

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเล็กแบบสวิตชิ่ง

โดย.

นาย ธนวรรธน์ เตชะกัศนสุนทร รหัส 33504010

นาย เสถียร อุดมวินิจศิลป์ รหัส 33504043

ร/พ.
ว 15498
2536

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

612554923

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2536

Miniature Switching Power Supply

Mr. Tanawat Techatasnasoontorn

Mr. Sathien Udomwinijsil

A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirement for the Degree of Bachelor of Science

Department of Applied Physics

Faculty of Science

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

1993

หัวข้อโครงการพิเศษ แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเล็กแบบสวิตชิ่ง

โดย นาย ธนวรรณ เตชะทัศนสุนทร

นาย เสถียร อุดมวินิจศิลป์

ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ วิจิต ศิริโชติ

ปีการศึกษา 2536

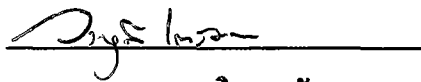
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นับโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต



หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

(ผศ. ประชา เทียนสมประสงค์)

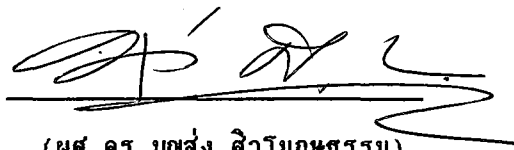
คณะกรรมการสอบโครงการพิเศษ


(ผศ. ดร. วรารุณี เภาลัดดา)

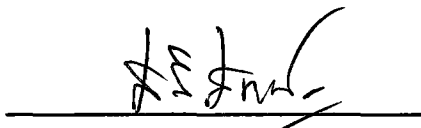
ประธานกรรมการ

(อ. วิจิต ศิริโชติ)

กรรมการ


(ผศ. ดร. บุญส่ง ศิวโมกษธรรม)

กรรมการ


(ผศ. ศิริศักดิ์ เศรษฐวิกุล)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อโครงการพิเศษ	แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเล็กแบบสวิตชิ่ง
นักศึกษา	นาย ธนวรรณ เตชะทัศนสุนทร นาย เสกษร อุดมวินิจศิลป์
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ วิชิต ศิริโชคติ
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์
ปีการศึกษา	2536

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟตรงชนิดสวิตชิ่งขนาดเล็ก โดยใช้หลักการของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้เนื้อที่น้อยกว่าชนิดอื่น ได้ออกแบบให้เอาพุทสามารถจ่ายแรงดันไฟตรงได้ +12 โวลต์ กระแส 500 มิลลิแอมป์ สามารถจ่ายกำลังขาออกได้ 6 วัตต์ ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยใช้อินทิเกรเตอร์ UC3842 ทำงานในโหมดกระแส ที่ความถี่สวิตชิ่ง 40 กิโลเฮิรตซ์ มีหม้อแปลงสวิตชิ่งที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์ ขนาด 2E6 ได้ทำการทดสอบแหล่งจ่ายไฟตรงที่สร้างขึ้นพบว่ามีค่า Load Regulation: 1.5%, Line Regulation: 0.25 %, Efficiency: 80%, แรงดันกระแสเพิ่มขาออกไม่เกิน 120 mVp-p และ กำลังขาออกต่อปริมาตร: 1 Watt/inch³

v

Special Project Title Miniature Switching Power Supply
Name Mr.Tanawat Techatasnasoontorn
 Mr.Sathien Udomvinidsin
Special Project Advisor Mr.Wichit Sirichote
Department Applied Physics
Academic Year 1993

Abstract

This special project concerns the development of a miniature switching power supply using principle of Flyback converter suitable for low power converter and small size. The power supply provides a DC output voltage of +12 Volt. 500 mA.(6 Watt.). This convertor is controlled by UC3842 current mode PWM converter operated at 40 kHz. The power switching transformer is a ferrite core type 2E6. The converter has been tested, the result are as following: load regulation=1.5% , line regulation=0.25% , Efficiency=80% , output ripple voltage=120 mVp-p , power density=1 Watt/inch³.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษฉบับนี้จะไม่สามารถสำเร็จตามวัตถุประสงค์ของโครงการพิเศษนี้ได้ ถ้าไม่ได้รับความช่วยเหลือและสนับสนุนเป็นอย่างดี จึงขอโอกาสนี้ขอบคุณ

- ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ แห่งสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า-
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- อาจารย์วิชิต ศิริโชติ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ช่วยชี้แนะและให้ความรู้โครงการทั้งหมด
- อาจารย์อนุชิต จารุนาววัฒน์ ที่ให้คำปรึกษาในส่วนวงจร
- อาจารย์อนุพงษ์ สรงประภา ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับอุปกรณ์ความถี่สูง
- บริษัท เควี อิเลคทริคซัพพลาย จำกัด ที่เอื้อเพื่อการพิมพ์หม้อแปลง
- และ ทุกคนที่คอยให้กำลังใจในการทำงาน

ขอยกประโยชน์และคุณความดีที่ได้จากโครงการพิเศษนี้แต่บิดาและมารดา แต่หากมีข้อบกพร่องและคำติประการใดก็ขอรับไว้แต่ผู้เดียว

คณะผู้จัดทำโครงการ

ปีการศึกษา 2536

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 แสดงเปรียบเทียบระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์กับแบบสวิตชิ่ง	2
ตารางที่ 1.2 แสดงข้อกำหนดคุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง	3
ตารางที่ 2.1 แสดงมาตรฐาน AWG ของลวดทองแดงอาบน้ำยา	35

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	5
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจับวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1	5
รูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุทของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	6
รูปที่ 2.4 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ที่ได้ ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแส R_u ค่าต่างๆ	7
รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการชาร์จและคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ในวงจรเรกติไฟเออร์	8
รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI	10
รูปที่ 2.7 แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของ กระแสประสิทธิผล I_u ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้ คอนเวอเตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ R_{us} ต่างกัน	11
รูปที่ 2.8 แสดงคอนเวอเตอร์ชนิดต่างๆ ที่เป็นที่รู้จักดี	13
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอเตอร์	16
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของกระแสที่ชดไพรมารี และ กระแสที่ชดเซคันดารีขณะที่วงจรทำงาน	18
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะ ทำงานของฟลายแบค	19
รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะของกระแสเมื่อคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมดกระแส ต่อเนื่อง	20
รูปที่ 2.13 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_u เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ยังคงการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่เวลา $t = t_{onmax}$	21
รูปที่ 2.14 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง (ก) และ การพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น (ข)	25
รูปที่ 2.15 แสดงตัวอย่างขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นของแกนเฟอร์ไรต์ แบบ EE และ EC	26

รูปที่ 2.16	แสดงตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD	28
รูปที่ 2.17	แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็น เนื้อสารชนิด 3C8(ก)และ 3C6(ข)	29
รูปที่ 2.18	แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร ของกราฟชีกบนและชีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้มาแต่ชีกบนเท่านั้น	30
รูปที่ 2.19	แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8(ก) และ 3C6A(ข)	30
รูปที่ 2.20	แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น l_m ที่แกนกลาง(ก) และการคั่น ช่องอากาศระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์(ข)	33
รูปที่ 2.21	แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	34
รูปที่ 2.22	แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับ ไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิว ของลวดทองแดง	36
รูปที่ 2.23	แสดงระยะที่ถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส คือระยะที่ค่าความหนาแน่นกระแส มีค่าลดลงเหลือเพียง 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด	36
รูปที่ 2.24	แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทาน ที่กระแสตรง (F_R) ของลวดทองแดงต่อความถี่ ที่ลวดขนาดต่างๆ	38
รูปที่ 2.25	แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง	39
รูปที่ 2.26	แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะ ที่สิ้นสุดของขดลวดทองแดง	40
รูปที่ 2.27	แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวน เกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและล่างของลวด ทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิว ด้านบนมีค่ามากกว่าด้านล่าง	40
รูปที่ 2.28	แสดงการเปรียบเทียบที่ขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของ แผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด เพื่อ พิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น	41
รูปที่ 2.29	แสดงการกำหนดจำนวนชั้นในฟอร์ซัน จะเห็นว่าจำนวนชั้นของขดลวด ไซมารีทั้งหมดอยู่ในหนึ่งฟอร์ซัน และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวด เซคันดารีก็อยู่ในอีกหนึ่งฟอร์ซันเช่นกัน	42

รูปที่ 2.30	แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ขึ้นลงโดยแบ่งครึ่งพันขดลวดไพรมารี	42
รูปที่ 2.31	แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ขึ้นจากรูปที่ 2.30 ลงไปอีก โดยการแบ่งครึ่งพันขด เซ็นดารีด้วย	43
รูปที่ 2.32	แสดงลักษณะของค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อขดลวดชั้นนอก และชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	44
รูปที่ 2.33	แสดงลักษณะความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วในหม้อแปลงที่มีขด เซ็นดารีหลายขด	44
รูปที่ 2.34(ก)	หม้อแปลงที่ไม่มีจากกัน RFI จะเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดไพรมารีและเซินดารี และเป็นทางผ่านของกระแส RF ได้	46
รูปที่ 2.34(ข)	จากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ไหลลงกราวด์ โดยแบ่งครึ่งตัวเก็บประจุออกเป็นสองส่วนและต่อลงกราวด์	46
รูปที่ 2.34(ค)	ตัวเก็บประจุ C_3 ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างจากกัน RFI กับกราวด์ได้	46
รูปที่ 2.35	แสดงจากกัน EMI รอบหม้อแปลงสวิตชิง เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI เทปฉนวนพันรองแผ่นทองแดงไว้เพื่อป้องกันกำรสัมผัสกันระหว่างจากกันกับแกนเฟอร์ไรต์	47
รูปที่ 2.36	แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดแรงดัน	48
รูปที่ 2.37	แสดงลักษณะของความกว้างเอาพุทพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐานตามรูปที่ 2.36	49
รูปที่ 2.38(ก)	แสดงวงจรควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	50
รูปที่ 2.38(ข)	แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบแทน	51
รูปที่ 2.39	แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดกระแส	52
รูปที่ 2.40	แสดงโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี UC3842	53
รูปที่ 2.41	แสดงการต่อวงจรเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี UC3842 โดยไอซีจะเริ่มทำงานได้จากแรงดันที่อินพุท และจะใช้ไฟเลี้ยงจากขด Aux หลังจากวงจรเริ่มทำงานแล้ว	54
รูปที่ 2.42	แสดงการต่อวงจร RC ฟิลเตอร์ที่ขา 3 ของ UC3842	55
รูปที่ 2.43	แสดงลักษณะการชดเชยลูปที่ขา 1 ของ UC3842	56

รูปที่ 2.44	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อ เริ่มนำกระแสและ เริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะ เป็นส่วนที่จะ เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง	58
รูปที่ 2.45	แสดงตัวเก็บประจุแฉงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	59
รูปที่ 2.46	แสดงแรงดันที่ขาเกต ขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูก ไบอัสให้นำกระแส	60
รูปที่ 2.47	แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	61
รูปที่ 2.48	แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการ เริ่มนำ กระแส(ก)และผลเมื่อ เริ่มหยุดนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต(ข)	61
รูปที่ 2.49	แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	64
รูปที่ 2.50	แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	64
รูปที่ 2.51	แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการ เพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะ เริ่มหยุดนำกระแส	65
รูปที่ 2.52	แสดงการต่อวงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วง แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ	65
รูปที่ 2.53	แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุด ที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะ เริ่มหยุดนำกระแส	67
รูปที่ 3.1	วงจรส่วนอินพุทของสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลาย	69
รูปที่ 4.1	แสดงวงจรสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลายขนาดเล็กที่ ได้ออกแบบ	78
รูปที่ 4.2	แสดงสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลายขนาดเล็กที่ ได้ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	79
รูปที่ 4.3	แสดงแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาพุทของสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลาย	79
รูปที่ 4.4	แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซัพพลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 1	80
รูปที่ 4.5	แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซัพพลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 2	81
รูปที่ 4.6	แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซัพพลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 3	82
รูปที่ 4.7	แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซัพพลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 4	83

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ โครงการงานพิเศษภาษาไทย	ก
บทคัดย่อ โครงการงานพิเศษภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญตาราง	ง
สารบัญรูป	จ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มา และปัญหาที่ทำให้เกิดแรงจูงใจในการทำโครงการพิเศษ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของ โครงการงานพิเศษ	2
1.3 วิธีการดำเนินงาน	3
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักเกณฑ์ของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง	5
2.1 การทำงานโดยย่อของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง	5
2.2 วงจรส่วนอินพุท(Input Rectifier)	6
2.3 ฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์ (Flyback Convertor)	12
2.4 หม้อแปลงสวิตชิง	24
2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	48
2.6 เพาเวอร์มอสเฟต	57
2.7 วงจรสับเบอร์	64
บทที่ 3 ขั้นตอนการดำเนินงานออกแบบ	68
บทที่ 4 ผลการทดสอบ	77
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ	84
ภาคผนวก	
คำตัดีชีทของ ไอซี UC3842, เพาเวอร์มอสเฟต 4N100, ไดโอด 1N4935, 1N4937, MUR115, หม้อแปลงสวิตชิง	
เอกสารอ้างอิง	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และปัญหาที่ทำให้เกิดแรงจูงใจในการทำโครงงานพิเศษ

เนื่องด้วยปัจจุบันนี้เทคโนโลยีด้านการผลิตอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้มีการพัฒนาไปมาก ที่ว่าพัฒนานี้หมายถึงเช่น มีขนาดอุปกรณ์ที่เล็กลง มีหน้าที่ใช้งานมากขึ้น รวมทั้งเกิดกำลังสูญเสียภายในอุปกรณ์น้อยลง เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้นักออกแบบวงจรหันมาสนใจที่จะผลิตวงจรขนาดเล็กใช้กับเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์, เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น โดยมุ่งออกแบบให้วงจรมีขนาดเล็กลง และมีประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้นกว่าเดิม ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องใช้ไฟฟ้ามีขนาดเล็กลง

ด้วยเหตุข้างต้น ปัญหาเรื่องขนาดและประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลัง (Power Supply) ที่หล่อเลี้ยงพลังงานให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทำงานได้อย่างต่อเนื่อง ไม่เกิดการทำงานผิดพลาด และโดยเฉพาะมีขนาดเล็กลง จึงกลายมาเป็นสิ่งจำเป็นที่ต้องใช้ในอุปกรณ์เหล่านั้น

Power Supply (แหล่งจ่ายกำลัง) ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

- 1.Linear Power Supply
- 2.Switching Power Supply

แหล่งจ่ายกำลังทั้ง 2 เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงที่จ่ายแรงดันค่าคงที่แก่อุปกรณ์ โดยใช้หม้อแปลงเปลี่ยนแรงดันไฟสลับค่าสูงเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ หม้อแปลงที่ใช้ใน Linear Power Supply จะมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และประสิทธิภาพต่ำ จึงเป็นขีดจำกัดที่สำคัญ ส่วนหม้อแปลงที่ใช้ใน Switching Power Supply มีลักษณะตรงข้ามคือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา นอกจากนี้แหล่งจ่ายกำลังทั้ง 2 ชนิดยังมีข้อแตกต่างที่สำคัญอีกหลายอย่าง ดังแสดงในตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 แสดงข้อเปรียบเทียบระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์กับแบบสวิตซิ่ง

แบบลิเนียร์	แบบสวิตซิ่ง
<ul style="list-style-type: none"> - มีประสิทธิภาพต่ำ - มีการสูญเสียกำลังในรูปความร้อนสูง - วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมง่าย - มีค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ - มีแรงดันกระเพื่อมต่ำ - ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ - การใช้งานที่กำลังต่ำจะมีราคาถูกลง แต่ถ้าปานกลาง, สูงจะมีราคาแพง - ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะที่เป็นโพลที่ดึงกระแสที่ 	<ul style="list-style-type: none"> - มีประสิทธิภาพสูง - มีกำลังสูญเสียต่ำ - วงจรซับซ้อน ออกแบบและซ่อมยาก - มีค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง - มีแรงดันกระเพื่อมสูง - ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI สูง - การใช้งานที่กำลังต่ำจะมีราคาแพง แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาถูกลงกว่า - ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะที่เป็นโพลที่ดึงกำลังคงที่

แนวโน้มในการนำ Switching Power Supply เข้ามาใช้ในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทมีความเป็นไปได้สูง ดังนั้นการวิจัยและพัฒนา Switching Power Supply ให้มีขนาดเล็กลง ประสิทธิภาพสูงขึ้น จึงเป็นการวิจัยที่ควรมีขึ้นเพื่อให้ทันกับการพัฒนาต่างๆ ดังที่กล่าวข้างต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการพิเศษ

โครงการพิเศษนี้เป็นเรื่อง Miniature Switching Power Supply ซึ่งต้องการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบของ แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่ง ที่มีขนาดเล็ก สามารถสร้างได้ง่าย แต่มีประสิทธิภาพสูง โดยได้กำหนดคุณสมบัติของโครงการไว้ดังตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 แสดงข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

Output Power	:	6 W
Efficiency	:	80% at full load
Input Voltage	:	187-264 V _{ac} (nominal 220 V _{ac})
Output Voltage	:	+12 V 0 - 500 mA
and Current		
Line Regulation	:	+12 V 0.5%
at 50% load		
Load Regulation	:	+12 V 2% of setting voltage
Ripple and Noise	:	+12 V 120 mV p-p max
Hold up Time	:	+12 V 10 ms.min
at low line full load		
Switching Frequency	:	40 KHz
Power per Volumn	:	1 Watt / inch ³

1.3 วิธีการดำเนินงานโดยย่อ

สำหรับขั้นตอนการดำเนินงานพอจะแบ่งลำดับได้ดังนี้

1. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ศึกษาและออกแบบ ฟ้าลยแบบคอนเวอร์เตอร์
3. ศึกษาและออกแบบ หม้อแปลงสวิตชิ่ง
4. ออกแบบ ส่วนควบคุมโดยใช้อิซี UC3842
5. พันหม้อแปลงสวิตชิ่ง
6. ลงอุปกรณ์เพื่อทดสอบการทำงาน วิเคราะห์และปรับปรุงรูปคลื่น
7. ออกแบบลายวงจร และประกอบเป็นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการพิเศษ

1. สามารถออกแบบสร้าง และแก้ไขสวิตชิงเพาเวอร์ซีพเพลสที่มีขนาดใหญ่ให้มีขนาดลดลงได้ โดยไม่ทำให้ประสิทธิภาพเดิมลดลงมากนัก
2. เป็นต้นแบบของการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเล็ก ซึ่งแน่นอนว่าในอนาคตต้องเป็นที่ต้องการมากขึ้น เพื่อใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ที่กำลังพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง
3. เป็นพื้นฐานในการออกแบบให้กับผู้ต้องการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซีพเพลสขึ้นมาใช้ โดยโครงการนี้เขียนในลักษณะให้เข้าใจได้ง่าย ทำได้จริง

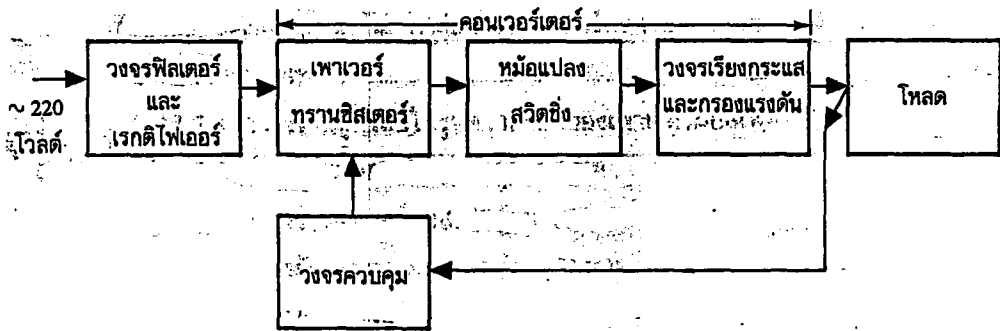
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักเกณฑ์ของการออกแบบ Switching Power Supply

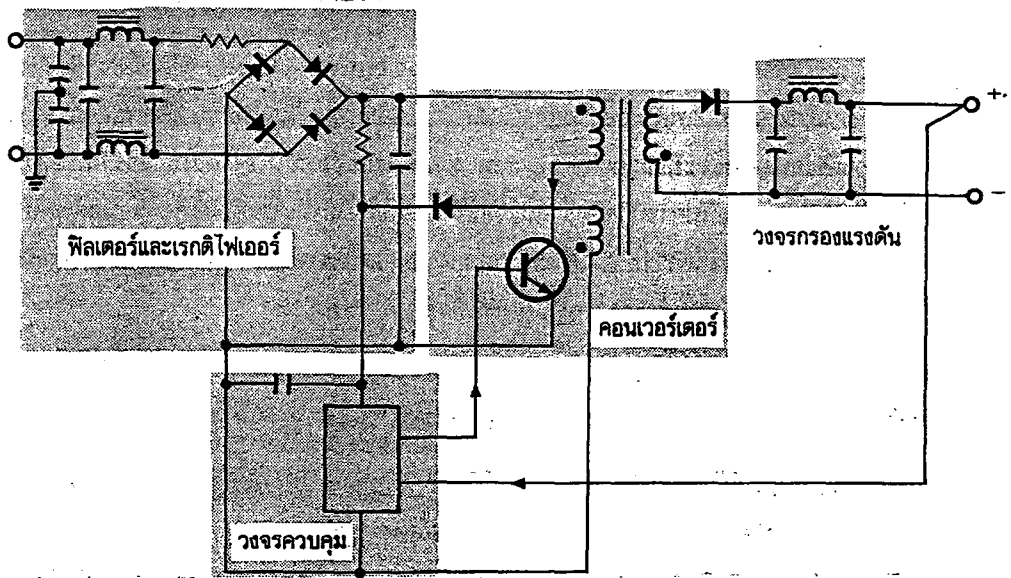
2.1 การทำงานโดยย่อของ Switching Power Supply

หลักการพื้นฐานของวงจร Switching Power Supply โดยทั่วไปจะแสดงได้ดัง

รูป 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

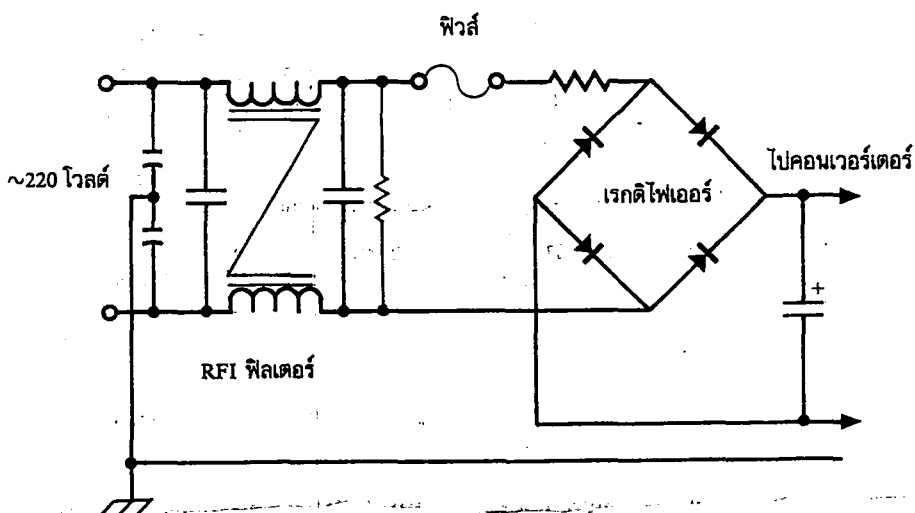


รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้าทางวงจร ฟิวเตอร์ เพื่อทำการกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ แรงดันไฟตรงค่าสูงนี้จะผ่านเข้าส่วนคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วย เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต หม้อแปลง วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดัน เพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิด-ปิด เพื่อให้เกิดแรงดันเป็นช่วงๆ ด้วยสัญญาณความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านหม้อแปลงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลงขนาดตามที่ต้องการ ที่เอาพุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันเพื่อให้ไฟเรียบพอที่โหลดจะนำไปใช้งานได้ดี ส่วนการรักษาค่าแรงดันเอาพุททำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาพุทผ่านวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งจะมีผลให้สามารถรักษาค่าแรงดันเอาพุทคงที่ได้อยู่ได้ รูป 2.2 จะแสดงตัวอย่างวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามรูป 2.1

2.2 วงจรส่วน Input ของ Switching Power Supply

สวิตช์เพาเวอร์ซีพหลายส่วนใหญ่มักจะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงด้วยวงจรภาคอินพุทของสวิตช์เพาเวอร์ซีพหลายเพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างวงจรอินพุทของสวิตช์เพาเวอร์ซีพหลายอาจเป็นดังรูปที่ 2.3 โดยอาจแบ่งภาคอินพุทออกเป็นสามส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ



รูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุทของสวิตช์เพาเวอร์ซีพหลาย

2.2.1 เรกตีไฟเออร์ (Rectifier)

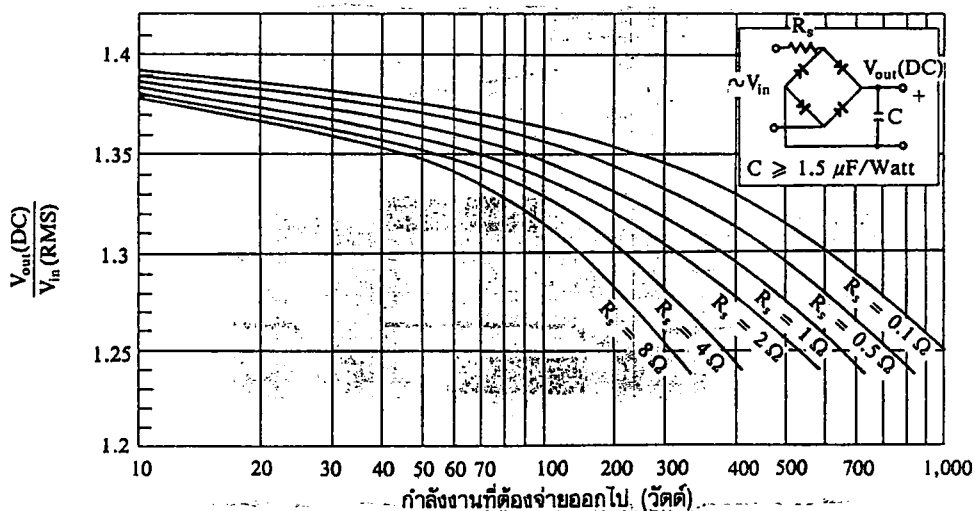
2.2.2 ฟิวส์ (Fuse)

2.2.3 RFI ฟิลเตอร์ (RFI Input Filter)

2.2.1 เรกตีไฟเออร์

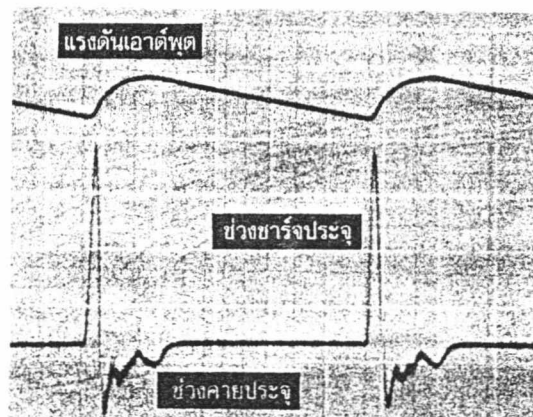
เป็นส่วนสำคัญที่สุดในภาคอินพุทของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์ เรกตีไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัว คือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C และไดโอดเรกตีไฟเออร์ D_1-D_4 มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง เพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้คอนเวอร์เตอร์

(ก) ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s จะเป็นตัวป้องกันเมื่อเกิดกระแสกระชากในวงจรโดยเฉพาะขณะเมื่อเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จจะมีลักษณะเหมือนมีการลัดวงจร ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากสูงด้วย ถ้ามีการนำตัวต้านทานจำกัดกระแสไปต่อจะทำให้กระแสไหลอย่างช้าๆ จึงเป็นการลดอาการกระชากของกระแส ตัวต้านทานนี้จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าให้เหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกตีไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิลเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ R_s และค่ากำลังที่วงจรเรกตีไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูป 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาพุทของวงจรเรกตีไฟเออร์ที่ได้

(ข) ตัวเก็บประจุฟิเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีมากพอตามที่คอนเวอเตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิเตอร์ ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จและคายประจุดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการชาร์จและคายประจุของตัวเก็บประจุฟิเตอร์ ในวงจรเรกติไฟเออร์

ค่ากระแสขณะชาร์จประจุและคายประจุจะมากหรือน้อย ขึ้นกับ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ C และภาวะของโหลดที่เอาพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ ในการใช้งานจริงการพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุฟิเตอร์จำเป็นจะต้องพิจารณาปัจจัยต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. อัตราทนกระแสริบเปิ้ลของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)
2. ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)
3. ช่วงเวลาโฮลด์อินที่ที่ต้องการ (Holdup Time)
4. อัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุ
5. ขนาดและราคา

(ค) ไดโอดเรกติไฟเออร์ การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อพิจารณาดังนี้

1. ค่ากระแสกระชาก $I_{F_{sm}}$ (Maximum Surge Current)
2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรง $I_{F_{rm}}$ (Maximum Forward Current)
3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบอัสตรง $I_{F_{av}}$ (Maximum Average Forward Current)

4. อัตราความแรงดันไบอัสกลับสูงสุด V_{CRM}

2.2.2 พิวส์

พิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และ เพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้พิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้ คือ

1. ค่าอัตราความแรงดัน (Voltage Rating)

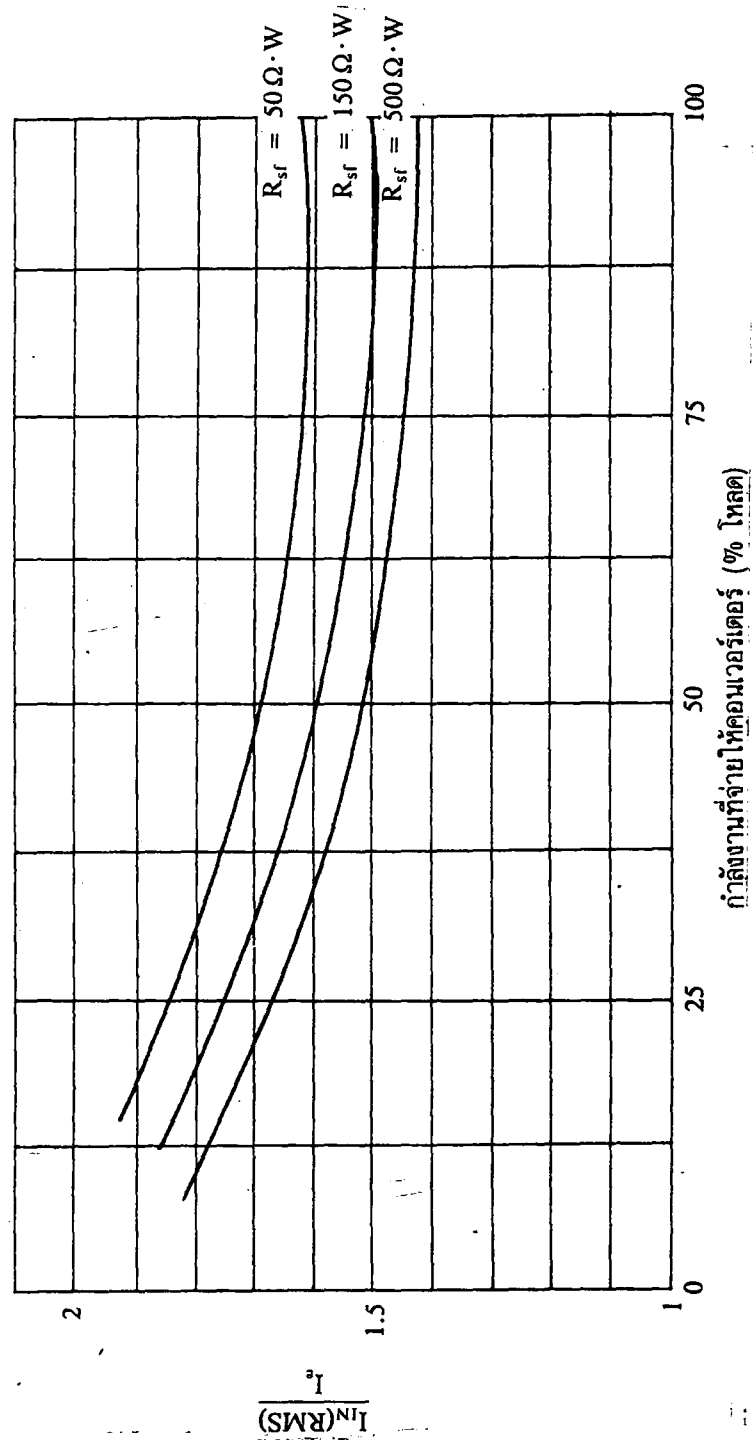
พิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราความแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32, 60, 125, 250, 300, 500, 600, 700 โวลต์ การกำหนดใช้ค่าอัตราความแรงดันของพิวส์นับเป็นสิ่งสำคัญ โดยที่ค่าอัตราความแรงดันของพิวส์ที่จะใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์กในตัวพิวส์ขณะตัดวงจร

2. ค่าอัตราความกระแส (Current Rating)

ค่าอัตราความกระแสของพิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแส RMS ด้านอินพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ จากรูป 2.6 จะเห็นได้ว่าค่ากระแส RMS ของวงจรเรกติไฟเออร์ I_{IRMS} จะขึ้นกับค่าของโหลด, ค่าความต้านทาน R_u และค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ การพิจารณาอัตราความกระแสของพิวส์จึงอาจกำหนดได้จากค่า I_{IRMS} ของวงจรเรกติไฟเออร์นั่นเอง โดยให้เผื่อค่าอัตราความกระแสไว้อีก 50% ด้วย เพื่อเพิ่มอายุการใช้งาน

2.2.3 RFI อินพุทฟิลเตอร์

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้ ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงอาจจะมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีลดสัญญาณรบกวนที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็น การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุทกับระบบแรงดันไฟสลับ ดังรูป 2.7



รูปที่ 2.6 แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของ กระแสประสิทธิผล I_o ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้ คอนเวอเตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ R_{sf} ต่างกัน

ลดทอนเชียนต์ที่เกิดในสายไฟสลับไม่ให้ผ่านเข้าหาคอนเวอร์เตอร์ ส่วน $C_2(X)$ จะลดทอนเชียนต์ที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ไม่ให้ผ่านไปยังสายไฟสลับได้

2.3 หลายแบบคอนเวอร์เตอร์

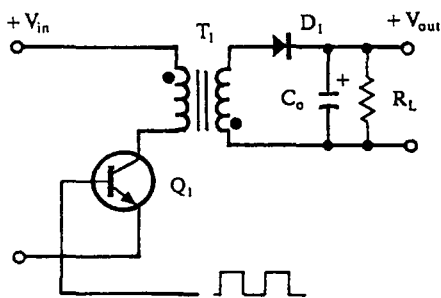
คอนเวอร์เตอร์เป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีอยู่หลายแบบแต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ในการเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานดังนี้คือ

1. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต
4. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาพุทของคอนเวอร์เตอร์
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาพุทหลายแรงดัน
6. กำลังงานที่ต้องการทางเอาพุทของคอนเวอร์เตอร์

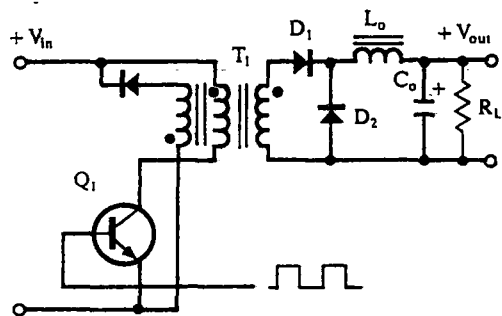
ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย คอนเวอร์เตอร์ที่เป็นที่นิยม และง่ายต่อการศึกษา คือ

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

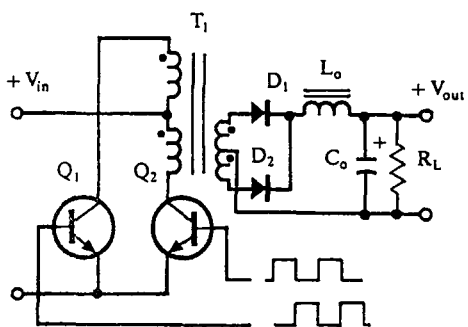
วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบแสดงไว้ดังรูป 2.8



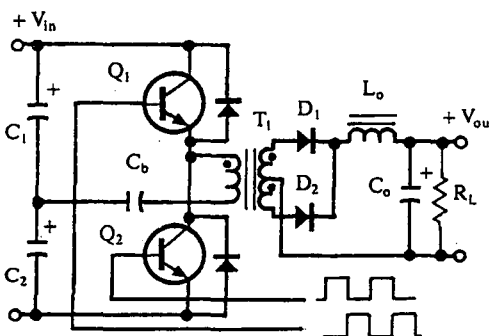
(ก)



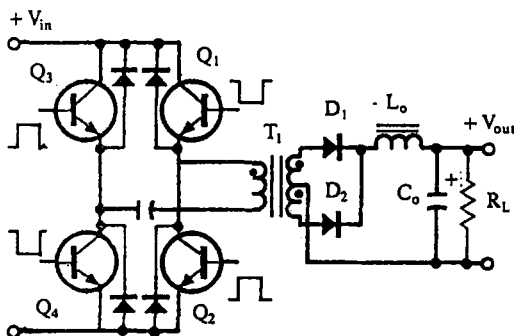
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 2.8 (ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

(ข) ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

(ค) พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

(ง) ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

(จ) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.8(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไฟรมาที่และเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมาที่ของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมาที่และเซคันดารี D_1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมาที่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลด ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับการชั่งน้ำหนักของช่วงเวลากระแสของ Q_1 , อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.8(ข) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดไฟรมาที่และขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_o จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ไดโอด D_2 ก็จะถูกไบแอสตรง L_o จะถ่ายพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่ากระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะ

ทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นกินพื้นที่มากกว่า และมีราคาสูงกว่า

พช-พลคอนเวอร์เตอร์

พช-พลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรพลิกรีแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมโหมดกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพช-พลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูป 2.8(ค) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะเริ่มนำกระแส D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ และ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาพุทจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพช-พลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

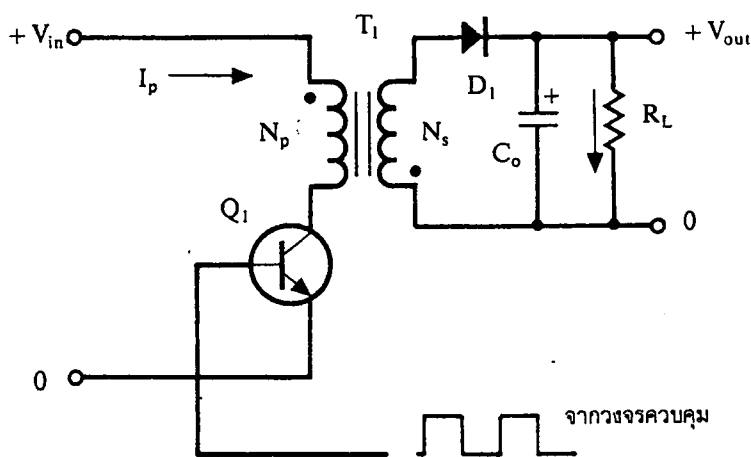
ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพช-พลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมา และลดการเกิดไม่สมมาตรพลิกรีได้

จากรูปที่ 2.8(ง) จะเห็นว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานพช-พลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของซดไพรมารีจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านซดไพรมารีจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.8(จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสวิตช์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงาน ที่ขดไพรมารี จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตช์เพาเวอร์ที่พลาซที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ถึง 1000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์

