POWER AMP MOS FET 400 W

โดย

นายณัฐพงศ์ อินทราภิบาล 38012005

นางสาวสุรีย์พร เผชิญมหาโยธิน 38012037

วัน เดือน ปี -1 ต.ค. 2541

เลขทะเบียน 038345

เลขเรียกหนังสือ T 399.65 [illegible]

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

ผู้จัดทำ

1 ณัฐพงศ์ อินทราภิบาล 38012005

2 สุรีย์พร เผชิญมหาโยธิน 38012037

--ประธานกรรมการ

( )

--กรรมการ

( )

--กรรมการ

( )

--กรรมการ

( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	POWER AMPLIFIER 400 W
ชื่อ	นายณัฐพงศ์ อินทราภิบาล 38012005
	นางสาวสุรีย์พร เผชิญมหาโยธิน 38012037
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์
ปีการศึกษา	2539

บทคัดย่อ

โครงงานนี้เป็นการศึกษาและสร้างเครื่องขยายเสียงวัตต์สูง (400วัตต์) โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟทขนาด 160 โวลท์ 150 วัตต์ (2SK50 ,2SJ49)ต่อร่วมกันแบบคอมพลีเมนตารี่ และมีแรงดันต่ำจ่ายเพียง ± 40 โวลท์ แต่สามารถให้กำลังวัตต์สูงได้โดยการนำภาคขยาย 2 ชุดมาต่อกันแบบบริดจ์(Bridge)

ผลการทดลองและปฏิบัติจริงบรรลุถึงเป้าหมายโดยสามารถให้กำลังวัตต์สูงถึง 615 วัตต์ (ใช้เพาเวอร์มอสเฟท 4 คู่ขนานกัน) ในย่านความถี่ตอบสนอง 1.5 Hz ถึง 125KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report Title POWER AMPLFIER 400 WATT

Name Mr Nutapong Intrapiban 38012005

Miss Sureeporn Pachenmahayotin 38012037

Adviser Mr Pradit Vacharapibool

Department of Industial Technology

Academic Year 1996

ABSTRACT

This project is the studying and building of high watted (400 watt) Power Amplifier By using the power MOS FET (160V 150 watt 2 SK 1058 D, 25 SJ 162D). The Power Mos FET is connected the form complementary. It has low Voltage (about ± 40Volt) but can supply hight power. The 2 sets of power Amplifier are bridge.

The result and the proformance are better than epected output to 615 Watts (The 4 pairs of power mos fet connected in parallel). The frequency response is 1.5 Hz to 125 KHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญหน้า

บทที่ 1 หลักการเบื้องต้นของวงจรเพาเวอร์แอมป์ 1

หลักการพื้นฐานของเครื่องขยายเสียงคลาส AB 3

วงจรขยายคลาส AB ระบบพัฒนา 6

วงจรขยายสัญญาณที่เกี่ยวข้องกับไดโอด 9

การบูสต์แทรปปิ้ง 10

การเปลี่ยนแปลงวงจรไดรเวอร์ 12

การคำนวณหากำลังเอาต์พุทสูงสุด 15

การเลือกแผงระบายความร้อน 17

วงจรขยายกำลังแบบบริดจ์ 20

FET 23

ผลของอุณหภูมิที่มีต่อ MOSFET 27

inputป้องกัน MOSFET 29

ดิฟเฟอร์เรนแอมปลิไฟเออร์ 30

คอมมอนโมดรีเจคชั่นเรโช 36

crossover distortion 37

บทที่ 2 การทำงานของวงจร 42

ระบบป้องกันลำโพง 46

การตั้งไบอัสเคอร์เรนท์ 47

บทที่ 3 ผลการทดลอง 48

ภาคผนวก

กิติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่	1	วงจรขยายคลาส A	1
รูปที่	2	วงจรเพาเวอร์แอมป์คลาส B	2
รูปที่	3	วงจรเพาเวอร์แอมป์คลาส AB	4
รูปที่	4	วงจรเพาเวอร์แอมป์คลาสเอบี แบบคอมพลีเมนตารี่ที่ใช้เอาต์พุท เป็นวงจรอิมิเตอร์-ฟอลโลเวอร์ที่ใช้ไฟเลี้ยงชุดเดียว	5
รูปที่	5	ความเปลี่ยนแปลงของคลาสเอบี เมื่อไฟเลี้ยงชุดเดียว	6
รูปที่	6	ออโต้ไบอัสในรูปแบบคอมพลีเมนตารี่	7
รูปที่	7	เพาเวอร์แอมป์ที่ใช้ดาร์ลิงตันในภาคเอาต์พุท	9
รูปที่	8	เพาเวอร์แอมป์ที่ใช้พาเชียลคอมพลีเมนตารี่	10
รูปที่	9	เพาเวอร์แอมป์กับระบบคอมพลีเมนตารี่	11
รูปที่	10	วงจรตั้งเกนคงที่แทนไดรอด	12
รูปที่	11	เพาเวอร์แอมป์ที่มีบูสแทรปปิ้ง	13
รูปที่	12	บูสแทร็ปปิ้งที่พัฒนา	14
รูปที่	13	ภาคขับกำลังที่ใช้ดีซีป้อนกลับแบบขนาน	14
รูปที่	14	วงจรขับกำลังแบบลอง-เทลแพร์ในส่วนอินพุท	14
รูปที่	15	แรงดันแหล่งจ่ายไฟจะกำหนดแอมปลิจูดสูงสุดของเอาต์พุท	16
รูปที่	16	ขนาดของกระแสไอเดิลของวงจรคลาส A	17
รูปที่	17	ความสัมพันธ์ของพื้นผิวของแผ่นโลหะกับความต้านทานความร้อน	18
รูปที่	18	แสดงทิศทางการไหลของกระแส เมื่อภาคขยายกำลังขยายสัญญาณในช่วงบวก	20
รูปที่	19	แสดงหลักการเบื้องต้นของการต่อภาคขยายกำลัง 2 ชุดต่อกันแบบบริดจ์	22
รูปที่	17	transfercharacteristic:(a) JFET;(b) depletion-mode n-channel MOSFET;(C) enhancement-mode n-channel MOSFET	23
รูปที่	18	(a) NMOSFET amplifier;(b) MOSFET characteristic and load line	24
รูปที่	19	MOSFET inverter :(a)วงจร(b)เปรียบเทียบวงจรเป็นความต้านทานซึ่งเหมือนกับวงจร(a)	25
รูปที่	20	MOSFET inverter characteristic :(a) Vdd>หรือเท่ากับ Vgg - Vt; T2การทำงานเหนือจุดpinch -off; (b)	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

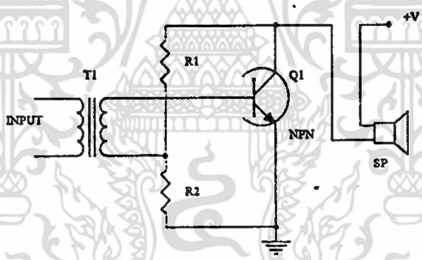
Vdd< Vgg-V ต่ำกว่าจุด pinch-off;(c) Vgs=0(gatetied to source)
; T2 a depletion-mode device 26
รูปที่ 21 input-output characteristic ของcmosfet inverter as a funtion of supply voltage and temperature input 28
รูปที่ 22 พื้นฐานขยายความแตกต่าง 30
รูปที่ 23 การแยกส่วนของอินพุทโวลเตจ 31
รูปที่ 24 วงจร Equipvalentสำหรับทรานซิสเตอร์แต่ละตัว T1หรือT2;เมื่อ V1=V2=Va 32
รูปที่ 25 common-mode load line ของวงจรรูปที่ 23 แสดงจุด Q เมื่อ Va=0 การแปรผันของจุดQเหมือนกับการแปรผันของVaจากVamaxถึงVamin 33
รูปที่ 26 วงจรขยายความแตกต่าง,ของสัญญาณเล็กๆที่มีเงื่อนไขดังต่อไปนี้:(a) equipvalentของสัญญาณเล็กๆของอินพุทของวงจรกับผลของส่วนประกอบทั้งหมดไปยังอิมิตเตอร์;(b) equipvalent ของสัญญาณเล็กๆของเอาต์พุทของวงจร 34
รูปที่ 27 Eqivalentของวงจรอิมิเตอร์ ใช้คำนวณกระแสอิมิเตอร์ ie2.1 = ia+id:(a) วงจรใช้คำนวณกระแส common mode emitter ia ; (b) ลดeqivalent ของวงจร;(c)วงจรใช้คำนวณกระแสdifferent mode id;(d)ลด equivalentของวงจร 35
รูปที่ 28 ส่วนประกอบของฟันดาเมนทอลของรูปแบบของ half wave rectifier เป็นเอาท์ออฟเฟส,แต่ฮาร์โมนิคที่สองเป็นอินเฟส ดังนั้นฮาร์โมนิคที่สองเกิดการผิดเพี้ยนถูกยกเลิกในการทำงานของพุชพูล 37
รูปที่ 29 การผิดเพี้ยนของ crossover 38
รูปที่ 30 วงจรขยายแบบพุชพูลใช้ทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลีเมนตารี่ 39
รูปที่ 31 Direct-Coupled Amplifier Stages ใช้วิธีการไบอัสธรรมดา 40
รูปที่ 32 คำนวณแรงดัน dc คร่อมโหลดที่รอยต่อทางตรง R_L ใช้principle ของ superposition 41
รูปที่ 36 วงจรขยายกำลัง 44
รูปที่ 37 วงจรป้องกันลำโพง 47
รูปที่ 38 วงจรการจ่ายไฟที่ออกแบบเพื่อแก้ออสซิลเลทให้วงจร 48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

หลักการเบื้องต้นของวงจรเพาเวอร์แอมป์

วงจรออดิโอเพาเวอร์แอมป์ หรือวงจรขยายสัญญาณเสียง ซึ่งวงจรนี้ก็จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่สามารถจะทำการเปลี่ยนระดับสัญญาณที่มีความแรงปานกลางให้มีระดับความแรงมากขึ้น ซึ่งสัญญาณดังกล่าวนี้ได้มาจากวงจรปรีแอมป์ระบบของการขับกำลังจะเป็นระบบขับกำลังวงจร AC ที่มีอิมพีแดนซ์ปานกลางออกไปยังวงจรที่มีระดับอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ ซึ่งนั่นก็คือลำโพงที่ต่ออยู่ตรงจุดที่เรียกว่าเอาต์พุตการออกแบบวงตรเครื่องขยายเสียงที่ดีต้องคำนึงถึงสัญญาณที่ออกไปจะต้องไม่ผิดเพี้ยน วงจรเครื่องขยายเสียงโดยทั่วไป อาจจะมีทรานซิสเตอร์มากกว่า 1 ตัวก็ได้ในทางด้านภาคเอาต์พุตโดยทรานซิสเตอร์ที่เรียกว่า power amplifier circuit "เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์"ระบบของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือวงจรทางด้านเอาต์พุตออกเป็น 3 อย่างหลักๆ คือ วงจรขยายคลาสเอ (CLASS A) วงจรขยายคลาสบี (CLASS B) และ วงจรขยายคลาสเอบี (CLASS AB)



รูปที่ 1 วงจรขยายคลาส A

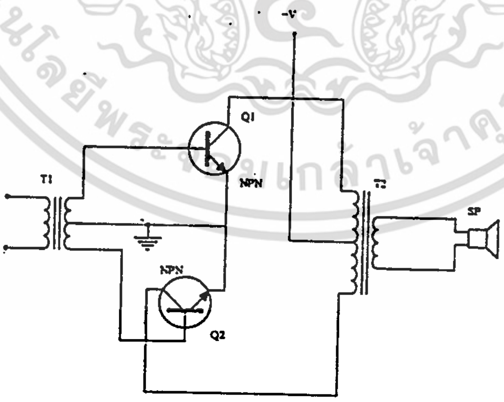
พิจารณาวงจรรูปที่1ซึ่งเป็นการแสดงถึงวงจรขยายคลาสAวงจรเดี่ยวหรือที่เรียกว่า ซิงเกิ้ลบีเจที (SINGLE BJT) ซึ่งเป็นวงจรขยายคลาส A คอมม่อนอิมิตเตอร์ที่เราได้ต่อวงจรเอาต์พุตหรือลำโพงไว้ที่ขาคอลเล็คเตอร์ เพื่อจะให้ลำโพงเป็นโหลดให้กับวงจร วงจรขยายคลาส A สามารถทำงานด้วยสัญญาณที่ส่งมาทางด้านอินพุต

จากรูปที่1 ได้แสดงถึงการทำงานของทรานซิสเตอร์Q1ว่าจะต้องทำงานด้วยกระแสสงบหรือต้องมีกระแสสงบเพื่อจะให้ไบอัสเป็น 0 หรือการคัทออฟวงจร ดังนั้นการออกแบบวงจรเพื่อจะให้กระแสของโหลดหรือลำโพงอยู่ในสภาวะที่ไม่เป็นการทำลายลำโพงค่อนข้างที่จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำบาก ถ้าลำโพงนั้นมี AC และ DC เราจะต้องคำนึงถึงอิมพิแดนซ์ของลำโพง เพื่อให้เกิดกระแสสงบที่สอดคล้องกันกับการทำงานของภาคจ่ายไฟ

วงจรขยายที่เป็นคลาส A จะให้สัญญาณทางออกที่มีความผิดเพี้ยนน้อยมาก แต่อย่างไรก็ดีจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q1 ในสถานะการณ์อย่างนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์ทำการขับกระแสอย่างต่อเนื่อง ย่อมจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง ดังนั้นเพื่อจะยังคงสภาวะของประสิทธิภาพอันนี้ไว้วงจรเครื่องขยายเสียงที่เป็นคลาสAจะต้องออกแบบให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ไม่เกิน 40 % ของความสามารถของทรานซิสเตอร์ ถ้าหากว่าเราจะเพิ่มประสิทธิภาพขึ้นมาเป็น 50 % จะเป็นสภาวะสูงสุดของทรานซิสเตอร์ประสิทธิภาพจะตกลงมา 4 % ความผิดเพี้ยนสำหรับระบบนี้ก็จะเกิดขึ้น วงจรขยายคลาส B (CLASS B AMPLIFIER) ซึ่งได้แสดงไว้แล้วในรูปที่ 4 เราจะนำเอาทรานซิสเตอร์ที่เป็นระบบ BJT Q1 และ Q2 ที่ทำงานกลับเฟสกันอยู่ 180 โดยทรานซิสเตอร์ดังกล่าวนั้นถูกออกแบบเป็นวงจรคอมม่อนอิมิตเตอร์ขับออกลำโพงในระบบพุชพูล โดยใช้หม้อแปลง T2 และแยกไฟสัญญาณด้วยหม้อแปลง T1 เพื่อทำให้อินพุตของทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 กลับเฟสสัญญาณกันอยู่ 180 เราจะจ่ายไฟจากแหล่งจ่ายไฟเข้าไปยังจุดกึ่งกลางของหม้อแปลงT2ซึ่งเป็นหม้อแปลงความถี่เสียง (AUDIOPUSHPULL TRANSFORMER)เพื่อจ่ายไฟเข้าไปยังขาCของทรานซิสเตอร์Q1และขา C ของทรานซิสเตอร์ Q2 โดยทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวนี้ขา E จะต้องลงกราวด์ สัญญาณ



รูปที่ 2 วงจรเพาเวอร์แอมป์คลาส B

เข้าที่จุดอินพุตโดยมีหม้อแปลงT1ทำหน้าที่คัปปลิ้งสัญญาณเสียงทำให้สัญญาณเสียงถูกเหนี่ยวนำออกมาทางด้านหม้อแปลงทางด้านออก (SECONDARY) ส่งสัญญาณเข้าไปยังขา B ของทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 แต่เนื่องจากว่าทรานซิสเตอร์ที่เป็น บีเจที (BJT) ดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวยังไม่มีไบอัสในขั้นต้น เมื่อสัญญาณเข้ามายังขา B จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวนี้เริ่มต้นทำงาน มีการนำกระแสหรือขยายสัญญาณออกไปส่งออกไปให้กับทรานส์ฟอร์เมอร์ T2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นโหลดให้กับทรานซิสเตอร์ทั้ง2 ตัวได้ สัญญาณเสียงที่ได้รับการขยายแล้วจึงสามารถส่งออกไปยังลำโพง ถ้าสัญญาณเสียงที่ถูกส่งผ่านทรานส์ฟอร์เมอร์ T1 เข้ามาทางด้านขดลวดขาเข้า (PRIMARY) ถูกเหนี่ยวนำเข้าสู่ขดลวดขาออก (SECONDARY) ออกไปยังขา B ของตัวทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นสัญญาณเสียงเฟสบวก และย่อมที่จะเหนี่ยวนำส่งไปให้กับขา Bของทรานซิสเตอร์ Q2 เป็นสัญญาณเสียงเฟส เนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้งานเป็นทซิสเตอร์ชนิด NPN ไบอัสขา B เมื่อเทียบกับขา E หรือเทียบไฟลงกราวด์จะต้องมีไบอัสเป็นบวกออกมาจังหวะนี้จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นตัวนำกระแสขับสัญญาณออกไปยังลำโพง และถ้าหากความถี่ของสัญญาณเสียงกลับเฟสเป็นเฟสตรงกันข้าม ย่อมจะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1ได้รับสัญญาณเสียงเป็น สัญญาณเสียงเฟสลบ และทรานซิสเตอร์ Q2 ได้ รับสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณเสียงเฟสบวก กรณีเช่นนี้ย่อมที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 สามารถทำงานได้ขับสัญญาณส่งออกไปผ่านทรานส์ฟอร์เมอร์T2ออกลำโพงได้ในที่สุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวนี้จะสลับกันไปมา คือสัญญาณคลื่นทางบวกกับสัญญาณคลื่นทางลบจาก สัญญาณที่จะถูกส่งเข้าไปยังขา B ของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวนี้ จะต้องขับสัญญาณตั้งแต่จุดที่เรียกว่า ซีโรคครอสซิ่ง (ZERO CROSSING VOLTAGE) และสัญญาณที่จะส่งเข้ามาจะต้องมีความแรงของสัญญาณไม่น้อยกว่า 600 mV จึงจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ระบบดังกล่าวนี้ถ้าพิจารณาจากรูปภาพ เราจะพบว่าค่าของการถ่ายทอดสัญญาณทางไดนามิค (DINAMIC TRANSFER) จะลดค่าลงมา ซึ่งเราเรียกความผิดเพี้ยนนี้ว่า ความผิดเพี้ยนครอสโอเวอร์ (CROSSOVER DISTORTION)

<u>**หลักการพื้นฐานของเครื่องขยายคลาส AB**</u>

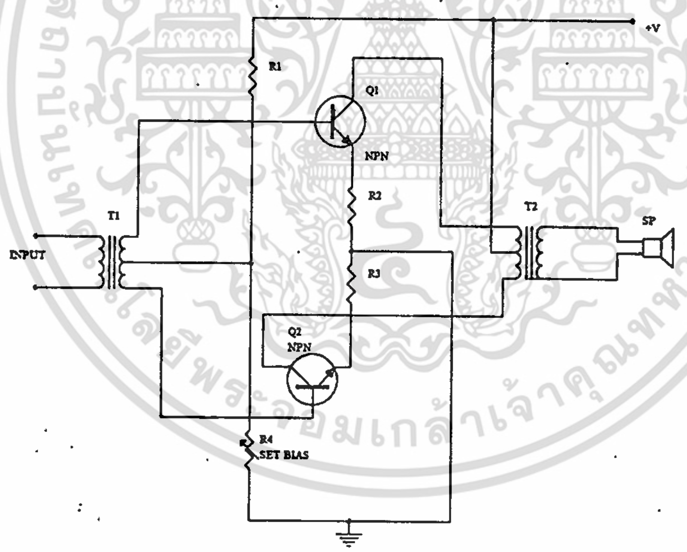
เนื่องจากความผิดเพี้ยนทางด้านครอสโอเวอร์กรณีดังกล่าวนี้ เกิดจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว ทำงานตัวละเฟสของสัญญาณ และเมื่อสัญญาณทั้ง 2 เฟสมาประกบกันย่อมจะทำให้เกิดปัญหาความเพี้ยนนี้ขึ้นมา เนื่องจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานแบบกลับเฟสนั้น ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ไขปัญหาดังกล่าวเราจึงจัดให้ไบอัสของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีไบอัสเป็นของตัวเองขึ้นมา ก่อนเราจะเรียกระบบการจัดวงจรนี้ว่าระบบคลาส AB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวิธีการดัดแปลงวงจรนั้นเราจะใช้วิธีการตั้งไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 โดยวิธีการนี้สามารถตั้งไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์มีการทำงานของวงจรสูงกว่า วงจรขยายคลาส A

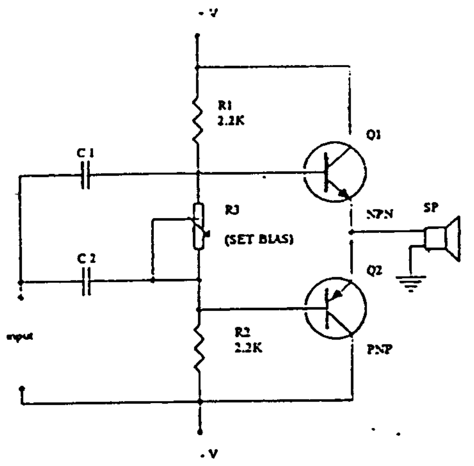
วงจรขยายที่เป็นคลาส AB ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3 คงจะหาดูได้ยากแล้ว เพราะวงจรดังกล่าวนี้จำเป็นจะต้องมีการแยกเฟส ให้เฟสของสัญญาณที่จะส่งให้กับทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 ตามสัญญาณกันอยู่ 180 วิธีการดังกล่าวทำได้โดยการใช้ทรานส์ฟอร์เมอร์เอาต์พุต T2 ทำหน้าที่เป็นตัวถ่ายทอดกำลังงานของทรานซิสเตอร์ส่งออกไปยังลำโพงได้

ทรานซิสเตอร์ที่เอามาใช้จะต้องเป็นพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์และจะต้องเป็นทรานซิสเตอร์ที่มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เท่ากันเบอร์เดียวกันผลิตในครั้งเดียวกัน จึงสามารถที่จะแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ เมื่อวงจรดังกล่าวได้จัดไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ขึ้นมาเป็นอิสระ โดยใช้รีซิสเตอร์ R1 และริซิสเตอร์ R4 เป็นตัวตั้งไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว ย่อมที่จะทำให้การทำงานของทรานซิสเตอร์รอดพ้นจากสภาวะ ซีโรคอสโอเวอร์



รูปที่ 3 วงจรเพาเวอร์แอมป์คลาส AB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4 วงจรเพาเวอร์แอมป์คลาสเอบี แบบคอมพลีเมนตารี่ที่ใช้เอาต์พุทเป็น วงจรอิมิเตอร์-ฟอลโลเวอร์ ที่ใช้ไฟเลี้ยงชุดเดียว

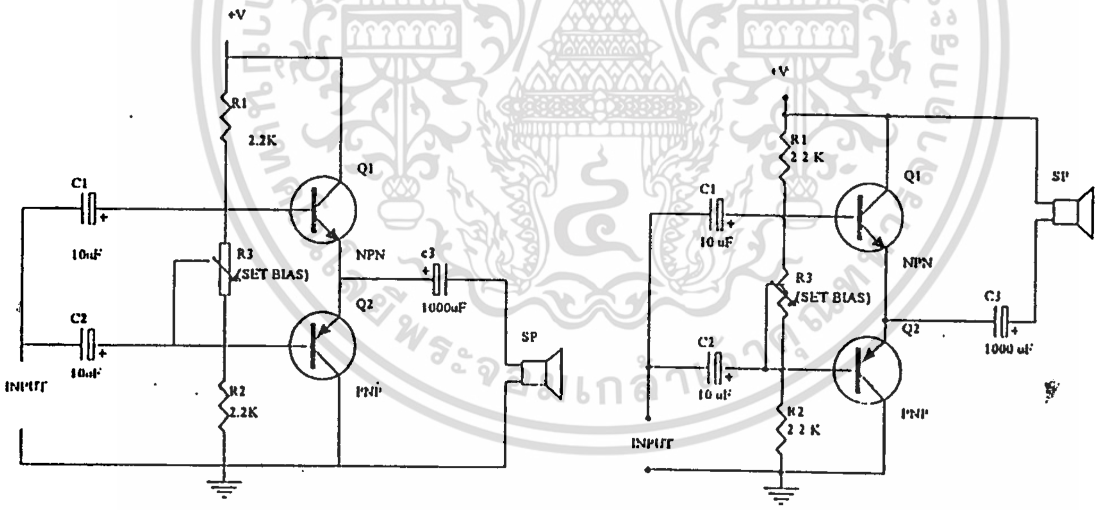
วงจรขยายที่เป็นคลาสABในรูปที่3เป็นวิธีการที่เราเรียกว่าคอมพลีเมนตารี (COMPLEMENTARY) โดยหลักการของเครื่องขยายคอมพลีเมนตารี ก็คือวิธีการที่เรานำเอาทรานซิสเตอร์ ที่ต่างชนิดกัน ที่ตัวหนึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (Q1) เป็นอีตัวหนึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่เป็นคู่แมทช์แพร์ (MATCH) ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ต่างชนิด PNP (Q2) โดยทรานซิสเตอร์ทั้งคู่นี้จะต้องเป็นทรานซิสเตอร์ที่เป็นคู่แมทแพร์(MATCH)ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ต่างชนิดกัน แต่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการเข้ามาใช้ในภาคเอาต์พุตที่เป็นวงจรอีมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (EMITTER-FOLLOWER หรือ วงจรที่ขับสัญญาณออกทางซาอีมิตเตอร์นั่นเอง วงจรดังกล่าวนี้ต้องใช้ระบบของการจ่ายไฟ 2 ชุด โดยมีรีซิสเตอร์ R1 และ R2 ทำหน้าที่ในการตั้งไบอัสให้กับวงจรเอาต์พุตเพื่อให้จุดต่อลำโพงมีแรงไฟเท่ากับ O V มิเช่นนั้นแล้วย่อมที่จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังลำโพงและทำให้ลำโพงขาดได้ วงจรดังกล่าวนี้เราสามารถที่จะตั้งไบอัสของทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ด้วยการปรับค่า R3 หรือการปรับตั้ง R3 การตั้งค่า R3 ย่อมจะทำให้เกิดแรงดันไฟไบอัสให้แก่ทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ ด้วยค่าความต้านทานของรีซิสเตอร์ แรงดันไฟตกคร่อมรีซิสเตอร์ R3 จะถูกส่งไปไบอัสของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 การตั้งไบอัสนี้ก็คือการกำหนดกระแสสงบในการแก้ไขความผิดเพี้ยนครอสโอเวอร์ (CROSSOVER DISTORTION) นั้นเอง วงจรดังกล่าวนี้ไม่ต้องมีระบบของการแยกเฟสสัญญาณเพราะสัญญาณที่ป้อนเข้ามาจากจุดที่เขียนว่าอินพุต (INPUT) จะถูกคัปปลิ้นเข้าไปยังวงจรเพาเวอร์แอมป์ด้วยคาปาซิเตอร์ C1 และ C2 ทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทรานซิสเตอร์ Q2 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ทรานซิสเตอร์ดังกล่าวนี้ย่อมที่จะขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณต่างเฟสกัน180 กล่าวคือทรานซิสเตอร์ Q1 จะขับได้เฉพาะสัญญาณเฟสบวกเท่านั้น และทรานซิสเตอร์ Q2 จะขับกระแสหรือขยายสัญญาณเสียงเฉพาะเฟสลบเท่านั้น

