สำนักหอสมุดกลาง_พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ โดยใช้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

3.3V, 10A OFF-LINE FORWARD CONVERTERS



โดย

นายไตรภพ วงศ์พันธ์

นายสายัณห์ ปินถานันต์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขา วิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 45706
วัน, เดือน, ปี 13 ก.พ. 2546

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

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ โดยใช้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
(3.3 V,10 A off-line forward converters)

ผู้จัดทำ

1. นายไตรภพ วงศ์พันธ์ รหัส 42015257
2. นายสายัณห์ ปินถานันต์ รหัส 42015287



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ชนินทร์ บุญลักษณานุสรณ์)

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ โดยใช้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

3.3V,10A off-line forward converters

นายไตรภพ วงศ์พันธ์ รหัส 42015257

นายสายัณห์ ปินถานันต์ รหัส 42015287

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. ชนินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

วงจรรวม (IC) สมัยใหม่ที่มีการประมวลผลของข้อมูลที่มีความเร็วสูง ปกติจะทำงานที่แรงดันต่ำที่ 3.3 V หรือน้อยกว่านั้น การลดขนาดแรงดันที่จ่ายให้เล็กลงทำให้ทรานซิสเตอร์นับล้านๆตัวสามารถที่จะบรรจุอยู่บนชิพ IC ตัวเดียวได้ ทำให้มีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงขึ้น อย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์จำนวนมากเหล่านี้ก็ต้องการกระแสอย่างมากในการทำงาน ดังนั้นเพาเวอร์ซัพพลายที่จะจ่ายให้ IC ต้องมีแรงดันที่ต่ำและสามารถจ่ายกระแสได้สูง ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบและการสร้าง ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 3.3 V, 10 A ที่ทำงานใน 2 ลักษณะคือ ทำงานในโหมดควบคุมด้วยแรงดันและทำงานในโหมดควบคุมด้วยกระแส การทดสอบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ทำงานต่างๆกันและผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตภายใต้การเปลี่ยนแปลงของโหลดทันทีทันใด

Abstract

Modern high-speed data processing Integrated Circuit (IC) usually operate at a supply Voltage of 3.3 V or less. The reduction of the supply voltage allows millions of transistors to be integrated into an IC chip, thus enhancing its processing capabilities. However, this enormous numbers of transistors make the modern IC more "current thirsty" than its predecessors. Thus, the power supply that powers modern IC must be capable of providing low output voltage and high output current. This thesis presents the design and construction of the 3.3V, 10A forward converters. Two prototype converters, one with a voltage-mode control and another with a current-mode control, were designed and built. In the thesis. the design of these converters is described in details. Test results on the output voltage regulation at various operating conditions and the output voltage transient response under a step load change are given.

สารบัญ

บทคัดย่อ

บทที่ 1 บทนำ **1**

หลักการเบื้องต้น 2

ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง 2

บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป **4**

2.1 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 4

2.2 หม้อแปลงสวิตชิ่ง 7

2.3 การออกแบบหม้อแปลงด้วยวิธีแอเรียโปรดักท์ 10

2.4 ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต 14

2.5 หม้อแปลงกระแส 17

2.6 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต 20

2.7 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด 22

2.8 การระบายความร้อน 26

2.9 มอสเฟตกำลัง 26

2.10 วงจรขับเกท 37

2.11วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 42

2.12โหมดควบคุมด้วยแรงดัน 42

2.13 โหมดควบคุมด้วยกระแส 48

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง **55**

3.1 ส่วนของเรกติไฟร์และอินพุต 55

3.2 การออกแบบหม้อแปลงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์โดยวิธีแอเรียโปรดักท์ 56

3.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 58

3.4 การออกแบบหม้อแปลงกระแส 60

3.5 การออกแบบวงจรชดเชยสำหรับโหมดควบคุมด้วยแรงดัน โดยใช้ K factor 61

3.6 การออกแบบการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส 65

บทที่ 4 การสร้างและการทดลอง 67
4.1 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ ในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 67
- การทดลองที่1 การทดสอบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 68
- การทดลองที่2 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด 73
- การทดลองที่3 กำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพ 74
4.2 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ ในโหมดควบคุมด้วยกระแส 77
- การทดลองที่4การทดสอบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดควบคุมด้วยกระแส 78
- การทดลองที่5 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด 83
- การทดลองที่6 กำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพ 84
บทที่ 5 วิจารณ์และสรุป 87
กิตติกรรมประกาศ
หนังสืออ้างอิง
ภาคผนวก

สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 1.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป 1

รูปที่ 2.1 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 4

รูปที่ 2.2 ลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดจากการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 5

รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารี่และขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง 7

รูปที่ 2.4 ลักษณะหม้อแปลงพื้นฐาน 8

รูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอร์รีซีสบนแกน B – H 9

รูปที่ 2.6 แสดง Ac และ Aw ของแกนแบบต่างๆ 11

รูปที่ 2.7 (ก) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (ข) กระแสที่ไหลในวงจร 12

รูปที่ 2.8 แสดงการจัดขดลวดทองแดงที่เหมาะสมสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 13

รูปที่ 2.9 เส้นโค้ง B H 14

รูปที่ 2.10 วงจรแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำโดยใช้แกน E-I 15

รูปที่ 2.11 (ก) หม้อแปลงกระแสและวงจรทางด้านเซคั่นดารี่ในหม้อแปลงกระแส
แบบยูนิไดเรกชั่นนัล 18

(ข) ลูกคลื่นของกระแสทางด้านไพรมารี่ 18

(ค) ลูกคลื่นของกระแสทางด้านเซคั่นดารี่ 18

รูปที่ 2.12 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสรีคัพเวอร์รี่ไดโอด 23

(ข)แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตร้าฟาสรีคัพเวอร์รี่ไดโอด23

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของชอตต์กี้ไดโอด 24

(ข) แสดงค่ากระแสรั่วไหลของชอตต์กี้ไดโอด 24

รูปที่ 2.14 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง Li
และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ Cj ของชอตต์กี้ไดโอด 25

