

สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลาย 2000 วัตต์

2000 Watt Switching Power Supply



เลขทမ်း.....
เลขทမ်းเบ้น 42233
วัน, เดือน, ปี 15 พ.ค. 2545

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2000 Watt Switching Power Supply



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MACHELOR OF THE TECHNOLOGY TELECOMMUNICATION
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 2000 วัตต์

2000 Watt Switching Power Supply

นักศึกษา

นายวัชร

ณรงค์รัตน์

เลขประจำตัว 41013385

นายวิโรจน์

วุฒิ

เลขประจำตัว 41013386

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.อุทัย

ศรีธีระวิโรจน์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติ
ให้แนบปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.อุทัย

ศรีธีระวิโรจน์)

กรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 2000 วัตต์
	2000 Watt Switching Power Supply
นักศึกษา	นายวัชร ณรงค์รัตน์ เลขประจำตัว 41013385
	นายวิโรจน์ วุฒิ เลขประจำตัว 41013386
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบและผลการทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ภาคกำลังเป็น ไอจีบีที สามารถจ่ายกำลังงานให้กับโหลดได้สูงสุด 2000 วัตต์ โดยมีระดับของแรงดันเอาต์พุต ± 144 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ 7 แอมป์ นอกจากนี้การออกแบบยังได้พิจารณาถึงเสถียรภาพ และความไว ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
สารบัญ	ค
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซ์พลาซ	3
2.1 วงจรฟิวเตอร์ และ เรกติไฟเออร์	4
2.2 คอนเวอร์เตอร์	12
2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	22
2.4 หม้อแปลงสวิตชิง	34
2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซ์พลาซ	43
2.6 เสถียรภาพของวงจรควบคุม	45
บทที่ 3 การออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซ์พลาซ	49
3.1 การออกแบบวงจรผ่านอินพุต	49
3.2 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์	50
3.3 การออกแบบวงจรควบคุม	53
3.4 การออกแบบวงจรป้อนกลับ	54
บทที่ 4 ผลการทดลอง	58
4.1 สัญญาณของวงจรควบคุม	59
4.2 สัญญาณของวงจรขับไอจีบีที	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3	สัญญาณการทำงานของไอจีบีที	64
บทที่ 5	บทสรุปและวิจารณ์ หนังสืออ้างอิง	68



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะที่เดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กน้อย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการการทำงานและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

ข้อได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบากว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูง ๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65% - 80%

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโศดอ์ประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ 20×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่าและก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำ ๆ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะประหยัดกว่าและให้ผลดีได้เช่นกัน ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักจะนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

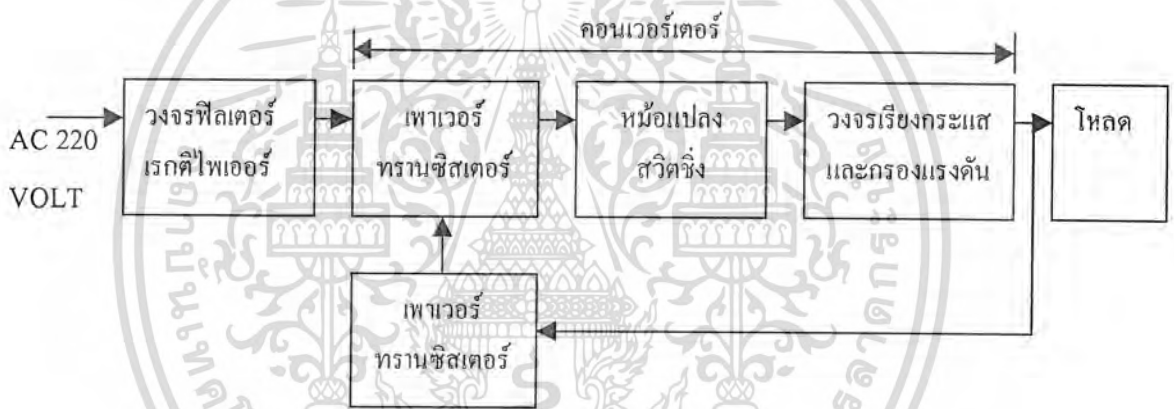
การออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

บทที่ 2

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.1

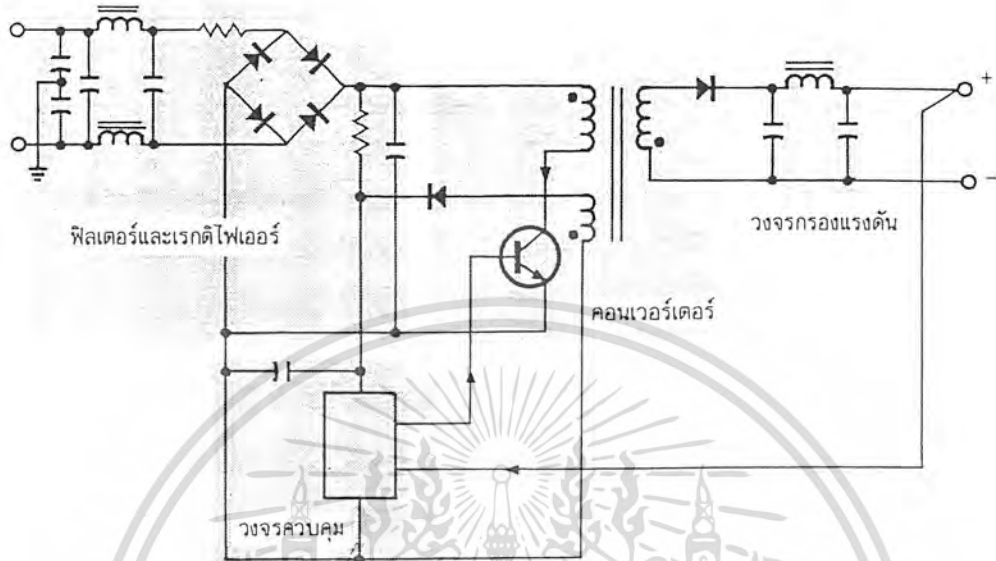
หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสถียรก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสไฟให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ รูปที่ 2.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง

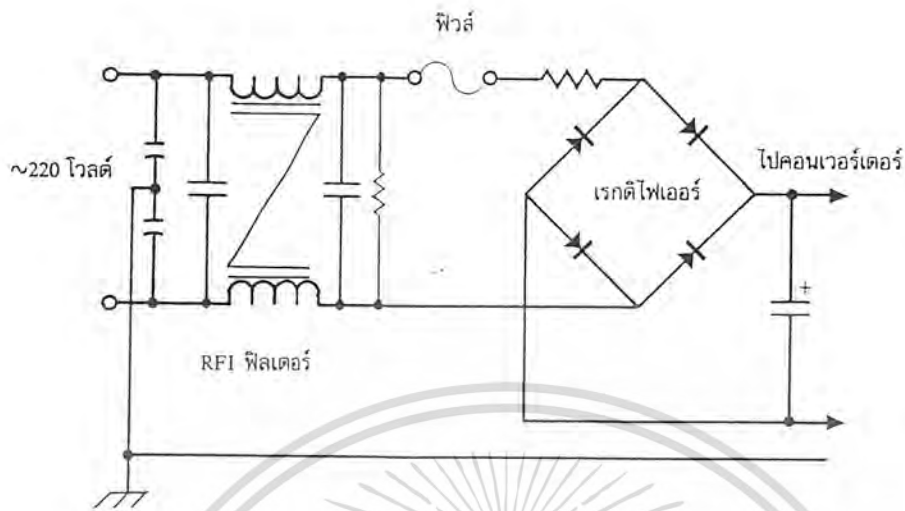
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1

2.1 วงจรฟิลเตอร์ และ เรกติไฟเออร์

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายหลายคดียส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 100 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างการจัดวงจรที่อินพุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายอาจเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้ คือ เรกติไฟเออร์ ฟิวส์ และ RFI ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายประกอบด้วย เรกติไฟเออร์ ฟิวส์ และ RFI ฟิลเตอร์

2.1.1 เรกติไฟเออร์

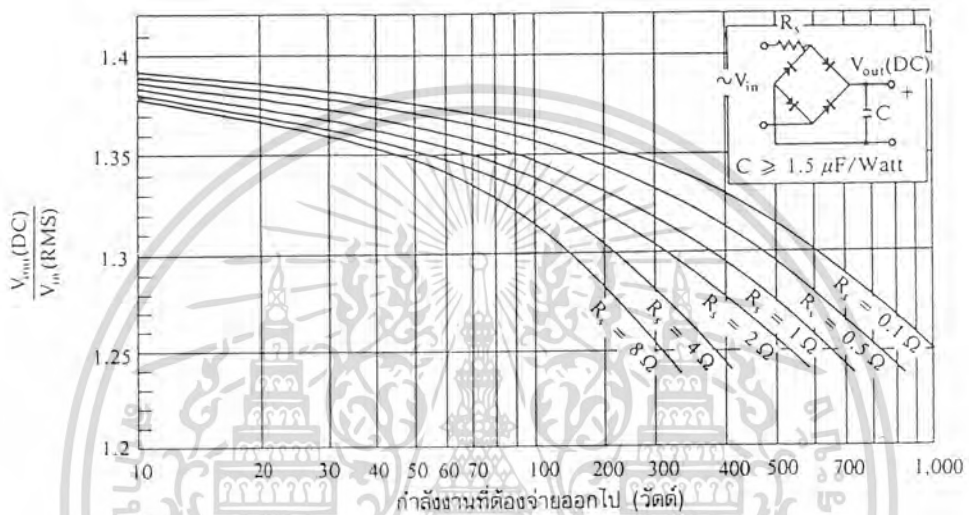
เรกติไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์ จึงจะขอกกล่าวถึงเป็นอันดับแรก เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C และไดโอดเรกติไฟเออร์ $D_1 - D_4$ มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s

ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s จะมีประโยชน์มากในวงจรเรกติไฟเออร์ R_s จะเป็นตัวจำกัดกระแสกรากที่จะเกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ไว้ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้า ๆ และลดกระแสกระชาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

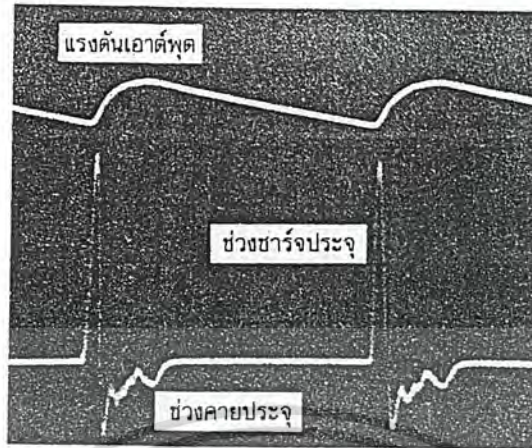
การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายลดลงเนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_s การกำหนดค่าของ R_s จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ที่ได้ ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ค่าต่างๆ

2.1.1.2 ตัวเก็บประจุฟิเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด D1 - D4 ให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิเตอร์ C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุฟูลเตอร์ในวงจรเรกติไฟเออร์

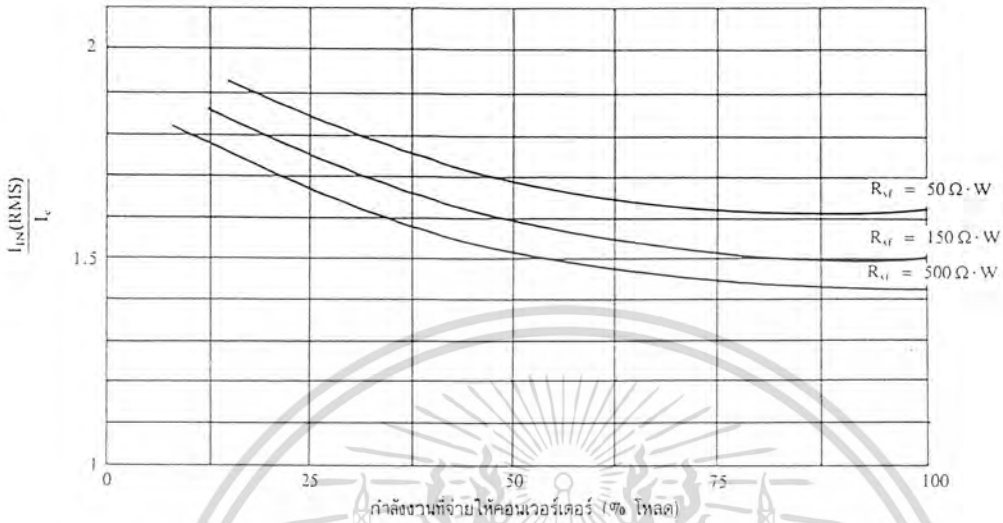
ค่ากระแสขณะชาร์จประจุและคายประจุจะมากหรือน้อย ขึ้นกับค่าความจุของตัวเก็บประจุ C และภาวะของโหลดที่เอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ รูปที่ 2.6 (ก) และ (ข) จะแสดงค่ากระแส RMS ที่อินพุต และค่ากระแส RMS ของตัวเก็บประจุฟูลเตอร์ C ต่อค่ากระแสประสิทธิผล I_e ที่อินพุตของวงจรเรกติไฟเออร์ โดยที่

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{in}(rms)} \quad (2.1)$$

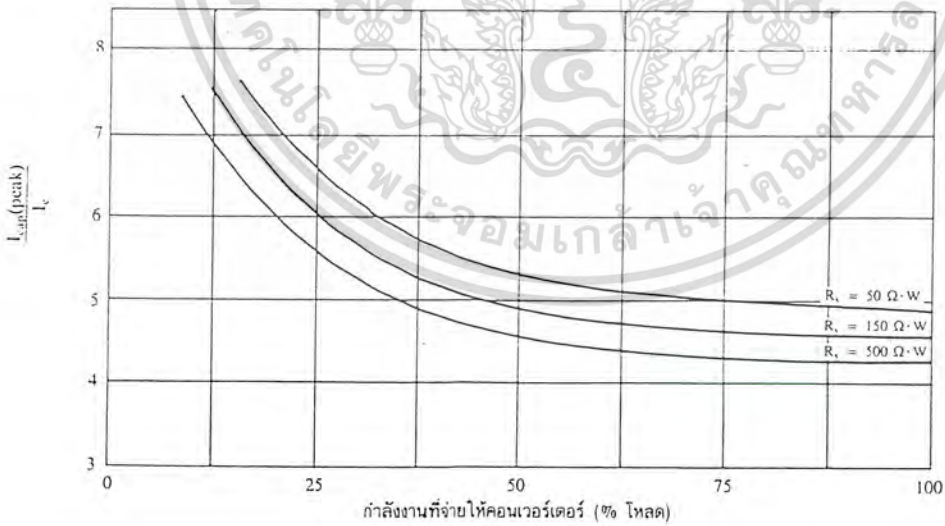
เมื่อ	I_e	คือ	ค่ากระแสประสิทธิผลอันที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์
	P_{in}	คือ	กำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต เป็นวัตต์
	$V_{in}(rms)$	คือ	ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์
ส่วน	R_{sf}	คือ	ค่าแฟกเตอร์ของตัวต้านทาน R_s และค่า R_{sf} หาได้จาก

$$R_{sf} = R_s P_{in} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

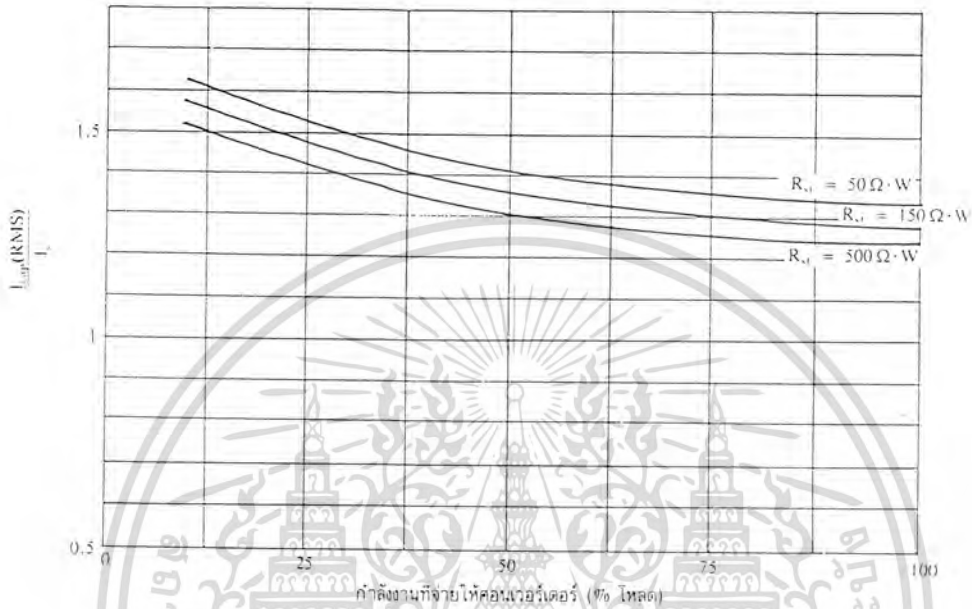


รูปที่ 2.6 (a) แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรกติไฟเออร์



รูปที่ 2.6 (b) แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 (c) แสดงค่ากระแสระลอก (RMS) ที่ตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์

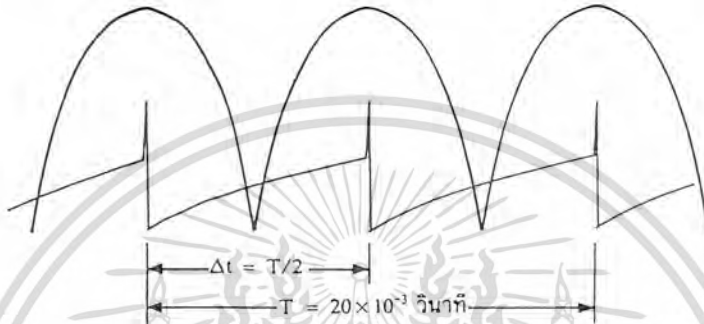
ในการพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์ C สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์ ต้องคำนึงถึง กระแสที่จะจ่ายให้กับวงจรคอนเวอเตอร์และค่าแรงดันกระแสเพื่อม โดยทั่วไปจะขอมให้มีค่าแรงดันกระแสเพื่อมได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต โดยค่าของตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์ อาจคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_e \cdot \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \quad (2.3)$$

- | | | |
|-------|---------------------|--|
| เมื่อ | I_e | คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์ |
| | Δt | คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ |
| | ΔV_{ripple} | คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

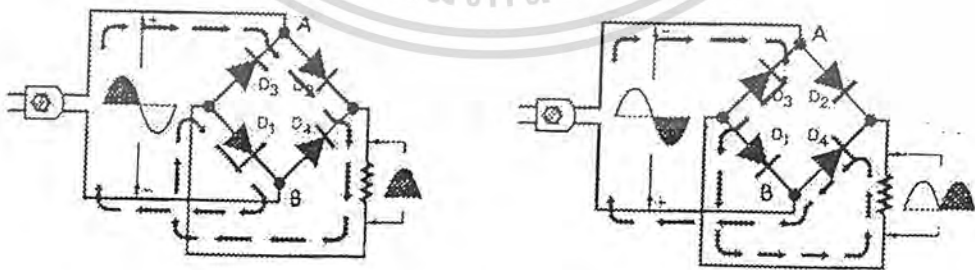
เพื่อให้่ายในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุ Δt อาจกำหนดช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากไดโอดเรกติไฟเออร์ ดังในรูปที่ 2.7 ดังนั้นค่าเวลา Δt จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง (10×10^{-3} วินาทีที่ความถี่ไฟสลับ 50 เฮิร์ตซ์)



รูปที่ 2.7 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวณ

2.1.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์

ไดโอดเรกติไฟเออร์ มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง โดยใช้ไดโอดจำนวน 4 ตัว ต่อวงจรตามรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรเรกติไฟเออร์พื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในซีกบวกของไฟสลับ จุด A จะมีขั้วเป็นบวก จุด B มีขั้วเป็นลบ ทำให้ไดโอด D1 และ D2 ทำงาน เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังโหลด RL เกิดแรงดันตกคร่อมโหลด RL ต่อมาเมื่อไฟสลับในซีกลบเข้ามา จุด A จะกลับเป็นขั้วลบ จุด B เป็นขั้วบวก ทำให้ไดโอด D3 และ D4 สลับมาทำงานบ้าง เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านโหลด RL และเกิดแรงดันตกคร่อมโหลด RL เหมือนกันในซีกบวกจึงได้แรงดันเอาต์พุตออกมาครบทั้งสองซีกของไฟสลับ

ในการเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาคือ อัตราทนกระแสสูงสุดชั่วขณะ ซึ่งเกิดจากการชาร์ประจุของตัวเก็บประจุฟิเตอร์ในขณะที่เปิดเครื่อง และค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟเออร์จะได้รับขณะทำงาน

2.1.2 ฟิวส์

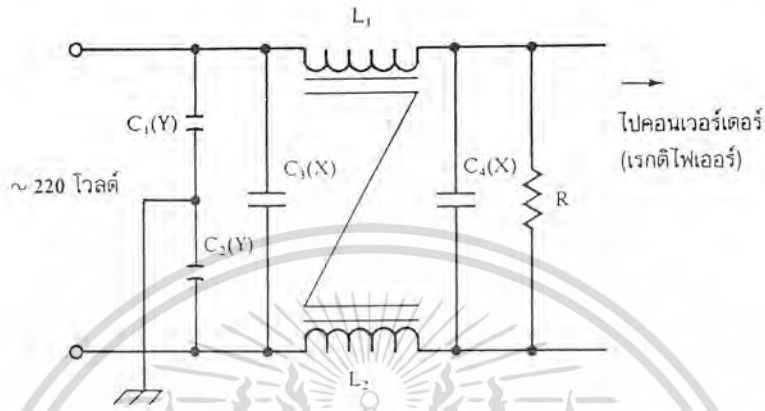
ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้ คือ ค่าอัตราทนแรงดัน โดยจะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะตัดวงจรและค่าอัตราทนกระแส โดยดูจากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสด้านดินพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ $I_{in(rms)}$

โดยทั่วไปแล้ว สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้า (T) สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์เพราะในขณะที่เริ่มทำงานมักมีกระแสกระชากเนื่องจากตัวเก็บประจุฟิเตอร์ การใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้าจะทำให้ฟิวส์ไม่ตัดวงจรขณะเปิดเครื่อง

2.1.3 RFI ฟิเตอร์

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมีวงจรฟิเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายก็คือ การต่อ LC ฟิเตอร์คั่นที่อินพุทกับระบบแรง

ไฟสลับ เพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมคความแตกต่าง ๆ (differential mode) และที่สัญญาณโหมคร่วม (common mode) การต่อวงจร LC ฟิวเตอร์อาจทำได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิวเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

วงจร RFI ฟิวเตอร์ในรูปที่ 2.9 นั้น ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} C3, C4 &= 0.1 \text{ ถึง } 2 \mu\text{F} \text{ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "X"} \\ C1, C2 &= 2,200 \text{ pF ถึง } 0.033 \mu\text{F} \text{ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "Y"} \\ L1, L2 &= 1.8 \text{ mH ที่ } 25 \text{ mA ถึง } 47 \text{ mH ที่ } 0.3 \text{ A} \end{aligned}$$

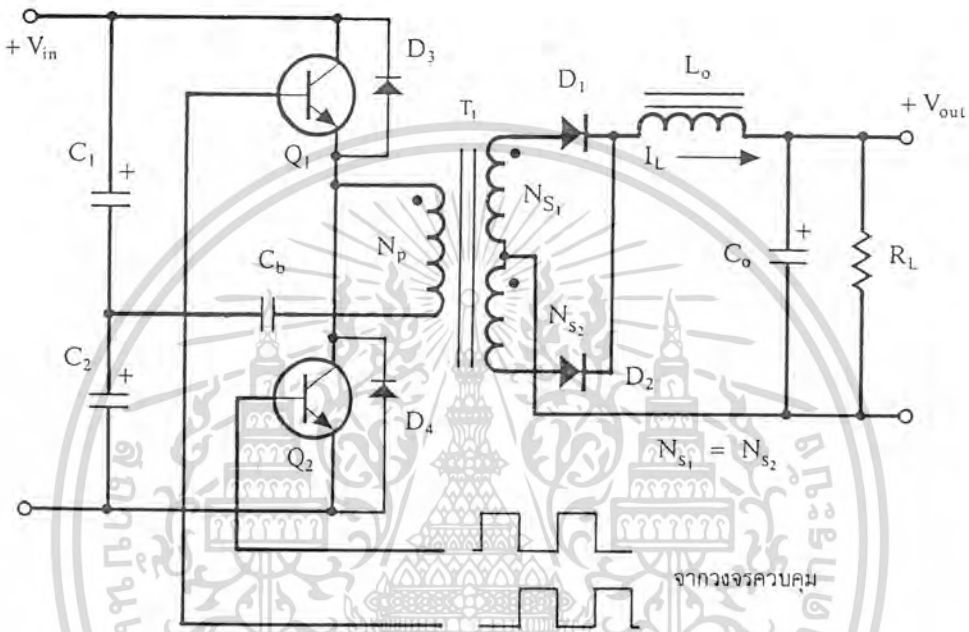
2.2 คอนเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้ได้ใช้ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) การจัดวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจร มีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่าง ๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูง ๆ เช่นที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงได้มา รวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

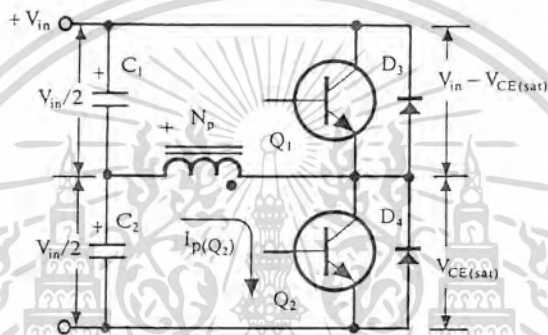
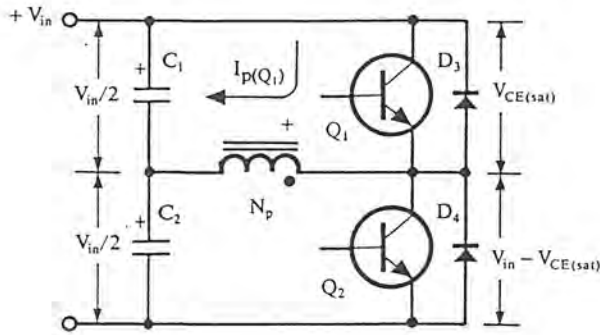
2.2.1 การทำงานพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงได้ไว้ในรูปที่ 2.10 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีความต้านต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแปลงครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพูลคอนเวอร์เตอร์และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_0 อยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_0 นั้น ต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 2.11



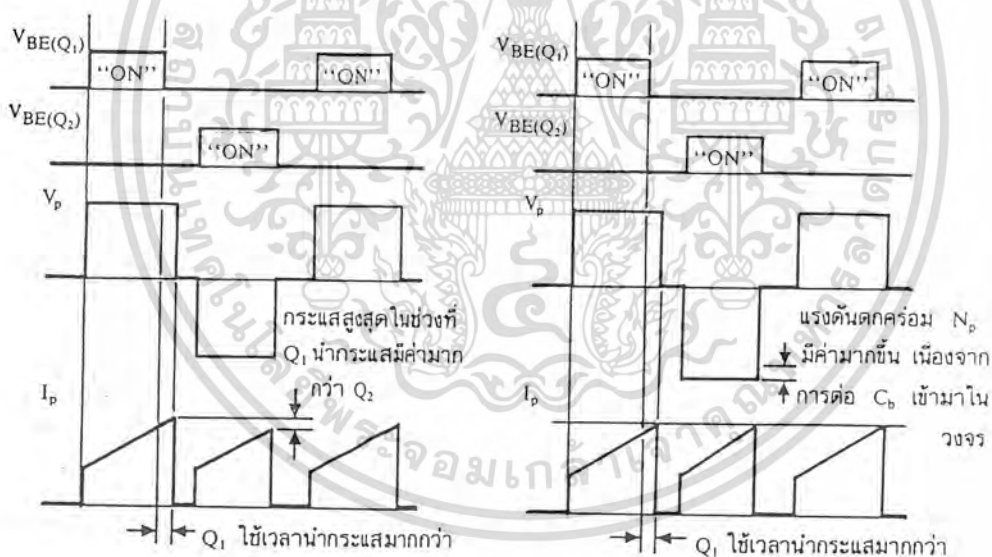
- รูปที่ 2.11 (a) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$
- (b) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

2.2.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง Cb

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

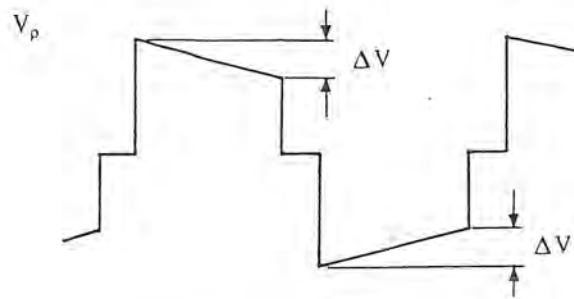
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อตัวเก็บประจุลึกลับ C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ฟลิวในขั้วไพรมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่านำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้าง ใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขั้วไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 2.12 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 2.12 (a) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2

รูปที่ 2.12 (b) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลึกลับ C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{roop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บ ประจุลึกลับ C_b คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลึกลับ C_b คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด(droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั่นเอง (ดูรูปที่ 2.13) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดว่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = \frac{I_{p(\text{PK})}(0.4T)}{\nabla V} \quad (2.4)$$

เมื่อ $I_{p(\text{PK})}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี

∇V คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_m/2$)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

2.2.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรในรูปที่ 2.11 จะเห็นว่า มีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส
2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟโพรมารี่ จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอคเคเลเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโพรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

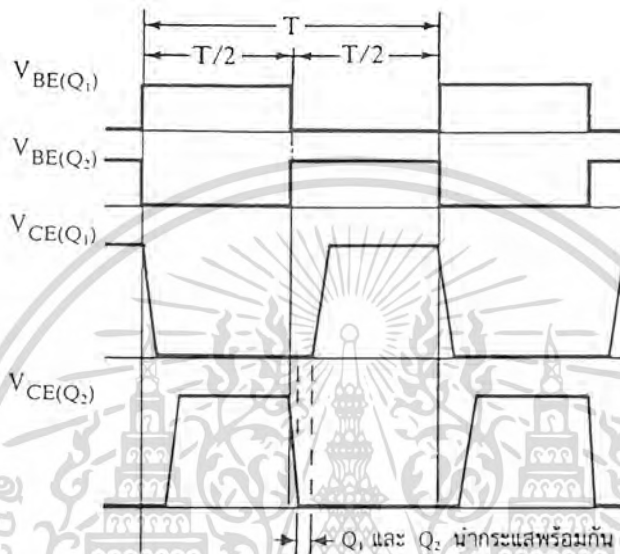
ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

