

เครื่องแปลงไฟแบบคิซีเป็นคิซี
DC TO DC POWER SUPPLY



โดย
นาย กำธน พูนพิมลชาติ
นาย อนุศักดิ์ นารีเลิศ
นาย เอกราช รัตนไพบูลย์วิทย์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 86865
วัน,เดือน,ปี..... 16 ส.ค. 2552

b. 187.03
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร เครื่องแปลงไฟแบบคิซีเป็นคิซี

โดย

นาย กำธน พูนพิมลชาติ 39012001

นาย อนุศักดิ์ นารีเลิศ 39012036

นาย เอกราช รัตนไพบูลย์วิทย์ 39012038

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อูทัย ศรีธีระวิโรจน์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแปลงไฟแบบคิซึเป็นคิซึ
DC TO DC POWER SUPPLY

โดย

นาย กำธน พูนพิมลชาติ 39012001
นาย อนุศักดิ์ นารีเลิศ 39012036
นาย เอกราช รัตนไพบูลย์วิทย์ 39012038

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาถึง การแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟตรงที่มีระดับสูงขึ้น โดยใช้หลักการของเทคนิคสวิทชิง และพัลส์วิธมอดูเลทชั่น

ซึ่งในปริญญานิพนธ์นี้ได้ใช้แรงดันตรงจากแบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ มาแปลงให้สูงขึ้นเป็นแรงดัน ± 100 โวลต์ โดยใช้วงจร พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะเป็นแกนเฟอร์ไรต์ และมอสเฟตกำลังกระแสสูงต่อขนานกัน

ในส่วนของการกรองกระแส จะเป็นการต่อวงจรกรองกระแสแบบ พาย-แอลซี เพื่อที่จะทำให้ได้รูปเปลี่นเร่กูลชั่นที่เหมาะสมและยังมีวงจรป้องกันทั้งกระแสเกิน , อุณหภูมิเกิน , แรงดันเกิน เป็นต้น

ABSTRACT

THIS PROJECT DESCRIBES THE DC-DC CONVERTER USING THE PRINCINCIPLE OF SWICHING TECHNIQUE AND PULSE WIDTH MODULATION OR VOLTAGE REGULATION. IN HEREIN THE DC IS CONVERTED FROM 12 VOLT BATTERY BY STEP UP TO ± 100 VDC USING HIGH CURRENT POWER MOSFET. THIS HIGH CURRENT PULSES ARE DRIVED BY MEANS OF THE FERITE CORE TRANSFORMER. THE FILTER SECTION IS π -LC CONNECTION FOR BETTER RIPPLE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REGULATION TO SELF WITH HIGHVOLTAGE OVERLOAD , OVERHEAT , OVERLOAD
CURRENT AND LOW OR HIGH VOLTAGE PROTECTION , ECT.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเพราะได้รับคำปรึกษาและแนะนำจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่าน ที่ได้ให้คำปรึกษา และขอขอบคุณผู้ช่วยเหลือทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือคณะผู้จัดทำในการทำ โครงการและปริญญานิพนธ์ฉบับนี้

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

ทฤษฎีโครงการ		
บทที่ 1 บทนำ		
1.1	สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร	1
1.2	ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
1.3	สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย	3
บทที่ 2 คอนเวอร์เตอร์		5
2.1	ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
2.2	ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
2.3	พุก-พุด คอนเวอร์เตอร์	8
2.4	ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
2.5	ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
บทที่ 3 พุก-พุด คอนเวอร์เตอร์		10
3.1	พื้นฐานการทำงานของพุก-พุด คอนเวอร์เตอร์	10
3.2	ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับพุก-พุด คอนเวอร์เตอร์	11
3.3	การไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์	14
บทที่ 4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย		16
4.1	วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน	16
4.2	การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	18
4.3	การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	19
4.4	การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D	20
บทที่ 5 มอสเฟตกำลัง		22
5.1	ลักษณะที่สภาวะ STEADY STATE ของมอสเฟต	23
5.2	ลักษณะสมบัติการสวิตชิง	26
5.3	พารามิเตอร์ในการทำงานของมอสเฟต	27
5.4	การออกแบบวงจรขับเคลื่อน	32
5.5	วงจรเทรินออฟสับเบอร์	34
5.6	ข้อดีของมอสเฟตเมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง	40
6.1 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า	40
6.2 ฮีสเตอร์ซีสตูป	42
6.3 ทฤษฎีหม้อแปลงพื้นฐาน	45
6.4 การเลือกแกนและวัสดุ	48
6.5 การเลือกขนาดลวดทองแดงและวิธีการพันหม้อแปลงแบบพุด-พุด	50
บทที่ 7 การเรกติไฟร์เออร์และฟิลเตอร์	56
7.1 การเรกติไฟร์เออร์และฟิลเตอร์ของเพาเวอร์สวิตชิง	56
7.2 การวิเคราะห์เอาท์พุทฟิลเตอร์	57
7.3 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์	61
ปฏิบัติโครงการ	
โครงการเครื่องแปลงไฟแบบคิซีเป็นคิซี	64
วงจรส่วนต่างๆ	65
คุณสมบัติของวงจร	69
หลักการทํางานของวงจร	70
รายการอุปกรณ์	72
การทดลอง โครงการ	73
สรุปผลการทดลอง	76
วิจารณ์ผลการทดลอง	76
ภาคผนวก รายละเอียดของแกนเฟอร์ไรต์	
ภาคผนวก รายละเอียดของไอซีเบอร์ SG3524	
ภาคผนวก รายละเอียดของไอซีเบอร์ 4N26	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

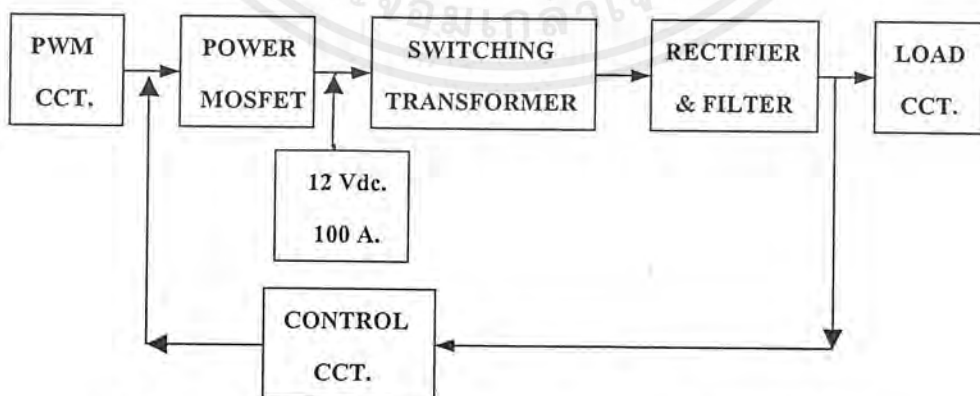
สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (SWITCHING POWER SUPPLY) เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่งและสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ หรือแปลงไฟตรงจากแบตเตอรี่แรงดันต่ำให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพื่อใช้งานได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย (LINEAR POWER SUPPLY)

โดยใช้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะแก้ปัญหาเรื่องขนาดของหม้อแปลงซึ่งถ้าใช้ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะต้องใช้หม้อแปลงไฟฟ้าที่มีขนาดใหญ่ แต่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็กกว่ามากและยังสามารถให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายอีกด้วย

เนื่องจากเหตุผลเรื่องขนาดและประสิทธิภาพของหม้อแปลงจึงทำให้ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายไม่เป็นที่นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ปัจจุบันเช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ , เครื่องโทรสาร หรือแม้กระทั่งเครื่องรับโทรทัศน์ในปัจจุบัน ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเพาเวอร์ซัพพลายที่แปลงไฟตรงจากแบตเตอรี่แรงดันต่ำให้เป็นแรงดันไฟตรงที่มีค่าสูงขึ้น

1.1 สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบ และวงจรพื้นฐานที่คล้ายคลึงกับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป หัวใจสำคัญของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ (CONVERTOR) เนื่องจากจะเป็นตัวเพิ่มแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทด้วย ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป

พัลส์วidthมอดูเลชัน (PULSE WIDTH MODULATION : PWM) จะกำเนิดสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมขึ้นมาเพื่อกำหนดจังหวะการทำงานเป็นสวิตซ์ของมอสเฟตกำลัง โดยใช้ความถี่ในการเป็นสวิตซ์ 40 - 100 กิโลเฮิรต์ ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟตรง 12 โวลต์ กลายเป็นแรงดันไฟสลับขึ้นมาจากนั้นจะผ่านเข้าห้อมแปลงสวิตซ์ ซึ่งเพื่อทำการเพิ่มค่าแรงดันให้สูงขึ้นที่เอาท์พุทของห้อมแปลงจะมีวงจรกรองแรงดันและกระแสให้เรียบเสียก่อนจึงจะนำไปจ่ายให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันเอาท์พุทจะทำได้โดยการป้อนกลับมายังวงจรควบคุมเพื่อควบคุมการทำงานของพัลส์วidthมอดูเลชัน เพื่อให้พัลส์วidthมอดูเลชันไปควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังให้มีช่วงเวลาการนำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนของแรงดันที่เอาท์พุทซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาท์พุทคงที่ได้

1.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นจะต้องกำหนด หรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆที่จะใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสมสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

1.2.1 กำลังงานขาออก (Output Power) คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังให้กับโหลดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดขณะจ่ายโหลดเต็มพิกัด

1.2.2 ประสิทธิภาพ (Efficiency) คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายทางด้านอินพุทไปยังโหลดที่เอาท์พุท โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 - 80 %

1.2.3 แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current) คือ ค่าของกระแสและแรงดันที่มีการรักษาระดับให้คงที่ โดยสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายการกำหนดค่าแรงดันและกระแสกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ได้ของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า เช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องเสียงในรถยนต์โดยเฉพาะจะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ +100 และ -100 โวลต์เป็นต้น

1.2.4 ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation) คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุทอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาท์พุทมีค่าคงที่

1.2.5 โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation) คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุทอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาท์พุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.6 แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise) แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุททำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์คือ แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูงๆผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาท์พุทเช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์ อาจวัดเป็นค่า RMS หรือค่า Peak to Peak ก็ได้

1.2.7 ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time) คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันที่อินพุทแล้วก็ตาม (ที่ค่าโหลดสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัฟจะมีค่าประมาณ 20 - 50 มิลิเซคคัน

1.2.8 สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI) คือ RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่ความถี่สูงๆของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนดเช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

1.2.9 การตอบสนองโพลสถานะชั่วคราว (Transient Response) คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาท์พุทหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาท์พุทตามการเปลี่ยนแปลงการตอบสนองโพลสถานะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาดิ้นตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

1.2.10 การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation) คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุทออกจากไฟตรงที่เอาท์พุทไม่ให้เกิดการไหลผ่านของกระแสถึงกันได้ เพื่อป้องกันการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่คร่อมระหว่างอินพุทกับเอาท์พุทโดยยังไม่เกิดกระแสไหลหรือเกิดเบลกาวน ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้น ไฟสูงและกราวด์ของอินพุทด้วย

1.2.11 ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency) คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20 -200 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ตีก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

1.3 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย

ข้อได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบา กว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำที่มีขนาดใหญ่

และมีน้ำหนักมาก ขณะใช้งานมีกระแสและแรงดันผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลากำลังงานสูญเสียที่อินพุทของหม้อแปลงจะมีค่าสูงการคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาท์พุทเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดันกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆจะทำให้มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30-50% ซึ่งนับว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพ 65 - 80%

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโฮลด์อัป (HOLD UP) ประมาณ 20 - 50 มิลิเซคคัน์ ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ 2 มิลิเซคคัน์ ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุทค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่เพิ่มแรงดันไฟตรงค่าต่ำขึ้นไปเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมี ข้อดี ข้อเสีย แตกต่างกันไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

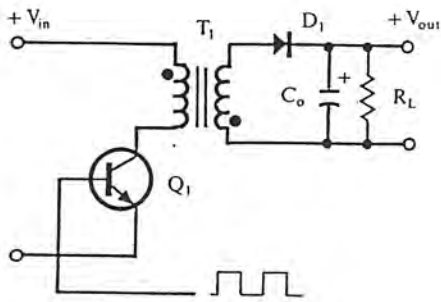
1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน
6. การก่อกวนสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าวจะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และ ประเมินราคาเพื่อตัดสินใจใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันที่นิยมใช้กันอยู่จะมี 5 แบบด้วยกัน

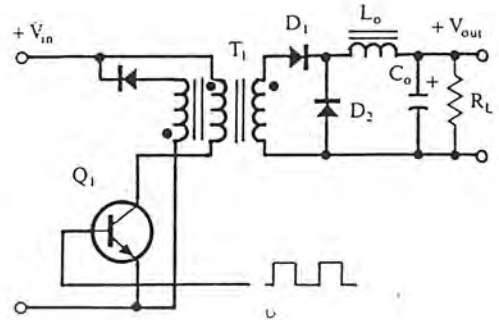
1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบแสดงไว้ในรูปที่ 2.1(ก) ถึง (จ)

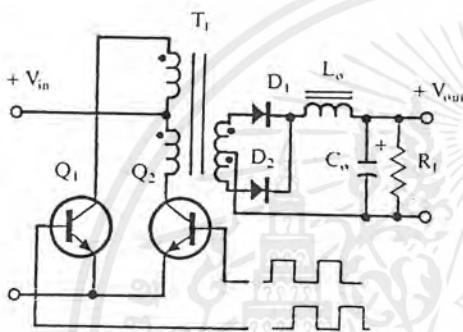
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



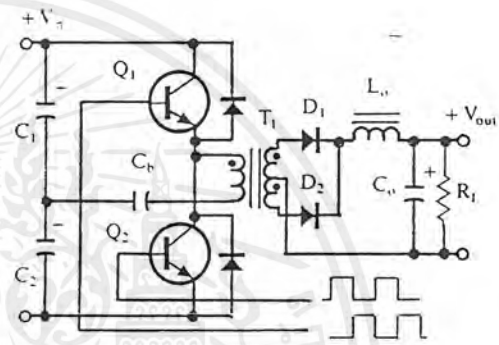
(ก)



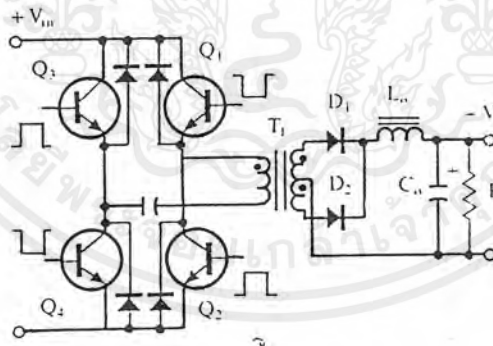
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 2.1 (ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

(ข) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

(ค) พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

(ง) ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

(จ) ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.1(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (POWER TRANSISTOR) Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนเข้าขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟโพรมารี่ (PRIMARY) และเซคันดารี (SECONDARY) ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ฉะนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ และไม่นำกระแสจึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟโพรมารี่ และเซคันดารี D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงการนำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าแรงดันที่อินพุตฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้อำนาจได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2 ฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.1(ข) จะเห็นได้ว่าฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ จะกำหนดขดไฟโพรมารี่และขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับจึงไม่มีกระแสไหลผ่านขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_o จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมมันอยู่ไดโอด D2 ก็อยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง L_o จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะไม่มีการไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้อำนาจได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงาน ได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก (MAGNETIC FLUX) ของแกนหม้อแปลงซึ่งมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังสูงๆ

จากรูปที่ 2.1(ค) Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ (REVERSE BIAS) แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง (FORWARD BIAS) และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ และ D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เช่นกัน

2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมในขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.1(ง) จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูงซึ่งเป็นการจำกัดพลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.1(จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารี่ของหม้อแปลงจึงมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ ขณะทำงานขดไฟรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงนิยมใช้ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์เป็นหลัก

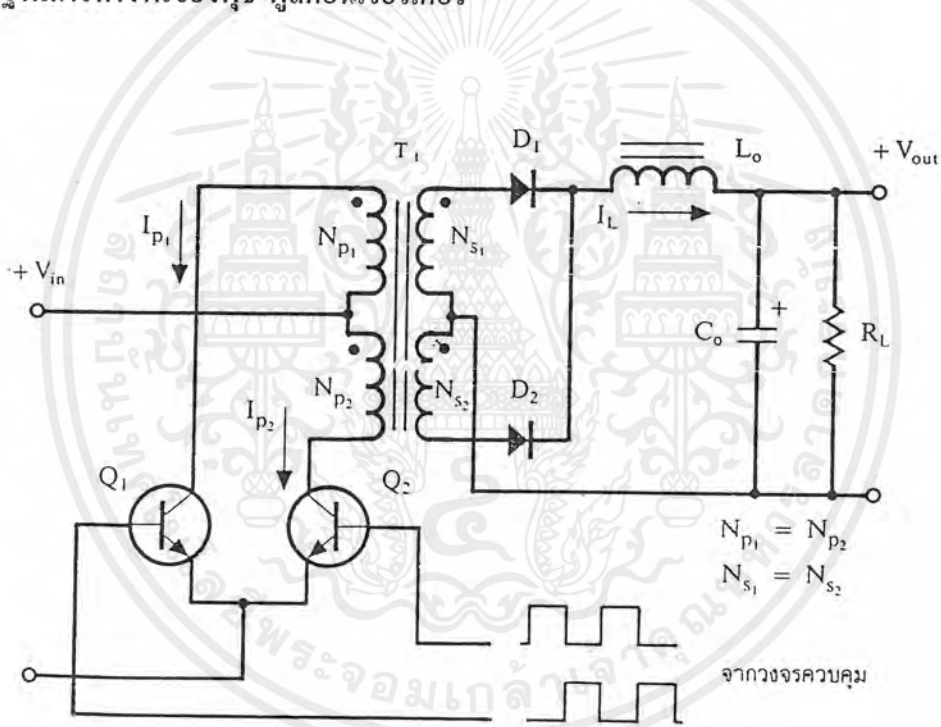


บทที่ 3

พุก-พุกคองเวอร์เตอร์

การทำงานของพุก-พุกคองเวอร์เตอร์เปรียบเหมือนการนำฟอร์เวิร์ดคองเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกัลบเฟส ทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ด และฟลายแบคคองเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ (FERRITE CORE) ของวงจรถ้าให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายง่ายในที่นี้จึงเป็นการอธิบายการทำงานของพุก-พุกคองเวอร์เตอร์และการคำนวณต่างๆ

3.1 พื้นฐานการทำงานของพุก-พุกคองเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานของพุก-พุกคองเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพุก-พุกคองเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา T ขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_{p1} และไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะไบอัสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซคันดารี N_{s2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านไดโอด D_2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L ได้ ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1}=N_{p2}$ และ $N_{s1}=N_{s2}$) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 และ D_2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบอัสกลับ D_1 ซึ่งอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงจะนำกระแสจากขดเซคคันดารี N_{s1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L จะเห็นได้ว่าในหนึ่งคาบเวลาการทำงานขดเซคคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดทางไพรมารีมีค่าเท่ากัน

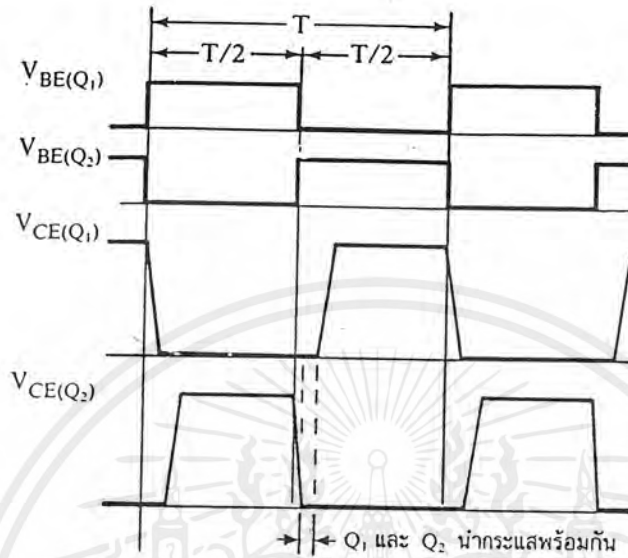
3.2 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (dead time) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลาการนำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการคือ ประการแรก เมื่อเกิดกรณีโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลาการนำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครั้งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอเพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบอัสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปอีกช่วงระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ในขณะเดียวกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือได้เริ่มได้รับกระแสไบอัสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดการนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าแรงดันอินพุท และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 3.2 ประกอบ)

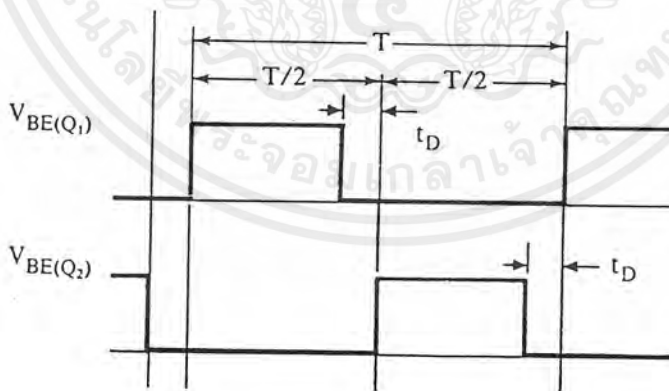
การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 5.3 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเมื่อ t_D โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20 % ของครึ่งคาบเวลาดังนั้นช่วงเวลาการนำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ไม่ควรมีค่าเกิน

$$t_{on(max)} = 0.8(T/2) = 0.4T$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



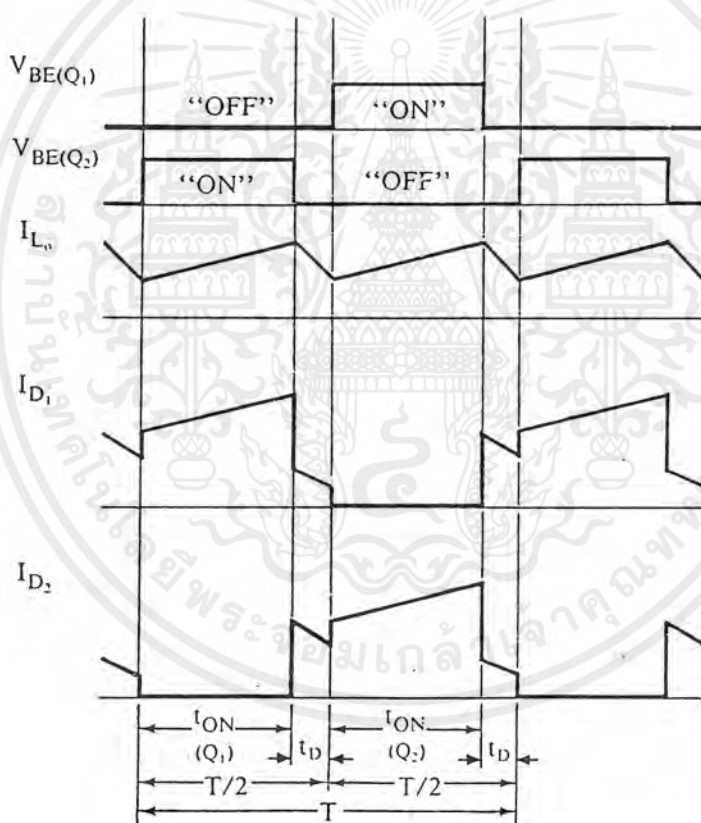
รูปที่ 3.2 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 3.3 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

มีข้อสังเกต คือ ในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ Q1 และ Q2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกัน ทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา t_{OFF} ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เอาท์พุท โหลด L_o จะมีการเอกสการนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขุดตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ไดโอด D1 และ D2 ในรูปที่ 3.1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซคชั่นคาร์รี N_{s1} และ N_{s2} เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมใน L_o ในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ด้วย โดยกระแสที่ไหลจาก L_o จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด D1 และ D2 อย่างไรก็ตาม พลังงานที่สะสมในขดไพรมารีเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำไปยังขดเซคชั่นคาร์รี ในช่วงเวลาเพื่อ t_D ด้วยเช่นกัน แต่จะมีกระแสไหลผ่านขดเซคชั่นคาร์รีได้เพียงขดเดียว เนื่องจากไดโอดที่ต่ออยู่กับขดเซคชั่นคาร์รีที่เหลือจะอยู่ในลักษณะไบอัสกลับทำให้ t_D มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุต L_o ดังนั้นกระแสชอปที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาของไดโอดตัวหนึ่งจะมากกว่าของอีกตัวหนึ่งเสมอ ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะการนำกระแสผ่านไดโอด D1 และ D2 แลกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุต L_o

ขณะวงจรทำงานจะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองตัวในช่วงเวลา t_D มีค่าไม่เท่ากันเนื่องจากการถ่ายเทพลังงานจากขดไพรมารีในช่วงนี้ทำให้กระแสที่ไหลในไดโอดตัวหนึ่งมากกว่าอีกตัวหนึ่งสลับกันไปมาตามการทำงานของขดไพรมารีแต่ละขด

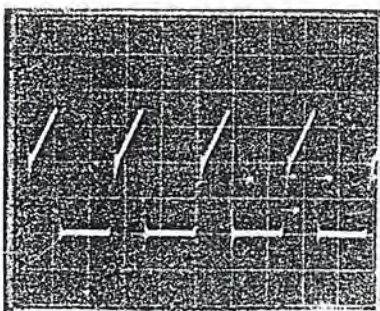
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ (FLUX DENSITY) ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้ว เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้สูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดทำให้แกนที่ใช้มีขนาดเล็กได้

3.3 การไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์

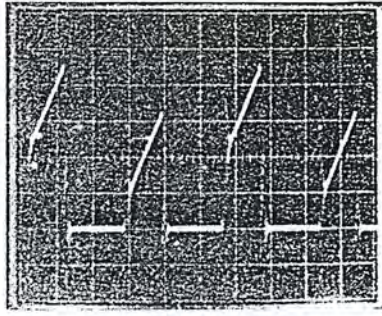
ปัญหาหลักซึ่งจะเกิดขึ้นเสมอในพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ก็คือ การเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ (FLUX IMBALANCE) ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง ซึ่งทำให้แกนเฟอร์ไรต์อึดตัวอย่างรวดเร็ว และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดพังเสียหายขึ้นได้ สาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดการไม่สมมาตร ฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์นั้น เนื่องมาจากเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 มีช่วงเวลาก่อนหยุดนำกระแส (TURN OFF TIME) ไม่เท่ากันอย่างแท้จริงเนื่องจากข้อจำกัดในการผลิตทรานซิสเตอร์ ถ้าทรานซิสเตอร์ตัวใดใช้เวลาในการหยุดนำกระแสมากกว่าจะทำให้ค่ากระแสสูงสุดของมันในช่วงที่นำกระแสมีค่ามากกว่าของอีกตัวหนึ่งลักษณะเช่นนี้ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนหม้อแปลงมีลักษณะไม่สมมาตร และจะมีการเลื่อนของค่าฟลักซ์สูงสุดได้ หรือที่เรียกว่า “FLUX WALKING” เกิดขึ้น โดยค่าฟลักซ์จะอึดตัวอย่างรวดเร็ว ถ้าแกนเกิดการอึดตัวของฟลักซ์แม่เหล็กก็จะเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรได้

การสังเกตการเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กนั้น ให้สังเกตกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 (ซึ่งปกติค่ากระแสสูงสุดต้องมีค่าเท่ากัน) ถ้าเกิดลักษณะไม่เท่ากันก็แสดงว่าเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขึ้นแล้ว ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์นับเป็นอุปสรรคใหญ่ในการสร้างพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ การแก้ปัญหานี้ทำได้โดยการใช้การควบคุมในโหมดกระแสการเปลี่ยนมาใช้เพาเวอร์มอสเฟตจะช่วยลดการเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้มาก หรืออาจเปลี่ยนมาใช้วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(๗)

รูปที่ 3.5 (ก) แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลในลักษณะปกติ

(ข) แสดงลักษณะของกระแสเมื่อเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก
หม้อแปลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรถวลุมสำหรับสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

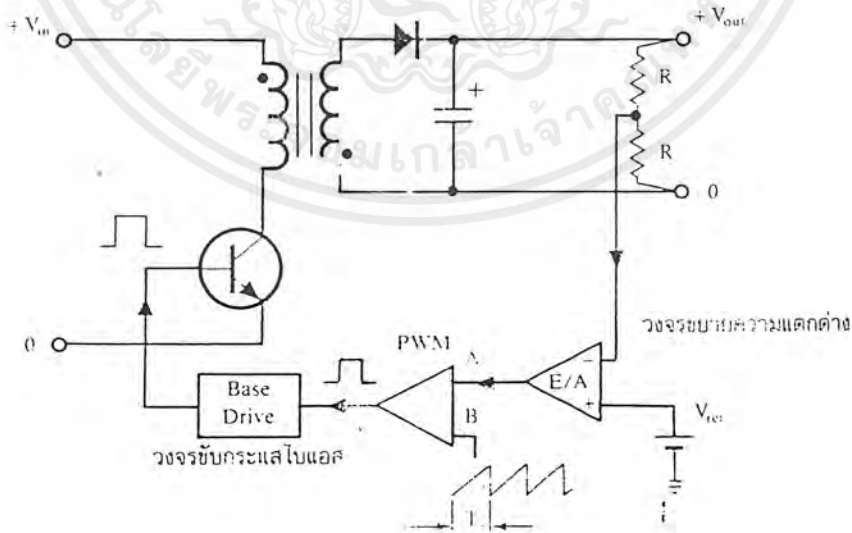
เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแสในช่วง t_{ON} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรถวลุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไป จึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรถวลุมคือ

1. วงจรถวลุมใน โหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)
2. วงจรถวลุมใน โหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

แต่เราจะขออธิบายเฉพาะในส่วนของวงจรถวลุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันที่ใช้เป็นวงจรถวลุมในโครงการนี้เท่านั้น

4.1 วงจรถวลุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรถวลุมใน โหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรถวลุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 4.1