สำหรับโครงการนี้ได้เลือกใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดพลาซแบค เนื่องจากมีพื้นที่วงจรมีขนาดเล็ก มีวงจรที่ง่ายต่อการออกแบบ มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่า จึงขอกล่าวถึงหลักการโดยละเอียดของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานของพลาซแบคคอนเวอร์เตอร์

พื้นฐานการทำงานของพลาซแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพลาซแบคคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 การทำงานจะเป็นดังนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแส (on) และหยุดนำกระแส (off) สลับกันไป เมื่อ Q_1 on จะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี (I_p) แต่เนื่องจากหม้อ

แปลงถูกกำหนดให้ขดไฟรมาวี่และขดเซคันดารีพันอยู่ในลักษณะกลับทิศทาง ดังนั้นในขณะที่ Q1 นำกระแส ไตโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหนด R_L พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดไฟรมาวี่ของหม้อแปลง เมื่อ Q1 off สนามแม่เหล็กในแกน หม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดเซคันดารี ไตโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดไฟรมาวี่จะถูกถ่ายเทไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไปยังโหนด และตัวเก็บประจุเอาพุท C_o ได้

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาพุทที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{t_{on} \times (N_s / N_p) (V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{on})} - V_D \quad \dots (2.1)$$

โดยที่ T	คือ คาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็นวินาที
t_{on}	คือ ช่วงเวลาที่ Q1 นำกระแส เป็นวินาที
N_p	คือ จำนวนรอบของขดไฟรมาวี่ เป็นรอบ
N_s	คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี เป็นรอบ
V_{out}	คือ แรงดันที่เอาพุทของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
V_{in}	คือ แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
$V_{CE(sat)}$	คือ แรงดันตกคร่อม Q1 ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็นโวลต์
V_D	คือ แรงดันตกคร่อมไตโอด D1 ขณะนำกระแส เป็นโวลต์

จะเห็นได้ว่า วงจรสามารถคงค่าแรงดันเอาไว้ได้ด้วยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เท่านั้น ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทหรือมีการเปลี่ยนแปลงโหนดก็ตาม

ลักษณะกระแสและแรงดันภายในวงจร

กระแสที่ไหลผ่าน Q1 และขดไฟรมาวี่ ขณะที่ Q1 on นั้น จะเป็นลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเป็นไปตามสมการ

$$di/dt = V/L \quad \dots (2.2)$$

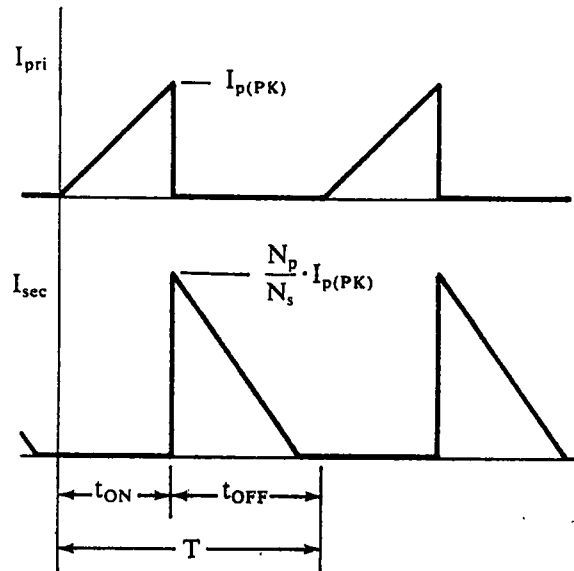
ดังนั้น กระแส I_p จะมีลักษณะเพิ่มขึ้นตามเวลาและมีค่าสูงสุดเมื่อ Q1 เริ่มหยุดนำกระแสที่เวลา $t=t_{on}$ ดังนั้นกระแสสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{p(pk)} = (V_{in} - V_{CE(sat)})t_{on} / L_p \quad \dots (2.3)$$

โดยที่ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไพรมารี เป็นแอมป์

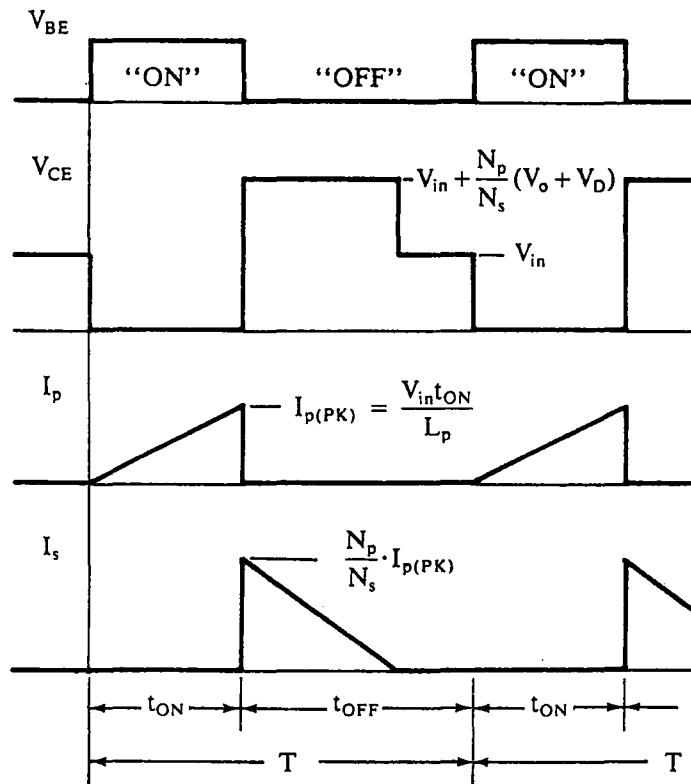
L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี เป็นเฮนรี่

เมื่อ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดเซคันดารีจะเริ่มมีกระแสไหล แต่เนื่องจากกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงในทันทีไม่ได้ กระแสที่ขดเซคันดารีจึงเริ่มต้นที่ค่าสูงสุดของกระแสที่ขดไพรมารี $I_{p(pk)}$ โดยมีค่าเป็นสัดส่วนตามอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ดังนั้น กระแสที่ขดเซคันดารีจะมีค่าเริ่มต้นที่ $I_s = (N_p/N_s)I_{p(pk)}$ และมีค่าลดลงตามเวลา ลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารีและเซคันดารีกับเวลาจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี และ กระแสที่ขดเซคันดารีขณะที่วงจรทำงาน

เมื่อมีกระแสไหลที่ขดเซคันดารีในขณะที่ Q1 off จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีด้วย เนื่องจากแรงดันตกคร่อมของเซคันดารีมีค่าเท่ากับ $V_{out} + V_D$ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีจึงมีค่าเท่ากับ $(N_p/N_s)(V_{out} + V_D)$ ทำให้แรงดันตกคร่อม Q1 ขณะ off มีค่าเป็น $V_{in} + (N_p/N_s)(V_{out} + V_D)$ จนกระทั่งกระแสที่ไหลในขดเซคันดารีมีค่าลดลงเป็นศูนย์ แรงดันที่ตกคร่อม Q1 จึงลดลงมามีค่าเท่าแรงดันอินพุท V_{in} ในรูปที่ 2.11 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นภายในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะที่ทำงาน



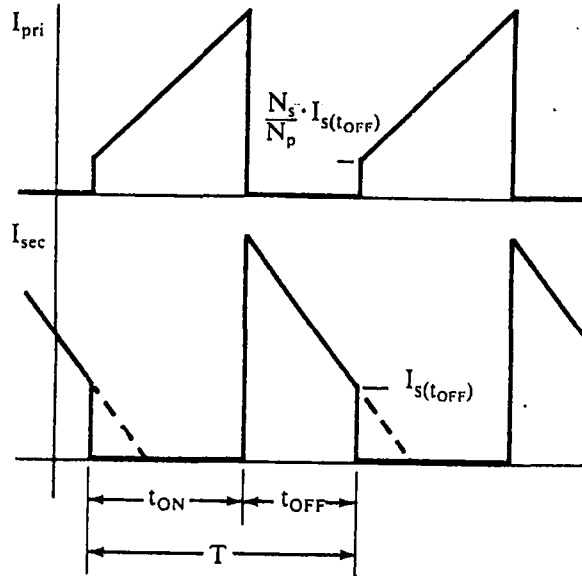
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบค

การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

เราจะกล่าวว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Mode) ก็ต่อเมื่อ ในขณะที่ Q1 หยุดนำกระแส พลังงานที่ถูกสะสมไว้ในขดไฟร์มาถูกลำเอียงออกไปยังขดเซคันดารีจนหมด กล่าวคือกระแสที่ไหลในขดเซคันดารีมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ก่อนที่ Q1 จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง ดังลักษณะของกระแสในรูป 2.10

จากรูป 2.10 ถ้าคาบเวลา T มีค่าคงที่ เมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของ Q1 ให้มากขึ้น ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} ก็จะมีค่าน้อยลงและกระแสสูงสุดที่ขดไฟร์มาจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามเวลาไปด้วย แต่เนื่องจากช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} มีค่าน้อย กระแสที่ขดเซคันดารีไม่สามารถลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ได้ทันภายในช่วงเวลา t_{OFF} จึงยังคงมีพลังงานบางส่วนเหลือค้างอยู่ในขดไฟร์มา และเนื่องจากกระแสไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ทันที เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง กระแสที่ขดไฟร์มาจึงต้องเริ่มต้นด้วยค่าของกระแสเซคันดารีที่เหลือคูด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s (ดูรูป 2.12 ประกอบ)

การทำงานในลักษณะนี้เรียกว่าการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Mode)



รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะของกระแสเมื่อคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

การออกแบบฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ทำงานโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

จะเห็นได้ว่าการทำงานโหมดกระแสต่อเนื่องจะมีการสูญเสียพลังงานไป พลังงานที่ส่งไปไม่ทันจะสูญเสียไปในรูปความร้อน จึงจำเป็นต้องมีการออกแบบคอนเวอเตอร์ให้ทำงานอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ซึ่งการคำนวณค่าต่างๆ จะมีดังต่อไปนี้

1. การกำหนดค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ของหม้อแปลง เป็นสิ่งที่ควรทำเป็นอันดับแรก เนื่องจากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบนี้จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแสโดย

$$V_{CE(max)} = V_{in(max)} + (N_p/N_s)(V_{out} + V_D) \quad \dots (2.4)$$

ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้ จึงควรกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบดังนี้

$$N_p/N_s < (V_{CEO} - (V_{in(max)} + V_{D(rike)})) / (V_{out} + V_D) \quad \dots (2.5)$$

เมื่อ V_{CEO} คืออัตราทนแรงดันได้สูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ และ $V_{D(rike)}$ คือ ค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

สไปค์นี้เกิดขึ้นเนื่องจากฟลักซ์รีฟลักซ์ในหม้อแปลง ซึ่งทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่ชดเชยและมีการสะสมพลังงาน สไปค์ที่เกิดขึ้นนี้มีค่าประมาณ $0.3 V_{in}$ และเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ จนกว่าพลังงานที่ถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะถูกถ่ายเทไปหมด

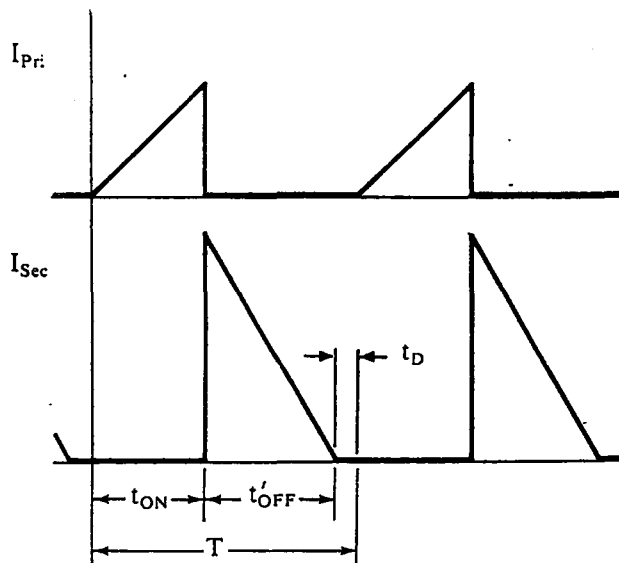
การกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบที่มีค่ามากเกินไปหรือน้อยเกินไป จะมีผลต่อขนาดของหม้อแปลงและกระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจร การพิจารณากำหนดค่า N_p/N_s นั้นจึงต้องพิจารณาผลให้เหมาะสม

2. ช่วงเวลานำกระแสสูงสุด t_{onmax} เพื่อให้แน่ใจว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง จึงจำเป็นต้องกำหนดให้ช่วงเวลาที่หยุดนำกระแส t_{off} มีมากพอ เพื่อให้กระแสที่ชดเชยกันดาร์ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง นั่นคือจำเป็นต้องมีการจำกัดค่าของ t_{on} เอาไว้ การจำกัดค่าของ t_{on} ทำได้โดยการกำหนดค่าเวลาเพื่อ (dead time) t_D ไว้ดังรูปที่ 2.13 กล่าวคือ การลดลงของกระแสที่ชดเชยกันดาร์จนเป็นศูนย์ต้องใช้เวลาไม่เกิน

$$t_{off} = T - (t_{on} + t_D) \quad \dots (2.6)$$

ค่าของ t_D จะกำหนดให้เป็นเท่าใดก็ได้ โดยทั่วไปมักกำหนดไว้ที่ประมาณ 20% ของคาบเวลา T ซึ่งเท่ากับ $0.2T$ ดังนั้น

$$t_{onmax} + t_{off} = 0.8T \quad \dots (2.7)$$



รูปที่ 2.13 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_{on} เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ยังคงการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่เวลา $t = t_{onmax}$

เนื่องจากกระแสที่ซดไฟรมาที่ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์โดยใช้เวลามากที่สุดเท่ากับ t_{off} นั่นคือ

$$-(0 - I_{D(pk)}) = (V_{out} + V_D)t_{off} / L_D \quad \dots(2.8)$$

$$(N_D/N_S)I_{P(pk)} = (V_{out} + V_D)t_{off} / L_D \quad \dots(2.9)$$

จากสมการที่ (2.3) แทนค่า $I_{P(pk)}$ ใน (2.9) จะได้ว่า
เนื่องจาก $N_D/N_S = (L_P/L_S)^{1/2}$ และแทนค่า $t_{off} = 0.8T - t_{onmax}$

$$\frac{N_D}{N_S} \frac{(V_{inmin} - V_{CEsat})t_{onmax}}{L_P} = \frac{(V_{out} + V_D)t_{off}}{L_D} \quad \dots(2.10)$$

$$\text{ดังนั้น } t_{onmax} = \frac{(V_{out} + V_D)(N_D/N_S)(0.8T)}{(V_{inmin} - V_{CEsat}) + (V_{out} + V_D)(N_D/N_S)} \quad \dots(2.11)$$

3. กำหนดค่าความเหนี่ยวนำของซดไฟรมาที่ L_D

พลาซแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานด้วยการเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส และส่งผ่านพลังงานออกไปในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ off โดยในแต่ละช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ซดไฟรมาที่ (E) จะมีค่า

$$E = L_D (I_{D(pk)})^2 / 2 \quad (\text{จูล}) \quad \dots(2.12)$$

และในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส คอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้นกำลังงานที่ใช้ไปในหนึ่งคาบเวลาจึงมีค่าเท่ากับ

$$P_{in} = L_D (I_{D(pk)})^2 / 2T \quad (\text{วัตต์}) \quad \dots(2.13)$$

จาก (2.3) แทนค่าลงใน (2.13) จะได้ว่า

$$P_{in} = [(V_{inmin} - V_{CEsat})t_{onmax}]^2 / 2TL_D \quad \dots(2.14)$$

ถ้าประสิทธิภาพการส่งผ่านพลังงานของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ η (ประมาณ 65-80%) กำลังงานที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถจ่ายให้กับโหลดได้จะมีค่า

$$P_{out} = \eta P_{in} = \eta [(V_{inmin} - V_{CEsat}) t_{onmax}]^2 / 2TL_D \quad \dots (2.15)$$

ดังนั้นเพื่อให้หลายแบบคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังงานได้เท่ากับกำลังงานที่ต้องการด้านเอาพุท P_{out} ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_D ต้องมีค่าอย่างต่ำเท่ากับ

$$L_D = \eta [(V_{inmin} - V_{CEsat}) t_{onmax}]^2 / 2TP_{out} \quad \dots (2.16)$$

4. จำนวนรอบขดไพรมารี N_D และจำนวนรอบขดเซคันดารี N_S

การกำหนดจำนวนรอบขดไพรมารี N_D จะขึ้นอยู่กับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกน (ดูรายละเอียดในเรื่องหม้อแปลง) โดยจำนวนรอบ N_D จะมีค่า

$$N_D = V_{inmin} t_{onmax} 10^8 / B_{max} Ae \quad (\text{รอบ}) \quad \dots (2.17)$$

โดยที่ B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้น เป็นเกาส์

Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

สำหรับจำนวนรอบของขดเซคันดารี N_S นั้น สามารถหาได้จากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_D/N_S และจำนวนรอบขดไพรมารีที่หาได้จากสมการที่ (2.17)

5. ตัวเก็บประจุเอาพุท C_D จะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลดในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ซึ่งจะไม่มีการไหลจากขดเซคันดารี เป็นการลดแรงดันกระแสที่เอาพุท ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_D จึงต้องสามารถจ่ายกระแสได้เท่ากับค่ากระแสที่ต้องการในช่วงเวลา t_{on} เพื่อคงค่าแรงดันเอาพุทไม่ให้เกิดการกระเพื่อมมากเกินไป ค่าของ C_D สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$C_o = I_o t_{onmax} / V_{ripple} \quad \dots (2.18)$$

โดยที่ I_o คือ ค่ากระแสเฉลี่ยที่เอาพุท เป็นแอมป์

V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ เป็นโวลต์

6. ค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาพุท

ESR (Equivalent Series Resistance) คือค่าความต้านทานไฟฟ้าแฝงในตัวเก็บประจุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์จะมีค่า ESR ค่อนข้างสูง ตัวเก็บประจุยิ่งมีค่าความจุสูงค่า ESR จะมีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตามค่าต่ำสุดของ ESR จะถูกจำกัดอยู่ที่ประมาณ 0.03 โอห์ม (ที่ 20 C) เนื่องจากปัญหาความต้านทานที่รอยต่อระหว่างแผ่นฟลอสต์และขาของตัวเก็บประจุ

ถ้าตัวเก็บประจุเอาพุทที่ให้มีความ ESR สูง จะทำให้เกิดปัญหาแรงดันกระเพื่อมขึ้นที่เอาพุท เนื่องจากขณะที่เซคชั่นคาร์เริ่มนำกระแส ที่ขอบขาขึ้นของกระแสจะมีค่าสูง ค่า ESR ในตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในลักษณะพุ่งในช่วงสั้นๆ ของการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ และจะทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมขึ้นที่เอาพุท

การแก้ปัญหาทำได้โดยเพิ่มวงจร LC ฟิลเตอร์ที่เอาพุท หรือเพิ่มความตัวเก็บประจุที่เอาพุทเพื่อลดค่า ESR การใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวเพื่อเพิ่มความจุจะทำให้ลดค่า ESR ได้เช่นเดียวกัน

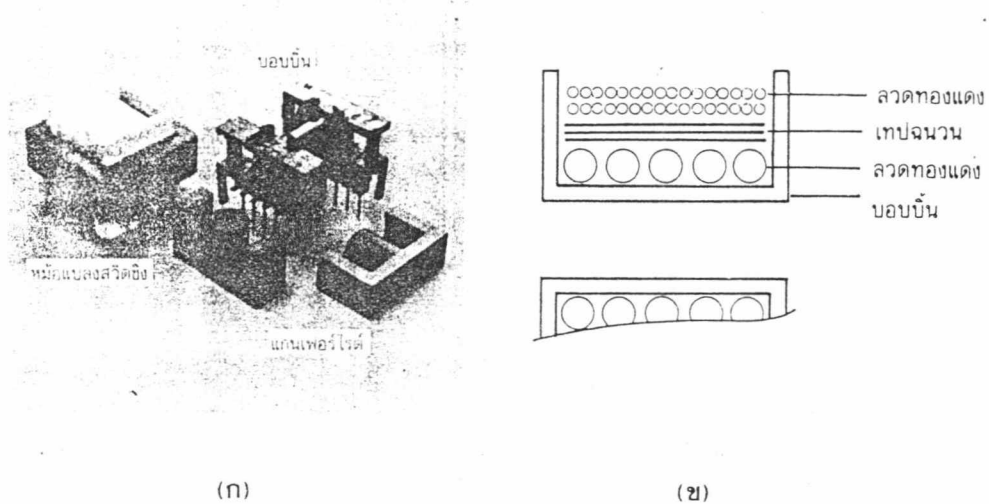
2.4 หม้อแปลงสวิตซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซิ่ง (Switching Transformer) เป็นอุปกรณ์สำคัญในส่วนคอนเวอร์เตอร์ของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ในการออกแบบหม้อแปลงสวิตซิ่งจำเป็นต้องพิจารณาปัจจัยต่างๆ เช่น รูปร่างและวัสดุของแกน การคำนวณขนาดเหมาะสมของแกน ขนาดลวดทองแดง ความปลอดภัยทางไฟฟ้า และกำลังงานสูญเสียในขณะหม้อแปลงทำงาน

2.4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซิ่งมีหน้าที่หลักในการลดแรงดันไฟตรงที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจสูงถึง 300 โวลต์ให้ลดลงเป็นแรงดันที่ต้องการทางเอาต์พุท และทำการแยกกันทาง

ไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงดังรูป 2.14



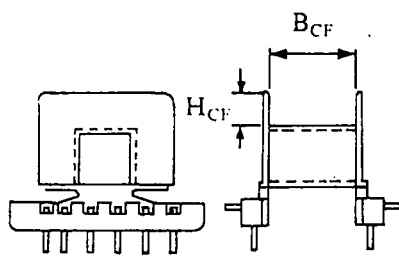
รูปที่ 2.14 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง(ก) และการพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาบนบอบบิ้น(ข)

แกนเฟอร์ไรต์(FERRITE CORE)

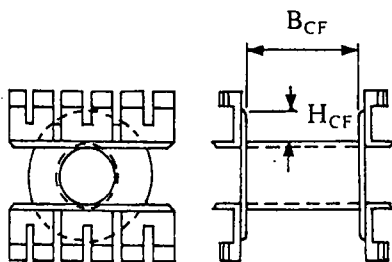
เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก(Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์มีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีความอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3000-4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงๆ จึงนิยมแกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด ซึ่งมีรูปร่างและมาตรฐานที่แตกต่างกัน

บอบบิ้น(BOBBIN)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวก และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ โดยมีมาตรฐานแกนเฟอร์ไรต์ ตามรูป 2.15 บอบบิ้นจะมีขาปักลวดทองแดง เพื่อสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีบนแผ่น PCB



EE Bobbin



EC Bobbin

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

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_{av}(\text{mm})$
EC 35	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0

รูป 2.15 แสดงตัวอย่างขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นของแกนเฟอร์ไรต์

แบบ EE และ EC

ลวดทองแดงฉนวนน้ำยา(Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซึ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงฉนวนน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด

เทปฉนวน(Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซึ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกลายไมล่า(Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์(Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซึ่งเป็นหลัก

2.4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

2.4.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

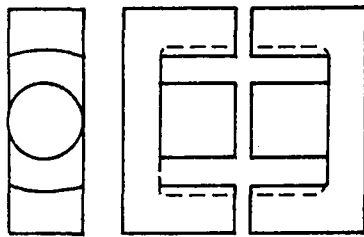
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกันเช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้การเดินทางของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบกันได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.16

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลอดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงยากต่อการพันลวดทองแดง แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีกเช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

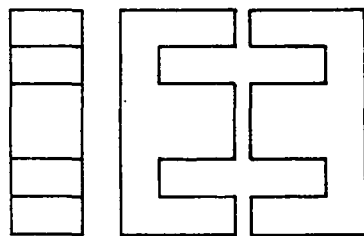
2.4.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์จะมีชนิดของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนที่แตกต่างกัน ซึ่งจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์เรซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)



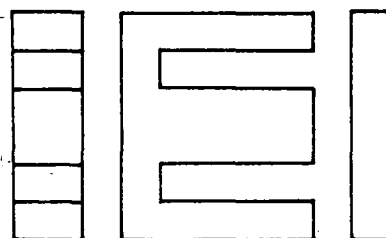
ETD

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



EE

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



EI

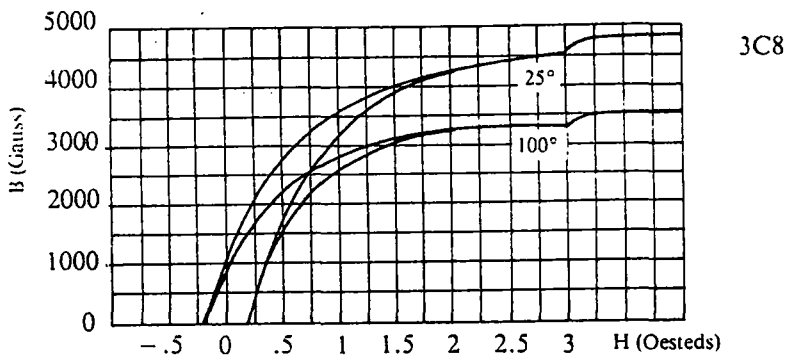
CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94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

- A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

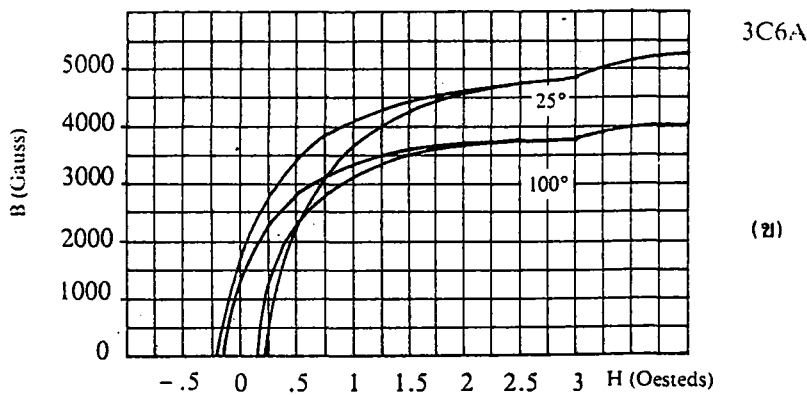
รูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

เส้นโค้งฮิสเตอร์ีซิส จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน ในรูปที่ 2.17 (ก) และ 2.17 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์ีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROX-CUBE จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จุดดังกล่าวแสดงว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

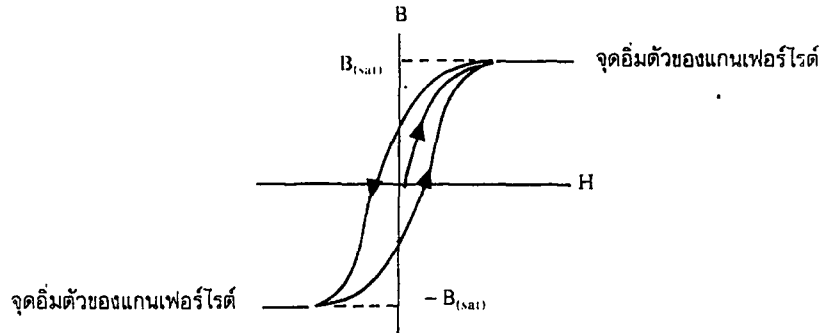
โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์ีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์ีซิสจะมีลักษณะคล้ายกันทุกประการ เพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกัน ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.17 (ก)



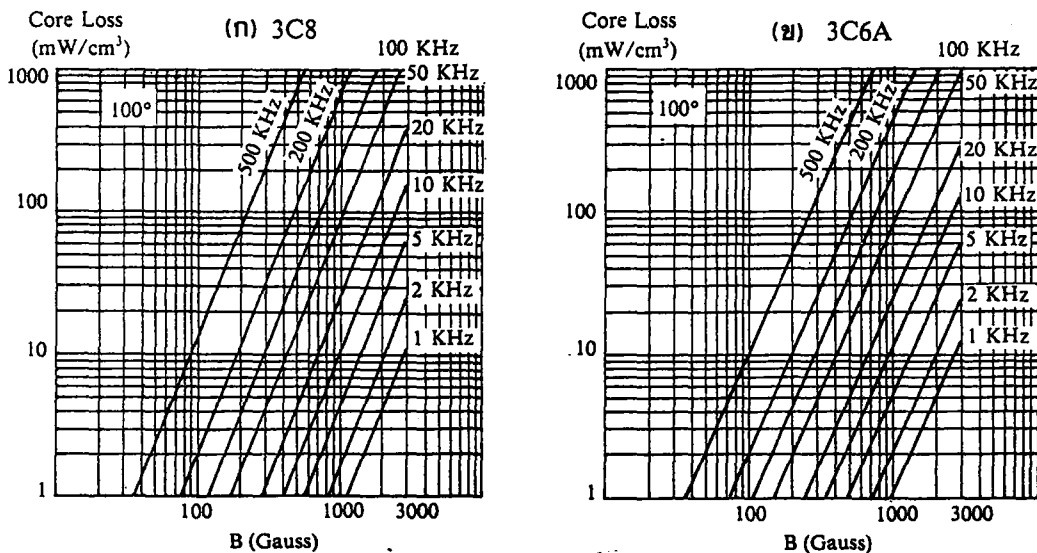
รูปที่ 2.17 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์ีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6 (ข)



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้มาแต่ซีกบนเท่านั้น

การใช้งานเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนในขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)



รูปที่ 2.19 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนอสาร์ชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอรีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแสดงไว้ในรูปที่ 2.19 (ก) และ (ข) ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW/cm^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกน

2.4.2.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎฟาราเดย์จะได้ว่า

$$B = V \times t \times 10^8 / N_p \times A_g \quad \dots (2.19)$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ

A_g คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็ก เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง ทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แกน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงเป็นข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน

2. ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

2.4.2.4 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนถ้าใช้แกนขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน หม้อแปลงสวิตชิงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และเอาพุทรี็ค จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป กำลังงานที่ได้จากหม้อแปลงจึงมาจากพลังงานที่หม้อแปลงสะสมไว้ ซึ่งพลังงานที่สะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ $LI^2/2$ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

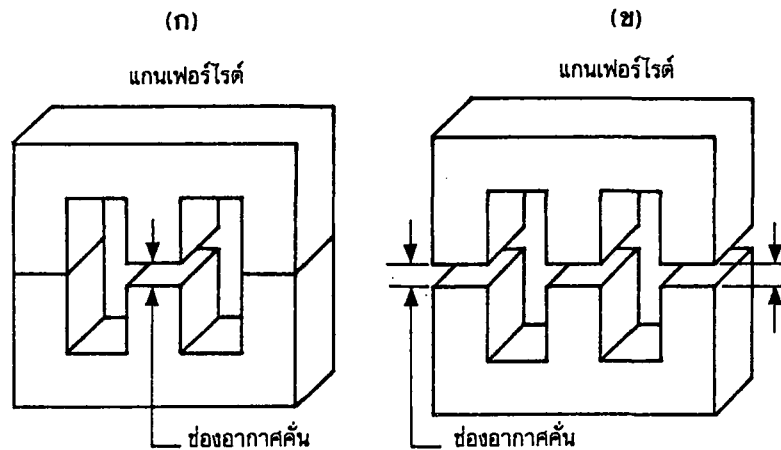
$$L(I_{p(pk)})^2 = (\Delta B_{max})^2 l_m A_c \times 10^{-8} / 0.4\pi (\text{จูล}) \dots (2.20)$$

- โดยที่ l_m คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเซนติเมตร
- A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
- ΔB_{max} คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์
- L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไฟรวมารี่ของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาพุทรี็ค เป็นเฮนรี่
- $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

ค่าของ B_{max} โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{max}/2$) จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น l_m หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_c เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิงและเอาพุทรี็คมีขนาดเล็ก

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการป้องกันการอิ่มตัวของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นด้วย แต่ช่องอากาศคั่นจะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์ภายนอกได้ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD

สามารถกำหนดลักษณะช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะดังรูป 2.20(ก), (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 2.20 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น l_g ที่แกนกลาง(ก) และการคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์(ข)

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าวิธีคั่นกลาง โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

$$N = \Delta B_{\max} l_g / 0.4\pi I_p (PK) \quad \dots (2.21)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาพุทใช้

เนื่องจากระยะพันบนบอบมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในขดลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาพุทใช้ร้อน ในการออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดเหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์

2.4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.21 จะเป็นดังนี้

$$V_p/V_s = N_p/N_s = I_s/I_p$$

และ
$$N_p/N_s = (L_p/L_s)^{1/2}$$

เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี

N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี

V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี

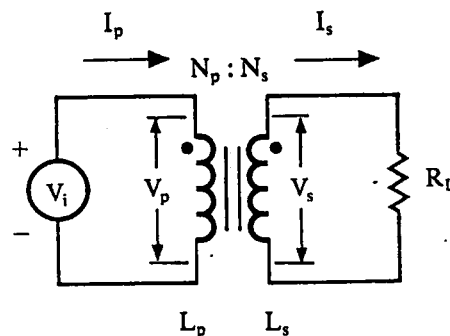
V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี

I_p คือ ค่ากระแสไหลผ่านขดไพรมารี

I_s คือ ค่ากระแสไหลผ่านขดเซคันดารี

L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี

L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี



รูปที่ 2.21 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุท V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_{\nu} = N_{\nu} A_{\nu} (dB/dt) \times 10^{-8} \quad \dots (2.22)$$

และค่า V_{ν} ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_{ν} แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (dB/dt) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_{ν} จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจร

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d_0)	พื้นที่หน้าตัด ปกติ	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C (R_{dc})	ระยะเยื้อง ขีดต่ำสุด (t_{min})
	inch	mm	mm	mm ²	Ω/m	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
14	0,0641	1,628	1,737	2,082	0,010670	1,815
13	0,0720	1,829	1,943	2,627	0,008460	2,030
12	0,0808	2,052	2,172	3,308	0,006717	2,270
11	0,0907	2,304	2,431	4,168	0,005331	2,540
10	0,1019	2,588	2,720	5,261	0,004224	2,842

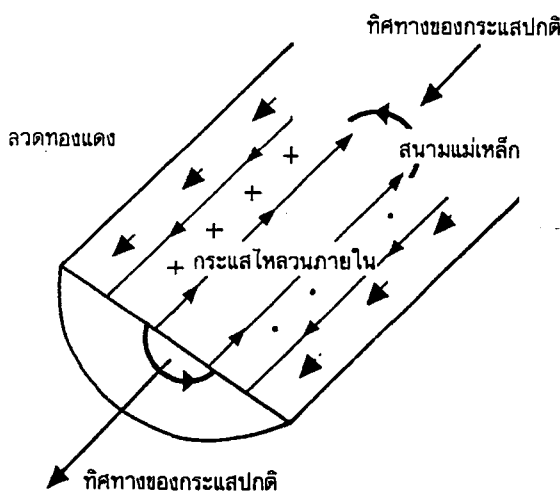
ตารางที่ 2.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอาบน้ำยา

2.4.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

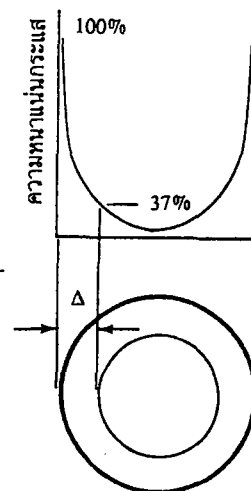
ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์จะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาเป็นตัวพัน (ตารางที่ 2.1 จะแสดงขนาดและข้อมูลอื่นๆ ของเส้นลวดทองแดงอาบน้ำยาตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตจำหน่าย) ในขณะที่หม้อแปลงสวิตช์ซึ่งทำงาน กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวด นั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการ เรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงาน ที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้น การกำหนดขนาดและ วิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม

2.4.4.1 ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง(Skin Effect)

ลวดทองแดง เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน(Eddy current) ขึ้น ภายในตัวลวดทองแดงอีกทีหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้ เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง



รูปที่ 2.23 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส คือระยะที่ค่าความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูง เพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวนั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง จะมีผลเหมือนกับว่าพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสลดค่าลงมาเหลือเพียง 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็น ความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังแสดงในรูป 2.23 ความหนาผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100C ความหนาผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = (5.62/f)^{1/2} \quad (\text{มิลลิเมตร}) \quad \dots (2.23)$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

2.4.4.2 อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทาน

ที่กระแสดตรงของลวดทองแดง (F_R)

เนื่องจากความต้านทานของลวดทองแดงนั้นขึ้นกับค่าพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของมัน และที่กระแสสลับ พื้นที่หน้าตัดนำกระแสของลวดทองแดงจะลดลง เพราะกระแสไหลได้เฉพาะที่ผิวนำกระแส ดังนั้นความต้านทานที่กระแสสลับของลวดทองแดงจึงมีค่ามากกว่าความต้านทานเมื่อมันนำกระแสดตรง

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับต่อความต้านทานของมันที่กระแสดตรง หรือ F_R (resistance factor) อาจหาได้จาก

$$F_R = R_{ac}/R_{dc} = (d/2\Delta)^2 / [(d/2\Delta)^2 - (d/2\Delta - 1)^2] \quad \dots (2.24)$$

เมื่อ R_{ac} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ เป็นโอห์ม

R_{dc} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสดตรง เป็นโอห์ม

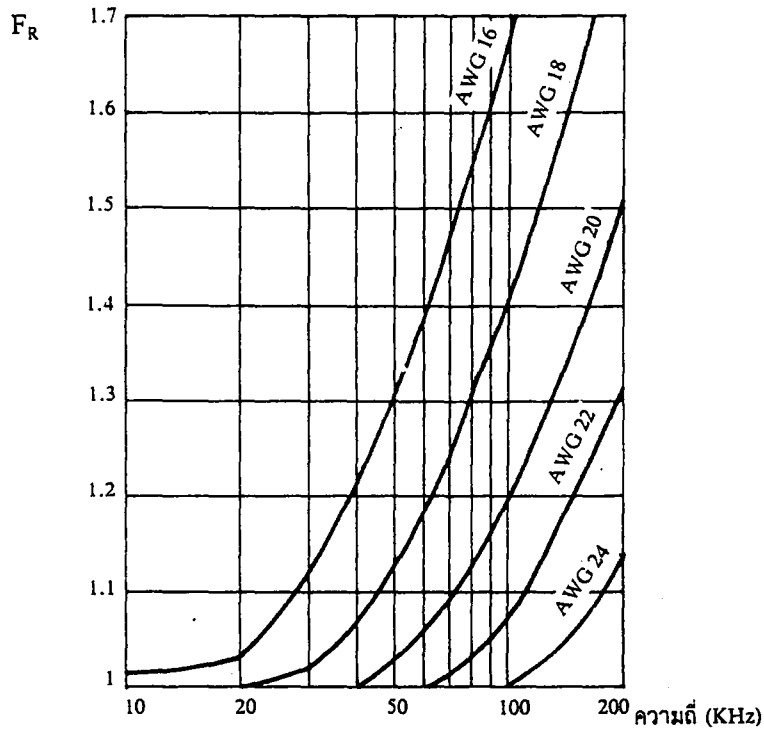
d คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เป็นมิลลิเมตร

Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

ในทางปฏิบัติ ค่า F_R อาจหาได้จากตารางประมาณค่า โดย

$$F_R = [(d/\Delta)+1]/4 \quad \text{ถ้า } d/\Delta > 5 \quad \dots(2.25)$$

เมื่อเปรียบเทียบค่า F_R ของลวดทองแดงเบอร์ AWG22 กับลวดทองแดงเบอร์ AWG18 ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ ตามรูปที่ 2.24 จะได้ว่าที่ 100 กิโลเฮิรตซ์ ค่าความต้านทานที่กระแสสลับ (R_{sc}) ของลวดทองแดงเบอร์ AWG18 เมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่กระแสตรง (R_{dc}) ของมันจะมีค่ามากกว่าลวดทองแดงเบอร์ AWG22 ขณะเดียวกันที่ความถี่เท่ากับ 20 กิโลเฮิรตซ์ จะไม่มีผลต่อความต้านทานของลวดทองแดง