2.2.4 ค่าเวลาเพื่อ t_d สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (dead time) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการคือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้เมื่อเกิดกรณี โทลด์คิงกระแสมากขึ้นวงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้นทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการ ไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครั้งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอเพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากเกิดการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือเริ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.14 ประกอบ)

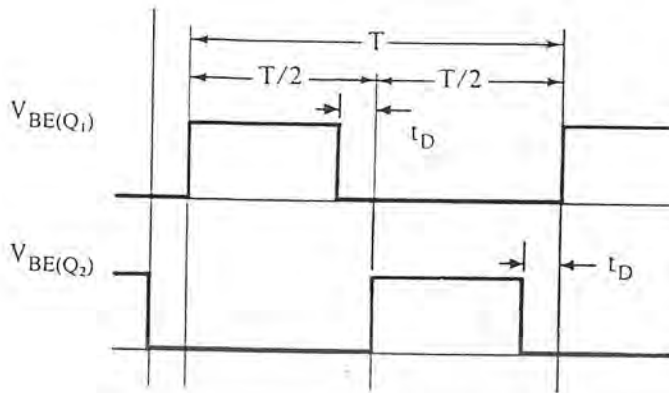


รูปที่ 2.14 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 2.15 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเพื่อ t_D โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20% ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$\begin{aligned} t_{ON(max)} &= 0.8 (0.5 T) \\ &= 0.4 T \end{aligned} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ จะทำให้ความแน่นฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้ว เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้อย่างสูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด ทำให้แกนที่ใช้มีขนาดเล็กได้

2.2.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบสแต็ฟปริคจ์คอนเวอร์เตอร์

2.2.5.1 แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถหาได้จากสมการของพุ่ม-พุดคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรทำงานในลักษณะเดียวกัน แต่ในกรณีสแต็ฟปริคจ์คอนเวอร์เตอร์แรงดันตกคร่อมขดไฟโรมารี่ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ ดังนั้นแรงดันที่เอาต์พุตจึงเป็น

$$V_{out} = (N_r/N_p) (V_{in}/2 - V_{CE(sat)}) t_{ON}/(T/2) - VD \quad (2.6)$$

โดยที่	T	คือ คาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็นวินาที
	t_{ON}	คือ ช่วงเวลาที่ Q1 นำกระแส เป็นวินาที
	NP	คือ จำนวนรอบของขดไฟโรมารี่ เป็นรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NS คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี เป็นรอบ

V_{out} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์

V_{in} คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์

V_{CE(sat)} คือ แรงดันตกคร่อม Q1 ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็น โวลต์

VD คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D1 ขณะนำกระแส เป็น โวลต์

จะเห็นได้ว่า วงจรจะสามารถคงค่าแรงดันเอาไว้ได้ด้วยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เท่านั้น ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตหรือมีการเปลี่ยนแปลงโหลดก็ตาม

2.2.5.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q₁ และ Q₂

การคำนวณค่ากระแสสูงสุด I_p (PK) สามารถทำได้ตามสมการที่ 2.7 ของพหุ - พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟรมาร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต ดังนั้น

$$I_p(\text{PK}) = \frac{P_{\text{out}} T_{\text{ON}}}{\eta V_{\text{in}(\text{min})} T_{\text{ON}(\text{max})}} + \frac{(V_{\text{in}(\text{min})}/2 - V_{\text{CE}(\text{sat})}) T_{\text{ON}(\text{max})}}{L_p} \quad (2.7)$$

2.2.5.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s หาได้จากสมการที่ (2.6) ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{\text{in}(\text{min})}/2 - V_{\text{CE}(\text{sat})}) t_{\text{ON}(\text{max})}}{(V_{\text{out}} + V_D) (T/2)} \quad (2.8)$$

เนื่องจากขดลวดไฟรมาร์มี N_p ของฮาร์ทไฟบริคซ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ N_p จะหาได้จาก

$$N_p = \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)} \times 10^8}{\Delta B_{(max)} A_e} \quad (2.9)$$

2.2.5.4 เอาต์พุต ไซค์ L_o

เพื่อให้ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง การทำงานค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุต ไซค์ L_o ที่เหมาะสมนับเป็นสิ่งจำเป็น ค่าของ L_o ที่ต่ำเกินไป ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะไม่สามารถการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องที่โหลดค่าต่ำ ๆ และทำให้เกิดแรงดันกระแสเพื่อที่เอาต์พุตสูง ส่วนการกำหนดค่าของ L_o ให้มีค่าสูงเกินไป เอาต์พุต ไซค์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพงและทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ช้า

คุณสมบัติของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ข้อหนึ่งคือ แรงดันอินพุต (Ein) จะเป็นสองเท่าของแรงดันเอาต์พุต (Eout) ดังนั้น Ein - Eout = Eout ช่วงเวลา Δt คือเวลาที่หยุดนิ่ง (toff) เกิดขึ้นระหว่างช่วงการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นจากบวกลบหรือจากลบเป็นบวกของไฟสลับ ดังนั้น หน้าทีของ ไซค์จึงอยู่ในช่วงนี้ คือจ่ายกระแสเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องในช่วงช่วง toff นั้นเอง เราสามารถหาช่วงเวลานี้ได้จาก

$$toff = \frac{1}{2} ((1 - Eout/Ein) / f) \quad (2.10)$$

เมื่อ f คือ ความถี่ของคอนเวอร์เตอร์มีหน่วยเป็นกิโลเฮิร์ตซ์

ปกติค่า ΔIL จะไม่มากกว่า 0.25 Iout ดังนั้นเขียนสมการ เพื่อหาค่า L_o ได้ดังนี้

$$L_o = \frac{Eout \cdot toff}{0.25 Iout} \quad (2.11)$$

2.2.5.5 ค่าตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต Co

ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่องทำให้มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o จึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก อย่างไรก็ตามในกรณีที่โหลดเป็นลักษณะพัลส์หรือเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดจะเกิดการกระชากของกระแสเอาต์พุตสูง ดังนั้นตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำ ๆ ซึ่งมักจะมีค่า ESR สูงจึงอาจทำให้เกิดการกระเพื่อมของ

แรงดันเอาต์พุตเนื่องจากแรงดันพุงที่ตกคร่อม ESR ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงได้ โดยค่าแรงดันกระเพื่อมที่เกิดขึ้นอาจพิจารณาได้จาก

$$V_{\text{ripple}} = \text{ESR} \times \Delta I_o \quad (2.12)$$

เมื่อ V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
 ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o
 ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เปลี่ยนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด

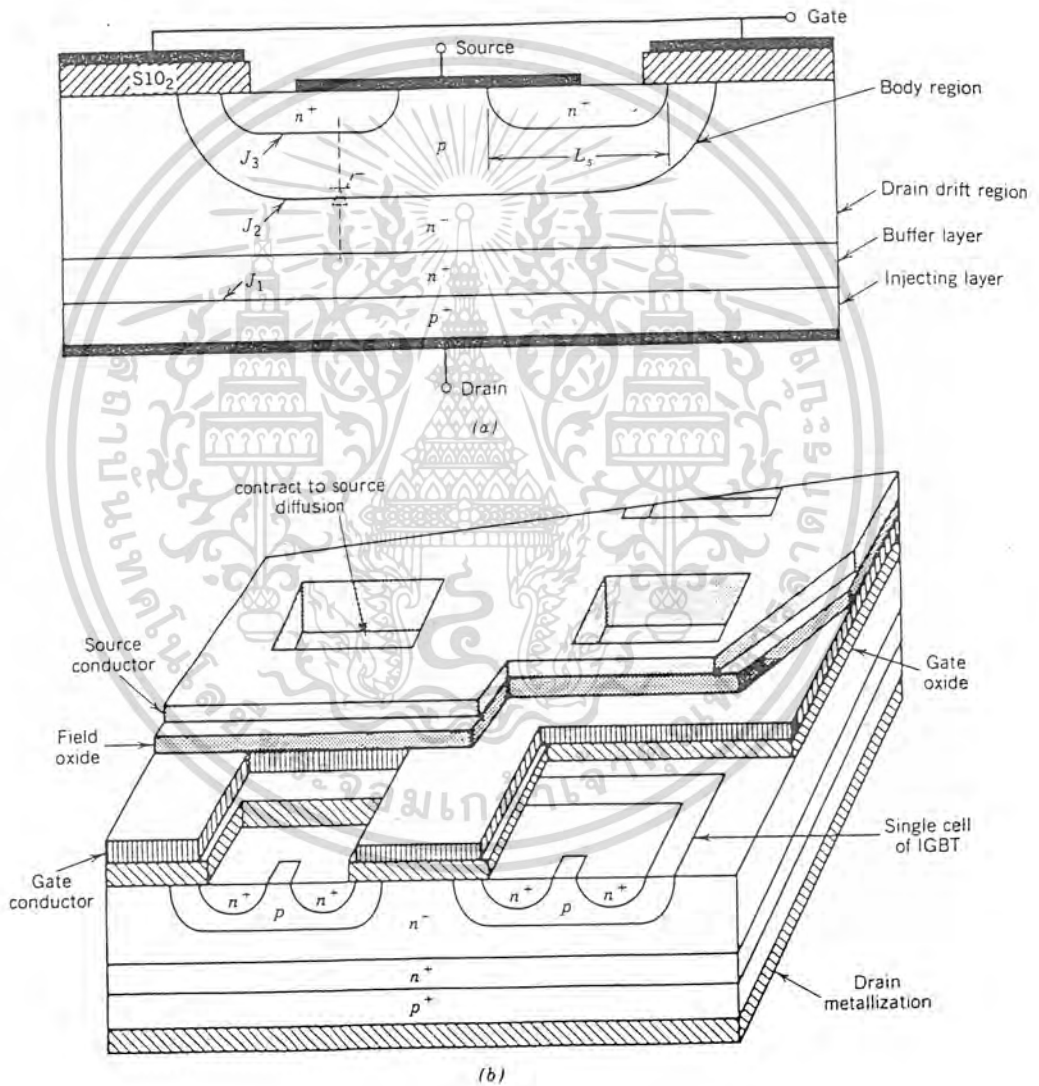
2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรสวิตช์ฟรียด์คอนเวอร์เตอร์ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำในการสวิตช์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (turn on) และเมื่อจะหยุดนำกระแส (turn off) รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส $V_{CE}(\text{sat})$ อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ในโครงการนี้ได้นำไอจีบีที (IGBT) มาใช้เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ โดยไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์ที่พัฒนาและรวบรวมข้อดีของทรานซิสเตอร์และมอสเฟตเข้าด้วยกัน คือ มีพลังงานสูญเสียต่ำเหมือนทรานซิสเตอร์ และใช้งานได้ที่ความถี่สูงเช่นเดียวกับมอสเฟต

2.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

รูปตัดในแนวตั้งของไอจีบีที เอ็น - แชนแนล (N-Channel) ดังแสดงในรูปที่ (2.16) ซึ่งโครงสร้างเหมือนกับมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ ไอจีบีทีจะมีชั้น P^+ หรือ ชั้นอินเจ็กต์ติง (injecting) ระหว่างครอน (Drain) ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี



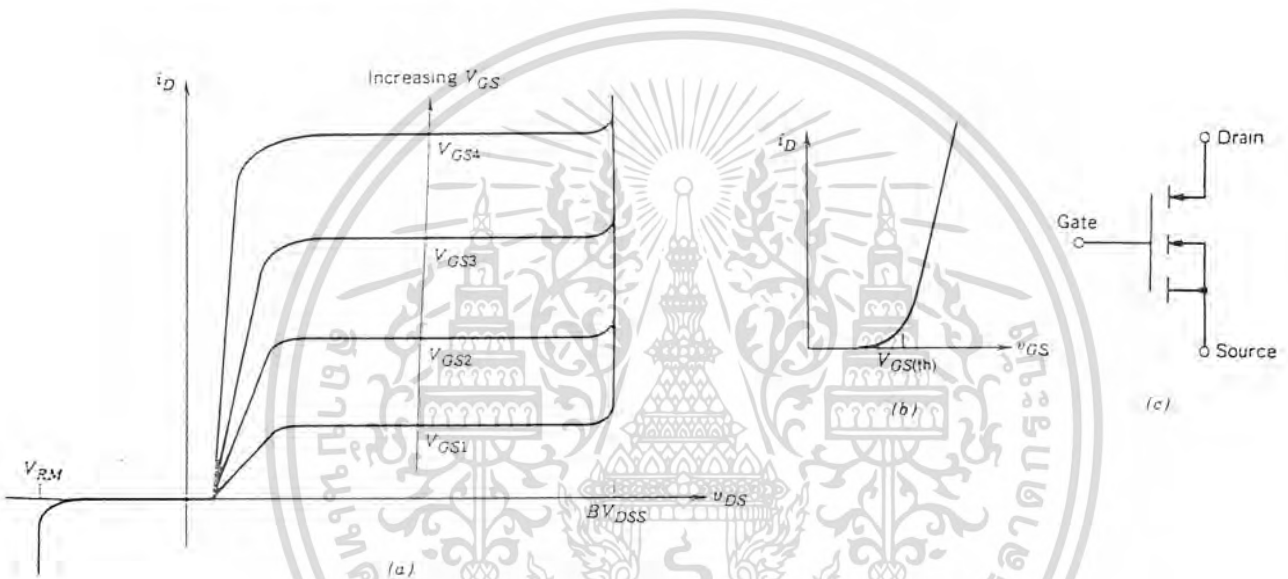
รูปที่ 2.16 (a) แสดงภาพตัดแนวตั้งของไอจีบีที

(b) แสดงภาพโครงสร้างของไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 คุณสมบัติของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของไอจีบีที ชนิดเอ็น – แชนแนล ต้องแสดงในรูปที่ (2.17 a) ในทิศฟอว์เวิร์ด (Forward) จะเหมือนกับของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิตแตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.17 แสดงคุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์

(a) แสดงลักษณะเอาต์พุต

(b) แสดง Transfer Characteristic

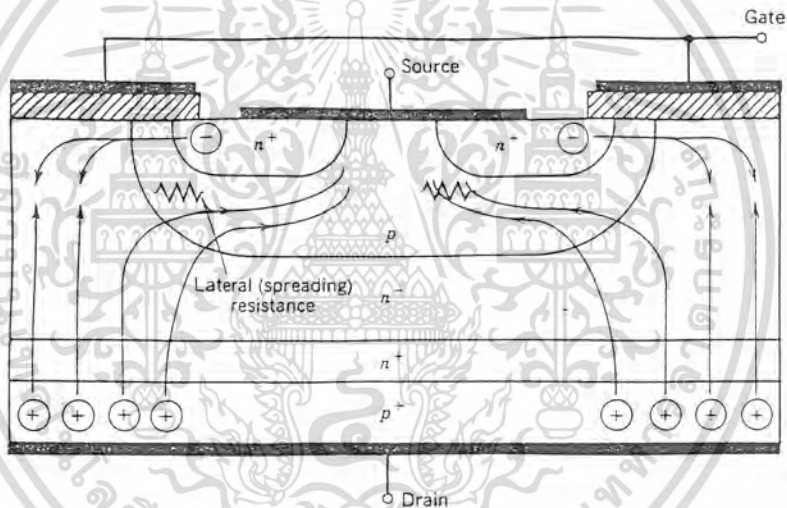
(c) แสดงสัญลักษณ์ของไอจีบีทีชนิด เอ็น – แชนแนล

ในรูปที่ (2.17 b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง i_D และ V_{GS} ลักษณะเหมือนกับของมอสเฟต ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรน และไม่เชิงเส้น ณ จุดที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ เมื่อ V_{GS} มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่ง เรียกว่า $V_{GS(th)}$ (Threshold Voltage) ไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ความต่างศักย์คร่อมเกตและซอร์สูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับกระแส เดรน สูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัวไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 ลักษณะการทำงาน

สภาวะนำกระแสเมื่อขาครนได้รับแรงดันไบแอสตรง คือเป็นบวกเมื่อเทียบกับ ซอร์ส และแรงดันระหว่างเกต และซอร์ส มีค่าเกิน $V_{GS(TH)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกต จะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ใน บริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (Body Region) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n (Drift Region) เข้ากับ บริเวณซอร์ส n^+ (Source Region) ทำให้ไอจิบที่ที่อยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของ กระแสไฟฟ้าจาก ครนไปซอร์สได้



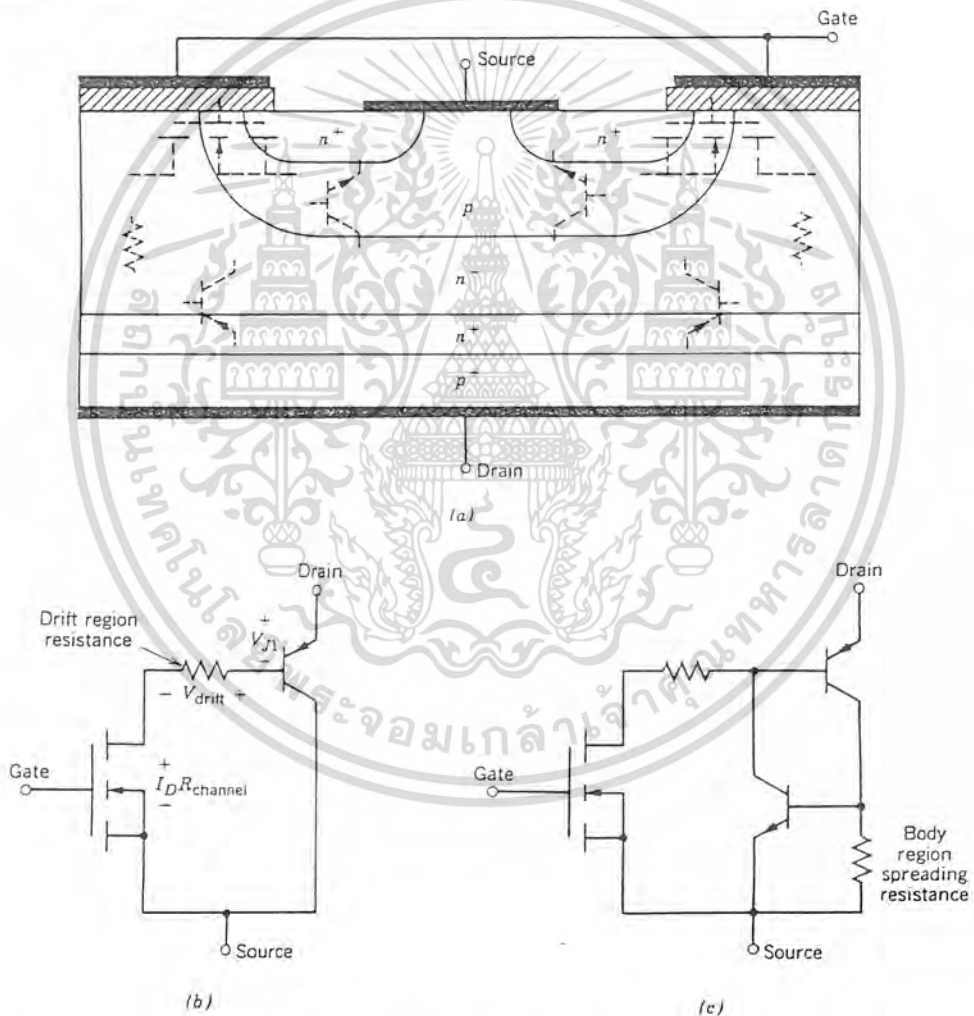
รูปที่ 2.18 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่าง เกต และ ซอร์ส ลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(TH)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n^- ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n^+ ไอจิบที่จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส

2.3.4 วงจรสมมูลย์ของไอจีบีที

วงจรสมมูลย์วงของไอจีบีที แสดงไว้ในรูปที่ 2.19 (a) จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี (PNP) โดยแทนได้ด้วยขาคอลเลคเตอร์ (Collector), เบส (Base) และ อีมิเตอร์ (Emitter) ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกต ก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟต ซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเข้ากับขาคอนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลย์ออกมา จะได้วงจร ดังรูปที่ 2.19 (b)



รูปที่ 2.19 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน
 (b) แสดงวงจรมูลย์สำหรับการทำงานสภาพปกติของ ไอจีบีที
 (c) แสดงวงจรมูลย์ที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน ไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.19 (b) จะเห็นว่า เป็นวงจรลิ่งตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือ กระแสตรง ส่วนใหญ่จะไหลจากอีมิเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรน ของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจาก อีมิเตอร์มายังคอลเลคเตอร์ และขาซอร์ส

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่าน จากอีมิเตอร์มายังคอลเลคเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียง แล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี จะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลทซ์ขึ้นใน ไอจีบีที ขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (2.13)$$

เมื่อ V_{J1} เป็นแรงดันไปแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็นจึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล กับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7 – 1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้จะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้ว จะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการ มีอคติดูเลตสภาพนำที่เกิดขึ้นใน ไอจีบีที

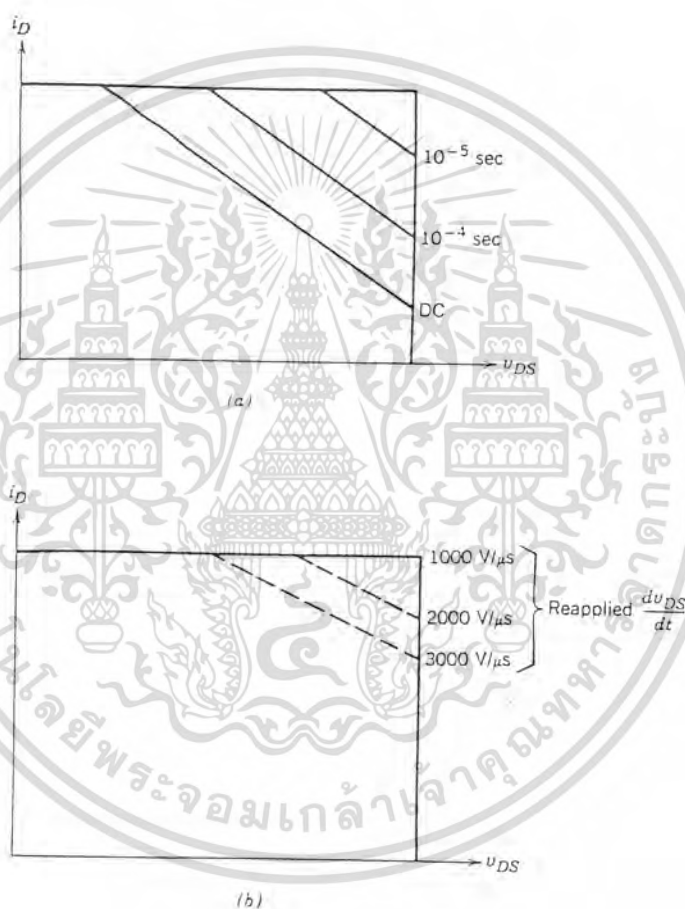
$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1 – 1000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างคงที่

$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

2.3.5 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีที มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างการนำกระแสและหยุดนำกระแส

โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับ เกือบเป็นสี่เหลี่ยม สำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้น ๆ แต่จะแคบลง เมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับ เพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีที จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่า เมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน



รูปที่ 2.20 (a) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง
(b) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

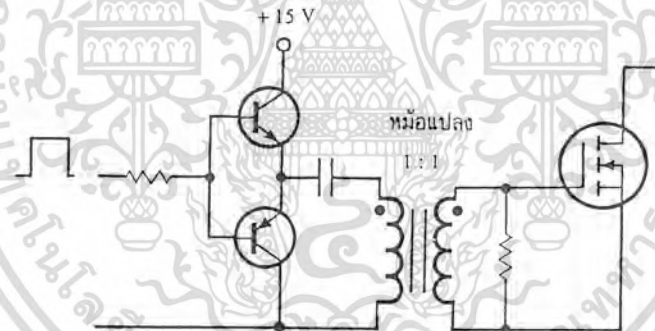
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสมอแสดงในรูปที่ 2.20 หากไม่เป็นเช่นนั้นแล้ว จะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นกับไอจีบีที จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีทีนี้ จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน อัตราแรงดันไบแอสตรงและอุณหภูมิรอยต่อของไอจีบีที ตามลำดับ

2.3.6 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต ตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรถวลุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงตัวอย่างการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

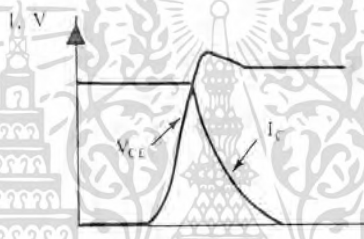
2.3.7 วงจรสแนบเบอร์

วงจรสแนบเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสแนบเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจรสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วง

จรสับเบอ์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD สับเบอ์

2.3.7.1 วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.22 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

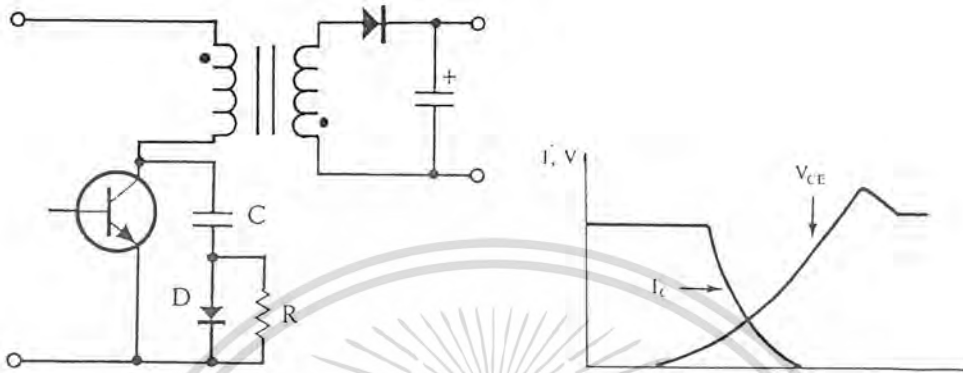


รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอ์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้เพิ่มช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรสับเบอ์อาจทำได้ดังในรูปที่ 2.23

การทำงานของวงจร RCD สับเบอ์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจรสับเบอ์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูก

หน่วยออกกำลังเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันที และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 2.23 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วยแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{p(PK)} \times t_{OFF}}{2 V_{in}} \quad (2.14)$$

$$R_1 = \frac{t_{ON(min)}}{2.3 C_1} \quad (2.15)$$

เมื่อ $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

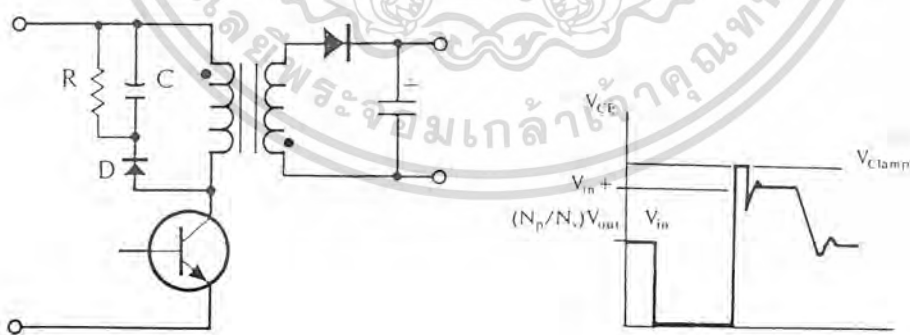
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1 (2V_m)^2}{2T} \quad (\text{วัตต์}) \quad (2.16)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.3.7.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกิดพิทักลอคด้วย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปกติของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอร์ดเพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถนั้บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรถนั้บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_C^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{p(PK)}^2 \quad (2.17)$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิด $V_{CEO} - V_{Clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_1 I_{p(PK)}^2}{(V_{CEO} - V_{clamp})} \quad (2.18)$$

เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (Leakage inductance)

$I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราส่วนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2.3 C} \quad (2.19)$$

กำลังงานสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{1}{2} L_1 \frac{I_{p(PK)}^2}{T} \quad (\text{วัตต์}) \quad (2.20)$$

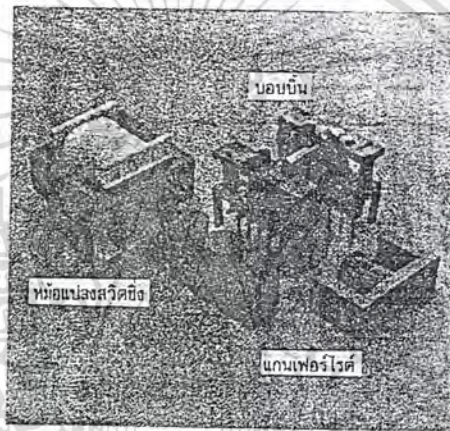
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่ในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ในรูปที่ 2.25 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.25 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิงประกอบด้วย

1. แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)
2. บอบบิ้น (Bobbin)
3. ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)
4. เทปฉนวน (Insulation Tape)

2.4.2 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

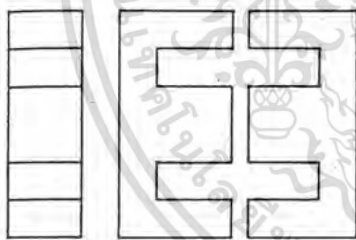
เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเห็นย่นว่าแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด

2.4.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE แสดงไว้ในรูปที่ 2.26



CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0

รูปที่ 2.26 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI, EE และ ETD

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

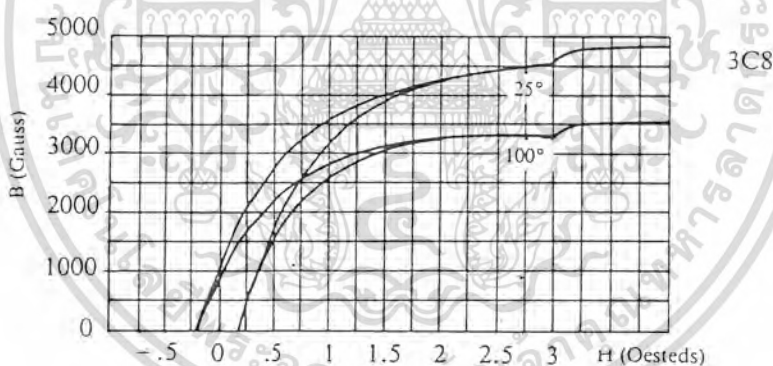
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์คุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 2.27 จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์

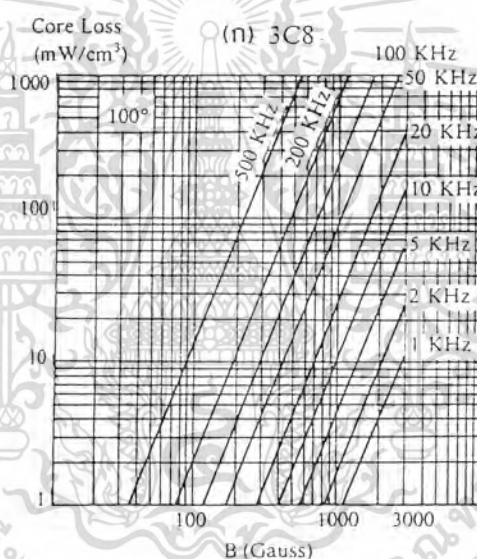


รูปที่ 2.27 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

การเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 2.28 ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW / cm^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 2.28 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8

