



ปีการศึกษา ๒๕๓๒
เครื่องจุดระเบิดอิเล็กทรอนิกส์
(CAPACITIVE DISCHARGE IGNITION SYSTEM)
โดย
นาย อุตัย เทพสุธา ๒๘.๑๓๑๕
อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล

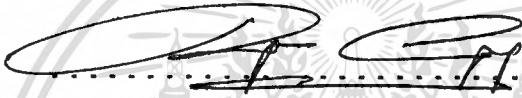
คณนันทนาสาร

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2531

เรื่อง ๑. จุดระเข้ติดิเล็กทรอนิกส์

ผู้จัดทำ

๑. นายอุทัย เกษสุตา



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. พด.ผดง พด.กต)



คำนำ

เครื่องจุดระเบิดอิเล็กทรอนิกส์ (CAPACITIVE DISCHARGE IGNITION SYSTEM) หรือเรียกย่อ ๆ ว่า "C.D.I." วิทยาชรั่วมกับหน้าทง
ขานี้เป็นโครงการงานวิจัยในวิชา PROJECT ของนักศึกษา ภาค
วิชาอิเล็กทรอนิกส์ ชั้นปีที่ ๔ คณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องจุดระเบิดอิเล็กทรอนิกส์นี้ได้สร้างขึ้นมา เพื่อใช้ในการจุดระเบิด
ในห้องเผาไหม้ของเครื่องยนต์ให้เป็นไปอย่างสมบูรณ์ยิ่งขึ้น วิทยจะใช้เชื้อเพลิง
น้อยลง ในขณะที่ให้พลังงานออกมาเท่าเดิม และยังกำจัดคราบเขม่าเนื่องจาก
การเผาไหม้ไม่หมดที่กระบอกสูบ และท่อไอเสียอีกด้วย จึงทำให้เกิดการ
ประหยัดเชื้อเพลิงอีกทางหนึ่ง

ทางผู้วิจัยโครงการนี้ ขอขอบพระคุณ อาจารย์พลผดุง ผดุงกุล ซึ่งเป็นอา
จารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำปรึกษาในหลาย ๆ สิ่ง ตลอดจนขอขอบคุณทุก ๆ ท่าน
ที่ให้คำปรึกษา ซึ่งเป็นผลให้ผลงานนี้ได้สำเร็จลุล่วงลงด้วยดี

ท้ายที่สุดนี้หวังเป็นอย่างยิ่งว่า บริษัทยานยนต์ฉบับนี้คง เป็นประโยชน์แก่ผู้พบ
เห็นได้พอสมควร หากมีสิ่งใดขาดตกบกพร่องหรือผิดพลาดไป ก็ต้องขออภัยมา
เป็นอย่างสูง ณ ที่นี้

อุทัย เทพสุธา ๒๘.๑๓๑๕

เครื่องจุกระเบิดอิเล็กทรอนิกส์
(CAPACITIVE DISCHARGE IGNITION SYSTEM)

ผู้จัดทำ

นายอุทัย เทพสุธา ๒๔.๑๓๑๕

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.พลพวง ผดุงกุล

บทคัดย่อ

CAPACITIVE DISCHARGE IGNITION SYSTEM หรือ เครื่องจุกระเบิดอิเล็กทรอนิกส์ ใช้คำย่อว่า "C.D.I." ที่ใช้หน้าของชาวช่วยนี้ ได้ถูกสร้างขึ้นมา เพื่อประโยชน์ในการทำงานสำหรับช่วยให้การจุกระเบิดบนเครื่องยนต์สมบูรณ์ยิ่งขึ้น และใช้พลังงานเชื้อเพลิงได้อย่างคุ้มค่าและเหมาะสมกับยุคปัจจุบันมากที่สุด และเครื่องยนต์ก็ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ลดการซ่อมบำรุงอันเนื่องมาจากการเผาไหม้ไม่สมบูรณ์ มีคราบเขม่าเกาะตามส่วนต่าง ๆ ของเครื่องยนต์ ภัยที่เครื่องจุกระเบิดอิเล็กทรอนิกส์นี้จะไปทำให้เผาไหม้ไม่สมบูรณ์ จะใช้คิดกับรถสมัยก่อนที่ยังไม่มีระบบจุกระเบิดอิเล็กทรอนิกส์ ภัยไม่จำเป็นจะต้องหาตัวเซ็นเซอร์และแผ่นออปติคัลเซ็นเซอร์ เราจะให้หน้าของชาวเป็นตัวส่งสัญญาณ

เครื่องจุกระเบิดอิเล็กทรอนิกส์นี้ จะทำหน้าที่ที่จะไปจุดระเบิดที่ลูกสูบให้มีศักดาสูงขึ้น ภัยที่ประกายไฟจะแรงขึ้นอันนี้เองจึงไม่ต้องใช้เชื้อเพลิงมากในการจุกระเบิดแต่ละครั้งและทำให้ประหยัดน้ำมันด้วย ลองสังเกตผลการทำงานได้จากปลายท่อไอเสียรถยนต์นั่นเอง

CAPACITIVE DISCHARGE IGNITION SYSTEM

PRODUCER

Mr. Uthai Thepsutha

ADVISOR

Mr. Pholpadung Padungkul

ABSTRACT

CAPACITIVE DISCHARGE IGNITION SYSTEM, abbreviated form is "C.D.I." uses with breaker point. It is designed to utilize very much such as completely ignition the engine. The energy consumption is reasonable. The engine works more efficiently. It takes a little maintenance. It uses with the car which uses breaker point to send signal.

C.D.I. will pull up voltage at the plug which creates more flash. This more flash will make the engine to use less energy than ever. It is economic. You yourself can prove it by notice of the edge of the wasted gasoline pipe.

สารบัญ

	หน้า
บทนำ	8
ความคิดเกี่ยวกับวงจรและบล็อกไดอะแกรม	8
ทฤษฎี	10
ภาคแปลงพลังงาน	10
เพาเวอร์ทรานส์ฟอร์เมอร์ความถี่สูง	30
ภาคเอาต์พุตเรกติไฟเออร์ อินคัลเตอร์และตัวเก็บประจุ	40
วงจรควบคุมสวิตซ์ซิ่ง เร็กกูเลเตอร์	47
THE OPTICAL COUPLER (OR OPTOISOLATOR) ที่ใช้ใน FEED BACK ISOLATION	57
ภาคกำเนิดความถี่	61
ภาคทาค์ลิ้นให้เป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม	63
วงจรเครื่องจุกะเป็คอีเล็กทรอนิกส์	A
การคำนวณเพื่อการออกแบบ	65
การทำงานของ IC TL494	65
วงจรตัดคาตามสัญญาณ	67
ภาคแยกสัญญาณระหว่างแรงดันต่ำกับแรงดันสูง ระบายใช้แสง เชื่อมโยง	68
ภาคสวิตซ์ซิ่ง	69
คำนวณการพันคอยล์	69
ไดโอด เรกติไฟร์และฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์	70
ภาคควบคุมย้อนกลับ (FEED BACK CONTROL)	71
ภาคกำเนิดความถี่	73
ภาคทาค์ลิ้นให้เป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม	73
วงจร RC SNUBBERS	74

ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
ภาคสัททซึ่ง เพาเวอร์ซีพหลายส์	76
ภาคอะสเค เบิลและรเมนสเค เบิล	78
สรูปและวิจารณ์	81
ข้อค้ข้อ เสี่ยของวงจรสัททซึ่ง เรีกกู เร เตอร์ที่ค้กว่าวงจร เรีกกู เร เตอร์	
แบบลิเนียร์เรีกกู เร เตอร์	82
ภาคผนวก	83
กิติกรรมประกาศ	84
หนังสืออ้างอิง	85



เครื่องจตุระ เบิกอิเล็กทรอนิกส์

บทที่ ๑ บทนำ

การขยายตัวของเทคโนโลยี LSI และ VLSI โดยเฉพาะอย่างยิ่งการพัฒนาของไมโครโพรเซสเซอร์และหน่วยความจำสารกึ่งตัวนำ ได้ก่อให้เกิดการพัฒนาทางการออกแบบระบบอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งเบา กะทัดรัด มีประสิทธิภาพ และราคาต่ำ

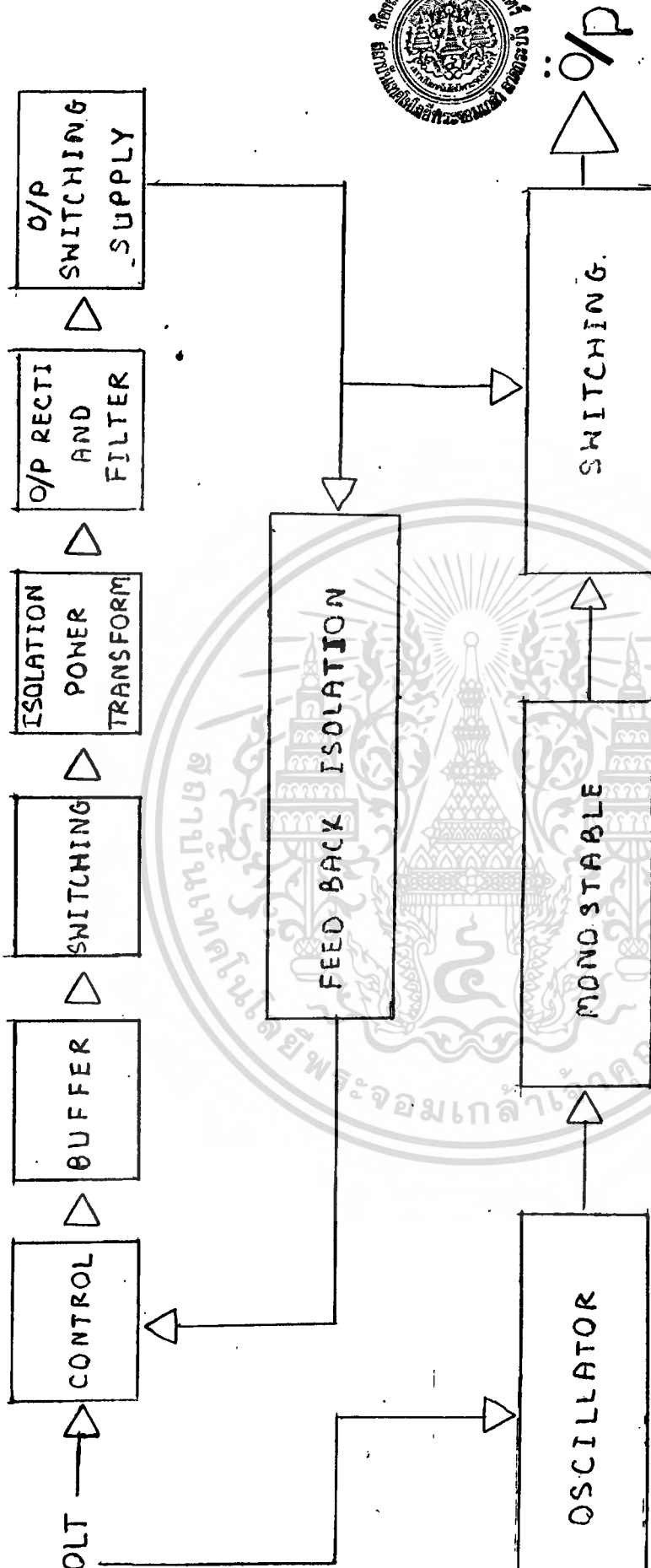
ระบบพลังงานมีพื้นฐานบนการออกแบบควบคุมการผ่านอนุกรมเชิงเส้น ซึ่งมีขนาดใหญ่ ไร้ประสิทธิภาพ และล้าสมัยสำหรับการออกแบบระบบในปัจจุบัน ความคิดธรรมชาตินั้นมีแนวทางในการพัฒนาให้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีประสิทธิภาพสูง ในรูปของระบบสวิตซ์ซึ่งที่ไร้สาย

ในปัจจุบัน ความความก้าวหน้าของพาวเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ วงจรควบคุมและอุปกรณ์พาสซีฟ วงจรจ่ายพลังงานแบบสวิตซ์ซึ่งกลายมาเป็นสินค้าทางอุตสาหกรรม เพิ่มความเชื่อถือ และมีราคาเหมาะสม ดังนั้นจึงนำมาใช้เป็นระบบจ่ายพลังงานให้กับคอยล์รถยนต์ในระบบจตุระ เบิกอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้ศึกษาที่ได้ที่หัวเทียนมีค่าสูงขึ้น การเผาไหม้น้ำมันห้องเผาไหม้ก็สมบูรณ์ยิ่งขึ้น กำลังที่ได้จากเครื่องยนต์ก็เต็มที่ สูญเสียน้อยลง

ความคิดเกี่ยวกับวงจรและบล็อกโคอะแกรม

C.D.I. นี้สามารถแบ่งเป็น ๒ ชนิดใหญ่ ๆ คือ แบบใช้หน้าทองขาว และแบบไม่ใช้หน้าทองขาว ปริมาณนิพจน์ฉบับนี้จะเป็นวงจรแบบใช้หน้าทองขาวเพื่อเป็นการประหยัดสำหรับผู้ที่จะนำไปใช้ เพราะตัวเซ็นเซอร์ (SENSOR) รอบของเครื่องยนต์นั้นมีราคาแพงมาก C.D.I. นี้มีบล็อกโคอะแกรมวงจรดังรูปต่อไปนี้ การทำงานของวงจรภาคจ่ายพลังงานจะใช้วงจรสวิตซ์ซึ่ง เพื่อลดขนาดของอุปกรณ์และให้ค่าศึกษาที่สูงรวมทั้งใช้ส่วนประกอบน้อยลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



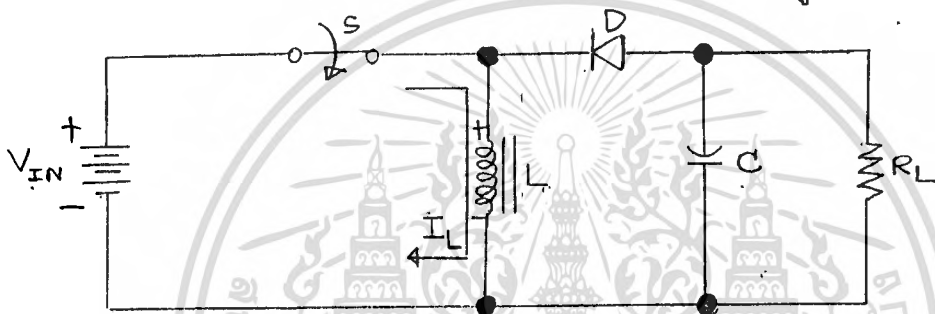
รูปที่ ๑ บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องจุดระเบิดอิเล็กทรอนิกส์

บทที่ ๒ ทฤษฎีการแปลงพลังงาน

มีวงจรการแปลงพลังงานมากมายหาได้จากนักวิจัยตามหนังสือของผู้แต่งต่าง ๆ พื้นฐานแล้วมีอยู่ ๓ วงจร

๑. FLYBACK หรือ BUCK-BOOST
๒. FORWARD หรือ BUCK
๓. PUSH-PULL หรือ BUCK-DERIVED

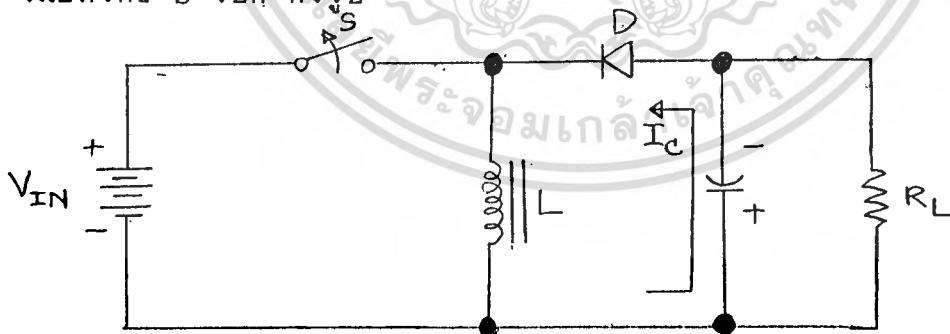
งานปริญาานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้แบบ FLYBACK จากรูป เมื่อสวิตช์ S ปิด



รูปที่ ๒ แบบของการแปลงแบบฟลายแบ็ค เมื่อสวิตช์ปิด

กระแสไหลผ่านคอยล์เหนี่ยวนำและเก็บพลังงาน เนื่องจากขั้วของสัปดาห์ฟ้า
 ใดรอดถูกไบอัสย้อนกลับ เพราะฉะนั้นจึงไม่มีสัปดาห์คร่อมไหลลง (LOAD)

เมื่อสวิตช์ S เปิด ดังรูป



รูปที่ ๓ แบบของการแปลงแบบฟลายแบ็ค เมื่อสวิตช์เปิด

คอยล์เหนี่ยวนำเกิดการกลับขั้วกันทันที เพราะการหยุดตัวของสนามแม่เหล็ก ทำ
 ให้ไดรูดถูกไบอัสข้างหน้า และเหนี่ยวนำกระแส I_C ให้ไหลไปตามขั้วดังรูป
 ดังนั้นสัปดาห์ฟ้าที่มีขั้วตรงกันข้ามกันสัปดาห์อินพุตจึงปรากฏที่โหลด R_L เนื่องจาก
 มีการสวิตช์กระแสเหนี่ยวนำสลับขั้วกันอย่างต่อเนื่องระหว่างอินพุตและเอาต์พุต

กระแสทั้งคู่นั้นจะเป็นจังหวะ ดังนั้น BUCK-BOOST CONVERTER พลังงานจะถูก
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

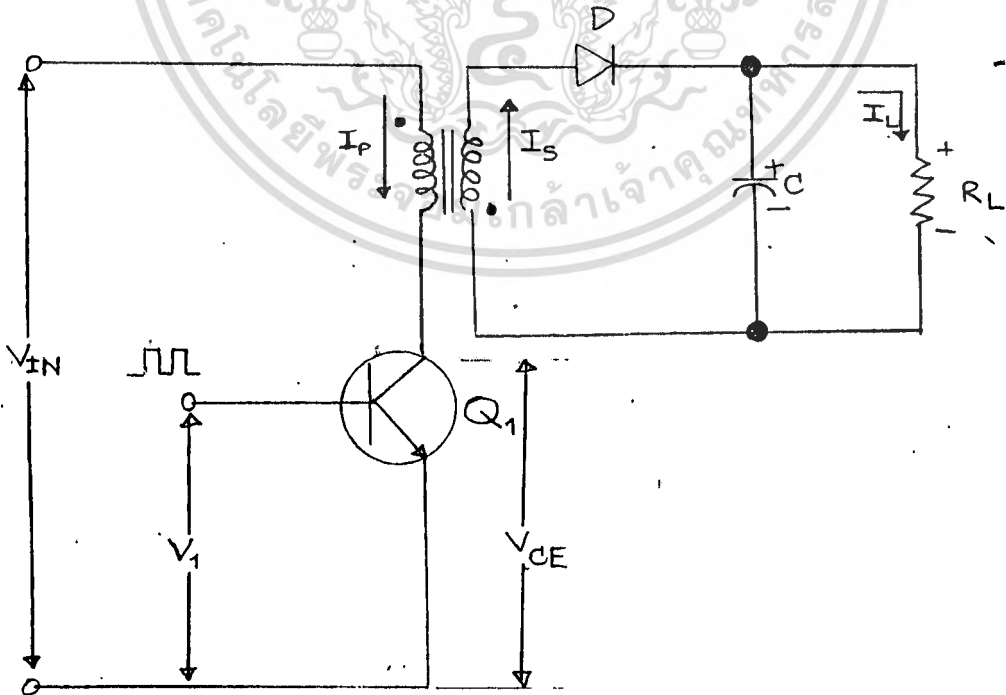
สะสมในคอยล์ระหว่างช่วงเวลาสวิตช์ "ON" ดังนั้นพลังงานนี้จะถูกย้ายไปที่
โหลดระหว่างที่มีการดีคัลหรือช่วงเวลาสวิตช์ "OFF"

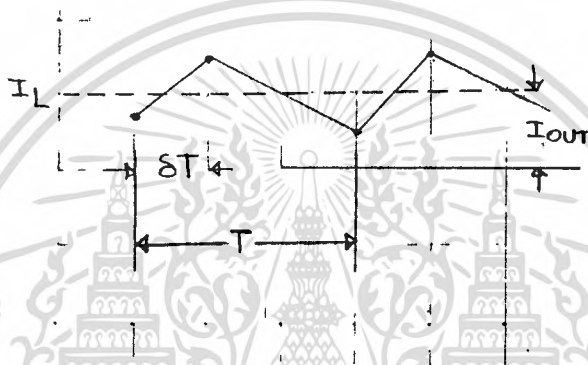
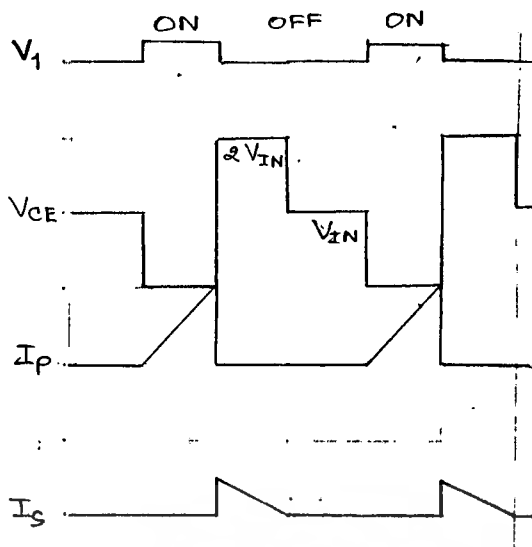
ISOLATED FLYBACK CONVERTER

แบบของการแปลงพลังงานแบบ FLYBACK ถูกแสดงในรูปข้างคั่นนี้ไม่มี
ระบบความปลอดภัยแยกระหว่างอินพุตและเอาต์พุต แหล่งจ่ายพลังงานโดยไม่มี
ต้องใช้สาย ประคตแล้วต้องการให้ส่วนสำคัญแยกอยู่ต่างหากโดยใช้ทรานส์ฟอร์
เมอร์ (TRANSFORMER)

ถ้าจะพูดให้ตรงจุดแล้ว ถึงแม้ว่าจากแผนภาพและส่วนที่หาให้ส่วนประกอบ
ในวงจรแยกจากกันคือทรานส์ฟอร์เมอร์ก็ตาม แต่มันก็ทำหน้าที่กระตุ้น (CHOKE)
พลังงานด้วย และคั้งนั้นที่ถูกแล้ว เราควรเรียกมันว่า "รีซคทรานส์ฟอร์เมอร์
(TRANSFORMER-CHOKE)"

จากรูป แสดงให้เห็นถึงการแปลงพลังงานแบบ ISOLATED FLYBACK
พร้อมทั้งรูปคลื่นที่สถานะต่าง ๆ





การทำงานของวงจรเป็นไปดังนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน กระแสปฐมภูมิก็ไหลผ่านขดลวดไพรมารี สะสมพลังงาน เนื่องจากการจัดการกับขั้วที่สลับกันระหว่าง TRANSFORMER-CHOKE ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ดังนั้นกระแสจึงถูกใบ้อกลับทาง

เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ขั้วของขดลวดก็กลับทาง เนื่องจากการขยับตัวของสนามแม่เหล็ก ขณะนี้กระแสจะนำกระแสและจะอัดประจุเข้าที่เอาต์พุตของตัวเก็บประจุ C และทำให้โหลดได้รับกระแส I_L เพราะว่าคุณสมบัติที่แยกส่วนประกอบออกจากกันนี้ทำหน้าที่ทั้งทรานส์ฟอร์มเมอร์ และเป็นตัวกระตุ้น จึงไม่จำเป็นต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มเติมทางด้านเอาต์พุตของการแปลงพลังงานแบบ FLYBACK ในทางปฏิบัติค่าขดลวดเหนี่ยวนำน้อย ๆ อาจจำเป็นระหว่างภาคเรียงกระแสและเอาต์พุตของตัวเก็บประจุ เพื่อที่จะลดผลของการกระชากของไฟเมื่อสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง

1. THE FLYBACK CONVERTER SWITCHING TRANSISTOR

สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่ใช้ใน FLYBACK CONVERTER จะต้องเลือกให้สามารถทนค่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่คอลเลคเตอร์ ขณะที่หยุดทำงาน และค่ากระแสสูงสุดที่คอลเลคเตอร์ขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน

ค่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่คอลเลคเตอร์ซึ่งทรานซิสเตอร์จะต้องสามารถทนได้ขณะที่หยุดทำงานคือ

$$V_{cemax} = V_{in}/(1-d_{max})$$

V_{in} คือ ค่าศักดาอินพุต

d_{max} คือ ค่าคิวตี้เซเคิล(DUTY CYCLE)สูงสุด

จากสมการเราสามารถทราบจากการตรวจสอบได้ว่า เพื่อที่จะให้ได้ค่าศักดาที่ขาคอลเลคเตอร์ที่ปลอดภัย ค่าคิวตี้เซเคิลจะต้องมีค่าน้อยเข้าไว้ ตามธรรมดาประมาณ 50% นั่นคือ $d_{max} < 0.5$ ในทางปฏิบัติ d_{max} จะอยู่ราว 0.4 ซึ่งจะกำหนดค่าศักดาไฟฟ้าที่ขาคอลเลคเตอร์สูงสุด $V_{cemax} \leq 2.2V_{in}$ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่มีค่าศักดาปฏิบัติงานประมาณ 800 โวลต์ ถูกใช้ในการออกแบบ FLYBACK CONVERTER แบบไม่ใช้สายที่ใช้งานแหล่งจ่ายพลังงานแบบสวิตช์ซึ่ง

ส่วนที่จะต้องออกแบบส่วนที่สองก็คือ ค่ากระแสคอลเลคเตอร์ขณะปฏิบัติงาน เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน ถูกกำหนดโดย

$$I_c = I_l/n \quad **$$

I_l คือ กระแสสูงสุดทางด้านปฐมภูมิของ TRANSFORMER-CHOKE

n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างทางด้านปฐมภูมิกับทางด้านทุติยภูมิ

เราสามารถแปลงการหาค่ากระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดขณะปฏิบัติงานจากค่าของพลังงานเอาต์พุตจากการแปลงและค่าศักดาอินพุต สมการต่อไปนี้อาจจะเขียนสำหรับการถ่ายเทพลังงานไว้

$$P_{out} = \{ [L I_l^2] / 2 T \} n \quad *$$

n คือ ค่าสัมประสิทธิ์ในการแปลง

$$V_{in} = L \, di/dt$$

ถ้าเราสมมุติ $di = I_l$ และ $1/dt = f/d_{max}$ ดังนั้นเขียนสมการข้างบนใหม่ได้ดังนี้

$$V_{in} = L \, I_l \, f/d_{max}$$

หรือ $L = V_{in} \, d_{max}/I_l \, f$ แทนค่าในสมการ *

$$P_{out} = \{ [V_{in} \, f \, d_{max} \, I_l^2] / 2 \, f \, I_l \} n$$

$$= (n \, V_{in} \, d_{max} \, I_l) / 2$$

หาค่า I_l $I_l = 2 \, P_{out} / n \, V_{in} \, d_{max}$ แทนค่าในสมการ**

เราสามารถหาค่ากระแสคอลเลคเตอร์ขณะใช้งานในเทอมของกำลัง

เอาท์พุท

$$I_c = 2 \, P_{out} / n \, V_{in} \, d_{max}$$

เราสามารถหาสมการข้างบนนี้ได้ง่ายขึ้นด้วยการสมมุติให้ค่าประสิทธิภาพ

ในการแปลง $\eta = 0.8$ (๘๐ เปอร์เซ็นต์) และค่าควิตี้เซเคิล $d_{max} = 0.4$ (๔๐ เปอร์เซ็นต์)

$$I_c = 6.2 \, P_{out} / V_{in}$$

2. FLYBACK CONVERTER TRANSFORMER-CHOKE

เพราะว่า TRANSFORMER-CHOKE ของ FLYBACK CONVERTER ถูกใช้งานเพียงด้านเดียวของเส้นโค้ง B-H CHARACTERISTICS CURVE มันจะต้องถูกออกแบบเพื่อไม่ให้อิ่มตัว (SATURATE) การคำนวณรายละเอียดอาจจะกล่าวต่อไปข้างหน้า สำหรับตอนนี้สามารถจะกล่าวได้ว่าต้องใช้แกนที่มีปริมาณมาก และมีช่องอากาศด้วย

ค่าปริมาตรของ TRANSFORMER-CHOKE ที่เหมาะสมเป็นไปตามสมการ

$$VOLUME = [u_o \, u_e \, I_l^2 \, L_{out}] / B_{max}^2$$

I_{lmax} คือ ค่ากระแสของไหลสูงสุด

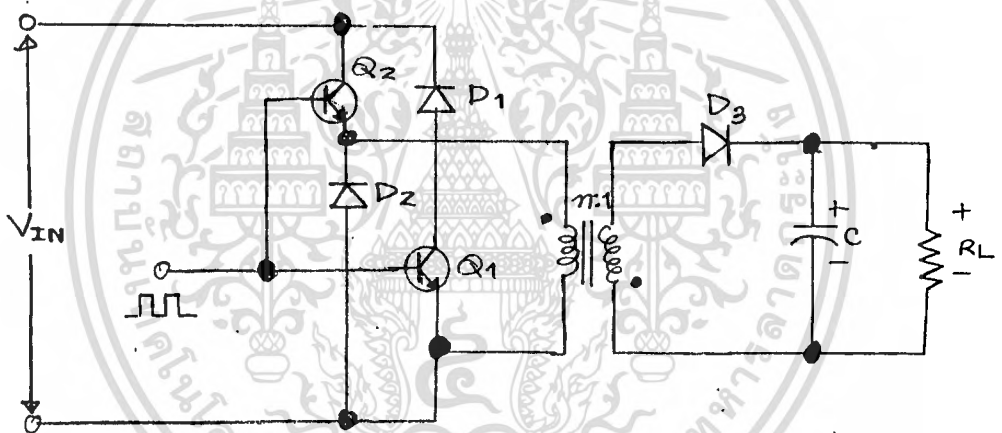
u_e คือ ค่ายินยอมสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์ของวัสดุที่เข้าหาแกน

B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่แกน

ค่าขียนยอมมาให้สนามแม่เหล็กผ่านสัมพันธ์ μ_0 จะต้องมีขนาดใหญ่มากที่จะหลีกเลี่ยงการที่อุณหภูมิของแกนสูงขึ้นเนื่องจาก ข้อจำกัดของแกนและขนาดของสาย และรวมไปถึงค่าสูญเสียของแกนและทองแดง

3. VARIATIONS OF THE BASIC FLYBACK CONVERTER

ตามที่ได้อธิบายมาแล้ว สักคาคอลเลคเตอร์ของสวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์จะต้องทนได้อย่างน้อยที่สุด ๒ เท่าของศักดาอินพุทขณะไม่ทำงาน ในกรณีที่ค่าศักดานั้นสูงมาก เกินกว่าจะหาซื้อทรานซิสเตอร์ตามท้องตลาดได้ เราอาจใช้ทรานซิสเตอร์ ๒ ตัววางจร ดังรูป



รูปที่ ๕ วงจรหลายเบ็คสำหรับทรานซิสเตอร์ที่จำกัดศักดาที่คอลเลคเตอร์
พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ในการออกแบบ

ในการสวิตช์ซึ่ง มีอุปกรณ์หลายชนิด เช่น ทรานซิสเตอร์ เอสซีอาร์ และ จีทีเอ ซึ่งถูกใช้โดยนักออกแบบแหล่งจ่ายพลังงานมากกว่าหลายปีแล้ว แต่อุปกรณ์ที่ใช้มากที่สุดมานานแล้วคือ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเมื่อไม่นานมานี้นิยมใช้ MOSFET ตามหลังไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาคิด ๆ กันในที่นี้เราจะกล่าวถึงไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในการทำหน้าที่สวิตช์ซึ่ง

การเลือกทรานซิสเตอร์ใช้งาน

ตัวแปรที่สำคัญในการออกแบบการแปลงพลังงานแบบไม่ต้องการสายขึ้นต้น

คือ ๑. ค่าความสามารรถในการรับพลังงานหรือทนศักดาไฟฟ้ขณะไม่ทำงาน และ ๒. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ ความสามารถในการนำกระแสขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน ตัวแปรทั้งสองนี้ ถูกกำหนดโดยชนิดของการแปลงพลังงาน ซึ่งทรานซิสเตอร์ตัวนั้นถูกใช้ในวงจร การตัดสินใจที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งที่ผู้ออกแบบจะต้องประสบก็คือ จะ ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หรือ มอสเฟตในการออกแบบ แต่ละแบบก็มีข้อได้ เปรียบที่แตกต่างกัน ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั้นมีราคาถูกมากในปัจจุบัน ขณะที่ มอสเฟตนั้นวงจรจะง่ายกว่าเพราะวงจรรานการซับซ้อนน้อยกว่า

ส่วนสำคัญที่ลืมไม่ได้เลยก็คือ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีข้อจำกัดของ ความถี่ในการใช้งานสูงสุด ๕๐ กิโลเฮิรตซ์ ขณะที่มอสเฟตอาจถูกใช้งานการ สวิตซ์ซึ่งที่ความถี่ตั้งแต่ ๒๐๐ กิโลเฮิรตซ์ ขึ้นไปแน่นอนละที่ความถี่สูงกว่าก็ หมายความว่า อุปกรณ์ที่เข้าก็มีขนาดเล็กกว่าและดังนั้นก็จะได้วงจรที่กะทัดรัด ซึ่ง ข้อนี้เองที่เป็นข้อสำคัญในการออกแบบวงจรสวิตซ์ซึ่งในปัจจุบัน

ตัวแปรสำคัญเกี่ยวกับการเลือกชนิดของทรานซิสเตอร์นั้นประกอบด้วย

- ค่าศักดาตกคร่อมคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ ที่สามารถทนได้ (MAXIMUM COLLECTOR EMITTER VOLTAGE)
- ค่ากระแสสูงสุดของคอลเลคเตอร์ (COLLECTOR CURRENT)
- อัตราขยายทางกระแสสูงสุด (B หรือ h_{fe} ที่ค่ากระแสไหลสูงสุด)
- ความเร็วในการสวิตซ์ (ประกอบด้วยค่า RISE TIME , FALL TIME และ STORAGE TIME)
- การสูญเสียพลังงานที่มากที่สุด
- ค่าศักดาการพังทลายที่สองของคอลเลคเตอร์ (COLLECTOR VOLTAGE SECOND BREAKDOWN RATING)

การสวิตซ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่จำเป็นในการขับกระแส ภาย การฉีดกระแสเข้าไปที่เบส ก็จะมีกระแสไหลผ่านคอลเลคเตอร์ จำนวนของ กระแสที่ไหลผ่านคอลเลคเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าเกนของทรานซิสเตอร์ ดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

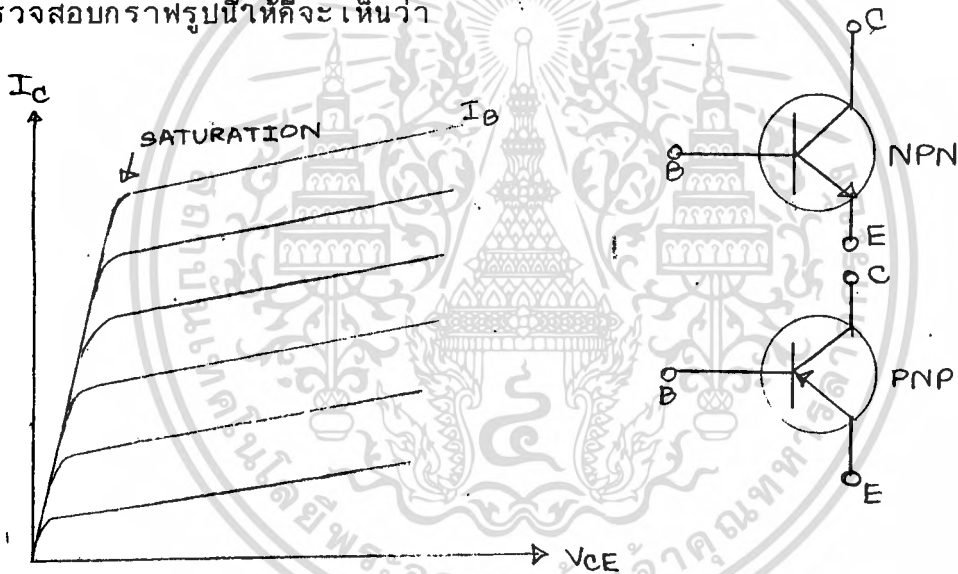
$$\beta = I_c / I_b$$

I_c คือ กระแสคอลเลคเตอร์ (แอมแปร์)

I_b คือ กระแสเบส (แอมแปร์)

มีทั้งหมดการทำงานที่สำคัญอยู่ ๒ ทั้งหมด ในการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือ การทำงานแบบเชิงเส้น (LINEAR) กับ แบบอิ่มตัว (SATURATE) การทำงานแบบเชิงเส้นจะใช้ก็ต่อเมื่อต้องการใช้ในการขยาย ขณะที่การทำงานแบบอิ่มตัวถูกใช้ในการสวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์

รูปต่อไปนี้แสดงถึง V-I CURVE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ถ้าเราตรวจสอบกราฟรูปนี้ให้ดีๆ จะเห็นว่า