รูปที่ 2.24 แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรง (F_R) ของลวดทองแดงต่อความถี่ ที่ลวดขนาดต่างๆ

ความหมายของค่าอัตราส่วน F_R ไม่ได้แสดงว่าค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่ามากขึ้นเมื่อขนาดของลวดทองแดงมากขึ้น โดยความเป็นจริงแล้วค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น แต่เนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสตรงมีค่าลดลงมากกว่าเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น ดังนั้นค่าอัตราส่วน F_R จึงมีค่ามากขึ้น การใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่จึงไม่เกิดประโยชน์

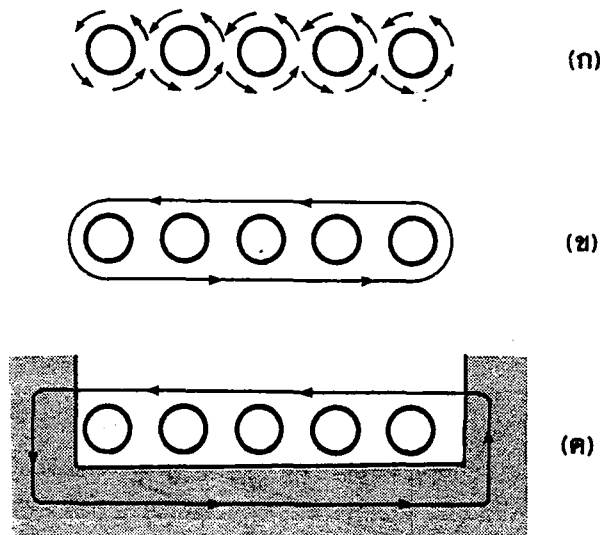
ใดๆ ที่ความถี่สูงๆ เพราะเกิดการสูญเสียมากกว่าเนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสสลับของมันขณะที่มีกระแสไหล

ค่าอัตราส่วน F_{μ} จึงมีประโยชน์มากในการเลือกขนาดของลวดทองแดง การกำหนดขนาดของลวดทองแดงและวิธีการพันขดลวดที่ให้ค่า F_{μ} น้อยที่สุด จะทำให้เกิดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดงมีค่าน้อยที่สุดด้วยเช่นกัน

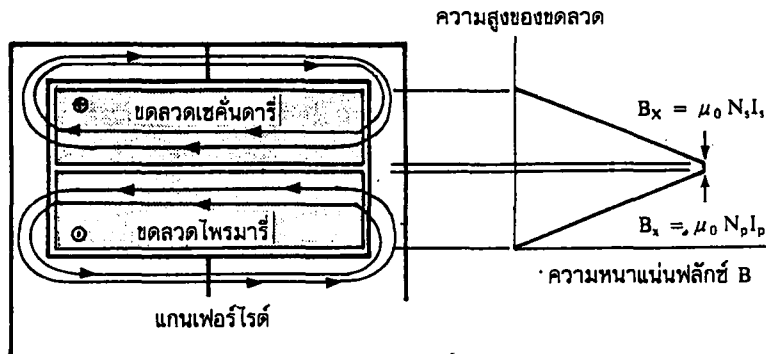
2.4.4.3 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก(permeability) μ (มีว) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ภายในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว(leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เกิดจากการพันขดลวดโดยตรง

รูป 2.25 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวดจะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวดดังรูปที่ 2.25(ข) เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็กของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 2.25(ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 2.26 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



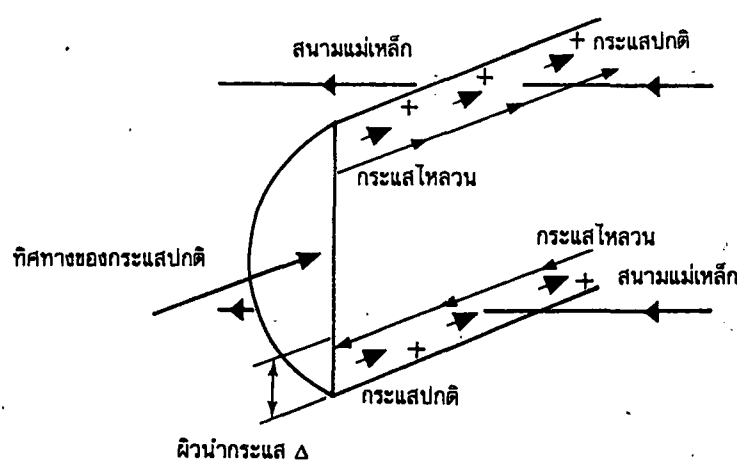
รูปที่ 2.25 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง



รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตชิ่ง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.26 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและ มีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง

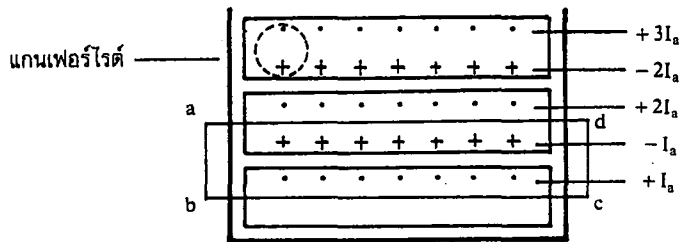
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและล่างของลวด ทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น ยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ จากรูปที่ 2.28 เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจ เราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกซึ่งอยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวหน้ากระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างที่ติดกับแกน จะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิว เนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



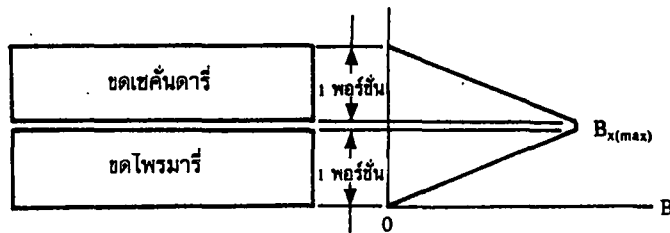
รูปที่ 2.28 แสดงการเปรียบเทียบขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_u$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้องกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวด้านบนเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง ($\oint H dl$) รอบวง abcd จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมีความเท่ากับศูนย์ด้วยตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_u$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของแผ่นทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_u$ และไหลในทิศตรงข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นจะมีค่าเท่ากัน คือในชั้นที่สองผิวบนจะมีค่ากระแสเท่ากับ $+2I_u$ และที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นที่สามมีค่าเท่ากับ $+3I_u$

จะเห็นได้ว่า การรื้อกันของลาวตองแดงจะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มขึ้น เนื่องจากค่าความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น และยิ่งที่ความถี่สูงๆ การเพิ่มจำนวนชั้นให้มากขึ้น จะยิ่งเพิ่มค่าของ F_R ให้มากขึ้นตามไปด้วย และจะเกิดการสูญเสียในลาวตองแดงสูงขึ้น

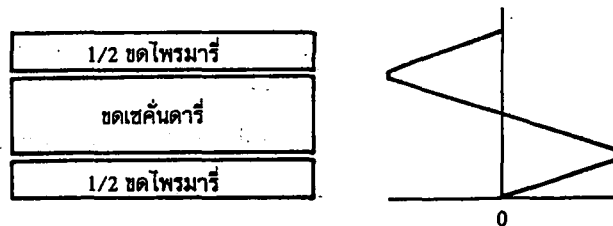
2.4.4.4 เทคนิคการพันลาวตองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง

หนึ่งพอร์ชั้น (Portion) จะกำหนดจากชั้นของขดลวดทองแดงชุดหนึ่งๆ ที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รีว้น้อยที่สุดไปจนถึงชั้นที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รีวสูงที่สุด และจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้น (layer) จะหมายถึง จำนวนชั้นของลาวตองแดงที่เรียงซ้อนกันอยู่ภายในพอร์ชั้นนั้นๆ จากรูปที่ 2.29 จะเห็นได้ว่าจำนวนชั้นทั้งหมดของขดไพรมารีพินอยู่ในหนึ่งพอร์ชั้น และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดเซคันดารีก็พินอยู่ในหนึ่งพอร์ชั้น เช่นเดียวกัน



รูปที่ 2.29 แสดงการกำหนดจำนวนชั้นในพอร์ชั้น จะเห็นว่าจำนวนชั้นของขดลวดไพรมารีทั้งหมดอยู่ในหนึ่งพอร์ชั้น และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวดเซคันดารีก็อยู่ในอีกหนึ่งพอร์ชั้น เช่นกัน

ถ้าแยกขดไพรมารีออกเป็นสองส่วนดังรูป 2.30 จะทำให้ความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์รีว และจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชั้นลดลงครึ่งหนึ่งด้วย (เนื่องจากความหนาแน่นของฟลักซ์รีวจะขึ้นกับจำนวนชั้นของขดลวด) ไม่ว่าจะเป็นที่ขดไพรมารีหรือขดเซคันดารีก็ตาม ดังนั้นหากมีการจัดรูปแบบในการพันลาวตองแดงที่เหมาะสม จะทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงได้



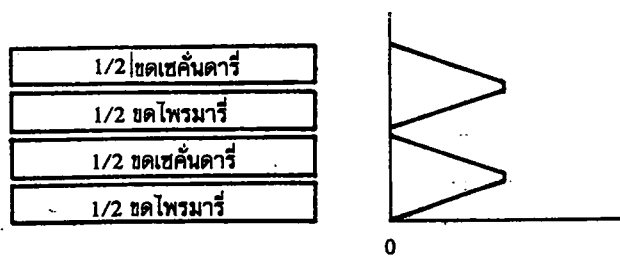
รูปที่ 2.30 แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์รีวสูงสุดของฟลักซ์รีวได้โดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ชั้นลงโดยแบ่งครึ่งพันขดลวดไพรมารี

(ก) การจัดขดลวดแบบธรรมดา(Simple winding)

การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาคือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการกับขั้วกันไปที่ละชุดไปเรื่อยๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าขดไพรมารีมีจำนวนรอบเท่ากับห้าสิบรอบ และขดเซคันดารีมีจำนวนรอบเท่ากับสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาทำได้โดยการพันขดลวดทองแดงรอบแกนให้ครบจำนวนห้าสิบรอบเพื่อให้เป็นขดไพรมารี จากนั้นจึงพันขดเซคันดารีทับไปบนขดไพรมารีให้ได้ครบจำนวนสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาจึงเป็นลักษณะดังรูปที่ 2.29

(ข) การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน(Split winding)

การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงแบบครึ่งพันคือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบตามจำนวนรอบที่ต้องการโดยแบ่งขดลวดออกเป็นสองส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกคั่นระหว่างกลาง การจัดขดลวดแบบนี้จะเป็นการจัดขดลวดไพรมารีตั้งในรูป 2.30 และถ้าแบ่งขดที่ถุกแบ่งแล้วออกไปอีกด้วยก็จะได้ลักษณะดังรูปที่ 2.31 การแบ่งส่วนพันจะเป็นการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้นในแต่ละพอร์ขึ้นลงได้ หลักสำคัญของ การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันคือ จำนวนรอบของขดลวดที่ต้องการแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ และจำนวนชั้นทั้งหมดก่อนแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ด้วย เพื่อความสมมาตรหลังจากแบ่งพันแล้ว

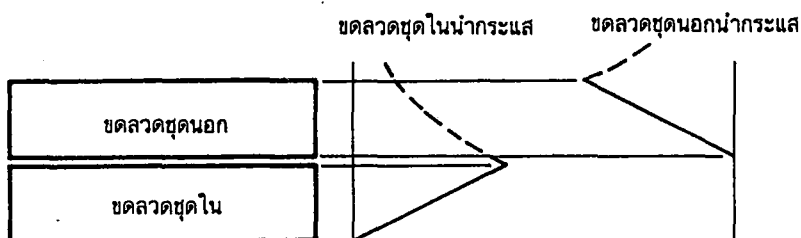


รูปที่ 2.31 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ขึ้นจากรูปที่ 2.30 ลงไปอีก โดยการแบ่งครึ่งพันขดเซคันดารีด้วย

2.4.5 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญเพียงขดไพรมารีและขดเซคันดารีซึ่งจะสลับกันนำกระแสคือ เมื่อขดไพรมารีนำกระแส ขดเซคันดารีจะไม่นำกระแส ในทางกลับกันเมื่อขดเซคันดารีนำกระแส ขดไพรมารีจะไม่นำกระแส ลักษณะ

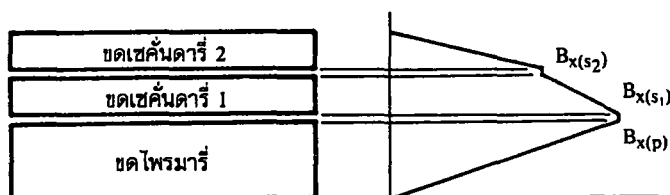
ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วจะเป็นดังรูป 2.32



รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะของค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อขดลวดชั้นนอก และชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากฟลักซ์รั่วจากขดลวดชั้นในจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดชั้นนอกได้ แม้ว่าขดลวดชั้นนอกจะไม่ได้นำกระแส ดังนั้นการวางขดไฟรมาหรือขดเซคชั่นดาร์จึงควรพิจารณาให้ขดลวดที่มีขนาดเล็กกว่าอยู่ด้านบนเสมอ

กรณีที่ต้องการให้หม้อแปลงมีเอาพุทหลายค่า ขดลวดเซคชั่นดาร์จะมีหลายชุดด้วยกัน ลักษณะความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงที่มีแรงดันเอาพุทหลายค่าอาจเป็นได้ดังในรูปที่ 2.33 ในกรณีนี้จะเห็นได้ว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในตำแหน่งของขดเซคชั่นดาร์ที่ 1 ไม่ได้เริ่มจากศูนย์และจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นได้สูง การวางขดลวดทองแดงในตำแหน่งเช่นนี้ จึงควรเลือกขดลวดชุดที่มีขนาดของขดลวดเล็กที่สุด (มีค่ากระแสต่ำสุด) จากขดลวดทั้งหมดในหม้อแปลง



รูปที่ 2.33 แสดงลักษณะความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วในหม้อแปลงที่มีขดเซคชั่นดาร์หลายชุด

2.4.6 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงจะถือได้ว่าประสบความสำเร็จ ถ้าในขณะที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังที่โหลดสูงสุดแล้วหม้อแปลงไม่ร้อน (อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

ไม่ควรเกิน 80 C) หม้อแปลงจะร้อนเนื่องจากมีกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสูงซึ่งจะเกิดจากกำลังงานสูญเสียภายในขดลวดทองแดงของหม้อแปลงและการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นขณะทำงานเนื่องจากการสูญเสียในหม้อแปลงอาจคำนวณได้จาก

$$\Delta T = 23.5(P_w + P_c) / (A_u A_w)^{1/2} \quad \dots (2.26)$$

เมื่อ ΔT คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้อง เป็น C

P_w คือ กำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดง เป็นวัตต์

P_c คือ กำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

A_u คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

A_w คือ ขนาดช่องพันขดลวดของบอบป็น เป็นตารางเซนติเมตร

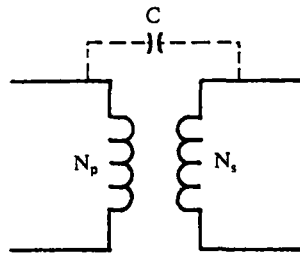
เพื่อให้ไม่ให้อุณหภูมิของหม้อแปลงมีค่าสูงเกินไป และเพื่อเป็นข้อพิจารณา ในการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์กับการเลือกขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม การกำหนดค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดในหม้อแปลงจึงควรทำเป็นอันดับแรกในการออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์

2.4.7 ฉากกัน RFI และ EMI

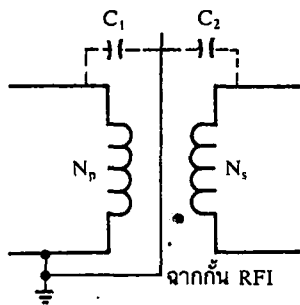
ฉากกัน RFI หรือ Faraday Screen ที่เพิ่มเข้าไปในหม้อแปลงสวิตซ์ เพื่อป้องกันกาเกิดกระแส RF ไหลผ่านระหว่างขดไพรมารีและเซคันดารีในหม้อแปลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝงคร่อมระหว่างขดไพรมารีและเซคันดารี ดังรูปที่ 2.34 ก) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ที่เกิดขึ้นไหลลงกราวด์ โดยฉากกันจะแบ่งตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนแล้วต่อลงกราวด์ ดังรูปที่ 2.34 ข)

ฉากกัน RFI สามารถทำได้โดยใช้แผ่นตัวนำบางๆ และมีขนาดความกว้างเท่ากับระยะพันขดลวดบนบอบป็น เพื่อให้คลุมขดลวดได้ทั้งหมด พันรอบบนแกนเพื่อแยกสนามไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีออกจากกัน พันให้ครบรอบโดยที่ปลายของฉากกันRFI ต้องให้มีการเหลื่อมกันน้อยที่สุดเพื่อลดค่าตัวเก็บประจุในฉากกันซึ่งเกิดจากการเหลื่อมกันที่ปลายรอบ และให้ใช้ฉนวนรองระหว่างจุดเริ่มต้นและจุดปลายเอาไว้ เพื่อป้องกันกาเชื่อมถึงกันทาง

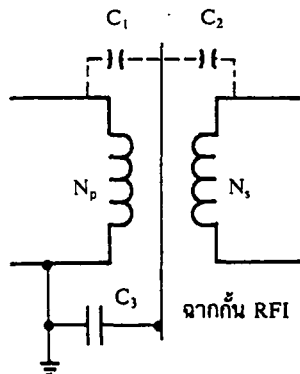
ไฟฟ้าที่จุดเริ่มต้นและจุดปลายของฉากกันด้วย



รูปที่ 2.34 (ก) หม้อแปลงที่ไม่มีฉากกัน RFI จะเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดไฟปฐมวัยและเซ็คันดารี และเป็นทางผ่านของกระแส RF ได้



รูปที่ 2.34 (ข) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ไหลลงกราวด์ โดยแบ่งครึ่งตัวเก็บประจุออกเป็นสองส่วนและต่อลงกราวด์



รูปที่ 2.34 (ค) ตัวเก็บประจุ C_3 ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ได้

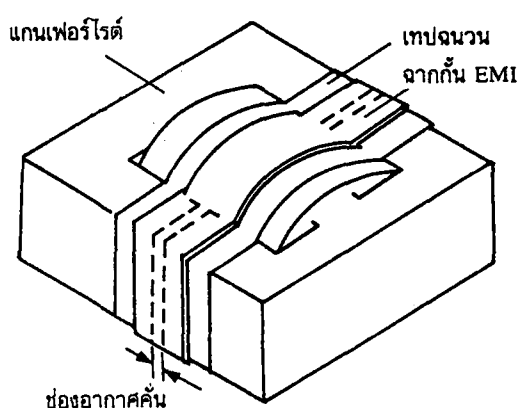
ฉากกัน RFI จะต้องต่อลงกราวด์เพื่อไม่ให้กระแส RF ไหลข้ามระหว่างขดได้ และเป็นการลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน RFI การแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างฉากกัน RFI และกราวด์เพื่อป้องกันอันตรายทางไฟฟ้า อาจทำได้ด้วยการต่อตัวเก็บประจุค่าต่างๆ (ประมาณ 0.01 F 2kV) คั่นไว้ระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ ดังรูปที่ 2.34 ค)

เนื่องจากฉากกัน RFI เป็นตัวนำและจะเกิดการสูญเสียขึ้นจากกระแสไหลวนขณะหม้อแปลงทำงานได้เช่นกัน ดังนั้นฉากกัน RFI จึงควรทำจากแผ่นตัวนำที่มีค่าความต้านทานสูงๆ เช่น Phosphor bronze (CuSn8) หรือ Manganin และควรมีความหนาแน่นที่สุด

ฉากกัน EMI (Electromagnetic Screen) จะทำไว้เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจุดที่จะก่อให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ได้มาก

ที่สุดของหม้อแปลงสวิตซ์ก็คือช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์ การลดสัญญาณรบกวน EMI จะทำได้โดยใช้แผ่นทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30% ของความกว้างบอบบนพื้นรอบแกน เฟอร์ไรต์ เพื่อทำจากกัน EMI คลุมรอบช่องอากาศคั่นเอาไว้ดังรูปที่ 2.35 และบัดกรี เชื่อมจุดเริ่มต้นและจุดปลายเข้าด้วยกัน วิธีนี้จะสามารถลดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ลงได้ถึง 12 dB

ในทางตรงกันข้ามกับจากกัน RFI จากกัน EMI ควรมีความต้านทานไฟฟ้าน้อยที่สุด ดังนั้นการใช้แผ่นทองแดงจึงค่อนข้างเหมาะสมและควรมีความหนาไม่ต่ำกว่า 0.25 มิลลิเมตรขึ้นไป



รูปที่ 2.35 แสดงจากกัน EMI รอบหม้อแปลงสวิตซ์ เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI เทปฉนวนพื้นรองแผ่นทองแดงไว้เพื่อป้องกันการสัมผัสกันระหว่างจากกันกับ แกนเฟอร์ไรต์

2.4.8 การออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ให้มีความปลอดภัย

หม้อแปลงสวิตซ์จัด เป็นอุปกรณ์ที่ต้องออกแบบให้มีความปลอดภัยขณะใช้งานสูง เนื่องจากอาจเกิดความปลอดภัยจากหม้อแปลงได้ 2 ประการคือ ความไม่ปลอดภัยจากการ เกิดไฟไหม้ และความไม่ปลอดภัยจากการถูกไฟฟ้าดูด

การเลือกวัสดุเพื่อความปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้

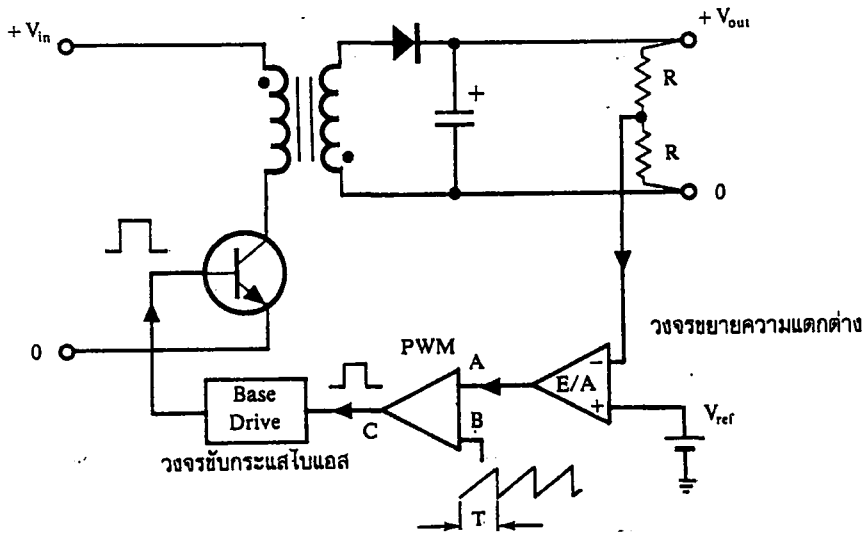
หม้อแปลงสวิตซ์มีส่วนประกอบที่สามารถติดไฟได้คือ เทปฉนวน และบอบบน การ เลือกใช้ เทปฉนวนและบอบบนที่ได้มาตรฐานความปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้จึงควรทำเป็น อันดับแรก

เทปฉนวน การเลือกใช้เทปฉนวนไม่ว่าจะเป็นกลุ่มใด จะต้องเลือกใช้ให้มีอัตราทนอุณหภูมิมากกว่าอุณหภูมิสูงสุดของลวดทองแดงขณะหม้อแปลงทำงาน ในทางปฏิบัติ เพื่อความปลอดภัยควรกำหนดอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงสวิตซ์ไว้ไม่เกิน 85 C ตามอัตราทนปกติของเทปฉนวน และที่สำคัญควรเลือกใช้เทปฉนวนชนิดที่ไม่ติดไฟ

บอบบิ้น ตามมาตรฐานความปลอดภัยแล้ว เม็ดพลาสติกที่นำมาจัดชั้นรูปเป็นบอบบิ้นจึงต้องเป็นวัสดุที่ไม่ติดไฟ บอบบิ้นมาตรฐานสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ควรทำจากวัสดุที่มีลักษณะการติดไฟอยู่ในกลุ่ม V-0, V-1 หรือ V-2 (มาตรฐาน IEC) โดยทั่วไปผู้ผลิตบอบบิ้นมักจะใช้วัสดุที่ผ่านมาตรฐานทดสอบของ UL (UL94) เช่น วัสดุในกลุ่ม 94V-0, 94V-1 และ 94V-2 เป็นต้น

2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ที่หลากหลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาพุทได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์มอสเฟต (ทรานซิสเตอร์) ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์จึงมักนิยมใช้เทคนิค พัลส์วิตซ์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM ควบคุมช่วงเวลานำกระแส สามารถทำได้ 2 ลักษณะคือ โหมดควบคุมแรงดัน และ โหมดควบคุมกระแส



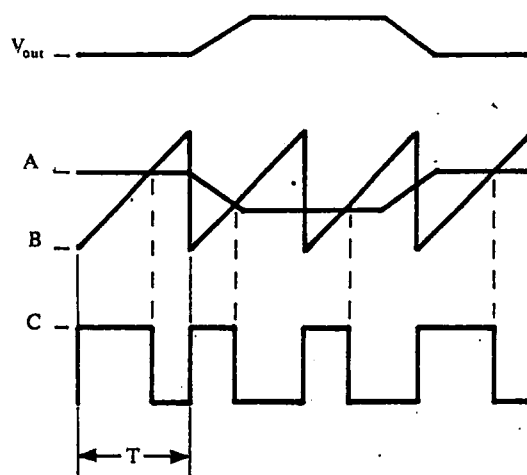
รูปที่ 2.36 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดแรงดัน

2.5.1 การควบคุมในโหมดแรงดัน(voltage mode control)

การทำงานของวงจรควบคุมโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาพุมาควบคุมช่วงเวลากระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาพุท วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.36

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาพุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาพุท ค่าความต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรPWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาพุทที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลากระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาพุทและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาพุทมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาพุทของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลากระแสของเพาเวอร์มอสเฟต t_{on} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาพุทมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่

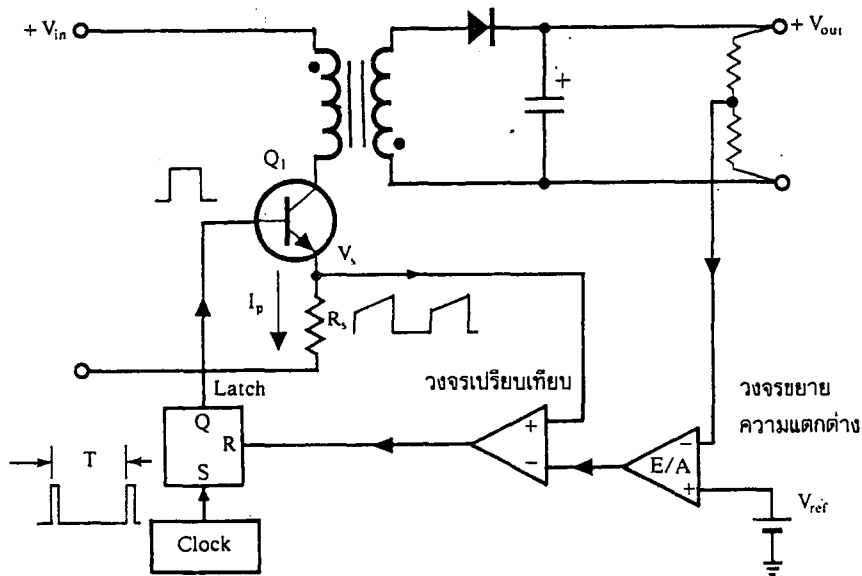


รูปที่ 2.37 แสดงลักษณะของความกว้างเอาพุทพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูปที่ 2.36

เอาพุกของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{on} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอเตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาพุกเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.37 ตัวอย่างไอซีที่ใช้การควบคุมในโหมดแรงดันได้แก่ เบอร์ MC34060, MC34166 และ TL494

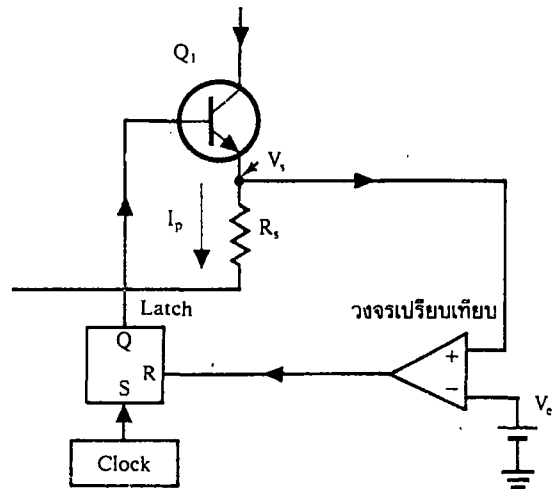
2.5.2 การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control)

การคงค่าแรงดันเอาพุกของคอนเวอเตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดกระแสมีข้อดีหลายประการมากกว่าโหมดแรงดัน จึงเป็นที่นิยมใช้กันมาก รูปที่ 2.38 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดกระแส



รูปที่ 2.38 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานการควบคุมคอนเวอเตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 2.38 (ข) วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น "High" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น "Low" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



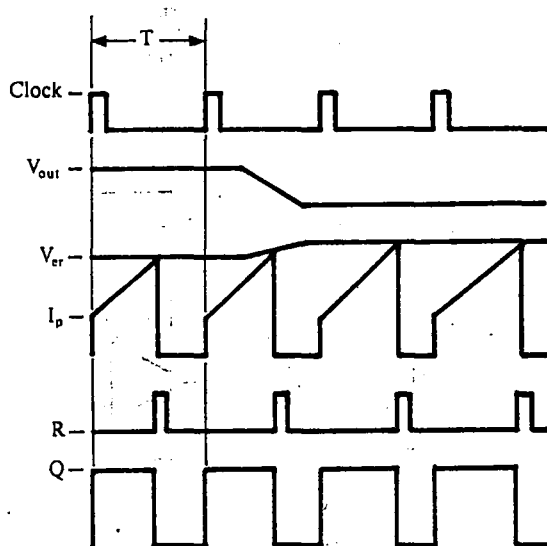
รูปที่ 2.38(ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{cr} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น "High" เพาเวอร์มอสเฟต Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไฟโรมารี่และตัวต้านทาน R_1 ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_v ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_1 ด้วยแรงดันตกคร่อม R_1 ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{cr} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_v เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{cr} เอาพุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น "High" และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น "Low" และเพาเวอร์มอสเฟต Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาพุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_v ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_v จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{cr} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาพุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสสั้นลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_v จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาพุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโพลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่า

แรงดันเอาพุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันเอาพุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 2.38 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาพุทมีค่าลดลง เอาพุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะใช้เวลาในการสะสมมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่า V_{out} มากกว่าแรงดันที่เอาพุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาพุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงใช้เวลาในการสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาพุทเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.39



รูปที่ 2.39 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

จากลักษณะทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดกระแสมีข้อดีมากกว่าโหมดแรงดันดังนี้คือ

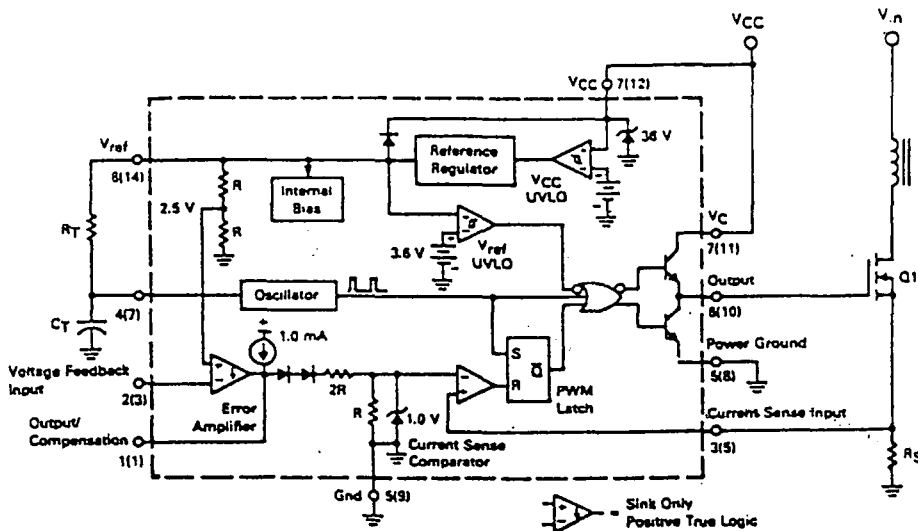
1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาพุทเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาพุท
2. ให้ค่าไลน์เรกูเรชันที่ดีมาก

3. สามารถป้องกันกระแสไหลกลับได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟโรมารี่ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ไฟโรมารี่ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของหม้อ-พูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
5. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกัน เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแสได้แก่ เบอร์ UC3842/3/4/5, MC34023/5 และ MC34129 เป็นต้น

2.5.3 UC3842 ไอซี PWM ควบคุมโหมดกระแส

ไอซีเบอร์ UC3842 ใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทำงานในโหมดควบคุมจากกระแส เาพทของไอซีสามารถจ่ายและรับกระแสได้สูงจึงสามารถใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยตรง โครงสร้างภายในและการจัดขาของ UC3842 แสดงในรูปที่ 2.40 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

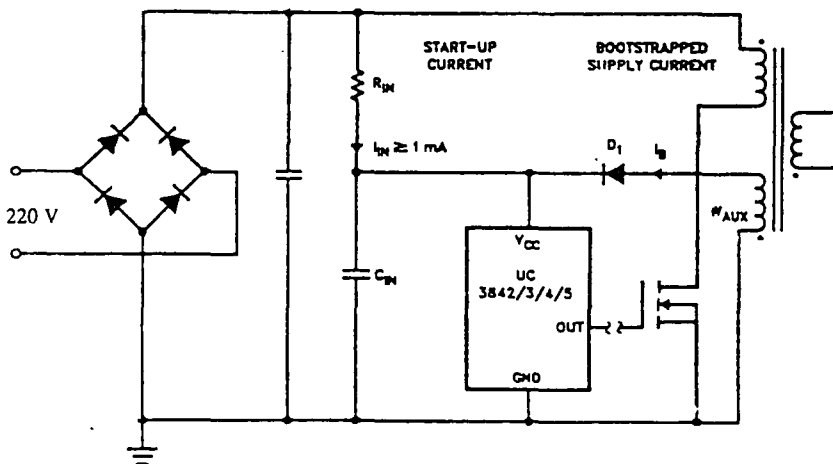


Pin numbers adjacent to terminals are for the 8 pin dual-in-line package. Pin numbers in parenthesis are for the D suffix SO-14 package.