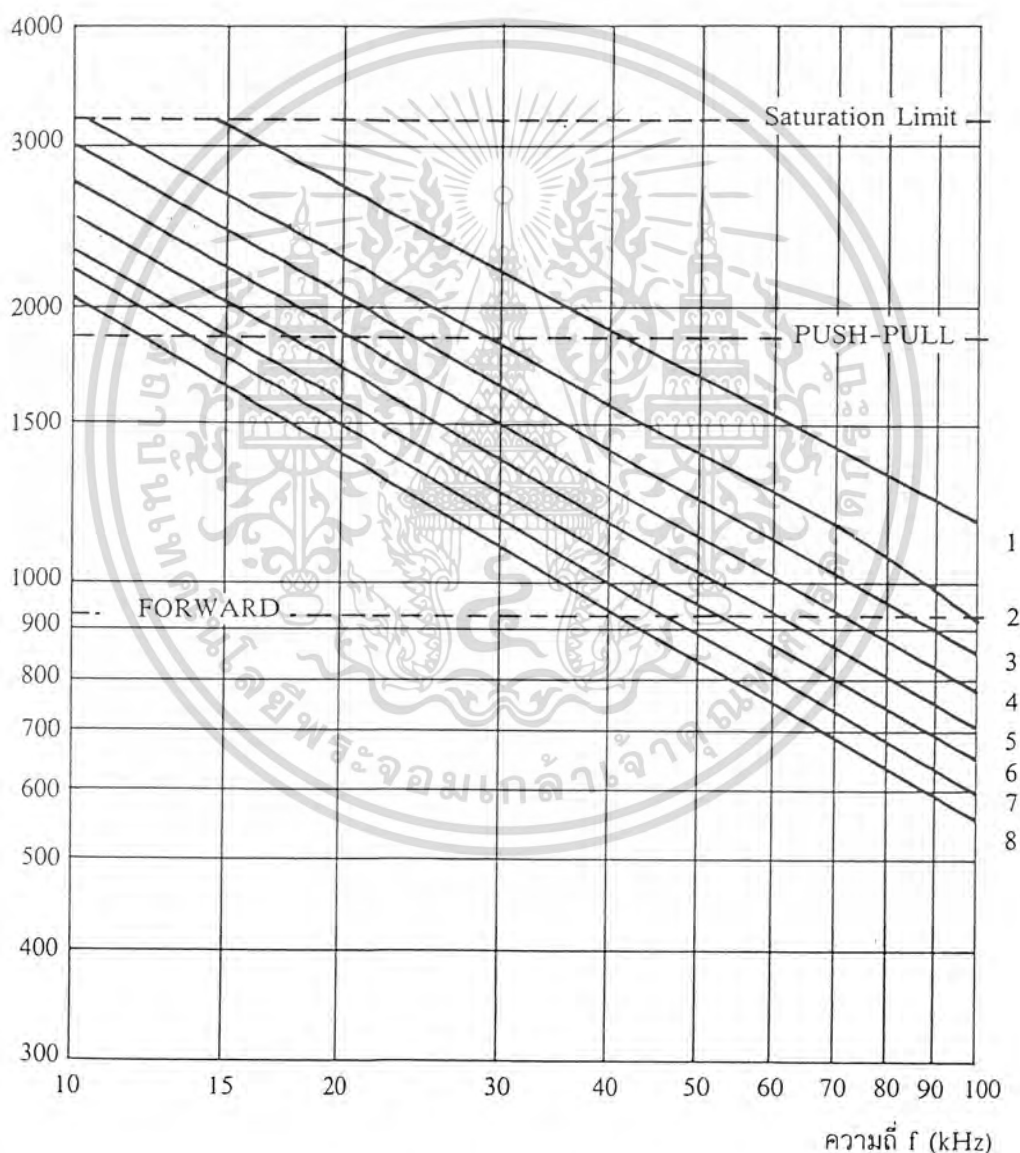
2.4.2.3 ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_e} \times 10^8 \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ΔB	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
V	คือ	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์
Np	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
Ae	คือ	ค่าขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
t	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที



รูปที่ 2.29 กราฟแสดงความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถลดกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีข้อควรพิจารณาคือ ต้องไม่เกิดการอิ่มตัว และเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด ในรูป 2.29 เป็นกราฟแสดงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์ โดยค่า ΔB ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ และค่า ΔB ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ

2.4.2.4 การเลือกขนาดเฟอร์ไรต์

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) โดยอาจดูได้จากตารางต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

Maximum Available Output Power in Half- or Full-Bridge Topology

Core	A_c , cm ²	A_w , cm ²	$A_c A_w$, cm ⁴	Output power in watts at									Volume, cm ³
				20 kHz	24 kHz	48 kHz	72 kHz	96 kHz	150 kHz	200 kHz	250 kHz	300 kHz	
EE Cores, Ferroxcube-Philips													
814E250	0.202	0.171	0.035	3.1	3.7	7.4	11.2	14.9	23.2	30.9	38.7	46.4	0.57
813E187	0.225	0.329	0.074	6.6	8.0	15.9	23.9	31.8	49.7	66.3	82.9	99.5	0.89
813E343	0.412	0.359	0.148	13.3	16.0	31.8	47.8	63.6	99.4	132.5	165.7	198.8	1.64
812E250	0.395	0.581	0.229	20.6	24.8	49.3	74.1	98.7	154.2	205.6	257.0	308.4	1.93
782E272	0.577	0.968	0.559	50.0	60.3	120.1	180.4	240.2	375.3	500.4	625.6	750.7	3.79
E375	0.810	1.149	0.931	83.4	100.5	200.1	300.6	400.2	625.4	833.9	1042.4	1250.8	5.64
E21	1.490	1.213	1.807	161.9	195.2	388.6	583.8	777.2	1214.6	1619.4	2024.3	2429.1	11.50
783E608	1.810	1.781	3.224	288.8	348.1	693.1	1041.2	1386.2	2166.2	2888.4	3610.4	4332.5	17.80
783E776	2.330	1.810	4.217	377.9	455.5	906.7	1362.2	1813.4	2834.0	3778.7	4723.4	5668.1	22.90
E625	2.340	1.370	3.206	287.2	346.2	689.2	1035.5	1378.5	2154.3	2872.4	3590.5	4308.6	20.80
E55	3.530	2.800	9.884	885.6	1067.5	2125.1	3192.5	4250.1	6642.0	8856.1	11070.1	13284.1	43.50
E75	3.380	2.160	7.301	654.2	788.5	1569.7	2358.2	3139.3	4906.1	6541.5	8176.9	9812.3	36.00

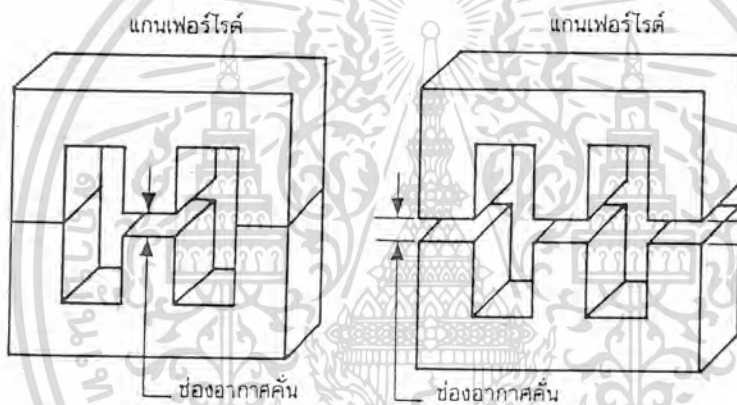
EC Cores, Ferroxcube-Philips

ตารางที่ 2.1 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์มีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

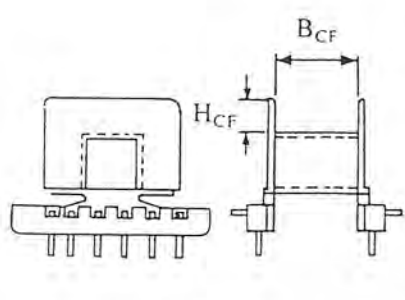


รูปที่ 2.30 แสดงตัวอย่างการคั่นช่องอากาศในแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

2.4.3 บอบบิ้น

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการถัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างได้จากรูปที่ 2.31 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาหักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



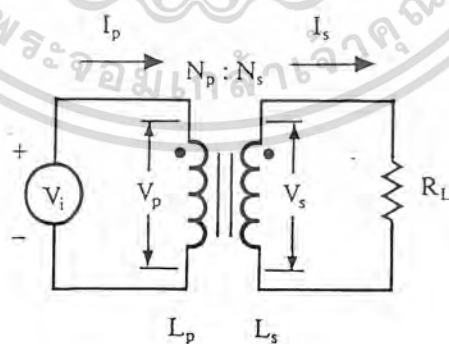
CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{CF} (mm)	H_{CF} (mm)	l_{av} (mm)
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 813E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E 21	1.14	17.9	6.0	86.36
E 783E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
E 75	2.42	26.2	8.1	119.38

EE Bobbin

รูปที่ 2.31 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบินสำหรับแกนเฟอไรต์แบบ EE

ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

หม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไฟปฐมรีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.32 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.32 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_p/V_s = N_p/N_s = I_s/I_p \quad (2.22)$$

$$\text{และ } N_p/N_s = \sqrt{L_p/L_s} \quad (2.23)$$

เมื่อ	N_p	คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
	N_s	คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
	V_p	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
	V_s	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
	L_p	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
	L_s	คือ ค่าเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
	I_p	คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
	I_s	คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกต คือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

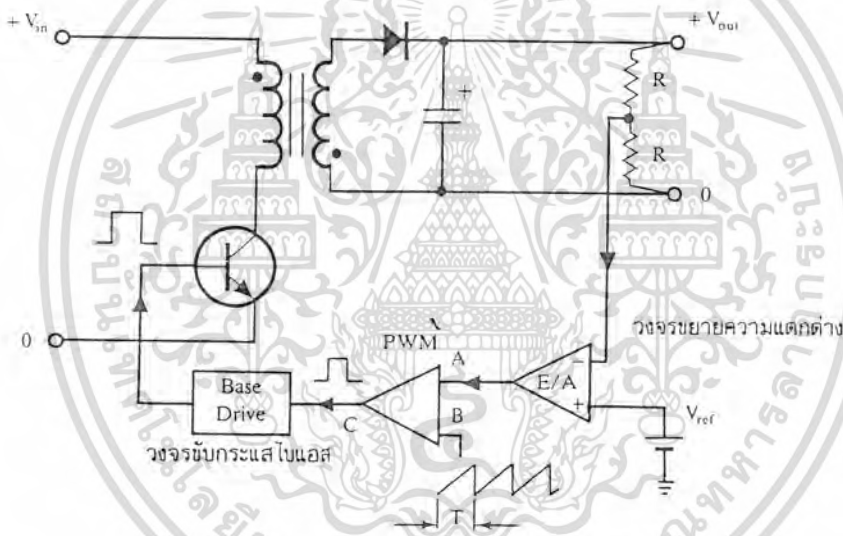
$$V_p = N_p \cdot A_e (dB/dt) \times 10^{-8} \quad (2.24)$$

และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (dB/dt) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบพัลส์วิตท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM ในการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (ton) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำได้ ในโหมดควบคุมจากแรงดัน โดยจะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุต วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.33

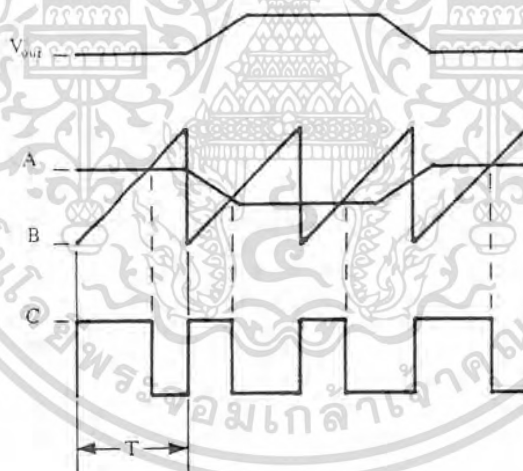


รูปที่ 2.33 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูป 2.33 วงจรควบคุมจะอาศัยการบ้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุต ที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมี

ความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรมหาความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตถึงผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะที่ค่าลดลงความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{on} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{on} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพินเฟedbackตามรูปที่ 2.33

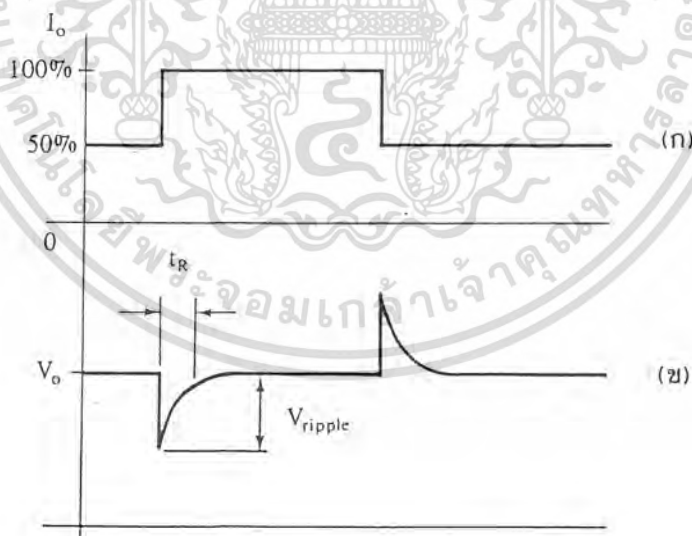
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 เสถียรภาพของวงจรถวลุม

จากวงจรถวลุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับใน ลักษณะลูปปิด (Close – Loop Feedback Control) เสถียรภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์จึง ขึ้นกับเสถียรภาพการทำงานของวงจรถวลุมป้อนกลับแบบลูปปิด

2.6.1 การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรถวลุม

เสถียรภาพการทำงานของวงจรถวลุม จะสามารถสังเกตเห็นได้จากการตอบสนอง ของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด (Transient response) ซึ่งอาจทำ ได้โดยกำหนดโหลดให้มีลักษณะเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดไปมาจากค่ากระแสโหลดที่ 50% ไปเป็น 100% ของค่ากระแสโหลดสูงสุด ที่ความถี่เป็นสองเท่าของแรงดันไฟสลับที่อินพุต การเกิดโหลดในลักษณะเช่นนี้วงจรถวลุมจะเหมือนมีการเปิดลูปและปิดลูปขึ้นในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ถ้าวงจรถวลุมไม่มีเสถียรภาพ ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในลูปปิดจะทำให้เกิดการ แกว่งของวงจรถวลุมได้



รูปที่ 2.35 (ก) แสดงลักษณะการเปลี่ยนแรงดันของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใดเพื่อทดสอบ เสถียรภาพของวงจรถวลุม

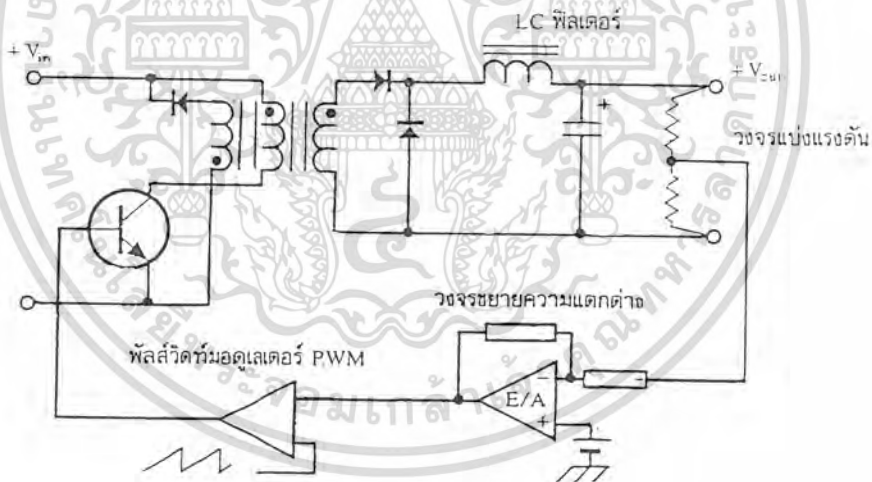
(ข) แสดงลักษณะการฟุ้งของแรงดันซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะการตอบสนองที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาต์พุตมีลักษณะพุ่ง (dip and jump) ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดและต้องใช้เวลาคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติของเอาต์พุตเรียกว่า “ช่วงเวลาดิ้นตัว t_R (Transient Recovery Time)” ค่าของ t_R จะขึ้นกับวงจรฟิวดเตอร์ที่เอาต์พุตและการตอบสนองของรูป ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นกับค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตเป็นหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงต้องมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด

2.6.2 การชดเชยรูปเพื่อป้องกันการแกว่งของวงจรควบคุม

วงจรควบคุมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ จะมีลักษณะของวงจรควบคุมป้อนกลับแบบลบ และสามารถแบ่งรูปตามส่วนที่มีอัตราขยายได้ดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 แสดงลักษณะตัวอย่างรูปของวงจรควบคุมแบบป้อนกลับในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยแบ่งส่วนตามส่วนที่มีอัตราขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

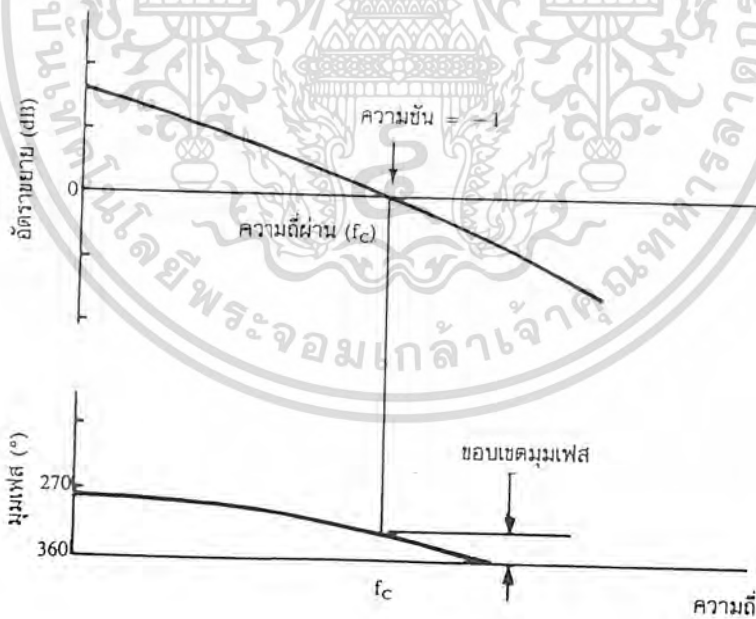
2.6.3 เสถียรภาพของลูปป้อนกลับ (Feedback-Loop Stability)

ลูปป้อนกลับจะไม่เสถียรภาพ ถ้าจุดใดจุดหนึ่งในลูปมีอัตราขยายเท่ากับ 1 (0 dB) และมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณเท่ากับ 360 องศา ในเวลาเดียวกัน แต่ลูปจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อลูปเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

เงื่อนไขประการที่ 1 ลูปจะเสถียร ถ้าที่ความถี่ซึ่งอัตราขยายรวมของลูปที่มีค่าเท่ากับ 1 (0 dB) ผลรวมของเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดในลูปเปิดจะต้องน้อยกว่า 360 องศา

เงื่อนไขประการที่ 2 เพื่อป้องกันการเลื่อนของเฟสอย่างรวดเร็ว ค่าความชัน (slope) ของกราฟอัตราขยายรวมของลูปตามความถี่ที่ผ่าน (f_c) ต้องมีค่าเท่ากับ -1 หรือ -20 dB ต่อสิบเท่าของความถี่ เมื่อความถี่ผ่าน f_c (Crossover frequency) คือความถี่ที่ทำให้อัตราขยายรวมของลูปมีค่าเท่ากับ 1

เงื่อนไขประการที่ 3 เพื่อป้องกันการแกว่ง ให้กำหนดขอบเขตของมุมเฟส (Phase margin) ไว้ด้วย อย่างน้อยที่สุดให้กำหนดไว้ที่ 45 องศา (มุมเฟสเลื่อนไปได้มากที่สุดไม่เกิน 315 องศา) รูปที่ 2.37 ประกอบ



รูปที่ 2.37 แสดงเงื่อนไขเสถียรภาพซึ่งดูได้จากอัตราขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ความถี่ผ่าน f_c

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.4 ออปโตคัปเปิลอร์ในวงจรควบคุม

ออปโตคัปเปิลอร์ใช้ในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อความปลอดภัย ในคอนเวอร์เตอร์ใช้ออปโตคัปเปิลอร์ในการป้อนกลับสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน ภายในของตัวออปโตคัปเปิลอร์ประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 2.38



ที่ 2.38 แสดงโครงสร้างภายในของออปโตคัปเปิลอร์ซึ่งประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

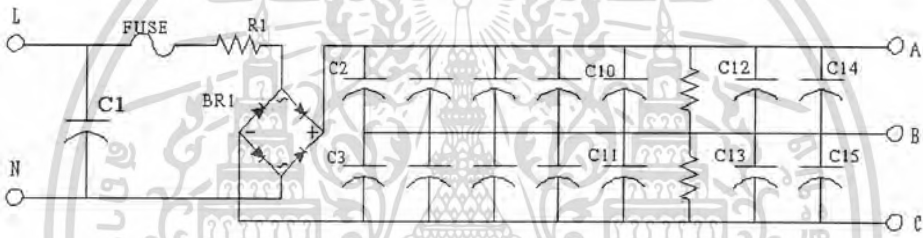
บทที่ 3

การออกแบบวงจรสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

โครงการที่ทำการศึกษา มีข้อกำหนดในการออกแบบ ดังนี้

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	$\pm 144V$
กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต	7 แอมป์
ทำงานที่ความถี่	50 กิโลเฮิรตซ์
ประสิทธิภาพ	80 เปอร์เซ็นต์

3.1 การออกแบบวงจรส่วนอินพุต



รูปที่ 3.1 แสดงรูปวงจรถ่านอินพุต

3.1.1 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

กำลังงานเอาต์พุต	$= 288 \times 7$	$= 2000$ วัตต์
กำลังงานอินพุต	$= 2000/0.8$	$= 2500$ วัตต์
กระแสไฟฟ้า	$= 2500/310$	$= 8.06$ แอมป์
เวลาที่ประจุ	$= 1/(2 \times 50)$	$= 0.01$ วินาที
ค่าของตัวเก็บประจุ	$= (8.06 \times 0.01)/31$	$= 2600$ ไมโครฟารัด

3.1.2 เรกตีไฟเออร์

หาค่าแรงดันประสิทธิผล I_e

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $R_s = 0.3$ โอห์ม

หาค่าแฟกเตอร์ของตัวต้านทาน R_s

$$\begin{aligned} R_{sf} &= R_s \cdot P_{in} \\ &= 0.3 \times 2500 \\ &= 500 \text{ โอห์ม วัตต์} \end{aligned}$$

นำค่า R_{sf} ไปหาค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เพื่อกำหนดขนาดของฟิวส์

$$\begin{aligned} I_{in(RMS)} / I_e &= 1.42 \\ I_{in(RMS)} &= 1.42 \times 11.36 = 16.1312 \text{ แอมป์} \end{aligned}$$

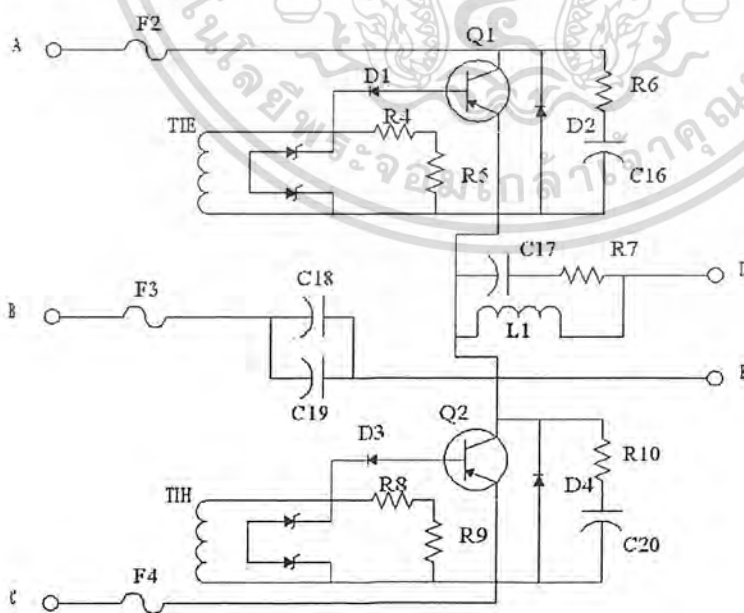
ดังนั้นจึงใช้ฟิวส์อินพุตขนาด 20 แอมป์

นำค่า R_{sf} ไปหาค่ากระแสสูงสุดที่อินพุต

$$\begin{aligned} I_{cap(peak)} / I_e &= 4.3 \\ I_{cap(peak)} &= 4.3 \times 11.36 = 48.85 \text{ แอมป์} \end{aligned}$$

ดังนั้น ไดโอดเรกติไฟเออร์จะต้องมีอัตราทนกระแสสูงสุดช่วงขณะมากกว่า 48.85 แอมป์ และต้องทนกระแสขณะไบแอสตรงมากกว่า 16.13 แอมป์ และทนแรงดันได้ 400 โวลต์เลือกใช้ ไดโอดเรกติไฟเออร์ KBPC 5004

3.2 การออกแบบฮาล์ฟบริดคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 หม้อแปลงสวิตชิง

นำค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไปเลือกแกนเฟอร์ไรต์ จึงเลือกใช้แกนแบบ EE65 คาบเวลาการทำงาน

$$\begin{aligned} T &= 1/f \\ &= 1/(50 \times 10^3) \\ &= 20 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

ช่วงเวลานำกระแสสูงสุด

$$\begin{aligned} t_{on} (\max) &= 0.4 T \\ &= 0.4 \times 20 \times 10^{-6} \\ &= 8 \times 10^{-6} \text{ วินาที} \end{aligned}$$

อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s

$$\begin{aligned} \text{จาก } N_p / N_s &= \frac{(V_{in} (\min) / 2 - V_{ce} (\text{sat}) \times t_{on} (\max) \times 10^8}{(V_O + V_D) (T / 2)} \\ &= \frac{(310/2 - 2) \times (8 \times 10^{-6})}{(288 + 1) (10 \times 10^{-6})} \\ &= \frac{1.224 \times 10^{-3}}{9.7 \times 10^{-4}} \\ &= 1.262 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ N_p

$$\begin{aligned} \text{จาก } N_p &= \frac{(V_{in} (\min) / 2 - V_{ce} (\text{sat}) \times t_{on} (\max) \times 10^8}{\Delta B_{\max} \times A_e} \\ &= \frac{(310/2 - 2) \times (8 \times 10^{-6}) \times 10^8}{1700 \times 5.32} \\ &= \frac{122400}{6372} \\ &= 19.209 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ 20 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ N_s3

$$\begin{aligned} \text{จาก } N_s &= N_p / 1.262 \\ &= 20 / 1262 \\ &= 15.847 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ 16 รอบ

ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี โดยให้ระยะช่องอากาศ l_g เท่ากับ 0.1 มิลลิเมตร

$$\begin{aligned} \text{จาก } L_p &= \frac{4 \times \pi \times A_e \times N_p^2 \times 10^{-8}}{l_g} \\ &= \frac{4\pi \times 5.32 \times 20^2 \times 10^{-8}}{0.1} \\ &= 1779.40 \text{ ไมโครเฮนรี่} \end{aligned}$$

3.2.2 ค่ากระแสสูงสุดที่ไพรมารี

$$\begin{aligned} \text{จาก } I_p(\text{pk}) &= \frac{P_{oT} + (V_{in}/2 - V_{ce(\text{sat})}) \times I_{on(\text{max})}}{\eta \times V_{in(\text{min})} \times I_{on(\text{max})} \times L_p} \\ &= \frac{2000 \times 20 \times 10^{-6} + (310/2 - 2) \times 8 \times 10^{-6}}{0.8 \times 310 \times 8 \times 10^{-6} \times 1779.40 \times 10^{-6}} \\ &= 20.16 + 0.69 \\ &= 20.85 \text{ แอมป์} \end{aligned}$$

นำค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านไพรมารี ไปเปรียบเทียบกับหาขนาดของไอจีบีที ซึ่งจะได้ ไอจีบีทีเบอร์ IR4PC40U ซึ่งทนแรงดันได้ 600 โวลต์ และทอดกระแสได้ 40 แอมป์

3.2.3 ค่าของเอาต์พุตโซลต์

$$\begin{aligned} \text{จาก } L_o &= \frac{E_{out} \times t_{off}}{0.25 I_{out}} \quad ; \quad t_{off} = 0.5 / 2F = 5 \times 10^{-6} \\ &= \frac{40 \times 5 \times 10^{-6}}{0.25 \times 7} \\ &= 137.142 \text{ ไมโครเฮนรี่} \end{aligned}$$

เลือกพันบนแกนเฟอร์ไรต์ EI 50 โดยพันจำนวน 13 รอบ เว้นช่องแกนอากาศ 0.3 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 ค่าของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต

$$\begin{aligned} \text{จาก } C_o &= \frac{I_o \times \text{ton}(\text{max})}{V_{\text{ripple}}} \\ &= \frac{7 \times 12 \times 10^{-6}}{0.1} \\ &= 840 \text{ ไมโครฟารัด} \end{aligned}$$

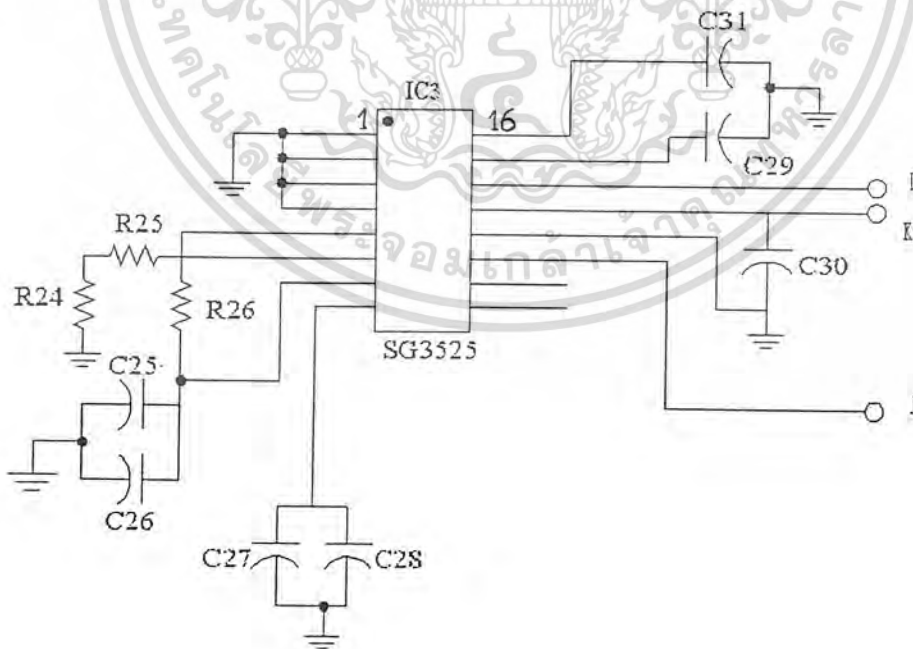
เลือก C_o เท่ากับ 470 ขนนานกัน 3 ตัว

3.2.5 ค่าของตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง

$$\begin{aligned} \text{จาก } C_b &= \frac{I_p(\text{ck}) \times (0.4T)}{\Delta V} ; \Delta V = (15 \times 155) / 100 = 23.25 \\ &= \frac{20.85 \times 8 \times 10^{-6}}{23.25} \\ &= 7.174 \text{ ไมโครฟารัด} \end{aligned}$$

