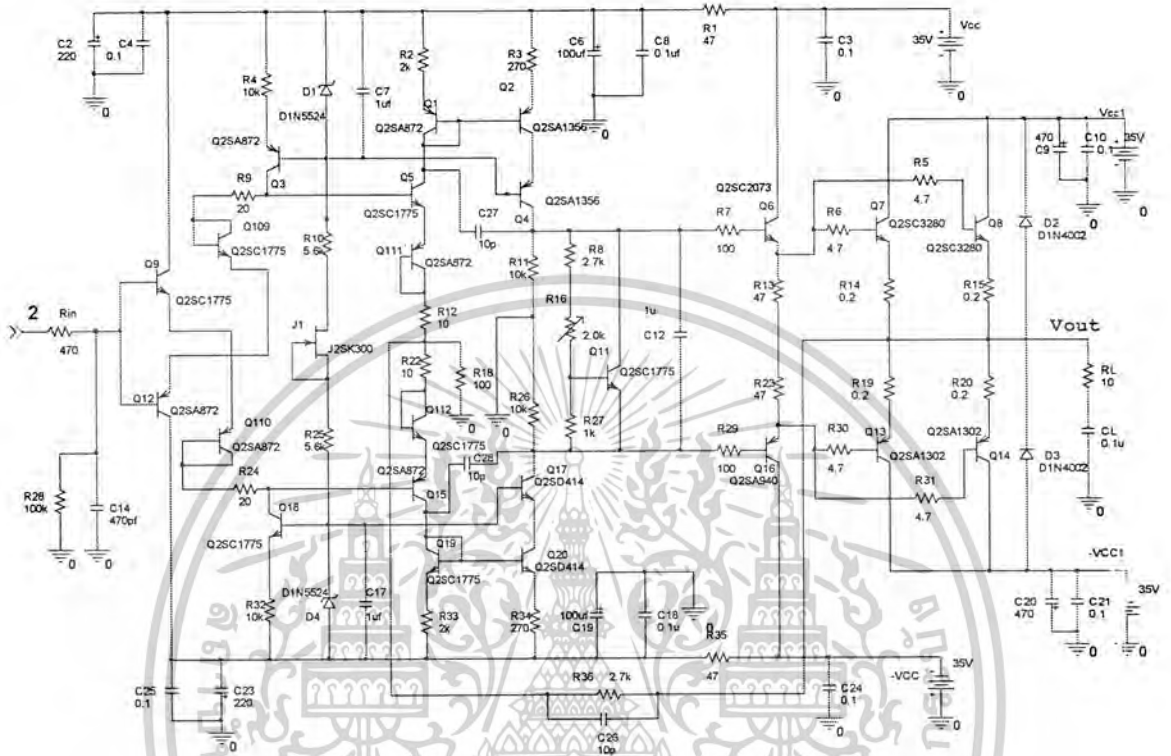
2.3.1.2 Wilson Current Mirror



รูปที่ 2.7 Wilson Current Mirror

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรที่ใช้ในการศึกษาและทำการทดลอง



รูปที่ 2.8 วงจร CFA ที่ใช้ในการศึกษาและทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ส่วนการออกแบบ

3. การออกแบบเพาเวอร์แอมป์

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีขั้นพื้นฐานในการออกแบบวงจรขยายกำลัง วิธีคำนวณค่าต่างๆที่สำคัญ การกำหนดค่าแรงดันและกระแสตามส่วนต่างๆ ของวงจรเพื่อไม่ให้เกิดปัญหา การเลือกใช้แผงระบายความร้อนและการออกแบบแหล่งจ่ายไฟที่เหมาะสมกับวงจรขยาย

เมื่อศึกษาบทนี้แล้วก็จะทำให้สามารถทำความเข้าใจวงจรขยายกำลังไปได้และสามารถเข้าใจจุดมุ่งหมายของการออกแบบวงจรมัน

3.1 การคำนวณหาค่าลิ่งเอาต์พุตสูงสุด

3.1.1. วัตต์สูงสุด จะหาว่าจะได้สูงสุดที่วัตต์ได้โดยพิจารณาจาก

ก. แรงดันของแหล่งจ่ายไฟจะกำหนดค่าลิ่งเอาต์พุต เมื่อต้องการต่อเพาเวอร์แอมป์ขนาด 50W แต่กลับใช้แหล่งจ่ายไฟขนาดเพียง $\pm 10\text{ V}$ ลองต่อเท่าไรก็ไม่เห็นได้เสียงดังขนาด 50 W ชักที่ปัญหาอยู่ที่แรงดันของแหล่งจ่ายไฟกับค่าลิ่งเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์กัน ถ้าเรากำหนดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟลงไป ค่าลิ่งเอาต์พุตสูงสุดของเครื่องขยายก็ถูกกำหนดลงไปแล้วเปลี่ยนแปลงไม่ได้

ความสัมพันธ์ของค่าลิ่งเอาต์พุตสูงสุด P_o กับแรงดันแหล่งจ่ายไฟ $\pm V_c$ มีดังนี้

$$P_o = V_c^2 / 2R_L$$

R_L คือโอห์มของลำโพง ถ้าเราใช้ลำโพงขนาด $8\ \Omega$ และ $P_o = \frac{1}{16} V_c^2$ ดังนั้นถ้าเราใช้แหล่งจ่ายไฟขนาด $\pm 10\text{ V}$ ค่าลิ่งเอาต์พุตสูงสุดที่เราได้จะเท่ากับ $P_o = \frac{1}{16} \times 10^2 = 6.25\text{ W}$ เท่านั้น แต่ก็คงจะไม่ได้ค่าลิ่งเอาต์พุตมากกว่านี้ ถ้า $V_c = \pm 20\text{ V}$ จะได้แอมป์ขนาด 25 W และ $V_c = \pm 30\text{ V}$ ก็จะได้แอมป์ขนาด 56.25 W ความสัมพันธ์ของ V_c กับ P_o นี้ได้เขียนเป็นกราฟแสดงไว้ในรูปที่ 3.1 เมื่อกำหนดแรงดันแหล่งจ่ายไฟก็สามารถรู้ค่าลิ่งเอาต์พุตสูงสุดได้ หรือ ถ้าออกแบบให้ได้ค่าลิ่งสูงสุดเท่าใดก็หาขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟที่ต้องใช้จากกราฟนี้ได้

สำหรับกระแสที่ไหลในภาคขยายสุดท้ายที่คำนวณได้จากสูตร

$$I_c = V_{cc} / R_L$$

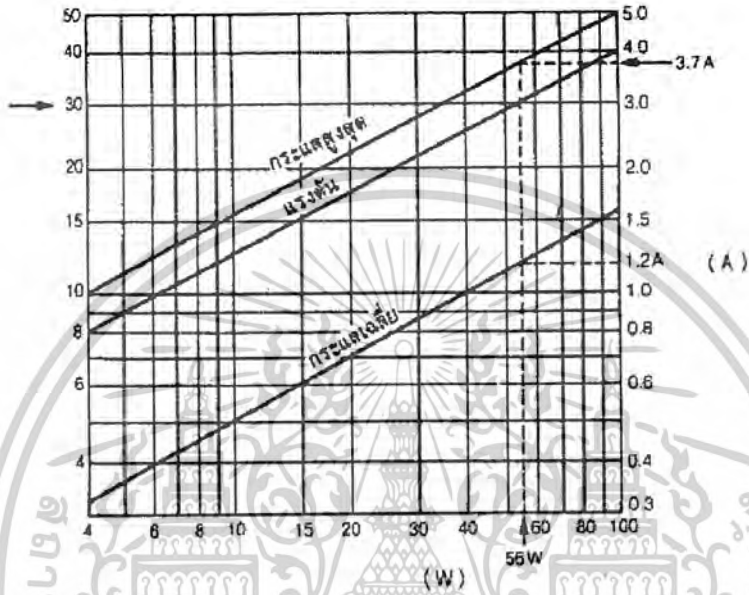
I_c นี้คือค่ากระแสสูงสุด ถ้าเป็นกระแสเฉลี่ยจะเท่ากับ I_c / π

เหตุที่แรงดันของแหล่งจ่ายไฟจะเป็นตัวกำหนดค่าลิ่งเอาต์พุตสูงสุดนั้นสามารถอธิบายได้ดังนี้ ถ้าพิจารณาวจรที่ภาคขยายสุดท้ายของเครื่องขยายในรูปที่ 3.2 วงจรนี้เป็นวงจรขยายกำลังแบบ

SEPP (single ended push pull) ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคือ Q1 และ Q2 เป็นตัวขยายสัญญาณออกไปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

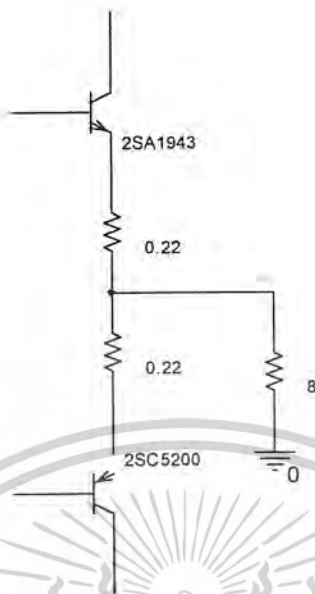
เอาต์พุต Q1 จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณช่วงที่เป็นบวกด้านบนของสัญญาณ ส่วน Q2 รับหน้าที่ขยายสัญญาณช่วงที่เป็นลบด้านล่างของสัญญาณ เมื่อสัญญาณช่วงที่เป็นบวกเข้ามา Q1 จะทำงานในขณะที่ Q2 ไม่ทำงาน (Q1 ON Q2 off) ดังนั้นกระแสจะไม่ไหลจาก Q1 ไป Q2 แต่กระแสจะไหลจาก Q1 → โหลด → ไป กราวด์



รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของกำลังเอาต์พุตสูงสุดกับแหล่งจ่ายไฟ

เมื่อสัญญาณช่วงที่เป็นบวกเข้ามา Q1 จะหยุดทำงานในขณะที่ Q1 ทำงานกระแสก็จะไหลจาก V_c ผ่าน Q2 สู่อโหลด ตามลำดับด้วยวิธีการทำงานเช่นนี้กระแสที่ไหลไปที่โหลดจะมีทิศทางไปตามช่วงบวกลบของสัญญาณเข้าดังในรูปที่ 3.2 เมื่อสัญญาณเข้ามีขนาดเล็ก สัญญาณออกจะมีเฟสเหมือนเดิมแต่มีขนาดใหญ่ขึ้น แต่ถ้าเพิ่มขนาดของสัญญาณเข้าให้ใหญ่ขึ้นอีก คราวนี้สัญญาณจะไม่มีขนาดใหญ่ได้แล้ว แต่จะถูกขลิบจะเห็นว่าช่วงสูงสุดของสัญญาณออกจะไม่เกินแรงดัน V_c ที่เป็นเช่นนี้เพราะขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่อกับ $\pm V_c$ ไว้ สัญญาณออกที่อิมิตเตอร์จึงไม่เกินกว่าแรงดันนี้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรขยายภาคสุดท้าย

ความจริงแล้วนอกจากช่วงสูงสุดของสัญญาณออกจะไม่เกิน $\pm V_c$ แล้วอย่างน้อยก็เล็กน้อยกว่าเล็กน้อยด้วย เพราะจากในรูปที่ 3.2 เราจะเห็นว่าที่อิมิตเตอร์จะมีตัวต้านทานขนาด 0.47Ω ต่อไว้ เมื่อกระแสไหลผ่านจะมีแรงดันส่วนหนึ่งตกคร่อมตัวต้านทานตัวนี้ ดังนั้นช่วงสูงสุดของสัญญาณจึงควรต่ำกว่า $\pm V_c$ อยู่ประมาณ 1-2 V ค่าความต้านทานอิมิตเตอร์ที่มักเลือกใช้กันจะมีขนาดเล็กกว่า 1/10 ของโหลด เช่น โหลด 8Ω มักจะเลือก 0.47Ω

ด้วยเหตุผลดังกล่าวคงจะทำให้เข้าใจได้ว่าขนาดสัญญาณออกสูงสุดถูกกำหนดด้วยแรงดันแหล่งจ่ายไฟ ดังนั้นกำลังเอาต์พุตสูงสุดจึงถูกกำหนดด้วยแรงดันจ่ายไฟด้วย

ข. คลาส A และ คลาส AB มีกำลังเอาต์พุตสูงสุดเท่ากัน หลายคนมักพูดอยู่เสมอว่า “แอมป์คลาส AB จะให้กำลังเอาต์พุตสูงกว่าแอมป์คลาส A” คำพูดนี้มีส่วนจริงอยู่บ้างแต่ถ้าพิจารณาความหมายของกำลังเอาต์พุตสูงสุดแล้วจะรู้ว่าคำพูดนี้ยังขาดมูลความจริง

ไม่ว่าจะเป็นวงจรขยายคลาส A หรือ AB กำลังเอาต์พุตสูงสุดจะถูกกำหนดด้วยแรงดันแหล่งจ่ายไฟ ความสัมพันธ์ของ P_o กับ V_c จะเป็นไปตามสูตรดังที่กล่าวมาในหัวข้อที่แล้วเสมอ ไม่เกี่ยวข้องกับกับจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ว่าเป็นคลาสไหน

วงจรขยายที่ทำงานในคลาส AB จะทำงานดังนี้ วงจรในรูปที่ 3.2 ในช่วงบวกของสัญญาณเข้า กระแสจะไหลจาก Q1 สู่อโหลดไปยัง กราวด์ ในขณะที่ Q2 จะหยุดนำกระแสเล็กน้อย ในทำนองเดียวกันในช่วง ลบ ของสัญญาณ Q2 จะนำสัญญาณ Q1 จะนำกระแสเล็กน้อย

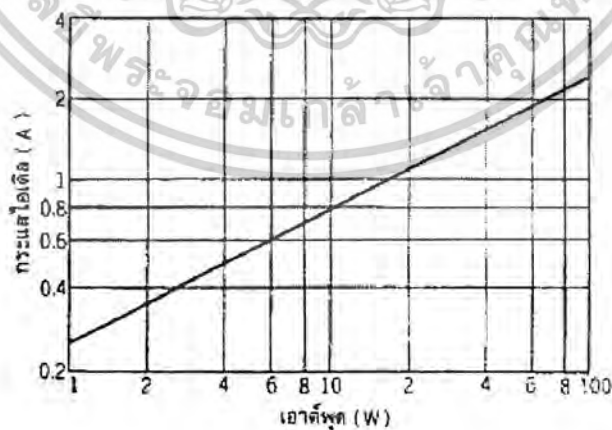
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ในกรณีของวงจรขยายคลาส A ในช่วงบวกของสัญญาณกระแสจะไหลจาก Q1 สู่วโหนดไปยัง กราวด์ ในขณะที่ Q2 จะไม่คัตออฟโดยเด็ดขาดแต่นำกระแสเล็กน้อย และช่วงลบของสัญญาณ Q1 ก็จะนำกระแสเช่นเดียวกันการให้วงจรขยายทำงานในคลาส A หรือ AB นั้นสามารถควบคุมได้โดยวิธีการไบแอสทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ให้มีจุดทำงานสงบตามที่กำหนดในแต่ละแบบ

สรุปง่ายๆ ก็คือ การทำงานในคลาส AB ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะผลัดกันทำงานและหยุดทำงานสลับกัน แร่แสดไอเดิลที่ไหลระหว่างทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะไหลค่าหนึ่ง ส่วนการทำงานในคลาส A Q1 และ Q2 จะทำงานด้วยกันทั้งคู่และกระแสไอเดิลที่ไหลระหว่างกันจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสมอ

ในแง่ของเสียง วงจรขยายคลาส A จะให้เสียงที่ดีกว่า รูปคลื่นสัญญาณออกในช่วงบวกจะสมมาตรกันมากกว่า แต่ในคลาส AB ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวทำงานแบบสวิตซ์ซึ่งแยกกันขยายสัญญาณช่วงบวกและลบ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองอาจจะมีคุณสมบัติในการขยายไม่เท่าเทียมกันก็ได้ ส่วนคลาส A นั้น Q1 และ Q2 จะช่วยกันขยายสัญญาณทำให้รูปคลื่นที่ออกมาราบรื่นไม่มีรอยต่อตรงจุดเปลี่ยนการสวิตซ์ซึ่งเหมือนในคลาส AB

แต่ในแง่ของประสิทธิภาพแล้ว คลาส AB จะดีกว่าคลาส A เพราะกระแสไอเดิลไหลน้อย กำลังสูญเสียที่ระบายออกเป็นความร้อนจากตัวทรานซิสเตอร์จะน้อยกว่า เมื่อไม่มีสัญญาณเข้าก็จะใช้กระแส น้อยมาก แผงระบายความร้อนจะร้อนน้อยมากสำหรับคลาส A จำเป็นต้องมีกระแสไอเดิลไหลอยู่ตลอดเวลาและจะไหลเพิ่มขึ้นตามกำลังเอาต์พุต ดังแสดงตามกราฟในรูปที่ 3.3 กระแสนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อน แผงระบายความร้อนของคลาส A จึงจำเป็นต้องใหญ่กว่าคลาส AB เสมอ



รูป 3.3 ขนาดของกระแสสงบของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 . ออกแบบเครื่องขยายขนาด 50 W

ถ้าเรากำหนดแรงดันแหล่งจ่ายไฟแล้ว กำลังเอาต์พุตสูงสุดของวงจรขยายก็จะถูกกำหนดไปด้วย ดั่งที่ได้กล่าวมาแล้ว แต่ในขั้นตอนของการออกแบบเรามักจะกำหนดกำลังเอาต์พุตสูงสุดก่อน แล้วจึงคำนวณหาแรงดันแหล่งจ่ายไฟ กระแสที่ไหลในวงจรและการเลือกอุปกรณ์ตามลำดับ ซึ่งจะกล่าวถึงขั้นตอนในการออกแบบเครื่องขยายขนาด 50 W ต่อไปนี้

ก. กรณีทรานซิสเตอร์ เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์เป็นภาคขยายภาคสุดท้าย ขั้นตอนในการออกแบบจะเป็นดังนี้

3.1.2.1 คำนวณกระแส

ถ้าเลือกใช้ลำโพงขนาด 8Ω กระแสที่ไหลในทรานซิสเตอร์คำนวณได้จาก $P = I^2 R$ ดังนั้น $I = \sqrt{P/R} = \sqrt{50/8} = 2.5A$ ค่ากระแสที่คำนวณได้นี้เป็นค่าRMS ค่ากระแสสูงสุด I_m จะเท่ากับ $I_m = \sqrt{2} \times I = \sqrt{2} \times 2.5 = 3.54A$

3.1.2.2. คำนวณแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานอิมิตเตอร์ 0.22 Ω

เมื่อกระแสขนาด 3.53A ไหลผ่านตัวต้านทาน 0.22Ω จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $3.53(A) \times 0.22\Omega = 0.77V$

3.1.2.3. คำนวณแรงดันจ่ายไฟโดยประมาณ

ที่โหลดสูงสุด 16 โอห์ม เพื่อให้ได้กำลังเอาต์พุตสูงสุดขนาด 50 W จะต้องใช้แรงดันแหล่งจ่ายไฟอย่างน้อยเท่ากับ $\sqrt{16 \times 50} = 28.28V$

3.1.2.4. การเลือกทรานซิสเตอร์ภาคขยายสุดท้าย

ทรานซิสเตอร์ในภาคขยายสุดท้ายต้องมีคุณสมบัติดังนี้คือ ขอมให้กระแสไหลได้มากกว่า 3.54 A สามารถทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแหล่งจ่ายไฟ(เพราะว่าเมื่อ Q_1 นำกระแส และ Q_2 นิ่งเล็กน้อย แรงดันที่คร่อม Q_2 จะเป็น $-V_c$ ข้างหนึ่งและ $+V_c$ อีกข้างหนึ่งดังนั้นจึงคร่อม Q_2 ด้วยแรงดันประมาณ $2V_c$) นั่นคือต้องทนแรงดันได้มากกว่า $37.2 \times 2 = 74.4v$ นอกจากนี้ยังควรมีอัตราขยายกระแส h_{fe} สูง ค่าความถี่ทรานซิสชัน F_T สูงและมีคอลเลกเตอร์คาปาซิแตนซ์ Cob(collector capacitance) น้อย ทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้ก็ให้เลือกจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่มีทั่วไป ในที่นี้ขอยกตัวอย่างเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ 2sc5200 ซึ่งมีคุณสมบัติตามที่แสดงในตารางที่ 3.1 จะเห็นว่า 2sc5200 สามารถทนแรงดันได้สูงสุด ($V_{ceo}=230$)V ขอมให้กระแสไหลได้สูงสุดที่คอลเลกเตอร์ ($I_{C_{max}} = 15A$) มีอัตราส่วนขยายกระแส h_{fe} ประมาณ 110 และแรงดันระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสจนอิ่มตัว ($V_{ce_{sat}} = 0.4V$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.5. จำนวนแรงดันแหล่งจ่ายไฟที่ต้องใช้จริง

แรงดัน 37.2 V ที่คำนวณได้นั้นเป็นแรงดันค่าประมาณ แหล่งจ่ายไฟที่ใช้จริงมีแรงดันมากกว่านี้ เพราะต้องสูญเสียแรงดันบางส่วนที่ตัวต้านทาน 0.22 โอห์ม และบางส่วนของทรานซิสเตอร์ ($V_{ce_{sat}}$)

3.1.2.6. จำนวนกระแสในภาคขับ

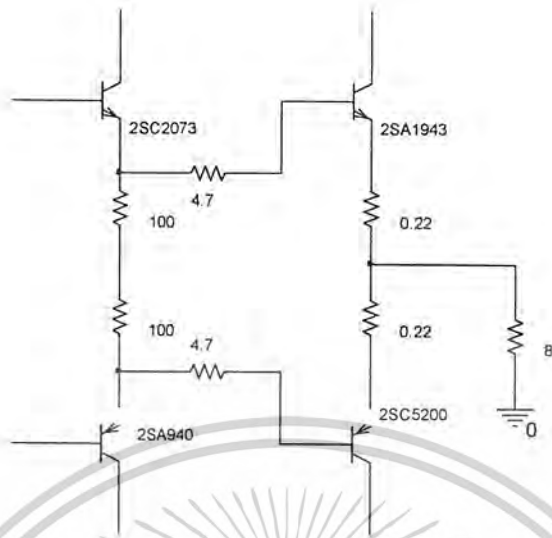
เพื่อให้ภาคขยายสุดท้ายสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 3.54 A กระแสเบสของทรานซิสเตอร์จะต้องมากกว่า $3.254/h_{fe} = 3.54/110 = 32.1\text{mA}$

3.1.2.7. การคำนวณในภาคขับ

การคำนวณในภาคขับก็ให้ใช้วิธีเดียวกับที่คำนวณในภาคขยายสุดท้ายผลการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.4 ถ้าให้แรงดันอิมิตเตอร์อิมิตเตอร์ ($V_{ce_{sat}}$) ของทรานซิสเตอร์ในภาคขับเท่ากับ 1.5 V แรงซึ่งจะมากกว่าภาคขยายภาคสุดท้าย

รายการ		ค่าสูงสุด
แรงดันคอลเลกเตอร์เบส	VCBO	230 V
แรงดันคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์	VCEO	230 V
แรงดันอิมิตเตอร์เบส	VEBO	5 V
กระแสคอลเลกเตอร์	IC	15 A
ค่ายอดกระแสพัลส์	IC(peak)	15 A
กระแสเบส	IB	1.5 A
กำลังสูญเสียที่คอลเลกเตอร์	PC	150 W
อุณหภูมิรอยต่อ	Tj	150 C

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC5200



รูปที่ 3.4 การออกแบบภาคขับและภาคสุดท้าย

3.1.2.8. กำหนดกระแสที่ป้อนเข้าภาคขับ

ถ้าให้ทรานซิสเตอร์ในภาคขับมีอัตราขยายกระแส h_{fe} เท่ากับ 100 กระแสที่เบสของทรานซิสเตอร์จะต้องมีค่าเท่ากับ $32.1 \text{ mA}/100 = 0.211 \text{ mA}$ จึงจะสามารถขับทรานซิสเตอร์ทั้งสองภาคให้จ่ายกำลังเอาต์พุตสูงสุดได้

ขั้นตอนในการออกแบบที่กล่าวมานี้ เป็นการคำนวณไฟตรงในวงจรและกำหนดกระแสและแรงดันที่สำคัญขนาดใหญ่มากที่สุด การคำนวณนี้เป็นค่าพื้นฐานที่สุดในการออกแบบในภาคขยายแรงดันและการกำหนดลักษณะสมบัติเชิงความถี่ซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 3.3

3.2 การเลือกแผงระบายความร้อน

การเลือกใช้แผงระบายความร้อนในเพาเวอร์แอมป์เป็นเรื่องสำคัญมากเรื่องหนึ่ง ถ้าเลือกใช้ขนาดเล็เกินไป ไม่สามารถระบายความร้อนออกจากทรานซิสเตอร์ได้ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนจัดและเกิดการแล่นหนีทางความร้อนเป็นผลให้ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรเสียหายได้ ที่จริงแผงระบายความร้อนใหญ่เท่าไรก็ยิ่งปลอดภัยเท่านั้น แต่การเลือกขนาดแผงระบายความร้อนที่ถูกต้อง ควรเลือกขนาดที่เล็กที่สุดที่สามารถใช้งานได้อย่างปลอดภัยในหัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการคำนวณง่ายๆ เพื่อเลือกขนาดของแผงระบายความร้อน

3.2.1. กรณีแอมป์คลาส AB

ถ้ารูปคลื่นขาออกของแอมป์เป็นรูปซายน์กำลังสูงสุด(P_c) ที่จะต้องสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_c = 0.203 V_c^2 / 2R_L \text{ (W)}$$

แอมป์ขนาด 50W ต้องใช้แรงดันแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ +37.2V ตามที่ได้คำนวณมาแล้ว สมมติให้ เราใช้ $V_c = \pm 37.2V$ ตามชนิดของหม้อแปลงที่สามารถหาได้ ตัวต้านทานโหลด

$$R_L = 8\Omega + 0.22\Omega = 8.22 \quad P_c \text{ จะเท่ากับ } 0.203 \times \frac{37.2^2}{2 \times 8.22} = 17.08W \text{ กำลังสูญเสียขนาด 13W นี้}$$

จะกลายเป็นความร้อนที่จะต้องระบายออกมาจากทรานซิสเตอร์

การระบายความร้อนนี้จะระบายผ่านแผงระบายความร้อนออกสู่อากาศบริเวณรอบๆ แหล่งที่เกิดความร้อนในทรานซิสเตอร์คือบริเวณรอยต่อภายในเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน บริเวณรอยต่อจะมีอุณหภูมิ T_j (junction temperature) เมื่อดูข้อมูลจากในตารางที่ 3.1 2SC5200 จะมีอุณหภูมิที่รอยต่อ $150^\circ C$ ความร้อนที่รอยต่อจะถูกส่งผ่านตัวถังแผงระบายความร้อนออกสู่อากาศรอบๆ ถ้าอยากให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ในสภาพที่อุณหภูมิของอากาศรอบๆ (T_a) เป็น $50^\circ C$ ความต้านทานความร้อน (thermal resistance) ทั้งหมดของการระบายความร้อน (Θ_{ja}) สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\Theta_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_c} = \frac{150 - 50}{17.08} = 5.850^\circ C/W$$

ค่าความต้านทานความร้อนนี้จะแสดงความสามารถในการยอมให้ความร้อนถ่ายเทผ่านวัตถุหรือสิ่งของได้ยากง่ายแค่ไหน แผงระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่จะมีค่าความต้านทานความร้อนน้อยกว่าแผงที่เล็กกว่า

ค่าความต้านทานความร้อน $7.69^\circ C/W$ ยังไม่ใช่ค่าความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่เราจะเลือกใช้ทันที เพราะความร้อนจากรอยต่อภายในทรานซิสเตอร์จะไม่ส่งถ่ายให้แผงระบายความร้อนโดยตรง แต่จะต้องผ่านตัวถัง ผ่านแผ่นฉนวนไมก้าและกาวซิลิโคนที่เราใช้ในกาติดตั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ด้วยค่าความต้านทานความร้อนของสิ่งเหล่านี้เราต้องคำนวณหาด้วยเพื่อหาค่าความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่ถูกต้องในขั้นสุดท้าย

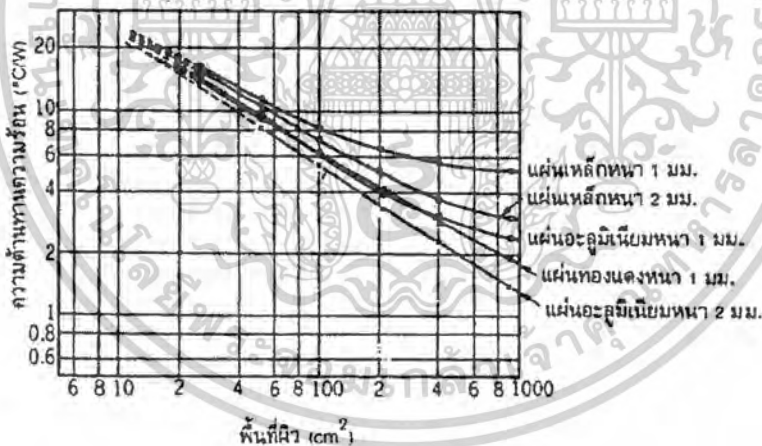
จาก datasheet จะเห็นกราฟเล็กๆ แสดงความสัมพันธ์ของอุณหภูมิตัวถัง (T_c) กับกำลังสูญเสียที่จะยอมให้ได้ที่คอลเลกเตอร์ P_c (permissible collector loss) จะเห็นว่าถ้าใช้ตัวถังของทรานซิสเตอร์ร้อนมากกว่า $50^\circ C$ ค่า P_c จะลดลงต่ำกว่า 150W ดังนั้นการใช้งานที่ปลอดภัยไม่ควรให้ตัวถังของทรานซิสเตอร์ร้อนกว่า $50^\circ C$ นี้การระบายความร้อนจากรอยต่อภายในถึงตัวถัง เมื่อ P_c 100W และ $T_a = 25$ จึงต้องการค่าความต้านทานความร้อนที่คำนวณได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{T_j - T_c}{P_c} = \frac{150 - 50}{150} = 0.66^\circ C/W$$