วงจรตามรูปที่ 4 เป็นวงจรที่ขับสัญญาณออกทางขาอีมิตเตอร์ หรืออีมิตเตอร์ฟอโลเวอร์ (EMITTERFOLLOWER) ดังนั้นจุดออกลำโพงจึงไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงเอาต์พุตอีกต่อไป เพราะหากมีสัญญาณเสียงเฟสบวกเข้ามายังวงจรนี้ทรานซิสเตอร์ Q1 จะขับสัญญาณเฟสบวกออกไปให้กับลำโพงเอง และในทางตรงกันข้ามถ้าหากว่ามีสัญญาณเสียงเฟสลบถูกส่งเข้ามายังวงจรขยายชุดนี้ ทรานซิสเตอร์ Q2 ก็จะทำหน้าที่ของมันก็คือการขับสัญญาณเฟสลบหรือขยายสัญญาณเฟสลบออกไปยังลำโพงด้วยเช่นกันในเวลาต่อเนื่องกัน เราจึงพบว่าในวงจรดังกล่าวสามารถที่จะตัดหม้อแปลง เอาต์พุตออกไปได้จะทำให้เกิดคุณภาพของเสียงที่ขับออกลำโพงมีคุณภาพเสียงที่ดีกว่า

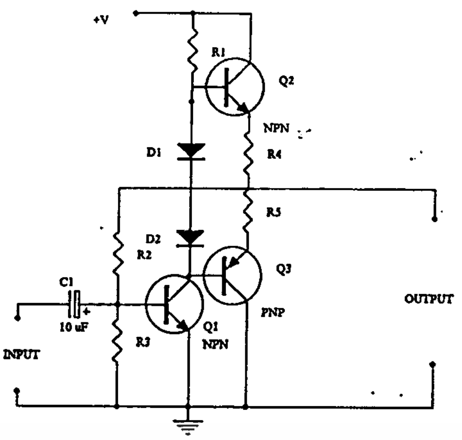
<u>วงจรขยายคลาส AB ระบบพัฒนา</u>



รูปที่ 5 ความเปลี่ยนแปลงของคลาสเอบี เมื่อไฟเลี้ยงชุดเดียว

วงจรขยายสัญญาณเสียงที่เรียกว่า วงจรขยายแรงดัน (UNITY VOLTAGE GAIN AMPLIFIER) วงจรดังกล่าวนี้ยังไม่มีวงจรขับกำลังวงจรที่เป็นระบบขับกำลังนั้นให้ดูจากรูปที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6 ออโต้ไบอัสในรูปแบบคอมพลีเมนตารี่

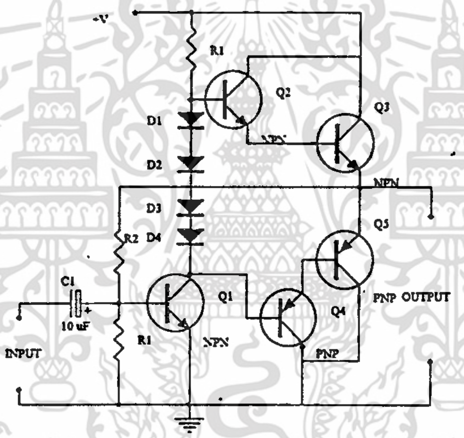
ซึ่งได้แก่ทรานซิสเตอร์ Q1 ระบบดังกล่าวนี้เป็นวงจรที่จัดวงจรในลักษณะที่ใช้แหล่งจ่ายไฟเพียงชุดเดียว โดยการนำเอาทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 ซึ่งเป็นคู่คอมพลีเมนตารี่มาต่อในลักษณะอีมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (EMITTER-FOLLOWER) โดยวงจรดังกล่าวนี้มีการจัดไบอัสด้วย R3 เมื่อจ่ายกระแสให้กับวงจรตามรูปที่5แรงดันไฟบวกจะถูกส่งผ่านรีซิสเตอร์ R1 และ R3 และผ่านรีซิสเตอร์ R2 และรีซิสเตอร์ R3 จะเป็นตัวตั้งไบอัสคลาส AB ให้กับทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 โดยเมื่อวงจรทำงานไปแล้วย่อมจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ต่ำลงมาเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของลำโพงได้การป้อนสัญญาณจะทำการป้อนสัญญาณผ่านคาปาซิเตอร์คัปปลิ้งC2 เข้าไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 แต่อย่างไรก็ตาม ทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ย่อมจะทำงานได้ดีกับสัญญาณเฟสบวก เมื่อสัญญาณเฟสบวกถูกส่งผ่านคาปาซิเตอร์ C1 และคาปาซิเตอร์ C2 เข้าไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ย่อมจะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 สามารถนำกระแสจากไฟบวกเข้าทางขาคอลเล็คเตอร์ออกขาอีมิตเตอร์ เพื่อส่งออกไปยังคาปาซิเตอร์คัปปลิ้ง C3 ส่งออกลำโพงต่อไป ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q2 หยุดนำกระแส ในทางกลับกันในขณะที่สัญญาณเฟสลบถูกส่งเข้ามาผ่านคาปาซิเตอร์คัปปลิ้งC1และC2เข้ามายังขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ในกรณีดังกล่าวนี้ย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 สามารถนำกระแสได้ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ Q2 จึงนำกระแสจากขั้วบวกของคาปาซิเตอร์ C3 ส่งผ่านขาอิมิตเตอร์ออกขาคอลเล็คเตอร์ ส่งผ่านลำโพงจากด้านล่างส่งขึ้นไปทางด้านบนเพื่อไปครบวงจรกับขั้วลบของคาปาซิเตอร์ C3 เนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q2 ที่นำมาใช้งาน เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขับสัญญาณเสียงจึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ขับสัญญาณเสียงสลับไปมา ส่วนวงจรในรูปที่ 5a มีลักษณะการจัดวงจรเหมือนกับวงจรในรูปที่ 5b วงจรชุดนี้เราจะนำเอาลำโพงไปต่อรับไฟบวกแต่ลักษณะการทำงานยังคงเหมือนเดิม กล่าวคือ เมื่อสัญญาณอินพุตถูกส่งป้อนเข้ามายังคาปาซิเตอร์คัปปลิ้ง C1 และ C2 สมมุติว่ามีสัญญาณเฟสลบถูกส่งเข้ามาก่อน สัญญาณเฟสลบจะปรากฏขึ้นที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ซึ่งเราทราบแล้วว่าทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN สามารถนำกระแส หรือทำงานได้ดีเฉพาะสัญญาณเฟสลบเท่านั้น ในกรณีดังกล่าวนี้ เมื่อมีสัญญาณเสียงเฟสลบถูกส่งเข้ามาย่อมที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 สามารถนำกระแสได้ ซึ่งนั่นก็คือค่าความต้านทานอีมิตเตอร์คอลเล็คเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q2 ลดต่ำลงมา ทำให้แรงดันไฟจากไฟบวกถูกส่งผ่านขดลวดวอยซ์คอยล์ของลำโพงด้านบนผ่านลงมายังด้านล่าง เพื่อส่งเข้ามายังคาปาซิเตอร์คัปปลิ้ง C3 ส่งผ่านออกมายังขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q2 ออกขาคอลเล็คเตอร์ลงไปครบวงจรกับไฟลบได้ หากมีสัญญาณเฟสบวกถูส่งเข้ามาย่อมที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์Q1มีค่าความต้านทานอีมิตเตอร์คอลเล็คเตอร์ต่ำลงมาคาปาซิเตอร์คัปปลิ้ง C2 ซึ่งได้ชาร์จประจุเอาไว้ในตอนแรกในตอนที่ทรานซิสเตอร์ Q2 นำกระแส จึงดิสชาร์จประจุผ่านขดลวดวอยซ์คอยล์ของลำโพง จากด้านล่างออกด้านบนเข้าขาคอลเล็คเตอร์ออกขาอีมิตเตอร์ไปครบวงจรกับขั้วลบของคาปาซิเตอร์คัปปลิ้ง C3 วงจรเครื่องขยายนี้เราสามารถที่จะต่อลำโพงไว้กับไฟบวกหรือจะต่อลำโพงไว้กับไฟลบก็สามารถทำได้ เพราะการขับกระแสของวงจรทรานซิสเตอร์เป็นแบบสมดุลย์ โดยวงจรเครื่องขยายเสียงที่เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ในระบบคอมพลีเมนตารี่นี้ ลำโพงดังได้เพราะการขับกระแส ถึงแม้ว่าลำโพงไม่ได้ต่อไว้กับไฟลบซึ่งถือว่าเป็นกราวนด์หรือจุดคอมม่อน แต่เสียงก็ดังเหมือนเดิม วงจรเครื่องขยายเสียง เสียงดังได้เพราะกระแส DC ที่เกิดจากการนำกระแสหรือเสียงดังได้เพราะกระแสDCเกิดจากการนำกระแสหรือการขับกระแสของทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 5 เราอาจมีการเปลี่ยนแปลงระบบการขับกำลังของทรานซิสเตอร์ โดยแทนที่จะใช้ทรานซิสเตอร์ Q1และQ2เป็นคู่แมทช์แพร์ธรรมดา แต่เราอาจเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ Q1และQ2เป็นทรานซิสเตอร์คู่แมทช์แพร์ที่เป็นทรานซิสเตอร์คู่ดาร์ลิงตันก็ได้ซึ่งวงจรที่เป็นทรานซิสเตอร์ดาร์ลิงตันนั้นเป็นวงจรที่สามารถให้กำลังวัตต์ที่สูงขึ้นมาได้ในภาคเอาต์พุต ซึ่งแต่เมื่อพิจารณาวงจรตามรูปที่6จะพบว่าวงจรดังกล่าวเป็นวงจรที่มีลักษณะของวงจรไบอัสอัตโนมัติเพราะว่าตอนนี้ทรานซิสเตอร์Q1,Q2จะถูกไบอัสด้วยไดโอดD1และD2 การจัดไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจ่ายไบอัสให้แก่ไดโอดในลักษณะฟอร์เวิร์ดซึ่งได้แก่ไดโอด D1และD2 เพื่อให้ไดโอด D1และD2ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์จำกัดแรงดันไฟ พร้อมกับทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ที่ชดเชยอุณหภูมิให้แก่ทรานซิสเตอร์ด้วย เนื่องจากอุปกรณ์นี้ถูกนำไปต่อไว้ใกล้กับขาอิมิเตอร์เบสของทรานซิสเตอร์Q1,Q2นั่นเองทำให้อุปกรณ์ดังกล่าวสามารถไปชดเชยอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ได้ส่วนวงจรในรูปที่ 6 เป็นวงจรที่เอาต์พุทประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ดาร์ลิงตัน ค่าไบอัสของทรานซิสเตอร์ระหว่างขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q2และQ3และระหว่างขาเบส สัญญาณเฟสลบจะปรากฏขึ้นที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ซึ่งเราทราบแล้วว่าทรานซิสเตอร์ Q4 และQ5จะต้องมีค่ามากขึ้นกว่าเดิม ดังนั้นวงจรในรูปที่ 7 จึงต้องใช้ไดโอดใส่เข้าไปในวงจรทั้งหมด 4 ตัว เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวตั้งไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัว



รูปที่ 7 เพาเวอร์แอมป์ที่ใช้ดาร์ลิงตันในภาคเอาต์พุท

วงจรขยายสัญญาณที่เกี่ยวข้องกับไดโอด

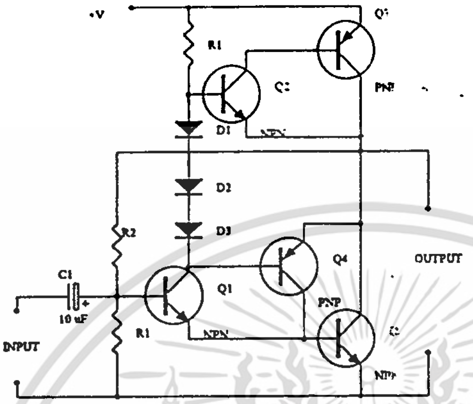
วงจรที่ใช้ไดโอดเป็นซิลิกอนไดโอด เพื่อทำหน้า ที่เป็นวงจรจัดไบอัส ซึ่งเราสามารถที่จะทดแทนการทำงานของไดโอดด้วยการใส่ทรานซิสเตอร์เข้าไปแทนที่ได้เราเรียกวิธีนี้ว่าวงจรไดโอดขยายสัญญาณ(amplifier diode)ซึ่งวงจรเบื้องต้นสามารถเขียนได้ตามวงจรในรูปที่10 แรงดันไฟทางด้านเอาต์พุทของวงจร(Vout)ตามวงจรดังกล่าวนี้สามารถคำนวณแรงดันไฟเอาต์พุทได้ตามสูตรดังนี้

$$Vout = (Vbe * R1) / R2 + R2$$

ถ้ารีจิสเตอร์ R1 ถูกแทนที่ด้วยวงจรที่มีลักษณะเหมือนกับการลัดวงจร (short circuit) วงจรดังกล่าวจะทำให้ค่า Vout เท่ากับค่าจังชั่นระหว่างเบส - อิมิเตอร์ซึ่งเท่ากับว่าทรานซิสเตอร์ตัวนี้มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ... ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาพเหมือนกับเป็นไดโอดเท่านั้นเอง และทรานซิสเตอร์ดังกล่าวนี้สามารถชดเชยอุณหภูมิได้



รูปที่ 8 เพาเวอร์แอมป์ที่ใช้พาเชี่ยลคอมพลีเมนตารี่

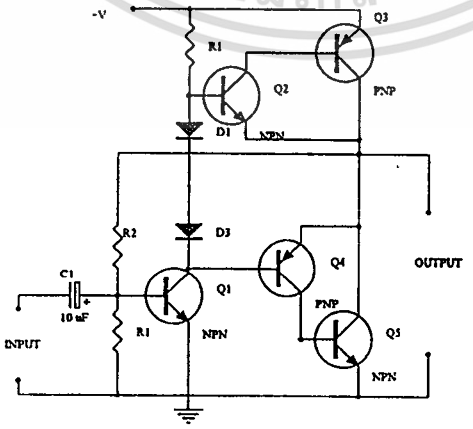
ถ้ารีจิสเตอร์ R1มีค่าเท่ากับรีจิสเตอร์ R2 ลักษณะของวงจรนี้จะเป็นลักษณะของการนำเอาไดโอดสองตัวมาต่ออนุกรมกันออกมายังขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q2 ออกขาคอลเล็คเตอร์ ถ้าวงจรดังกล่าวกำหนดให้ค่าของรีจิสเตอร์ R1มีค่าเท่ากับ 3 เท่าของรีจิสเตอร์ R2วงจรดังกล่าวนี้จะมีสภาพเหมือนกับการนำเอาไดโอด 4 ตัวมาต่ออนุกรมกัน

การบูสแทรปปิ้ง

วงจรใช้งานของระบบคอมพลีเมนตารี่เราสามารถอ้างอิงวงจรได้ตามรูปที่ 6 ซึ่งเป็นวงจรออโต้ไบอัส (AUTO BIAS)โดยวงจรในรูปที่ 6 นี้ทรานซิสเตอร์รับไบอัสจากแรงดันไฟเอาต์พุท ส่งผ่านรีจิสเตอร์ R2 และ R3 ซึ่งเป็นการจัดไบอัส ดังนั้นการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q1จะไปสอดคล้องกับการทำงานของทรานซิสเตอร์Q2และQ3ด้วย การทำงานของทรานซิสเตอร์ Q1จะต้องนำกระแสผ่านรีจิสเตอร์R1 ซึ่งการนำกระแสของรีจิสเตอร์ดังกล่าวนี้ จะทำให้วงจรทั้งหมดอยู่ภายใต้กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ R1ด้วยค่าที่มีค่ามาก เพื่อที่จะทำให้อัตราขยายทางแรงดันได้มากที่สุดซึ่งในทางปฏิบัติแล้วไม่มีคนทำกันเพราะ เป็นผลทางเอฟเฟ็คของค่า AC หากเราให้ค่ารีจิสเตอร์ R1 มีค่าไม่สอดคล้องกับ ทรานซิสเตอร์ Q1Q2ซึ่ง เป็นวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอมป์ ดังนั้นหากค่ารีจิสเตอร์ R1มีค่ามากวงจรเพาเวอร์แอมป์ จะต้องมีอินพุทอิมพีแดนซ์มากตามขึ้นไปด้วย จึงต้องจัดวงจรด้วยการแทนทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q1เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราขยายสูงเพียงอย่างเดียวราคาจึงแพง ในวงจรย่อมทำให้เกิดปัญหาว่าหากพิจารณาทรานซิสเตอร์ Q1 ตามรูปที่ 6 วงจรไบอัสของวงจรจะต้องขึ้นอยู่กับกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 อย่างเดียว และทรานซิสเตอร์ Q1ยังทำหน้าที่ในการควบคุมกระแสสงบในวงจร การที่เราทำให้แรงดันไฟเอาต์พุทได้เท่ากับครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟเพื่อให้การสวิงของสัญญาณเฟสบวกและเฟสลบ สามารถสวิงได้เท่าๆกัน หากสัญญาณเฟสบวกและเฟสลบสามารถสวิงออกมาได้เท่ากันย่อมจะทำให้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุด เมื่อสัญญาณเข้ามายังวงจรแล้วทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์เปลี่ยนแปลงแรงดันไฟที่จุดเอาต์พุทจึงต้องสวิงตามสัญญาณไปด้วย นี่คือจุดบกพร่องของวงจรในรูปที่ 6 ในทางปฏิบัติเราพบว่ารีจิสเตอร์R1ที่ใช้เป็นวงจรไบอัส ถ้าจะให้อัตราขยายทางโวลต์สูง และพบว่า ACอิมพีแดนซ์ของรีจิสเตอร์ R1 ต้องมีค่ามากกว่า DCอิมพีแดนซ์ กรณีดังกล่าวนี้เราจึงต้องใช้วงจรที่เป็นบูสแทรปปิ้ง ตามที่แสดงไว้ในวงจรรูปที่ 11 และ12 จากรูปที่ 13 เราจะพบว่า ด้านขา cของทรานซิสเตอร์Q1 ประกอบด้วยรีจิสเตอร์!R1และR2ต่อ อยู่ในลักษณะอนุกรมกัน สัญญาณที่ปรากฏออกไปทางลำโพงจะถูกป้อนกับเข้ามายังR1และR2ด้วยค่าคาปาซิเตอร์ C2 กรณีดังกล่าวนี้ย่อมทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุทเท่ากับ $V_{CC}/2$ เพราะการทำงานของวงจรเป็นระบบยูนิตี้ ถ้าหากว่ารีจิสเตอร์ R1 มีค่าเท่ากับ 1K



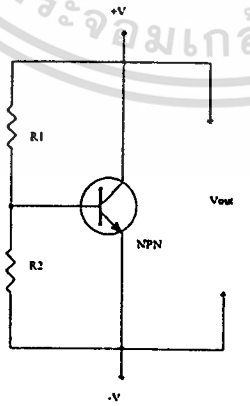
รูปที่ 9 เพาเวอร์แอมป์กับระบบคอมพลีเมนตารี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้วงจร Q2และQ3 มีอัตราขยายทางโวลต์เท่ากับ 0.9 กรณีนี้พบว่า แรงดันของสัญญาณที่ปรากฏขึ้นในส่วนล่างของรีจิสเตอร์ R2 และ R1 แรงดันไฟที่เกิดขึ้นที่ขั้วบวกของรีจิสเตอร์มีค่าเท่ากับ 0.9 เท่า ในกรณีดังกล่าวนี้ถือว่าแรงดันไฟที่ตกคร่อมรีจิสเตอร์ R2มีค่าเป็น1ใน10 โดยเมื่อสัญญาณ AC เข้ามาค่าอิมพีแดนซ์ของ R2 จะต้องมีค่าเป็น 10เท่าของอิมพีแดนซ์ทางด้าน DC ในทางปฏิบัติ เมื่อมีวงจรบูสแทรปปิ้ง จะพบว่า อัตราขยายทางแรงดันไฟและอิมพีแดนซ์ทางคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 สามารถที่จะเพิ่มขึ้นได้ประมาณ 20 เท่าในวงจรรูปที่ 11อาจมีปัญหาตรงที่ ในกรณีที่คาปาซิเตอร์C2ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์หลักของระบบบูตส์แทรปปิ้ง เกิดการลดค่าย่อมทำให้วงจรทำงานผิดไปจากความเป็นจริง จึงอาจแก้ไขโดยให้วงจรมีคาปาซิเตอร C2 ทำหน้าที่เป็นบูสแทรปปิ้งเพียงแค่ตัวเดีย่ว โดยคาปาซิเตอร์ดังกล่าวทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์บูสแทรปปิ้งสำหรับลำโพงอีกด้วย

การเปลี่ยนแปลงวงจรไดรเวอร์

ในรูปที่6 แรงดันไฟDCและAC จะอยู่ในลักษณะของการขนานกัน จากค่าดิไวเดอร์ของ R1และR2ที่เป็นวงจรป้อนกลับให้กับทรานซิสเตอร์Q1ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรภาคขับกำลังไดรเวอร์สเตจ เสถียรภาพของวงจรมีเสถียรภาพที่ดี แต่อัตราขยายและอิมพีแดนซ์จะต่ำ ในรูปที่ 13 มีการเปลี่ยนแปลงที่แปลกออกไปจากวงจรในรูปที่ 6 ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงที่อยู่ในส่วนของวงจรขับกำลังไดรเวอร์สเตจ เพื่อแก้ปัญหาในเรื่องของระบบจ่ายไฟ เราจะพบปัญหาของวงจรดังรูปที่ 6 ก็คือปริมาณแรงดันที่มาจากภาคซัพพลาย

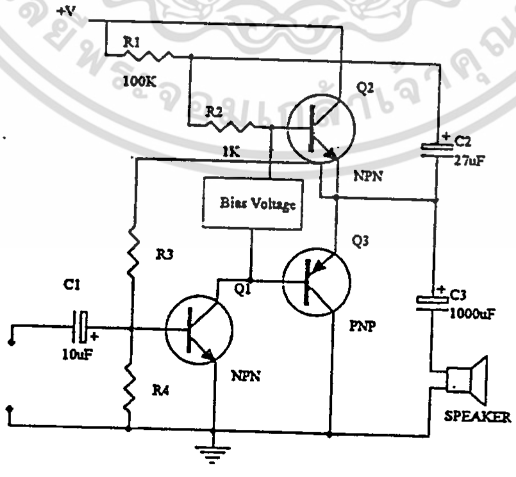


รูปที่ 10 วงจรตั้งเกนคงที่แทนไดรอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

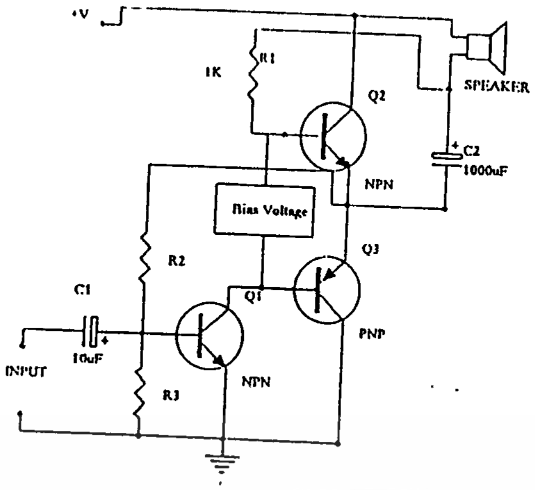
วงจรในรูปที่ 4 ในส่วนของกระแสป้อนย้อนกลับเราจะให้กระแสส่งผ่านรีจิสเตอร์ R1และR2 เพื่อจะทำให้วงจรนี้สามารถที่จะจ่ายไฟในช่วงกว้างได้มากขึ้นรีจิสเตอร์เป็นวงจรป้อนกลับจะถูกนำไปเข้ากระบวนการ ACดีคัปเปิ้ลด้วยคาปาซิเตอร์ C2 ในกรณีดังกล่าวนี้จะช่วยให้อัตราขยายและอินพุทอิ มพีแดนซ์มีค่าสูงขึ้น วงจรดังกล่าวนี้จะมีปัญหาความผิดเพี้ยนเพิ่มขึ้นมาด้วยทรานซิสเตอร์ Q1สามารถที่จะทดแทนได้ด้วยคู่ดาร์ลิงตันและถ้าหากว่าต้องการให้อินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากขึ้น โดยหลักการของเครื่องขยายคอมพลีเมนตารี (COMPLEMENTARY) วงจรขับกำลังไดรเวอร์สเตจ ในรูปที่ 13ได้ออกแบบให้วงจรป้อนกลับทางด้านACและDC ต่อกันในรูปแบบวงจรอนุกรม เพื่อจะให้วงจรขยายและอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมากกว่าวงจรที่ได้ออกแบบไว้ในรูปที่ 6 ในวงจรดังกล่าวนี้จึงใช้ทรานซิสเตอร์Q1เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เพื่อเอามาทำหน้าที่เป็นวงจรไดเร็คคัปเปิ้ล ให้กับทรานซิสเตอร์NPN