เลือก C_b เท่ากับ 4.7 ไมโครฟารัด ขนนานกัน 2 ตัว

3.3 การออกแบบวงจรควบคุม

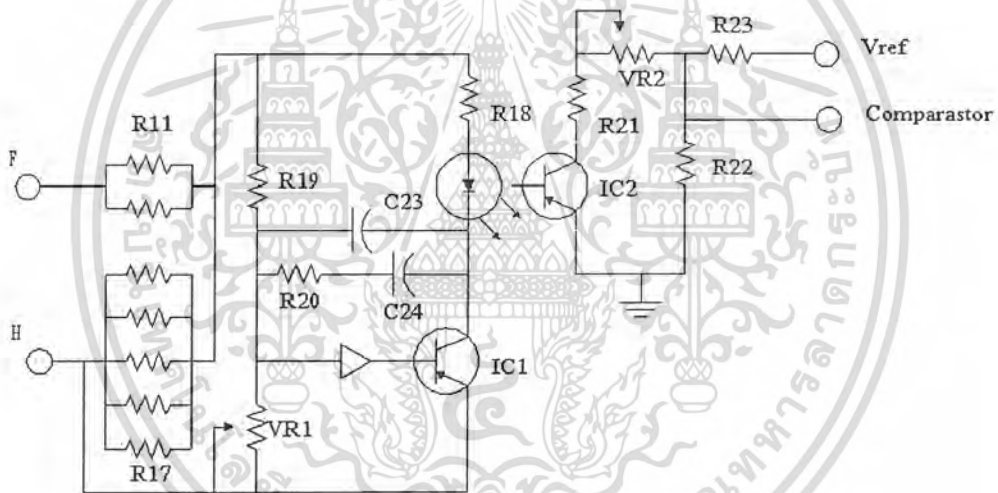


รูปที่ 3.3 แสดงวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้ได้ใช้ไอซีเบอร์ SG3525 มาเป็นตัวควบคุมการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดย ขา 15 เป็นไฟเลี้ยง ขา 12 เป็นกราวด์ โดย SG3525 จะให้แรงดันอ้างอิงที่ขา 16 ขนาด 5.1 โวลต์และให้สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่ขา 11 และ 14 โดยจะสลับกันทำงาน โดยความถี่จะถูกกำหนดโดยค่าของ R1 R2 และ C1 โดยคำนวณได้จากสมการ $f = 1/C1(0.7(2 + 3R1))$ โดยผ่านความถี่ในการทำงานอยู่ในช่วง 120 Hz ถึง 400 kHz สัญญาณที่ออกจากขา 11 และ 14 จะไปผ่าน Buffer เบอร์ 4050B เพื่อป้องกัน SG3525 เสียหายในกรณีที่โหลดช้อต หลังออกจากบัฟเฟอร์จะไปเข้าหม้อแปลงเพื่อทำการแยกกราวด์ ก่อนที่จะไปขับไอจีบีทีในวงจรคอนเวอร์เตอร์

3.4 การออกแบบวงจรป้อนกลับ



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรป้อนกลับ

ในวงจรป้อนกลับได้นำเอาโอต์คัมป์เพลอร์มาใช้ในการแยกส่วนทางไฟฟ้าในวงจรควบคุมโดยมีการทำงานดังนี้ จากวงจรไอซี TL 431 จะทำหน้าที่ตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยถ้าขา 1 มีแรงดันมากกว่า 2.5 โวลต์ TL 431 จะนำกระแส ทำให้มีกระแสไหลผ่าน LED ของอ้อต์คัมป์เพลอร์ จะมีการส่งผ่านกระแสไปยังวงจรควบคุมทางด้านไพรมารีได้

R18 จะเป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่านอ้อต์คัมป์เพลอร์และ TL 431 ไม่ให้มีค่าสูงเกินไปโดย TL 431 ทนกระแสได้ 100 มิลลิแอมป์ แต่อ้อต์คัมป์เพลอร์เบอร์ MOC8104 ทนกระแสได้ 60 มิลลิแอมป์ จึงกำหนดให้ R18 เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม ค่า R19 กับ VR1 เป็นตัวแบ่งแรงดันจากเอาต์พุตโดยแรงดันที่ตกคร่อม VR1 จะต้องมีค่า 2.5 โวลต์ เราจึงกำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ VR1 = 50 โอห์ม ,R19 =100 กิโลโอห์ม ส่วนR6 และ C6 มีไว้เพื่อชดเชยความถี่ให้กับ TL 431

การกำหนดการชดเชยสำหรับวงจรควบคุม

1) กำหนดความถี่ผ่าน f_c จาก

$$f_c = f_{\text{switching}} / 5 = (50 \times 10^3) / 5 = 10 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์}$$

2) โบริคพลอตของเอาต์พุตฟิลเตอร์

$$\begin{aligned} \text{หาค่าความถี่หักมุม } f_o &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{o1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{40 \times 10^{-6} \times 1410 \times 10^{-6}}} \\ &= 670 \text{ เฮิร์ตซ์} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{หาค่าความถี่หักมุม } f_{esr} &= \frac{1}{2\pi R_{esr}C_o} = \frac{1}{2\pi \times 1410 \times 10^{-6} \times (0.2/5)} \\ &= 1693 \text{ เฮิร์ตซ์} \end{aligned}$$

โบริคพลอตของเอาต์พุตฟิลเตอร์ LoCo เพื่อกำหนดค่าอัตราขยายบนกราฟสามารถทำได้ โดยการสร้าง โบริคพลอตลงบนกระดาษเซมิล็อก หรือคำนวณค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงไป (ΔG) เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจาก f_1 เป็น f_2 ได้จาก

$$\Delta G = \text{Log}_{10}(f_2 / f_1) \times 20 \text{Log}_{10}(1 / 100) \text{ dB} \quad (\text{เมื่อความชันของอัตราขยายเท่ากับ } -2)$$

$$\Delta G = \text{Log}_{10}(f_2 / f_1) \times 20 \text{Log}_{10}(1 / 100) \text{ dB} \quad (\text{เมื่อความชันของอัตราขยายเท่ากับ } -1)$$

3) หาอัตราขยายของ PWM และเนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์

$$\begin{aligned} G_{\text{pwm}} &= 20 \text{ Log}_{10}(V_{\text{ins}} / V_{\text{sNp}}) \text{ dB} \\ &= 20 \text{ Log}_{10}(310 / 3.1 \times 0.631) \\ &= 41.9 \\ &\cong 42 \text{ dB} \end{aligned}$$

4) อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดัน

$$\begin{aligned} G &= 20 \text{ Log}_{10}(R_1 + R_2) \text{ dB} \\ &= 20 \text{ Log}_{10}(0.05208) \\ &= -25.66 \text{ dB} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดัน

$$\begin{aligned} G &= GLC + GPWM + GDIV \\ &= -31.5 + 42 - 25.66 \\ &= -13.16 \text{ dB} \\ &\cong -13 \text{ dB} \end{aligned}$$

6) ดังนั้นอัตราขยายของวงจรขยายความแตกต่างที่ค่าความถี่ผ่าน ($f_c = 10$ กิโลเฮิรตซ์) จะต้องมิต่ำเท่ากับ +15 dB และจะเห็นได้ว่า วงจร LoCo ฟิวด์เตอร์มีการเลื่อนเฟสไปเท่ากับ -90 องศา ที่ค่าความถี่ผ่าน f_c ถ้าต้องการให้มีขอบเขตของมุมเท่ากับ 60 องศา จะต้องกำหนดค่าของ Boost มีค่า

$$\begin{aligned} \text{จาก Boost} &= M - P - 90 \\ &= 60 - (90) - 90 \\ &= 60 \text{ องศา} \end{aligned}$$

วงจรขยายจะต้องถึงเฟสได้มากถึง 60 องศา และมีค่าอัตราขยายที่ความถี่ f_c เท่ากับ 13 dB ในที่นี้เลือกใช้วงจร

7) กำหนดค่า K เพื่อพิจารณาค่าของ R2, C1 และ C2 ของวงจรขยายแบบที่ 2

$$\begin{aligned} K &= \tan [((\text{Boost} / 2) + 45)] \\ &= \tan [((60 / 2) + 45)] \\ &= 3.75 \end{aligned}$$

8) คำนวณค่า R1, R2, C1 และ C2

เนื่องจากค่า R1 สามารถกำหนดได้โดยทั่วไป ในที่นี้กำหนดค่า R1 = 1 กิโลโอห์ม

$$\begin{aligned} C2 &= \frac{1}{2\pi f_c GDR1} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 13 \times 3.73 \times 1 \times 10^3} \\ &= 0.33 \text{ นาโนฟารัด} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C1 &= C2 (K^2 - 1) \\ &= 0.33 \times 10^{-9} \times (3.73^2 - 1) \\ &= 3.417 \text{ นาโนฟารัด} \end{aligned}$$

$$R2 = \frac{K}{2\pi f_c C1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูและงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{3.73}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 3.4 \times 10^{-9}}$$

$$= 17 \text{ กิโลโห์ม}$$

$$R_{bias} = (V_{ref} R_1) / V_{in} - V_{ref}$$

$$= (2.5 \times 1 \times 10^3) / 5 - 2.5$$

$$= 1 \text{ กิโลโห์ม}$$

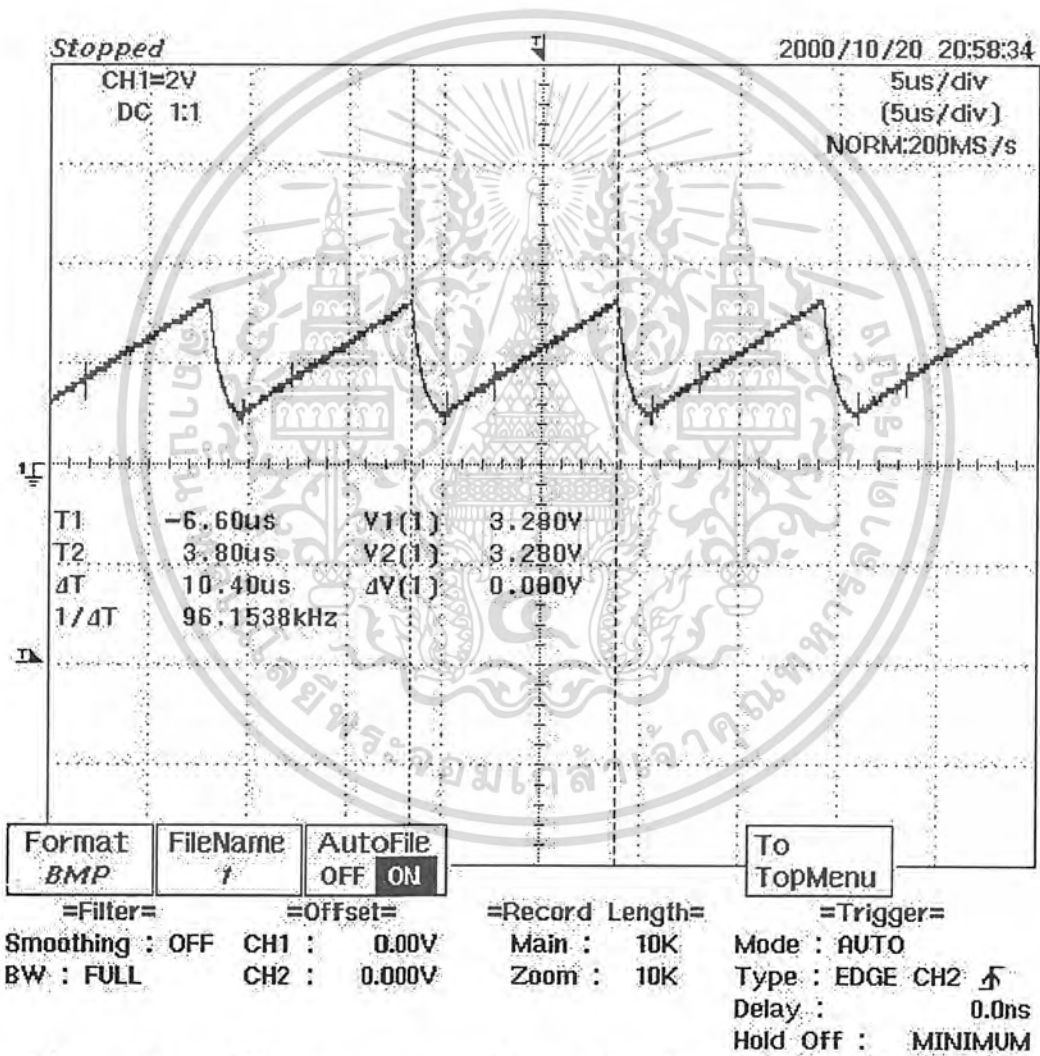


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

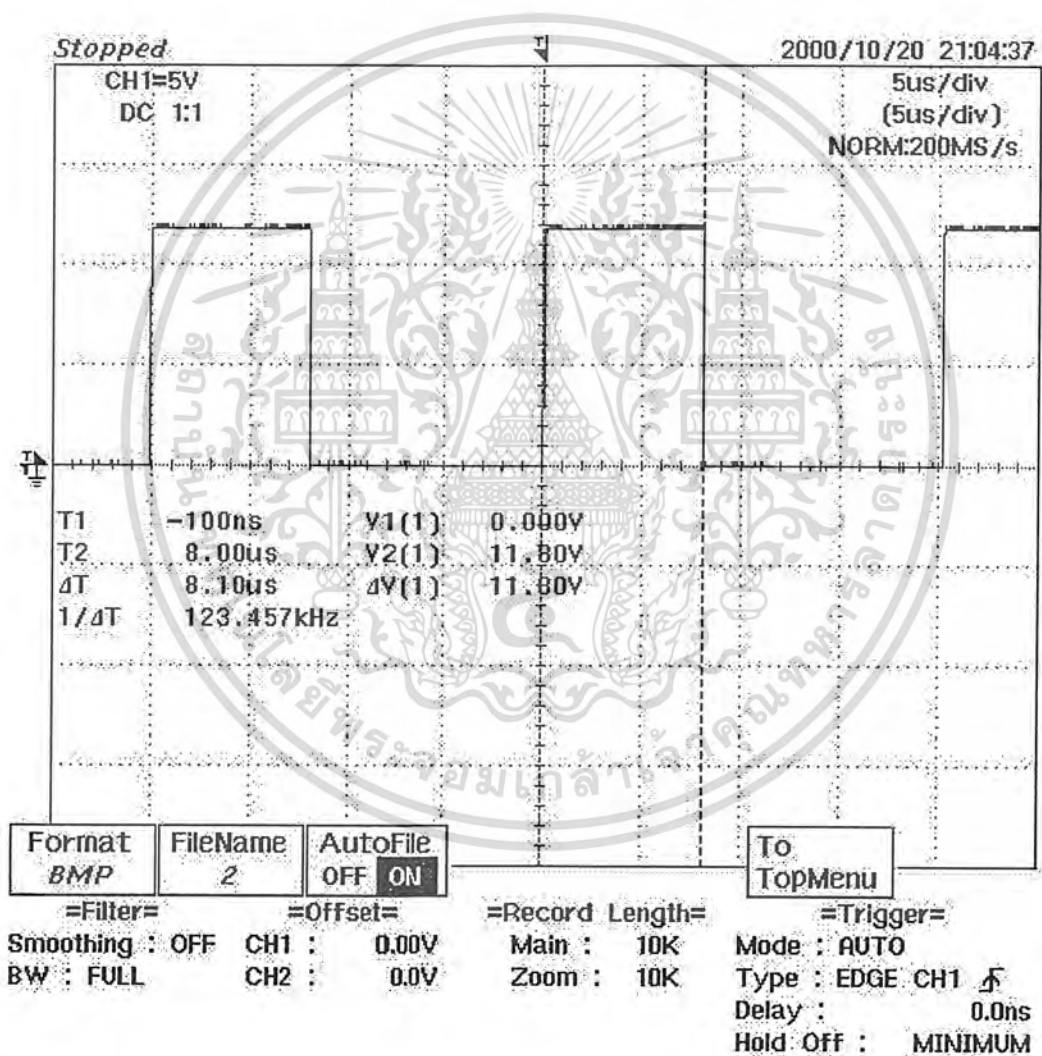
บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 สัญญาณของวงจรควบคุม

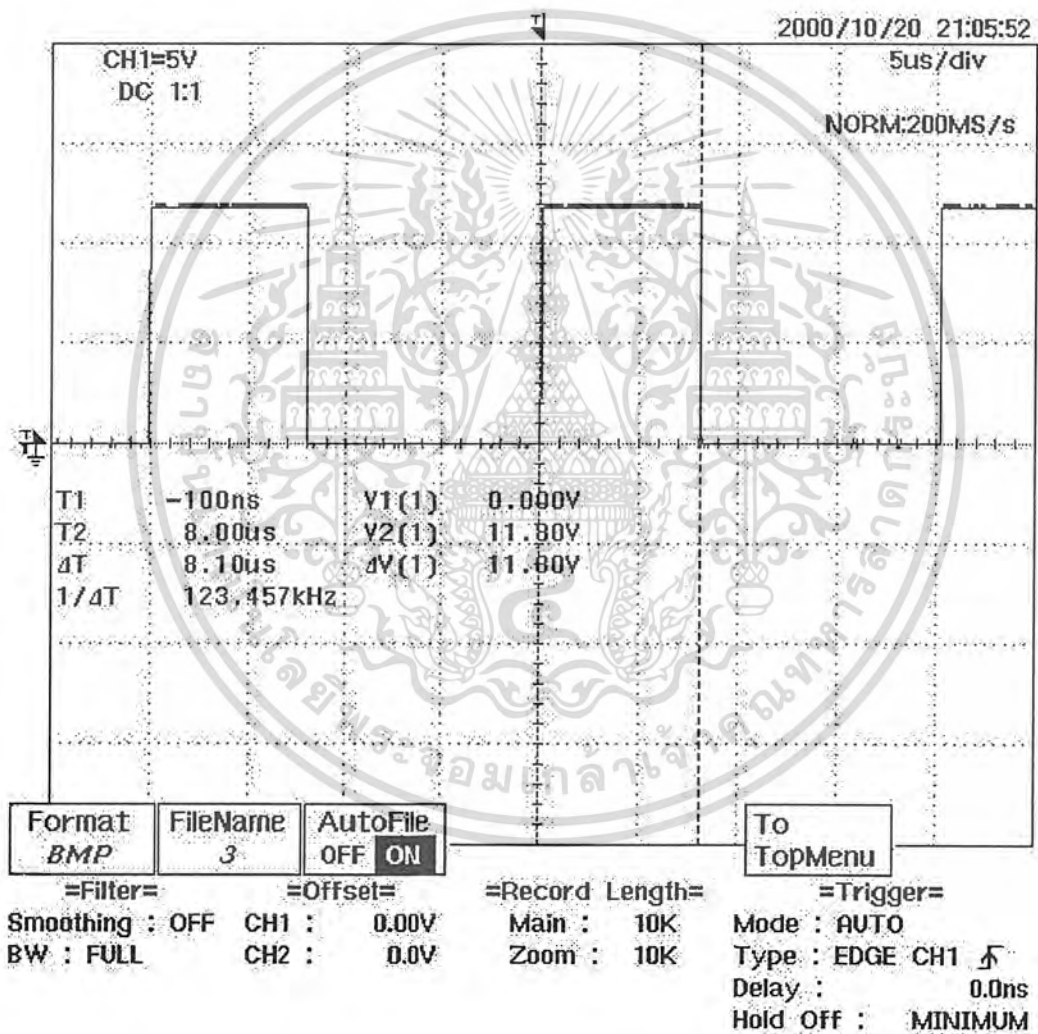


รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ขา 5 ของ SG3525 มีลักษณะเป็นรูปฟันเลื่อยมีความถี่เท่ากับ 100 กิโลเฮิรตซ์ มีขอคของสัญญาณ 3.1 โวลต์



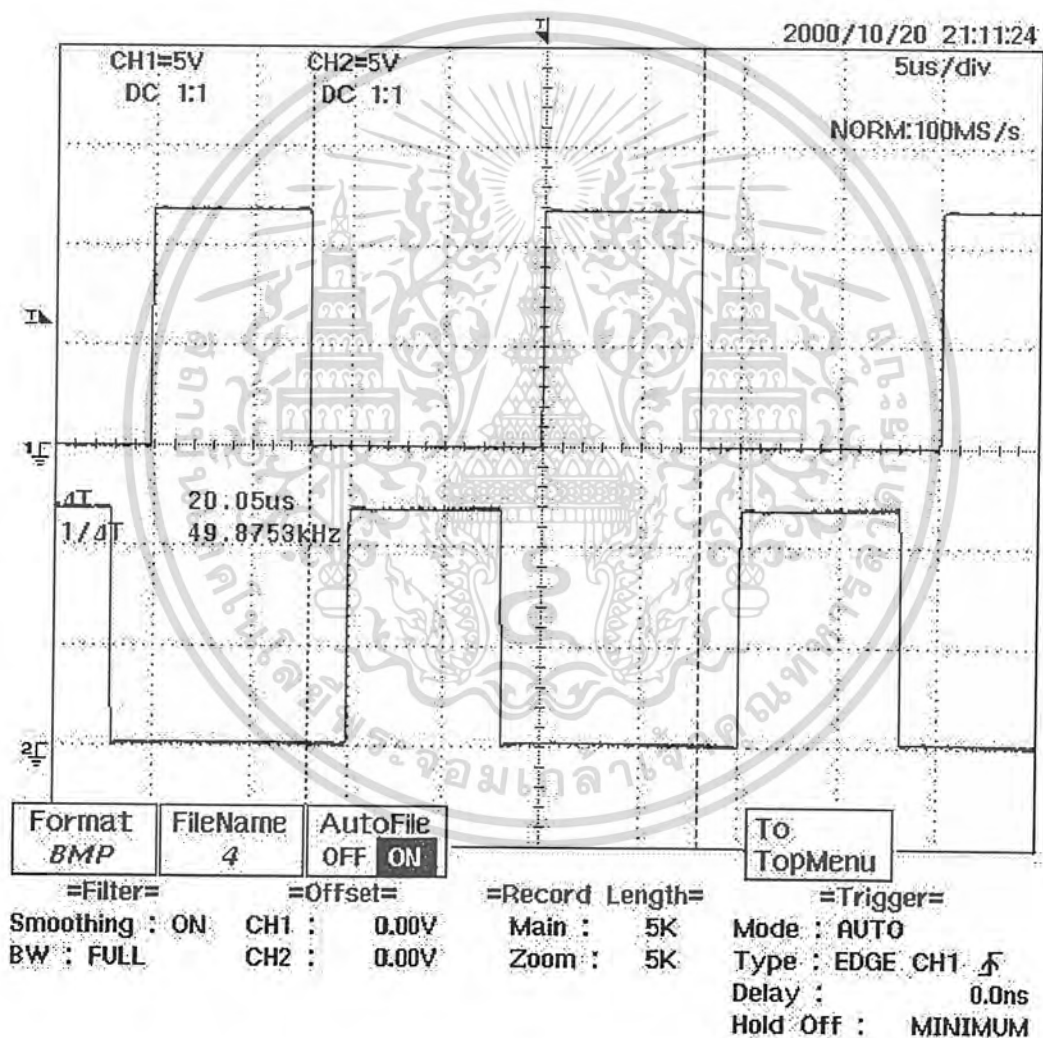
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ขา 11 ของ SG3525 เป็นรูปสัญญาณเอาต์พุต A มีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีความถี่ 50 กิโลเฮิรตซ์และมีขนาดสัญญาณประมาณ 12 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ขา 14 ของ SG3525 เป็นรูปสัญญาณเอาต์พุตของ B SG3525 มีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีขนาดของสัญญาณ 12 โวลต์

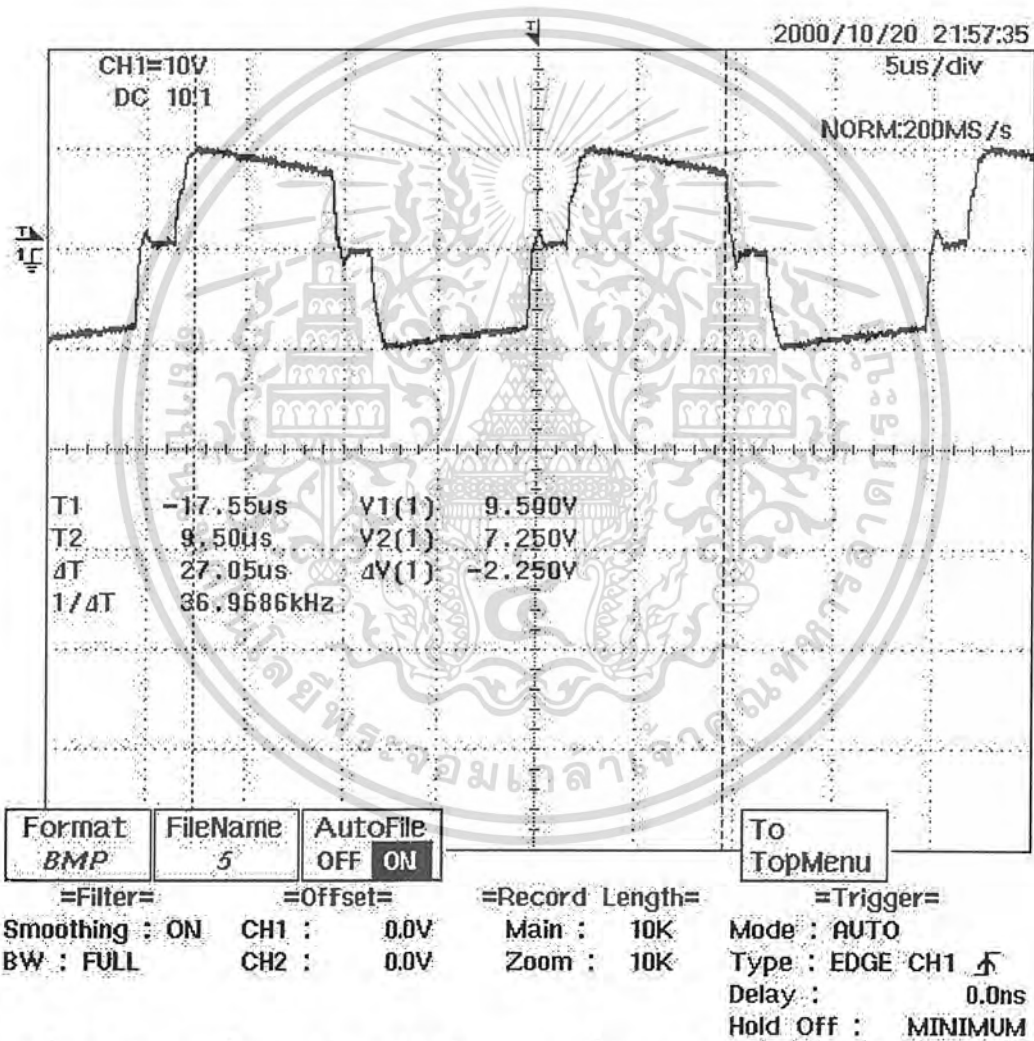
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ขา 11 เทียบกับ 14 โดยจะสลับกันทำงาน เพื่อนำสัญญาณที่ได้ไปขับไอ จีบีทีให้สลับกันทำงาน

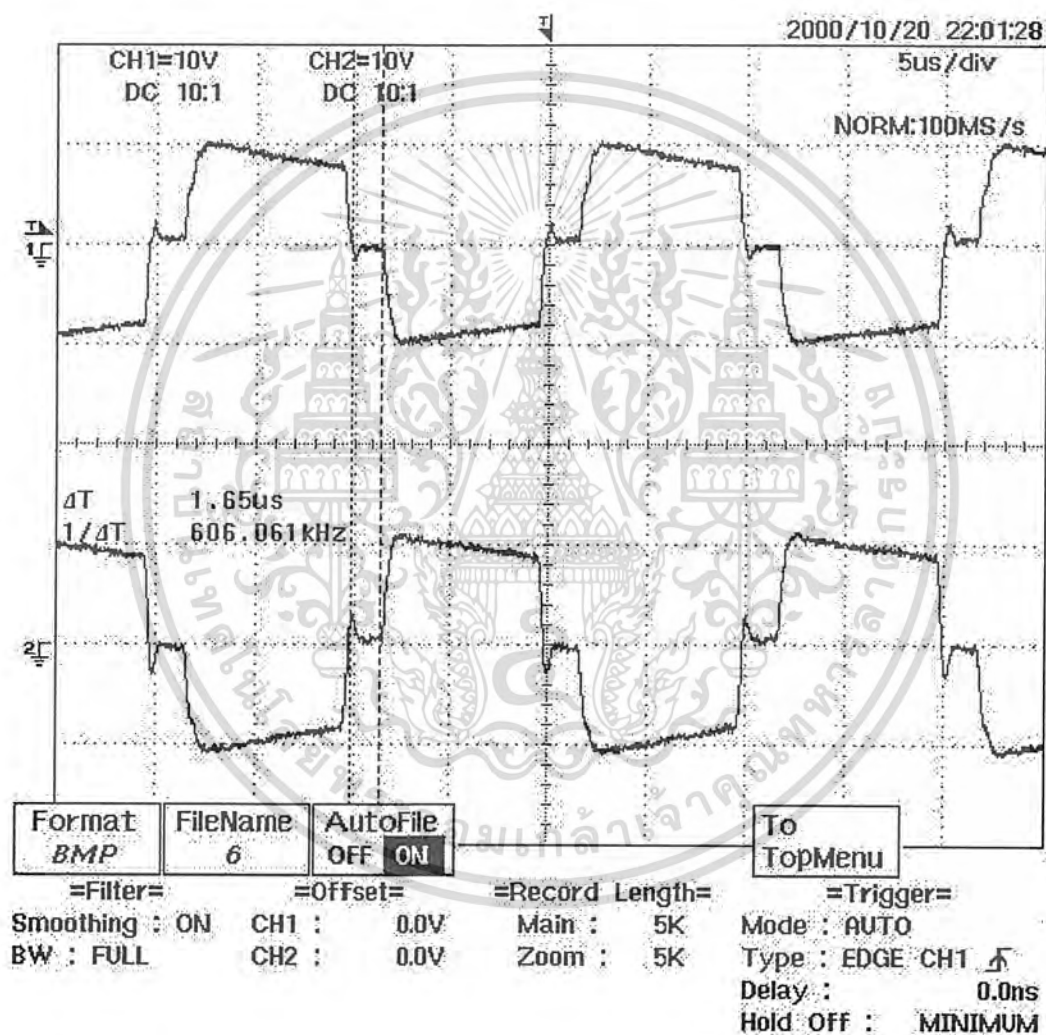
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 สัญญาณของวงจรขับไอจีบีที