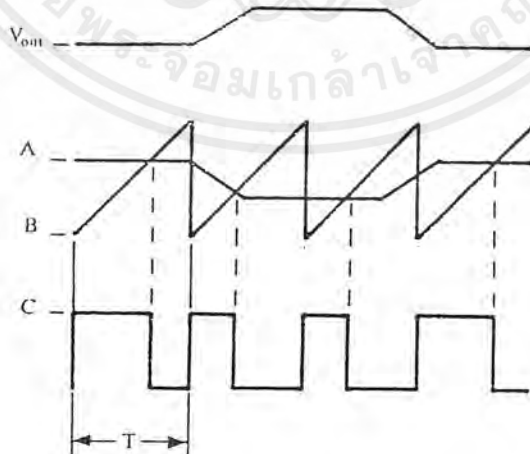
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจรถวายความคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรถวายการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยาย โดยวงจรถวายความแตกต่าง E/A ก่อนจะส่งต่อไปยังวงจรถวายพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรถวายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของพัลส์วิดท์มอดูเลชันอีก

ครั้งหนึ่ง เอาท์พุทที่ได้จากวงจรถวายพัลส์วิดท์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาตามที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลการมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรถวายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตจึงผลต่างของแรงดันที่เอาท์พุทและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรถวายพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรถวายพัลส์วิดท์มอดูเลชัน จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรถวายงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ตัวอย่างของไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น

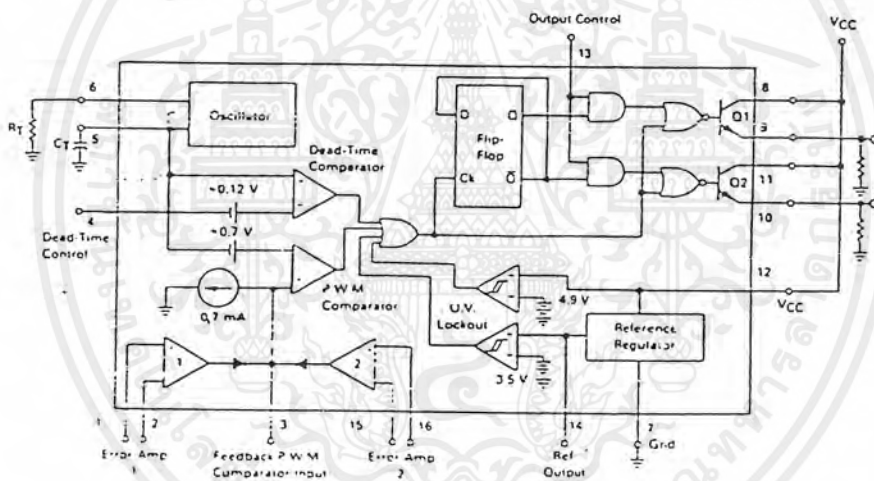


รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของความกว้างเอาท์พุทพัลส์

จากรูปที่ 4.2 แสดงผลจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อยตามรูปที่ 4.1 และในโครงการนี้เราเลือกที่จะใช้ไอซีเบอร์ SG3524 เพื่อควบคุมการทำงานของพวช-พุลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่ง ไอซี SG3524 จะมีหลักการพื้นฐานคล้ายกับ TL-494 เท่านั้น

4.1.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็น ไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานควบคุมด้วยโหมดควบคุมจากแรงดันซึ่งจะนำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 4.5 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



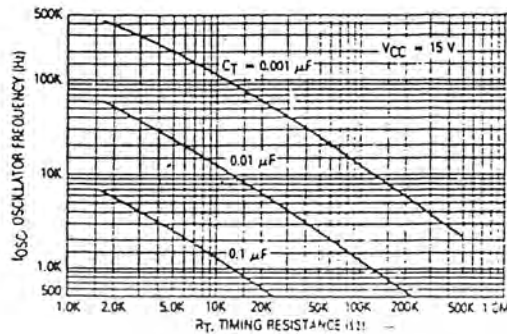
รูปที่ 4.5 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 (ที่มา : motorola)

4.2 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเขาที่พัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซีค่าคาบเวลาทำงานกำหนดได้จาก

$$T = (R_T * C_T) / 1.1$$

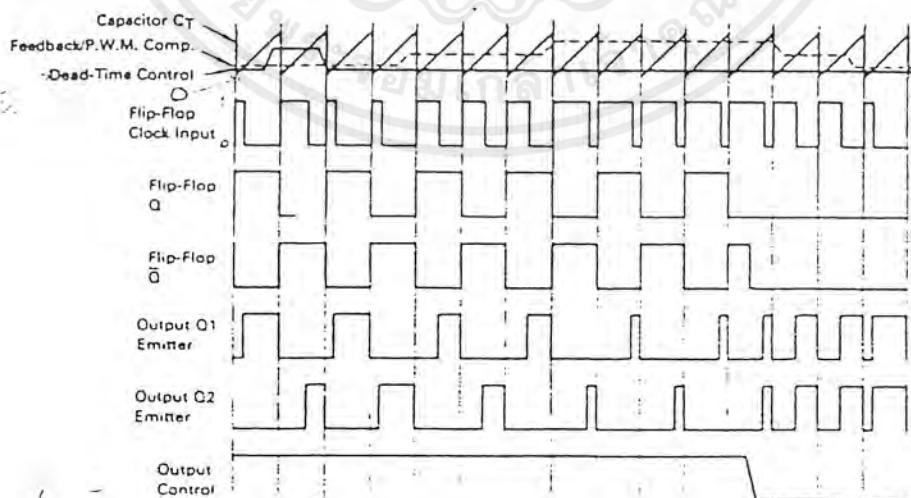
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T * C_T$ ในการกำหนดความถี่

4.3 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (ERROR AMP.) ทั้ง 2 ตัวที่พัลส์วิดท์มอดูเลชันคอมพาราเตอร์ (PULSE WIDTH MODULATION COMPALATOR) ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ck ของฟลิปฟลอป (FLIP-FLOP) อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง Ck จะเป็น “Low” ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายความแตกต่างทั้ง 2 วงจรนั้นคือ แรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอน



รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

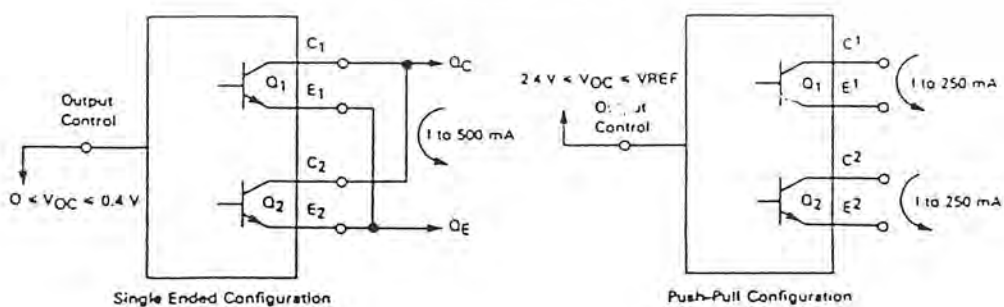
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลงในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับ หากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุด หรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 ถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรขยายความแตกต่างทั้งสองวงจร จะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง -2 โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรขยายความแตกต่างทั้งสองวงจรจะให้เอาต์พุตเป็นสถานะ “High” (ACTIVE HIGH) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา NON-INVERTING ของพัลส์วิตช์มอดูเลชันคอมพาราเตอร์ การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรขยายความแตกต่าง ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

4.4 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ค่าเวลาเพื่อ t_D ต่ำที่สุด ค่าเวลาเพื่อ t_D จะไม่ต่ำกว่า 4% ของคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่า คาบเวลา เมื่อต่อขา 13 กับขา 14 เข้าด้วยกัน และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์ของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยต่อเข้ากับขา 14 จะทำให้ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟล็อป เพื่อใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ พูช-พูล ในกรณีนี้ค่าคาบเวลาจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาสัญญาณพื้นถ้อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดขา 13 มีสถานะ “Low” โดยต่อลงกราวด์ (ยกเลิกฟลิปฟล็อป) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกัน และ



รูปที่ 4.6 แสดงการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้ค่าเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าเวลาของสัญญาณพื้นเลื้อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

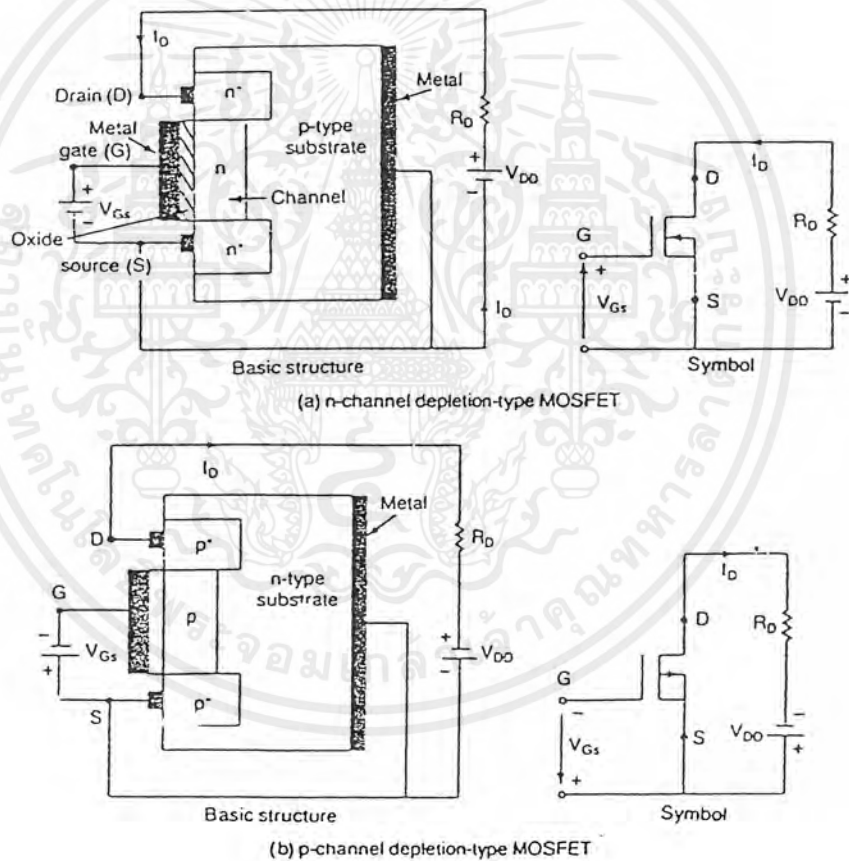
TL-494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 < V_{cc} < 4$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 mA เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง 1.5% ค่าความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 mV เมื่อทำงานในช่วง 0 - 70 องศาเซ็นเซียส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก ๆ ความเร็วในการสวิตชิ่งสูง เวลาในการสวิตชิ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที มอสเฟตกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานด้านคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังต่ำ, ความถี่สูง มอสเฟตไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์เซ็คคันด์เบรคดาวน์ (SECOND BREAKDOWN) เหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟตก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์ และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



รูปที่ 5.1 a) n- channel depletion - type MOSET
b) p-channel depletion - type MOSET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ

- (1) คีพลีทชั้นมอสเฟต (DEPLETION MOSFETS)
- (2) เอ็นฮานซ์เม้นซ์ (ENHANCEMENT MOSFETS)

คีพลีทชั้นมอสเฟต แบบ เอ็นแชลเนล จะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิคอน (SILICON) ชนิด พี ไทป์ (P - TYPE) ดังรูปที่ 5. 1a และถูกโด๊ปด้วยซิลิคอนแบบ n+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทจะถูกแยกทางไฟฟ้าออกจากแชลเนล ด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท (GATE) , เคน (DRAIN) และ ซอร์ส (SOURCE) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (V_{gs}) นั้น จะป้อนบวกหรือเป็นลบก็ได้ ถ้า V_{ds} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชลเนลจะถูกผลักออกไปและบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์ เป็นผลทำให้ แชลเนลแคบลงความต้านทานระหว่างเคนและซอร์ส (R_{ds}) จะสูงขึ้นถ้า V_{ds} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชลเนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R_{ds} มีค่าสูงขึ้นจนไม่มีกระแสไหลจากเคนไปยังซอร์ส $I_{ds} = 0$ แล้ว แรงดัน V_{gs} ดังกล่าวเรียกว่า พรินออฟโวลท์เตจ (PINCH - OFF VOLTAGE , V_p) เมื่อ V_{ds} มีค่าเป็นบวกแชลเนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น I_{ds} เพิ่มขึ้นเนื่องจาก R_{ds} ลดลง สำหรับในคีพลีทชั้นมอสเฟต แบบ พี - แชลเนล จะมีขั้วของ V_{ds} , I_{ds} และ V_{gs} ที่ตรงกันข้ามกับ เอ็น - แชลเนล

ในเอ็นฮานซ์เม้นซ์มอสเฟต แบบเอ็นแชลเนล นั้นจะไม่มีแชลเนลดังรูปที่ 2 ถ้า V_{gs} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากพี - ไทป์ ซับสเตรจ (P - TYPE SUBSTRATE) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{gs} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับเทสโวลท์เตจ (THRESHOLD VOLTAGE , V_T) แล้วอิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแชลเนลเสมือนขึ้นและทำให้กระแสไหลจากเคนไปยังซอร์ส ได้สำหรับใน พี - แชลเนลเอ็นฮานซ์เม้นซ์มอสเฟต สภาพขั้วของ V_{ds} , I_{ds} และ V_{gs} จะตรงข้ามกับเอ็น-แชลเนล

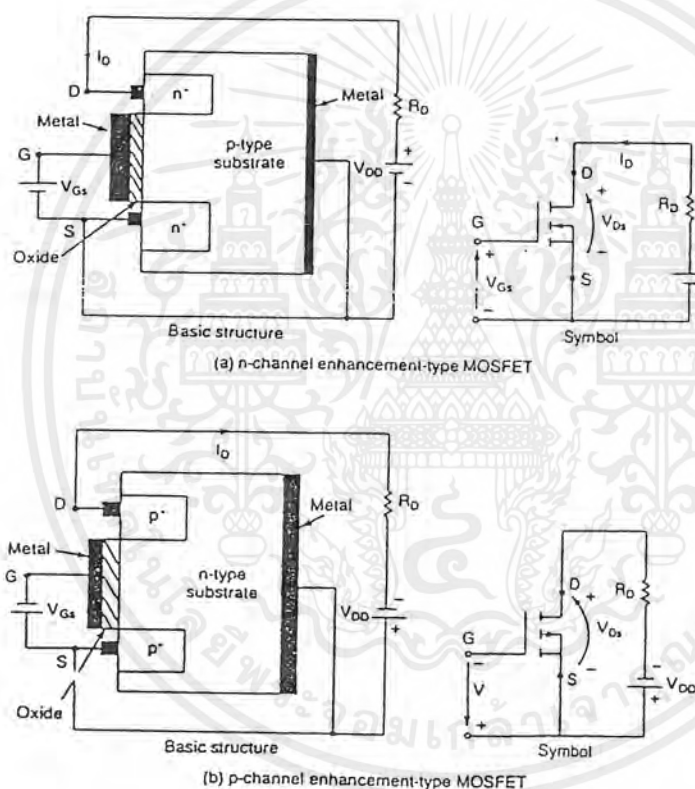
5.1 ลักษณะสมบัติที่สถานะ STEADY STATE ของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเคน I_D กับกระแสเกต I_G โดยทั่วไปแล้วจะมีค่าสูงถึง 10^5 อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเคน และแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟตแบบ เอ็น - แชนเนล และพี - แชนเนล แสดงดังรูปที่ 5.3 รูปที่ 5.4 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทเอ็นฮานซ์เม้นซ์มอสเฟต แบบเอ็น - แชนเนล ซึ่งจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ

- (1) บริเวณ CUT- OFF เมื่อ $V_{gs} < V_t$
- (2) บริเวณอ้อมตัว หรือ PINCH - OFF เมื่อ $V_{ds} > (V_{gs} - V_t)$
- (3) บริเวณเชิงเส้นเมื่อ $V_{ds} > (V_{gs} - V_t)$



รูปที่ 5.2 a) N - CHANNEL ENHANCEMENT - TYPE MOSFET

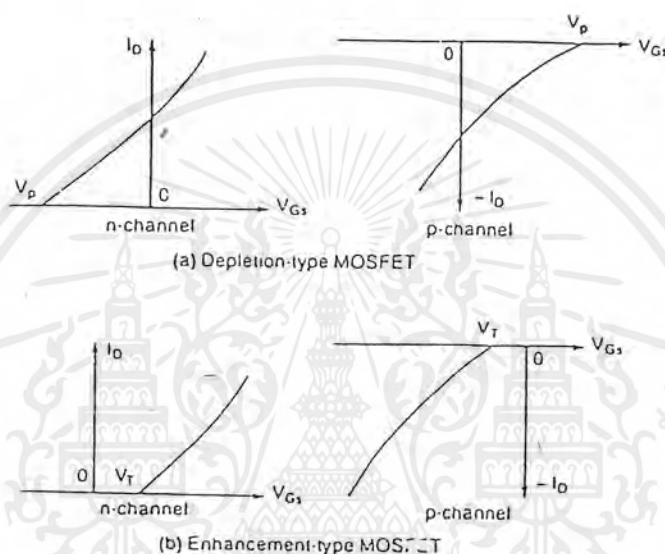
b) P - CHANNEL ENHANCEMENT - TYPE MOSFET

การพรีนออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{ds} = V_{gs} - V_t$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนไปเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{ds} เนื่องจากกระแสครนที่สูงและแรงดันครนต่ำ ทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้นสำหรับการสวิตซ์ซึ่งในบริเวณอ้อมตัวกระแสครนจะมีค่าคงที่เมื่อแรงดัน V_{ds} เพิ่มขึ้น

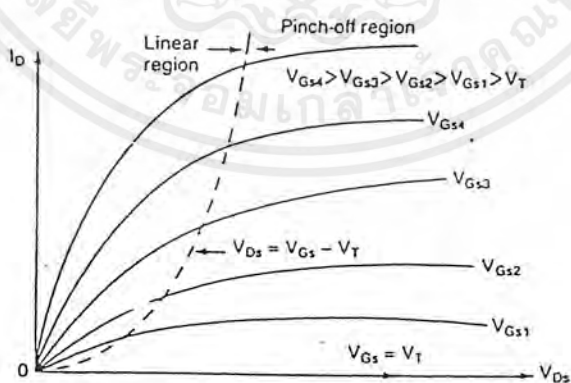
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบริเวณนั้นมอสเฟตจึงถูกนำไปใช้ในการขยายแรงดันมอสเฟตทั้งดีฟิสิชั่นไทป์ และ เอ็นฮานซ์เม้นซ์ - ไทป์ จะมีโมเดล (MODEL) ที่สถานะอิมิตัว (STEADY STATE) ดังรูปที่ 5.5 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (TRANSCONDUCTANCE : gm) 5kw หาได้ดังนี้

ความต้านทานด้านเอาต์พุต $r_o = R_{ds}$ หาได้จาก R_{ds} ในบริเวณพรีนออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม



รูปที่ 5.3 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต



รูปที่ 5.4 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของ ENHANCEMENT - TYPE MOSFET

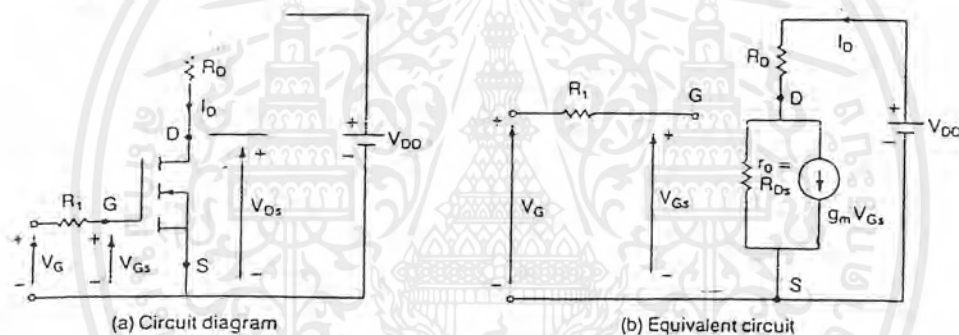
สำหรับดีฟิสิชั่นมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่เอ็นฮานซ์เม้นซ์ จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้นมอสเฟตกำลังที่ใช้โดยทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เม้นซ์ -

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับคิพลิตซ์ชั้นมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่เอ็นฮานซ์เม้นซ์จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้นมอสเฟตกำลังที่ใช้โดยทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เม้นซ์ไทย่ อย่างไรก็ตามคิพลิตซ์ชั้นไทย่มอสเฟตก็ยังมีการประยุกต์ใช้ในการออกแบบทางลจิกที่ต้องการเข้ากันได้กับสวิตซ์ดีซี หรือ เอซี ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้ เมื่อแหล่งจ่ายลจิกตกลง V_{gs} เป็นศูนย์

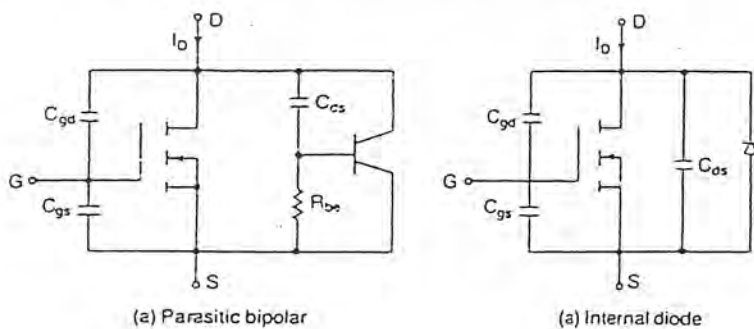
5.2 ลักษณะสมบัติการสวิตซ์

ถ้าปราศจากสัญญาณที่เกตเอ็นฮานซ์เม้นซ์ไทย่มอสเฟต จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็น โครงสร้างของเกตจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงกับซอร์ส C_{gs} และกับเดรน C_{gd} ทรานซิสเตอร์จะมีรอยต่อไบแอสกลับจากเดรนไปยังซอร์สและมีค่าความจุไฟฟ้า C_{ds}



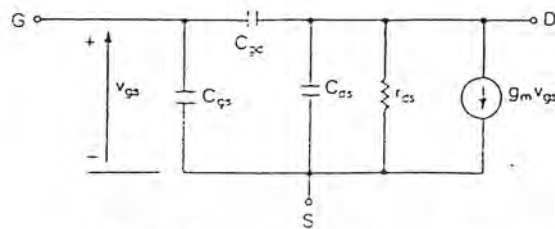
รูปที่ 5.5 โมเดลการสวิตซ์ที่ STEADY STATE ของมอสเฟต

รูปที่ 5.6 แสดงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต R_{be} ที่บริเวณเบสกับอิมิตอร์นั้นมีค่าต่ำ ด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดอยู่ภายใน



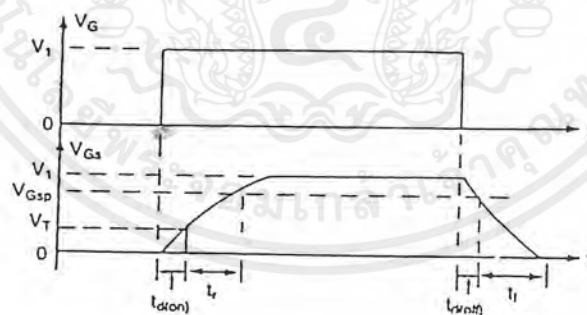
รูปที่ 5.6 โมเดลแฝงของ ENHANCEMENT - TYPE MODFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 โมเดลสวิตชิงของมอสเฟต

จากรูปที่ 5.8 $t_{d(ON)}$ (TURN- ON DELAY TIME) เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ C_{gs} จนแรงดันถึงระดับ V_T (THRESHOLD VOLTAGE RISE TIME) เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดันที่ V_T จนถึงแรงดันเกตสูงสุด V_{GSP} ซึ่งใช้ในการขับมอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น $t_{d(OFF)}$ (TURN- OFF DELAY TIME) เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากแรงดันระดับ V_1 จนมอสเฟตทำงานที่บริเวณ t_f (PINCH - OFF FALL) เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตบริเวณพรีนออฟจนแรงดันถึงระดับ V_T ถ้า $V_{gs} < V_T$ มอสเฟตจะหยุดนำกระแส



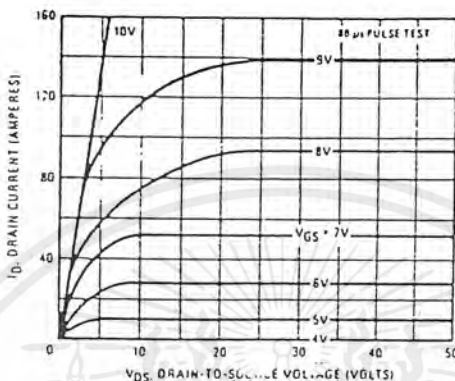
รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณในการสวิตชิงของมอสเฟต

5.3 พารามิเตอร์ในการทำงานของมอสเฟต

เอาต์พุตชาร์เร็คเตอริสติก (OUTPUT CHARACTERISTICS) เป็นกราฟของ I_d เทียบกับ V_{ds} ที่ค่า V_{gs} ต่างๆ กันดังรูปที่ 5.9 จากกราฟแรงดัน V_T มีค่าเท่ากับ 4 V. และในการทำให้แรงดัน

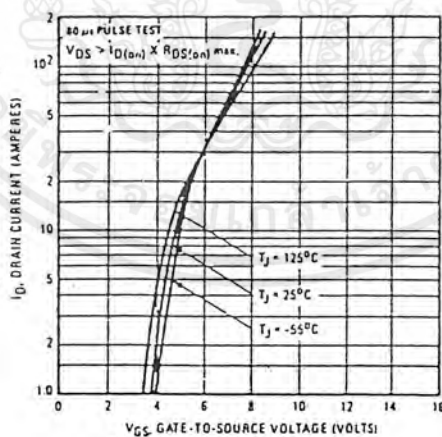
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{gs} คงที่ไว้ทำให้กระแส I_d มีค่าเกือบจะคงที่ ที่บริเวณพรีน้อฟ เนื่องจากความต้านทานในขณะทำงานอนสเตรจิชิตแดนซ์ (ON- STETA RESISTANCE : $R_{DS} = \Delta V_{DS} / \Delta I_{DS}$) มีค่าโดยประมาณคงที่



รูปที่ 5.9 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุต

TRANSFER CHARACTERISTIC เป็นกราฟ I_d เทียบกับ V_{gs} ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.10

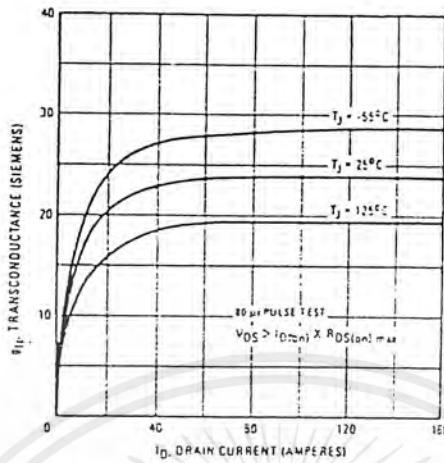


รูปที่ 5.10 ลักษณะสมบัติโอนย้าย

TRANSCONDUCTANCE , g_m เป็นค่าที่ได้จาก TRANSFER CHARACTERISTIC ดัง

รูปที่ 11

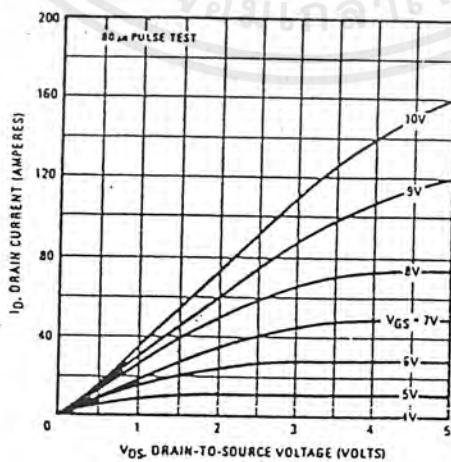
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เทียบกับกระแสเดรน

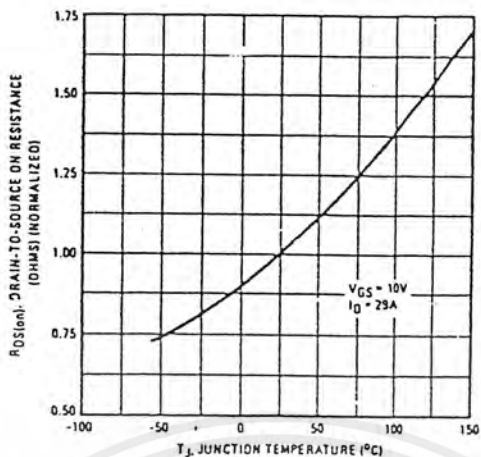
5.3.1 ลักษณะสมบัติเชิงเส้น คือ ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทที่ค่า V_{ds} ต่ำๆ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญสำหรับการนำไปใช้งานสวิตชิ่ง จากการใช้ V_{ds} มีค่าต่ำในบริเวณเชิงเส้นจึงมักจะกำหนดเป็นลักษณะสมบัติอิมิตัวดังรูปที่ 12

5.3.2 ความต้านทานขณะทำงาน คือ เป็นการแสดงถึงการ สิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในขณะที่มอสเฟตนำกระแส R_{ds} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อ T_j เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 13 การเพิ่มขึ้นของ R_{ds} ที่ค่า I_d และ V_{ds} ต่างๆ กันดังรูปที่ 14 จะไม่เป็นเชิงเส้น กำลังไฟฟ้าสิ้นเปลือง $P_d = R_{ds} \cdot I_d^2 = V_{ds} \cdot I_d$ ซึ่งจะมีค่าลดลง เมื่ออุณหภูมิที่ตัวถึงเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 5.15

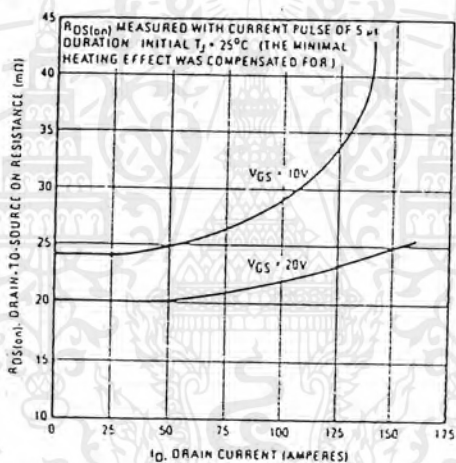


รูปที่ 5.12 ลักษณะสมบัติอิมิตัว

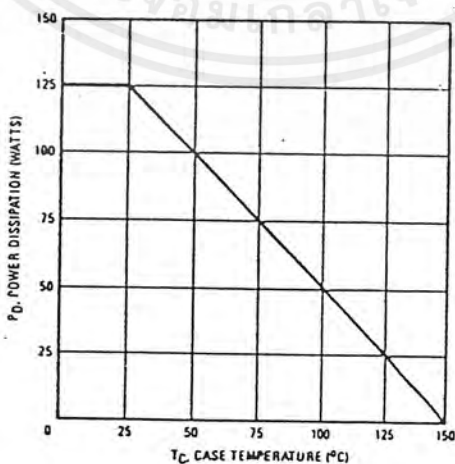
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่ร่อยต่อ