วงจรในรูปที่ 14 เป็นการใช้วงจรที่ใช้ภาคขับกำลังที่เป็นชนิดพิเศษออกไป วงจรที่ขับกำลังวงจรดังกล่าวนี้จะใช้ในเครื่องขยายที่มีภาคจ่ายไฟ 2 ชุด เป็นระบบไดเร็คคัปเปิ้ลอินพุทและเอาต์พุทที่ต่อวงจรอ้างอิงมาจากกราวด์ วงจรทางด้านอินพุทของวงจรขับกำลังจะเป็นการต่อวงจรในลักษณะวงจรลองเทลด์แพร์ (LONG-TAILED PAIR) ทั้งอินพุทและเอาต์พุทของระบบนี้รักษาแรงดันไฟเซ็นเตอร์ด้วยการต่อไฟ DC มาจากกราวด์โดยมีข้อกำหนดว่าค่ารีจิสเตอร์ R1และR4ต้องมีค่าเท่ากัน

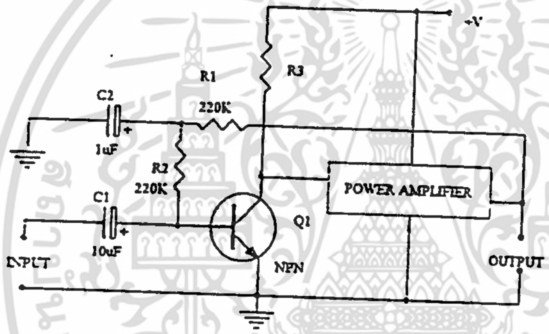


รูปที่ 11 เพาเวอร์แอมป์ที่มีบูสต์แทร็ปปิ้ง

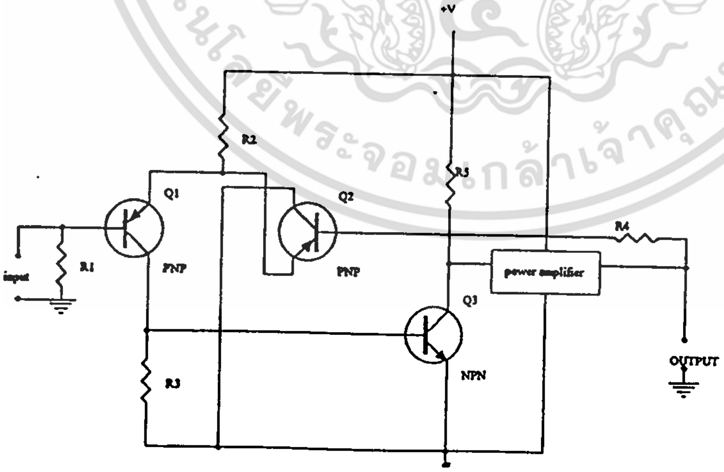
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 12 บูสต์แทร็ปปิ้งที่พัฒนา



รูปที่ 13 ภาคขับกำลังที่ใช้ดีซีป้อนกลับแบบขนาน



รูปที่ 14 วงจรขับกำลังแบบลอง-เทลแพร์ในส่วนอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหากำลังเอาต์พุทสูงสุด

การคำนวณหากำลังเอาต์พุทสูงสุดสามารถทำได้ดังนี้

วัตต์สูงสุด จะหาว่าสูงสุดสักกี่วัตต์ได้โดยพิจารณาจาก

ก. แรงดันของแหล่งจ่ายไฟจะกำหนดกำลังเอาต์พุท เมื่อต้องการต่อเพาเวอร์แอมป์ขนาด 400 วัตต์ แต่กลับใช้แหล่งจ่ายไฟเพียง ± 40V ลองต่อเท่าไรก็ไม่ได้เสียงดัง ขนาด 400 Wซักที ปัญหาอยู่ที่แรงดันของแหล่งจ่ายไฟกับกำลังเอาต์พุทจะมีความสัมพันธ์กันอย่างแน่นแฟ้น ถ้าเรากำหนดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟลงไป กำลังเอาต์พุทสูงสุดของเครื่องขยายก็ถูกกำหนดลงไปแล้วเปลี่ยนแปลงไม่ได้ ความสัมพันธ์ของกำลังเอาต์พุทสูงสุด Po กับแรงดันแหล่งจ่ายไฟมีดังนี้

$$Po=Vc^2/2R_L$$

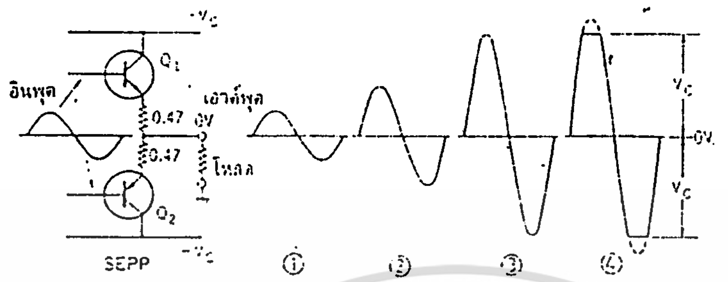
R_Lคือโอห์มของลำโพงขนาด 8 โอห์ม และ $Po=1/16Vc^2$ ดังนั้นถ้าเราใช้แหล่งจ่ายไฟขนาด ±40V กำลังเอาต์พุทสูงสุดที่เราจะได้จะเท่ากับ $Po=(1/16)40^2$ = 100 Wเท่านั้น เมื่อกำหนดแหล่งจ่ายไฟก็สามารถรู้กำลังเอาต์พุทสูงสุดได้หรือถ้าต้องการออกแบบให้กำลังสูงสุดเท่าใดก็หาขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟที่ต้องการใช้ สำหรับกระแสที่ไหลในภาคสุดท้ายสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$Ic=Vcc/R_L$$

Icนี้คือค่ากระแสสูงสุด ถ้าเป็นกระแสเฉลี่ยจะเท่ากับ Ic/π

สาเหตุที่แรงดันของแหล่งจ่ายไฟจะเป็นตัวกำหนดกำลังเอาต์พุทสูงสุดนั้น สามารถอธิบายได้ดังนี้ ถ้าพิจารณาวงจรที่ภาคขยายสุดท้ายของเครื่องขยายในรูปที่ วงจรนี้เป็นวงจรขยายกำลังแบบSEEP (single ended push pull) มีทรานซิสเตอร์สองตัวคือ Q1และQ2เป็นตัวขยายสัญญาณออกไปที่เอาต์พุทQ1จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่เป็นบวก(ด้านบนของสัญญาณ) ส่วนQ2รับหน้าที่ขยายสัญญาณช่วงที่เป็นลบ(ด้านล่างของสัญญาณ) เมื่อสัญญาณช่วงที่เป็นบวกเข้ามาQ1จะทำงานในขณะที่ Q2ไม่ทำงาน(Q1onQ2off)ดังนั้นกระแสจะไม่ไหลจาก Q1 ไป Q2 แต่กระแสจะไหลจากQ1ไปโหลดไปลงกราวด์ เมื่อสัญญาณช่วงที่เป็นลบเข้ามา Q1จะหยุดทำงานในขณะที่Q2ทำงาน กระแสจะไหลจากกราวด์→โหลด→Q2ตามลำดับ ด้วยวิธีการทำงานเช่นนี้ กระแสที่ไหลไปที่โหลดจะกลับทิศทางไปตามช่วงบวกลบของสัญญาณเข้า ถ้าวัดแรงดันที่เอาต์พุทสัญญาณที่ออกมาจะมีรูปเหมือนสัญญาณเข้าดังรูปที่15 เมื่อสัญญาณเข้ามามีขนาดเล็กสัญญาณออกไปจะมีขนาดเล็กดังรูปคลื่นที่1 และ2 ถ้าเพิ่มขนาดของสัญญาณเข้าให้มีขนาดใหญ่ขึ้น สัญญาณออกจะมีขนาดใหญ่ขึ้นดังรูปคลื่นที่ 3 ถ้าเราเพิ่มขนาดของสัญญาณเพิ่มอีก สัญญาณจะไม่มีขนาดใหญ่เพิ่มขึ้นอีกแล้ว แต่จะถูกขลิบดังรูปคลื่นที่ 4 จะเห็นว่าช่วงสูงสุด สัญญาณออกจะไม่เกินแรงดัน Vc ที่เป็นเช่นนี้เพราะขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่อกับ ±Vc ไว้สัญญาณออกที่อิมิตเตอร์จึงไม่สามารถมีแรงดันมากกว่านี้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



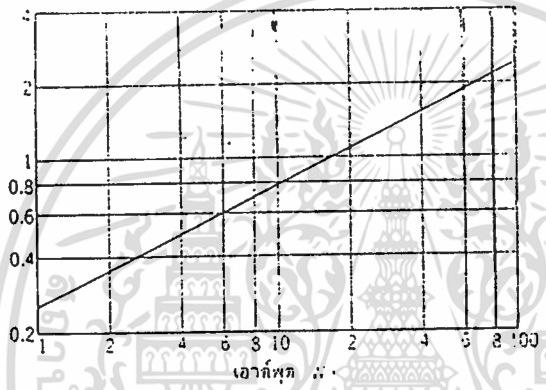
รูปที่15 แรงดันแหล่งจ่ายไฟจะกำหนดแอมปลิจูดสูงสุดของเอาต์พุท

ความจริงแล้วนอกจากช่วงสูงสุดของสัญญาณออกจะไม่เกิน±Vcแล้วยังน้อยกว่าเล็กน้อยด้วย เพราะจากรูปที่เราจะเห็นว่าอิมิตเตอร์จะมีตัวต้านทานขนาด 0.47 โอห์มต่อไว้ เมื่อกระแสไหลผ่านจะมีแรงดันส่วนหนึ่งตกคร่อมความต้านทานนี้ ดังนั้นช่วงสูงสุดของสัญญาณจึงควรต่ำกว่า±Vcอยู่ประมาณ 1-2V ค่าความต้านทานอิมิตเตอร์ที่มักเลือกใช้กันจะมีขนาดเล็กกว่า 1/10 ของโหลด เช่น ถ้าเป็นโหลด 8 โอห์ม มักจะเลือกค่าความต้านทาน 0.47 โอห์มด้วยเหตุผลดังกล่าวคงจะทำให้เข้าใจได้ว่า ขนาดสัญญาณออกสูงสุดถูกกำหนดด้วยแรงดันแหล่งจ่ายไฟด้วยวงจร เป็นแบบสมดุลย์

ข. คลาส Aและคลาส B มีกำลังเอาต์พุทสูงสุดเท่ากัน ไม่ว่าจะเป็นคลาสAหรือคลาสBกำลังเอาต์พุทสูงสุดจะถูกกำหนดด้วยแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟ ความสัมพันธ์ของ PoกับVcจะเป็นไปตามสูตรในหัวข้อที่ผ่านมา ไม่เกี่ยวข้องกับจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ว่าเป็นคลาสไหน ทรานซิสเตอร์วงจรที่ทำงานขยายในคลาสBจะทำงานดังนี้วงจรในรูปที่15ในช่วงบวกของสัญญาณเข้ากระแสจะไหลจากQ1→โหลด→กราวด์ ในขณะนั้นQ2จะหยุดทำงานไม่นำกระแสเราเรียกว่า Q2 คัตออฟในทำนองเดียวกันในช่วงลบของสัญญาณ Q1ก็จะคัตออฟเช่นเดียวกัน แต่ในกรณีของวงจรขยายคลาส Aในช่วงบวกของสัญญาณกระแสไหลจากQ1→โหลด→กราวด์ ในขณะนั้น Q2จะไม่คัทออฟ แต่จะนำกระแสเล็กน้อย และช่วงลบของสัญญาณ Q1ก็จะนำกระแสเช่นกัน การให้วงจรขยายทำงานในคลาส AหรือคลาสBนั้นสามารถควบคุมได้โดยวิธีการไบอัสทรานซิสเตอร์Q1และQ2ให้มีจุดทำงานสงบ(saturate)ตามที่กำหนดในแต่ละแบบ สรุปก็คือ การทำงานในคลาส Bทรานซิสเตอร์ Q1และQ2จะผลัดกันทำงานและหยุดทำงานสลับกัน กระแสไอเดิลที่ไหลระหว่างทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะไหลน้อยลง ส่วนการทำงานในคลาส A Q1 Q2 จะทำงานด้วยกันทั้งคู่ และกระแสไอเดิลที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลระหว่างกันจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสมอ ในแง่ของเสียงวงจรขยายคลาส Aจะให้เสียงดีกว่ารูปคลื่นสัญญาณออกในช่วงบวกลบจะสมมาตรกันมากกว่าในคลาสB ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะทำงานแบบสวิตชิ่ง แยกกันขยายสัญญาณช่วงบวกและลบ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองอาจจะมีคุณสมบัติในการขยายไม่เท่าเทียมกันก็ได้ ส่วนคลาสAนั้นQ1และQ2จะช่วยกันขยายสัญญาณทำให้รูปคลื่นที่ออกมาราบรื่นไม่มีรอยต่อตรงจุดการเปลี่ยนสวิตชิ่งเหมือนในคลาส B แต่ในแง่ของประสิทธิภาพแล้ว คลาส Bดีกว่าคลาสAเพราะกระแสไอเดิลไหลน้อย กำลังสูญเสียที่ระบายออกเป็นความร้อนจากทรานซิสเตอร์จะน้อยกว่า เมื่อไม่มีสัญญาณเข้าก็จะใช้กระแสน้อยมาก แผงระบายความร้อนก็จะไม่ร้อนเลย สำหรับคลาส Aจำเป็นต้องมีกระแสไอเดิลไหลตลอดเวลาและจะไหลเพิ่มขึ้นตามกำลังเอาต์พุท ดังแสดงตามกราฟในรูปที่16กระแสนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อน แผงระบายความร้อนของคลาส Aจึงจำเป็นต้องใหญ่กว่าคลาส Bเสมอ



รูปที่ 16 ขนาดของกระแสไอเดิลของวงจรคลาส A

การเลือกขนาดแผงระบายความร้อน

เลือกใช้แผงระบายความร้อนในเพาเวอร์แอมป์ เป็นเรื่องสำคัญมากเรื่องหนึ่ง ถ้าเลือกขนาดเล็กไป ไม่สามารถระบายความร้อนออกจากทรานซิสเตอร์ได้จะทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนจัดและเกิดการแล่นหนีทางความร้อน เป็นผลให้ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์ต่างๆของวงจรเสียหายได้ ขนาดของแผงระบายความร้อนมีขนาดใหญ่เท่าไรก็ยิ่งปลอดภัยเท่านั้น แต่การเลือกขนาดแผงระบายความร้อนที่ถูกต้อง ควรเลือกขนาดเล็กที่สุดที่สามารถใช้งานได้อย่างปลอดภัย ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการคำนวณง่ายๆ เพื่อเลือกขนาดแผงระบายความร้อน

1กรณีแอมป์คลาส B ถ้ารูปคลื่นขาออกของแอมป์เป็นรูปซายน์กำลังออกสูงสุด(Pc)ที่ต้องสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$Pc=0.203Vc^2/2R_L(W)$$

แอมป์ขนาด 400Wต้องเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเท่ากับ 40V ตัวต้านทานโหลด R_L = 8+0.47=8.47 โอห์ม จะเท่ากับ 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

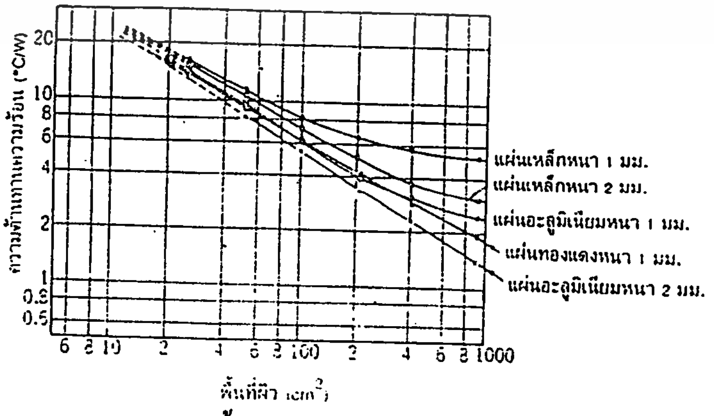
$0.203*40^2/2*8.47$ = 19W กำลังสูญเสียขนาด 13 W การระบายความร้อนนี้ จะระบายผ่านแผงระบายความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์คือบริเวณรอยต่อภายในเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน ความต้านทานความร้อน(Thermal Resistance)ทั้งหมดของการระบายความร้อน(e_{ja})สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$e_{ja} = (T_j - T_a)/P_C$$

ค่าความต้านทานความร้อนนี้จะแสดงความสามารถในการยอมให้ความร้อนถ่ายเทสู่วัตถุหรือสิ่งของได้ยากง่ายแค่ไหน แผงระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่จะมีความต้านทานความร้อนน้อยกว่าแผงที่เล็กกว่า ค่าความต้านทานความร้อนe_{ja}ยังไม่ใช่ค่าความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่จะเลือกใช้ทันที เพราะความร้อนจากรอยต่อภายในทรานซิสเตอร์จะไม่ส่งถ่ายให้แผงระบายความร้อนโดยตรง แต่จะต้องผ่านตัวถัง ผ่านแผ่นฉนวนไมก้าและกาวซิลิโคนที่ใช้ในการติดตั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ด้วยค่าความต้านทานความร้อนของสิ่งเหล่านี้ต้องคำนวณหาด้วย เพื่อหาความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่ถูกต้องในขั้นสุดท้ายถ้าใช้ตัวถังของทรานซิสเตอร์มีอุณหภูมิมากกว่า 25 C ค่าPcจะลดต่ำกว่า 100W ดังนั้นการใช้งานที่ปลอดภัยไม่ควรให้ตัวถังทรานซิสเตอร์ร้อนมากกว่า 25 C การระบายความร้อนจากรอยต่อภายในถึงตัวถัง เมื่อ Pc=100 W และ Ta=25C จึงต้องการค่าความต้านทานความร้อนดังนี้

$$e_j = (T_j - T_c)/P_c$$

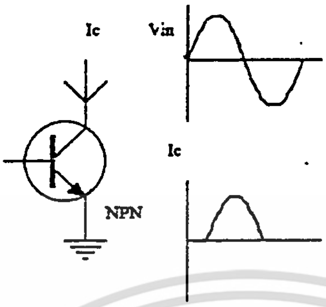
ค่าความต้านทานความร้อนของแผ่นไมก้าและกาวซิลิโคน e_mประมาณได้เท่ากับ 1C/W จากค่าความต้านทานความร้อนต่างๆนี้ สามารถหาค่าความต้านทานความร้อนของตัวแผงระบายความร้อนที่เราจะใช้ได้เท่ากับ $\theta_r = \theta_{ja} - [\theta_I - \theta_m]$ ขนาดของแผงระบายความร้อนที่จะใช้ค่าความต้านทานความร้อนของโลหะซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดของโลหะ และที่สำคัญขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวของโลหะนั้น กราฟในรูปที่17จะแสดงความสัมพันธ์ของพื้นที่ผิวของแผงระบายความร้อนกับค่าความต้านทานความร้อนแผ่นเหล็กจะมีค่าความต้านทานความร้อนมากกว่าแผ่นอลูมิเนียม ค่าที่คำนวณจากสมการนี้เป็นค่าสำหรับทรานซิสเตอร์ตัวเดียวเท่านั้น ในกรณีที่ระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ 2 ตัวพร้อมกันต้องใช้แผงระบายความร้อนที่มีพื้นผิวมากกว่าสองเท่า



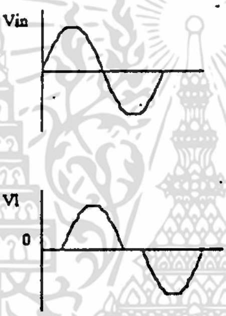
รูปที่ 17ความสัมพันธ์ของพื้นผิวของแผ่นโลหะกับความต้านทานความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2กรณีแอมป์คลาสAวงจรขยายคลาสAจะแตกต่างจากคลาสBตรงที่มีกระแสไหลในตัวทรานซิสเตอร์ทั้งสองอยู่ตลอดเวลา ตอนที่ไม่มีสัญญาณเข้า กำลังสูญเสียจะลดลงมา และที่กำลังเอาต์พุทสูงสุด กำลังสูญเสียจะต่ำสุด ในคลาส A จำเป็นต้องใช้แผงระบายความร้อนใหญ่กว่าคลาส B มาก ประสิทธิภาพของคลาส A จึงด้อยกว่าคลาส B มาก



(a)กระแสคอลเลคเตอร์ในทรานซิสเตอร์คลาส B ไม่ตามแรงดันอินพุทในช่วงใกล้ 0 (crossover)



(b)แรงดันโลดใน คลาส B ขยายพุชพูล,แสดงการรวมผลของความผิดเพี้ยนทั่วๆไประหว่างแต่ละครึ่งคลื่นของอินพุท

รูปที่ 29 การผิดเพี้ยนของ crossover

การผิดเพี้ยนระหว่างแต่ละครึ่งไซเคิลของแต่ละสัญญาณในช่วงเฟสบวกหรือเฟสลบของคลาสบีมารวมกัน ความผิดเพี้ยนนี้ถูกเรียกว่า crossover distortion สาเหตุที่เกิดความผิดเพี้ยนมาจากการรวมรูปคลื่น ที่แกนแรงดันเป็นศูนย์ , ผลของ crossover disstortion กลายมาเป็นปัญหาสำคัญของระดับสัญญาณที่เล็กกว่า

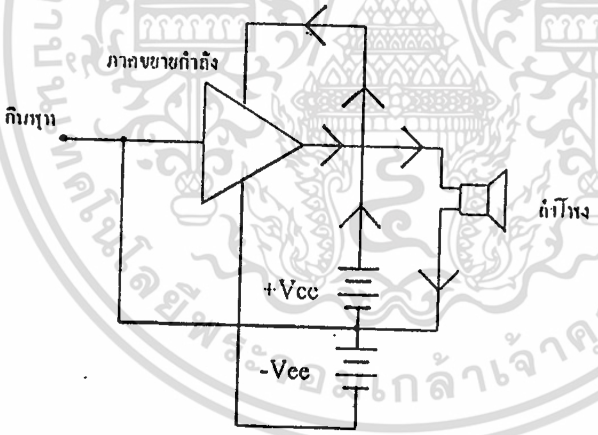
complementary push pull amplifiers

ข้อเสียของพุชพูล เหตุมาจากราคาและขนาดของเอาต์พุทของ transformers ส่วนของกำลังขยายสูงๆทำให้ยุ่งยากสำหรับความจุของความนำของกระแสมากๆที่ไม่ saturateของทรานส์ฟอเมอร์ขนาดใหญ่ รูปที่30แสดงถึงการออกแบบที่เป็นที่นิยมโดยใช้คอมพลีเมนทารี่(PNP และNPN) เอาต์พุทของทรานซิสเตอร์กำจัดความจำเป็นสำหรับเอาต์พุททรานสฟอร์เมอร์ในการทำงานของพุชพูล การออกแบบกำจัดความจำเป็นสำหรับทรานสฟอร์เมอร์ที่ขับหรือการขับวงจรไฟฟ้าอื่นๆ ผลิตสัญญาณเอาต์ออฟเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
038345

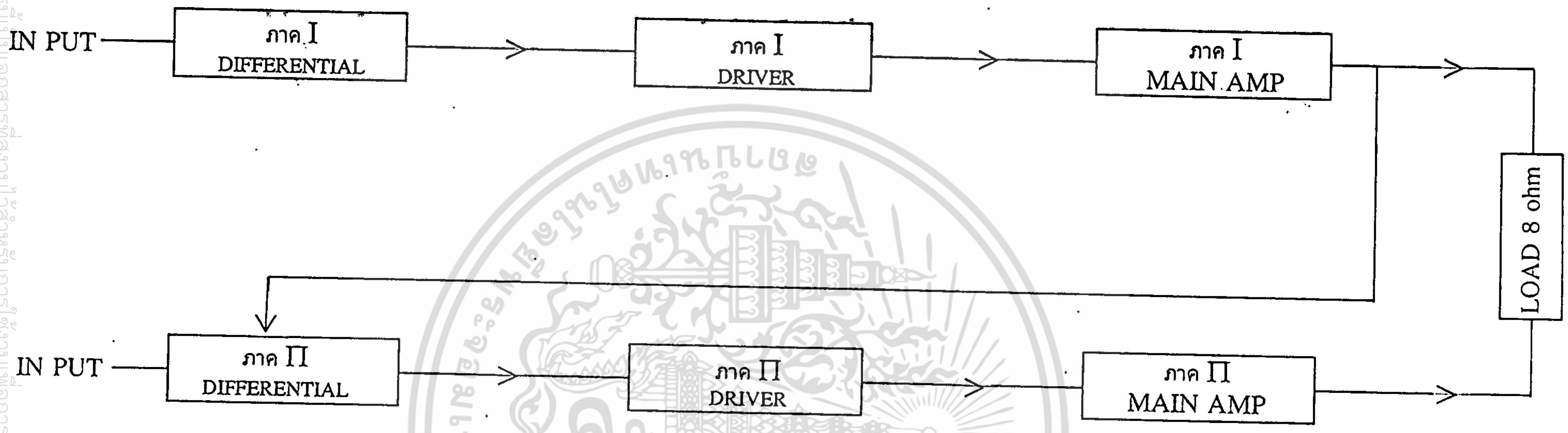
วงจรขยายกำลังแบบบริดจ์

ภาคขยายกำลังนี้ส่วนมากจะทำงานอยู่ในคลาสAB คือในขณะที่กำลังต่ำๆภาคขยายกำลังจะทำงานอยู่ในคลาสAแต่เมื่อกำลังสูงขึ้นภาขยายจะทำงานอยู่ในคลาสBกระแสที่จ่ายออกจากแหล่งจ่ายไฟไปยังภาคขยายกำลังก็จะขยายกำลังก็จะทำเพียงซีกเดียว ในแต่ละช่วงการทำงานในแต่ละช่วงทรานซิสเตอร์ในรูปที่18 แสดงทิศทางการไหลของกระแสในช่วงบวกโดยเริ่มจาก +Vcc เข้าไปในภาคขยายกำลังผ่านลำโพงกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟที่จุดกราวด์ โดยในจุดนี้ยังมีสิ่งที่น่าสนใจอีกอย่างหนึ่งก็คือ ถ้าค่าความต้านทานของสายจากแหล่งจ่ายไฟไปยังส่วนต่างๆ มีค่ามากเท่าไร ก็จะมีผลทำให้แรงดันตกคร่อมสายมากขึ้นด้วยเป็นผลทำให้ค่าความเพี้ยนมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย เช่นภาคขยายกำลังที่มีค่าความเพี้ยน 0.001% อาจมีค่าความเพี้ยนมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 0.3% ได้อย่างง่ายดาย ถ้าความต้านทานของสายทั้งหมดมีค่าเพิ่มขึ้นเพียงเศษส่วนของ 1 โอห์มแหล่งจ่ายไฟจ่ายกระแสให้กับภาคขยายกำลังเพียงซีกเดียวคือซีกบวกของแหล่งจ่ายไฟเท่านั้น กรรมวิธีที่จะนำแหล่งจ่ายไฟทั้งสองแหล่งมาจ่ายให้ภาคขยายกำลังได้พร้อมๆกันแล้วแรงดันที่ลำโพงก็ย่อมจะเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า ซึ่งกรรมวิธีนี้เรียกว่า การต่อแบบบริดจ์ (bridging)