รูปที่ ๖ คุณสมบัติทางเอาต์พุตและสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ช่วงอิ่มตัว เป็นช่วงที่นำเสนางที่สุด เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ซึ่ง ที่บริเวณนี้ ค่ากระแสเบสที่แน่นอนจะสามารถสวิตช์ทรานซิสเตอร์ให้ทำงาน และยอมให้คอลเลคเตอร์จำนวนมากไหลผ่าน ขณะที่ค่าศักดาคร่อมขาคอลเลคเตอร์-อีมีเตอร์ยังคงมีค่าน้อยอยู่

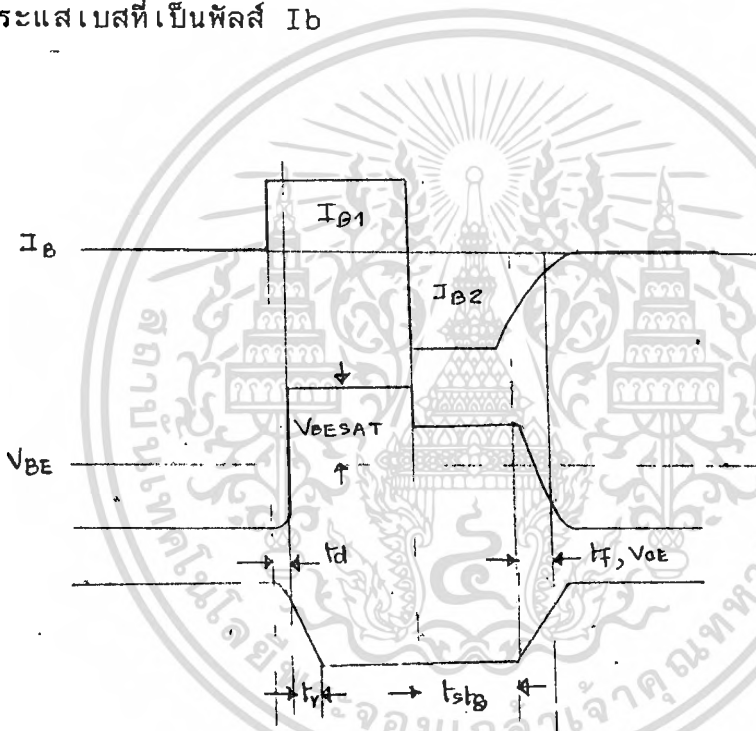
ในการประยุกต์ใช้การสวิตช์ซึ่งจริง ๆ กระแสขั้วเบสนั้นถูกใช้ในการเปลี่ยนให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน ขณะที่เมื่อกลับขั้วของกระแสเบส จะทำ

ให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ใช้เพราะว่าทรานซิสเตอร์นั้นเป็นอุปกรณ์ในโลกของการค้า เอกสารนี้เขียนโดยผู้จัดทำขึ้นเพื่อแจกจ่ายฟรีแก่ทุกคนที่สนใจในเทคโนโลยีการคำนวณอิเล็กทรอนิกส์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเป็นจริงมันจึงห่างจากความสมบูรณ์แบบ DELAYS TIME และ STORAGE TIME จึงต้องมีความคู่เบกกับการทำงาน

นิยามของเวลาสวิทช์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อต่อกับโหลดธรรมดา

จากรูปข้างล่างแสดงถึงคลื่นของ เบส-อีมีตเตอร์ และคอลเลคเตอร์-อีมีตเตอร์ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลดธรรมดาเมื่อถูกขับด้วยกระแสเบสที่เป็นพัลส์ I_b



รูปที่ ๗ รูปคลื่นของสวิทช์ซึ่งไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ต่อไปนี้คือค่านิยามของรูปคลื่นต่าง ๆ

DELAY TIME, t_d เวลาหน่วง คือ ช่วงเวลาจากตอนที่เริ่มมีกระแสเบส I_b ขึ้น จนถึงจุดของเวลาที่ค่าศักดาของคอลเลคเตอร์และอีมีตเตอร์ลดลงเหลือ ๕๐% ของค่าเมื่อตอนเริ่มต้น

RISE TIME, t_r เวลาขึ้น คือ ช่วงเวลาที่ศักดาคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมีตเตอร์ ลดลงจาก ๕๐% เหลือ ๑๐% ของค่าเริ่มต้นเมื่อยังไม่มีการขับ

STORAGE TIME, t_{stg} เวลาสะสมพลังงาน คือ ช่วงเวลาดังแต่เมื่อป้อน

กระแสเบสย้อนกลับขับเบส I_{b2} ไปจนถึงจุดที่ศักดาคร่อมคอลเลคเตอร์-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลที่เห็นใบเขียวจะเห็นต้นการคำ

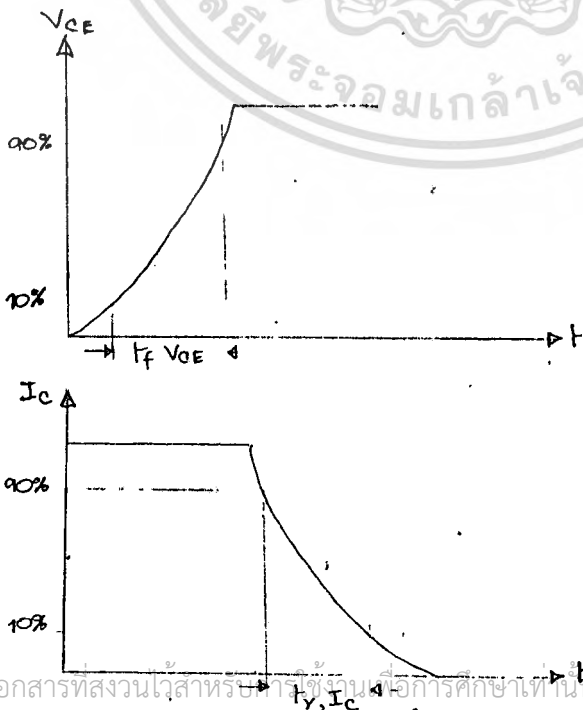
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีมิตเตอร์ขึ้นไปถึง ๑๐% ของค่าศักดาเริ่มต้น

FALL TIME, $t_{fV_{ce}}$ เวลาตก, คือ ช่วงเวลาที่ศักดาคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมิตเตอร์เพิ่มขึ้น จาก ๑๐% ไปจนถึง ๙๐% ของศักดาเริ่มต้น

ความสัมพันธ์การสวิตช์ซิ่งของทรานซิสเตอร์เป็นชดลวด

คราวที่แล้วได้นิยามเวลาในการสวิตช์ซิ่งของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในเทอมของศักดาคอลเลคเตอร์-อีมิตเตอร์ เพราะว่าทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นทรานซิสเตอร์คาบนิยามข้างบนก็เป็นจริงกับกระแสคอลเลคเตอร์เช่นกัน อย่างไรก็ตามเมื่อทรานซิสเตอร์ขับทรานซิสเตอร์ที่เหนี่ยวนำได้ รูปคลื่นของศักดาที่คอลเลคเตอร์กับรูปคลื่นของกระแสคอลเลคเตอร์ก็จะต่างกันไป เพราะกระแสที่ไหลผ่านชดลวดเหนี่ยวนำจะไม่ไหลทันทีทันใดเมื่อค่าศักดาได้ถูกนำมาขับ ช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานนั้นสิ่งหนึ่งที่สามารถทำได้ก็คือ เราจะพบค่าศักดาคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นจนถึงค่าศักดาของแหล่งจ่ายไฟ ก่อนที่กระแสจะเริ่มตก ดังนั้น เราสามารถนิยามเวลาตกได้เป็น ๒ ส่วนประกอบหนึ่งคือ เพื่อค่าศักดาคอลเลคเตอร์-อีมิตเตอร์ $t_{fV_{ce}}$ และค่าเวลาตกอีกอันหนึ่ง เมื่อค่ากระแสคอลเลคเตอร์ t_{fI_c} รูปข้างล่างนี้แสดงถึงรูปคลื่นที่เป็นจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ ๘ รูปคลื่นของเวลาขึ้นและตกของสวิตช์ซิ่งทรานซิสเตอร์เมื่อขับโหลดชดลวด

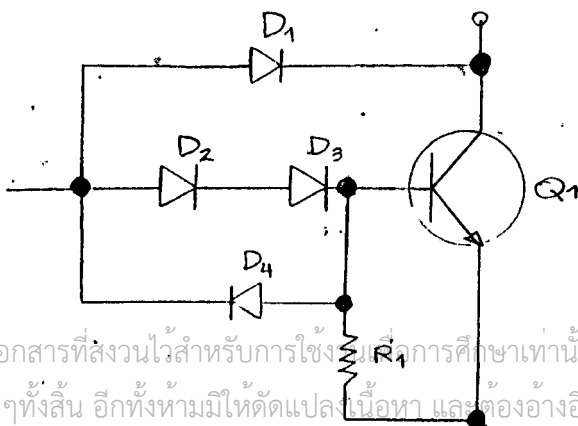
เมื่อสิ่ง เกตุถูกเคลื่อน เราสามารถที่จะนิยามได้ว่า เวลาตกของ สักคาคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมีตเตอร์ t_{FVCE} มีลักษณะ เช่นเดียวกับานกรณีที่เป็น ทรานซิสเตอร์ธรรมดา ขณะที่เวลาตกของกระแสคอลเลคเตอร์ t_{FIC} อาจถูกนิยามว่า เป็นช่วงเวลาที่กระแสคอลเลคเตอร์ลดลงจาก ๕๐% ถึง ๑๐% ของค่าเริ่มต้น ความธรรมดาแล้ว ทรานซิสเตอร์เป็นขดลวดเหนี่ยวนำ L ที่ทำหน้าที่เหมือนกับแหล่งจ่าย กระแส และคั้งนั้นมันก็สามารถอัดประจุ ผ่านตัวเก็บประจุที่รอยต่อ เบส-คอลเลคเตอร์ได้เร็วกว่าทรานซิสเตอร์ธรรมดา คั้งนั้น เมื่อป้อนกระแส คอลเลคเตอร์เข้าที่เบสเหมือนกัน ค่าเวลาตกคร่อมคอลเลคเตอร์ t_{FVCE} จะสั้นกว่าสำหรับวงจรเหนี่ยวนำแล้ว

TRANSISTOR ANTISATURATION CIRCUITS

จากรูปที่แล้ว แสดงให้เห็นว่า เวลาหน่วงที่ยาวที่สุดก็คือ STORAGE TIME, t_{ST} เวลาสะสมพลังงาน คั้งนั้นความเร็วในการสวิตช์ซึ่งจะถูกปรับปรุง ไปได้คั้งขึ้น ถ้าเวลาหน่วงอันนี้ถูกทำให้น้อยลง การป้อนกระแสเบสย้อนกลับให้มาก และเทคนิคต่อต้านการอิมิตตัวอาจจะถูกใช้ขึ้นในการลดเวลาสะสมพลังงานนี้ให้เหลือ เกือบศูนย์

การป้อนกระแสเบสย้อนกลับนั้น จะกล่าวถึงภายหลัง ตอนนี้เราจะพูดถึง เทคนิค ๒ อย่าง ที่จะทำให้อิมิตเตอร์ไม่อิมิตตัว และปรับปรุงเวลาในการ สวิตช์โดยลดเวลาสะสมพลังงานลงให้เหลือ เกือบศูนย์

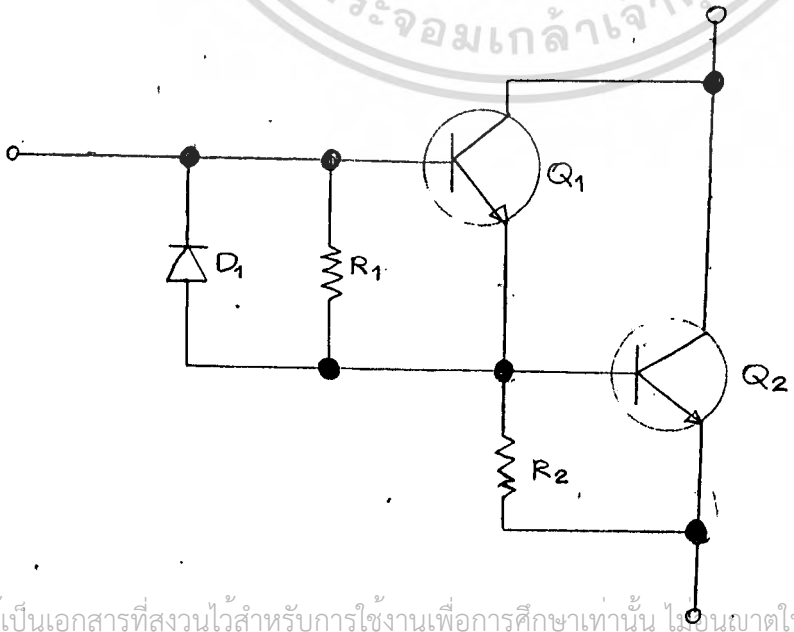
รูปต่อไปนี้แสดงให้เห็นถึงประโยชน์ของโคโรคที่ต่อต้านการอิมิตตัว เรียก บ่อย ๆ ว่า เบเกอร์ แคลมป์(BAKER CLAMPS)ซึ่งค้องกับสวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์



รูปที่ ๕ วงจรเบเกอร์แคลมป์

เมื่อตรวจสอบวงจรให้ดูจะพบว่าเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน ที่ขาเบสนั้นจะมีไครโอด ๒ ตัว ลดค่าศักดาไฟฟ้าให้ต่ำกว่าศักดาอินพุท สมมุติว่าไครโอด D2, D3 มีศักดาฟอร์เวิร์ดไบอัส(FORWARD BIAS VOLTAGE) ประมาณ ๐.๘ โวลต์ ดังนั้นที่ขาเบสจะมีศักดาไฟฟ้าต่ำกว่าปลายทางด้านอินพุทอยู่ ๑.๖ โวลต์ แต่เพราะว่า ไครโอด D1 เพียงตัวเดียวที่คร่อมขาคอลเลคเตอร์อยู่หรือมีค่า ๐.๘ โวลต์ต่ำกว่าศักดาอินพุท ดังนั้นที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่าศักดาเป็นบวกเสมอเมื่อเทียบกับขาเบส คือมีค่า $1.6 - 0.8 = 0.8$ โวลต์ ซึ่งจะทําให้ไม่เกิดการอิมิตัวของทรานซิสเตอร์ เพราะว่าธรรมชาติแล้วทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่สูง ๒๐ กิโลเฮิรทซ์(KILOHERTZ)หรือสูงกว่า ไครโอดที่ต่อต้านการอิมิตัวควรเป็นแบบฟื้นตัวเร็ว(FAST RECOVERY) ไครโอด D2, D3 อาจจะมีการทนศักดากลับทางได้ต่ำ แต่ไครโอด D1 จะต้องทนศักดากลับทางได้อย่างน้อย $2V_{ce}$ สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแล้วใช้ไครโอดที่ทนศักดากลับทางประมาณ ๘๐๐ โวลต์ ส่วนไครโอด D4 เป็นแบบหุ้มรอยซึ่งช่วยในการดึงกระแสเบสย้อนกลับขณะที่ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน ภายประจําให้กับตัวเก็บประจุที่รอยต่อ เบส-อีมีคเตอร์ เพื่อที่จะลดช่วงเวลาสะสมพลังงาน

รูปต่อไปนี้แสดงถึงการต่อคาร์ลิงตัน(DARLINGTON)ซึ่งมี ทรานซิสเตอร์ Q1 บังกันมาให้ทรานซิสเตอร์ Q2 อิมิตัว



จุดสำคัญก็คือ Q1 จะต้องหยุดทำงานก่อนที่ Q2 จะหยุดทำงาน 1 โครด D1 เป็นตัวทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของกระแสเบสย้อนกลับของทรานซิสเตอร์ Q2 มีค่าต่ำ ค่าความต้านทาน R1, R2 ควรค่าไว้ เพื่อให้กระแสรั่วไหลของทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 ผ่าน

วงจรรีเลย์คั่น หมายถึง ส่วนประกอบที่แยกจากกัน ถึงแม้ว่าจะมีการรีเลย์คั่นที่อยู่ในตัวถังเดียวกันจากผู้ผลิตหลายรายขายอยู่ก็ตาม

เทคนิควงจรขับเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

วงจรรีบกระแสคงที่

ในตอนที่แล้ว เราตรวจสอบข้อจำกัดของการทำงานและหยุดทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ขณะถูกใช้ทำหน้าที่สวิทช์ ตอนนี้เรารู้แล้วว่า การที่จะลดความสูญเสียจากการอิมิตัวจะต้องขับกระแสเบสไปข้างหน้าเพียงพอเพียง Ib1 ขณะเดียวกันการที่จะลดเวลาสะสมพลังงาน และความสูญเสียในการสวิทช์ทรานซิสเตอร์ จะต้องให้กระแสเบสย้อนกลับ Ib2 เช่นกัน

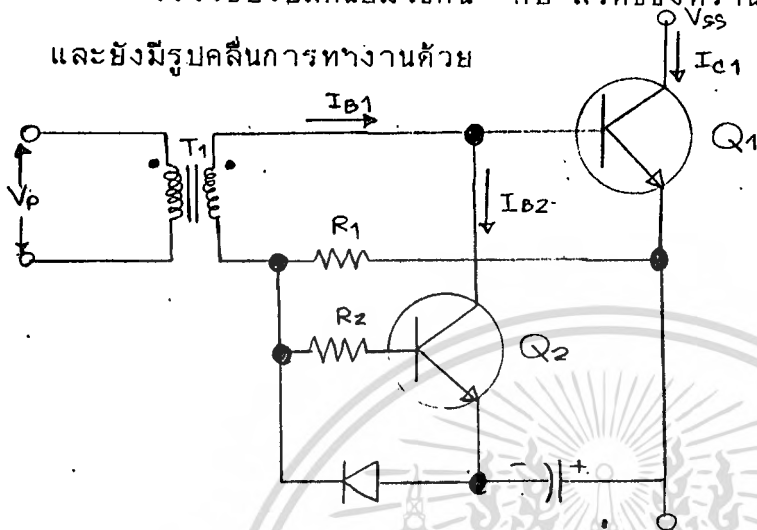
เราควรจะสังเกตุดูตอนนี้ว่า ขณะที่ Ib2 เพิ่มขึ้นนั้น เวลาสะสมพลังงานและเวลาดกจะลดลง ขณะเดียวกัน ค่าคายย้อนกลับ อิมิตเตอร์-เบส Veb ก็เพิ่มขึ้นด้วย นี่ก็หมายความว่าพลังงานเบรคควานทางต้านหุติยภูมิเมื่อบ้อนไบอัสย้อนกลับ หรือที่เรียกว่า Esb ก็ลดลงด้วย และถ้าไม่มีการดูแลใส่ใจในการออกแบบ วงจรรีบกระแสย้อนกลับ สวิทช์ซึ่งทรานซิสเตอร์อาจจะเกิดความเสียหายจากการเบรคควานทางต้านหุติยภูมิ ซึ่งเราจะกล่าวถึงลักษณะรูปร่างของ Esb และปรากฏการณ์เบรคควานทางต้านหุติยภูมิข้างหน้าต่อไป ที่นี่เราสามารถจะกล่าวได้ว่าในทางปฏิบัติแล้ว วงจรรีบกระแสเบสย้อนกลับจะต้องมีอิมพีแดนซ์ค่านั้นก็คือวงจรรีเลย์คั่นจะให้ค่า Ib2 ที่สูง และค่า Veb ต่ำ

ในข้อมูลของผู้ผลิต ธรรมดาแล้ว จะมีข้อมูลข้อจำกัดของค่าคายย้อนกลับ อิมิตเตอร์-เบส ในการออกแบบทางปฏิบัติเราจะใช้ค่า Veb ตั้งแต่ -2V จนถึง -5V ค่าศักดาไบอัสย้อนกลับที่สูงขึ้นก็หมายความว่า การลดลงของเวลาสะสม

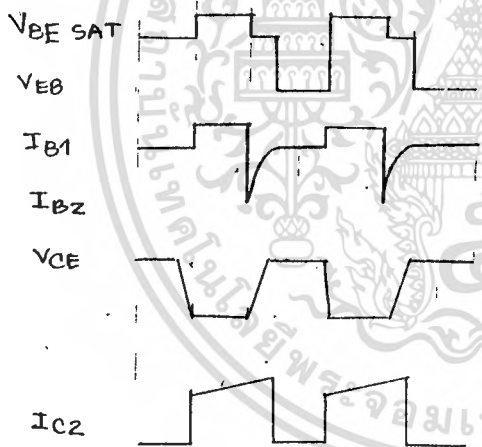
พลังงาน เพราะการที่หาหะส่วนน้อย เป็นกลางได้โดยวิธี "รวมตัว" (RECOMBINATION) การคำนวณการนำเป็นเอกสารที่ส่งมอบนี้ มีลิขสิทธิ์เป็นของ บริษัท ไมโครอิเล็กทรอนิกส์ จำกัด (Microelectronics Limited) ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NATION)" มันจะใช้เวลานั้นกว่า เวลาที่เข้าในการย้ายประจุที่เก็บไว้ ออก

วงจรขับเบสที่นิยมมาใช้กัน กับ สวิตซ์ซิงทรานซิสเตอร์ เป็นดังรูปต่อไปนี้ และยังมีรูปคลื่นการทำงานด้วย



รูปที่ ๑๑ วงจรขับเบสที่เข้าห้อมแปลงกับสวิตซ์ซิงทรานซิสเตอร์และรูปคลื่นการทำงาน



การทำงานของวงจรเป็นดังนี้ เมื่อมีศักดาไฟฟ้าบวก V_s บอานัท กับทรานสเฟอร์เมอร์ กระแสขับเบส I_{B1} จะไหลเข้าไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน ค่าความต้านทาน R_1 คอยจำกัดกระแสให้อยู่ภายในค่าที่กำหนดไว้ก่อนแล้ว ค่ากระแสเบสนั้นถูกกำหนดครโดยาซ์อัตราส่วนเกนที่ถูกบังคับ ซึ่งวงจรวางานปฏิบัติจริงแล้วมีค่าอยู่ระหว่าง ๘-๑๐ เพราะ ว่าค่ากระแสคอลเลคเตอร์อาจจะคำนวณง่าย ๆ ได้จากค่า กำลังที่เอาท์พุท และชนิดการแปลงพลังงานที่ใช้ กระแสเบสอาจจะถูกกำหนดครโดยาซ์สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ช่วงที่เป็นบวกจะอัดประจุเข้าตัวเก็บประจุ C อย่างรวดเร็ว ราคค่า
 สักคานการอัดประจุคร่อมตัวเก็บประจุคือ

$$V_c = V_s - V_{be} - V_d$$

V_s คือ ขนาดของศักดาไฟฟ้าของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ

V_{be} คือ ค่าศักดา เบส-อีมีตเตอร์อิมิตัวของทรานซิสเตอร์ Q1

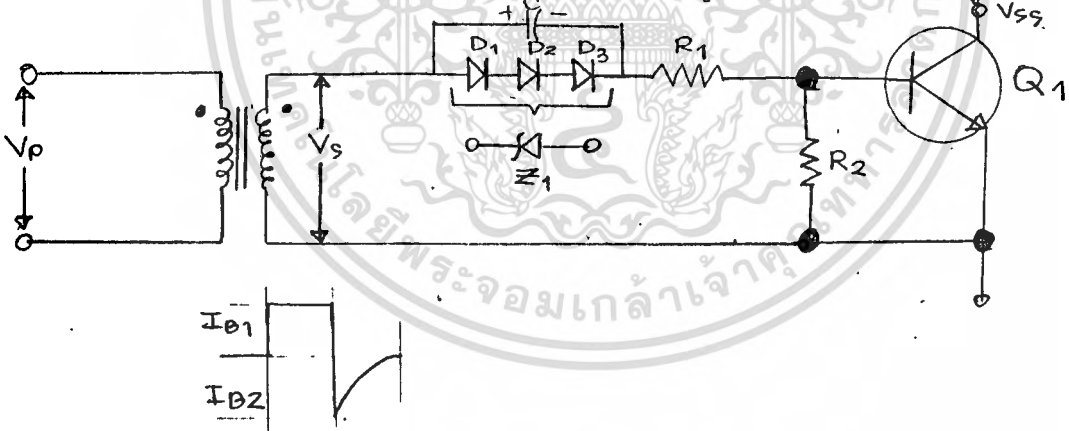
V_d คือ ค่าศักดาไบอัสของไดโอด D

ถ้าเราสมมุติ $V_{be} = V_d = 0.8V$ ดังนั้นสมการข้างบนอาจเขียนได้ใหม่

$$V_c = V_s - 1.6$$

เมื่อทรานสฟอเมอร์ทางด้านปฐมภูมิซึ่งมีศักดาเป็นศูนย์ ทรานสฟอเมอร์
 ทางด้านทุติยภูมิก็เป็นศูนย์เช่นเดียวกัน ขณะนี้ ตัวเก็บประจุ C ซึ่งถูกอัดประจุจน
 เต็ม จะป้อนไบอัสข้างหน้าให้กับทรานซิสเตอร์ Q2 ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2
 ทำงานและหลังจากนั้นก็จะได้ทำให้ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 มีศักดาเป็นลบ

วงจรขับเบสที่นำเสนออีกวงจร เป็นไบคังรูปต่อไปนี้ พร้อมทั้งรูปคลื่นด้วย



รูปที่ ๑๒ วงจรขับเบสแบบใช้หม้อแปลงและตัวเก็บประจุช่วยออกทรานซิสเตอร์

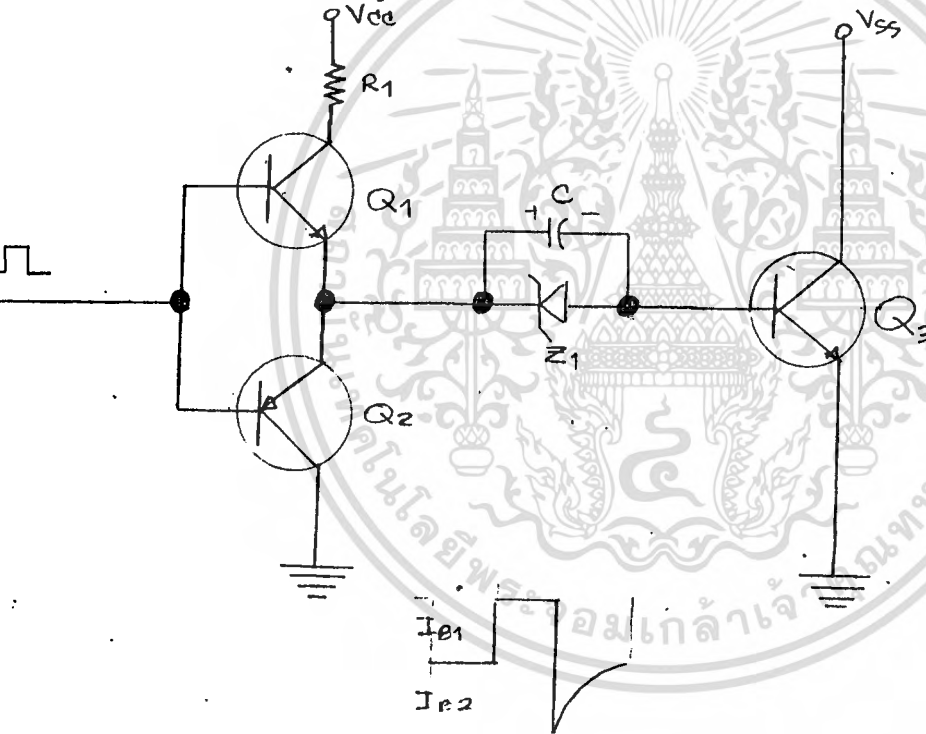
ถ้าป้อนพัลส์ (PULSE) บวก V_p ไปที่คอล์ยส์ทางด้านปฐมภูมิ
 ของทรานสฟอเมอร์ที่ขับเบสอยู่ จะเห็นขวาน้ำให้เกิดศักดาพัลส์ V_s ที่ด้านทุ
 ตยภูมิ และจะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน ระหว่างที่กระแสพัลส์ขับเป็นบวก
 นั้นกระแส I_{b1} จะมาอัดประจุตัวเก็บประจุ C ความชั่วคังแสดงในรูป ค่า

ศักดาคร่อมตัวเก็บประจุประมาณ 3V ซึ่งถูกกำหนดโดยศักดาที่อิมิตเตอร์อิมิตัวและการค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D1, D2, D3 เราอาจจะใช้ซินเนอร์เจด ที่มีค่าศักดาใช้งานที่เหมาะสมแทนได้
 เมื่อศักดาทางด้านประมุขมีค่าเป็นศูนย์ ค่าศักดาทางด้านหุคียมุขก็เป็นศูนย์เช่นกัน
 เวลาที่ขั้วบวกของตัวเก็บประจุมีศักดาเท่ากับที่ขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์
 Q1 ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ถูกอัดประจุแล้วก็จะต่อกับรอยต่อเบส-อีมิเตอร์ ใต้
 อย่างแนบเนียน ทำให้เกิดกระแสขับเบสย้อนกลับ I_{b2} ทำให้ทรานซิสเตอร์หยุด
 ทำงานและลดเวลาสะสมพลังงานลง

เนื่องจากวงจรนี้เป็นวงจรง่าย ๆ เราอาจจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 ๒ ตัวมาขับก็ได้ ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ ๑๓ วงจรคาปาซิเตอร์คัปเปิลเดเร็ก้าโครว์เบส

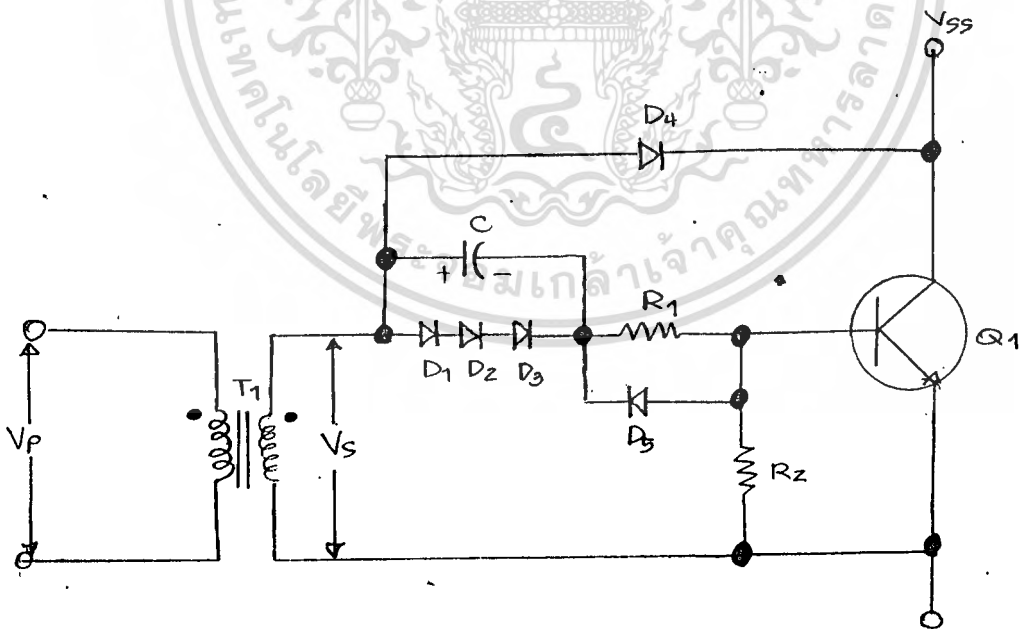
ทรานซิสเตอร์แบบคอมมอนอีมิเตอร์ ๒ ตัว ผลัดกันสวิตช์ที่ขาเบสของ
 ทรานซิสเตอร์ Q3 เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q3
 ทำงานด้วยและก็จะทำการอัดประจุ ซินเนอร์เจด Z1 จะคอยจำกัดการอัด
 ประจุของตัวเก็บประจุ (โดยธรรมชาติแล้วจะมีค่า $V_z = 4.3V$) และจะทำให้
 เกิดไบอัสโดยกระแสขับเบส I_{b1} ซึ่งถูกกำหนดโดยตัวต้านทาน R1
 เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดทำงาน และทรานซิสเตอร์ Q2 เริ่มทำงาน ตัวเก็บ
 ประจุ C ที่ถูกอัดประจุแล้วจะต่อกับขาเบส-อีมิเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่แจ้งการ
 อนุญาตจากผู้จัดทำ หากมีผู้ใดฝ่าฝืนจะดำเนินการตามกฎหมายต่อไป

รอยปริยาย เป็นเหตุให้กระแสกลับทาง I_{b2} ไหล เพราะขั้วของตัวเก็บประจุ
 ค่าของกระแส I_{b2} ขึ้นอยู่กับค่าแกนของทรานซิสเตอร์ Q2 ค่าของตัวเก็บประจุ
 ประจุในตัวเก็บประจุ และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร

วงจรต่อต้านการอิมิตัวที่เข้าในวงจรขับเบส

เราได้เคยกล่าวถึงวงจรป้องกันการอิมิตัวมาแล้ว จนสามารถที่จะลดค่า
 เวลาสะสมพลังงานเหลือน้อยจนตัดทิ้งได้ วงจรป้องกันการอิมิตัวนี้สามารถใช้
 ร่วมกับวงจรขับเบสดังที่ได้อธิบายมาแล้วเช่นกัน เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ดียิ่งขึ้น รูปต่อ
 อยนี้แสดงถึงการประยุกต์ใช้งานของวงจร เบเกอร์ แคลมป์ ในวงจร
 ขับเบสพื้นฐาน วงจรขับเบสอย่างอื่นก็สามารถมาประยุกต์ใช้ได้ และ
 ถ้าสวิทซ์ของทรานซิสเตอร์นี้คือแบบคาร์ลิงตัน เราก็ไม่จำเป็นต้องต่อไครอด
 เพื่อป้องกันการอิมิตัว เพราะวงจรคาร์ลิงตันนั้นสามารถป้องกันการอิมิตัว
 ด้วยตัวของมันอยู่แล้ว



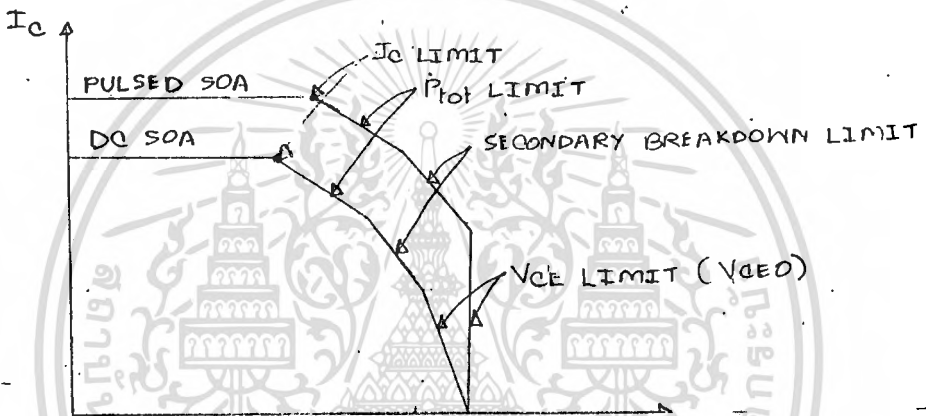
รูปที่ ๑๔ วงจรขับเบสรวมกับวงจรเบเกอร์แคลมป์

การพิจารณาเบรคควานทางค่านุคิยภูมิของไบเรลลาร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้
 ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์นั้นถูกบังคับให้ทำงานหนัก ทั้งขณะทำงานและขณะหยุดทำงาน มันเป็นเรื่องที่หลีกเลี่ยงไม่ได้สำหรับวิศวกรในการเข้าใจอย่างชัดเจนว่า เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานอย่างไรในช่วงเวลาไบอัสเบซ่างหน้า และไบอัสย้อนกลับ เพื่อที่จะออกแบบที่เชื่อถือได้ และปราศจากความยุ่งยาก

ปัญหาข้อแรกคือ หลีกเลี่ยงการเบรคควาน์หุติษภูมิของสวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์ขณะที่ทำงาน เมื่อทรานซิสเตอร์ได้รับไบอัสเบซ่างหน้า ุคยปรกติแล้ว คู่มือของผู้ผลิตจะหาที่กราฟ SOA มา (SAFE-OPERATING AREA) ดังรูป



รูปที่ ๑๔ กราฟของเอสโอเอที่เป็นดีซีและพัลส์สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในรูป กระแสคอลเลคเตอร์ถูกวาด เทียบกับค่าศักคาคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ เส้นกราฟนั้นแสดงข้อจำกัดสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์จะทำงานได้ เส้นโหลดไลน์ (LOAD LINE) ที่อยู่ภายในกราฟ SOA ขณะทำงานแสดงว่าปลอดภัย และบอกให้เราทราบถึงข้อจำกัดทางด้านอุณหภูมิของอุปกรณ์ และช่วงเวลาทำงาน SOA ไม่ควรเกินกว่านี้

ปรากฏการณ์เบรคควาน์หุติษภูมิ ขณะให้ไบอัสเบซ่างหน้ามีสาเหตุมาจากจุดที่ร้อน ซึ่งเป็นจุดจากการลุ่มของบริเวณที่เข้าทำงานของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มีสาเหตุมาจากการนำกระแสที่ไม่เท่ากันภายในตัวความเค้นของศักคแรงสูง เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เป็นลบ จุดร้อนจะเพิ่มให้มีกระแสไหลมากขึ้น กระแสมากขึ้นก็หมายถึงมีกำลังงานสูงขึ้น ซึ่งงานทางกลับกันจะเพิ่มอุณหภูมิที่จุดร้อนให้มากขึ้น เพราะว่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของศักคเบรคควาน์ คอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์มีค่าเป็นลบ เราก็ใช้หลักข้างต้นอธิบายได้เช่นเดียวกัน