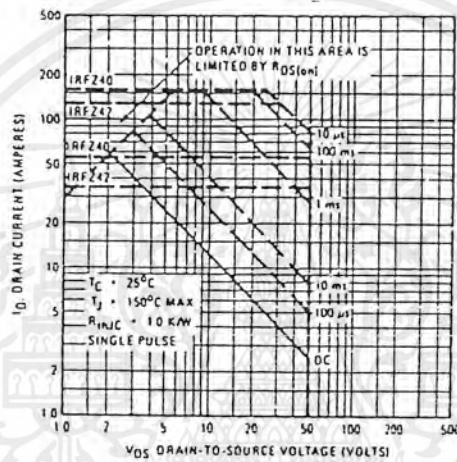
รูปที่ 5.14 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแสเดรน



รูปที่ 5.15 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง

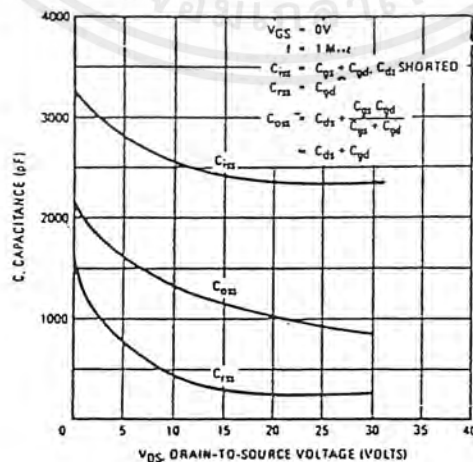
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย แสดงดังรูปที่ 5.16 ซึ่งจะแสดงถึงค่าของ I_d สูงสุดกับค่าของ V_{ds} สูงสุด ในขณะที่มอสเฟตสวิตช์ปิดวงจร และสวิตช์เปิดวงจร โดยจะเป็นขีดจำกัดทางอุณหภูมิ สำหรับมอสเฟตจะไม่มีปรากฏการณ์เซ็คคันเบลดควา แต่จะมีข้อจำกัดของกระแส I_d ที่ค่า V_{ds} ต่ำ เนื่องจากความต้านทานในขณะทำงานเพิ่มขึ้น สำหรับการทำงานในช่วงสั้นๆ ขอบเขตของพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยจะกว้างขึ้นคือ V_{ds} และ I_d , มีค่ามากขึ้นนั่นเอง โดยปกติ SOA จะกำหนดไว้ที่ $T = 150\text{ C}$



รูปที่ 5.16 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยสูงสุด

5.3.4 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุต บริษัทผู้ผลิตจะกำหนดค่าของ



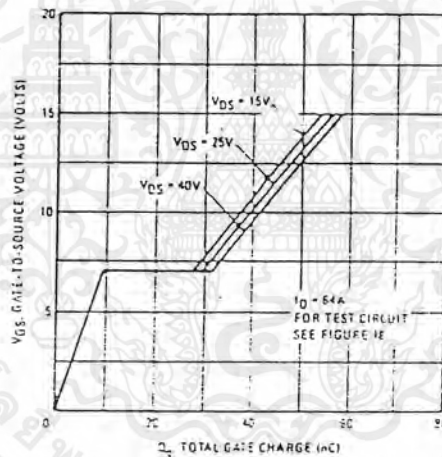
รูปที่ 5.17 ค่าความจุไฟฟ้าเทียบกับแรงดัน V_{ds}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (1) ความจุไฟฟ้าใช้งานทางด้านอินพุท $C_{iss} = C_{gd} // C_{gs}$
- (2) ความจุไฟฟ้าใช้งานทางด้านเอาต์พุท $C_{oss} = C_{ds} // C_{gs}$
- (3) ความจุไฟฟ้าโอนย้ายกลับ $C_{rss} = C_{gd}$ ค่าความจุไฟฟ้าเหล่านี้ขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{ds} ดังรูปที่ 5.17

5.3.5 ประจุไฟฟ้าเกท Qg ในช่วงสวิตช์ปิดวงจรและสวิตช์เปิดวงจร ความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุทจะถูกประจุและประจุ การสะสมประจุไฟฟ้าที่ความจุไฟฟ้าทางอินพุทขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{gs} ดังรูปที่ 18 การสูญเสียทางสวิตช์เนื่องจากแรงดันเกทมีค่าดังนี้

$$P_g = Q_g * V_{gs} * f_s \quad \text{เมื่อ } f_s = \text{ความถี่สวิตช์ (เฮิร์ตซ์ : Hz)}$$

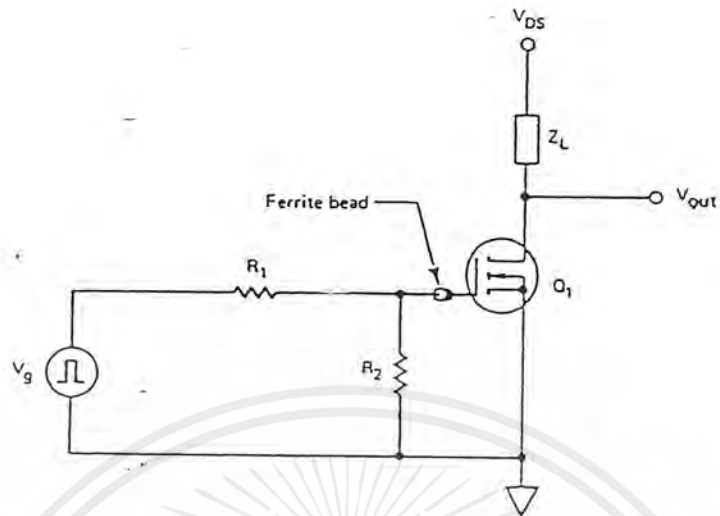


รูปที่ 5. 18 ค่าประจุไฟฟ้าเกทเทียบกับแรงดัน

5.4 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน

จากลักษณะสมบัติในการทำงานที่คิของมอสเฟตกำลัง ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ได้ ในการออกแบบต้องมีข้อระวังเกี่ยวกับปัญหาการออสซิลเลทเมื่อใช้งานความถี่สูงๆ 2 ประการคือ ประการแรกความยาวของตัวนำที่ต่อไปยังขั้วของมอสเฟตจะต้องสั้นที่สุด โดยเฉพาะที่ขาเกทถ้าไม่สามารถที่จะใช้ตัวนำที่สั้นได้จะต้องใช้เฟอร์ไรต์บีด (FERRITE BEAD) หรือตัวต้านทานค่าต่ำๆ R1 ต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟตดังรูปที่ 5.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 การใช้งานมอสเฟตเป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส

ประการที่สอง เนื่องจากมอสเฟตมีอินพุทอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก ดังนั้นแหล่งจ่ายของวงจรขับจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำมากเพื่อป้องกันการป้อนกลับแบบบวก ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดออสซิลเลทได้ ณ จุดนี้ในขณะที่อินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟตมีค่าสูงมาก ค่าของเอซีอินพุทอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนไปตามความถี่ ดังนั้นเวลาขาขึ้น (RISE TIME) และเวลาขาลง (FALL TIME) ของมอสเฟตจึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับด้วย

ค่าโดยประมาณของเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงจะได้จากสมการต่อไปนี้

$$tr \text{ หรือ } tf = 2.2 Rg * Ciss$$

tr คือ เวลาขาขึ้นของมอสเฟต , nS

tf คือ เวลาขาลงของมอสเฟต , nS

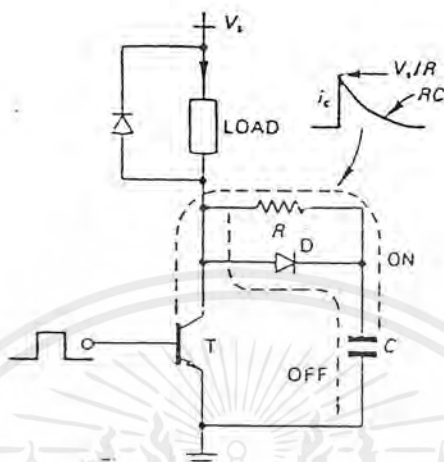
Rg คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับ , Ω

$Ciss$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุทของมอสเฟต , pf

จากสมการค่าที่ได้จะถูกต้องถ้า $R2 \gg Rg$ จากรายละเอียดที่ผ่านมาประกอบกับมอสเฟตไม่มีค่าเวลาสะสม (STORAGE TIME) หรือเวลาหน่วง (DELAY TIME) ทำให้ผู้ออกแบบสามารถที่จะปรับค่าเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงได้ ค่าความต้านทาน $R2$ ในวงจรดังรูปที่ 19 ใช้ในการเทรินออฟมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 วงจรเทรินออฟสับเบอร์



รูปที่ 5.20 วงจร R-C-D TURN - OFF SNUBBER

จากรูปที่ 5.20 เป็นวงจรสมบรูณ์ของเทรินออฟสับเบอร์ (TURN - OFF SNUBBER) ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ไดโอด และตัวต้านทาน ในขณะที่สวิตช์เปิดวงจร กระแสไหลจะถูกส่งไปยังตัวเก็บประจุ เนื่องจากไดโอดในขณะที่กระแสคอลเลกเตอร์ลดลงจากค่าความจุไฟฟ้าที่มาก ทำให้แรงดันจากแหล่งจ่ายและกระแสไหลเกิดขึ้นไม่พร้อมกันในขณะที่สวิตช์เปิดวงจร รูปที่ 5.21 แสดงให้เห็นถึงสัญญาณขณะเทรินออฟทรานซิสเตอร์ เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าต่างๆกัน

สำหรับการเทรินออฟโดยไม่ใช้สับเบอร์ช่วยนั้น จะสมมติให้เวลาขาขึ้นของแรงดันคอลเลกเตอร์เป็นศูนย์ ดังนั้นพลังงานสูญเสียในขณะที่สวิตช์เปิดวงจร ซึ่งแก้ไขด้วยวงจรสับเบอร์ทำให้ค่าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ลดลงแต่ก็เกิดการสูญเสียที่สับเบอร์แทน หลังจากสวิตช์เปิดวงจรตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จจนแรงดันคงที่ พลังงานที่เกิดขึ้น CsV^2s จะถูกสลับเปลี่ยนไปในรูปของความร้อนที่ตัวต้านทานสับเบอร์ในขณะที่สวิตช์ปิดวงจร

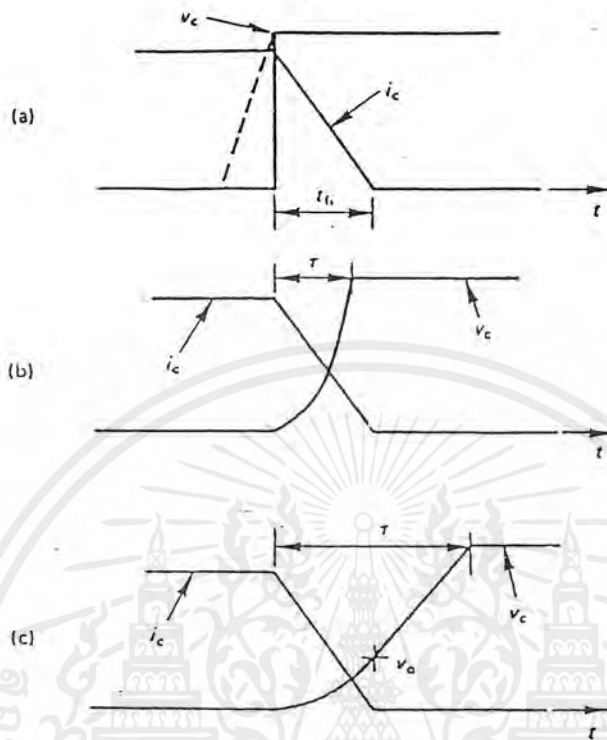
ถ้าตัวเก็บประจุถูกชาร์จจนเต็มก่อนที่กระแสคอลเลกเตอร์จะเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าสูญเสียในวงจรทั้งหมด (สับเบอร์และทรานซิสเตอร์) ได้จากเมื่อ $K \leq 1$ และ $K = T / t_{ff}$

หลังจากที่กระแสคอลเลกเตอร์เป็นศูนย์แล้ว ถ้าตัวเก็บประจุยังชาร์จจนมีแรงดันไม่ถึง Vs หรือ $K \geq 1$ ดังนั้นค่าสูญเสียทั้งหมดได้จาก

เมื่อ $K \geq 1$ ค่าสูญเสียเหล่านี้ เมื่อเทียบกับค่าปกติของค่าสูญเสียเมื่อไม่สับเบอร์ จะเป็นดังรูปที่ 2.2

a) ในทางปฏิบัติถ้าไม่ใช้สับเบอร์ ค่าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์มีค่าโดยประมาณเป็น 2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 a) รูปสัญญาณขณะสวิตช์เปิดวงจร โดยไม่มีสแน็บเบอร์

b) รูปสัญญาณขณะสวิตช์เปิดวงจร โดยใช้สแน็บเบอร์ที่มีค่าเก็บประจุน้อย

c) รูปสัญญาณขณะสวิตช์เปิดวงจร โดยใช้สแน็บเบอร์ที่มีค่าเก็บประจุมาก

b) เมื่อค่าตัวเก็บประจุมากขึ้นค่า K จะเพิ่มขึ้น ค่าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์จะลดลงอย่างมาก แต่ก็เกิดค่าสูญเสียที่สแน็บเบอร์มากขึ้น

c) ถ้าค่า $K \leq 1.41$ ค่าสูญเสียทั้งหมดจะน้อยกว่าค่าสูญเสียเมื่อไม่มีสแน็บเบอร์ แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะต้องให้ค่า $K \leq 2.7$ จึงจะทำให้เงื่อนไขเป็นจริงได้

d) ค่าสูญเสียรวมน้อยที่สุดเมื่อ $K=2/3$ ดังนั้นตัวเก็บประจุจะหาได้จาก

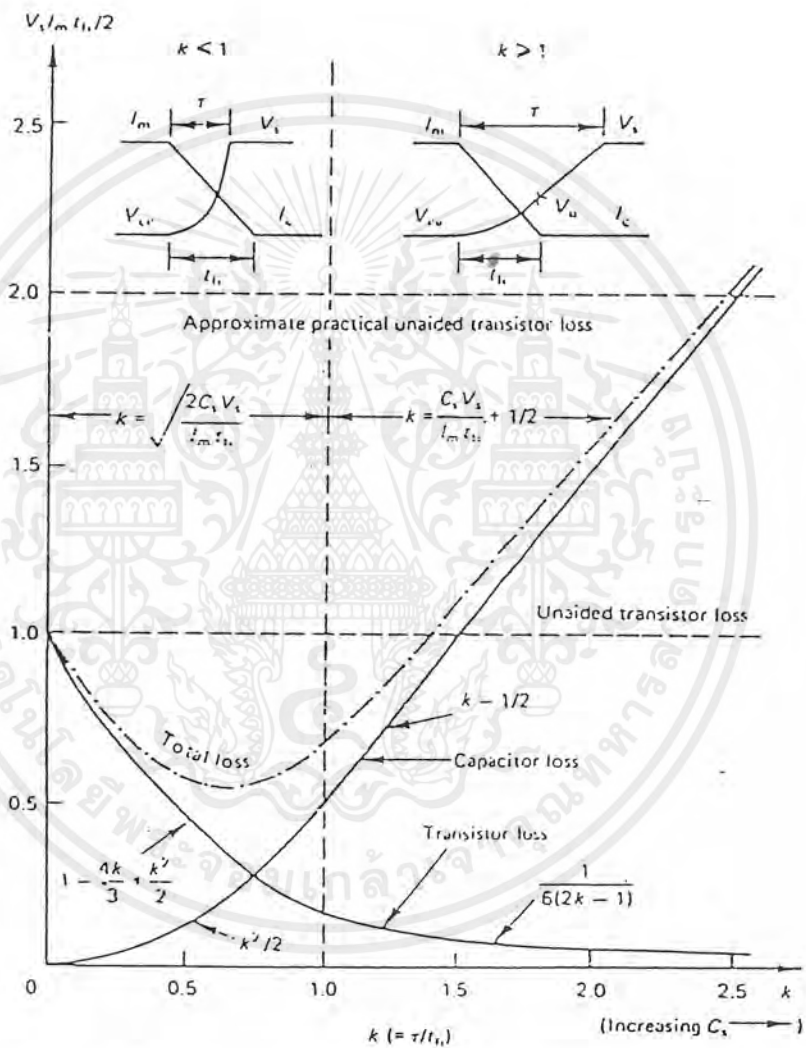
$$C_s = (I_m t_{fi} / V_s) * (2/9) \quad (F)$$

e) ค่าสูญเสียโดยปกติจะต้องให้มีค่าน้อยที่สุด โดยคิดจากค่ากระแสไหลสูงสุด I_m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f) พลังงานที่ตัวเก็บประจุ $1/2 C_s V_s^2$ จะถูกส่งไปตัวต้านทานสลับเบอร์ในขณะสวิตช์ปิดวงจร พิกัดกำลังไฟฟ้าของตัวต้านทานจะขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตช์ซึ่งดังนี้

$$P_{RS} = (1/2) * C_s * V_s^2 * f \quad (W)$$



รูปที่ 5.22 ส่วนประกอบของค่าสูญเสียขณะสวิตช์เปิดวงจร สวิตช์เมื่อใช้วงจร สลับเบอร์

5.6 ข้อดีของมอสเฟตเมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์

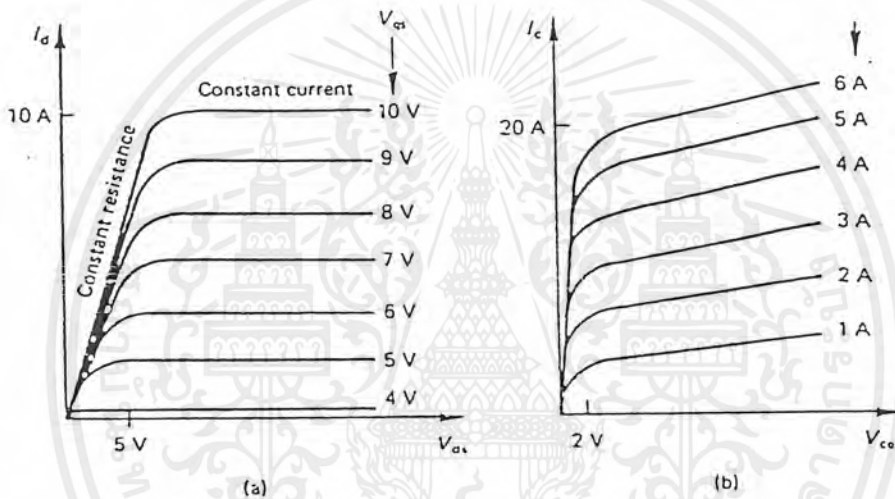
5.6.1 ควบคุมด้วยแรงดัน เมื่อพิจารณาถึงการนำไปใช้ในงานสวิตช์ซึ่งของมอสเฟตกับทรานซิสเตอร์

แล้ว สิ่งสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงคือ ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าและลักษณะสมบัติทางเอทพุท จากรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

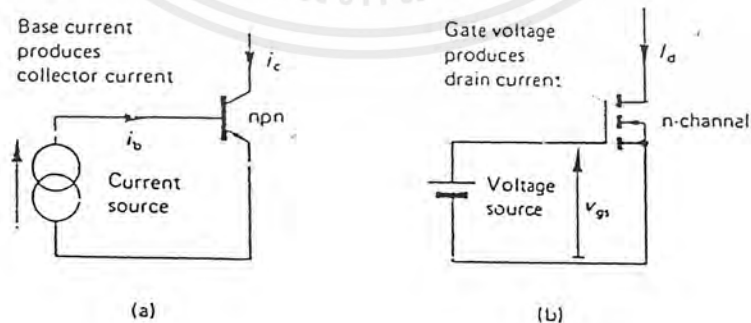
ที่ 5.23 เป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส โดยการป้อนกระแสที่ขาเบสก็จะทำให้เกิดการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์ได้ดังรูปที่ 5.24a

ส่วนมอสเฟตนั้นเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน สำหรับในการขับมอสเฟตชนิดเอ็นแชนเนลเอ็นฮานซ์เม้นส์ให้ทำงานได้นั้น จะต้องป้อนแรงดันบวกระหว่างเกตกับซอร์ส ดังรูปที่ 2.4b จากการทำงานของทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแสทำให้ต้องใช้วงจรขับที่สามารถจ่ายกระแสเบสได้อย่างเพียงพอ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างอึดถึก ในขณะที่มอสเฟตนั้นใช้วงจรขับที่จ่ายแรงดันในการควบคุมกระแสเดรน ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับของมอสเฟตจึงทำได้ง่ายกว่า ใช้กำลังไฟฟ้าน้อยกว่า ใช้อุปกรณ์ในการสร้างน้อยกว่า เมื่อเทียบกับวงจรขับของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 5.23 a) ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของมอสเฟต

b) ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของทรานซิสเตอร์

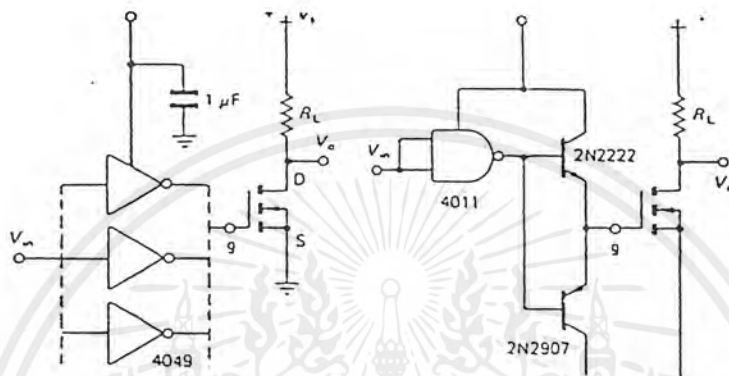


รูปที่ 5.24 a) การขับทรานซิสเตอร์ด้วยกระแส

b) การขับมอสเฟตด้วยแรงดัน

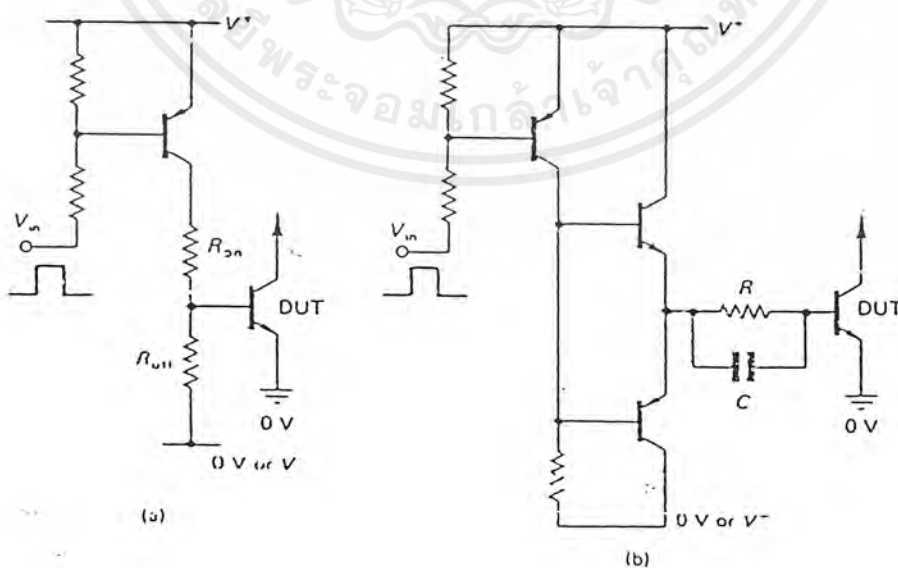
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6.2 ความเร็วในการทำงานแบบสวิตซ์สูง มอสเฟตมีความเร็วในการทำงานแบบสวิตซ์ที่สูงกว่าทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทยูนิโพลาร์ (UNIPOLAR) ทำให้ไม่เกิดค่าเวลา สโตรเรจทาร์มเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ซึ่งค่าเวลาดังกล่าวมีผลต่อความเร็วในการสวิตซ์ของทรานซิสเตอร์เป็นอย่างมาก



รูปที่ 5.25 ตัวอย่างวงจรขับของมอสเฟต

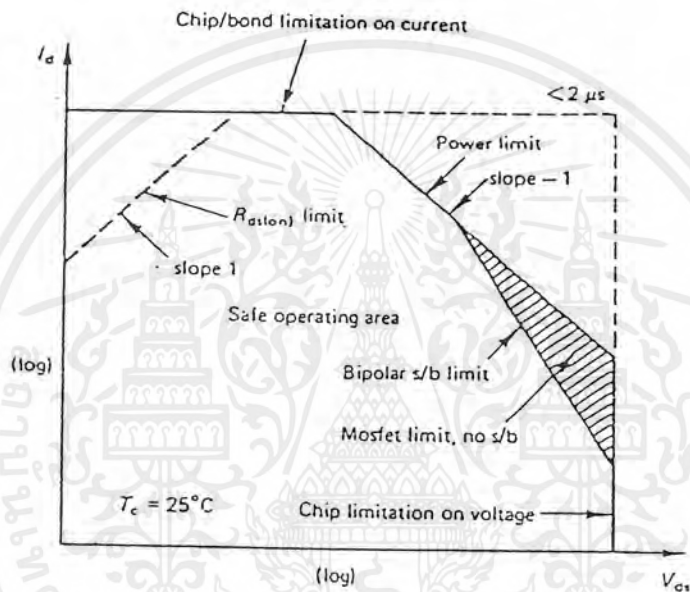
5.2.3 ไม่เกิดปรากฏการณ์เช็คคันเบลคดาร์ว จากรูปที่ 5.26 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของมอสเฟต



รูปที่ 5.26 ตัวอย่างวงจรขับของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นจะมากกว่าทรานซิสเตอร์ พื้นที่ในการทำงานของทรานซิสเตอร์นั้นจะถูกจำกัดด้วยปรากฏการณ์เซ็คชั่นเบลคคาร์ว ปรากฏการณ์ดังกล่าวเกิดขึ้นเนื่องจากความหนาแน่นของกระแสที่มากจนเกินไป และทำให้เกิดความร้อนจนกระทั่งเกิดการเบลคคาร์วได้ แต่มอสเฟตจะไม่เกิดปรากฏการณ์ดังกล่าว เนื่องจากถ้ามีความหนาแน่นของกระแสมากจนทำให้เกิดความร้อนแล้วจะทำให้การเคลื่อนที่ได้ของพาหะที่แชลแนลนั้นลดลง เป็นผลให้กระแสที่ไหลนั้นลดลงด้วยจึงไม่เกิดปรากฏการณ์เซ็คชั่นเบลคคาร์ว



รูปที่ 5.27 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของมอสเฟตและทรานซิสเตอร์

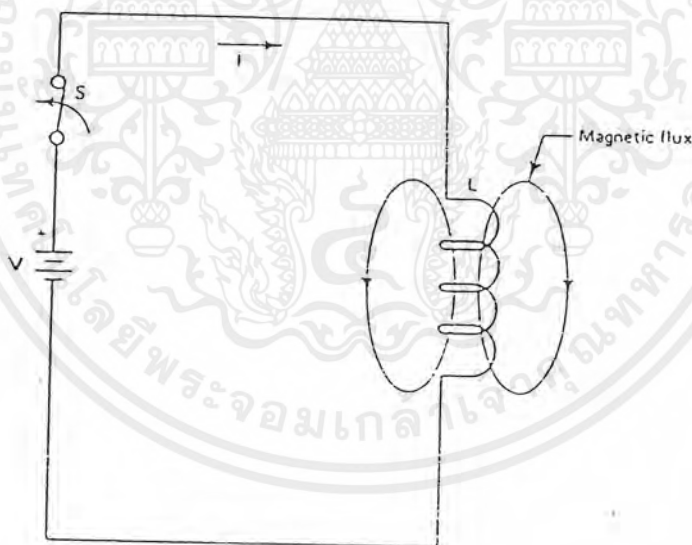
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงความถี่สูง

หม้อแปลงความถี่สูงหรือหม้อแปลงสวิตชิง (SWITCHING TRANSFORMER) จัดเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาสิ่งที่เป็นไปได้ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการคำนวณความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงในขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

6.1 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า

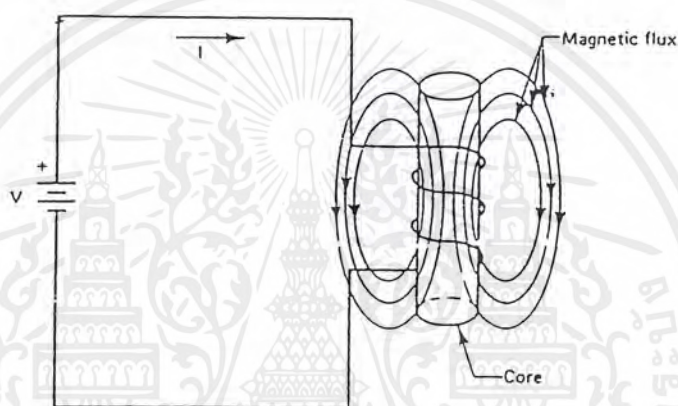
พิจารณาวงจรไฟฟ้าอย่างง่ายในรูปที่ 1 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน V สวิตช์ S และโหลด L ซึ่งโหลดในที่นี้ใช้ขดลวดแกนอากาศ ถ้าสวิตช์ S ปิดวงจรในทันทีทันใด กระแส I ก็จะไหลผ่านขดลวด ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่ขดลวด และเชื่อมโยงกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ฟลักซ์ (FLUX) และเรียกเส้นของสนามแม่เหล็กว่า ฟลักซ์เชื่อมโยง (FLUX LINKAGE)



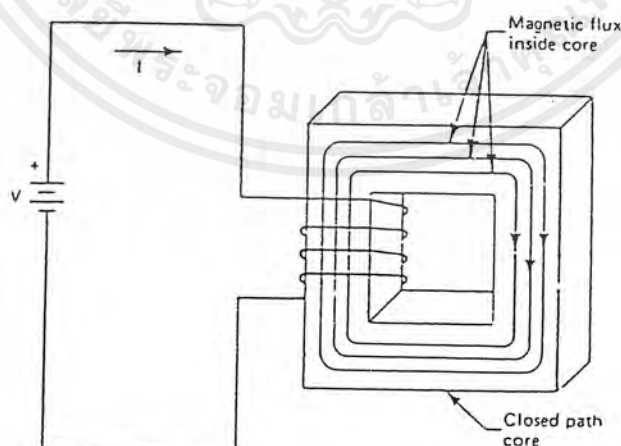
รูปที่ 6. 1 ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแส I ไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ

ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นนี้ยังไม่แข็งแรง เมื่อเราใส่แท่งวัสดุแม่เหล็ก (magnetic material) เข้าไปในขดลวดดังในรูปที่ 6.2 สนามแม่เหล็กจะถูกเหนี่ยวนำเข้าไปยังแท่งวัสดุแม่เหล็กนั้นและสร้างฟลักซ์ให้เกิดมากขึ้น ฟลักซ์เชื่อมโยงก็จะใช้แท่งวัสดุแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อมโยงกับอากาศรอบทิศทาง

ถ้าแท่งวัสดุแม่เหล็กถูกสร้างให้เป็นแกนตรงกับเส้นทางเดินของฟลักซ์ ก็จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กปรากฏอยู่ภายในแกน ดังในรูปที่ 6.3 ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แข็งแกร่งขึ้นระดับของฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเรียกว่า ความหนาแน่นฟลักซ์ (FLUX DENSITY) หรือ การเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (MAGNETIC INDUCTION) โดยใช้ B เป็นสัญลักษณ์แทน ในหน่วยของเซนติเมตร - กรัม - วินาที (CGS) จะใช้หน่วยเป็น เกาส์ G (GAUSS) ในทางกลับกันแรงทำให้เกิดแม่เหล็ก (MAGNETIZING) นี้จะเป็นตัวทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก ซึ่งเรารู้จักกันดีในชื่อของความแรงสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 6.2 สนามแม่เหล็กแข็งแกร่งขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด



รูปที่ 6.3 การสร้างแท่งวัสดุแม่เหล็กให้เป็นแกนตรงกับเส้นทางเดินของฟลักซ์ทำให้เกิดสนามที่แข็งแกร่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เม็กเน็ตไทซ์ฟิวด์สเตรจ (MAGNETIZING FIELD STRENGTH : H) มีหน่วยเป็นเออร์สเตด Oe (OERSTEDS) ความแรงสนามแม่เหล็กสามารถหาได้จากสูตร

$$H = \frac{0.4\pi NI}{l_i}$$

เมื่อ N = จำนวนรอบ

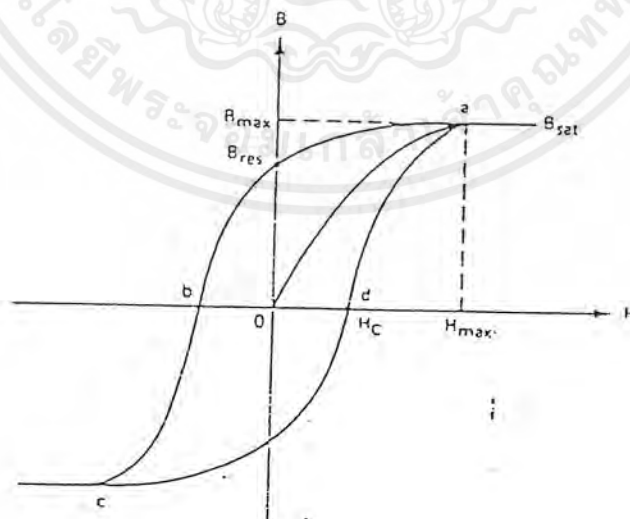
I = ขนาดของกระแสที่ไหลผ่าน

l_i = ความยาวของแกน

ความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์แม่เหล็ก และแรงทำให้เกิดแม่เหล็ก เราเรียกความซึมซาบได้ μ (PERMEABILITY) กำหนดให้ $\mu = B/H$ ความซึมซาบได้ กล่าวได้ก็คือ วัสดุที่นำมาทำเป็นแกนนั้น จะมีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กเมื่อมีแรงทำให้เกิดแม่เหล็กที่ต้องการ และความซึมซาบได้ของอากาศนั้นมีค่าเท่ากับ 1 ในระบบ CGS

6.2 ฮิสเตอร์ีซิสลูป

วัสดุแม่เหล็กทุกชนิดจะมีเส้นกราฟลักษณะสมบัติเป็นรูปร่างตัว S เราเรียกว่าฮิสเตอร์ีซิสลูป โดยฮิสเตอร์ีซิสลูปนี้สร้างขึ้นจากความสัมพันธ์ของ B-H



รูปที่ 6.4 กราฟฮิสเตอร์ีซิสลูปของแกนหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.4 แสดงกราฟฮิสเตอร์ีซิสของแกนซึ่งปราศจากช่องว่างในส่วนของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อเริ่มพิจารณาที่จุด a บนเส้นกราฟ สังเกตว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กที่เป็นค่าบวกสูงสุด และที่จุด b สังเกตว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงแม่เหล็กเท่ากับศูนย์ลงมาถึงจุด C จะได้ค่าแรง ทำให้เกิดแม่เหล็กที่เป็นค่าลบสูงสุด และกลับเป็นศูนย์อีกครั้งที่จุด d และเป็นค่าบวกสูงสุดอีกครั้งที่จุด a ครอบคลุมเป็นรูปเกิดขึ้นคล้ายตัวอักษร S

จากรูปที่ 4 สามารถอธิบายความหมายของจุดต่างๆ ที่เกิดขึ้นบนฮิสเตอร์ีซิสรูปที่สำคัญได้ดังนี้

B_{max} คือ จุดที่เกิดความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

H_{max} คือ ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กสูงสุด

B_{res} คือ จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กยังคงหลงเหลืออยู่ในขณะที่แรงทำให้เกิดแม่เหล็กมีค่า = 0

H_c คือ จุดที่ทำให้การทำให้เกิดแม่เหล็กย้อนกลับเป็นศูนย์

และเมื่อย้อนกลับมาพิจารณาที่จุด a อีกครั้ง จะพบว่า ไม่ว่าเราจะเพิ่มค่าของ H เท่าใดก็ตาม ก็ไม่สามารถที่จะทำให้ค่าของ B เพิ่มขึ้นได้ ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การเกิดการอิ่มตัว (SATURATED) ใช้ตัวย่อว่า B_{sat}

ถ้าคิดช่องว่างอากาศ (AIR GAP) ที่เกิดขึ้นในแกนก็จะเกิดส่วนของฟลักซ์ที่เราเรียกว่า ไฮบริดฟลักซ์พาร์ท (HYBRID FLUX PATH) ซึ่งจะเกิดหลังจากส่วนที่เรียกว่า EFFECTIVE LENGTH OF THE MAGNETIC PATH สำหรับความซึมซาบได้ของอากาศมีค่าเท่ากับ 1 EFFECTIVE LENGTH OF THE MAGNETIC PATH หาได้ดังนี้

$$l_e = l_i + \mu_i l_g$$

เมื่อ

l_i = ความยาวของแท่งวัสดุแม่เหล็ก

l_g = ความยาวของส่วนแม่เหล็กและช่องว่างอากาศ

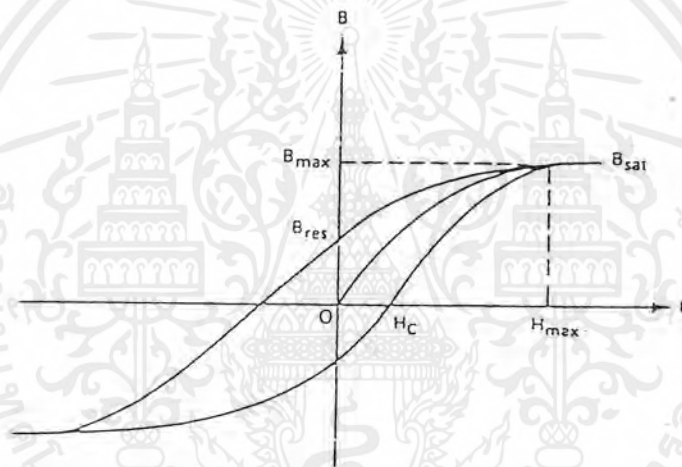
μ_i = ความซึมซาบได้ของวัสดุแม่เหล็ก

จากกฎของแอมแปร์เกี่ยวกับช่องว่างแกน ความหนาแน่นฟลักซ์ที่แกน สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_i = \frac{0.4\pi NI\mu_i}{I_i + \mu_i I_g}$$

สมการนี้เป็นการแสดงความสัมพันธ์ที่สำคัญมาก ซึ่งเป็นการกำหนดสถานะแอมแปร์เทรินโปรดัค (AMPER TURN PRODUCT : NT) ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ของแกนที่มีช่องว่างอากาศน้อยกว่าแกนที่ไม่มีช่องว่างหรืออีกความหมายหนึ่ง B_{sat} ที่เกิดด้วยช่องว่างอากาศนั้นจะน้อยกว่า B_{sat} ที่ไม่มีช่องว่างอากาศ ดังนั้นช่องว่างอากาศที่มีอยู่ในวงจรแม่เหล็ก จึงเป็นเหตุทำให้เกิดเป็นฮิสเตอร์ซีลูป “เอียง” ดังแสดงในรูปที่ 6.5 เมื่อลดค่าความอิ่มตัวของแกน ณ ขณะที่มีแรงทำแม่เหล็กสูงๆ



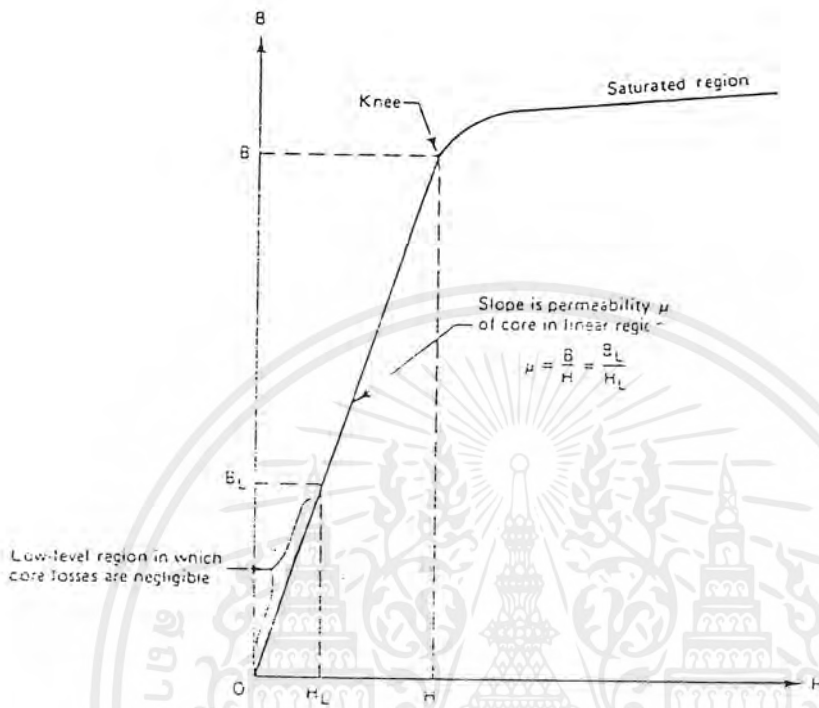
รูปที่ 6.5 ฮิสเตอร์ซีลูปของแกนที่มีช่องอากาศ

จุดสำคัญที่สร้างแกนแม่เหล็ก จะต้องคำนึงถึง B-H ของวัสดุต่าง โดยพิจารณาจากกราฟดังในรูปที่ 6.6

เส้นกราฟนี้แสดงความชันของ B และ H ในบริเวณได้ “ส่วนโค้ง” ดังนั้นความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นจะเป็นลักษณะเชิงเส้น ณ บริเวณระหว่างกระแส และฟลักซ์ที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นการสร้างความชันขาบได้ของแกนคงที่ด้วย

ในบริเวณ Low Level ของเส้นกราฟนี้ Core Losses สามารถตัดทิ้งไปได้ ดังนั้นอุณหภูมิของแกนจะต่ำ เนื่องจากส่วนโค้ง “Knee” นั้นเป็นส่วนที่อิ่มตัว ซึ่งในบริเวณนี้จะต้องหลีกเลี่ยงสำหรับที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในงานประเภทเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้น และช่วงอิ่มตัว

6.3 ทฤษฎีหม้อแปลงพื้นฐาน

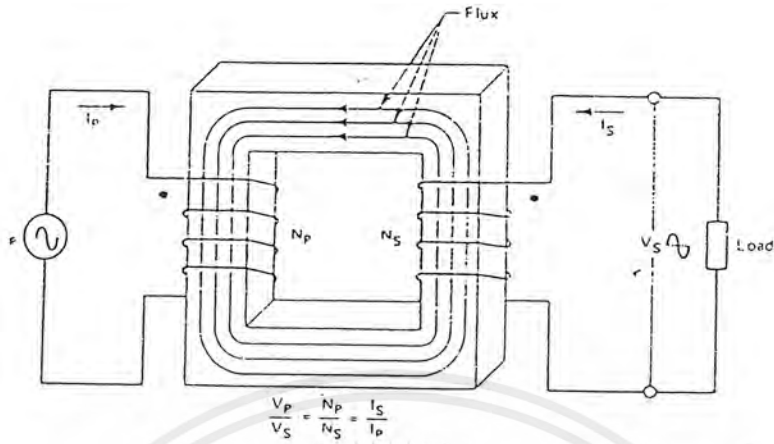
จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวด จะพบว่ามีแกนปิด จะเกิดการเหนี่ยวนำฟลักซ์ขึ้นภายในแกน และถ้าเพิ่มขดลวดอีกขดหนึ่งให้พันอยู่ในแกนเดียวกันจะทำให้เกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำ ให้แรงดันและกระแสไหลเกิดขึ้นที่ขดลวดที่สอง เราเรียกขดลวดที่หนึ่งว่า “ขดลวดปฐมภูมิ” และขดลวดที่สองที่พันเพิ่มเข้าไปว่า “ขดลวดทุติยภูมิ” ดังในรูปที่ 6.7

โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงจะมีแรงดันเอาต์พุตสูงหรือต่ำ เกิดจากสัดส่วนการพัน โดยกำหนดให้

$$N_p / N_s = V_p / V_s$$

ดังนั้นหม้อแปลงก็จะสามารถทำงานเป็น STEP - UP หรือ STEP - DOWN ได้โดยสามารถทำให้แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมินั้นสูงกว่า หรือต่ำกว่าที่ขดลวดปฐมภูมิ และถ้าเพิ่มขดลวดทุติยภูมิอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

หลายๆจุด เราก็จะได้แรงดันเอาต์พุตอีกหลายระดับตามสัดส่วนการพันเช่นกัน ประโยชน์ที่สำคัญอีกข้อหนึ่ง โดยใช้ลักษณะสมบัติของหม้อแปลงคั้งที่ได้กล่าวมาแต่นั้นคือการแยกกันทางไฟฟ้า (ELECTRICAL ISOLATION) ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ จากความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$e = \frac{NA_t (dB) 10^{-8}}{dt}$$

เราสามารถคำนวณหาความหนาแน่นฟลักซ์ B ที่แน่นอนได้ โดยกำหนดการทำงานของหม้อแปลงให้อยู่ในส่วนที่เป็นเชิงเส้นของกราฟ คั้งสมการ

$$B_{max} = \frac{V_p 10^8}{KfN_p A_e}$$

เมื่อ V_p = แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ , V

N_p = จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

f = ความถี่ , Hz

A_e = พื้นที่ของแกน , cm^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$K = 4.44$ สำหรับรูปคลื่นไซน์ และ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมปกติแล้วผู้ออกแบบหม้อแปลงมักจะกำหนด B_{max} ด้วยตนเอง ดังนั้นภายในบริเวณเชิงเส้นตรงของกราฟ B-H จุดที่เหมาะสมที่สุดก็คือ $B_{max} = B_{sat} / 2$ จะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิดังนี้

$$N_p = \frac{V_p 10^8}{4fB_{max} A_e}$$

ในการเลือกแกนนั้นก็ยังมีตัวพารามิเตอร์ที่สำคัญอีก 2 ตัว ตัวแรกก็คือ พื้นที่การพันของแกน (หรือบอบบิ้น) ซึ่งจะต้องเลือกให้กว้างพอกับขนาดของเส้นลวด เพื่อให้เกิด Winding Loss น้อยที่สุด และข้อที่สองคือ Cores Power Handling Capability

สมการของตัวพารามิเตอร์มีดังนี้

$$P_{out} = (1.16 B_{max} f d A_e A_c) * 10^{-9}$$

เมื่อ

P_{out} = Power handling of core ,W

B_{max} = ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด , G

f = ความถี่ , Hz

d = ความหนาแน่นกระแสของเส้นลวด , A/m²

A_e = พื้นที่การพันของบอบบิ้น ,cm²

ผู้ผลิตบางรายใช้สัญลักษณ์ W_a สำหรับพื้นที่หน้าตัดของบอบบิ้น แทนสัญลักษณ์ A_e โดยปกติแล้ว ความหนาแน่นกระแสมีหน่วยใน Circular Mills Per Ampere ใช้สัญลักษณ์เป็น D , โดยเขียนเป็นความสัมพันธ์กับ d ได้ดังนี้

$$d = \frac{1.27 * 10^{-6}}{D}$$

$$P_{out} = \frac{(1.47 f B_{max} A_c A_e)}{D} * 10^{-3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นสมการที่ใช้กันมากในการคำนวณและเลือกขนาดของแกนหม้อแปลง

$$A_c A_c = \frac{(0.68 P_{out} D) 10^3 \text{ Cm}^4}{f B_{max}}$$

ความหนาแน่นกระแส D จะถูกกำหนดโดยผู้ผลิตเส้นลวดที่ความหนาแน่นกระแสต่ำ ค่าที่ได้คือ 200 Cm/A เพื่อความปลอดภัย

6.4 การเลือกลักษณะแกนและวัสดุ

ถึงแม้จะมีวัสดุแม่เหล็กมากมาย ที่สามารถจะนำมาใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้นั้น แต่วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนหม้อแปลงมากที่สุดก็คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เนื่องจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีความหนาแน่นฟลักซ์ไม่สูงเกินไปนัก และวัสดุเฟอร์ไรต์ส่วนมากจะมี B_{sat} อยู่ในย่าน 3000 - 5000 G แต่มีคอร์รอส (CORE LOSS) ต่ำที่ความถี่สูงง่ายในการพันคริปรี้ง (COUPLING) และง่ายในการประกอบแกนที่ทำมาจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีหลายขนาด หลายรูปร่าง และข้อกำหนดต่าง ๆ นั้นผู้ออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสามารถหาได้จาก โรงงานผลิต และ ในตาราง 1 เป็นชื่อของเครื่องหมายการค้าของ โรงงานผลิตวัสดุเฟอร์ไรต์ที่นิยมใช้

ตารางที่ 1 วัสดุแกนเฟอร์ไรต์สำหรับแปลงกำลังความถี่สูง

วัสดุ	ผู้ผลิต
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F,T	Magnetics , Inc
H7c1	TDK
N27	Siemens

ลักษณะของแกนที่นิยมใช้กับงานที่ต้องการกำลังสูงๆ ได้แก่ EI , EE , EC และพอท (POT) ซึ่งแกนพอทนั้น เหมาะกับงานที่ต้องการกำลังต่ำไปจนถึงปานกลาง (20-200 W) และแกนทั้งหมดที่กล่าวมานั้นมีคุณสมบัติฟลักซ์รั่วไหล (FLUX LEAKAGE) ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับงานที่ต้องการกำลังงานสูงๆ มักจะนิยมใช้แกน E-E , E-I , และ E-C ซึ่งแกน E-C เป็นการออกแบบรวมกันระหว่างแกน E-E และแกนพอท โดยคำนึงถึงประโยชน์ร่วมกัน ผู้ผลิตแกนนั้นๆจะต้องแจกแจงรายละเอียดของพารามิเตอร์ที่สำคัญๆ ในการออกแบบวัสดุเฟอร์ไรต์หม้อแปลง

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0

ETD

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	17.5	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

EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

EI

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบซึม
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 6.8 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD , EE และ EI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5 การเลือกขนาดลวดทองแดง และวิธีการพันหม้อแปลงแบบพุก-พูล

ปกติการพันลวดทองแดงในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้าเป็นตัวพันในขณะที่ยังหม้อแปลงทำงานสำหรับหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งกระแสลัดที่ไหลผ่านขลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิวของตัวนำ ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในลวดจะมีมากขึ้นรวมทั้งการเรียงซ้อนของลวดก็จะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียในเส้นลวดได้เช่นกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในขณะที่หม้อแปลงทำงาน ดังนั้นจึงต้องมีการกำหนดขนาดลวดทองแดง และวิธีการพันที่เหมาะสม เพื่อให้เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด

6.5.1 ขนาดของลวดทองแดง

ตารางที่ 2 จะแสดงขนาดและข้อมูลอื่นๆของเส้นลวดทองแดงอาบนํ้าตามมาตรฐาน AWG (AMERICAN WIRE GAUGE) ที่มีการผลิตจำหน่าย

ตารางที่ 2 แสดงขนาดของลวดทองแดงตามมาตรฐาน AWG

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d ₀)	พื้นที่หน้าตัด ปกติ mm ²	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C (R _{dc}) Ω/mm	ระยะเชิงข ยัดค่าสุด (t _{min}) mm
	inch	mm				
44	0,00198	0,0503	0,06604	0,00199	11,180	0,071
43	0,00222	0,0564	0,07366	0,00250	8,899	0,079
42	0,00249	0,0633	0,08128	0,00314	7,073	0,087
41	0,00280	0,0711	0,09144	0,00397	5,594	0,098
40	0,00314	0,0798	0,1041	0,00500	4,448	0,111
39	0,00353	0,0897	0,1143	0,00631	3,519	0,122
38	0,00397	0,1008	0,1295	0,00799	2,783	0,138
37	0,00445	0,1130	0,1448	0,01003	2,215	0,154
36	0,00500	0,1270	0,1626	0,0127	1,754	0,172
35	0,0056	0,1422	0,1778	0,0159	1,398	0,188
34	0,0063	0,1600	0,1981	0,0201	1,105	0,209
33	0,0071	0,1803	0,2235	0,0255	0,8700	0,236
32	0,0080	0,2032	0,2489	0,0324	0,6853	0,261
31	0,0089	0,2261	0,2743	0,0401	0,5537	0,287
30	0,0100	0,2540	0,3048	0,0507	0,4386	0,319
29	0,0113	0,2870	0,3404	0,0647	0,3435	0,356
28	0,0126	0,3200	0,3759	0,0804	0,2762	0,393
27	0,0142	0,3607	0,4191	0,1022	0,2175	0,438
26	0,0159	0,4039	0,4699	0,128	0,1735	0,491
25	0,0179	0,4547	0,5232	0,162	0,1369	0,547
24	0,0201	0,5105	0,5817	0,205	0,10860	0,608
23	0,0226	0,5740	0,6502	0,259	0,08586	0,679
22	0,0253	0,6426	0,7214	0,324	0,06852	0,754
21	0,0285	0,7239	0,8052	0,412	0,05399	0,841
20	0,0320	0,8128	0,8966	0,519	0,04283	0,937
19	0,0359	0,9119	1,003	0,653	0,03403	1,048
18	0,0403	1,024	1,118	0,823	0,02700	1,168
17	0,0453	1,151	1,247	1,040	0,02137	1,303
16	0,0508	1,290	1,389	1,308	0,01699	1,452
15	0,0571	1,450	1,557	1,652	0,01345	1,627

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.2 ขั้นตอนการเลือกขนาดลวดทองแดง

1. ให้คำนวณค่าประมาณของขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดทองแดงจาก

$$d_{id} = \left(\frac{17.1b_w}{Nf} \right)^{\frac{1}{3}} \quad \text{มิลลิเมตร}$$

เมื่อ

d_{id} = ค่าคำนวณของขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางลวดทองแดง (mm)

b_w = ค่าระยะสำหรับพันลวดทองแดงบนบอบปิ่น (mm)

N = จำนวนรอบของขดลวด

f = ความถี่ในการทำงานของหม้อแปลง (kHz)

2. เลือกขนาดของลวดทองแดงที่มีผลจริงจากตารางที่ 2 ที่ใกล้เคียงกับขนาดที่คำนวณ d_{id} มากที่สุด และบันทึกค่า d , d_o , t_{min} และ R_{dc} เอาไว้

3. คำนวณจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่จะได้เมื่อพันครบจำนวนรอบจากค่า t_{min} ในข้อ 2 ดังนี้

$$P_{id} = \frac{N}{\left(\frac{b_w}{t_{min}} - 1 \right)}$$

4. คำนวณระยะห่างของขดลวดในแต่ละชั้นจาก

$$t = \frac{pb_w}{(N + p)}$$

5. เลือกความหนาของแถบฉนวนเพื่อรองการพันในแต่ละชั้น ความสูงของขดลวดบนบอบปิ่นเมื่อพันครบจำนวนรอบจะมีค่าเท่ากับ

$$H_{id} = p(d_o + i)$$

เมื่อ

i คือ ความหนาของแถบฉนวนที่ใช้ (mm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.3 การพันหม้อแปลงสำหรับวงจรพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

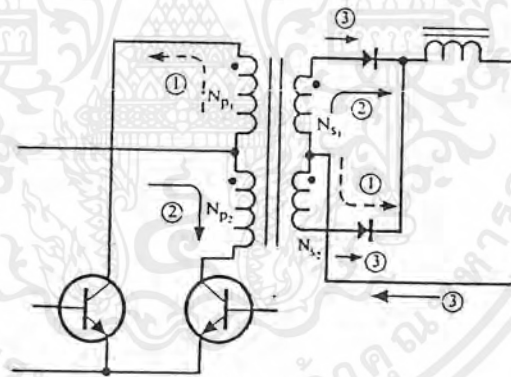
ในหม้อแปลงสำหรับพุกพุลคอนเวอร์เตอร์อาจแบ่งขดลวดออกได้เป็นส่วนที่สำคัญ 4 ส่วน คือ ขดไพรมารี N_{P1} และ N_{P2} กับขดเซคันดารี N_{S1} และ N_{S2} เนื่องจากการทำงานของพุกพุลคอนเวอร์เตอร์ ขดลวดทั้งหมดจะไม่นำกระแสพร้อมกันในเวลาเดียวกันการจัดขดลวดที่ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดการสูญเสียในลวดทองแดงโดยไม่จำเป็นในขณะที่ลวดไม่นำกระแส

เราอาจแบ่งการทำงานในหม้อแปลงพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง ตามการทำงานของวงจรดังนี้คือ

ช่วงที่ 1 : ขด N_{P1} และ N_{S2} นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 2 : ขด N_{P2} และ N_{S1} นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 3 : เกิดขึ้น 2 ครั้งต่อหนึ่งคาบเวลาการทำงานคือ N_{S1} และ N_{S2} นำกระแส ขณะที่ N_{P1} และ N_{P2} ไม่นำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาเพื่อ ω อย่างไม่ก็ตามถ้าช่วงเวลา ω มีค่าน้อย เราอาจข้ามการพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้

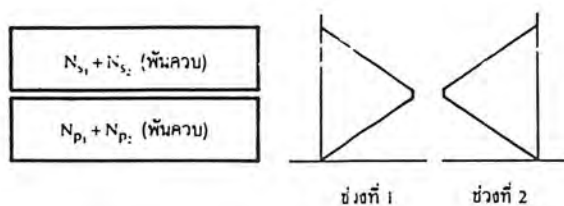


รูปที่ 6.9 แสดงลักษณะการไหลของกระแสในแต่ละช่วงการทำงาน

ที่แรงดันอินพุตค่า ขดไพรมารี N_{P1} และ N_{P2} กับขดเซคันดารี N_{S1} และ N_{S2} สามารถพันได้ในลักษณะการพันควบ เพื่อให้ผลตอบสนองและจำนวนรอบใกล้เคียงกันได้อย่างแท้จริงถ้าจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาด้วยการพันควบ ก็จะได้ดังรูปที่ 6.10

จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ 1 และช่วงที่ 2 ทั้งขดลวดที่นำกระแสและไม่นำกระแสจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้งสิ้นเนื่องจากเกิดค่าความหนาแน่นฟลักซ์เร็วไหลขึ้นทุกช่วงการทำงาน ในกรณีนี้เนื่องจากขด N_{S1} และ N_{S2} เกิดการสูญเสียในทุกช่วงอยู่แล้ว และจะมีค่าสูงกว่าการสูญเสียในช่วงที่ 3 จึง

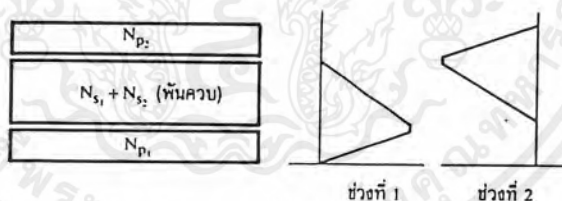
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



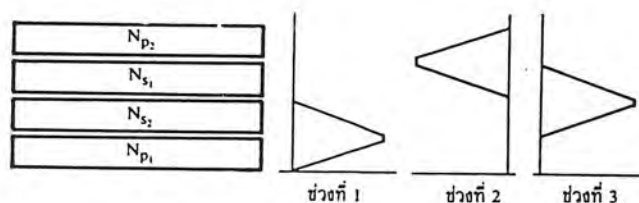
รูปที่ 6.10 แสดงการจัดลวดทองแดงในลักษณะการพันควบของหม้อแปลง และค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วไหลในช่วงการทำงานต่างๆ

ไม่จำเป็นต้องพิจารณาการสูญเสียในช่วงที่ 3 ก็ได้

เนื่องจากการพันควบอาจทำให้เกิดการลัดวงจรของขดลวดทะลุผ่านฉนวนที่เคลือบลวดทองแดงได้จึงต้องแยกพันขดไพรมารีทั้ง 2 ขดออกจากกัน ดังนั้นจึงควรจัดขดลวดในลักษณะแบ่งส่วนและแทรกกลางดังรูปที่ 6.11 จะเห็นได้ว่าการพันลวดในลักษณะนี้ ขดไพรมารีแต่ละขดจะมีการสูญเสียเฉพาะมันนำกระแสเท่านั้น ส่วนขดเซคันดารีทั้ง 2 ขดจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้งสองช่วง



รูปที่ 6.11 แสดงลักษณะการพันแบบแยกส่วนและแทรกกลางแบบพันควบ



รูปที่ 6.12 แสดงลักษณะการพันแบบแยกส่วนของขดแต่ละชุดและการแทรกกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 1 การคำนวณ และการออกแบบทรานส์ฟอร์มเมอร์แกนเฟอร์ไรท์ โดยใช้ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ เมื่อกำหนดคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ ดังต่อไปนี้

$$V_{in} = 12V_{dc}$$

$$f = 20kHz$$

$$B = 1500Gauss$$

$$V_{out} = 5V_p$$

$$I_{out} = 0.1A_p$$

ลำดับและขั้นตอนการออกแบบ

1. หาขนาดของขนาดแกนที่จะใช้

$$\begin{aligned} P_o &= E_o I_o \\ &= 5 \times 0.1 \\ &= 0.5W \end{aligned}$$

ใช้แกน EI-22 ซึ่งมีค่า $P_o = 0.5W$ ซึ่งมีขนาดดังนี้ (ดูจากภาคผนวก ข.)

$$A_e = 0.42cm^2$$

$$A_w = 0.72cm^2$$

2. หาจำนวนของขดลวดทองแดงที่ขดไพรมารีได้จาก

$$V_{in} = 4fBA_e N_p 10^{-8}$$

เมื่อ

$$V_{in} = \text{แรงดันจากแบตเตอรี่}$$

$$f = \text{ความถี่ใช้งาน}$$

$$B = \text{ค่าความหนาแน่นฟลักแม่เหล็ก}$$

$$A_e = \text{พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์}$$

$$N_p = \text{จำนวนรอบทางด้านไพรมารี}$$

แทนค่าจากสูตร

$$N_p = \frac{V_{in} 10^8}{4fBA_e} = \frac{12 \times 10^8}{4 \times 20 \times 10^3 \times 1500 \times 0.42} = 24$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนรอบทางไพรมารีเท่ากับ 24 รอบ

3. หาจำนวนของขดลวดทองแดงที่ขดเช็คคันคาร์ได้จาก

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p} = \frac{24 \times 5}{12} = 10$$

จำนวนรอบทางเช็คคันคาร์เท่ากับ 10 รอบ

4. หาขนาดของลวดทองแดงที่ใช้ โดยดูจากตารางเบอร์ลวดกับขนาดของกระแสที่ลวดนั้นๆสามารถทนได้ เราต้องการลวดที่ทนกระแส 0.1 A เมื่อดูจากตารางที่ 2 เลือกใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด

$$D_s = D_p = 0.23\phi(mm)$$

ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 0.106 A

จากการคำนวณเราจะสรุปได้ดังนี้

$$N_p = 24 \text{ รอบ}$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

$$D_s = D_p = 0.23\phi(mm)$$

Ans.

การเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์

การเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์ (RECTIFIER AND FILTER) ในส่วนนี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะกรณีของด้านเอาต์พุตของวงจร คือการเรกติไฟเออร์จากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงกำลัง จากนั้นก็ทำการ Filter เพื่อให้ได้คิซีเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมน้อยที่สุด

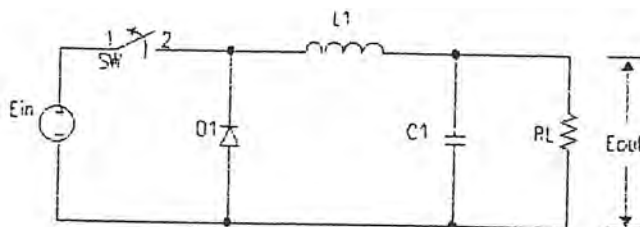
7.1 การเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์ของเพาเวอร์สวิตชิง

สัญญาณที่ผ่านหม้อแปลงสวิตชิง และจะถูกกรองเพื่อให้ได้ค่ากระแส และแรงดันตรงตามความต้องการ ในการออกแบบวงจรส่วนนี้จึงมีความสำคัญมากพอสมควรเลย เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากหม้อแปลงสวิตชิงนั้น เป็นสัญญาณที่มีความถี่สูงมาก (20kHz - 100kHz) วงจรเรกติไฟเออร์ไม่จำเป็นต้องใช้แบบฟลูเวฟใช้วงจร Half Wave ก็เพียงพอแล้ว เพราะความถี่ที่สูงขึ้นก็จะสามารถทำให้เรียบได้ง่าย

สำหรับวงจร Filter ในส่วนนี้ ส่วนใหญ่ใช้แบบ Pi Filter เนื่องจากความถี่สูงวงจร Pi Filter จะให้ประสิทธิภาพเหนือกว่าแบบอื่น คืออาศัยคุณสมบัติของ L และ C

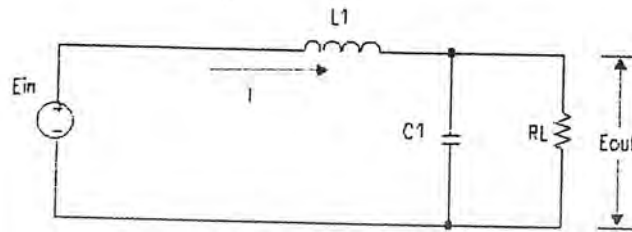
7.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเอาต์พุตฟิลเตอร์

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งอาศัยการ ปิด-เปิด ของมอสเฟตป้อนสัญญาณให้กับหม้อแปลงสวิตชิงทางคานาไพรมารี และเหนี่ยวนำไปยังขดเชคคั่นคา ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ขดเชคคั่นคาจึงจะมีลักษณะเป็นพัลส์ตามจังหวะการ ปิด-เปิด ของหม้อแปลงสวิตชิง การทำงานของวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์จึงขึ้นอยู่กับสัญญาณพัลส์อินพุตนี้ด้วย ซึ่งเปรียบเสมือนการปิด-เปิด ของสวิตซ์



รูปที่ 7.1 แสดงการทำงานของวงจรกรอง

พิจารณาช่วงที่สวิตช์ปิด



รูปที่ 7.2 ช่วงที่สวิตช์ปิด

ช่วงที่สวิตช์ปิด เป็นช่วงที่มีพัลส์เข้ามาไดโอด เสมือนเปิดวงจร

$$E_{in} = L \frac{di}{dt} + E_{out} \quad (7.1)$$

เมื่อ

E_{in} = Input voltage (V)

L = Inductance Filter (H)

i = Current In Circuit at Sw.On (A)

E_{out} = DC Output Voltage (V)

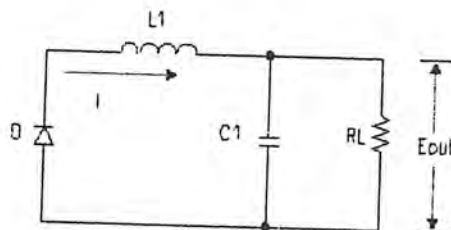
จากสมการที่ (7.1)

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \quad (7.2)$$

จากสมการที่ (7.2)

$$I = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{on} \quad (7.3)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์เปิด



รูปที่ 7.3 ช่วงที่สวิตช์เปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

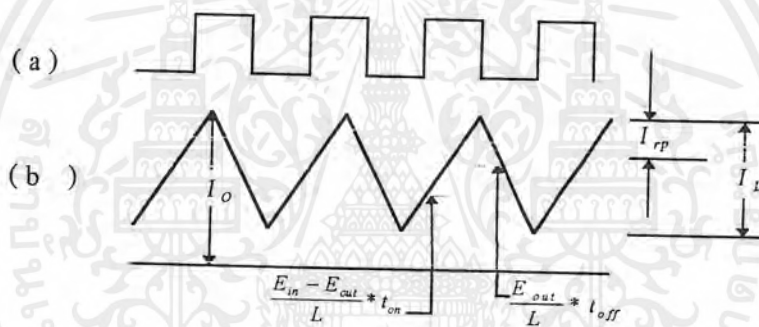
คือช่วงที่ไม่มีพัลส์เข้ามาใด โดคซึ่งทำตัวเสมือนตัววงจร

$$L \frac{di}{dt} + E_{out} = 0 \quad (7.4)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{E_{out}}{L} \quad (7.5)$$

$$I = -\frac{E_{out}}{L} t_{off} \quad (7.6)$$

7.2.1 การหาค่า L



รูปที่ 7.4 แสดงรูปสัญญาณของเอาต์พุต

จากรูปที่ 7.4 (b) และสมการที่ (7.3)

$$I_{pk} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{on} \quad (7.7)$$

$$I_{ul} = \frac{I_{rpl}}{2} = I_o \quad (7.8)$$

เมื่อ

I_{pk} = Peak Current ที่ผ่าน L_1

t_{on} = ช่วงเวลาที่สวิตช์ On

I_{ul} = Peak Ripple Current

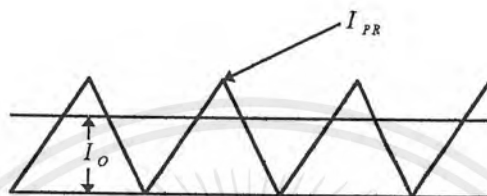
I_{rpl} = Average Peak Ripple current

I_o = Output Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.5

$$I_o = \frac{I_{rpl}}{2} (= I_{ul}), I_{pk} = I_{rpl} \quad (7.9)$$



รูปที่ 7.5 แสดงรูปสัญญาณการกระเพื่อม

จากสมการที่ (7.8) และ (7.9)

$$2I_{ul} = I_{rpl} = I_{pk} \quad (7.10)$$

จากสมการที่ (7.7) และ (7.10)

$$2I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{on} \quad (7.11)$$

จะได้ว่า

$$I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{2L} * t_{on}$$

หรือ

$$I_{ul} = \frac{1}{5} I_{o(max)} \quad \text{ถึง} \quad \frac{1}{20} I_{o(max)} \quad (7.12)$$

จากสมการ (7.11) และ (7.12)

$$L \geq (2.5 - 10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} * t_{on} \quad (7.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$E_{out} = \frac{t_{on}}{T} E_{in} \quad (7.14)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (7.15)$$

จากสมการ (7.13) และ (7.14)

$$L \geq (2.5 - 10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} * \frac{E_{out}}{E_{in}} * T \quad (7.16)$$

7.2.2 การหาค่า C

การจะหาค่า C ได้เราจะต้องทราบค่าของ Ripple Voltage Peak to Peak ($4E_o$) ก่อนจาก
สูตร

$$E_o = \frac{1}{C} \int idt \quad (7.17)$$

$$E_o = \frac{I_{rpl}}{C} t_{off} \quad (7.18)$$

เมื่อ $I_{rpl} = I_{pk}$ ดังนั้น

$$E_o = \frac{I_{pk}}{C} t_{off} \quad (7.19)$$

$$C = \frac{I_{pk}}{\Delta E_o} * t_{off} \quad (7.20)$$

จากสมการ (7.10) และ (7.20)

$$C = \frac{\frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{off}}{E_o} * t_{off} \quad (7.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I = \frac{t_{on}}{T} \frac{E_{in}}{L} t_{off} \quad (7.22)$$

จาก สมการที่ (7.22)

$$C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4E_o L} T^2 \quad (7.23)$$

7.2.3 การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ

จากสูตร

$$L = (AL)N^2 \times 10^{-9} \quad (7.24)$$

$$N = \sqrt{\frac{L \times 10^{-9}}{(AL)}} \text{ Turn} \quad (7.25)$$

เมื่อ

N = จำนวนรอบ (T)

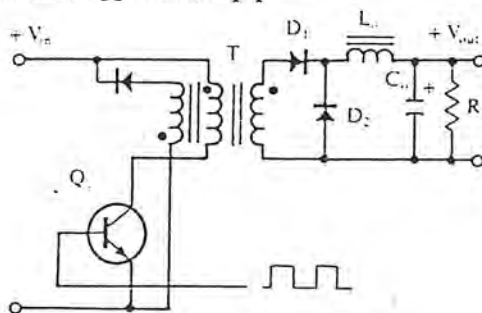
AL = ปริมาตรของขดลวด (nH / T^2)

L = Inductance (H)

7.3 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์นั้น สิ่งที่ต้องทราบก็คือ E_{out} แรงดันทางด้านเอาต์พุต , $I_{o(max)}$ กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุต , E_{in} แรงดันสูงสุดทางด้านอินพุต , แรงดันกระแสฟิวส์สูงสุดที่เอาต์พุต และ f ความถี่ในการทำงาน

ตัวอย่างที่ 1 การออกแบบวงจร Filter ความถี่ 20 kHz แรงดันเอาต์พุต 5 Vdc แรงอินพุต 20 Vp-p กระแสเอาต์ 10 A แรงดัน Ripple 50 mVp-p



รูปที่ 7.6 วงจรฮาร์ฟเวฟแบบแอลซีฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หาค่า L_1

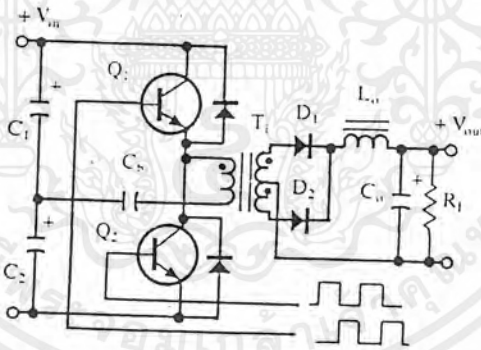
$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{(2.5 - 10)(E_{in} - E_{out})}{I_{O(max)}} * \frac{E_{out}}{E_{in}} * T \\ &= \frac{5(20 - 5)}{10} * \frac{5}{20} * 2 \times 10^{-3} \\ &= 94 \mu H \end{aligned}$$

2. หาค่า C_1

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{(E_{in} - E_{out}) * T^2}{4LE_o} \\ &= \frac{(20 - 5)}{4 * 50 * 10^3 * 94 * 10^{-6}} * \left(\frac{1}{2 * 10^3} \right) \\ &= 200 \mu F \end{aligned}$$

Ans.

ตัวอย่างที่ 2 การออกแบบวงจร Filter ความถี่ 20 kHz แรงดันเอาต์พุต 15 Vdc แรงอินพุต 21 Vp-p กระแสเอาต์พุต 3.3 A แรงดัน Ripple 50 mVp-p



รูปที่ 7.7 วงจรฟูลเวฟแบบแอตซีฟิลเตอร์

1. หาค่า L_1

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{(2.5 - 10)(E_{in} - E_{out})}{I_{O(max)}} * \frac{E_{out}}{E_{in}} * T \\ &= \frac{2.5(20 - 5)}{3.3} * \frac{15}{21} * 40 \times 10^{-3} \\ &= 80 \mu H \end{aligned}$$

2. หาค่า C_1

$$C_1 = \frac{E_{in} - E_{out}}{4LE_o} * T^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{(21-15)}{4 \times 50 \times 10^3 \times 80 \times 10^{-6}} * \left(\frac{1}{40 \times 10^3} \right)$$

$$= 232 \mu F$$

Ans.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

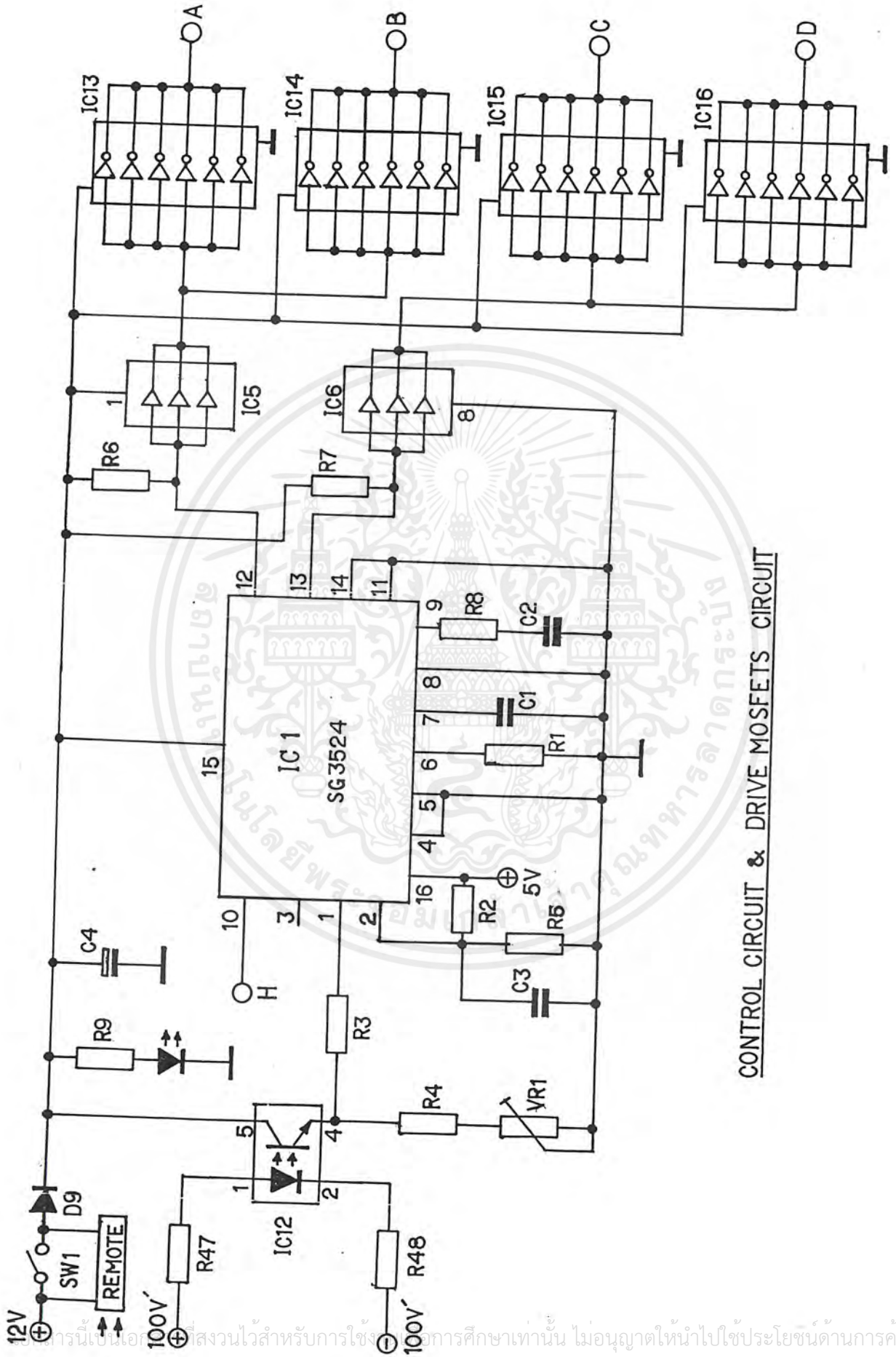
โครงการเครื่องแปลงไฟดิซีเป็นดิซี

1. ข้อกำหนดของโครงการ

- 1.1 INPUT POWER SUPPLY +12 V.
- 1.2 OUTPUT VOLTAGE ± 100 V. 500 W.
- 1.3 UNDER VOLTAGE INPUT PROTECTION
- 1.4 OVER VOLTAGE INPUT PROTECTION
- 1.5 OVER HEAT PROTECTION

2. การออกแบบโครงการ

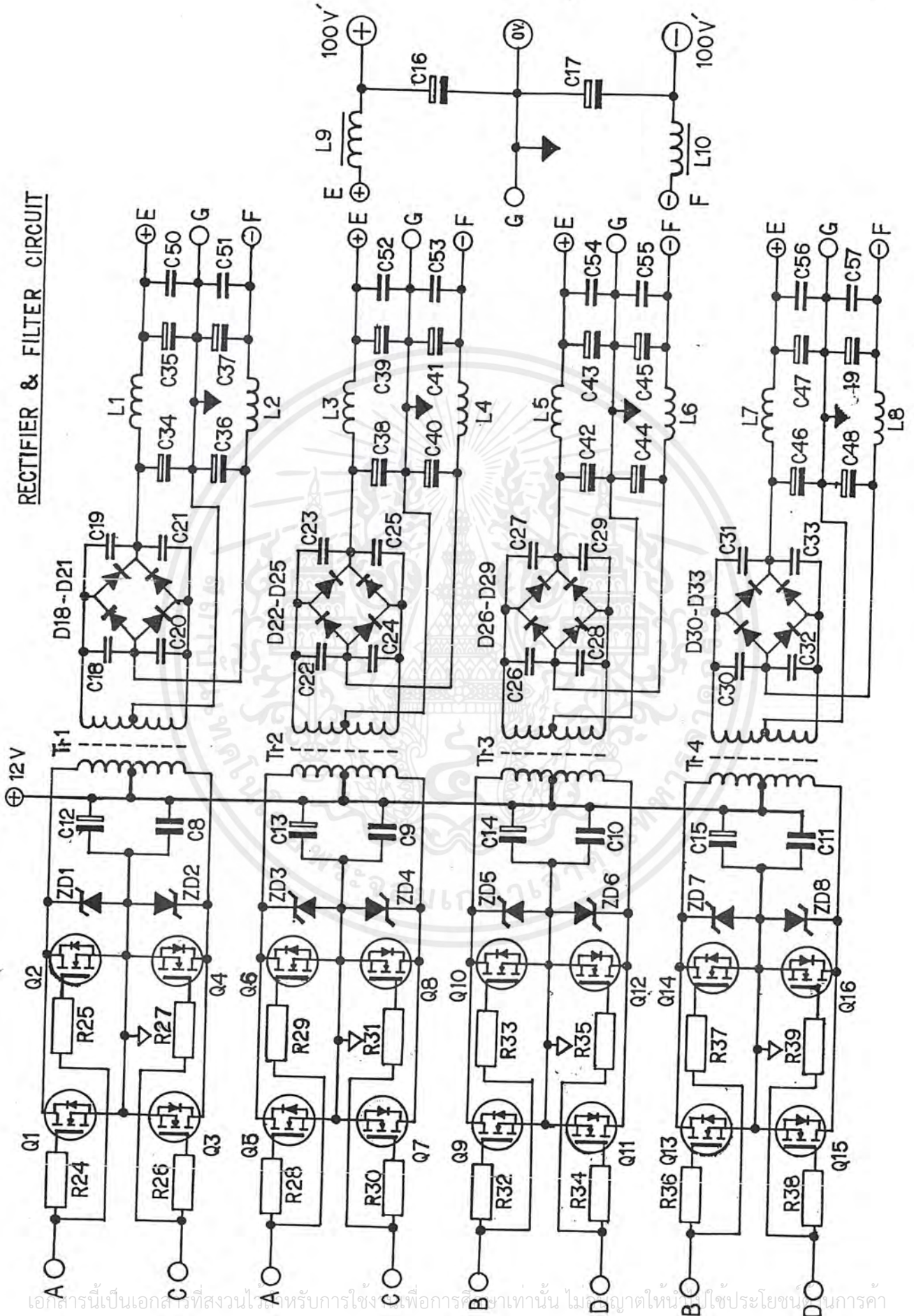
- 2.1 สร้างวงจรเป็นแบบ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์
- 2.2 ความถี่ในการทำงาน 50 กิโลเฮิร์ต
- 2.3 พันหม้อแปลงแบบ พุช-พูล ด้วยแกนเฟอร์ไรต์ EI-40
- 2.4 ขยายกำลังโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต
- 2.5 ควบคุมการทำงานด้วยไอซี SG3524
- 2.6 วงจรกรองกระแสเอาต์พุตแบบ π -LC
- 2.7 ควบคุมการคงระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยออปโตคัปเปอ์ 4N26



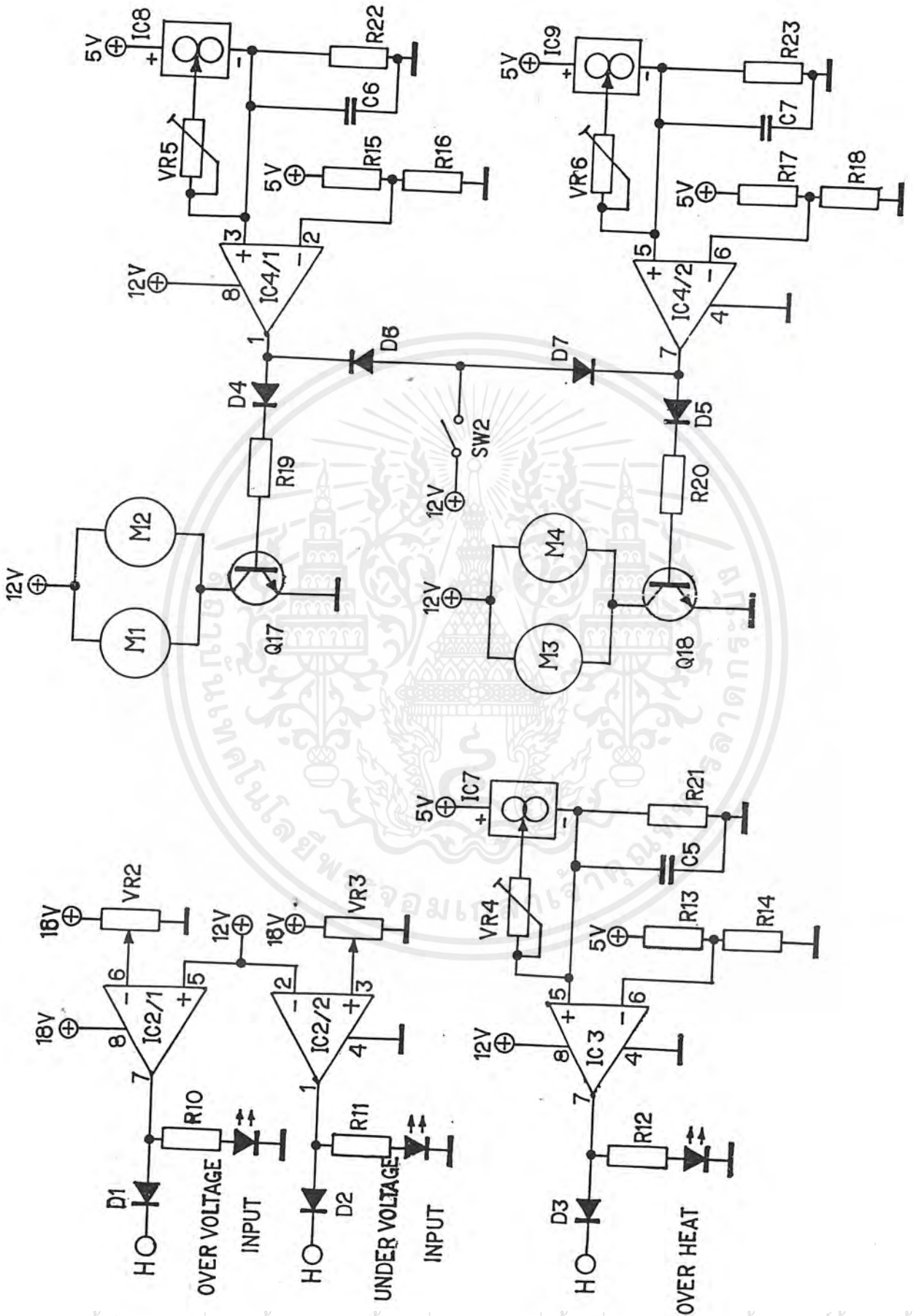
CONTROL CIRCUIT & DRIVE MOSFETS CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECTIFIER & FILTER CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
 ไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



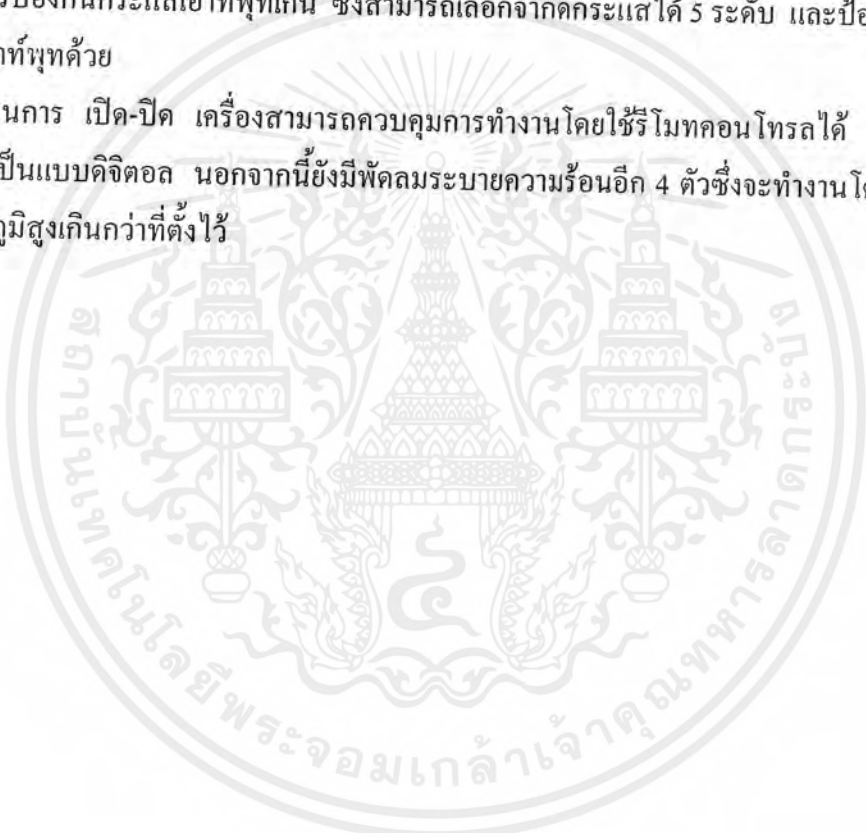
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจร

โครงการนี้เป็นแปลงไฟดิซี 12 โวลต์จากแบตเตอรี่ให้เป็นไฟดิซีที่มากขึ้นเป็น ± 100 โวลต์เพื่อใช้กับเครื่องเสียงรถยนต์ที่ต้องการกำลังงานสูง โดยใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ และควบคุมการทำงานโดยใช้ไอซีเบอร์ SG3524 ซึ่งจะมีวงจรพัลลวมอดูเลชันอยู่ภายในแล้ว ใช้ควบคุมระดับแรงดันที่เอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตลอดเวลา และจะใช้ออปโตคัปเปอรเพื่อแยกการไอโซเลทกันของเอาต์พุตกับอินพุต

นอกจากนี้ยังมีวงจรป้องกันแรงดันอินพุตต่ำเกินไปหรือสูงเกินไป วงจรป้องกันอุณหภูมิสูงเกินไป วงจรป้องกันกระแสเอาต์พุตเกิน ซึ่งสามารถเลือกจำกัดกระแสได้ 5 ระดับ และป้องกันการลัดวงจรที่เอาต์พุตด้วย

ในการ เปิด-ปิด เครื่องสามารถควบคุมการทำงานโดยใช้รีโมทคอนโทรลได้ และมีการแสดงผลเป็นแบบดิจิตอล นอกจากนี้ยังมีพัดลมระบายความร้อนอีก 4 ตัวซึ่งจะทำงานโดยอัตโนมัติเมื่ออุณหภูมิสูงเกินกว่าที่ตั้งไว้



หลักการทํางานของวงจร

คิซี-คิซี คอนเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยภาคการทํางานต่างๆ โดยสามารถอธิบายไว้เป็นข้อๆ ดังนี้