ค่าความต้านทานความร้อนของแผ่นไมกาและกาวซิลิโคน ϕ_m ประมาณได้เท่ากับ $1^\circ C/W$ จากค่าความต้านทานความร้อนต่างๆนี้ เราสามารถหาความต้านทานความร้อนของตัวแผงระบายความร้อนที่เราจะใช้ได้เท่ากับ $\phi_r = \phi_{ja} - (\phi_i + \phi_m) = 7.69 - (1.25 + 1.0) = 5.44^\circ C/W$

ต่อไปเราจะหาขนาดของแผงระบายความร้อนที่จะใช้ค่าความต้านทานความร้อนของโลหะซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดของโลหะ และที่สำคัญขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวของชิ้นโลหะนั้น กราฟในรูปที่ 3.5 จะแสดงความสัมพันธ์ของพื้นที่ผิวของแผงระบายความร้อนกับค่าความต้านทานความร้อน แผ่นเหล็กจะมีความต้านทานความร้อนมากกว่าแผ่นอะลูมิเนียม จากกราฟเราพอจะได้ว่า ถ้าต้องการแผงระบายความร้อนที่มีค่าความต้านทานความร้อน $4.19^\circ C/W$ เราต้องใช้แผ่นอะลูมิเนียมหนา 2 มิลลิเมตร ซึ่งมีพื้นที่ผิวใหญ่กว่า 100 ตารางเซนติเมตร โดยค่าที่คำนวณได้เป็นค่าสำหรับทรานซิสเตอร์เพียงหนึ่งตัวเท่านั้น ในกรณีที่ระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ 2 ตัวพร้อมกันต้องใช้แผงระบายความร้อนที่มีพื้นที่ผิวมากกว่านี้ 2 เท่า



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของพื้นที่ผิวของแผ่น โลหะกับค่าความต้านทานความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2. กรณีแอมป์คลาส A

วงจรขยายคลาส A จะแตกต่างจากคลาส B ตรงที่จะมีกระแสไหลในตัวทรานซิสเตอร์ทั้งสองอยู่ตลอดเวลา ตอนที่ไม่มีสัญญาณเข้า กำลังสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์จะมากที่สุด ในขณะที่เมื่อมีสัญญาณเข้ากำลังสูญเสียจะลดลงมา และที่ กำลังเอาต์พุตสูงสุด กำลังสูญเสียจะต่ำสุด ดังตัวอย่างการคำนวณหาขนาดของแผงระบายความร้อนของแอมป์คลาส A ขนาด 20 W ต่อไป

ถ้าดูกราฟในรูปที่ 3.1 และ 3.3 เราจะเห็นว่าแอมป์คลาส A ขนาด 20 W ต้องใช้แรงดันแหล่งจ่ายไฟขนาด $\pm 18V$ และกระแสไอเดิล $I_c = 1.1A$ ดังนั้นกำลังสูญเสียที่คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_c = V_c I_c = 18V \times 1.1 A = 20 W$$

ค่าความต้านทานความร้อนทั้งหมด ϕ_{ja} จะเท่ากับ

$$\phi_{ja} = \left(\frac{150 - 50}{20} \right) = 5 \text{ } ^\circ C/W$$

และค่าความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่จะใช้เท่ากับ

$$\phi_R = 5 - (1.25 + 1.0) = 2.75 \text{ } ^\circ C/W$$

ถ้าดูกราฟในรูปที่ 3.5 เราต้องใช้แผ่นอะลูมิเนียมหนา 2 มิลลิเมตรที่มีพื้นที่ผิวมากกว่า 300 ตารางเซนติเมตร เป็นแผงระบายความร้อนจึงจะเหมาะสมจะเห็นว่าในกรณีของคลาส A เราจำเป็นต้องใช้แผงระบายความร้อนใหญ่กว่า คลาส B มากประสิทธิภาพของแอมป์คลาส A จึงดีกว่าแอมป์คลาส B มาก

3.3 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟ

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟควรพิจารณาถึงขนาดของหม้อแปลง การออกแบบวงจรเรกูเลเตอร์ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.3.1. การเลือกขนาดหม้อแปลง

หม้อแปลงควรเลือกใช้ชนิดที่มีฟลักซ์แม่เหล็กรั่วออกมาน้อย

วิธีเลือกหม้อแปลงที่มีผลทางคานเสียบรรกวนน้อย ในข้อนี้จะกล่าวเฉพาะการเลือกขนาดของหม้อแปลงว่าต้องสามารถจ่ายกระแสได้มากน้อยขนาดไหน และให้แรงดันออกมาเท่าไร

ก. กรณีแอมป์คลาส AB ขนาดของหม้อแปลงจะถูกกำหนดโดยกำลังเอาต์พุตสูงสุด ถ้าให้กำลังเอาต์พุตสูงสุดเป็น $P(W)$ กระแสที่ไหลเป็น $I(A)$ และถ้าโงงมีความต้านทาน R จากความสัมพันธ์ที่ว่า $P = I^2 R$ จะคำนวณกระแส I ได้จาก $I = \sqrt{P/R}$ (A) กระแสที่คำนวณได้นี้เป็นค่า RMS ของกระแสสลับที่ไหลเข้าโงงค่ากระแสสูงสุด $I_M = \sqrt{2}I$ และค่าเฉลี่ยของกระแส (I_o) คำนวณได้จากสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_a = \frac{I_m}{\pi} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} I \sqrt{P/R}$$

ค่ากระแสเฉลี่ย (I_a) นี้เป็นค่ากระแสไฟตรงที่ใช้ในเครื่องขยายเพื่อให้กำลังเอาต์พุตได้ $P(W)$ พอดี รูปคลื่นของเอาต์พุตของเครื่องขยายในขณะนั้นเป็นรูปซายน์ หม้อแปลงควรจะสามารถในการจ่ายกระแสได้ไม่น้อยกว่าค่ากระแสเฉลี่ยนี้ถ้าเป็นเครื่องขยายขนาด 50 W ค่ากระแสเฉลี่ยจะ

$$\text{เท่ากับ } I_a = \frac{\sqrt{2}}{3.14} \times \sqrt{\frac{50}{8}} = 1.13 A(DC)$$

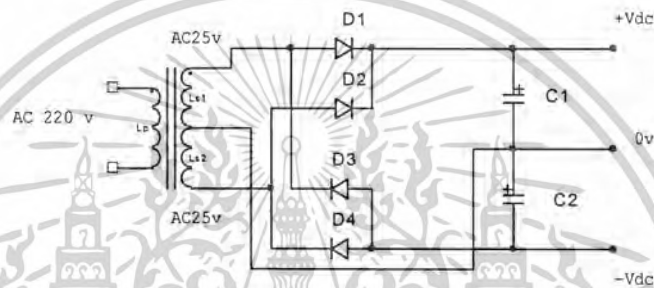
ถ้าเครื่องขยายเสียงเป็นชุดสเตอริโอมีลำโพงซ้ายขวา หม้อแปลงก็ต้องจ่ายกระแสเพิ่มเป็น 2 เท่าเป็น 2.26 A(DC)

แต่ในทางปฏิบัติเสียงดนตรีที่เราฟังจากเครื่องขยายไม่ใช่เป็นรูปคลื่นซายน์ เครื่องขยายจะใช้กระแส น้อยลงไปกว่าค่าคำนวณมาก โดยทั่วไปให้คิดเป็น 25 % ของค่าที่คำนวณได้ เช่น คำนวรได้ 2.26 A หม้อแปลงควรเลือกขนาดที่จ่ายกระแสได้ไม่น้อยกว่า $2.26 \times 0.25 = 0.565 A$ ก็พอที่จะใช้กับเครื่อง ขยายคลาส B หรือ AB ได้แล้ว ถ้าสังเกตหม้อแปลงขนาด 25-50 W ที่ใช้ในเครื่องขยายเสียงจาก ต่างประเทศตามที่มีจำหน่ายจะพบว่า มักจะใช้หม้อแปลงขนาด $I_a = 1.3 - 1.5 A$ การใช้หม้อแปลงที่มี ขนาดพอดีๆ เพราะเมื่อหม้อแปลงที่มีขนาดใหญ่กว่าที่จำเป็นนี้ จะทำให้เสียงที่ออกมาดีกว่าการใช้ หม้อแปลงที่มีขนาดพอดีๆ เพราะเมื่อหม้อแปลงมีขนาดใหญ่ขึ้น ขดลวดทองแดงที่ใช้พันจะต้อง ใหญ่ด้วย ความต้านทานของขดลวดจะน้อยลง แรงดันไฟที่จ่ายจากหม้อแปลงก็จะไม่ตกลงตาม ค่ากระแสที่ต้องจ่ายออกไป การใช้หม้อแปลงที่มีขนาดใหญ่ขึ้นจะทำให้คุณภาพเสียงที่ออกมาดี โดยเฉพาะที่สัญญาณขนาดใหญ่ๆ

ข. แรงดันของหม้อแปลง ที่ขั้วต่อออกหรือแท็ป (tap) ของหม้อแปลงจะมีตัวเลขเขียนบอกขนาด แรงดันของหม้อแปลงไว้ให้ สมมติทางด้านทุติยภูมิมี 3 แท็ป คือ 25 V, 0V, 25V เมื่อต่อแรงดัน เหล่านี้ผ่านบริดจ์เรกติไฟร์และกรองด้วยตัวเก็บประจุขนาดใหญ่แล้ว ในขณะที่ยังไม่ได้ออกสายจ่าย กระแสให้วงจรขยาย แรงดันไฟตรงที่ออกมาจะมีขนาดใหญ่กว่าแรงดันไฟสลับเขียนไว้ $\sqrt{2}$ เท่า คือ จะได้ประมาณ + 35 V และ -35 V เมื่อลองต่อสายจ่ายกระแสให้วงจร แรงดันไฟตรงนี้จะลดล : เล็กน้อย แรงดันจะลดลงต่ำสุดที่กำลังเอาต์พุตสูงสุด การตกต่ำของแรงดันแหล่งจ่ายไฟนี้ไม่ควรให้ เกิน 10 % ถ้าตกต่ำเกินกว่านี้ควรเพิ่มขนาดของตัวเก็บประจุกรองให้มีขนาดใหญ่ขึ้น การตกต่ำเกิน กว่านี้ควรเพิ่มขนาดของตัวเก็บประจุกรองให้มีขนาดใหญ่ขึ้น การตกของแรงดันจะเนื่องมาจากการ เกิดรีปเปิลและความต้านทานภายในขดลวดของหม้อแปลง ถ้าเพิ่มขนาดของตัวเก็บประจุให้ใหญ่ แล้ว แรงดันก็ยังลดลงต่ำกว่า 20 % ก็แสดงว่าหม้อแปลงที่ใช้มีเรกูเลชัน (regulation) ไม่ดีพอ ความสามารถในการจ่ายกระแสอาจจะน้อยไปหรือการออกแบบหม้อแปลงไม่ถูกต้องควรเปลี่ยน หม้อแปลงนั้นเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค. ตัวเก็บประจุกรอง การต่อวงจรกรองเพื่อลดริปเปิลของแหล่งจ่ายไฟให้น้อยลงนั้นมีหลายวิธี เช่น วงจรกรองใช้ตัวเก็บประจุ วงจรกรองใช้ตัวเหนี่ยวนำหรือ โฉก วงจรกรองแบบ π เป็นต้น วงจรกรองที่นิยมใช้กันมากที่สุด ได้แก่ วงจรกรองใช้ตัวเก็บประจุเพราะสะดวกในการต่อและน้ำหนักเบา แหล่งจ่ายไฟในรูปที่ข้างล่าง เป็นแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง หลักการของการกรองก็คือการเก็บและประจุออกจากตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.6 เพาเวอร์ซัพพลาย

ขนาดของตัวเก็บประจุที่จะใช้มีส่วนสัมพันธ์กับขนาดของริปเปิลของแหล่งจ่ายไฟ ถ้าใช้ขนาดใหญ่ ริปเปิลจะน้อย ไม่ก่อให้เกิดปัญหาเรื่องเสียงรบกวนภายในเครื่องขยาย ถ้าใช้ขนาดเล็กเกินไป ริปเปิลจะมีขนาดใหญ่รบกวนภายในเครื่องขยายจนแรงดันแหล่งจ่ายไฟตกต่ำกว่าค่าที่ต้องการได้ เมื่อแหล่งจ่ายไฟเริ่มจ่ายกระแส ให้วงจรถยาย แรงดันแหล่งจ่ายไฟจะตกต่ำลงเนื่องจากเกิดริปเปิล แรงดันจะตกลงเท่ากับ $I/4fc$ V (กรณีที่เป็นเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น) $f = 50$ Hz ส่วน C เป็นขนาดของตัวเก็บประจุมีหน่วยเป็น F แรงดันที่ตกจะเท่ากับ $I/200C$ V เพื่อไม่ให้แรงดันแหล่งจ่ายไฟตกกว่าขณะที่ไม่จ่ายกระแส (ไม่ต่อ โหลด) เกินกว่า 10 % ควรเลือกขนาดของตัวเก็บประจุดังนี้

$$C > \frac{1}{20} \times V_{(no\ load)} \quad F$$

ชนิดของตัวเก็บประจุกรองที่นิยมใช้ก็คือชนิด อิเล็กโตรไลต์ ที่ตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีการระบุค่าแรงดันสูงสุดที่ทนได้ไว้ด้วย เช่น 10 V, 16V, 25V, 35, 50V, 63V, 75V, 80V, 100V ควรเลือกใช้ตัวที่ทนแรงดันได้มากกว่าแรงดันแหล่งจ่ายไฟในขณะที่ไม่มีโหลดเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

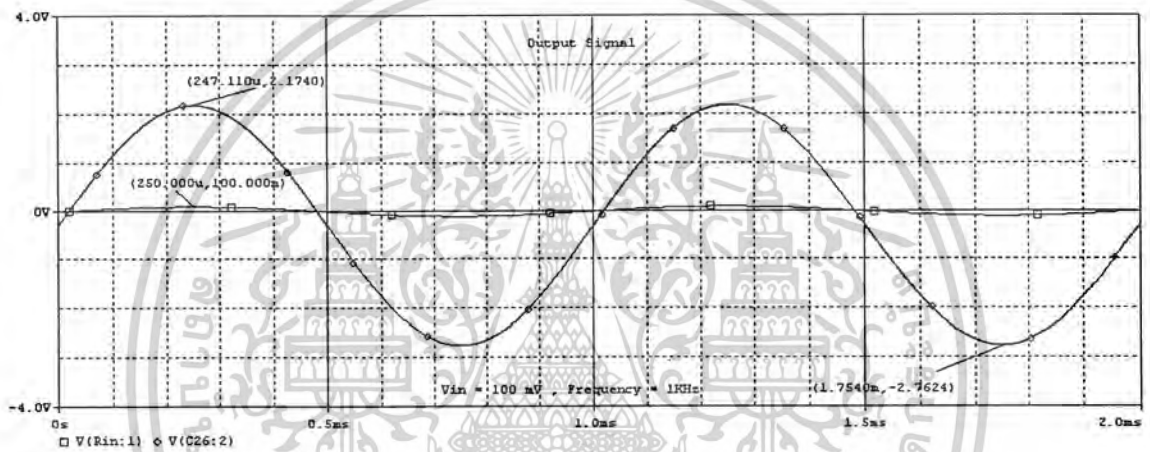
บทที่ 4

ผลการทดลอง

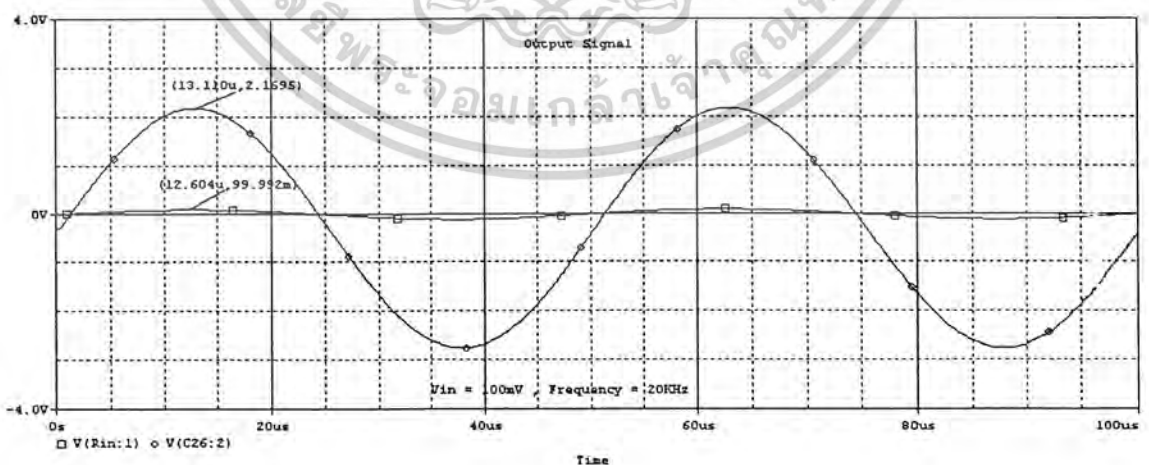
4.1 ผลการทดลองที่ได้จากการ Simulation

4.1.1 สัญญาณเอาต์พุต

การวัดผลการทำงานของวงจรที่ได้จากการ simulation เมื่อทำการป้อนอินพุต ที่แรงดันและความถี่ต่างๆ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะตอบสนองตามความถี่ของอินพุต และสัญญาณจะเกิดการขยาย คึง ความถี่และแรงดันดังรูปที่ 4.1-4.5

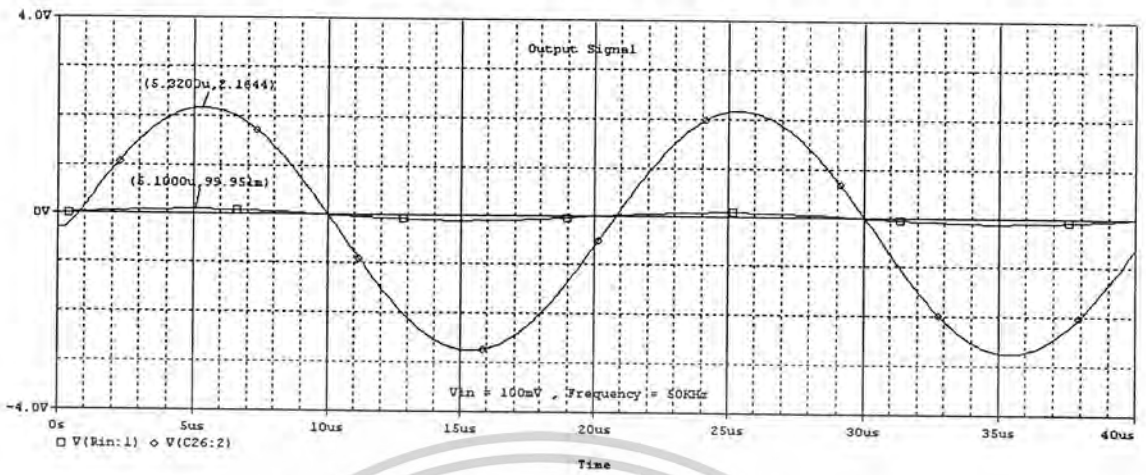


รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 1\text{ KHz}$ (simulation)

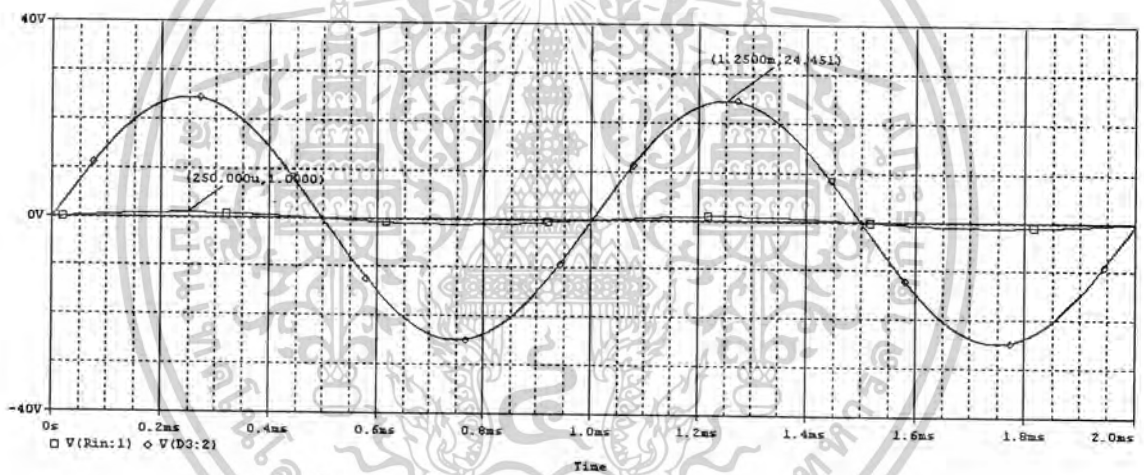


รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 20\text{ KHz}$ (simulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

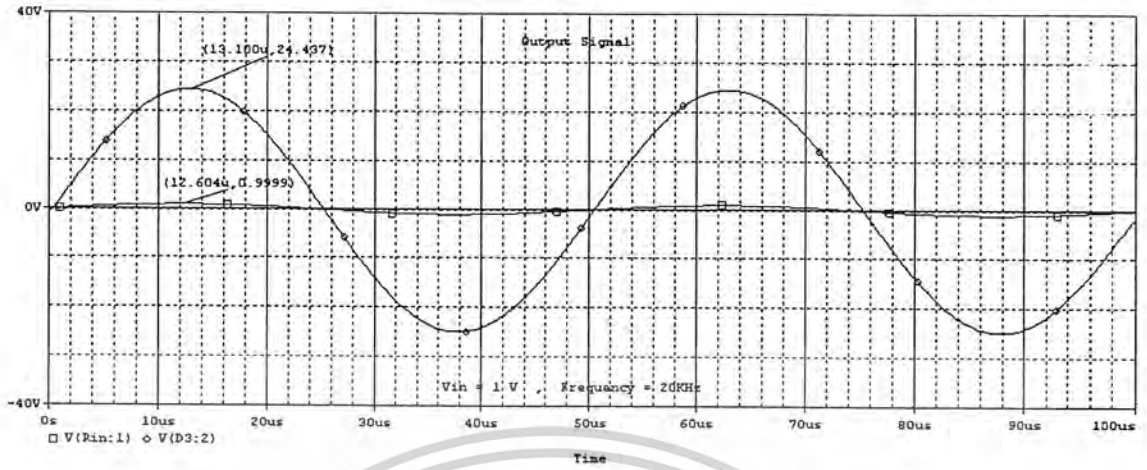


รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 50\text{ KHz}$ (simulation)



รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 1\text{V}$, $f = 1\text{ KHz}$ (simulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



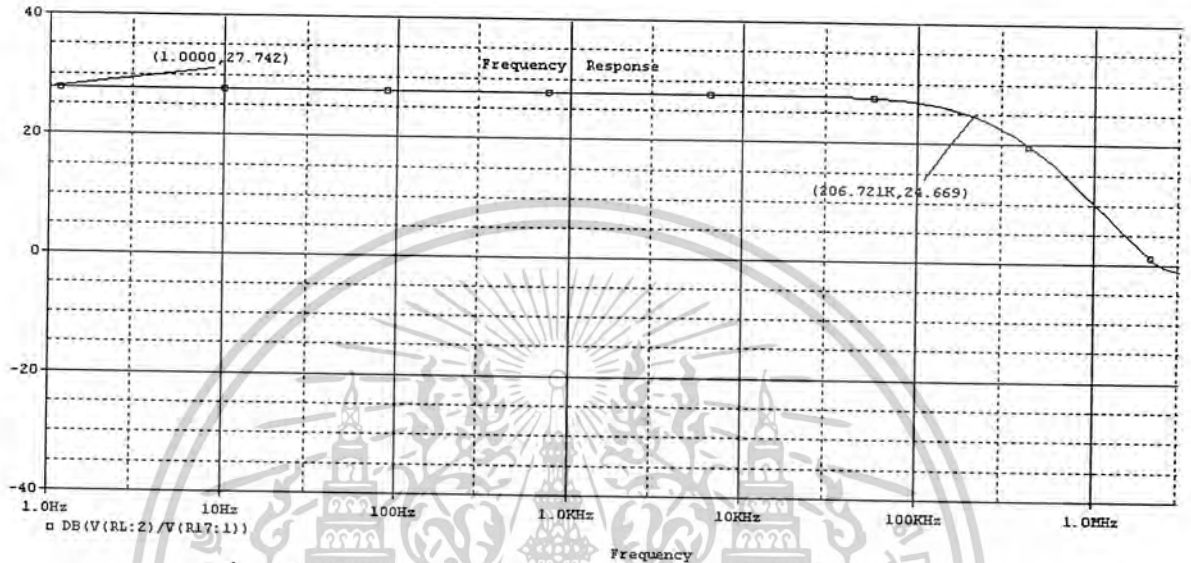
รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 1V$, $f = 20\text{ KHz}$ (simulation)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

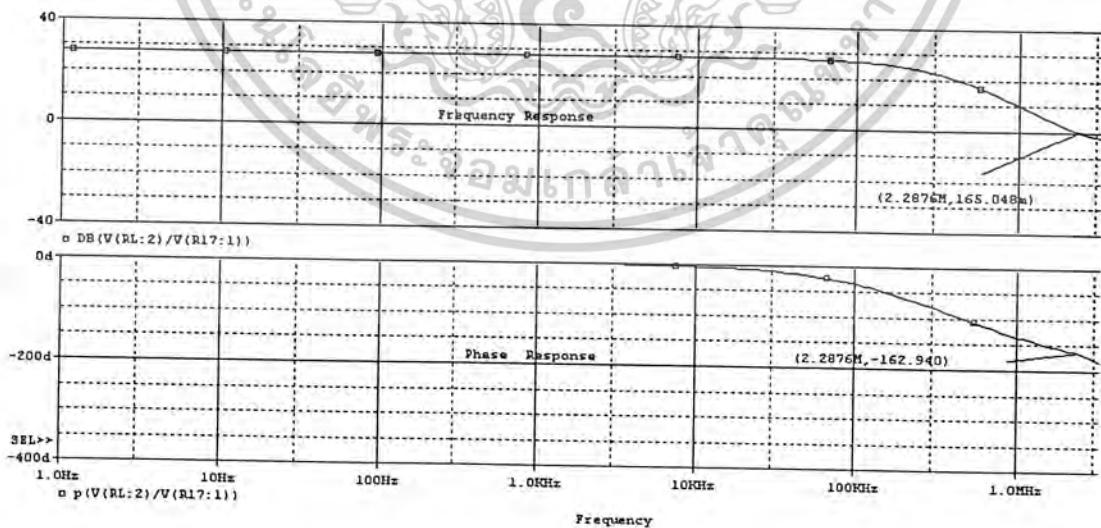
4.1.2 ผลตอบสนองทางความถี่

การวัดผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ได้จากการ Simulation (Band width) ซึ่งมีผลที่ -3dB การตอบสนองอยู่ที่ 206.7 KHz อัตราการขยายอยู่ที่ 24.669 dB ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 Bandwidth จากการจำลองผลการทดลอง (simulation)

ผลการตอบสนองทางด้าน Phase margin แสดงถึงเสถียรภาพของวงจร ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ 0 dB นั้น Phase ของสัญญาณมีค่า 17.1 องศาซึ่งเป็นช่วงการทำงานที่มีเสถียรภาพของวงจรแสดง ดังรูปที่ 4.7

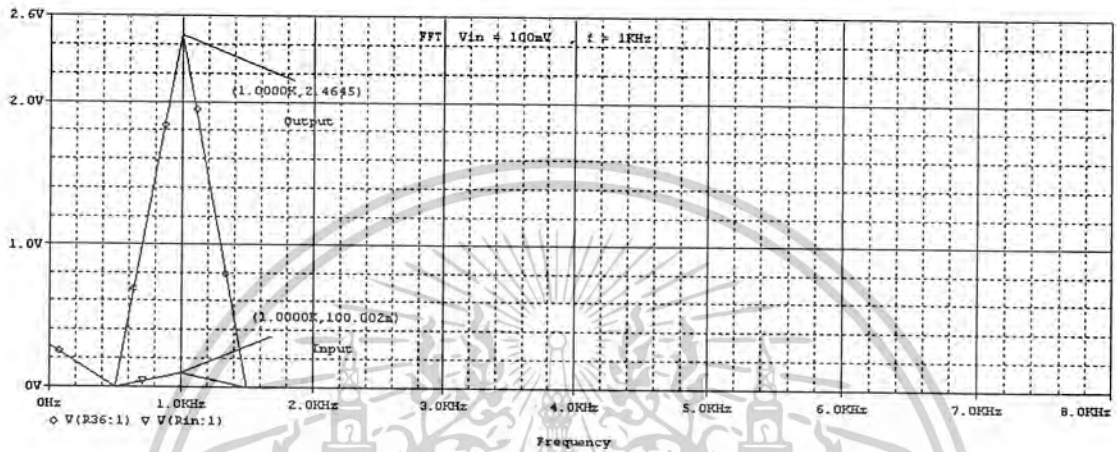


รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบกราฟผลตอบสนองทางเฟส กับ กราฟแสดง Bandwidth