รูปที่ 18 แสดงทิศทางการไหลของกระแส เมื่อภาคขยายกำลังขยายสัญญาณในช่วงบวก

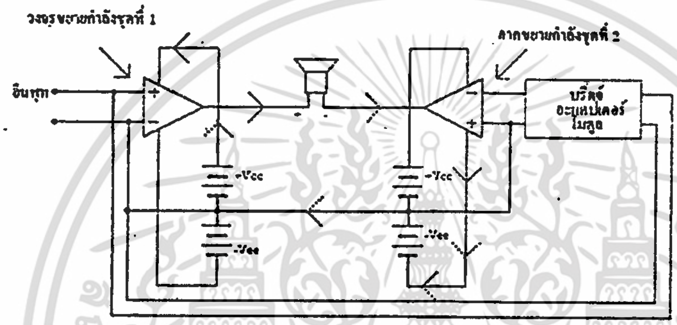
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



BLOCK DIAGRAM PA 400 WATT BRIDGE MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

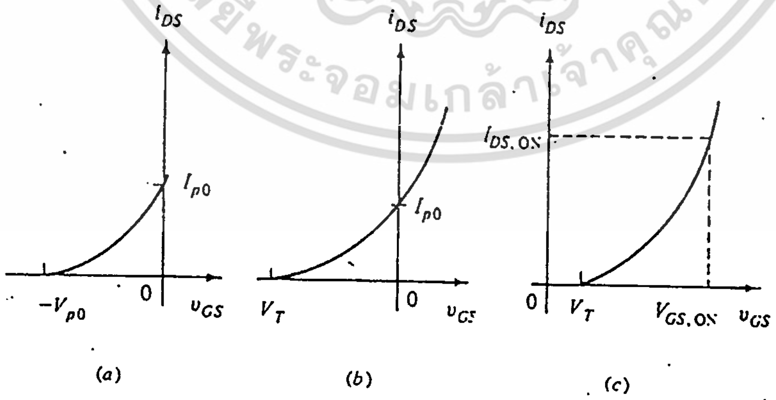
รูปที่ 19 แสดงหลักการเบื้องต้นของการต่อภาคขยายกำลังสองชุดแบบบริดจ์เข้าด้วยกัน โดยอินพุทของภาคขยายกำลังชุดที่1จะถูกป้อนด้วยสัญญาณอินพุท พิจารณาทางด้านบวกภาคขยายกำลังก็จะขยายสัญญาณในซีกบวกนี้ออกมาโดยแหล่งจ่ายไฟก็จะจ่ายกระแสออกมาให้กับภาคขยายกำลังนี้จากทางบวก +Vcc ไปผ่านลำโพง ในขณะเดียวกันนั้นสัญญาณอินพุทอันเดียวกันนี้ก็จะนำไปป้อนให้กับอินพุทของbridging adaptor module นี้ก็จะป้อนไปยังอินพุทของภาคขยายกำลังชุดที่สอง ซึ่งสัญญาณนี้จะเหมือนกับสัญญาณของภาคขยายกำลังชุดที่1นั่นเอง แต่มีเฟสของสัญญาณตรงกันข้าม กระแสที่จ่ายให้ภาคขยายกำลังจึงเป็นกระแสทางด้านลบจาก-Vee0ในขณะนี้แหล่งจ่ายไฟทั้ง2 แหล่งต่างก็ทำงานพร้อมกัน แรงดันที่ลำโพงจึงมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันเดิม ถ้าคิดตามสูตร $P = V^2 / R$ ก็จะเห็นได้ว่ากำลังออกที่ลำโพงจะมีค่าเป็น 4 เท่าของกำลังออกเดิม



รูปที่ 19 แสดงหลักการเบื้องต้นของการต่อภาคขยายกำลัง 2 ชุด ต่อแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEPLETION MODE MOSFET สามารถสร้างเป็นสิ่งประดิษฐ์เช่นเดียวกับที่จะใช้ดำเนินงานใน depletion mode สำหรับmosfetดีพลีชั่นโมดมีค่าเป็นคู่ เมื่อแรงดันของ gate to source มีค่าเป็นศูนย์ ในกรณีของ v_{GS} ต้องเป็นลบขึ้นอยู่กับการปิดของอุปกรณ์ ดังนั้น $I_{ds} = 0$ สำหรับ v_{ds} ซึ่งคล้ายกับ PMOSFET ต้องมีค่าVgsเป็นลบถึงค่า cutoff ดังนั้นใน depletion mose fet ค่าแรงดัน เทรชโฮลค่าแรงดัน Vt มีค่าเป็นลบ ค่าที่เป็นลักษณะโดยทั่วไปของ Vt สำหรับ depletion modeของfetซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง Vt = -4 V ถึง Vt = -10 V การเปรียบเทียบของFETทั้ง 3ชนิด ชนิดที่แปรผันได้ของ FET สามารถใช้ประโยชน์โดยถูกเปรียบเทียบบนพื้นฐานของ transfer characteristic ที่ซึ่งพล็อตค่าระหว่าง output (drain-source current) กับ input (gate source voltage) ในการปฏิบัติงานพื้นฐานของขอบเขตระหว่าง pinch หรือ turn on และเบรคดาวน์ ค่ากระแสเดรนเป็นค่าที่เกือบขึ้นอยู่กับแรงดันของdrain sourceค่าtransfer characteristicสำหรับแต่ละอุปกรณ์ในขอบเขตที่เป็นค่าประมาณที่ค่าโค้งเดี่ยวๆ(single curve)ซึ่งแสดงในรูปที่18แสดงค่า transfer characteristic ของJFET จากความโค้งพวกเราเห็นว่านี่คือการพิจารณา กระแสเดรนสำหรับ Vgs = 0 กระแสเดรนถูกควบคุมโดยค่าแรงดัน negative gate source Vgs ถ้าพวกเราต้องการที่จะใช้อุปกรณ์ n-channelเหมือนกับการขยายจึงควรป้อนแรงดันไบอัสที่เป็นค่าลบระหว่างขาเกทและขาซอร์สดังนั้นการประยุกต์สัญญาณจะแปรผันกับกระแส drainที่สูงและต่ำค่าที่กำหนดโดยการไบอัสบ่อยๆที่ผู้ผลิตระบุชนิดของค่าของ Ipo และ Vpo รูปที่ 20b แสดง transfer characteristic ของ depletion mode ซึ่งเป็น n ช่อง ของ MOSFET ชั้นและขอบเขตของ enhancement ทั้งคู่ถูกแสดง ; นั่นคือกระแส

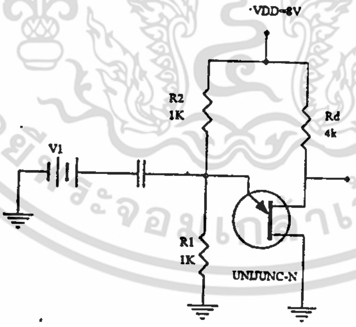


รูปที่ 20 transfercharacteristic: (a) JFET; (b) depletion-mode n- channel MOSFET ; (c) enhancement-mode n-channel MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

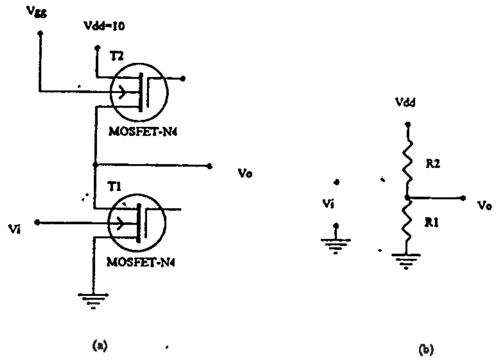
เดรน สำหรับ Vgs = 0 แต่ชนิดนี้น้อยกว่า สำหรับ JFET เริ่มไหลเมื่อแรงดันบวกมีค่าเท่ากับ โฮล กระแสเดรนเริ่มต้นเพียงแค่ ค่าที่ เมื่อVgsมีค่ามากกว่าแรงดัน threshold ทางลบ (Vt) สำหรับ specity ของอุปกรณ์ที่ผู้ผลิตกำหนด Vt และ Ipo รูปที่ 20 แสดงค่า transfer characteristic สำหรับ enhancement n ช่อง MOSFET ที่นี่นั่นคือจะไม่มีกระแสเดรนสำหรับค่า Vgs = 0 กระแสเดรนจะเริ่มไหลเมื่อแรงดันบวกมีค่าเท่ากับแรงดันเทรชโฮล Vt ที่ถูกประยุกต์ หลังจากนั้นค่า characteristic มีความคล้ายกับ mosfet depletion mode สำหรับค่า Vgs>Vt ผู้ผลิตในทางปฏิบัติจะระบุ Vt และค่าในทางปฏิบัติของ Ids,on ตอบสนองกับค่าที่ระบุของ Vgs,on

FET AMPLIFIER ; NMOSFET AMPLIFIER ถูกแสดงในรูปที่ 21a จุด quies cent คือจุดแผ่รังสีที่มีอยู่ใช้การเขียนกราฟในรูปที่21bแสดงถึง mosfet ตำแหน่งของ Vgso , ขณะที่ถ้าใช้ JFET,Vgsq จะมีค่าเป็นลบ ในวงจร R1 และ R2 จะปรับค่า quiescent point โดยปรับระดับแรงดันถึง 4 V วงจรที่แสดงในรูปที่ 21a สามารถเป็นเสมือนinverter ถ้าV1มีค่าน้อยการขยายจะเป็นเชิงเส้นสัญญาณเอาท์พุท Vo จะเป็นลบการขยายที่เหมือนกับสัญญาณอินพุท VI ในทางคณิตศาสตร์เราจะให้ เป็น Vo = -AVi ,factor ของการขยายมีค่าไปในทางลบ สัญญาณ เอาท์พุท Vo จะเป็นลบการขยาย โครงสร้างกราฟแสดงในรูปที่ 23 มีรูปแบบที่เหมือน BJT NMOSFET inverter แบบใน IC ซึ่งแสดงในรูป21



รูปที่21(a) NMOSFET amplifier; (b) MOSFET characteristic and load line.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



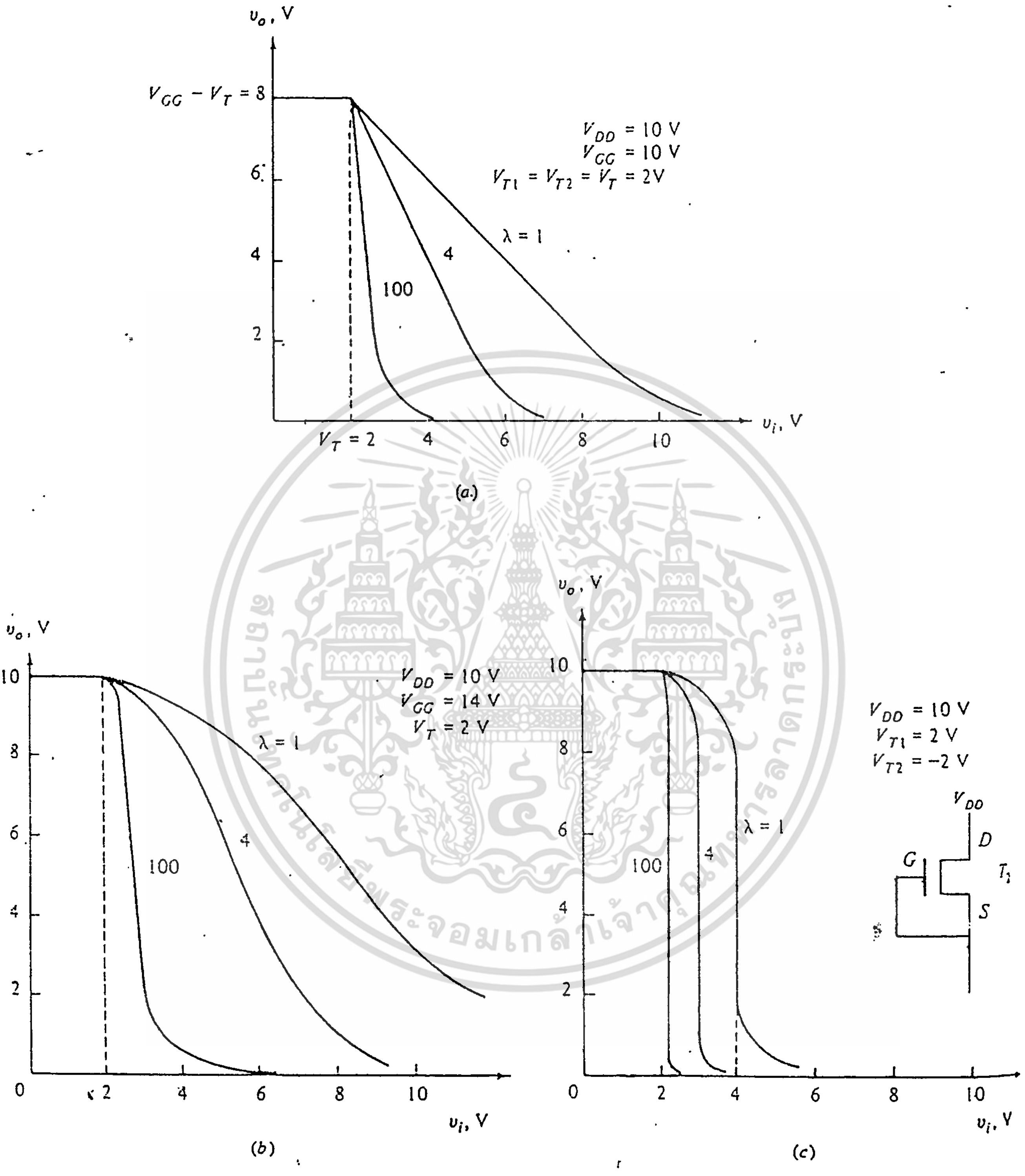
รูปที่ 22 MOSFET inverter: (a) วงจร (b) เปรียบเทียบวงจรเป็นความต้านทานซึ่งเหมือนกับวงจร (a)

MOSFET inverter ที่ประกอบด้วย transister 2 ตัว T1,T2 มองดูเหมือนมีตัวต้านทาน 2 ตัวและมีอัตราขยายขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของตัวต้านทานทั้งสองตัวนั้น ทรานซิสเตอร์ T2 แสดงเหมือนเป็น load ตัวต้านทาน และอัตราส่วนของความต้านทานของ load ถึงความต้านทานของการขับ loadของ T1สามารถแสดงโดยอัตราส่วนที่แท้จริงระหว่าง kn1/kn2 ซึ่งเหมือนค่า λ เขียนได้ว่า

$$\lambda = kn1/kn2 = (w/l)_1 / (w/l)_2$$

$$= (1/R1)/(1/R2) = R2/R1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่23MOSFET inverter characteristics: (a) Vdd > หรือเท่ากับ Vgg - Vt ; T2 การทำงานเหนือจุด pinch-off; (b) Vdd < Vgg-Vt ; T2 ต่ำกว่าจุด pinch-off ; (c) Vgs = 0 (gate tied to source);T2a depletion-mode device

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าที่มากกว่าค่าของ λ อัตราส่วนที่มากกว่าของ load ความต้านทานถึงการขับตัวต้านทาน เมื่อทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงาน ค่า input , output characteristic ของFET inverter ทำงานรูปแบบที่แตกต่าง กันไม่เพียง λ = kn1/kn2 แต่ยังขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์อื่นๆอีกด้วยเช่นเดียวกับความสัมพันธ์ของค่าแหล่งกำเนิดแรงดัน Vgg และ Vdd ค่า characteristic เป็นฟังก์ชั่นของ

1.T2 ทำงานเหนือ pinch off

2.T2 ทำงานต่ำกว่าจุด pinch off

3.T2 เป็นอุปกรณ์ depletion mode

ผลของinput output สำหรับสาเหตุแสดงในรูปที่20เคอร์ฟที่ถูกใช้ และแสดงทรานซิสเตอร์ T1 และT2ในขอบเขตที่พอเหมาะในขณะที่รายละเอียดของการคำนวณมันถูกใช้ประโยชน์เกี่ยวกับการทำงานของระบบที่มีคุณภาพ

สิ่งแรกเมื่อ Vi มีค่าน้อยกว่า Vt_1 = 2 V T1 จะ cutoff ; ไม่มีกระแสไหลใน T1,T2 และ Vo จะมีค่าสูง

สองเมื่อ Vi > Vt 2 V กระแสจะไหล ถ้าพวกเราแสดง T1 และ T2 โดยตัวต้านทานค่าแรงดัน output

Vo=VddR1/(R1+R2)เมื่อλมีค่ามากR2>>R1และVoมีค่าน้อยสังเกตุว่าเมื่อ λ มีค่ามาก Vo จะมีค่าน้อย รูปที่23aเป็นการเปรียบเทียบบนพื้นฐานของการนำไปประยุกต์ใช้งานถ้าเป็นลบสามารถนำไปใช้เหมือนวงจรขยายเชิงเส้น ในกรณีนี้จะเป็นความสัมพันธ์เชิงเส้นที่ถูกต้องระหว่าง Vo และ Vi

<u>ผลของอุณหภูมิที่มีต่อ MOSFET</u>

แรงดัน threshold Vt จะแปรผันกับอุณหภูมิในลักษณะที่เหมือนกับแรงดันลดลง (แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด)

$$\Delta VT / \Delta V = -2\ mV/C^{\circ}$$

ถ้า Vt = 2 v ที่ 25 C° ถึงที่อุณหภูมิ = 25° มีความแตกต่างของ อุณหภูมิเท่ากับ 100 C° และ

$$\Delta VT = (-2mV/C^{\circ})(100C^{\circ}) = -200\ mV$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} Vt(125\ C^{\circ}) &= Vt(25C^{\circ}) + \Delta Vt \\ &= 2\ V - 0.2\ V \\ &= 1.8\ V \end{aligned}$$

ผลกระทบต่ออุณหภูมิกับแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดหรือแรงดันbaseemitterของรอยต่อทรานซิสเตอร์มากกว่าบนแรงดันเทรชโฮลของ FET แรงดันของไดโอดเพียงเล็กน้อยเพียง 0.7 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ 0.2 V แสดงการเปลี่ยนแปลง 29 % เทียบกับค่าธรรมดา ความต้านทานของ FET จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ,ชนิด,ความต้านทานFETเพิ่มขึ้นประมาณ0.7%ต่อแต่ละองศาเซลเซียสที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นซึ่งสามารถแสดงการเพิ่มโดย

$$R2 = R1\,\varepsilon^{k\Delta t}$$

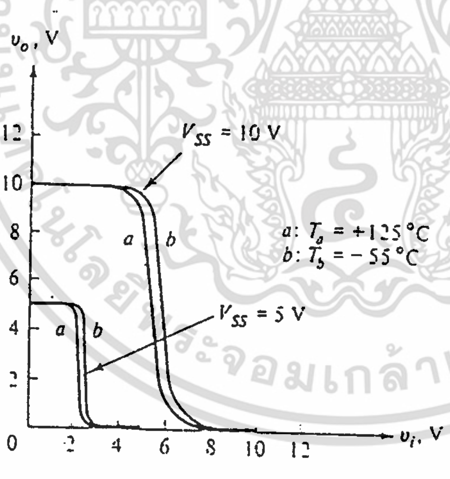
หาค่า k โดยถ้า $\Delta T = 1\ C^{o}$; $R2 / R1 = 1.007$

ดังนั้น $K = \ln 1.007 = 0.007$

ดังนั้นถ้า RFET = $50\,\Omega$ ที่ $25C^{o}$ แล้วอุณหภูมิเพิ่มขึ้น $125\ C^{o}$ RFET จะเพิ่มขึ้นเป็น

$$R2 = 50\,\varepsilon^{(0.007)(100)} = 100\,\Omega$$

ค่า characteristic ของCMOS inverter หมายถึงจะแปรผันตามอุณหภูมิ ดูในรูปที่21ผลของอุณหภูมิ characteristic ของ input,output ถูกละเลย



รูปที่24input-output characteristic ของ cmosfet inverter as a funtion of supply voltage and temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

input ป้องกัน mosfet

gate to source ใน mosfet มีค่าประมาณ 100 V จะเกิด breakdown (รอยแตกของชั้นล่าง ของ ซิลิคอน ไดออกไซด์ ของเกท) นี่เป็นเหตุผลที่ถูกทำลายถาวร ตั้งแต่กระแสไหลมากเกินไปตั้งแต่ขาเกทของเฟท คือ 1 เพลทของCและไม่รั่ว อิเล็กโทรสเตติกชาร์จสามารถเพิ่มแรงดันให้เพียงพอบนตัวเก็บประจุซึ่งเป็นสาเหตุของเบรคดาวน์ สำหรับตัวอย่างก่อให้เกิดแรงดันให้คงที่สูงประมาณ 10 KV ซึ่งต่ำกว่าแรงดันตามเงื่อนไข ถ้าคนสัมผัสที่อินพุทของอุปกรณ์ FET พลังงานที่สะสมในร่างกาย (ประมาณ 300 pF)จะเป็นค่าที่เพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานแรงดันไปเฟท ซึ่งเป็นสาเหตุของเบรคดาวน์

เบรคดาวน์ ผู้ผลิตสร้างไดโอดที่ป้องกันวงจรที่อินพุทของ FET วิธีหนึ่งของการป้องกันวงจรโดยใช้ไดโอดสองตัว D1 และ D2 และตัวต้านทาน Rs มีค่าประมาณ 250 โอห์ม ถึง 1.5 กิโลโอห์ม ถูกแสดงในรูปที่ 24 รูปแบบของไดโอดเป็นเหตุผลของขบวนการสร้างความต้านทาน Rs ไดโอด D1 ช่วยป้องกันเกทจากแรงดันอินพุทที่มีค่าเป็นบวกสูงๆ (มันช่วยป้องกันแรงดันเกทที่ขาเดรน) ไดโอด D2 ช่วยป้องกันเกทจากแรงดันอินพุทลบมากเกินไป โดยกำเนิดแรงดันที่แหล่งกำเนิดตอนปลาย ข้อกำหนดของแรงดันเกทที่เหมาะสม ที่จะใช้งานมีค่า

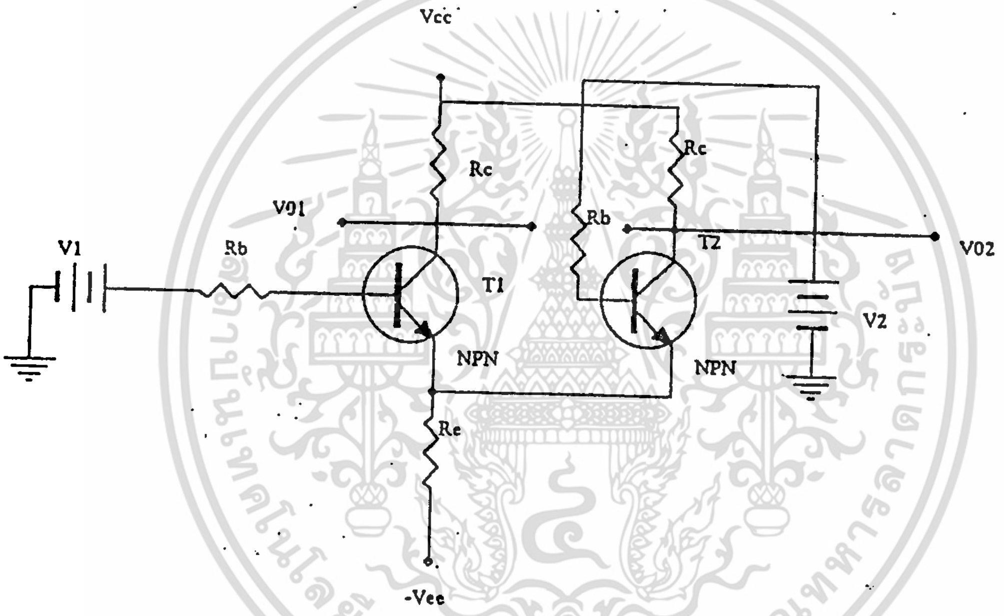
$$V_s - 0.7 \quad V_g < 0.7 + V_d$$

ช่วงของแหล่งกำเนิดและแรงดันเดรนคือ 20 V ถึง -20 V เป็นค่าที่เพียงพอที่จะป้องกันเบรคดาวน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดิฟเฟอเรนแอมปลิไฟเออร์