รูปที่ 2.15 แสดงการต่อ R-C สนับเบอร์คร่อมชอตต์กี้ไดโอด 26

รูปที่ 2.16 (ก) มอสเฟตชนิด depletion แบบ n – channel 27

(ข) มอสเฟตชนิด depletion แบบ p – channel 27

รูปที่ 2.17 (ก) มอสเฟตชนิด enhancement แบบ n – channel 28

(ข) มอสเฟตชนิด enhancement แบบ p – channel 28

รูปที่ 2.18 ลักษณะสมบัติโอนย้ายของมอสเฟต 30

รูปที่ 2.19 ลักษณะทางเอาต์พุตของมอสเฟต 30

รูปที่ 2.20 โมเดลการสวิตชิ่งในสภาวะคงที่ของมอสเฟต 31
รูปที่ 2.21 โมเดลแผงของมอสเฟตแบบ enhancement 31
รูปที่ 2.22 โมเดลการสวิตชิ่งของมอสเฟต 32
รูปที่ 2.23 รูปสัญญาณในการสวิตชิ่งของมอสเฟต 32
รูปที่ 2.24 ลักษณะคุณสมบัติทางด้านเอาต์พุต 33
รูปที่ 2.25 แสดงคุณสมบัติโอนย้าย 33
รูปที่ 2.26 แสดงคุณสมบัติอิ่มตัว 34
รูปที่ 2.27 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณภูมิของรอยต่อ 34
รูปที่ 2.28 ค่ากระแสเดรนสูงสุดเทียบกับอุณหภูมิของตัวถัง 35
รูปที่ 2.29 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย 35
รูปที่ 2.30 ความจุไฟฟ้าเทียบกับแรงดัน V_{DS} 36
รูปที่ 2.31 ค่าประจุเกทเทียบกับแรงดัน 36
รูปที่ 2.32 การใช้งานมอสเฟตที่เป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส 37
รูปที่ 2.33 การขับมอสเฟตด้วย TTL 38
รูปที่ 2.34 การใช้ IC ที่จ่ายกระแสสูงต่อระหว่าง TTL กับมอสเฟต 39
รูปที่ 2.35 (ก) การขับมอสเฟตด้วย CMOS 40
(ข) การใช้ CMOS ขนานกันเพื่อให้จ่ายกระแสเกทได้สูงขึ้น 40
รูปที่ 2.36 การขับมอสเฟตด้วยออปแอมป์ 41
รูปที่ 2.37 การขับเกทโดยใช้ Opto coupler 41
รูปที่ 2.38 การขับมอสเฟตด้วยหม้อแปลงเพื่อแยกกันทางไฟฟ้า 41
รูปที่ 2.39 วงจรพื้นฐานของโหมดควบคุมด้วยแรงดันและกราฟแสดง
ลักษณะของความกว้างของ PWM 42
รูปที่ 2.40 เฟสมาร์จิ้น 44
รูปที่ 2.41 (ก)ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์รวมกับการป้อนกลับ 44
(ข)บล็อคไดอะแกรมสำหรับสวิตชิ่งซัพพลายควบคุมในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 45
รูปที่ 2.42 วงจรฟิลเตอร์ 45
รูปที่ 2.43 พัลซ์วิดโมดูลเลเตอร์ 46
รูปที่ 2.44 วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างที่มีการชดเชย 47
รูปที่ 2.45 ทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นรวมของฟิลเตอร์,PWM และวงจรควบคุม 48
รูปที่ 2.46 วงจรพื้นฐานของโหมดควบคุมด้วยกระแสและกราฟลักษณะของวงจรควบคุม 49

รูปที่ 2.47 ลักษณะการชดเชยด้วยแรงดันที่มีความลาดชัน ที่แรงดันควบคุม Ver 51
รูปที่ 2.48 (ก) แสดงการชดเชยด้วยแรงดันที่มีความลาดชันที่อินพุตของวงจรขยายความแตกต่าง
(ข) การชดเชยด้วยแรงดันที่มีความลาดชันที่อินพุตของวงจรเปรียบเทียบค่ากระแส 51
รูปที่ 2.49 (ก)การ Sense กระแสไพรมารี่ด้วยหม้อแปลงกระแส 52
(ข)แรงดันที่ได้จากการ Sense (ค)แรงดันที่ออกจากวงจรกรองความถี่สูง 52
รูปที่ 2.50 วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างและวงจรชดเชยของโหมดควบคุมด้วยกระแส 53
รูปที่ 2.51 บล๊อคไดอะแกรมสำหรับโหมดควบคุมด้วยกระแส 53
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรการชดเชยของโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 61
รูปที่ 3.2 บล็อคไดอะแกรมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 61
รูปที่ 3.3 วงจรทางด้านเอาต์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 61
รูปที่ 3.4 โบดไดอะแกรมของระบบเดิม 63
รูปที่ 3.5 แสดงการชดเชยและระบบเมื่อทำการชดเชยแล้ว 64
รูปที่ 3.6 บล๊อคไดอะแกรมสำหรับโหมดควบคุมด้วยกระแส 65
รูปที่ 3.7 โบดไดอะแกรมแสดง ก่อนชดเชย, ตัวชดเชยและเมื่อชดเชยเสร็จแล้ว 66
รูปที่ 4.1 วงจรโดยรวมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายควบคุมด้วยโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 67
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 1 แอมป์ 68
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 5 แอมป์ 69
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 10 แอมป์ 69
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 1 แอมป์ 70
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 5 แอมป์ 70
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 10 แอมป์ 71
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 1 แอมป์ 71
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 5 แอมป์ 72
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 10 แอมป์ 72
รูปที่4.11 ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด
จาก 2 แอมป์ไป 7 แอมป์ที่แรงดันกระแสสลับอินพุต 220โวลต์ 73
รูปที่ 4.12 กราฟแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 76
รูปที่ 4.13 วงจรโดยรวมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายควบคุมด้วยโหมดควบคุมด้วยแรงดัน 77
รูปที่ 4.14 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 1 แอมป์ 78
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 5 แอมป์ 79

รูปที่ 4.16 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 10 แอมป์ 79
รูปที่ 4.17 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 1 แอมป์ 80
รูปที่ 4.18 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 5 แอมป์ 80
รูปที่ 4.19 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 10 แอมป์ 81
รูปที่ 4.20 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 1 แอมป์ 81
รูปที่ 4.21 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 5 แอมป์ 82
รูปที่ 4.22 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายโหลด 10 แอมป์ 82
รูปที่ 4.23 ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด
จาก 4 แอมป์ไป 8 แอมป์ที่แรงดันกระแสสลับอินพุต 220 โวลต์ 83
รูปที่4.24 กราฟแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส 86

สารบัญตาราง

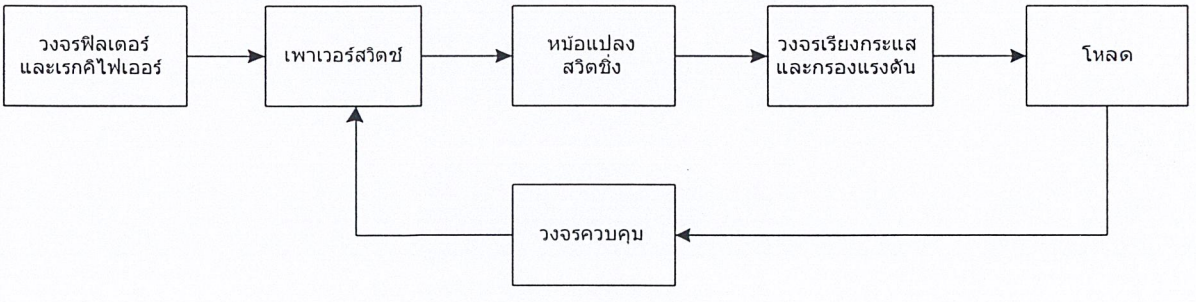
ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบระหว่างลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย และสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3
ตารางที่ 3.1 K factor และมุมเฟส 63
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองที่ที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพ
โดยแรงดันอินพุตที่ 198 โวลต์ 75
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองที่ที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพ
โดยแรงดันอินพุตที่ 220 โวลต์ 75
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองที่ที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพ
โดยแรงดันอินพุตที่ 242 โวลต์ 76
ตารางที่ 4.4 แสดงผลการทดลองที่ที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพ
โดยแรงดันอินพุตที่ 198 โวลต์ 84
ตารางที่ 4.5 แสดงผลการทดลองที่ที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพ
โดยแรงดันอินพุตที่ 220 โวลต์ 85
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองที่ที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพ
โดยแรงดันอินพุตที่ 242 โวลต์ 85