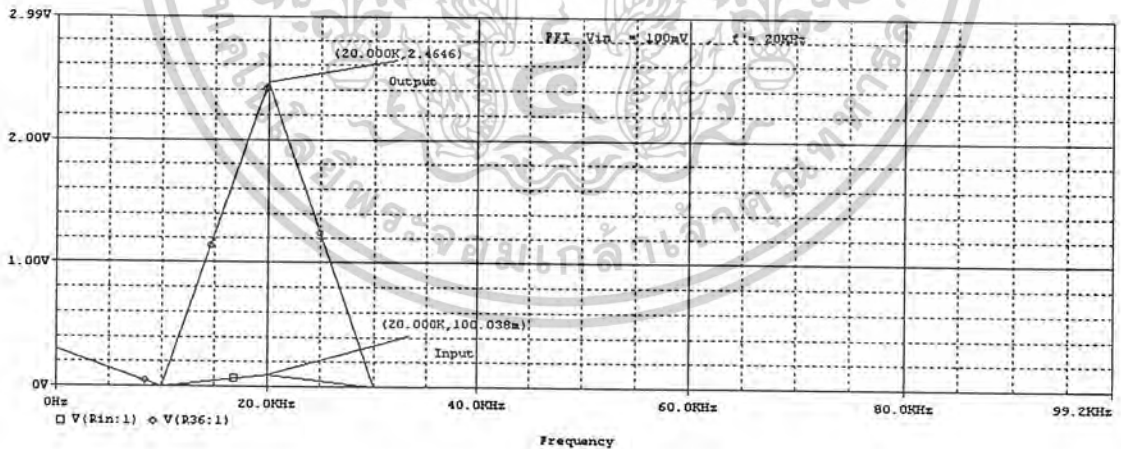
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 FAST FOURIER TRANSFORM (FFT)

การวัดผลของ Harmonics ของวงจรที่แสดงถึงสัญญาณแปลกปลอมที่วงจรขยายสร้างขึ้นทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ผิดเพี้ยนจากอินพุต โดยจากการทดสอบมีสัญญาณแปลกปลอมน้อยมากดังรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.8 ลักษณะของ FAST FOURIER TRANSFORM (FFT) เมื่อป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 1\text{KHz}$ (simulation)

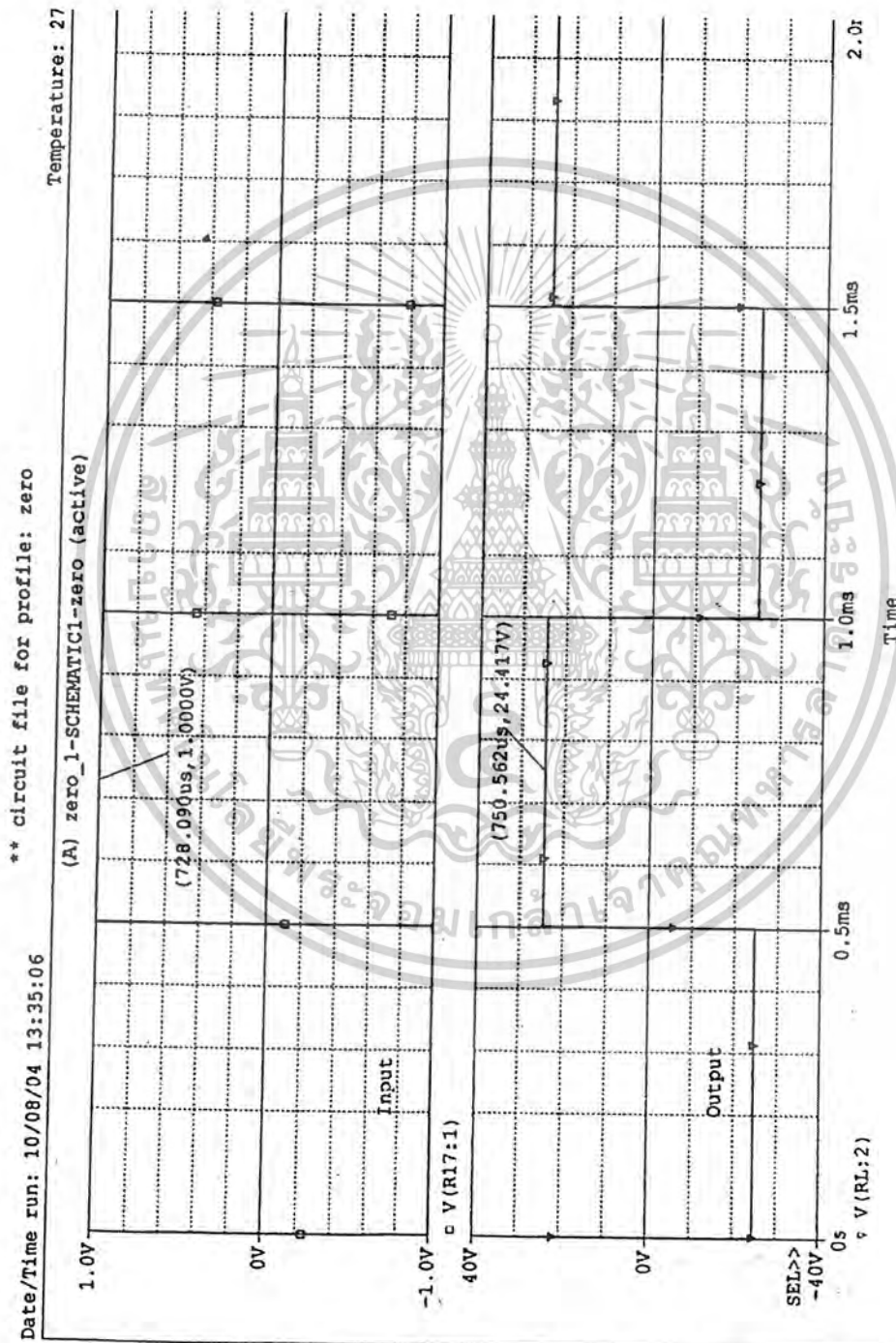


รูปที่ 4.9 ลักษณะของ FAST FOURIER TRANSFORM (FFT) เมื่อป้อน $V_{in} = 100\text{mV}$, $f = 20\text{KHz}$ (simulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

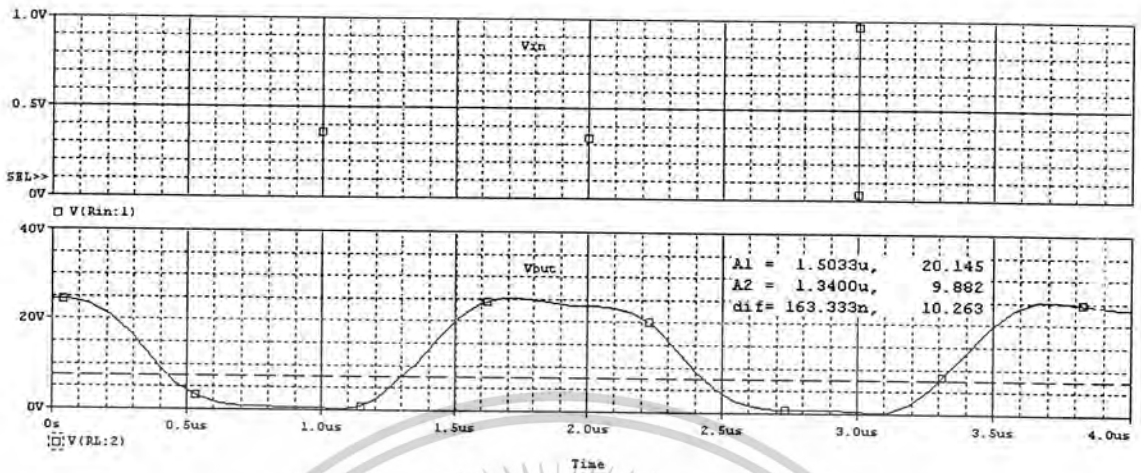
4.1.4 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

การวัดผลการตอบสนองต่อสัญญาณระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งแสดงถึง slewrate ของวงจร ซึ่งอยู่ที่ประมาณ 60 V/usec จากการ simulation และเมื่อวัดจากวงจรจริง จะได้ค่าประมาณ 35 V/usec ดังรูปที่ 4.10 และ 4.11



รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ที่ $f = 1$ KHz (simulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ที่ $f = 500 \text{ KHz}$
(simulation)

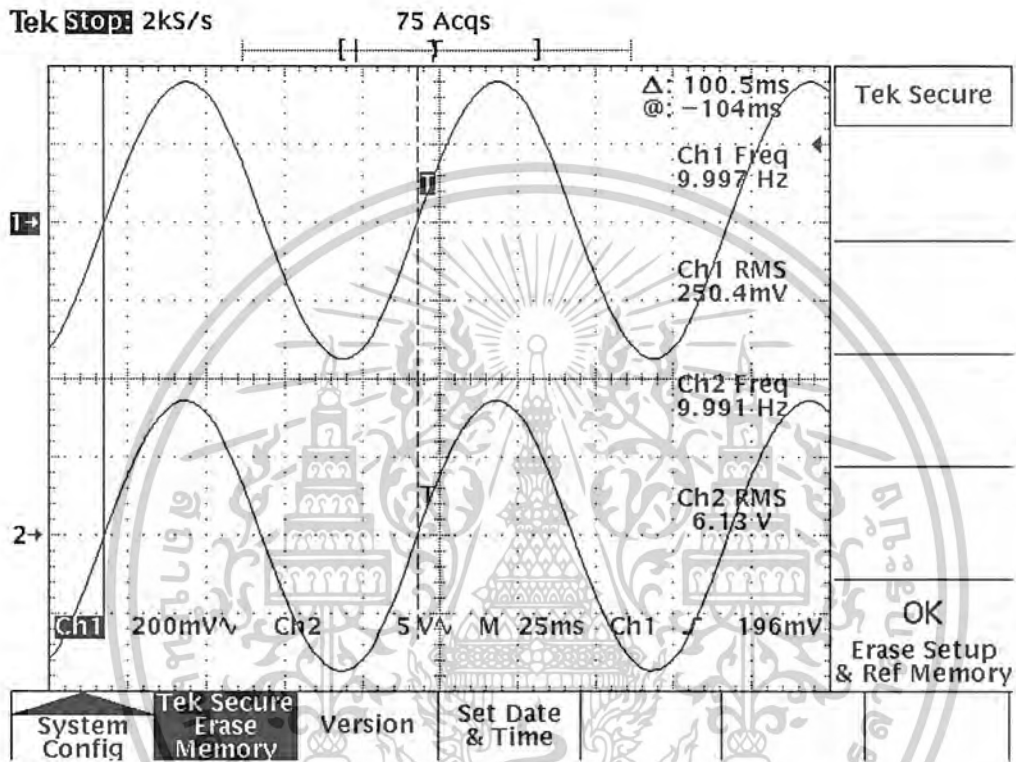


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองที่ได้จากการวัดจากวงจรจริง

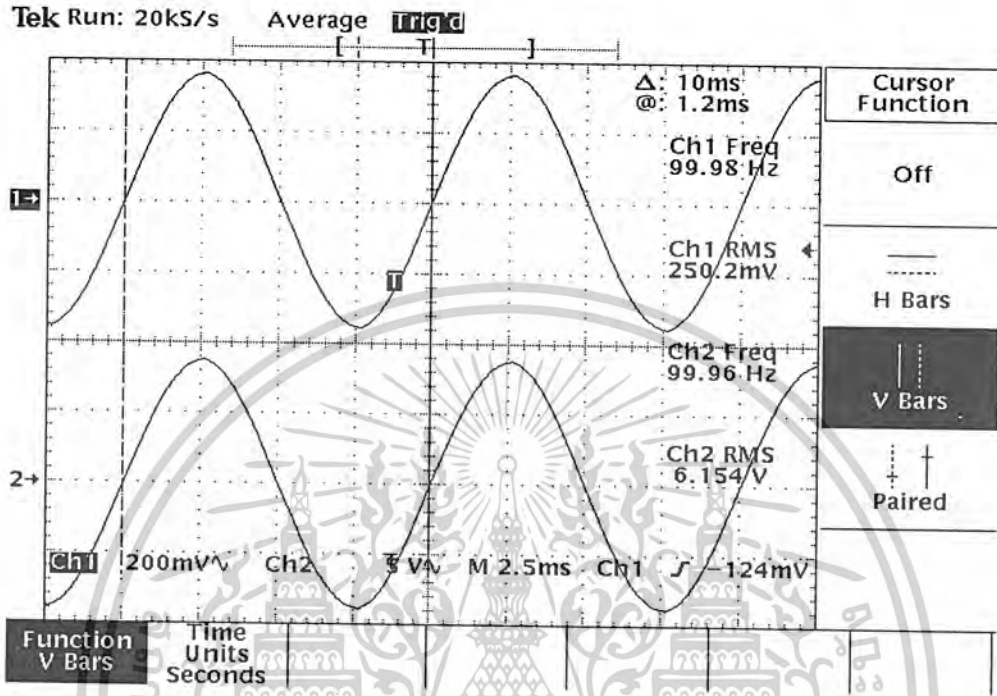
4.2.1 สัญญาณเอาต์พุต

สัญญาณเอาต์พุตที่วัดจากวงจรจริง เมื่อทำการป้อน อินพุตที่ แรงดัน และความถี่ต่างๆ



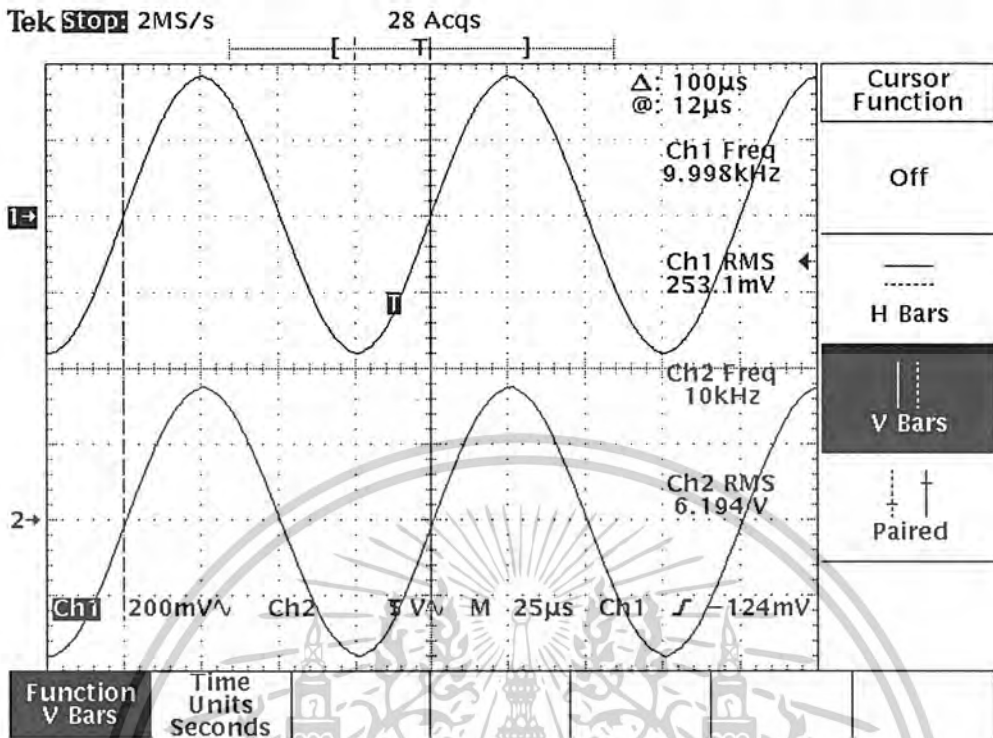
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 250\text{mV}$, $f = 10\text{Hz}$
(วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



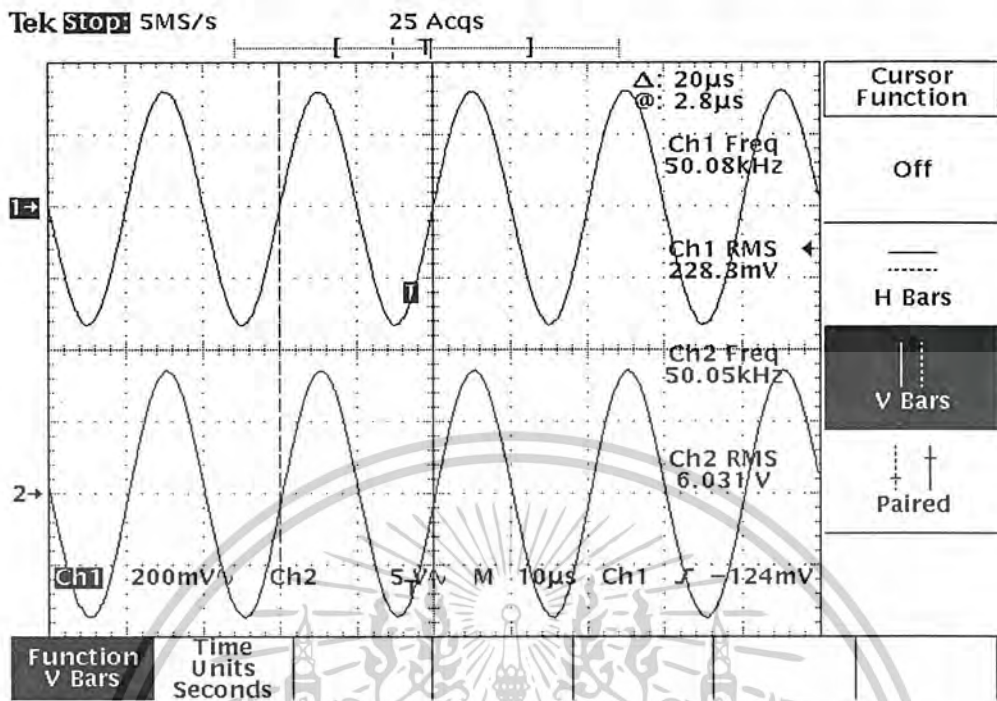
รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 250\text{mV}$, $f = 100\text{Hz}$ (วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



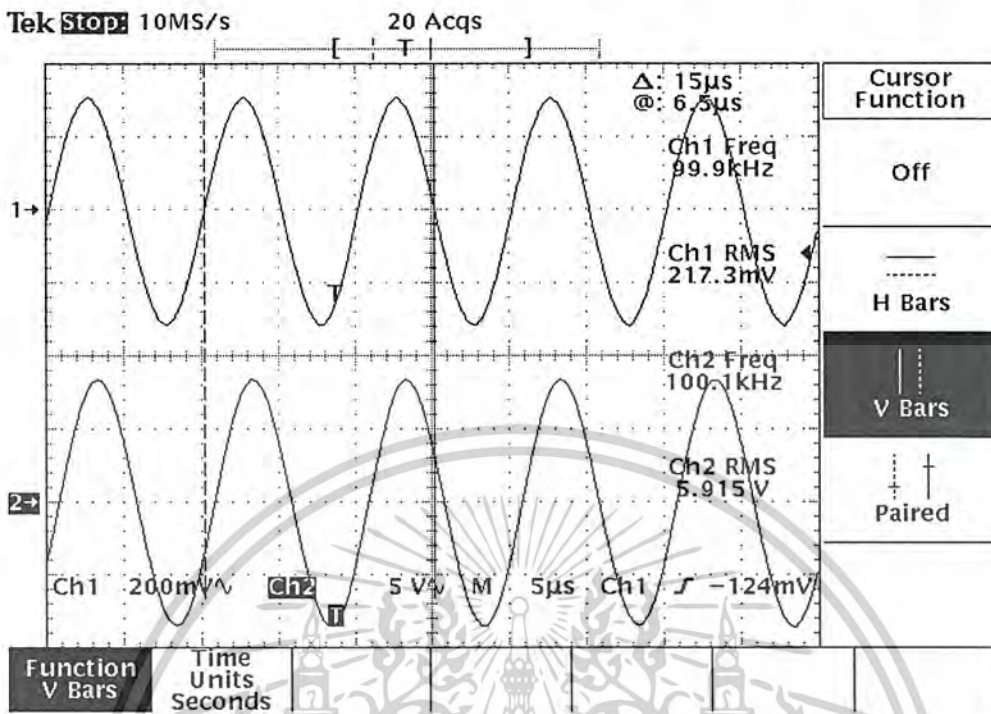
รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 250\text{mV}$, $f = 10\text{ kHz}$ (วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุต และ อินพุต ที่ป้อน $V_{in} = 228.3 \text{ mV}$, $f = 50 \text{ KHz}$ (วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

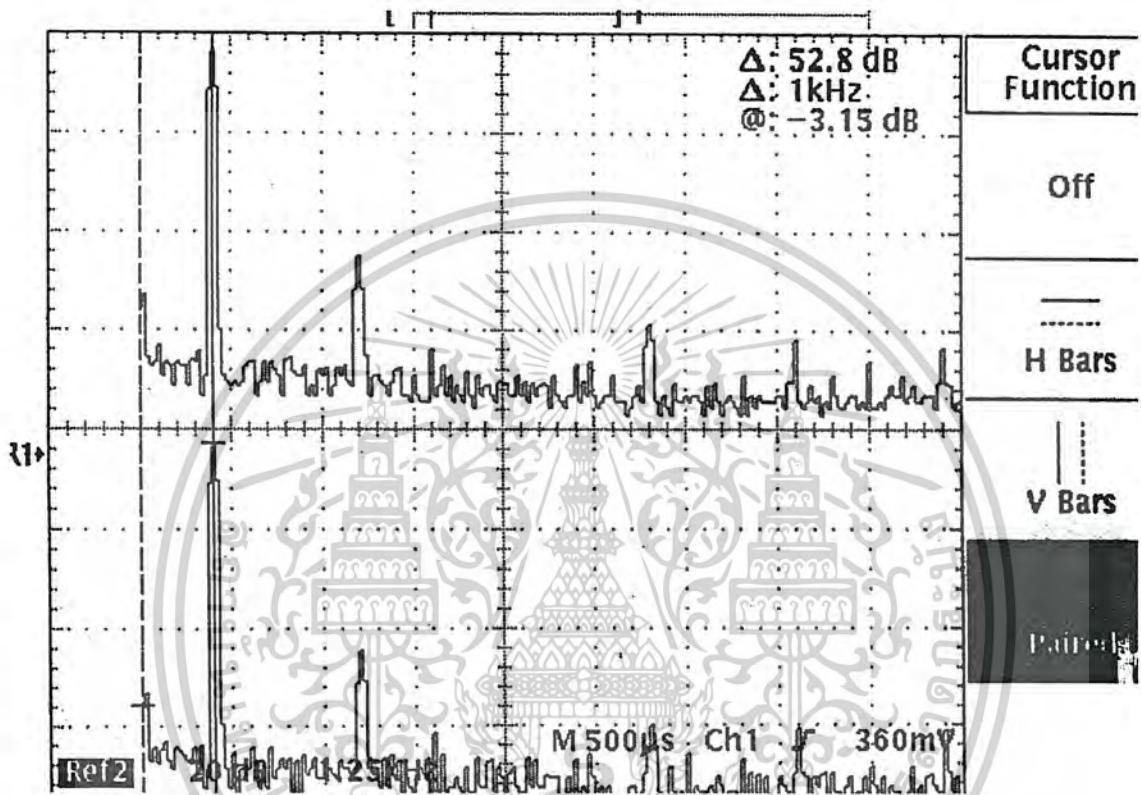


รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อน $V_{in} = 217\text{mV}$, $f = 100\text{ kHz}$ (วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

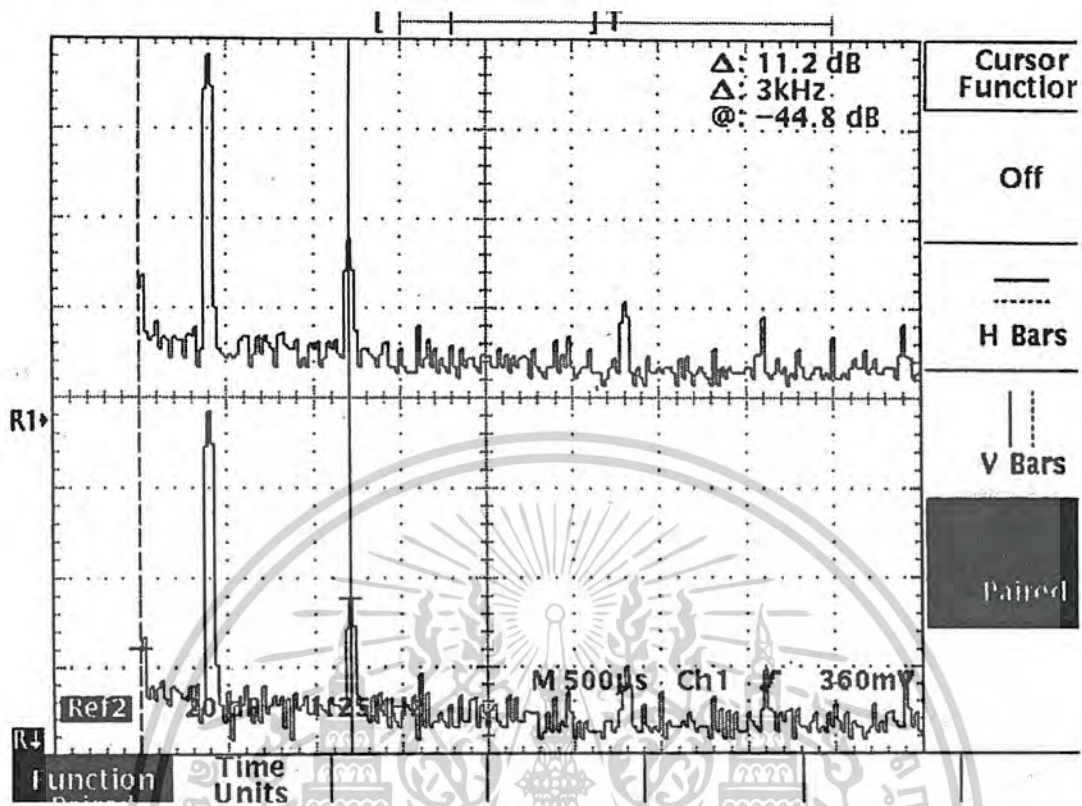
4.2.2 FAST FOURIER TRANSFORM (FFT)

FFT ที่วัดได้จากวงจรจริง เมื่อทำการป้อน อินพุตที่มีความถี่ ต่างๆ



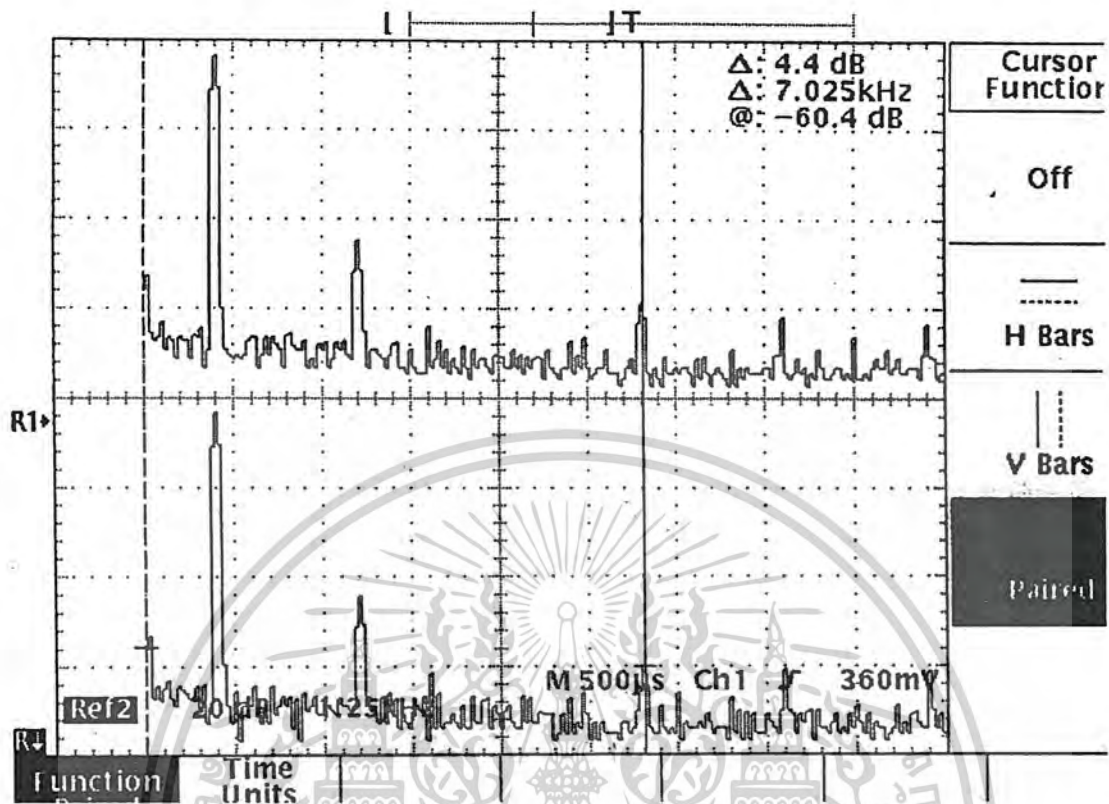
รูปที่ 4.17 (a) แสดงการวัด FFT ที่ peak ที่ 1 (จะได้ $f = 1\text{kHz}$)
(วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 (b) แสดงการวัด FFT ที่ peak ที่ 2 (จะได้ $f = 3\text{KHz}$)
(วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