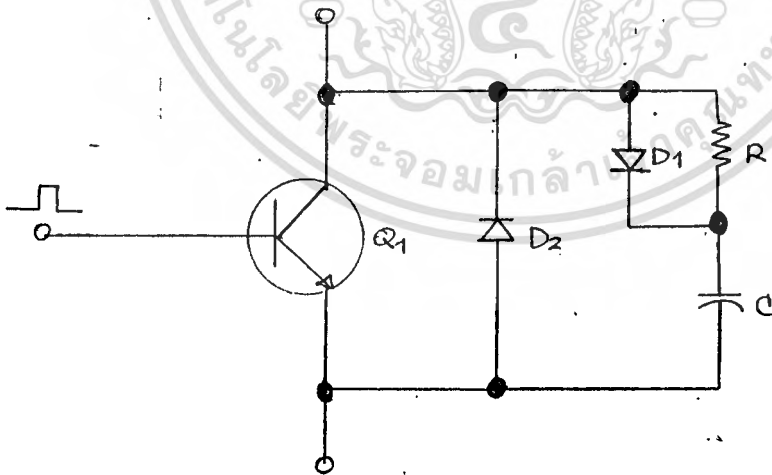
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใบโฆษณาหรือโฆษณาอื่นที่เป็นการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

าให้กระแสหยุดไหล จะเกิดเบรคดาวน์ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-อีมีตเตอร์ และทรานซิสเตอร์ก็จะเสียหายเนื่องจากเทอร์มอลรันเอเวย์

วงจรป้องกันสวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์ RC SNUBBERS

ดังที่ได้ทราชมารู้มาแล้วว่าช่วงวิกฤตที่สุดของช่วงการสวิตช์คือ ช่วงที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ในเรื่องเทคนิคการขับเบสเราได้กล่าวถึง กระแสขับเบสย้อนกลับ I_{b2} นั้นจะต้องมีค่าให้มาก เพื่อที่จะลดช่วงเวลาสะสมพลังงาน แต่มันก็มีผลทางด้านตรงกันข้ามก็คือ อาจจะทำให้เกิด อะวอลันซ์ เบรคดาวน์(AVALANCHE BREAKDOWN) ที่รอยต่อเบส-อีมีตเตอร์ ทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้ มีวิธีป้องกันได้ ๒ วิธี ๑ ทำให้ค่าศักดาคร่อมรอยต่อคอลเลคเตอร์-อีมีตเตอร์ มีค่าต่ำที่สุดขณะที่ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน ๒ ลดกระแสคอลเลคเตอร์โดยการเพิ่มศักดาคอลเลคเตอร์

และเพื่อออกแบบแหล่งจ่ายพลังงานที่ไม้ซับซ้อน ข้อ ๑ นั้นดูเหมือนว่าจะใกล้ความจริงมากกว่า รูปต่อไปนี้ แสดงถึงวงจรที่ใช้ RC SNUBBERS ต่อกับทรานซิสเตอร์เพื่อที่จะลดกระแสคอลเลคเตอร์ในช่วงที่ไม้ทำงาน



รูปที่ ๑๖ วงจรสับเบอรั

วงจรทางด้านนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ทำงาน ตัวเก็บประจุ C จะถูกอัดประจุผ่านไดโอด D1 ด้วยศักดามีค่า $= (V_{cc} - V_c)$ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านความต้านทาน R1 เราควรสังเกตว่า

RC SNUBBERS นี้จะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานไปยังพอสสมคว

ขบวนการวิเคราะห์และออกแบบนี้มีพื้นฐานมาจากผลของการสังเกต แต่
สมการอาจจะนำมาใช้พัฒนาวงจรนี้ให้สำเร็จงานทาง เป็นจริงได้

$$C = [I_c(t_r + t_f)] / V_{ce}$$

I_c คือ ค่ากระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด (A)

V_{ce} คือ ค่าศักดาคอลเลคเตอร์-อีมีตเตอร์สูงสุด (V)

t_r คือ เวลาขึ้นของศักดาที่คอลเลคเตอร์สูงสุด (us)

t_f คือ เวลาตกของกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด (us)

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ตัวเก็บประจุ C ักประจุ ขณะที่ทรานซิสเตอร์
หยุดทำงาน และคายประจุผ่าน R ในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน t_{on} ค่า
ศักดาคร่อมตัวเก็บประจุอาจเขียนได้ดังนี้

$$V_c = V_{ce} \exp -(t_{on}/RC)$$

เพื่อเป็นการประกันว่าตัวเก็บประจุจะถูกอัดประจุเต็มก่อนที่มันจะหยุดที่ค่า
ใกล้เคียงกับ V_{ce} เราจะต้องเลือกค่า RC ตามเงื่อนไข $\exp -(t_{on}/RC)$ ใกล้เคียง
๑ ด้วยคำอธิบายอันนี้ เราจะต้องเลือกค่า RC ที่จะทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุ
เมื่อหมดเวลา t_{on}

จากทฤษฎีวงจรพื้นฐาน เราทราบมาแล้วว่า ต้องใช้เวลาดึงถึง ๕ เท่า
ของค่าคงที่ ($5T$, $T = RC$) ในการคายประจุของตัวเก็บประจุผ่านค่าความต้าน
ทาน เราสมมุติในที่นี้ว่า ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุได้ภายในช่วงเวลา ๓
เท่าของค่าคงที่ เราสามารถหาค่าความต้านทานในการคายประจุสูงสุดได้.

$$R = t_{on}/3C$$

จากสมการข้างบนเราสามารถตรวจสอบกระแสคายประจุของตัวเก็บ
ประจุผ่านทรานซิสเตอร์ ขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานและจำกัดค่าให้มันเท่ากับ
 $0.25I_c$ อดยาศัยสูตรดังนี้

$$I_{dis} = V_{ce}/R$$

ถ้าตัวต้านทานมีค่าต่ำเกินไป และ $I_{dis} > 0.25I_c$ ดังนั้นค่า R จะ
ต้องมีค่าเพียงพอที่จะ เพิ่มความสมบูรณ์ให้กับวงจร ขั้นสุดท้ายคือ การคำนวณค่า

อัตรากำลังความต้านทานสูงสุดอดยาศัยจากสมการ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Pr = 1/2[C V_{ce}^2 f]$$

f คือ ความถี่ในการแปลงพลังงานหน่วยเป็น กิโลเฮิรตซ์

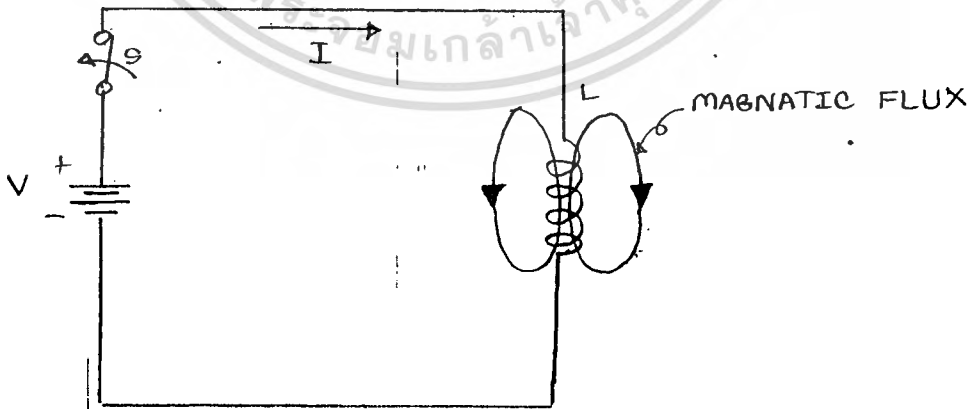
เพาเวอร์ทรานส์ฟอร์เมอร์ความถี่สูง

วิศวกรหลายคนกล่าวว่า การออกแบบชิ้นส่วนแม่เหล็กเป็น "ศิลปะมืด (BLACK ART)" ไม่มีอะไรจะผิดพลาดได้มากกว่านี้อีกแล้ว การออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก เป็นวิทยาศาสตร์ที่แน่นอน และเป็นไปตามกฎแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐานอย่างแม่นยำ ที่ถูกพัฒนาโดยนักวิทยาศาสตร์ผู้ริเริ่มทางด้านสาขานี้ เช่น แม็กเวลล์ แอมแปร์ และเกาส์

จุดประสงค์ของบทนี้คือ แนะนำพื้นฐานกฎของแม่เหล็กนำมาเสนอในด้านความง่าย ความจริงและอุปนิสัยของความสัมพันธ์ที่มีอยู่ระหว่าง แม่เหล็กและไฟฟ้า สำหรับออกแบบของชิ้นส่วนแม่เหล็กไฟฟ้าในทางปฏิบัติ เช่น ชดลวด และทรานส์ฟอร์เมอร์

หลักทางไฟฟ้าแม่เหล็ก

ดูรูปต่อไปนี้ ประกอบด้วย แหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า V และสวิตช์ S และโหลด L กระจายในแกนอากาศ



รูปที่ ๑๗ ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากคอล์ยแบบแกนอากาศ

ถ้าสวิตช์ S ปิดวงจร กระแส I จะไหลผ่านสายไปยังโหลด ขณะที่

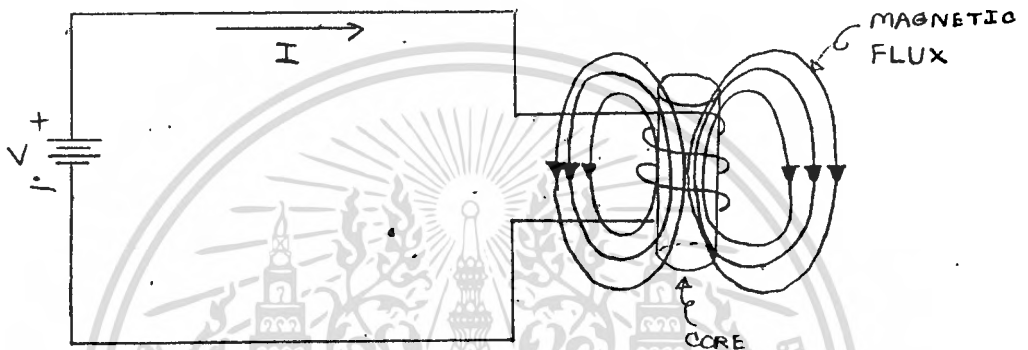
กระแสไหลผ่านชดลวด สนามแม่เหล็กไฟฟ้านี้ก็จะก่อตัวขึ้น ดังที่แสดง ซึ่งจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชื่อมระหว่างรอบของขดลวด ขณะที่กระแสไหลผ่านขดลวด สนามแม่เหล็กไฟฟ้าก็จะก่อตัวขึ้น ดังที่แสดง ซึ่งจะเชื่อมระหว่างรอบของขดลวด อันนี้เองที่เราเรียกว่า "ฟลักซ์" และเส้นของสนามนั้น เราเรียกว่า "การค่อฟลักซ์"

อย่างไรก็ตาม ฟลักซ์ในขดลวดก็ยังมีค่าต่ำ ถ้าเราใส่แท่งสารแม่เหล็ก (FERROMAGNETIC) เข้ามาข้างในขดลวด ดังรูป ค่าสนามแม่เหล็กในแท่งเหล็กนั้นจะถูกเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น ทำให้ได้ฟลักซ์มากขึ้น



รูปที่ ๑๘ ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากคอยล์สารแม่เหล็ก

การเชื่อมของฟลักซ์จะเคลื่อนที่ผ่านแท่งเหล็ก และจะหาทางกลับโดยผ่านทางอากาศ ถ้าแกนเฟอร์ไรต์แมกเนติกถูกสร้างขึ้นมาให้ฟลักซ์ผ่านอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นสนามจะถูกจำกัดภายในแกน ดังรูป ก่อให้เกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง

ระดับความเข้มข้นของฟลักซ์เรียกว่า "MAGNETIC FLUX DENSITY" หรือ "MAGNETIC INDUCTION" วัดที่จุดที่หา และตั้งชื่อว่า สัญลักษณ์ "B" หน่วยของ B ใช้หน่วย เวสเทค [OETSTEDS(Oe)]

กำลังสนามแม่เหล็ก (MAGNETIC FIELD STRENGTH) อาจเขียนได้ว่า

$$H = (0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I) / l_i$$

N คือ จำนวนรอบของขดลวด

I คือ ขนาดของกระแสที่ไหล

l_i คือ ความยาวแกนที่แม่เหล็กเดินทาง

ความสัมพันธ์ระหว่าง ฟลักซ์แม่เหล็กกับ แรงกานเน็คแม่เหล็ก คืออัตรา

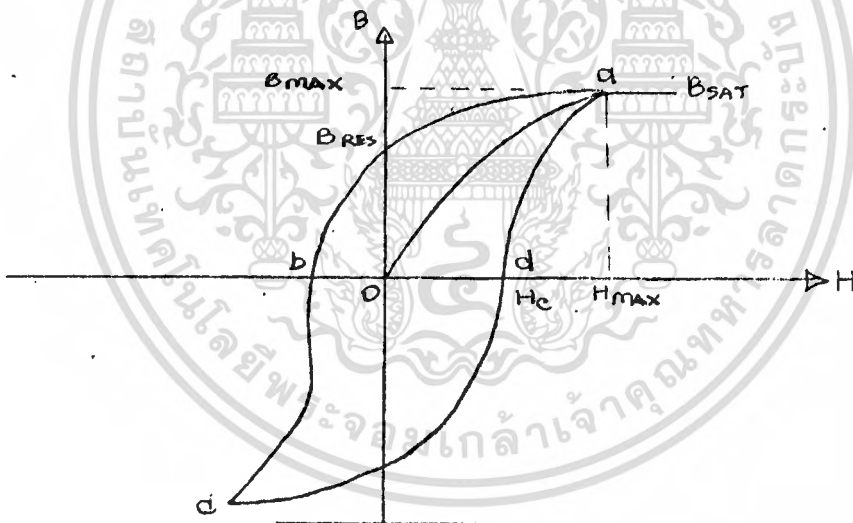
ส่วนของมัน เราเรียกว่า ค่าความยอมสนามแม่เหล็ก [PERMEABILITY(u)]

$$u = B/H$$

ค่าความยอมสนามแม่เหล็ก ถ้าจะพูดให้ง่ายก็คือ แกนอาจถูกหาให้มีแม่เหล็กโดยแรงเหนี่ยวนำที่แน่นอน ค่าความยอมสนามแม่เหล็กของอากาศมีค่าคงที่คือ ๑ ในหน่วย cgs

ฮิสเทอรัลลิสลูป

สารแม่เหล็กทุกชนิดมีลักษณะประจำตัวเป็น กราฟรูป S หรือที่เรียกว่า "ฮิสเทอรัลลิสลูป" ลูปนี้ถูกวาดบนโคออร์ดิเนต B-H โดยบังคับสารแม่เหล็กให้มีแม่เหล็กอย่างสมบูรณ์และวงรอบของกฎลคสนามแม่เหล็ก รูปต่อไปนี้แสดงถึงเส้นโค้งฮิสเทอรัลลิส ของแกนเฟอร์ไรต์เนติกโดยไม่มีช่องอากาศในทางเดินฟลักซ์แม่เหล็ก



รูปที่ ๑๗ ฮิสเทอรัลลิสลูป

Bmax คือ จุดที่ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

Hmax คือ แรงกระตุ้นแม่เหล็กสูงสุด

Bres คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ยังเหลืออยู่ เมื่อแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์

Hc คือ แรงบังคับ หรือแรงแม่เหล็กย้อนกลับ จำเป็นในการลดการเหนี่ยวนำที่เหลือนำให้เป็นศูนย์

ดังนั้นถ้าเราเริ่มที่จุด a ของเส้นโค้ง ซึ่งแสดงถึงแรงแม่เหล็กเป็นบวก สูงสุด ไปถึงจุด b ซึ่งแสดงถึงแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์ และต่อมาที่จุด c เป็นแรง แม่เหล็กสูงสุด และกลับไปที่จุด d ไปถึงจุด a ที่มีค่าแรงแม่เหล็ก เป็นบวกสูงสุด ไซเคิลแม่เหล็กที่สมบูรณ์ก็ได้เป็นรูปตัว S

เห็นได้ชัดจาก B-H curve ว่า Bmax จะอยู่ที่ค่า Hmax และมีค่าเกิน กว่านี้ไม่ได้ ถึงแม้ว่าจะมีแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้นก็ตาม ค่าเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่จุดนี้ เรียกว่า "จุดอิ่มตัว" หรือเรียกว่า "Bsat"

ถ้าเราใส่ช่องอากาศลงที่แกนจะทำให้ เกิดทางเดินฟลักซ์พันทาง (ผสม) จะเปลี่ยนแปลงความยาวประสิทธิผล (l_e) ของทางเดินแม่เหล็ก เนื่องจาก ค่าความยอมสนามแม่เหล็กของช่องอากาศเป็นหนึ่งใน ดังนั้น ความยาวประสิทธิผล ของทางเดินแม่เหล็กก็คือ

$$l_e = l_i + \mu l_g$$

l_i คือ ความยาวทางเดินแม่เหล็กของวัสดุ

l_g คือ ความยาวทางเดินแม่เหล็กของช่องอากาศ

μ คือ ค่าความยอมสนามแม่เหล็กของวัสดุแม่เหล็ก

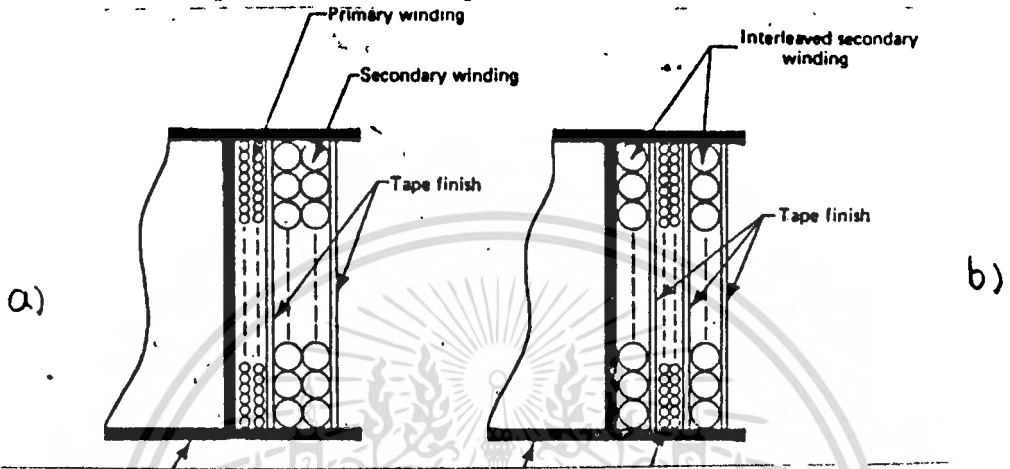
รอยชักกฎของแอมแปร์กับช่องช่องแกน สามารถเห็นว่า ความหนาแน่นฟลักซ์ของแกนอาจเขียนได้ดังนี้

$$B_i = (0.4 \pi N I \mu) / l_i + \mu l_g$$

สมการนี้แสดงถึงความสัมพันธ์ที่สำคัญ เพราะมันพูดถึงผลผลิต แอมแปร์-เทิร์น [AMPRE-TURN (NI)] ความหนาแน่นฟลักซ์ของแกนที่มีช่อง อากาศเล็กกว่าพวกที่ไม่มีช่องอากาศ หรือกล่าวอีกอย่างหนึ่งว่า Bsat เมื่อ มีช่องอากาศมีค่าน้อยกว่า Bsat เมื่อไม่มีช่องอากาศ การใส่ช่องอากาศทำให้มี การเอียง (TILT) ของฮิสเทอรีซิส ดังรูป ลดความสามารถของการอิ่มตัว ของแรงแม่เหล็กสูง ๆ

ผู้ผลิตแกนแม่เหล็กส่วนใหญ่อธิบายคุณสมบัติ B-H ของวัสดุของเขาโดยใช้ เส้นโค้งแม่เหล็กธรรมดาซึ่งแสดงในรูปถัดมาของหน้าต่อไป

ใช้ขดลวดขดหนึ่ง ซ้อนกับอีกขดหนึ่ง ดังรูป a การพันแบบสอดแทรก (INTERLEAVED) อาจจะเป็น เพื่อที่จะลดผลของการเหนี่ยวนำรั่วไหล การพันแบบสอดแทรกทำได้โดย การพันขดลวดทุติยภูมิครึ่งหนึ่งก่อน แล้วก็ตามด้วยพันขดลวดปฐมภูมิส่วนที่เหลือ ดังรูป b

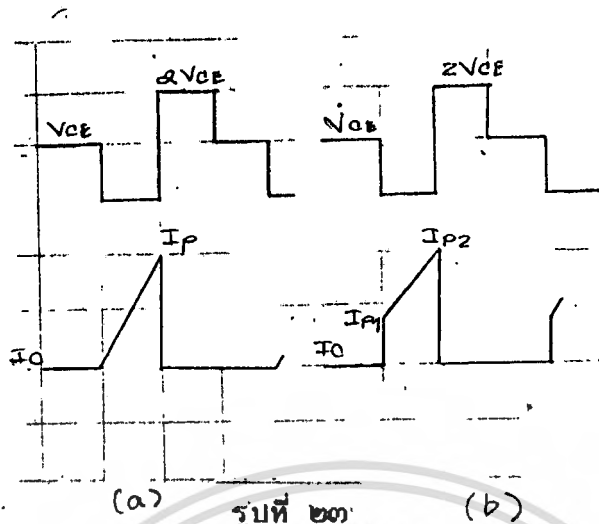


รูปที่ ๒๒ (A) โครงสร้างหม้อแปลงแบบธรรมดา (B) โครงสร้างหม้อแปลงแบบอินเทอร์ลีฟ การออกแบบบางครั้งต้องใช้ฟาราเดย์ ชีลด์ (FARADAY SHIELD) ระหว่างขดทุติยภูมิ และขดปฐมภูมิ เพื่อลดการแทรกแซงของคลื่นวิทยุ (RFI)

การออกแบบทรานส์ฟอร์มเมอร์ใช้ของการแปลงแบบ FLYBACK

เราเพิ่งกล่าวถึงพื้นฐานการปฏิบัติงานของการแปลงแบบ FLYBACK แล้ว รวมทั้งแสดงรูปภาพพื้นฐานของการแปลงแบบนี้ เนื่องจากอุปกรณ์การแยกนี้ทำหน้าที่ ๒ อย่างพร้อมกัน ทั้งทรานส์ฟอร์มเมอร์ และใช้ ดังนั้น คำว่า "ทรานส์ฟอร์มเมอร์ใช้" จึงชี้ให้เห็นถึงประโยชน์ของมัน

ในการแปลงแบบ FLYBACK มีการปฏิบัติงานที่เป็นไปได้ของทรานส์ฟอร์มเมอร์ใช้คืออยู่ ๒ วิธี (๑) การเคลื่อนย้ายพลังงานแบบสมบูรณ์ ซึ่งพลังงานที่เก็บในขดลวดเหนี่ยวนำทรานส์ฟอร์มเมอร์ทั้งหมด จะถูกส่งไปให้ขดลวดทุติยภูมิก่อนที่สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์จะทำงาน (๒) การเคลื่อนย้ายพลังงานแบบไม่สมบูรณ์ซึ่งพลังงานที่เก็บในขดลวดเหนี่ยวนำทรานส์ฟอร์มเมอร์ไม่ทั้งหมดจะถูกส่งไปที่ขดลวดทุติยภูมิก่อนที่สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์จะทำงาน รูปต่อไปนี้จะแสดงถึงการทางานทั้ง ๒ วิธี



- (a) แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างที่ตากันทางกระแส ของ TRANSFORMER CHOKE ในการแปลงพลังงานแบบ FLYBACK ที่สมบูรณ์
- (b) แสดงถึงวิธีการแปลงพลังงานแบบที่ถ่ายเทพลังงานไม่สมบูรณ์

รูปคลื่นของการเคลื่อนย้ายพลังงานที่สมบูรณ์แสดงถึงกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดขณะช่วงเวลาทำงานของสวิตช์ซิงทรานซิสเตอร์ นี่ก็หมายความว่า ค่าเหนี่ยวนาสัมพัทธ์ปรมาณูมีค่าต่ำ เพื่อที่จะบรรลุถึงการเพิ่มขึ้นของกระแสที่การสูญเสียของการเพิ่มขึ้นของความสูญเสียการพัน และกระแสเพื่อมของตัวเก็บประจุ ดังนั้น สวิตช์ซิงทรานซิสเตอร์ต้องมีความสามารถในการรองรับกระแสสูง เพื่อที่จะทนกระแสพิค

ส่วนวิธีการเคลื่อนย้ายพลังงานที่ไม่สมบูรณ์ านทางกลับกัน แสดงถึงกระแสคอลเลคเตอร์สวิตช์ซิงทรานซิสเตอร์สูงสุดสัมพัทธ์ ที่มีค่าต่ำกว่าที่ความสูญเสียของการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์ที่สูงกว่าขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน เป็นความจริงที่นำไปสู่ความสูญเสียของทรานซิสเตอร์ที่สูงกว่า อย่างไรก็ตาม เนื่องจาก เราต้องอาศัยค่าเหนี่ยวนาสัมพัทธ์ของทรานส์ฟอร์มเมอร์รีซัคที่มีค่าสูง เพื่อที่จะบรรลุถึงการทำงานในวิธีนี้ พลังงานที่เหลือที่เก็บไว้ในแกนทรานส์ฟอร์มเมอร์สามารถจะคาดได้ว่า ปริมาตรของทรานส์ฟอร์มเมอร์รีซัคของการแปลงพลังงานแบบไม่สมบูรณ์จะมากกว่าปริมาณของการเคลื่อนย้ายพลังงานที่สมบูรณ์ วิชาที่ส่วนประกอบอื่น ๆ เหมือนกัน

กระบวนการออกแบบ

ในขั้นตอนต่อไปนี้จะเราจะให้สมการที่จำเป็นในการออกแบบทรานส์ฟอเมอร์ช็อค (TRANSFORMER CHOKE) ของการแปลงแบบ FLYBACK สำหรับ การเคลื่อนย้ายพลังงานที่สมบูรณ์

การออกแบบทรานส์ฟอเมอร์ช็อคที่เคลื่อนย้ายพลังงานที่ไม่สมบูรณ์เป็นไปตามขั้นตอนต่อไปนี้ พร้อมกับความเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในการกำหนดขนาดของ กระแสคอลเลคเตอร์ ซึ่งอาจจะเขียนได้เป็น ($I_{p1} - I_{p2}$)

ขั้นที่ ๑

กระแสปรมูลมิของทรานส์ฟอเมอร์ เป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องคำนวณก่อนซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดของทรานส์ซิสเตอร์ จากพื้นฐานความสัมพันธ์ของศักดาเหนี่ยวนำ อัตราการขึ้นถูกกำหนดโดย

$$V = L di/dt$$

เพราะว่าในการถ่ายเทพลังงานที่สมบูรณ์ กระแสจะขึ้นจากศูนย์ไปยังกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดในช่วงเวลา t_c เมื่อสวิตช์ปิด ค่าศักดาอินพุทอาจเขียนได้โดย

$$V_{in} = L_p I_{pp}/t_c$$

แทนค่า $1/t_c = f/d_{max}$ ดังนั้นจึงได้สมการ

$$V_{in \ min} = (L_p I_{pp} f)/d_{max} \quad \text{-----} \quad *$$

V_{in} คือ ศักดาอินพุท dc , V

L_p คือ ค่าเหนี่ยวนำทางค่านปรมูลมิของทรานส์ฟอเมอร์ , mH

I_{pp} คือ กระแสสูงสุดของทรานส์ฟอเมอร์ , A

d_{max} คือ ดิวตี้ไซเคิลสูงสุด , U_s

f คือ ความถี่สวิตซ์ชิ่ง , kHz

พลังงานเอาต์พุทของการแปลงพลังงานที่สมบูรณ์เท่ากับพลังงานที่สะสมต่อรอบเวลาของความถี่ปฏิบัติงาน

$$P_{out} = 1/2 [L_p I_{pp}^2 f] \underline{\hspace{10em}} **$$

เอา ** / *

$$P_{out}/V_{in \min} = [L_p I_{pp}^2 f d_{max}]/2 L_p I_{pp} f$$

ซึ่งจะได้ผลของการจัดเทอมใหม่ กระแสปรกติสูงสุดของทรานส์ฟอเมอร์

$$I_{pp} = I_c = 2 P_{out}/V_{in \min} d_{max}$$

ขั้นที่ ๒

เกี่ยวข้องกับค่าตัวเก็บค่าสูงสุดและสูงสุด ในการแปลงแบบ FLYBACK การบังคับนั้นกระทำโดยการปรับค่าตัวเก็บค่าของสวิตช์ ผ่านข้อจำกัดที่กำหนดมาก่อน ซึ่งถูกตั้งชื่อว่า d_{min} และ d_{max} ถ้าการแปลงศักดาอินพุทมีค่าจาก $V_{in \min} - V_{in \max}$ ดังนั้น

$$d_{min} = d_{max}/(1-d_{max})K + d_{max}$$

ซึ่ง $K = V_{in \max}/V_{in \min}$

ขั้นที่ ๓

คำนวณค่าเหนี่ยวนำปรกติของทรานส์ฟอเมอร์ เพราะว่าเรารู้ค่าของกระแสปรกติสูงสุดแล้ว ค่าเหนี่ยวนำปรกติของทรานส์ฟอเมอร์ได้ค่านำได้จาก

$$L_p = (V_{in \min} d_{max})/I_{pp} f$$

ขั้นที่ ๔

เลือกแกนขนาดต่ำสุด โดยให้ A_e คือ พื้นที่ของแกน A_c คือ พื้นที่ในการพันขดลวด

ขั้นที่ ๕

คำนวณความยาวของช่องอากาศของแกน การแปลงแบบ FLYBACK ใช้งานได้เพียงด้านเดียวก็คือ ทรานส์ฟอเมอร์ใช้จะใช้ความจุของฟลักซ์เพียงครั้ง

เดียว เพราะว่ากระแสและฟลักซ์จะไม่เป็นลบ ด้วยความจริงข้อนี้อาจจะเป็น ปัญหาต่อศึกคา ทำให้แกนอิมตัว

เพื่อแก้ปัญหามีวิธีข้อสรุป ๒ ข้อที่เป็นไปได้ คือ ๑. ใช้แกนที่มีปริมาตร มาก ๒. ใช้ช่องอากาศช่วยในทางเดินฟลักซ์เพื่อทำให้ฮิสเตอร์รีซิสสูงเรียบ ดังนั้นจึงลดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนสำหรับค่า ที่ใช้งานค่าเดียวกัน ธรรมดาแล้ว ผู้ออกแบบจะใช้ข้อ ๒ มากกว่า เพื่อที่จะ ได้ทรานส์ฟอเมอร์ที่กะทัดรัด

ช่องอากาศจะทำให้เกิดความต้านทานแม่เหล็กในทางเดินฟลักซ์ และ หลังงานสะสมของทรานส์ฟอเมอร์ที่ขั้วนั้นส่วนใหญ่อยู่ในช่องอากาศ ปริมาตร V_g ซึ่งมีความยาวคือ lg ดังนั้น

$$1/2 [L_p I_{pp}^2] = [1/2 (B_{max} H V_g)] * 10^8$$

ซึ่ง $V_g = A_e lg$

และ $H = B_{max} / 0.4 \pi$

μ_0 คือ ค่าความยอมสนามแม่เหล็กของอากาศ = 1

ดังนั้นความยาวของช่องอากาศเป็น

$$lg = \{ [0.4 \pi L_p I_{pp}^2] * 10^8 \} / A_e (B_{max}^2) \quad \text{c.m.}$$

ถ้าใช้แกนแบบ E-E หรือแบบที่คล้ายกันมาสร้างทรานส์ฟอเมอร์ขั้ว ขากลางอาจจะต้องมีช่องว่างให้ช่องอากาศยาว lg หรือ lg จะถูกแบ่งออกเป็น ๒ ส่วนให้กับขาทั้ง ๒ ข้าง ถ้าไม่มีที่ว่าง

ขั้นที่ ๖

คำนวณจำนวนรอบปฐมภูมิของทรานส์ฟอเมอร์ เรารู้ความยาวของช่องอากาศ จำนวนรอบก็คำนวณได้โดย

$$N_p = (B_{max} lg) / 0.4 \pi I_{pp}$$

หรืออาจจะใช้สมการข้างล่างนี้ก็ได้

$$N_p = [(L_p I_{pp}) * 10^8] / A_e B_{max}$$

ทั้ง ๒ สมการนี้ ให้ผลเหมือนกัน

ขั้นที่ ๗

คำนวณจำนวนรอบทฤษฎี สักคาทฤษฎีอาจจะคำนวณได้เมื่อค่า
สักคาอินพุตมีค่าต่ำสุดกับค่าตัวที่แพคเคอร์มีค่าสูงสุด $V_{in\ min} = 1.4V_{in\ ac}$
- 20Vdc ripple และคร่อมโคโรด แต่ในที่นี้ เราใช้สักคาจากแบตเตอรี่
(BATTERY) จึงใช้เพียง $V_{in\ min} = 1.4V_{in}$

เราคิดค่าสักคาคร่อมโคโรดเรคตีไฟร์ด้วย ค่าสักคาทฤษฎีเลขเขียนได้

$$V_{out} + V_d = V_{in\ min} (d_{max} N_s) / (1 - d_{max}) N_p$$

เราจึงได้ $N_s = N_p (V_p + V_d) (1 - d_{max}) / V_{in\ min} d_{max}$

ภาคเอาต์พุท เรคตีไฟเออร์ อินคัลเตอร์และตัวเก็บประจุ

ธรรมดาแล้ว ภาคเอาต์พุทของแหล่งจ่ายพลังงานแบบสวิตชิ่ง ประกอบด้วย
ด้วยสักคาเพตรงค่าเดียว หรือสักคาเพตรงหลายค่า ซึ่งได้รับมาจาก
การเรคตีไฟร์โดยตรงและการกรองสักคาทฤษฎีของทรานส์ฟอร์มเมอร์ และใน
บางกรณีได้ถูกกรองจากเร็กกูเลเตอร์แบบ SERIES PASS ภาคเอาต์พุทเหล่านี้
ส่วนใหญ่มีสักคาต่ำ กระแสตรง และมีความสามารถในการรับพลังงานที่แน่นอน
ในระดับที่สามารถขับอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์และวงจร ส่วนใหญ่แล้ว สักคา
เอาต์พุตมีค่า +5Vdc, +12Vdc, +15Vdc, +24Vdc, หรือ +28Vdc
และกำลังงานของมันมีค่าตั้งแต่ ค่าวัตต์น้อย ๆ จนถึงเป็นพัน ๆ วัตต์

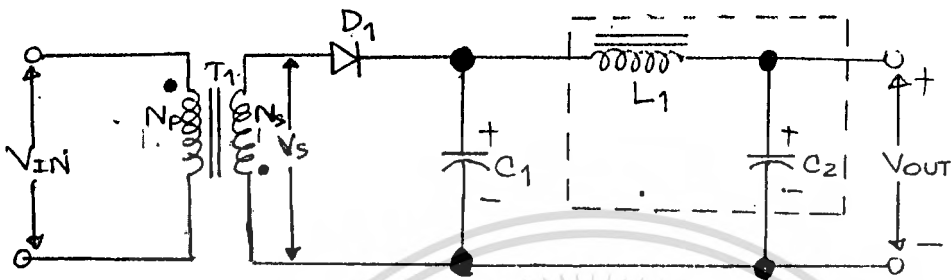
แบบสักคาทฤษฎีที่ถูกเรคตีไฟร์บ่อย ๆ ก็เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่สูง ซึ่ง
ในทางกลับกันก็ต้องการอุปกรณ์พิเศษ เช่น ซอดกักโคโรด หรือ เรคตีไฟร์ที่พื้นตัว
เร็ว ตัวเก็บประจุแบบ ESR และชดลวดเก็บพลังงาน เพื่อที่จะให้ได้เอาต์พุตที่มี
สัญญาณรบกวนต่ำ เป็นประโยชน์ต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โดยรวม

ต่อไปนี้จะขอสถาปัตยกรรมถึงลักษณะเฉพาะ ข้อจำกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในภาค
เอาต์พุทของสวิตชิ่ง

แนวความคิดการกรองและเรคตีไฟร์เอาต์พุท

การเรคตีไฟร์เอาต์พุตและการกรองที่ใช้นั้นขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบว่าจะเลือก
อันนั้น

การแปลงแบบ FLYBACK ใช้รูปแบบเอาต์พุตดังรูป



รูปที่ ๒๔ แสดงเอาต์พุตของแหล่งจ่ายพลังงานแบบสวิตซ์ซิ่ง

จากรูป เนื่องจากทรานส์ฟอร์มเมอร์ T1 ในการแปลงแบบ FLYBACK ทำหน้าที่เหมือนกับขดลวดสะสมพลังงาน ใดครอด D1 และตัวเก็บประจุ C เป็นอุปกรณ์เพียง ๒ ตัว ที่จำเป็นในการผลิตเอาต์พุตให้เป็นกระแสตรง อย่างไรก็ตาม การออกแบบในทางปฏิบัติบางทีอาจต้องการตัวกรอง LC เพิ่มเข้าไปดังรูปที่เป็นเช่นปลา เพื่อที่จะลดการสแปค (SPIKE) ที่เกิดจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูง ค่า L และ C นี้จะต้องมีค่าน้อย ๆ