แอมปลิไฟเออร์ทำงานได้หลายหน้าที่มีประโยชน์เหมือนตอนเป็นอินพุทของออปแอมป์ และใช้งานเช่นเดียวกับไอซีอื่นๆ เหมือนเป็นตัวเปรียบเทียบและอิมิเตอร์คัปปลิ้งลอจิกเกท เทคนิค โครงสร้างพื้นฐานดูรูปที่ 25 ภาพแสดงว่าเป็นวงจรที่มี 2 อินพุท V1 และ V2 และ 3 เอาท์พุท V01,V02 และ V01-V02 ความสำคัญของดิฟเฟอเรนแอมปลิไฟเออร์ในความเป็นจริงเอาท์พุทเป็นความแตกต่างระหว่างสองอินพุท ดังนั้นวงจรสามารถใช้ขยายความแตกต่างระหว่างสองอินพุทหรือสัญญาณขยายเพียง1อินพุท จุดเด่นที่แตกต่างของวงจรขยายหลายๆเอาท์พุทจะชี้ให้เห็นอธิบายให้เห็นถึงการขยายความแตกต่างเป็น การวิเคราะในส่วนที่เป็นการสมมุติฐานเป็นการสร้างบนชิพไอซี กรณีนี้พวกเราสามารถสมมุติฐานว่าทรานซิสเตอร์ T1 และ T2 เหมือนกัน ทุกอย่างและเป็นวงจรที่สมมาตรระหว่างครึ่งทั้งสองของวงจร



รูปที่ 25 พื้นฐานวงจรขยายความแตกต่าง

common - mode และ differential - mode signal ตั้งแต่วงจรขยายความแตกต่างส่วนใหญ่ถูกใช้ขยายความแตกต่างระหว่างสองสัญญาณอินพุท เรียกความแตกต่างระหว่างแรงดันอินพุทว่า Vd

$$V_d = V2 - V1 \qquad (1)$$

ดังนั้น เรียกว่า differential mode หรือ differential mode input voltage เพื่อความสมบูรณ์พวกเราจำเป็นต้องกำหนดค่าเฉลี่ยของแรงดันอินพุทที่พวกเราเรียกว่า Va ซึ่ง Va หาได้จากสูตร

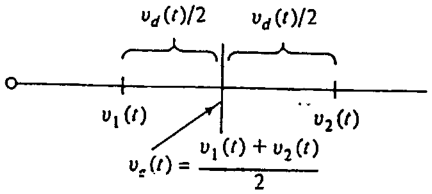
$$V_a = (V2 + V1) / 2 \qquad (1.1)$$

ค่า Va ถูกเฉลี่ยของสองแรงดัน มันถูกเรียกว่า common - mode input voltage เราสามารถแสดงค่า V1 และ V2 เป็นฟังก์ชั่นของ Vd และ Va โดยแก้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Vd = V_1 - V_2$ และ $Va = (V_2 + V_1)/2$ จะได้ว่า

$$V_1 = Va + Vd/2 \qquad (2)$$

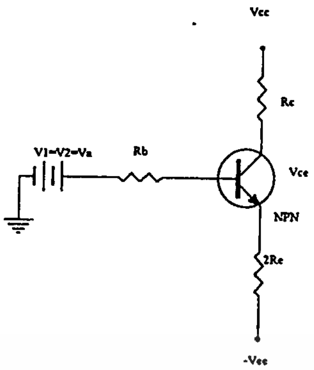


รูปที่ 26 การแยกส่วนของ อินพุทโวทเตจ

จากรูปจะเห็นว่าแรงดันอินพุทสามารถถูกแสดงในเทอมของ common mode input voltage และ differential mode input voltage ตามปกติการประยุกต์ของการขยายความแตกต่าง ความแตกต่างของโมดอินพุทสร้างสัญญาณและขยาย ขณะเดียวกัน คอมมอนโมดอินพุทถูกละทิ้งและต่อไปก็ไม่ขยาย ข้อจำกัดที่นอกเหนือจากนี้ที่พวกเรายอม ในการวิเคราะวงจรโดยตรงในช่วงของคอมมอนโมดและดิฟเฟอร์เรนเชียลโมดอินพุท ดังนั้นจุดรวมพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรขยายความแตกต่างสำหรับจุดมุ่งหมายของการทดสอบ พวกเราสามารถออกแบบสัญญาณอินพุทอย่างง่ายๆ ที่ซึ่งเป็นคอมมอนโมดทั้งหมดหรือดิฟเฟอร์เรนเชียลโมดทั้งหมด สำหรับตัวอย่างถ้า $V_1=V_2$ อินพุทดิฟเฟอร์เรนเชียลโมดมีค่าเท่ากับศูนย์และคอมมอนโมดอินพุทเขียนอย่างง่ายๆได้ว่า $Va=V_1=V_2$ ในลักษณะอื่นๆถ้า $V_1=-V_2$ คอมมอนโมดอินพุทมีค่าเท่ากับศูนย์ ขณะที่ดิฟเฟอร์เรนเชียลโมด อินพุท มีค่า $Vd = 2\ V_2 = -2\ V_1$ การวิเคราะห์จุด Q point เมื่อพวกเราเรียนการแบ่งสเตจของวงจรขยาย , พวกเราพบว่าเส้นโหลดไลน (ac หรือ dc) ให้คำจำกัดความที่สมบูรณ์ ในส่วนของการทำงานของวงจรคอลเลคเตอร์เหนือขีดจำกัดของการแปรผันของสัญญาณอินพุท ส่วนของการทำงานยังคงเหลือเส้นตรงที่ยาวเท่ากับวงจรที่มีเพียงตัวต้านทานและแหล่งจ่ายเท่านั้น ตอนนี้มีสถานะที่แตกต่าง มีสองสัญญาณอินพุท ตอนนี้ส่วนของการทำงานกลายเป็นขอบเขตบน collecter characteristic ที่ซึ่งทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะทำงานให้ค่าของสัญญาณอินพุททั้งสองมีค่ามากที่สุดหรือน้อยที่สุดในช่วงนี้พวกเราจะคำนวณขอบเขตของช่วงการทำงานโดยจะนำความสัมพันธ์ที่สามารถถูกใช้อย่างมั่นใจ โดยขอบเขตจะเตรียมสำหรับเส้นการทำงานเหนือการคาดหวัง ช่วงของสัญญาณอินพุทที่แปรผัน การวิเคราะห์นำมาซึ่งสิ่งที่ดีตลอดในช่วงของดิฟเฟอร์เรนโหมดและคอมมอนโหมดอินพุท ข้อจำกัดในพารากราฟก่อน บ่อยๆเมื่อพวกเราต้องการคำนวณหาจุด Q ของวงจรขยายจะกำหนดสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์ สำหรับการขยายความแตกต่าง มันมีความเหมาะสมที่จะเริ่มวิเคราะห์จุด Q โดยสมมุติฐานว่าดิฟเฟอร์เรนเชียลโหมดอินพุทมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยทำสองอินพุทให้เท่ากันจากสมการที่ 2 พวกเรามี $Va = V_1 = V_2$ จากสมมุติฐาน เนื่องจากวงจรสมมาตรกันสามารถแยกอิมิเตอร์ ความต้านทาน 2Re ในแต่ละขาของอิมิเตอร์ แสดงในรูปที่27แรงดันอิมิเตอร์ไม่ถูกชาร์จสามารถถูกเห็นได้โดย ใช้ KVL ถึงต้นกำเนิดของวงจรในรูปที่ 25 แสดงโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{E1} = V_{E2} = (i_{E1} + i_{E2}) R_e - V_{EE}$$



รูปที่ 27 วงจรEquipvalent สำหรับทรานซิสเตอร์แต่ละตัว T1 หรือ T2;เมื่อV1=V2=Va

เมื่อ V1 = V2 พวกเราจะมี $i_{E1} = i_{E2} = i_E$ เพราะสมมาตรดังนั้นทำให้ง่ายโดย

$$V_{E1} = V_{E2} = i_E(2R_e) - V_{EE}$$

แรงดันที่แน่นอนมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิเตอร์ที่พบในวงจรที่แตกต่างรูปที่ 27สมการโลดไลน ที่ซึ่งจะใช้ได้เมื่อ Va = V1 = V2 พบโดยใช้ KVL รอบๆ collecter emitter loop ในรูปที่27

$$Vce = Vcc - i_cRc - I_E(2R e) + V_{EE} \cong Vcc + V_{EE} - Ic.(Rc + 2Re)$$

กระแสอิมิเตอร์(กระแสคอลเลคเตอร์)ถูกพบโดยเขียน KVL รอบๆ base - emitter loop

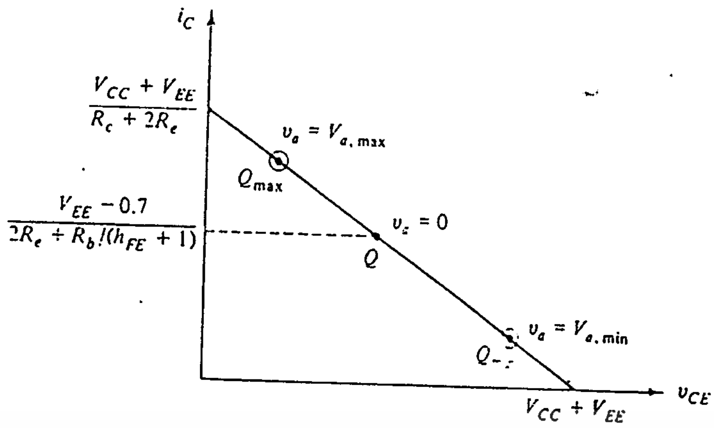
$$Va = I_BRb + V_{BE} + I_E(2Re) - V_{EE} \qquad (a.1)$$

ตั้งแต่ $i_B = i_E/(hfe +1)$; $i_E \cong i_c$ และ $V_{BE} = 0.7V$

$$I_c \cong (Va + V_{EE} - 0.7)/(2R_e + Rb)/(h_{FE} + 1) \qquad (a.2)$$

ในสมการที่(a.1,a.2)พวกเราไม่คำนึงถึงผลของ h_{ie} และพิจารณา V_{BE} เป็นค่าคงที่ในกรณีนี้ค่าอิมัพีแดนซ์ h_{ie} มีผลถึงอิมิเตอร์ในรูปที่ 27 คือ $h_{ie}/(h_{fe} + 1)$ มีการต่ออนุกรมกับ 2Re เป็นความต้านทานที่มีค่ามากในทางปฏิบัติ สมการโลดไลนถูกพล็อตในรูปที่28ค่าคอมมอนโมดอินพุทถูกแสดงโดยการปรับค่าคอมมอนโมดอินพุทVaถึงศูนย์ จุดมาร์ค Qmax และ Qmin แสดงจุดที่ทำงาน เมื่อคอมมอนโมดอินพุท Va แปรผันจากค่าบวกสูงๆ Vamax ถึงค่าลบสูงๆ Vamin กับดิฟเฟอเรนโมดอินพุทมีค่าเท่ากับศูนย์ ต้องสังเกตุอย่างระมัดระวังเป็น load line ที่ประยุกต์ในแต่ละทรานซิสเตอร์ตั้งแต่กระแสคอลเลคเตอร์ของแต่ละทรานซิสเตอร์คือเมื่ออินพุทโวลเตจมีค่าเท่ากันพิจารณาค่าของ Va ตั้งแต่ค่ากระแสคอลเลคเตอร์คือ เป็นวงจรสมมาตรแรงดันคอลเลคเตอร์จะเหมือนกันทุกอย่างและแรงดันเอาต์พุท V01 - V02 จะมีค่าเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 28 common-mode load line ของวงจรที่ 23 แสดงจุด Q เมื่อ Va=0 และ การแปรผันของจุด Q เหมือนกับการแปรผันของ Va จาก Vamax ถึง Vamin

ค่าของ Va เมื่อ V1 = V2 แบ่งแรงดันคอลเลคเตอร์ V01 และ V02 จะแปรผันกับ Va เมื่อคำนวณส่วนของการทำงาน เมื่อ difference mode input มีค่าไม่เป็นศูนย์ ดังนั้นพวกเราจะให้ V2 = -V1 =Vd / 2 สำหรับกรณี common mode input คือ 0 และจุดสงบเป็นจุด Q แสดงในรูปที่26 ถ้าพวกเราดูรูปที่23และให้ V2 = Vd / 2 และ V1 = -Vd / 2 จะเห็นว่า V2 มีค่าเพิ่มขึ้น มากกว่ากระแสอิมิเตอร์ i_{E2} ไหลและเหมือน V1 ลดลง , กระแส i_{E1} ลดลงถ้าเกิดการแปรผันของค่า V1 และ V2 คือไม่มากเกินไป การเพิ่มขึ้นใน i_{E2} มีค่าเท่ากับการลดลงใน i_{E1} และไม่มีการชาร์จของกระแส $i_{E1}+i_{E2}$ไหลในReดังนั้นแรงดันอิมิตเตอร์ $V_{E1}=V_{E2}$ยังคงมีการกำหนดตายตัว ; เมื่อสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโมดถูกประยุกต์ อย่างไรก็ดี ตั้งแต่ i_{E1}และi_{E2} ถูกชาร์จ ; V_{CE1} และ V_{CE2}ต้องถูกชาร์จเช่นกัน

$$\Delta V_{CE1} = R_C \Delta i_{C1}$$

หรือใช้สัญลักษณ์ของสัญญาณเล็กๆ

$$Vce1 = -RcIc1 \qquad (b)$$

และ

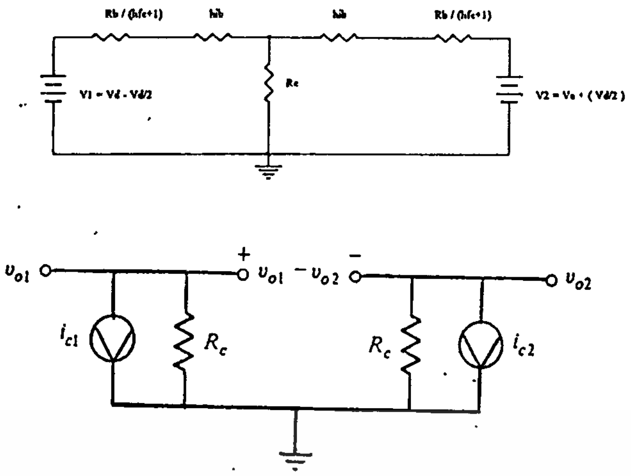
$$\Delta V_{CE2} = -Rc\,\Delta Ic2$$

หรือ

$$Vce2 = -Rc\,Ic2 \qquad (b.1)$$

ในสมการ(b,b.1)ที่เป็นสมการโลดไลนดิฟเฟอเรนโมดของวงจรขยายความแตกต่าง,และความชันของเส้นโลดไลนคือ-1/Reในดิฟเฟอเรนโมดและคอมมอนโมดโลดไลนให้นิยามขอบเขตการทำงานสำหรับทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ตั้งแต่แต่ละสัญญาณอินพุทโดยทั่วไปจะมีการแสดงทั้งสองส่วนประกอบ พวกเราสามารถพิสูจน์ขอบเขตบนชั้นการทำงาน ถ้าพวกเรารู้ค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณหรือของคอมมอนโหมดและส่วนประกอบของดิฟเฟอเรนโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 29 ขยายความแตกต่าง , ของสัญญาณเล็กๆที่มีเงื่อนไขดังต่อไปนี้ : (a)equivalent ของสัญญาณเล็กๆของอินพุทของวงจรกับผลของส่วนประกอบทั้งหมดไปยังอิมิเตอร์ ; (b) eqivalentของสัญญาณเล็กๆของเอาท์พุทของวงจร

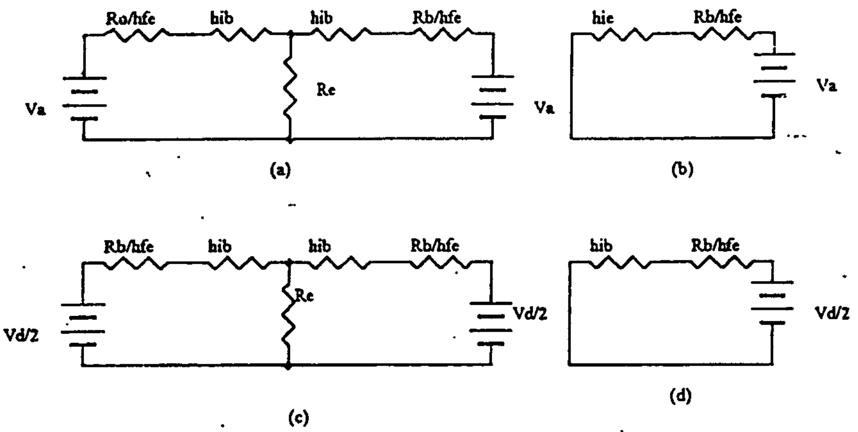
สัญญาณเล็กๆ ตอนนี้มีการคำนวณเงื่อนไขที่ต้องการทำให้มั่นใจการทำงาน พวกเราสนใจถึงการทำงานของการผลิตสัญญาณเล็กๆของวงจรขยายความแตกต่างในตอนท้ายวาดสัญญาณขนาดเล็กที่เหมือนวงจร ในส่วนประกอบที่ถูกสะท้อนไปอิมิตเตอร์ เหตุผลถูกแสดงในรูปที่28 ในรูปที่ 29 ถ้าพวกเราจัดค่า Vd=0 เป็นการแสดงให้เห็นว่าเกิดจากการสมมาตร Ie1 = IE2 ในเหตุผลเดียวกัน ถ้าพวกเราให้ Va = 0 ; ค่า Ie1 = -Ie2 ในการคำนวณค่าที่ถูกต้องของ Ie1 และ Ie2 ใช้ principle superposition คำนวณซึ่งทำโดยตอนแรกจัดค่าของ Vd=0 และคำนวณค่าเฉลี่ยหรือ คอมมอนโมด, กระแสอิมิตเตอร์ Ie1 = Ie2 ≡ Ia จัดค่า Va = 0 และคำนวณดิฟเฟอเรนโมดกระแสอิมิตเตอร์ Ie2 = -Ie1 = Id แสดงวงจรในรูปที่ 29 เมื่อ Vd = 0กระแสที่ไหลผ่าน Re มีค่า 2Ia แรงดันอิมิตเตอร์ Ve = 2 ReIa จากการสมมาตร สามารถแยก Re เป็นตัวต้านทานขนานกัน 2 ตัว (ในแต่ละ 2Re) และแบ่งวงจรในครึ่งที่มีอยู่ลดลง เหมือนกับในรูปที่28แรงดันอิมิตเตอร์ Ve มีค่าเหมือนการลดวงจรในรูปที่ 29 พวกเราจะหากระแสคอมมอนโมด i_a จาก:

$$i_a = Va / 2Re + h_{ib} + Rb / (h_{fe} + 1) \quad (3)$$

รูปที่ 29 เป็นวงจรที่เหมือนในรูปที่ 29 เมื่อ Va = 0 เพราะขั้วของสองแหล่งจ่าย Ve = 0 ดังนั้นวงจรสามารถยุบให้เป็นวงจรในรูปที่ 30 ค่ากระแส i_d มีค่า

$$i_d = (Vd / 2) / h_{ib} + Rb (h_{fe}+1) \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 30 Equivalentของวงจรอิมิตเตอร์ ใช้คำนวณกระแสอิมิตเตอร์ $i_{e2.1} = i_a \pm i_d$: (a) วงจรใช้คำนวณกระแส common mode emitter i_a ; (b) ลด equivalent ของวงจร ; (c) วงจรใช้คำนวณกระแสdifferent-mode i_d ; (d) ลด equivalent ของวงจร

ใช้ superposition พวกเราจะรวมสมการที่ (3)กับ(4) ได้

$$i_{e1} = Va / (2Re + h_{ib} + Rb) / (h_{fe} + 1) - (Vd / 2) / (h_{ib} + Rb / (h_{fe} + 1)$$

$$i_{e2} = Va / (2Re + h_{ib} + Rb)/(h_{fe} + 1) + (Vd / 2)/(h_{ib} + Rb/(h_{fe} + 1)$$

ใช้ output equipvalent circuit ที่แสดงในรูปที่ 29 และสมมติฐาน Ic ≅ Ie พวกเราสามารถคำนวณ V01,V02, และ V01-V02

$$V01 = -Rc\ Ic$$

$$= (Rc/2) / (h_{ib} + Rb/(h_{fe} + 1)).Vd - Rc / (2Re + h_{ib} + Rb/(h+1)) \quad (5.1)$$

$$V02 = -Rc\ Ic_2$$

$$= (-Rc / 2 / h_{ib} + Rb / (h_{fe} + 1)).Vd - (Rc / (2R + h_{ib} + Rb / (h_{fe} + 1))).Va \quad (5.2)$$

$$\text{และ } V01 - V02 = (Rc / (h_{ib} + Rb / (h_{fe} + 1))).Vd \quad (6)$$

จากสมการที่(6)แสดงให้เห็นว่า V01-V02 เป็นสัดส่วนทางตรงกับแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลโมดอินพุท,Vd = V2-V1 เอาพุท V01และV02เป็นสัดส่วนทางตรงกับแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลโมด แต่มีเทอมที่เป็นสัดส่วนทางตรงกับแรงดันคอมมอนโมดอินพุท Va = (V1 + V2)/2ในวงจรขยายความแตกต่างทางอุดมคติ;เอาต์พุทเป็นสัดส่วนทางตรงกับ Vd ดังนั้นเอาต์พุทต้องมีค่าระหว่างหนึ่งของคอลเลคเตอร์และกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอมมอนโมดรีเจคชั่นเรโช

จากสมการที่ (5) สามารถเขียนแรงดันเอาต์พุท V01 และ V02 ได้ว่า

$$V01 = AdVd - AaVa \quad (7)$$

และ $V02 = -AdVd - AaVa$

ที่ Ad ดิฟเฟอเรนโมดคือ

$$Ad = (Rc / 2) / (h_{ib} + Rb / (h_{fe} + 1)) \quad (8)$$

และ Ad คอมมอนโมดเกนคือ

$$Aa = Rc / (2Re + h_{ib} + R / (h_{fe} + 1)) \quad (9)$$

ในวงจรขยายความแตกต่างทางอุดมคติ แรงดันเอาต์พุทเป็นสัดส่วนกับVdและไม่ขึ้นกับ แรงดันคอมมอนโมด Va ดังนั้นวงจรขยายความแตกต่างทางอุดมคติ Aa = 0 เป็นเงื่อนไขที่ไม่สามารถเป็นจริงในทางปฏิบัติ ; ซึ่ง Va มีค่าเท่ากับศูนย์ Re มีค่าเป็น $\propto$ ขึ้นอยู่กับการวัดปริมาณที่เปลี่ยนแปลงในทางอุดมคติ คอมมอนโมดรีเจกชั่นเรโช (CMRR) ถูกใช้ เป็นข้อกำหนดเหมือนเป็นอัตราส่วนของดิฟเฟอเรนเชียลโมดเกนต่อคอมมอนโมดเกน

$$CMRR = Ad/Aa$$, ใช้สมการที่(8),(9) CMRRกลายเป็น

$$= (2Re + hib + Rb / hfe) / 2(hib + Rb / hfe)$$

ในทางปฏิบัติเราจะพบว่า $2Re >> h_{ib} + Rb / h_{fe}$ ดังนั้น

$$CMRR \approx Re / (h_{ib} + Rb / h_{fe})$$

ถ้า V2 = 10.5 mV V1 = 9.5mV Va = 10mV และVd 1 mVดังนั้น Va/Vd = 10 แรงดันเอาต์พุท V01 สามารถเขียนจากสมการที่ 7,

$$V01 = Ad Vd (1 - AaVa / AdVd) = AdVd (1 - (Va/Vd)/CMRR)$$

ดังนั้นสำหรับ V01 เป็นสัดส่วนกับ Vd ค่า CMRR มีค่ามากกว่า 10 โดยทั่วไป จะหาค่า CMRR จาก

$$CMRR >> Va/Vd$$

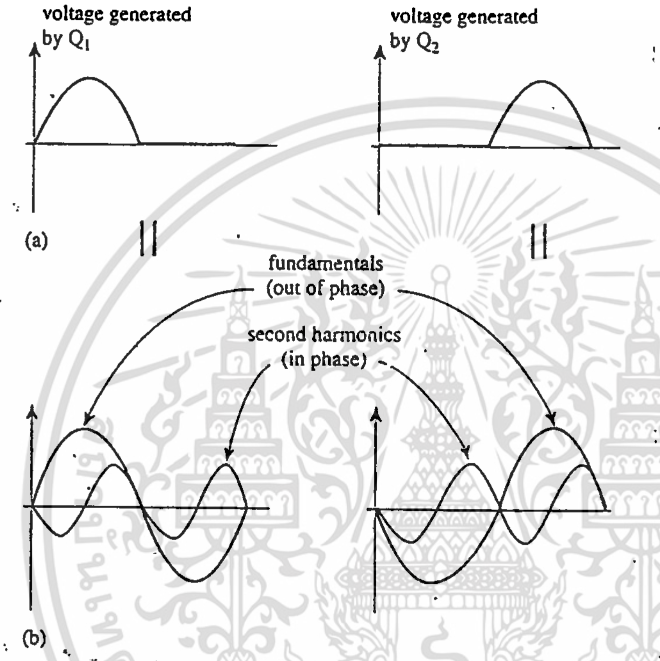
ถ้าแรงดันเอาต์พุท เป็นสัดส่วนกับแรงดัน Vd