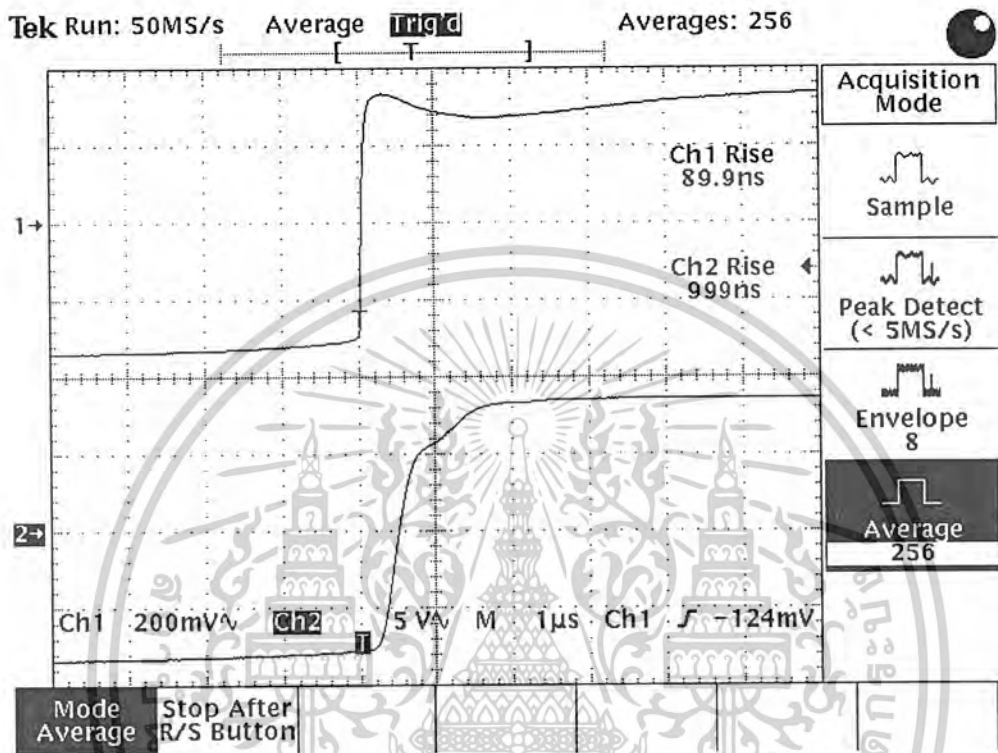
รูปที่ 4.17 (c) แสดงการวัด FFT ที่ peak ที่ 3 (จะได้ $f = 7.025$ KHz)

รูปที่ 4.17 ลักษณะของ FAST FOURIER TRANSFORM (FFT)

เมื่อป้อน $V_{in} = 500$ mV, $f = 1$ KHz (วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม



รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม
(วัดจากวงจรจริง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 ผลการตอบสนองทางความถี่

เมื่อ $V_{in} = 100 \text{ mV}_{rms}$, จะได้ $A_v = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$

การวัดผลการตอบสนองความถี่ของวงจรจริง ซึ่งจากการป้อนความถี่ตั้งแต่ 10 Hz – 140 kHz จะสังเกตได้ว่าอัตราขยายของวงจรในช่วงความถี่ดังกล่าวมีค่าประมาณ 29.51 dB และจะได้ Band width ประมาณ > 140 kHz

f(Hz)	Vout(rms)	Av(dB)
10	2.51	27.993
20	2.91	29.278
30	2.98	29.484
40	3.02	29.600
50	3.03	29.629
60	3.07	29.743
70	3.07	29.743
80	3.09	29.799
90	3.07	29.743
100	3.10	29.827
200	3.09	29.799
300	3.08	29.771
400	3.08	29.771
500	3.08	29.771
600	3.09	29.799
700	3.08	29.771
800	3.08	29.771
900	3.09	29.799
1000	3.09	29.799
2000	3.10	29.827
3000	3.10	29.827
4000	3.10	29.827
5000	3.10	29.827
6000	3.10	29.827
7000	3.09	29.799
8000	3.09	29.799
9000	3.09	29.799
10000	3.08	29.771
15000	3.09	29.799
20000	3.04	29.657
25000	3.01	29.571
30000	3.01	29.571
35000	3.01	29.571
40000	2.99	29.513
45000	3.00	29.542
50000	3.01	29.571
55000	2.99	29.513
60000	2.98	29.484
65000	2.97	29.455
70000	2.95	29.396

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในงานเพื่อการศึกษานี้ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f(Hz)	Vout(rms)	Av(dB)
75000	2.95	29.396
80000	2.94	29.367
85000	2.93	29.337
90000	2.92	29.308
95000	2.91	29.278
100000	2.90	29.248
105000	2.90	29.248
110000	2.87	29.158
115000	2.84	29.066
120000	2.85	29.097
125000	2.83	29.036
130000	2.81	28.974
135000	2.80	28.943
140000	2.79	28.912

ตารางที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ (วัดจากวงจรจริง)

4.3 กำลังการสูญเสีย (POWER DISSIPATION)

Power Dissipation ของวงจรที่ได้จากการ Simulation มีค่า = 2.51 วัตต์

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
------	---------

V_V1	1.501E-07
V_V3	0.000E+00
V_-VCC	-2.015E-02
V_Vcc1	-2.578E-08
V_-VCC1	-2.915E-02
V_Vcc	-1.989E-02
V_V2	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 2.51E+00 WATTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 TOTAL HARMONIC DISTORTION (THD)

THD ที่ได้จากการ simulation โดยการเพิ่ม ความถี่ทางเข้า ตั้งแต่ 20 Hz จนถึง 150 kHz ค่า THD จะเพิ่มขึ้น แต่ในช่วง 20 Hz – 20 kHz ค่า THD มีค่าน้อย ส่วนค่า THD ที่ความถี่สูงกว่า 20 kHz เป็นช่วงที่ไม่สามารถได้ยินได้ ค่าความผิดเพี้ยน หรือ ค่า THD ที่เพิ่มขึ้นจึงไม่มีผลต่อการตอบสนองของการได้ยินของคนเรา

4.4.1 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 20 Hz ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = -2.632822E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	2.000E+01	2.431E+01	1.000E+00	-7.935E-03	0.000E+00
2	4.000E+01	3.620E-03	1.489E-04	8.958E+01	8.960E+01
3	6.000E+01	1.494E-03	6.144E-05	1.641E+02	1.641E+02
4	8.000E+01	2.355E-03	9.689E-05	8.797E+01	8.800E+01
5	1.000E+02	7.772E-03	3.197E-04	1.777E+02	1.777E+02
6	1.200E+02	1.742E-03	7.165E-05	8.694E+01	8.699E+01
7	1.400E+02	5.077E-03	2.088E-04	1.756E+02	1.756E+02
8	1.600E+02	1.180E-03	4.853E-05	9.885E+01	9.891E+01
9	1.800E+02	3.882E-03	1.597E-04	1.730E+02	1.731E+02
10	2.000E+02	8.378E-04	3.446E-05	9.069E+01	9.077E+01
11	2.200E+02	3.305E-03	1.359E-04	1.713E+02	1.714E+02
12	2.400E+02	7.632E-04	3.139E-05	7.406E+01	7.416E+01
13	2.600E+02	2.943E-03	1.211E-04	1.712E+02	1.713E+02
14	2.800E+02	8.425E-04	3.466E-05	7.287E+01	7.298E+01
15	3.000E+02	2.364E-03	9.723E-05	1.709E+02	1.710E+02
16	3.200E+02	8.009E-04	3.295E-05	7.816E+01	7.828E+01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

17	3.400E+02	1.866E-03	7.676E-05	1.682E+02	1.683E+02
18	3.600E+02	7.342E-04	3.020E-05	9.469E+01	9.483E+01
19	3.800E+02	1.707E-03	7.021E-05	1.657E+02	1.659E+02
20	4.000E+02	6.667E-04	2.742E-05	8.092E+01	8.107E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.231477E-02 PERCENT

4.4.2 Total Harmonic Distortion ที่ได้จาก การ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 20 Hz ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = -2.640992E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED (DEG)	PHASE (DEG)	NORMALIZED
1	1.000E+02	2.431E+01	1.000E+00	-3.339E-02	0.000E+00	
2	2.000E+02	4.035E-03	1.660E-04	8.930E+01	8.937E+01	
3	3.000E+02	1.623E-03	6.676E-05	1.489E+02	1.490E+02	
4	4.000E+02	2.407E-03	9.903E-05	9.125E+01	9.139E+01	
5	5.000E+02	7.775E-03	3.198E-04	1.743E+02	1.745E+02	
6	6.000E+02	1.871E-03	7.697E-05	8.787E+01	8.807E+01	
7	7.000E+02	5.133E-03	2.112E-04	1.727E+02	1.730E+02	
8	8.000E+02	1.309E-03	5.385E-05	9.158E+01	9.185E+01	
9	9.000E+02	4.132E-03	1.700E-04	1.700E+02	1.703E+02	
10	1.000E+03	1.230E-03	5.059E-05	8.910E+01	8.944E+01	
11	1.100E+03	3.325E-03	1.368E-04	1.674E+02	1.678E+02	
12	1.200E+03	1.079E-03	4.437E-05	8.536E+01	8.576E+01	
13	1.300E+03	2.784E-03	1.145E-04	1.648E+02	1.652E+02	
14	1.400E+03	9.680E-04	3.982E-05	8.559E+01	8.606E+01	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15	1.500E+03	2.377E-03	9.778E-05	1.629E+02	1.634E+02
16	1.600E+03	9.530E-04	3.920E-05	8.168E+01	8.221E+01
17	1.700E+03	2.096E-03	8.623E-05	1.619E+02	1.625E+02
18	1.800E+03	8.312E-04	3.419E-05	8.107E+01	8.168E+01
19	1.900E+03	1.949E-03	8.018E-05	1.577E+02	1.583E+02
20	2.000E+03	8.314E-04	3.420E-05	8.170E+01	8.237E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.400584E-02 PERCENT

**4.4.3 Total Harmonic Distortion ที่ได้จาก การ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 1kHz
ที่จำนวน 20 harmonics**

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = -2.631207E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	2.431E+01	1.000E+00	-3.386E-01	0.000E+00
2	2.000E+03	6.487E-03	2.668E-04	8.723E+01	8.791E+01
3	3.000E+03	4.146E-03	1.705E-04	1.005E+02	1.015E+02
4	4.000E+03	5.075E-03	2.088E-04	9.625E+01	9.760E+01
5	5.000E+03	8.221E-03	3.382E-04	1.561E+02	1.578E+02
6	6.000E+03	4.429E-03	1.822E-04	9.175E+01	9.379E+01
7	7.000E+03	5.989E-03	2.464E-04	1.466E+02	1.490E+02
8	8.000E+03	3.973E-03	1.634E-04	9.081E+01	9.352E+01
9	9.000E+03	5.161E-03	2.123E-04	1.399E+02	1.430E+02
10	1.000E+04	3.871E-03	1.592E-04	9.235E+01	9.574E+01
11	1.100E+04	4.681E-03	1.925E-04	1.331E+02	1.368E+02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12	1.200E+04	3.634E-03	1.495E-04	9.138E+01	9.545E+01
13	1.300E+04	4.259E-03	1.752E-04	1.290E+02	1.334E+02
14	1.400E+04	3.611E-03	1.485E-04	9.034E+01	9.508E+01
15	1.500E+04	4.004E-03	1.647E-04	1.227E+02	1.278E+02
16	1.600E+04	3.544E-03	1.458E-04	8.715E+01	9.257E+01
17	1.700E+04	3.760E-03	1.547E-04	1.186E+02	1.244E+02
18	1.800E+04	3.408E-03	1.402E-04	8.913E+01	9.523E+01
19	1.900E+04	3.782E-03	1.556E-04	1.188E+02	1.252E+02
20	2.000E+04	3.472E-03	1.428E-04	8.928E+01	9.605E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.354749E-02 PERCENT

4.4.4 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากกร Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 10kHz ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = -2.457238E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
-------------	----------------	-------------------	----------------------	-------------	------------------------

1	1.000E+04	2.428E+01	1.000E+00	-3.356E+00	0.000E+00
2	2.000E+04	4.203E-02	1.731E-03	8.301E+01	8.972E+01
3	3.000E+04	4.529E-02	1.865E-03	8.597E+01	9.604E+01
4	4.000E+04	4.087E-02	1.683E-03	9.059E+01	1.040E+02
5	5.000E+04	3.902E-02	1.607E-03	9.527E+01	1.120E+02
6	6.000E+04	3.914E-02	1.612E-03	8.488E+01	1.050E+02
7	7.000E+04	3.906E-02	1.609E-03	8.864E+01	1.121E+02
8	8.000E+04	3.790E-02	1.561E-03	8.253E+01	1.094E+02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9	9.000E+04	3.793E-02	1.562E-03	8.552E+01	1.157E+02
10	1.000E+05	3.669E-02	1.511E-03	8.028E+01	1.138E+02
11	1.100E+05	3.686E-02	1.518E-03	8.264E+01	1.196E+02
12	1.200E+05	3.546E-02	1.460E-03	7.864E+01	1.189E+02
13	1.300E+05	3.573E-02	1.472E-03	8.043E+01	1.241E+02
14	1.400E+05	3.426E-02	1.411E-03	7.728E+01	1.243E+02
15	1.500E+05	3.457E-02	1.424E-03	7.875E+01	1.291E+02
16	1.600E+05	3.308E-02	1.362E-03	7.624E+01	1.299E+02
17	1.700E+05	3.337E-02	1.374E-03	7.739E+01	1.344E+02
18	1.800E+05	3.189E-02	1.313E-03	7.559E+01	1.360E+02
19	1.900E+05	3.224E-02	1.328E-03	7.643E+01	1.402E+02
20	2.000E+05	3.081E-02	1.269E-03	7.514E+01	1.423E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 6.610816E-01 PERCENT

4.4.5 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 20kHz

ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = -2.041457E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
-------------	----------------	-------------------	-------------------------	------------------------	------------------------

1	2.000E+04	2.419E+01	1.000E+00	-6.610E+00	0.000E+00
2	4.000E+04	1.226E-01	5.069E-03	7.955E+01	9.277E+01
3	6.000E+04	1.240E-01	5.127E-03	7.841E+01	9.824E+01
4	8.000E+04	1.176E-01	4.859E-03	7.918E+01	1.056E+02
5	1.000E+05	1.062E-01	4.390E-03	7.777E+01	1.108E+02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6	1.200E+05	1.085E-01	4.484E-03	7.080E+01	1.105E+02
7	1.400E+05	1.007E-01	4.163E-03	7.092E+01	1.172E+02
8	1.600E+05	9.987E-02	4.128E-03	6.576E+01	1.186E+02
9	1.800E+05	9.279E-02	3.836E-03	6.693E+01	1.264E+02
10	2.000E+05	9.111E-02	3.766E-03	6.186E+01	1.280E+02
11	2.200E+05	8.553E-02	3.535E-03	6.395E+01	1.367E+02
12	2.400E+05	8.298E-02	3.430E-03	5.919E+01	1.385E+02
13	2.600E+05	7.900E-02	3.266E-03	6.205E+01	1.480E+02
14	2.800E+05	7.560E-02	3.125E-03	5.755E+01	1.501E+02
15	3.000E+05	7.334E-02	3.032E-03	6.091E+01	1.601E+02
16	3.200E+05	6.905E-02	2.854E-03	5.683E+01	1.626E+02
17	3.400E+05	6.841E-02	2.828E-03	6.027E+01	1.726E+02
18	3.600E+05	6.343E-02	2.622E-03	5.693E+01	1.759E+02
19	3.800E+05	6.405E-02	2.648E-03	6.001E+01	1.856E+02
20	4.000E+05	5.869E-02	2.426E-03	5.766E+01	1.899E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.637171E+00 PERCENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.6 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 40kHz ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = -6.117986E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT (DEG)	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
-------------	----------------	-------------------	-------------------------	-------------	------------------------

1	4.000E+04	2.384E+01	1.000E+00	-1.274E+01	0.000E+00
2	8.000E+04	3.773E-01	1.582E-02	7.154E+01	9.701E+01
3	1.200E+05	3.749E-01	1.572E-02	6.412E+01	1.023E+02
4	1.600E+05	3.321E-01	1.393E-02	6.266E+01	1.136E+02
5	2.000E+05	2.970E-01	1.246E-02	5.624E+01	1.199E+02
6	2.400E+05	2.752E-01	1.154E-02	5.254E+01	1.289E+02
7	2.800E+05	2.487E-01	1.043E-02	4.876E+01	1.379E+02
8	3.200E+05	2.313E-01	9.702E-03	4.735E+01	1.492E+02
9	3.600E+05	2.092E-01	8.773E-03	4.526E+01	1.599E+02
10	4.000E+05	1.973E-01	8.276E-03	4.453E+01	1.719E+02
11	4.400E+05	1.790E-01	7.509E-03	4.368E+01	1.838E+02
12	4.800E+05	1.714E-01	7.188E-03	4.319E+01	1.960E+02
13	5.200E+05	1.562E-01	6.550E-03	4.359E+01	2.092E+02
14	5.600E+05	1.510E-01	6.332E-03	4.274E+01	2.210E+02
15	6.000E+05	1.389E-01	5.824E-03	4.455E+01	2.356E+02
16	6.400E+05	1.342E-01	5.628E-03	4.298E+01	2.468E+02
17	6.800E+05	1.262E-01	5.291E-03	4.612E+01	2.626E+02
18	7.200E+05	1.200E-01	5.031E-03	4.401E+01	2.732E+02
19	7.600E+05	1.167E-01	4.896E-03	4.771E+01	2.897E+02
20	8.000E+05	1.081E-01	4.534E-03	4.593E+01	3.006E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.102071E+00 PERCENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.7 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 100kHz

ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = 7.311919E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
-------------	----------------	-------------------	----------------------	-------------	------------------------

1	1.000E+05	2.170E+01	1.000E+00	-2.818E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	1.454E+00	6.702E-02	5.013E+01	1.065E+02
3	3.000E+05	1.155E+00	5.325E-02	3.782E+01	1.223E+02
4	4.000E+05	9.715E-01	4.478E-02	3.462E+01	1.473E+02
5	5.000E+05	7.633E-01	3.518E-02	3.133E+01	1.722E+02
6	6.000E+05	6.711E-01	3.093E-02	2.782E+01	1.969E+02
7	7.000E+05	5.704E-01	2.629E-02	2.870E+01	2.259E+02
8	8.000E+05	5.061E-01	2.333E-02	2.633E+01	2.517E+02
9	9.000E+05	4.518E-01	2.082E-02	2.833E+01	2.819E+02
10	1.000E+06	4.067E-01	1.875E-02	2.750E+01	3.093E+02
11	1.100E+06	3.757E-01	1.731E-02	2.784E+01	3.378E+02
12	1.200E+06	3.430E-01	1.581E-02	2.951E+01	3.676E+02
13	1.300E+06	3.221E-01	1.485E-02	3.095E+01	3.972E+02
14	1.400E+06	2.961E-01	1.365E-02	3.125E+01	4.257E+02
15	1.500E+06	2.830E-01	1.305E-02	3.331E+01	4.560E+02
16	1.600E+06	2.600E-01	1.198E-02	3.423E+01	4.850E+02
17	1.700E+06	2.562E-01	1.181E-02	3.527E+01	5.143E+02
18	1.800E+06	2.366E-01	1.090E-02	3.732E+01	5.445E+02
19	1.900E+06	2.301E-01	1.061E-02	3.720E+01	5.725E+02
20	2.000E+06	2.176E-01	1.003E-02	3.954E+01	6.031E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.236485E+01 PERCENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.8 Total Harmonic Distortion ที่ได้จากการ Simulation ที่ความถี่ทางเข้า 150kHz

ที่จำนวน 20 harmonics

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N539991)

DC COMPONENT = 1.675903E+00

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO (HZ) COMPONENT COMPONENT (DEG) PHASE (DEG)

1	1.500E+05	1.904E+01	1.000E+00	-3.755E+01	0.000E+00
2	3.000E+05	2.255E+00	1.184E-01	4.491E+01	1.200E+02
3	4.500E+05	1.610E+00	8.457E-02	3.791E+01	1.506E+02
4	6.000E+05	1.304E+00	6.847E-02	3.707E+01	1.873E+02
5	7.500E+05	1.030E+00	5.409E-02	4.025E+01	2.280E+02
6	9.000E+05	8.599E-01	4.516E-02	4.190E+01	2.672E+02
7	1.050E+06	7.377E-01	3.875E-02	4.622E+01	3.091E+02
8	1.200E+06	6.410E-01	3.367E-02	4.900E+01	3.494E+02
9	1.350E+06	5.799E-01	3.046E-02	5.507E+01	3.930E+02
10	1.500E+06	5.097E-01	2.677E-02	5.819E+01	4.337E+02
11	1.650E+06	4.856E-01	2.550E-02	6.299E+01	4.760E+02
12	1.800E+06	4.316E-01	2.267E-02	6.838E+01	5.190E+02
13	1.950E+06	4.075E-01	2.140E-02	7.092E+01	5.591E+02
14	2.100E+06	3.726E-01	1.957E-02	7.599E+01	6.017E+02
15	2.250E+06	3.518E-01	1.848E-02	8.089E+01	6.441E+02
16	2.400E+06	3.228E-01	1.695E-02	8.936E+01	6.902E+02
17	2.550E+06	2.907E-01	1.526E-02	9.138E+01	7.297E+02
18	2.700E+06	2.999E-01	1.575E-02	9.758E+01	7.735E+02
19	2.850E+06	2.763E-01	1.451E-02	1.061E+02	8.195E+02
20	3.000E+06	2.655E-01	1.395E-02	1.094E+02	8.604E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.965437E+01 PERCENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรจากวงจรจริง

เมื่อให้ v_{in} มีค่าตั้งแต่ 400 mVp-p จนถึง 1 vp-p และให้ความถี่ที่ความถี่ต่างๆ สามารถคำนวณประสิทธิภาพได้จาก

$$P_{in} = V_{cc}I_{cc} + V_{ee}I_{ee}$$

$$P_{out} = (V_{rms})^2/RL$$

$$\text{Efficiency} = (P_{out}/P_{in}) \times 100$$

ซึ่งจากตารางจะได้ ประสิทธิภาพสูงสุด = 43.16 %

ตารางที่ 4.2 ผลการวัดประสิทธิภาพ ของวงจร ที่ $f = 20 \text{ Hz}$

$V_{CC} = 37.2 \text{ V}$, $V_{EE} = -37.2 \text{ V}$, $R_{load} = 8.2 \text{ Ohm}$

Vin(Vp-p)	Icc (A)	Iee (A)	Pin (W)	Vout (V)	Pout (W)	ประสิทธิภาพ (%)
400m	0.41	0.48	33.108	5.81	4.116598	12.43385
600m	0.53	0.62	42.78	8.69	9.20928	21.52707
800m	0.67	0.78	53.94	11.6	16.40976	30.42224
1	0.83	0.95	66.216	14.56	25.85288	39.04325

ตารางที่ 4.3 ผลการวัดประสิทธิภาพ ของวงจร ที่ $f = 1\text{kHz}$

$V_{CC} = 37.2 \text{ V}$, $V_{EE} = -37.2 \text{ V}$, $R_{load} = 8.2 \text{ Ohm}$

Vin(Vp-p)	Icc (A)	Iee (A)	Pin (W)	Vout (V)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ(%)
400m	0.41	0.5	33.852	6.15	4.6125	13.62549
600m	0.54	0.63	43.524	9.26	10.45702	24.02588
800m	0.69	0.8	55.428	12.34	18.5702	33.50327
1	0.85	0.97	67.704	15.48	29.22322	43.16321

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดประสิทธิภาพ ของวงจร ที่ $f = 20\text{kHz}$

$V_{CC} = 37.2\text{ V}$, $V_{EE} = -37.2\text{ V}$, $R_{load} = 8.2\text{ Ohm}$

$V_{in}(V_{p-p})$	$I_{cc} (A)$	$I_{ee} (A)$	$P_{in} (W)$	$V_{out} (V)$	$P_{out}(W)$	ประสิทธิภาพ(%)
400m	0.42	0.49	33.852	6.11	4.552695	13.44882
600m	0.54	0.64	43.896	9.15	10.21006	23.25966
800m	0.69	0.8	55.428	12.21	18.18099	32.80109
1	0.85	0.97	67.704	15.24	28.3241	41.83519



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลองที่ได้จากการวัดวงจรจริง

Band widthกราฟแบนด์วิธที่ได้จากการทดลองจริงซึ่งจะมีช่วงในการตอบสนองที่กว้างใกล้เคียงกันกับทฤษฎี

Slew late ที่ ได้จากการทดลองจริง ยังมีค่าไม่สูงเท่ากับ slew late จากทฤษฎี CFA

Frequency Response การตอบสนองความถี่ที่วัดได้จากวงจรจะมีการตอบสนองที่คงที่อยู่ในช่วงตั้งแต่ความถี่ต่ำไปจนถึงความถี่ประมาณ 200 KHz ซึ่งเป็นการตอบสนองได้ที่ความถี่สูง

Fast Fourier Transform (FFT) ลักษณะสัญญาณที่ได้จะมีการบิดเบี้ยวของสัญญาณเอาต์พุตไม่มาก ซึ่งจากกราฟจะแสดงให้เห็นถึงการตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตจะตอบสนองที่ความถี่ที่ได้รับจากอินพุตเท่านั้นส่วนความถี่ที่แปลกปลอมเข้ามาจะตอบสนองได้น้อยมาก ซึ่งจะทำให้วงจรมีความผิดเพี้ยนน้อย

Phase shift จากการทดลอง จะเกิดการเลื่อนเฟสที่ความถี่สูง แต่ที่ความถี่ต่ำช่วง 20Hz-20KHz นั้นจะไม่เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณ output

5.2 แนวทางการพัฒนาต่อ

จากผลของการทดลอง เมื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎีนั้นจะเห็นว่า Bandwidth มีช่วงความถี่ครอบคลุมผ่านความถี่เสียงแต่เมื่อความถี่มากกว่า 100kHz แนวทางการพัฒนาโดยจะทำการปรับปรุงข้อเสียต่าง ๆ ซึ่งในภาคการศึกษาที่ผ่านมาได้ทำการศึกษาและจะนำทฤษฎีต่างๆ แก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นเพื่อให้วงจรมีเสถียรภาพในการทำงานที่ดีขึ้น โดยการคำนวณและเพิ่มส่วนของวงจรในการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นและจะเป็นเหตุผลสำคัญที่จะนำไปสู่คุณภาพเสียงที่ดี

ภาคผนวก ก

ทฤษฎีของวงจรถยาย

ก. การทำงานของวงจรถยาย

ก.1 หลักการขยาย

การขยายเกิดขึ้นโดยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และส่วนประกอบต่างๆ ที่มีอยู่ในวงจรรวมทั้งแหล่งจ่ายแรงดันกระแสไฟตรง ซึ่งอาจได้มาจากแบตเตอรี่หรือวงจรเรียงกระแส จากนั้นวงจรถยายจะรับสัญญาณอินพุตขนาดเล็กๆ เข้ามา แล้วนำมาขยายหรือเพิ่มกำลังให้มีขนาดใหญ่ขึ้น สัญญาณที่นำเข้าไปขยายครั้งแรกจะผ่านเข้าไปยังวงจรทางอินพุต เมื่อถูกขยายเรียบร้อยแล้วก็จะปรากฏสัญญาณออกมาทางเอาต์พุต ซึ่งอาจจะมีลักษณะที่เหมือนกันหรือต่างกับทางอินพุตก็ได้

ก.2 อัตราการขยายแรงดัน

จากลักษณะการออกแบบวงจรถยายให้แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุต เรียกว่า การขยายแรงดัน ซึ่งการขยายแรงดันจะมีอัตราการขยายทางแรงดันเป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณแรงดันทางเอาต์พุตกับสัญญาณแรงดันทางอินพุต โดยเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

อัตราการขยายทางแรงดัน = แรงดันทางเอาต์พุต/แรงดันทางอินพุต หรือ

$$A_v = V_{out}/V_{in}$$

เมื่อ V_{out} = ค่าแรงดันกระแสไฟตรงทางเอาต์พุต

V_{in} = ค่าแรงดันกระแสไฟตรงทางอินพุต

ก.3 อัตราขยายทางกระแส

จากลักษณะของการออกแบบวงจรถยายที่ให้กระแสเอาต์พุตมีค่ามากกว่ากระแสอินพุต เรียกว่า การขยายทางกระแส ซึ่งการขยายทางกระแสจะมีอัตราขยายทางกระแสเป็นอัตราส่วน ระหว่างกระแสทางเอาต์พุตกับกระแสทางอินพุต โดยเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

อัตราการขยายทางกระแส = กระแสทางเอาต์พุต / กระแสทางอินพุต หรือ

$$A_i = I_{out}/I_{in}$$

ดังนั้น ค่าอัตราขยายทางกระแสจะเป็นเรื่องของค่า เบต้า ของทรานซิสเตอร์ที่นิยมใช้กันมากในวงจรถยายโดยทั่วไป

ก.4 อัตราขยายทางกำลังงาน

อัตราขยายทางกำลังงานเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณทางเอาต์พุตกับกำลังสัญญาณทางอินพุต ซึ่งเกี่ยวข้องโดยตรงกับอัตราขยายกำลังงานของสัญญาณที่ส่งไปเสียไปในการทำงาน สามารถเขียนแทนด้วยสมการ ได้ดังนี้