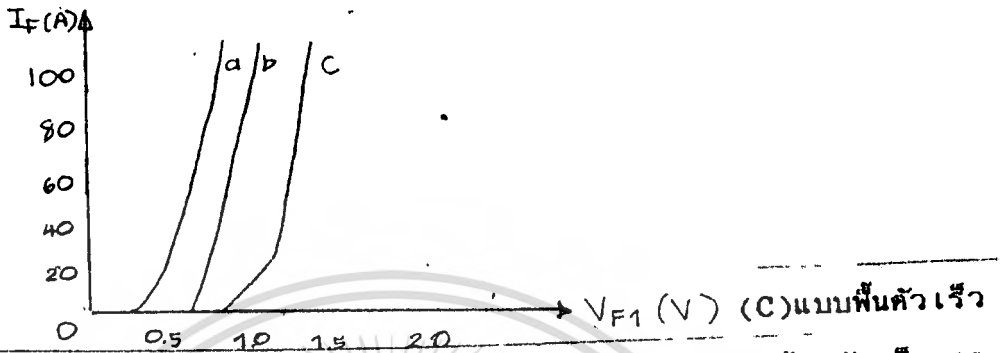
ส่วนสำคัญในการออกแบบภาคเอาต์พุต คือ สักค่าด้านค่าที่สุดที่ใช้ในใดครอดเรคตีไฟร์ และใดครอด FLYWHEEL (เลือกเอาอย่างใดอย่างหนึ่ง) สำหรับการแปลงแบบ FLYBACK แล้ว เรคตีไฟร์ใดครอด D1 จะต้องมีค่าสักค่าข้างงานย้อนกลับเท่ากับ $[1.2V_{in}(N_s/N_p)]$ เป็นอย่างน้อย

คุณสมบัติของเพาเวอร์เรคตีไฟร์ในการออกแบบ

เพาเวอร์เรคตีไฟร์ใดครอดจะต้องมีค่าสักค่าคักครอมเมื่อเบอัสข้างหน้าค่าจะต้องมีคุณสมบัติคืนตัวเร็ว และสามารถทนกำลังไฟฟอสสมควร ใดครอดที่มีรอยต่อพี-เอ็นแบบธรรมดาไม่เหมาะในการใช้งานสวิตซ์ซิ่ง เพราะการฟื้นตัวที่ช้าและมีประสิทธิภาพต่ำ มีใดครอดเรคตีไฟร์ ๓ แบบที่ใช้บ่อยในการสวิตซ์ซิ่ง (๑) แบบฟื้นตัวเร็วมีประสิทธิภาพสูง (๒) แบบฟื้นตัวเร็วมากประสิทธิภาพสูง (๓)

เรกติเฟอร์แบบซีกครึ่ง
ของไดโอดเหล่านี้

รูปต่อไปนี้จะแสดงคุณสมบัติ เมื่อถูกไบอัสแบบข้างหน้า



รูปที่ ๒๔ คณิตศาสตร์ของไดโอดข้างหน้าของเรกติเฟอร์แบบ (A) ซีกครึ่ง (B) แบบพิน ตัวเร็วมาก เราสามารถเห็น เทอร์มิเนชันของไดโอดที่จุดที่สูงสุด ดังนั้นจึงให้

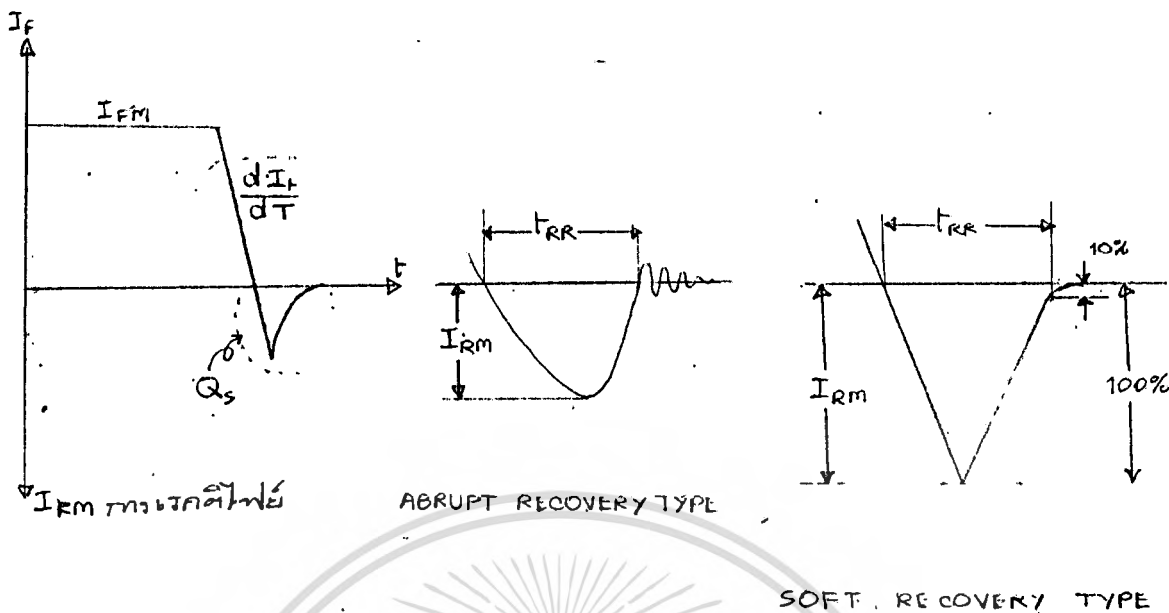
ประสิทธิภาพสูงกว่า ไดโอดเราจะกล่าวถึงข้อแตกต่างและข้อดีของแต่ละแบบ และคำแนะนำในการใช้

ไดโอดพินตัวเร็วและไดโอดพินตัวเร็วมาก

ไดโอดแบบพินตัวเร็วและเร็วมาก การใช้งานจะมีค่าศักดาตกคร่อมสูง เริ่มตั้งแต่ 0.8-1.2V เพราะเหตุนี้และความสามารถในการทนแรงดันสูง ๆ ได้ ไดโอดเหล่านี้จึงเหมาะสำหรับพลังงานต่ำ ช่วยเรกติเฟอร์เอาท์พุทที่มีค่าศักดาตั้งแต่ 12V ขึ้นไป

เพราะว่าในปัจจุบันการสวิตซ์ซึ่งทำงานที่ 20kHz ขึ้นไป ไดโอดแบบพินตัวเร็วและพินตัวเร็วมากจะช่วยลดเวลาพินตัวย้อนกลับลง t_{rr} ถึงช่วง NS ความปรกติแล้วไม่มีกฎที่แน่นอนในการเลือกไดโอดแบบพินตัวเร็ว ซึ่งจะมีค่า t_{rr} ที่อย่างน้อยที่สุดมีค่าน้อยกว่าเวลาขึ้นของทรานซิสเตอร์ ๓ เท่า

ไดโอดเหล่านี้สามารถลดสเปคในการสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งเกี่ยวข้องกับค่าศักดากระเพื่อมทางด้านเอาท์พุท ถึงแม้ว่าไดโอดแบบพินตัวเร็วจะมีแนวโน้มว่าสัญญาณรบกวนต่ำ แต่ t_{rr} ที่ยาวและกระแสย้อนกลับ I_{rrm} ทำให้มีการสูญเสียจากสวิตซ์ซึ่งที่สูงกว่า รูปกราฟต่อไปนี้จะแสดงถึงคุณสมบัติการพินตัวกลับของไดโอดแบบพินที่ และแบบพินตัวเร็ว ๆ



รูปที่ ๒๖

Thyristor ที่สวิตช์เร็วและเร็วมาก ใช้ในการสวิตช์ในฐานะเป็นเรกติไฟเออร์ เอาท์พุท อาจจะใช้หรือไม่ใช้แผ่นระบายความร้อนในการปฏิบัติงานก็ได้ ขึ้นอยู่กับแนวโน้มของพลังงานสูงสุดในการประยุกต์ใช้ วัสดุปรกติแล้ว Thyristor เหล่านี้มีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงถึงประมาณ 175 C และผู้ผลิตส่วนใหญ่ได้กำหนดค่าอุณหภูมิที่รอยต่อ ซึ่งจะยอมให้ผู้ออกแบบที่จะคำนวณค่ากระแสการทางานสูงสุดกับความหนาหรืออุณหภูมิของ เคส

เรกติไฟเออร์แบบซ็อคกิ้งแบบเรียร์

รูปกราฟรูปก่อนแสดงให้เห็นว่า เรกติไฟเออร์แบบซ็อคกิ้งมีค่าศักดาตกคร่องต่ำสุด 0.5V ถึงแม้ว่าจะมีกระแสเค้นหน้าที่สูง ด้วยความจริงข้อนี้ทำให้เรกติไฟเออร์แบบซ็อคกิ้งมีประสิทธิภาพเฉพาะที่ศักดาเอาท์พุทค่า เช่น 5V เพราะว่าการจ่ายตัวไบแล้วเอาท์พุทเหล่านี้ให้ค่ากระแสไหลสูง ยิ่งไปกว่านั้น ขณะที่อุณหภูมิที่รอยต่อซ็อคกิ้งเพิ่ม ค่าศักดาตกคร่องมาบข้างหน้าก็จะค่อย ๆ ลดลง

เวลาที่พื้นตัวย้อนกลับในการ เรกติไฟเออร์แบบซ็อคกิ้งนั้นสามารถตัดทิ้งได้ เพราะอุปกรณ์นี้เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทประจุพาหะส่วนใหญ่ ดังนั้นจึงไม่มี ประจุพาหะส่วนน้อยที่ตกค้างที่จะต้องถอนออกขณะสวิตช์ซิ่ง

แต่ราคาไม่แพง มีข้อเสียหลายข้อของเรกติเฟอร์แบบซิงเกิ้ลเฟสแบบเรย์ชท์ หนึ่งในคือความสามารถทนศักดาย้อนกลับได้ต่ำ ปัจจุบันนี้สามารถทนได้เพียง 100V สองคือ ค่ากระแสรั่วไหลย้อนกลับสูง มีความรู้สึกวาค้อ เทอร์มอล รันอะเวย์ (THERMAL RUNAWAY) มากกว่าเรกติเฟอร์แบบอื่น ปัญหาเหล่านี้อาจหลีกเลี่ยงได้ โดยวงจรป้องกันศักดาทรานเซียน (TRANSIENT) ที่สูงเกิน และโดยการเลือกอุณหภูมิของรอยต่อในการปฏิบัติการ

การคำนวณความสามารถในการทนกระแสไฟสูงสุดของไดโอดเรกติเฟอร์

ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว เอาท์พุทของไดโอดในการแปลงแบบ FLYBACK สามารถทนกระแสได้ระหว่างช่วงการแปลงช่วงหนึ่งเท่านั้น คือในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน เราจะต้องเคาะว่าเอาท์พุทเรกติเฟอร์จะต้องมีความสามารถทนกระแสสูงสุดในช่วงเวลานั้นๆ

ค่ากระแสไฟค้ำสุดที่เอาท์พุทไดโอดจะต้องมีก็คือ

$$I_{fm} = 2 I_{out} / (1 - d_{max})$$

d_{max} คือ ค่าคิ้วคี่แฟคเตอร์สูงสุดในการแปลงพลังงาน

สมมุติว่า $d_{max} = 0.45$ สำหรับการแปลงแบบ FLYBACK ดังนั้นเราจะได้

$$I_{fm} = 3.6 I_{out}$$

การออกแบบตัวเก็บประจุของเอาท์พุท

การเลือกตัวเก็บประจุของเอาท์พุทขึ้นอยู่กับชนิดของการแปลงที่ใช่และค่ากระแสปฏิบัติงานสูงสุด และความถี่ในการสวิตซ์ซึ่ง การพัฒนาในปัจจุบันใช้ตัวเก็บประจุแบบ อิเล็กโทรไลต์โดยใช่แบบ ESR ค่า ค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช่กรองมีผลโดยตรงต่อการกระเพื่อมของเอาท์พุท และมีผลต่ออายุการใช้งานของตัวเก็บประจุเอง เนื่องจาก ESR นี้เป็นธาตุที่มีการสูญเสีย การสูญเสียนั้นจะออกมาในรูปของความร้อน ในทางกลับกันจะทำให้อายุของตัวเก็บประจุนั้นลดลง

ตัวเก็บประจุงานสมัยนี้มีอุณหภูมิใช้งานที่ 105C และค่า ESR ค่ามากที่ความถี่สูงกว่า 20kHz ขณะที่ความถี่ในการแปลงเริ่มจะเพิ่มขึ้น ผู้ผลิตตัวเก็บ

ประจุส่วนใหญ่มักจะผลิตตัวเก็บประจุแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่มีค่า ESR ต่ำ พร้อมกับรับ
 รองผลผลิตที่ความถี่ 100kHz เพราะความถี่ของเทคโนโลยีการผลิต
 อุปกรณ์พาสซีฟ จึงได้พัฒนาตัวเก็บประจุแบบฟิล์มเพื่อใช้ที่ความถี่สูงกว่า 50kHz
 ซึ่งจะทนกระแสได้สูงขึ้น ตัวเก็บประจุแบบแผ่นฟิล์มมีค่า ESR ที่ต่ำมาก ๆ และ
 ทางงานได้ศึกษาแบบอิเล็กทรอนิกส์ มีผู้ผลิตตัวเก็บประจุบางบริษัทถึงกับโฆษณาว่า
 ตัวเก็บประจุแบบแผ่นฟิล์มนี้สามารถทนกระแสได้ถึง 2A/UF ที่ความถี่ 100kHz
 หรือสูงกว่า

ต่อไปนี้เป็นวิธีการคำนวณค่าความต้านทานค่าหนึ่งว่าเป็นตัวเก็บประจุแบบใด จากรูป
 ต่อไปนี้ จะเห็นว่ารูปคลื่นของกระแสในตัวเก็บประจุเอาต์พุต Cout
 มีศูนย์กลางที่ศูนย์ และมีแอมพลิจูด ΔI_{out}



จะสังเกตได้ว่ารูปคลื่นของกระแสที่ข้ามจุดอ้างอิง 0 ในทิศทางที่ t_1
 ซึ่งเป็นครึ่งหนึ่งของเวลา t_{on} ขณะที่ t_2 คือกึ่งกลางของเวลา t_{off} มันข้าม
 จุดอ้างอิง 0 ในทิศทางลบ ดังนั้นกระแสจะเป็นตัวก่อให้เกิดค่าศักดากระแสเพิ่ม
 ΔV เป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = 1/C_{out} \int i dt$$

แต่กระแสเฉลี่ยช่วงระหว่าง t_1 และ t_2 คือ $(\Delta I_{out}/2)/2$ หรือ
 $\Delta I_{out}/4$ ดังนั้นเราอินทิเกรตสมการข้างบนได้

$$\begin{aligned} V_{out} &= (\Delta I_{out} T)/(4 C_{out} * 2) \\ &= (\Delta I_{out})T/8 C_{out} \\ &= \Delta I_{out}/8 f C_{out} \end{aligned}$$

T คือ ช่วงเวลา t_{on} ร่วมกับ t_{off}

เราจ้ครูปสมการใหม่

$$C_{out} = \sqrt{I_{out}/8f} \sqrt{V_{out}}$$

I_{out} คือ 0.25 I_1

I_1 คือ กระแสเอาต์พุตที่ระบุไว้

$\sqrt{V_{out}}$ คือ ค่าศักดากระเพื่อมที่ลู่ฟีดที่ขอมมาให้เกิดได้

f คือ ความถี่ในการปฏิบัติงาน

เพื่อที่จะหาให้มีค่าศักดากระเพื่อมน้อยที่สุดที่แน่นอน ค่า ESR ของตัวเก็บประจุอาจจะคำนวณได้จาก

$$ESR_{max} = \sqrt{V_{out}}/\sqrt{I_{out}}$$

มันเป็นสิ่งสำคัญที่จะสังเกตจุดนี้ว่าการเลือกค่า LC ที่ถูกต้องในการกรองเป็นสิ่งจำเป็น เพราะมันมีผลต่อตัวแปรที่สำคัญสองตัวในการปฏิบัติงานของสวิทซ์ซึ่ง หนึ่งคือ การกรองร่วมกันของ LC มีผลมากต่อเสถียรภาพของระบบสวิทซ์ซึ่งทั้งหมด สองคือ ค่า L ที่น้อย และค่า C ที่มากจะมีผลต่ออิมพีแดนซ์ที่มีค่าต่ำเป็นระลอก ๆ ที่การกรองเอาต์พุต ซึ่งหมายความว่า การจ่ายพลังงานจะมีการตอบสนองต่อทรานเซียนต์ดี เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดเป็นชั้น ๆ

ในการจัดการตอบสนองต่อทรานเซียนต์ของการจ่ายพลังงาน ส่วนที่สำคัญมาชระยะเวลาในการเปลี่ยนเอาต์พุตเมื่อโหลดเปลี่ยนเป็นชั้น แต่ขึ้นอยู่กับภาระเบียงเบนเบาเบามากน้อยแค่นั้นของค่าศักดาเอาต์พุต

ในการคำนวณเราอาจจะได้ค่าออกมาค่าหนึ่ง แต่ในความเป็นจริงแล้วต้องใส่ค่าที่สูงกว่านั้น เพื่อที่จะบรรลุคุณสมบัติที่ต้องการ

เราใช้ตัวเก็บประจุมากกว่า ๒ ตัวขนานกันเพื่อที่จะให้ได้ค่าเก็บประจุที่ต้องการ และลดค่า ESR ให้มีค่าต่ำที่สุด

วงจรรควบคุมสวิตซ์ซิ่ง เร็กกู เร เคอร์

บทนา

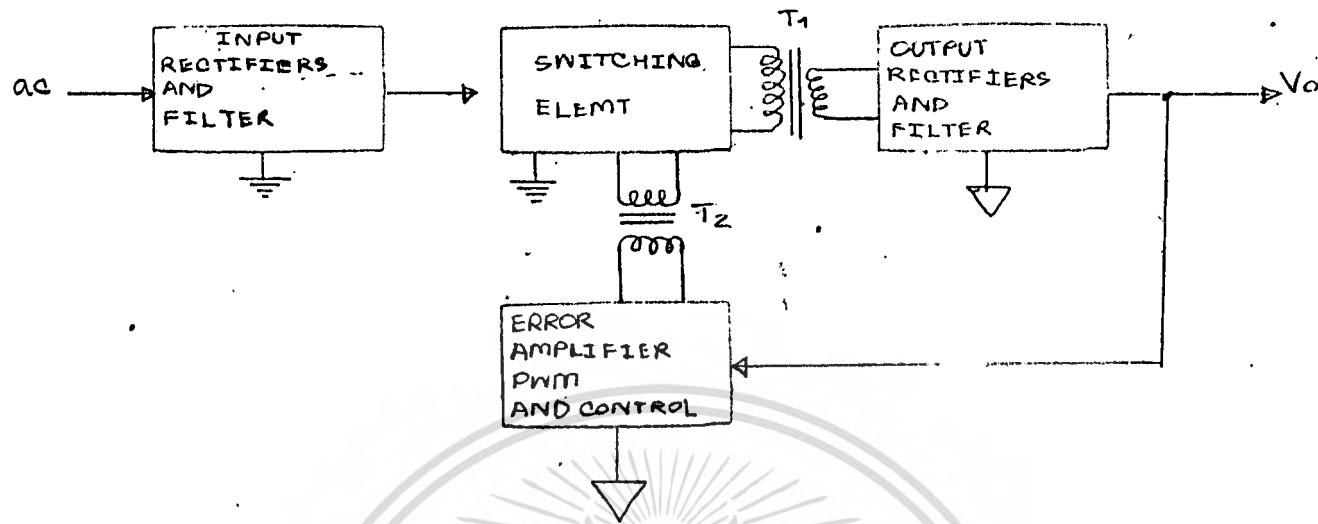
านปัจจุบันนี้การสวิตซ์ซิ่งนั้นเรามาใช้PULSE-WIDTH-MODULATED(PWM) เทคนิคนี้จะปรับค่าเวลาการนำกระแสของสวิตซ์ซิ่งทรานซิสเตอร์ในช่วงที่ทำงานเพื่อที่จะควบคุมและบังคับค่าศักดาเอาต์พุตให้มีค่าที่กำหนดไว้ ถึงแม้ว่า จะมีวิธีอื่น ๆ ในการควบคุมบังคับ แต่วิธีที่ใช้ PWM จะให้ผลที่ดีกว่า เช่น การบังคับโหลดและ เสถียรภาพระหว่างที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

านปัจจุบันนี้วงจรยอส่วนจำนวนมากได้ถูกพัฒนาซึ่งรวมทั้งฟังก์ชันที่จาเป็นที่จะออกแบบการสวิตซ์ซิ่งที่สมบูรณ์แบบ ุคยเพิ่มอุปกรณ์ภายนอกอีก เพียงเล็กน้อยเท่านั้น จุดประสงค์ของหัวข้อนี้ก็เพื่อแนะนำให้ผู้อ่านรู้จัก เทคนิคบางอย่างและวงจรที่ใช้ประกอบกับภาคควบคุมของ PWM รวมทั้งอธิบายว่าการควบคุมอันนี้เป็นอย่างไร

เทคนิคการเป็นอิสระของระบบบังคับสวิตซ์ซิ่ง

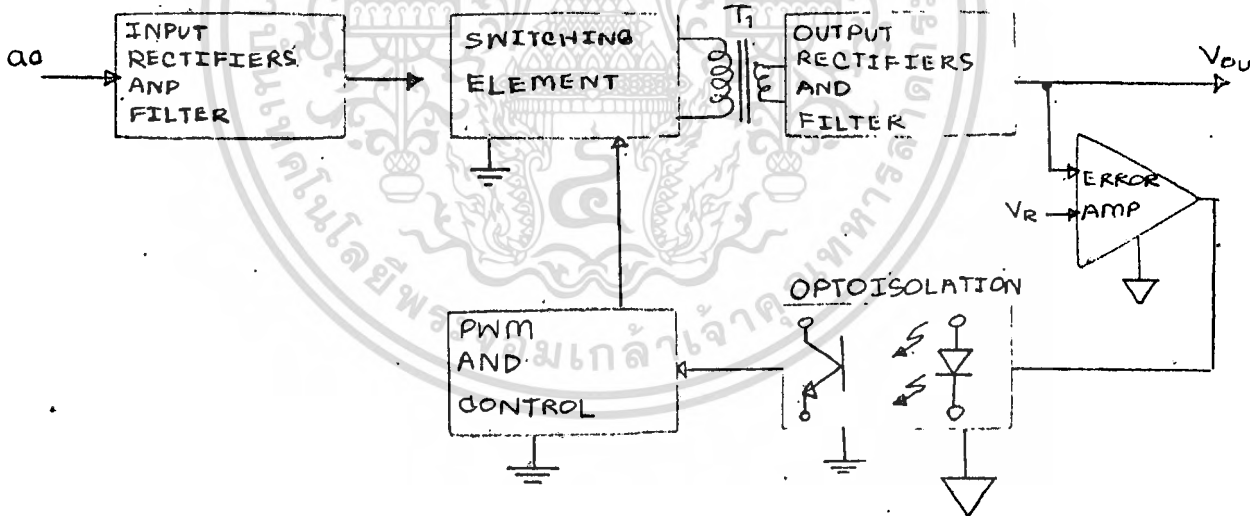
บทบาทของการบังคับสวิตซ์ซิ่งมี ๒ อย่าง คือ ๑ คือ จะต้องได้รับการบังคับที่ดีที่ค่าศักดาเอาต์พุตค่า สามารถที่จะจ่ายกำลังงานอีเล็กทรอนิกส์หรือวงจร เครื่องกลไฟฟ้าและอุปกรณ์ ๒ มันต้องมีการแยกระหว่างอินพุตและเอาต์พุตเพื่อป้องกันผู้ใช้จากการถูกไฟช๊อคเนื่องจาก ศักดาไฟที่สูงหรือกระแสรั่วไหล

รูปต่อไปนี้แสดงถึงบล็อกโคอะแกรมที่แตกต่างกัน ๒ บล็อก บอกถึงว่าจะหาให้สาขานั้นแยกออกจากกันช่วงไหน บล็อกที่ใช้กราวด์ร่วมกันจะถูกเขียนสัญลักษณ์ของกราวด์ให้เหมือนกัน บล็อกโคอะแกรมเหล่านี้เป็นที่แพร่หลาย อาจจะใช้ได้ทุก ๆ แบบเลย



TRANSFORMER ISOLATION

(a)



OPTOISOLATION TECHNIQUES USED

IN OFF-THE-LINE SWITCHING POWER SUPPLIES

(b)

รูปที่ ๒๘

ในรูป a เอเอเรอร์แอมป์ PWM และวงจรรควบคุมนี้กราวด์ร่วมกันกับตัว บังคับเอาต์พุตและตัวกรอง ตัวแยกอินพุต-เอาต์พุตนั้นอยู่ที่ทรานส์ฟอร์มเมอร์ T1 และที่ทรานส์ฟอร์มเมอร์ชั้น T2 ภายทั่วไปแล้วทรานส์ฟอร์มเมอร์ T2 คือตัว ชั้นเบสหรือ เกทของทรานซิสเตอร์ ในรูป b นั้นวงจรรควบคุมและ PWM มี กราวด์ร่วมกับหน่วยสวิทช์ซึ่ง และอินพุตเรกติไฟร์และวงจรรกรอง การแยก ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตอยู่ที่ทรานส์ฟอร์มเมอร์ T1 กับ ออปโตคัปเบอร์

เทคนิคการแยกก็ได้แสดงไว้ในรูปข้างต้น จะให้ผลดีต่อการออกแบบที่ ต้องระมัดระวัง เราสามารถเลือกใช้ได้ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับงบประมาณและชนิดของ การออกแบบหม้อแปลง ภายทั่วไปแล้ว วงจรรการแยกที่ใช้ทรานส์ฟอร์มเมอร์ในรูป a นั้น สามารถใช้ในการออกแบบการแปลงพลังงานทุกชนิด ขณะที่การแยกแบบ ำใช้แสงดังรูป b จะใช้ในการออกแบบวงจรรการแปลงแบบ FLYBACK และ FORWARD

ระบบ PWM

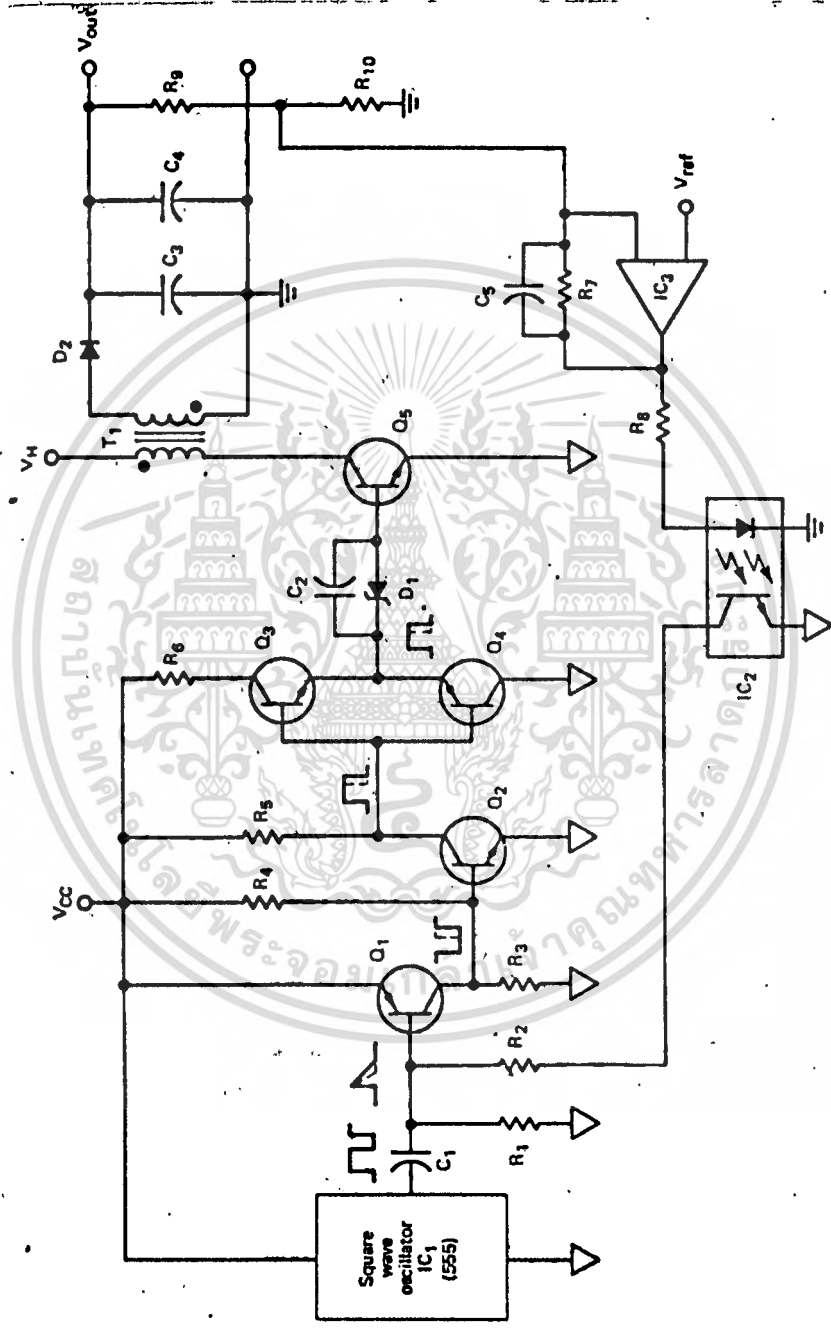
ถึงแม้ว่าเทคนิคการสวิทช์ซึ่งหลายชนิดอาจจะใช้ฐานะการสวิทช์ในแหล่ง ำจ่ายพลังงาน เทคนิค PWM ที่ความถี่คงที่เป็นทางเลือกที่นิยมมากที่สุด ในระบบ PWM คลื่นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมจะถูกสร้างขึ้นมาขับเคลื่อนทรานซิสเตอร์ให้ทำงานและหยุดทำ งาน ภายการปรับค่าความกว้างของพัลส์ เวลาในการนำกระแสของทรานซิส เตอร์ก็จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงตาม เป็นการบังคับค่าศักดาเอาต์พุต

วงจรรควบคุม PWM อาจจะมีหลายข้างเดียว สามารถที่จะขับเคลื่อน แบบทรานซิสเตอร์เดี่ยว อย่างเช่น FLYBACK กับ FORWARD แต่ ใช้ทรานซิสเตอร์ ๒ ตัวหรือมากกว่ามาขับเคลื่อน อย่างเช่น HALF-BRIDGE หรือ FULL-BRIDGE เราอาจจะใช้วงจรร PWM แบบ ๒ ช่องแทน

วงจรรควบคุม PWM แบบหลายข้างเดียว ส่วนประกอบแบบต่อเนื่อง

ในวงจรรอย่างง่าย วงจรรควบคุม PWM อาจจะทำให้เพิ่มพูนสมรรถนะโดย

อุปกรณ์ต่อเนื่องอีกจำนวนเล็กน้อย และวงจรรสารกึ่งตัวนำ ดังแสดงในรูป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๒๗ วงจรควบคุม PWM สำหรับแบบหลายแบริด

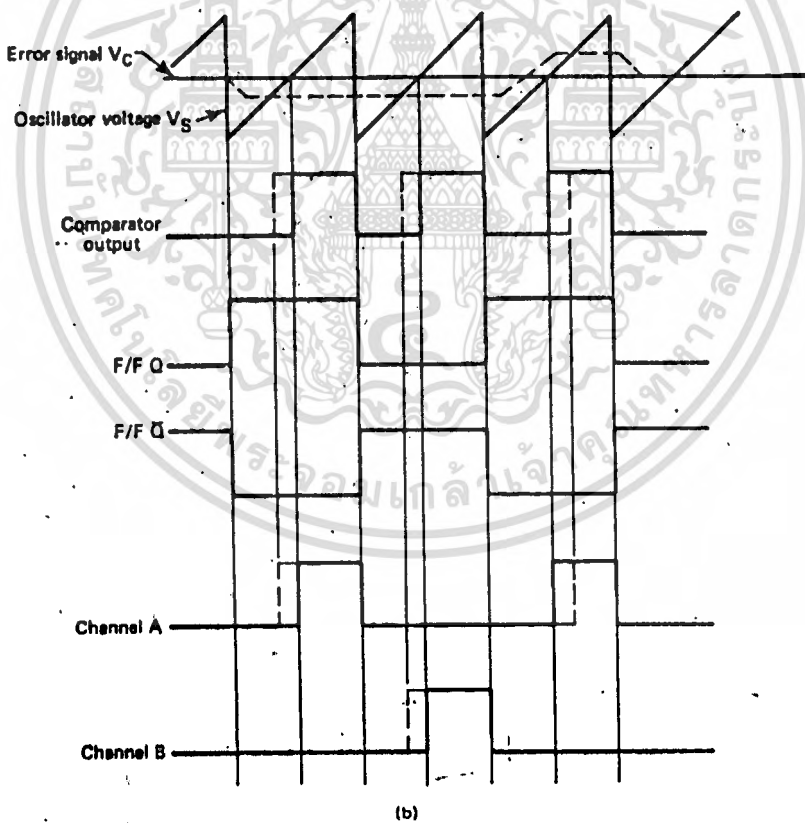
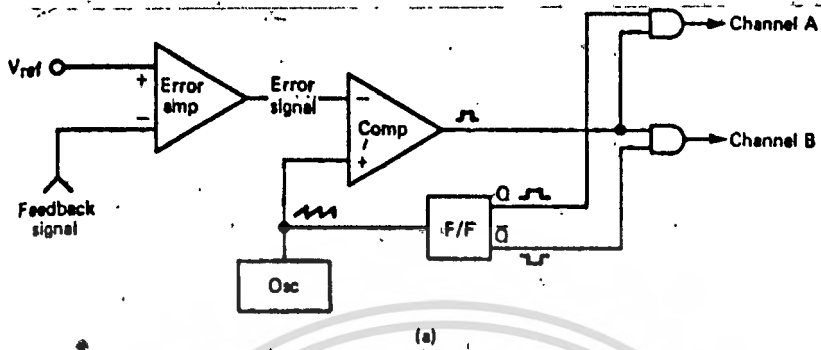
หน้าที่ของวงจรเป็นดังนี้ ตัวกำเนิดพัลส์สัญญาณนาฬิกา IC1 ภาแนกคลื่นสี่เหลี่ยมสมมาตรที่เอาท์พุทที่มีความถี่คงที่ เช่น 20kHz ตัวกำเนิดความถี่นี้อาจออกแบบอย่างง่ายโดยใช้ timer555 หรือวงจรสมมูล

คลื่นสี่เหลี่ยมถูก เปลี่ยนรูปโดยตัวเก็บประจุ C1 และความต้านทาน R1 เป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยซึ่งจะเข้าหุคการทางานทรานซิสเตอร์ Q1 ขณะทันๆกระแสอยู่ ทรานซิสเตอร์ Q2 จะเป็นตัวกลับเฟสให้กับคลื่นที่ออกมาจากขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 ทำให้มีพัลส์เป็นบวกที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q2

วงจร Q3 และ Q4 ภาคขับที่มีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำใช้สวิทช์เมนสวิทช์ซึ่งทรานซิสเตอร์ Q5 ำที่ทางานและหยุด ดังนั้นจึงถ่ายเทพลังงานไปที่เอาท์พุทของตัวแปลงโดยผ่าน CHOKE TRANSFORMER T1 การควบคุมถูกกำหนดโดยการ เปรียบเทียบอัตราส่วนของศักดาเอาท์พุท โดยได้จากวงจรแรงดันหาร (VOLTAGE DIVIDER) R9 และ R10 กับค่าศักดาอ้างอิง Vref ความเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุทเนื่องจากสายหรือการ เปลี่ยนแปลงของโหลดถูกขยายโดยออปแอมป์ (OP AMP) IC3 ซึ่งจะขับปริตั่วโรดของออปเรตติ้งเบอ์ IC2 หากกร เปลี่ยนความเข้มของแสง ดังนั้นจะทำำที่ทรานซิสเตอร์ IC2 นากระแสมมากขึ้น ผลที่ตามมาคือ พัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 จะเปลี่ยนไปมากขึ้น เป็นเหตุให้ทรานซิสเตอร์ Q1, Q2, Q4 ทางานานช่วงเวลายานขึ้น ขณะที่ Q3, Q5 ทางานานช่วงเวลาที่สั้นขึ้น ดังนั้นความกว้างพัลส์จะถูกทำให้มากหรือน้อยตามโหลดและสถานะของสาย ทำำให้ค่าศักดาเอาท์พุทคงที่

การควบคุมวงจรยอส่วน PWM

ในปัจจุบันนี้ วงจรยอส่วนมากมายได้ถูกผลิตขึ้นมา ซึ่งรวมถึงหน้าที่ที่สำคัญ ในการสร้าง PWM สวิทช์ซึ่ง ำโดยใช้ทิบทออันเดี่ยว และมีอุปกรณ์เพิ่มเติมอีกเล็กน้อย รูปต่อไปนี้แสดงถึง พื้นฐานการสร้างบล็อกของการควบคุม PWM แบบ ง่าย ๆ และยังแสดงถึงรูปคลื่นของวงจร