รูปที่ 2.40 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี UC3842

วงจร UVLO(Under-Voltage Lock Out)

วงจร ULVO ภายใน UC3842 จะทำให้มันสามารถเริ่มต้นการทำงานจากแรงดันไฟตรง 370 โวลต์ที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ได้ และเมื่อวงจรทำงานแล้ว ไอซีจึงทำงานต่อไปได้จากไฟเลี้ยงที่ได้จากขด Aux ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง การจัดวงจรเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี UC3842 จึงสามารถทำได้ดังในรูปที่ 2.41 วงจรจะเริ่มการทำงานเมื่อจ่ายแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์เข้าที่อินพุท C_{in} ก็จะถูกชาร์จด้วยแรงดันไฟตรงประมาณ 310 โวลต์ผ่านตัวต้านทาน R_{in} จน C_{in} มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันเท่ากับ 16 โวลต์ วงจร UVLO ในตัวไอซี UC3842 จึงจะจับค่าแรงดันได้และเริ่มต้นขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานจนแรงดันที่ได้จากขด Aux มีค่ามากพอที่จะทำให้ UC3842 ทำงานต่อไปได้โดยใช้แรงดันไฟเลี้ยงจากขด Aux ของหม้อแปลง



รูปที่ 2.41 แสดงการต่อวงจรเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี UC3842 โดยไอซีจะเริ่มทำงานได้จากแรงดันที่อินพุท และจะใช้ไฟเลี้ยงจากขด Aux หลังจากวงจรเริ่มทำงานแล้ว

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

คาบเวลาของวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นตัวกำหนดคาบเวลาของเอาพุทของไอซีด้วย สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ภายนอก ที่ขา 8 และขา 4 ของไอซี โดย C_T จะถูกชาร์จประจุผ่าน R_T ด้วยแรงดัน V_{ref} ที่ขา 8 จนมีแรงดันตกคร่อมตัวมันประมาณ 2.8 โวลต์จึงดีส์ชาร์จประจุผ่านขา 4 ออกไปจนแรงดันตกคร่อมลดเหลือประมาณ 1.2

โวลต์ จึงเริ่มต้นชาร์จประจุใหม่ ในขณะที่ C_T กำลังดีสชาร์จ วงจรออสซิลเลเตอร์จะให้ blanking pulse ออกมามีค่าเป็น "High" ตลอดเวลาที่ C_T กำลังดีสชาร์จ เพื่อให้ขากลางของ NOR เกทมีสถานะเป็น "High" และจะทำให้เอาพุทไม่ทำงาน ดังนั้นค่าเวลาเพื่อ t_d จะกำหนดได้จากช่วงเวลาในขณะที่ C_T ดีสชาร์จนั่นเอง ในกรณีที่ค่าของ $R_T > 5$ กิโลโอห์ม คาบเวลาการทำงานจะสามารถกำหนดได้จาก

$$T = 0.55 R_T C_T \quad \dots (2.27)$$

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

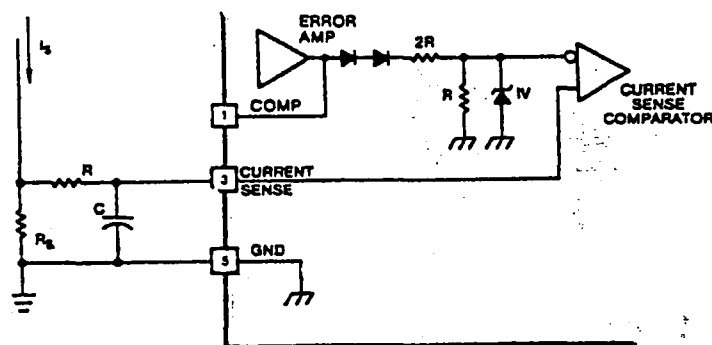
จากรูปที่ 2.40 แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_u จะถูกป้อนเข้าที่ขา 3 ของไอซี UC3842 เพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของคอนเวอร์เตอร์ แรงดันที่ขา 3 นี้จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันจากเอาพุทของ Error Amp ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดไฟโรมารี่จึงถูกจำกัด โดยมีค่าเท่ากับ

$$I_{(PK)} = (V_{(COMP)} - 1.4) / 3R_u \quad \dots (2.28)$$

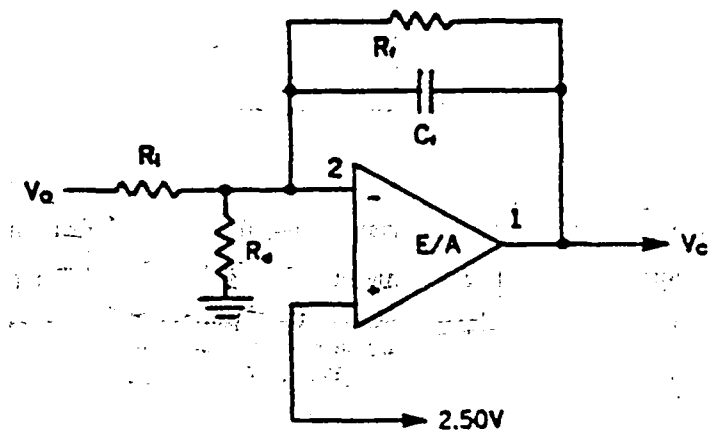
กรณีไม่มีสัญญาณที่ขา 2 หรือกรณีโหลดเกิน ค่าแรงดันสูงสุดที่เอาพุทของ Error Amp จะถูกจำกัดไว้ที่ 1.0 โวลต์ด้วยซีเนอร์ไดโอดภายใน ดังนั้นกระแสสูงสุดที่ขดไฟโรมารี่จะถูกจำกัดไว้ที่

$$I_{(PK)} = 1.0 / R_u \quad \dots (2.29)$$

การต่อขา 3 ใช้นั้น ให้ต่อดังรูปที่ 2.42 โดยวงจร RC ฟิลเตอร์ที่ต่อเพิ่มเข้ามานั้นเพื่อกรองเอาสไปค์ (Spike) ที่ขอบขาขึ้นของกระแสออกไป ซึ่งสไปค์อาจรบกวนการทำงานของไอซีได้ โดยกำหนดค่าของ R และ C ให้มีค่าคงตัวเวลาเท่ากับช่วงเวลาการเกิดสไปค์ (ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 200-300 นาโนวินาที)



รูปที่ 2.42 แสดงการต่อวงจร RC ฟิลเตอร์ที่ขา 3 ของ UC3842 เพื่อกรองเอาสไปค์ออก



รูปที่ 2.43 แสดงลักษณะการชดเชยลูปที่ขา 1 ของ UC3842

แรงดันจากเอาพุทของคอนเวอร์เตอร์จะถูกป้อนกลับมาเข้าที่ขา 2 และถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงค่า 2.5 โวลต์ที่อยู่ภายในไอซี การชดเชยลูปของ Error Amp สามารถทำได้จากวงจรภายนอกที่ขา 1 ดังรูปที่ 2.43 ค่าของ R_2 จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 7 กิโลโอห์ม และค่าของ R_T ควรให้มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้

เอาพุทของไอซี

เอาพุทของ UC3842 สามารถขับเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยตรง และสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดถึง 1.0 แอมป์ เวลาที่ขอบขาขึ้นและขาลงมีค่าเท่ากับ 50 นาโนวินาที (เมื่อโหลดมีค่าความจุเท่ากับ 1.0 นาโนฟารัด) ในกรณีที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับ UC3842 มีค่ามากกว่า 20 โวลต์ ควรต่อซีเนอร์ไดโอดค่า 20 โวลต์ ที่เอาพุทไว้เพื่อจำกัดแรงดันและป้องกันเพาเวอร์มอสเฟตด้วย

UC3842 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 16-30 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงในตัวเองที่ 5.0 โวลต์ 1% ที่อุณหภูมิ 25 C เพื่อเป็นแรงดันอ้างอิงให้กับออสซิลเลเตอร์และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 20 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้งานอื่นได้ และยังมีวงจรป้องกันการลัดวงจรที่แรงดันอ้างอิงอีกด้วย

2.6 เพาเวอร์มอสเฟต

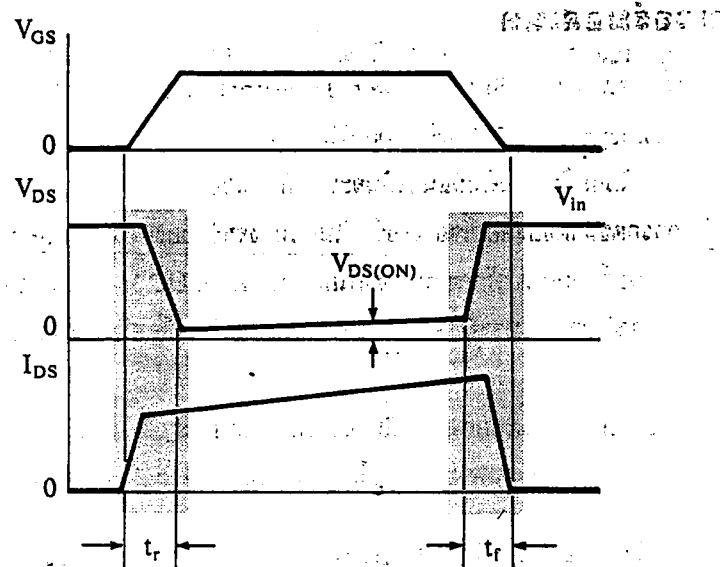
เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิรตซ์จนถึงประมาณ 200หรือ400 กิโลเฮิรตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมเช่น UC3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปในลักษณะทั้ง N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในโครงงานนี้เลือกใช้ชนิด N-channel เท่านั้น

2.6.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมีนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูป 2.44 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิทช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิรตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำ



รูปที่ 2.44 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

กระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} + P_C \quad \dots (2.30)$$

$$P_{sw(on)} = 0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_r / T \quad \dots (2.31)$$

$$P_{sw(off)} = 0.5 I_{PK(off)} V_{in} t_f / T \quad \dots (2.32)$$

$$P_C = (I_{Drms})^2 R_{DSon}(T_J) \quad \dots (2.33)$$

เมื่อ $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

$I_{PK(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน

$R_{\text{ds(on)}} (T_{\text{J}})$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอกซ์ต่อสูงสุด
ขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

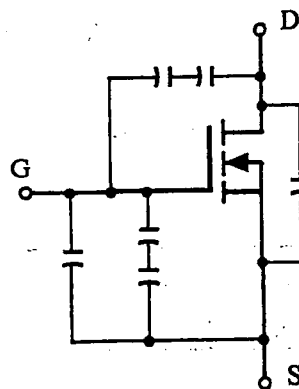
2.6.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบอัสต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ ในการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเป็นอันดับแรกก่อน

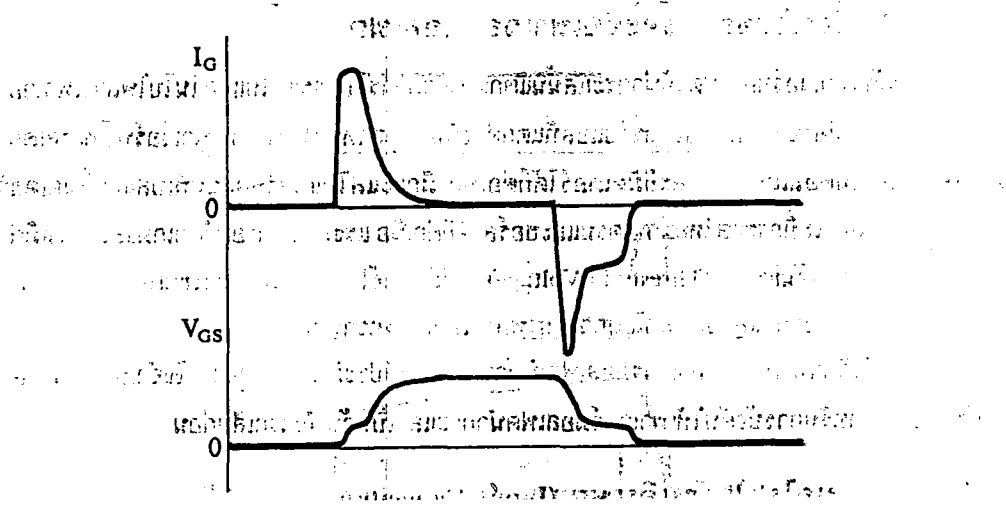
2.6.2.1 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท(Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆของมันดังรูปที่ 2.45



รูปที่ 2.45 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 2.46 ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ



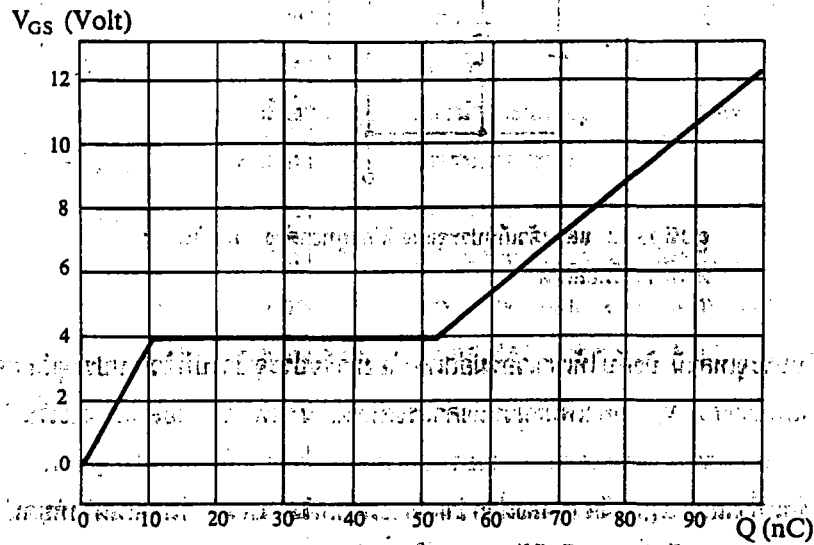
รูปที่ 2.46 แสดงลักษณะแรงดันที่ขาเกต ขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไป้อัสให้นำกระแส

2.6.2.2 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในดาต้าชีตด้วย(รูปที่ 2.47) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไป้อัสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

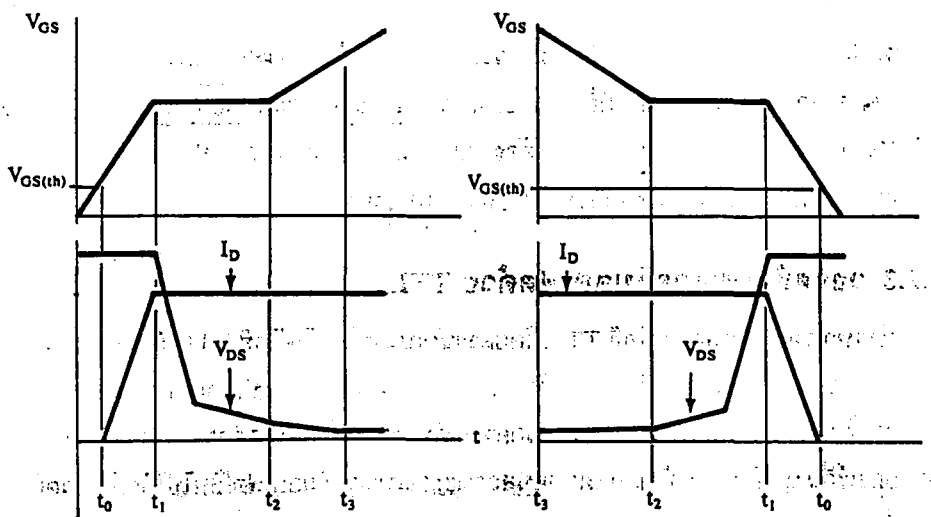
ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาดำเนินก่อนเริ่มนำกระแส(turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส(rise time) $t_0 - t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน(excess charge time) $t_2 - t_3$



รูปที่ 2.47 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลานิ่งก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่



รูปที่ 2.48 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

ประมาณ 90% จนเหลือเพียง 10% ของค่าแรงดัน V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.48 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายขึ้น ด้วยการคายประจุที่เกิดขึ้นโดยอัตโนมัติขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อซาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟรูปที่ 2.47 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_2 ได้จาก

$$t = Q_0 / I_0 \quad \dots (2.34)$$

เมื่อ Q_0 คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_0 คือ ค่ากระแสที่ใช้ซาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการซาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแสได้ที่ประมาณ 200-400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่

2.6.3 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์เช่น ในไบโพลาร์เพาเวอร์

ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งขณะเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลผ่านมากขึ้น ซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิภพความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมัน

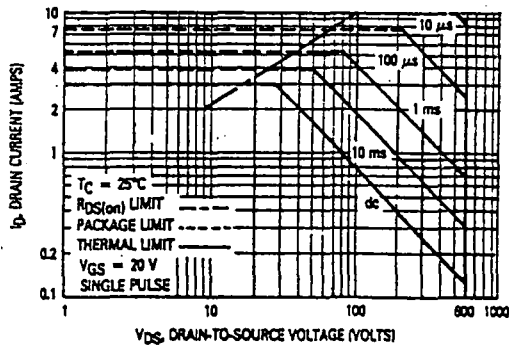
พิภพความปลอดภัย FBSOA ชัดจำกัดกำลังที่พิภพความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งได้เป็น 4 ลักษณะคือ

1. ชัดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain-Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ชัดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ชัดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

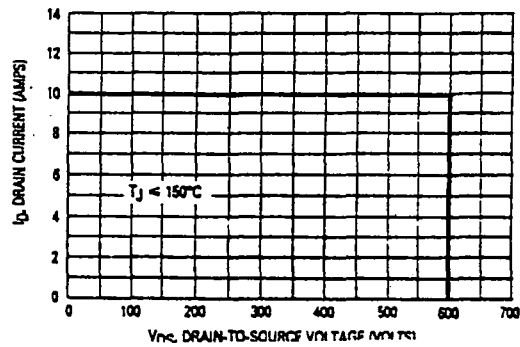
ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตแสดงไว้ดังรูปที่ 2.49 และเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิภพของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ

พิภพความปลอดภัย SSOA (Switching Safe Operation Area) เป็นกราฟแสดงพิภพกระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิภพปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติพิภพกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้ดังรูปที่ 2.50 และเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่า และชัดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสเดรน I_D สูงสุดเท่านั้น



รูปที่ 2.49 แสดงตัวอย่างกราฟฟีดแบ็ค FBSOA ของเพาเวอร์ MOSFET



รูปที่ 2.50 แสดงตัวอย่างกราฟฟีดแบ็ค SSOA ของเพาเวอร์ MOSFET

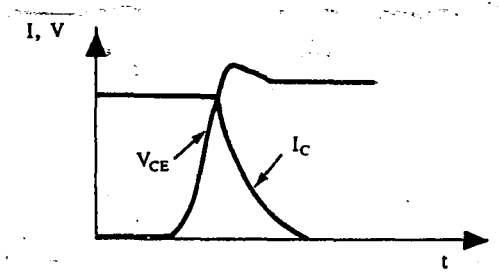
2.7 วงจร snubber

วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนหนึ่งที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอเตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดัน (clamp snubber)

วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกว่า วงจร RCD snubber

2.7.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

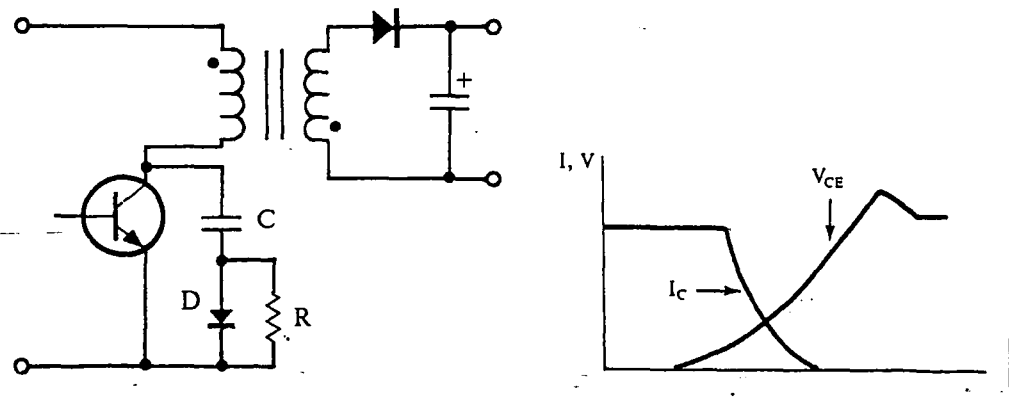
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังงานสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.51 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงสูงขึ้น



รูปที่ 2.51 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบออร์เข้า
กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่าง
ช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลัง
งานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ

ลักษณะของการต่อวงจรสับเบออร์อาจทำได้ดังรูปที่ 2.52



รูปที่ 2.52 แสดงการต่อวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วง
แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจร RCD สับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพา
เวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้
มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิด
แรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพา
เวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดัน

ที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดลงต่ำลงอีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{pk} \times t_{off}}{2 V_{in}} \quad \dots (2.35)$$

$$R_1 = \frac{t_{on(min)}}{2.3 C_1} \quad \dots (2.36)$$

เมื่อ I_{pk} คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังสูงได้ โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

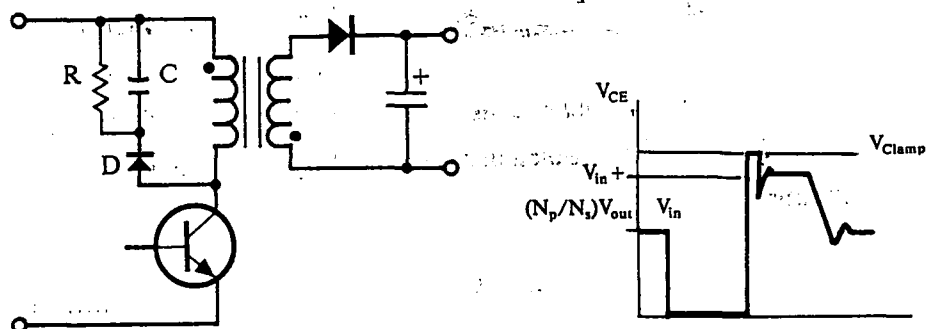
$$P_d = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (\text{วัตต์}) \quad \dots (2.37)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.7.2 วงจรสับเบียร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปกติกับ RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มักทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิส

เตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอ์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.53



รูปที่ 2.53 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

บทที่ 3

การวิจัยและการดำเนินงาน

โครงการพิเศษ ทำการทดลองสร้างเครื่องต้นแบบของ Miniature Switching Power Supply โดยใช้คอนเวอเตอร์แบบฟลายแบค ที่ควบคุมด้วยไอซี UC3842 (Current mode PWM control circuit) ซึ่งควบคุมในโหมดกระแส โดยได้กำหนดคุณสมบัติไว้ดังนี้

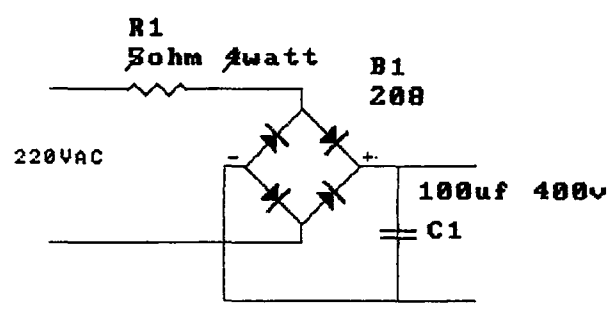
Output Power	:	6	Watt
Efficiency	:	80	% at Full Load
Input Voltage	:	180-260	V_{ac} (nominal 220 V_{ac})
Output Voltage	:	+12	V_{dc}
and Current		0-500	mA.
Line Regulation	:	+12	V.
at 50% Load			%
Load Regulation	:	+12	V.
Ripple and noise	:	+12	V. 120 mV _{p-p} max
Switching Frequency	:	40	KHz
Volumn	:	6	inch ³

การดำเนินงานในขั้นแรกเริ่มจากการออกแบบ คำนวณหาอุปกรณ์ที่เหมาะสม โดยแบ่งออกแบบเป็นส่วนๆ ดังนี้

3.1 วงจรส่วนอินพุทของ Miniature Switching Power Supply

วงจรส่วนนี้มีหน้าที่หลักคือ แปลงแรงดันอินพุทซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง เพื่อส่งต่อไปให้กับวงจรส่วนคอนเวอเตอร์

ส่วนประกอบที่สำคัญที่ใช้ในโครงการคือ ตัวเก็บประจุอินพุท(C), ไดโอดบริดจ์เรกติไฟร์(BD), ตัวต้านทานป้องกันกระแสกระชาก(R_s) ซึ่งต่อกันดังรูป 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรส่วนอินพุทของสวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลาย

ตัวต้านทานป้องกันกระแสกระชาก (R_s)

ตัวต้านทานนี้ มีหน้าที่สำคัญในตอนเริ่มต้นเปิดสวิตซ์ให้สวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลายทำงาน คือ ขณะเปิดสวิตซ์ ตัวเก็บประจุไม่มีประจุอยู่เลย ความต้านทานรวมของวงจรมีค่าเกือบเป็นศูนย์ จึงเกิดกระแสปริมาณมากไหลเข้าสู่วงจรในทันที ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์บางตัวเสียหายได้ จึงจำเป็นต้องต่อตัวต้านทานนี้เพื่อป้องกันการกระชากของกระแส

ตัวต้านทานที่ใช้ไม่ควรมีค่าโอห์มสูงกว่า 10โอห์ม เพื่อหลังจากวงจรทำงานไปแล้ว ความต้านทานนี้จะไม่ถึงกระแสมากเกินไปจนอาจมีผลต่อกำลังที่อินพุทสู่สวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลาย และในที่สุดส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง

ตัวต้านทานควรมีอัตราทนกำลังสูง (สูงกว่า 3 วัตต์ขึ้นไป) ข้อดีของการใช้ตัวต้านทานคือ ลดความเค้นทางไฟฟ้าให้ไดโอด และตัวเก็บประจุ

ในโครงการนี้ได้ทดลองใช้ที่ค่า 5 โอห์ม 5 วัตต์ โดยพิจารณาจากกราฟรูปที่

2.4 โดยในแกน Y แสดงค่า V_{outdc} / V_{inrms} ซึ่งกำหนดค่าให้อยู่ใกล้ 1.38 แกน X คือกำลังงานที่ต้องจ่ายออกจากวงจรส่วนอินพุทต้องการต่ำกว่า 10 วัตต์

ไดโอดเรกติไฟร์

มีปัจจัยในการพิจารณาตามหัวข้อ 2.2 ซึ่งได้พิจารณาดังนี้

จากค่า ประสิทธิภาพ (η) = 0.8 , Output Power (P_o) = 6 Watt

Input Voltage = 220 V_{ac} 50 Hz

ดังนั้น Input Power มีค่าเท่ากับ $P_{in} = P_o / \eta = 6/0.8 = 7.5$ W(full load)

กระแสประสิทธิผลทางอินพุท $I_e = P_{in}/V_{in} = 7.5/220 = 34$ mA

จากค่า ตัวต้านทาน $R_t = 4$ โอห์ม จะได้ค่าของ แพกเตอรืตัวต้านทาน R_{sf} เป็น

$$R_{sf} = R_s P_{in} = 4 \times 7.5 = 30.5 \text{ โอห์มวัตต์}$$

นำค่าไปเปิดดูกราฟความสัมพันธ์ของ I_e กับ I_{inrms} , I_{caprms} , I_{peak} ต่อกำลังงานที่จ่ายให้คอนเวอร์เตอร์ (จากภาคผนวก) จะได้ค่าดังนี้

$$I_{inrms}/I_e = 1.6 \quad ; \quad I_{inrms} = 1.6 \times 34 \text{ mA} = 54.4 \text{ mA} = 60 \text{ mA}$$

$$I_{caprms}/I_e = 1.35 \quad ; \quad I_{caprms} = 1.35 \times 34 \text{ mA} = 45.9 \text{ mA} = 50 \text{ mA}$$

$$I_{peak}/I_e = 4.8 \quad ; \quad I_{peak} = 4.8 \times 34 \text{ mA} = 163.2 \text{ mA} = 170 \text{ mA}$$

จากการคำนวณได้ว่า กระแสอินพุท RMS เท่ากับ 60 mA

กระแสตัวเก็บประจุ RMS เท่ากับ 50 mA

กระแสสูงสุดอินพุท เท่ากับ 170 mA

จะได้ว่า กระแสเฉลี่ย ไบอัสตรง $I_{fm} = 2 \times I_{inrms} = 120$ mA

กระแสสูงสุดชั่วขณะ $I_{frm} = I_{peak} = 170$ mA

กระแสกระชาก $I_{fsm} = I_{fm} \times 1.5 = 1.8$ A

แรงดันไบอัสกลับ $V_{rfm} = V_{inrec} = 310$ V

ดังนั้นจึงควรใช้ ไดโอดบริดจ์ขนาด 400 โวลต์ 2 A

ตัวเก็บประจุอินพุท มีหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบเป็นไฟตรง มีข้อพิจารณาดังนี้

ควรสามารถ ทนกระแสกระเพื่อม RMS ได้ $= I_{inrms} = 60$ mA

$$\begin{aligned} \text{ทนแรงดันกระเพื่อม } V_{ripple} &= I_e t / V_{ripple} \\ &= (40 \text{ mA} \times 10 \text{ ms}) / 31 \text{ V} \\ &= 12.9 \text{ F} = 13 \text{ F} \end{aligned}$$

ถ้าต้องการช่วง เวลาไฮสลิป ควรกำหนดค่าตัวเก็บประจุให้มีความจุมากกว่าค่าที่คำนวณได้

ตัวเก็บประจุต้องทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า แรงดันไฟตรงเอาพุทซึ่งเท่ากับ 400 โวลต์

จึงเลือกใช้ ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์ ขนาด 400V 100 F

3.2 วงจรส่วนพลาสมาคอนเวอร์เตอร์

อาศัยรูปที่ 2.9 พลาสมาคอนเวอร์เตอร์ มีลำดับขั้นตอนการออกแบบดังต่อไปนี้

-คาบเวลาการทำงาน(T)

จากการกำหนดเองว่าให้สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนี้ทำงานที่ความถี่ 40 KHz

$$\text{ดังนั้น } T = 1/f = 1/40\text{KHz} = 25 \mu\text{s}.$$

-อัตราส่วนของขดลวดไพรมารีและขดเชคันดารี(N_p/N_s) และช่วงเวลานำกระแสสูงสุด

T_{onmax} ซึ่งสองค่านี้เป็นค่าสำคัญในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์

$$\text{จากสมการ } V_{DSmax} = V_{inmax} + (N_p/N_s)(V_o+V_D) + 0.3V_{inmax}$$

$$\text{กำหนด } V_{DSmax} = 800 \text{ V.}$$

$$V_{inmax} = (260V_{ac} \times 1.414) - 0V_{dc} = 368 \text{ V.}$$

$$\text{ดังนั้น } 800 = 368 + (N_p/N_s)13 + 110.4$$

$$N_p/N_s \leq 24.74$$

จากคาบการทำงาน 25 s กำหนดค่าเวลาเพื่อ $t_D = 0.2T = 5 \mu\text{s}$

และให้ช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{onmax} = 10 \mu\text{s}$ จึงคำนวณค่า N_p/N_s ได้ว่า

$$\text{จาก } t_{onmax} = \frac{(V_o+V_D)(N_p/N_s)(0.8T)}{(V_{inmin}-V_{DSon})+(V_o+V_D)(N_p/N_s)}$$

$$\text{กำหนดให้ } V_{inmin} = (180 \times 1.414) - 20V_{dc} = 234 \text{ V.}$$

$$V_{DSon} = R_{DSon} \times I_{Don} = 3.5 \times 2.5 = 8.75 \approx 10 \text{ V.}$$

$$10 \times 10^{-6} = \frac{(13)(N_p/N_s)(0.8 \times 25 \times 10^{-6})}{[(234-10)+(13)(N_p/N_s)]}$$

$$\text{ดังนั้น } N_p/N_s = 17.23 \approx 17$$

-คำนวณค่าเหนี่ยวนำ L_D ของขดไพรมารี จากสมการ

$$\begin{aligned} L_D &= n^2 (V_{inmin} - V_{DSon}) T_{onmax}^2 / 2TP_o \\ L_D &= 0.8 [(234-10) \times 10 \times 10^{-6}]^2 / 2 \times 25 \times 10^{-6} \times 6 \\ &= 13.38 \text{ mH (มิลลิเฮนรี่)} \end{aligned}$$

-คำนวณกระแสสูงสุดด้านไพรมารี

$$\begin{aligned} I_{D(pk)} &= (V_{inmin} - V_{DSon}) t_{onmax} / L_D \\ &= (234-10) \times 10 \times 10^{-6} / 13.3 \\ &= 167.41 \text{ mA. } \approx 170 \text{ mA.} \end{aligned}$$

-จากค่ากระแสสูงสุดขดลวดไพรมารี และกำหนดความหนาแน่นกระแสไว้ที่ 400

Circularmil/Amp. จะได้ว่าต้องใช้ลวดทองแดงขนาด $400 \times 170 \text{ mA} = 68 \text{ C.M.}$

เปรียบเทียบกับตารางลวดมาตรฐาน AWG จะต้องใช้ลวด AWG 31 มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง

กลาง d เท่ากับ 0.0108 นิ้ว จึงกำหนดได้ว่าขนาดแกนที่เหมาะสมคือ

$$\text{จาก } A_c A_w = (25.32 L_D I_{D(pk)}^2 d^2) 10^8 / B_{max}$$

จากข้อมูลวัสดุแกนเฟอร์ไรต์ชนิด 2E6 จะได้ว่า $B_{max} = 3600/2 = 1800 \text{ G.}$

$$= (25.32 \times 13.38 \text{ mH} \times 170 \text{ mA} \times 0.0108^2) \times 10^8 / 1800$$

$$= 0.373 \text{ cm.}^4$$

ดังนั้นเลือกใช้แกน EI-28 / 2E6 จะได้ขนาดแกน

$$A_c A_w = 0.861 \times 0.725 = 0.624 \text{ cm.}^4 \text{ จึงใช้งานได้}$$

-ขนาดของปริมาตรแกนเฟอร์ไรต์ขณะที่ไม่มีช่องอากาศคั่น

$$\text{จากสมการ } V_o = (0.4 \times 10^8 L_D (I_D)^2) / (B_{max} H)$$

จากการกำหนด $B_{max} = 1800 \text{ G.}$ ที่ 100°C และได้ $H = 0.8$

$$V_o = (0.4 \times 10^8 \times 13.38 \text{ mH} \times 170 \text{ mA}^2) / (1800 \times 0.8)$$

$$= 33.74 \text{ cm}^3$$

แต่แกน EI-28 มีขนาดปริมาตร 4.215 cm^3 แสดงว่าควรจะเพิ่มช่องอากาศคั่น เพื่อ

ให้มีปริมาตรแกนเพิ่มขึ้น สามารถคำนวณช่องอากาศคั่น 1_x ได้จาก

$$\begin{aligned}
 l_w &= (0.4\pi L_D (I_{DD})^2) 10^8 / (A_D (B_{max})^2) \\
 &= (0.4\pi \times 13.38 \text{mH} \times (170 \text{mA})^2) / (0.861 \times 1800^2) \\
 &= 0.0174 \text{ cm.}
 \end{aligned}$$

-คำนวณจำนวนรอบขดลวดไพรมารี

$$\begin{aligned}
 N_D &= (L_D I_{DD}) 10^8 / A_D B_{max} \\
 &= (13.38 \text{mH} \times 170 \text{mA}) 10^8 / (0.861 \times 1800) = 146.74 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

จากอัตราส่วน $N_D/N_S = 17$ จึงเลือกขดลวดไพรมารี $N_D = 153$ รอบ

ดังนั้น ขดลวดเซคันดารี $N_S = 153/17 = 9$ รอบ

กระแสเอาพุตต้องการ 500mA จะใช้ลวด AWG ขนาดเท่ากับ

$$400 \text{ C.M./A.} \times 500 \text{mA} = 200 \text{ C.M.} \quad \text{ใช้ลวด AWG เบอร์ 27}$$

ต้องการแรงดัน 16 โวลต์ที่ออกจากขดลวดควบคุม จึงกำหนดค่าอัตราส่วน

$$N_D/N_C = 13 \quad \text{จึงได้ว่าขดลวดควบคุม } N_C = 153/13 = 11.76 = 12 \text{ รอบ}$$

จึงใช้ลวด AWG เบอร์ 30

-กำหนดค่าตัวเก็บประจุเอาพุต C_o จากกำหนดว่ามีแรงดันกระเพื่อม 120 mV.

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } C_o &= I_o t_{onmax} / V_{ripple} \\
 &= 500 \text{mA} \times 10 \times 10^{-6} / 120 \text{mV} \\
 &= 41.66 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

จึงเลือกค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 100 μF ทนแรงดันได้ 35 โวลต์ตามที่จำหน่าย

-การเลือกเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์มีหน้าที่เป็นสวิตช์ปิด-เปิด ดังนั้นเวลาที่ใช้ปิด (Fall Time) กับเวลาที่ใช้เปิด (Rise Time) ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงมีความสำคัญ โดยเฉพาะที่ความถี่สูง

เพาเวอร์มอสเฟตควรมีค่าแรงดันตกคร่อมขาเดรน-ซอร์สสูงสุดมากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ และมีค่าทนกระแสสูงสุดขาเดรน-ซอร์สมากกว่ากระแสสูงสุดที่ขอมให้ไหลในขดไพรมารีได้

จากค่า $V_{indc} = 310$ โวลต์ และ $I_{D(pk)} = 170$ mA. ดังนั้น จึงต้องการ
 เพาเวอร์มอสเฟตที่มีค่า V_{DSS} มากกว่า 620 โวลต์ ทนกระแสได้ มากกว่า 1A.
 ซึ่งค่าที่หาได้ คือ RFP4N100 ซึ่งเป็นเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-Channel ทนกระแสได้
 สูงสุด 4 แอมป์ ทนแรงดันได้สูงสุด 1000 โวลต์

-การเลือกไดโอดที่ใช้ที่เอาพุทของคอนเวอร์เตอร์

ควรเลือกไดโอดชนิดที่มีช่วงเวลาในการคืนตัวที่เร็ว เนื่องจากทำงานที่ความถี่สูง
 และทนแรงดันย้อนกลับและกระแสได้สูงเนื่องจากใช้งานกำลังสูง

จึงเลือกไดโอดชนิด Ultrafast Rectifiers MUR 115 ซึ่งทนกระแสฟอว์เวิร์ด
 ได้ถึง 1 แอมป์ ทนแรงดันย้อนกลับได้สูงถึง 150 โวลต์ และไดโอดชนิดนี้มีค่าเวลาคืน
 ตัวย้อนกลับ t_{rr} ประมาณ 75-100 ns และมีค่าเวลาคืนตัวฟอว์เวิร์ดเป็น $t_{fr} = 75$ ns

3.3 การเลือกอุปกรณ์ในส่วนวงจรควบคุม ที่ใช้กับ UC3842

จากรูปที่ 2.40 มีขั้นตอนการออกแบบวงจรควบคุมดังนี้

-ความถี่ในการทำงาน

สามารถตั้งความถี่ในการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายได้ โดยกำหนดค่า

R_T และ C_T ที่นำมาต่อยังขา 8 และ 4 ของ UC3842 ซึ่งหาค่าอุปกรณ์ดังกล่าวได้จาก

$$\text{สูตร } T = 0.55 R_T C_T$$

ดังนั้นถ้ากำหนด $f = 40$ KHz จะได้ $T = 25 \mu s$

ถ้าใช้ $C_T = 4700$ pF แล้ว $R_T = 25 \times 10^{-6} / (0.55 \times 4700 \times 10^{-12})$

$$R_T = 9.7 = 10 \text{ กิโลโห์ม}$$

-การลงค่าแรงดันคอนเวอร์เตอร์

UC3842 ควบคุมการทำงานคอนเวอร์เตอร์ด้วยการตรวจจับกระแสที่ไหลในวงจร
 หากกรณีไม่มีสัญญาณที่ขา 2 (over load) ค่าแรงดัน Error Amp. ถูกจำกัดที่ 1 โวลต์
 ด้วย zener diode กระแสสูงสุดถูกจำกัดที่

$$I_{PK} = 1.0 / R_S$$

หรือกรณีมีสัญญาณขา 2 จะเปรียบเทียบกับแรงดัน output ที่วงจร error amp กระแสจะถูกจำกัดที่

$$I_{PK} = (V_{DIN1} - 1.4) / 3 R_S$$

ถ้ากำหนดให้ กระแสสูงสุดไม่เกิน 500 มิลลิแอมป์ ค่าต้านทาน R_S ใช้ที่ 2 โอห์ม 2 วัตต์ และเลือกใช้ค่าตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ที่ขา 3 เพื่อลดสไปค์ขอบขาขึ้นของสัญญาณกระแส (ซึ่งอยู่ในช่วง 200-500ns) จะได้ $R = 1 \text{ Kohm}$ และ $C = 470 \text{ PF}$

3.4 การเลือกวงจร snubber (SNUBBER NETWORK)

เป็นวงจรที่ช่วยลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงาน มี 2 ลักษณะคือ

- วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (TURN OFF SNUBBER)

จากรูปที่ 2.52 Turn off Snubber เป็นวงจรช่วยลดกำลังสูญเสียขณะกำลังทำงานของ เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การเลือกค่าที่เหมาะสม พิจารณาจากสมการดังต่อไปนี้

$$3 R_1 C_1 = t_{on}$$

$$C_1 = [(I_p/2) * t_{off}] / [2 V_{DC (min)}]$$

$$= [(170 \text{ mA}/2) * 10^{-6}] / [2 * 234]$$

$$= 1816 \text{ PF} = 2200 \text{ PF}$$

$$R_1 = t_{on} / (3 * C_1)$$

$$= (10^{-6}) / (3 * 2200 \text{E-12})$$

$$= 1.5 \text{K}$$

$$\text{กำลังสูญเสียใน } R_{PD_{R_1}} = 0.5 C_1 (2 * V_{DC (min)})^2 / T$$

$$= 0.5 * (2200 \text{PF}) * (2 * 234)^2 / 25 \text{E-6}$$

$$= 9.6 \text{ watt} = 10 \text{ watt}$$

- วงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (CLAMP SNUBBER)

จากรูปที่ 2.53 Clamp Snubber เป็นวงจรป้องกันการเสียหายของมอสเฟตขณะทำงานจากการทำงานเกินพิกัดตลอดก็ย สามารถคำนวณค่าที่เหมาะสมดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{จาก} \quad C &= L_1 I_{PK}^2 / [(V_{DS(max)} - V_{CLAMP})]^2 \\
 \text{กำหนด} \quad V_{CLAMP} &= 500 \text{ V} \\
 \quad V_{DS(max)} &= 850 \text{ V} \\
 \text{ดังนั้น} \quad C &= [(13.31\text{mH}) * (170\text{mA})^2] / [850 - 500]^2 \\
 &= 3156 \text{ PF} = 3300 \text{ PF} \\
 R &= t_{off} / 3C \\
 &= 10\text{E-6} / 3 * 3300\text{PF} \\
 &= 1 \text{ Kohm} \\
 \text{กำลังสูญเสีย} \quad PD_s &= 1/2 L_1 I_{PK}^2 / T \\
 &= [0.5 * (13.38\text{mH}) * (170\text{mA})^2 / (25\text{E-6})] \\
 &= 7.7 \text{ watt} = 10 \text{ watt}
 \end{aligned}$$

บทที่ 4

ผลการวิจัยและวิจารณ์

หลังจาก ได้ออกแบบ และลงอุปกรณ์ตามวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วก็นำสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ ซัพพลายขนาดเล็ก เครื่องดังกล่าวมาทำการทดสอบ และได้บันทึกผลการทำงานอยู่ในบทนี้

สิ่งที่ต้องการทราบจากการทดสอบก็คือ การทำงานของคอนเวอเตอร์ และการทำงาน ของวงจรควบคุมซึ่งก็คือการทำงานของ ไอซี UC3842 ที่สภาวะต่างๆ ดังนั้นจึงแบ่งภาวะการ ทดสอบเป็นดังนี้ คือ

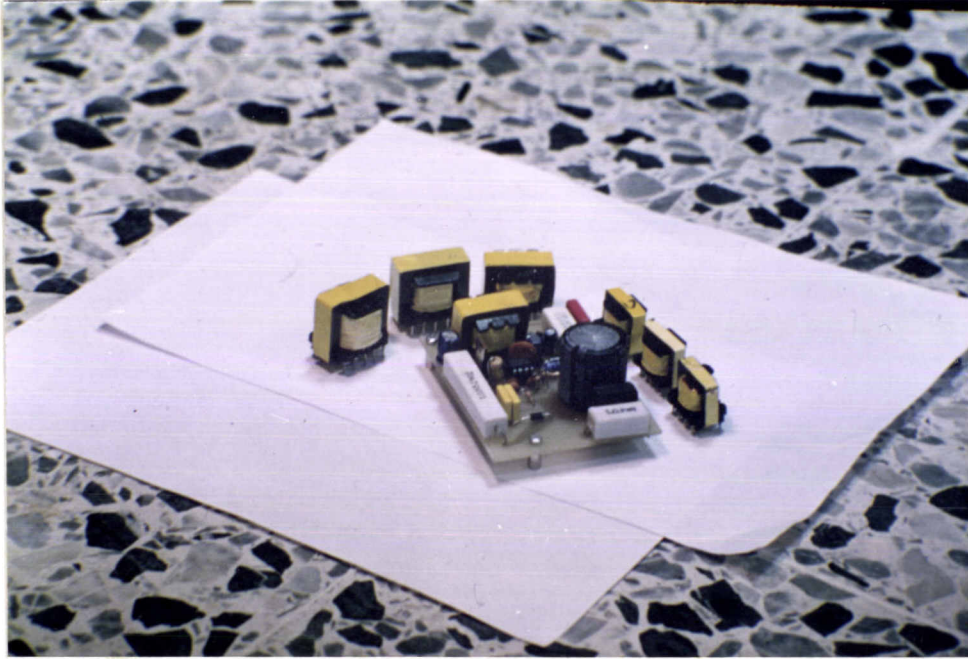
- สภาวะที่ 1 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟสลับ 220 โวลต์ โดยแรงดันอินพุตมีค่าคงที่ และ ไม่มีโหลด
- สภาวะที่ 2 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟสลับ 220 โวลต์ โดยแรงดันอินพุตมีค่าคงที่ และ Full Load
- สภาวะที่ 3 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟสลับ โดยมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต และ โหลดคงที่ จุดประสงค์เพื่อดูความสามารถในการคงค่าแรงดันเอาพุต ต่อการเปลี่ยนแปลงของ Line
- สภาวะที่ 4 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟสลับ โดยมีการเปลี่ยนแปลงของ โหลด และแรงดันอินพุตคงที่ จุดประสงค์เพื่อดูความสามารถในการคงค่าแรงดันเอาพุต ต่อการเปลี่ยนแปลงของ Load