ภาควงจรควบคุม

ในโครงการนี้ใช้ไอซี SG3524 ซึ่งเป็นไอซีพัลส์วิดท์มอดูเลชันทำหน้าที่ควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟตโดยทํางานที่ความถี่ 50 kHz ซึ่งกำหนดโดย R_1 และ C_1 ซึ่งภายในไอซีจะมีแรงดันอ้างอิง 5 V มี Error Amp. สำหรับเปรียบเทียบแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตแล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมภายในไอซี เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต โดยที่ขา 12, 13, ของไอซีจะมีสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาดเท่ากัน แต่กลับเฟสกันออกมาควบคุม

ภาคป้อนกลับ

แรงดันที่เอาต์พุตถูกป้อนกลับโดย OPTO-ISOLATOR เบอร์ 4N26 เพื่อเป็นการแยกกันระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต หลักการคือ เมื่อแรงดันที่เอาต์พุตสูงขึ้นไอซี 4N26 จะนำกระแสมาสูงขึ้นทำให้แรงดันที่ขา 1 ของไอซี SG3524 สูงขึ้นด้วย ซึ่งทำให้ช่วงเวลานำกระแสของมอสเฟตสั้นลงทำให้แรงดันที่เอาต์พุตต่ำลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันที่เอาต์พุตต่ำลงกระแสที่ไหลผ่านไอซี 4N26 ก็จะน้อยลงทำให้แรงดันที่ขา 1 ต่ำลงทำให้ช่วงเวลานำกระแสของมอสเฟตกว้างขึ้นแรงดันที่เอาต์พุตก็จะเพิ่มขึ้นดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะคงที่ตลอดเวลา

ภาคสวิทช์

ในโครงการนี้ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFZ44N ในการสวิทช์ซึ่งสามารถทนกระแสได้ถึง 50 แอมป์ต่อตัว นำมาต่อขนานกันสองตัวต่อหนึ่งข้าง ส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะใช้ CMOS ในการขับการทํางานของเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 2 ชุดจะทํางานสลับกันที่ความถี่สวิทช์ 50 kHz ส่วนซีเนอร์ไดโอดที่ต่อคร่อมระหว่างขา D และ S ของเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟตเสียหายเนื่องจากแรงดันย้อนกลับจากหม้อแปลง

ภาคเอาต์พุต

เอาต์พุตประกอบด้วยไดโอดชนิดซิลิคอนคาร์ไบด์-รีคทีฟเวอร์ ซึ่งเป็นไดโอดที่มีความเร็วสูงต่อกันในลักษณะบริดจ์ ส่วนวงจรฟิลเตอร์ต่อกันแบบ π -LC ซึ่งจะให้กระแสเอาต์พุตที่สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควงจรป้องกัน

1. ป้องกันแรงดันที่อินพุตต่ำเกิน เมื่อแรงดันอินพุตต่ำเกินจะทำให้มอสเฟตทำงานหนักอาจพังเสียหายได้จึงต้องมีวงจรป้องกัน โดยอาศัยการเปรียบเทียบแรงดันของไอซี 2/2 เมื่อแรงดันอินพุตต่ำกว่า 9.6 โวลต์จะมีไฟบวกรูปทริกที่ขา 10 เพื่อหยุดการทำงานของไอซี SG3524 ทำให้ไม่มีสัญญาณไปขับมอสเฟตทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส

2. ป้องกันแรงดันอินพุตสูงเกิน จะควบคุมการทำงานโดยอาศัยการเปรียบเทียบแรงดันที่ไอซี 2/1 เมื่อแรงดันสูงเกิน 14.4 โวลต์จะมีไฟบวกรูปทริกที่ขา 10 ของไอซี 1 ทำให้วงจรถูกหยุดทำงาน

3. ป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน จะควบคุมการทำงานโดยไอซี 3 โดยอาศัย ไอซี 7 ซึ่งจะแปรค่าตามอุณหภูมิ คือเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันคคกร่อมไอซี 7 จะเพิ่มขึ้นจากนั้นจะเปรียบเทียบแรงดันโดยไอซี 3 เมื่ออุณหภูมิสูงเกินที่ตั้งไว้ ซึ่งสามารถปรับได้ที่ VR_4 จะมีไฟบวกรูปทริกที่ขา 10 ของไอซี 1 เพื่อหยุดนำกระแส และยังทำให้พัดลมระบายอากาศทำงานอีกด้วย

4. ป้องกันกระแสเอาต์พุตเกิน สามารถเลือกการจำกัดกระแสได้ 5 ระดับทั้งทางด้านบวกและทางด้านลบ หลักการคือเมื่อโหลดดึงกระแสมากขึ้นแรงดันคคกร่อม R_{45} , R_{46} จะเพิ่มขึ้นซึ่งจะส่งผ่านมายังออปโตคัปเปอร์ทำให้น่ากระแสเพิ่มขึ้นด้วย ทำให้แรงดันที่ VR_7 , VR_8 เพิ่มขึ้นและถ้ามากเกินไปที่ตั้งไว้จะทำให้ SCR_1 , SCR_2 นำกระแสเป็นผลทำให้รีเลย์ทำงานซึ่งจะทำการตัดวงจรทางด้านเอาต์พุตออก

รายการอุปกรณ์

IC	จำนวน	RESISTOR	จำนวน
IC ₁ SG3524	1 ตัว	R ₁ , R ₂₁₋₂₃	4 ตัว
IC ₂₋₄ LM358	3 ตัว	R ₂ , R ₅₋₇ , R ₁₃₋₁₈	10 ตัว
IC ₅₋₆ 4050	1 ตัว	R ₃ , R ₉₋₁₂ , R ₁₉₋₂₀ , R ₄₀₋₄₄	12 ตัว
TRANSISTOR&SCR		R ₄ , R ₈	2 ตัว
Q ₁₇₋₁₈ EC100	2 ตัว	R ₂₄₋₃₉	16 ตัว
SCR ₁₋₂ 1A/60W	2 ตัว	R ₄₅₋₄₆	2 ตัว
MOSFET		VR ₁ , VR ₄₋₆	4 ตัว
Q ₁₋₁₆ IRFZ44N16	ตัว	VR ₂₋₃	2 ตัว
DIODE		VR ₇₋₁₈	12 ตัว
D ₁₋₉ 1N4148	9 ตัว	CAPACITOR	
D ₁₀₋₁₇ 1N5402	8 ตัว	C ₁₋₂	0.001μF 2ตัว
D ₁₈₋₃₃ MUR480	16 ตัว	C ₃ , C ₅₋₁₁	0.1μF 8ตัว
ZD ₁₋₈ 1N4735	8 ตัว	C ₄	100μF/50V 1ตัว
INDUCTANCE		C ₁₂₋₁₅	5,000μF/25V 4ตัว
L ₁₋₈ 330μH	8 ตัว	C ₁₆₋₁₇	23,000μF/175V 2ตัว
L ₉₋₁₀ 2000μH	2 ตัว	C ₁₈₋₃₃	1,000μF/200V 16ตัว
อื่นๆ			
หม้อแปลงเฟอร์ไร IE-40	4 ตัว		
รีเลย์ 10A/12V	1 ตัว		
พัดลมระบายความร้อน	4 ตัว		
ฟิวส์ 5A	2 ตัว		
คิซีแอมมิเตอร์	1 ตัว		
คิซีโวลท์มิเตอร์	1 ตัว		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองโครงงาน

วัตถุประสงค์

1. เพื่อทดสอบประสิทธิภาพการทำงานในส่วนต่างๆของวงจร
2. เพื่อศึกษา และเปรียบเทียบผลลัพธ์ทางทฤษฎีกับในทางปฏิบัติมีความแตกต่างกันอย่างไร

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

- | | |
|---------------------------------------|-----------|
| 1. แบตเตอรี่ขนาด 12 V. 100A. | 1 ตัว |
| 2. ออสซิลอโคป | 1 เครื่อง |
| 3. มัลติมิเตอร์ | 1 เครื่อง |
| 4. เครื่องแปลงไฟตีสเป็นลีสขนาด 500 W. | 1 เครื่อง |
| 5. หลอดไฟขนาด 220 V.100 W. | 8 หลอด |

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้มัลติมิเตอร์วัดแรงดันตามจุดต่างๆในวงจร ตามที่กำหนด
2. สรุปผล และวิจารณ์ผลการทดลอง



รูปแสดงลักษณะภายนอกของโครงการ

1. วัดแรงดันตามจุดต่างๆของวงจร ตามที่กำหนด

1.1 วัดแรงดันตามขาต่างๆของไอซี SG3524

ขา1 = 2.4 V.	ขา9 = 10 V.
ขา2 = 2.5 V.	ขา10 = 10 V.
ขา3 = 0 V.	ขา11 = 0 V.
ขา4 = 0 V.	ขา12 = 5.78 V.
ขา5 = 0 V.	ขา13 = 5.78 V.
ขา6 = 3.6 V.	ขา14 = 0 V.
ขา7 = 2.2 V.	ขา15 = 12 V.
ขา8 = 0 V.	ขา16 = 5 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2	วัดแรงดันที่ขดไฟร็องซ์ไม่มีโหลดได้	12	V.		
1.3	วัดแรงดันที่ขดเช็คคันดาร์รี่งซ์ไม่มีโหลดได้	200	V.		
1.4	วัดแรงดันที่เอาท์พุทงซ์ไม่มีโหลดได้	200	V.		
1.5	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 1 หลอดได้	200V.	0.4 A.	80 W.	
1.6	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 2 หลอดได้	200V.	0.7 A.	140 W.	
1.7	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 3 หลอดได้	200V.	1.2 A.	240 W.	
1.8	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 4 หลอดได้	200V.	1.5 A.	300 W.	
1.9	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 5 หลอดได้	200V.	2.0 A.	400 W.	
1.10	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 6 หลอดได้	200V.	2.2 A.	440 W.	
1.11	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 7 หลอดได้	200V.	2.6 A.	520 W.	
1.12	วัดแรงดัน และกระแสที่เอาท์พุทงซ์มีโหลด 8 หลอดได้	200V.	3.0 A.	600 W.	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากการทดสอบโครงงานนี้สามารถที่จะจ่ายกำลังได้ถึง 600 AV ซึ่งทำการทดสอบโดยใช้หลอดไฟชนิดไส้เป็นโหลดในการทดสอบจำนวน 8 หลอด หลอดละ 100 วัตต์ วัตต์สัญญาณที่เอาท์พุทแทบจะไม่มีภาระเฟืองของสัญญาณเลย เนื่องจากเราใช้ตัวเก็บประจุขนาด 23,000 μF 2 ตัว ทางค่านเอาท์พุท เมื่อจากโหลดมากขึ้นหม้อแปลงจะมีเสียงเล็กน้อย

เมื่อทดสอบวงจรจำกัดกระแสสามารถทำงานได้ดีด้วย ซึ่งรีเลย์จะตัดการทำงานทันทีที่โหลดมีการคั้งกระแสมากกว่าที่ตั้งไว้ และเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นพัดลมระบายความร้อนจะทำงานทันที ถ้าเกิดแรงดันจากแบตเตอรี่ 12 โวลต์ที่ต่ำกว่า 9.6 โวลต์ หรือ 14.4 โวลต์ วงจรก็จะหยุดการทำงาน

สรุปแล้วการทำงานของวงจรแต่ละส่วนสามารถทำงานได้เป็นที่น่าพอใจ

วิจารณ์การทดลอง

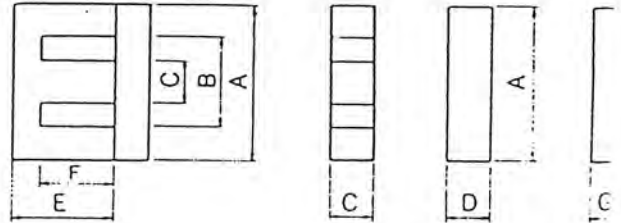
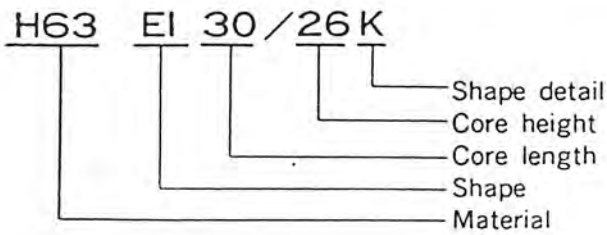
โดยทั่วไปแล้วการทำงานของวงจรส่วนต่างๆ ของโครงงานนี้สามารถทำงานได้ดี แต่อาจมีข้อบกพร่องบ้างบางประการ เช่น สัญญาณ V_{os} และ V_{ds} ถูกรบกวนโดยหม้อแปลงทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไป เป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียกำลังในจุดต่างๆ เช่น ที่มอสเฟต และที่ตัวหม้อแปลงเอง ด้วยทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องต่ำลงจากที่หวังไว้

เนื่องจากการทดลองแบตเตอรี่ที่ใช้มีกระแสสูงมาก เมื่อการทดลองเกิดความผิดพลาดจึงก่อให้เกิดความเสียหายแก่วงจรได้โดยง่าย ซึ่งอุปกรณ์ที่เสียหายที่สุดคือ เพาเวอร์มอสเฟตที่มีราคาแพงมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EI CORES



Characteristics		Core name							
		EI 22/19K	EI 25/19	EI 28/20	EI 30/26K	EI 35/29	EI 40/35K	EI 50/42K	EI 60/44
Dimension	A (mm)	22.0±0.3	25.0±0.5	28.0±0.5	30.0±0.4	35.0±0.5	40.0±0.5	50.0±0.7	60.0±0.8
	B (mm)	12.8 min.	18.15 min.	18.6 min.	19.5 min.	24.5 min.	26.8 min.	33.5 min.	43.6 min.
	C (mm)	6.0 ⁺⁰ _{-0.5}	6.5±0.25	7.5 ⁺⁰ _{-0.5}	11.0 ⁺⁰ _{-0.5}	10.3 ⁺⁰ _{-0.5}	12.0 ⁺⁰ _{-0.7}	15.0 ⁺⁰ _{-0.8}	16.0 ⁺⁰ _{-0.8}
	D (mm)	6.0 ⁺⁰ _{-0.5}	6.5±0.25	11.0 ⁺⁰ _{-0.6}	11.0 ⁺⁰ _{-0.6}	10.3 ⁺⁰ _{-0.5}	12.0 ⁺⁰ _{-0.7}	15.0 ⁺⁰ _{-0.8}	16.0 ⁺⁰ _{-0.8}
	E (mm)	14.3 ^{+0.5} _{-0.5}	16.3 ^{+0.5} _{-0.5}	16.5 ^{+0.5} _{-0.5}	21.0 ^{+0.5} _{-0.5}	24.2±0.4	27.0 ^{+0.5} _{-0.5}	33.0 ^{+0.7} _{-0.5}	35.5 ^{+0.7} _{-0.5}
	F (mm)	10.3 ^{+0.5} _{-0.5}	13.0 ^{+0.5} _{-0.5}	12.0 ^{+0.5} _{-0.5}	16.0 ^{+0.5} _{-0.5}	18.2±0.3	20.0 ^{+0.5} _{-0.5}	24.5 ^{+0.7} _{-0.5}	27.5 ^{+0.7} _{-0.5}
	G (mm)	4.5±0.2	3.0±0.2	3.5±0.2	5.5±0.2	5.0±0.2	7.5±0.3	9.0±0.3	8.5±0.3
Core factor	$\Sigma \frac{l}{A} (\text{cm}^{-1})$	9.58	11.7	5.69	5.24	5.59	5.22	4.12	4.43
Effective length	$l_e (\text{cm})$	3.96	4.86	4.84	5.81	6.76	7.69	9.48	10.91
Effective area	$A_e (\text{cm}^2)$	0.41	0.42	0.85	1.11	1.21	1.47	2.30	2.41
Effective volume	$V_e (\text{cm}^3)$	1.64	2.02	4.11	6.45	8.18	11.3	21.8	27.2
Approx. weight	$W (\text{g/set})$	9.4	10	22	34	37	60	114	139
AL value (nH/N ² ±25%)	H45	2400	2050	4200	4200	3700	4600	5800	5300
	H49N	1650	1350	2750	2750	2600	3100	3900	3600
	H49W	2300	1950	4050	4050	3500	4500	5600	4800
	H63	2100	1800	3700	3700	3300	4200	5500	4500

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FERRITE MATERIALS

Material characteristics

Material	Symbol	Unit	H 56 Z	H 55 Z	H 54 Z	H 53 Z	H 52 A	H 52 B	H 52 Z	H 51 A	H 51 Z
Initial permeability	μ_{iac}		11 $\pm 20\%$	17 $\pm 20\%$	50 $\pm 20\%$	130 $\pm 20\%$	250 $\pm 20\%$	800 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1200 $\pm 15\%$
Relative loss factor	$\frac{\tan \delta}{\mu}$	$\times 10^{-6}$	< 200 40MHz < 250 100MHz	< 160 40MHz < 220 100MHz	< 60 5 MHz < 80 10MHz	< 30 1 MHz < 120 10MHz	< 25 1 MHz < 60 5 MHz	< 20 0.5MHz < 40 1 MHz	< 5 0.1MHz < 12 0.5MHz	< 3 0.1MHz < 8 0.5MHz	< 1.5 0.1MHz < 4 0.5MHz
Temperature factor -30~20 °C 20~55 °C 20~70 °C	$\alpha_{\mu r}$	$\times 10^{-6}$			4~20	3~10	3~10 0~5	0~2	1.5~7 1.5~7	0.2~2	0.3~2 0.2~1
Saturation flux density	B_s	Gauss	2000	2100	2500	2900	3300	3900	3800	4650	4650
		mT	200	210	250	290	330	390	380	465	465
Residual flux density	B_r	Gauss	1100	1200	1300	1600	2200	1700	1600	1500	1500
		mT	110	120	130	160	220	170	160	150	150
Coercive force	H_c	Oe	12	10	8.0	3.0	2.0	0.7	0.5	0.5	0.5
		A/m	960	800	640	240	160	56	40	40	40
Hysteresis material constant	η_B	$\frac{\times 10^{-6}}{mT}$						< 1.8 10kHz	< 0.5 10kHz	< 0.6 100kHz	< 0.4 100kHz
Disaccommodation factor	DF	$\times 10^{-6}$	< 50	< 50	< 30	< 20	< 10	< 20	< 10	< 6	< 4
Curie temperature	T_c	°C	> 450	> 450	> 400	> 350	> 300	> 250	> 230	> 200	> 200
Resistivity	ρ	$\Omega\text{-cm}$	10^8	10^8	10^8	10^8	10^8	500	500	500	500
Density	d	g/cm^3	4.3	4.3	4.5	4.5	4.4	4.6	4.7	4.7	4.7

- e : 1) The values were obtained with toroidal cores (FR 25 ϕ / 15 ϕ / 5).
 2) The values were obtained at 23 ± 2 °C unless otherwise specified.
 3) Initial permeability were measured at 10 kHz, 0.8 A/m.

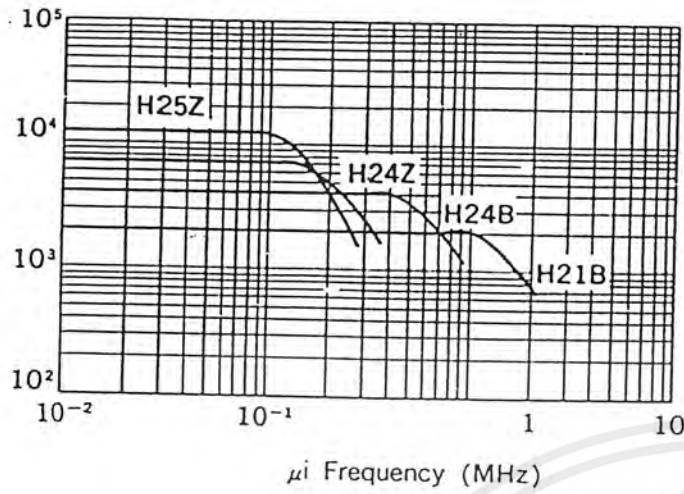
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H 21 B	H 22 Z	H 23 B	H 24 B	H 24 A	H 24 Z	H 25 Z	H 28 B	H 49 N	H 49 B	H 45	H 63	H 63 B	H 45 A	H 63 A
2000 ±20%	2000 ±20%	3500 ±20%	4000 ±20%	5000 ±20%	7000 ±25%	12000 ±30%	3500 ±20%	1600 ±20%	1700 ±20%	2500 ±20%	2500 ±20%	2000 ±20%	2400 ±20%	1250 ±20%
<3.5 100kHz	<2.5 100kHz	<3.0 10kHz	< 15 100kHz	< 40 100kHz	< 7 10kHz	< 8 10kHz	< 50 100kHz	< 5 100kHz	< 8 100kHz	< 4 100kHz	< 4 100kHz	< 5 100kHz	< 5 100kHz	< 3 100kHz
0.5~2	0.4~1.2	0~2.0	0~1.5	-0.5~2	0~2.0	0~1.5	-3~3							
0.5~2	0.4~1.2	0~2.0	0~1.5	-0.5~2	0~2.0									
4100	4200	4000	4400	4500	4000	4000	4700	5000	5300	4700	5200	5000	4800	4700
410	420	400	440	450	400	400	470	500	530	470	520	500	480	470
1100	800	900	1500	1500	900	950	1000	1500	1800	1000	1200	1500	1200	3100
110	80	90	150	150	90	95	100	150	180	100	120	150	120	310
0.30	0.15	0.30	0.13	0.13	0.13	0.05	0.20	0.16	0.20	0.16	0.16	0.16	0.16	0.2
24.0	12.0	24.0	10.4	10.4	10.4	4.0	16.0	12.8	16.0	12.8	12.8	12.8	12.8	20.
<0.4 10kHz	<0.4 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<0.8 100kHz							
<3.0	<2.0	<3.0	<3.0	<3.0	<3.0	<2.0	<3.0							
>160	>170	>125	>145	>145	>125	>125	>200	>230	>230	>200	>230	>200	>200	>270
400	500	20	20	10	3	3	100	100	1000	100	100	100	100	100
4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.9	4.9	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.

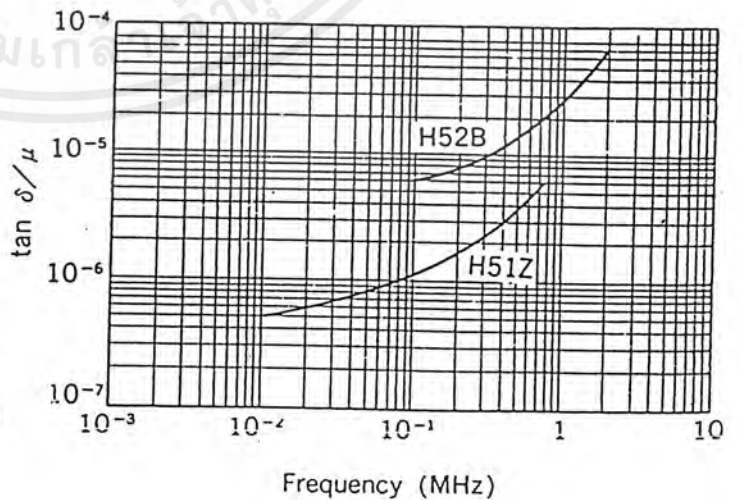
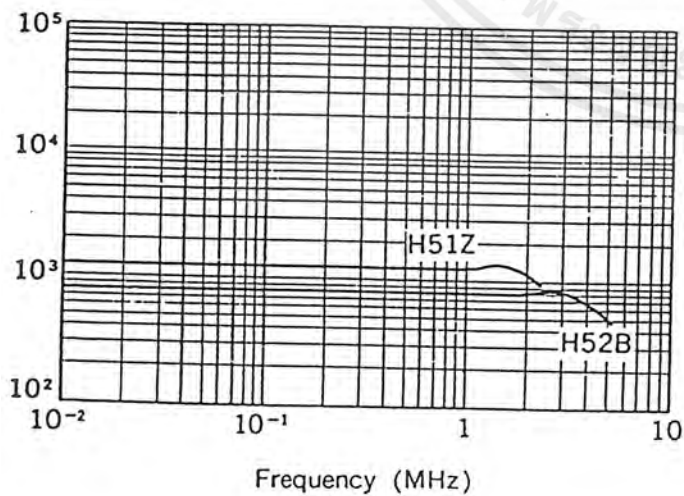
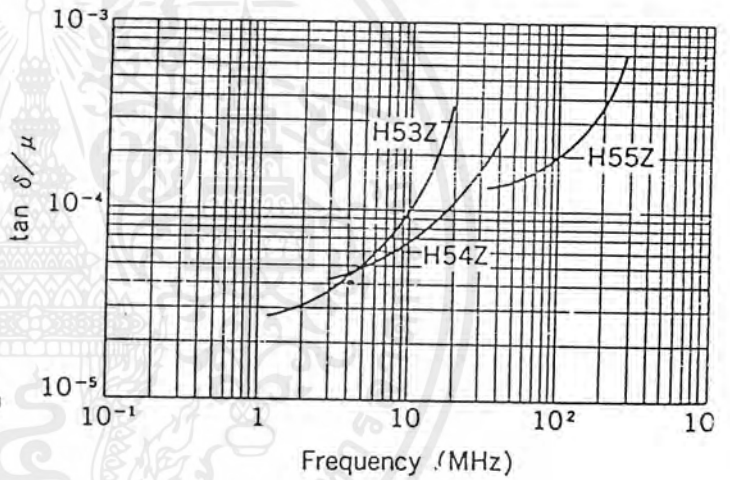
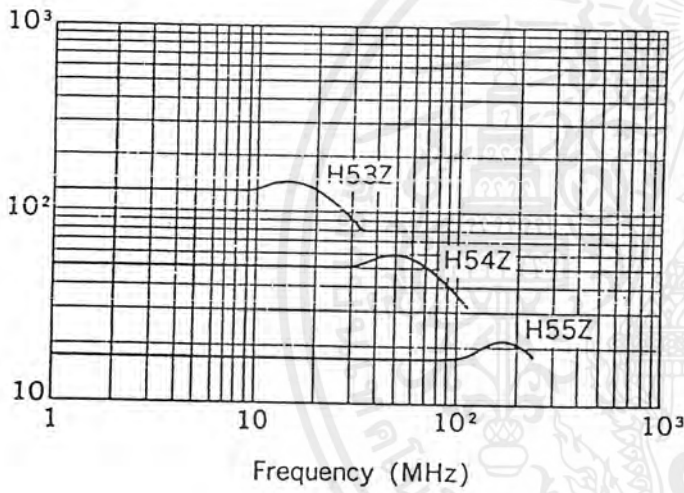
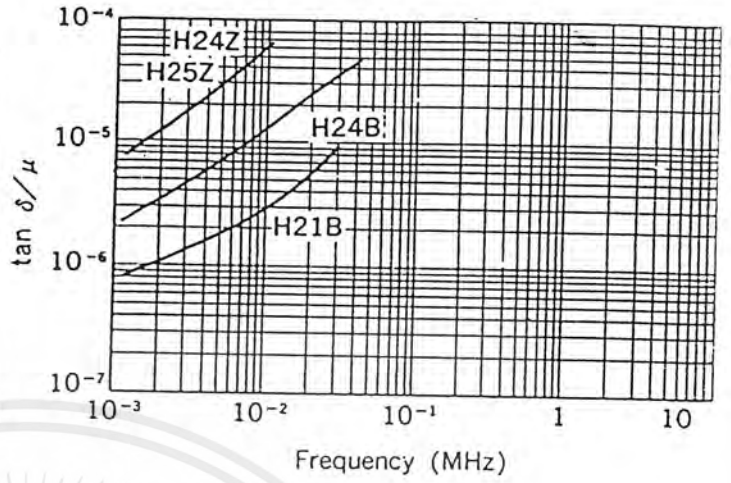
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FERRITE MATERIALS