รูปที่ ๓๐ (A) วงจรควบคุมแบบย่อ (B) และรูปคลื่น

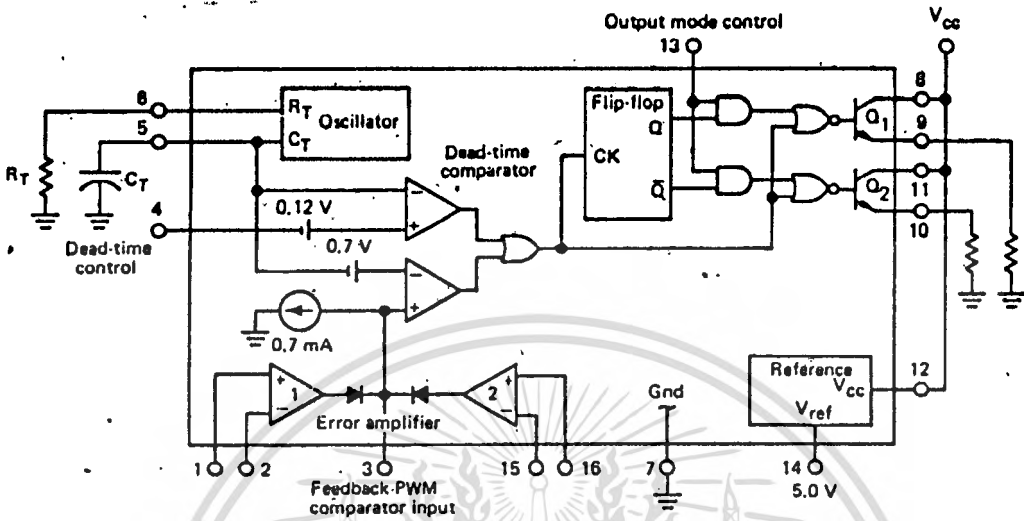
วงจรนี้ทางานดังนี้ ออปแอมป์จะ เปรียบเทียบสัญญาณพีคแอมป์จาก เอาท์พุท
ของวงจรถูกค่าศักดาอ้างอิง V_{ref} สัญญาณพีคพลาคจะถูกขยายและย้อนเข้าไปที่
ขาอินเวอร์ตติ้ง (INVERTING) คือขาลบ ของคอมพาราเตอร์ (COMPARATOR)
ส่วนที่ขาอินเวอร์ตติ้ง (NONINVERTING) คือขาบวก จะรับสัญญาณฟันเลื่อยที่
มีค่าความชันเป็นเชิงเส้น ซึ่งถูกสร้างด้วยออสซิลเลเตอร์ความถี่คงที่ ที่
เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์ก็ป้อนเข้าไปบอกเกิ้ล (TOGGLE) ฟลิปฟลอป
(FLIPFLOP) ช่วยสร้างเอาท์พุท Q และ Qbar

สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจากคอมพาราเตอร์และเอาท์พุทของฟลิปฟลอปทั้งคู่
จะใช้กับแอนด์เกต (AND GATE) และจะให้เอาท์พุทเมื่อสัญญาณอินพุทที่ขาเกต
ทั้งคู่มีสถานะ "สูง" ผลก็คือการเปลี่ยนแปลงรอบของพัลส์เป็นขบวนที่แชนแนล
(CHANNEL) A และ B รูป B แสดงถึงความกว้างของเอาท์พุทพัลส์เปลี่ยน
แปลงอย่างไร เมื่อสัญญาณพีคพลาค เปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (AMPLITUDE) ดัง
แสดงในจุดเข้าปลา ปรกติแล้วเอาท์พุทของภาคควบคุม PWM จะปะทะกับสวิทซ์ซึ่ง
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จากภายนอก หรือเพียง ๑ แชนแนลเท่านั้นที่เข้าขับ

ประโยชน์ของภาคควบคุม PWM นั้นมีอย่างลึกซึ้ง ทั้งการปรับแกรม
ออสซิลเลเตอร์ความถี่คงที่ ภาคเชิงเส้นของ PWM กับคิวดาไซเคิล ค่าตั้งแต่
0-100% ปรบค่าเดดไทม์ (DEAD TIME) เพื่อป้องกันเอาท์พุทของทรานซิส
เตอร์เมื่อนากระแสอย่างพร้อมกัน รวมทั้งความง่าย ความเชื่อถือ ประสิทธิภาพ
สูง

วงจรควบคุม PWM TL 494

TL 494 เป็นวงจรควบคุม PWM ที่ความถี่คงที่ ใช้ปฏิบัติงานร่วมกับบล็อก
ที่จาเป็นทั้งหมดสำหรับควบคุม วงจรสวิทซ์ซิง ๑ แชนแนล หรือ ๒ แชนแนล รูป
ต่อไปนี้ แสดงถึงโครงสร้างภายในและบล็อกโคอะแกรมของภาคควบคุม TL
494 ออสซิลเลเตอร์ฟันเลื่อยเชิงเส้นภายในสามารถปรับแกรมควบคุมความถี่จาก
ส่วนประกอบภายนอก ๒ ส่วน คือ R_t และ C_t โดยต่อที่ขา ๖ หรือ ขา ๕
ตามลำดับ

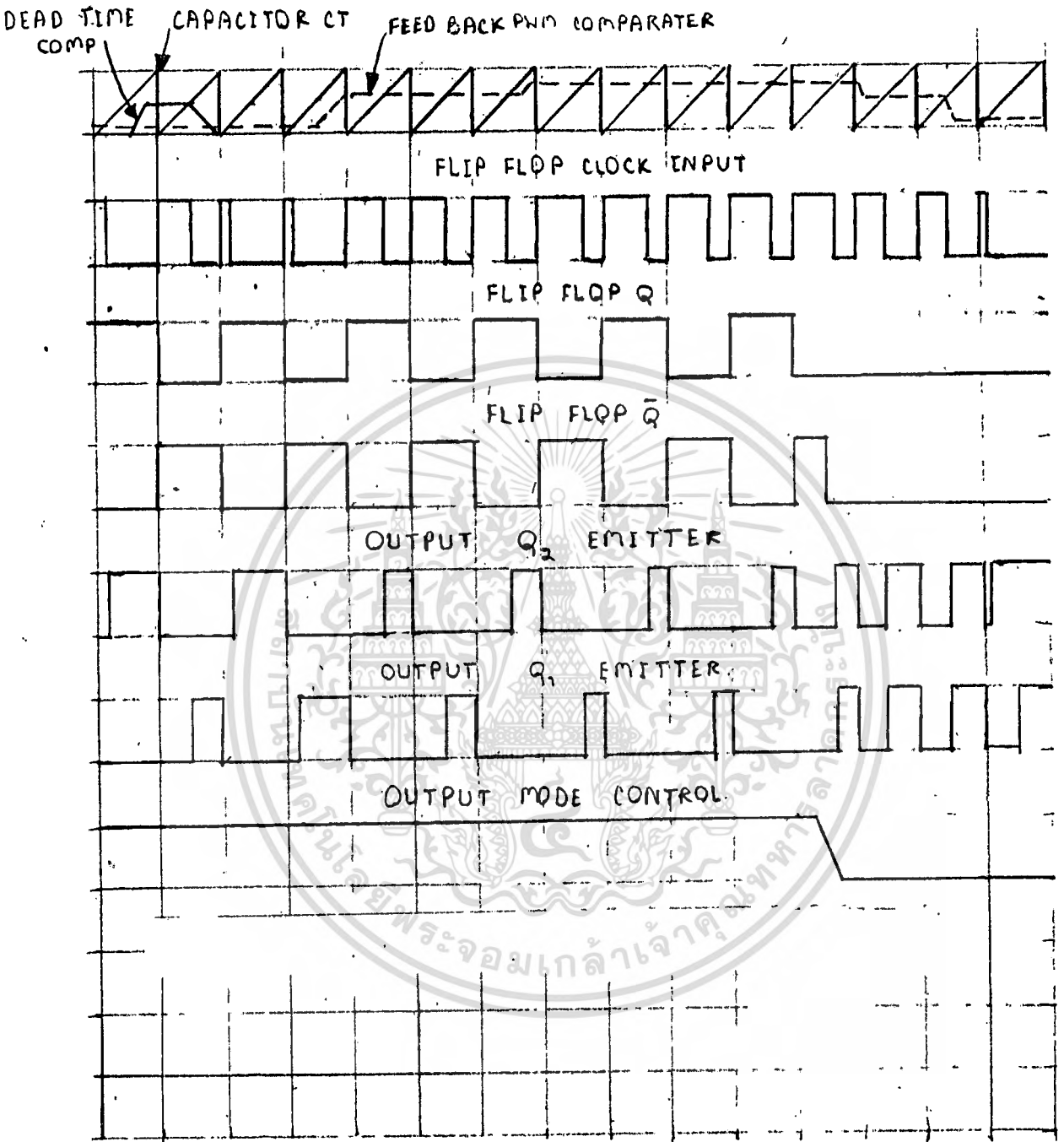


รูปที่ ๓๑ บล็อกไดอะแกรมภายในของตัวควบคุม PWM TL494

ความถี่ของการออสซิลเลทกำหนดโดย

$$f_{osc} = 1.1/R_t C_t$$

เอาต์พุตของการเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ถูกกำหนดโดยการเปรียบเทียบรูปคลื่นฟันเลื่อยด้านบวกคร่อมตัวเก็บประจุ C_t กับสัญญาณควบคุมทั้ง ๒ อิน นอร์เกต (NOR GATE) ซึ่งขั้วทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะทำเอาต์พุตออกมาได้ก็คือเมื่อสายอินพุตพลิกฟลอปที่สถานะค่า สิ่งเหล่านี้จะเกิดขึ้นในช่วงเส้นขาวหนึ่งของเวลา เมื่อค่าศักดาของคลื่นฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าสัญญาณควบคุม ดังนั้นการเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณควบคุมเป็นผลให้ความกว้างพัลส์ของเอาต์พุตลดลง เป็นเชิงเส้น ดังแสดงโดยรูปคลื่นตารางเวลา



รูปที่ ๓๒ ธีมิ่งใดอะแกรมของภาคควบคุม TL494 PWM

สัญญาณควบคุมเป็นอินพุตจากภายนอก ซึ่งสามารถจ่ายเข้าโดยที่ขาควบคุมเคดโทม์ ขา 4 ขาอินพุตของเออเรอร์แอมป์ที่ขา 1, 2, 15, 16 หรือ 120mV ออฟเซ็ทอินพุต (OFFSET INPUT) ซึ่งกำหนดเคดโทม์ค่าสุดประมาณ ๔ เบอร์เซ็นต์แรกๆของไซเคิลเวลาของคลื่นฟันเลื่อย นี้จะมีผลให้มีค่าคิวตี้ไซเคิลสูงสุดถึง 96% ขณะที่การควบคุมเอาต์พุตขา 13 ค่อกับกราวด์ และ 48% ที่ขาเดียวกันนี้ต่อกับสายอ้างอิง ค่าเคดโทม์ที่เพิ่มเติมเข้าไปอาจจะกำหนดค่าที่เอาต์พุตโดยการตั้งค่าศักดาคงที่ที่ขาควบคุมเคดโทม์อินพุตที่ขา 4 มีค่าตั้งแต่ 0-3.3V

ตัวเปรียบเทียบ PWM จะคอยหาค่าเฉลี่ยให้กับเออเรอร์แอมป์ที่จะปรับค่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จากค่าเบอร์เซ็นต์เวลาสูงสุด ซึ่งถูกกำหนดโดยภาคอินพุตควบคุมเคดโทม์ ต่ำกว่าศูนย์ ขณะที่ศักดาที่ขาฟีดแบ็ค (FEEDBACK) เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc}-2)V$ และอาจได้รับสัญญาณจากศักดาและกระแสเอาต์พุต

เอาต์พุตของเออเรอร์แอมป์จะแอคทีฟ (ACTIVE) ที่สภาวะ "สูง" จะมาออร์ (OR) กันที่อินพุตชานอนอินเวอร์ตของตัวเปรียบเทียบ PWM ด้วยรูปแบบนี้ แอมพลิฟายที่ค้ดองการเอาต์พุตค่าสุดตรง เวลาจะมีอำนาจเหนือการควบคุมของลูบ

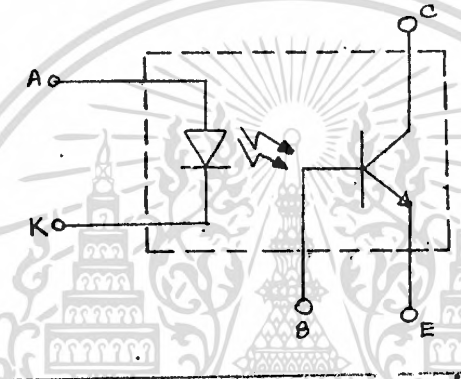
เมื่อตัวเก็บประจุ C_t คายประจุ พัลส์บวกจะบ่อนไปที่ตัวเปรียบเทียบเคดโทม์ ซึ่งจะ เป็นสัญญาณนำพิกาให้พัลส์ควบคุมพลิบพลอบ และการไครตรองยับยั้งของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 อดยให้ขา 13 ควบคุมหมดเอาต์พุตต่อกับสายอ้างอิง พัลส์ควบคุมพลิบพลอบเป็นตัวชี้ความเปลี่ยนแปลงสูงค่าของพัลส์ของ เอาต์พุตทรานซิสเตอร์สลับกันในการปฏิบัติแบบพุช-พูล (PUSH-PULL) ความถี่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่ออสซิลเลเตอร์

การขับเอาต์พุตสามารถเข้าได้จาก Q1 หรือ Q2 เพื่อการปฏิบัติงานปลายเดี่ยวพร้อมกันกับค่าคิวตี้ไซเคิลสูงสุดน้อยกว่า 50% ค้ดองการำรงาน แต่เมื่อต้องการกระแสที่สูงขึ้นสำหรับการปฏิบัติงานปลายเดี่ยว เราใช้ Q1 และ Q2 มาต่อขนาน และขาควบคุมหมดเอาต์พุตต่อกับกราวด์เพื่อที่ทาให้พลิบพลอบหยุดทำงาน

ความถี่เอาต์พุตก่อนนี้จะเท่ากับความถี่ของอินพุต

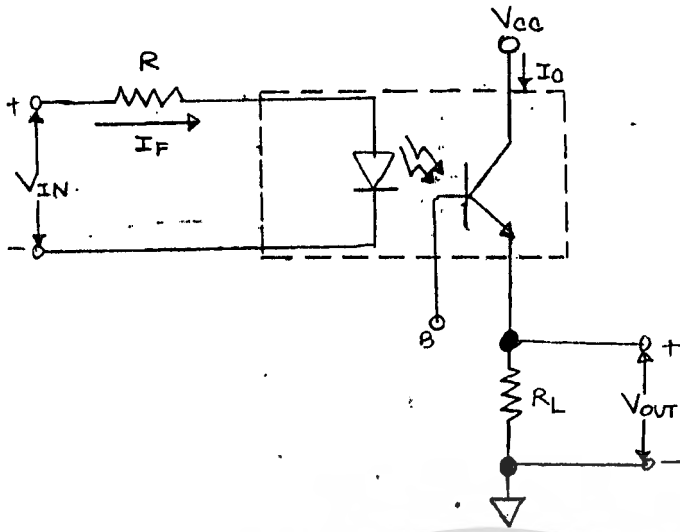
THE OPTICAL COUPLER (OR OPTOISOLATOR)

โดยทั่วไป ระบบสวิตช์ซึ่งเป็นระบบวงจรปิด สิ่งจำเป็นในการควบคุมที่ดี คือ การลดศักย์กระแสเพื่อม ออปติคัลคัปเปิลเลอร์ (OPTICAL COUPLER) หรือ ออปโรคัปเปิลเลอร์ (OPTOCOUPLER) นี้จะถูกทำให้เป็นขั้นแรกในการแยก ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ขณะเดียวกัน จะยอมให้สัญญาณควบคุมผ่าน รูปต่อไปนี้ แสดงถึงแผนภาพของออปโรคัปเปิลเลอร์



รูปที่ ๓๓ วงจรออปโรคัปเปิลเลอร์

ตัวอย่างออปโรคัปเปิลเลอร์ ประกอบด้วยส่วนสำคัญ ๒ ส่วน คือ แหล่ง ภาเนติกแสง ซึ่งอาจจะเป็นหลอดอินแคนเดสเซนต์ (INCANDESCENT) หรือ แอลอีดี (LED) และตัวตรวจจับ (ตัวรับ) ซึ่งอาจจะเป็น เซลล์โฟโตวอลตาอิกเซล (PHOTOVLTATIC CELL) , เซลล์โฟโตไดโอด (PHOTODIODE) , เซลล์โฟโตทรานซิสเตอร์ (PHOTOTRANSISTOR) หรือ เอสซีอาร์ (SCR) ที่ไวต่อแสง โครงสร้าง ธรรมดาของออปโรคัปเปิลเลอร์ ประกอบด้วย แกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) แอลอีดี และซิลิกอนโฟโตทรานซิสเตอร์ รวมอยู่ในกล่องที่กันน้ำให้แสงเข้ามาด้ วนการรบกวนทั่วไป กระแสที่ผ่าน แอลอีดีจะทำให้เกิดแหล่งภาเนติกแสง ความ เข้มแสงขึ้นอยู่กับกระแสที่กระตุ้น ซึ่งขณะเดียวกันทำให้ทรานซิสเตอร์ให้กระแส คอลเลคเตอร์ขึ้นอยู่กับกระแสไดโอด รูปต่อไปนี้แสดงถึงออปโรคัปเปิลเลอร์ที่อน การทำงานแบบเชิง เส้นพื้นฐาน



รูปที่ ๓๔ การต่อออปโตคัปเบลอร์แบบบิโพลาร์พื้นฐาน

ในการออกแบบวงจรอินพุต ตัวแปรที่จำเป็นคือ กระแสไหลเข้า I_F และ ศักดาค่อรวมไดโอด V_f และศักดาอินพุต V_{in} ดังนั้นความต้านทาน R ที่จำกัด กระแสค่านวนได้จาก

$$R = (V_{in} - V_f) / I_f$$

โดยที่ค่าป ค่าศักดาไดโอดกับกระแสไดโอดจะพล็อต (PLOT) มาให้คู่กัน บนแผ่นคุณสมบัติผู้ผลิต ดังนั้นจุดที่ใช้งานอาจเลือกได้และความต้านทานจำกัด กระแสก็ค่านวนได้ ตัวแปรพื้นฐานที่น่าสนใจทางค่านเอาท์พุทของคัปเบลอร์คือ กระแสคอลเลคเตอร์ I_c ของทรานซิสเตอร์

จำนวนกระแสที่เกิดขึ้นที่คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นสัดส่วนกับกระแสไดโอด I_f และ อัตราส่วนการเคลื่อนย้ายกระแสของ ออปโตคัปเบลอร์ (OPTOCOUPLER'S CURRENT TRANSFER RATIO) หรือ ประสิทธิภาพการคัปปลิง (COUPLING EFFICIENCY n) ถ้าเรารู้ค่า กระแสไดโอด กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ก็อาจค่านวนได้

$$I_c = n I_f$$

ในกระดาษข้อมูลของผู้ผลิตจะหาที่ กราฟการเคลื่อนย้ายอัตราส่วนกระแสตรง (DC CURRENT RATIO TRANSFER CURVE) ที่ค่าศักดาคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์เฉพาะ จากข้อมูลนี้เองทำให้เราได้ค่ากระแสคอลเลคเตอร์ จะหาที่

เราหาค่า R_1 เพื่อที่จะกำหนดศักดาเอาต์พุตที่แน่นอน

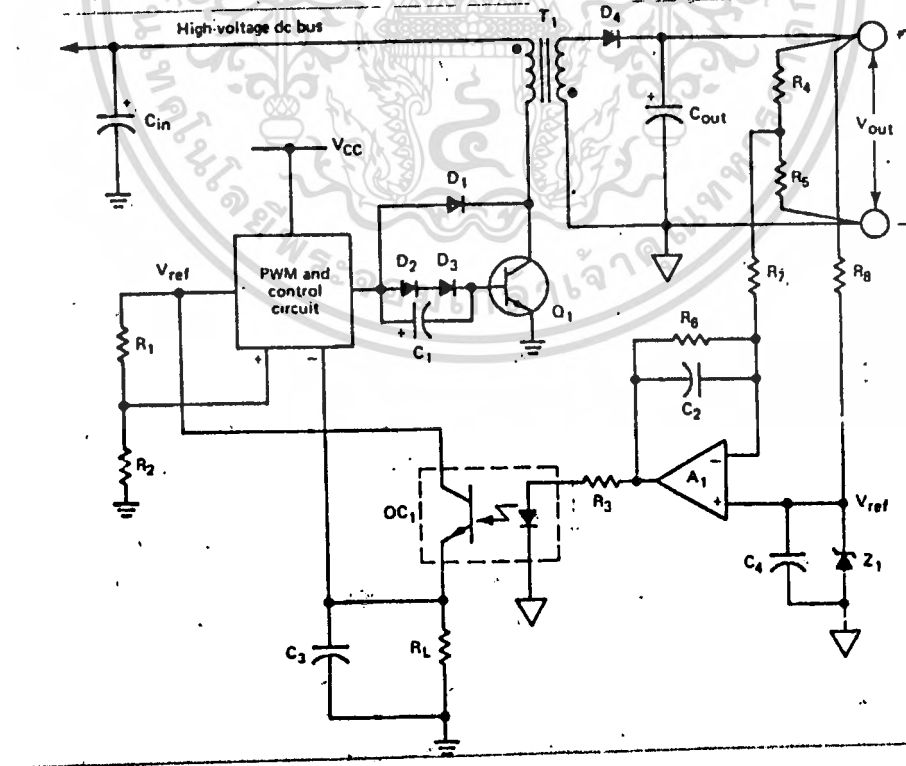
การออกแบบวงจร ออปโตคัปเปิลเลอร์ เพื่อแยกอินพุต-เอาต์พุตในวงจรสวิตชิ่ง

เมื่อออปโตคัปเปิลเลอร์ ใช้งานวงจรสวิตชิ่ง เพื่อแยกอินพุต-เอาต์พุต เราต้องจำเกณฑ์การออกแบบนี้ไว้ในใจเสมอ

๑. ออปโตคัปเปิลเลอร์จะต้องคอยสนับสนุนศักดาเบรคความถี่การแยกค่าที่บอกในมาตรฐานความปลอดภัยนานาชาติ
๒. วงจรขยายที่เข้าสู่ออปโตคัปเปิลเลอร์ จะต้องออกแบบมาอย่างดีที่จะชดเชยต่อความไม่แน่นอนของอุณหภูมิของการคัปเปิลเลอร์ รวมทั้งการลอยตัวของอุณหภูมิ
๓. ใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ที่มีประสิทธิภาพสูง

โดยปรกติ การใช้งานออปโตคัปเปิลเลอร์แบบนี้ในวิธีเชิงเส้น คือ ศักดาอินพุตจะส่งผลไปเป็นสัดส่วนให้ศักดาเอาต์พุต เพื่อใช้ในการควบคุม เช่น การควบคุมระบบปิด

วงจรตัวอย่างต่อไปนี้แสดงดังรูปต่อไปนี้



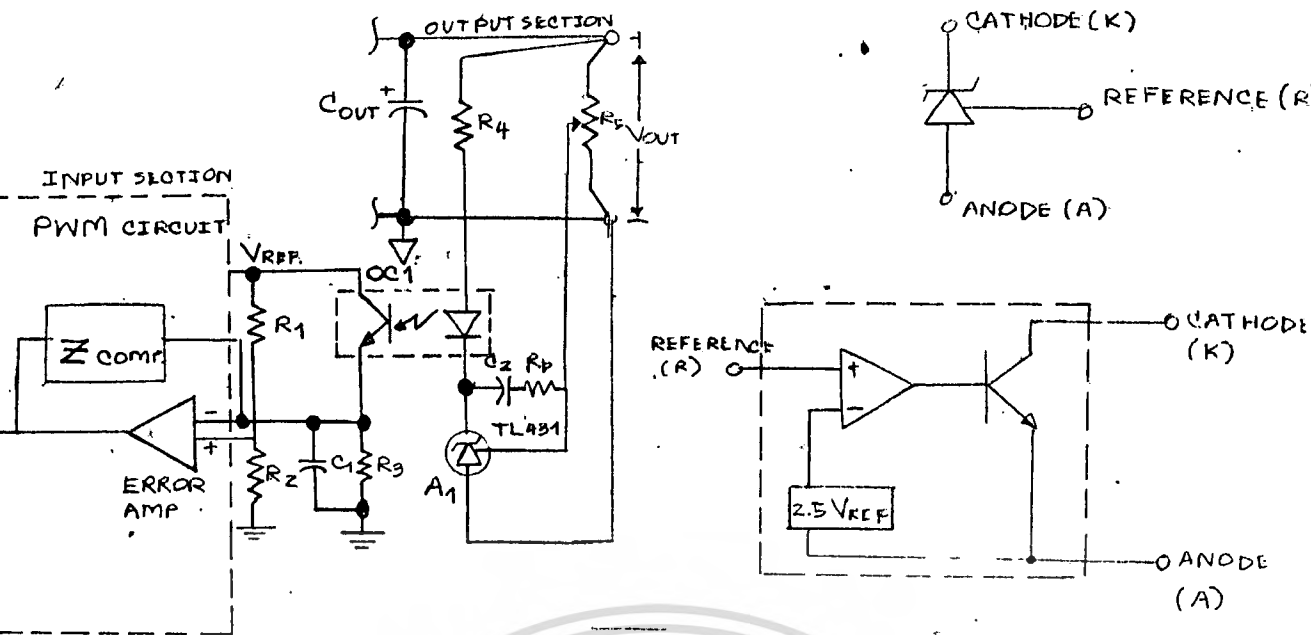
การทำงานของวงจรเป็นดังนี้ ส่วนของศักดาเอาต์พุตในวงจร FLYBACK ถูกกำหนดโดย การแบ่งศักดา (VOLTAGE DIVIDER) ประกอบด้วย ความต้านทาน R4 และ R5 ค่าศักดาจะถูกป้อนไปที่อินพุตขาหนึ่งของตัวขยาย A1 และถูกเปรียบเทียบกับค่าศักดาอ้างอิงที่ Vref ซึ่งถูกป้อนมาที่อินพุตอีกข้างของตัวขยาย A1

ความแตกต่างระหว่างศักดา ๒ ค่าจะถูกขยาย และมีค่าศักดาที่เอาต์พุตทำให้เกิดกระแสผ่าน R3 ผลที่ตามมาคือ เปลี่ยนแปลงความเข้มแสงของ แอลอีดีที่ขับเบลอร์อยู่ และแสงแอลอีดีเหนี่ยวนำเป็นอัตราส่วนของกระแสมีคเตอร์ที่ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นทำให้เกิดศักดาคร่อม R1 ซึ่งสะท้อนถึงค่าศักดาที่รอยต่อของ R4 และ R5

ค่าศักดาคร่อม R1 ถูกป้อนไปที่ขาอินพุตอินเวอร์ตติ้งแอมป์ของ เออเรอร์แอมป์ของวงจร PWM ขณะที่ขาอินเวอร์ตติ้งแอมป์ของ เออเรอร์แอมป์ถูกป้อนด้วยศักดาคงที่ ซึ่งได้จากการแบ่งของแหล่งกำเนิดศักดาอ้างอิง Vref ดังนั้นเวลาในการนำของทรานซิสเตอร์ Q1 จะถูกปรับตาม เพื่อที่จะควบคุมศักดาเอาต์พุต

ถึงแม้ว่าวงจรรูปที่ ๑ คือความจริงในทางปฏิบัติ ส่วนประกอบจำนวนหนึ่งก็ต้องใช้ช่วยขับแอลอีดีของออปโตคัปเบลอร์ อาจจะถูกลดจำนวนอย่างกะทันหันโดยในช่วงจรต่อไปนี้ การทำงานของวงจรนี้ก็เหมือนกับรูปที่แล้ว จะสังเกตเห็นจากวงจรนี้ก็คือความง่าย และการลดลงของส่วนประกอบโดยการใช้ "ชันทันท์เรกูเรเตอร์ (SHUNT REGULATOR)" ต่อเข้าไป TL431 มันสามารถจะถูกโปรแกรมได้ มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิค่า อัตราขยายอ้างอิงกับกระแสซิงค์ (CURRENT SINK) สูงกว่า 100mA

ค่าอ้างอิง 2.5V จากภายในทำให้มันเป็นอุดมคติสำหรับปฏิบัติจากบัส 5V ขณะที่ศักดาเอาต์พุตอาจถูกโปรแกรมให้มีค่า 36V ขึ้นไป



รูปที่ ๓๗ สัญญลักษณ์และบล็อกโคอะแกรมของ TL431

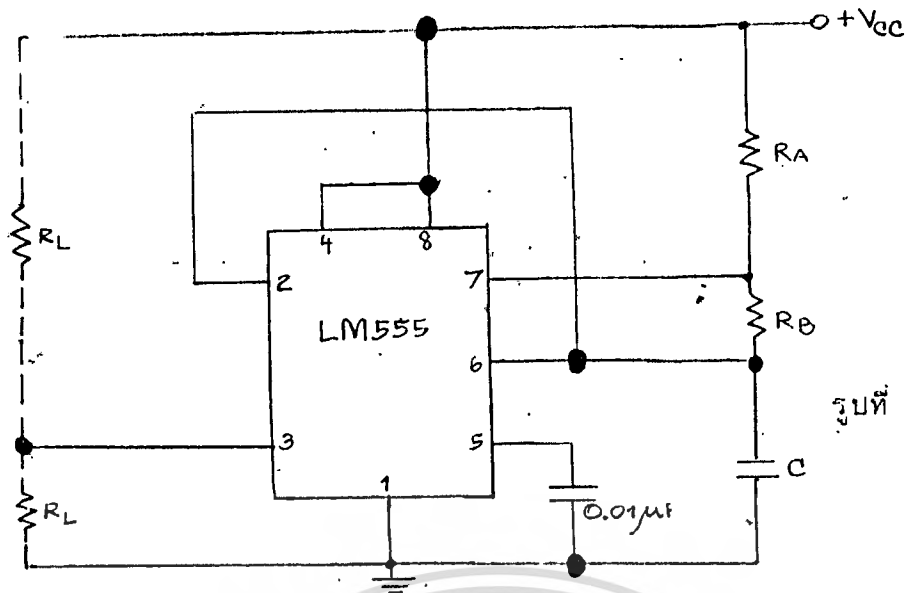
รูปที่ ๓๖ การนำ TL431 ชิปเรกูเลเตอร์เพื่อขับแอลอีดีของออปโตคัปเปิลอร์เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์

ค่าสัญญาณรบกวนค่าและสัมประสิทธิ์อุณหภูมิที่ค่า 50PPM/C เป็นคุณสมบัติที่ดีในการประยุกต์ใช้งาน รูปต่อไปนี้จะแสดงถึงสัญญาณลักษณะและบล็อกโคอะแกรมของ TL431 ในรูปที่แล้ว ค่าตัวเก็บประจุ C2 และความต้านทานอาจจำเป็นในการใช้งานจริง สำหรับการชดเชยความถี่

ภาคกำเนิดความถี่

(ASTABLE MULTIVIBRATOR)

ภาคนี้จะทำหน้าที่เหมือนกับหน้าทองขาวในรถยนต์ รถยนต์จริง ๆ แล้วคือความถี่ที่ได้จากรอบเครื่องยนต์ใบหมุนแกน (SHAFT ROTOR) ต่อจากนั้นจะใบหมุนแกนหัวนกกระจอก ทำหน้าที่ทองขาวติด และแยกออกจากกัน ก่อให้เกิดสัญญาณเป็นพัลส์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ในที่นี้เพื่อความสะดวกในการทดลอง เราจึงใช้วงจรถ่ายทอดหน้าคอนแทกแทนโดยใช้วงจรถ่ายส่วนที่กำเนิดความถี่ เบอร์ LM555 ซึ่งเหมาะมากก็คือ หนต้อแรงดัน ๕.๕-๑๕ โวลต์ จึงหนต้อสภาวะไฟกระชากได้ดีกว่าตัวอื่น ๆ ในห้องตลาด ทั้งยังต่อใช้งานง่าย หาซื้อง่าย ราคาถูก การต่อใช้งานเป็นอะสเตเบิล (ASTABLE MULTIVIBRATOR) ดังรูป



รูปที่ ๓๘ อะอสเตเบิล

ถ้าข้อข ๒ กับ ข ๖ เข้าด้วยกัน มันจะทริกตัวมันเองให้ทำงานอิสระ
 วจยจะมีกระแสชาร์จจากภายนอกผ่าน R_a และ R_b เข้า C และคิสชาร์จผ่าน R_b
 ดังนั้นค่าคาบเวลาจะถูกกำหนดโดยอัตราส่วนของตัวต้านทานทั้ง ๒ นี้ ในการ
 ทางานแบบอะอสเตเบิลนี้ ตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จด้วยศักดาประมาณ $1/3$ ของ
 โพลเสียง และคิสชาร์จด้วยศักดาประมาณ $2/3$ ของโพลเสียง และดังนั้นค่าความ
 ถี่ที่ต่ำมีขึ้นอยู่กับค่าศักดาโพลเสียงของวงจร

เวลาในการชาร์จ (สัญญาณออกสถานะสูง)

$$t_1 = 0.693 [R_a + R_b] C$$

เวลาในการคิสชาร์จ (สัญญาณออกสถานะต่ำ)

$$t_2 = 0.693 [R_b] C$$

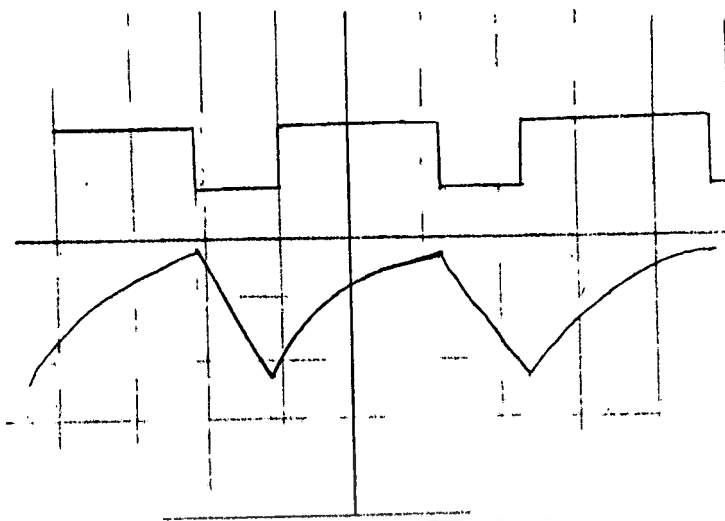
ดังนั้นคาบเวลาทั้งหมดเป็น

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 [R_a + 2R_b] C$$

ความถี่ในการออกสซิคเลตคือ

$$f = 1/T = 1.44 / [R_a + 2R_b] C$$

คลื่นที่ได้ออกจากรวงจรนี้จะเป็นแบบดังรูปนี้



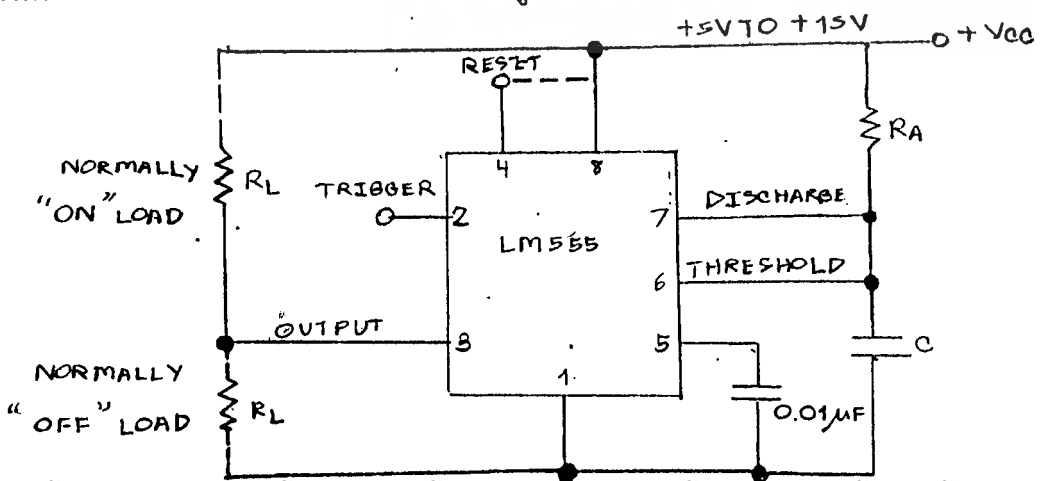
$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20MS / DIV
 $R_A = 3.8 K\Omega$
 $R_B = 3 K\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$
 TOP TRACE OUTPUT 5V/DIV
 BOTTOM TRACE CAPACITOR VOLTAGE 1V/DIV.