สำหรับรูปสัญญาณสำคัญที่ใช้พิจารณาการทำงานของคอนเวอเตอร์ได้แก่

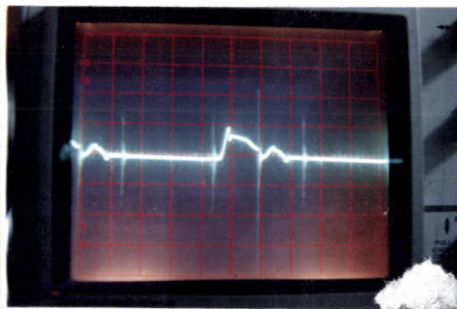
1. รูปสัญญาณกระแสที่ขา Source (I_D) ของเพาเวอร์มอสเฟต
2. รูปสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต V_{DS}

ส่วนรูปสัญญาณที่ใช้พิจารณาการทำงานของ ไอซีควบคุม UC3842 ได้แก่

1. รูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรควบคุมเพื่อ ไปทำให้เพาเวอร์มอสเฟต เปิด-ปิด ซึ่งจะดู ช่วงเวลา ON และ OFF และคาบเวลาของสัญญาณ I ลูท
2. รูปคลื่นการชาร์จ และดิสชาร์จของตัวเก็บประจุ C_T
3. รูปกระแสที่ตรวจจับทางขา 3 ของ ไอซี ซึ่งจะสัมพันธ์กับรูปคลื่นในข้อ 1



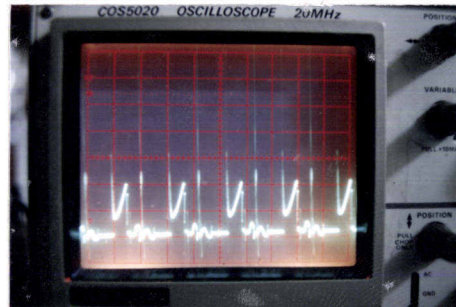
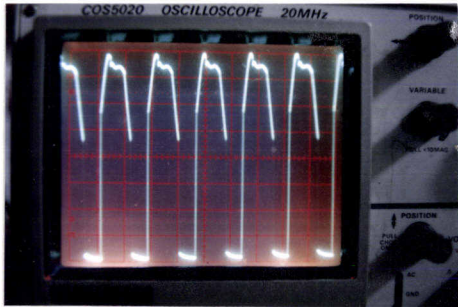
รูปที่ 4.2 แสดงสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลายขนาดเล็กที่ได้ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว



V_{dc} Volt	ขนาด ที่เอาท์	ช่องกน X เวลา	ช่องกน Y V ripple	V_{dc} V	I_o mA
310	-	10 μ s.	50 mV.	-	-

รูปที่ 4.3 แสดงแรงดันรบกวนที่เอาท์ของสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลาย

4.1 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟล์ับ 220 โวลต์ โดยแรงดันอินพุตที่มีค่าคงที่ และ ไม่มีโหลด

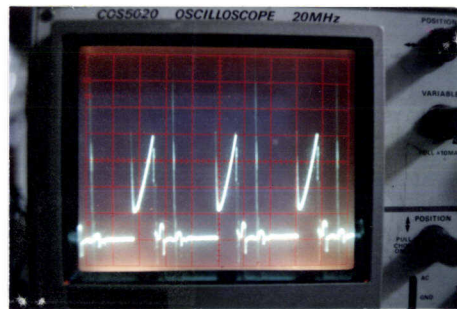
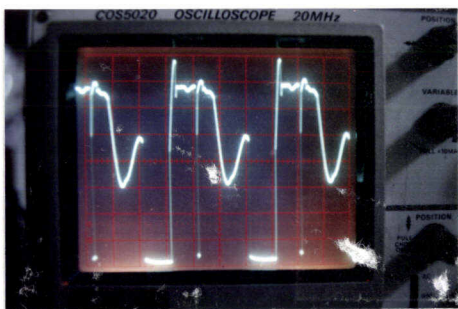


V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาท์	ช่องบน X เวลา	ช่องบน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
310	0 Ω	20 μ S.	5×10	400	-

V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาท์	ช่องบน X เวลา	ช่องบน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
310	0 Ω	20 μ S.	0.2 V.	-	400

รูปที่ 4.4 แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซัพพลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 1

4.2 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟล์ับ 220 โวลต์ โดยแรงดันอินพุตที่มีค่าคงที่ และ Full Load



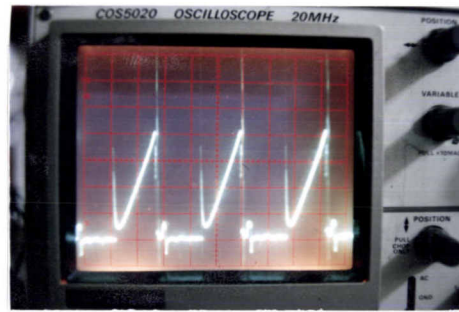
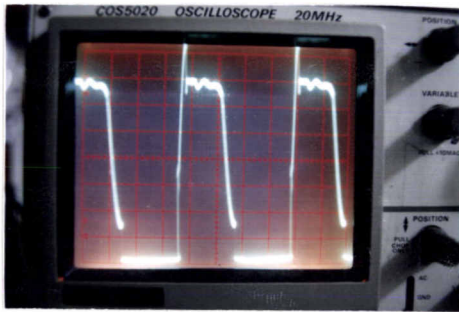
V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาท์	ช่องบน X เวลา	ช่องบน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
310	FULL 100%	10 μ S.	5×10	350	-

V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาท์	ช่องบน X เวลา	ช่องบน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
310	FULL 100%	10 μ S.	200 mA.	-	900

รูปที่ 4.5 แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซัพพลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 2

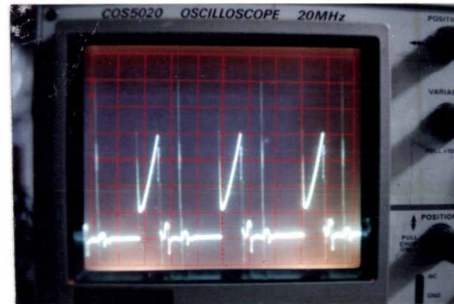
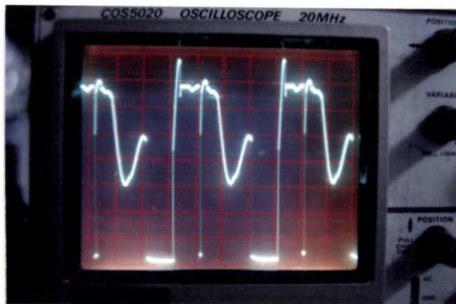
4.3 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟล์ลิบ โดยมี การเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุท และ โหลดคงที่

จุดประสงค์เพื่อดูความสามารถในการคงค่าแรงดันเอาพุท ต่อการเปลี่ยนแปลงของ Line



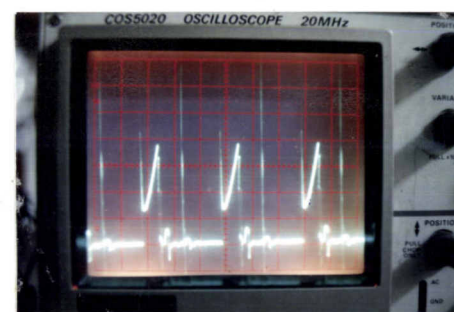
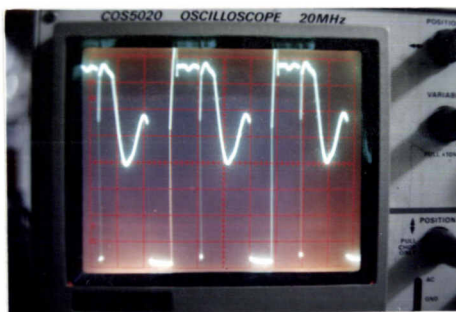
V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาพุท	ช่องขนาน X เวลา	ช่องขนาน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
260	FULL 100%	10 μ s.	5x10	350	-

V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาพุท	ช่องขนาน X เวลา	ช่องขนาน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
260	FULL 100%	10 μ s.	200 mA.	-	800



V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาพุท	ช่องขนาน X เวลา	ช่องขนาน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
310	FULL 100%	10 μ s.	5x10	360	-

V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาพุท	ช่องขนาน X เวลา	ช่องขนาน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
310	FULL 100%	10 μ s.	200 mA.	-	800



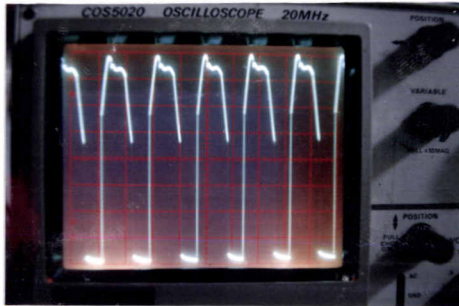
V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาพุท	ช่องขนาน X เวลา	ช่องขนาน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
365	FULL 100%	10 μ s.	5x10	400	-

V_{dc} Volt	โหลด ที่เอาพุท	ช่องขนาน X เวลา	ช่องขนาน Y V_{dc}	V_{dc} V	I_D mA
365	FULL 100%	10 μ s.	200 mA.	-	800

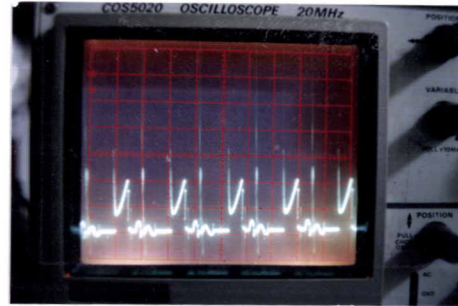
รูปที่ 4.6 แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซ์ฟลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 3

4.4 ขณะที่ใช้งานกับ ไฟล์บ โดยมี การเปลี่ยนแปลงของ โหลด และแรงดันอินพุตคงที่

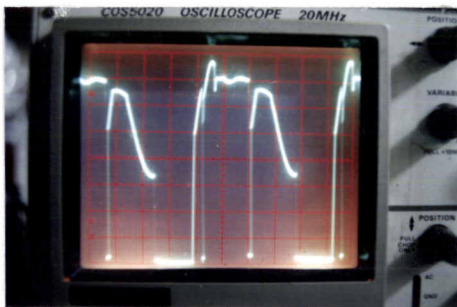
จุดประสงค์เพื่อดูความสามารถในการคงค่าแรงดันเอาพุท ต่อการเปลี่ยนแปลงของ Load



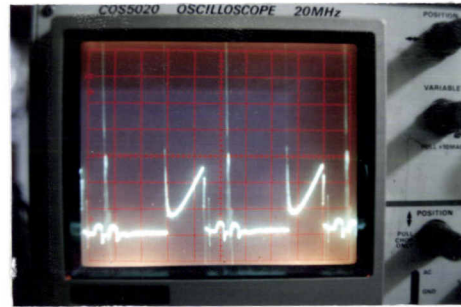
V_{dc}	โหลด	ช่องแกน X	ช่องแกน Y	V_{dc}	I_D
Volt	ที่เอาพุท	เวลา	V_{dc}	V	mA
310	NO 0%	20 μ S.	5x10	400	-



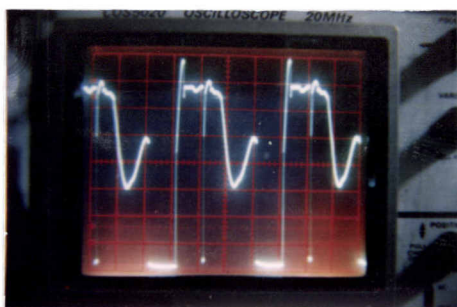
V_{dc}	โหลด	ช่องแกน X	ช่องแกน Y	V_{dc}	I_D
Volt	ที่เอาพุท	เวลา	V_{dc}	V	mA
310	NO 0%	20 μ S.	200 mA.	-	400



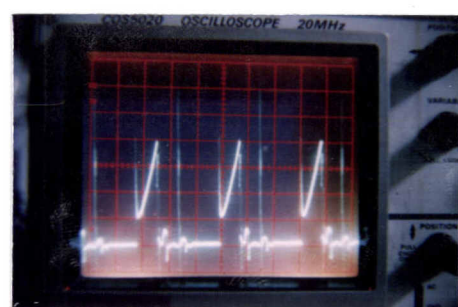
V_{dc}	โหลด	ช่องแกน X	ช่องแกน Y	V_{dc}	I_D
Volt	ที่เอาพุท	เวลา	V_{dc}	V	mA
310	50%	10 μ S.	5x10	350	-



V_{dc}	โหลด	ช่องแกน X	ช่องแกน Y	V_{dc}	I_D
Volt	ที่เอาพุท	เวลา	V_{dc}	V	mA
310	50%	10 μ S.	200 mA.	-	500



V_{dc}	โหลด	ช่องแกน X	ช่องแกน Y	V_{dc}	I_D
Volt	ที่เอาพุท	เวลา	V_{dc}	V	mA
310	FULL 100%	10 μ S.	5x10	350	-



V_{dc}	โหลด	ช่องแกน X	ช่องแกน Y	V_{dc}	I_D
Volt	ที่เอาพุท	เวลา	V_{dc}	V	mA
310	FULL 100%	10 μ S.	200 mA.	-	800

รูปที่ 4.7 แสดงคลื่นสำคัญในฟลายแบคซ์ฟลายที่ความถี่ 40 KHz ขณะอยู่ในสภาวะที่ 4

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อ เสนอแนะ

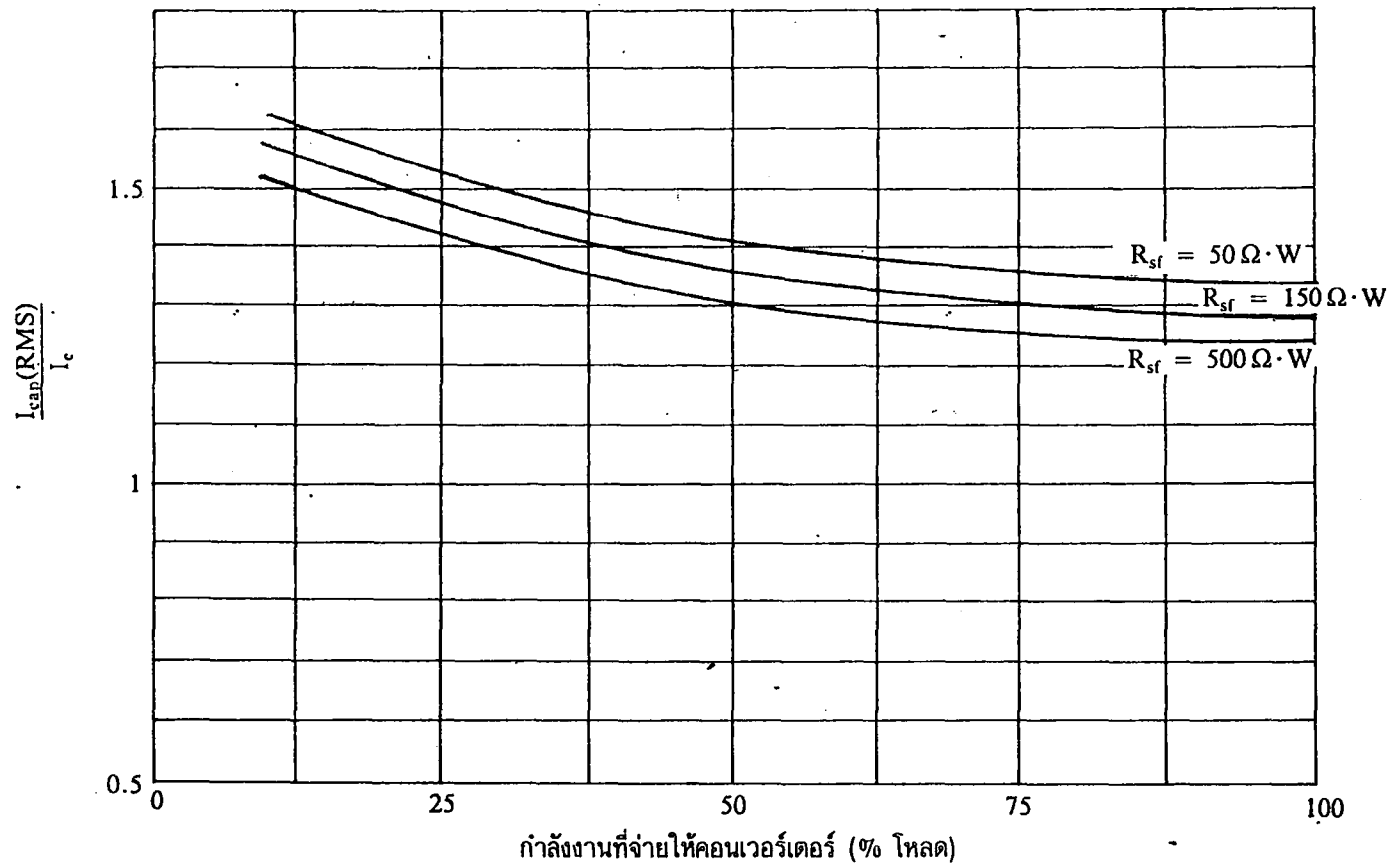
จากวัตถุประสงค์ของ โครงการงานที่ได้ตั้ง เป้าหมายไว้ ปรากฏว่าพอจะแบ่งประเด็น ได้ 2 ประเด็นคือ เรื่องการออกแบบวงจรให้ทำงานให้ได้ตาม เป้าหมายนั้นสามารถประสบความสำเร็จมากกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ เริ่มตั้งแต่ความสามารถในการควบคุมของ UC3842 ที่ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของ Line และ Load ได้เป็นอย่างดี, การทำงานที่ถูกต้องตาม การออกแบบของคอนเวอเตอร์ เช่น การเก็บแล้วส่งพลังงานต่อไปยัง โหลดของหม้อแปลง การทำงานเป็นสวิตซ์ของ เพาเวอร์มอสเฟตที่ความถี่ 40 KHz, นี้เป็นความสำเร็จทางด้านการออกแบบวงจรสวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย ส่วนอีกประเด็นหนึ่งซึ่งคิดว่าเป็นข้อพิจารณาหลักก็คือ เรื่องของ ขนาด ซึ่งตามสากลมักพิจารณาขนาดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจากค่า กำลังต่อปริมาตร ซึ่งโครงการนี้ทำได้ถึง 1 วัตต์ต่อ 1 ลูกบาศก์นิ้ว ซึ่งอยู่ในเกณฑ์สากลทั่วไป สำหรับข้อแนะนำในการพัฒนาให้โครงการนี้ดีขึ้นนั้น ได้อาศัยปัญหาสำคัญที่เกิดขึ้นในการ วิจัยมาเป็นข้อสำคัญดังนี้

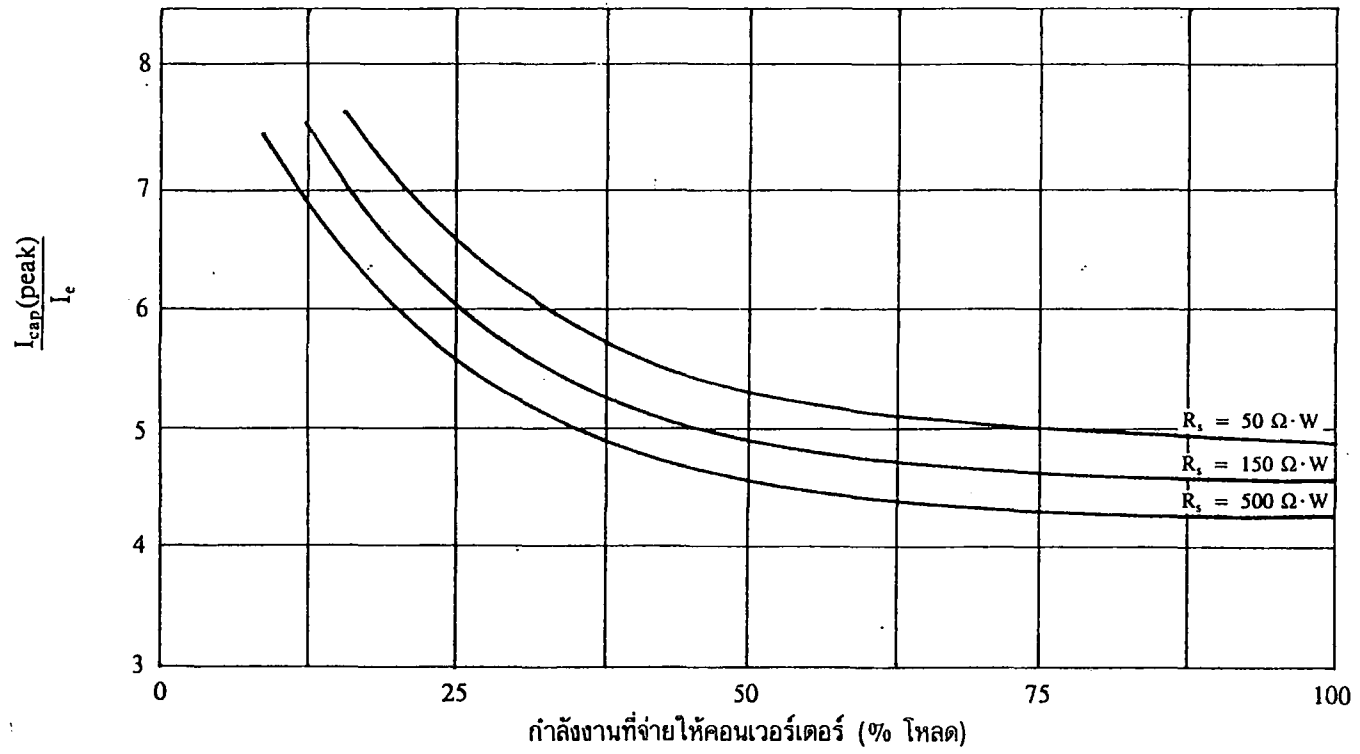
1. ในการทำให้สวิตซ์ เพาเวอร์ซัพพลายมีขนาดเล็กลงนั้น หลังจากที่ได้ออกแบบวงจร และ กำหนดค่าอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้งานต่างๆ อย่างรอบคอบแล้ว ประเด็นสำคัญจะตก ไปอยู่กับขนาด ของอุปกรณ์ที่จะเลือกมาใช้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวต้านทาน กับตัวเก็บประจุที่ทนวัตต์และ โวลต์ ได้สูงตามลำดับ อุปกรณ์ที่วางนี้ตามท้องตลาดมักมีขนาดใหญ่ หากสามารถหาอุปกรณ์เหล่านี้ที่มี ขนาดเล็ก ได้ จะ เป็นการดีอย่างยิ่ง
2. ปัญหาของหม้อแปลงสวิตซ์ ในการออกแบบหม้อแปลงนี้ไม่ค่อย เป็นปัญหา แต่ปัญหาอยู่ที่เทคนิค ในการพันหม้อแปลง เพราะถ้าหากพันลวดไม่ดี อาจจะใส่แกนเฟอร์ไรต์ลงไปไม่ได้ และลวด ที่พันก็ ไม่ควรใช้ลวดที่อแล้วมาพัน การพันควรเว้นระยะห่างจากขอบบนและล่างของบอบบิ้น ไว้ ประมาณข้างละ 3 มิลลิเมตร และควรใช้ เทปฉนวนที่มีความหนาพอพันคั่นระหว่างชุด ไพรมารี่ เซคันดารี และชุดอื่นด้วย และเพื่อป้องกันการสั้นของลวดในขณะทำงานที่ความถี่สูงควรนำชุด ลวดที่พัน ไปชุบน้ำมันวานิช และทิ้ง ไว้ให้แห้งก่อนนำไปใช้

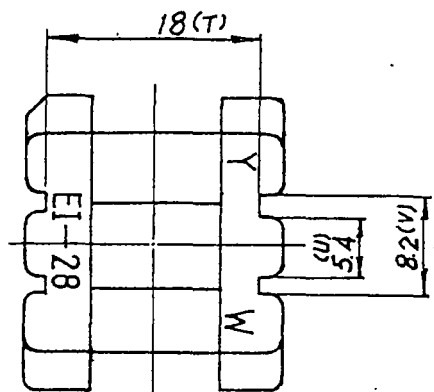
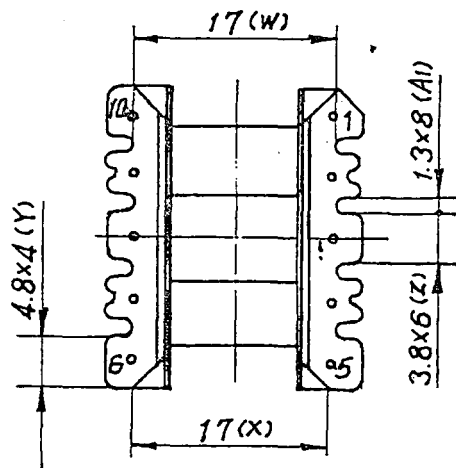
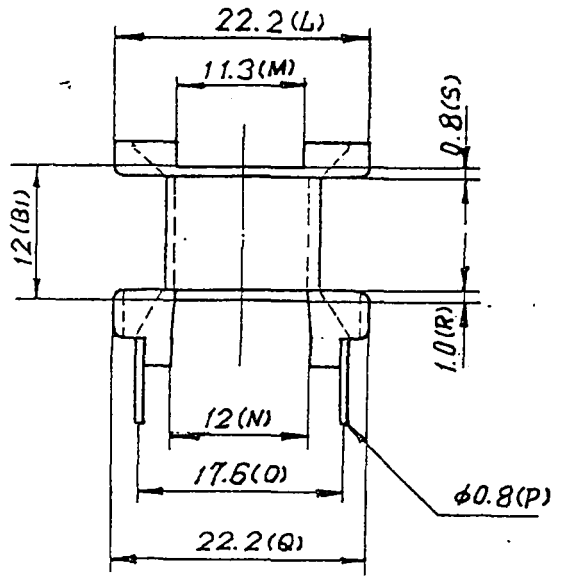
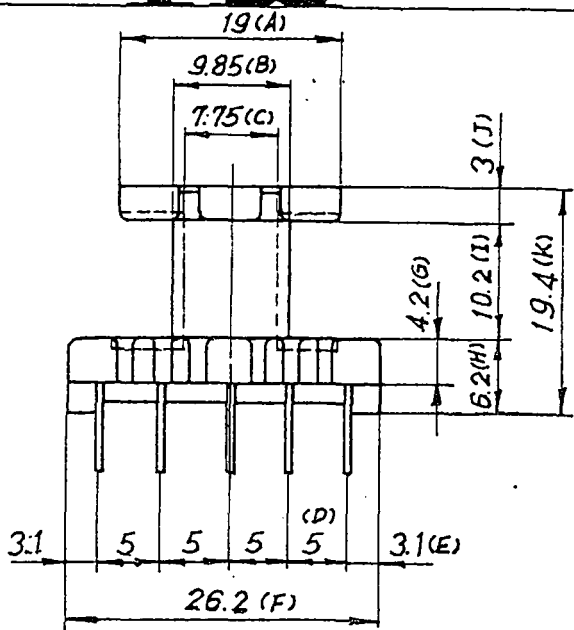
3. หากต้องการออกแบบฟลายแบคสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้ให้ใช้งานที่ให้กำลังมากกว่านี้สามารถทำได้ แต่ไม่ควรเกิน 150 วัตต์ เพราะจะมีปัญหาเรื่องหาอุปกรณ์ยาก และปัญหาเรื่องขนาดของอุปกรณ์ที่ใหญ่ขึ้นโดยเฉพาะตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ แต่ขนาดหม้อแปลงสามารถแก้ปัญหาได้โดยการเพิ่มความถี่ในการทำงานขึ้นไปอีก เช่นเป็นที่ 100, 150 หรือ 300 KHz ซึ่งตัว ไอซี UC3842 สามารถทำงานได้ถึงที่ความถี่ 500KHz นอกจากนี้อาจจะต้องเจอปัญหาการระบายความร้อนของอุปกรณ์ต่างๆ ซึ่งตัวระบายความร้อนก็มักมีขนาดใหญ่ และปัญหาสัญญาณรบกวน RFI/EMI ที่แผ่ออกมาจากหม้อแปลง และเพาเวอร์มอสเฟต

4. ในการออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ต้องออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous mode) เนื่องจากเป็นโหมดที่เกิดการสูญเสียพลังงานไปน้อยที่สุด แต่เวลาใช้งานจริง วงจรมักจะเกิดการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous mode) เนื่องจากการทำงานภายในอุปกรณ์ที่ผิดพลาด

ภาคผนวก







NAME 名稱	毅華企業有限公司 YIH-HWA ENTERPRISE CO., LTD.	MODEL	EI-28 (YW-038)	
ADDRESS (地址)	中和市泰和街25號	MATERIAL	長春 PHENOLIC T373J	
PHONE (電話)	(02)248-3366(代表線)	SCALE	UNIT	TOLERANCE
FAX (傳真)	(02)240-6919	1.5/1	m/m	m/m
		CL RECOGNITION	PIN MATERIAL	DATE
			CP WIRE	

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

1N4933
thru
1N4937

Designer's Data Sheet

AXIAL-LEAD, FAST-RECOVERY RECTIFIERS

... designed for special applications such as dc power supplies, inverters, converters, ultrasonic systems, choppers, low RF interference and free wheeling diodes. A complete line of fast recovery rectifiers having typical recovery time of 150 nanoseconds providing high efficiency at frequencies to 250 kHz.

Designer's Data for "Worst Case" Conditions

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves - representing device characteristics boundaries - are given to facilitate "worst case" design.

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	1N4933	1N4934	1N4935	1N4936	1N4937	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	Volts
Working Peak Reverse Voltage	V _{RWM}						
DC Blocking Voltage	V _R						
Nonrepetitive Peak Reverse Voltage	V _{RSM}	75	150	250	450	650	Volts
RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	280	420	Volts
Average Rectified Forward Current (Single phase, resistive load, T _A = 75°C)	I _O	1.0					Amp
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions)	I _{FSM}	30					Amps
Operating Junction Temperature Range	T _J	-65 to +150					°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +175					°C

***THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient (Typical Printed Circuit-Board Mounting)	R _{θJA}	65	°C/W

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Instantaneous Forward Voltage (I _F = 3.14 Amp, T _J = 150°C)	V _F	-	1.0	1.2	Volts
Forward Voltage (I _F = 1.0 Amp, T _A = 25°C)	V _F	-	1.0	1.2	Volts
*Reverse Current (Rated dc Voltage) T _A = 25°C	I _R	-	1.0	5.0	μA
T _A = 100°C	I _R	-	50	100	μA

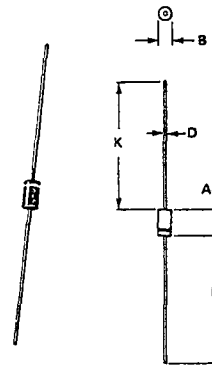
***REVERSE RECOVERY CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Recovery Time (I _F = 1.0 Amp to V _R = 30 Vdc) (Figure 21)	t _{rr}	-	150	200	ns
(I _{FM} = 15 Amp, di/dt = 10A/μs) (Figure 22)	t _{rr}	-	175	300	ns
Reverse Recovery Current (I _F = 1.0 Amp to V _R = 30 Vdc) (Figure 21)	I _{RM(REC)}	-	1.0	2.0	Amp

*Indicates JEDEC Registered Date

**FAST RECOVERY
RECTIFIERS**

50-600 VOLTS
1 AMPERE



NOTES:

1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY.
2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN "F" DIMENSION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.97	6.60	0.235	0.260
B	2.79	3.05	0.110	0.120
D	0.75	0.88	0.030	0.034
K	27.94	-	1.100	-

**CASE 59-04
PLASTIC**

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Transfer Molded Plastic
FINISH: External leads are readily solderable
POLARITY: Cathode indicated by polarity band
WEIGHT: 0.4 Gram (approximately)

1N4933 thru 1N4937

FIGURE 1 - FORWARD VOLTAGE

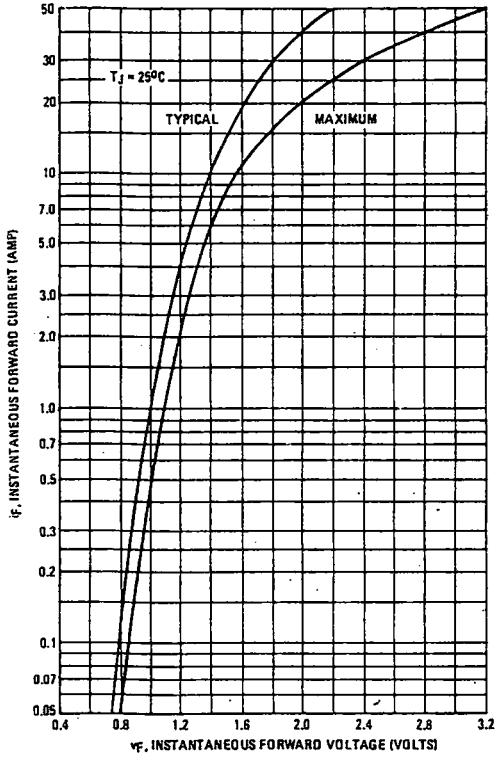


FIGURE 2 - MAXIMUM SURGE CAPABILITY

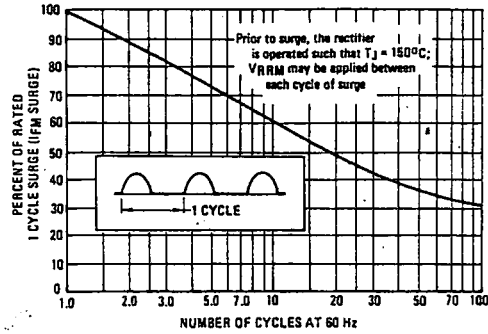
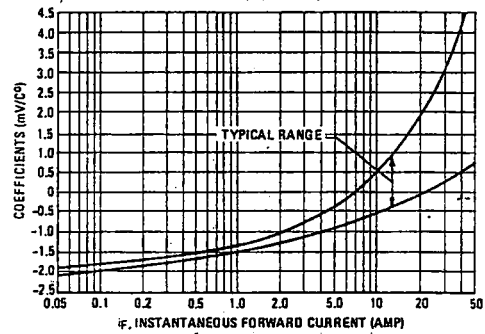
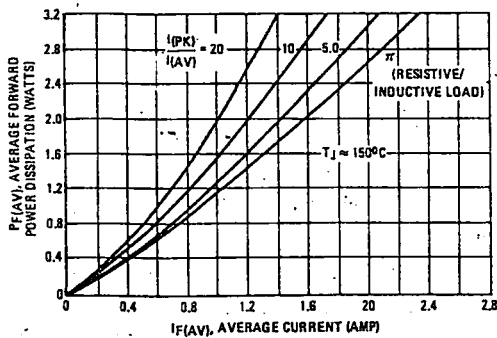


FIGURE 3 - FORWARD VOLTAGE TEMPERATURE COEFFICIENT



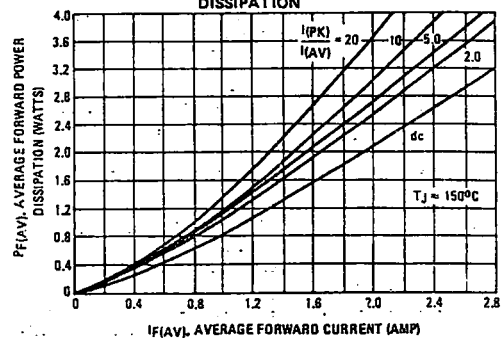
SINE WAVE INPUT

FIGURE 4 - FORWARD POWER DISSIPATION



SQUARE WAVE INPUT

FIGURE 5 - FORWARD POWER DISSIPATION



RY
S
S

K

DATED WITH JEDEC
IDE BAND.
LLED WITHIN "F"

INCHES	
MIN	MAX
275	0.260
110	0.120
330	0.034
100	-

ACTERISTICS

ic
readily solderable
ated by

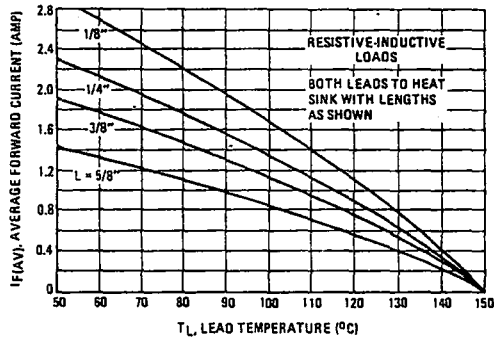
ximately)



1N4933 thru 1N4937

MAXIMUM CURRENT RATINGS

SINE WAVE INPUT
FIGURE 6 - EFFECT OF LEAD LENGTHS, RESISTIVE LOAD



SQUARE WAVE INPUT
FIGURE 7 - EFFECT OF LEAD LENGTHS, RESISTIVE LOAD

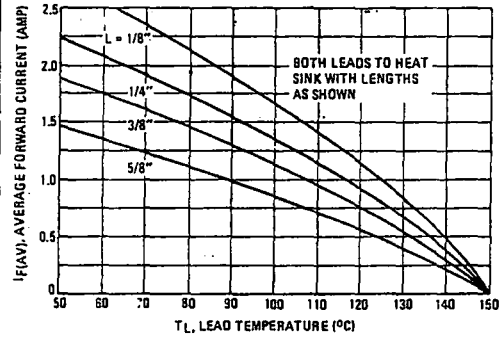


FIGURE 8 - 1/8" LEAD LENGTH, VARIOUS LOADS

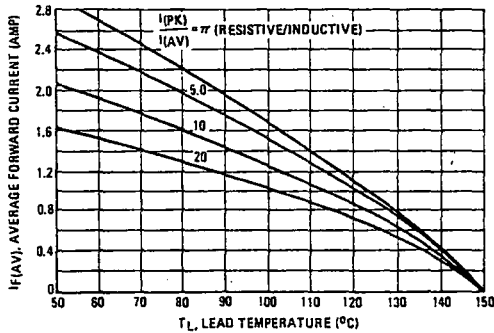


FIGURE 9 - 1/8" LEAD LENGTHS, VARIOUS LOADS

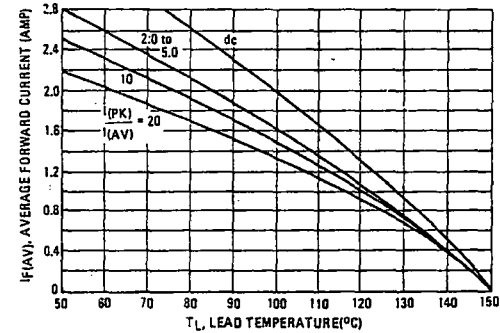


FIGURE 10 - PRINTED CIRCUIT BOARD MOUNTING, VARIOUS LOADS

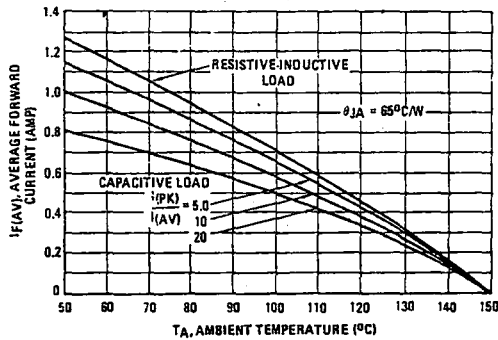
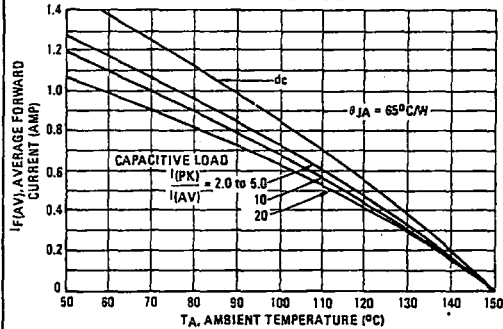


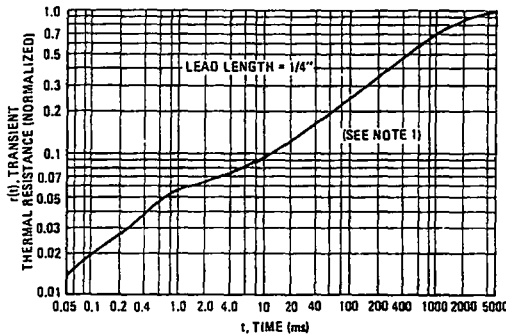
FIGURE 11 - PRINTED CIRCUIT BOARD MOUNTING, VARIOUS LOADS



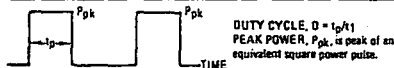
3

1N4933 thru 1N4937

FIGURE 12 - THERMAL RESPONSE



NOTE 1



To determine maximum junction temperature of the diode in a given situation, the following procedure is recommended:

The temperature of the case should be measured using a thermocouple placed on the case at the temperature reference point (see Note 3). The thermal mass connected to the case is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of TC, the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_C + \Delta T_{JC}$$

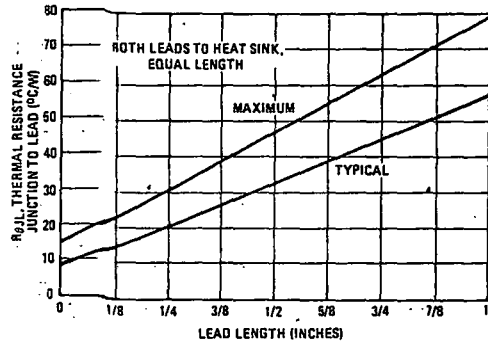
where ΔT_{JC} is the increase in junction temperature above the case temperature. It may be determined by:

$$\Delta T_{JC} = P_{pk} \cdot R_{\theta JC} [D + (1 - D) \cdot r(t_1 + t_p) + r(t_1)]$$

where

$r(t)$ = normalized value of transient thermal resistance at time, t , from Figure 3, i.e.:
 $r(t_1 + t_p)$ = normalized value of transient thermal resistance at time $t_1 + t_p$

FIGURE 13 - THERMAL RESISTANCE



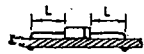
NOTE 2

Data shown for thermal resistance junction-to-ambient (θ_{JA}) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

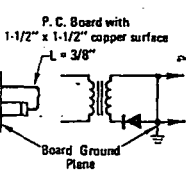
TYPICAL VALUES FOR θ_{JA} IN STILL AIR

MOUNTING METHOD	LEAD LENGTH, L (IN)				$R_{\theta JA}$ (C/W)
	1/8	1/4	1/2	3/4	
1	85	72	67	92	101
2	74	81	91	101	101
3					49

MOUNTING METHOD 1



MOUNTING METHOD 3



MOUNTING METHOD 2

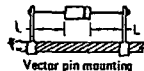
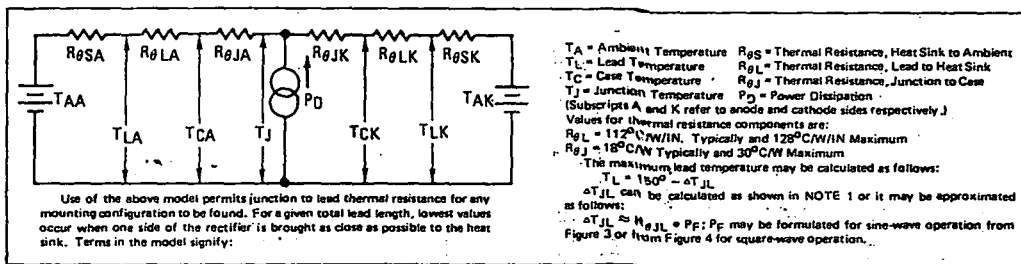


FIGURE 14 - THERMAL CIRCUIT MODEL
(For Heat Conduction Through The Leads)



Use of the above model permits junction to lead thermal resistance for any mounting configuration to be found. For a given total lead length, lowest values occur when one side of the rectifier is brought as close as possible to the heat sink. Terms in the model signify:

- T_A = Ambient Temperature
 - T_L = Lead Temperature
 - T_C = Case Temperature
 - T_J = Junction Temperature
 - P_D = Power Dissipation
 - $R_{\theta SA}$ = Thermal Resistance, Heat Sink to Ambient
 - $R_{\theta LA}$ = Thermal Resistance, Lead to Heat Sink
 - $R_{\theta JA}$ = Thermal Resistance, Junction to Case
 - $R_{\theta JK}$ = Thermal Resistance, Junction to Cathode
 - $R_{\theta LK}$ = Thermal Resistance, Lead to Cathode
 - $R_{\theta SK}$ = Thermal Resistance, Heat Sink to Ambient
- Values for thermal resistance components are:
 $R_{\theta LA} = 112^\circ\text{C/W/IN}$, Typically and 128°C/W/IN Maximum
 $R_{\theta JL} = 18^\circ\text{C/W}$ Typically and 30°C/W Maximum
 The maximum lead temperature may be calculated as follows:
 $T_L = 150^\circ - \Delta T_{JL}$
 ΔT_{JL} can be calculated as shown in NOTE 1 or it may be approximated as follows:
 $\Delta T_{JL} \approx R_{\theta JL} \cdot P_P$; P_P may be formulated for sine-wave operation from Figure 3 or from Figure 4 for square-wave operation.