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ขาเกตเทียบซอร์ส เป็นสัญญาณที่ผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกสัญญาณไฟของวงจรควบคุมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยมีคาบการทำงานสูงสุด

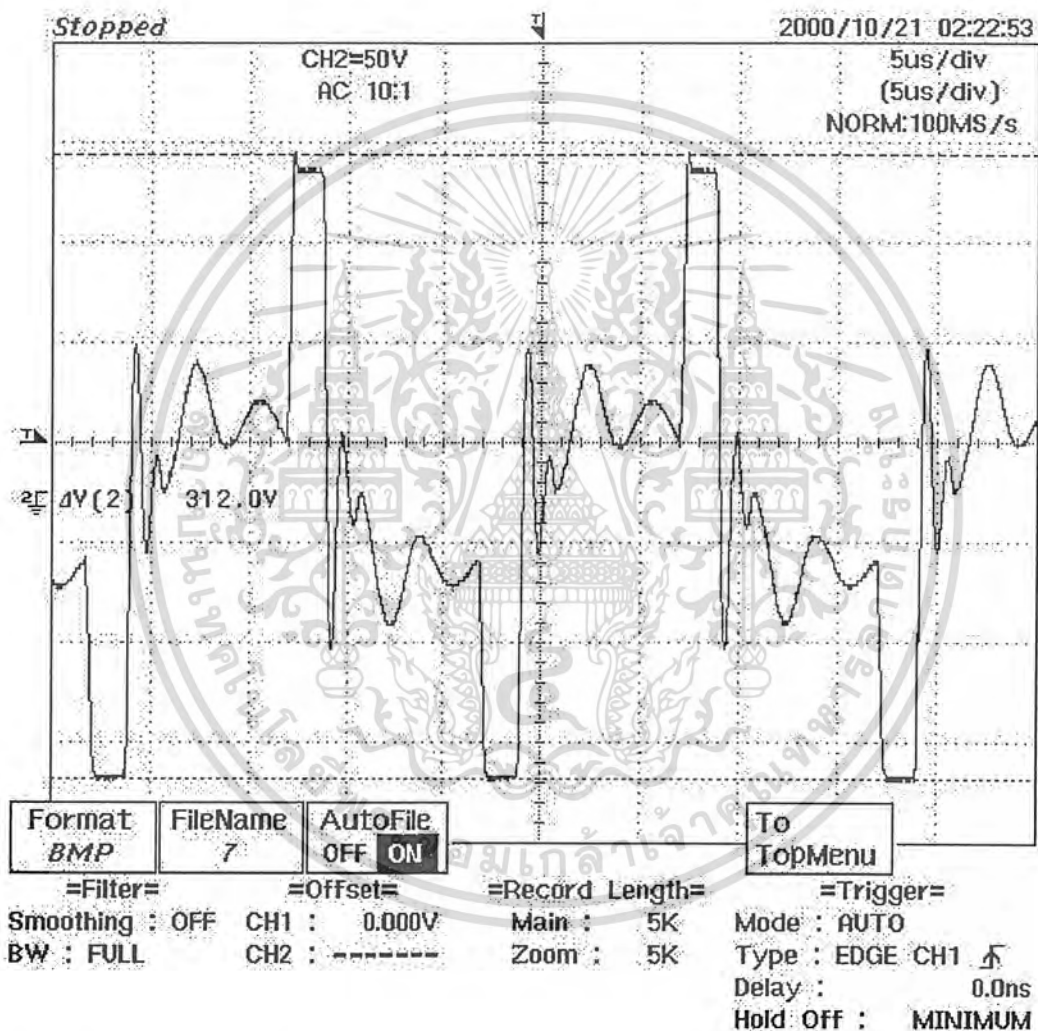
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ขาเกตเทียชอร์สของ Q1 และ Q2 แสดงรูปสัญญาณในการไบอัสให้ไอ จีบีที่นำกระแสของแต่ละตัว โดยสัญญาณที่ขาเกตของ Q1 และ Q2 ต้องไม่เป็นไฟบวกพร้อม กัน

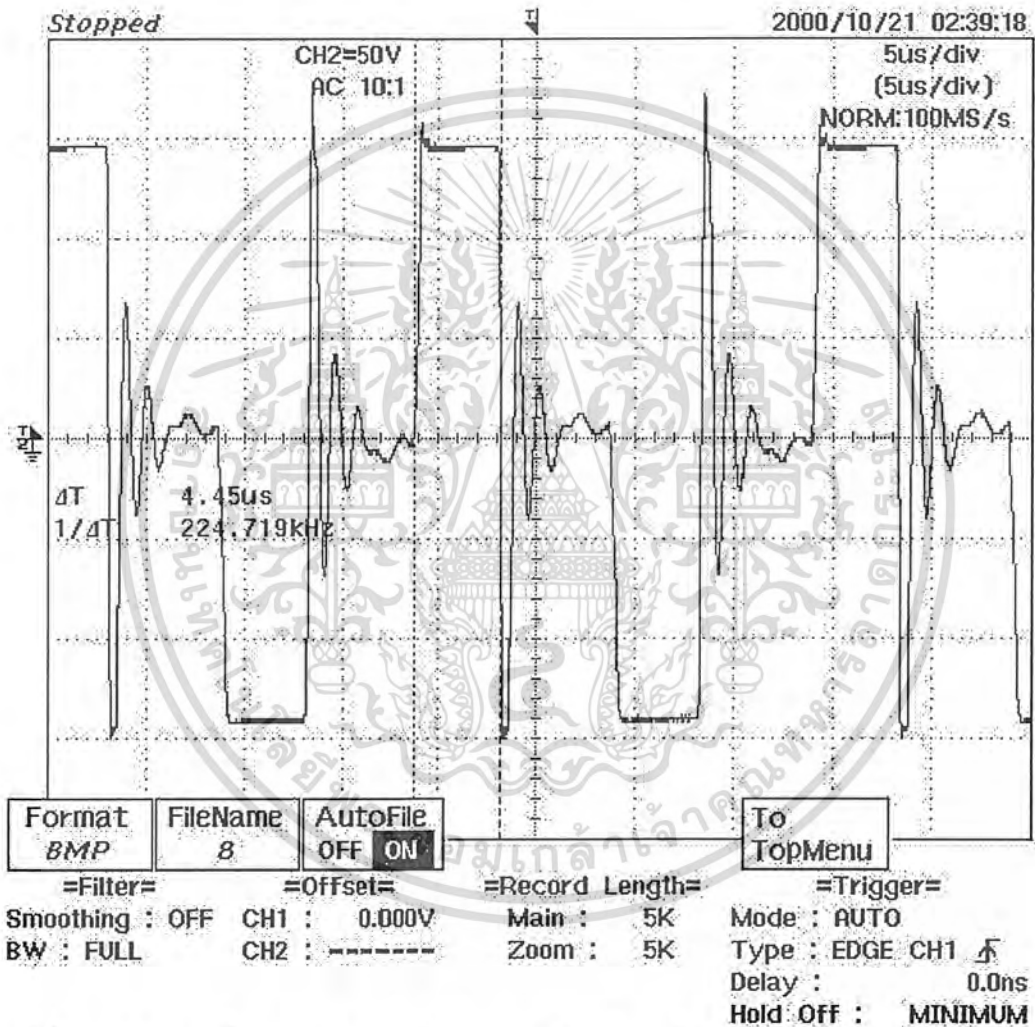
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 สัญญาณการทำงานของไอจีบีที



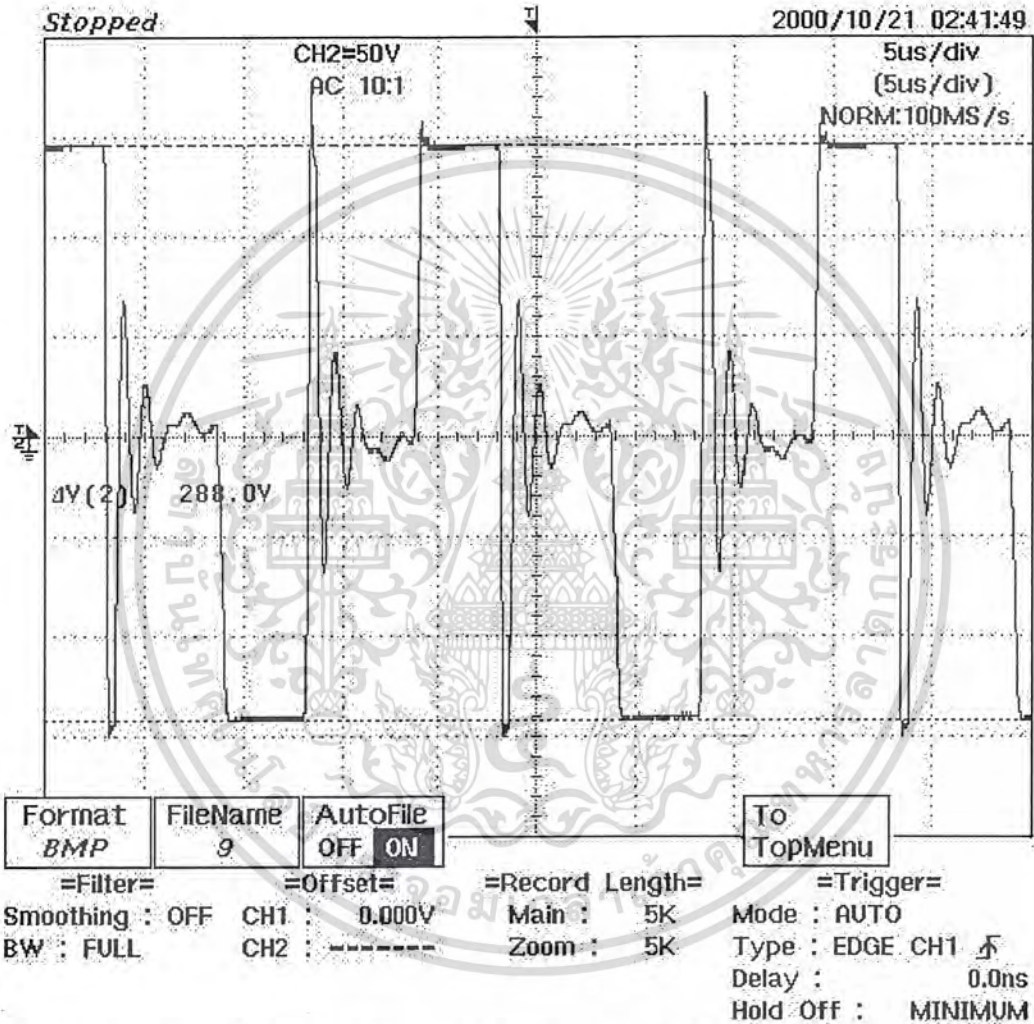
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ขาแตรนเทียบขอร์สของ Q2 เป็นรูปการสวิตของ Q2 โดยมีแรงดันสูงสุดต่อร้อม Q2 เท่ากับ V_{in} คือ 310 โวลต์ โดยมีแรงดันเอาต์พุต 96 โวลต์โดยง่ายกระแสให้โหลด 1 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



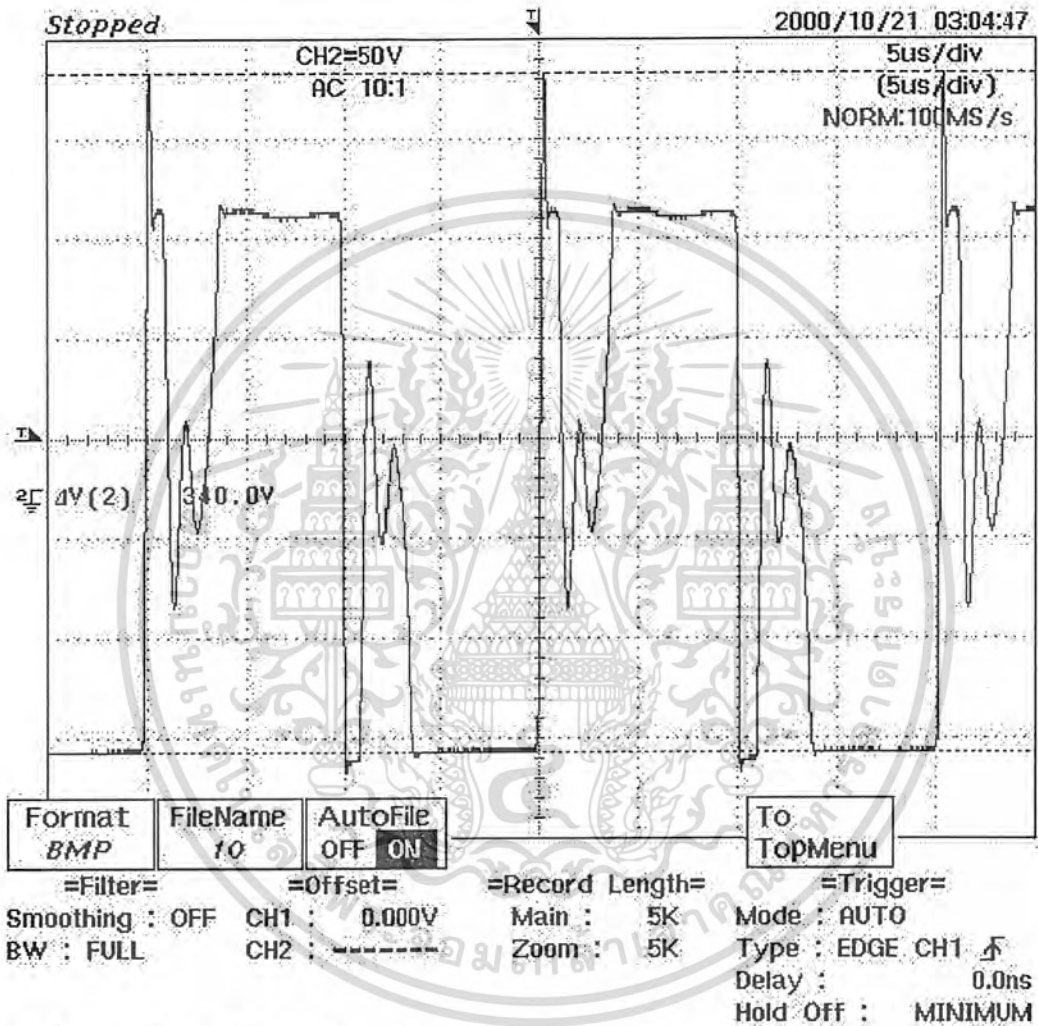
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ขาเดรนเทียบซอร์สของ Q2 โดยมีแรงดันเอาต์พุต 96 โวลต์ จ่ายกระแสให้โหลด 5 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ขาเกตเทียชอร์สของ Q2 แสดงการทำงานของไอจีบีที โดยป้อนระดับอินพุตเท่ากับ 270 โวลต์ วัดแรงดันเอาต์พุตได้ 96 โวลต์ จ่ายกระแสให้โหลด 3.5 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ขาเกตเทียบซอร์สของ Q2 แสดงการทำงานของไอจีบีที โดยป้อนระดับอินพุตเท่ากับ 140 โวลต์ วัดแรงดันเอาต์พุตได้ 192 โวลต์ จ่ายกระแสให้โหลด 3 แอมป์ จะเห็นว่าช่วงที่ไอจีบีทีหยุดทำงานจะเกิดแรงดันสไปค์ซึ่งเป็นสาเหตุให้ไอจีบีทีพังได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

ในการทดลองของโครงการนี้สามารถสรุปปัญหาได้ดังนี้

1. เราพบปัญหาในวงจรกำลังโดยในช่วงที่ไอจีบีทีหยุดทำงานจะเกิดแรงดันสไปส์ขึ้น ทำให้ไอจีบีทีพังสามารถแก้ไขได้คือเพิ่มค่า C และเพิ่มกำลังวัตต์ของ R ในวงจรสับเบอรั
2. ไม่สามารถหาโหลดมาใช้ทดสอบกำลังที่สามารถจ่ายได้ เนื่องจากมีแรงดันสูงและกระแสต่ำ ในโครงการนี้จึงใช้ความต้านทานชนิดกระเบื้องมาต่อขนานกันแต่สามารถทดสอบได้ไม่นาน เนื่องจากเมื่อ R ร้อนทำให้ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลง
3. ในการทดลองนั้น ไอจีบีทีพังเสียหายมากเพราะช่วงแรกๆ ใช้ไฟ 220 Vac ป้อนเข้าโดยตรงเมื่อทำการ ON วงจรควบคุมบางครั้งทำให้ ไอจีบีทีพังทันทีทันใด ซึ่งอาจเกิดจากแรงดันหรือกระแสเกิน โดยไม่สามารถวัดสัญญาณได้ การแก้ปัญหาคือต้องหารวาริแอกมาทำการแปลงไฟและปรับแรงดันเพิ่มขึ้นทีละน้อยและสังเกตสัญญาณไปเรื่อย ๆ เมื่อสามารถปรับวาริแอกได้ 220 โวลท์ แล้ววงจรทำงานได้สมบูรณ์จึงสามารถทดสอบกับไฟ AC 220 โวลท์ได้
4. เนื่องจากโครงการนี้สามารถจ่ายกำลังงานให้โหลดได้ 2,000 วัตต์ ซึ่งกำลังวัตต์ที่สูงพอสมควร ในโครงการนี้แกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้คือ EE 65 แต่ก็ยังไม่สามารถจ่ายกำลังได้ถึง 2,000 วัตต์ได้ จึงต้องแก้ไขโดยการเพิ่มความถี่ แต่จะออกแบบวงจรควบคุมต่างๆ ยากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

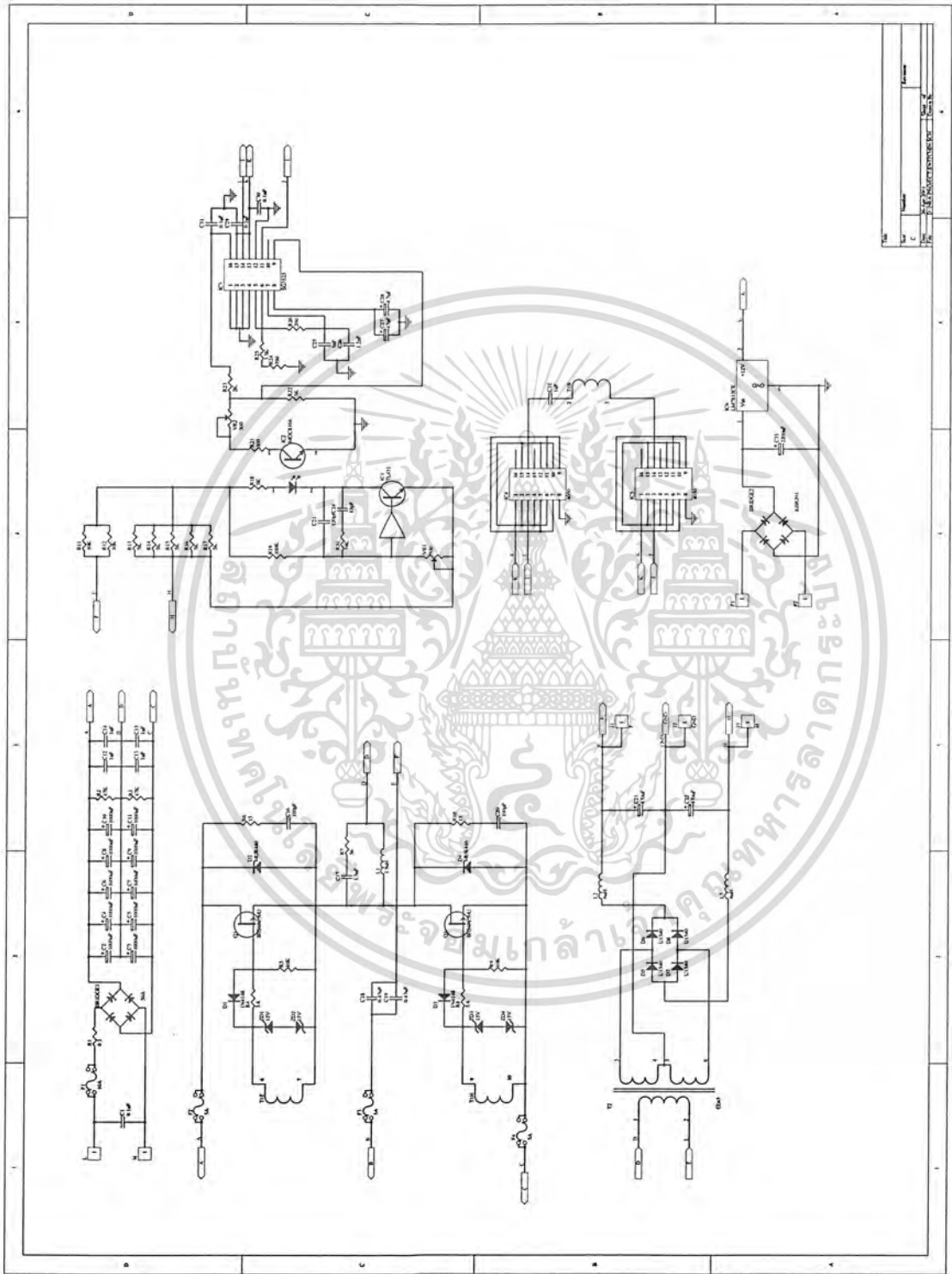
Chryssis, G., High – Frequency Switching Power Supplies – Theory and Design, McGraw – Hill, 1989.

Pressman, A.I., Switching Power Supply Design, McGraw – Hill, 1991.

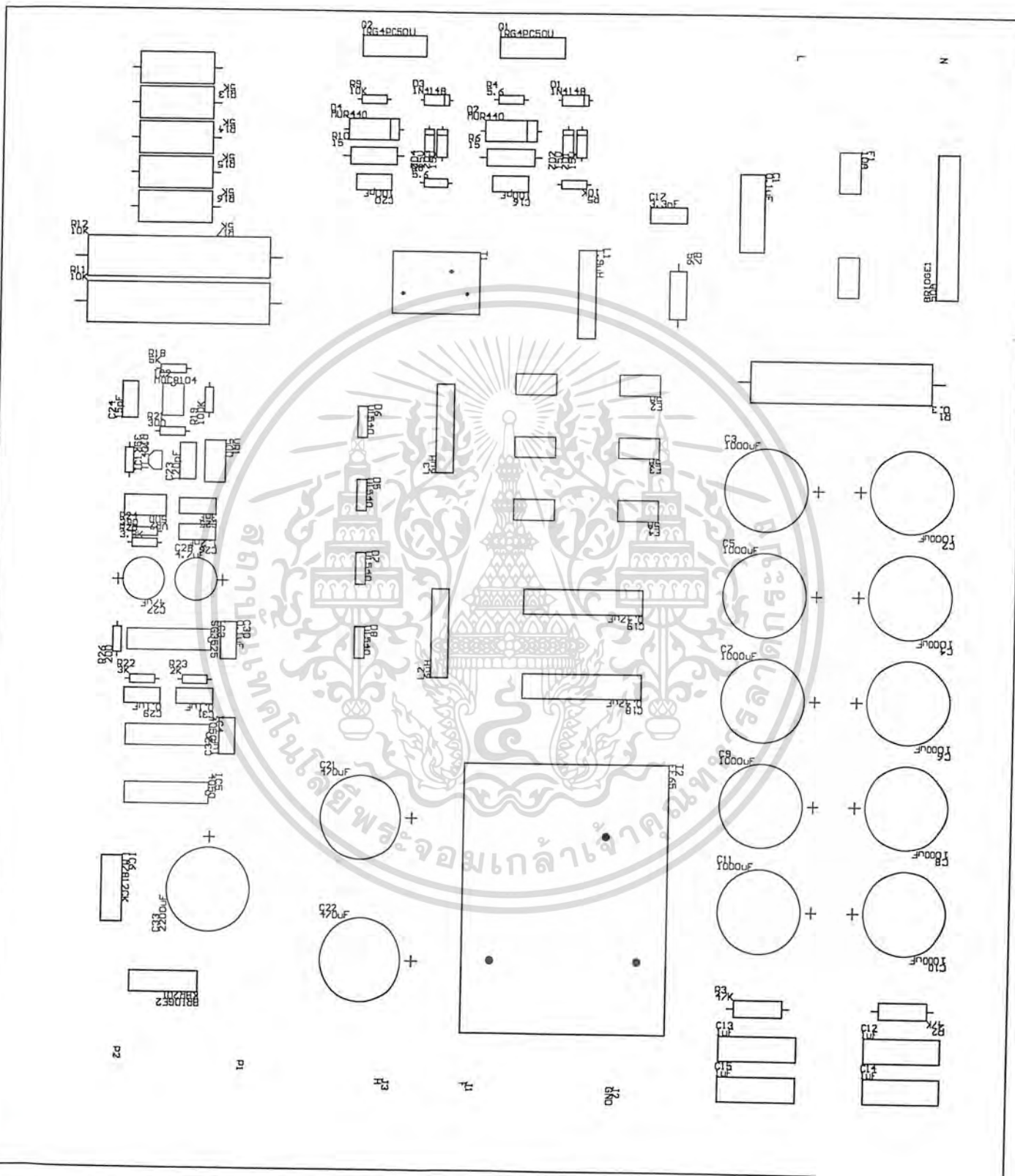
สุวรรณ คั่น, สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. พิมพ์ครั้งที่ 2. บริษัท สำนักพิมพ์ จำกัด กรุงเทพฯ, 2538.



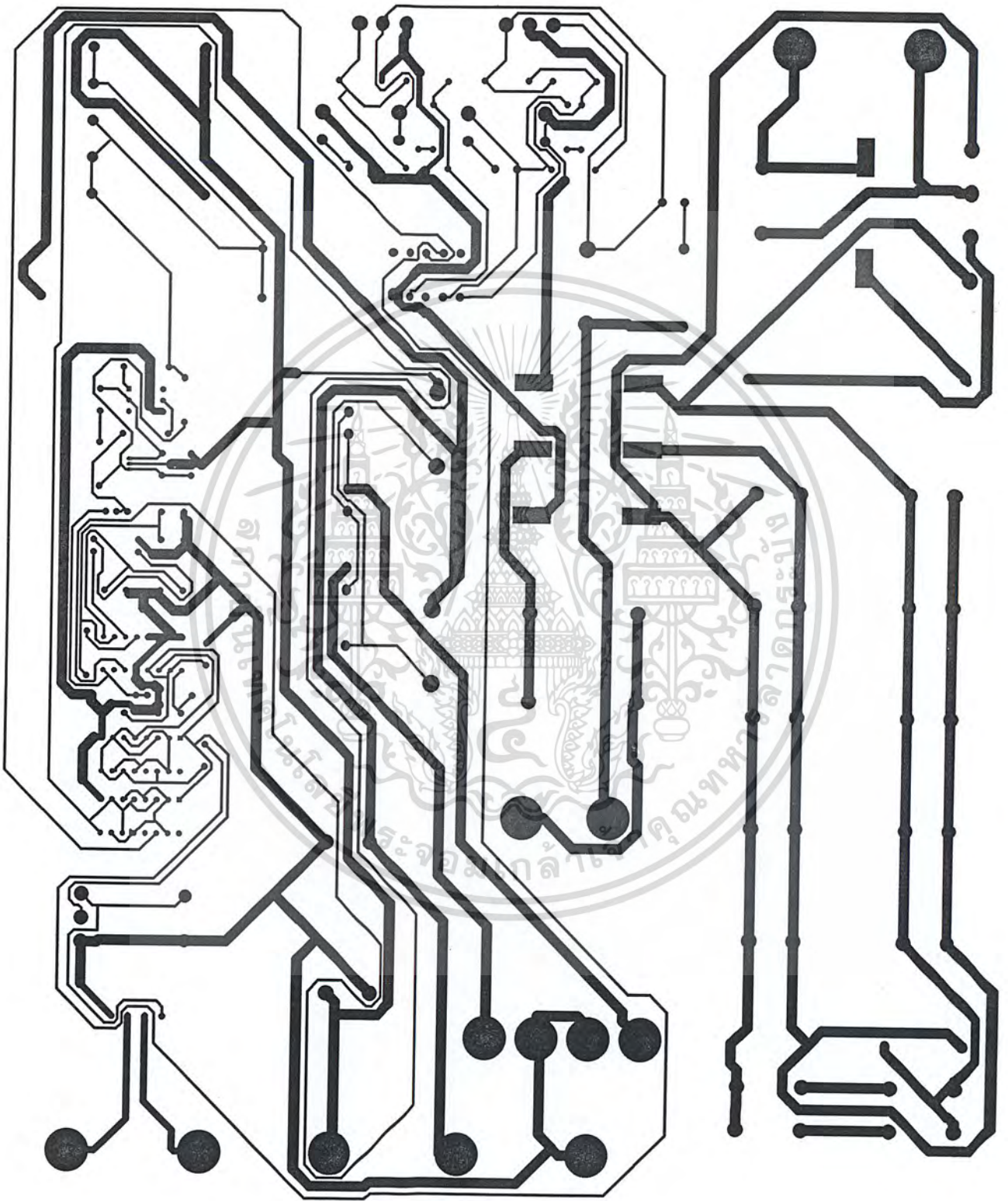
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