μ_i vs. frequency



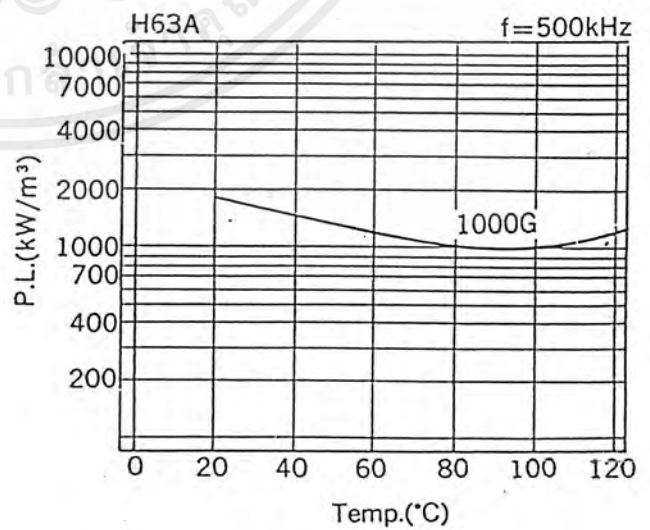
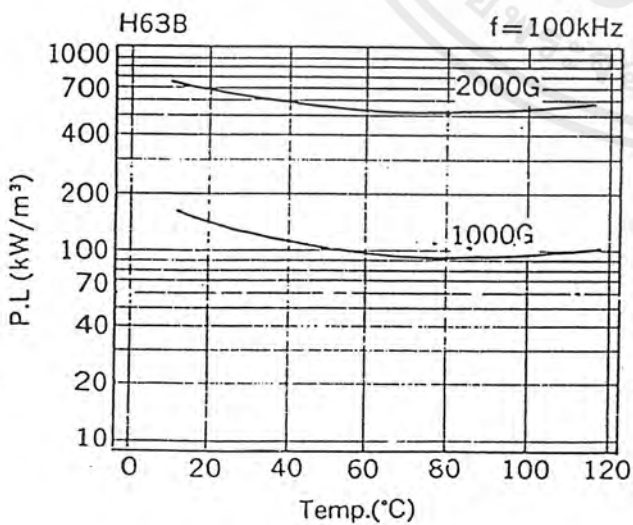
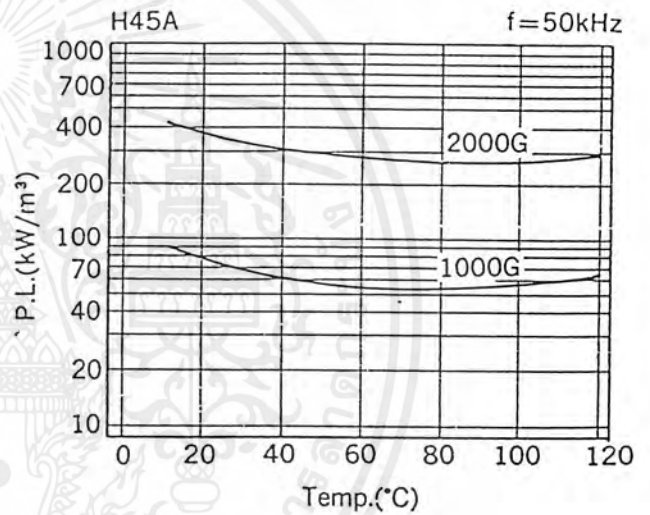
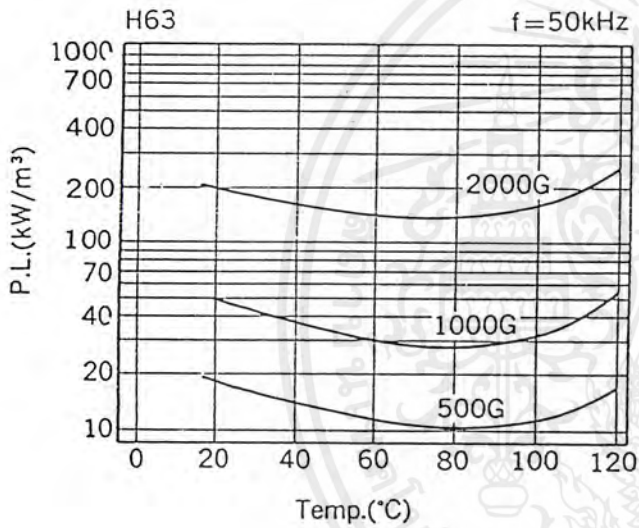
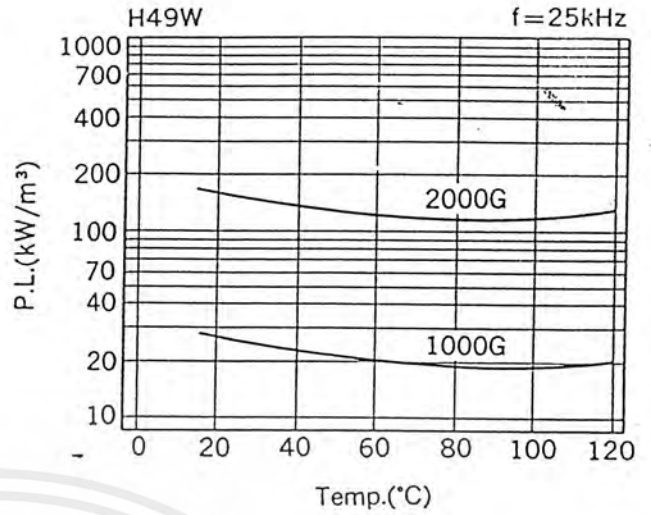
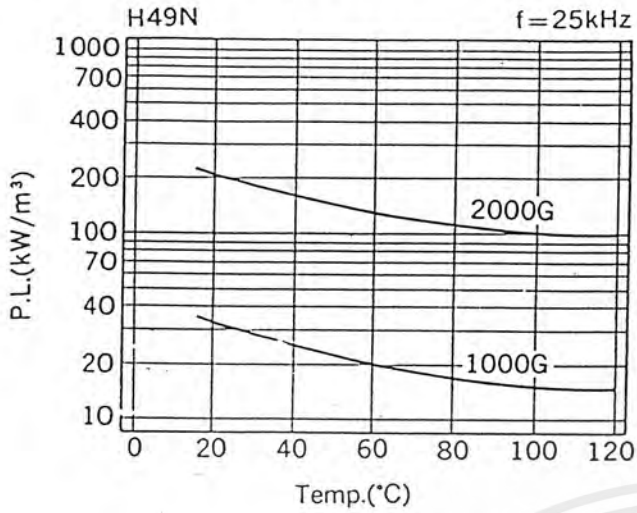
$\tan \delta / \mu_i$ vs. frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FERRITE MATERIALS

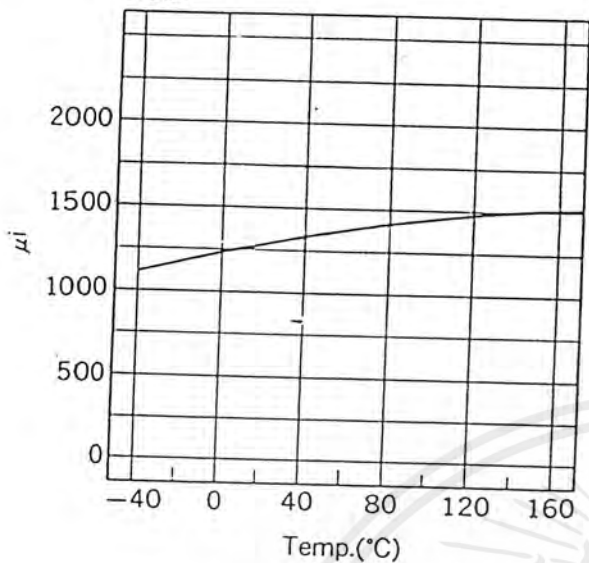
Power loss vs. temperature



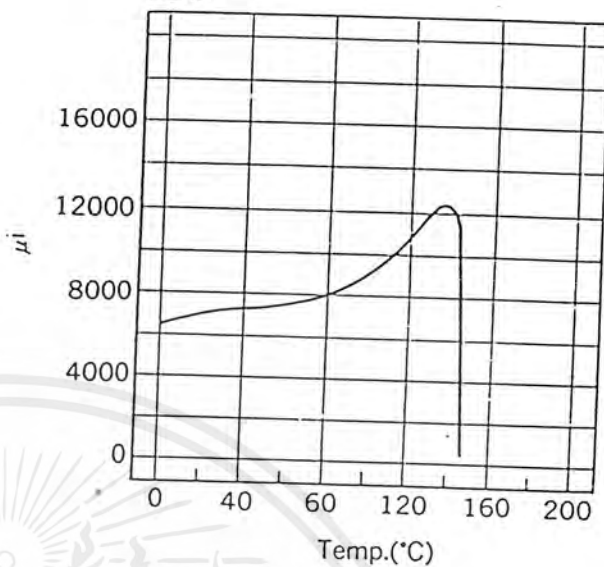
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ_i vs. temperature

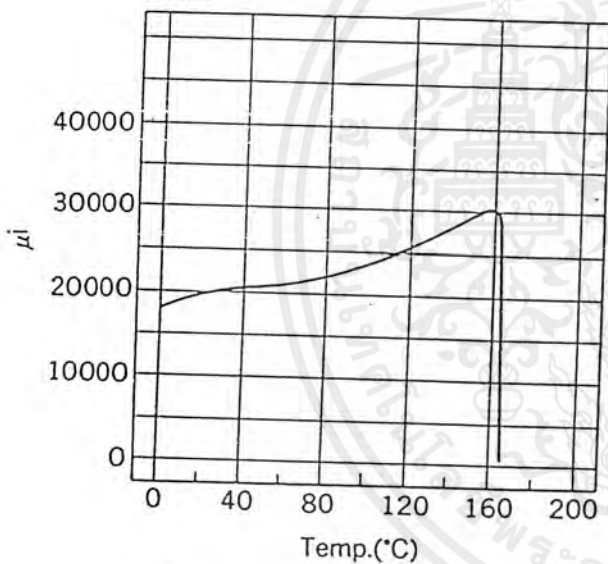
H51Z



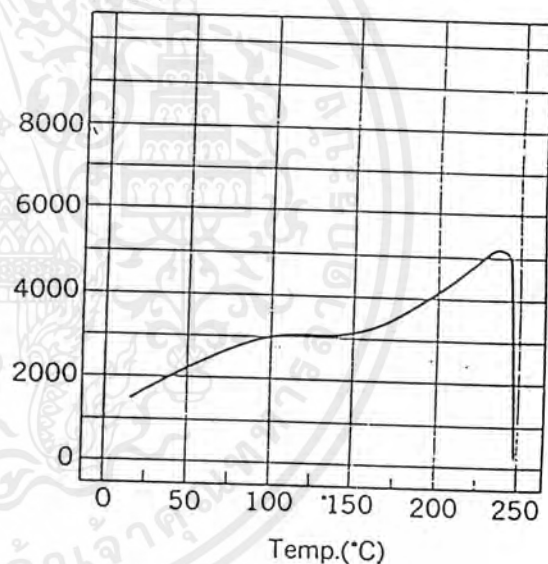
H24Z



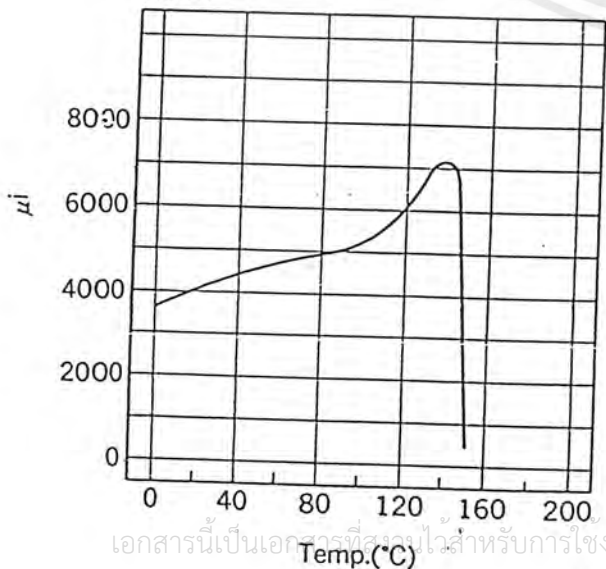
H21B



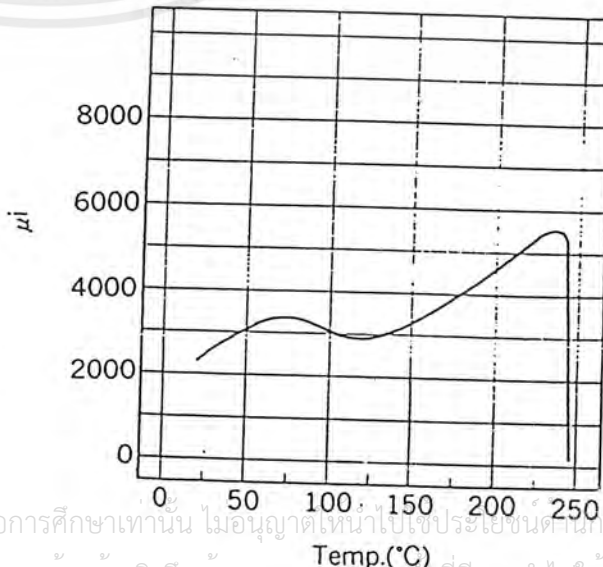
H49N



H24B



H63

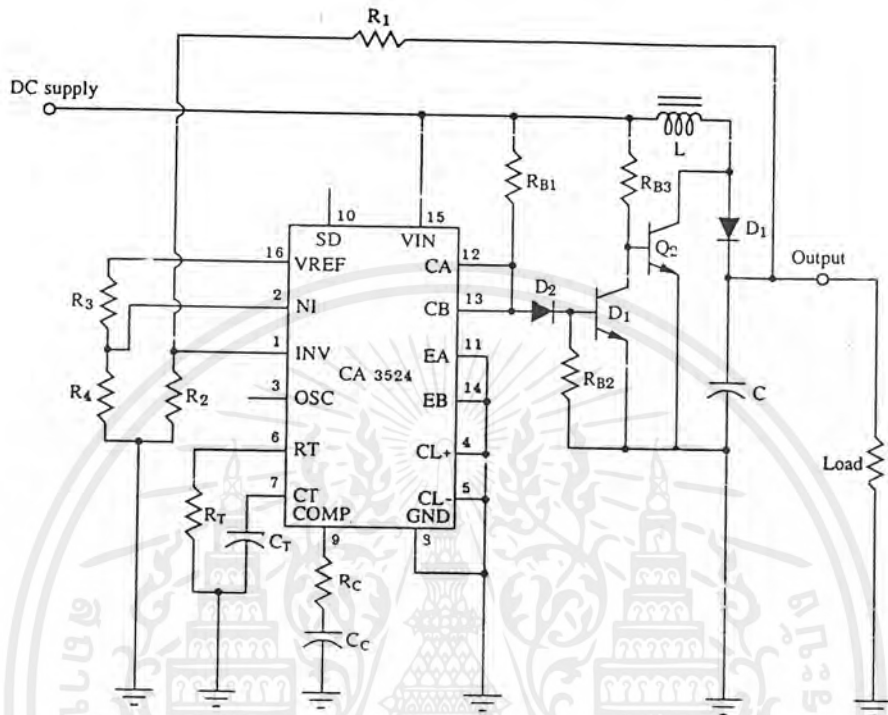


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควรนำไปสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งาน CA3524 ในงานเรกกูเลเตอร์แบบ STEP-UP



รูปที่ แสดงการใช้ CA3524 ในงาน STEP-UP

ร่วมกับทรานซิสเตอร์ภายนอกเพื่อจ่ายกระแสได้สูงขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จำนวน 2 ตัว โดยทรานซิสเตอร์ Q_1 เป็นตัวกลับสัญญาณ โดยมีตัวต้านทาน R_{B1} และ R_{B2} เป็นตัวต้านทานไบอัส ซึ่งมีไดโอด D_2 คั่นกลางอยู่ ทรานซิสเตอร์ Q_2 เป็นทรานซิสเตอร์สวิทช์ โดยมีตัวต้านทาน R_{B3} เป็นตัวต้านทานไบอัส ส่วนทรานซิสเตอร์ภายในจะต่อในลักษณะขนานกันโดยขาคอลเลกเตอร์ทั้งสองต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ โดยผ่านทางตัวต้านทาน R_{B1} และขาอิมิตเตอร์ทั้งสองต่อลงกราวด์

ในการออกแบบตัวต้านทานเหล่านี้ ขั้นแรกจะพิจารณาตัวต้านทาน R_{B3} ก่อน ซึ่งตัวต้านทานนี้ จะเป็นตัวจำกัดกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 ให้มีขนาดเพียงพอให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 อิ่มตัว เมื่อปีดวงจรมำกระแส

ถ้า I_{C2max} คือ กระแสคอลเลกเตอร์สูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ I_{C2max} และ β_{2min} คือ อัตราการขยายค่าสุดของทรานซิสเตอร์ Q_2 ดังนั้นกระแสค่าสุดที่ไหลผ่านตัวต้านทานไบอัส RB3 หาได้จาก

$$I_{RB3} = I_{B2min} = I_{C2max} / \beta_{2min}$$

กระแสนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวอย่างแน่นอน เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_2 ปิดวงจรแรงดันตกคร่อม R_{B3} เท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่ายหักล้างกับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (ประมาณ 0.7 V)

$$V_{RB3} = V_{DCsupply} - V_{BE2}$$

คำนวณค่าตัวต้านทาน RB3 จากกฎของโอห์ม

$$R_{B3} = (V_{DCsupply} - V_{BE2}) * (\beta_{2min} / I_{C2max})$$

สมการนี้จะได้ค่าของตัวต้านทาน R_{B3} สูงสุด แต่ในทางปฏิบัติควรเลือกค่าของตัวต้านทานนี้ต่ำกว่าค่าที่คำนวณได้ เพื่อให้แน่ใจว่ามีกระแสไหลผ่านเพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวเต็มที่

ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการพิจารณาที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งทรานซิสเตอร์สวิตซ์ Q_2 จะปิดวงจรก็ต่อเมื่อทรานซิสเตอร์ภายใน CA3524 ปิดวงจร โดยที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำให้การทำงานของทรานซิสเตอร์ภายในกับทรานซิสเตอร์ภายนอก Q_2 ทำงานตรงข้ามกัน

ทรานซิสเตอร์กลับสัญญาณ Q_1 ถูกไบอัสด้วยตัวต้านทาน R_{B1} และ R_{B2} โดยตัวต้านทาน R_{B2} ต่อระหว่างขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 กับกราวด์ เพื่อเป็นทางผ่านของประจุสะสมให้ไหลผ่านลงกราวด์ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 ปิดวงจร

เลือกค่า R_{B2} เท่ากับ

$$R_{B2} = 1k\Omega$$

ตัวต้านทาน R_{B1} ทำหน้าที่จำกัดกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 ให้มีขนาดเพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 อิ่มตัว กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 จะเท่ากับกระแสเบสของ Q_2 ถ้า β_{1min} คือ อัตราการขยายค่าสุดของทรานซิสเตอร์ Q_1 ดังนั้น

$$I_{B1min} = I_{Cmax} / \beta_{1min} = I_{C2max} / \beta_{1min}\beta_{2min}$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{B1} คือ กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ I_{B1min} ร่วมกับกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{B2} โดย R_{B2} ต่ออยู่ระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งมีแรงดัน V_{BE1} ประมาณ 0.7 โวลต์ ตกคร่อมอยู่ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{B1} หาได้จากกฎของโอห์ม

$$I_{B2} = V_{BE1} / R_{B2}$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{B1} คือ

$$I_{B1} = I_{BQ1} + I_{B2}$$

$$I_{B1} = (I_{c2max} / \beta_{1min} \beta_{2min}) + (V_{BE1} / R_{B2})$$

แรงดันตกคร่อม R_{B1} เท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายหักล้างกับแรงดันตกคร่อมไดโอด และแรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของ Q_1

$$V_{RB1} = V_{DC\ supply} - V_D - V_{BE}$$

หาค่า R_{B1} จากกฎของโอห์ม

$$R_{B1} = (V_{RB1} / I_{B1})$$

ค่า R_{B1} เป็นค่าสูงสุดในทางปฏิบัติแล้ว จะเลือกค่าที่ทำงานต่ำกว่าค่าที่คำนวณได้เล็กน้อย แต่อย่างไรก็ต้องคำนึงถึงการจำกัดกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ภายใน CA3524 ไม่ให้เกิน 100mA จึงจะถือว่าปลอดภัย

สำหรับไดโอด D_2 ใส่ไว้เพื่อให้แน่ใจว่าทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเปิดวงจรแน่นอน เมื่อทรานซิสเตอร์ภายใน CA3524 ปิดวงจรนำกระแส เนื่องจากทรานซิสเตอร์ภายใน CA3524 นั้นมีค่า V_{sat} มีค่าเกินกว่า 0.7 V เมื่อใดก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแสได้ เมื่อเป็นเช่นนั้นทรานซิสเตอร์ Q_1 จึงนำกระแสตลอดเวลาไม่ว่าทรานซิสเตอร์ภายในจะเปิดหรือปิดวงจร ดังนั้นการเพิ่มไดโอด D_2 จึงเป็นการแก้ปัญหา เพราะ V_{sat} ของทรานซิสเตอร์ (1V) ไม่มีโอกาสสูงเกินกว่า 1.4 V (ที่เกิดจากแรงดัน $V_{D2} + V_{BE1} = 0.7 + 0.7 = 1.4$ V) อย่างแน่นอนทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 สามารถเปิดวงจร เมื่อทรานซิสเตอร์ภายใน CA3524 ปิดวงจรได้

ทรานซิสเตอร์ Q_2 ควรเป็นทรานซิสเตอร์กำลัง เพราะต้องเป็นตัวขับกระแสโหลดอย่างเต็มที่ ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_1 ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเล็กกว่า เนื่องจากใช้ขั้วกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 เท่านั้น

CA1524, CA2524, CA3524

Digital Readout Scale

The CA1524 can be used as the driving source for an electronic scale application. The circuit shown in Figs. 27 and 28 uses half (Q2) of the CA1524 output in a low-voltage switching regulator (2.2 V) application to drive the LED's displaying the weight. The remaining output stage (Q1) is used as a driver for the sampling plates PL1 and PL2. Since the CA1524 contains a 5-volt internal regulator and a wide operating range of 8 to 40 volts, a single 9-volt battery can power the total system. The two plates, PL1 and PL2, are driven with opposite phase signals (frequency held constant but duty cycle may change) from the pulse-width modulator IC (CA1524). The sensor, S, is located between the two plates. Plates PL1, S and PL2 form an effective capacitance

bridge-type divider network. As plate S is moved according to the object's weight, a change in capacitance is noted between PL1, S and PL2. This change is reflected as a voltage to the ac amplifier (CA3160). At the null position the signals from PL1 and PL2 as detected by S are equal in amplitude, but opposite in phase. As S is driven by the scale mechanism down toward PL2, the signal at S becomes greater. The CA3160 ac amplifier provides a buffer for the small signal change noted at S. The output of the CA3160 is converted to a dc voltage by a peak-to-peak detector. A peak-to-peak detector is needed, since the duty cycle of the sampled waveform is subject to change. The detector output is filtered further and displayed indicating the weight on the scale.

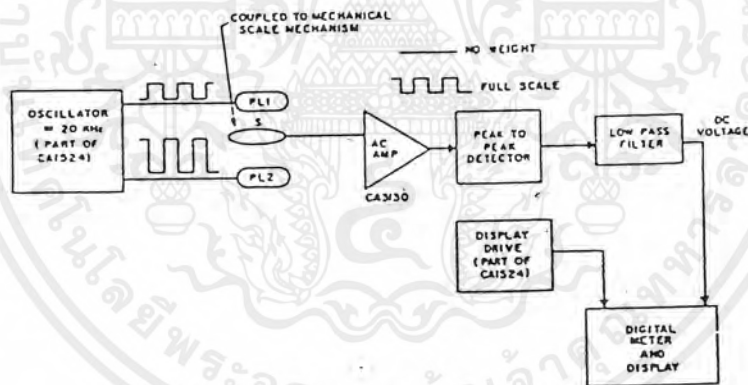


Fig. 27 - Basic digital readout scale.

92CM-3324E

CA1524, CA2524, CA3524

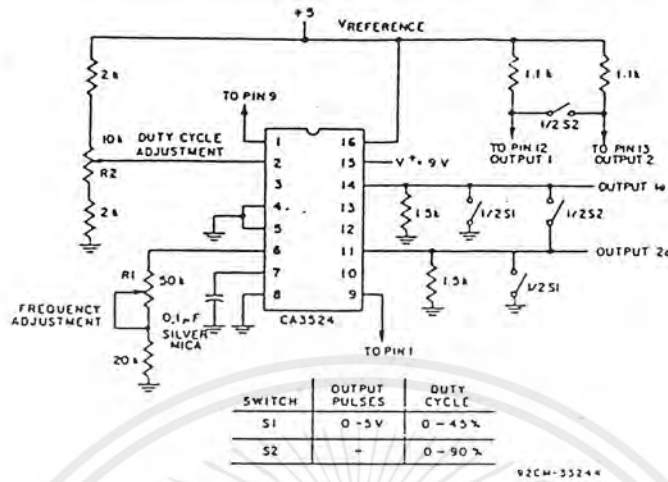


Fig. 25 - Low-frequency pulse generator.

Variable Switcher

circuit diagram of the CA1524, used as a variable-output-voltage power supply is shown in Fig. 26. By rectifying the two output transistors in parallel, the duty cycle is doubled, i.e., 0-90%.

As the reference voltage level is varied, the feedback voltage will track that level and cause the output voltage to change according to the change in reference voltage.

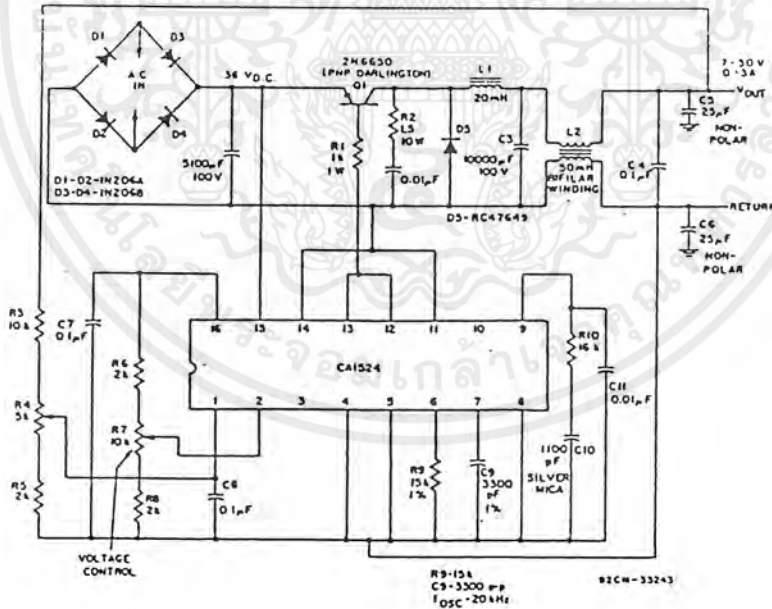


Fig. 26 - The CA1524 used as a 0-5 A, 7-30 V laboratory supply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

Flyback Converter

Fig. 23 shows a flyback converter circuit for generating a dual 15-volt output at 20 mA from a 5-volt regulated line. Reference voltage is provided by the input and the internal reference generator is unused. Current limiting in this circuit is accomplished by sensing current in the primary line and resetting the soft-start circuit.

Push-Pull Converter

The output stages of the CA1524 provide the drive for transistors Q1 and Q2 in the push-pull application of Fig. 24. Since the internal flip-flop divides the oscillator frequency by two, the oscillator must be set at twice the output frequency. Current limiting for this circuit is done in the primary of transformer T1 so that the pulse width will be reduced if transformer saturation should occur.

Low-Frequency Pulse Generator

Fig. 25 shows the CA1524 being used as a low-frequency pulse generator. Since all components (error amplifier, oscillator, oscillator reference regulator, output transistor drivers) are on the IC, a regulated 5-V (or 2.5-V) pulse of 0%-45% (or 0%-90%) on time is possible over a frequency range of 150 to 500 Hz. Switch S1 is used to go from a 5-V output pulse (S1 closed) to a 2.5-V output pulse (S1 open) with a duty cycle range of 0% to 45%. The output frequency will be roughly half of the oscillator frequency when the output transistors are not connected in parallel (75 Hz to 250 Hz, respectively). Switch S2 will allow both output stages to be paralleled for an effective duty cycle of 0%-90% with the output frequency range from 150 to 500 Hz. The frequency is adjusted by R1; R2 controls duty cycle.

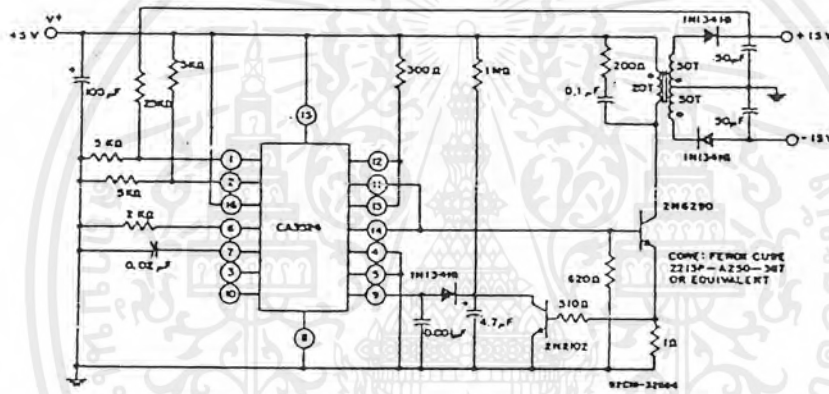


Fig. 23 - Flyback converter circuit.

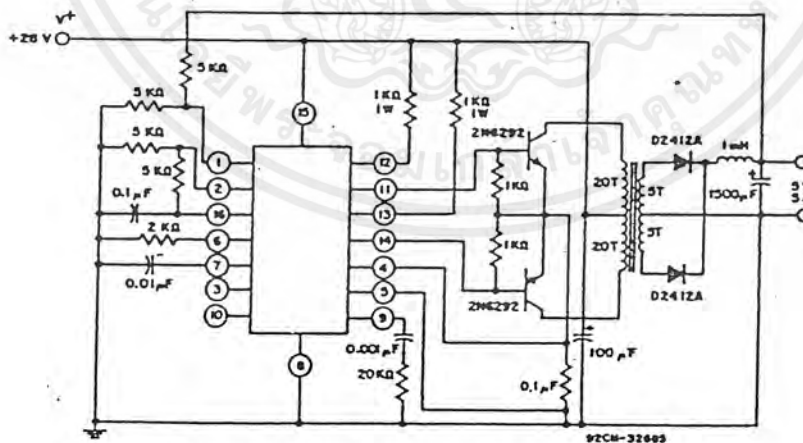


Fig. 24 - Push-pull transformer-coupled converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

APPLICATIONS*

capacitor-diode output filter is used in Fig. 22 to convert 15 V dc to -5 V dc at output currents up to 50 mA. Since the output transistors have built-in current limiting, no additional current limiting is needed. Table I gives the required minimum input voltage and feedback resistor values, R2, for a given output voltage.

Capacitor-Diode Output Circuit

A capacitor-diode output filter is used in Fig. 21 to convert 15 V dc to -5 V dc at output currents up to 50 mA. Since the output transistors have built-in current limiting, no additional current limiting is needed. Table I gives the required minimum input voltage and feedback resistor values, R2, for

an output voltage range of -0.5 V to -20 V with an output current of 40 mA.

Single-Ended Switching Regulator

The CA1524 in the circuit of Fig. 22 has both output stages connected in parallel to produce an effective 0-90% duty cycle. Transistor Q1 is pulsed on and off by these output stages. Regulation is achieved from the feedback provided by R1 and R2 to the error amplifier which adjusts the on-time of the output transistors according to the load current being drawn. Various output voltages can be obtained by adjusting R1 and R2. The use of an output inductor requires an R-C phase compensation network to stabilize the system. Current limiting is set at 1.9 amperes by the sense resistor R3.

For additional information on the application of this device and a further explanation of the circuits below, see RCA Application Note AN-6915 "Application of the CA1524 series PWM IC".

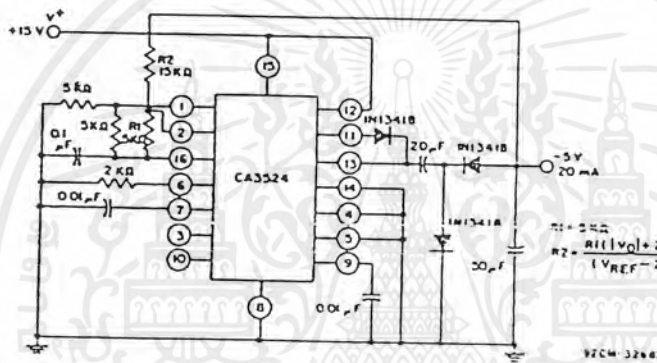


Fig. 21 - Capacitor-diode output circuit.