อัตราขยายทางกำลังงาน = กำลังสัญญาณทางเอาต์พุต / กำลังสัญญาณทางอินพุต หรือ
 $A_p = P_{out}/P_{in}$

อัตราขยายกำลังของสัญญาณแทนค่าได้ด้วยอัตราขยายทางแรงดัน และอัตราขยายทางกระแสเขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้

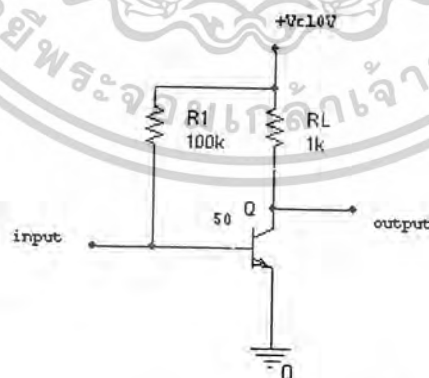
อัตราขยายทางกำลังงาน = อัตราขยายทางแรงดัน x อัตราขยายทางกระแส หรือ

$$A_p = A_v \times A_i$$

ทั้งนี้กำลังงานคือผลของกระแสที่เคลื่อนที่ผ่านวงจร จะมีความต่างศักย์ที่แตกต่างกัน จึงทำให้เกิดกำลังงานดังสมการ หรืออาจจะกล่าวในความหมายอื่น

ก.5 การขยายของทรานซิสเตอร์

จากที่ทราบมาแล้วว่าการขยายในเบื้องต้นประกอบไปด้วยอัตราขยายทางแรงดัน อัตราขยายทางกระแส และอัตราขยายทางกำลังงาน ผลการขยายจะเป็นอย่างไรขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ และส่วนประกอบของวงจรมันๆ ปกติจะมีแรงดันกระแสไฟตรงจ่ายให้วงจร โดยมีสัญญาณ กระแสไหลสลับจ่ายเข้าทางอินพุตของวงจรขยาย เมื่อผ่านวงจรขยายของทรานซิสเตอร์สัญญาณที่ขยายแล้วจะปรากฏอยู่ที่เอาต์พุต



รูปที่ ก.1 วงจรขยายทรานซิสเตอร์เบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับทรานซิสเตอร์ที่มีผลต่อการขยายได้นั้น รอยต่ออิมิตเตอร์เบสต้องจ่ายฟอร์เวิร์คไบแอส ค่าของแรงดันที่ใช้งานต้องเลือกจากคู่มือเพื่อให้เกิดการขยาย คือบริเวณที่ทำงาน ได้ดีจะเป็น บริเวณกึ่งกลางของย่านแอกทีฟที่อยู่ระหว่าง บริเวณตัด และบริเวณอิ่มตัวของกราฟ แสดงเส้นโค้ง ลักษณะสมบัติของคอลเล็กเตอร์ดังที่เรียนแล้ว ในเรื่องทรานซิสเตอร์ดังภาพที่ ก.1 แสดงวงจรขยาย เบื้องต้นโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN แบบตอร์รี่ VCC ถูกจ่ายให้กับวงจร โดยให้ขั้วลบของแบตเตอรี่ต่อลงกราวนด์ ลักษณะของวงจรเช่นนี้ เรียกว่ากราวนด์อิมิตเตอร์ หรือวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมด้านเข้าเป็นอินพุตและด้านออกเป็น เอาท์พุทโดยใช้กราวนด์ร่วมกัน ค่าความต้านทาน RB ของวงจรขยายต่อทางด้านบวกของ VCC เป็นผลทำให้เบสมีศักย์เป็นบวกเมื่อเทียบกับที่อิมิตเตอร์ หรือเป็นแบบฟอร์เวิร์คไบแอส โดย RB และที่คอลเล็กเตอร์ก็เช่นกัน จะเป็นบวกเมื่อเทียบกับอิมิตเตอร์หรือเป็นรีเวิร์คไบแอส โดยมีความต้านทานของ RL ต่ออยู่กับขั้วบวกของ VCC กับขาคอลเล็กเตอร์ ซึ่งการต่อแรงดันผ่าน RB และ RL เป็นการกำหนดไบแอสสำหรับให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน เรียกการต่อดังกล่าวว่าวงจรไบแอสคงที่ ค่าความต้านทาน RB จะเป็นตัวกำหนดค่ากระแสที่เบสให้มากหรือน้อยตามต้องการและต่ออนุกรมอยู่กับความต้านทานภายในของรอยต่อเบสอิมิตเตอร์ และต่อกับ VCC ของแบตเตอรี่ซึ่งเขียนสมการได้เป็น $V_{cc} = V_{BE} + I_{BR}R_B$ แต่ V_{BE} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ VCC ดังนั้นจึงหาค่ากระแสโดยประมาณได้ดังนี้ $I_B = V_{cc}/R_B$ แต่ V_{BE} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ VCC ดังนั้นจึงหาค่ากระแสโดยประมาณได้ดังนี้

$$I_B = \frac{V_{cc}}{R_B}$$

$$I_B = \frac{10 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega}$$

$$I_B = 100 \mu\text{A}$$

$$I_B = 100 \mu\text{A}$$

ค่าของกระแสในกรณีนี้เป็นค่าที่น้อยมาก แต่มีผลทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์เปลี่ยนแปลงมากมาย ส่วนค่าเบต้าของทรานซิสเตอร์จะใช้ดังภาพที่ ก.1 จากค่าที่กำหนดให้สามารถหาเบต้าซึ่งเป็นอัตราขยายทางกระแสของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมได้ดังนี้

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

จากวงจรกำหนดค่าเบต้าเท่ากับ 50 โดยการไขว้สูตรเบต้าก็สามารถหาค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ได้จากสมการ $I_C = \beta I_B = 5 \text{ mA}$

$$I_C = \beta I_B = 5 \text{ mA}$$

ผลที่ได้คือ กระแสคอลเล็กเตอร์ 5 mA จะไหลผ่าน RL เมื่อมีกระแสเบสไหลเพียง 100 μA ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรไฟฟ้าโดยทั่วไปนั้น เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวต้านทานจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขึ้นใน วงจรขยายทรานซิสเตอร์เบื้องต้นค่ากระแสคอลเล็กเตอร์จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม R_L ได้ จาก สมการ $V_{RL} = I_C \times R_L = 5 \text{ mA} \times 1\text{k} = 5 \text{ V}$

จะได้ค่าแรงดันตกคร่อม R_L เป็นครึ่งหนึ่งของ V_{CC} ดังนั้นค่าแรงดันที่เหลือ 5 V จะปรากฏ คร่อมขาคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์จะทำงานตรงบริเวณกึ่งกลาง ของบริเวณแอกทีฟ ความจริงแล้วทรานซิสเตอร์จะมีผลการขยายตรงบริเวณเส้นตรงกราฟเส้นโค้ง ค่าของกระแสและแรงดันที่ทำให้วงจรขยายทำงาน ดังภาพที่ ก.2 ค่า I_B $100 \mu\text{A}$ จะเป็นผลทำให้เกิดกระแสคอลเล็กเตอร์ 5 mA กับค่าเบต้า 50

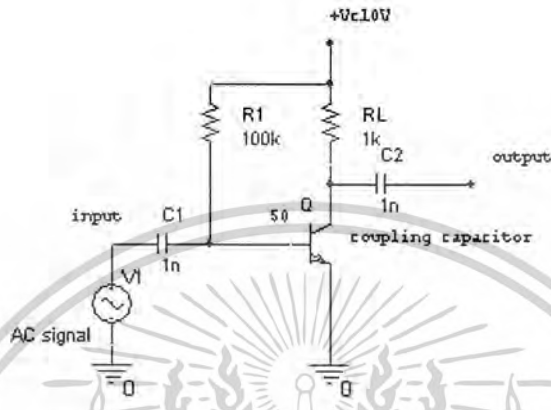


รูปที่ ก.2 วงจรขยายเบื้องต้นภายใต้การทำงานที่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.6 การขยายสัญญาณ

จากวงจรขยายทรานซิสเตอร์เบื้องต้นในรูปที่ ก.3 นั้นจะต้องมีสัญญาณป้อนเข้าในลักษณะของแรงดันหรือกระแส สัญญาณที่ป้อนเข้าจะเปลี่ยนแปลงทั้งกระแสไฟตรงและกระแสไฟสลับ

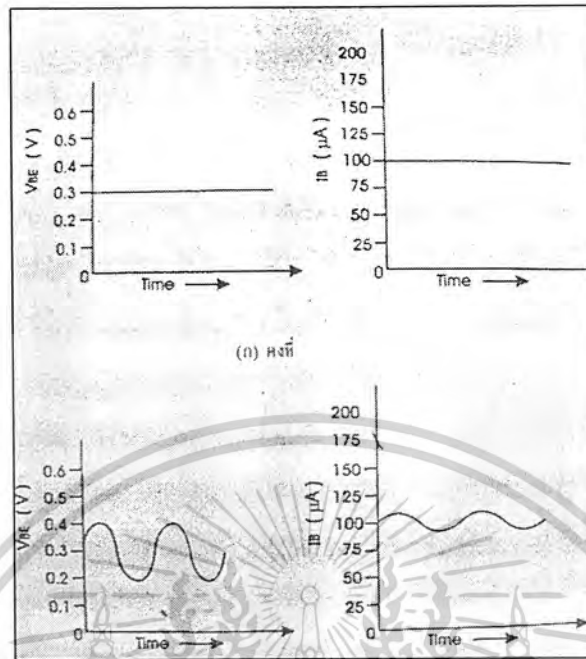


รูปที่ ก.3 วงจรขยายและสัญญาณกระแสสลับที่จ่ายให้วงจร

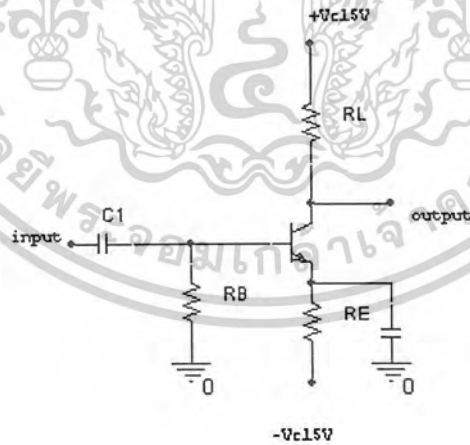
ในรูปที่ ก.3 แสดงวงจรขยายเบื้องต้นและการป้อนสัญญาณกระแสไฟสลับ โดยคาปาซิเตอร์จะทำหน้าที่เป็นตัวผ่านของสัญญาณกระแสไฟสลับเข้าไปยังวงจรขยาย แต่จะกั้นต่อกระแสไฟตรง

จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งเข้าไปยังรอยต่อของเบสอิมิตเตอร์ ทำการขยายให้สัญญาณออกเบสได้อย่างไร ดังภาพที่ ก.4 ก แสดงให้เห็นค่าแรงดันและกระแสที่รอยต่อเบสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่วัดค่าได้จากโวลต์มิเตอร์หรือออสซิลโลสโคป ส่วนแรกเป็นการวัดค่ากระแสไฟตรง และกระแสเบสที่ได้จากวงจรขยายในลักษณะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ส่วนภาพที่ ก.4 ข เป็นการวัดค่าของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลง ในภาพที่ ก.5 แสดงให้เห็นผลที่ได้ของแรงดันและกระแสเมื่อมีสัญญาณเข้ามาในวงจรทั้ง บวกและลบ ค่า VBE ก็จะมีเพิ่มขึ้นและลดลงการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสเบสจะเป็นเหตุทำให้เกิด การเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสคอลเล็กเตอร์ดังที่กล่าวมาแล้วจะมีรูปคลื่นที่เหมือนกันกระแสคอลเล็กเตอร์จะไหลผ่าน RL และเกิดแรงดันตกคร่อม (VRL) ที่ RL แรงดันอิมิตเตอร์คอลเล็กเตอร์ก็จะปรากฏ ทรานซิสเตอร์ในลักษณะที่ตรงข้ามกับ RL แรงดันเอาท์พุทก็จะเปลี่ยนแปลงค่าของสัญญาณที่เข้ามา Cz จะทำหน้าที่กั้นส่วนประกอบไฟตรงไว้และให้สัญญาณผ่าน สิ่งที่น่าสังเกตในภาพที่ ก.5 คือ อินพุทและเอาท์พุทของสัญญาณจะมีเฟสที่ตรงกันข้ามกัน เป็นคุณสมบัติของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.4 สัญญาณการเปลี่ยนแปลงของวงจรขยาย



รูปที่ ก.5 วงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

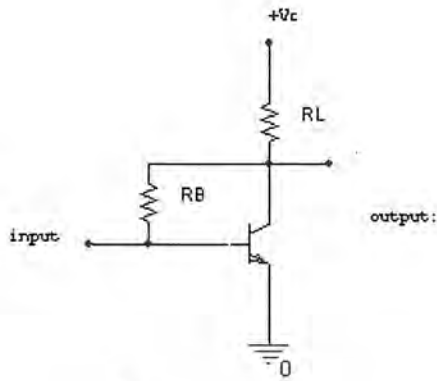
ก.7 หลักการไบแอสในการขยาย

ถ้าหากใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวขยายสัญญาณหรือเป็นตัวควบคุมสัญญาณ หรือจะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณใดๆก็ตามจะต้องมีส่วนเกี่ยวข้องกับไบแอสคือจ่ายไฟตรงมาเลี้ยงวงจรซึ่งมีหน้าที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในช่วงที่เหมาะสม จากที่ทราบการทำงานของทรานซิสเตอร์ว่าจะขึ้นอยู่กับกระแสเบส แรงดันคอลเล็กเตอร์และกระแสคอลเลกเตอร์ ถ้าหากต้องการรู้จักการทำงานจะต้องเลือกค่าความต้านทานไบแอส และค่าความต้านทานโหลดให้สัมพันธ์กับกระแสอินพุทและแรงดันคอลเลกเตอร์ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานโดยทั่วไปจะมีลักษณะสมบัติเฉพาะตัว และให้ค่าคุณสมบัติที่แตกต่างกันซึ่งสามารถกำหนดจุดการทำงานลงบนกราฟที่บอกความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์ กระแสเบส และแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ จากที่ทราบเมื่อมีกระแสเบสและกระแสคอลเล็กเตอร์ไหล กระแสคอลเล็กเตอร์นี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเล็กเตอร์ V_{CE} กระแสเบส ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์และกระแสเบสเป็นไปตามค่าเบต้าของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมีส่วนสำคัญในการให้ไบแอสด้วย



รูปที่ ก.6 ก. ไบแอสคงที่

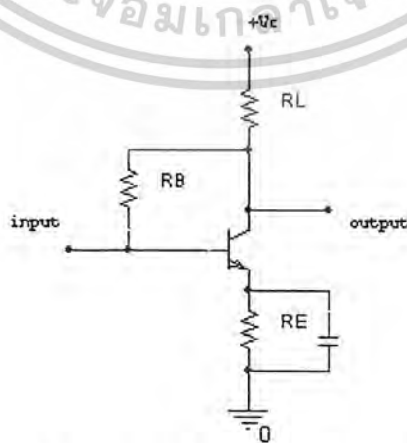
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข. วงจรไบแอสตัวเอง



รูปที่ ก.6 ก. วงจรอิมิตอร์ไบอัสคงที่



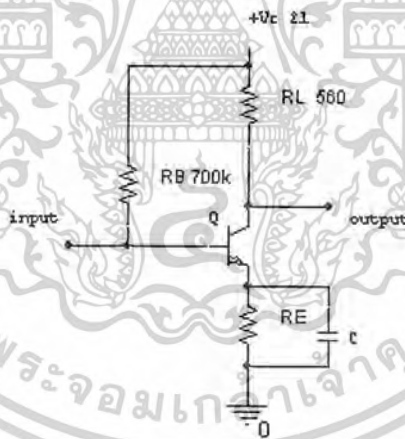
รูปที่ ก.6ง. วงจรอิมิตอร์ไบอัสตัวเอง

รูปที่ ก.6วิธีให้ไบแอสแก่วงจรขยายทรานซิสเตอร์(ก-ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

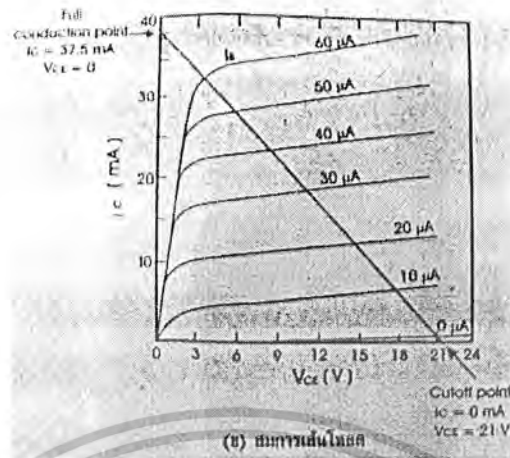
ก.8 สมการเส้นโหลด

หากดูการทำงานของวงจรขยายแล้วจะเห็นว่ามีส่วนเกี่ยวข้องกับค่าของเบต้ากระแสและแรงดันเป็นส่วนใหญ่ แต่ทรานซิสเตอร์ที่จะเป็นตัวขยายสัญญาณที่ดีนั้นจำเป็นต้องรู้จักทำงานที่เหมาะสม ดังนั้นในการวิเคราะห์จุดทำงานดังกล่าวจะใช้วิธีกราฟที่แสดงลักษณะสมบัติของกลุ่ม เส้นโค้งคอลเล็กเตอร์ในการหาจุดทำงานของวงจรทรานซิสเตอร์จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบต่างๆที่สำคัญของวงจร เพื่อใช้พิจารณาในการเลือกจุดทำงาน เช่น ค่าแรงดันกระแสไฟต่างของแหล่งจ่าย ตัวต้านทาน ตลอดจนการจ่ายกระแสเบสที่เหมาะสม หรือใช้ค่าความต้านทานโหลดที่มีค่าคงที่เป็นตัวกำหนดเส้นโหลด ปัจจุบันวิศวกรก็ใช้วิธีนี้ในการออกแบบวงจรใหม่ๆเช่นกัน และข้อกำหนดรายละเอียดการทำงานของวงจรสามารถมองเห็นได้ด้วยวิธีที่เหมือนกัน เพื่อเลือกแหล่งจ่ายแรงดัน ค่าความต้านทานโหลด รวมทั้งระดับสัญญาณอินพุตที่อาจได้จากการออกแบบวงจรก็อาจได้จากการออกแบบวงจร สำหรับการนำเส้นโหลดไปใช้งานวิเคราะห์ห้วงจรขยายดังกล่าวที่ ก.7(ก) แสดงวงจรในการวิเคราะห์กราฟลักษณะสมบัติของกลุ่มเส้นโค้งคอลเล็กเตอร์ สำหรับทรานซิสเตอร์แสดงในภาพที่ ก.7(ข) จุดทำงานต้องมีเสถียรภาพไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิดังที่กล่าวมาแล้วในเรื่องการให้ไบแอสกับวงจรทรานซิสเตอร์



รูปที่ ก.7 ก. วงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.7 ข. สมการเส้นโหลด

รูปที่ ก.7 วงจรและสมการเส้นโหลด

ก.9 กราฟกำลังสูญเสีย

ในทางปฏิบัติการวิเคราะห์ที่เส้นโหลดนั้น จุดทำงานควรอยู่ในพื้นที่ที่จำกัดและเรียกพื้นที่ช่วงนี้ว่าช่วงปลอดภัย ซึ่งถูกกำหนดโดยค่าจำกัดของการสูญเสีย (Power Dissipation) ที่ออกมาในรูปของความร้อน โดยปกติใช้ค่านี้ที่ 25 องศาเซลเซียส เป็นผลจากกระแสคอลเล็กเตอร์และแรงดันคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ ซึ่งในวงจรมีค่า P_D ของทรานซิสเตอร์คือ 300mW และสามารถหาได้จากสมการ

กระแสคอลเล็กเตอร์ = กำลังสูญเสีย/แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์

หรือ

$$I_C = \frac{P_D}{V_{CE}}$$

สูตรที่กล่าวมานี้จะใช้คำนวณหาค่า I_C ของแต่ละค่าของ V_{CE} บนกลุ่มเส้นโค้งในกราฟเส้นโหลดจะต้องอยู่ห่างด้านซ้ายของเส้นโค้ง P_D ที่มีลักษณะเป็นเส้นโค้งไฮเพอร์โบลา ทำให้การทำงานปลอดภัยและมั่นใจ ปราศจากความร้อนที่เพิ่มสูงขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.10 การวิเคราะห์เส้นโหลดสถิต

เส้นโหลดของวงจรขยายทรานซิสเตอร์จะแทนด้วยจุดสองจุดของการทำงานคือจุดที่หนึ่งเป็นบริเวณตัด เมื่อทรานซิสเตอร์ตัด(Cut Off) จะไม่มีกระแสคอลเล็กเตอร์ไหลผ่านนั่นคือ

$$I_C = 0 \text{ ดังนั้น } V_{CE} = V_{CC} = 21 \text{ V}$$

จุดที่สองจะอยู่ในบริเวณอิ่มตัว สมมติให้จุดนี้ทำงานเต็มที่ นั่นคือ

$$V_{CE} = 0 \text{ ดังนั้น } I_{CC} = V_{CC}/R_L = 37.5 \text{ mA}$$

เมื่อลากเส้นตรงระหว่างจุดสองจุดจะได้เส้นโหลดตามต้องการ ดังภาพที่ ก.8

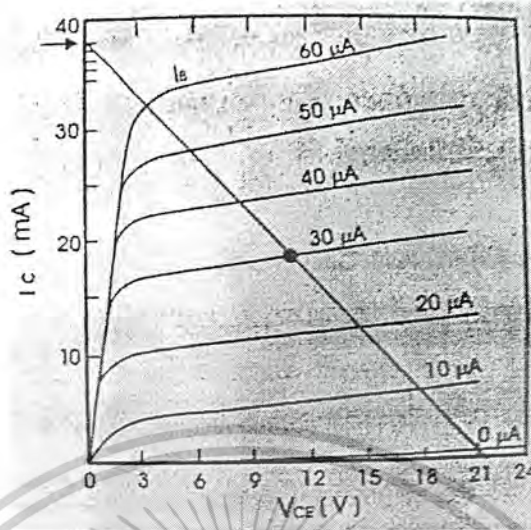
ภาพที่ ก.8 แสดงกราฟลักษณะสมบัติทางคอลเล็กเตอร์กับเส้น โหลดของภาพที่ ก.7 ในการกำหนดจุดทำงานควรจะเป็นจุดกึ่งกลางของเส้นโหลด ในที่นี้เลือกจุดทำงานซึ่งมีกระแสเบสไหลอยู่ในวงจร 30 μ A ทำให้การทำงานสามารถทำงานได้เต็มที่ โดยไม่มีการขลิบสัญญาณด้านใดด้านหนึ่ง ค่าของ I_B พิจารณาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{V_{CC}}{R_B} \\ &= \frac{21\text{V}}{700\text{K}\Omega} \\ &= 0.0003\text{A} \text{ หรือ } 30\mu\text{A} \end{aligned}$$

จุดทำงานนี้คือจุดที่เส้นโหลดตัดกับเส้น โหลดของกระแสเบสที่ 30 μ A หรือเรียกจุดที่ว่านี้ว่าจุดQ(Q-Point) เมื่อลากจุดจากเส้นQ ไปตัดกับเส้นแกนทางกระแสคอลเล็กเตอร์ จะได้ค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ 17.5mA ทำให้หาค่าดัชนีเบต้าของทรานซิสเตอร์ ณ จุดทำงานนี้ได้จากสูตร

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{I_C}{I_B} \\ &= \frac{17.5\text{mA}}{30\mu\text{A}} \\ &= \frac{0.0175\text{A}}{0.00003\text{A}} \\ &= 583.3 \end{aligned}$$

ส่วนค่าแรงดันคอลลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ก็สามารถหาได้จากกราฟเช่นเดียวกัน โดยการลากเส้นจากจุดเดิมให้ขนานกับแกนด้านกระแสคอลเล็กเตอร์ตัดกับแรงดันที่จุดใด ก็จะได้ค่าแรงดันคอลลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ประมาณ 11V ที่เหลือ 10V จะตกคร่อมค่าความต้านทานโหลด

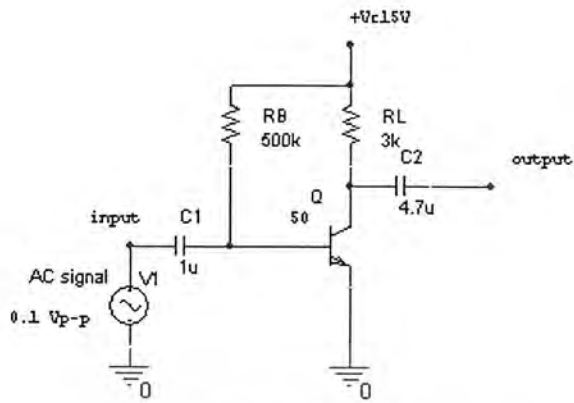


รูปที่ ก.8 จุดทำงานบนเส้น โหลด

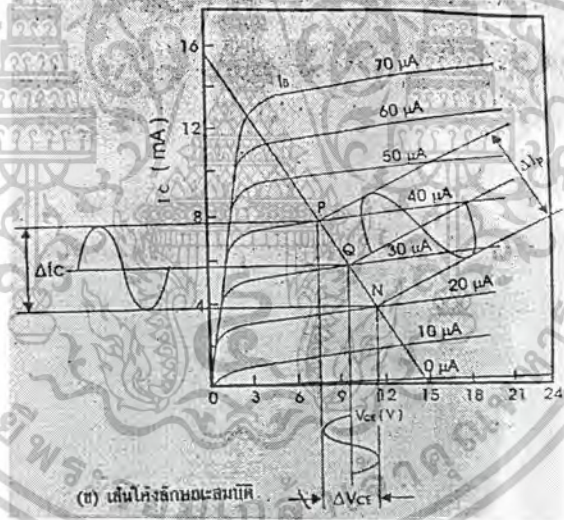
ก.11 การวิเคราะห์เส้นโหลดไดนามิก

เมื่อใส่สัญญาณไฟสลับซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตเข้าระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์ดังภาพที่ ก.9 เส้นโหลดและจุด Q ของวงจรจะหาได้จากกราฟโดยใช้วิธีการหาค่าเช่นเดียวกับการวิเคราะห์เส้นโหลดสถิต ถ้าหากให้สัญญาณไฟสลับจ่ายให้กับอินพุตของวงจรขยายทรานซิสเตอร์มีค่า 0.1V ยอดถึงยอด ทำให้กระแสเบสเปลี่ยนแปลงจากช่วง 20-40 μA ดังภาพที่ ก.9 ที่จุด N และ P บนเส้นโหลด

การเปลี่ยนแปลงกระแสเบสจะมีผลกระทบต่อกระแสคอลเล็กเตอร์ที่อยู่ทางด้านซ้ายของ เส้นโหลดจากจุด P, Q หรือ N การเปลี่ยนแปลงกระแสคอลเล็กเตอร์จะแทนด้วย ΔI_C เป็นค่าจากยอดถึงยอด (Peak To Peak) และนำค่า I_C หารด้วย I_B ก็จะได้ค่าเบต้าของวงจรกระแสสลับจะมีจุดทำงานคือจุด Q เป็นจุดเดียวกัน



รูปที่ ก.9 ก. วงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ ก.9 ข. เส้น โหลดลักษณะสมบัติ

รูปที่ ก.9 แสดงเส้น โหลดไดนามิก

ถ้าหากลากเส้นจากจุด P,Q และ N ให้ขนานกับแกนแนวตั้งตัดกับแกนแนวนอนแล้วก็จะได้ค่าการเปลี่ยนตัดกับแกนแนวนอน และจะได้ค่าเปลี่ยนแปลงของแรงดันคอลเล็กเตอร์ – อิมิตเตอร์ที่สัมพันธ์กับกระแสเบส ซึ่งแทนด้วย V_{ce} ด้วยหลักการทำงานและเมื่อมีกระแสเบสเพิ่มขึ้นจะเป็นผล ให้ค่าแรงดันคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์ลดลง ในทางตรงกันข้ามถ้าหากกระแสเบสลดลง แรงดันคอลเล็กเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้น จึงเป็นผลทำให้กระแสเบสและกระแสคอลเล็กเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