รูปที่ ๓๓ รูปคลื่นอะสเตเบิล

นำสัญญาณออกที่ได้จากขา ๓ ไปขับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี "ปิด" และ "เปิด" ทั่วทั้งรีเลย์ที่ทำหน้าที่เหมือนกับหน้าทองขาว เราต่อโคโรคัทกัน คักคาคร่อมกลับทางกันหน้าคอนแทคของรีเลย์ทั้ง และต่อ "LED" เพื่อแสดงว่า รีเลย์กำลังทำงานอยู่ในสภาวะอะไร

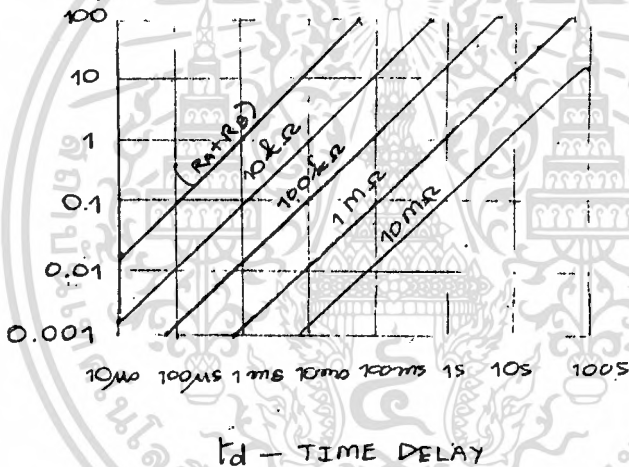
ภาคทาส์นจากหน้าคอนแทคให้เป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม (MONOSTABLE MULTIVIBRATOR)

คลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จากหน้าทองขาวจะมีสัญญาณรบกวนสูงมาก เราจะต้อง มาทำให้รูปคลื่นที่ได้สวยขึ้น คือ เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่แท้จริงโดยผ่านวงจรมอนอสเตเบิล คือ สัญญาณออกมีคลื่นออกมา ๑ ลูก ต่อเมื่อสัญญาณเข้ามีคลื่นเข้า ๑ ลูก เช่นเดียวกัน ในที่นี้เราใช้วงจรมอนอสเตเบิล LM555 เช่นเดียวกัน ด้วยเหตุผล เดิมที่ว่า หนานต่อการใช้งาน ราคาถูก หาซื้อได้ง่าย



ในการทางานวิธีนี้ จะทางานเหมือน "วันช็อต(ONE SHOT)" ตัวเก็บประจุภายนอกจะถูกกำหนดค่าให้คัสซาร์จโดยทรานซิสเตอร์ข้างบน เมื่อมีสัญญาณเทริกที่ระดับค่าคือ น้อยกว่า $\frac{1}{3}$ ของไฟเลี้ยงเข้ามาที่ขา ๒ ฟลิปฟลอป(FLIP FLOP)จะถูกตั้งให้ลัดวงจรตัวเก็บประจุ และให้สัญญาณออกสถานะสูง ค่าคัสคาคร่อมตัวเก็บประจุจะเพิ่มขึ้นอย่าง เอ็กโปเนนเชียล ด้วยค่าบเวลาเท่ากับ $T = 1.1RC$ ซึ่งที่จุดสุดท้ายของคาบเวลานี้จะมีค่าคัสคาประมาณ $\frac{2}{3}$ ของไฟเลี้ยง ต่อจากนั้นตัวเปรียบเทียบ(COMPARATOR)จะกลับสถานะให้ตัวเก็บประจุคัสซาร์จประจุและให้สัญญาณออกแสดงสถานะต่ำ จนกว่าจะมีสัญญาณมาเทริกเหมือนเดิมอีก คูสัญญาณต่าง ๆ ได้จากรูปกราฟ

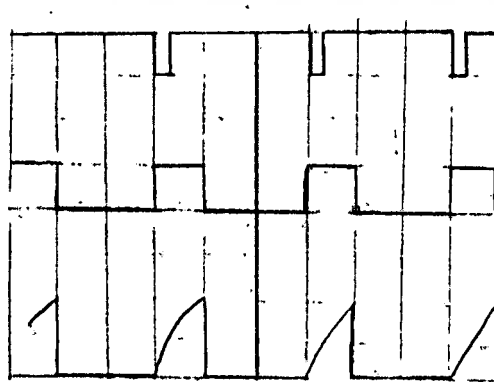
C - CAPACITANCE (MF)



รูปที่ ๔๑ เวลาดีเลย์

ขารูเซ็ทจะต่อกับไฟเลี้ยงเพื่อหลีกเลี่ยงการเทริกที่ผิดพลาด สัญญาณออกได้

จากขา ๓



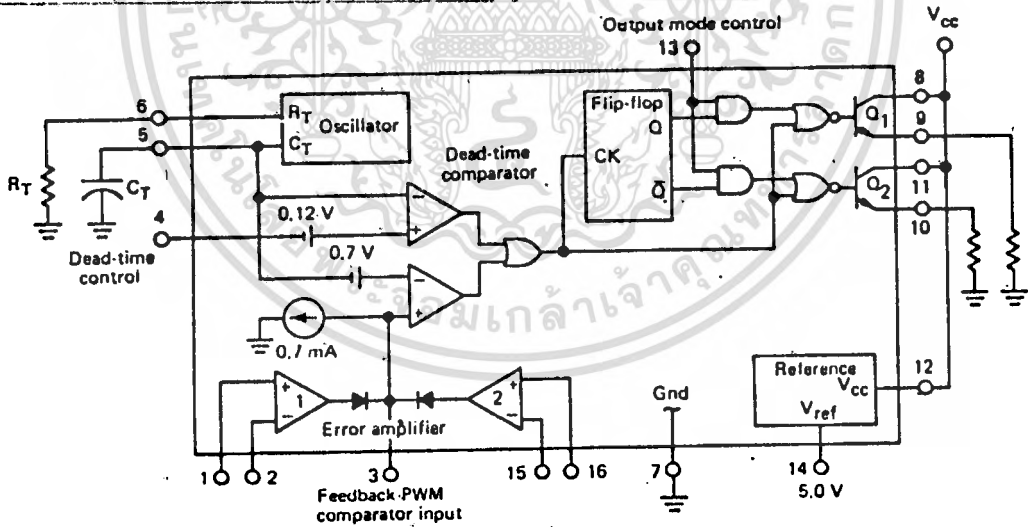
$V_{CC} = 5V$
 $TIME = 0.1 \mu s/DIV$
 $R_A = 91 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$
 TOP TRACE INPUT 5V/DIV
 MIDDLE TRACE OUTPUT 5V/DIV
 BOTTOM TRACE CAPACITOR VOLTAGE 2V/DIV

บทที่ ๓ การคำนวณเพื่อการออกแบบ

การทำงานของ IC TL494

ทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 จะถูกควบคุมโดยขาเอาต์พุตโหมด (ขา ๑๓) โดย
 ถ้าค่าที่เสกค่าอ้างอิงจะทำให้ Q1, Q2 ทำงานสลับกันในช่วงจรสวิตช์ซึ่งแบบพช
 หูล ถ้าต่อควบคุมกับกราวด์ ทั้ง Q1, Q2 จะทำงานขนานกัน นอกจากนี้วงจร
 DEAD TIME COMPARATOR ก็ยังสามารถป้องกันกระแสเกินได้ด้วย โดยวงจร
 ป้องกันกระแสเกินจะทำงานโดยอาศัยแรงดันซึ่งเกิดจากกระแสทาง เอาต์พุต
 ผ่านตัวต้านทานค่า r (ในวงจรแม่จ่าเป็นตัวอย่าง) ที่ต่ออนุกรมไว้ ถ้าหากแรง
 ดันสูงเกินค่าที่ตั้งไว้ เออเรอร์แอมป์ส่วนนี้จะส่งผลาปลด T_{on}
 ของทรานซิสเตอร์

ส่วนลอจิก เกทและฟลิปฟลอป จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของ
 ของทรานซิสเตอร์ Q1, Q2



รูปที่ ๔๔ บล็อกโคะแกรมภายในของตัวควบคุม PWM TL494

จากรูปจะมีแรงดัน 0.12V ต่ออยู่ที่ขาอินพุตคือ DEAD TIME CONTROL
 แรงดันออฟเซทอันนี้จะป้อนเข้าอนอินเวอร์ทิงอินพุตของวงจร DEAD TIME

COMPARATOR ดังนั้นเมื่อแรงดันคร่อม C_c สูงกว่า $0.12V$ คอมพาราเตอร์ก็จะให้เอาต์พุตเป็น "HIGH" และทุกาเซเคลลการอสซีเลท C_c จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่านี้ในคอนตันของสัญญาณแอมป์ทุกลูก ทางเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์จะต้องมีช่วง "LOW" อยู่เสมอ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์หยุดคนากระแสกระแสช่วงนี้เรียกว่า เวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (DEAD TIME) หลังจากนั้นแรงดันที่ขา ๓ จะค่อย ๆ ลดลงสู่ค่าปกติ เพราะ $C1$ จะค่อย ๆ คายประจุผ่าน $R4$ ส่วนค่า $VR1$ และ $C2$ นั้นจะหาหน้าที่กำหนดค่าความถี่ในการทำงานหรือออสซีเลเตอร์ของ TL494 สามารถดูได้จากตารางในภาคผนวก

นอกจาก IC เบอร์ TL494 ก็ยังมี IC เบอร์อื่น ที่ใช้แทนได้ และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกซ์ของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานแบบสวิตซ์ซึ่ง ทุกตัวมีช่วง "ON" จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง "OFF" นานพอ (ที่จะทำให้ออสซีเลทลงได้) ทรานซิสเตอร์จะทำงานเป็นเสมือนสวิตซ์จริง ซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ

วงจร PWM COMPARATOR ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันคร่อม C_c ซึ่งจะรวมกับแรงดันออฟเซ็ทอีก $0.7V$ กับแรงดันจากเอาต์พุตของวงจรเออเรอร์แอมป์ จะสังเกตเห็นว่าที่ขาอนอินเวอร์ตอินพุตของ PWM COMPARATOR จะต่อกับวงจรถักกระแสคงที่ $0.7mA$ เมื่อวงจรเออเรอร์แอมป์ตรวจสอบความแตกต่างได้จะส่งกระแสออกมาหักล้างกับกระแส $0.7mA$ นี้เอาต์พุตของเออเรอร์แอมป์แต่ละชุดจะมีไดโอดคอนดักทอร์อยู่เพื่อทำหน้าที่ชดเชยกับแรงดันที่ขา ๓ (COMPENSATION/PWM COMPARATOR INPUT) จะสามารถควบคุมผลทางเอาต์พุตเช่นเดียวกับส่วนของ DEAD TIME CONTROL

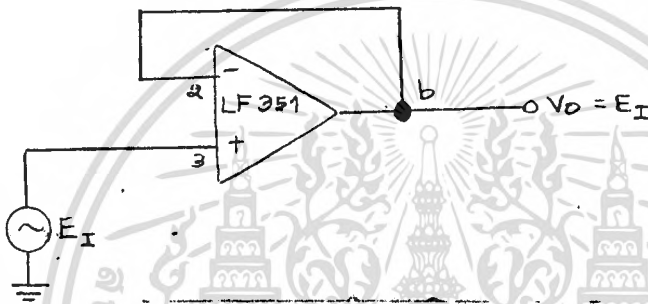
สำหรับวงจรเร็กกูเลทแรงดัน $5V$ เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง (ซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้ $20mA$) -หรือจะจ่ายให้กับวงจรภายนอกก็ได้

การทำงานของวงจร TL494 ค่า $R3, R4, C1$ จะเป็นตัวกำหนด $Q2$ ให้ทำงานด้วยพัลส์แคบ ๆ ก่อน (ถ้าให้ $Q2$ ค่อย "on") โดยต่อระหว่างขา ๒ และขา ๓ (ซึ่งขา ๓ จะเป็นขาคอมมเพนเซท (COMPENSATE)) ซึ่งสามารถลดการกระชากของกระแสทางเอาต์พุตได้ เพราะให้เอาต์พุตของวงจรคอม

พาราเตอร์ข้างบนเป็น "HIGH" Q2 จะผ่านกระแสได้ แต่เมื่อให้แรงดันเข้า ๓
 มีค่าสูงขึ้นมาในคอนแรก(เนื่องจาก C1) จะทำให้ Q2 ค่อยทำงาน ดูรูป
 TIMING DIAGRAM WAVE FORM ของ TL494PWM ที่หัวคอนคัน

วงจรตามศักคาสัญญาณ. (VOLTAGE FOLLOWER)

จากรูปข้างล่าง จะปฏิบัติงานเป็นวงจรตามศักคาสัญญาณนั้นคือ ศักคาสัญญาณออกจะ เปลี่ยนแปลงตามศักคาสัญญาณเข้าทุกประการ



รูปที่ ๔๕ วงจรศักคาสัญญาณ

บางครั้งจะเรียกวงจรดังกล่าวนี้ว่า "วงจรมายาสัญญาณหนึ่ง (UNITY GAIN AMPLIFIER)" หรือ "วงจรถะเทินสัญญาณ (BUFFER AMPLIFIER)" สัญญาณเข้า E_i จะจ่ายเข้าโดยตรงยังขาสัญญาณเข้า (+) และเนื่องจากศักคาระหว่างขาสัญญาณเข้า (+) และ (-) จะถือได้ว่าเป็นศูนย์ และจากภาพทำให้ได้สัญญาณขาออกค่อกับขาสัญญาณเข้า (-) ดังนี้

$$V_o = E_i$$

นั่นคือศักคาสัญญาณออกจะ เท่ากับศักคาสัญญาณเข้าทั้งระดับและ เครื่องหมาย ส่วนค่าขยายศักคาสัญญาณเท่ากับหนึ่ง

$$A_{c1} = V_o/E_i = 1$$

อิมพีแดนซ์จุดสัญญาณเข้า ซึ่งมอง เข้าไปที่ขาสัญญาณเข้าจะมีค่าสูงมาก(หลายเมกกะโอม) ดังนั้นจุดสัญญาณออกและจุดสัญญาณเข้าจะถูกแยกออกจากกัน ซึ่งในกรณีของเราเราใช้ IC LF351 ซึ่งเป็นออปเปอเรชันแนลแอมพลิฟายเออร์ (OPERATIONAL AMPLIFIERS) ซึ่งมีรายละเอียดอยู่ใน

ภาคผนวก

ภาคแยกสัญญาณระหว่างแรงดันต่ำกับแรงดันสูง โดยใช้นึ่งแสง เชื่อมโยง

เราใช้ IC 4N26 OPTO COUPLER เพราะมีคุณสมบัติ

- ๑. สามารถส่งผ่านกระแสได้สูง
- ๒. เป็นตัวแยกศักดาไฟฟ้าสูงได้
- ๓. สวิตช์ได้เร็ว $T_r = 2\mu s, T_f = 2\mu s$

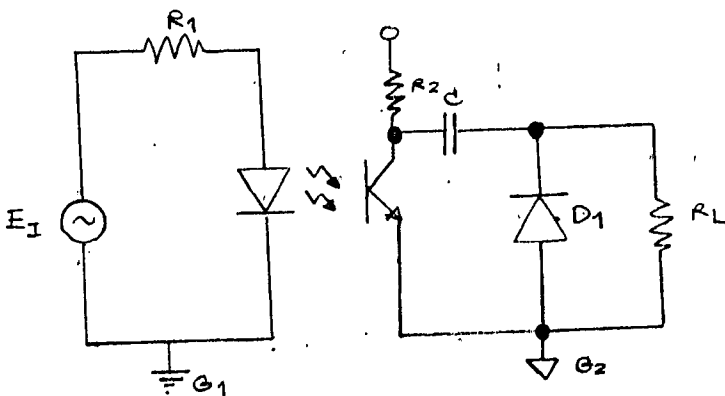
รายละเอียดของ IC 4N26 ใดโรคสามารถทนกระแสต่อเนื่องได้มากที่สุด 80mA เราจึงเลือกค่าความต้านทานขนาด 200 โอห์ม เมื่อขนาดของศักดาที่ป้อนให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาดประมาณ 12 Vp-p ศักดาตกคร่อมมาใดโรคประมาณ 0.6V

ดังนั้นค่ากระแสทางเข้าจะมีประมาณ $(12-0.6)/100(2)^{1/2} = 80\text{mA}$

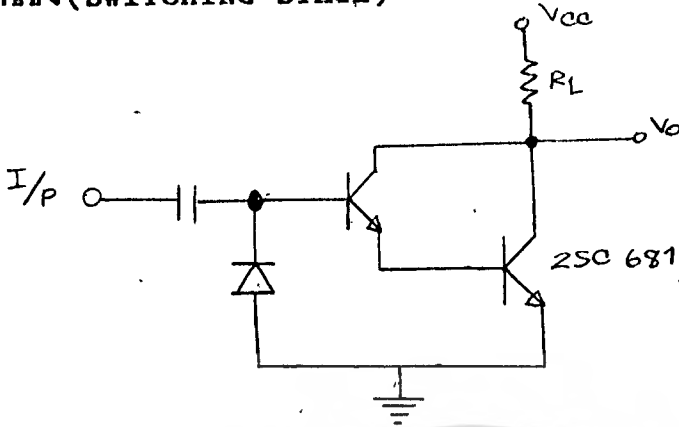
ส่วนทางด้านทรานซิสเตอร์ เราใช้ความต้านทานขนาดประมาณ 820 โอห์ม เพราะถ้ามากหรือน้อยกว่า รูปคลื่นที่ให้เป็นจะไม่เหมาะกับการใช้งาน เพราะค่ากระแสจะไหลน้อยลงและมากเกินไป ทำให้รูปคลื่นขนาดเปลี่ยนแปลงไป ส่วนค่าตัวเก็บประจุ 0.22uF และใดโรคจะต่อเป็นวงจรถองความถี่สูงผ่านใดโรค ยังเป็นตัวกระตุ้นให้ทรานซิสเตอร์ภาคต่อไปทำงาน

เราใช้อุปกรณ์เบลออร์นี้ จะทำให้แรงสามารถแยกกราวด์ ภาคศักดาต่ำและสูงออกจากกันได้โดยเด็ดขาด และดีกว่าหม้อแปลงแยกธรรมดา หรือหม้อแปลงฟิลต์ที่มีราคาแพง

รูปทรานซิสเตอร์ OPTO COUPLER



ภาคสวิตช์ซิ่ง (SWITCHING STAGE)



รูปที่ ๔๗ ภาคสวิตช์ซิ่ง

จกวงจรถัดรูป เราใช้ทรานซิสเตอร์ 2SC681 เป็นตัวสวิตช์ซิ่งที่มีคุณสมบัติตามภาคผนวก

งานการาใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวนั้น กระแสที่ขาคอลเลคเตอร์มีค่าน้อยในการขับโหลดแบบลงทางาน ซึ่งทำให้ได้เอาต์พุตน้อย เราจึงใช้วงจรถัดลงนี้ ซึ่งจะใส่กระแสขาคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้น วิธีนี้ทำให้เราได้เอาต์พุตทางภาคไฟแรงสูงเพิ่มมากขึ้น ส่วนครอคนั้นต้องเป็นสวิตช์ซิ่งใดก็ได้ เพราะต้องสามารถป้องกันกระแสและศักดาบ้อนกลับจากคอยล์ทางอินพุตของหม้อแปลงได้ ซึ่งจะมีค่าประมาณ 3A, 100V ทรานซิสเตอร์จึงเป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่จะสามารถทนกระแสสูง ๆ ได้โดยไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย

คำนวณการพันคอยล์ (แกน EI เบอร์ 50)

OUTPUT 200 V D.C. 1A P=200 W
 INPUT 12 V.

STEP 1 $V_{in\ min} = 12 \times 1.4 = 16.8\ V_{dc}$
 $I_{pp} = 2 P_{out} / [V_{in\ min} \times d_{max}]$
 $= 2 \times 200 / [16.8 \times 0.45]$
 $= 52.9\ A$

STEP 2 $K = V_{in\ max} / V_{in\ min}$

$$\begin{aligned}
 V_{in \max} &= 12 \times 1.4 = 16.8 \text{ Vdc} \\
 K &= 16.8/16.8 = 1 \\
 d_{\min} &= d_{\max}/(1-d_{\max})K + d_{\max} \\
 &= 0.45/[(1-0.45) + 0.45] \\
 &= 0.45
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{STEP 3 } L_p &= V_{in \min} d_{\max}/[I_{pp} f] \\
 &= 16.8 \times 0.45/[52.9 \times 20 \times 10^3] \\
 &= 7.1 \text{ uH}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{STEP 4 } A_e &= 1.45 \text{ cm.} \times 1.45 \text{ cm.} \\
 &= 2.10 \text{ cm}^2 \\
 A_c &= (3.35 \text{ cm.} \times 3.35 \text{ cm.}) - (1.75 \text{ cm.} \times \\
 & \quad 1.75 \text{ cm.}) \\
 &= 11.22 \text{ cm}^2 - 3.06 \text{ cm}^2 \\
 &= 8.16^2
 \end{aligned}$$

$$A_e A_c = 17.136 \text{ cm}^4$$

$$\begin{aligned}
 \text{STEP 5 } I_g &= (0.4 \text{ Pi } I_{pp}^2) \times 10^9/[A_e B^2 \\
 & \quad \text{max}] \\
 &= 0.4 \times 3.14 \times 7.1 \times 10^{-6} \times \\
 & \quad 2798.91 \times 10^9/[2.1 \times 2722500] \\
 &= 0.436 \text{ cm.}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{STEP 6 } N_p &= (L_p I_{pp})10^9/A_c B_{\max} \\
 &= 7.1 \times 10^{-6} \times 52.9 \times 10^9/[2.10 \times \\
 & \quad 1650] \\
 &= 10.83 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 N_p &= B_{\max} \times I_g/0.4 \text{ Pi } I_{pp} \\
 &= 1650 \times 0.436/[0.4 \times 3.14 \times 52.9] \\
 &= 10.82 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{STEP 7} \quad N_s &= N_p(V_{out} + V_p) (1-d_{max}) / \\
 & \quad [V_{in} \min d_{max}] \\
 &= 10.8(200 + 1)(1-0.45) / [16.8 \times \\
 & \quad 0.45] \\
 &= 157.92 \quad \text{รอบ} \\
 N_{sf} &= 10.8(12+1)(1-0.45) / [16.8 \times \\
 & \quad 0.45] \\
 &= 10.21 \quad \text{รอบ}
 \end{aligned}$$

วงจรนี้จากการทดลองเราใช้ค่า C 0.1 uf 650V คร่อมค่านปฐมภูมิ เพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ สัญญาณที่ค่านปฐมภูมิจะใกล้เคียงกับคลื่นรูปซายน์ ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าดังสมการ

$$f_{resonance} = 1/(LC)^{1/2}$$

โดยเพิ่มค่า C นั้นเอง

ไดโอดเรกติไฟร์ และฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์

$$\begin{aligned}
 D1 \text{ จะต้องมีแรงดันย้อนกลับได้} &= 1.2 V_{in}(N_s/N_p) \\
 &= 1.2 \times 16.8(158/11) \\
 &= 298.57 \text{ volt}
 \end{aligned}$$

แต่เราเพื่อไว้สองเท่าโดยใช้ทนค่าสักค่า 400V 3A 2 ตัวอนุกรมกัน

$$\begin{aligned}
 C_{out} &= \sqrt{I_{out}} / (8f \sqrt{V_{out}}) \\
 I_{out} &= 0.25 I_1; \quad I_1 = \text{กระแสเอาต์พุตที่กำหนด} \\
 \sqrt{V_{out}} &= \text{สักค่ากระเพื่อมที่ยอมรับได้} \\
 f &= \text{ความถี่ในการสวิตช์} \\
 C_{out} &= 0.25 \times 2 / (8 \times 20 \times 10^3 \times 10) \\
 & \quad ; \text{ถ้าที่ } \sqrt{V_{out}} = 10V \\
 &= 0.3125 \text{ uf}
 \end{aligned}$$

$$C_{out} = 0.25 \times 2/8 \times 20 \times 10^3 \times 5$$

$$; \text{ถ้าให้ } V_{out} = 5V$$

$$= 0,625 \text{ uf}$$

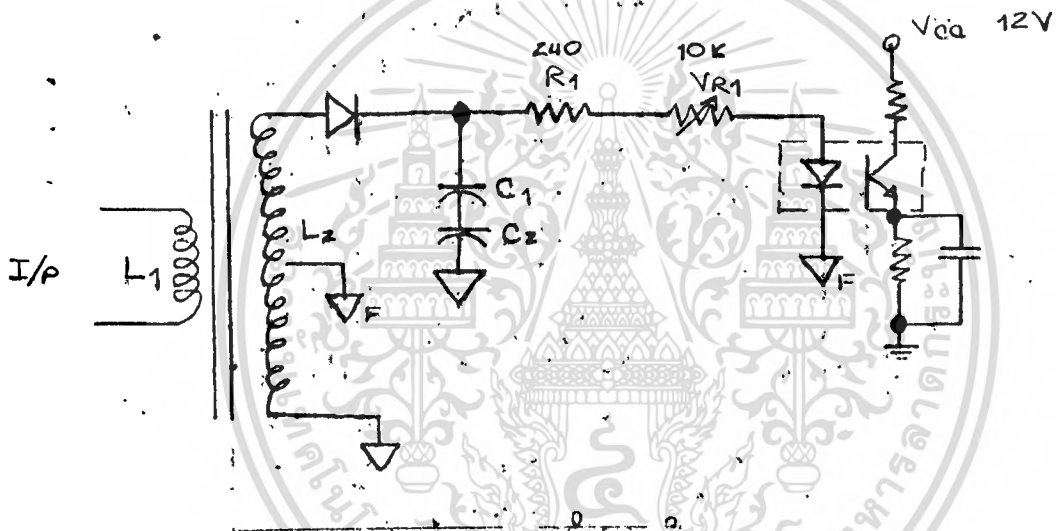
ใช้ค่า C ค่า 2.2uf 450V 2ตัวอนุกรมเพื่อให้เห็นค่าศักดาได้ 900 V

$$ESR_{max} = V_{out} / I_{out}$$

$$= 5 / [0.25 \times 2]$$

$$= 10 \text{ โวลท์}$$

ภาคควบคุมย้อนกลับ(Feedback Control)



รูปที่ ๔๖ วงจรภาคควบคุมย้อนกลับ

จากรูปเราจะเชื่อมลวดที่ขดลวดทุติยภูมิ เพื่อหาเป็นกราวด์ของวงจรควบคุมย้อนกลับ กระแสจะผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์ ตัวเก็บประจุ 47uf 25V 2 ตัวอนุกรมกัน เพื่อเรกติไฟเออร์ให้พลัสเป็นโพสิทีฟ (ตัวเก็บประจุต้องไม่มากเกินใบมีดนั้นความไวในการรับจะช้าลง) ความต้านทาน R1 และ VR1 นั้นเราคิดจากกระแสอินพุทไดโอดของออปโตคัปเบิลอร์

$$I_{Dmax} = 80 \text{ ma}$$

$$V_{in} = 30 \text{ V}$$

$$R = 30 - 0.6 / (80 \times 10^{-3} \times 2^{1/2})$$

$$= 259.9 \text{ โวลต์}$$

$$= 260 \text{ โวลต์}$$

ในที่นี้เราใช้ค่า 240 โวลต์ สำหรับ R1 และ VR1 = 10K เพื่อปรับค่า Vout

ภาคกำเนิดความถี่ (ASTABLE MULTIVIBRATOR)

ความเร็วรอบรถยนต์สูงสุดประมาณ ๖,๐๐๐ รอบต่อนาที

ความถี่ของการปิด-เปิดหน้าของขาจะเป็น ๒ เท่าของความเร็วรอบของเครื่องยนต์ เพราะฉะนั้น ความถี่ในการสวิทช์ เท่ากับ $6,000 \times 2 = 12,000$ รอบต่อนาที

หากให้เป็นหน่วยเฮิรตซ์ (HERTZ) $= 12,000/60 = 200$ รอบต่อวินาที

จากสูตร $f = 1.44 / \{(Ra + 2Rb)C\}$

ให้ $C = 1$ ไมโครฟารัด (MICROFARAD)

(เป็นช่วงที่เหมาะสมกับความถี่นี้ หาได้จาก data sheet)

แทนค่า $200 = 1.44 / \{[Ra + 2Rb]1 \times 10^{-6}\}$

$$Ra + 2Rb = 1.44 \times 10^6 / 200$$

$$Ra + 2Rb = 7.2K$$

ให้ $Rb = 1K$

เพราะฉะนั้น $Ra = 5.1K$

แต่เราจะใช้ความต้านทานปรับค่าได้ 10K แทนทั้ง ๒ ค่า เพื่อการปรับงานที่ความถี่ต่าง ๆ

ภาคทาคสั่งให้ เป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม (MONOSTABLE MULTIVIBRATOR)

ที่ ๑,๐๐๐ รอบต่อนาที หรือ ๓๓ เฮิรตซ์ ใต้คาบเวลา = 50 ms

ที่ ๖,๐๐๐ รอบต่อนาที หรือ ๒๐๐ เฮิรตซ์ ใต้คาบเวลา = 5 ms

เราต้องการ $t_{on} = 3 \text{ ms}$ เป็นระยะเวลาที่เหมาะสมในการสะสมพลังงานผ่านคอยล์

เราคำนวณได้จากสมการ

$$t_{on} = 1.1 R_a C$$

ให้ $C = 0.1 \mu f$

(เป็นช่วงที่เหมาะสมกับความถี่ที่หาได้จาก data sheet)

แทนค่า $3 \times 10^{-9} = 1.1 R_a \times 0.1 \times 10^{-6}$

$$R_a = 27 K$$

เราใช้ค่า $R_a = 22K$ กับ VR 50V

วงจร RC SNUBBERS

หาค่า C

$$\begin{aligned} C &= I_c (t_r + t_f) / V_{ce} \\ &= 2(0.5 + 2) \times 10^{-6} / 200 \\ &= 25 \text{ nf} \end{aligned}$$

ใช้ค่าที่มีขายคือ 22nf 630WV

$$\begin{aligned} t_{on} &= d_{max} / f \\ &= 0.4 \times 10^{-3} / 20 \\ &= 0.02 \times 10^{-3} \\ &= 20 \mu s \\ R_{24} &= t_{on} / 3C \\ &= 20 \times 10^{-6} / [3 \times 0.22 \times 10^{-6}] \\ &= 303 \text{ ohm} \end{aligned}$$

ใช้ค่าที่มีขาย = 300 ohm

ตรวจสอบกระแสคาบประจุ

$$\begin{aligned} I_{dis} &= 200 / 300 \\ &= 0.67 \text{ A} > 25\% \text{ ของ } I_c \end{aligned}$$

หาค่า R ทั้งหมด $R_{24} = V_{ce} / [0.25 I_c]$

$$\begin{aligned} &= 200 / [0.25 \times 2] \\ &= 400 \text{ ohm} \end{aligned}$$

ค่าที่มิชาย = 430 ohm

$$Pr = C Vce^2 f/2$$

$$= (0.025 \times 10^{-6}) 200^2 20 \times 10^3/2$$

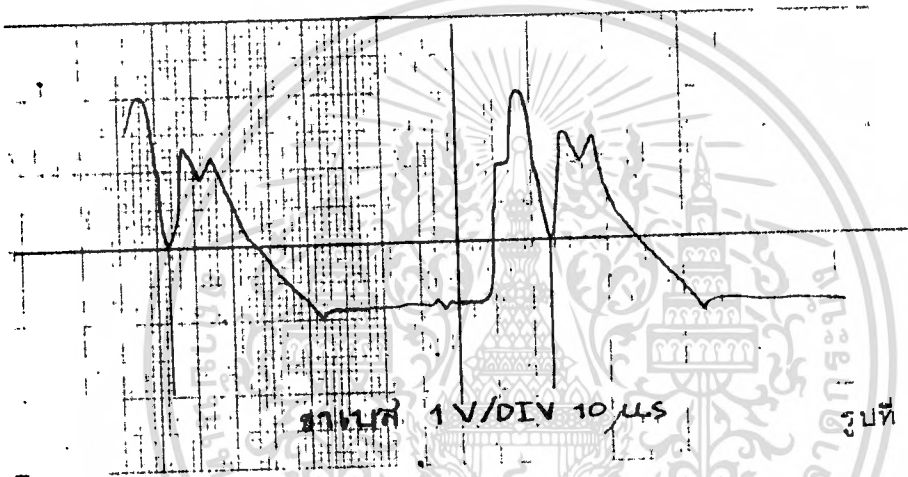
$$= 10 \text{ W}$$

D11-D14 ทนศักดาได้ 300V ทนกระแสได้ 3A



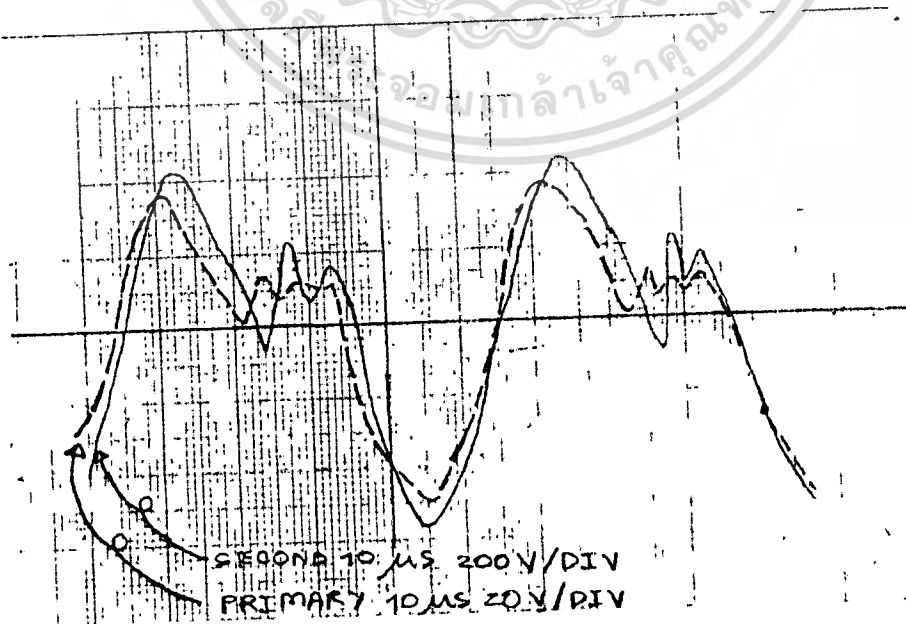
ภาคสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายส์

เราใช้ PWM ในการตั้งค่าศักดาไฟฟ้าให้มีค่าสูงขึ้นก่อนจะนำไปจ่ายให้กับ วงจรสวิตซ์ที่จ่ายให้กับหัวเทียน โดยเราเลือก PWM เบอร์ TL494 ปรับความถี่ ของออสซิลเลเตอร์ใน IC TL494 ให้มีความถี่ 20 KHZ โดยปรับค่า VR1 จาก นั้นก็ต่อมาถึงบัฟเฟอร์แอมป์แล้วเข้าออบเรคตึบเบลอร์ก่อนจ่ายให้กับขาเบสของ ทรานซิสเตอร์ เราวัดสัญญาณที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ได้ดังรูป

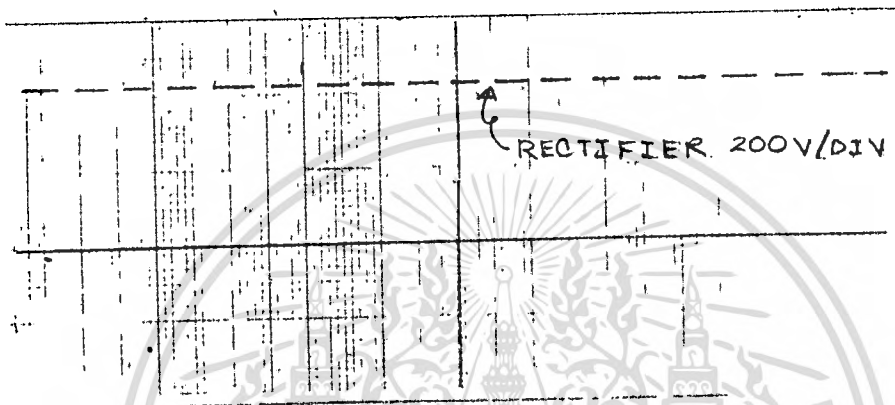


รูปที่ ๔๕ สัญญาณขาเบ

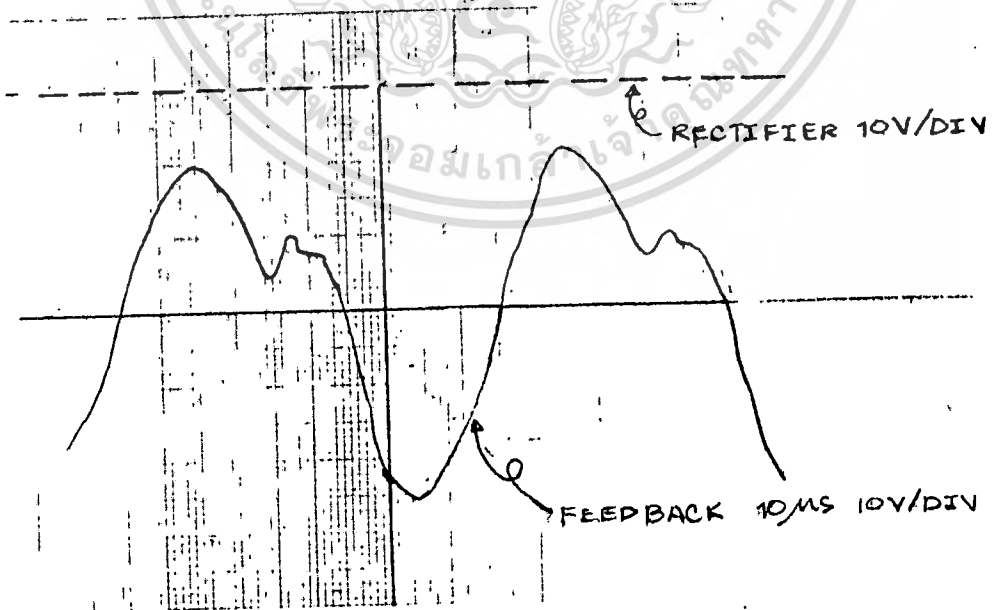
และศักดาตกคร่อมทางด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิเป็นดังรูป