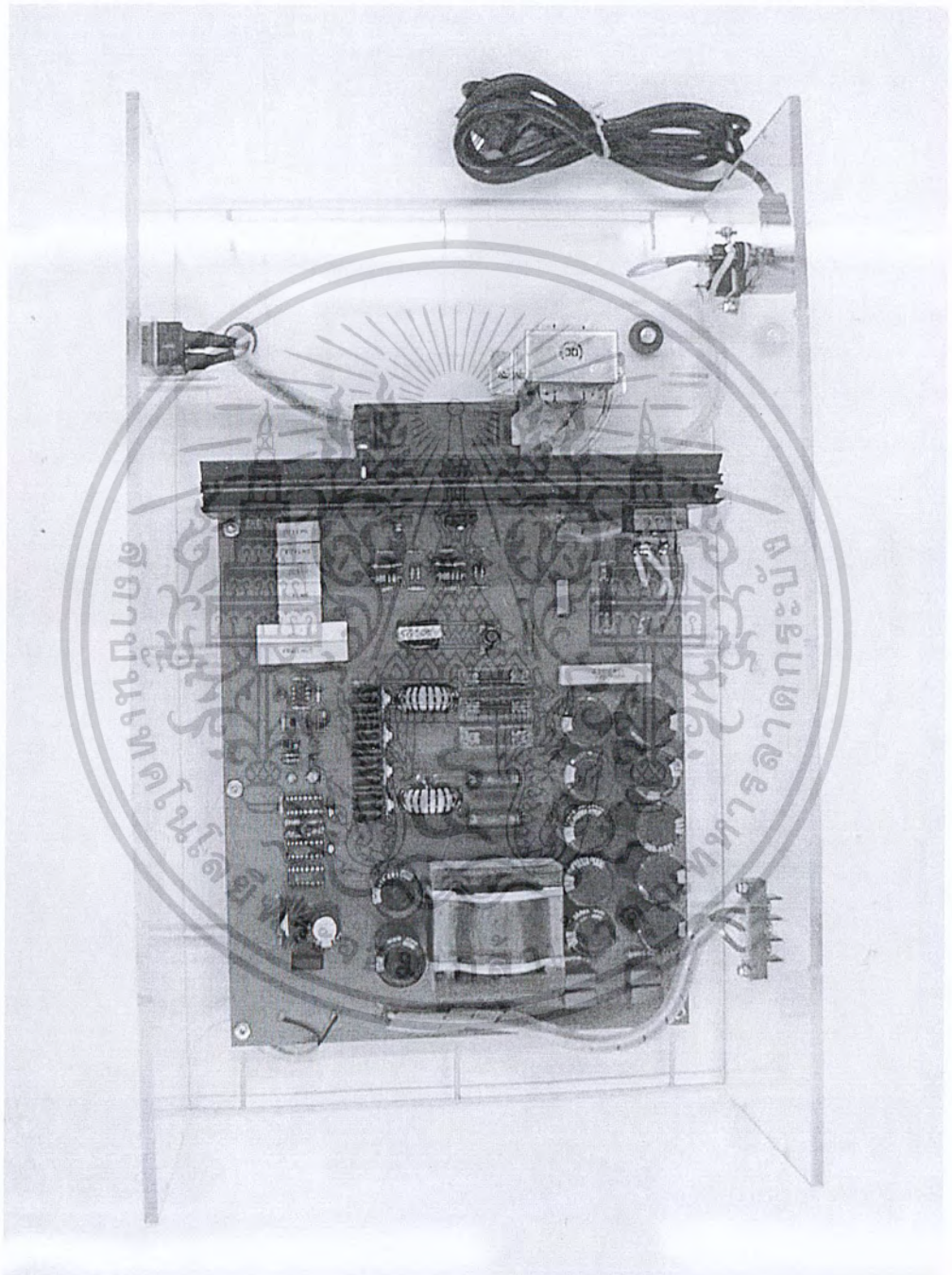
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



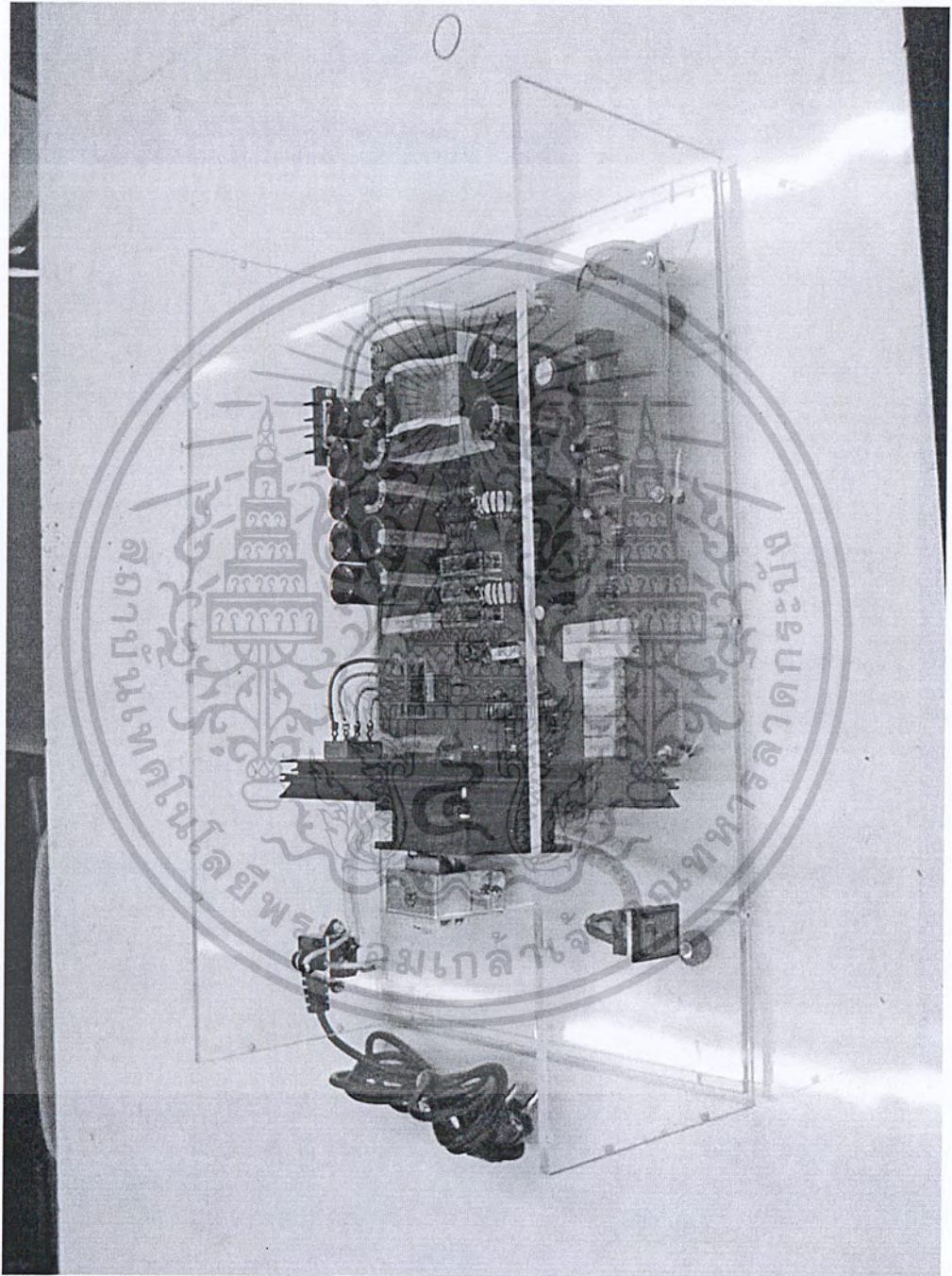
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



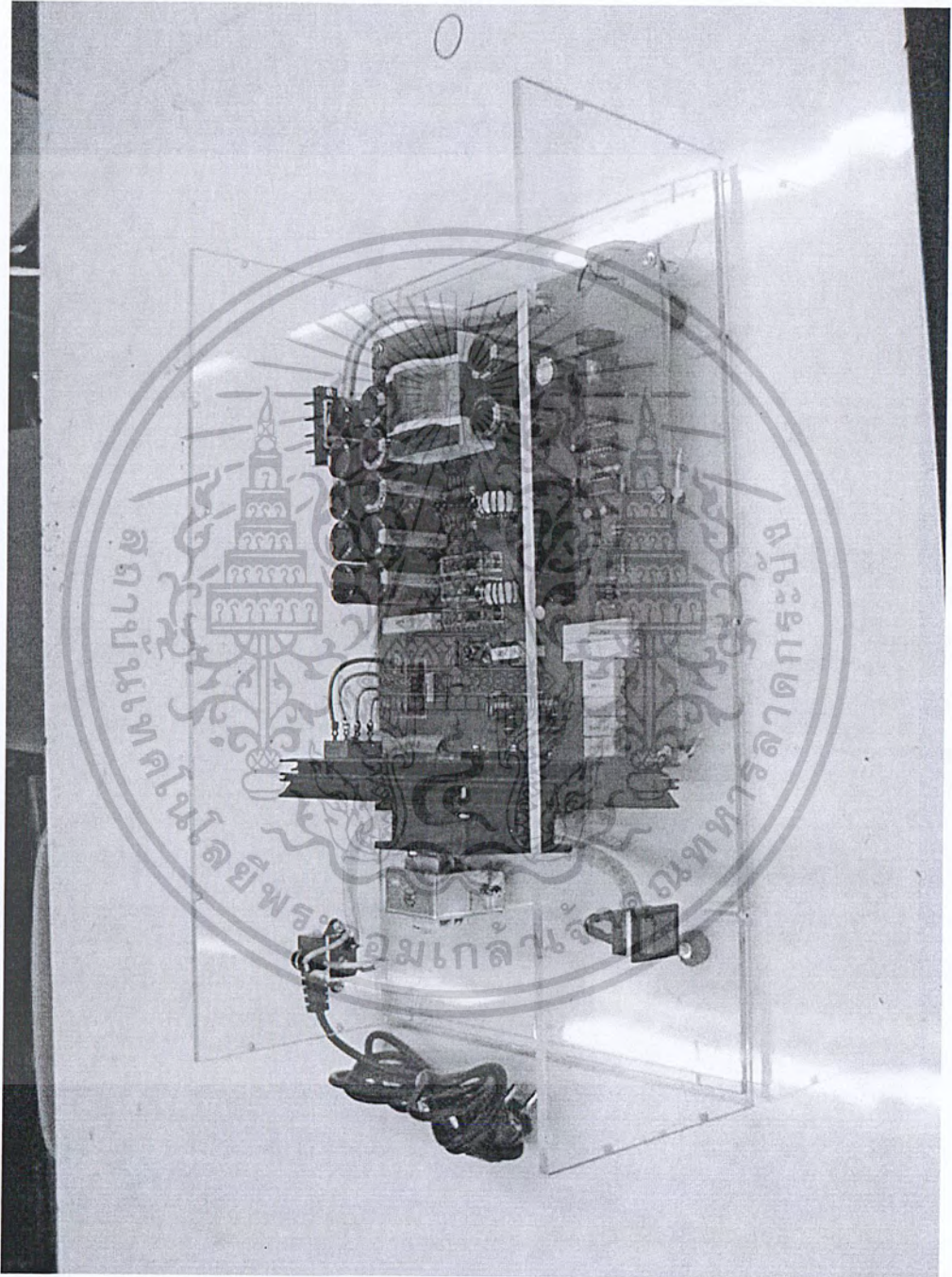
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



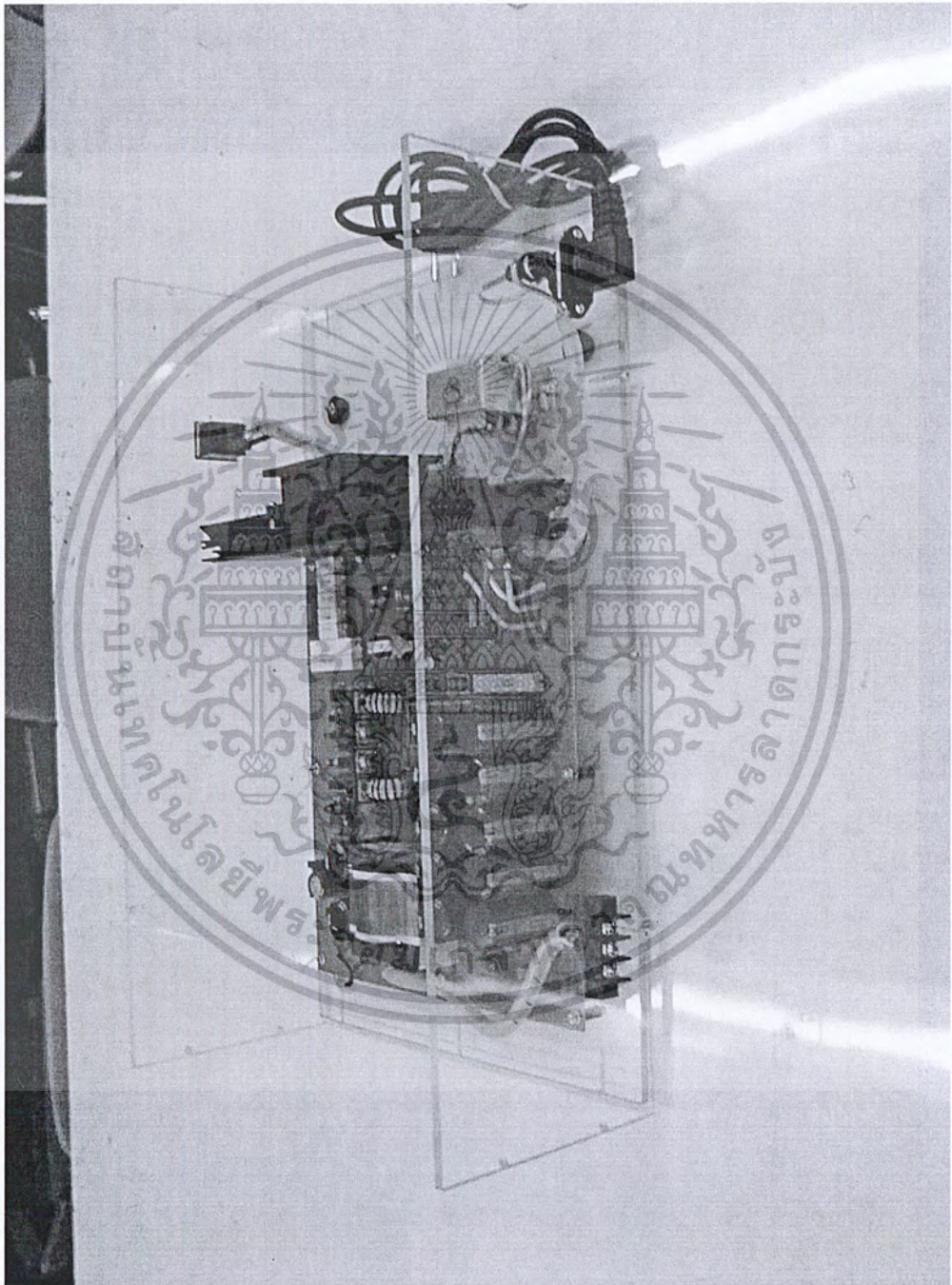
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



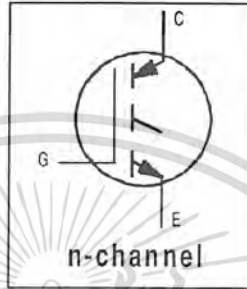
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Features

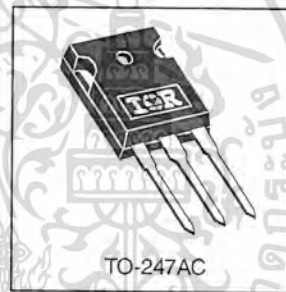
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 600V$
$V_{CE(on) typ.} = 1.72V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 20A$

Benefits

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiency available
- IGBT's optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	40	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	20	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	160	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	160	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-----	-----	0.77	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
Wt	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$	
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ①	18	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$ See Fig. 2, 5	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.63	----	$V/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$	
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.72	2.1	V	$I_C = 20A, V_{GE} = 15V$	
		----	2.15	----			$I_C = 40A$
		----	1.7	----			$I_C = 20A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	----	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-13	----	$mV/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
g_{fe}	Forward Transconductance ②	11	18	----	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 20A$	
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$	
		----	----	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$	
		----	----	2500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$	

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	----	100	150	nC	$I_C = 20A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	16	25		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	40	60		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	34	----	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$
t_r	Rise Time	----	19	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	110	175	mJ	$I_C = 20A, V_{CC} = 480V, V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
t_f	Fall Time	----	120	180		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	----	0.32	----		
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	----	0.35	----	mJ	See Fig. 10, 11, 13, 14
E_{ts}	Total Switching Loss	----	0.67	1.0		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	30	----	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_C = 20A, V_{CC} = 480V, V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
t_r	Rise Time	----	19	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	220	----		
t_f	Fall Time	----	160	----		
E_{ts}	Total Switching Loss	----	1.4	----	mJ	See Fig. 13, 14
L_E	Internal Emitter Inductance	----	13	----	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	----	2100	----	pF	$V_{GE} = 0V, V_{CC} = 30V, f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	----	140	----		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	----	34	----		

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 13b)
- ② $V_{CC} = 80\%(V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 10\mu H, R_G = 10\Omega$, (See fig. 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ⑤ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

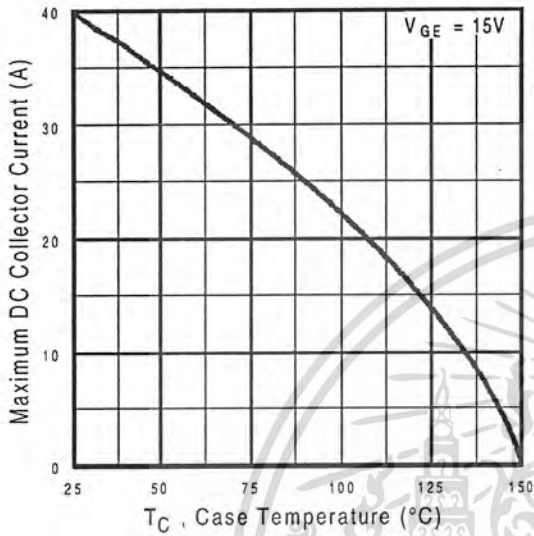


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

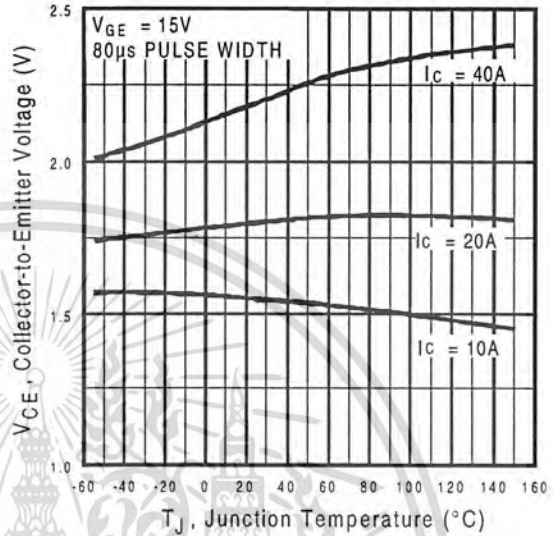


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

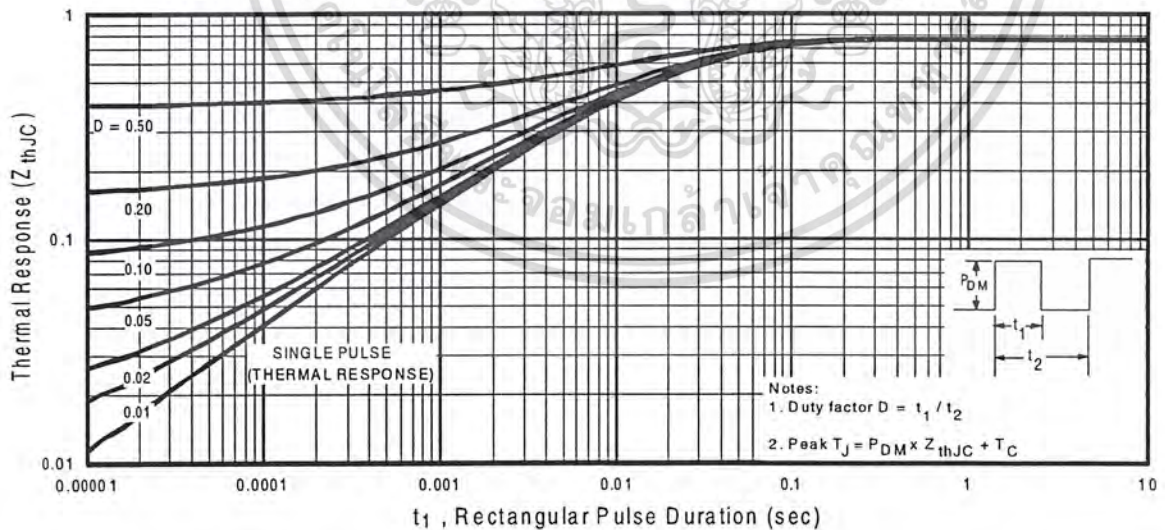
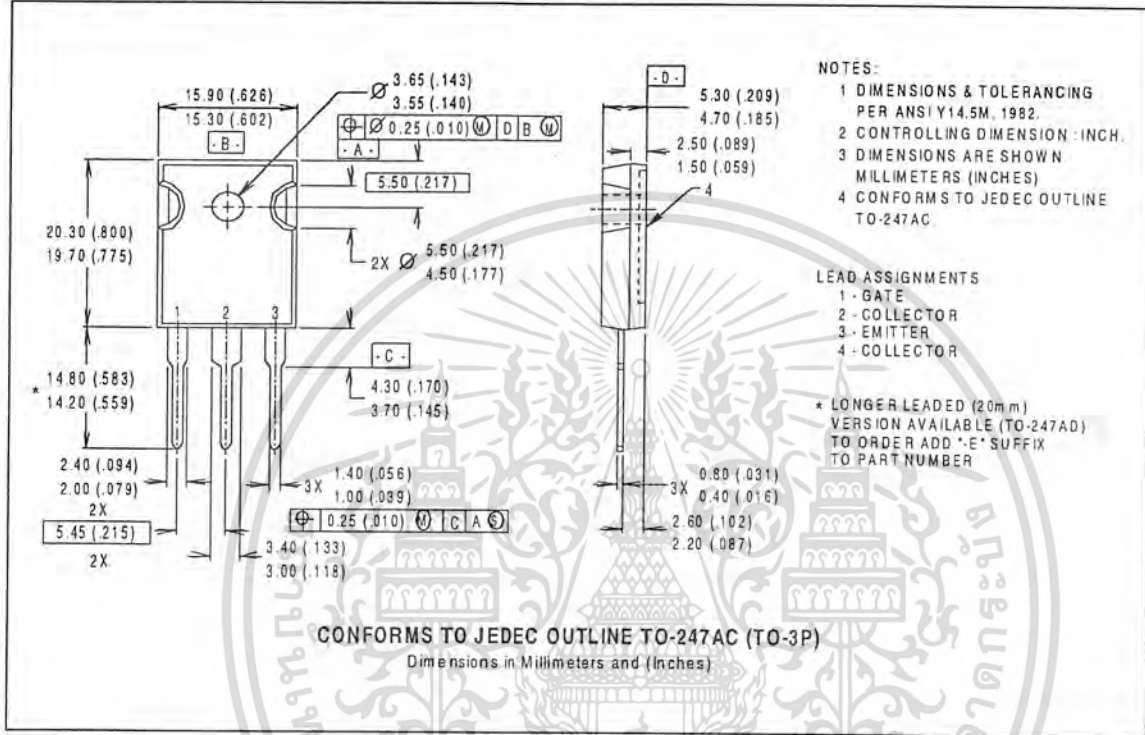


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Case Outline and Dimensions — TO-247AC



Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

DESCRIPTION

The TL431 and TL431A are 3-terminal adjustable shunt regulators with specified thermal stability over applicable automotive and commercial temperature ranges. The output voltage may be set to any value between V_{REF} (approximately 2.5V) and 36V with two external resistors (see Figure 4). These devices have a typical output impedance of 0.2Ω . Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacements for zener diodes in many applications like on-board regulation, adjustable power supplies and switching power supplies.

The TL431C and TL431AC are characterized for operation from 0°C to $+70^\circ\text{C}$; the TL431I and TL431AI are characterized for operation from -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

FEATURES

- Equivalent full-range temperature coefficient: 30ppm/ $^\circ\text{C}$
- 0.2Ω typical output impedance
- Sink current capability: 1mA to 100mA
- Low output noise
- Adjustable output voltage: V_{REF} to 36V

PIN CONFIGURATIONS

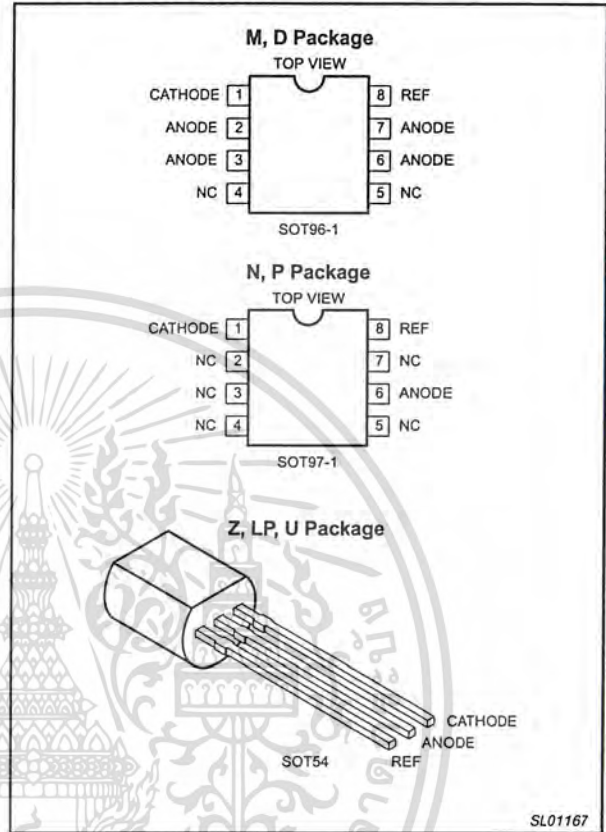


Figure 1. Pin Configuration

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	INDUSTRY STANDARD PART NUMBER	ORDER CODE	DWG #
3-Pin Plastic TO92 ²	0°C to $+70^\circ\text{C}$	TL431CLP	TL431CLPU	SOT54
3-Pin Plastic TO92 ²	0°C to $+70^\circ\text{C}$	TL431ACLP	TL431ACLPU	SOT54
3-Pin Plastic TO92 ²	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	TL431ILP	TL431ILPU	SOT54
3-Pin Plastic TO92 ²	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	TL431AILP	TL431AILPU	SOT54
3-Pin Plastic TO92 ²	0°C to $+70^\circ\text{C}$	LM431ACZ	LM431ACZU	SOT54
8-Pin Plastic Small Outline (SO) package	0°C to $+70^\circ\text{C}$	TL431CD	TL431CD	SOT96-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) package	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	TL431ID	TL431ID	SOT96-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) package	0°C to $+70^\circ\text{C}$	TL431ACD	TL431ACD	SOT96-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) package	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	TL431AID	TL431AID	SOT96-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) package	0°C to $+70^\circ\text{C}$	LM431ACM	LM431ACMD	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line package (DIP)	0°C to $+70^\circ\text{C}$	TL431CP	TL431CPN	SOT97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line package (DIP)	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	TL431IP	TL431IPN	SOT97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line package (DIP)	0°C to $+70^\circ\text{C}$	TL431ACP	TL431ACP	SOT97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line package (DIP)	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	TL431AIP	TL431AIPN	SOT97-1

NOTE:

1. SYMBOL INFORMATION: Parts will be marked with product name including temperature and electrical grade designators, but not the package identifier.
2. TO92 is normally shipped in bulk, i.e., in plastic bags (containing 1,000 parts), 5 bags per box. Tape and reel (or ammo box) is an option. See page 15 for information.

1997 Feb 25 การนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ 853-1927 17795 ราคา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I, TL431AI, LM431AC

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V_{KA}	Cathode voltage (see Note 1)	37	V
	Continuous cathode current range	-100 to +150	mA
	Reference input current range	0.05 to 10	mA
T_{amb}	Operating free-air temperature range C suffix	0 to +70	°C
	I suffix	-40 to +85	°C
T_{STG}	Temperature storage range	-65 to 150	°C
	Lead temperature 1.6mm (1/16 in.) from case for 10 sec: D or P pkgs	260	°C
	Lead temperature 1.6mm (1/16 in.) from case for 60 sec: LP pkg	300	°C

NOTE:

1. Voltage values are with respect to the anode terminal unless otherwise noted.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	MIN	MAX	UNITS
V_{KA}	Cathode voltage	V_{REF}	36	V
I_K	Cathode current	1	100	mA

Table 1. Dissipation Rating Table – Free-Air Temperature

Package	Derating Factor Above $T_{amb} = 25^{\circ}C$	$T_{amb} = 25^{\circ}C$ Power Rating	$T_{amb} = 70^{\circ}C$ Power Rating	$T_{amb} = 85^{\circ}C$ Power Rating
D	5.8mW/°C	725mW	464mW	429mW
LP	6.2mW/°C	775mW	496mW	403mW
P	8.0mW/°C	1000mW	640mW	520mW

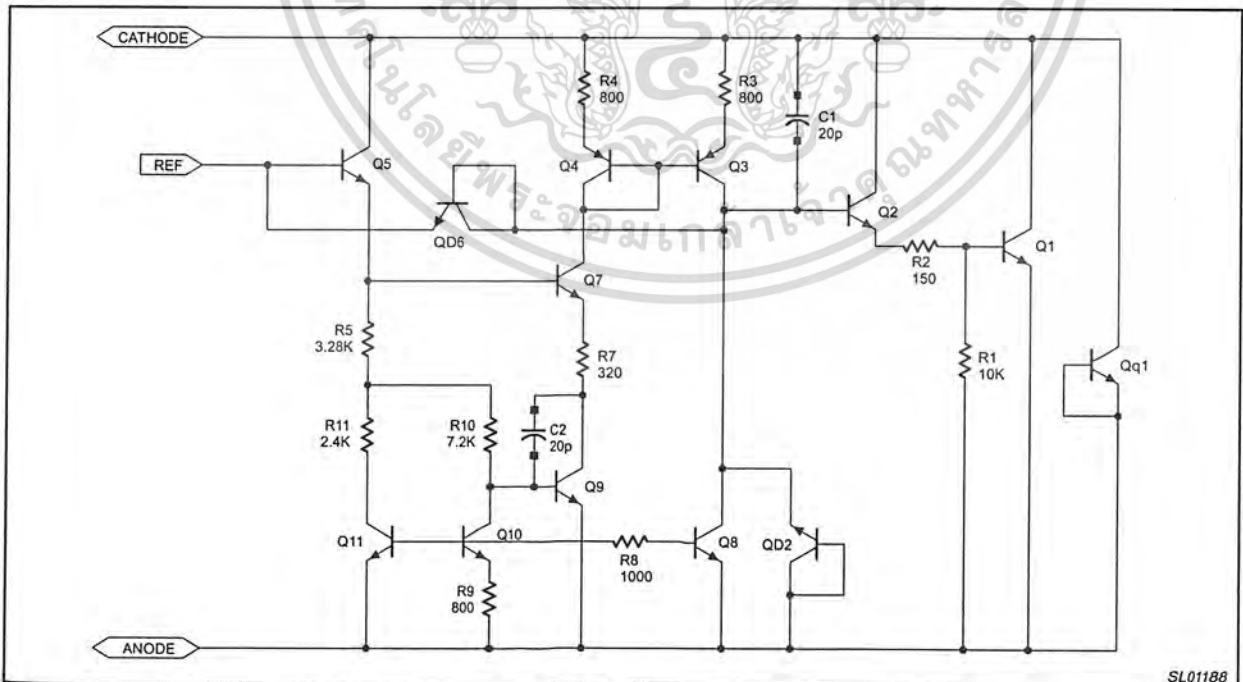


Figure 2. Equivalent Schematic

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I, TL431AI, LM431AC

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

25°C free-air temperature, unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CKT	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNIT
				TL431AC			TL431C/LM431AC			
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{REF}	Reference input voltage	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF} , I _K = 10mA	2470	2495	2520	2440	2495	2550	mV
V _{REF(dev)}	Deviation of reference input voltage over full temperature range ³	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF} , I _K = 10mA, T _{amb} = full range ²		4	15		4	17	mV
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{KA}}$	Ratio of change in reference input voltage to the change in cathode voltage	Fig. 4	I _K = 10mA	$\Delta V_{KA} = 10V - V_{REF}$	-1.4	-2.7		-1.4	-2.7	mV/V
				$\Delta V_{KA} = 36V - 10V$	-1	-2		-1	-2	
I _{REF}	Reference input current	Fig. 4	I _K = 10mA, R ₁ = 10kΩ, R ₂ = ∞		2	4		2	4	μA
I _{REF(dev)}	Deviation of reference input current over full temperature range ³	Fig. 4	I _K = 10mA, R ₁ = 10kΩ, R ₂ = ∞, T _{amb} = full range ²		0.8	1.2		0.4	1.2	μA
I _{MIN}	Minimum cathode current for regulation	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF}		0.4	0.6		0.4	1	mA
I _{OFF}	Off-state cathode current	Fig. 5	V _{KA} = 36V, V _{REF} = 0		0.1	0.5		0.1	1	μA
Z _{KA}	Dynamic impedance ⁴	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF} , I _K = 1mA to 100mA, f ≤ 1kHz		0.2	0.5		0.2	0.5	Ω

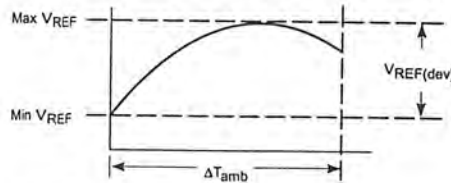
25°C free-air temperature, unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CKT	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNIT
				TL431AI			TL431I			
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{REF}	Reference input voltage	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF} , I _K = 10mA	2470	2495	2520	2440	2495	2550	mV
V _{REF(dev)}	Deviation of reference input voltage over full temperature range ³	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF} , I _K = 10mA, T _{amb} = full range ²		5	25		5	30	mV
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{KA}}$	Ratio of change in reference input voltage to the change in cathode voltage	Fig. 4	I _K = 10mA	$\Delta V_{KA} = 10V - V_{REF}$	-1.4	-2.7		-1.4	-2.7	mV/V
				$\Delta V_{KA} = 36V - 10V$	-1	-2		-1	-2	
I _{REF}	Reference input current	Fig. 4	I _K = 10mA, R ₁ = 10kΩ, R ₂ = ∞		2	4		2	4	μA
I _{REF(dev)}	Deviation of reference input current over full temperature range ³	Fig. 4	I _K = 10mA, R ₁ = 10kΩ, R ₂ = ∞, T _{amb} = full range ²		0.8	2.5		0.8	2.5	μA
I _{MIN}	Minimum cathode current for regulation	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF}		0.4	0.7		0.4	1	μA
I _{OFF}	Off-state cathode current	Fig. 5	V _{KA} = 36V, V _{REF} = 0		0.1	0.5		0.1	1	μA
Z _{KA}	Dynamic impedance ⁴	Fig. 3	V _{KA} = V _{REF} , I _K = 1mA to 100mA, f ≤ 1kHz		0.2	0.5		0.2	0.5	Ω

NOTES:

- Full temperature range is -40°C to +85°C for the TL431I and TL431AI, and 0°C to +70°C for the TL431C and TL431AC.
- The deviation parameters V_{REF(dev)} and I_{REF(dev)} are defined as the differences between the maximum and minimum values obtained over the rated temperature range. The average full-range temperature coefficient of the reference input voltage, αV_{REF}, is defined as:

$$|\alpha V_{REF}| \left(\frac{\text{ppm}}{\text{deg C}} \right) = \frac{\left(\frac{V_{REF(dev)}}{V_{REF \text{ at } 25^\circ\text{C}}} \right) \cdot 10^6}{\Delta T_{amb}}$$



where ΔT_{amb} is the rated operating free-air temperature range of the device.