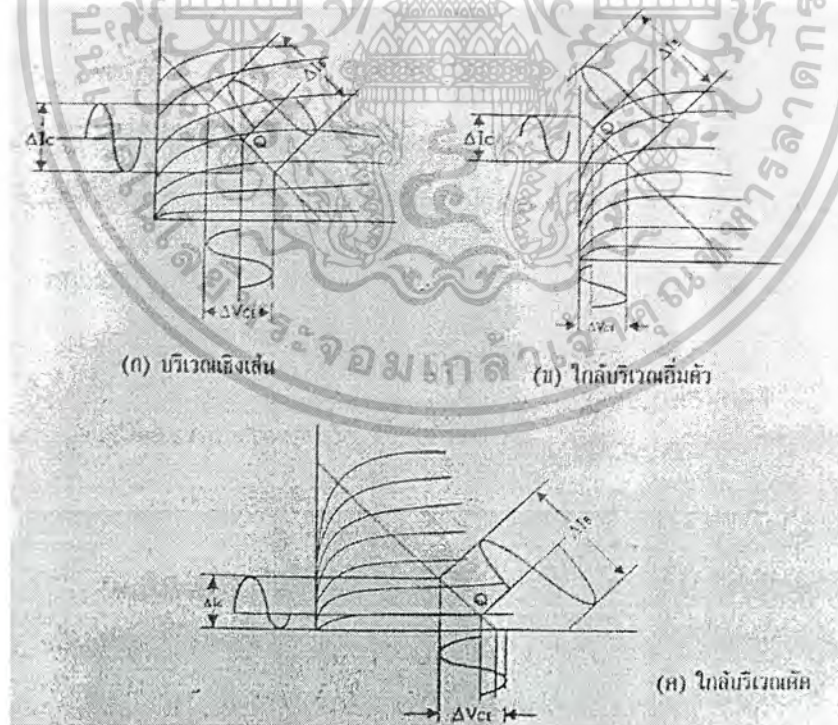
อิมิตเตอร์มีเฟสต่างกันอยู่ 180 องศา ทำให้ค่าความแตกต่างของแรงดันคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์ที่จุดใดจะปรากฏตกรวมความต้านทานโหลดส่วนค่าอัตราขยายแรงดันกระแสสลับวงจรสามารถหาได้จากเส้น โหลดไดนามิกจากสัญญาณอินพุต 0.1 โวลต์ ยอดถึงยอด ทำให้สัญญาณกระแสสลับเปลี่ยนแปลง 20 μA จากยอดถึงยอดนั้นสามารถคำนวณหาอัตราขยายแรงดันกระแสสลับได้จากสูตร

$$A_v = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_B}$$

แทนค่า ΔV_a เท่ากับ 0.1 V จากยอดถึงยอดส่วนค่า ΔV_{CE} หาได้จากกราฟในภาพที่ ก.9

ก.12 คลาสการขยาย

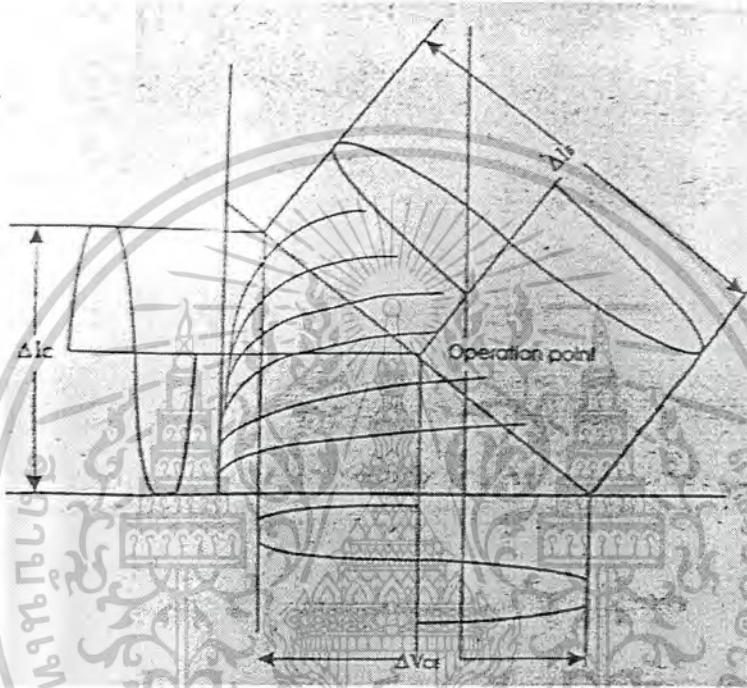
จากการทำงานของวงจรขยาย และการออกแบบของวงจรขยาย จำเป็นต้องเข้าใจเรื่องกราฟแสดงลักษณะสมบัติของกลุ่มเส้นโค้งคอลเล็กเตอร์ และจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ซึ่งถ้าหากพิจารณาแล้วจุดทำงานจะอยู่ตรงส่วนกึ่งกลางของเส้นโค้งที่เรียกว่า บริเวณเชิงเส้นทำให้เอาท์พุทของวงจรขยายไม่ผิดเพี้ยน แต่หากบริเวณที่ไม่เป็นเชิงเส้นคือบริเวณอิ่มตัวหรือบริเวณตัดแล้วทำให้เอาท์พุทออกมาผิดเพี้ยนซึ่งมักนิยมเรียกว่า ความเพี้ยน ไม่เชิงเส้น



รูปที่ ก.10 การทำงานของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ ก.10 แสดงถึงความแตกต่างของวงจรถยายที่ทำให้จุดทำงานต่างกันทั้ง 3 จุด ส่วน (ก) แสดงการทำงานตรงบริเวณเชิงเส้นอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งจะมีลักษณะที่เหมือนกัน ส่วน (ข) แสดงการทำงานบริเวณอิมิตัว ส่วนบนของคลื่นทางอินพุตจะมีความเพี้ยนส่วน (ค) แสดงการทำงานใกล้บริเวณตัด ทำให้ส่วนล่างของคลื่นทางอินพุตมีความเพี้ยน



รูปที่ ก.11 การขยายสัญญาณที่แรงเกินไป

ถ้าหากอินพุตที่เข้ามา มีความแรงเกินไป ดังภาพที่ ก.11 แสดงให้เห็นว่าวงจรถยายจะมีผลต่อสัญญาณที่แรง เพราะอาจทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดอิมิตัวและตัดได้ ทำให้สัญญาณที่ออกมาโดนขลิบเมื่ออินพุตที่ป้อนเข้าเกินพิสัย ดังนั้นในการออกแบบจะต้องให้แรงดันคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์เท่ากับครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่าย เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานสัญญาณก็สามารถสวิงไปทางบวกและลบได้เท่าๆกันจึงไม่มีการขลิบ การแบ่งคลาสการขยายจะขึ้นอยู่กับจุด ซึ่งอาจจะแบ่งคลาสการทำงานได้เป็นคลาสเอ คลาสบี และ คลาสซี ดังภาพที่ ก.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.12.1 วงจรขยายคลาสิก

โดยทั่วไปผู้ออกแบบจะให้จุดทำงานอยู่กึ่งกลางของเส้น โหลดหรือช่วงการทำงานของทรานซิสเตอร์จะเป็นเชิงเส้น เพื่อให้สัญญาณอินพุตถูกขยายได้ทั้งช่วงบวกและลบเท่าๆกันไม่ผิดเพี้ยน ดังภาพที่ ก.12 (ก) และนิยมใช้กับวงจรขยายความเพี้ยนต่ำแต่มีข้อเสียคือ มีกระแสไหลตลอดเวลาและอัตราขยายต่ำด้วย

ก.12.2 วงจรขยายคลาสิบี

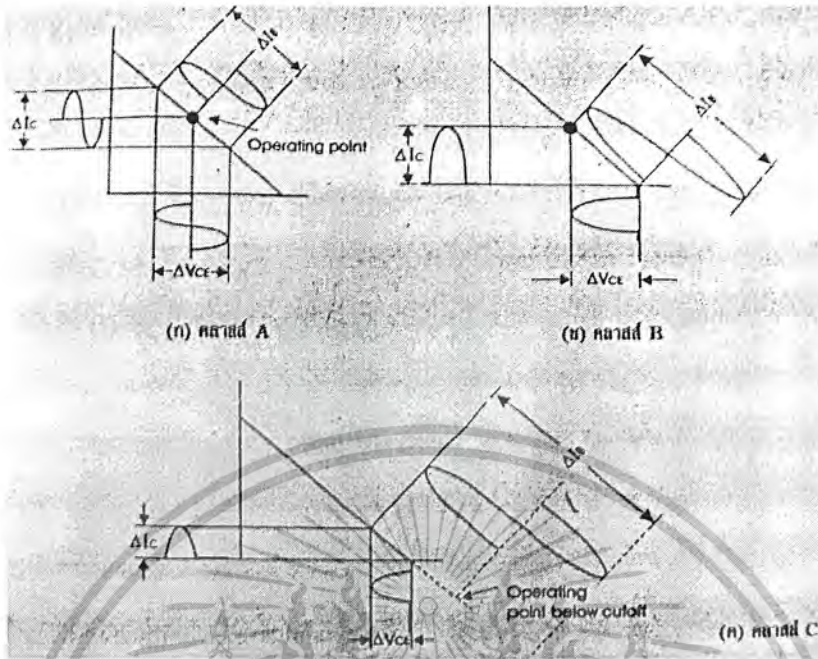
วงจรขยายแบบนี้จะให้ไบแอสวงจรอยู่ที่จุดตัด ดังภาพที่ ก.12 (ข) เมื่อสัญญาณอินพุต ที่เข้ามามีค่าเป็นลบจะไม่มีกระแสคอลเล็กเตอร์นั้นคือวงจรนี้จะขยายสัญญาณได้เพียงครึ่งเดียว เช่น ทรานซิสเตอร์ NPN จะขยายได้เฉพาะครึ่งบวก ส่วน PNP จะขยายได้เฉพาะลบเท่านั้น เอาท์พุทที่ออกมาจึงมีความเพี้ยนสูง แต่สามารถแก้ไขข้อเสียของวงจรนี้ได้โดยใช้วงจรขยายแบบ พูช-พูล (Push – Pull) แทน

ก.12.3 วงจรขยายคลาสิซี

ภาพที่ ก.12 (ค) นั้นจะเห็นได้ว่าวงจรนี้ให้ไบแอสของวงจรทรานซิสเตอร์ต่ำกว่าจุดตัดคือไม่มีกระแสไหลในวงจรขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา จึงจำเป็นต้องให้สัญญาณอินพุตมีความแรงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานวงจรนี้จึงขยายสัญญาณได้น้อยกว่าครึ่ง จึงทำให้ความเพี้ยนเกิดขึ้นมาก แต่ประสิทธิภาพของการทำงานสูงจึงนิยมใช้ในวงจร เพราะถ้าเกิดสัญญาณความถี่สูง วงจรเครื่องส่งในภาคขยายกำลังที่ต้องการกำลังวัตต์สูงๆ สามารถป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความแรงได้

รูปลักษณะของวงจรทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์โดยปกติมีขาต่อใช้งาน 3 ขา หากจะจัดให้มีอินพุทและเอาท์พุทก็จะได้วงจรพื้นฐาน 3 แบบ คือ วงจรอิมิตเตอร์ร่วม วงจรเบสร่วม และ วงจรคอลเล็กเตอร์ร่วม โดยจุดใช้งานในวงจรไฟฟ้ทำทั่วไปประกอบด้วยอินพุท 2 จุด และเอาท์พุท 2 จุด ส่วนทรานซิสเตอร์มีเพียง 3 ขาเท่านั้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้ขาใดขาหนึ่งเป็นขาร่วมระหว่างขั้วทางอินพุทและเอาท์พุท ในที่นี้เรียกว่า จุดร่วม (Common) ซึ่งเป็นจุดเปรียบเทียบสัญญาณร่วมระหว่างอินพุทกับเอาท์พุท หรืออาจใช้กราวนด์ร่วม



รูปที่ ก.12 วงจรขยายคลาส A,B,C

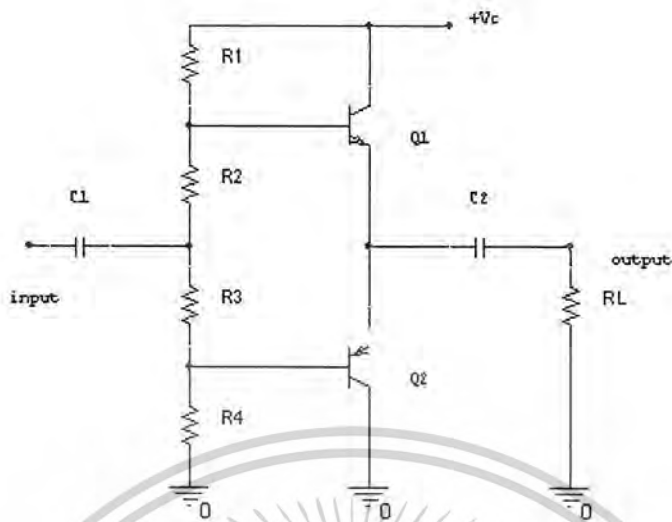
ก.13 วงจรขยายแบบคอมพลิเมนต์ารี

วงจรขยายเสียงแบบพusch-พุต แม้ว่าจะได้รับการก้าวข้ามความเพี้ยนตัดข้ามผ่านพ้นไปแล้วก็ตาม แต่ส่วนประกอบของวงจร โดยเฉพาะหม้อแปลงที่ใช้ในงานกำลังสูงๆ คุณภาพเยี่ยมมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และ ราคาแพง อีกทั้งคุณภาพของเสียงแหลมถูกลดลง เนื่องจากรีแอกแตนซ์เหนี่ยวนำ และ เกิดการรบกวนของเสียงฮัมขึ้น จึงจำเป็นต้องแก้ไขปัญหาดังกล่าวที่เกิดขึ้น โดยการตัดส่วนประกอบวงจรขยายที่เป็นส่วนของหม้อแปลงออกไป แล้วจึงปรับปรุงวงจรขยายใหม่ให้มีคุณภาพเสียงที่ดี สามารถตอบสนองความถี่เสียงได้ดีตลอดย่าน เรียกว่าวงจรขยายเสียงแบบคอมพลิเมนต์ารี

วงจรขยายเสียงแบบคอมพลิเมนต์ารี จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ต่างชนิดกันสองตัว คือ pnp และ npn ที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน (ค่าทนกระแส แรงดัน ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมือนกัน) มาต่อร่วมกันเหมือนวงจรขยายพusch-พุต ใช้คลาสเอบีเพื่อหลีกเลี่ยงความเพี้ยนตัดข้ามเช่นกัน เพียงแต่ตัดส่วนของหม้อแปลงทิ้ง ดังภาพที่ ก.13 เป็นวงจรขยายเอาท์พุทแบบคอมพลิเมนต์ารีอิมิตเตอร์โฟลโลเวอร์(วงจรขยายคอลเล็กเตอร์ร่วม)มีอิมพีแดนซ์ทางเอาท์พุทต่ำมาก สามารถเข้าชุดกันกับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำอย่างเช่น ลำโพงได้เป็นอย่างดี การทำงานของวงจรเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทเข้ามา ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะนำกระแสอยู่ตลอดเวลาเพราะเป็นการไบแอสแบบคลาส เอบี

แรงดัน ไบแอสจำนวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.13 วงจรขยายแบบคอมพลีเมนต์รีคลาส AB

หนึ่งจะจ่ายให้ขาเบส ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์นี้เรียกว่า กระแสสงบ เมื่อมีสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามาสัญญาณเลี้ยวช่วงบวกจะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 นำกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ Q2 จะตัดซึ่งจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q1 จะสร้างกระแสเอาท์พุท เฉพาะช่วงบวก ต่อมาสัญญาณเลี้ยวช่วงลบจะมารากกฎบ้าง ทรานซิสเตอร์ Q2 จะนำกระแส ทรานซิสเตอร์ Q1 ตัด ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q2 จะให้กระแสในช่วงลบ ซึ่งเหมือนกับการทำงาน ของวงจรขยายพุท - พูล แบบ คลาสส์เอบี สัญญาณเสียงที่ถูกขยายแล้วจะออกทางเอาท์พุท โดยไม่รี ความเพี้ยน ทิศทางการไหลของกระแสเมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 นำกระแส

ก.14 แรงดันเอาท์พุทออฟเซ็ท(Output offset voltage)

หากค่าแรงดันอินพุท ของวงจรแบบกลับเฟส และ วงจร ไม่กลับเฟสมีค่าเป็นศูนย์ (โดยลัคดวงจร ที่ชี้้ออินพุทกับกราวนด์) จะส่งผลให้แรงดันเอาท์พุท เป็นศูนย์ด้วย ในทางปฏิบัติแล้วแรงดัน เอาท์พุทจะมีอยู่ค่าหนึ่งคือแรงดันกระแสไฟตรง หรือที่มักเรียกว่าแรงดันเอาท์พุทออฟเซ็ท เกิดขึ้น จากชิ้นส่วนหรืออุปกรณ์ที่ประกอบเป็นตัวออปแอมป์ มีค่าไม่ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้ จึง จำเป็นต้องกำจัดหรือลดค่าดังกล่าวนี้ให้หมดไป โดยวิธีการต่อพอด จากภายนอกเข้ากับตัวออป แอมป์ และลัคดวงจรอินพุทขึ้นบวงลงกราวนด์จากนั้นทำการปรับพอด จนกระทั่งแรงดันที่เอาท์พุท เป็นศูนย์(ในทางปฏิบัติอาจจะมีค่าประมาณ 10 mv)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.15 อัตราส่วนสแตกเกอร์

โดยทั่วไปในวงจรขยายนั่น ภาคขยายภาคแรกจะมีความสามารถในการขยายความถี่สูงสุด ภาคขยายที่สองจะขยายความถี่ได้รองลงมา และภาคขยายสุดท้ายขยายความถี่ได้ต่ำสุด อัตราส่วนของขีดความสามารถในการขยายความถี่นี้ เป็นอัตราส่วนที่เราจะนำมาใช้ในการออกแบบ เครื่องขยายเพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลท อัตราส่วนนี้เรียกว่า อัตราส่วนสแตกเกอร์ ในวงจรขยายแต่ละภาคจะมีค่าคงตัวเวลา (time constant) ซึ่งใช้ค่าคงตัวของวงจรขยายทั้งสามภาคเป็น T_1, T_2 และ T_3 ตามลำดับแล้ว ยิ่งอัตราส่วน $T_1:T_2 : T_3$ ใหญ่เท่าใดก็ยิ่งทำให้เครื่องขยายนั่นมีโอกาสเกิดการออสซิลเลทได้น้อยที่สุด ค่าคงตัวของวงจรขยายสามารถคำนวณได้จาก

$$T = R \times C$$

โดยที่ T มีหน่วยเป็นวินาที

R มีหน่วยเป็น โอห์ม

C มีหน่วยเป็น F

ในวงจรขยายทั่วไป องค์ประกอบจะกำหนดลักษณะสมบัติเชิงความถี่มี 2 แบบ คือ แบบหยุดความถี่ต่ำ (บางที่เรียกว่าวงจรกรองผ่านสูง) กับแบบหยุดความถี่สูง บางที่เรียกว่า (วงจรกรองความถี่ต่ำ) วงจรทั้งสองแสดงได้ดังภาพที่ ก.14



รูปที่ ก.14 องค์ประกอบที่กำหนดค่าคงตัวของวงจรขยาย

ในรูปที่ ก.13 วงจรแบบ (ก) จะเห็นว่า มีตัวเก็บประจุ C ต่ออนุกรมกันขวางทางอยู่ทางด้านอินพุท ทำให้ไฟตรงและความถี่ต่ำไม่สามารถผ่านได้ จึงเรียกว่า แบบ หยุดความถี่ต่ำความถี่ที่หยุดคือความถี่ที่น้อยกว่า

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (Hz)}$$

ถ้ามีวงจรแบบนี้ในวงจรขยาย จะทำให้วงจรขยายนั่นไม่สามารถขยายความถี่ต่ำได้ ในปัจจุบันวงจรภายในของไอซีจำพวกออปแอมป์ไม่มีการต่อตัวเก็บ ประจุ C ในลักษณะเช่นนี้จึงทำให้ออปแอมป์มีคุณสมบัติในการขยายความถี่ต่ำได้ดี

สำหรับแบบ (ข) ซึ่งเป็นแบบหยุดความถี่สูง ความถี่สูงที่หยุดคือความถี่ที่มากกว่า

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (Hz)}$$

ส่วนมากนั้นจะพบมากในวงจรขยายทั่วไป เพราะตัวเก็บประจุจะมีทั่วไป ทั้งที่แอมป์อยู่ในตัวทรานซิสเตอร์และเกิดจากสายที่เดินขนานกันบนแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะทำให้อัตราขยายที่ความถี่สูงลดต่ำลง วงจรขยายทั้ง 3 ภาคจะมี ตัวเก็บประจุเหล่านี้อยู่และจะเป็นตัวกำหนดค่าคงตัวเวลา $T_1 < T_2 < T_3$ เพื่อมิให้เกิดการออสซิลเลชันได้ บางครั้งเราพยายามเพิ่มขีดความสามารถในการขยายสัญญาณความถี่สูงจนทำให้ T_1 และ T_2 มีค่าใกล้เคียงกัน มากจะเป็นสาเหตุให้เกิดการออสซิลเลชันได้ เพื่อให้ $T_1 < T_2$ แน่ๆ เราจึงต่อ C_{BC} การเลือกขนาดของ C_{BC} นี้ควรเลือกให้ถูกต้อง ควรรู้ค่า T_1 และ T_3 และขนาดของโหนดตัวต้านทานในภาคขยายที่สองก่อน จึงนำค่าเหล่านี้มาคำนวณหาค่า C_{BC} ที่มีก็จะใช้กันมีค่าระหว่าง 5-50 pF ถ้าใช้ขนาดใหญ่กว่า 50 pF จะทำให้อัตราขยายความถี่สูงของวงจรขยายตกมากเกินไปและถ้าใช้ต่ำกว่า 5 pF จะไม่ได้ผลในการหยุดออสซิลเลชันเลย

วงจรของเครื่องขยายเสียงหลายเครื่องที่ไม่มีการต่อ C_{BC} ไว้ที่เป็นเช่นนั้นก็เพราะมีการออกแบบให้วงจรขยายภาคแรกมีคุณสมบัติในการขยายความถี่สูงๆ โดยการเลือกใช้อุปกรณ์(เช่น ทรานซิสเตอร์) ที่มีคุณภาพดี และ วงจรขยายในภาคต่อๆ ไป ก็เลือกอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติทางด้านความถี่ต่ำลงมาเป็นขั้นๆ เพื่อปรับให้ค่าคงเวลาของวงจรขยายแต่ละภาคได้ตามอัตราส่วนสแตกเกอร์ $T_1 < T_2 < T_3$ นั่นเอง

อย่างไรก็ตามสำหรับวงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์เราไม่สามารถหวังผลได้ 100 เปอร์เซ็นต์ได้อย่างหนึ่งก็ต้องเสียอย่างหนึ่งการพยายามออกแบบให้เพิ่มความสามารถในการขยายความถี่ได้สูงขึ้น ก็ต้องเสี่ยงต่อการออสซิลเลชันสำหรับผู้เริ่มต้นประกอบเครื่องขยาย

หนังสืออ้างอิง

1. C. Toumazou, F.J. Lidgley, & D.G. Haigh, "Analogue IC design: the current-mode approach"
2. Sergio Franco, "Analytical Foundations of Current-Feedback Amplifiers"
3. Arne Buck, "Current-Feedback Myths Debunked" Application Note OA-20, July 1992, National Semiconductor Corporation
4. Jirayuth Mahattanakul & Chris Toumazou, "A Theoretical Study of the Stability of High Frequency Current Feedback Op-Amp Integrators," Trans. Circuit Syst. I, vol.43, pp2-12, 1996
5. กฤษดา วิสวธีรานนท์, "เทคนิคการต่อวงจรเครื่องขยายเสียง", ซีเอ็ดยุคเกชั่น, 272 หน้า, 2546
6. Behzad Razavi "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", 2001



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SC1775, 2SC1775A

Silicon NPN Epitaxial

HITACHI

Application

- Low frequency low noise amplifier
- Complementary pair with 2SA872/A

Outline

TO-92 (1)



1. Emitter
2. Collector
3. Base



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SC1775, 2SC1775A

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Item	Symbol	2SC1775	2SC1775A	Unit
Collector to base voltage	V_{CBO}	90	120	V
Collector to emitter voltage	V_{CEO}	90	120	V
Emitter to base voltage	V_{EBO}	5	5	V
Collector current	I_C	50	50	mA
Collector power dissipation	P_C	300	300	mW
Junction temperature	T_J	150	150	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150	-50 to +150	°C

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

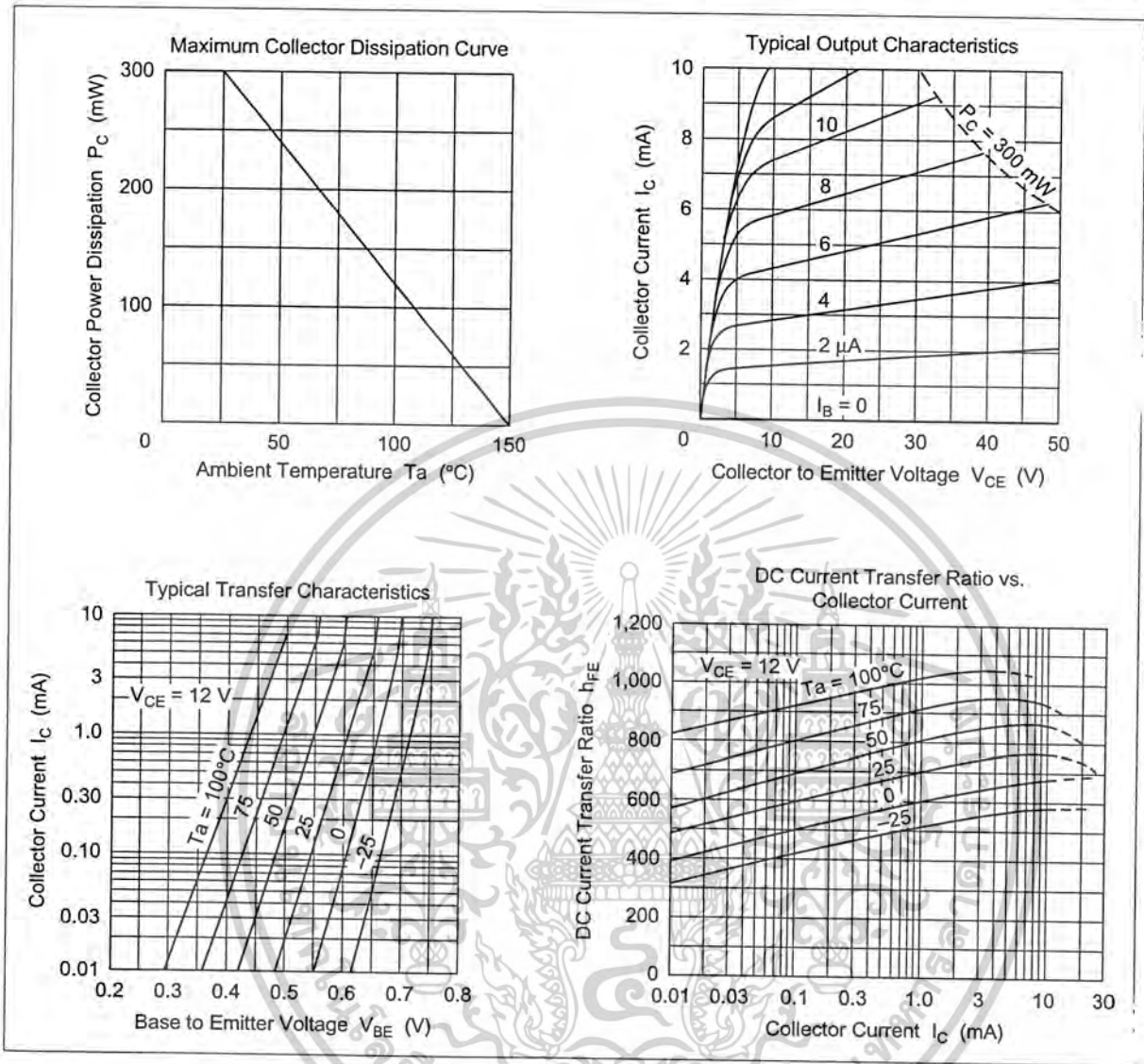
Item	Symbol	2SC1775			2SC1775A			Unit	Test conditions
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Collector to emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CEO}$	90	—	—	120	—	—	V	$I_C = 1 \text{ mA}, R_{BE} = \infty$
Collector cutoff current	I_{CBO}	—	—	0.5	—	—	—	μA	$V_{CB} = 75 \text{ V}, I_E = 0$
		—	—	—	—	—	0.5	μA	$V_{CB} = 100 \text{ V}, I_E = 0$
DC current transfer ratio	h_{FE1}^{*1}	400	—	1200	400	—	1200		$V_{CE} = 12 \text{ V}, I_C = 2 \text{ mA}$
	h_{FE2}	160	—	—	160	—	—		$V_{CE} = 12 \text{ V}, I_C = 0.1 \text{ mA}$
Base to emitter voltage	V_{BE}	—	—	0.75	—	—	0.75	V	$V_{CE} = 12 \text{ V}, I_C = 2 \text{ mA}$
Collector to emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	—	—	0.5	—	—	0.5	V	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1 \text{ mA}$
Gain bandwidth product	f_T	—	200	—	—	200	—	MHz	$V_{CE} = 12 \text{ V}, I_C = 2 \text{ mA}$
Collector output capacitance	C_{ob}	—	1.6	—	—	1.6	—	pF	$V_{CB} = 25 \text{ V}, I_E = 0, f = 1 \text{ MHz}$
Noise figure	NF	—	—	5.0	—	—	5.0	dB	$V_{CE} = 6 \text{ V}, I_C = 50 \mu\text{A}, R_g = 50 \text{ k}\Omega, f = 10 \text{ Hz}$
		—	—	1.5	—	—	1.5	dB	$f = 1 \text{ kHz}$

Note: 1. The 2SC1775/A is grouped by h_{FE1} as follows.