1N4933 thru 1N4937

TYPICAL DYNAMIC CHARACTERISTICS

FIGURE 15 - FORWARD RECOVERY TIME

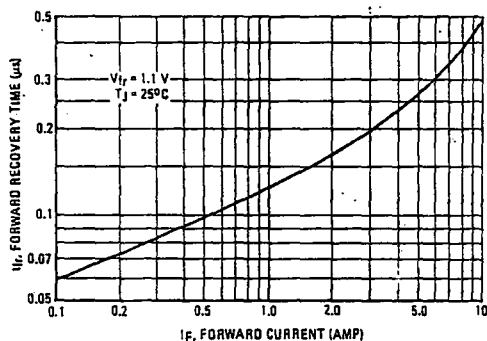
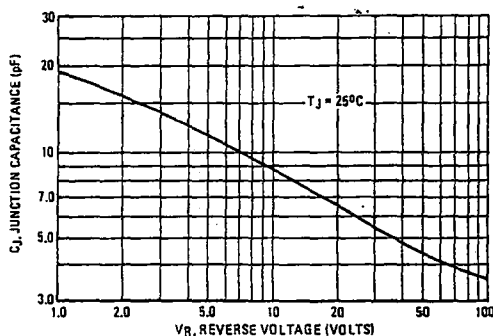


FIGURE 16 - JUNCTION CAPACITANCE



TYPICAL RECOVERED STORED CHARGE DATA

FIGURE 17 - $T_J = 25^\circ C$

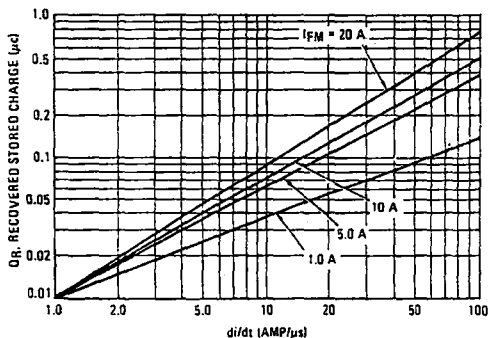


FIGURE 18 - $T_J = 75^\circ C$

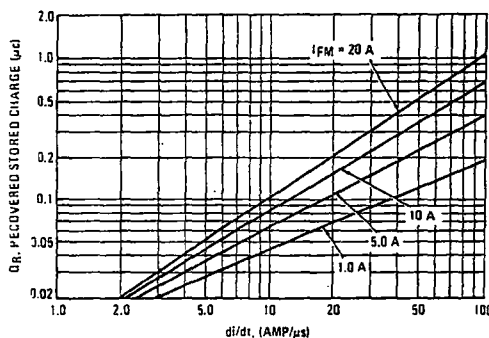


FIGURE 19 - $T_J = 100^\circ C$

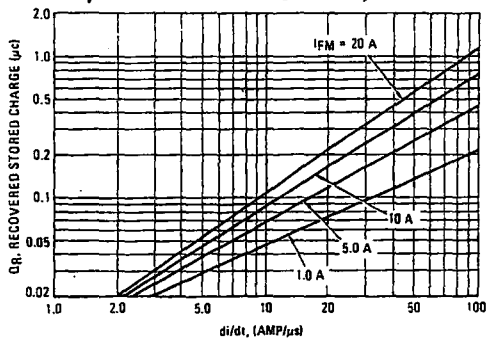
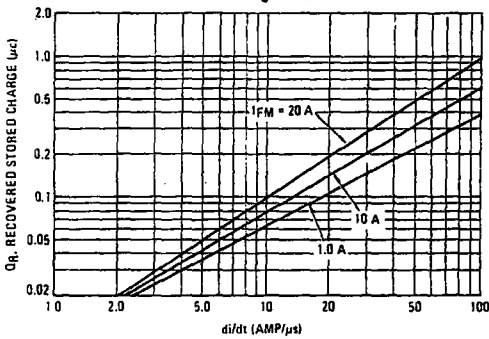


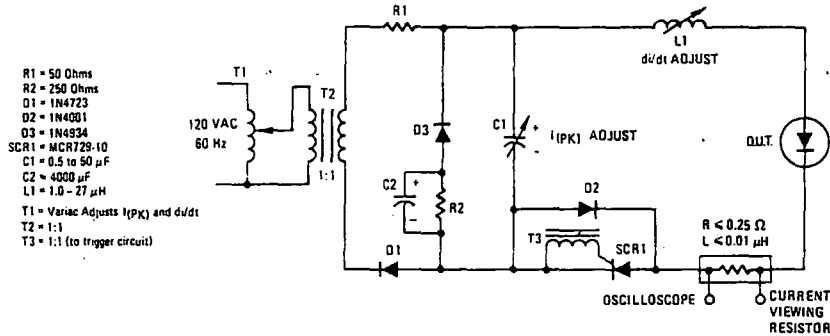
FIGURE 20 - $T_J = 150^\circ C$



3

1N4933 thru 1N4937

FIGURE 21 — JEDEC REVERSE RECOVERY CIRCUIT



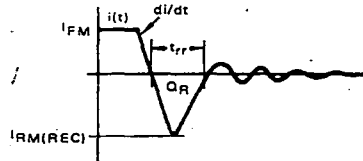
NOTE 3

Reverse recovery time is the period which elapses from the time that the current, thru a previously forward biased rectifier diode, passes thru zero going negatively until the reverse current recovers to a point which is less than 10% peak reverse current.

Reverse recovery time is a direct function of the forward current prior to the application of reverse voltage.

For any given rectifier, recovery time is very circuit dependent. Typical and maximum recovery time of all Motorola fast recovery power rectifiers are rated under a fixed set of conditions using $I_F = 1.0$ A, $V_R = 30$ V. In order to cover all circuit conditions, curves are given for typical recovered stored charge versus commutation di/dt for various levels of forward current and for junction temperatures of 25°C, 75°C, 100°C, and 150°C.

To use these curves, it is necessary to know the forward current level just before commutation, the circuit commutation di/dt , and the operating junction temperature. The reverse recovery test current waveform for all Motorola fast recovery rectifiers is shown.



From stored charge curves versus di/dt , recovery time (t_{rr}) and peak reverse recovery current ($I_{RM(REC)}$) can be closely approximated using the following formulas:

$$t_{rr} = 1.41 \times \left[\frac{Q_R}{di/dt} \right]^{1/2}$$

$$I_{RM(REC)} = 1.41 \times \left[Q_R \times di/dt \right]^{1/2}$$

FIGURE 22 — TYPICAL REVERSE LEAKAGE

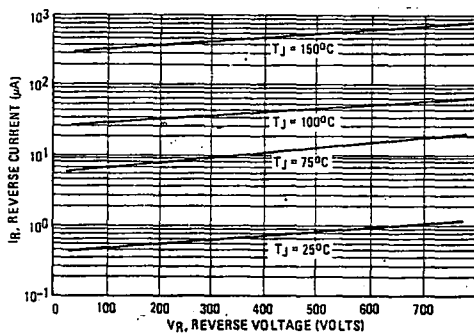
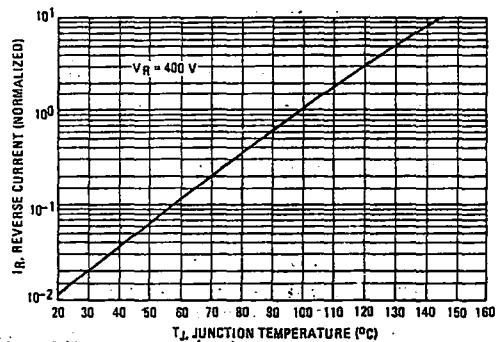


FIGURE 23 — NORMALIZED REVERSE CURRENT



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

MUR105 **MUR150**
MUR110 **MUR160**
MUR115 **MUR170**
MUR120 **MUR180**
MUR130 **MUR190**
MUR140 **MUR1100**



SWITCHMODE POWER RECTIFIERS

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 1000 Volts

**ULTRAFAST
RECTIFIERS**

**1.0 AMPERE
50-1000 VOLTS**



CASE 59-04
PLASTIC

3

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR											Unit	
		105	110	115	120	130	140	150	160	170	180	190		1100
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	Volts
Average Rectified Forward Current (Square Wave Mounting Method #3 Per Note 1)	$I_F(AV)$	1.0 @ $T_A = 130^\circ C$			1.0 @ $T_A = 120^\circ C$				1.0 @ $T_A = 95^\circ C$				Amps	
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	35											Amps	
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175											°C	

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 1	°C/W
---	-----------------	------------	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	105	110	115	120	130	140	150	160	170	180	190	1100	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 150^\circ C$) ($I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ C$)	V_F	0.710	0.875			1.05	1.25			1.50	1.75			Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ C$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ C$)	I_R	50	2.0			150	5.0			600	10			μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $i_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ A)	t_{rr}	35	25			75	50			100	75			ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ μs , I_{REC} to 1.0 V)	t_{fr}	25				50				75				ns

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

MUR105 Series

MUR105, 110 AND 115

FIGURE 1 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

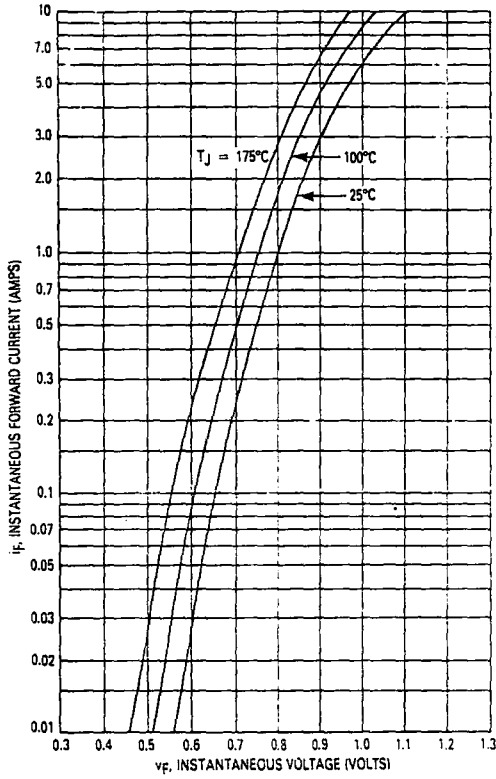


FIGURE 2 — TYPICAL REVERSE CURRENT*

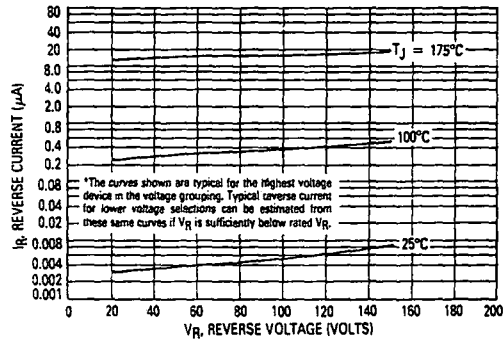


FIGURE 3 — CURRENT DERATING (MOUNTING METHOD #3 PER NOTE 1)

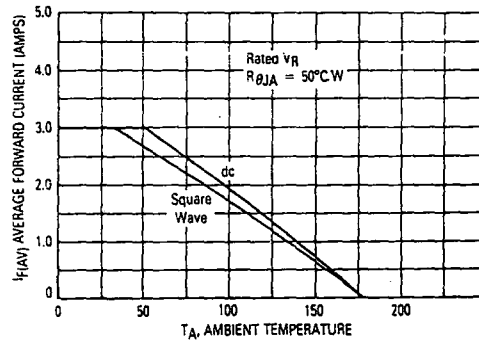


FIGURE 4 — POWER DISSIPATION

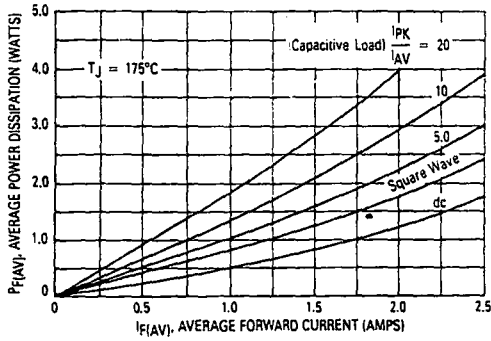
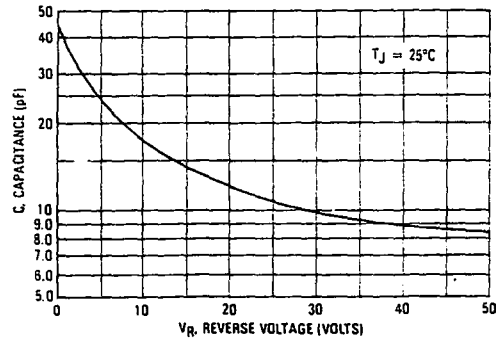


FIGURE 5 — TYPICAL CAPACITANCE



3

MUR105 Series

MUR120, 130, 140, 150, 160

FIGURE 6 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

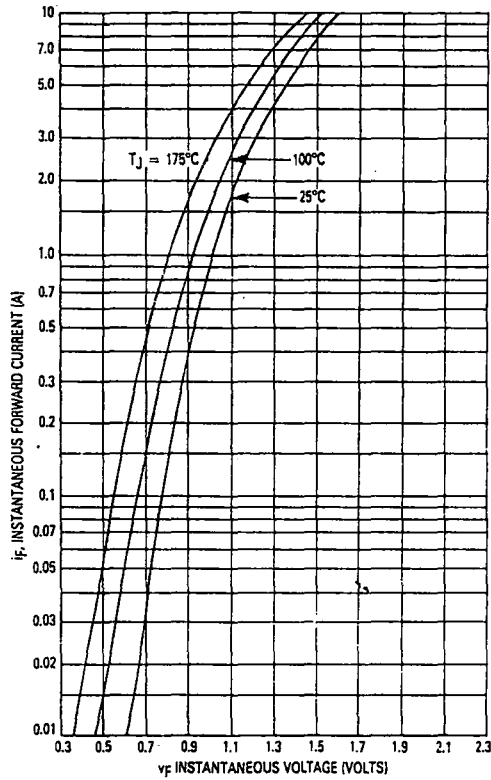


FIGURE 7 — TYPICAL REVERSE CURRENT*

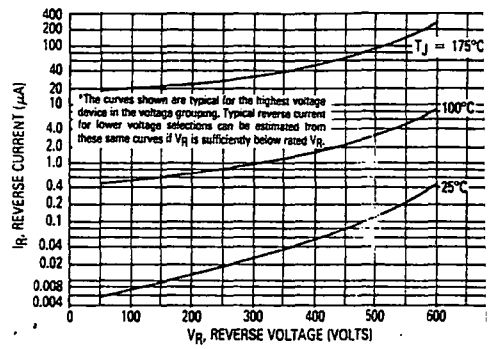


FIGURE 8 — CURRENT DERATING (MOUNTING METHOD #3 PER NOTE 1)

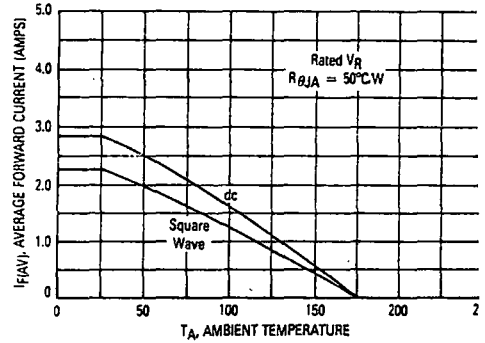


FIGURE 9 — POWER DISSIPATION

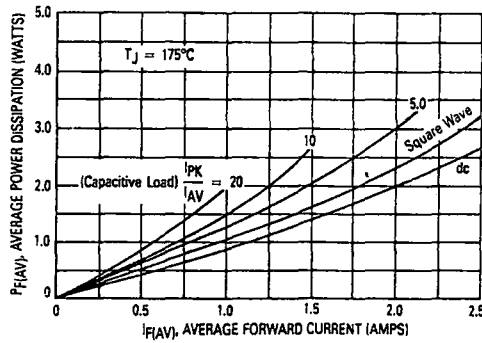
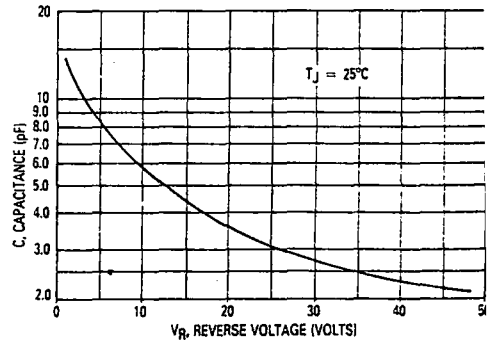


FIGURE 10 — TYPICAL CAPACITANCE



3

MUR105 Series

FIGURE 11 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

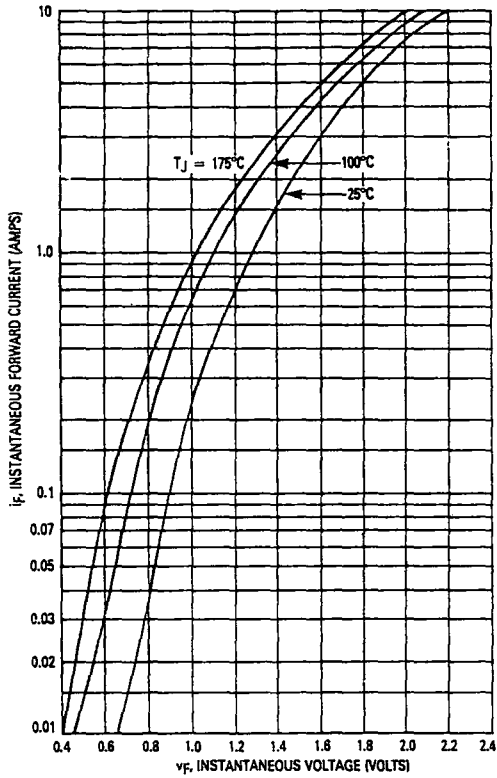


FIGURE 12 — TYPICAL REVERSE CURRENT*

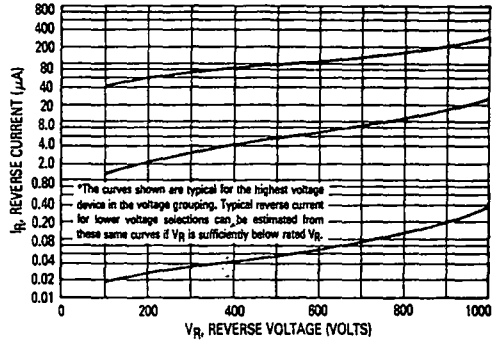


FIGURE 13 — CURRENT DERATING (MOUNTING METHOD #3 PER NOTE 1)

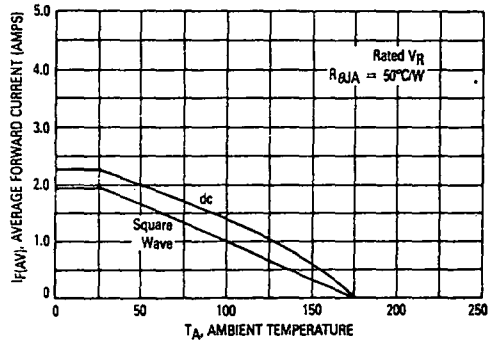


FIGURE 14 — POWER DISSIPATION

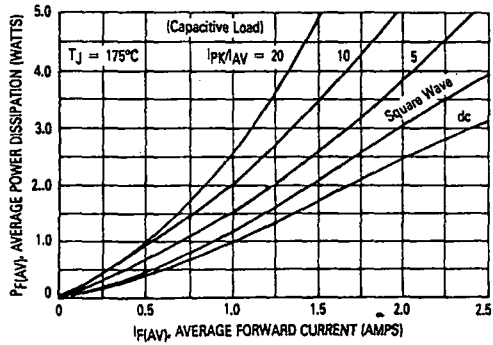
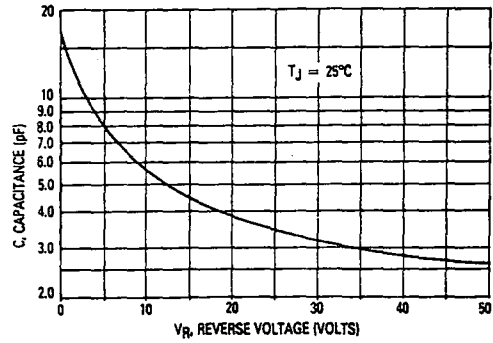


FIGURE 15 — TYPICAL CAPACITANCE



3

MUR105 Series

NOTE 1 — AMBIENT MOUNTING DATA

Data shown for thermal resistance junction-to-ambient ($R_{\theta JA}$) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

MOUNTING METHOD	$R_{\theta JA}$	LEAD LENGTH, L			UNITS
		1/8	1/4	1/2	
1	R _{θJA}	52	65	72	°C/W
2		67	80	87	°C/W
3		50			°C/W

MOUNTING METHOD 1

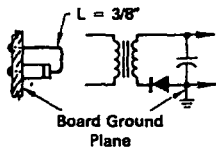


MOUNTING METHOD 2



Vector Pin Mounting

MOUNTING METHOD 3



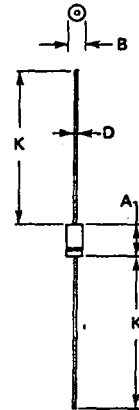
Board Ground Plane

P.C. Board with
1-1/2" x 1-1/2" Copper Surface

MECHANICAL CHARACTERISTICS

Case: Transfer Moulded Plastic
Finish: External Leads are Plated, Leads are readily Solderable
Polarity: Indicated by Cathode Band
Weight: 1.1 Grams (Approximately)
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 240°C, 1/8" from case for 10 seconds at 5.0 lbs. tension.

OUTLINE DIMENSIONS



NOTES:

1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC 00-41 OUTLINE SHALL APPLY.
2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN "F" DIMENSION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.97	6.60	0.235	0.260
B	2.79	3.05	0.110	0.120
D	0.76	0.86	0.030	0.034
K	27.94	—	1.100	—

CASE 59-04
PLASTIC

3

CURRENT MODE PWM CONTROL CIRCUIT

DESCRIPTION

The CS-3842A provides all the necessary features to implement off-line fixed frequency current-mode control with a minimum number of external components.

The CS-3842A family incorporates a new precision temperature-controlled oscillator with an internally trimmed discharge current to minimize variations in frequency. A precision duty-cycle clamp eliminates any need for an external oscillator when at, or near, a 50% duty-cycle condition. Duty-cycles greater than 50% are also possible. Special logic ensures that Vref is stabilized before the output stage is enabled. Non-implant resistors provide tighter control of under-voltage lockout.

Other features include low start-up current, pulse-by-pulse current limiting, and a high-current totem pole output for driving capacitive loads, such as the gate of power MOSFET. The output is low in the off state, consistent with N-channel devices.

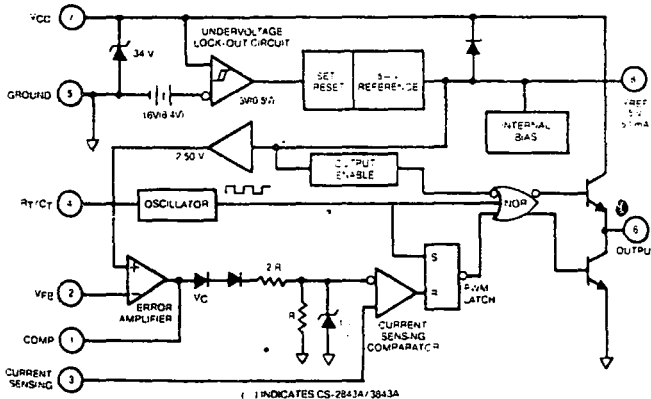
The CS-3842A series of current-mode control ICs are available in 14-pin and 16-pin "SO" package for surface mount applications as well as 8 pin PDIP and 8 pin CDIP.

ORDERING INFORMATION

PART NO.	0°C to 70°C	-25° to 85°C	PACKAGE
CS-3842AN	*		8LP DIP
CS-3842AD	*		14LSO
CS-3842ADW	*		16LSO WIDE
CS-2842AJ		*	8LC DIP
CS-2842AN		*	8LP DIP
CS-2842ADW		*	16LSO WIDE

PART NO.	0°C to 70°C	-25° to 85°C	PACKAGE
CS-3843AN	*		8LP DIP
CS-3843AD	*		14LSO
CS-3843ADW	*		16LSO WIDE
CS-2843AJ		*	8LC DIP
CS-2843AN		*	8LP DIP
CS-2843ADW		*	16LSO WIDE

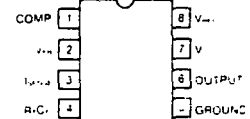
BLOCK DIAGRAM



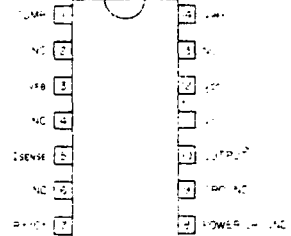
FEATURES:

- Optimized for off-line control
- Internally trimmed temperature compensated oscillator
- Maximum duty-cycle clamp
- Vref stabilized before output stage is enabled
- Low start-up current
- Pulse-by-pulse current limiting
- Improved U/V lockout
- Double pulse suppression
- 1% trimmed bandgap reference
- High current totem pole output

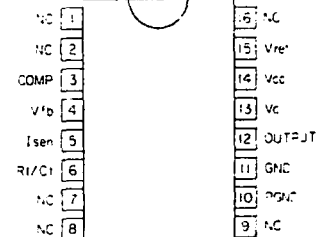
PIN CONNECTIONS DIP/CDIP



SO-14



SO-16



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage ($I_{CC} < 30\text{mA}$)	Self Limiting	Output Energy (Capacitive Load)	5 μJ
Supply Voltage (Low Impedance Source)	30V	Analog Inputs (Pin 2, Pin 3)	-0.3V to V_{CC}
Output Current	$\pm 1\text{A}$	Error Amp Output Sink Current	10mA

ELECTRICAL SPECIFICATIONS: Unless otherwise stated, specifications apply for $-25 \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ for CS-2842A/2843A, $0 \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ for CS-3842A/3843A. $V_{CC}=15\text{V}$ (Note 1); $R_T=680\Omega$, $C_T=.022\mu\text{F}$ for triangular mode, $R_T=10\text{K}$, $C_T=3.3\text{nF}$ for sawtooth mode (see Fig. 3)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CS-2842A CS-2843A			CS-3842A CS-3843A			UNITS
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	

Reference Section

Output Voltage	$T_I=25^\circ\text{C}$, $I_o=1\text{mA}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$12 \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$		6	20		6	20	mV
Load Regulation	$1 \leq I_o \leq 20\text{mA}$		6	25		6	25	mV
Temp. Stability	(Note 2)		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/ $^\circ\text{C}$
Total Output Variation	Line, Load, Temp. (Note 2)	4.90		5.10	4.82		5.18	V
Output Noise Voltage	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$, $T_I=25^\circ\text{C}$ (Note 2)		50			50		μV
Long Term Stability	$T_A=125^\circ\text{C}$, 1000 Hrs. (Note 2)		5	25		5	25	mV
Output Short Circuit	$T_A=25^\circ\text{C}$	-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA

Oscillator Section

Initial Accuracy	Sawtooth Mode (see Fig. 3), $T_I=25^\circ\text{C}$	47	52	57	47	52	57	kHz
	Triangular Mode (see Fig. 3), $T_I=25^\circ\text{C}$	47	52	57	44	52	60	kHz
Voltage Stability	$12 \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$		0.2	1		0.2	1	%
Temp. Stability	Sawtooth Mode $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ (Note 2)		5			5		%
	Triangular Mode $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ (Note 2)		8			8		%
Amplitude	$V_{PIN 4}$ peak to peak		1.7			1.7		V
Discharge Current	$T_I=25^\circ\text{C}$	7.8	8.3	8.8	7.4	8.3	9.2	mA
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	7.5		9.0	7.2		9.4	mA

Error Amp Section

Input Voltage	$V_{PIN 1}=2.5\text{V}$	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
Input Bias Current			-0.3	-1		-0.3	-2	μA
A_{VOL}	$2 \leq V_o \leq 4\text{V}$	65	90		65	90		dB
Unity Gain Bandwidth	(Note 2)	0.7	1		0.7	1		MHz
PSRR	$12 \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$	80	70		60	70		dB
Output Sink Current	$V_{PIN 2}=2.7\text{V}$, $V_{PIN 1}=1.1\text{V}$	2	6		2	6		mA
Output Source Current	$V_{PIN 2}=2.3\text{V}$, $V_{PIN 1}=5\text{V}$	-0.5	-0.8		-0.5	-0.8		mA
V_{OUT} High	$V_{PIN 2}=2.3\text{V}$, $R_L=15\text{K}$ to ground	5	6		5	6		V
V_{OUT} Low	$V_{PIN 2}=2.7\text{V}$, $R_L=15\text{K}$ to Pin 8		0.7	1.1		0.7	1.1	V

Current Sense Section

Gain	(Notes 3 & 4)	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	V/V
Maximum Input Signal	$V_{PIN 1}=5\text{V}$ (Note 3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
PSRR	$12 \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$ (Note 3)		70			70		dB
Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	μA
Delay to Output	$T_I=25^\circ$ (Note 2)		150	300		150	300	ns

Output Section

Output Low Level	$I_{SINK}=20\text{mA}$		0.1	0.4		0.1	0.4	V
	$I_{SINK}=200\text{mA}$		1.5	2.2		1.5	2.2	V
Output High Level	$I_{SOURCE}=20\text{mA}$	13	13.5		13	13.5		V
	$I_{SOURCE}=200\text{mA}$	12	13.5		12	13.5		V
Rise Time	$T_I=25^\circ\text{C}$, $C_L=1\text{nF}$ (Note 2)		50	150		50	150	ns
Fall Time	$T_I=25^\circ\text{C}$, $C_L=1\text{nF}$ (Note 2)		50	150		50	150	ns
Output Leakage	$V_{CC}=14\text{V}$, UVLO Active, $V_{PIN 8}=0$		-0.01	-10		-0.01	-10	μA

Total Standby Current

Start-Up Current			0.5	1		0.5	1	mA
Operating Supply Current	$V_{PIN 2}=V_{PIN 3}=0\text{V}$, $R_T=10\text{K}$, $C_T=3.3\text{nF}$		11	17		11	17	mA
V_{CC} Zener Voltage	$I_{CC}=25\text{mA}$		34			34		V

Notes: 1. Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V.

2. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

3. Parameter measured at trip point of latch with $V_{PIN 8}=0$.

4. Gain defined as:

$$A = \frac{\Delta V_{PIN 1}}{\Delta V_{PIN 3}}; 0 \leq V_{PIN 3} \leq 0.8\text{V}$$

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CS-2842A			CS-3842A			CS-2843A CS-3843A			UNITS
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	

Under-Voltage Lockout Section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	15	16	17	14.5	16	17.5	7.8	8.4	9.0	UNITS
Start Threshold											V
Min. Operating Voltage	After Turn On	9	10	11	8.5	10	11.5	7.0	7.6	8.2	V

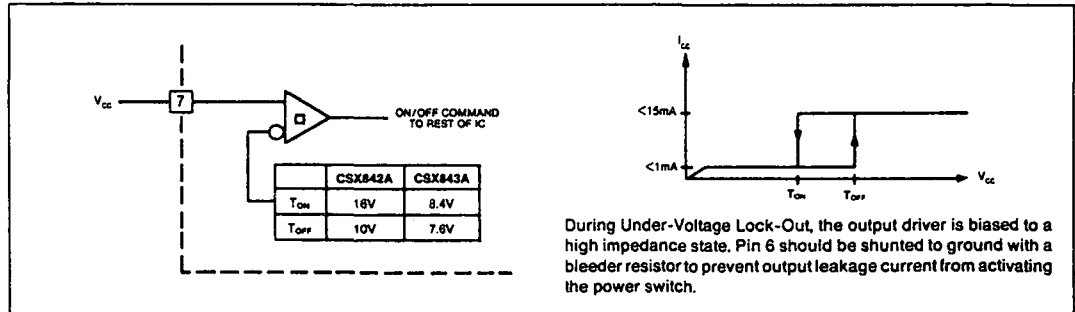


Fig. 1

3842A/3843A TIMING DIAGRAM

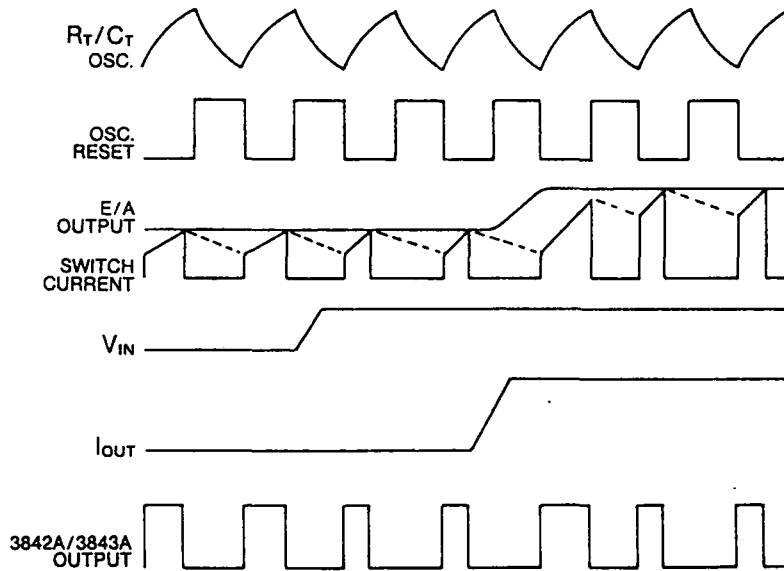


Fig. 2

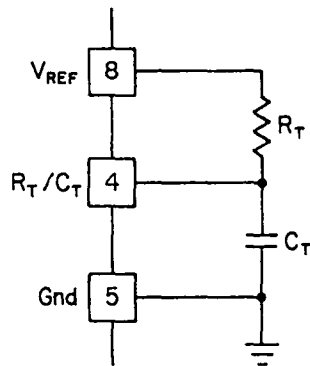
NOTES ON CS3842A/CS3843A TIMING DIAGRAM

To generate the PWM waveform, the control voltage from the error amplifier is compared to a current sense signal which represents the peak output inductor current. An increase in V_{in} causes the inductor current slope to increase, thus reducing the duty cycle. This is an inherent feed-forward characteristic of current mode control, since the control voltage does not have to change during changes of input supply voltage.