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I, TL431AI, LM431AC

αV_{REF} can be positive or negative depending on whether minimum V_{REF} or maximum V_{REF} , respectively, occurs at the lower temperature.
 Example: Max $V_{REF} = 2496\text{mV}$ at 30°C , Min $V_{REF} = 2492\text{mV}$ at 0°C , $V_{REF} = 2495\text{mV}$ at 25°C , $DTA = 70^\circ\text{C}$ for TL431C.

$$|\alpha V_{REF}| = \frac{\left(\frac{4\text{mV}}{2495\text{mV}}\right) \cdot 10^6}{70^\circ\text{C}} = 23\text{ppm}/^\circ\text{C}$$

Because minimum V_{REF} occurs at the lower temperature, the coefficient is positive.

4. The dynamic impedance is defined as: $|Z_{KA}| = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_K}$

When the device is operating with two external resistors, (see Figure xx), the total dynamic impedance of the circuit is given by:

$$|Z'| = \frac{\Delta V}{\Delta I} \approx |Z_{KA}| \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

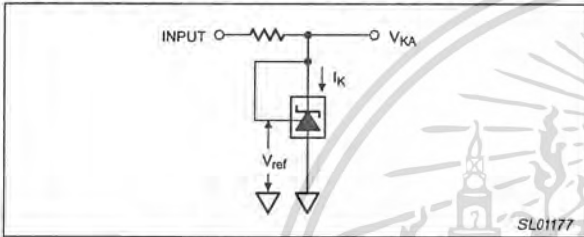


Figure 3. Test Circuit for $V_{KA} = V_{ref}$

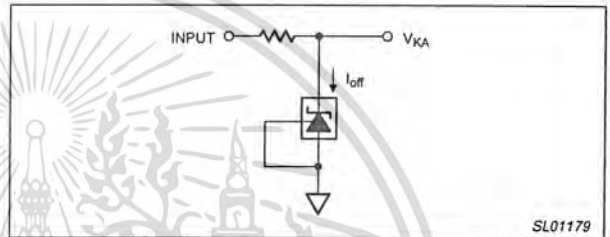


Figure 5. Test Circuit for I_{OFF}

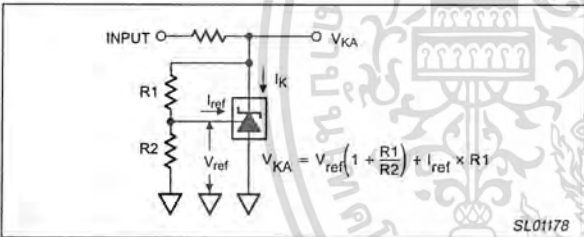


Figure 4. Test Circuit for $V_{KA} > V_{ref}$

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

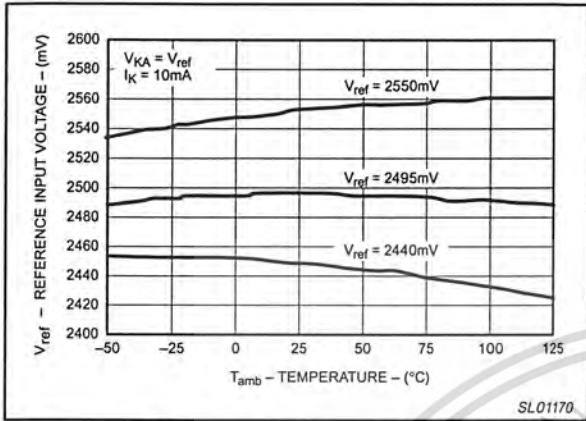


Figure 6. Reference Input Voltage vs. Temperature

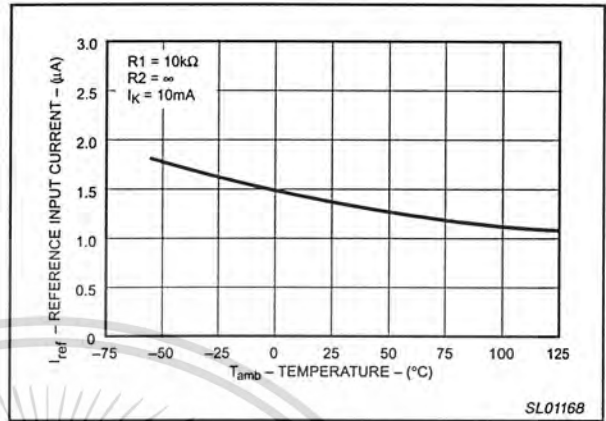


Figure 9. Reference Input Current vs. Temperature

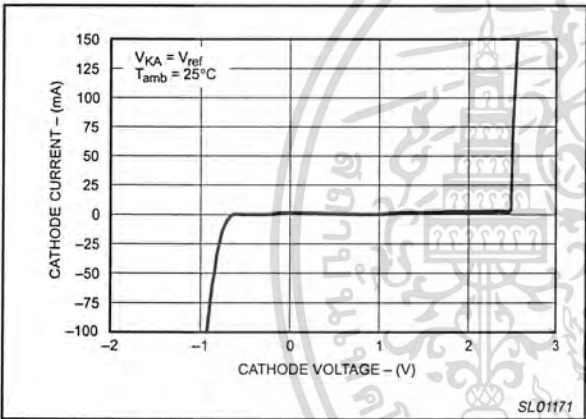


Figure 7. Cathode Current vs. Cathode Voltage

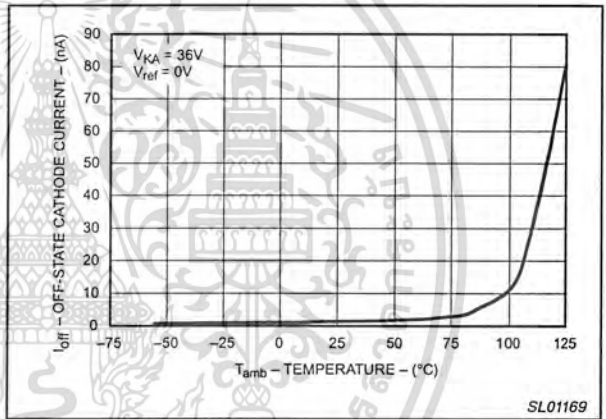


Figure 10. Off-State Cathode Current vs. Temperature

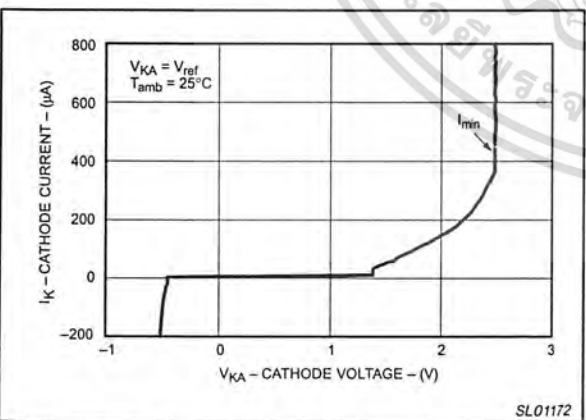


Figure 8. Cathode Current vs. Cathode Voltage

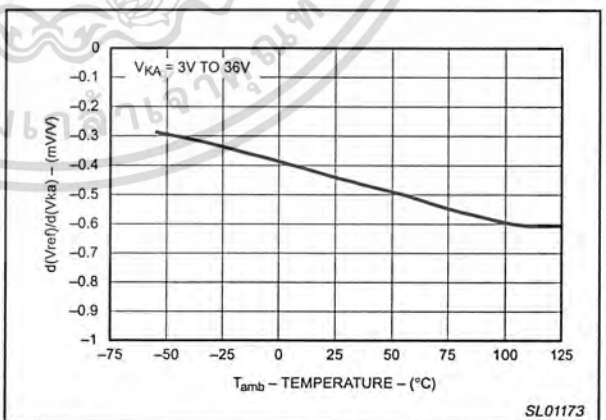
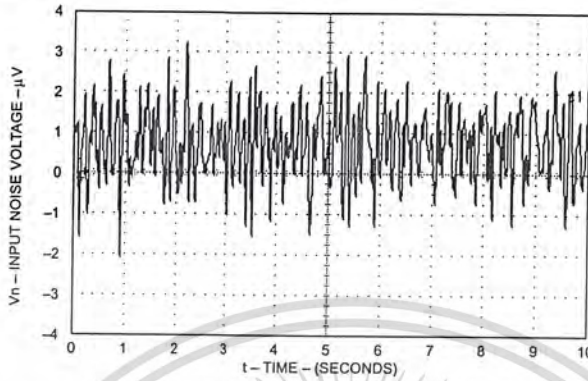


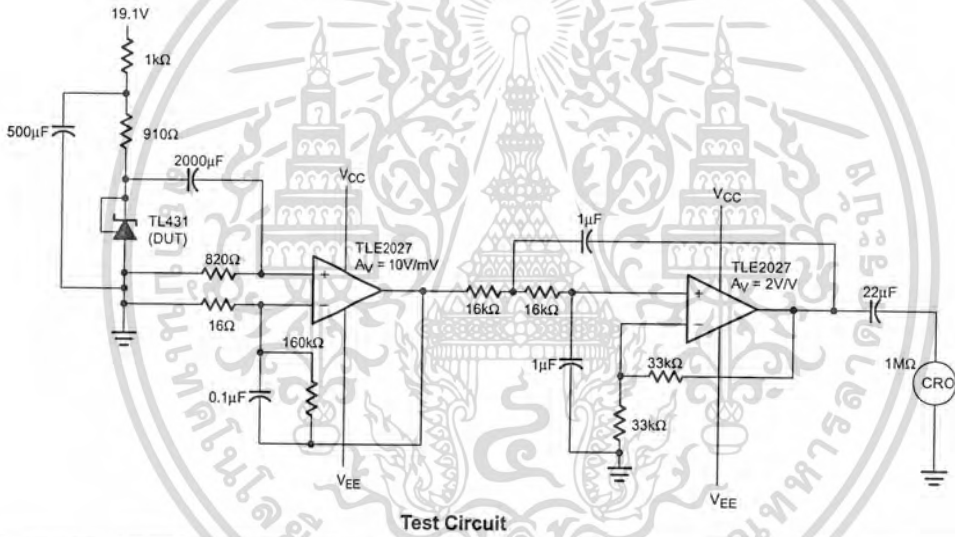
Figure 11. Ratio of Delta Reference Voltage to Delta Cathode Voltage over Temperature

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC



Equivalent Input Noise Voltage Over a 10-Second Period



Test Circuit

SL01174

Figure 12.

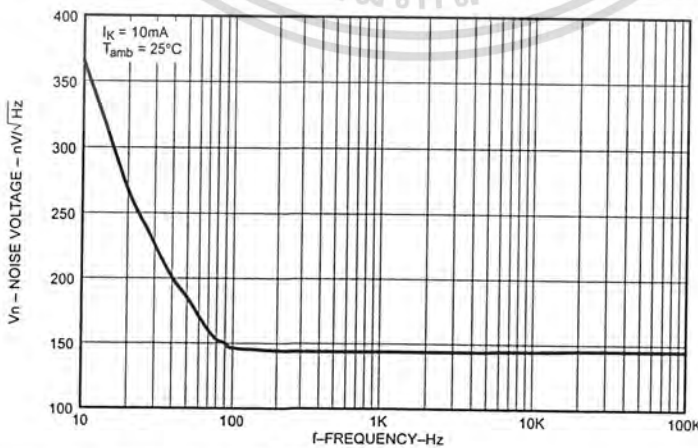


Figure 13. Equivalent Input Noise Voltage vs. Frequency

SL01180

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

TYPICAL CHARACTERISTICS

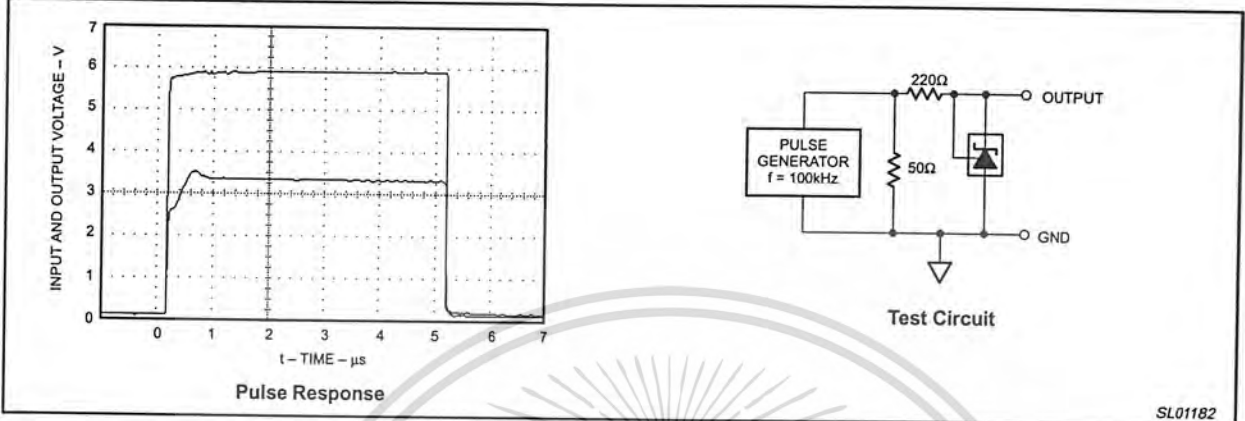


Figure 14. Pulse Response

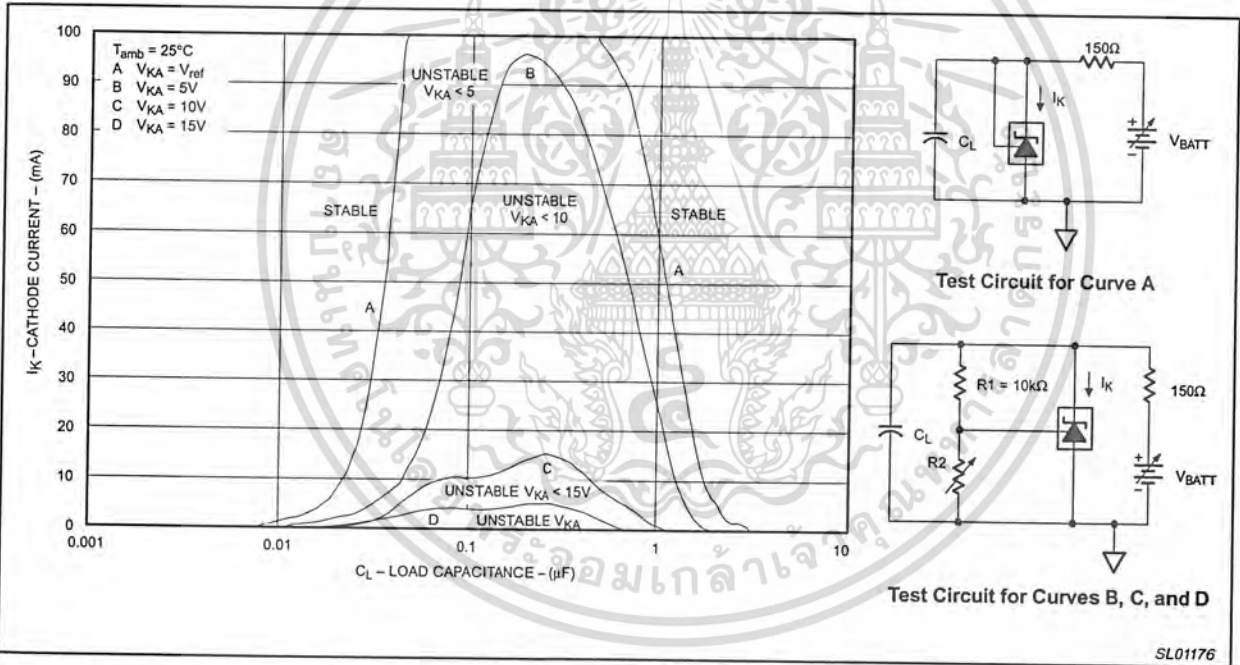


Figure 15. Stability Boundary Conditions

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

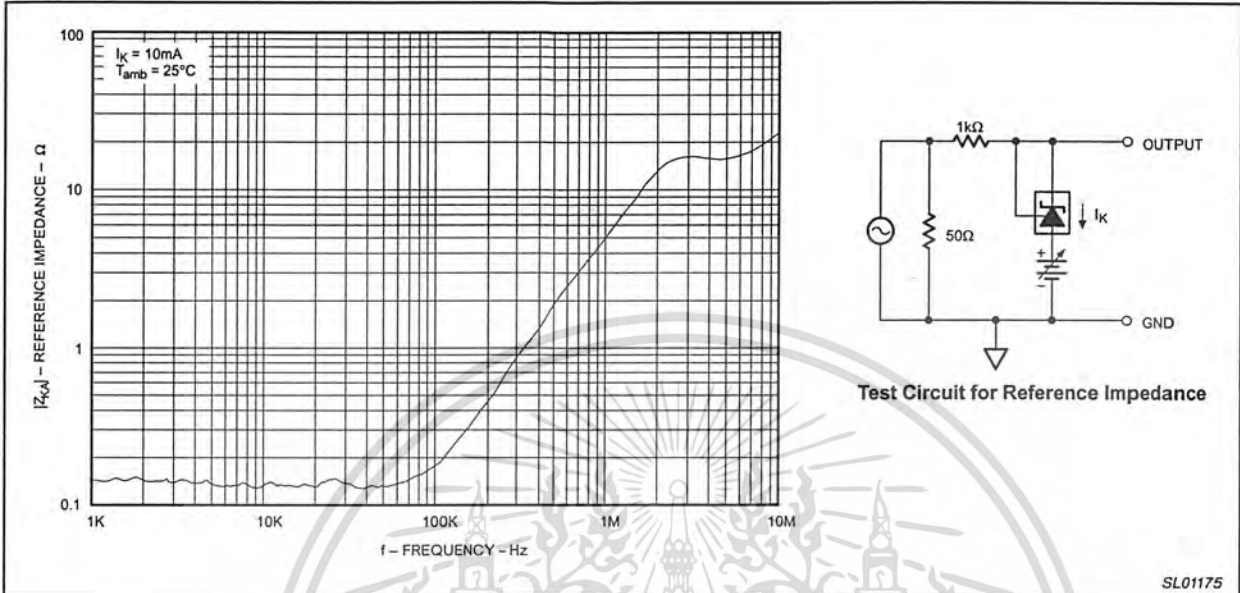


Figure 16. Reference Impedance vs. Frequency

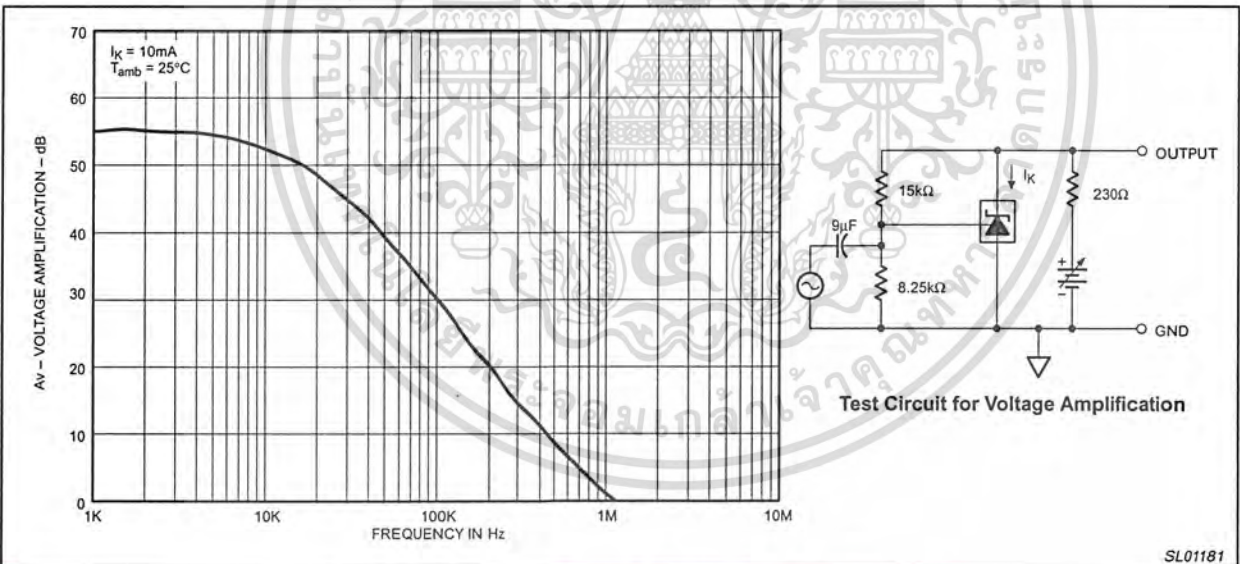


Figure 17. Small-Signal Voltage Amplification vs. Frequency

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

TYPICAL APPLICATIONS

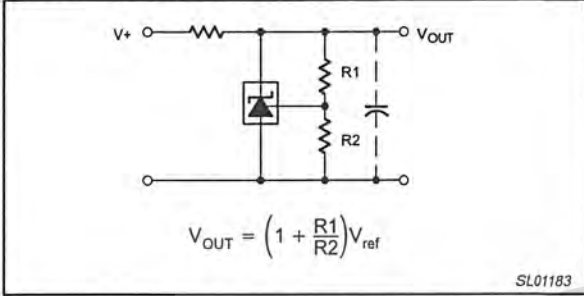


Figure 18. Shunt Regulator

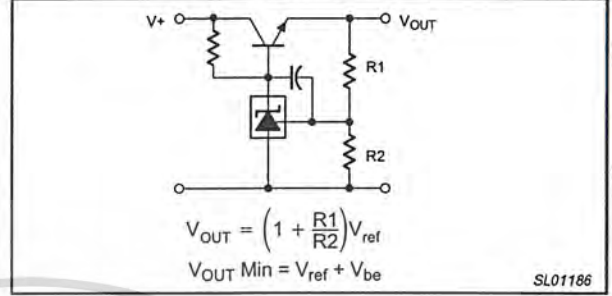


Figure 21. Series Pass Regulator

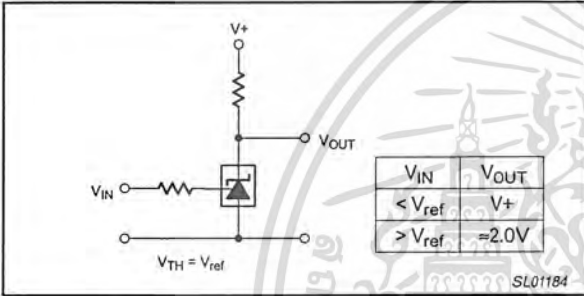


Figure 19. Single-Supply Comparator with Temperature-Compensated Threshold

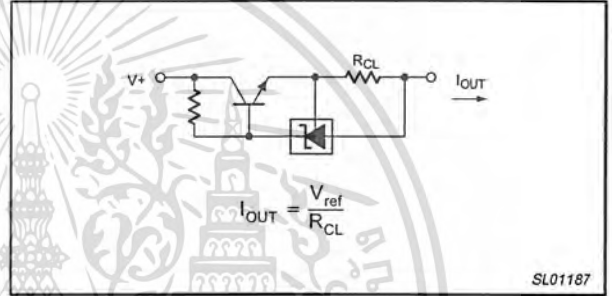


Figure 22. Constant Current Source

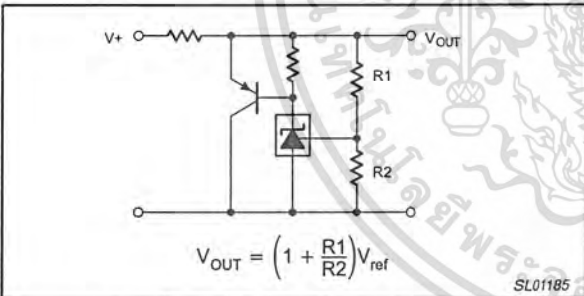


Figure 20. High Current Shunt Regulator

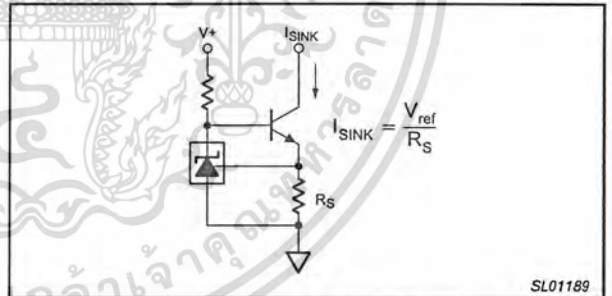


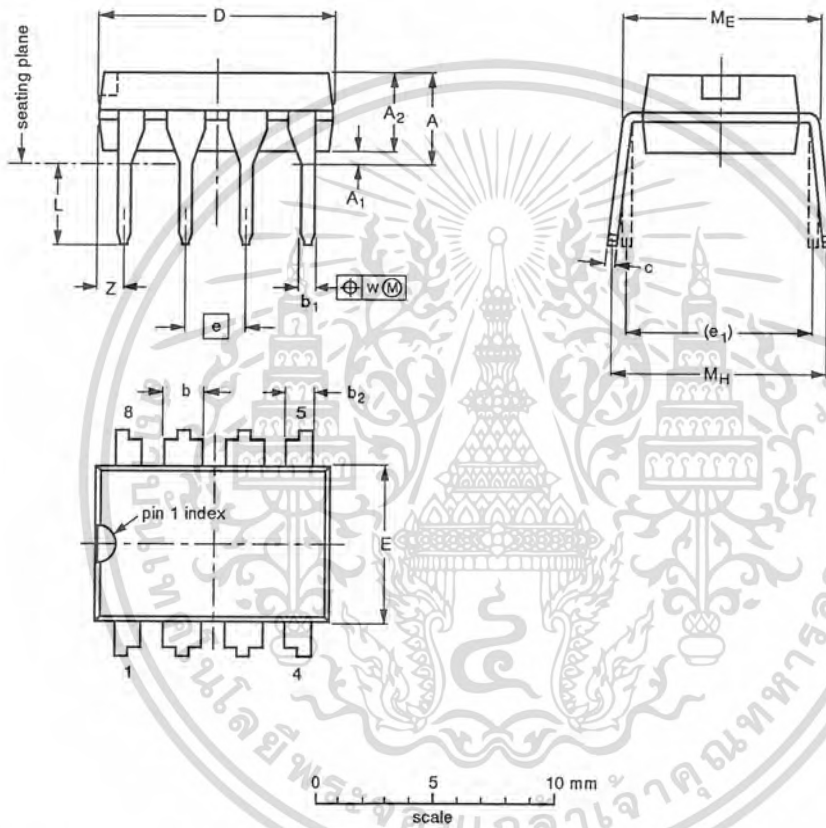
Figure 23. Constant Current Sink

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I,
TL431AI, LM431AC

DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)

SOT97-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁ min.	A ₂ max.	b	b ₁	b ₂	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	e ₁	L	M _E	M _H	w	Z ⁽¹⁾ max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.14	0.53 0.38	1.07 0.89	0.36 0.23	9.8 9.2	6.48 6.20	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	1.15
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.045	0.021 0.015	0.042 0.035	0.014 0.009	0.39 0.36	0.26 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.045