ครุงส่วนที่มีหยักอยู่มีคณน้อยนั้น เป็นผลที่เกิดจาก ความถี่นั้นคลาดเคลื่อน
 จากความถี่รีซแนนซ์ของหม้อแปลง เพียง เล็กน้อยเท่านั้น ไม่มีผลเมื่อ
 ผ่านไครอดเรคตีไฟร์ และการกรองของตัวเก็บประจุแล้ว ก็จะได้ค่าไฟตรงที่
 เรียบไม่มีริพเพิล โดยสามารถรับค่าศักค่าไฟตรงที่ได้จาก VR3(10K) ซึ่งเป็น
 ตัวต้านทานฟิคแบ็ค ๖ที่มีค่าตั้งแต่ 100-400 VDC โดยประมาณ



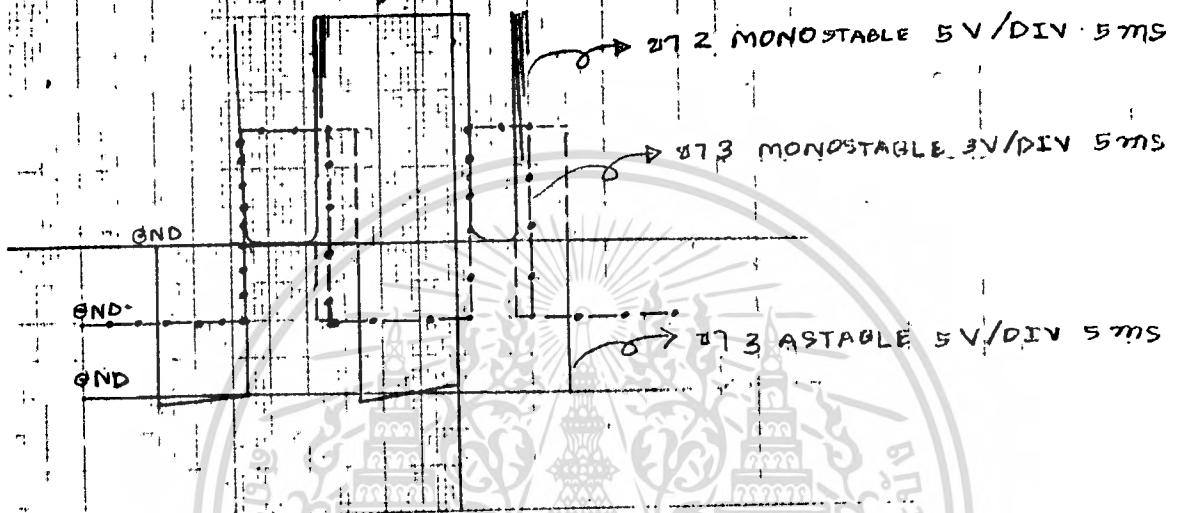
รูปที่ ๕๑ เอาท์พุทของหม้อแปลงเมื่อเรคตีไฟร์
 เช่นเดียวกันกับขดลวดฟิคแบ็ค ซึ่งมีกราวด์แยกอยู่ต่างหาก ๖ที่ได้จากวงจร
 จะได้รูปกราฟคล้ายกันกับขดลวดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ แต่มีศักค่าต่ำกว่าดังรูป



รูปที่ ๕๒ รูปคลื่นฟิคแบ็ค

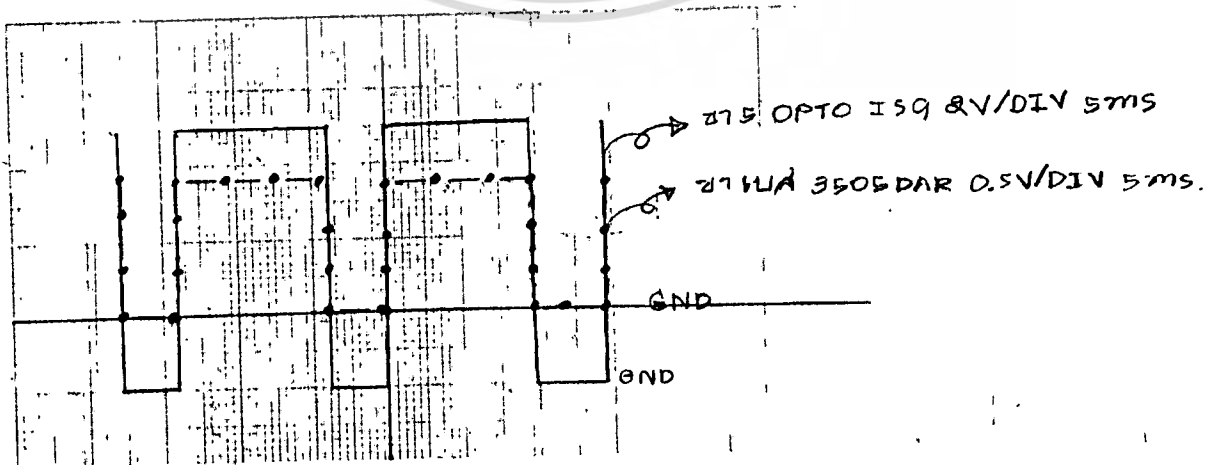
ภาคอะอสเตเบิล และ ภาคโมโนสเตเบิล

วัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทของ อะอสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ อินพุท และ
เอาต์พุทของ โมโนสเตเบิลที่ความถี่ประมาณ 80KHZ ซึ่งก็ประมาณ
2000-3000 RPM ของเครื่องยนต์



รูปที่ ๔๓ รูปคลื่นอะอสเตเบิลและโมโนสเตเบิล

ที่ขาเอาต์พุทของโมโนสเตเบิล จะสังเกตเห็นเส้นเข้บลาหากับขมู่ นั่นก็
คือค่า ton ค่าสุดและสูงสุดที่สามารถปรับได้ที่ VR6(50K) เป็นการปรับเวลา
ชาร์จ C14 นั่นเอง ต่อมาก็คือรูปของสัญญาณของ เอาต์พุทของออปโตคัปเบลอร์
ขา ๔ และขาเบสของทรานซิสเตอร์คาร์ลิงตัน 2SC3505

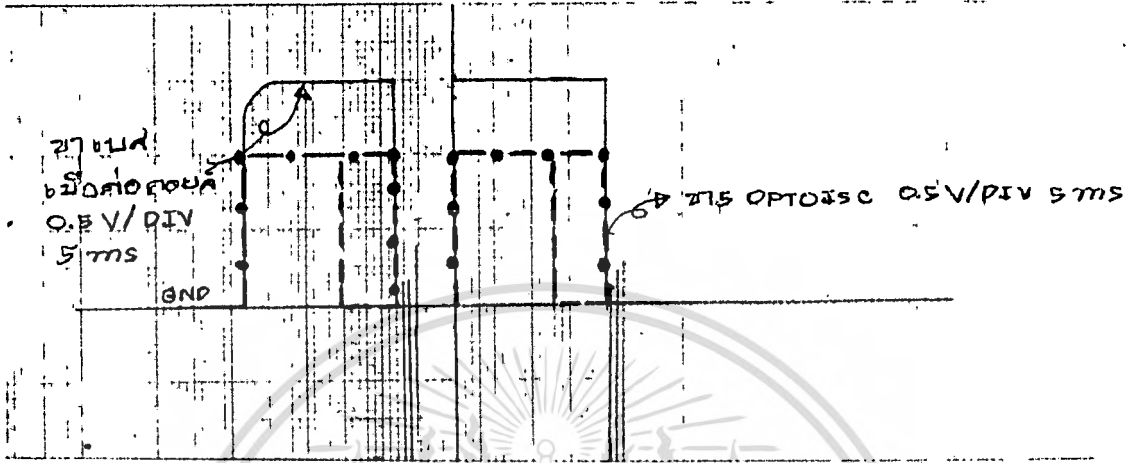


รูปที่ ๔๔ รูปคลื่นขาเบสและเอาต์พุทของออปโตคัปเบลอร์

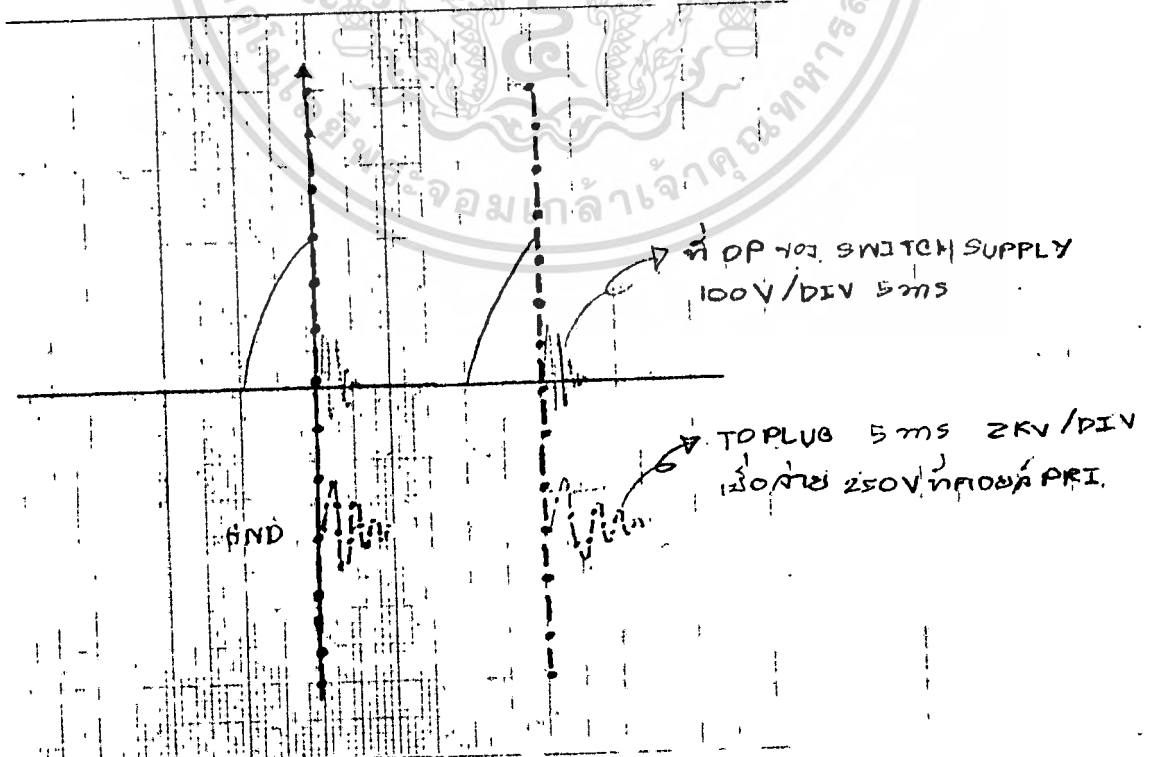
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นเซปลา นั้นเกิดจากการปรับ VR5(10K) ต่อมาคือ รูปสัญญาณของ
 เอาท์พุทของออปโตคัปเบลอร์ชา ๕ และชาเบสของทรานซิสเตอร์คาร์ลิงตัน
 2SC3505 เมื่อต่อกับโหลดที่เป็นคอยล์ซึ่งก็คือคอยล์รถยนต์นั่นเอง



รูปที่ ๕๕ รูปคลื่นชาเบสและเอาท์พุทของออปโตคัปเบลอร์ เมื่อใช้โหลดเป็นคอยล์
 เส้นเซปลา ก็เช่นเดียวกันกับเมื่อตอนยังไม่ใส่โหลดคือ ปรับค่า
 VR5(10K) ที่ toff ของชาเบสจะมีรฟเฟิลเล็กน้อย เกิดจากผลของการสะสม
 พลังงานของโหลดที่เป็นคอยล์ ต่อไปนี้ก็คือรูปของ เอาท์พุทของคอยล์รถยนต์ที่จ่าย
 ไปยังหัวเทียน และรูปของเอาท์พุทของภาคสวิทช์ซึ่งซับซ้อนยิ่งขึ้น



จะสังเกตเห็นว่าเมื่อเอาท์พุทคอยล์ถึงกระแสแม่ ค่าศักดาของซีพหลายส์ จะตกลงเป็นศูนย์ แล้วค่อย ๆ ขึ้นเป็นเอ็กโปเนนเชียล(EXPONENTIAL) นั้น เพราะกระแสคอยล์ ๖ อัดประจุให้ตัวเก็บประจุที่กรองาพนั่นเอง และที่มันมีค่าขึ้น ลง เช่นนี้สลับกันไปก็เนื่องมาจากพลังงานแม่พอนการจ่าย ค่า เอาท์พุทที่ออกมา อยู่ประมาณ 15,000 - 20,000 จวลต์ ซึ่งก็สามารถใช้งานได้จริงกับ เครื่องยนต์ ประกษาพสปาร์ค(SPARK)เป็นสีม่วง ระยะประมาณ 1 เซ็นติเมตร



บทที่ ๕ บทสรุปและวิจารณ์

บริษัทยาพันธ์ฉบับนี้ เป็นการเสนอรายละเอียดของ เครื่องจักร เบ็คอิ เล็ก
ทรอนิกส์ แบบใช้หน้าทองขาวช่วยด้วย

โครงการนี้สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้อย่างกว้างขวาง โดยเฉพาะ
รถยนต์รุ่นเก่าที่ใช้หน้าทองขาวช่วยในการจุดระเบิดอยู่ จะทำให้เครื่องยนต์มี
กำลังเผาไหม้ได้สมบูรณ์

จากผลการทดลองจะเห็นว่า เอาท์พุทของสวิทช์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลายสื่อนั้น
จ่ายพลังงานได้ไม่เพียงพอ แต่เนื่องจากงานวิจัยนี้ต้องทำเพียงคนเดียวจึงไม่มี
เวลาที่จะปรับปรุงแก้ไขวงจรในช่วงเวลาอันจำกัดได้ และได้ศึกษามาบ้างพอ
สมควรจึงขอเสนอแนวทางแก้ไขวงจรโดยเปลี่ยนวงจรการแปลงพลังงาน จาก
แบบ พลายแบคคอนเวอร์เตอร์ มาเป็นแบบ พอร์เร็คคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะ
สามารถให้พลังงานทางด้านเอาท์พุทเพิ่มขึ้นอีก เป็นเท่าตัว เพราะว่าวงจรเดิม
นั้นจะตัดลูกคลื่นไซน์เพียงซีกบวกเท่านั้นมาซี แต่ถ้าใช้วงจรพอร์เร็คนี้จะใช้
ลูกคลื่นไซน์ทั้งทางซีกบวกและซีกลบ รวมทั้งใช้ค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสม
การกรองเอาให้เป็นเอาตรง คือใช้ค่าไม่มากเกินไป ซึ่งจะก่อให้เกิดเสียเวลาใน
การอัคประจุ

ปัญหาอีกอย่างก็คือ รีเลย์ที่ทำหน้าที่แทนหน้าทองขาวในรถยนต์นั้น ไม่มี
เสถียรภาพในการทำงาน คือให้ความถี่ไม่แน่นอน และทำงานที่ความถี่สูงสุด
เพียง 100HZ ซึ่งความจริงแล้วจะต้องใช้ถึง 200HZ โดยประมาณ ข้อนี้ก็ยังมีแนว
ทางแก้ไขก็คือใช้รีเลย์ชนิดสเตรีย จะช่วยลดการสปาร์คที่หน้าคอนแทคทำให้เกิด
เป็นรอยขึ้น และจะเป็นผลให้ไม่มีเสถียรภาพในการทำงานครั้งต่อไปเพราะนา
กระแสได้ไม่สมบูรณ์ นอกจากนี้ยังมีปัญหาเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร โดยเฉพาะ
เฉพาะอุปกรณ์ทางด้านสวิทช์ซึ่งความถี่สูง เช่น ทรานซิสเตอร์ ไดโอด ซึ่งจะหา
ซื้อตามสเปคที่ต้องการในเมืองไทยได้ยากมาก จะต้องมีการคัดแปลงเล็กน้อย
ก่อนนำมาใช้งาน เช่น ไดโอดแบบพื้นตัวเร็ว ในเมืองไทยมีขายแบบทนแรงดัน
ได้น้อย เราจึงนำมาค่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มอัตราความทนแรงดันสูงสุด ปัญหาปลีก

ย่อยก็มีพวก แบคเตอร์รี่ ทางคณะก็มีอยู่มาก แต่ใช้การแล้วไม่ได้ทั้งนั้น เนื่องจาก
จากไม่มีคาร์ดิโอไฟและ เต็มน้ำหนักสิ้นในระยะเวลาที่เหมาะสม ทางผู้จัดทำก็
ได้ประสบกับปัญหาอันนี้มาด้วยตัวเอง เนื่องจากทั้งไว้เป็นระยะเวลาหลายเดือน
แบคเตอร์รี่จึง เสีย ต้องขอขอบคุณ คุณปริญญา วัจนะสิมากร ผู้เอื้อเพื่อแบคเตอร์
รี่ลูกแรก คุณสุเทพ เน่าถาวร จากร้านยন্ত্রแสงเอนเตอร์ไพร์ส วรจักร ผู้ให้
ยืมแบคเตอร์รี่ลูกต่อมา ผู้จัดทำมีข้อแนะนำในการใช้แบคเตอร์รี่จากการทำ
ปริญญาณพนธ์นี้ คือ ต้องคาร์ดิโอไฟ และตรวจเช็คน้ำหนักรด น้ำกลั่น ทุก ๖ ๒
อาทิตย์เป็นอย่างต่ำ เพื่อไม่ให้แบคเตอร์รี่เสียหาย

**ข้อดีข้อเสียของวงจรสวิตซ์ซึ่ง เร็วกว่าเรเตอร์ที่คิดว่างจร เร็วกว่าเรเตอร์แบบลิเนีย
เร็วกว่าเรเตอร์**

- ข้อดี**
๑. ทำให้น้ำหนักเบาลง เพราะทรานซิสเตอร์และคาปาซิเตอร์มีขนาดเล็ก ลง รวมทั้งแผ่นระบายความร้อนก็มีขนาดเล็กลงด้วย
 ๒. ประสิทธิภาพจะสูงขึ้น เนื่องจากการสูญเสียในรูปของความร้อนจะน้อยลง
 ๓. ง่ายต่อการออกแบบวงจร
 ๔. ราคาลดต่ำลงด้วย

- ข้อเสีย**
๑. อุปกรณ์ เช่น ฟิลส์ทรานสปอร์เมอร์ สวิตซ์ซึ่งทรานซิสเตอร์ สวิตซ์ซึ่งใดออก ในประเทศไทยยังไม่แพร่หลายทำให้หาของยากและราคาค่อนข้างแพง
 ๒. เนื่องจากวงจรสวิตซ์ซึ่งทำงานที่ความถี่สูง ดังนั้น ปัญหาจากสัญญาณรบกวนจึงมีค่าค่อนข้างมาก



LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES TL494M, TL494I, TL494C, TL494C-WIDE TEMP, TL495I, TL495C PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

BULLETIN NO. DL-5 12620, JUNE 1978 (REVISED JUNE 1979)

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead-Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply
- Circuit Architecture Provides Easy Synchronization
- On-Chip 39-V Zener (TL495 Only)
- External Control of Output Steering (TL495 Only)

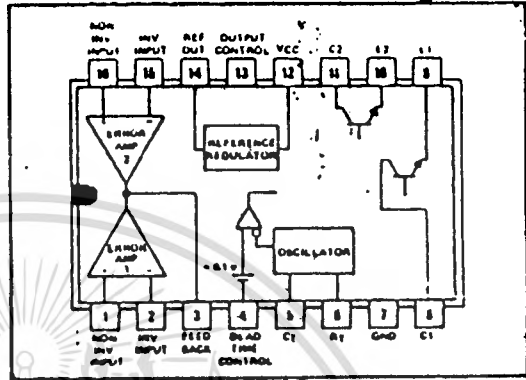
description

The TL494 incorporates on a single monolithic chip all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit. Designed primarily for power supply control, the TL494 contains an on-chip 5-volt regulator, two error amplifiers, adjustable oscillator, dead-time control comparator, flip-flop, and output control circuitry. The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. Push-pull or single-ended output operation may be selected through the output control function. The architecture of the TL494 prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation. The internal amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 volt to $V_{CC} - 2$ volts. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time unless externally altered. The on-chip oscillator may be bypassed by terminating R_T (pin 6) to the reference output and providing a sawtooth input to C_T (pin 5), or it may be used to drive the common TL494 circuitry and provide a sawtooth input for associated control circuitry in synchronous multiple-rail power supplies.

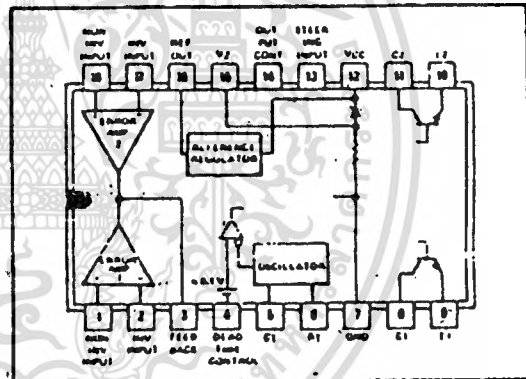
The TL495 provides the identical functions found in the TL494. In addition the TL495 contains an on-chip 39-volt zener-diode for high-voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop.

The TL494M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The TL494I and TL495I are characterized for operation from -25°C to 85°C . The TL494C and the TL495C are characterized for operation from 0°C to 70°C .

TL494M...J
TL494I, TL494C...J OR N
DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



TL495I, TL495C...J OR N
DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)

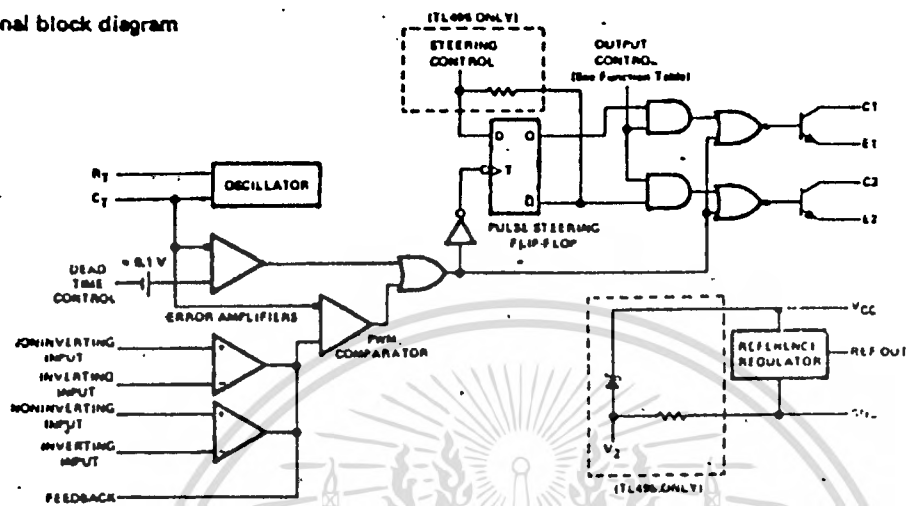


FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT FUNCTION
OUTPUT CONTROL	STEERING INPUT (TL495 only)	
Grounded	Open	Single-ended or parallel output
At V_{ref}	Open	Normal push-pull operation
At V_{ref}	$V_I < 0.4 \text{ V}$	PWM Output at O1
At V_{ref}	$V_I > 2.4 \text{ V}$	PWM Output at O2

TYPES TL494M, TL494I, TL494C,
TL494C-WIDE TEMP, TL4951, TL495C
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

functional block diagram



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL494M	TL494I TL4951	TL494C TL495C	TL494C- WIDE	UNIT
Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	41	41	41	41	v
Amplifier input voltages, V _I	V _{CC} + 0.3	V _{CC} + 0.3	V _{CC} + 0.3	V _{CC} + 0.3	v
Collector output voltage	41	41	41	41	v
Collector output current	250	250	250	250	mA
Continuous total dissipation at (for below) 25°C free-air temperature (see Note 2)	1000	1000	1000	1000	mW
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	-20 to 80	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 60 seconds: J package	300	300	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 10 seconds: N package		260	260	260	°C

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T _A
J	1000 mW	8.2 mW/°C	28°C
N	1000 mW	8.2 mW/°C	41°C

recommended operating conditions

	TL494M		TL494I TL4951		TL494C TL495C		TL494C- WIDE		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	7	40	7	40	7	40	7	40	v
Amplifier input voltages, V _I	-0.3	V _{CC} - 2	-0.3	V _{CC} - 2	-0.3	V _{CC} - 2	-0.3	V _{CC} - 2	v
Collector output voltage, V _O		40		40		40		40	v
Collector output current (each transistor)		200		200		200		200	mA
Current into feedback terminal		0.3		0.3		0.3		0.3	mA
Timing capacitor, C _T	0.47	10,000	0.47	10,000	0.47	10,000	0.47	10,000	nF
Timing resistor, R _T	1.8	500	1.8	500	1.8	500	1.8	500	kΩ
Oscillator frequency	1	300	1	300	1	300	1	300	kHz
Operating free-air temperature, T _A	-55	125	-25	85	0	70	-20	80	°C

WIDE TEMP. TL4951, TL495C
YPES TL494M, TL4941, TL494C,
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, VCC = 15 V, f = 10 kHz (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	TL494M			TL4941, TL4951, TL494C, TL495C			UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
Output voltage (V _{ref})	I _O = 1 mA	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
Input regulation	VCC = 7 V to 40 V, T _A = 25°C		2	25		2	25	mV
Output regulation	I _O = 1 to 10 mA, T _A = 25°C		1	15		1	15	mV
Output voltage change with temperature	ΔT _A = MIN to MAX		0.2	1		0.2	1	%
Short-circuit output current ³	V _{ref} = 0	10	35	50		35		mA

oscillator section

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	MIN	TYP ²	MAX	UNIT
Frequency	C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ			10	kHz
Standard deviation of frequency ⁴	All values of VCC, C _T , R _T , T _A constant			10	%
Frequency change with voltage	VCC = 7 V to 40 V, T _A = 25°C			0.1	%
Frequency change with temperature	C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ, ΔT _A = MIN to MAX			2	%

dead-time control section (see figure 3)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ²	MAX	UNIT
Input bias current (pin 4)	V _I = 0 to 5.25 V		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V _I (pin 4) = 0	45			%
Input threshold voltage (pin 4)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle	0			

error-amplifier sections

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ²	MAX	UNIT
Input offset voltage	V _O (pin 3) = 2.5 V		2	10	mV
Input offset current	V _O (pin 3) = 2.5 V		25	250	nA
Input bias current	V _O (pin 3) = 2.5 V		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	VCC = 7 V to 40 V	-0.3 to VCC-2			V
Open-loop voltage amplification	ΔV _O = 3 V, V _O = 0.5 V to 3.5 V	70	95		dB
Unity-gain bandwidth			800		kHz
Common-mode rejection ratio	VCC = 40 V, T _A = 25°C	85	80		dB
Output sink current (pin 3)	V _{ID} = -15 mV to -5 V, V _I (pin 3) = 0.7 V	0.3	0.7		mA
Output source current (pin 3)	V _{ID} = 15 mV to 5 V, V _I (pin 3) = 3.5 V	-2			mA

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494M			TL4941, TL4951, TL494C, TL495C			UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
Collector off-state current	V _{CE} = 40 V, VCC = 40 V		2	100		2	100	μA
Emitter off-state current	VCC = V _C = 40 V, V _E = 0		-150			-100		μA
Collector-emitter saturation voltage	Common-emitter	V _E = 0, I _C = 200 mA	1.1	1.5	1.1	1.3		V
	Emitter follower	V _C = 15 V, I _E = -200 mA	1.5	2.5	1.5	2.5		V
Output control input current	V _I = V _{ref}		3.5			3.5		mA

For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

All typical values except for temperature coefficients are at T_A = 25°C.

Duration of the short circuit should not exceed one second.

⁴Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula σ =

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N-1}}$$

TYPES TL494M, TL494I, TL494C TL494C-WIDE TEMP, TL495I, TL495C PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

pwm comparator section (see figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Input threshold voltage (pin 3)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (pin 3)	$V(\text{pin } 3) = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA

steering control (TL495 only)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
Input current	$V_1 = 0.4\text{ V}$		-200	μA
	$V_1 = 2.4\text{ V}$		200	

zener-diode circuit (TL495 only)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Breakdown voltage	$V_{CC} = 41\text{ V}$, $I_Z = 2\text{ mA}$		39		V
Sink current	$V(\text{pin } 15) = 1\text{ V}$		0.3		mA

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Standby supply current	Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	$V(\text{pin } 4) = 2\text{ V}$, See Figure 1		7.9		mA

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Output voltage rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Output voltage fall time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		25	100	ns
Output voltage rise time			100	200	ns
Output voltage fall time			40	100	ns

¹ All typical values except for temperature coefficients are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

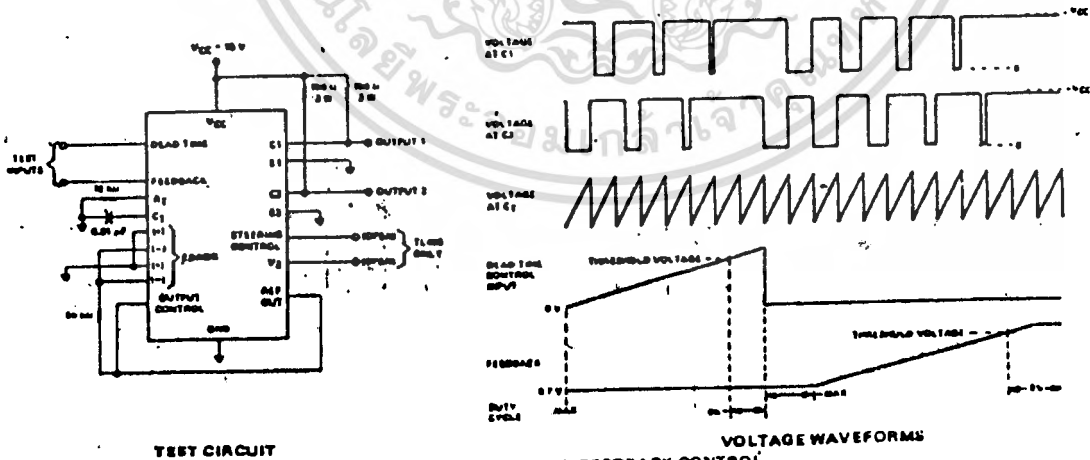


FIGURE 1—DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL



**National
Semiconductor**

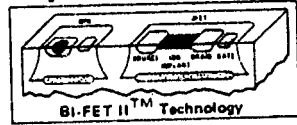
LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applica-

Operational Amplifiers/Buffers

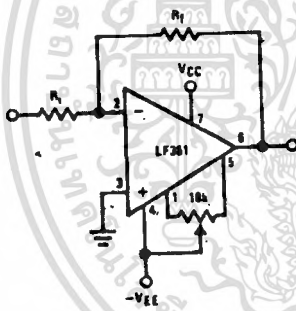


tions where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply current is important, however, the LF351 is the better choice.

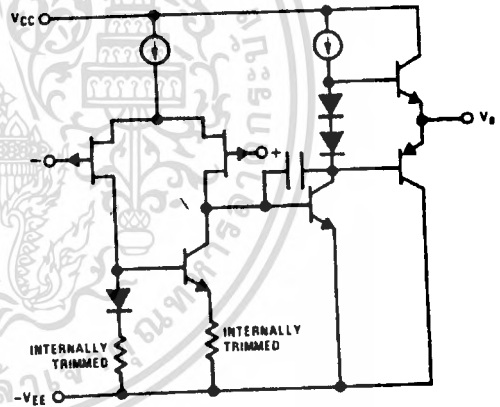
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹² Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20V_{p-p}$, $BW = 20Hz-20kHz$ <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

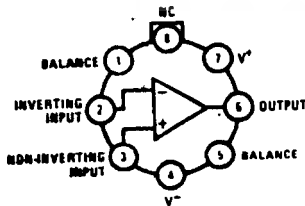


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

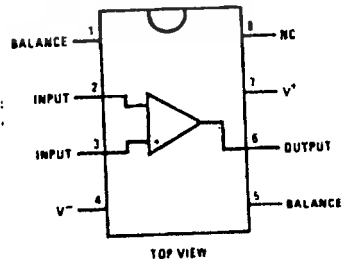
Metal Can Package



Note: Pin 4 connected to case.

Order Number LF351H
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LF351N
See NS Package N08A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _J (MAX)	115°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	10 13	mV mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 4) T _J < 70°C		25	100 4	pA nA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 4) T _J < 70°C		50	200 8	pA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²		Ω
AV _{OL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2kΩ Over Temperature	25	100		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S < 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I _S	Supply Current			1.8	3.4	mA

AC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
SR	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C		13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C		4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000Hz		16		nV/√Hz
I _n	Equivalent Input Noise Current	T _J = 25°C, f = 1000Hz		0.01		pA/√Hz

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case.

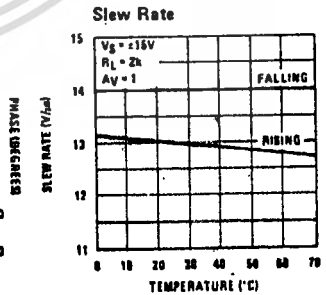
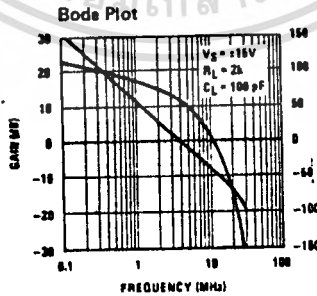
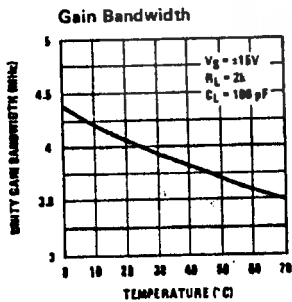
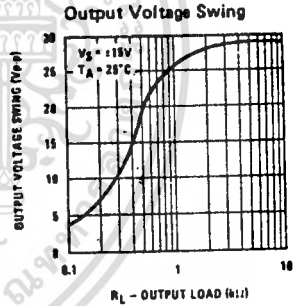
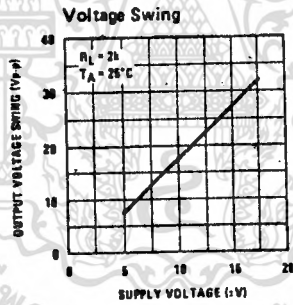
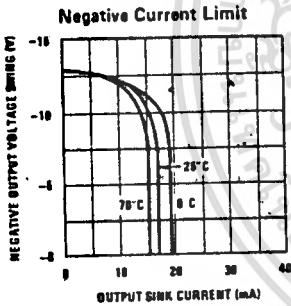
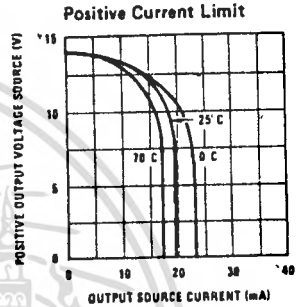
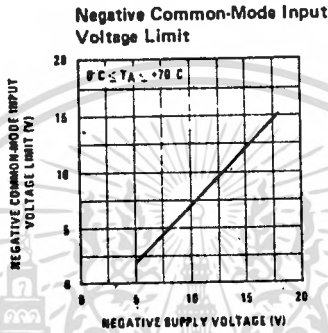
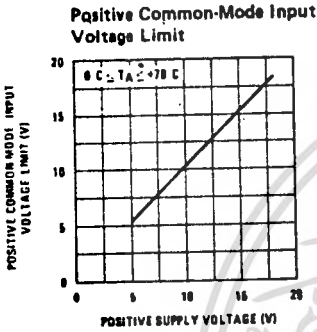
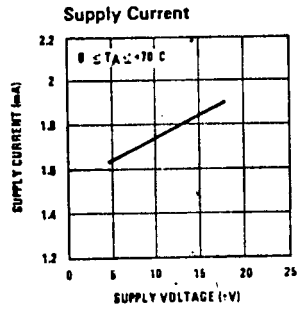
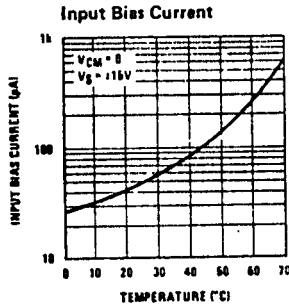
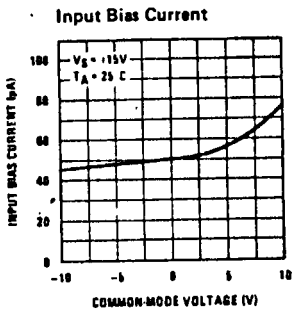
Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C < T_A < +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.