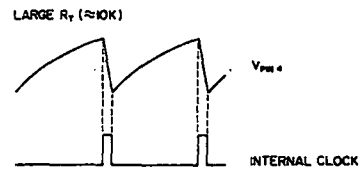
When the power supply sees a sudden large output current increase, the control voltage will increase allowing the duty cycle to momentarily increase. Since the duty cycle tends to exceed the maximum allowed, to prevent transformer saturation in some power supplies, the internal oscillator waveform provides the maximum duty cycle clamp as programmed by the selection of R_T/C_T components.

-5 μ J
-0.3V to V_{cc}
-10mA
- mode (see Fig. 3)
- UNITS
- V
- mV
- mV/°C
- μ V
- mV
- mA
- kHz
- kHz
- %
- %
- %
- V
- mA
- mA
- V
- μ A
- dB
- MHz
- dB
- mA
- mA
- V
- V
- V/V
- V
- dB
- μ A
- ns
- V
- V
- V
- V
- ns
- ns
- μ A
- mA
- mA
- V

APPLICATIONS INFORMATION



Sawtooth Mode



Triangular Mode

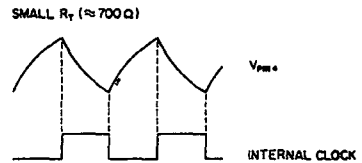
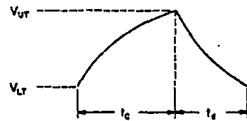


Fig. 3

Oscillator timing capacitor, C_T , is charged by V_{REF} through R_T and discharged by an internal current source. During the discharge time, the internal clock signal blanks out the output to the LO

state, thus providing a user selected maximum duty cycle clamp. Charge and discharge times are determined by the general formulas:



$$t_c = R_T C_T \ln \left(\frac{V_{REF} - V_{LT}}{V_{REF} - V_{UT}} \right)$$

$$t_d = R_T C_T \ln \left(\frac{V_{REF} - I_q R_T - V_{UT}}{V_{REF} - I_q R_T - V_{LT}} \right)$$

Assuming typical values for the parameters in the above formulas:

$V_{REF} = 5.0V$, $V_{UT} = 2.7V$, $V_{LT} = 1.0V$, $I_q = 8.3mA$, then

$$t_c \approx 5.534 R_T C_T$$

$$t_d \approx R_T C_T \ln \left(\frac{2.3 - 0.0083 R_T}{4.0 - 0.0083 R_T} \right)$$

The frequency and maximum duty cycle can be approximately determined from the following graphs

OSCILLATOR FREQUENCY VS. C_T

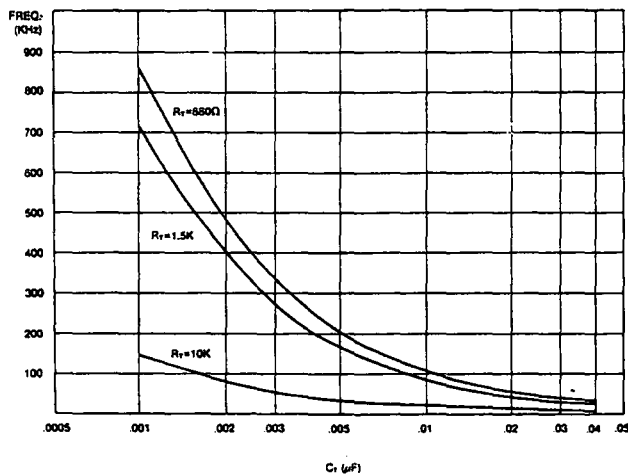


Fig. 4

le clamp.
general

4

OSCILLATOR DUTY CYCLE VS. R_T

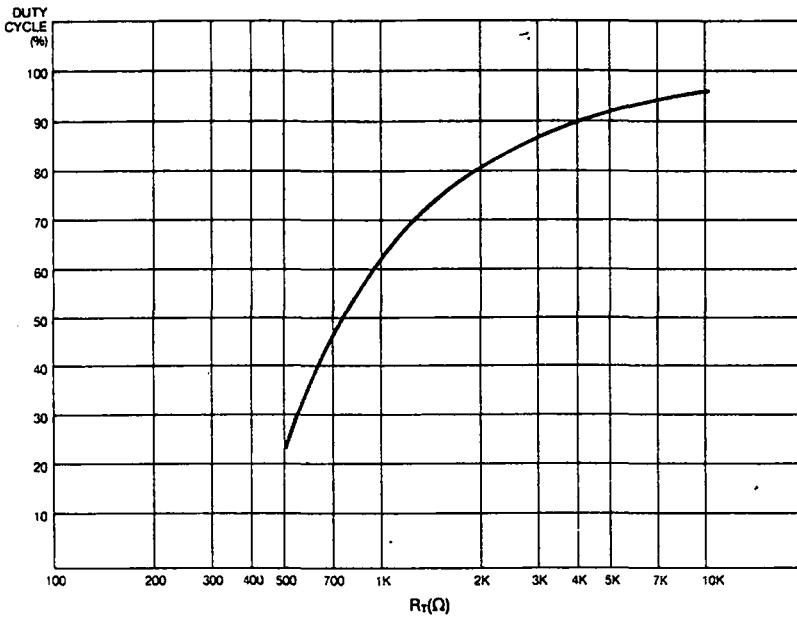
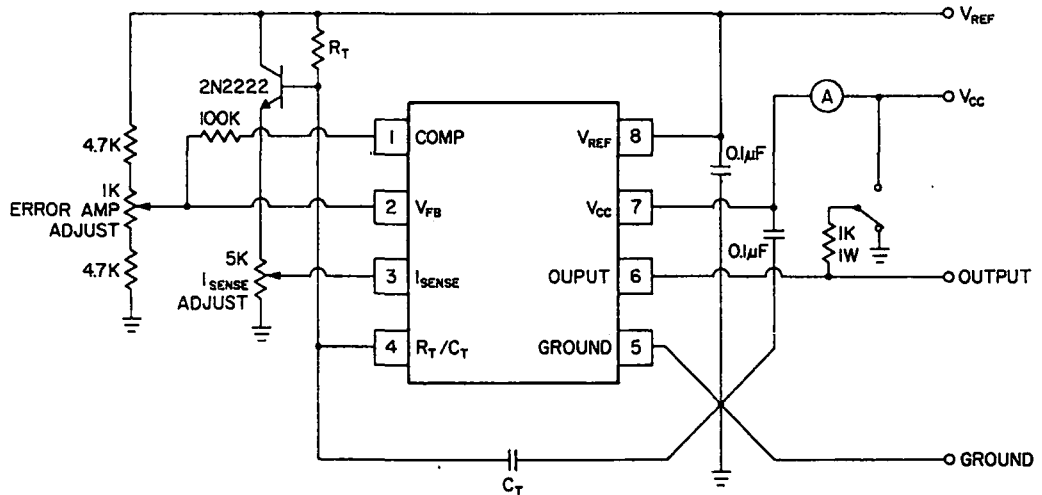


FIG. 5

OPEN-LOOP LABORATORY TEST FIXTURE



High peak currents associated with capacitive loads necessitate careful grounding techniques. Timing and bypass capacitors should be connected close to pin 5 in a single point ground.

The transistor and 5K potentiometer are used to sample the oscillator waveform and apply an adjustable ramp to pin 3.

HERMAN NEUFELD

INTRODUCTION

With the introduction of Cherry's new CS-3842A PWM IC, current-mode is possible for power supplies of a wide range of output power levels. It's low cost makes the CS-3842A particularly attractive in low power DC to DC converter applications.

But because this IC can provide a high output current (1A peak, 200mA average) it is also capable of driving large power MOSFETS which in turn can switch high amounts of power.

CURRENT-MODE VS. VOLTAGE-MODE CONTROL

In a switching power supply the output voltage is controlled by varying the conduction duty cycle of the power switch(es). Traditionally duty cycle control was done by comparing the amplified difference of the output voltage feedback signal and a fixed stable reference to a sawtooth waveform derived from an oscillator. This constitutes the basic voltage mode control scheme. It was later improved by allowing a sample of the input voltage to vary the slope of the sawtooth waveform. This feedforward scheme provides excellent line regulation in most of the popular circuit topologies. However, the task of compensating voltage mode converters has not been simple because of the resonant peak and 40dB/decade rolloff associated with the output LC filter.

In current mode control the control signal obtained from the error amplifier is compared with a signal representing the peak inductor current and forms a second loop in the circuit as shown in Figure 1. The advantages and disadvantages of current mode control are:

Advantages:

- Instantaneous correction to line voltage variations because the inductor current slope varies with input voltage.
- Since the peak inductor current is controlled the power

supply behaves like a voltage controlled current source and the pole associated with the inductor is eliminated. This makes the power supply essentially stable to begin with.

- Equal current sharing in paralleled power stages is possible when both share the same control signal and have the same current sense circuits.
- Due to the current limiting property of current-mode control a current limit amplifier is not necessary.
- Current-mode control provides flux balancing in push-pull circuits.

Disadvantages:

- Slope compensation is required for peak versus average inductor current error and to compensate for instabilities associated with load disturbances in single ended topologies operating at greater than 50% duty cycle.
- The turn-ON current spike caused by the reverse diode recovery of the output free wheeling diode may cause premature shutdown. The circuit can also be susceptible to noise generated by the power switches.
- The half bridge topology is prone to a runaway condition when operated in current-mode control.

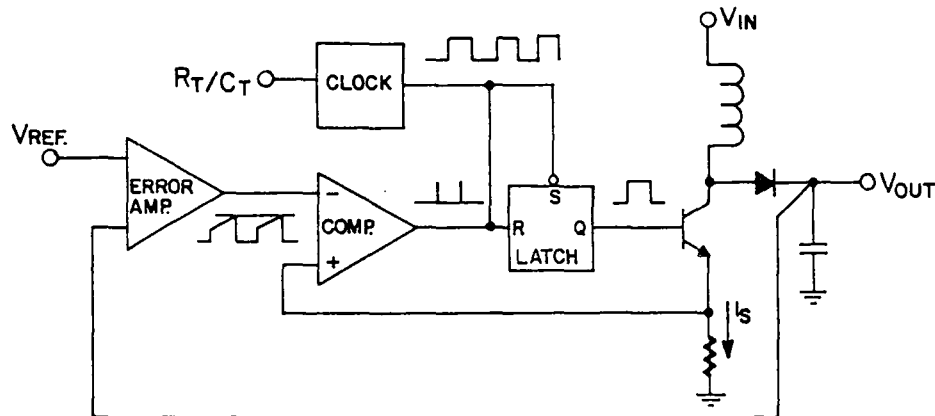


FIG. 1 BASIC CIRCUIT ILLUSTRATING CURRENT - MODE CONTROL

For supply

rent (1A peak, large power) is of power.

urrent source is eliminated, stable to begin

ges is possible and have the

it-mode control

ing in push-pull

versus average for instabilities le ended topol- cycle.

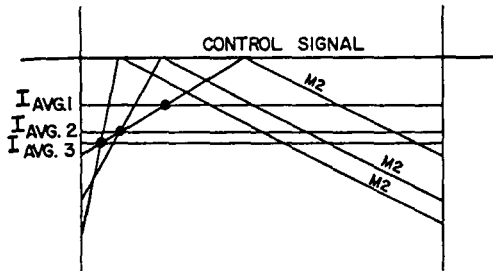
a reverse diode ode may cause be susceptible to

away condition

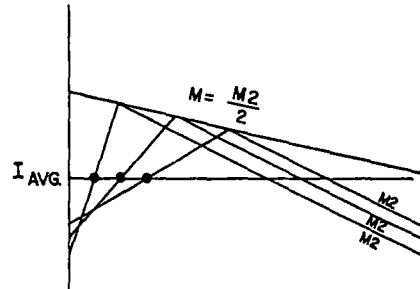
V_{OUT}

If the current sense signal is properly filtered noise induced problems including the turn-ON spike can be avoided. By deliberately adding more slope to the current sense signal, or subtracting it from the control voltage signal, the instability due to greater than 50% duty cycle operation can be overcome. Slope compensation also aids in reducing the uncertainty at the point of trigger in the PWM comparator when shallow current ramps are involved, and also helps the peak current appear

higher than the turn-on spike thus eliminating premature shutdown. Figure 2A illustrates how the peak current detection scheme in current mode control produces a change in the average current when relying on the feedforward property of current-mode to compensate for line voltage variations. If a slope equal to one-half the negative going inductor current slope is added to the current sense signal or subtracted from the control signal this error is corrected, as shown in Figure 2b.



(a) PEAK VS. AVERAGE CURRENT ERROR



(b) $I_{AVG.}$ IS CONSTANT FOR VARYING DUTY CYCLE, (CONSTANT LOAD)

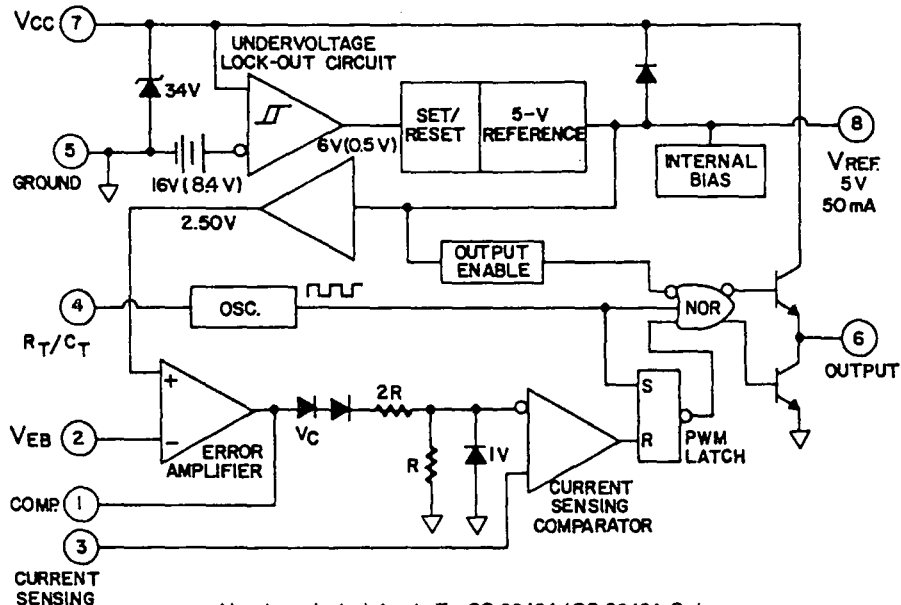
FIGURE 2

4

CURRENT—MODE CONTROL WITH THE CS-3842A

Figure 3 shows a CS-3842A block diagram containing the basic functions necessary to implement current-mode control. This device will operate from 10V to 30V from a low impedance

voltage source or can be current fed if the current is limited to less than 30mA. It is optimized to be driven off the rectified line voltage for start-up, requiring typically a current of only 0.5mA.



Numbers in () Apply To CS 2843A/CS 3843A Only

FIG. 3 CS 3842A/3843A BLOCK DIAGRAM

An auxiliary supply voltage is then normally used when the device is in operation as shown in Figure 4. When operating with a supply voltage between 10V and 16V a bootstrap circuit which provides more than 16V is required for overcoming the device's under-voltage lockout circuit turn-ON threshold. The wide hysteresis band (6V) is provided to accommodate variations

in the input voltage to the CS-3842A.

For applications requiring lower UVLO thresholds the CS-3843A can be used. This IC is equivalent to the CS-3842A but with the exception that it will turn ON at 8.4V and turn OFF at 7.9V.

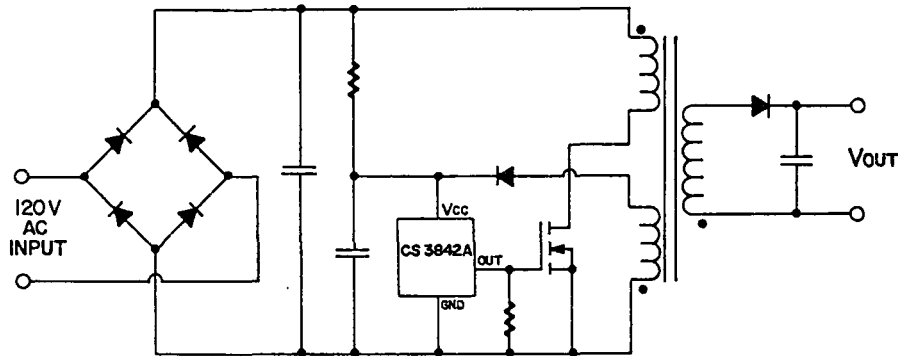


FIG. 4 COMMON OFF-LINE OPERATION OF CS 3842A

THE OSCILLATOR SECTION

After V_{REF} is stabilized the timing capacitor, C_T , charges through R_T up to about 2.7V, then discharges down to about 1.1V for every cycle of the oscillator. Since C_T must begin charging from 0 volts instead of 1.1V on the first cycle, the ON time would be longer than in subsequent cycles.

This is objectionable in certain applications so the CS-3842A latches the output to its low state until the end of the first cycle (Figure 5). Another feature in this device regarding the oscillator is that the internal current source which discharges C_T is trimmed to provide an accurate maximum duty cycle clamp without relying on external timers to synchronize the oscillator. The timing components can be selected, not only to set the frequency of the oscillator, but also to set the maximum duty cycle permitted in the power supply topology used.

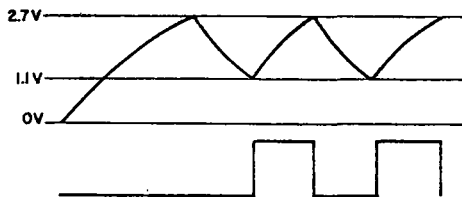


FIG. 5 THE FIRST PULSE IS BLANKED OUT BECAUSE IT EXCEEDS THE MAXIMUM DUTY CYCLE CLAMP

Typical waveforms illustrating the CS-3842A in operation are shown in Figure 6. During the discharge cycle of the R_T/C_T waveform it can be seen how the oscillator internally blanks the output to limit the duty cycle, which is selected by the user. When V_{in} increases, the slope of the switch current (which actually is the combination of the inductor current slope referred to the primary, the transformer magnetizing current, and any slope compensation) also increases such as to provide instant duty cycle correction without using the error amplifier's dynamic range. Next, if a sudden increase in load current occurs the

error amplifier shifts the control line to a higher level in order to allow the inductor to conduct more current. Since the rate of change of the current on the inductor is fixed by the voltage applied, if the peak current does not intersect the control line the duty cycle clamp will time out first and prevent the conduction time from exceeding the maximum ON time. Also, since the output voltage drops due to the load increase, the down-slope of the inductor current decreases as well, allowing the current pulse to rapidly converge to a steady state value.

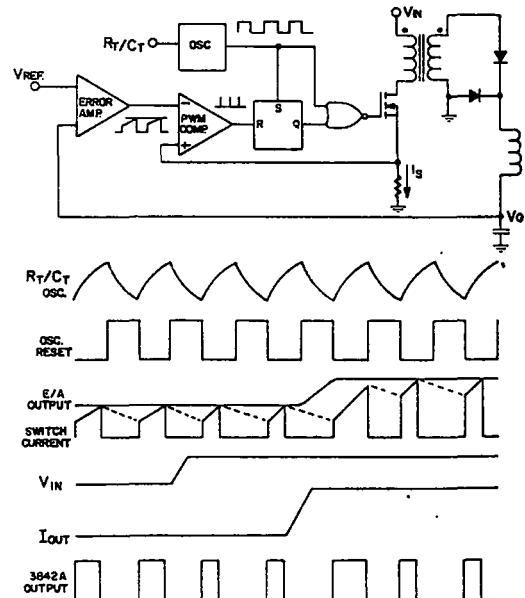


FIG. 6 CS 3842 A TYPICAL WAVEFORMS

is the CS-3842A but turn OFF at

in order to the rate of the voltage control line the conduction, since the down-slope of the current



APPLYING THE CS-3842A

Combining the high frequency operation of the oscillator with the high current drive capability of the CS-3842A a 500W, 200KHz power supply was designed for this application. Since the CS-3842A has only one output it is solely limited to single ended topologies. A two transistor forward converter was then chosen for this application. Advantages of this topology are: First, the voltage rating for the MOSFETs is reduced to one-half that of a single transistor forward converter. (400V compared to 800V).

Besides, it is unlikely that an 800V, 10A MOSFET be found, and still be cost effective. Second, snubber networks are required only for load line shaping of the MOSFETs. The energy stored in the leakage inductance is effectively returned to the input via clamp diodes. Third, the ripple current rating on the output filter capacitor is less severe than in flyback converters. One notable disadvantage of this topology is the limit on the maximum duty cycle which results in less efficient transformer utilization. The complete schematic of the power supply is shown in Figure 7.

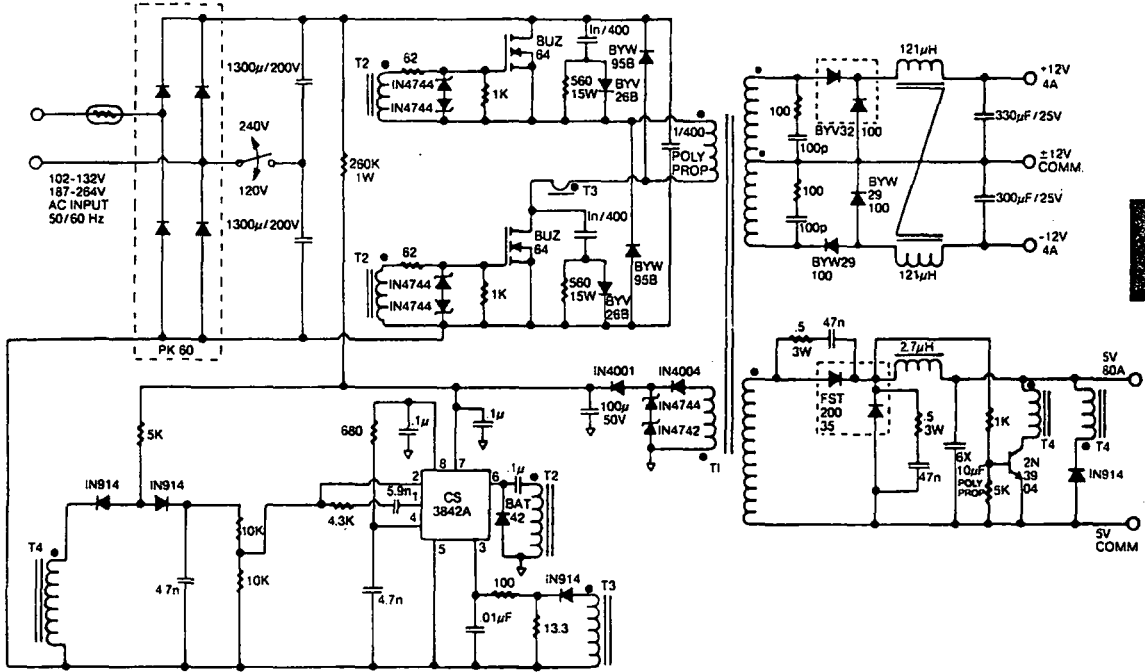


FIGURE 7 SCHEMATIC OF 500W, 200KHz POWER SUPPLY

INPUT SECTION

To determine the required capacitance the input power should be approximately known and this can be done by making an estimate of the power losses expected in the circuit.

Expected Losses	
Schottky diodes: (80A) (.55V)	=44W
Power MOSFETs: Assume 5% of P _o	=25W
Diodes on +12V output (two diodes conduct at any one time: (.8V)(4A)(2)	=6W
Power Transformer:	=20W
Inductors: (estimate)	=10W
Snubbers, control ckt, etc:	=20W
Total estimated losses	=125W
Expected Input Power	=625W

Input Capacitance:

Since the AC input voltage is rectified, the capacitors must deliver energy at twice the line frequency.

$$E_{in} = \frac{P_{in}}{2f} = \frac{625}{(2)(60)} = 5.21 \text{ JOULES} \quad (1)$$

The minimum peak voltage expected is $187\sqrt{2} - 2 = 262V$. The 2V accounts for 2 diode drops on the input bridge. If we assume initially the capacitor valley voltage to be 200V then from

$$E_{in} = \frac{1}{2} C_{eq} (V_{pk}^2 - V_{min}^2) \quad (2)$$

$$C_{eq} = 364 \mu\text{F}$$

or $C=728\mu\text{f}$ because the two capacitors are in series. Anticipating tolerances and going through some iterations to find a commercially available capacitor that would meet the ripple current requirements two Sprague 1300 $\mu\text{f}/200\text{V}$ 36DX series capacitors were selected. The valley voltage is recalculated using Eqn. (2) and found to be 229V. The capacitor conduction time is then determined.

$$t_c = \frac{\cos^{-1}(V_{\text{min}}/V_{\text{pk}})}{2\pi f} = 1.35 \text{ msec} \quad (3)$$

The instantaneous maximum capacitor charging current is

$$i_{\text{chg}} = C_{\text{eq}}(V_{\text{pk}} - V_{\text{min}})/t_c = 15.9 \text{ A} \quad (4)$$

$$= I_{\text{pk}}$$

Assuming a rectangular shaped charging current pulse, the RMS value is:

$$I_{\text{chg}} = I_{\text{pk}} \sqrt{2ft_c} = 6.4 \text{ A} \quad (5)$$

The DC current is

$$I_{\text{dc}} = I_{\text{pk}}(2ft_c) = 2.58 \text{ A} \quad (6)$$

Since the DC component of the current is zero in the capacitors, the RMS value of the charging current becomes

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_{\text{chg}}^2 - I_{\text{dc}}^2} = 5.86 \text{ A} \quad (7)$$

The discharge current is determined as follows

$$I_{\text{dis}} = I_{\text{in}} \left(\frac{T}{2} - t_c \right) \frac{2}{T} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{pk}}} \left(\frac{T}{2} - t_c \right) \frac{2}{T}$$

$$= \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{pk}}} \left(\frac{1}{2f} - t_c \right) 2f$$

$$= \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{pk}}} (1 - 2ft_c) \quad (8)$$

Substituting in Eqn.(8) the known parameters gives $I_{\text{dis}}=2\text{A}$. Now, the total RMS capacitor current is

$$I_{\text{rms}_{\text{tot}}} = \sqrt{I_{\text{rms}}^2 + I_{\text{dis}}^2} = 6.19 \text{ A} \quad (9)$$

The manufacturer's maximum RMS current specified at 85°C and 120Hz is 3.15A, but at less than 55°C this value is multiplied by a factor of 2 or 6.30A. This is still acceptable in most commercial applications. Keep in mind that a higher value of capacitance reduces the charging capacitor duty cycle not only increasing the RMS current in the capacitors but also increasing the peak charging current, putting a severe stress on the input rectifiers.

Repeating the above calculations for 50Hz input frequency the RMS current comes out to be 5.92A, which is still within the capacitor's specifications.

The input bridge rectifier must be chosen so it will be able to handle the peak capacitor charging current plus the DC current into the power supply. Surge current limiting during start-up should also be provided.

POWER TRANSFORMER DESIGN

Operating at 200KHz the criteria for core selection is more than simply determining the core winding window area product. Core losses and winding losses due to AC resistance increase with increasing frequency and contribute to a higher temperature rise in the transformer. To analyze these and other factors in selecting the core would be beyond the scope of this paper. The core chosen is a Magnetics Inc. PQ4040, P material. The turns ratio is given by

$$n = \frac{(V_{\text{in}(\text{min})} - 2V_T) D_{\text{max}}}{V_o + V_L + V_f} \quad (10)$$

where:

$V_{\text{in}(\text{min})}$ = the minimum dc voltage above which the power supply regulates

V_T = the drain to source ON voltage across a MOSFET at full load.

D_{max} = the maximum duty cycle.

V_o = the output voltage.

V_L = dc resistance voltage drop in the filter choke at FL.

V_f = forward drop across the Schottky diode at FL.

$$n = \frac{(200 - 6)(.45)}{5 + .2 + .6} = 15$$

Note that $V_{\text{in}(\text{min})}$ is lower than the input capacitor valley voltage in order to provide some hold-up time.

The saturation flux density for P material at high temperature is a little above 3000 Gauss. To prevent core saturation due to a

sudden load step increase at high line, and to keep the core losses down, a safe value of 1500G is used. The minimum primary turns for a forward converter is given by

$$N_p > \frac{V_{\text{in}(\text{min})} \times 10^8}{2 \Delta B_{\text{max}} A_e f_s} \quad (11)$$

where

A_e = effective core area (cm^2)

f_s = switching frequency

$$N_p > \frac{200 \times 10^8}{2(1500)(2.0)(2 \times 10^5)} = 17 \text{ T}$$

In order to obtain the right voltages for the number of turns and be able to fit the wire effectively in the bobbin the primary uses 30 turns composed of six #24AWG wires in parallel. The reason for using 5 wires in parallel as opposed to a single larger wire is to reduce the AC resistance in the wires caused by the skin effect. To minimize the primary leakage inductance a split primary was used to completely surround the main secondary. A four turn auxiliary winding of #30AWG was wound on top of the primary, separated by tape, in order to provide good coupling of the primary. This is again repeated in the second primary half and the two auxiliary windings paralleled.

The secondary consists of two turns of two 16-mil copper foil strips 0.9" wide. And finally the ± 12 volt secondary is a split 10 turn winding consisting of two #19 AWG wires. Shields were

also placed between the primary and the main secondary to return any noise coupled by parasitic capacitance in the windings. The transformer was also designed to provide adequate line isolation. A summary of the transformer data is as follows:

Winding	Turns
Primary	30
5V secondary	2
±12 secondary	5 each
Auxiliary	4

The auxiliary winding provides power to the CS-3842A once the IC is in operation. The two zener diodes on the auxiliary supply circuit clamp the voltage on the reset cycle to a maximum of 27.8V, which translates to $(30/4)(27.8V) = 208.5V$ on the primary. To determine the power available at the auxiliary winding the magnetizing current must be calculated first. This is done by

determining the primary inductance. For the PQ-4040, P material, the inductance factor, A_L , given is 5020mH/1000 turns. The primary inductance is $5020(30/1000)^2 = 4.5mH$. The magnetizing current is then

$$I_{mag} = \frac{V_{min} D_{max}}{L_p f_s} = \frac{(200)(.45)}{(4.5 \times 10^{-3})(2 \times 10^5)} = 100 \text{ mA} \quad (12)$$

On the auxiliary winding, the current is scaled in proportion to the turns ratio, therefore $I_{aux} = (7.5)(100mA) = 750mA$. Averaging this current over one cycle gives a current of $I_{aux}(1-D_{max})/2 = 200 \text{ mA}$. If the reset voltage is 27.8V during $(1-D_{max})$, the power available is about 3.15W.

If the control circuit demands more power than that provided by the auxiliary winding the reset voltage will start to drop. To correct this problem a small gap may be placed in the transformer core. If the energy available is more than required by the control circuitry a bleeder resistor should be added to protect the zener diodes from excessive power dissipation.

OUTPUT FILTER DESIGN

During t_{off} we write a voltage equation around the loop indicated by the current direction in Figure 8.

$$V_L = V_O + V_F = \frac{L \Delta I_L}{t_{off}} \quad (13)$$

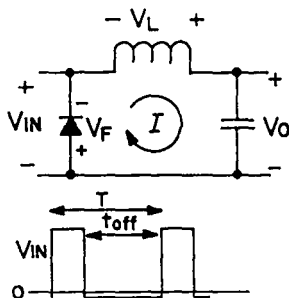


FIG. 8 THE OUTPUT FILTER CIRCUIT.

The maximum OFF time is then determined from the minimum duty cycle.

$$D_{min} = \frac{V_{in(min)} D_{max}}{V_{in(max)}} = \frac{194V(0.45)}{370V} = 0.23 \quad (14)$$

$$t_{off(max)} = (1 - D_{min}) T_s = 3.85 \mu\text{sec} \quad (15)$$

If we select the inductor current ripple, $\Delta I_L = 8A$ then the value of inductance required is, from equation (13).

$$L = \frac{V_L t_{off(max)}}{\Delta I_L} = \frac{(5.6)(3.8 \times 10^{-6})}{8} = 2.7 \mu\text{H} \quad (16)$$

The maximum DC current through the inductor is 80A. From this we determine the L^2 requirement.

$$L I^2 = (2.7 \times 10^{-6})(80)^2 = 17.3 \text{ mJ} \quad (17)$$

This value is helpful in selecting the core size. The core selected here is a Ferroxcube EC-52-3C8. EC cores are very popular because they provide adequate space for large wire sizes which are required for low voltage high current applications. Because the windings are not totally enclosed by the core better cooling is possible.

The required inductance factor can be calculated from

$$A_L = \frac{(BA_e)^2 \times 10^{-4}}{L I^2} \quad (18)$$

For a flux density of 1500 Gauss:

$$A_L = \frac{[(1500)(1.8)]^2 \times 10^{-4}}{17.3} = 42 \text{ mH/1000 TURNS}$$

The ampere-turns required is

$$NI = \frac{10BA_e}{A_L} = \frac{10(1500)(1.8)}{42} = 643 \text{ At} \quad (19)$$

dividing by the current the number of turns required is

$$N = 643/80 = 8T$$

The gap required is

$$l_g = \frac{4\pi N^2 A_e (10^{-9})}{L} = \frac{4\pi (8)^2 (1.8)(10^{-9})}{2.7 \times 10^{-6}} \quad (20)$$

$$= .536 \text{ cm or } .211 \text{ in}$$

The core can be gapped by grinding down the center post. You can select a gapped core like the EC52G-3C8(2X) which has a 180 mil gap and grind it down to size. Another method would be to put spacers in the outer posts. Since the length of the gap must be made proportional to the cross sectional area of the core where the gap is, a little geometry is required to approximate the area of the outer posts. The following relation can be used to convert the center post gap required, l_g , to the length of an equivalent gap using spacers, l'_g .

$$l'_g = .3643 l_g \quad (21)$$

Substituting the value of I_o required we obtain $l_o=77$ mils.

To be able to conduct the full load current two strips of 16 mil by 1 inch copper foil was used.

The following formula can be used to calculate the filter capacitance,

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 f_s \Delta V_{pp}} \quad (22)$$

where V_{pp} is the peak-to-peak voltage ripple desired. For this application 80mV was chosen. Therefore

$$C = \frac{8}{8(2 \times 10^5)(.08)} = 62.5 \mu\text{f}$$

The ESR required is:

$$R_{ESR} = \frac{V_{pp}}{I_L} = \frac{0.08}{8} = 10 \text{ m}\Omega \quad (23)$$

Six 10 microfarad polypropylene capacitors are used yielding a combined ESR of 1.5m Ω

CURRENT SENSE CALCULATION

The peak current on the primary is the sum of the peak inductor currents of the secondaries referred to the primary by their turns ratios plus the magnetizing current.

$$I_{pri(pk)} = \frac{84}{15} + 2 \left(\frac{4.5}{6} \right) + .1 = 7.2 \text{ A}$$

Allowing a margin on the current limit use 7.5A. Because this current would require a 5 watt current sensing resistor to

develop a 1 volt signal amplitude a current transformer was used with a turns ratio of 100.

$$I_{cs} = 7.5 / 100 = 75 \text{ mA}$$

The required current sense resistor becomes

$$R_{cs} = 1 / .075 = 13.3 \Omega$$

A low pass filter was used to smooth out high frequency noise coupled to the current sense signal.

CLOSED LOOP DESIGN

The zero associated with the capacitor bank ESR is at a frequency of

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi(1.5 \times 10^{-8})(60 \times 10^{-6})} = 1.77 \text{ MHz}$$

The two load resistance extremes in the main output are:

$$R_{o(min)} = 5V / 80A = 0.0625 \Omega$$

$$R_{o(max)} = 5V / 5A = 1 \Omega$$

Note that the voltage feedback loop looks only at the 5V output. The output capacitor bank and the load resistance form a moving pole with corner frequencies at

$$f_{p(max)} = \frac{1}{2\pi R_{o(min)} C} = 42 \text{ KHz} \quad (24)$$

$$f_{p(min)} = \frac{1}{2\pi R_{o(max)} C} = 2.65 \text{ KHz} \quad (25)$$

The output-to-control signal is expressed as

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{i_L}{V_c} R_o H_f(S) = \frac{n n' R_o}{3 R_{cs}} \left(\frac{1 + S R_{ESR} C}{1 + S R_o C} \right) \quad (26)$$

where:

n = primary to second turns ratio

n' = current sense transformer turns ratio.

At maximum load

$$\left. \frac{V_o}{V_c} \right|_{f \rightarrow 0} = \frac{15(100)(.0625)}{3(13.3)} = 2.35, 7.42 \text{ dB}$$

At the minimum load

$$\left. \frac{V_o}{V_c} \right|_{f \rightarrow 0} = \frac{15(100)(1)}{3(13.3)} = 37.6, 31.5 \text{ dB}$$

For good overall stability, the unity gain loop crossover should be chosen at a frequency less than one-fourth the switching frequency. Selecting the crossover frequency to be 42KHz the error amplifier is required to provide -7.42dB compensation. The compensation network used is shown in Figure 9. Letting the error amplifier gain cross unity at 2.65KHz good overall gain bandwidth product can be achieved combined with adequate phase margin. Calculating the corner frequency for the zero we have.

$$7.42 = -20 (\log 2.65 - \log f_z)$$

Solving for f_z we get 6.23KHz

To provide -7.42dB the attenuation ratio should be .4256. From this, C_1 becomes 5.9nF and since $R_1=10K$ then $R_2=4.3K$. The gain vs frequency response curves are shown in Figure 9.

5 μ f

(23)

used yielding a

transformer was

frequency noise

35,742 dB

5dB

osser should
the switching
be 42KHz the
compensation.
Figure 9. Letting
and overall gain
with adequate
for the zero we

4256. From
 $R_2=4.3K$. The
Figure 9.

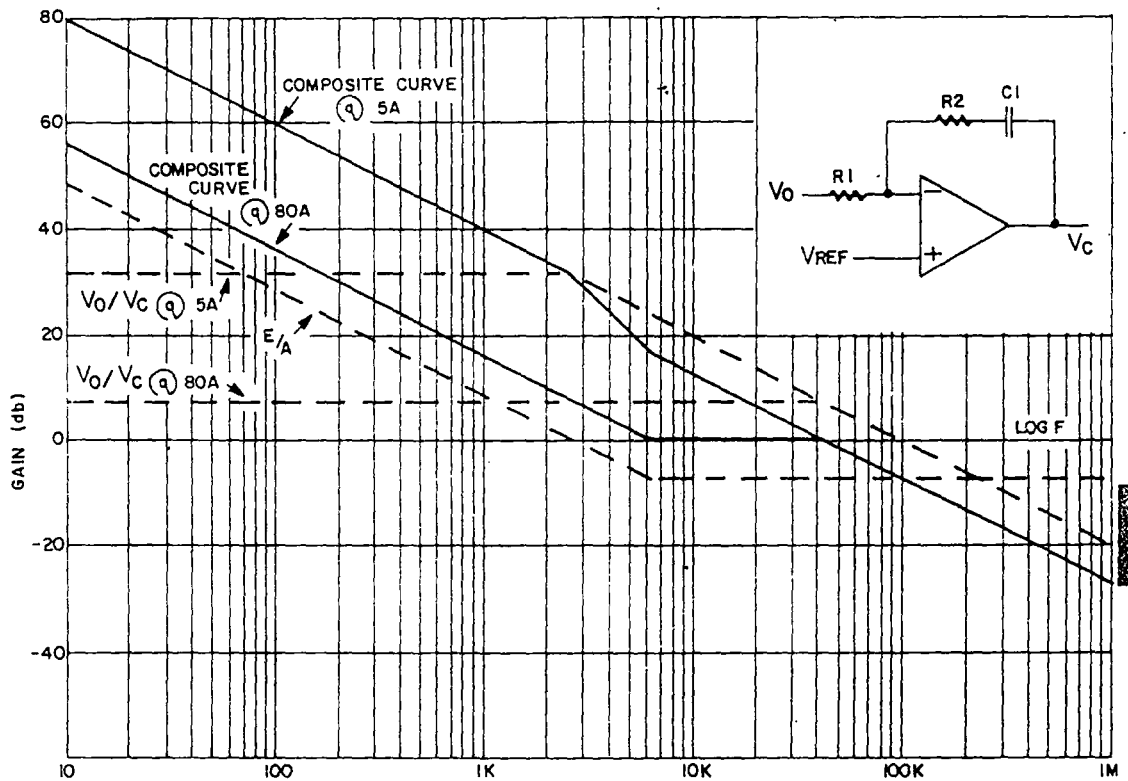


FIG. 9 FREQUENCY RESPONSE DIAGRAM FOR POWER SUPPLY. INSET E/A CONFIGURATION.