บทที่ 1

บทนำ

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงแบบหนึ่งซึ่งถือว่ามีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา ขนาดเล็กกระทัดรัดสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูง ได้เริ่มเข้ามามีบทบาทอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กลง และต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดเล็กที่มีประสิทธิภาพสูงและจ่ายกำลังได้สูงอีกด้วย เช่นในคอมพิวเตอร์ โทรทัศน์สี โทรสาร และมีแนวโน้มว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบนี้จะเข้ามาใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทแทนแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ เป็นการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งเพื่อรองรับความก้าวหน้าของเทคโนโลยีทางอิเล็กทรอนิกส์จำพวกชิพไอซี (IC.) ที่มีแนวโน้วว่าจะพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง และบรรจุวงจรอิเล็กทรอนิกส์มากมายหลายๆวงจรไว้ในชิพตัวเดียว แต่เนื่องจากปัญหาข้อจำกัดของแหล่งจ่ายไฟจึงไม่สามารถทำให้เล็กลงตามต้องการได้ ด้วยเหตุผลที่ว่าถ้าหากชิพไอซียังคงใช้แรงดันไฟที่มีค่าสูงในการทำงานอยู่ การบรรจุวงจรหลายๆวงจรในชิพไอซีตัวเดียวและทำให้มีขนาดเล็กลงจึงเป็นเรื่องที่ยากลำบาก เช่นปัญหาการเบรคดาวน์ระหว่างอุปกรณ์และวงจรไฟฟ้าภายใน การสูญเสียเนื่องจากความร้อน หรือการดึงกระแสที่สูงมากของชิพไอซี ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟที่มีแรงดันไฟฟ้าต่ำๆและสามารถจ่ายกระแสได้สูงจึงต้องพัฒนาขึ้นมาก่อนเพื่อที่จะสามารถแก้ปัญหาเหล่านี้ได้



รูปที่1.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป

หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

รูปที่ 1.1 เป็นแผนผังแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทั่วๆ ไป ซึ่งมีส่วนประกอบหลักด้วยกัน 4 ส่วนคือ

- ภาคเรกติไฟร์ และฟิลเตอร์ด้านอินพุต
- ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
- ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต
- วงจรควบคุม

ไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าภาคเรกติไฟร์ และฟิลเตอร์จะได้ไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูงในช่วง 20 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 500 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งในวงจรสวิตช์ชิ่งนี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิดเช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต เอสซีอาร์ และอื่นๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงจากสวิตชิ่งจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับมาเข้าวงจรควบคุมเพื่อคอยตรวจสอบและควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ไม่ว่าแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุตหรือโหลดเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วยวงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ วงจรชดเชย และแรงดันอ้างอิงที่เที่ยงตรงเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง วงจรชดเชยจะนำค่าความผิดพลาดนั้นไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ และส่งมาควบคุม วงจรสวิตช์ปิด-เปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่โหลดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

ในเรกูเลเตอร์แบบลิเนียร์นั้นจะนำกระแสตลอดเวลา การทำงานจึงทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนมาก ประสิทธิภาพการทำงานต่ำประมาณ 40%- 50% ส่วนเรกูเลเตอร์แบบสวิตชิ่งนั้นอุปกรณ์จะไม่นำกระแสตลอดเวลา แต่จะทำงานในลักษณะสวิตช์คือการ“ON” และ “OFF” อุปกรณ์สวิตชิ่งจะมีแรงดันตกคร่อมตัวมันน้อยมากจึงมีกำลังงานสูญเสียต่ำ ประสิทธิภาพจึงสูงประมาณ 60%-90% ซึ่งสูงกว่าเรกูเรเตอร์แบบลิเนียร์มาก และเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

ทำงานความถี่สูง ทำให้หม้อแปลง,โช๊ค,ตัวเก็บประจุและอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้มีขนาดเล็กลงและน้ำหนักเบา

จากแผนผังการทำงานในรูป1.1จะเห็นว่าแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะมีความซับซ้อนกว่าแบบลิเนียร์มาก ทำให้ความเข้าใจวงจรค่อนข้างยาก นอกจากนี้ยังเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าและความถี่วิทยุ(EMI/RFI)มีความถี่ของการรบกวนอยู่ในช่วง10กิโลเฮิรตซ์ถึง30เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเกิดจากการสวิตซ์ในภาคอินเวอร์เตอร์ ขณะทำการเปลี่ยนไฟตรงแรงดันสูง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างรวดเร็วนี้จะเป็นรูปแบบของฮาร์มอนิกความถี่สูงอย่างโดดเด่นและความถี่เหล่านี้สามารถจะรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆได้ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่ดีต้องมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน EMI/RFI ด้วย

แบบลิเนียร์	แบบสวิตชิ่ง
ประสิทธิภาพต่ำ	มีประสิทธิภาพสูง
มีการสูญเสียกำลังในรูปของความร้อน	มีกำลังสูญเสียต่ำ
วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมได้ง่าย	วงจรซับซ้อนมากออกแบบและซ่อมได้ยาก
มีค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ	มีค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง
มีความหนาแน่นกำลังต่ำ	มีความหนาแน่นกำลังสูง
มีแรงดันกระเพื่อมต่ำ	มีแรงดันกระเพื่อมสูง
ให้สัญญาณรบกวนอีเอ็มไอ / อาร์เอฟไอต่ำ	ให้สัญญาณรบกวนอีเอ็มไอ/ อาร์เอฟไอสูง
การใช้งานที่กำลังต่ำจะมีราคาถูก แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาแพง	การใช้งานที่กำลังต่ำๆ มีราคาแพง แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาถูก
ในส่วนเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นโหลดที่ดึงกระแสคงที่	ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นโหลดที่ดึงกำลังคงที่

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบระหว่างลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย และสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