<u>ความผิดเพี้ยนของวงจรขยายพุชพูล</u>

การยกเลิกของฮาร์โมนิกคู่ ผลจากการทำงานของพุชพูล ในเวฟฟอร์มของโลดเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างระหว่างสองสัญญาณอินพุท;ภายใต้การทำงานธรรมดาสัญญาณที่ถูกผลิตจากโลดจะมี waveform เป็นเอาท์ออฟเฟส ถ้าสัญญาณมีรูปแบบเป็นอินเฟสจะเกิดการยกเลิกขึ้น คือเอาท์พทของพุชพูลมีลักษณะเหมือนกับความแตกต่างระหว่างความผิดเพี้ยนของสัญญาณทั้งสองของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่น sine (half wave rectifier)คลื่น sine มีลักษณะเอาท์ออฟเฟสกับคลื่นอื่น อธิบายได้จากภาพที่แสดงในรูปที่ 31 คลื่น sine half wave ที่มีเพียงคลื่นฟันดาเมนทอลและฮาร์โมนิกคู่ทั้งหมด รูปที่ 31(a)แสดงถึงสัญญาณที่มีรูปแบบเป็นเอาท์ออฟเฟสสองคลื่น,คลื่นไซน์ฮาร์ฟเวฟเรคติไฟเออร์ที่ขับโลด และรูปที่แสดง31(b)ถึงฟันดาเมนทอลและส่วนประกอบของแต่ละฮาร์โมนิคที่สอง สังเกตุว่าส่วนประกอบของฟันดาเมนทอลเป็นเอาท์ออฟเฟส ดังนั้นส่วนประกอบของฟันดาเมนทอลถูกผลิตจากโลด อย่างไรก็ดีส่วนประกอบของฮาร์โมนิกที่สองเป็นอินเฟสถูกยกเลิกและเป็นฮาร์โมนิกคู่จะอินเฟสดังนั้นจึงถูกยกเลิก



รูปที่ 31 ส่วนประกอบของฟันดาเมนทอลของรูปแบบของ half-wave-rectifier เป็นเอาท์ออฟเฟส,แต่ฮาร์โมนิกส์ที่สองเป็นอินเฟส ดังนั้นฮาร์โมนิกส์ที่สองเกิดการผิดเพี้ยนถูกยกเลิกในการทำงานของพุชพูล

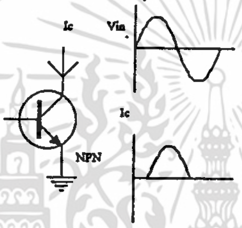
<u>คุณสมบัติของวงจรขยายพุชพูลฮาร์โมนิกคู่</u> : ถูกยกเลิกในการทำงานของวงจรพุชพูล การยกเลิกของฮาร์โมนิกคู่เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในการลดความผิดเพี้ยนในวงจรขยายพุชพูล อย่างไรก็ตาม , การยกเลิกที่สมบูรณ์จะเกิดเพียง ถ้าขนาดของสัญญาณสองสัญญาณมีการแมทกันที่สมบูรณ์และบัลลานกันอย่างสมบูรณ์มีทรานซิสเตอร์ที่เหมือนกันทุกอย่าง,ภาคขับที่เหมือนกันทุกอย่าง และมีทรานฟอร์เมอร์แบบเซนเตอร์แทปที่สมบูรณ์ การทำงานจะลดคู่ฮาร์โมนิกที่ผิดเพี้ยน ฮาร์โมนิกคี่เป็นเอาท์ออฟเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

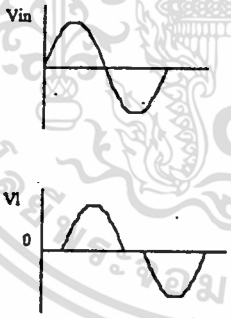
crossover distortion

แรงดันฟอร์เวิร์สไบอัสที่ตกคร่อมรอยต่อ PN ต้องเพิ่มถึงระดับที่แน่นอน(ประมาณ 0.7 V สำหรับ Si)ก่อนที่รอยต่อจะนำกระแสหลักในทางคล้ายกัน,แรงดันตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต้องครอบคลุมถึงระดับก่อนที่กระแสเบสจะมีค่ามาก ดังนั้นนั้นกระแสคอลเลคเตอร์สามารถไหล ผลลัพธ์ภาคขับสัญญาณสามารถประยุกต์ใช้กับทรานซิสเตอร์คลาสบี ต้องครอบคลุมระดับต่ำๆที่แน่นอน ก่อนที่กระแสคอลเลคเตอร์อยู่ในช่วง active อย่างแท้จริง

สาเหตุของการผิดเพี้ยนในวงจรขยายคลาสบีพุชพูล แสดงภาพประกอบในรูปที่ 32 รูปที่32(a) แสดงกระแสคอลเลคเตอร์ที่เพิ่มขึ้น ตอนแรกในทรานซิสเตอร์ที่ป้องกันความร้อน class B ในการเพิ่มขึ้นตอนแรกของแรงดันอินพุท สำหรับเหตุผลที่กระแสคอลเลคเตอร์ยังไม่ลดลงจนสมบูรณ์ถึง 0 เมื่อแรงดันอินพุทมีค่าประมาณ 0 รูปที่32(b)แสดงรูปแบบของแรงดัน ซึ่งถูกผลิตในโลดของภาคขยายพุชพูล



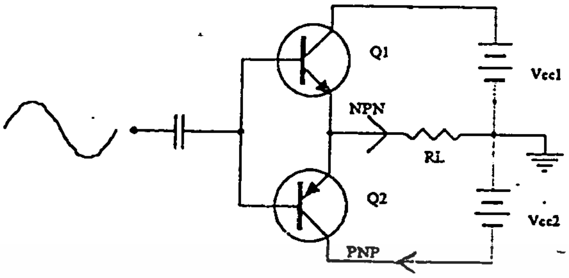
(a)กระแสคอลเลคเตอร์ในทรานซิสเตอร์คลาส B ไม่ตามแรงดันอินพุทในช่วงใกล้ 0 (crossover)



(b)แรงดันโลดใน คลาส B ขยายพุชพูล,แสดงการรวมผลของความผิดเพี้ยนทั่วๆไประหว่างแต่ละครึ่งคลื่นของอินพุท

รูปที่ 32 การผิดเพี้ยนของ crossover

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) เมื่ออินพุทมีค่าเป็นลบ , Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส

รูปที่ 33 วงจรขยายแบบพุชพูลใช้ทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลีเมนทารี่ สังเกตว่า กระแสตรงผ่าน R_L สลับกันแต่ละครึ่งคลื่น,ตามต้องการ

การไหลของกระแสทวนเข็มนาฬิกาเนื่องจากส่วนของโลด เมื่อสัญญาณอินพุทของเบสของ NPN ทรานซิสเตอร์ Q1 มีค่าเป็นบวก อินพุทของเบสของ PNP ทรานซิสเตอร์ Q2 มีค่าเป็นบวก และไม่นำกระแสเมื่ออินพุทมีค่าเป็นลบ Q จะนำกระแสและ Q2 จะนำกระแสส่วนของโลดเป็นบวกโดยตรงแสดงในรูปที่33สังเกตุว่าในแต่ละทรานซิสเตอร์ในรูปที่33ขับโลดในโครงสร้างของ อิมิเตอร์ ฟอลโลเวอร์ ประโยชน์คือ โลดอิมพีแดนซ์ต่ำสามารถถูกขับจากแหล่งกำเนิดของอิมพีแดนซ์ต่ำๆ ฟีดแบคที่มีค่าลบมากๆ ในการทำงานของอิมิตเตอร์ฟอโลเวอร์ ช่วยลดปัญหาของความผิดเพี้ยนของเอาต์พุท อย่างไรก็ตามในกรณีของอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์การขยายแรงดันมากกว่า 1 ไม่สามารถทำให้เป็นจริง การสวิงของแรงดันที่มีค่าบวกสูงสุดคือ Vcc_1 และการสวิงค่าทางลบสูงสุดคือ Vcc_2 โดยปกติ , $|Vcc_1| = |Vcc_2| = Vcc$ การสวิงจากยอดถึงยอดสูงสุดคือ 2Vcc ตั้งแต่การขยายแรงดันมีค่าใกล้เคียง 1 อินพุทต้องสวิงจาก 2 Vccโวล ถึงค่าเอาต์พุทที่สร้างสูงสุด สังเกตภายใต้เงื่อนไขของการสวิงสูงสุด,การไม่นำกระแสของทรานซิสเตอร์ พบกับแรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์ เบสของรีเวอร์สไบอัสที่มีค่าสูงสุด มีค่า 2Vccโวลท์ สำหรับตัวอย่างเมื่อ Q1off collecter มีค่าบวกVccและแรงดันเบสของ(สัญญาณอินพุท สวิงถึง -Vcc ดังนั้นทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต้องมีอัตราแรงดันเบรคดาวน์อย่างต่ำ 2 Vcc Direct-couple BJT Amplifier ในรูปที่ 34 แสดงให้เห็นตัวอย่างของไดเรคคัปเปิ้ล แอมปลิไฟเออร์ สเตจ ใช้วิธีการไบอัสธรรมดาสังเกตุว่าเอาต์พุทของสเตจแรก (คอลเลคเตอร์ของQ1) ถูกต่อทางตรงกับอินพุทของสเตจที่สอง(เบสของQ2) การวิเคราะห์อันแรกไบอัสดีซีของวงจรและพิจารณาการปฏิบัติของ ac สังเกตุว่ากระแสในRc_1 คือการรวมของ Ic_1 และ I_{B2} เป็นการวิเคราะห์ง่ายๆ สมมติฐานว่า I_{B2} เป็นการเปรียบเทียบกับ I_{C1}

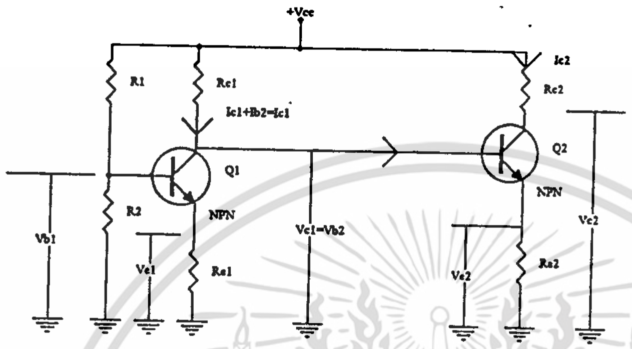
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สันนิษฐานว่าสเตจแรกมีเสถียรภาพที่ดีตรงข้ามกับการแปรผันใน β , แรงดันเบส V_{B1} คำนวณโดย R1-R2 ใช้การแบ่งแรงดัน

$$V_{B1} \approx (R2/R1 + R2) Vcc$$

ถ้าสมมติฐานที่ไม่มีเหตุผลในกรณีนี้โดยเฉพาะ ถ้าเป็นทรานซิสเตอร์ซิลิคอน

$$V_{E1} \approx V_{B1} - 0.7$$



รูปที่ 34 Direct-coupled Ceamplifier stages ใช้วิธีการไบอัสธรรมดา

ต่อจากนั้น $I_{C1} \approx I_{E1} = V_{Z1}/R_{E1}$ ภายใต้สมมติฐานที่ I_{B2} ถูกละเลยในการเปรียบเทียบกับ Ic_1 , กระแสในRc_1 คือ $Ic_1 + I_{B2} \approx Ic_1$ ดังนั้นแรงดันสงบของคอลเลคเตอร์กราวด์คือ

$$Vc_1 \approx Vcc - I_{C1}R_{C1}$$

ค่าของ V_{CE1} คือ $V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1}$

สังเกตว่า $V_{C1} = V_{B1}$

ดังนั้น $V_{E2} = V_{C1} - 0.7$

ดังนั้น $I_{C2} \approx I_{E2} = V_{E2}/R_{E2}$

และแรงดันคอลเลคเตอร์สงบของสเตจคือ

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_{C2}$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2}$$

พวกเราจะเห็นว่า การวิเคราะห์dcเข้าใจง่าย,ไม่มากกว่าของการประยุกต์หลักการของการไบอัสที่พวกเราจะเรียนรู้ สังเกตว่า $V_{C1} = V_{B2}$ การวิเคราะห์การขยาย ac คือเหมือนกับการเข้าใจง่ายๆ การขยายแรงดันของสเตจแรกคือ

$$Av_1 \approx (-r_o(\text{stage1}) // r_{in}(\text{stage2})) / (r_{e1}+R_{E2})$$

ที่ซึ่ง $r_o(\text{stage1}) \approx R_{c1}$ c และ $r_{in}(\text{stage2}) \approx \beta_2 (r_{e2}+R_{E1})$ แรงดันขยายของสเตจสองคือ

$$A_{v2} \approx (-r_o(\text{stage2})) / (r_{e2}+R_{E2}) \approx -R_{C2} / (r_{e2} + R_{E2}) \qquad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่สุดอัตราขยายทั้งหมดคือการผลิตของการขยายสเตจ

$Av_{(overall)} = A_{V1} . A_{V2}$

ถ้าความต้านทานโหลด R_L คือไดเรคคับเปิ้ลระหว่างเอาท์พุท(คอลเลคเตอร์ของ Q2) และเท่ากับ

สมการ $A_{V2} \approx (-R_{C2} // R_2) / (r_{e2} + r_{E2})$

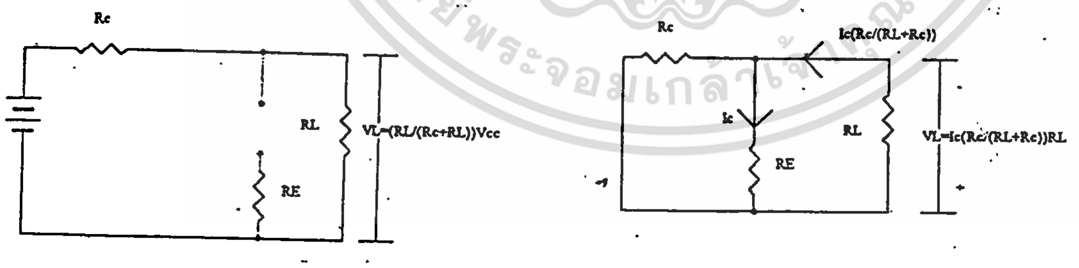
ไดเรคคัปปลิ้งเอาต์พุทของโลดความต้านทานชาร์จค่า dc ของ V_{C2} และ V_{CE2}

ทรานซิสเตอร์เป็นเหมือนกับแหล่งกำเนิดกระแสคงที่แสดงในรูปที่ 35(b) พวกเราสามารถประยุกต์ superposition principle ที่จะหาแรงดัน dc V_L (Vc) เพราะแต่ละแหล่งกำเนิดในวงจรถูกแสดงในรูปที่ 35(c) และ(d) รวมการสนับสนุนของแต่ละแหล่งกำเนิดในตัวนำ

$$V_L = V_C = (R_L / (R_L + Rc) . (Vcc - IcRc) \qquad (11)$$

สมการที่ 11 แรงดันคอลเลคเตอร์เท่ากับค่าที่ไม่มีโลด(Vcc - IcRc)หารโดยแรงดันที่แบ่งจากRcและ R_Lตั้งแต่ $V_{CE} = Vc - V_E$ ความต้านทานR_Lมีค่าน้อยสามารถลดลด Vc ถึงจุด V_{CE} เข้าใกล้0 ข้อจำกัดทั่วๆไปของการสวิงแรงดันจากsuperposition

(a) เอาต์พุทสเตจกับการต่อโหลด R_L (b)วงจรequivalent dc ของวงจร (a)



(c) แรงดั้น dcตกคร่อมR_Lเกิดจากแรงดัน Vcc (d) แรงดัน dcคร่อม R_Lเนื่องจากกระแส Ic

$$V_L = (R_L / (Rc + R_L)) . Vcc - Ic (Rc / (Rc + R_L))$$

$$= (R_L / (Rc + R_L) . (Vcc - Ic Rc)$$

รูปที่ 35 คำนวณแรงดันdcคร่อมโหลดที่รอยต่อทางตรง R_L ใช้ principle ของ superposition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
การทำงานของวงจร

วงจรขยายเสียงวงจรในรูปที่36พบว่าโดยโครงสร้างของวงจรเป็นวงจรขยายเสียงแบบบริดจ์การเริ่มต้นการทำงานเริ่มจากการจ่ายไฟ 80 โวลต์เข้าสู่วงจร แรงดันไฟดังกล่าวจะส่งผ่านแอลอีดี D1 ผ่านรีซิสเตอร์ R19 จบลงด้วยการผ่านแอลอีดี D2 ครบวงจร ตอนนี้แอลอีดีทั้งสองตัวจะเกิดแรงดันไฟตกคร่อมตัวมัน 16 โวลต์ แรงดันไฟดังกล่าวจะเป็นแรงดันไฟสตาร์วงจร การทำงานของวงจรเริ่มจากแรงดันไฟส่งผ่านแอลอีดี D1 และ D2 ครบวงจร เกิดแรงดันไฟ 1.6 โวลต์ตกคร่อมแอลอีดี D1 กลายเป็นไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ T5 ทรานซิสเตอร์ T5 นำกระแสจ่ายออกไปยังคอลเล็คเตอร์จ่ายเป็นไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ดิฟเฟอรนเชียลT3 และ T4 เมื่อทรานซิสเตอร์ T3 นำกระแสย่อมทำให้เกิดแรงดันไฟตกคร่อมรีซิสเตอร์ R13 แรงดันไฟดังกล่าวนี้เองที่ส่งไปเริ่มต้นการทำงานของวงจรไดรเวอร์

เมื่อไฟจ่ายแอลอีดี D2 ครบวงจรได้แล้วเกิดแรงดันไฟ 1.6 โวลต์ เกิดการเซ็ทกระแสที่ 3 มิลลิแอมป์ แรงดันดังกล่าวจ่ายเป็นไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ T6 ทรานซิสเตอร์ T6 จึงทำการต่อไฟไบอัสอีมิตเตอร์ทรานซิสเตอร์ดิฟเฟอเรนเชี่ยลT1และT2ให้ครบวงจรได้ทรานซิสเตอร์ T1,T2 จึงเริ่มต้นการนำกระแสได้ในจังหวะนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์โดยเฉพาะตัว T1นำกระแสเกิดแรงดันไฟตกคร่อมรีซิสเตอร์R9กลายเป็นแรงดันไฟไปจ่ายให้กับทรานซิสเตอร์ T8 อันเป็นการเริ่มต้นการทำงานของไดรเวอร์

การเริ่มต้นจากสวนหลังแล้วแทงกระแสไฟกลับมายังวงจรส่วนหน้าเป็นระบบการเซ็ทกระแสด้วยแรงดันไฟสูง หรือสตาร์ทไฮ กรณีดังกล่าวทำให้ค่าสลูว์เรตต่ำ ความผิดพลาดสูงที่สำคัญใช้เวลาในการแก้ไขกระแสนาน แต่วงจรที่เริ่มต้นในกรณีดังวงจรนี้ได้แก้ไขปัญหาเหล่านั้น โดยเมื่อเริ่มต้นการทำงานของวงจรเราใช้คาปาซิเตอร์ C7,C8,C22 และ C23 ในการเริ่มต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง 4 ตัวก่อนจนคาปาซิเตอร์ชาร์จบรรจุขึ้นมาจนถึง 1.6 โวลต์ แรงดันไฟจึงหยุดคงที่นั้นแสดงว่าวงจรภาคจ่ายไบอัสเปิดวงจรเป็นซอฟต์สตาร์ท ตัดปัญหาการเกิดแรงดันำฟสูงกระโชกออกลำโพงได้เลย

การใช้แอลอีดี 4 ตัว มาเป็นตัวจัดไบอัสให้กับวงจรไดร์เวอร์ ย่อมให้ค่าชดเชยความร้อนได้ดีกว่าระบบอื่น เพราะเมื่อวงจรใช้งานหลายชั่วโมงอุปกรณ์เกิดความร้อนพลังงานความร้อนจะถูกแปรเป็นพลังงานแสงผ่านการทำงานของแอลอีดีทำให้วงจรดังกล่าวสามารถรักษาไบอัสคงที่ได้

<u>การขับกำลัง</u>

เมื่อมีการจ่ายไฟให้กับวงจรทำให้แอลอีดี 4 ตัวทำงานจ่ายไฟให้กับทรานซิสเตอร์อีก 4 ตัวทำงาน ส่งผลการทำงานไปยังดิฟเฟอเรนเชี่ยลอี 4 คู่ โดยทรานซิสเตอร์ T1,T2 จะทำหน้าที่จ่ายไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์T8 ทรานซิสเตอร์ T3,T4 ทำหน้าที่จ่ายไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ T24, ทรานซิสเตอร์ T17 ,T18 ทำหน้าที่จ่ายไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ T24, ทรานซิสเตอร์ T19,T20 ทำหน้าที่จ่ายไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ T25

วงจรในส่วนบนใช้ทรานซิสเตอร์ T7 ตั้งจุดไบอัสเคอร์เรนท์ให้กับวงจรส่วนนี้ และในวงจรชุดล่างให้ทรานซิสเตอร์T23ตั้งจุดไบอัสเคอร์เรนท์เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ ไดรเว่อร์ทำหน้าที่เป็นตัวขับมอสเฟทต่อไปในขั้นตอนสุดท้าย

สัญญาณเสียงถูกป้อนเข้าทางจุดอินพุตส่งผ่านรีซิสเตอร์คาปาซิเตอร์ C1 รีซิสเตอร์ R1 เพื่อส่งเข้าสู่อินพุตของดิฟเฟอเรนเชี่ยล T1 และ T3 ตรงส่วนนี้เราพบว่ามีการออกแบบให้วงจรอินพุตสามารถรับเสียงกระแทกอันอาจเกิดขึ้นได้ในกรณีต่าง ๆ เช่นมีกระแทกเสียง มีการกระแทกไมโครโฟน มีการเอามือแตะอินพุต แก้ด้วยการขจัดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาทางอินพุตด้วยรีซิสเตอร์ R2 และคาปาซิเตอร์ C2 ทรานซิสเตอร์ T1 และ T3 ทำการขยายสัญญาณ โดยมีวงจรโอเพ่นลูพแบนด์วิดธ์ต่อเอาไว้เป็นเน็ทเวิร์คควบคุมความถี่6.5กิโลเฮิรตซ์อันประกอบด้วยรีซิสเตอร์ R3 คาปาซิเตอร์ C3 และรีซิสเตอร์ R4 คาปาซิเตอร์ C4 ทรานซิสเตอร์ T3สัญญาณออกทางขาคอลเล็คเตอร์เพื่อส่งไปให้ทรานซิสเตอร์T9ก่อนขับออกไปยังทรานซิสเตอร์ T10 , T11

สัญญาณที่เข้ามาเป็นสัญญาเฟสบวกมีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ T10 ทำงานได้ตามหลักของวงจรคอมพลีเมนตารี่ มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ T10 นำกระแสจากไฟบวก 40 โวลต์ ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟไบอัสเกตให้กับเพาเวอร์มอสเฟท ทำให้มอสเฟท T12 T14 นำกระแสจ่ายออกไปยังลำโพง โดยไฟดังกล่าวได้มาจากแรงดันไฟบวก 40 โวลต์ที่ผ่านฟิวส์ F1

ขณะเดียวกันเมื่อพิจารณาไปที่เบสของทรานซิสเตอร์T18,T20พบว่าตอนนี้เบสของทรานซิสเตอร์ดังกล่าวจะรับสัญญาณเฟสบวกที่ส่งมาด้วยเช่นเดียวกันทำให้ทรานซิสเตอร์ T18 นำกระแสเพิ่มขึ้น T20 นำกระแสน้อยลง ผลของการทำงานของ T18 ย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ T17 ทำงานน้อยลง(ตรงกันข้ามกัน) ส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ T24 หยุดการนำกระแส ผลการทำงานลดลงของทรานซิสเตอร์ T20 ย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ T19 นำกระแสเพิ่มขึ้นส่งผลไปขับทรานซิสเตอร์ T25 ทรานซิสเตอร์ T25 ขับต่อเนื่องไปยังทรานซิสเตอร์ T27 ทำให้ไบอัสขึ้นกับเกตของมอสเฟท T29 ,T31

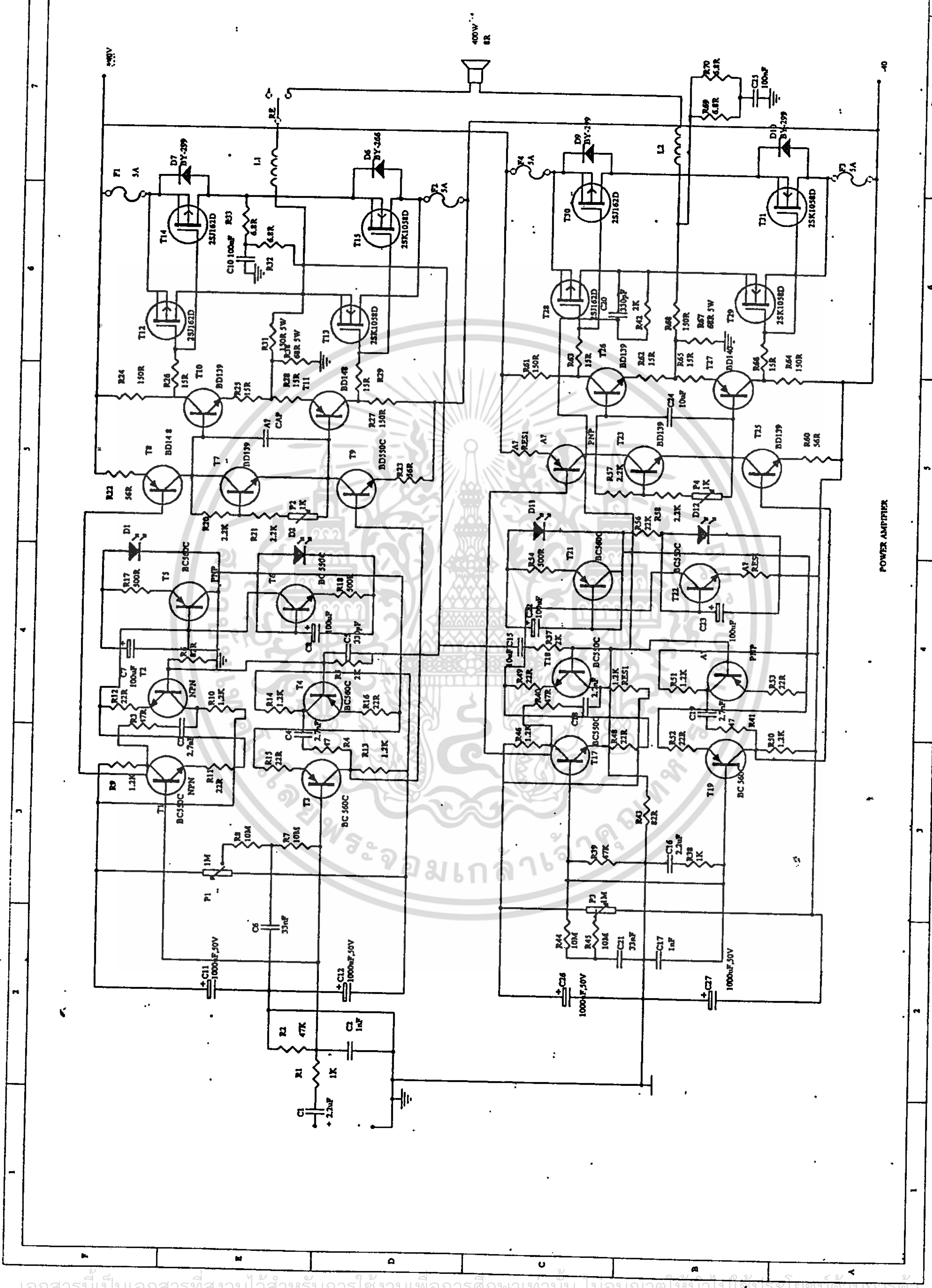
แรงดันไฟที่ส่งมาจากฟิวส์ F1 อันเป็นแรงดันไฟบวก 40 โวลต์ ส่งผ่านมอสเฟท T12.T14 ส่งผ่านลำโพงขั้วบวกออกทางขั้วลบ ส่งผ่านการทำงานของมอสเฟท T29 ,T31 ผ่านฟิวส์ F5 ไปครบวงจรกับไฟลบ 40 โวลต์