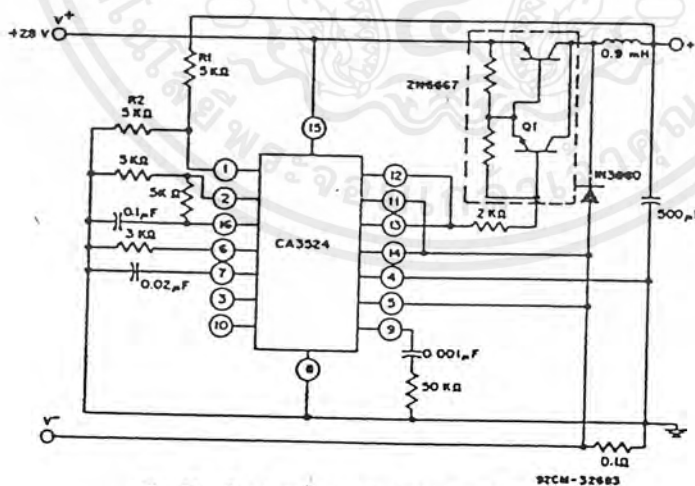


Fig. 22 - Single-ended LC switching regulator circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

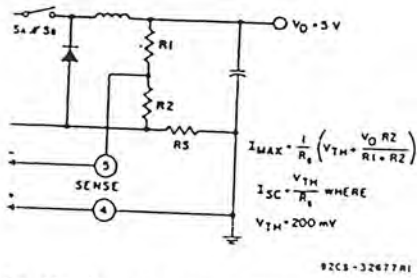


Fig. 17 - Foldback current-limiting circuit used to reduce power dissipation under shorted output conditions.

Table I - Input vs. Output voltage, and Feedback Resistor Values for $I_L = 40\text{ mA}$ (For capacitor-diode output circuit in Fig. 21)

V_O (V)	R_2 (K Ω)	V^+ (Min.) (V)
-0.5	6	8
-2.5	10	9
-3	11	10
-4	13	11
-5	15	12
-6	17	13
-7	19	14
-8	21	15
-9	23	16
-10	25	17
-11	27	18
-12	29	19
-13	31	20
-14	33	21
-15	35	22
-16	37	23
-17	39	24
-18	41	25
-19	43	26
-20	45	27

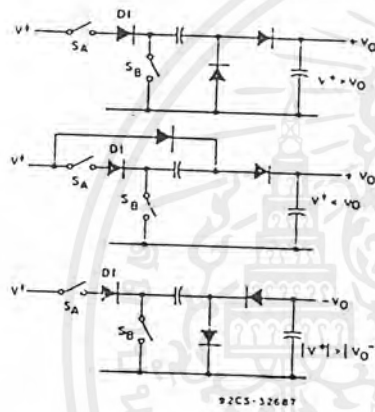


Fig. 18 - Capacitor-diode coupled voltage multiplier output stages. (Note: Diode D1 is necessary to prevent reverse emitter-base breakdown of transistor switch SA).

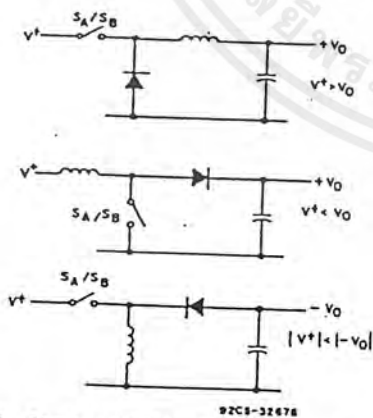


Fig. 19 - Single-ended inductor circuits where the two outputs of the 1524 are connected in parallel.

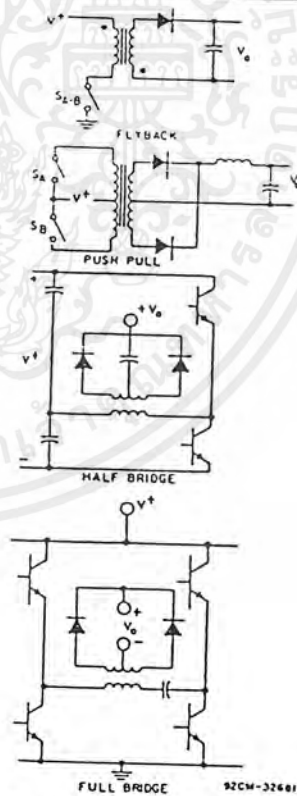


Fig. 20 - Transformer-coupled outputs.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

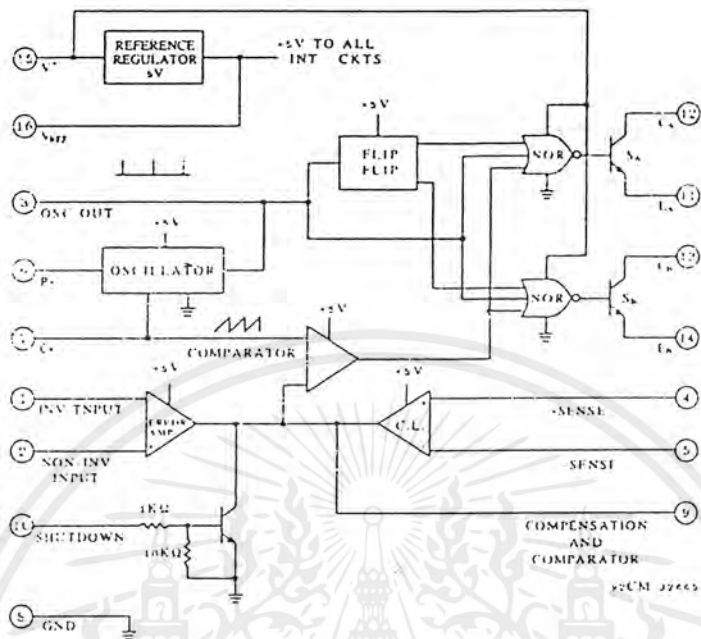


Fig. 1 - Functional block diagram of CA1524 series.

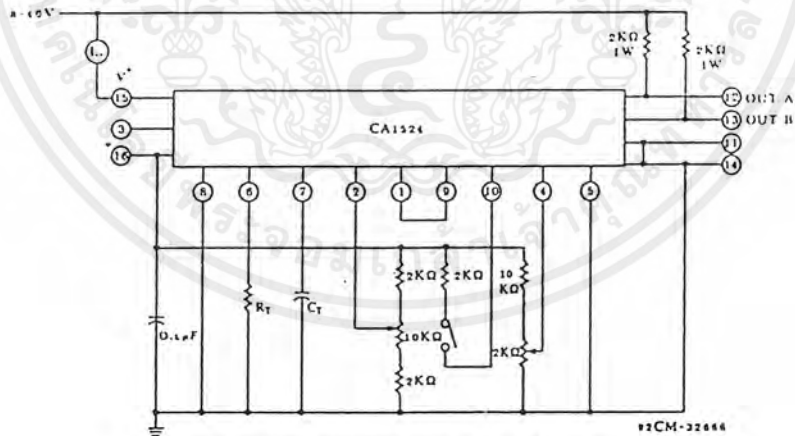


Fig. 2 - Open loop test circuit for CA1524 series.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		CA1524, CA2524			CA3524			
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Open Loop Voltage Gain		72	80	-	60	80	-	dB
Common Mode Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.8	-	3.4	1.8	-	3.4	V
Common Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	70	-	-	70	-	dB
Small Signal Bandwidth	$A_V = 0\text{ dB}, T_A = 25^\circ\text{C}$	-	3	-	-	3	-	MHz
Output Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5	-	3.8	0.5	-	3.8	V
Amplifier Pole		-	250	-	-	250	-	Hz
Pin 9 Shutdown Current	External Sink	-	260	-	-	200	-	μA
Comparator Section :								
Duty Cycle	% Each Output On	0	-	45	0	-	45	%
Input Threshold	Zero Duty Cycle	-	1	-	-	1	-	V
Input Threshold	Max. Duty Cycle	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Input Bias Current		-	1	-	-	1	-	μA
Current Limiting Section:								
Sense Voltage For 25% Output	Terminal 9 = 2 V with Error Amplifier Set for Max Out, $T_A = 25^\circ\text{C}$	190	200	210	160	200	220	mV
Duty Cycle								
Sense Voltage T.C.		-1	-	+1	-1	-	+1	V
Rolloff Pole of R51 C3 + Q84		-	300	-	-	300	-	Hz

High
 * Ramp voltage at Pin 7 $\frac{V}{t}$ where $t = t_{\text{osc}}$ period in microseconds.
 $t = R_T C_T$ with C_T in microfarads and R_T in ohms.
 Output frequency at each output transistor is half OSC frequency when each output is used separately and is equal to the OSC frequency when each output is connected in parallel.

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		CA1524, CA2524			CA3524			
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Output Section: (Each Output)								
Collector-Emitter Voltage		40	-	-	40	-	-	V
Collector Leakage Current	$V_{CE} = 40\text{ V}$	-	0.1	50	-	0.1	50	μA
Saturation Voltage	$V_s = 40\text{ V}, I_C = 50\text{ mA}$	-	0.8	2	-	0.8	2	V
Emitter Output Voltage	$V_s = 20\text{ V}$	17	18	-	17	18	-	V
Rise Time	$R_C = 2\text{ K}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.2	-	-	0.2	-	μs
Fall Time	$R_C = 2\text{ K}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.1	-	-	0.1	-	μs
Total Standby Current: I_s	$V_s = 40\text{ V}$	-	4	10	-	4	10	mA

* Excluding oscillator charging current, error and current limit dividers, and with outputs open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = 55$ to $+125^\circ\text{C}$ for CA1524,
 0 to $+70^\circ\text{C}$ for the CA2524 and CA3524; $V_s = 20$ kHz, unless otherwise stated.

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		CA1524, CA2524			CA3524			
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Section:								
Output Voltage		4.8	5	5.2	4.6	5	5.4	V
Line Regulation	$V_s = 8$ to 40 V	-	10	20	-	10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20 mA	-	20	50	-	20	50	mV
Ripple Rejection	$f = 120$ Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	66	-	-	66	-	dB
Short Circuit Current Limit	$V_{REF} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	100	-	-	100	-	mA
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range	-	0.3	1	-	0.3	1	%
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	20	-	-	20	-	mV/kyr
Oscillator Section:								
Maximum Frequency	$C_T = 0.001$ μF , $R_T = 2$ K Ω	-	300	-	-	300	-	kHz
Initial Accuracy	R_T and C_T constant	-	5	-	-	5	-	%
Voltage Stability	$V_s = 8$ to 40 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	-	1	-	-	1	%
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range	-	-	2	-	-	2	%
Output Amplitude	Terminal 3, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Output Pulse Width (Pin 3)	$C_T = 0.01$ μF , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.5	-	-	0.5	-	μs
Ramp Voltage Low	Pin7	-	0.6	-	-	0.6	-	V
Ramp Voltage High	Pin7	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Capacitor Charging Current	Pin7	0.30	-	2	0.03	-	2	mA
Current Range	$(5-2 V_{BE})/RT$							
Timing Resistance Range	Pin 6	1.8	-	120	1.8	-	120	K Ω
Charging Capacitor Range	Pin7	0.001	-	0.1	0.001	-	0.1	μF
Dead Time Expansion Capacitor on Pin3 (when a small osc. cap is used)	Pin 3	100	-	1000	100	-	1000	pF
Error Amplifier Section:								
Input offset Voltage	$V_{CM} = 2.5$ V	-	0.5	5	-	2	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5$ V	-	1	10	-	1	10	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524
Regulating Pulse Width Modulator

Features:

- Complete PWM power control circuitry
- Separate outputs for single-ended or push-pull operation
- Line and load regulation of 0.2% typ.
- Internal reference supply with 1% max. oscillator and reference voltage variation over full temperature range
- Standby current of less than 10 mA
- Frequency of operation beyond 100 kHz
- Variable-output dead time of 0.5 to 5µs
- Low $V_{CE(sat)}$ over the temperature range

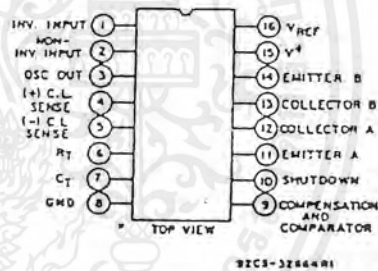
The RCA-CA1524, CA2524, and CA3524 are silicon monolithic integrated circuits designed to provide all the control circuitry for use in a broad range of switching regulator circuits. The CA1524, CA2524, and CA3524 have all the features of the industry types SG1524, SG2524, and SG3524, respectively. A block diagram of the CA1524 series is shown in Fig. 1. The circuit includes a zener voltage reference, transconductance error amplifier, precision R-C oscillator, pulse-width modulator, pulse-steering flip-flop, dual alternating output switches, and current-limiting and shutdown circuitry. This device can be used for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-deconverters, transformerless voltage doublers, dc-ac power inverters, highly efficient variable power supplies, and polarity converters, as well as other power-control applications.

The CA1524 is specified for the military temperature range of -55°C to +125°C

The CA2524 and CA3524 are specified for the commercial temperature range of 0° (C to 70°)C. All types operate over a supply voltage range of 8 to 40 V, have a rated operating temperature range of -55° C to + 125° C, and are supplied in 16-lead, dual-in-line plastic packages (E suffix, and dual-in-line frit-seal hermetic packages (F suffix). The CA3524 is available in chip form (H suffix).

Application

- Positive and negative regulated supplies
- Dual-output regulators
- Flyback converters
- DC-DC transformer-coupled regulating converters
- Single-ended DC-DC converters
- Variable power supplies



TERMINAL ASSIGNMENT

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

INPUT VOLTAGE (BETWEEN V_{IN} AND GROUND TERMINALS)	40V
OPERATING VOLTAGE RANGE (V_{IN} TO GROUND)	8 to 40V
OUTPUT CURRENT EACH OUTPUT : (TERMINALS 11, 12 or 13, 14)	100 mA
OUTPUT CURRENT (REFERENCE REGULATOR)	50 mA
OSCILLATOR CHARGING CURRENT	5 mA
DEVICE DISSIPATION:	
Up to $T_A = 25^\circ C$	1W
Above $T_A = 25^\circ C$	Derate linearly 8 mW/°C
OPERATING TEMPERATURE RANGE	- 55 to + 125° C
STORAGE TEMPERATURE RANGE	-65 to + 150° C

รูปที่ 7.3 DATA SHEET ของ CA 1524, CA 2524, CA 3524

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

NPN PHOTOTRANSISTORS AND PN INFRARED EMITTING DIODES

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

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

***MAXIMUM RATINGS (1 A 25°C unless otherwise noted)**

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

INFRARED-EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS

Reverse Voltage	V_R	30	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 μ s, 2.0% Duty Cycle	I_F	30	Amp
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Transistor Derate above 25°C	P_D	150	mW
		2.0	mW/°C

PHOTOTRANSISTOR MAXIMUM RATINGS

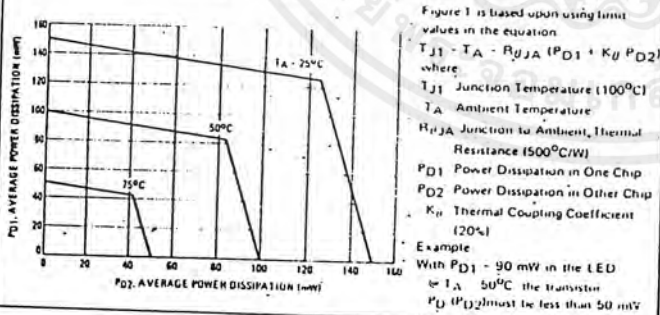
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7.0	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	70	Volts
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Diode Derate above 25°C	P_D	150	mW
		2.0	mW/°C

TOTAL DEVICE RATINGS

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

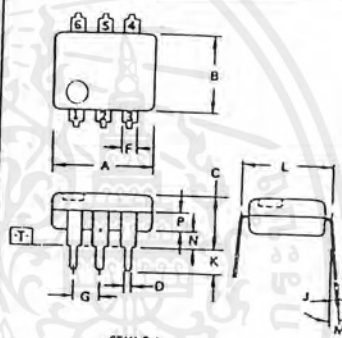
*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 — MAXIMUM POWER DISSIPATION



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

**OPTO
COUPLER/ISOLATOR
TRANSISTOR OUTPUT**



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

NOTES

1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS
2. [T] IS SEATING PLANE
3. POSITIONAL TOLERANCES FOR LEADS $\left(\frac{\phi}{\phi}\right) 0.13 (0.005) \text{ T } \left(\frac{A}{A}\right) \left(\frac{B}{B}\right)$
4. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL
5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.13	8.89	0.320	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.92	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.54	3.81	0.100	0.150
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.38	2.54	0.015	0.100
P	1.27	2.03	0.050	0.080

CASE 730A-01



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกมัดให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

LED CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Reverse Leakage Current (V _R = 3.0 V, R _L = 1.0 M ohms)	I _R	-	0.005	100	μA
*Forward Voltage (I _F = 10 mA)	V _F	-	1.2	1.5	Volts
Capacitance (V _R = 0 V, f = 1.0 MHz)	C _i	-	40	-	pF

PHOTOTRANSISTOR CHARACTERISTICS (T_A = 25°C and I_F = 0 unless otherwise noted)

*Collector-Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, Base Open)	I _{CEO}	-	3.5	50	nA
*Collector-Base Dark Current (V _{CB} = 10 V, Emitter Open)	I _{CBO}	-	-	20	nA
*Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	70	-	-	Volts
*Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	30	-	-	Volts
*Emitter-Collector Breakdown Voltage (I _E = 100 μA, I _B = 0)	V _{(BR)ECO}	7.0	8.0	-	Volts
DC Current Gain (V _{CE} = 5.0 V, I _C = 500 μA)	h _{FE}	-	325	-	-

COUPLED CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

*Collector Output Current (1) (V _{CE} = 10 V, I _F = 10 mA, I _B = 0)	I _C	2.0 1.0	5.0 2.0	-	mA
Isolation Surge Voltage (2, 5) (60 Hz Peak ac, 5 Seconds) (60 Hz Peak)	V _{ISO}	7500 2500 1500 500 1775	-	-	Volts
Isolation Resistance (2) (V = 500 V)	-	-	10 ¹¹	-	Ohms
*Collector-Emitter Saturation (I _C = 2.0 mA, I _F = 50 mA)	V _{CE(sat)}	-	0.2	0.5	Volts
Isolation Capacitance (2) (V = 0, f = 1.0 MHz)	-	-	0.5	-	pF
Bandwidth (4) (I _C = 2.0 mA, R _L = 100 ohms, Figure 11 (2))	-	-	300	-	kHz

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time (I _C = 10 mA, V _{CC} = 10 V)	t _d	0.07 0.10	-	-	μs
Rise Time (Figures 6 and 8)	t _r	0.8 2.0	-	-	μs
Storage Time (I _C = 10 mA, V _{CC} = 10 V)	t _s	4.0 2.0	-	-	μs
Fall Time (Figures 7 and 8)	t _f	8.0 8.0	-	-	μs

* Indicates JEDEC Registered Data

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle < 2.0%

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

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

(4) I_F adjusted to yield I_C = 2.0 mA and i_c = 2.0 mA p-p at 10 kHz.

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

DC CURRENT TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 2 - 4N25, A, 4N26

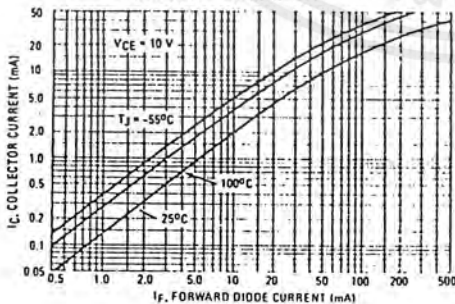
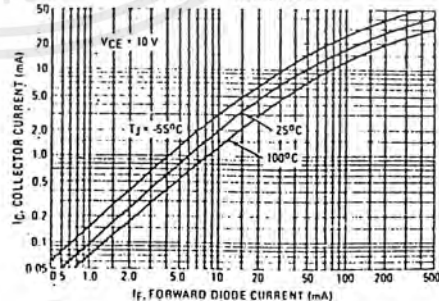


FIGURE 3 - 4N27, 4N28



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

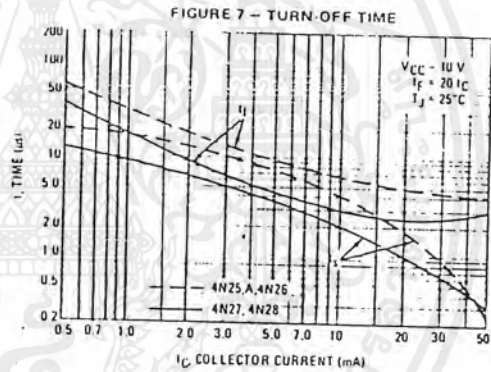
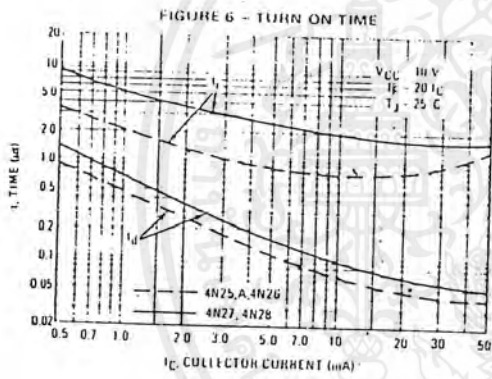
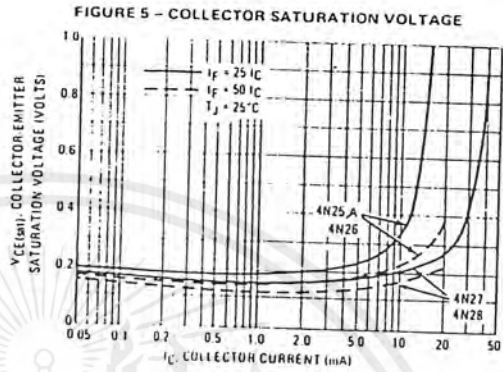
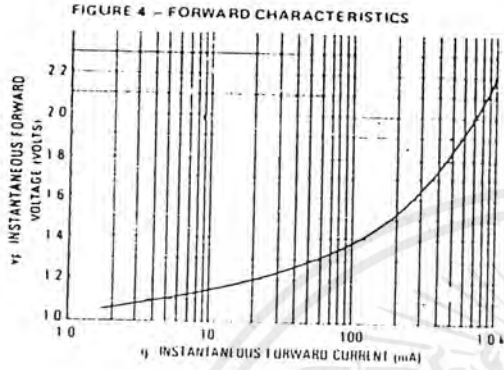


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

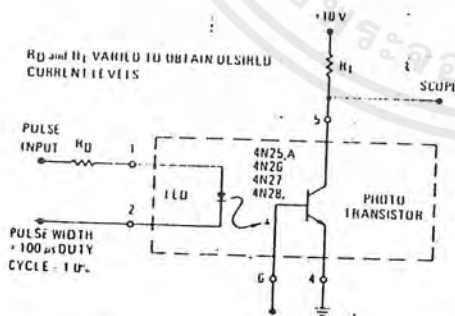
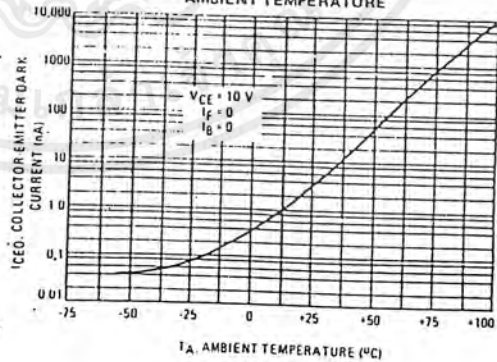


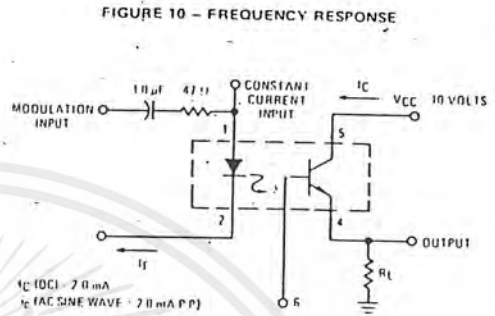
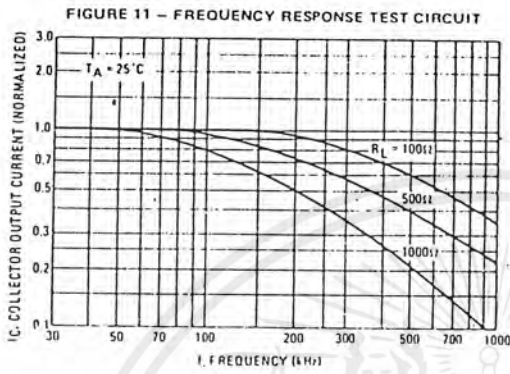
FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE



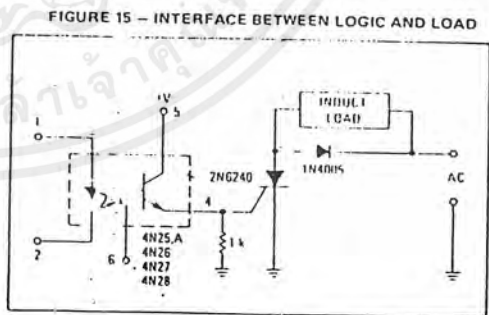
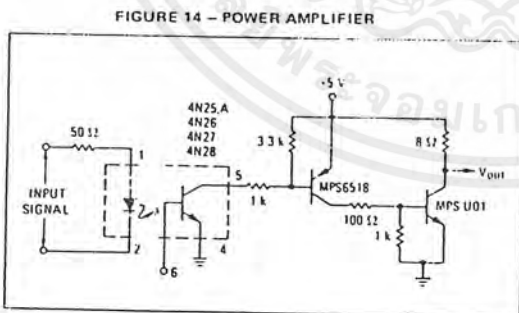
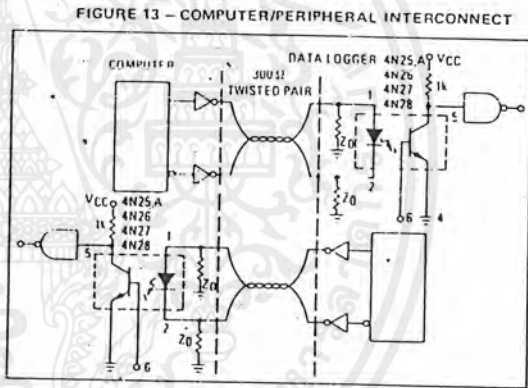
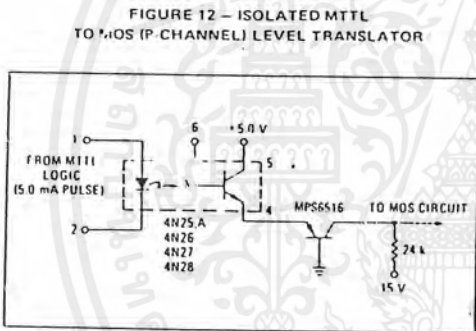
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

3



TYPICAL APPLICATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 4 - FORWARD CHARACTERISTICS

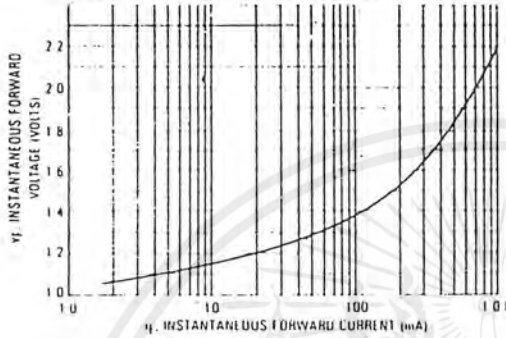


FIGURE 5 - COLLECTOR SATURATION VOLTAGE

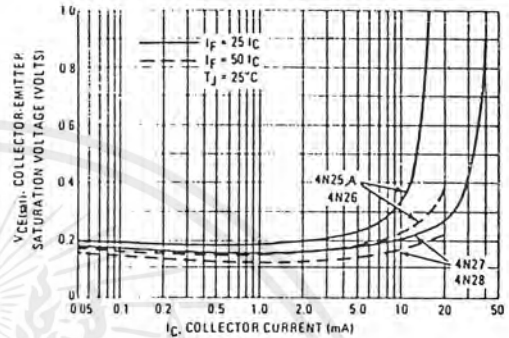


FIGURE 6 - TURN ON TIME

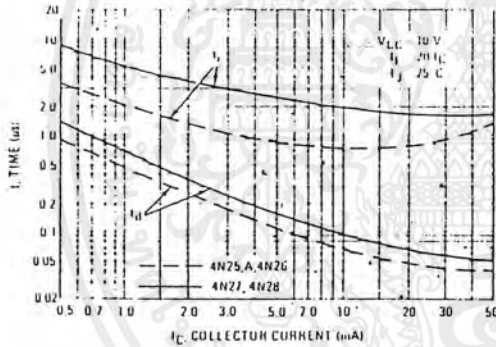


FIGURE 7 - TURN-OFF TIME

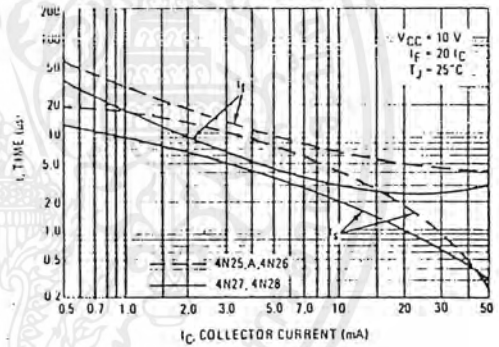


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

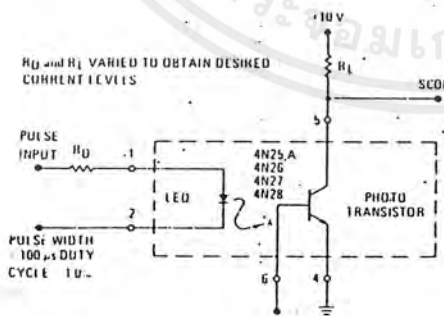
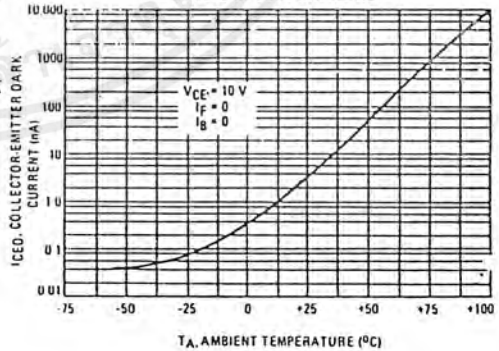


FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. R.J. HAVER “ SWITCHED MODE POWER SUPPLY ” SECOUND EDITION ,
MOTORORA NEW YOURK 1974
2. MOTORORA “ LINEAR SWITCH MODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK ”
FOURTH EDITION
3. อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน ของ ดร.มงคล เคชนครินทร์ และ ดร.ชาติรี ศรีไพพรรณ คณะวิศวะ
กรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
4. เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ของ สุวัฒน์ คั่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้