บทที่ 2

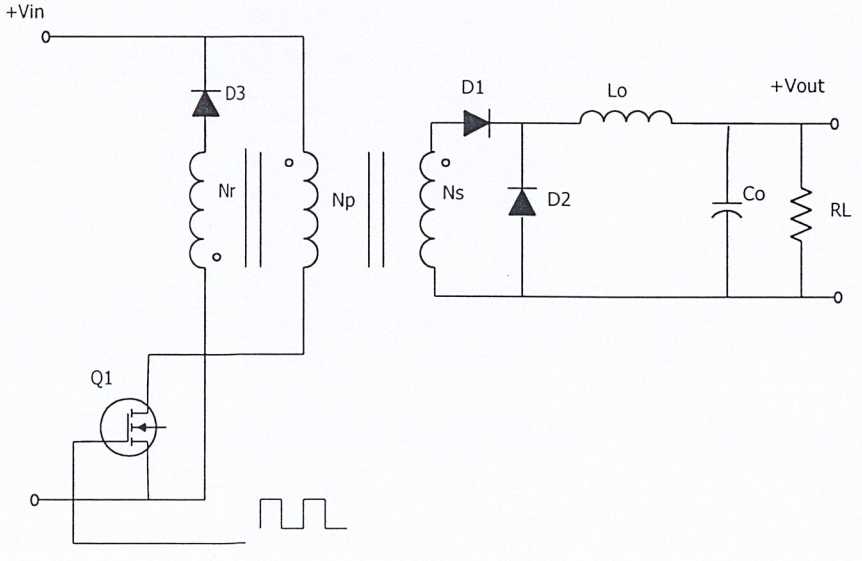
ทฤษฎีทั่วไป

ในโครงงานสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์นี้ได้มีการใช้คอนเวอร์เตอร์ในการแปลงแรงดันไฟตรงแรงดันสูงจากภาคของวงจรบริดจ์และวงจรเรียงกระแสมาเป็นแรงดันไฟตรงแรงดันต่ำโดยใช้หลักการของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์และในส่วนของการควบคุมจะใช้การควบคุมแบบควบคุมด้วยแรงดัน(voltage mode control) และการควบคุมด้วยกระแส(current mode control)ซึ่งทฤษฎีที่เกี่ยวข้องจะมีดังต่อไปนี้

2.1. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

การเลือกคอนเวอร์เตอร์ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายขึ้นอยู่กับเงื่อนไขหลายประการเช่น กำลังทางด้านทางด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ กำลังสูงสุดที่เพาเวอร์สวิตซ์ในวงจรที่ได้รับ และค่าใช้จ่ายในการสร้างเป็นต้น

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) เหมาะสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ให้กำลังงานในช่วง 50-250 วัตต์ และทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นหลัก

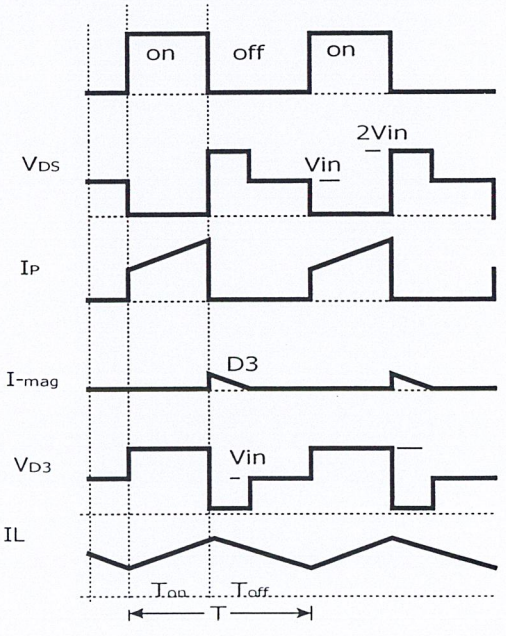


รูปที่2.1 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ดังรูป 2.1 การทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส

เพาเวอร์มอสเฟต Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_P ไหลผ่านขดไพรมารี่ N_P และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไพรมารี่ N_P และขดเซคั่นดารี่ N_Sพันอยู่ในลักษณะที่มีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นไดโอด D_1 จึงอยู่ในรูปลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดเซคั่นดารี่ N_S ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_O ไปยังโหลดR_L ได้และมีการสะสมพลังงานที่ L_O ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีการนำกระแสเช่นเดียวกับไดโอด D_3 เนื่องจากขดดีแมกเนไตซิ่ง N_R ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดไพรมารี่ N_P ไดโอดจึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหล เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลในขดเซคั่นดารี่ N_S แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_O ยุบตัว ทำให้การกลับขั้วแรงดันที่ L_O ไดโอด D_2 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน L_O จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_O และโหลด R_L ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง



รูปที่ 2.2 ลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของForward converter

ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแสนี้เอง สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัวและกลับขั้วแรงดันที่ขด N_P, N_S และ N_R ไดโอด D_3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างออกไปได้ ขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง N_R และไดโอด D_3 นี้มีความสำคัญมากเพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดไพรมารี่ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้งสนามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้ Q_1 เป็นอันตรายได้

กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง N_R

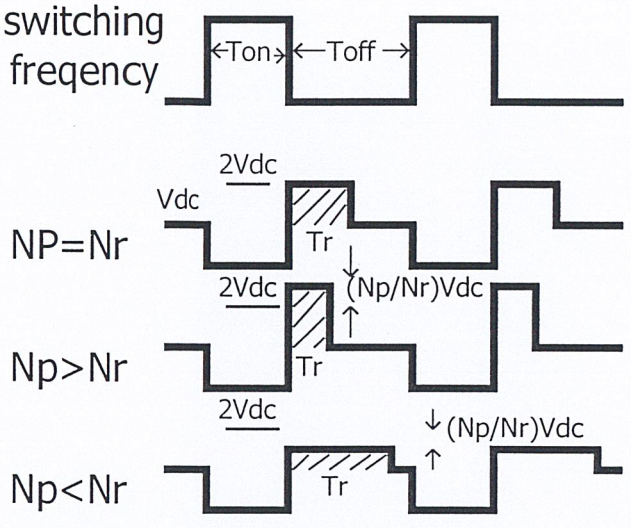
ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q_1กระแสและมีการส่งผ่านพลังงานนั้น กระแสที่ขดไพรมารี่ N_P ที่เกิดขึ้น จะแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ กระแสที่ไหลเนื่องจากกระแสที่จ่ายออกไปจากขดเซคั่นดารี่และกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก(magnetizing current) ขดลวดไพรมารี่จะไม่มีการสะสมพลังงานจากกระแสที่ไหลเพราะขดเซคั่นดารี่แต่จะมีการสะสมพลังงานเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงจะต้องถูกทำให้ลดลงภายในช่วงเวลาที่ Q_1 หยุดนำกระแส ดังนั้นในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นจะต้องเพิ่มขดดีแมกเนไตซิ่ง N_R เข้ามาทางด้านไพรมารี่ ของหม้อแปลงเพื่อถ่ายเทพลังงานสะสมนี้ออกไป