สัญญาณที่เข้ามาเป็นสัญญาณไฟลบ ทำให้ทรานซิสเตอร์ T3 นำกระแสได้มากกว่าทรานซิสเตอร์T1เพราะเป็นคู่ดิฟเฟอเรนเชี่ยลชนิดพีเอ็นพีส่งผลการทำงานออกไปขับทรานซิสเตอร์ T9 เมื่อทรานซิสเตอร์ T9 มีไฟไบอัสจึงขับต่อเนื่องไปยังทรานซิสเตอร์ T11 ทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสเกิดแรงดันไฟตกคร่อมรีซิสเตอร์ T27 จ่ายไปยังเกตของมอสเฟท T13 ,T15

สัญญาณลบจะส่งไปยังเบสของคู่ดิฟเฟอเรนเชี่ยลชุดล่าง เกิดสัญญาณเฟสลบเข้าไปที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์T18,T20ทำให้ทรานซิสเตอร์ T18 ทำงานลดลงเพราะเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น ในทางกลับกันย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ T20 ทำงานได้มากขึ้นเพราะเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี หากทรานซิสเตอร์ T18 ทำงานลดลงย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ T17 ทำงานเพิ่ม หากทรานซิสเตอร์ T20 ทำงานเพิ่มย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ T19 ทำงานลดลง ทรานซิสเตอร์ T17 จึงส่งไฟไปไบอัสทรานซิสเตอร์ T24 ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ T19 ไม่สามารถส่งไฟไปไบอัสทรานซิสเตอร์ T25 ได้อีก เมื่อทรานซิสเตอร์ T24 มีไบอัสเขาจะจ่ายไฟขับออกไปยังทรานซิสเตอร์ T26 ที่ทำหน้าที่เป็นไดรเว่อร์ ทรานซิสเตอร์ดังกล่าวจะขับต่อเอาต์พุต ซึ่งได้แก่มอสเฟท T28 ,T30 เมื่อมอสเฟททั้ง 2 ตัวมีไบอัสขาเกตจึงสามารถนำเอาไปบวก 40 โวลต์ที่ส่งผ่านฟิวส์ F4 ผ่านมอสเฟททั้งคู่ ส่งกระแสออกไปยังลำโพงขั้วลบขึ้นไปยังขั้วบวก ส่งผ่านขดลวด L1 ไปผ่านการทำงานมอสเฟท T13.T15 ที่เราได้กล่าวถึงการไบอัสเอาไว้แล้วโดยส่งเข้าทางขาเดรน ออกขาซอร์ส ผ่านฟิวส์ F2 ไปครบวงจรกับไฟชุดลบ 40 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

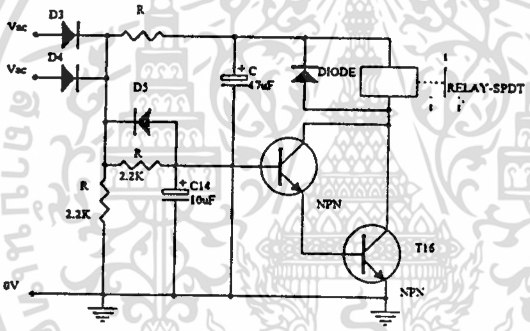
รูปที่ 36 วงจรขยายกำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>ระบบป้องกันลำโพง</u>

วงจรป้องกันลำโพงแสดงไว้ดังรูปที่ 37 เนื่องจากในช่วงแรกของการจ่ายไฟ การเซ็ทกระแสให้กับวงจรยังไม่สมบูรณ์ เราจึงใส่วงจรป้องกันลำโพงให้ทำหน้าที่ตัดลำโพงออกไปก่อนก่อนที่การเซ็ทกระแสจะยุติลง โดยเราจะเอาแรงดันไฟเอซีส่งผ่านไดโอดเข้ามาแบบเดียวกับวงจรเร็คติพาย เพียงแต่เมื่อไฟส่งผ่านไดโอดที่ทำหน้าที่ฟูลเวฟเร็คติฟาย D3 ,D4 เข้ามา จ่ายไฟผ่านรีซิสเตอร์ R36 เพื่อชาร์จเข้าที่คาปาซิเตอร์ C14 คาปาซิเตอร์จะเริ่มชาร์จไฟตั้งแต่ 0 โวลต์จนกระทั่งได้แรงดันไฟเท่ากับ 1.2 โวลต์ ตอนนี้ทรานซิสเตอร์ดาร์ลิงตัน T16 จะเกิดแรงดันไฟเพียงพอต่อการไบอัส กระแสเบสของ T16 จะเกิดแรงดันไฟเพียงพอต่อการไบอัสเบส กระแสเบสของ T16 ไหลได้ ทรานซิสเตอร์ดังกล่าวจึงนำเอาแรงดันไฟที่ส่งผ่านรีซิสเตอร์ R35 มาฟิลเตอร์ด้วยาคาปาซิเตอร์ C13 ส่งไฟผ่านรีเลย์ไปครบวงจรกับการทำงานของทรานซิสเตอร์จึงเกิด

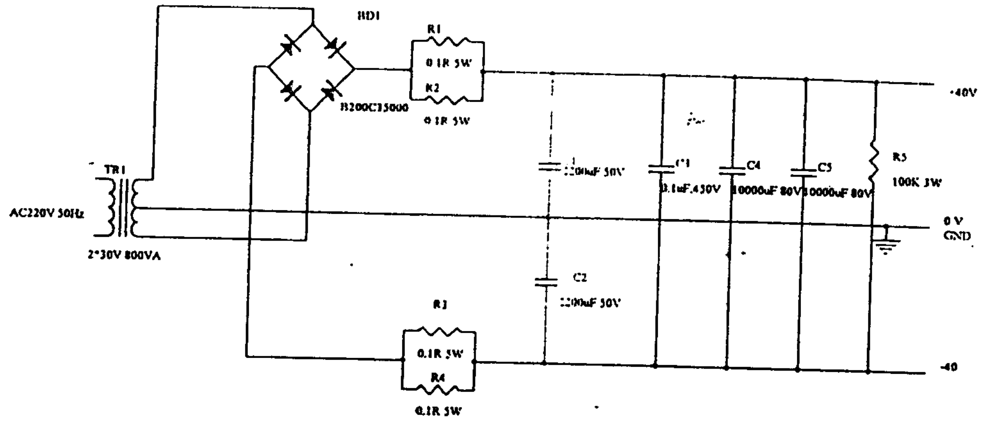


รูปที่ 37 วงจรป้องกันลำโพง

ทำให้รีเลย์มีอำนาจแม่เหล็กดูดหน้าสัมผัสให้ต่อวงจรลำโพง

วงจรดังกล่าวเราพบว่าตัวที่ทำหน้าที่หน่วงเวลาของวงจรป้องกันลำโพงคือรีซิสเตอร์ R36 ค่า 8.2 เมกะโอห์ม ร่วมกับคาปาซิเตอร์ C14 เมื่อเราตัดไฟออกไปจากวงจรคาปาซิเตอร์ดังกล่าวจึงต้องทำการคายประจุให้เร็วที่สุดไม่นั้นอาจจะเกิดปัญหาว่าการจ่ายไฟเข้ามาในครั้งต่อไปหากคาปาซิเตอร์ C14 ยังมีประจุไฟฟ้าอยู่ย่อมทำให้การหน่วงเวลาในวงจรนี้ผิดปกติไป หรือจะไม่หน่วงเวลาเลย หากหน้าสัมผัสของรีเลย์ต่อลำโพงในทันทีที่เปิดเครื่องอาจจะทำให้ลำโพงขาดได้เราจึงเอาไดโอด D5 ใส่เข้าไปเพื่อรับดิสชาร์จของคาปาซิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 38วงจรการจ่ายไฟที่ออกแบบเพื่อแก้ออสซิลเลทให้วงจร

<u>ตั้งไบอัสเคอร์เรนท์</u>

การตั้งไบอัสเคอร์เรนท์ขึ้นอยู่กับลักษณะของงานที่ใช้งานนานจะตั้งแรงดันไฟตกคร่อมไดรเว่อร์ให้ต่ำ เพื่อไม่ให้เกิดปัญหาความร้อน

การตั้งไบอัสเคอร์เรนท์แล้ววัดแรงดันไฟตกคร่อมคอลเล็คเตอร์-อีมิตของทรานซิสเตอร์ T17 แล้วปรับแรงดันไฟขึ้นมาด้วยโพเทนซิโอมิเตอร์ P2 หากปรับไปแล้วปรากฏว่ามอสเฟทอุ่น ๆ นั่นหมายถึงว่าไบอัสขนาดนี้เหมาะกับงานทั่วไป ส่วนงานสนามที่ขับกันหลายสิบชั่วโมงให้ตั้งแรงดันไฟต่ำ ๆ ไว้หลังจากนั้นให้ไปวัดแรงดันคร่อมคอลเล็คเตอร์-อีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T23 ปรับโพเทนซิโอมิเตอร์ P4 ให้ได้ แรงดันไฟเท่ากับของทรานซิสเตอร์ T17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ผลการทดลอง

จุดประสงค์การทดลอง

เพื่อหาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณซึ่งมีผลต่อคุณภาพเสียงที่ออกมาซึ่งวงจรขยายที่ดีควรมีผลตอบสนองความถี่ราบเรียบจนถึง 100 Khz

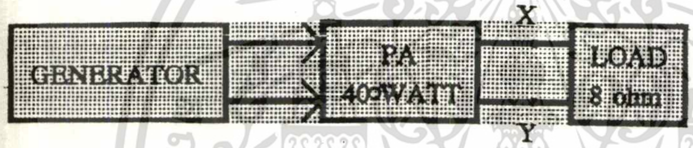
อุปกรณ์การทดลอง

1.สโคป 2 Signal Generator 3 โหลดอิมพีแดนซ์ 8 Ω 4 Power Amplifier 400 Watt

ลำดับขั้นการทดลอง

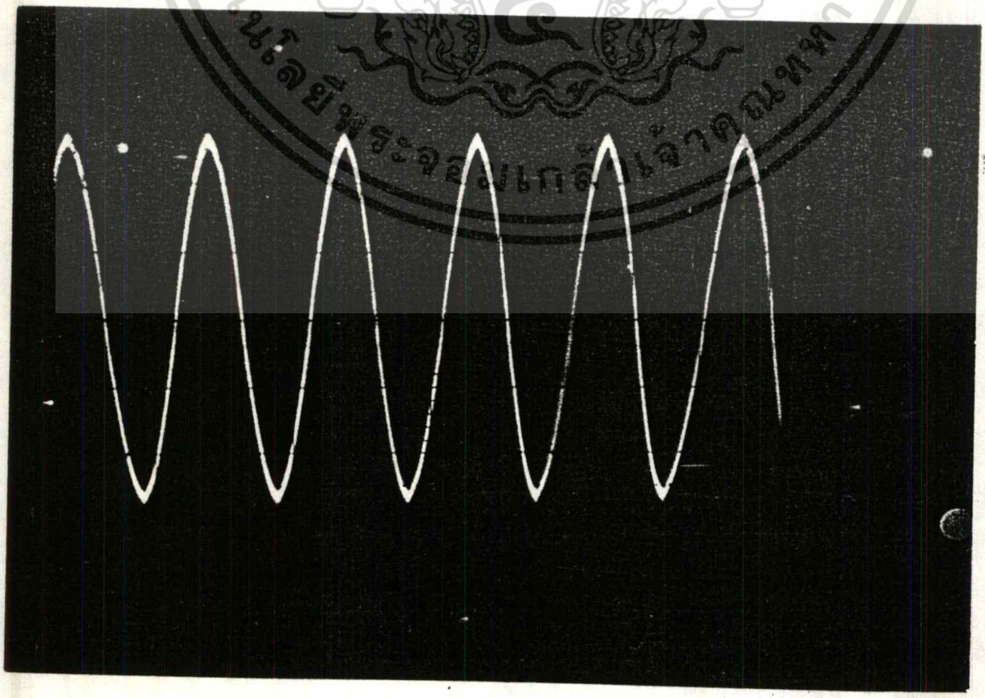
ตอนที่ 1 (หาความไวอินพุทและอัตราการขยายขนาดของวงจร)

1 ต่อวงจร Test ดังรูป



2.ป้อนสัญญาณ Generator Sinewave และต่อสโคปวัดที่จุด XY(ที่ความถี่ 1 Khz)

3.ค่อยๆเพิ่มแรงดัน Vin คอยสังเกตที่จอสโคป ปรับVinให้เอาต์พุทสูงสุดโดยไม่ถูกขลิบสัญญาณที่ปลาย Sinewave บันทึกรูปสัญญาณและวัด Vin



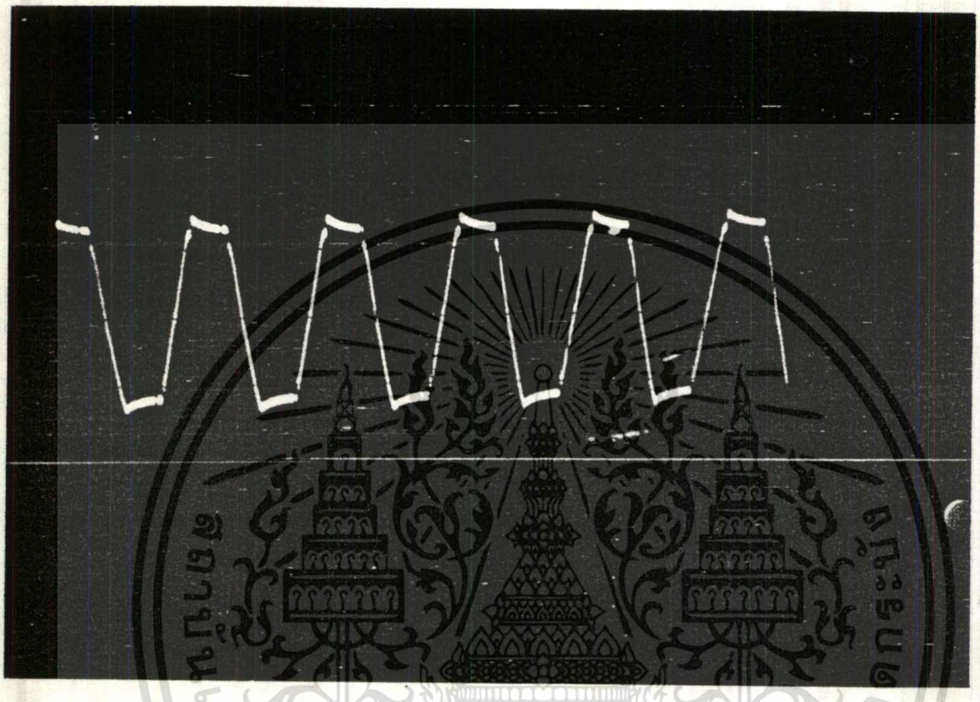
2 VOLT/DIV 0.5 TIME/DIV (โพรบ *10) วัดที่ความถี่ 1 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Vo = 100 Vrms Vin = 0.9 Vrms

คำนวณ Power output , Powerwatt = $Vorms^2 / 2R_L = 100^2/(2*8) = 625$ watt

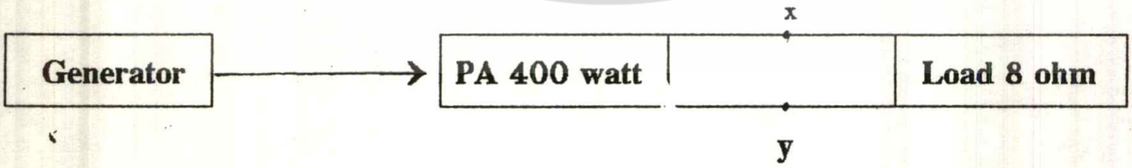
4.ปรับ Vin จนสัญญาณ sinewave ถูกขลิบ บันทึกรูปสัญญาณและวัด Vin



4 VOLT/DIV 0.5 TIME/DIV วัดที่ความถี่ 1KHzVin 1.1 Vrms

ลำดับขั้นการทดลอง ตอนที่ 2 (เพื่อพล็อตกราฟการตอบสนองทางความถี่)

1ต่อวงจร TEST ดังรูป



2.ปรับ Generator ที่ 0 Hz, Vin = 1 Vrms ต่อสโคปวัดที่จุด x,y

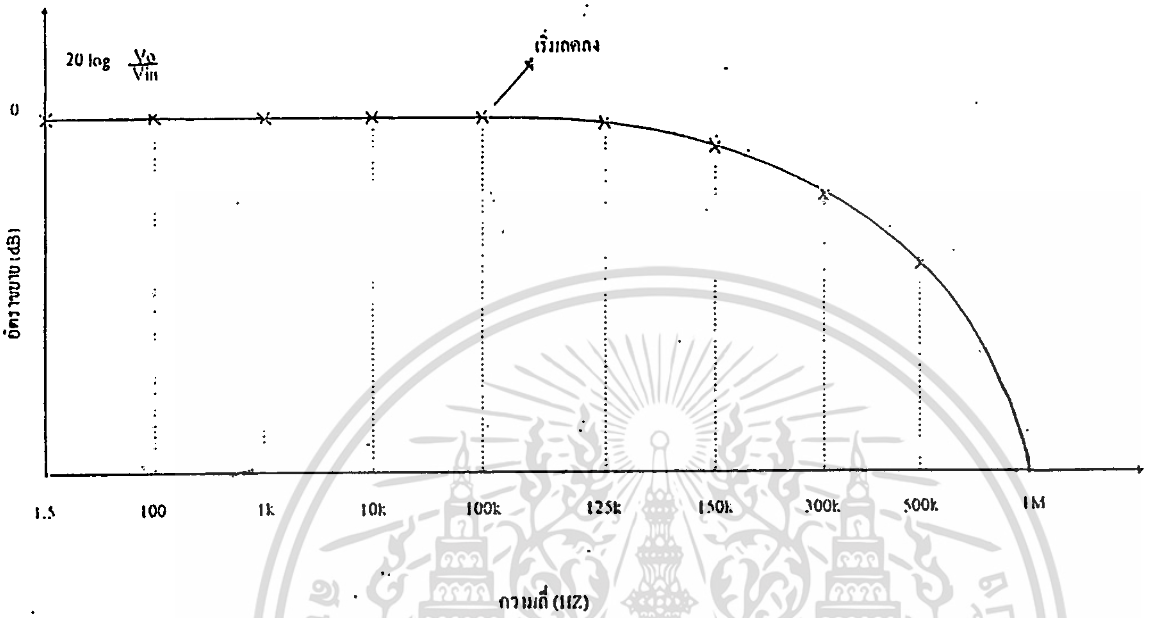
3.ค่อยๆปรับค่าตามตาราง และวัด Vo

ความถี่	1.5Hz	100Hz	1K	10KHz	100KHz	120KHz	125KHz	130KHz	150k	500K	1M

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดค่า Vo/Vin = A

การพล็อตกราฟให้ Av = 20 log Vo/Vin = 20 log A



สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองตอนที่ 1 ทำให้เราทราบว่า วงจรมีคุณสมบัติดังนี้

ความไวอินพุท 1 Vrms

เพาเวอร์เอาพุท 625 Watt

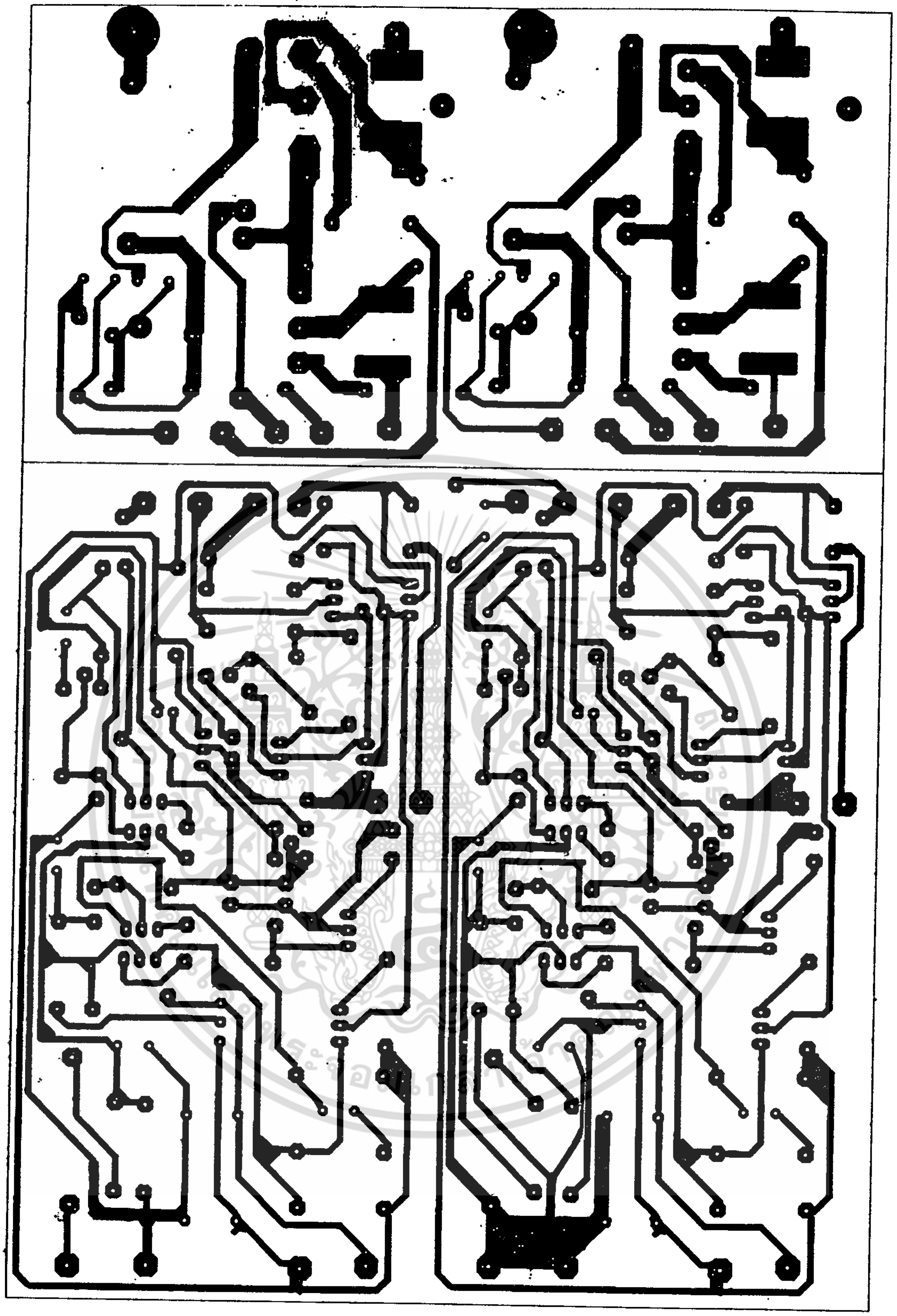
จากผลการทดลองตอนที่ 2 ทำให้เราทราบว่าวงจรมีคุณสมบัติดังนี้

เพาเวอร์แบนด์วิด 1.5Hz - 100KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ลายทองแดงบนแผ่นวงจรพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดทางเทคนิค

ความไวของอินพุท	1 โวลต์ (อาร์เอ็มเอส)
อินพุทอิมพีแดนซ์	48 กิโลโอห์ม
เพาเวอร์เอาพุต	(คิดที่ 1 กิโลเฮิรตซ์ ความผิดเพี้ยนรวม THD0.1%)
	800 วัตต์ ที่ลำโพง 8 โอห์ม
	1,150 วัตต์ ที่ลำโพง 4 โอห์ม
มิวสิคเพาเวอร์	(คิดที่เบิรสต์ 500 เฮิร์ตซ์) 980 วัตต์ที่ลำโพง 8 โอห์ม
	1,320 วัตต์ที่ลำโพง 4 โอห์ม
เพาเวอร์แบนด์วิดธ์	1.5 เฮิรตซ์-125 กิโลเฮิรตซ์
ค่าสลูเรต	20 โวลต์ / ไมโครวินาที
ค่าเอส/เอ็น คิดที่ 1 วัตต์	มากกว่า 102 เดซิเบล
ค่าผิดเพี้ยนฮาร์โมนิคคิดที่ 1 วัตต์	น้อยกว่า 0.008%
ค่าแดมปิ้งแฟ็คเตอร์ คิดที่ 8 โอห์ม	มากกว่า 160
ไฟเลี้ยงวงจร	80 โวลต์
กระแสในภาวะสงบ	200 - 350 มิลลิแอมป์