E	F
400 to 800	600 to 1200

HITACHI

2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

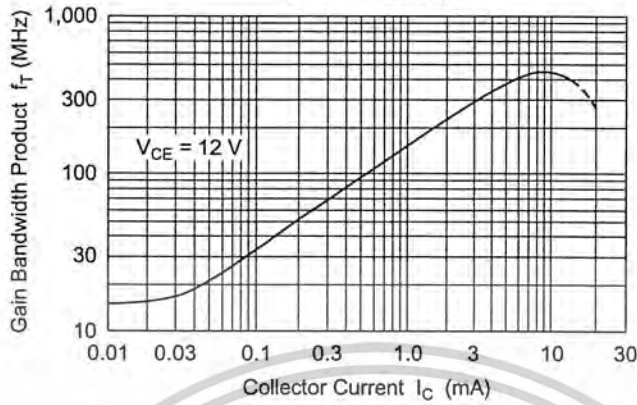


HITACHI

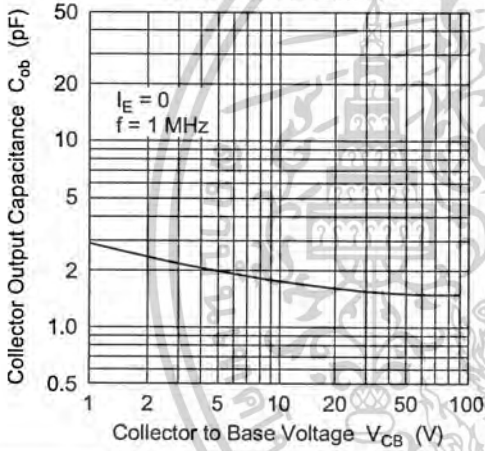
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SC1775, 2SC1775A

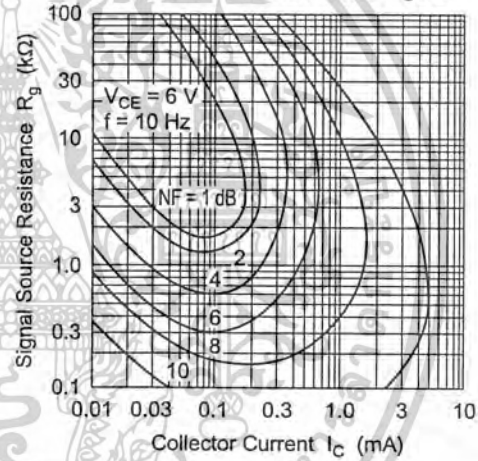
Gain Bandwidth Product vs. Collector Current



Collector Output Capacitance vs. Collector to Base Voltage

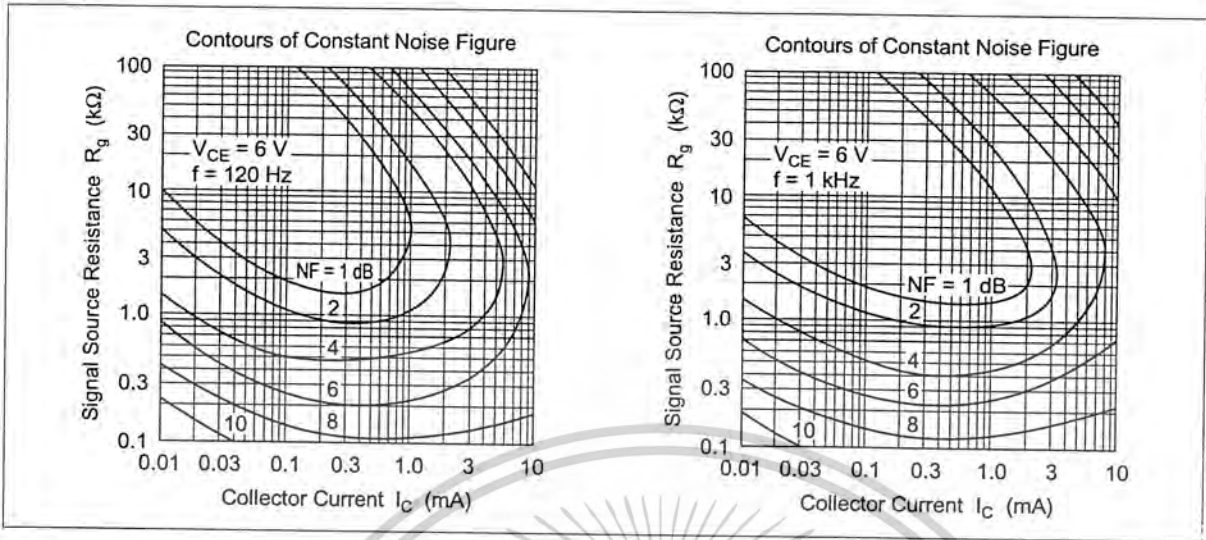


Contours of Constant Noise Figure



HITACHI

4 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SA872, 2SA872A

Silicon PNP Epitaxial

HITACHI

Application

- Low frequency low noise amplifier
- Complementary pair with 2SC1775/A

Outline

TO-92 (1)



1. Emitter
2. Collector
3. Base



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SA872, 2SA872A

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Item	Symbol	2SA872	2SA872A	Unit
Collector to base voltage	V_{CBO}	-90	-120	V
Collector to emitter voltage	V_{CEO}	-90	-120	V
Emitter to base voltage	V_{EBO}	-5	-5	V
Collector current	I_C	-50	-50	mA
Collector power dissipation	P_C	300	300	mW
Junction temperature	T_j	150	150	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150	-50 to +150	°C

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Item	Symbol	2SA872			2SA872A			Unit	Test conditions
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Collector to emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CEO}$	-90	—	—	-120	—	—	V	$I_C = -1 \text{ mA}$, $R_{BE} = \infty$
Collector cutoff current	I_{CBO}	—	—	-0.5	—	—	—	μA	$V_{CB} = -75 \text{ V}$, $I_E = 0$
		—	—	—	—	—	-0.5	μA	$V_{CE} = -100 \text{ V}$, $I_E = 0$
DC current transfer ratio	h_{FE1}^{*1}	250	—	800	250	—	800		$V_{CE} = -12 \text{ V}$, $I_C = -2 \text{ mA}$
	h_{FE2}	160	—	—	160	—	—		$V_{CE} = -12 \text{ V}$, $I_C = -0.1 \text{ mA}$
Base to emitter voltage	V_{BE}	—	—	-0.75	—	—	-0.75	V	$V_{CE} = -12 \text{ V}$, $I_C = -2 \text{ mA}$
Collector to emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	—	—	-0.5	—	—	-0.5	V	$I_C = -10 \text{ mA}$, $I_B = -1 \text{ mA}$
Gain bandwidth product	f_T	—	120	—	—	120	—	MHz	$V_{CE} = -12 \text{ V}$, $I_C = -2 \text{ mA}$
Collector output capacitance	C_{ob}	—	1.8	—	—	1.8	—	pF	$V_{CB} = -25 \text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$
Noise figure	NF	—	—	5.0	—	—	5.0	dB	$V_{CE} = -6 \text{ V}$, $f = 10 \text{ Hz}$, $I_C = -50 \mu\text{A}$, $R_g = 50 \text{ k}\Omega$
		—	—	1.5	—	—	1.5	dB	$f = 1 \text{ kHz}$

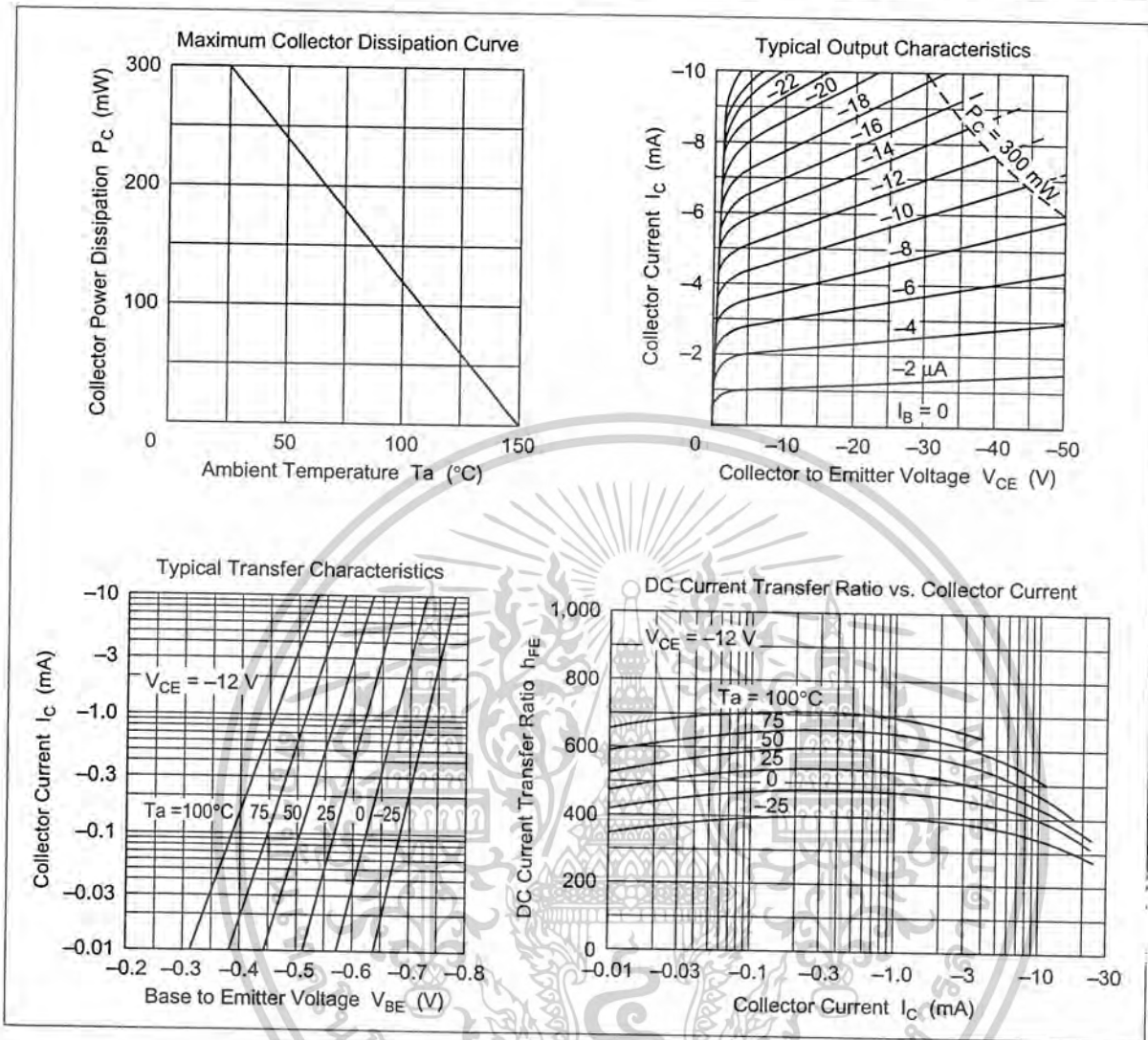
Note: 1. The 2SA872/A is grouped by h_{FE1} as follows.

D	E
250 to 500	400 to 800

HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

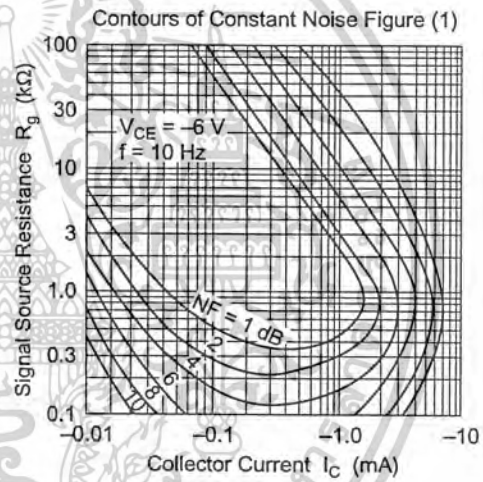
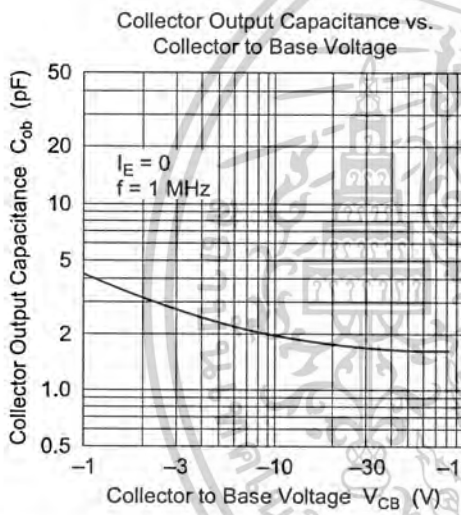
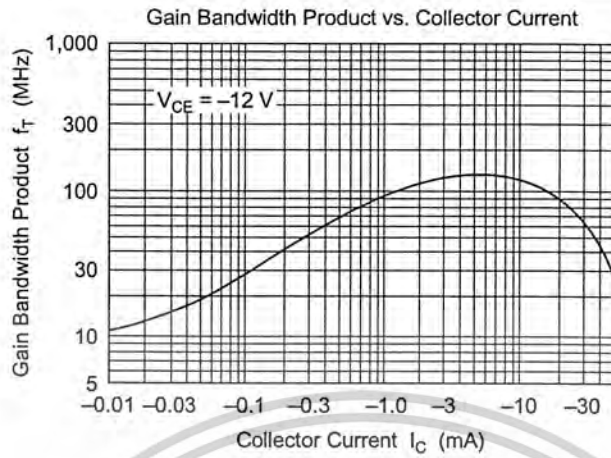
2SA872, 2SA872A



HITACHI

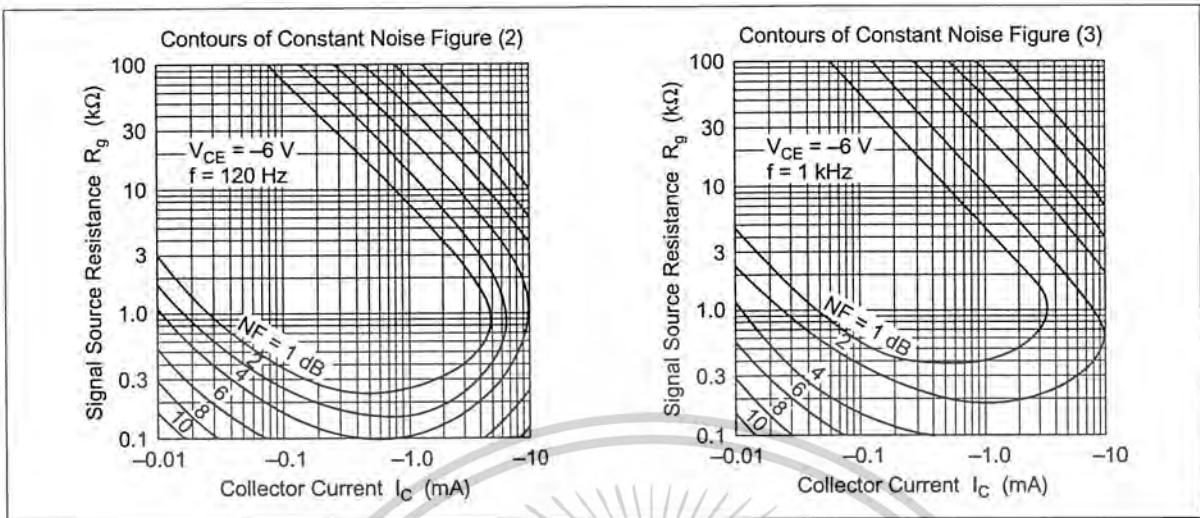
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SA872, 2SA872A



HITACHI

4 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



HITACHI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Plastic Medium Power Silicon NPN Transistor

... designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

- DC Current Gain — $h_{FE} = 40$ (Min) @ $I_C = 0.15$ Adc
- BD 135, 137, 139 are complementary with BD 136, 138, 140

BD135
BD137
BD139

1.5 AMPERE
POWER TRANSISTORS
NPN SILICON
45, 60, 80 VOLTS
10 WATTS



CASE 77-08
TO-225AA TYPE

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Type	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	BD 135 BD 137 BD 139	45 60 80	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	BD 135 BD 137 BD 139	45 60 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}		5	Vdc
Collector Current	I_C		1.5	Adc
Base Current	I_B		0.5	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		1.25 10	Watts mW/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		12.5 100	Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}		-55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	10	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	100	°C/W

REV 7

© Motorola, Inc. 1995



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD135 BD137 BD139

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Type	Min	Max	Unit
Collector-Emitter Sustaining Voltage* ($I_C = 0.03 \text{ A dc}$, $I_B = 0$)	BV_{CEO}^*	BD 135 BD 137 BD 139	45 60 80	— — —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 30 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 125^\circ\text{C}$)	I_{CBO}		— —	0.1 10	$\mu\text{A dc}$
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}		—	10	$\mu\text{A dc}$
DC Current Gain ($I_C = 0.005 \text{ A}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$) ($I_C = 0.15 \text{ A}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$) ($I_C = 0.5 \text{ A}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$)	h_{FE}^*		25 40 25	— 250 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage* ($I_C = 0.5 \text{ A dc}$, $I_B = 0.05 \text{ A dc}$)	$V_{CE(sat)}^*$		—	0.5	Vdc
Base-Emitter On Voltage* ($I_C = 0.5 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 2.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}^*$		—	1	Vdc

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

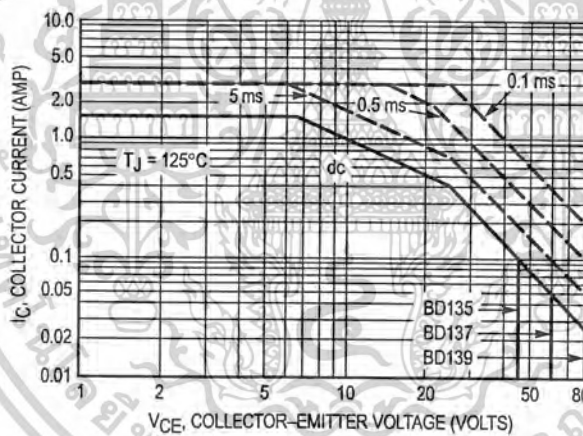
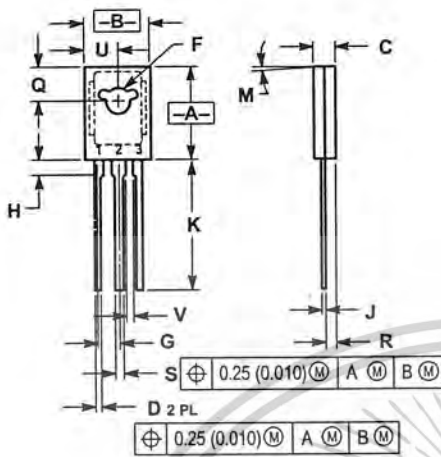


Figure 1. Active-Region Safe Operating Area

PACKAGE DIMENSIONS



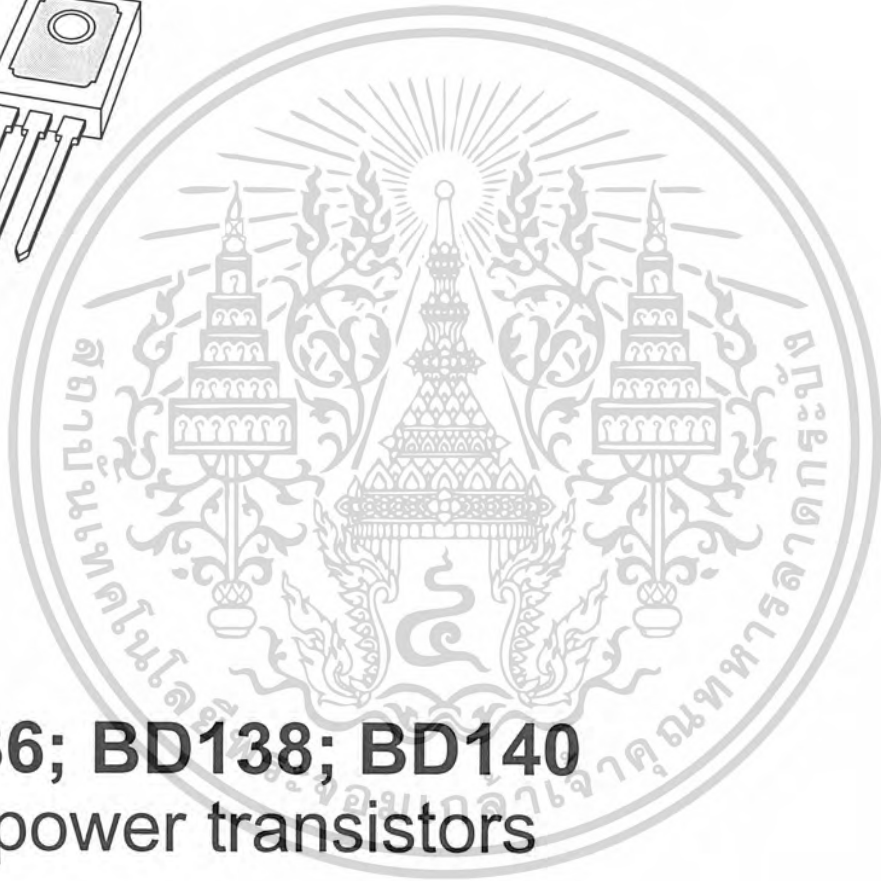
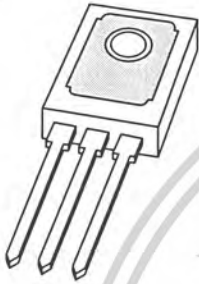
NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.425	0.435	10.80	11.04
B	0.295	0.305	7.50	7.74
C	0.095	0.105	2.42	2.66
D	0.020	0.026	0.51	0.66
F	0.115	0.130	2.93	3.30
G	0.094 BSC		2.39 BSC	
H	0.050	0.095	1.27	2.41
J	0.015	0.025	0.39	0.63
K	0.575	0.655	14.61	16.63
M	5° TYP		5° TYP	
Q	0.148	0.158	3.76	4.01
R	0.045	0.055	1.15	1.39
S	0.025	0.035	0.64	0.88
U	0.145	0.155	3.69	3.93
V	0.040	—	1.02	—

STYLE 1:
 PIN 1. EMITTER
 2. COLLECTOR
 3. BASE

CASE 77-08
 TO-225AA TYPE
 ISSUE V

DATA SHEET



BD136; BD138; BD140 PNP power transistors

Product specification
Supersedes data of 1997 Mar 26

1999 Apr 12



PHILIPS

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

FEATURES

- High current (max. 1.5 A)
- Low voltage (max. 80 V).

APPLICATIONS

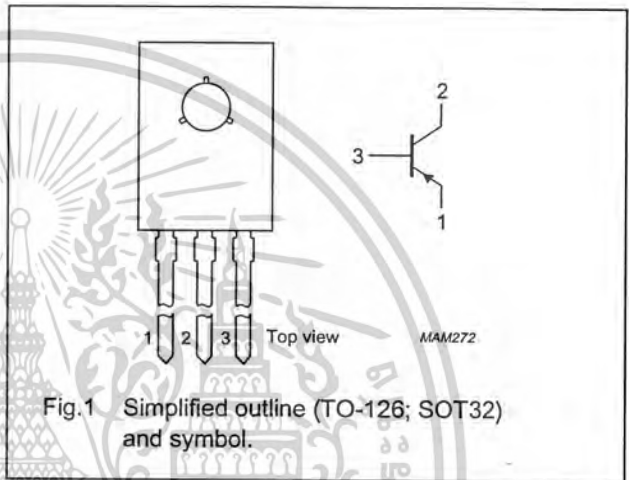
- General purpose power applications, e.g. driver stages in hi-fi amplifiers and television circuits.

DESCRIPTION

PNP power transistor in a TO-126; SOT32 plastic package. NPN complements: BD135, BD137 and BD139.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	collector, connected to metal part of mounting surface
3	base



LIMITING VALUES

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CB0}	collector-base voltage	open emitter			
	BD136		-	-45	V
	BD138		-	-60	V
	BD140		-	-100	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BD136		-	-45	V
	BD138		-	-60	V
	BD140		-	-80	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector	-	-5	V
I _C	collector current (DC)		-	-1.5	A
I _{CM}	peak collector current		-	-2	A
I _{BM}	peak base current		-	-1	A
P _{tot}	total power dissipation	T _{mb} ≤ 70 °C	-	8	W
T _{stg}	storage temperature		-65	+150	°C
T _j	junction temperature		-	150	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		-65	+150	°C

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	100	K/W
$R_{th\ j-mb}$	thermal resistance from junction to mounting base		10	K/W

Note

1. Refer to TO-126 (SOT32) standard mounting conditions.

CHARACTERISTICS

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = -30\text{ V}$	–	–	–100	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = -30\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	–	–	–10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = -5\text{ V}$	–	–	–100	nA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = -2\text{ V}$; (see Fig.2) $I_C = -5\text{ mA}$ $I_C = -150\text{ mA}$ $I_C = -500\text{ mA}$	40 63 25	–	– 250	
	DC current gain BD136-10; BD138-10; BD140-10 BD136-16; BD138-16; BD140-16	$I_C = -150\text{ mA}; V_{CE} = -2\text{ V}$; (see Fig.2)	63 100	–	160 250	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = -500\text{ mA}; I_B = -50\text{ mA}$	–	–	–0.5	V
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = -500\text{ mA}; V_{CE} = -2\text{ V}$	–	–	–1	V
f_T	transition frequency	$I_C = -50\text{ mA}; V_{CE} = -5\text{ V}$; $f = 100\text{ MHz}$	–	160	–	MHz
$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$	DC current gain ratio of the complementary pairs	$ I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$	–	1.3	1.6	

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

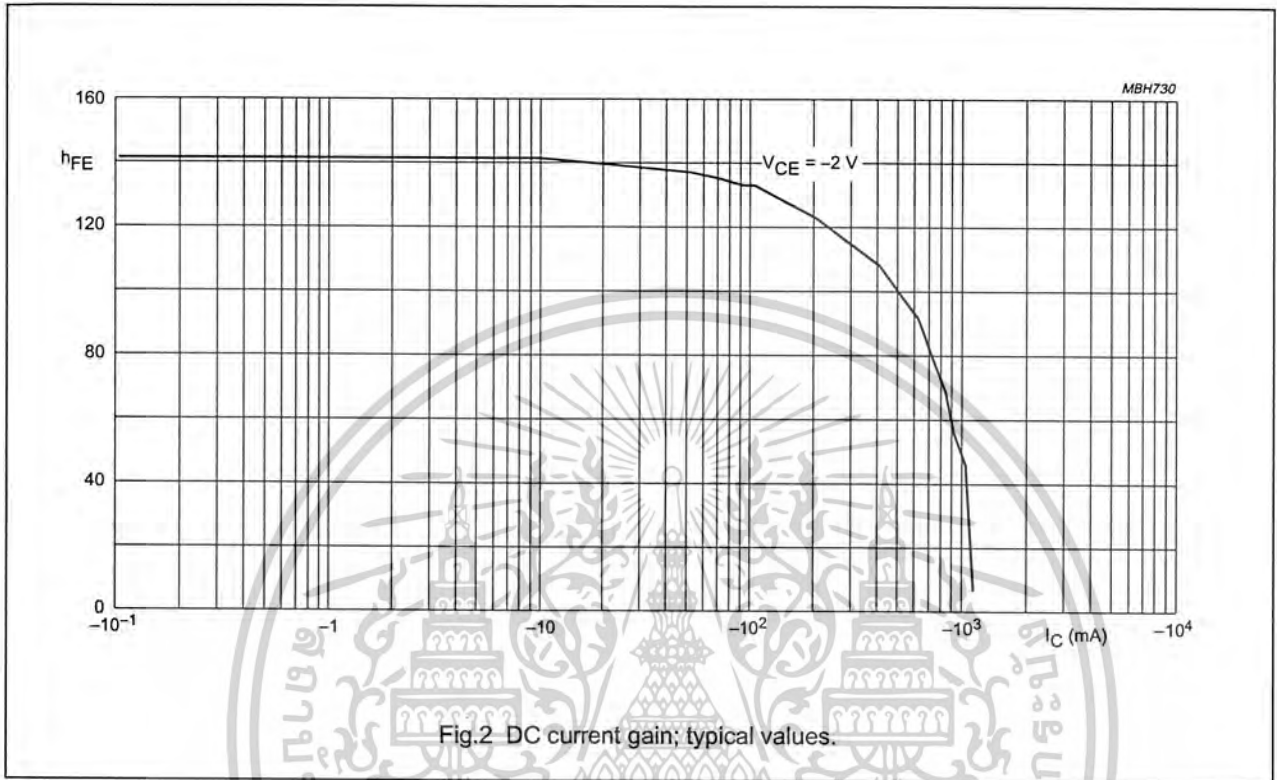


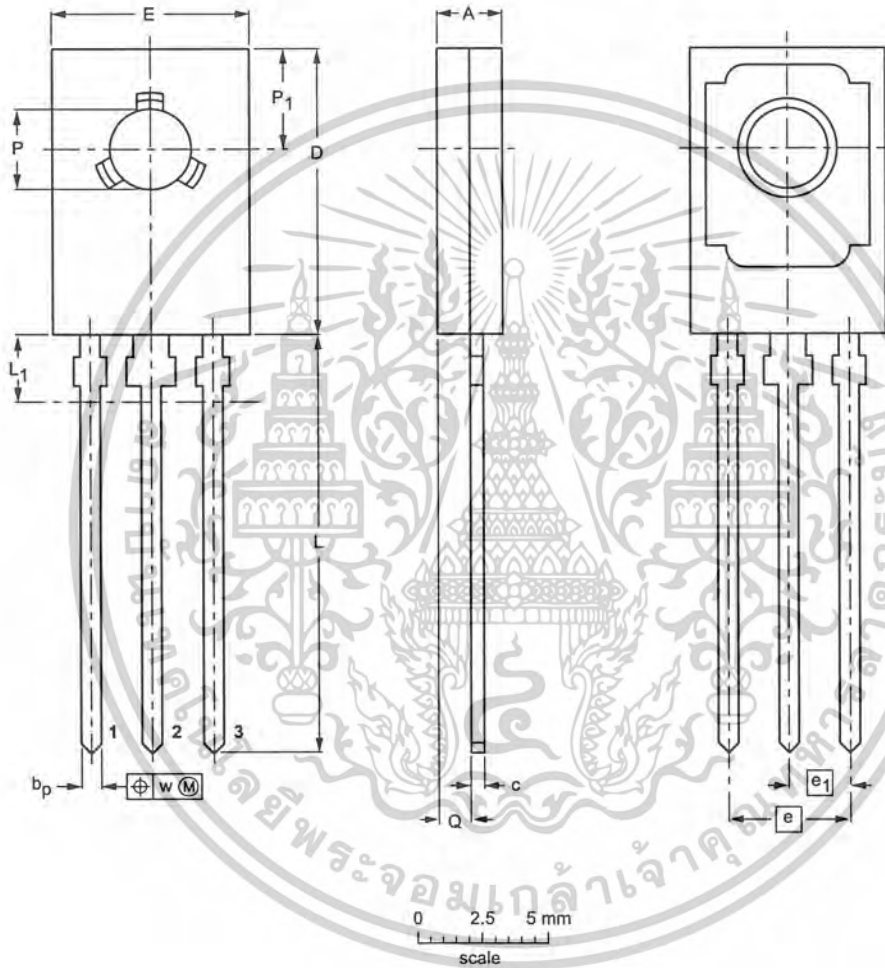
Fig.2 DC current gain; typical values.