การเพิ่มขดลวด N_R เข้ามานั้น จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะหยุดนำกระแสด้วยเนื่องจากขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส จะเกิดการกลับขั้วแรงดันที่ N_P และ N_R โดย N_R จะทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานและมีกระแสไหล แรงดันตกคร่อม N_R จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต V_{in} และจะเกิดแรงดันตกคร่อมของไพรมารี่ N_P ในทิศทางตรงกันข้าม มีค่าเท่ากับ $(N_P/N_R)V_{in}$ ทำให้มีแรงดันตกคร่อม Q_1 มีค่าเท่ากับ $V_{in} + (N_P/N_R)V_{in}$ ถ้าจำนวนรอบ $N_P = N_R$ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 จะมีค่าสูงถึง $2\ V_{in}$ จนกว่าขด N_R จะถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมดก่อนจะเริ่มทำงานในครั้งต่อไป (กระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์) ซึ่งปกติแล้วจะใช้เวลาไม่เกิน 0.5T และ $T_{on} + T_r$ จะมีค่าประมาณ 0.8T แรงดันตกคร่อม Q_1 จึงกลับคืนมาเป็น V_{in} ได้ ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_1 นำกระแส และจำนวนรอบ $N_P = N_R$ แรงดันที่ตกคร่อม D_3 จะมีค่าเท่ากับ $2V_{in}$ ตลอดเวลาที่ Q_1 นำกระแส

ในกรณีที่ ขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง N_R และ ขดลวดไพรมารี่ N_P มีจำนวนขดลวดที่ไม่เท่ากัน โดยถ้าในกรณีที่จำนวนของ N_R มีจำนวนน้อยกว่า N_P ค่ากระแสสูงสุดทางด้านไพรมารี่ จะมีค่าน้อยกว่าที่คำนวนได้ในกรณีของ N_R เท่ากับ N_P แต่แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่ามากขึ้น

ส่วนกรณีที่จำนวนของ N_R มากกว่า N_P ค่าแรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้ และในกรณีที่ N_R เท่ากับ N_P แต่ค่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารี่จะมีค่ามากขึ้น จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส แรงดันที่ N_P และ N_R จะเกิดการกลับขั้วแรงดันทำให้ไดโอด D_3 อยู่ใน

ลักษณะถูกไบแอสตรงโดยจะมีแรงดันเท่ากับ V_{CC} ตกคร่อม N_R และแรงดันขนาด $(N_P/N_R)V_{DC}$ ตกคร่อม N_P ซึ่งในขณะที่ Q_1 นำกระแสแรงดันด้านเซคั่นดารี่เท่ากับ $V_{DC}T_{On}$ ส่วนแรงดันด้านเซคั่นดารี่ของการรีเซ็ตจะเป็น $(N_P/N_R)V_{DC}T_r$



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดไพรมารี่ และขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง

2.2 หม้อแปลงสวิตชิ่ง(Switching Transformer)

หม้อแปลงสวิตชิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีค่าสูงประมาณ 310 โวลต์ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันค่าต่ำทางด้านเอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิ่งมีดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์(Ferrite core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก มีจุดอิ่มตัวฟลักแม่เหล็กสูงประมาณ 0.25 –0.4 เทสลา(Tesla)และเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงๆ แกนเฟอร์ไรต์ที่มีรูปทรงมาตรฐานมีหลายแบบเช่น แกนแบบ EI,ETD,EE หรือแกนแบบ POT เป็นต้น สิ่งที่ควรจะศึกษาก็คือ เส้นโค้งฮีสเตอรีซีส (Hysteresis Curve) และการสูญเสียในการเฟอร์ไรต์

- *บอบบิ้น (Bobbin)*

บอบบิ้นหรือที่รองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ และมีขาสำหรับบัดกรีติดกับแผ่งวงจร(PCB) เมื่อพันหม้อแปลงลายทองแดงหรือขาของบอบบิ้นต้องแยกจากกันห่างจากไพรมารี่อย่างน้อย 6 มิลลิเมตรและควรแยกไพรมารี่และเซคั่นดารี่ออกเป็นคนละฝั่งเฉพาะไป

- *ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)*

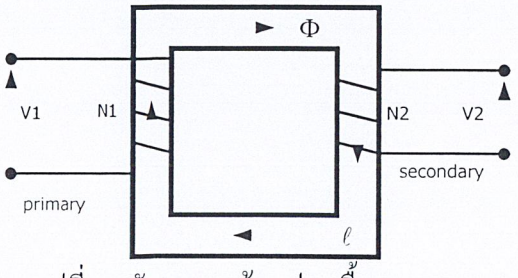
ขนาดของลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

- *เทปฉนวน (Insulation Tepe)*

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดไพรมารี่และขดลวดเซคั่นดารี่ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นจำพวกไมลาร์(Milar) หรือโพลีเอสเตอร์(Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหลัก การพันเทปฉนวนคั่นระหว่างไพรมารี่และเซคั่นดารี่จะต้องหนาไม่น้อยกว่า 0.4 มิลลิเมตร (อาจทำได้โดยใช้เทป 0.1 มิลลิเมตร พัน 4 ชั้นหรือ 0.05 มิลลิเมตร พัน 8 ชั้น) ทุกตำแหน่งที่ไพรมารี่และเซคั่นดารี่ซ้อนทับกัน

หลักการออกแบบ

จากรูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วๆไปซึ่งจะมีขดลวด 2 ขดพันรอบแกนโดยขดลวดที่ได้รับพลังงานเราเรียกว่าขดไพรมารี่ Np ส่วนขดลวดที่แปลงพลังงานไปยังโหลดจะเรียกว่าขดเซคั่นดารี่ Ns โดยหม้อแปลงจะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากด้านไพรมารี่ ไปยังเซคั่นดารี่



รูปที่2.4 ลักษณะหม้อแปลงพื้นฐาน

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่ จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กไหลวนอยู่ในแกน ซึ่งฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกระบุเป็นความหนาแน่น(flux density :B)และความเข้มของสนามแม่เหล็ก (magnetic field density :H):ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ

$$\int_0^{i_m} H \bullet d\ell = N_1 I_{mag} = mmf$$

เมื่อ H คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก(amp/m)

ℓ คือ ความยาวของแกน(m)

N_1 คือ จำนวนของลวดไพรมารี่

I_{mag} คือ กระแส rms ที่ไหลด้านไพรมารี่

ขณะที่ยังไม่ได้ต่อโหลดที่เซคั่นดารี่ เราอาจเขียนสมการได้ใหม่ให้อยู่ในรูป

$$H \bullet \ell = N_1 I_{mag}$$

เพราะฉะนั้น

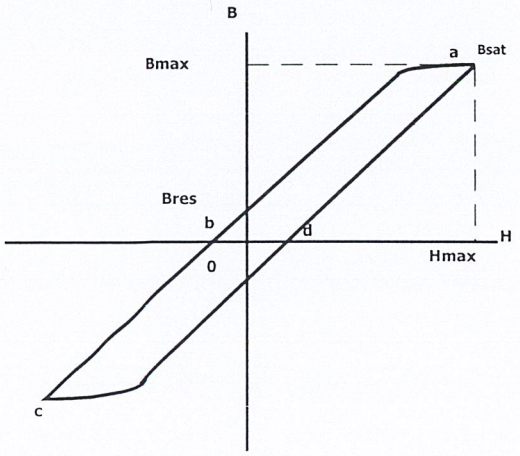
$$H = \frac{N_1 I_{mag}}{\ell}$$

ความสัมพันธ์ของความเข้มของสนามแม่เหล็ก(H)กับความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก(B)จะเป็นไปตามสมการ

$$B = \mu H \qquad \text{เมื่อ} \quad \mu = \mu_0 \mu_r$$

μ คือค่าที่ยอมรับได้ของแกน หมายถึง คุณสมบัติของวัตถุที่ยอมให้อำนาจแม่เหล็กผ่านไปได้มากหรือน้อย โดยที่ μ ของอากาศ(μ_0) จะมีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m และ μ_r ก็ขึ้นอยู่กับชนิดของแกนที่ใช้