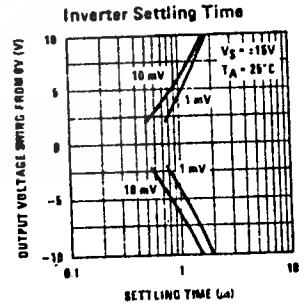
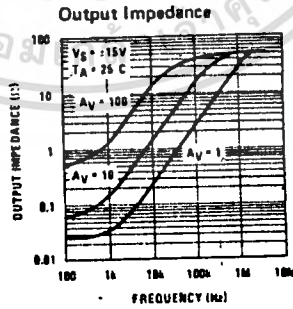
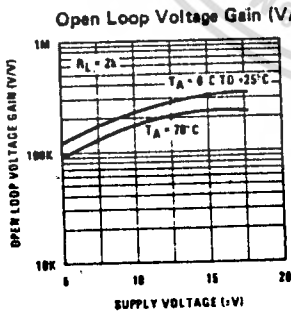
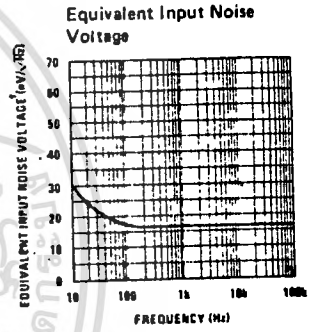
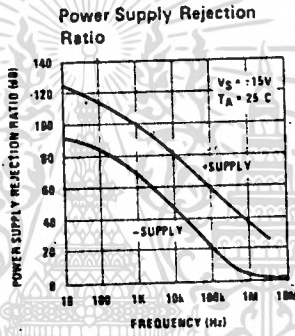
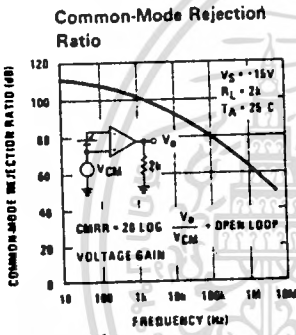
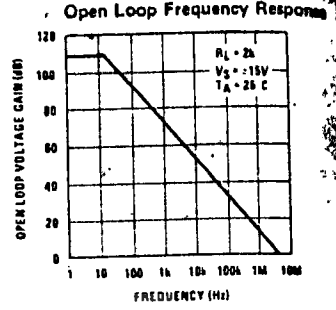
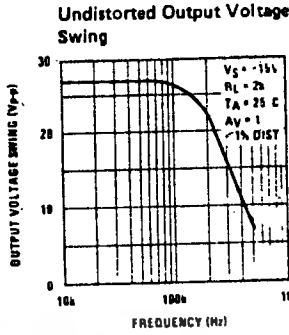
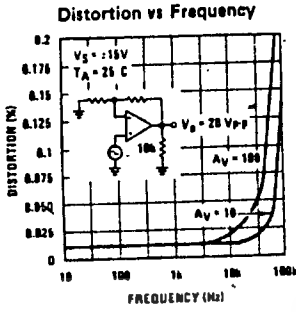
Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

Typical Performance Characteristics



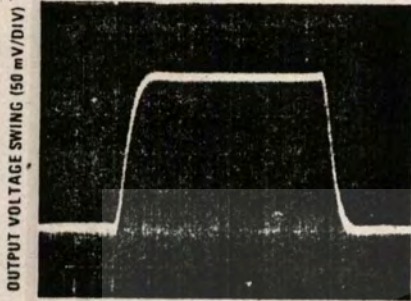
Typical Performance Characteristics (Continued)



Pulse Response

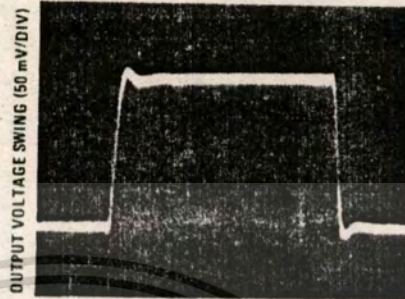
LF351

Small Signal Inverting



TIME (0.2 μs/DIV)

Small Signal Non-Inverting



TIME (0.2 μs/DIV)

Large Signal Inverting



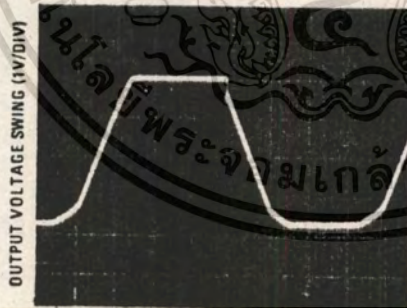
TIME (2 μs/DIV)

Large Signal Non-Inverting



TIME (2 μs/DIV)

Current Limit ($R_L = 100\Omega$)



TIME (5 μs/DIV)

3

Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be

allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a

Application Hints (Continued)

high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 4V$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF351 will drive a 2 k Ω load resistance to $\pm 10V$ over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed

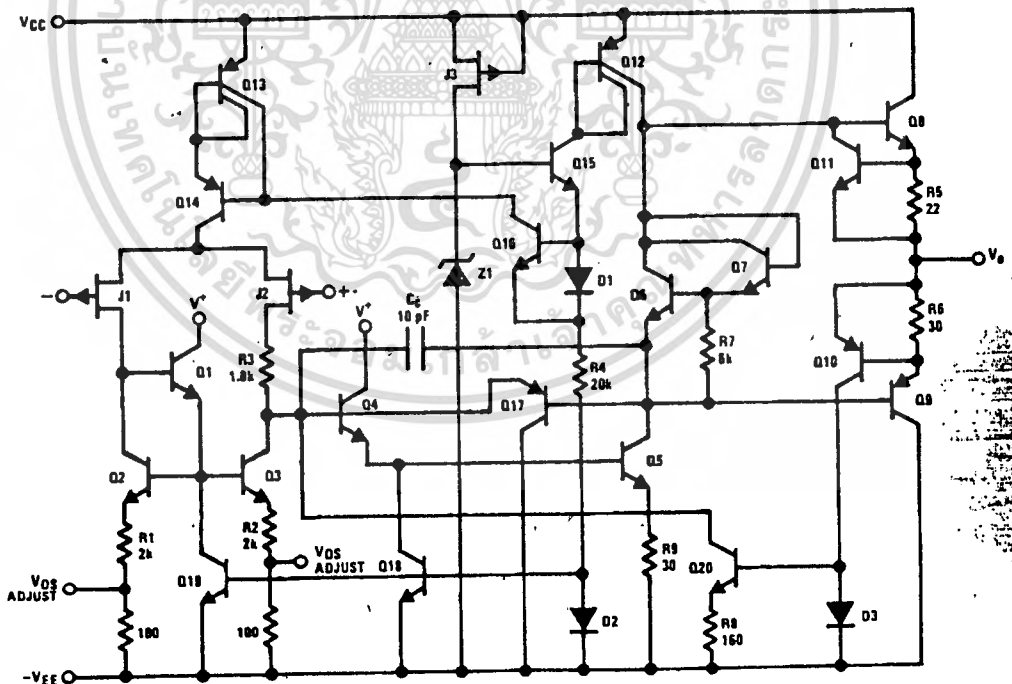
backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit. *

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

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

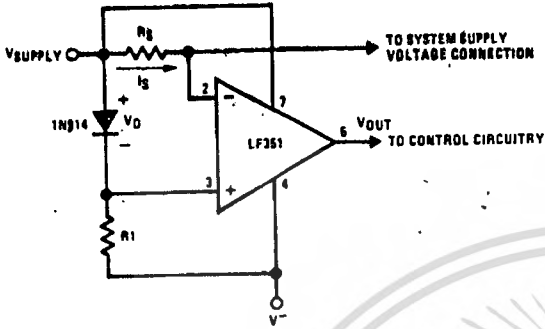
A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Detailed Schematic



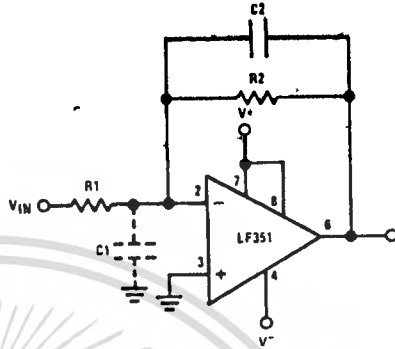
Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



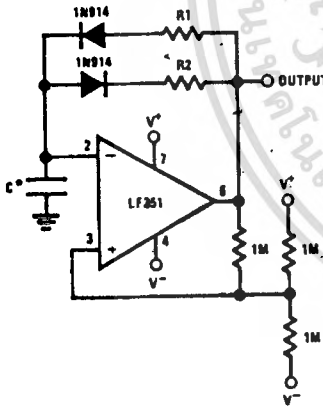
• V_{OUT} switches high when R₂I_S > V_D

Hi-Z_{IN} Inverting Amplifier



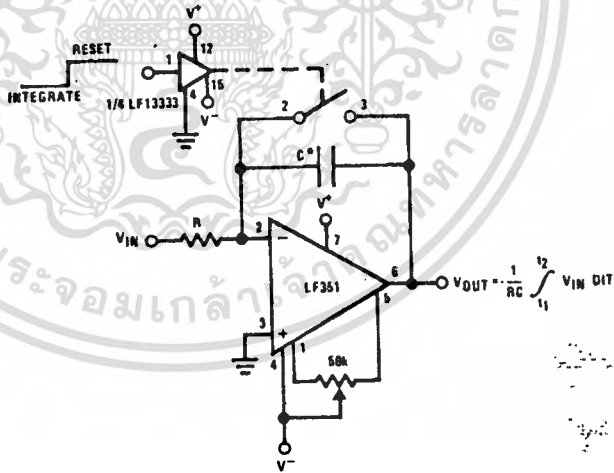
Parasitic input capacitance C₁ (3 pF for LF351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add C₂ such that: R₂C₂ ≥ R₁C₁.

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- t_{OUTPUT HIGH} = R₁C ln $\frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
 - t_{OUTPUT LOW} = R₂C ln $\frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
- where V_S = V⁺ + IV⁻
- * low leakage capacitor

Long Time Integrator



- Low leakage capacitor
- 50k pot used for less sensitive V_{OS} adjust

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

**NPN PHOTOTRANSISTORS AND
PN INFRARED EMITTING DIODES**

... gallium arsenide LED optically coupled to silicon phototransistors designed for applications requiring electrical isolation, high-current transfer ratios, small package size and low cost; such as interfacing and coupling systems, phase and feedback controls, solid-state relays and general-purpose switching circuits.

- High Isolation Voltage — $V_{ISO} = 7500 \text{ V (Min)}$
- High Collector Output Current
@ $I_F = 10 \text{ mA}$ —
 $I_C = 5.0 \text{ mA (Typ)} - 4N25, 4N26$
 $2.0 \text{ mA (Typ)} - 4N27, 4N28$
- Economical, Compact, Dual-In-Line Package
- Excellent Frequency Response —
300 kHz (Typ)
- Fast Switching Times @ $I_C = 10 \text{ mA}$
 $t_{on} = 0.87 \mu\text{s (Typ)} - 4N25, 4N26$
 $2.1 \mu\text{s (Typ)} - 4N27, 4N28$
 $t_{off} = 11 \mu\text{s (Typ)} - 4N25, 4N26$
 $5.0 \mu\text{s (Typ)} - 4N27, 4N28$
- 4N25A is UL Recognized
File Number E54915

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

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INFRARED-EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS

Reverse Voltage	V_R	3.0	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 μs , 2.0% Duty Cycle	I_F	3.0	Amp
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Transistor Derate above 25°C	P_D	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

PHOTOTRANSISTOR MAXIMUM RATINGS

Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7.0	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	70	Volts
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Diode Derate above 25°C	P_D	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

TOTAL DEVICE RATINGS

Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Equal Power Dissipation in Each Element Derate above 25°C	P_D	250	mW
		3.3	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	T_J	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)		260	$^\circ\text{C}$

*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 — MAXIMUM POWER DISSIPATION

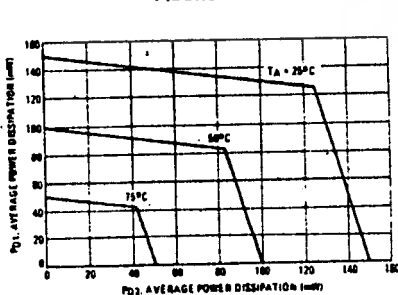
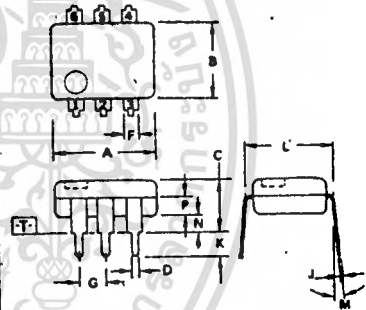
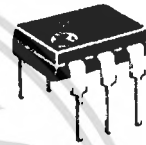


Figure 1 is based upon using limit values in the equation
 $T_{J1} - T_A = R_{\theta JA} (P_{D1} + K_{\theta} P_{D2})$
 where
 T_{J1} Junction Temperature (100°C)
 T_A Ambient Temperature
 $R_{\theta JA}$ Junction to Ambient Thermal Resistance (500°C/W)
 P_{D1} Power Dissipation in One Chip
 P_{D2} Power Dissipation in Other Chip
 K_{θ} Thermal Coupling Coefficient (20%)
 Example
 With $P_{D1} = 90 \text{ mW}$ in the LED
 @ $T_A = 50^\circ\text{C}$, the transistor
 P_{D2} must be less than 50 mW

**4N25, 4N25A
4N26
4N27
4N28**

**OPTO
COUPLER/ISOLATOR
TRANSISTOR OUTPUT**



STYLE 1:

- 1. ANODE
- 2. CATHODE
- 3. NC
- 4. EMITTER
- 5. COLLECTOR
- 6. BASE

NOTES:

1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS.
2. [Symbol] IS SEATING PLANE.
3. POSITIONAL TOLERANCES FOR LEADS:
[Symbol] 0.13 (0.005) [Symbol] 0.13 (0.005)
4. DIMENSION D TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.6, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.13	8.89	0.320	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.92	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.54	3.81	0.100	0.150
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0.50	1.50	0.015	0.060
N	0.38	2.54	0.015	0.100
P	1.27	2.03	0.050	0.080

CASE 730A-01

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Reverse Leakage Current ($V_R = 3.0\text{ V}$, $R_L = 1.0\text{ M ohms}$)	I_R	-	0.005	100	μA
*Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	-	1.2	1.6	Volts
Capacitance ($V_R = 0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C	-	40	-	pF

PHOTOTRANSISTOR CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ and $I_F = 0$ unless otherwise noted)

*Collector-Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, Base Open)	4N25, A, 4N26, 4N27 4N28	I_{CEO}	-	3.5	50 100	nA
*Collector-Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$, Emitter Open)		I_{CBO}	-	-	20	nA
*Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\ \mu\text{A}$, $I_E = 0$)		$V_{(BR)CBO}$	70	-	-	Volts
*Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0\text{ mA}$, $I_B = 0$)		$V_{(BR)CEO}$	30	-	-	Volts
*Emitter-Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\ \mu\text{A}$, $I_B = 0$)		$V_{(BR)ECO}$	7.0	8.0	-	Volts
DC Current Gain ($V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $I_C = 500\ \mu\text{A}$)		h_{FE}	-	325	-	-

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

*Collector Output Current (1) ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $I_B = 0$)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	I_C	2.0 1.0	5.0 2.0	-	mA
Isolation Surge Voltage (2, 5) 160 Hz Peak ac, 5 Seconds (60 Hz Peak) (60 Hz RMS for 1 Second) (3)	*4N25, A *4N26, 4N27 *4N28 *4N25A	V_{ISO}	7500 2500 1500 500 1775	-	-	Volts
Isolation Resistance (2) ($V = 500\text{ V}$)			-	10^{11}	-	Ohms
*Collector-Emitter Saturation ($I_C = 2.0\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	-	0.2	0.5	Volts
Isolation Capacitance (2) ($V = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)			-	0.5	-	pF
Bandwidth (4) ($I_C = 2.0\text{ mA}$, $R_L = 100\text{ ohms}$, Figure 11 (2))			-	300	-	kHz

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	t_d	-	0.07 0.10	-	μs
Rise Time (Figures 6 and 8)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	t_r	-	0.8 2.0	-	μs
Storage Time ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	t_s	-	4.0 2.0	-	μs
Fall Time (Figures 7 and 8)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	t_f	-	8.0 8.0	-	μs

* indicates JEDEC Registered Data

(1) Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 20\%$

(2) For this test LED pins 1 and 2 are common and phototransistor pins 4, 5, and 6 are common.

(3) RMS Volts, 60 Hz. For this test, pins 1, 2, and 3 are common and pins 4, 5, and 6 are common.

(4) I_F adjusted to yield $I_C = 2.0\text{ mA}$ and $t_s = 2.0\text{ mA p-p}$ at 10 kHz.

(5) Isolation Surge Voltage, V_{ISO} , is an internal device dielectric breakdown rating.

DC CURRENT TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 2 - 4N25, A, 4N26

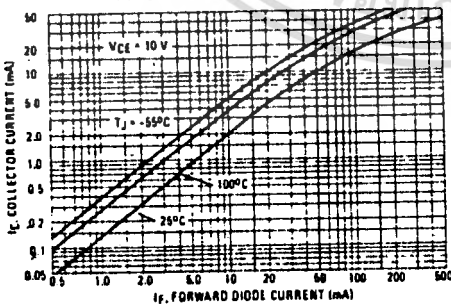
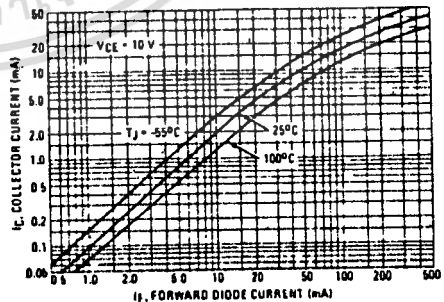


FIGURE 3 - 4N27, 4N28



4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 4 - FORWARD CHARACTERISTICS

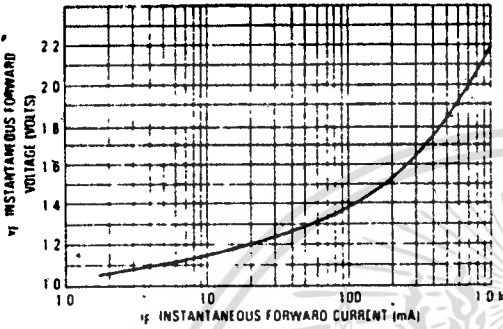


FIGURE 5 - COLLECTOR SATURATION VOLTAGE

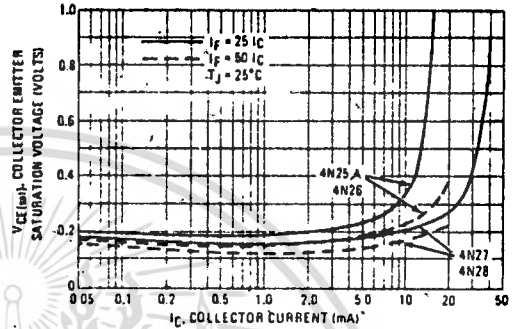


FIGURE 6 - TURN-ON TIME

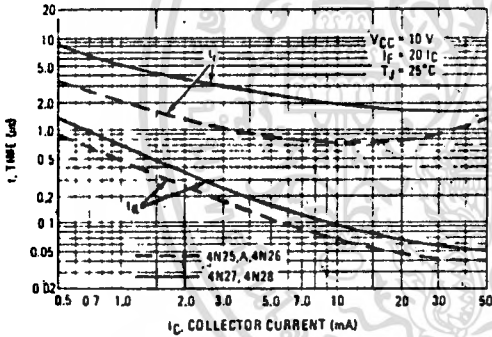


FIGURE 7 - TURN-OFF TIME

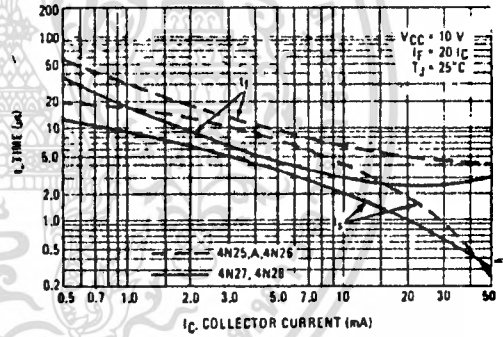


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

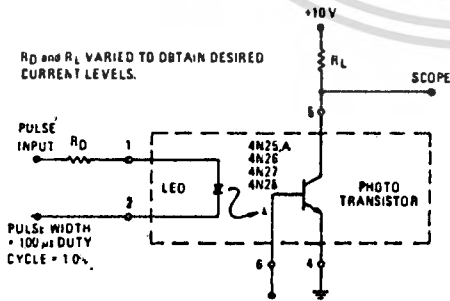
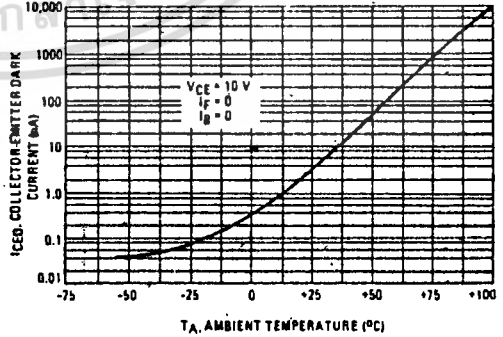


FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE



4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

FIGURE 11 - FREQUENCY RESPONSE TEST CIRCUIT

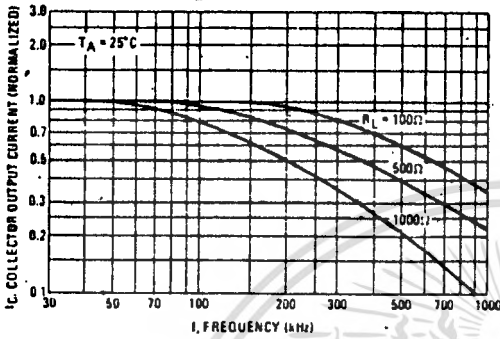
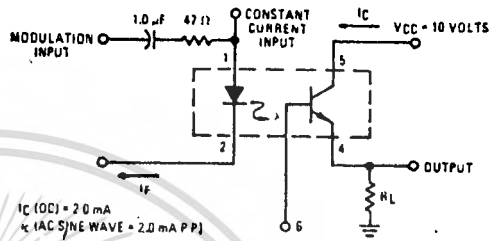


FIGURE 10 - FREQUENCY RESPONSE



TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 12 - ISOLATED M TTL TO MOS (P-CHANNEL) LEVEL TRANSLATOR

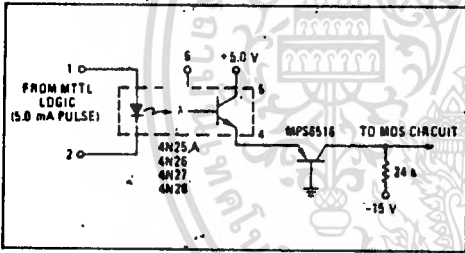


FIGURE 13 - COMPUTER/PERIPHERAL INTERCONNECT

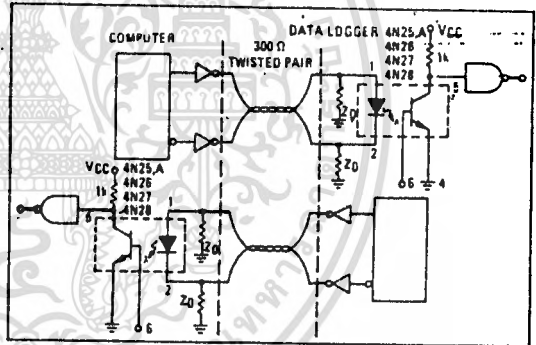


FIGURE 14 - POWER AMPLIFIER

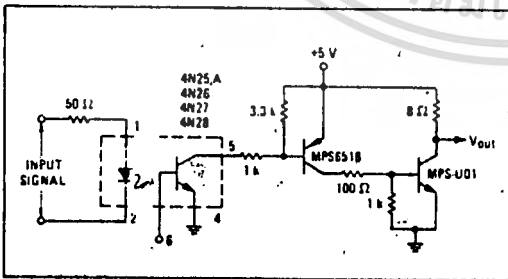
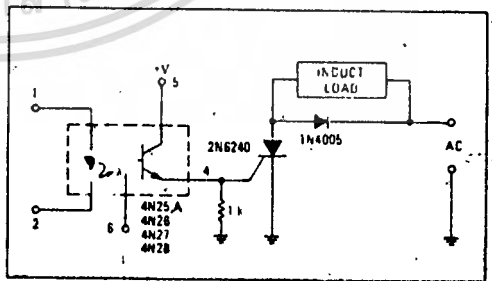


FIGURE 15 - INTERFACE BETWEEN LOGIC AND LOAD





Functional Blocks

LM555/LM555C timer general description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

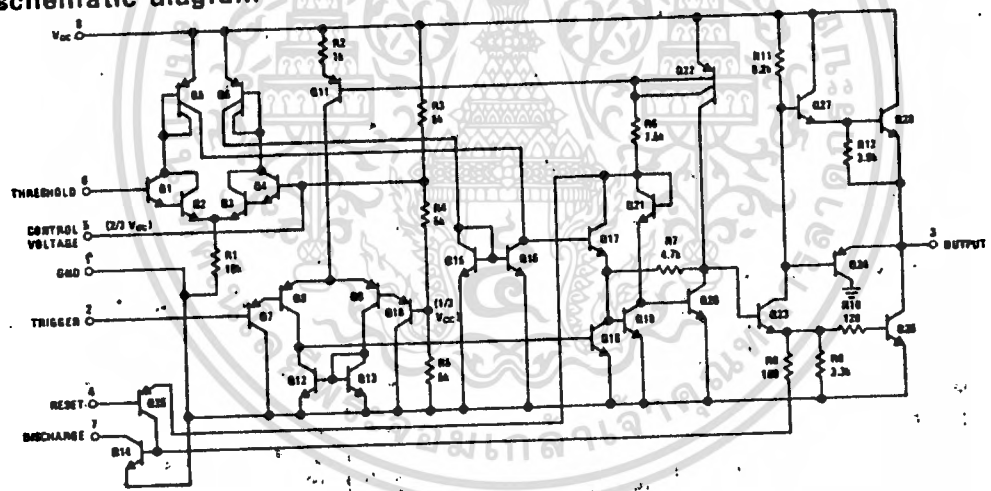
features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

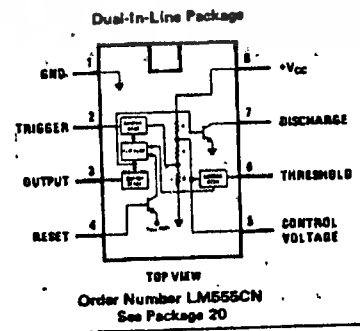
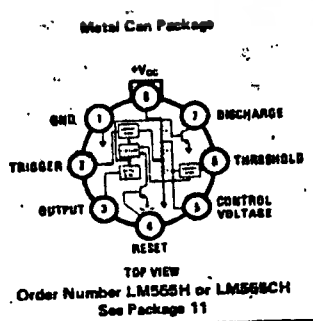
applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

schematic diagram



connection diagrams



4

absolute maximum ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	8 15	mA mA
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy			0.5	2		1		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to 100k , $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 3)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5	3.0		1.5		%
Drift with Supply			0.05	0.2		0.1		%/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		$\approx V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	6 1.67	5.2 1.8	5 1.67			V V
Trigger Current			0.5			0.5		μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1			0.1		mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.8 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_T = 15\text{mA}$		150			180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_T = 4.5\text{mA}$		70			80		mV
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{\text{SINK}} = 8\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2 2.5	0.15 0.6 2.2		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V V V V
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	13 3	12.8 13.3 3.3		12.75 13.3 2.76	12.8 13.3 3.3		V V V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +45°C/W junction to case for TO-5 and +150°C/W junction to ambient for both packages.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

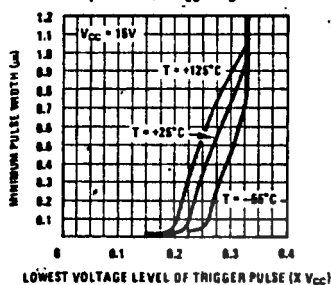
Note 3: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

Note 4: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20 M Ω .

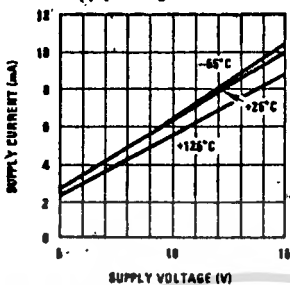
Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

typical performance characteristics

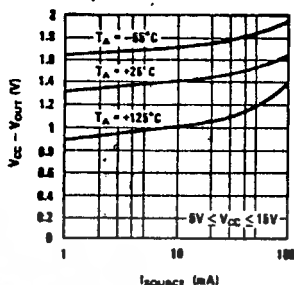
Minimum Pulse Width Required for Triggering



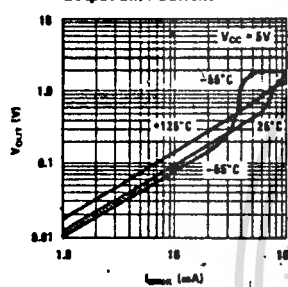
Supply Current vs Supply Voltage



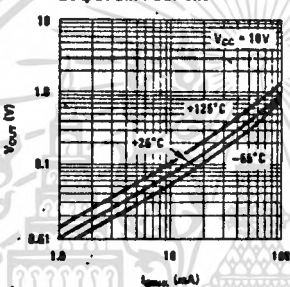
High Output Voltage vs Output Source Current



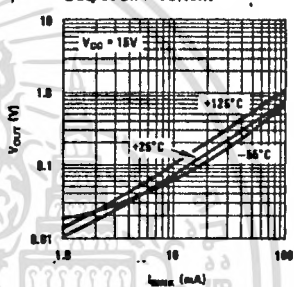
Low Output Voltage vs Output Sink Current



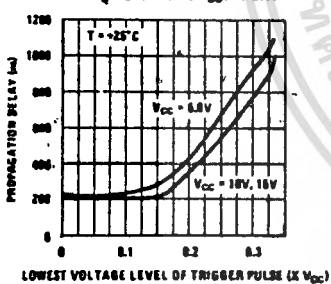
Low Output Voltage vs Output Sink Current



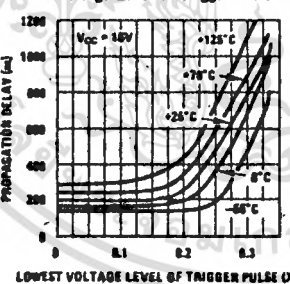
Low Output Voltage vs Output Sink Current



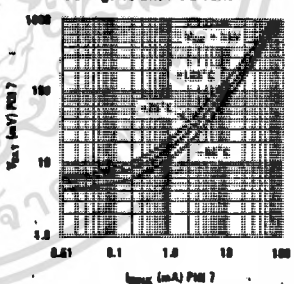
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



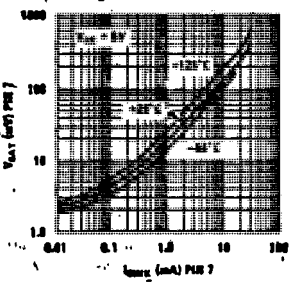
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

applications information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

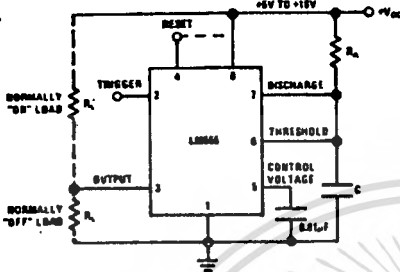
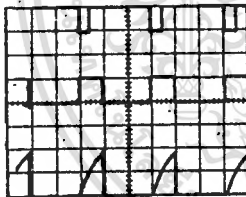


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



Top Trace: Input 5V/Div
Middle Trace: Output 5V/Div.
Bottom Trace: Capacitor Voltage 2V/Div.
 $V_{CC} = 5V$
TRIG = 0.1 µs/Div.
 $R_A = 3.3k\Omega$
 $R_B = 0.01\mu F$

FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

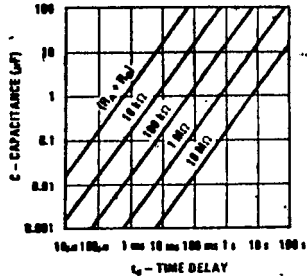


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

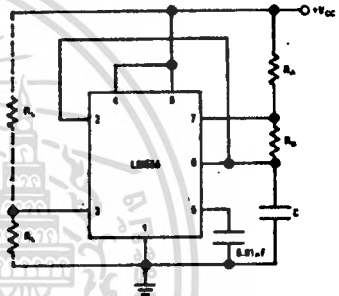
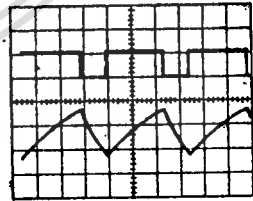


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



Top Trace: Output 5V/Div.
Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div.
 $V_{CC} = 5V$
TRIG = 20µs/Div.
 $R_A = 3.3k\Omega$
 $R_B = 3k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:
 $t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$

And the discharge time (output low) by:
 $t_2 = 0.693 (R_B) C$

Thus the total period is:
 $T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$

applications information (con't)

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

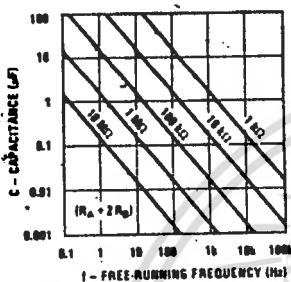


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

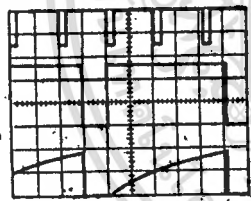


FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

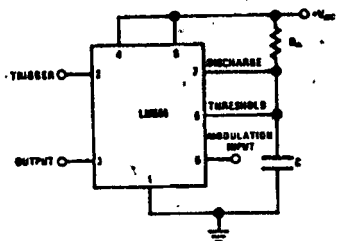


FIGURE 8. Pulse Width Modulator

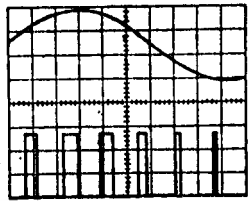


FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

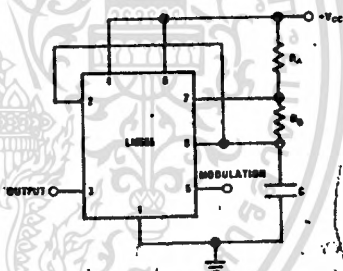


FIGURE 10. Pulse Position Modulator

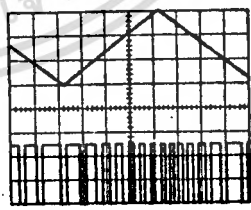


FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A, in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is

applications information (con't)

generated. *Figure 12* shows a circuit configuration that will perform this function.

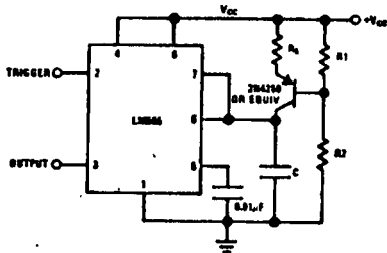


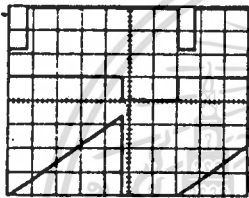
FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$$V_{BE} \approx 0.6V$$



$V_{CC} = 5V$
 $T_{RAMP} = 20\mu s/2V$
 $R_1 = 47 k\Omega$
 $R_2 = 100 k\Omega$
 $R_E = 2.7 k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Step Voltage: 10V/Div.
 Slope Time: 20μs/Div.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div.

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in *Figure 14*. The time period for the out-

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$((R_A R_B)/(R_A + R_B)) \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

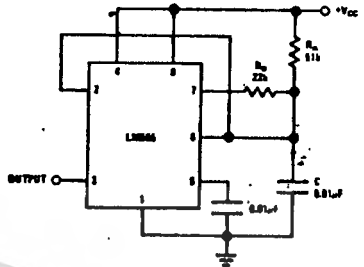


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30 ns$ of the output (pin 3) voltage.

กิจกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ อาจารย์พลผดุง ผดุงกุล.....อาจารย์ที่ปรึกษา ที่มีส่วนในการทำให้คาบปรึกษา จนผลงานลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณ คุณเบริญญา วัฒนะสิมากร สำหรับแบคเตอร์รี่เชื้อเพื่อรักษาไม่คิดค่าตอบแทน

ขอขอบคุณ คุณสุเทพ เนถถาวร จากร้านยนต์แสง เอนเตอร์ไพรส์ ที่เชื้อเพื่อให้แบคเตอร์รี่

ขอขอบคุณ คุณปิยะนุช วานิชถาวร ที่มีส่วนในการช่วยพิมพ์ปริญยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ คุณสกุล ต้นบุญเอก ที่เชื้อเพื่อเพาะเวอร์ชันพลาซัส

ขอขอบคุณ คุณประทีป ลิมนวงศแสน ที่ช่วยงานด้านศิลป์

ขอขอบคุณทุก ๆ ท่านที่มีส่วนช่วยให้ปริญยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

เอกสารอ้างอิง

๑. George Chryssis, "HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES: THEORY AND DESIGN", R.R Donnelley & Sons Company, Mc Graw-Hill Book Company. 1984.
๒. Andrew J. Stevens, "Trouble shooting and Repairing Automotive Electronic Ignition Systems", Reston Publishing company, Inc. Virginia. 1979.
๓. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, "LINEAR DATA BOOK", NATIONAL SEMICONDUCTOR CORP., 1982.
๔. MILLMAN and TAUB, "Pulse, Digital and Switching Waveforms", Mc Graw-Hill Book company. 1983
๕. บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, "คู่มือทรานซิสเตอร์", พิมพ์ครั้งที่ ๕, บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด., ๒๕๒๘