Note

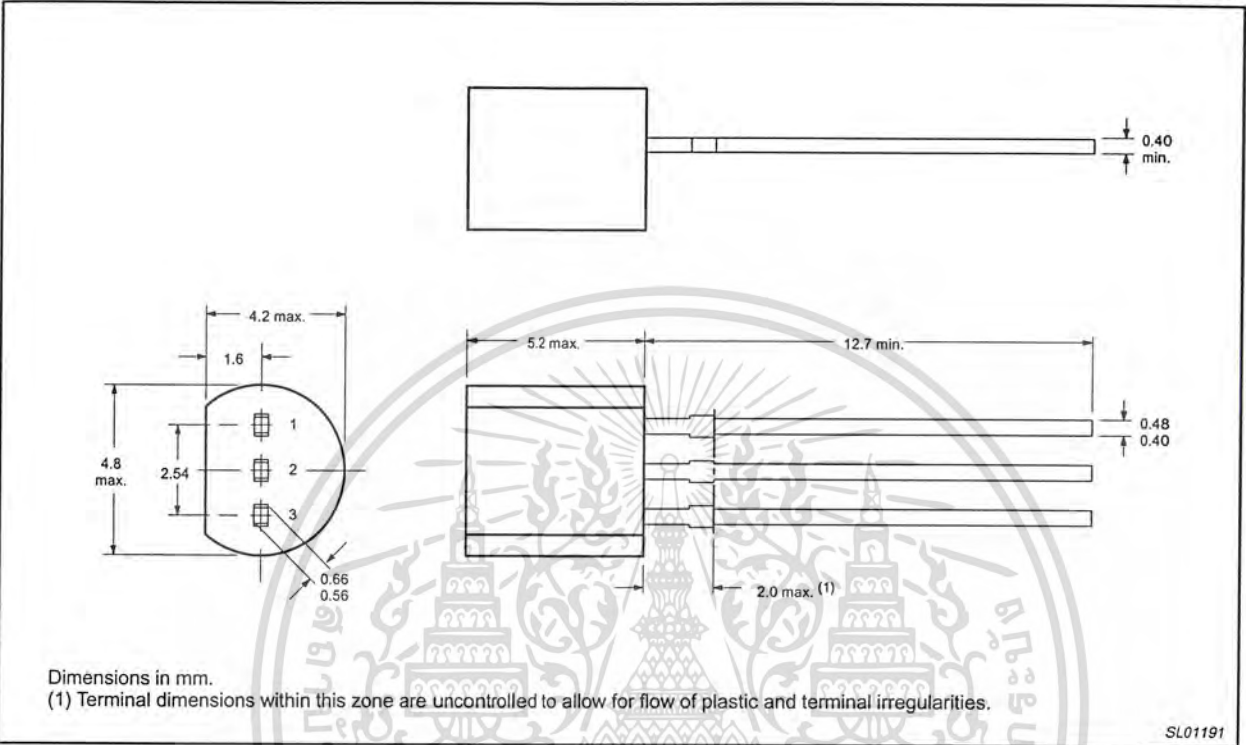
1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT97-1	050G01	MO-001AN			92-11-17 95-02-04

Adjustable precision shunt regulators

TL431C, TL431AC, TL431I, TL431AI, LM431AC

SOT54



SL01191

UC3525A

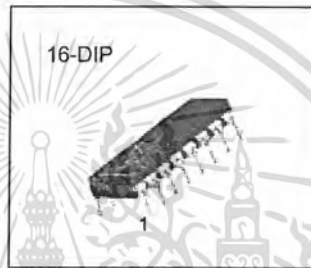
SMPS Controller

Features

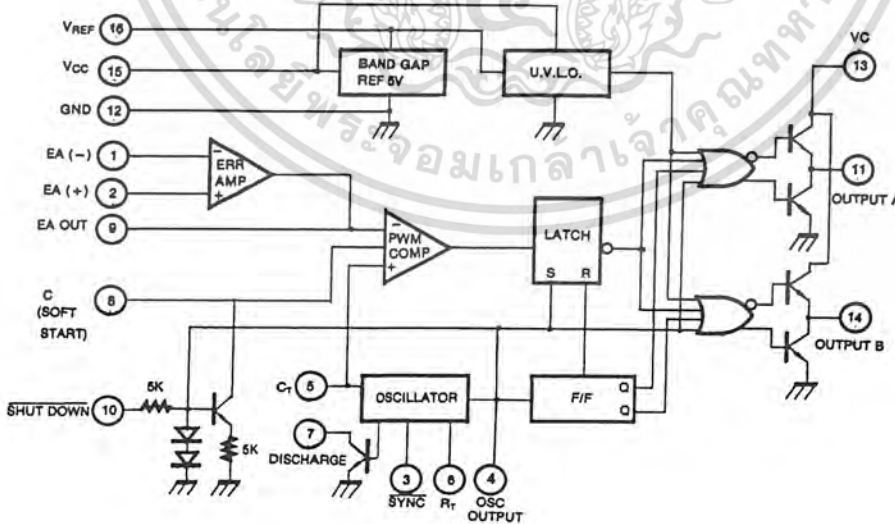
- $5V \pm 1\%$ Reference
- Oscillator Sync terminal
- Internal Soft Start
- Deadtime Control
- Under-Voltage Lockout

Description

UC3525A is a monolithic integrated circuit that included all of the control circuit necessary for a pulse width modulating regulator. There are a voltage reference, an error amplifier, a pulse width modulator, an oscillator, under-voltage lockout, soft start circuit, and output drivers in the chip.



Internal Block Diagram



Rev. 5.0

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	40	V
Collector Supply Voltage	VC	40	V
Output Current, Sink or Source	IO	500	mA
Reference Output Current	IREF	50	mA
Oscillator Charging Current	I _{CHG(OSC)}	5	mA
Power Dissipation (TA = 25°C)	PD	1000	m/W
Operating Temperature	TOPR	0 ~ +70	°C
Storage Temperature	TSTG	-65 ~ +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	TLEAD	+300	°C

Electrical Characteristics

(VCC = 20V, TA = -30°C to +85°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
REFERENCE SECTION						
Reference Output Voltage	VREF	TJ = 25°C	5.0	5.1	5.2	V
Line Regulation	ΔV_{REF}	VCC = 8 to 35V	-	9	20	mV
Load Regulation	ΔV_{REF}	IREF = 0 to 20mA	-	20	50	mV
Short Circuit Output Current	ISC	VREF = 0, TJ = 25°C	-	80	100	mA
Total Output Variation (Note 1)	ΔV_{REF}	Line, Load and Temperature	4.95	-	5.25	V
Temperature Stability (Note 1)	STT	-	-	20	50	mV
Long Term Stability (Note 1)	ST	TJ = 125°C, 1 KHRs	-	20	50	mV
OSCILLATOR SECTION						
Initial Accuracy (Note 1, 2)	ACCUR	TJ = 25°C	-	±3	±6	%
Frequency Change With Voltage	$\Delta f/\Delta V_{CC}$	VCC = 8 to 35V (Note 1, 2)	-	±0.8	±2	%
Maximum Frequency	f(MAX)	RT = 2KΩ, CT = 470pF	400	430	-	KHz
Minimum Frequency	f(MIN)	RT = 200KΩ, CT = 0.1uF	-	60	120	Hz
Clock Amplitude (Note 1, 2)	V(CLK)		3	4	-	V
Clock Width (Note 1, 2)	tW(CLK)	TJ = 25°C	0.3	0.6	1	μs
Sync Threshold	VTH(SYNC)	-	1.2	2	2.8	V
Sync Input Current	Ii(SYNC)	Sync = 3.5V	-	1.3	2.5	mA

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 20V$, $T_A = 0$ to $+85^\circ C$, unless otherwise specified)

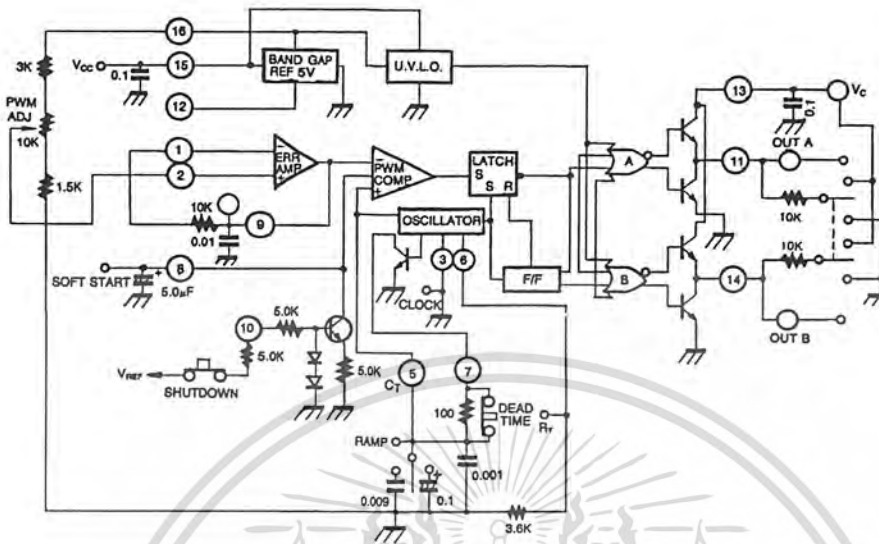
Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION ($V_{CM} = 5.1V$)						
Input Offset Voltage	V_{IO}	-	-	1.5	10	mV
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	1	10	μA
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	0.1	1	μA
Open Loop Voltage Gain	G_{VO}	$R_L \geq 10M\Omega$	60	80	-	dB
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 1.5$ to $5.2V$	60	90	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = 8$ to $3.5V$	50	60	-	dB
PWM COMPARATOR SECTION						
Minimum Duty Cycle	D(MIN)	-	-	-	0	%
Maximum Duty Cycle	D(MAX)	-	45	49	-	%
Input Threshold Voltage (Note 2)	V_{TH1}	Zero Duty Cycle	0.7	0.9	-	V
Input Threshold Voltage (Note 2)	V_{TH2}	Max Duty Cycle	-	3.2	3.6	V
SOFT-START SECTION						
Soft Start Current	I_{SOFT}	$V_{SD} = 0V$, $V_{SS} = 0V$	25	51	80	μA
Soft Start Low Level Voltage	V_{SL}	$V_{SD} = 25V$	-	0.3	0.7	V
Shutdown Threshold Voltage	$V_{TH(SD)}$	-	0.6	0.8	1	V
Shutdown Input Current	$I_{N(SD)}$	$V_{SD} = 2.5V$	-	0.3	1	mA
OUTPUT SECTION						
Low Output Voltage I	$V_{OL I}$	$I_{SINK} = 20mA$	-	0.1	0.4	V
Low Output Voltage II	$V_{OL II}$	$I_{SINK} = 100mA$	-	0.05	2	V
High Output Voltage I	$V_{CH I}$	$I_{SOURCE} = 20mA$	18	19	-	V
High Output Voltage II	$V_{CH II}$	$I_{SOURCE} = 100mA$	17	18	-	V
Under Voltage Lockout	V_{UV}	V_8 and $V_9 = High$	6	7	8	V
Collector Leakage Current	I_{LKG}	$V_{CC} = 35V$	-	80	200	μA
Rise Time (Note 1)	t_R	$C_L = 1\mu F$, $T_J = 25^\circ C$	-	80	600	ns
Fall Time (Note 1)	t_F	$C_L = 1\mu F$, $T_J = 25^\circ C$	-	70	300	ns
STANDBY CURRENT						
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 35V$	-	12	20	mA

Notes :

1. These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not 100% tested in production
2. Tested at $f_{OSC} = 40$ KHz ($R_T = 3.6K$, $C_T = 0.01\mu F$, $R_I = 0\Omega$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

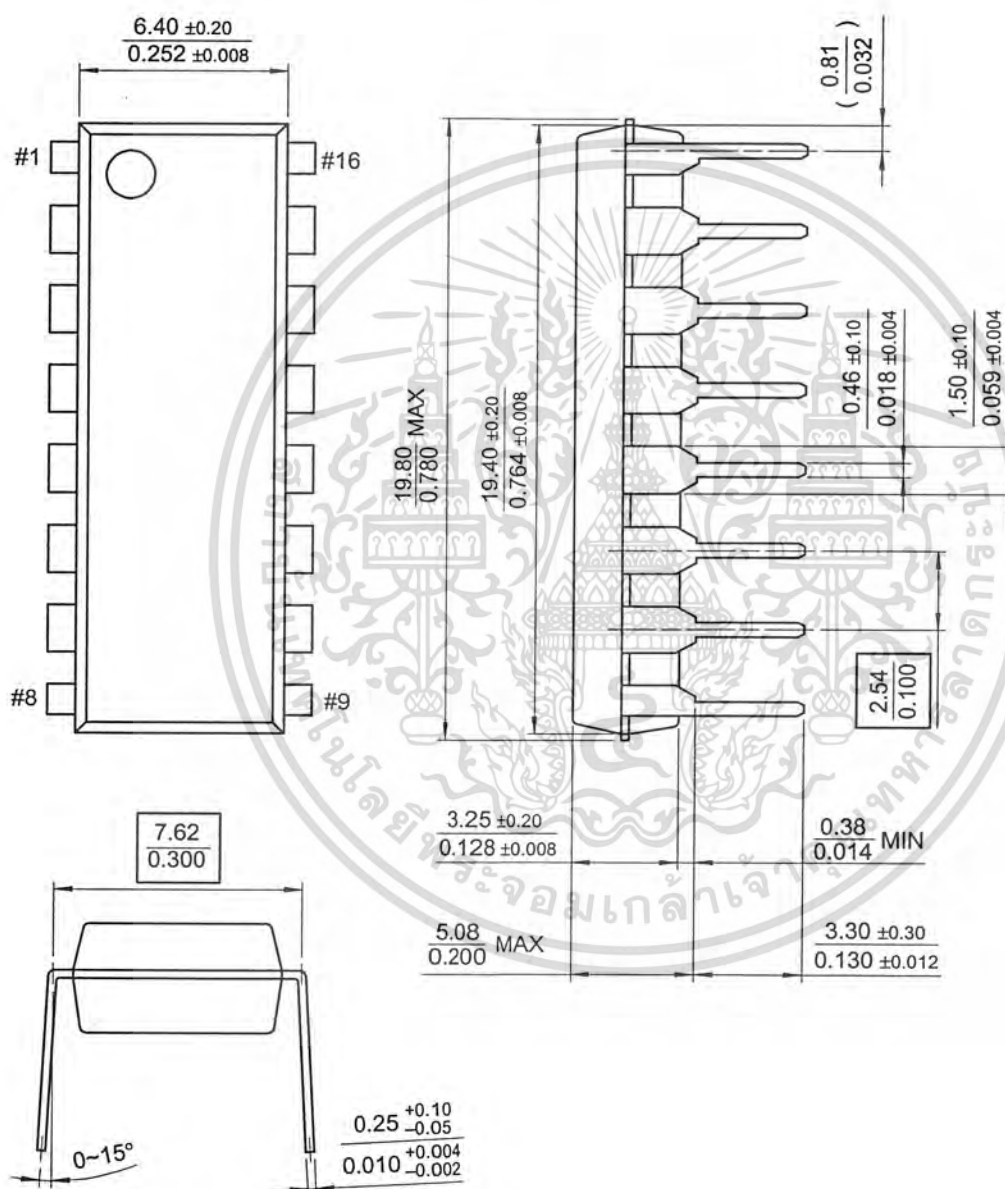
Test Circuit



Mechanical Dimensions

Package

16-DIP



6-PIN DIP OPTOCOUPLEDERS FOR POWER SUPPLY APPLICATIONS (NO BASE CONNECTION)

FEATURES

The MOC8101, MOC8102, MOC8103, MOC8104 and MOC8105 devices consist of a gallium arsenide LED optically coupled to a silicon phototransistor in a dual-in-line package.

- Closely Matched Current Transfer Ratio (CTR) Minimizes Unit-to-Unit Variation
- Narrow (CTR) Windows that translate to a Narrow and Predictable Open Loop Gain Window
- Very Low Coupled Capacitance along with No Chip to Pin 6 Base Connection for Minimum Noise Susceptibility
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix ".300" must be included at the end of part number. VDE 0884 is a test option.*

APPLICATIONS

- Switchmode Power Supplies (Feedback Control)
- AC Line/Digital Logic Isolation
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances

MOC8101

(CTR = 50-80%)

MOC8102

(CTR = 73-117%)

MOC8103

(CTR = 108-173%)

MOC8104

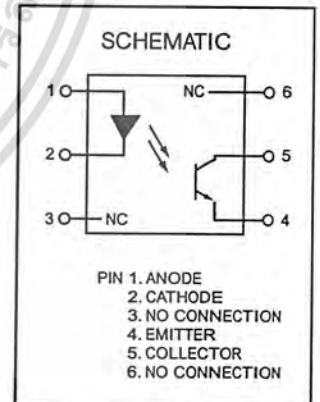
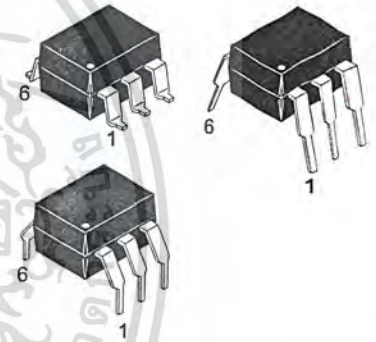
(CTR = 160-256%)

MOC8105

(CTR = 65-133%)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C Unless otherwise specified)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Forward Current - Continuous	I _F	60	mA
Forward Current - Peak (PW = 100μs, 120pps)	I _{F(pk)}	1	A
Reverse Voltage	V _R	6	Volts
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D	120	mW
Derate above 25°C		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V _{ECO}	7	Volts
Collector Current-Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D	150	mW
Derate above 25°C		1.76	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Input-Output Isolation Voltage ⁽¹⁾ (f = 60 Hz, t = 1 min.)	V _{ISO}	5300	Vac(rms)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D	250	mW
Derate above 25°C		2.94	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C
Lead Soldering Temperature (1/16" from case, 10 sec. duration)	T _L	260	°C



NOTE

1. Input-Output Isolation Voltage, V_{ISO}, is an internal device dielectric breakdown rating.

8/11/99 20000A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ(1)	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage ($I_F = 10\text{mA}$)	V_F	1.0	1.15	1.5	V
Reverse Leakage Current ($V_R = 5.0\text{V}$)	I_R	—	0.05	10	μA
Capacitance	C	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR					
Collector-Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{CEO1}	—	1.0	50	nA
($V_{CE} = 10\text{V}, T_A = 100^\circ\text{C}$)	I_{CEO2}	—	1.0	—	μA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0\text{mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	V
Emitter-Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\mu\text{A}$)	$V_{(BR)ECO}$	7.0	7.8	—	V
Collector-Emitter Capacitance ($f = 1.0\text{MHz}, V_{CE} = 0$)	C_{CE}	—	7.0	—	pF
COUPLED					
Output Collector Current ($I_F = 10\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$)	$I_{CE(CTR)}^{(2)}$				mA(%)
MOC8101		5.0 (50)	6.5 (65)	8.0 (80)	
MOC8102		7.3 (73)	9.0 (90)	11.7 (117)	
MOC8103		10.8 (108)	14 (140)	17.3 (173)	
MOC8104		16 (160)	20 (200)	25.6 (256)	
MOC8105		6.5 (65)	10 (100)	13.3 (133)	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 500\mu\text{A}, I_F = 5.0\text{mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.4	V
Turn-On Time ($I_C = 2.0\text{mA}, V_{CC} = 10\text{V}, R_L = 100\Omega$) ⁽³⁾	t_{on}	—	7.5	20	μs
Turn-Off Time ($I_C = 2.0\text{mA}, V_{CC} = 10\text{V}, R_L = 100\Omega$) ⁽³⁾	t_{off}	—	5.7	20	μs
Rise Time ($I_C = 2.0\text{mA}, V_{CC} = 10\text{V}, R_L = 100\Omega$) ⁽³⁾	t_r	—	3.2	—	μs
Fall Time ($I_C = 2.0\text{mA}, V_{CC} = 10\text{V}, R_L = 100\Omega$) ⁽³⁾	t_f	—	4.7	—	μs
Isolation Voltage ($f = 60\text{Hz}, t = 1.0\text{min.}$) ⁽⁴⁾	V_{ISO}	5300	—	—	Vac(rms)
Isolation Resistance ($V_{I-O} = 500\text{V}$) ⁽⁴⁾	R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V_{I-O} = 0, f = 1.0\text{MHz}$) ⁽⁴⁾	C_{ISO}	—	0.2	—	pF

NOTES:

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 7.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4 and 5 are common.

TYPICAL CHARACTERISTICS

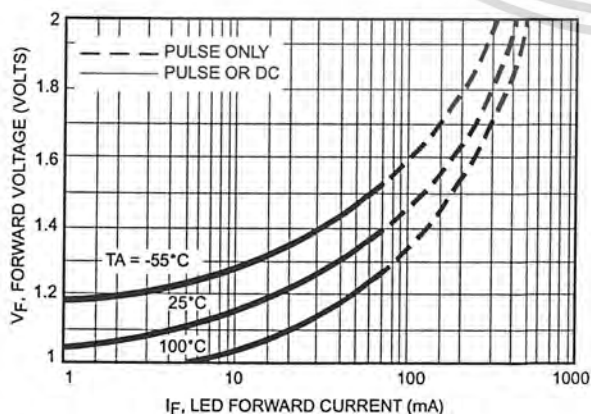


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

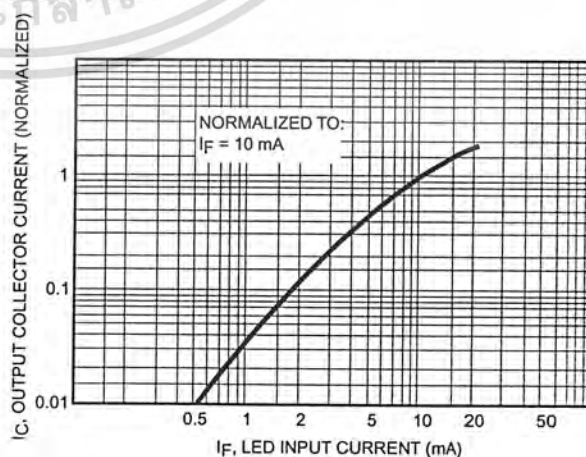


Figure 2. Output Current versus Input Current

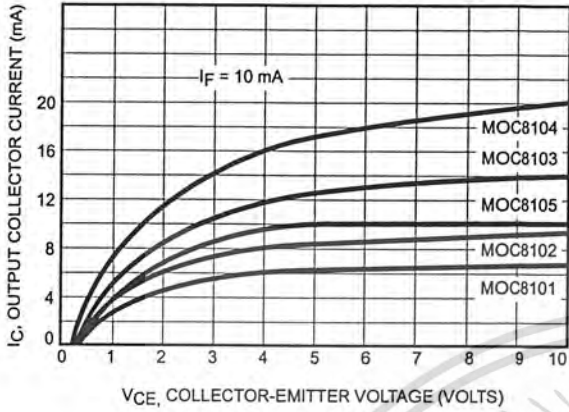


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

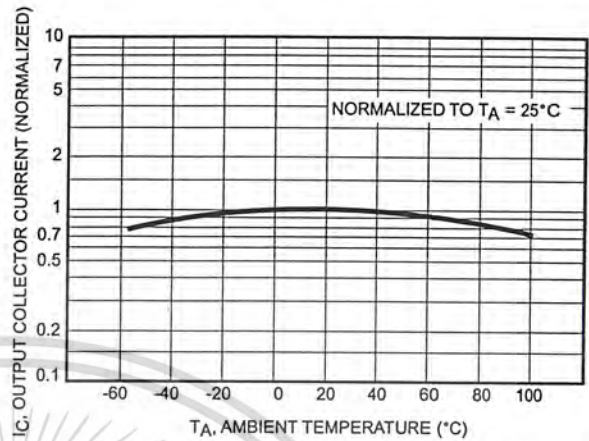


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

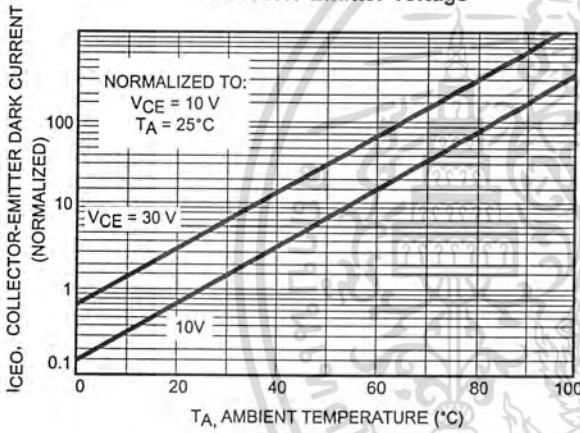


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

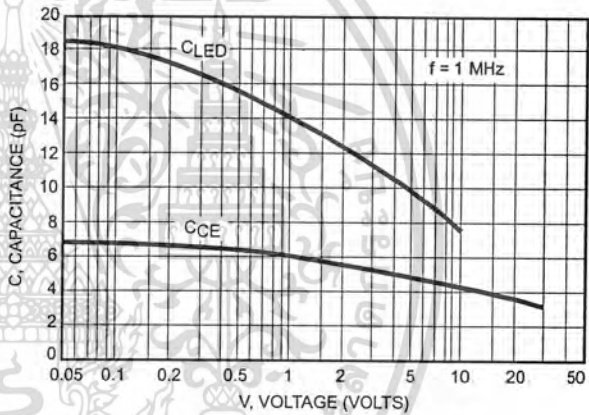


Figure 6. Capacitance versus Voltage

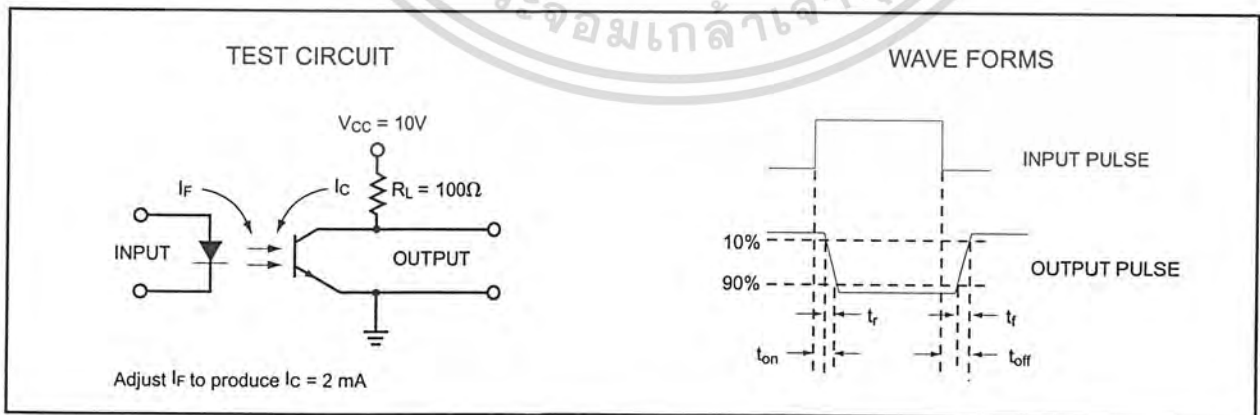
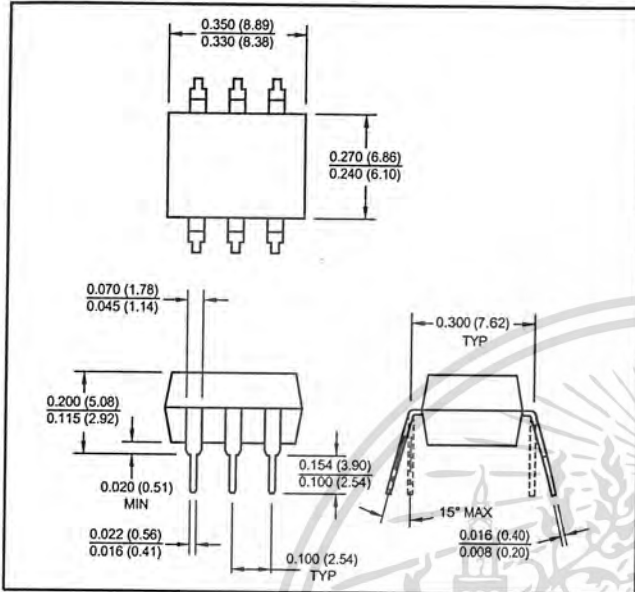
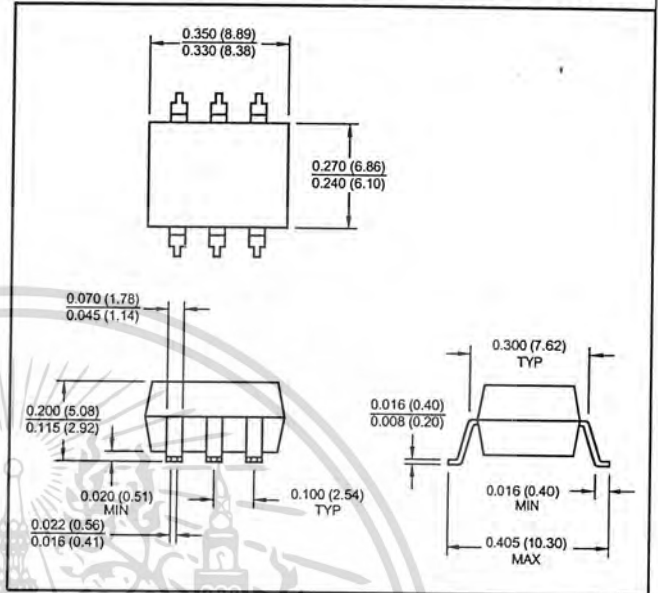


Figure 7. Switching Time Test Circuit and Waveforms

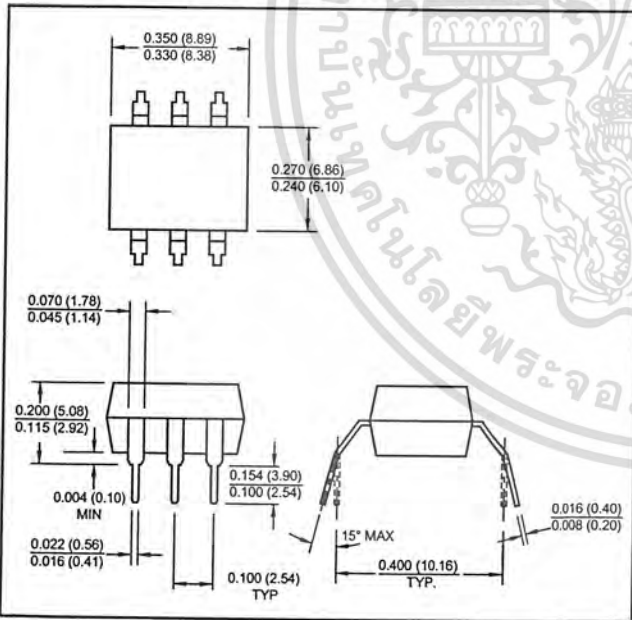
Package Dimensions (Through Hole)



Package Dimensions (Surface Mount)



Package Dimensions (0.4" Lead Spacing)



NOTE

All dimensions are in inches (millimeters)

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