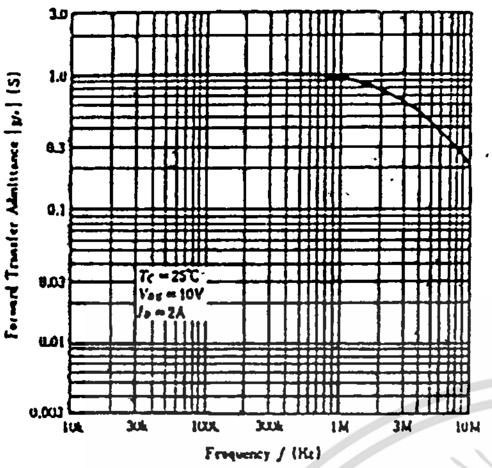
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SEMICONDUCTOR [redacted]
TECHNICAL DATA

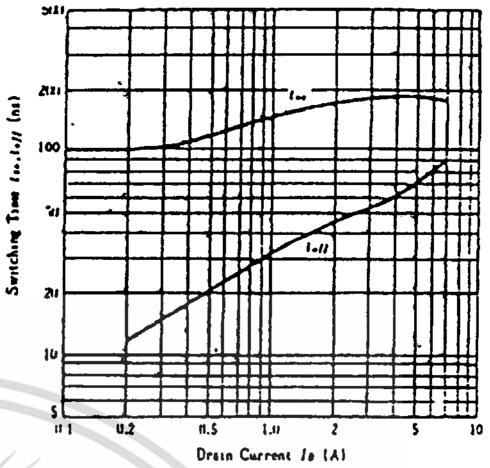
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2SK1056,2SK1057,2SK1058

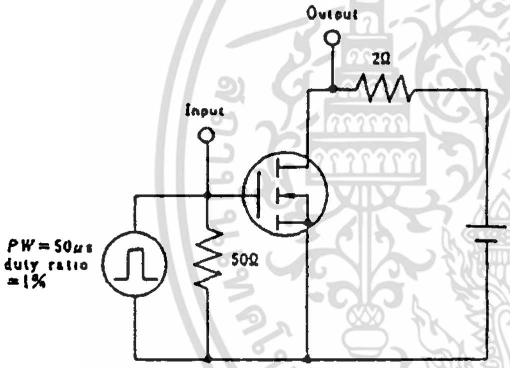
FORWARD TRANSFER ADMITTANCE VS. FREQUENCY



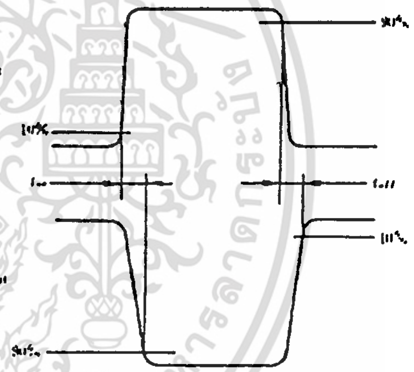
SWITCHING TIME VS. DRAIN CURRENT



SWITCHING TIME TEST CIRCUIT



WAVEFORMS



Drain-Source Breakdown Voltage	[illegible]	$V_{(BR)DSS}$	I_D=10mA, V_{GS}=−10V	[illegible]			
	2SK1057			140	—	—	V
	2SK1058			160	—	—	V
Gate-Source Breakdown Voltage		$V_{(BR)GSS}$	I_G=±100μA, V_{DS}=0	±15	—	—	V
Gate-Source Cutoff Voltage		$V_{GS(off)}$	I_D=100mA, V_{DS}=10V	0.15	—	1.45	V
Drain-Source Saturation Voltage		$V_{DS(sat)}$	I_D=7A, V_{GS}=0*	—	—	12	V
Forward Transfer Admittance		$\|y_{fs}\|$	I_D=3A, V_{DS}=10V*	0.7	1.0	1.4	S
Input Capacitance		C_{iss}	V_{GS}=−5V, V_{DS}=10V, f=1MHz	—	600	—	pF
Output Capacitance		C_{oss}		—	350	—	pF
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}		—	10	—	pF
Turn-on Time		t_{on}	V_{DD}=20V, I_D=4A	—	180	—	ns
Turn-off Time		t_{off}		—	60	—	ns

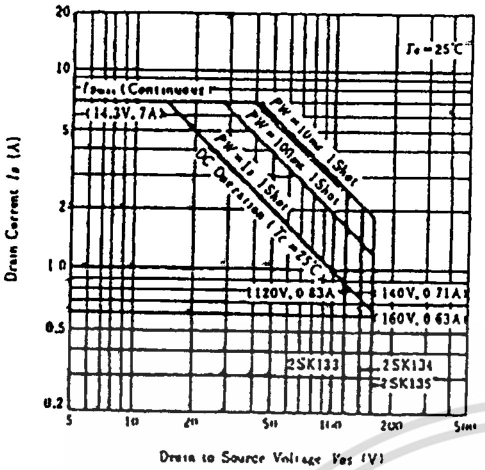
*Pulse Test

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

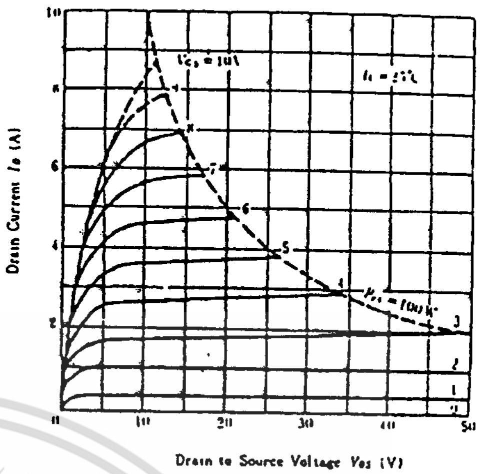
2/3

2SK1056,2SK1057,2SK1058

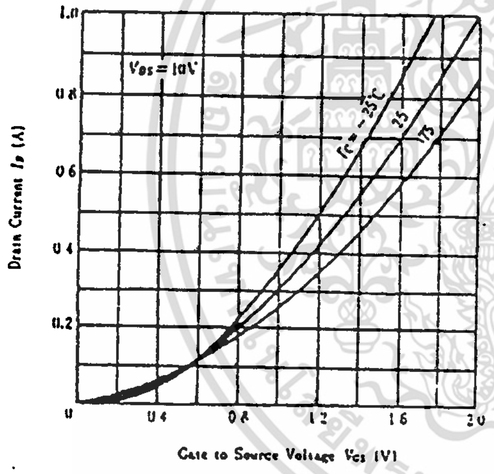
MAXIMUM SAFE OPERATION AREA



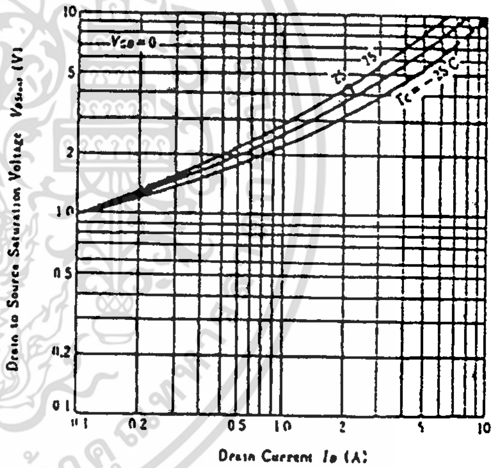
TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS



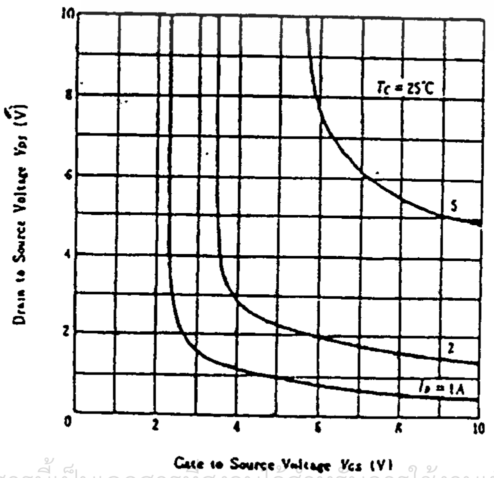
TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS



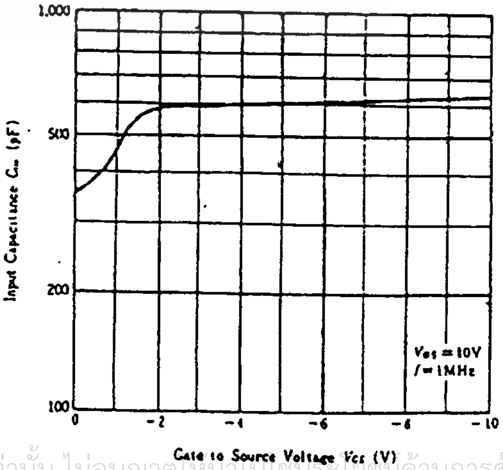
DRAIN · SOURCE SATURATION VOLTAGE VS. DRAIN CURRENT



DRAIN · SOURCE VOLTAGE VS. GATE · SOURCE VOLTAGE



INPUT CAPACITANCE VS. GATE SOURCE VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

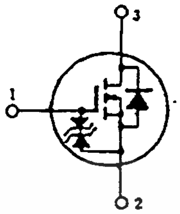
2SK1056,2SK1057,2SK1058

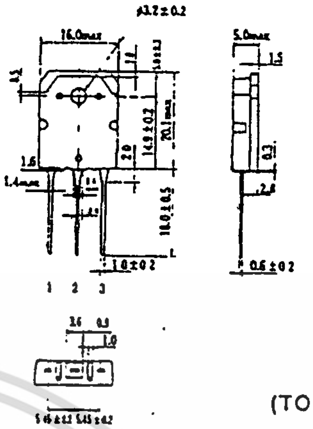
SILICON N-CHANNEL MOS FET

LOW FREQUENCY POWER AMPLIFIER
Complementary pair with 2SJ160, 2SJ161 and 2SJ162

■ FEATURES

- Good Frequency Characteristic
- High Speed Switching
- Wide Area of Safe Operation
- Enhancement-Mode
- Good Complementary Characteristics
- Equipped with Gate Protection Diodes
- Suitable for Audio Power Amplifier





1. Gate
2. Source (Flange)
3. Drain
(Dimensions in mm)

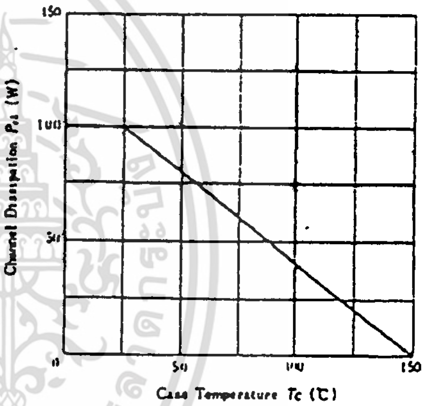
(TO-3P)

■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($Ta=25°C$)

Item	Symbol	2SK1056	2SK1057	2SK1058	Unit
Drain-Sourse Voltage	V_{DSX}	120	140	160	V
Gate-Source Voltage	V_{GSS}	±15			V
Drain-Current	I_D	7			A
Body-Drain Diode Reverse Drain Current	I_{DR}	7			A
Channel Dissipation	P_{ch}*	100			W
Channel Temperature	T_{ch}	150			°C
Storage Temperature	T_{stg}	−55～+150			°C

*Value at Tc=25°C

POWER VS. TEMPERATURE DERATING



■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($Ta=25°C$)

Item		Symbol	Test Condition	min.	typ.	max.	Unit
Drain-Source Breakdown Voltage	2SK1056	$V_{(BR)DSX}$	$I_D=10mA,\ V_{GS}=-10V$	120	−	−	V
	2SK1057			140	−	−	V
	2SK1058			160	−	−	V
Gate-Source Breakdown Voltage		$V_{(BR)GSS}$	$I_G=\pm100\mu A,\ V_{DS}=0$	±15	−	−	V
Gate-Source Cutoff Voltage		$V_{GS(off)}$	$I_D=100mA,\ V_{DS}=10V$	0.15	−	1.45	V
Drain-Source Saturation Voltage		$V_{DS(on)}$	$I_D=7A,\ V_{GS}=0$*	−	−	12	V
Forward Transfer Admittance		$\|y_{fs}\|$	$I_D=3A,\ V_{DS}=10V$*	0.7	1.0	1.4	S
Input Capacitance		C_{iss}	$V_{GS}=-5V,\ V_{DS}=10V,\ f=1MHz$	−	600	−	pF
Output Capacitance		C_{oss}		−	350	−	pF
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}		−	10	−	pF
Turn-on Time		t_{on}	$V_{DD}=20V,\ I_D=4A$	−	180	−	ns
Turn-off Time		t_{off}		−	60	−	ns

*Pulse Test

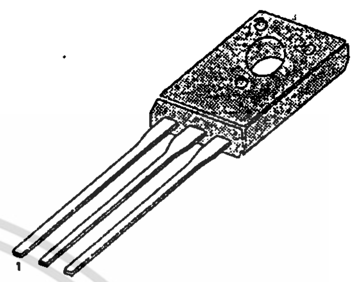
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD135/137/139 NPN EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

MEDIUM POWER LINEAR AND SWITCHING APPLICATIONS

- Complement to BD136, BD138 and BD140 respectively

TO-126



1. Emitter 2. Collector 3 Base

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25°C$)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector Base Voltage : BD135	V_{CBO}	45	V
: BD137		60	V
: BD139		80	V
Collector Emitter Voltage: BD135	V_{CEO}	45	V
: BD137		60	V
: BD139		80	V
Emitter Base Voltage	V_{EBO}	5	V
Collector Current (DC)	I_C	1.5	A
Collector Current (Pulse)	I_C	3.0	A
Base Current	I_B	0.5	A
Collector Dissipation ($T_c = 25°C$)	P_C	12.5	W
Collector Dissipation ($T_a = 25°C$)	P_C	1.25	W
Junction Temperature	T_j	150	°C
Storage Temperature	T_{stg}	−55~150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25°C$)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Collector Emitter Sustaining Voltage : BD135	$V_{CEO}(sus)$	$I_C = 30mA$, $I_B = 0$	45			V
: BD137			60			V
: BD139			80			V
Collector Cutoff Current	I_{CBO}	$V_{CB} = 30V$, $I_E = 0$			0.1	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{EB} = 5V$, $I_C = 0$			10	μA
DC Current Gain : ALL DEVICE	$h_{FE}1$	$V_{CE} = 2V$, $I_C = 5mA$	25			
: ALL DEVICE	$h_{FE}2$	$V_{CE} = 2V$, $I_C = 0.5A$	25			
: BD135	$h_{FE}3$	$V_{CE} = 2V$, $I_C = 150mA$	40		250	
: BD137, BD139			40		160	
Collector Emitter Saturation Voltage	$V_{CE}(sat)$	$I_C = 500mA$, $I_B \doteq 50mA$			0.5	V
Base Emitter On Voltage	$V_{BE}(on)$	$V_{CE} = 2V$, $I_C = 0.5A$			1	V

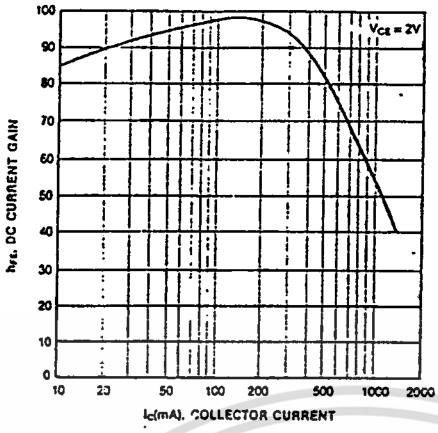
h_{FE} (3) CLASSIFICATION

Classification	6	10	16
$h_{FE}3$	40-100	63-160	100-250

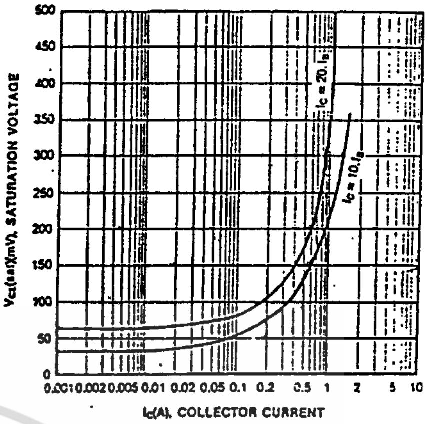
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD135/137/139 NPN EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

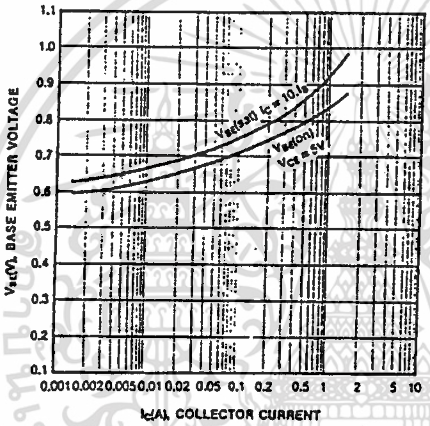
DC CURRENT GAIN



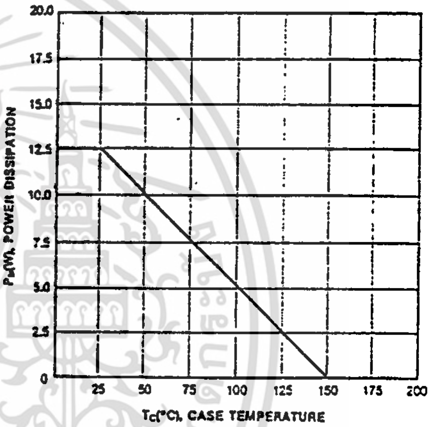
COLLECTOR EMITTER SATURATION VOLTAGE



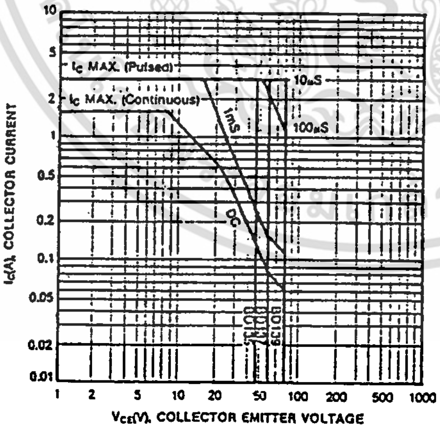
BASE EMITTER VOLTAGE



POWER DERATING



SAFE OPERATING AREA



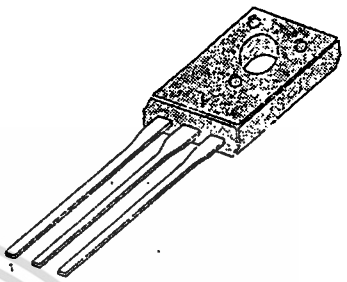
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD136/138/140 PNP EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

MEDIUM POWER LINEAR AND SWITCHING APPLICATIONS

- Complement to BD135, BD137 and BD139 respectively

TO-126



1. Emitter 2. Collector 3. Base

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25°C$)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector Base Voltage : BD136	V_{CBO}	−45	V
: BD138		−60	V
: BD140		−80	V
Collector Emitter Voltage: BD136	V_{CEO}	−45	V
: BD138		−60	V
: BD140		−80	V
Emitter Base Voltage	V_{EBO}	−5	V
Collector Current (DC)	I_C	−1.5	A
Collector Current (Pulse)	I_C	−3.0	A
Base Current	I_B	−0.5	A
Collector Dissipation ($T_c = 25°C$)	P_C	12.5	W
Collector Dissipation ($T_a = 25°C$)	P_C	1.25	W
Junction Temperature	Tj	150	°C
Storage Temperature	Tstg	−55~150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25°C$)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
*Collector Emitter Sustaining Voltage: BD136	$V_{CEO}(sus)$	$I_C = -30mA$, $I_B = 0$	−45			V
: BD138			−60			V
: BD140			−80			V
Collector Cutoff Current	I_{CBO}	$V_{CB} = -30V$, $I_E = 0$			−0.1	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{EB} = -5V$, $I_C = 0$			−10	μA
*DC Current Gain : ALL DEVICE	$h_{FE}1$	$V_{CE} = -2V$, $I_C = -5mA$	25			
: ALL DEVICE	$h_{FE}2$	$V_{CE} = -2V$, $I_C = -0.5A$	25			
: BD136	$h_{FE}3$	$V_{CE} = -2V$, $I_C = -150mA$	40		250	
: BD138, BD140			40		160	
*Collector Emitter Saturation Voltage	$V_{CE}(sat)$	$I_C = -500mA$, $I_B = -50mA$			−0.5	V
*Base Emitter On Voltage	$V_{BE}(on)$	$V_{CE} = -2V$, $I_C = -0.5A$			−1	V

*Pulse Test: PW = 350μS, duty cycle = 2% pulsed

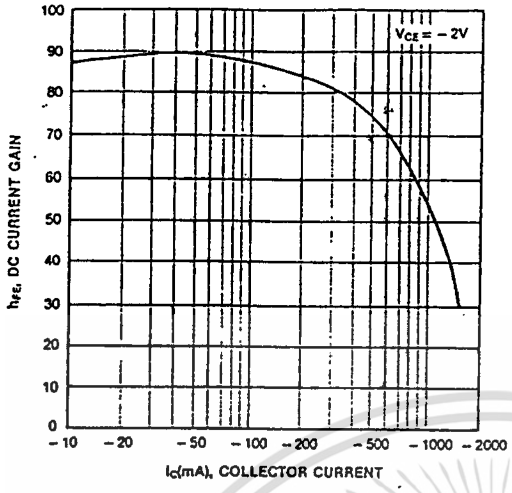
h_{FE} (3) CLASSIFICATION

Classification	6	10	16
$h_{FE}3$	40-100	63-160	100-250

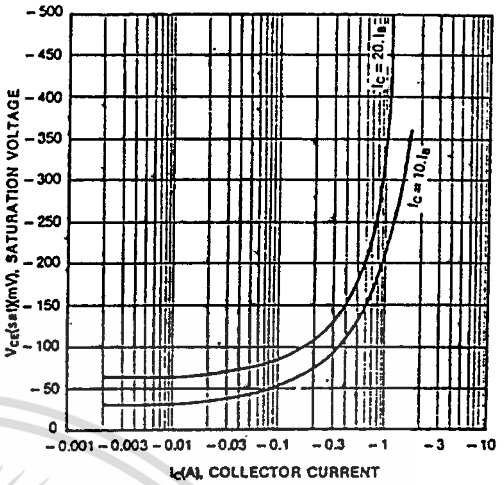
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ... ให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD136/138/140 PNP EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

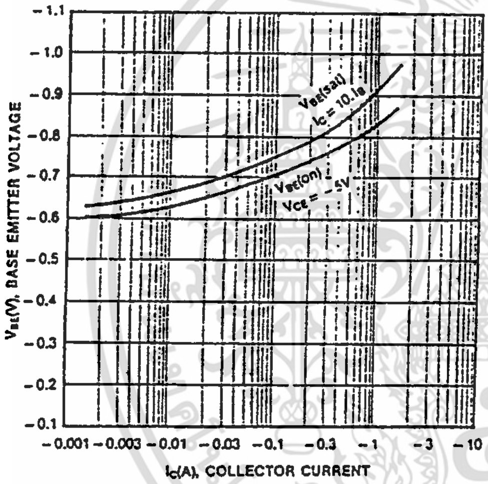
DC CURRENT GAIN



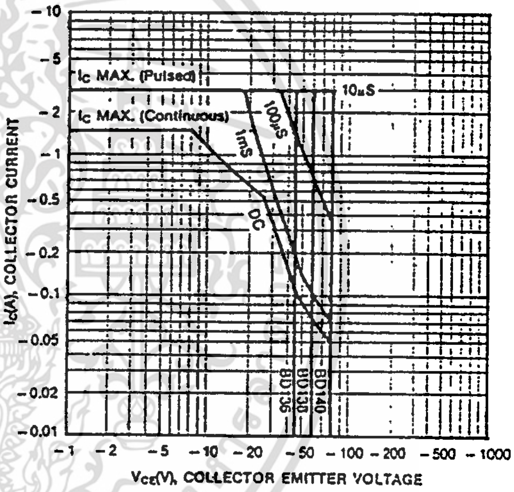
COLLECTOR EMITTER SATURATION VOLTAGE



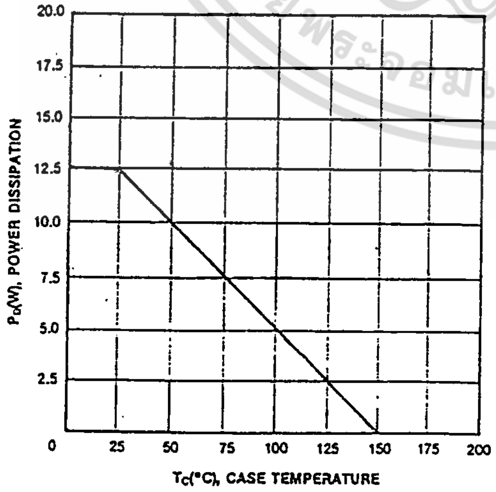
BASE EMITTER VOLTAGE



SAFE OPERATING AREA



POWER DERATING



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ห้ามดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ อาจารย์ทุกท่านและเพื่อนๆที่กรุณาให้คำปรึกษาและคำแนะนำอื่นๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำโครงงานจนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1 ชื่อ Electronic circuits ผู้แต่ง Doald L. Schilling , Charles Belove

2 ชื่อ Electronic Devices and Circuits ผู้แต่ง Theodore F. Bogart,Jr

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้