To provide isolated output voltage feedback to the error amplifier a small signal transformer, T4, is used. This transformer is switched at 200KHz by using the power transformer's 5V secondary output to drive a transistor. On the secondary of T4

one diode is used to rectify the output while another diode is connected in opposite direction so as to cancel the temperature dependence effect of the forward voltage of the first diode.

OTHER CONSIDERATIONS

When designing high power converters the combined effect of high power with high frequency requires a very careful layout. Identify all the high di/dt paths making them short, and keeping them away from the control circuit.

Bypassing of the input DC bus should be done right at the power MOSFETs while low level bypassing should be done at the V_{cc} input of the CS-3842A. The feedback signals, especially the one from the voltage feedback, go to the high impedance input of the error amplifier and can not be bypassed without affecting the amplifier's dynamic performance. The use of a separate low level ground is also recommended, especially of ground plane construction.

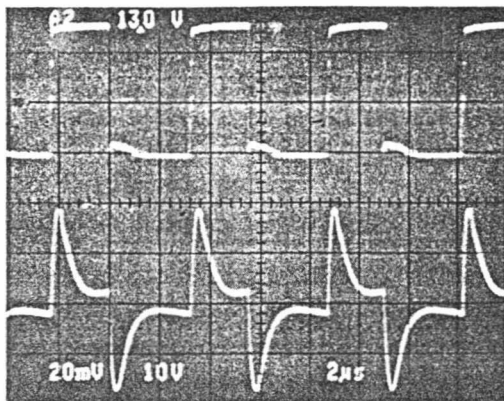
When using the CS-3842A to drive inductive loads, as in the case of transformer coupled drive circuits, there is a tendency to drive the output pin below ground, thus interfering with the IC's

operation. To correct this problem a low power Schottky diode should be connected from pins 5 to 6 to clamp the output. Another point to keep in mind is that when the oscillator is used also as a maximum duty cycle clamp, the noise on the R_1/C_1 should be minimized, again by careful layout of the board.

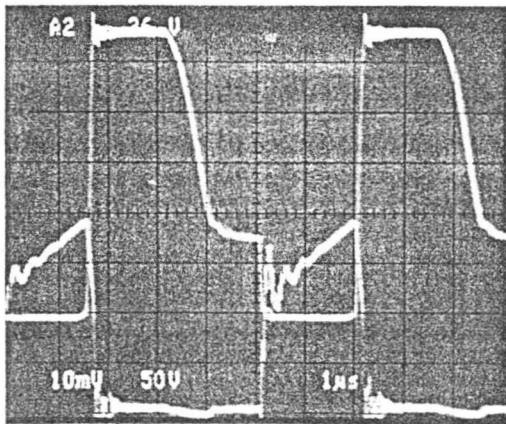
Slope compensation is not required in this application because of less than 50% duty cycle operation and because the filter on current sense signal prevents the turn-ON spike from prematurely tripping the PWM comparator. To be capable of operating efficiently at light loads and also reduce the ripple current on the output capacitors, the inductor current ripple was made small. Shallow inductor current ramps also reduce the peak to average inductor error to a negligible amount.

Figure 10 shows some characteristic waveforms of this power supply.

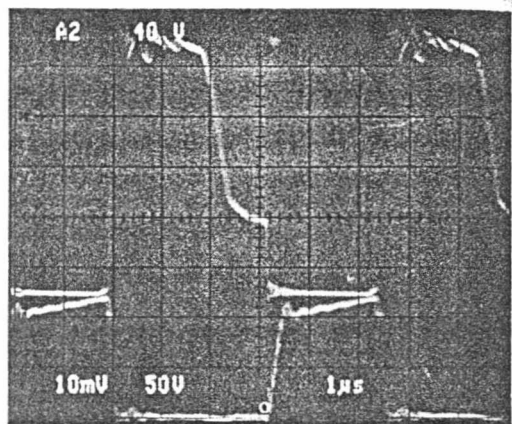
FIGURE 10



(a) CS-3842A OUTPUT VOLTAGE AND CURRENT (200mA/div)



(b) $V_{os}(TOP)$, $I_o(BOT)$ (.5A/div) LOW LOAD



(c) $V_{os}(TOP)$, $I_o(BOT)$ (2A/div) HIGH LOAD

MAGNETICS

T1: Core: Magnetics Inc. P-44040-UG
 Pri: 30T 6X #24AWG split around main secondary.
 Aux: 4T #30AWG in parallel
 Sec (5V): 2T 2X .016 X .9 Cu. foil
 Sec (+12V): 10T C.T. 2 X #19

T2: Core: Ferroxcube 846XT250-3C8
 Pri: 16T #22
 Secondaries: 14T #22

T3: Core: Ferroxcube 768XT188-3E2A
 Pri: 1T
 Sec: 100T, #32

T4: Core: Ferroxcube 768XT188-3E2A
 Pri: 8T #27
 Sec: 8T #27
 Ter: 4T #27

L1: Core: Ferroxcube EC52-3C8
 Winding: 8T 2X .016 X 1 Cu. foil
 77 mil gap on all three posts

L2: Core: Ferroxcube 2616PA250-3B7
 Winding: 22T 5X (2 #27 in parallel)

REFERENCES

B. Holland, "Modeling, Analysis and Compensation of the Current Mode Converter" Proceedings of Powercon 11, Paper I-2, 1984

C. Deisch "Simple Switching Control Method Changes Power Converter Into a Current Source" PESC '78 Record (IEEE Publication 78CH1337-AES), pp 300-306.

High Voltage N-Channel Enhancement-Mode Power Field-Effect Transistor

August 1991

Features

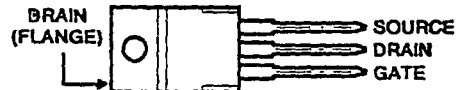
- 4.3A, 1000V
- $r_{DS(on)} = 3.5\Omega$
- UIS SOA Rating Curve (Single Pulse)
- -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$ Operating Temperature

Description

The RFP4N100 is an n-channel enhancement mode silicon-gate power field effect transistor. It is designed for use in applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. This type can be operated directly from an integrated circuit.

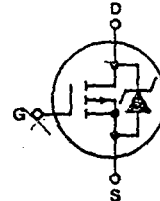
The RFP4N100 is supplied in the JEDEC TO-220AB plastic package.

Package

 TO-220AB
TOP VIEW


Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



Absolute Maximum Ratings ($T_C = 25^{\circ}\text{C}$), Unless Otherwise Specified

Drain-Source Voltage, V_{DS}	1000
Drain-Gate Voltage, ($R_{GS} = 1\text{m}\Omega$), V_{DGR}	1000
Gate-Source Voltage, V_{GS}	± 20
Drain Current:	
RMS Continuous, I_D	4.3
Pulsed, I_{DM}	17
Single Pulse Avalanche Rating, Refer to UIS SOA Curve	490m
Power Dissipation, P_D :	
$T_C = +25^{\circ}\text{C}$	150W
Derate Above $T_C = +25^{\circ}\text{C}$	0.83W/ $^{\circ}\text{C}$
Operating and Storage Junction	
Temperature Range, T_J, T_{STG}	-55 to $+150^{\circ}\text{C}$

Specifications RFP4N100

Electrical Characteristics (T_C = 25°C) Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTICS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS		UNITS
			MIN	MAX.	
Drain-Source Breakdown Voltage	BV _{DSS}	I _D = 0.25mA, V _{GS} = 0V	1000	-	V
Gate Threshold Voltage	V _{GS(TH)}	V _{GS} = V _{DS} , I _D = 0.25mA	2.0	4.0	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I _{DSS}	V _{GS} = 0V	-	-	μA
		V _{DS} = 1000V, T _C = 25°C	-	250	μA
		V _{DS} = 800V, T _C = 150°C	-	1000	μA
Gate-Source Leakage Current	I _{GSS}	V _{GS} = ±20V	-	±500	nA
On Resistance	r _{DS(ON)}	I _D = 2.5A, V _{GS} = 10V	-	3.5	Ω
Forward Transconductance	g _{fs}	I _D = 2.5A, V _{DS} = 100V	3.5	-	S (Ω)
Turn-On Delay Time	t _{d(ON)}	V _{DD} = 500V, I _L = 3.9A	-	30	ns
Rise Time	t _r	R _G = 9.1Ω	-	50	ns
Turn-Off Delay Time	t _{d(OFF)}	R _D = 120Ω	-	170	ns
Fall Time	t _f	See Figure 14	-	50	ns
Total Gate Charge	Q _g	I _D = 3.9A, V _{DS} = 800V, V _{GS} = 10V	-	120	nC
Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}		-	0.83	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}		-	30	°C/W

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

CHARACTERISTICS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS		UNITS
			MIN	MAX.	
Forward Voltage	V _{SD}	I _{SD} = 4.3A	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t _{rr}	I _F = 3.9A, dI _F /dT = 100 A/μs	-	1000	ns

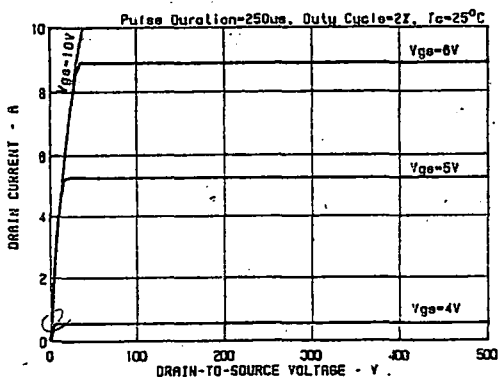


FIGURE 1. TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

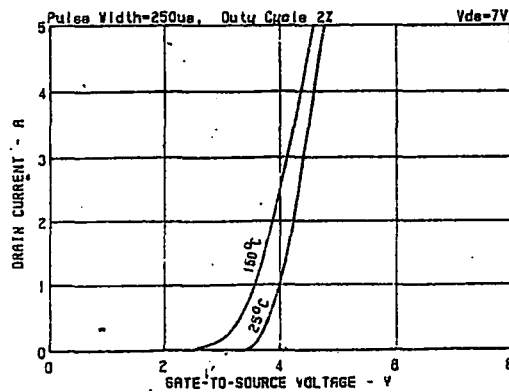


FIGURE 2. TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS

RFP4N100

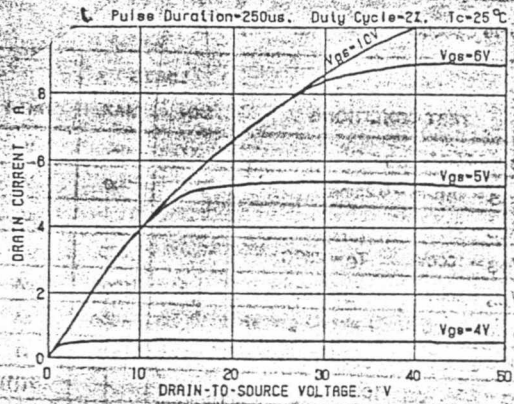


FIGURE 3. TYPICAL SATURATION CHARACTERISTICS

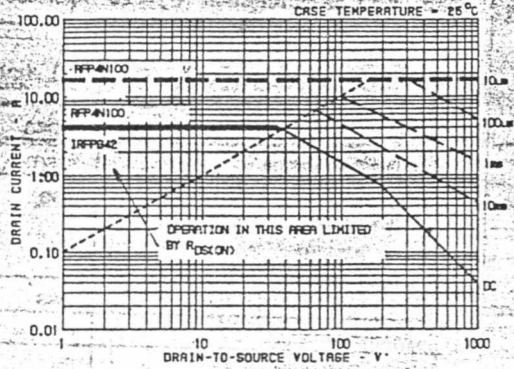


FIGURE 4. MAXIMUM SAFE OPERATING AREA

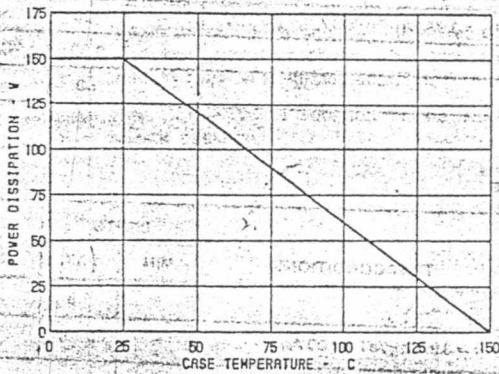


FIGURE 5. POWER vs. TEMPERATURE DERATING CURVE

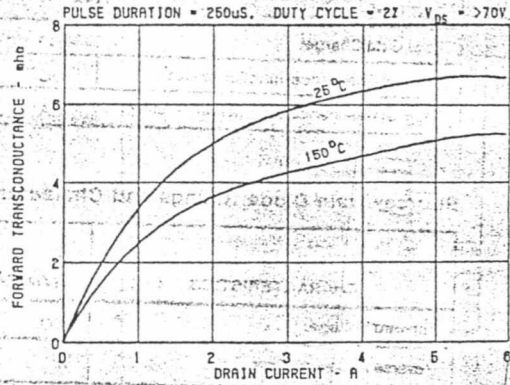


FIGURE 6. TYPICAL FORWARD TRANSCONDUCTANCE

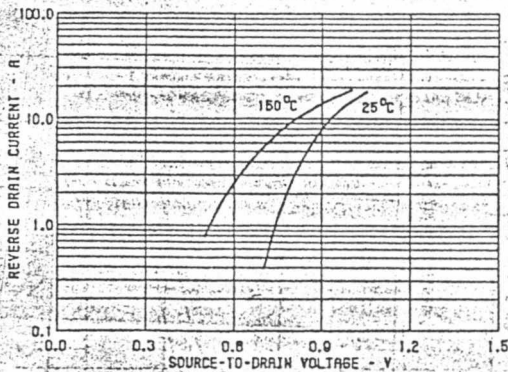


FIGURE 7. TYPICAL SOURCE-TO-DRAIN DIODE FORWARD VOLTAGE

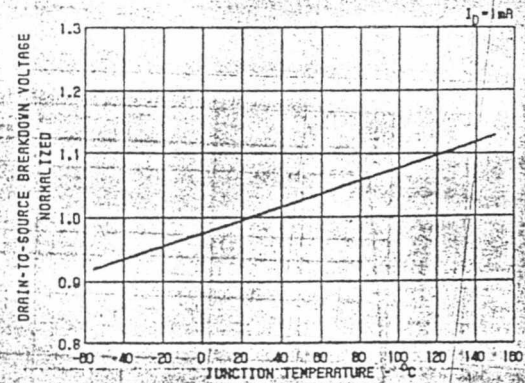


FIGURE 8. BREAKDOWN VOLTAGE vs TEMPERATURE

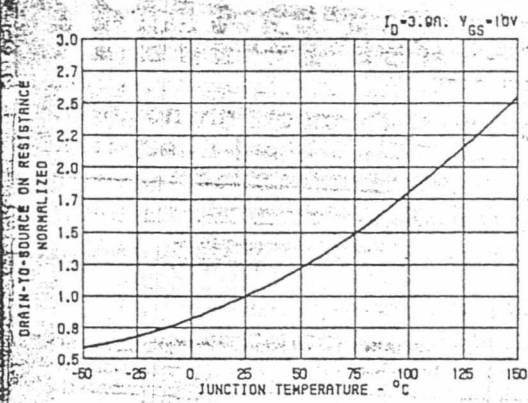


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN-TO-SOURCE ON RESISTANCE

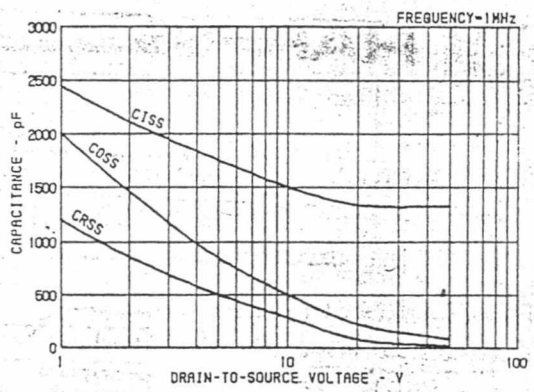


FIGURE 10. TYPICAL CAPACITANCE vs VOLTAGE

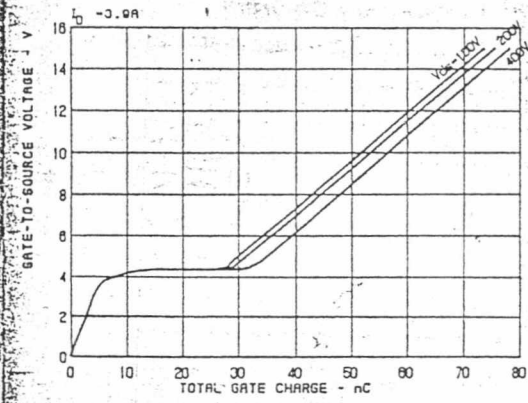


FIGURE 11. TYPICAL GATE CHARGE

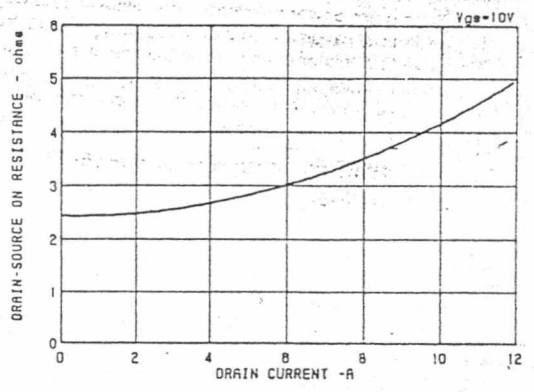


FIGURE 12. TYPICAL DRAIN-SOURCE ON RESISTANCE

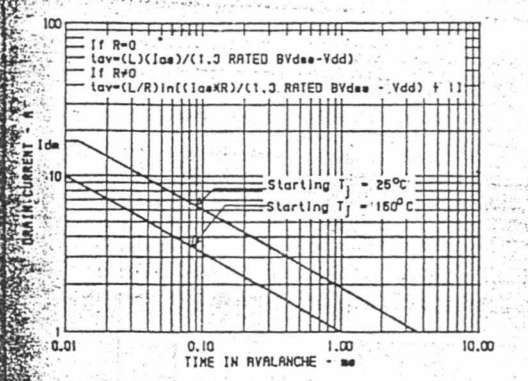


FIGURE 13. UNCLAMPED INDUCTIVE SWITCHING SOA

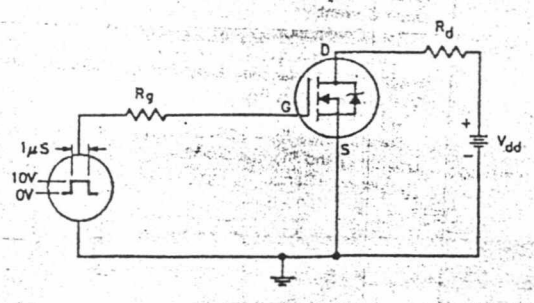


FIGURE 14. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

N-CHANNEL

CATALOGUE

TOMITA FERRE

Material Characteristics 材質特性

■ Standard Characteristics of Mn-Zn Materials Mn-Znフェライト標準材質特性

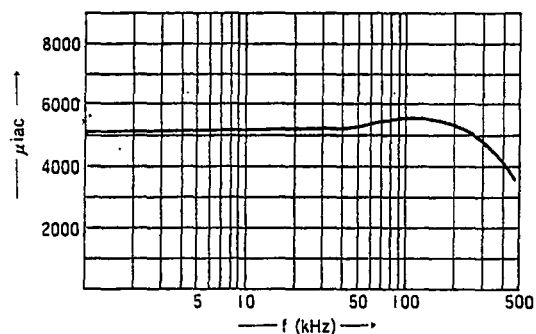
Materials 材質名	μ_{iac}	$\tan\delta/\mu_{iac}$	$\alpha\mu_{iac}$	Bms	Hc	Tc	ρ	d	Page
	10KHz	10KHz	20°C~80°C	1000A/m (mT)	(A/m)	(°C)	($\Omega\cdot m$)	(kg/m^3)	
2E2	10000	1.5×10^{-5}	$0.1 \times 10^{-6}/^\circ C$	370	4.0	120	0.024	4.9×10^3	3
2E1	7000	1.8×10^{-5}	$-0.8 \times 10^{-6}/^\circ C$	415	8.0	150	0.012	4.9×10^3	3
2G1	7000	0.54×10^{-5}	$0.41 \times 10^{-6}/^\circ C$	410	6.0	135	0.02	4.8×10^3	
2G3	6000	0.16×10^{-5}	$0.28 \times 10^{-6}/^\circ C$	430	6.7	145	0.2	4.9×10^3	
2F1	5300	0.2×10^{-5}	$1.0 \times 10^{-6}/^\circ C$	370	7.2	120	0.13	4.8×10^3	4
2D3C	4000	0.1×10^{-5}	$0.2 \times 10^{-6}/^\circ C$	410	8.0	140	0.1	4.9×10^3	
2E4	4000	0.15×10^{-5}	$-0.5 \times 10^{-6}/^\circ C$	450	11.9	180	0.1	4.8×10^3	
2F6	3300	0.07×10^{-5}	$2.65 \times 10^{-6}/^\circ C$	470	11.9	>200	2.1	4.8×10^3	5
2D3	3000	0.3×10^{-5}	$-0.4 \times 10^{-6}/^\circ C$	450	11.9	160	0.9	4.9×10^3	
2E6	3000	0.1×10^{-5}	$-0.5 \times 10^{-6}/^\circ C$	490	11.9	>200	0.23	4.9×10^3	4
2E7	2400	0.15×10^{-5}	$1.25 \times 10^{-6}/^\circ C$	490	11.9	190	3	4.8×10^3	
2F8	2200	0.1×10^{-5}	$6.3 \times 10^{-6}/^\circ C$	490	9.5	>200	8	4.8×10^3	5
2E6C	2000	0.16×10^{-5}	$7.5 \times 10^{-6}/^\circ C$	510	14.3	>230	0.37	4.8×10^3	
2C3	2000	0.6×10^{-5}	$3.0 \times 10^{-6}/^\circ C$	370	15.9	110	1.3	4.9×10^3	
2H6	800	0.13×10^{-5} (500KHz)	$0.4 \times 10^{-6}/^\circ C$	490	22.0	>200	2.3	4.8×10^3	

■ Standard Characteristics of Ni-Zn Materials(1) Ni-Znフェライト標準材質特性(1)

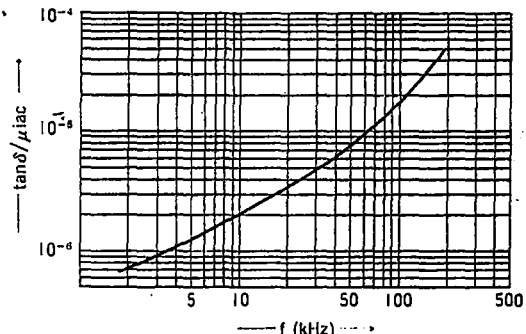
Materials 材質名	μ_{iac}	$\tan\delta/\mu_{iac}$		$\alpha\mu_{iac}$	Bms	Hc	Tc	ρ	
			(MHz)	20°C~80°C	(mT)	(A/m)	(A/m)	(°C)	($\Omega\cdot m$)
3A7	2000	0.9×10^{-5}	0.1	$28 \times 10^{-6}/^\circ C$	280	1200	12	100	10^4
3A8	1500	0.52×10^{-5}	0.05	$5 \times 10^{-6}/^\circ C$	300	800	16	120	10^4
3A6	1400	0.78×10^{-5}	0.1	$3 \times 10^{-6}/^\circ C$	300	1200	15	110	$>10^6$
2K	1100	5×10^{-5}	0.1	$5 \times 10^{-6}/^\circ C$	370	1500	20	>150	10^4
3A4	800	1.8×10^{-5}	0.1	$15 \times 10^{-6}/^\circ C$	350	1200	16	130	$>10^6$
3A	600	1.5×10^{-5}	0.2	$3 \times 10^{-6}/^\circ C$	300	800	40	120	$>10^6$
3K	600	5×10^{-5}	0.1	$10 \times 10^{-6}/^\circ C$	450	4000	40	>200	10^4
4A	450	4.3×10^{-5}	0.5	$12 \times 10^{-6}/^\circ C$	300	1200	40	180	$>10^6$
4D4	400	2×10^{-5}	0.5	$12 \times 10^{-6}/^\circ C$	310	1200	80	160	$>10^6$
4D8	370	4.6×10^{-5}	1	$3 \times 10^{-6}/^\circ C$	270	1500	120	120	$>10^6$
4B4	300	2.5×10^{-5}	0.5	$24 \times 10^{-6}/^\circ C$	325	1200	40	190	$>10^6$
D12A	260	7.1×10^{-5}	0.5	$40 \times 10^{-6}/^\circ C$	370	1200	80	240	$>10^6$
4C	250	4×10^{-5}	0.5	$20 \times 10^{-6}/^\circ C$	360	1200	40	180	$>10^6$
5K	250	10×10^{-5}	0.1	$10 \times 10^{-6}/^\circ C$	490	1200	80	>250	10^4
5B	140	7.3×10^{-5}	1	$20 \times 10^{-6}/^\circ C$	300	1200	250	>250	$>10^6$
6D2	60	14×10^{-5}	10	$30 \times 10^{-6}/^\circ C$	325	1200	280	>250	$>10^6$
6B2	30	32×10^{-5}	20	$70 \times 10^{-6}/^\circ C$	350	12000	520	>250	$>10^6$

2F1

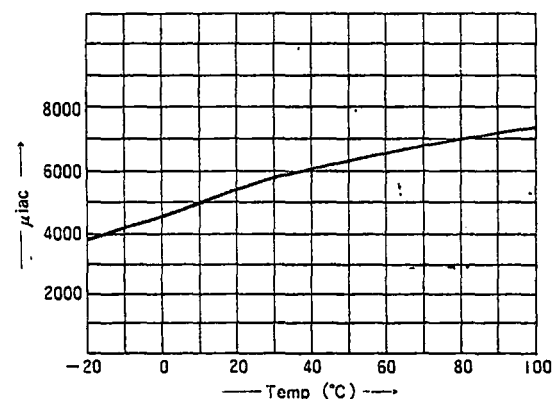
μ_{iac} vs. Frequency μ_{iac} 周波数特性



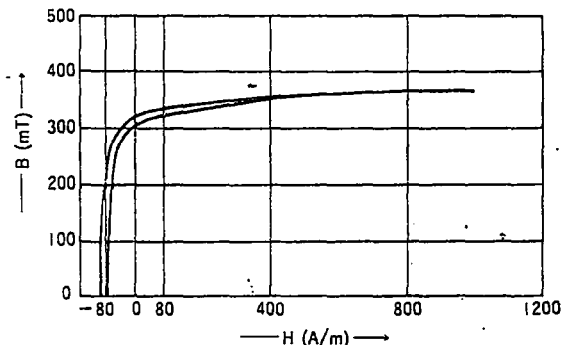
$\tan\delta/\mu_{iac}$ vs. Frequency $\tan\delta/\mu_{iac}$ 周波数特性



μ_{iac} vs. Temperature μ_{iac} 温度特性

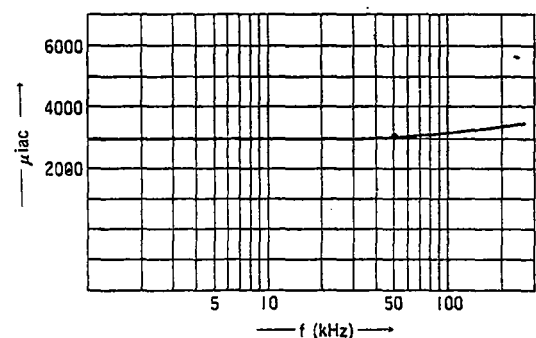


Static Magnetization Curves 直流ヒステリシス特性

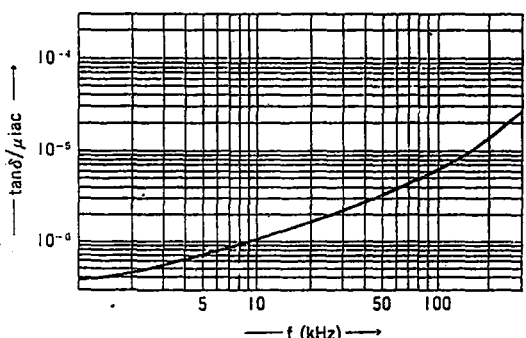


2E6

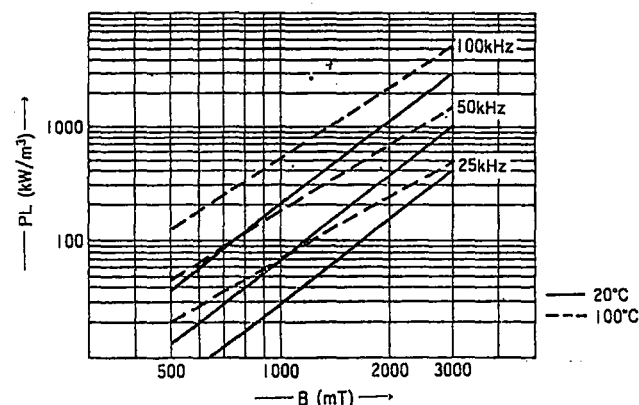
μ_{iac} vs. Frequency μ_{iac} 周波数特性



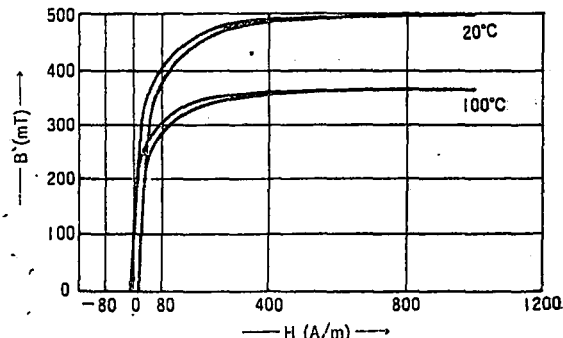
$\tan\delta/\mu_{iac}$ vs. Frequency $\tan\delta/\mu_{iac}$ 周波数特性



Power loss vs. Flux density パワーロス vs. 磁束密度



Static Magnetization Curves 直流ヒステリシス特性

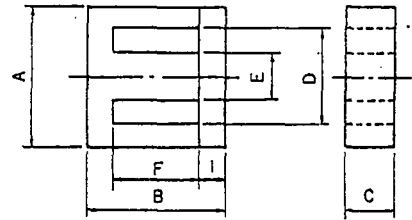


EI Type Cores

Ordering Code 品名の構成

EI-16 2E6

Type 形
Length(A) A寸法
Material 材質



Materials 主な材質 2E1, 2E4, 2E6, 2E7, 2F1, 2F6, 2F8

Dimensions and Effective Parameter 寸法及び磁心の実効定数

Cores 形名	Dimensions(mm)寸法							Effective Parameter 磁心の実効定数					Bobbin Available
	A	B	C	D	E	F	I	C _l (mm ⁻¹)	A _e (mm ²)	l _e (mm)	V _e (mm ³)	Aw(mm ²)	
EI-10	$10.0^{+0.3}_{-0.3}$	6.6 ± 0.2	$5.4^{+0.3}_{-0.3}$	$7.7^{+0.3}_{-0.3}$	2.4 ± 0.2	4.2 ± 0.1	$1.0^{+0.2}_{-0.2}$	1.59	11.0	17.5	192.4	11.4	
EI-10.2X5C	10.2 ± 0.2	$8.875^{+0.4}_{-0.4}$	$5.0^{+0.35}_{-0.35}$	7.8 ± 0.2	2.4 ± 0.15	6.45 ± 0.2	$1.0^{+0.2}_{-0.2}$	1.94	11.3	21.9	247.1	17.4	
EI-12.5	$12.5^{+0.2}_{-0.2}$	9.1 ± 0.35	5.0 ± 0.2	$9.2^{+0.25}_{-0.15}$	$2.5^{+0.1}_{-0.2}$	5.0 ± 0.15	1.6 ± 0.15	1.36	15.7	21.4	336.9	17.0	10P
EI-13	13.0 ± 0.3	12.0 ± 0.35	$6.3^{+0.3}_{-0.3}$	10.2 ± 0.2	$2.8^{+0.1}_{-0.2}$	9.2 ± 0.2	1.4 ± 0.15	1.77	17.1	30.2	517.3	34.3	
EI-13/6.7/6.5	13.0 ± 0.3	6.7 ± 0.25	6.5 ± 0.2	9.8 ± 0.3	3.8 ± 0.15	$4.0^{+0.2}_{-0.2}$	1.1 ± 0.15	0.96	19.4	18.6	362.0	12.3	
EI-14C	13.8 ± 0.2	11.7 ± 0.4	$2.7^{+0.1}_{-0.2}$	9.4 ± 0.2	$4.8^{+0.1}_{-0.2}$	$7.0^{+0.3}_{-0.3}$	2.3 ± 0.2	2.16	12.1	26.1	315.3	16.6	
EI-16	16.0 ± 0.3	14.3 ± 0.4	$5.0^{+0.3}_{-0.3}$	12.0 ± 0.3	$4.2^{+0.1}_{-0.4}$	$10.2^{+0.3}_{-0.2}$	2.05 ± 0.2	1.78	19.6	34.8	679.6	40.8	6P
EI-16B	16.0 ± 0.3	14.4 ± 0.4	$5.0^{+0.3}_{-0.4}$	$12.0^{+0.3}_{-0.1}$	$4.0^{+0.4}_{-0.4}$	$10.2^{+0.5}_{-0.5}$	2.0 ± 0.2	1.90	18.6	35.3	657.8	43.4	
EI-18	$18.0^{+0.1}_{-0.3}$	14.9 ± 0.2	$3.3^{+0.1}_{-0.1}$	$12.5^{+0.2}_{-0.1}$	$6.2^{+0.1}_{-0.2}$	$9.4^{+0.3}_{-0.3}$	2.7 ± 0.1	1.85	18.4	34.1	628.4	30.6	
EI-19	19.0 ± 0.3	15.9 ± 0.4	$5.1^{+0.5}_{-0.5}$	14.0 ± 0.3	$5.1^{+0.5}_{-0.5}$	11.3 ± 0.3	2.35 ± 0.2	1.68	23.3	39.2	914.2	51.7	7P
EI-19ZT	19.0 ± 0.3	$15.8^{+0.4}_{-0.3}$	$5.2^{+0.4}_{-0.4}$	14.5 ± 0.3	$4.7^{+0.5}_{-0.5}$	$11.0^{+0.3}_{-0.2}$	2.4 ± 0.2	1.72	22.9	39.4	902.2	55.5	
EI-22	22.0 ± 0.4	18.6 ± 0.4	$6.0^{+0.6}_{-0.6}$	14.0 ± 0.3	$6.0^{+0.6}_{-0.6}$	10.6 ± 0.3	4.0 ± 0.2	1.02	39.6	40.2	1592	44.0	10P
EI-22AT	22.0 ± 0.3	18.8 ± 0.4	5.7 ± 0.2	$15.75^{+0.5}_{-0.5}$	5.7 ± 0.2	10.8 ± 0.2	4.0 ± 0.2	1.15	36.6	42.1	1541	55.6	10P
EI-25	25.0 ± 0.4	20.0 ± 0.4	6.55 ± 0.3	18.6 ± 0.3	6.55 ± 0.3	13.6 ± 0.25	3.2 ± 0.15	1.17	42.2	49.4	2084	81.9	8P
EI-25.3	25.3 ± 0.4	18.3 ± 0.4	$7.0^{+0.5}_{-0.5}$	19.3 ± 0.3	6.5 ± 0.25	$12.2^{+0.4}_{-0.1}$	$2.9^{+0.3}_{-0.3}$	1.14	41.3	47.0	1943	79.0	
EI-25.4	25.4 ± 0.4	19.05 ± 0.5	6.35 ± 0.25	19.0 ± 0.3	6.35 ± 0.3	12.7 ± 0.3	3.2 ± 0.2	1.19	40.4	48.0	1942	80.3	
EI-28	28.0 ± 0.4	20.5 ± 0.5	$11.0^{+0.5}_{-0.5}$	$18.6^{+0.5}_{-0.5}$	$7.5^{+0.5}_{-0.5}$	12.5 ± 0.3	3.5 ± 0.2	0.57	86.1	49.0	4215	72.5	10P
EI-30A	$30.0^{+0.7}_{-0.2}$	$26.5^{+0.8}_{-0.2}$	$11.0^{+0.7}_{-0.7}$	$20.0^{+0.7}_{-0.7}$	$11.0^{+0.7}_{-0.7}$	$16.0^{+0.6}_{-0.6}$	5.5 ± 0.2	0.53	111.0	58.6	6440	79.1	10P
EI-33	33.0 ± 0.5	28.6 ± 0.5	$13.0^{+0.5}_{-0.5}$	24.0 ± 0.5	$10.0^{+0.5}_{-0.5}$	19.2 ± 0.3	5.2 ± 0.2	0.56	119.4	67.3	8039	136.8	
EI-35	35.0 ± 0.5	29.2 ± 0.5	$10.3^{+0.5}_{-0.5}$	25.0 ± 0.5	$10.3^{+0.5}_{-0.5}$	18.2 ± 0.3	5.0 ± 0.2	0.65	103.8	67.8	7035	136.0	
EI-35B	35.0 ± 0.7	28.5 ± 0.5	9.5 ± 0.3	25.6 ± 0.5	9.5 ± 0.3	19.0 ± 0.3	4.75 ± 0.15	0.77	89.9	69.0	6204	153.0	
EI-38T	36.0 ± 0.5	29.7 ± 0.6	$12.0^{+0.5}_{-0.5}$	26.0 ± 0.5	$10.3^{+0.5}_{-0.5}$	18.2 ± 0.3	5.5 ± 0.2	0.56	123.1	69.0	8501	145.1	

Electrical Characteristics 電気的特性

Cores 形名	AL-Value(nH/N ²) ±25%				Without air gap ギャップなし	
	2E1	2E6	2F8	2E6C	2F6	2F8
EI-10	2E1 : 1500	2E6 : 1020	2F8 : 980			
EI-10.2X5C	2E1 : 1650	2E4 : 1350	2E7 : 1050			
EI-12.5	2E1 : 1950	2E4 : 1550	2E6 : 1400	2E6C : 1100		
EI-13	2E1 : 1950	2E4 : 1550	2E6 : 1400			
EI-13/6.7/6.5	2F6 : 2200	2E6 : 2000	2F8 : 1900			
EI-14C	2E1 : 1550	2E4 : 1150	2E6 : 1100			
EI-16	2F1 : 2000	2E6 : 1500	2E6C : 1150			
EI-16B	2E6 : 1400					
EI-18	2E6 : 1700					
EI-19	2F1 : 2300	2E6 : 1700	2E6C : 1500			
EI-19ZT	2E1 : 2200	2E6 : 1600	2E6C : 1250			
EI-22	2E1 : 3800	2E6 : 2600				
EI-22AT	2E1 : 3300	2E6 : 2500	2F8 : 1900	2E6C : 1700	2F6 : 2600	
EI-25	2F1 : 3900	2F6 : 2700	2E6 : 2400	2F8 : 2000		
EI-25.3	2E4 : 2800	2E6 : 2600	2E6C : 2000			
EI-25.4	2E1 : 3400	2E6 : 2500	2F8 : 2050			
EI-28	2F1 : 6900	2E6 : 5200	2F8 : 4000			
EI-30A	2E6 : 5800	2E7 : 4300	2E6C : 4200			
EI-33	2E6 : 5600	2E7 : 4400				
EI-35	2E6 : 4700	2E6C : 3600				
EI-35B	2E1 : 5400 ^{+38%} _{-19%}					
EI-38T	2E6 : 5500					

เอกสารอ้างอิง

Abraham I.Pressman in Switching Power Supply Design International ed., pp. 105-426, McGRAW-HILL Inc., 1992.

George Chryssis in High-frequency Switching Power Supply: Theory and Design 2ed., McGRAW-HILL Inc., 1989.

สุวัฒน์ ตัน, เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย พิมพ์ครั้งที่ 1 โดย บ.เอนเทคไทย จก., 2537

Unitrode, UC3842/3/4/5 Provide Low Cost Current Mode Control, Application Note U-97, 1993

Motorola, TMOS Power MOSFET Transistor Data, Motorola data - Book, DL135/D, Rev4, 1992

Motorola, Rectifiers and Zener Diodes Data, Motorola data - Book, DL125/D, Rev4, 1988