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

PACKAGE OUTLINE

Plastic single-ended leaded (through hole) package; mountable to heatsink, 1 mounting hole; 3 leads SOT32



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	b _p	c	D	E	e	e ₁	L	L ₁ (1) max	Q	P	P ₁	w
mm	2.7 2.3	0.88 0.65	0.60 0.45	11.1 10.5	7.8 7.2	4.58	2.29	16.5 15.3	2.54	1.5 0.9	3.2 3.0	3.9 3.6	0.254

Note

1. Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT32		TO-126				97-03-04

1999 Apr 12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PNP SILICON POWER TRANSISTORS

2SA940 transistor is designed for use in general purpose power amplifier, vertical output application

FEATURES:

- * Collector-Emitter Voltage
 $V_{CE0} = 150V(\text{Min})$
- * DC Current Gain
 $h_{FE} = 40-140 @ I_C = 500mA$
- * Complementary NPN 2SC2073

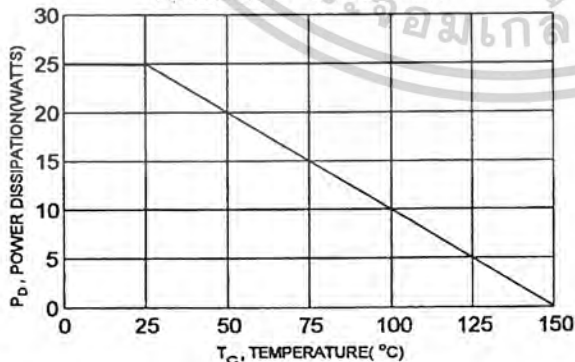
MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	2SA940	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	150	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	150	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	V
Collector Current - Continuous - Peak	I_C I_{CM}	1.5 3.0	A
Base Current	I_B	0.5	A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	25 0.2	W W/ $^\circ C$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150	$^\circ C$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta jc}$	5.0	$^\circ C/W$

FIGURE -1 POWER DERATING

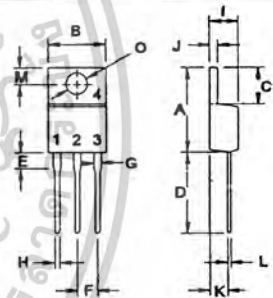


PNP 2SA940

1.5 AMPERE
POWER
TRANSISTORS
150 VOLTS
25 WATTS



TO-220



PIN 1.BASE
2.COLLECTOR
3.EMITTER
4.COLLECTOR(CASE)

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	14.68	15.31
B	9.78	10.42
C	5.01	6.51
D	13.06	14.62
E	3.57	4.07
F	2.42	3.66
G	1.12	1.36
H	0.72	0.96
I	4.22	4.98
J	1.14	1.38
K	2.20	2.97
L	0.33	0.55
M	2.48	2.98
O	3.70	3.90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Base Voltage ($I_c = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$)	V_{CBO}	150		V
Collector-Emitter Voltage ($I_c = 5.0 \text{ mA}, I_B = 0$)	V_{CEO}	150		V
Emitter-Base Voltage ($I_B = 1.0 \text{ mA}, I_c = 0$)	V_{EBO}	5.0		V
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 120 \text{ V}, I_E = 0$)	I_{CBO}		10	μA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 5.0 \text{ V}, I_c = 0$)	I_{EBO}		10	μA

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_c = 0.5 \text{ A}, V_{CE} = 10 \text{ V}$)	h_{FE}	40	140	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_c = 0.5 \text{ A}, I_B = 50 \text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$		1.5	V
Base-Emitter On Voltage ($I_c = 500 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$	0.65	0.85	V

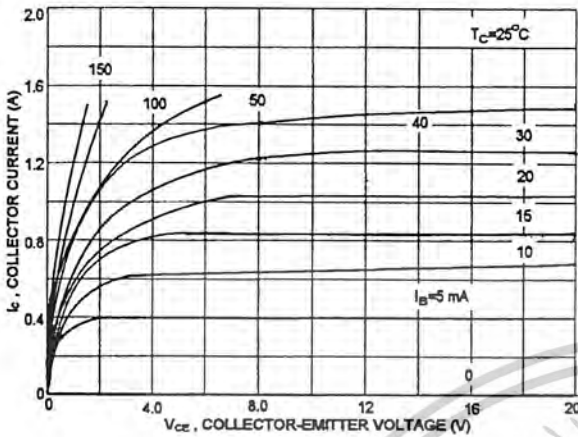
DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product ($I_c = 0.5 \text{ A}, V_{CE} = 10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	f_T	4.0		MHz
---	-------	-----	--	-----

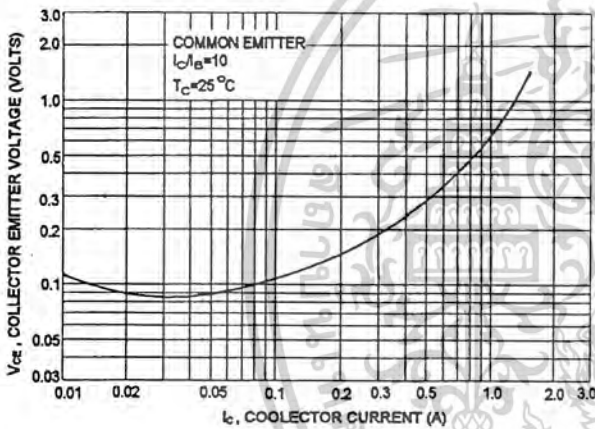
(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

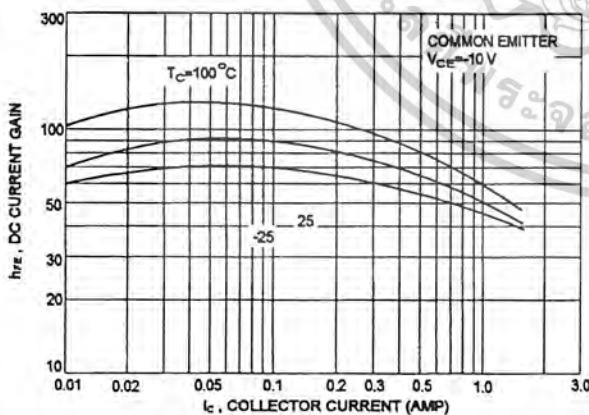
Ic - Vce



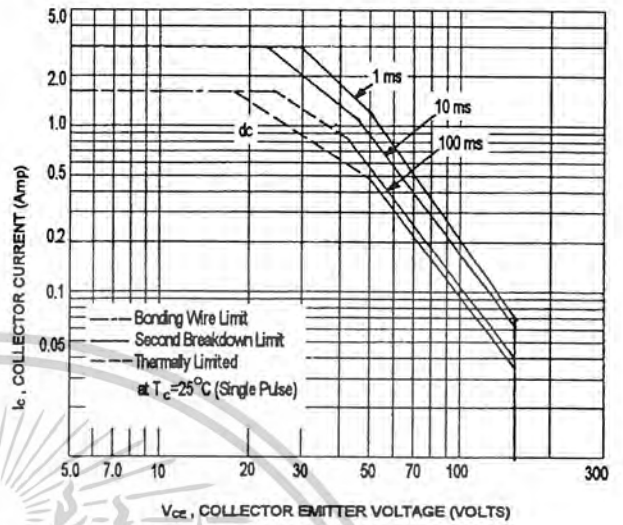
VCE(sat) - Ic



DC CURRENT GAIN



ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA (SOA)



There are two limitation on the power handling ability of a transistor; average junction temperature and second breakdown safe operating area curves indicate I_c - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than curves indicate.

The data of SOA curve is base on $T_{J(PK)}=150^\circ\text{C}$; T_c is variable depending on conditions. second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(PK)} \leq 150^\circ\text{C}$. At high case temperatures, thermal limitation will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN SILICON POWER TRANSISTORS

2SC2073 transistor is designed for use in general purpose Power amplifier, vertical output application

FEATURES:

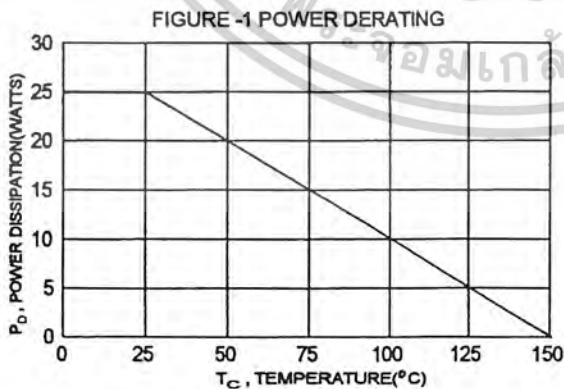
- * Collector-Emitter Voltage
 $V_{CE0} = 150V(\text{Min})$
- * DC Current Gain
 $hFE = 40-140 @ I_C = 500mA$
- * Complementary PNP 2SA940

MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	2SC2073	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	150	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	150	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	V
Collector Current - Continuous - Peak	I_C I_{CM}	1.5 3.0	A
Base Current	I_B	0.5	A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	25 0.2	W W/ $^\circ C$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150	$^\circ C$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta jc}$	5.0	$^\circ C/W$

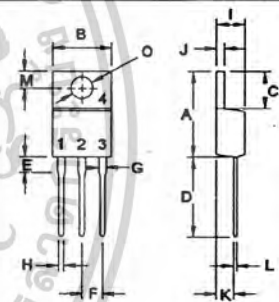


**NPN
2SC2073**

**1.5 AMPERE
POWER
TRANSISTORS
150 VOLTS
25 WATTS**



TO-220



PIN 1.BASE
2.COLLECTOR
3.EMITTER
4.COLLECTOR(CASE)

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	14.68	15.31
B	9.78	10.42
C	5.01	6.52
D	13.06	14.62
E	3.57	4.07
F	2.42	3.66
G	1.12	1.36
H	0.72	0.96
I	4.22	4.98
J	1.14	1.38
K	2.20	2.97
L	0.33	0.55
M	2.48	2.98
O	3.70	3.90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 1.0 \text{ mA}$, $I_B = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	150		V
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0 \text{ mA}$, $I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	150		V
Emitter-Base Voltage ($I_B = 1.0 \text{ mA}$, $I_C = 0$)	V_{EBO}	5.0		V
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 120 \text{ V}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}		10	μA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 5.0 \text{ V}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}		10	μA

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 0.5 \text{ A}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$)	h_{FE}	40	140	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 0.5 \text{ A}$, $I_B = 50 \text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$		1.5	V
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 500 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$	0.65	0.85	V

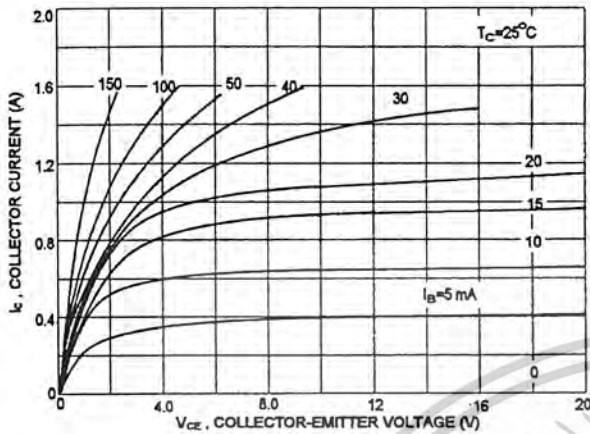
DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = 0.5 \text{ A}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	f_T	4.0		MHz
---	-------	-----	--	-----

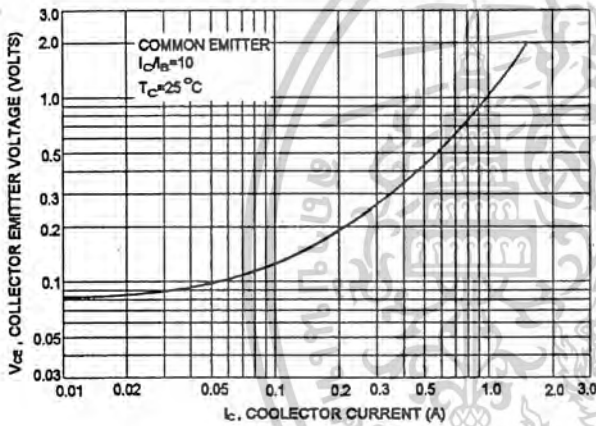
(1) Pulse Test: Pulse Width $\approx 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

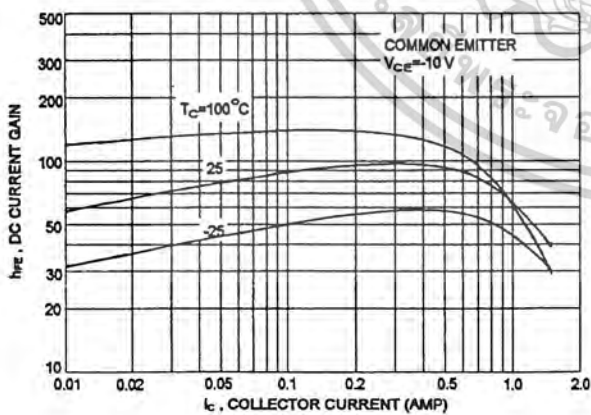
$I_c - V_{ce}$



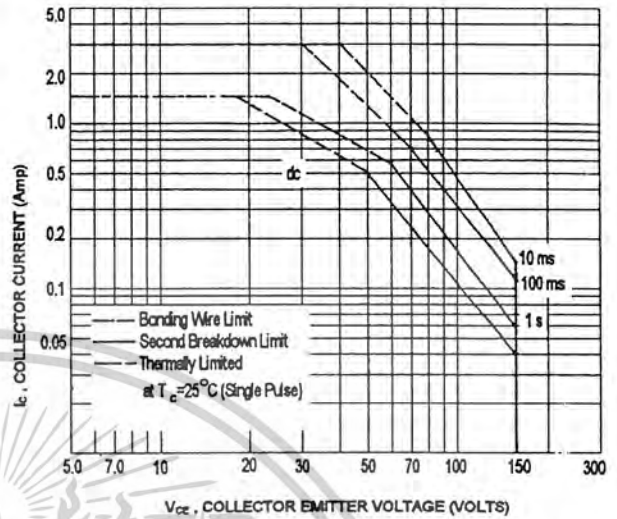
$V_{ce}(sat) - I_c$



DC CURRENT GAIN



ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA (SOA)



There are two limitation on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown safe operating area curves indicate $I_c - V_{ce}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than curves indicate.

The data of SOA curve is base on $T_{j(P10)} = 150^\circ C$; T_c is variable depending on conditions. second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{j(P10)} \leq 150^\circ C$. At high case temperatures, thermal limitation will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA TRANSISTOR SILICON NPN TRIPLE DIFFUSED TYPE

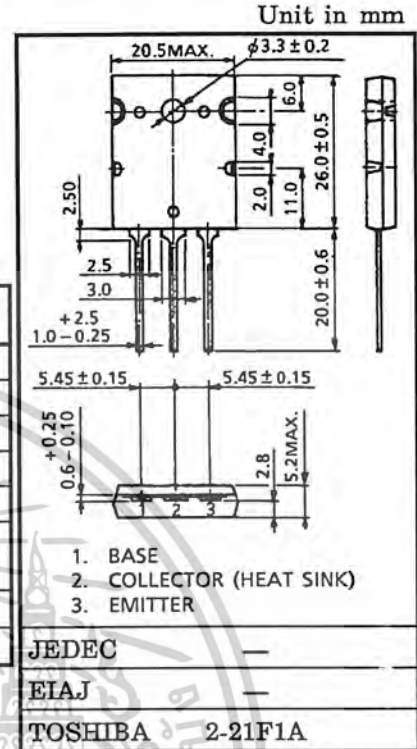
2SC5200

POWER AMPLIFIER APPLICATIONS

- Complementary to 2SA1943
- Recommended for 100W High Fidelity Audio Frequency Amplifier Output Stage.

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	230	V
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	230	V
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	5	V
Collector Current	I _C	15	A
Base Current	I _B	1.5	A
Collector Power Dissipation (T _c = 25°C)	P _C	150	W
Junction Temperature	T _j	150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55~150	°C

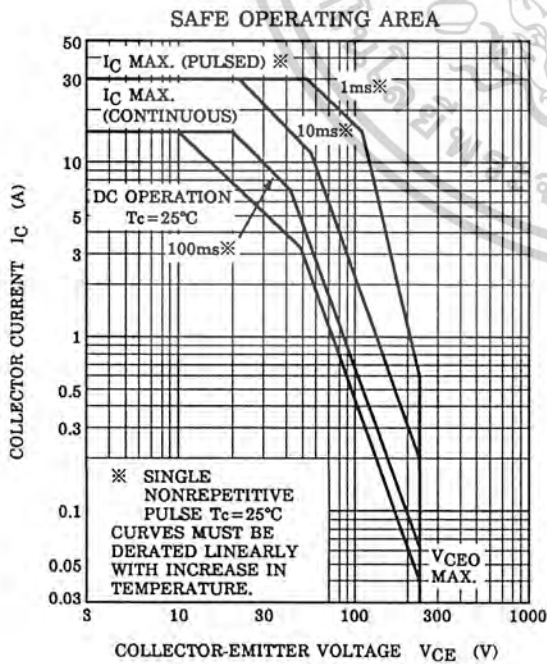
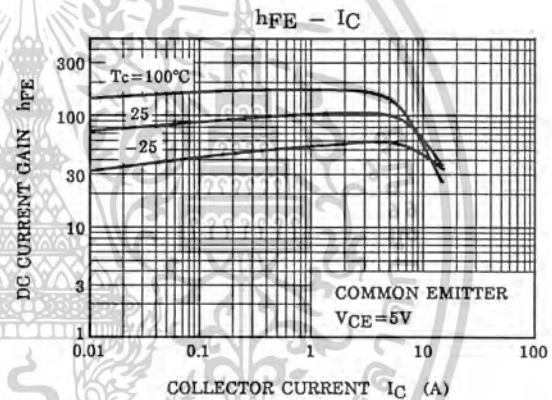
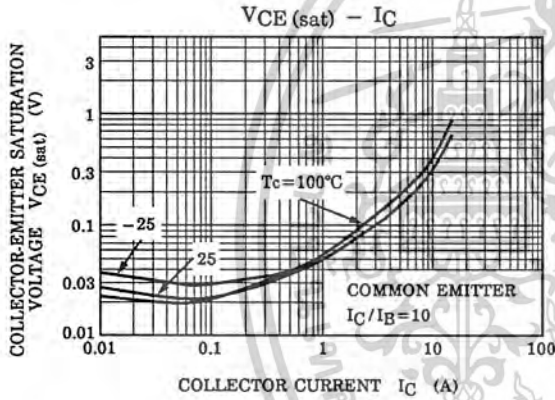
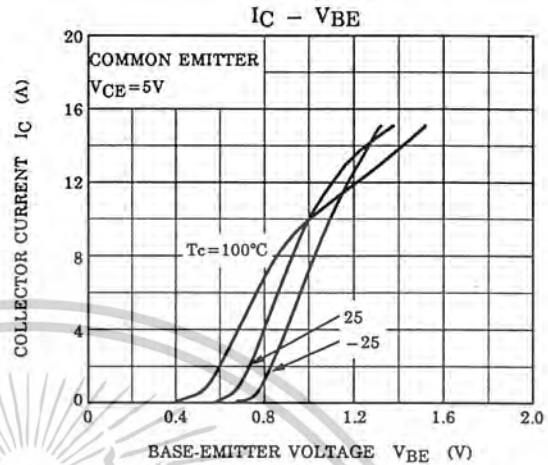
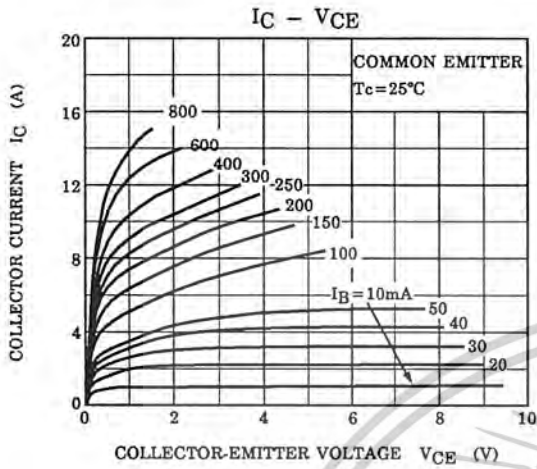


ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

Weight : 9.75g (Typ.)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I _{CB0}	V _{CB} = 230V, I _E = 0	—	—	5.0	μA
Emitter Cut-off Current	I _{EB0}	V _{EB} = 5V, I _C = 0	—	—	5.0	μA
Collector-Emitter Breakdown Voltage	V(BR) _{CEO}	I _C = 50mA, I _B = 0	230	—	—	V
DC Current Gain	h _{FE} (1) (Note)	V _{CE} = 5V, I _C = 1A	55	—	160	
	h _{FE} (2)	V _{CE} = 5V, I _C = 7A	35	60	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	I _C = 8A, I _B = 0.8A	—	0.40	3.0	V
Base-Emitter Voltage	V _{BE}	V _{CE} = 5V, I _C = 7A	—	1.0	1.5	V
Transition Frequency	f _T	V _{CE} = 5V, I _C = 1A	—	30	—	MHz
Collector Output Capacitance	C _{ob}	V _{CB} = 10V, I _E = 0, f = 1MHz	—	200	—	pF

Note : h_{FE}(1) Classification R : 55~110, O : 80~160



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EAA

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

TOSHIBA TRANSISTOR SILICON PNP TRIPLE DIFFUSED TYPE

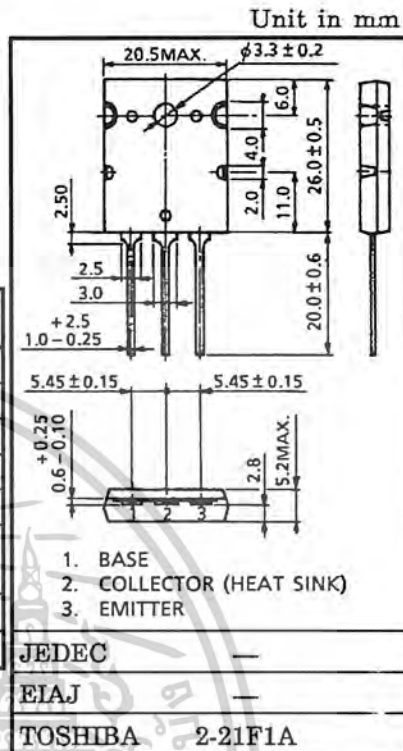
2SA1943

POWER AMPLIFIER APPLICATIONS

- Complementary to 2SC5200
- Recommended for 100 W High Fidelity Audio Frequency Amplifier Output Stage.

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	-230	V
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	-230	V
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	-5	V
Collector Current	I _C	-15	A
Base Current	I _B	-1.5	A
Collector Power Dissipation (Tc = 25°C)	P _C	150	W
Junction Temperature	T _j	150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55~150	°C



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

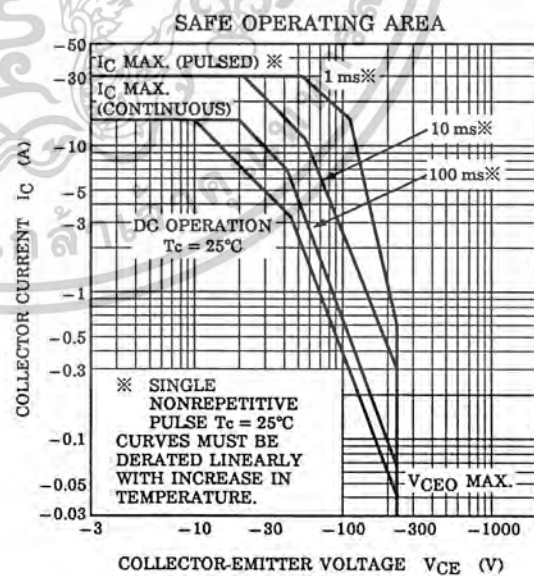
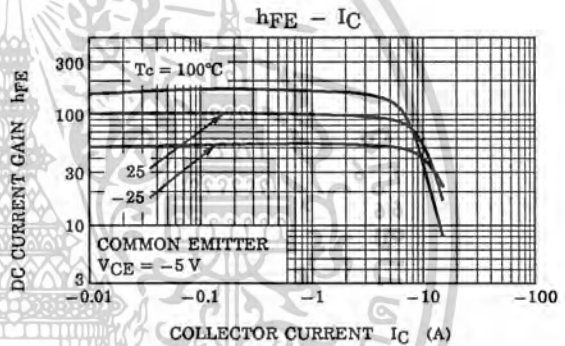
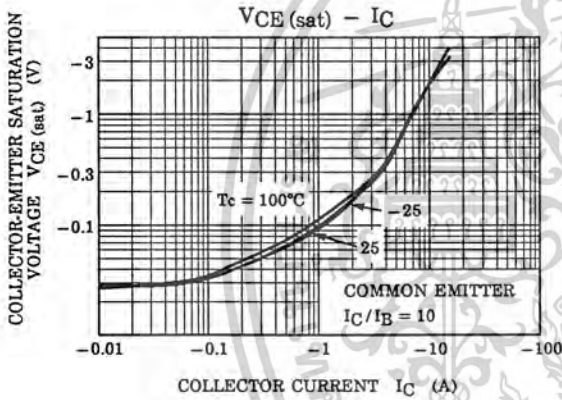
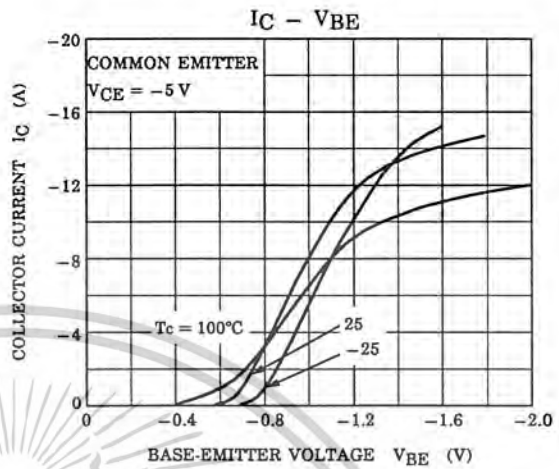
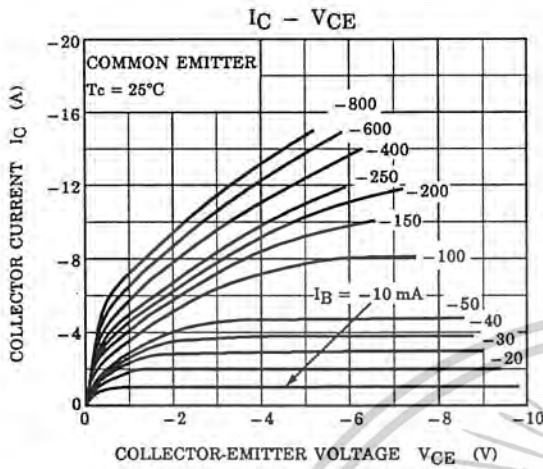
Weight : 9.75 g (Typ.)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I _{CBO}	V _{CB} = -230 V, I _E = 0	—	—	-5.0	μA
Emitter Cut-off Current	I _{EBO}	V _{EB} = -5 V, I _C = 0	—	—	-5.0	μA
Collector-Emitter Breakdown Voltage	V _{(BR)CEO}	I _C = -50 mA, I _B = 0	-230	—	—	V
DC Current Gain	h _{FE} (1) (Note)	V _{CE} = -5 V, I _C = -1 A	55	—	160	
	h _{FE} (2)	V _{CE} = -5 V, I _C = -7 A	35	60	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	I _C = -8 A, I _B = -0.8 A	—	-1.5	-3.0	V
Base-Emitter Voltage	V _{BE}	V _{CE} = -5 V, I _C = -7 A	—	-1.0	-1.5	V
Transition Frequency	f _T	V _{CE} = -5 V, I _C = -1 A	—	30	—	MHz
Collector Output Capacitance	C _{ob}	V _{CB} = -10 V, I _E = 0, f = 1 MHz	—	360	—	pF

(Note) : h_{FE} (1) Classification R : 55~110, O : 80~160

000707E A2

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.



000707EAA2'

● The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
 ● The information contained herein is subject to change without notice.