ฮีสเตอร์รีซีส(Hysteresis) คือคุณสมบัติการเป็นแม่เหล็กของวัสดุ โดยใช้ความสัมพันธ์ของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก(B)และความเข้มของสนามแม่เหล็ก(H)สามารถหาคุณสมบัตินี้ได้โดยใช้เส้นโค้ง B-H(B-H Curve)



รูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอรีซีสบนแกน B-H

Bsat = จุดฟลักซ์อิ่มตัว

Bmax = ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

Hmax = อำนาจการทำให้เป็นแม่เหล็กสูงสุด

Bres = จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กยังเหลือขณะ ที่อำนาจแม่เหล็กเป็นมีค่าศูนย์

H_c = จุดอำนาจการนำให้เป็นแม่เหล็กย้อนกลับเป็นศูนย์

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัวเกิดขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในขณะแกนทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัยมิให้เกิดการอิ่มตัวขณะที่กำลังทำงาน

2.3 การออกแบบหม้อแปลงด้วยวิธีแอเรียโปรดักท์(Area product)

ในการออกแบบหม้อแปลงกำลัง โดยทั่วไปจะออกแบบโดยตัวแปลที่เรียกว่า Area Product (A_p) โดยเป็นไปตามสมการดังนี้

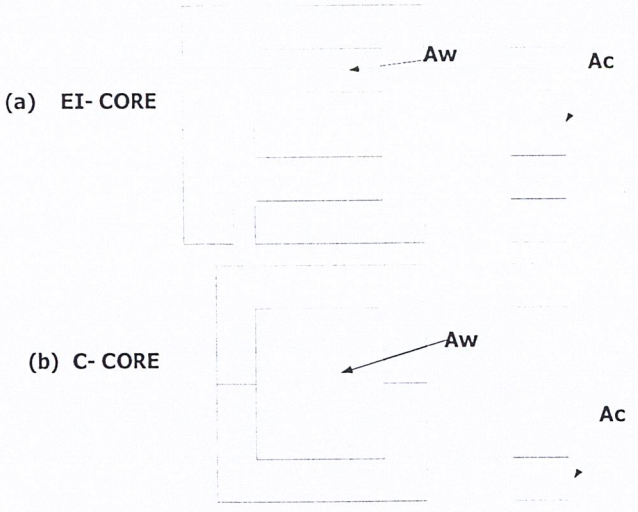
A_p= area product =core cross section(A_c) x window area(A_w)

สำหรับแรงดันที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) แรงดันที่เกิดขึ้นใน N_1 และ N_2 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_1 = 4fN\phi m = 4fN_1BmA_c$$

$$E_2 = 4fN\phi m = 4fN_2BmA_c$$

$$N_1 = \frac{E_1}{4fBmA_c} \quad \text{และ} \quad N_2 = \frac{E_2}{4fBmA_c}$$



รูปที่ 2.6 แสดง A_c และ A_w ของแกนแบบ EI และแกนแบบ C

กระแสจะสามารถแสดงได้ในเทอมของความหนาแน่นของกระแส I = Ja

J = ความหนาแน่นของกระแส A/mm^2 a= พื้นที่หน้าตัดของตัวนำที่กระแสไหลผ่านพื้นที่ในการพันขดลวดจะพอดีเมื่อ

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2$$

เมื่อ $a_1 = \frac{I_1}{J}$ และ $a_2 = \frac{I_2}{J}$

I_1 และ I_2 เป็นกระแสที่ไหลใน Primary และ secondary เป็นกระแส rms.

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 = \frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{4 B_m A_c f}$$

$$A_p = A_c A_w = \frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{4 B_m A_c J f}$$

$Pin = E_1 I_1 = Po/\eta$ และ $Po = E_2 I_2$

$$\therefore A_p = \frac{Po(1 + \frac{1}{\eta})}{4 K_w B_m J f}$$

Po กำลังทางด้าน secondary

B_m ความหนาแน่นของ flux แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับ (ปกติแกน ferrite จะมี B_m=0.3-0.5T)

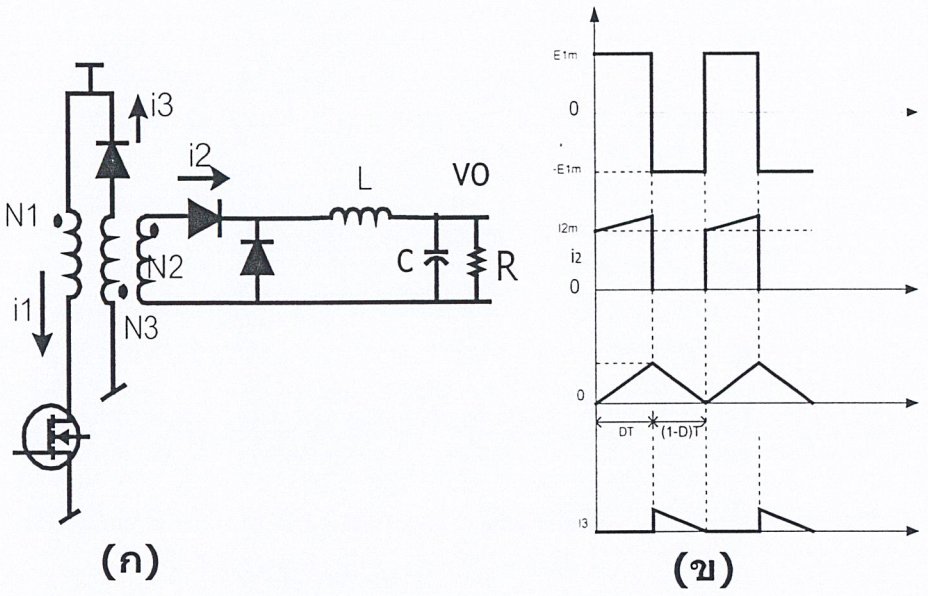
K_w ค่าคงที่ของการพันขดลวดบนแกนเหล็ก (ค่าที่ใช้ประมาณ 0.4)

f ความถี่ของการสวิตช์

แอเรียโปรดักท์สำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากสมการพื้นฐาน

$$e = N\frac{d\phi}{dt} = NAc\frac{dB}{dt} \quad ; \ \phi = BA$$



รูปที่ 2.7 (ก) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (ข) กระแสที่ไหลในวงจร

สำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ on แรงดันตกคร่อม E1m =Vcc ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามรูป และที่จุดสิ้นสุดของช่วงเวลาสวิตช์ "on" ค่าของ ϕ จะเพิ่มขึ้นเป็น ϕmax ซึ่งต้องน้อยกว่าค่าที่อิ่มตัวของแกนเหล็ก ระหว่างช่วงเวลาในการสวิตช์ off ในแกนเหล็กจะต้องกลับสู่ศูนย์ เพื่อไม่ให้มีการสะสมจนเกิดการอิ่มตัว ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการถ่ายเทพลังงานที่สะสมออกไปให้หมด จึงต้องมีขดลวด N3 เพื่อถ่ายเทพลังงานในช่วง สวิตช์ off

จาก $V_1N_1A_c\frac{B_m}{DT} = \frac{N_1A_cB_mf}{D} \ \therefore \ N_1=\frac{V_1D}{A_cB_mf}$

และ $V_2=N_2A_c\frac{B_m}{DT} = \frac{N_2A_cB_mf}{D} \ \therefore \ N_2=\frac{V_2D}{A_cB_mf}$

$K_wA_w=N_1a_1+N_2a_2+N_3a_3$

$K_wA_wJ=N_1I_1+N_2I_2+N_3I_3$

$\because$ N1 =N3 เพื่อสะดวกในการพันขดลวด I1 >> I3

และค่า rms ของกระแสหาได้โดย

$$I_1 = I_1 m\sqrt{D} \qquad \text{และ} \qquad I_2 = I_2 m\sqrt{D}$$

ดังนั้น $A_p = A_c A_w = \dfrac{\sqrt{D}(I_1 m E_2 D + I_2 m E_2 m D)}{K_w J B_m f} = \dfrac{\sqrt{D} * Po(1 + 1/\eta)}{K_w J B_m f}$

สมการที่ใช้ในการออกแบบในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$Po = (Vo+Vrl+Vd)Io = Vo' Io$ (Vd = แรงดันตกคร่อมไดโอด)

$N1 = \dfrac{Vcc(max)D(min)}{AcBmf}$ (Vrl = แรงดันริปเปิลที่ยอมรับ)

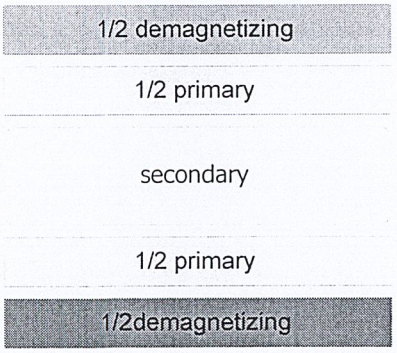
$n = \dfrac{N_2}{N_1} = \dfrac{Vo'}{Vcc(min)D(max)}$; $I_2 = Io\sqrt{Dmax}$; $I1 = nI2$

$I_{mag} = \dfrac{D(max)V1(min)}{L1f}$; $I_3 = Imag\sqrt{\dfrac{1-D(max)}{3}}$

หาขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดทองแดง(Conductor cross section)

$a_1 = \dfrac{I_1}{J}$; และ $a_2 = \dfrac{I_2}{J}$; และ $a_3 = \dfrac{I_3}{J}$;

สามารถตรวจสอบได้โดย $A_w K_w \geq \sum_{i=1}^{m} a_i N_i$



รูปที่ 2.8 แสดงการจัดขดลวดทองแดงที่เหมาะสมสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

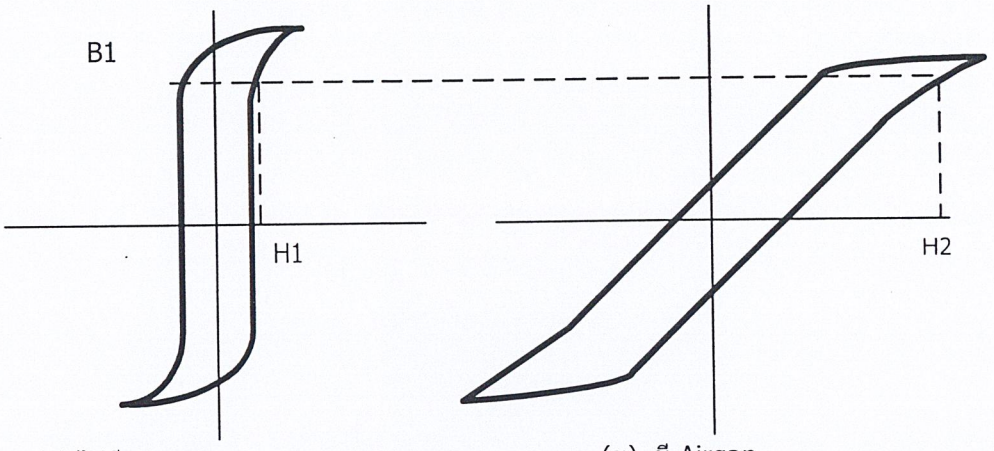
การจัดขดลวดทองแดงที่เหมาะสมสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วนคือ ไพรมารี่ เซคั่นดารี่ และ ดีแมกเนไตซิ่ง การจัดขดลวดอาจทำได้ดังรูปที่ 2.8 โดยแยกส่วนขดไพรมารี่และแทรกกลาง

ด้วยขดเซคั่นดารี่ และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดดีแมกเนไตซิ่งขณะที่มันไม่ได้นำกระแสควรจัดขดลวดดีแมกเนไตซิ่งให้อยู่นอกสุด เพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดดีแมกเนไตซิ่งขณะที่นำกระแสเท่านั้น

2.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต

แม้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำกับหม้อแปลงจะเป็นอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับสนามแม่เหล็กเหมือนกัน แต่ก็มีความแตกต่างกันอย่างมากทั้งในหน้าที่การทำงานและการออกแบบ ในหม้อแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับกระแสแมกเนไตซิ่ง ในขณะที่กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะไม่มีความเกี่ยวข้องเลยในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำ ฟลักซ์จะถูกกำหนดโดยกระแสที่ไหลผ่านโหลดด้วยเหตุนี้ถ้ากระแสที่โหลดเพิ่มขึ้นแกนก็อาจจะอิ่มตัวได้ จึงทำให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลง



รูปที่ 2.9 เส้นโค้ง B-H

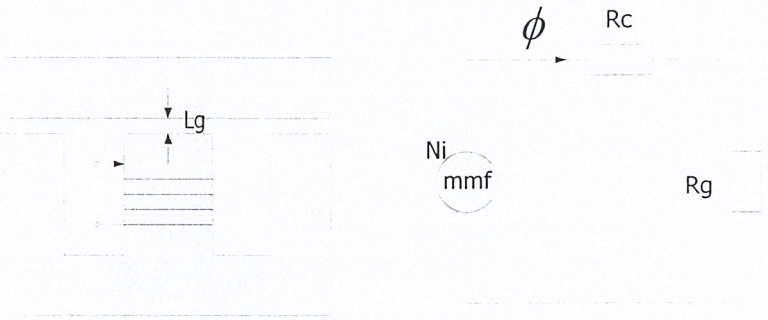
ดังนั้นสิ่งที่ควรพิจารณาเป็นอันดับแรกในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำก็คือ ต้องทราบค่ากระแสสูงสูดที่ไหลผ่านโหลดและหาขนาดของแกนที่มีขนาดใหญ่พอเพื่อว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะได้ไม่อิ่มตัว ถ้ากระแสสูงมากๆ ขนาดของแกนก็จะใหญ่ตาม ขนาดของแกนสามารถลดลงได้โดยการเติมช่องว่างอากาศ(airgap)บนเส้นโค้ง B-H ซึ่งจะทำให้แกนเหล็กไม่อิ่มตัวเร็วดังรูปที่ 2.9

หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำในที่นี้จะใช้วิธีแอเรียโปรดักท์โดยมีเทคนิคดังนี้

จากรูปที่ 2.10 (ก) และ (ข)สามารถใช้กฎของฟาราเดย์ (Faraday'law)ได้ดังนี้

จาก $e = N\frac{d\phi}{dt}$



(ก)การพันขดลวดเหนี่ยวนำบนแกน E-I

(ข)จำลองวงจรแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ

รูป 2.10 วงจรแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำโดยใช้แกน E-I

ที่ วงจรแม่เหล็กสมมูลย์

$$\Re c = \frac{\ell e}{\mu 0 \mu r Ac} \quad \text{และ} \quad \Re g = \frac{\ell g}{\mu o Ae}$$

$$\phi = \frac{mmf}{\Re c + \Re g} = \frac{Ni}{\frac{\ell e}{\mu o \mu r Ae} + \frac{\ell g}{\mu o Ae}}$$

$$e = N\frac{d\phi}{dt} = \frac{N^2}{\frac{\ell e}{\mu o \mu r Ae} + \frac{\ell g}{\mu o Ae}}\frac{di}{dt} = L\frac{di}{dt}$$

$$\therefore L = \frac{N^2}{\frac{\ell e}{\mu o \mu r A_e} + \frac{\ell g}{\mu o A_e}}$$

ในพจน์ของ $\frac{\ell e}{\mu 0 \mu r A_c}$ มีผลต่อค่า L น้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์ $\frac{\ell g}{\mu o A_e}$ ดังนั้นเราจึงพิจารณาค่าของ L ที่

$$L = \frac{\mu o A_e N^2}{\ell g}$$

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำจากวิธีของแอเรียโปรดักท์

กำลังงานที่ได้จาก Inductor คือ $E=\frac{1}{2}LI_m^2$

ขนาดของแกนจากวิธี Area Product AwKw=Na เมื่อ a=I/J

จะได้ $K_wA_wJ=NI_m$

จากสมการของ Faraday

$$e = L\frac{di}{dt} = N\frac{d\phi}{dt} = NA_c\frac{dB}{dt} \qquad \text{และ} \qquad LI_m = NA_cB_m$$

จะได้ $E=\frac{1}{2}NI_mA_cB_m$

ซึ่งสามารถหาคำนวณหาขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ได้จาก

$$A_p=A_wA_c=\frac{2E}{K_wK_cJB_m}$$

จำนวนรอบหาได้จาก

$$N = \frac{LI_m}{A_cB_m}$$

พื้นที่หน้าตัดของตัวนำหาได้จาก

a=I/J (นำไปเปิดหาขนาดของตัวนำจากตาราง)

ขนาดของความกว้าง Air gap

$$\ell g = \frac{\mu oA_eN^2}{L}$$

ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกำหนดให้ B_m=0.2T for ferrite,J=3 A/mm^2 and K_w =0.5-0.6

2.5 หม้อแปลงกระแส (Current Transformer)

โดยทั่วไปในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้น หม้อแปลงกระแสนิยมใช้ในการบ่งชี้แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงและค่าพีคของกระแส ดังนั้นหม้อแปลงกระแสจึงไม่จำเป็นต้องมีความถูกต้องสูงมากนักเพื่อง่ายต่อการพันและการออกแบบ

ข้อดีของหม้อแปลงกระแสก็คือ หม้อแปลงกระแสมีอัตราส่วนระหว่างสัญญาณเข้ากับสัญญาณรบกวนดี, เป็นตัวแยกกราวน์ระหว่างวงจรควบคุมกับเพาเวอร์เซอร์กิต, มีค่า CMRR สูง และทำให้เกิดพลังงานสูญเสียน้อยในกรณีที่ใช้กับกระแสไฟฟ้าที่มีค่ามาก

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ชนิดของหม้อแปลงกระแส

การเลือกใช้ชนิดของหม้อแปลงกระแสนั้นจะขึ้นอยู่กับวงจร เพื่อที่จะนำหม้อแปลงกระแสมาใช้ประโยชน์ได้สูงสุด โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงกระแสมีอยู่ 4 ชนิด คือ

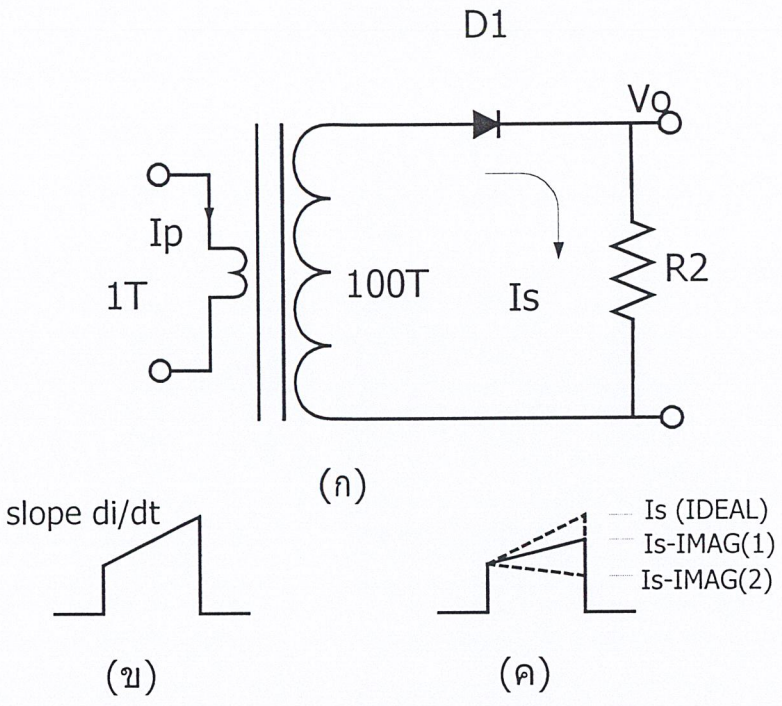
1. Unidirectional Current Transformer ในชนิดแรกนี้จะนำมาใช้วัดกระแสที่ไหลทางเดียว เช่น กระแสที่ไหลผ่านไดโอด กระแสที่ไหลออกมาจากอุปกรณ์สวิตช์ และกระแสที่ไหลทั้งด้านไพรมารี่ และเซคั่นดารี่ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
2. AC current Transformer หม้อแปลงกระแสชนิดนี้จะนำมาใช้วัดกระแสสลับ ซึ่งเหล่านี้ไหลในปริมาณที่เท่ากันทั้งสองข้าง ตัวอย่างของการใช้หม้อแปลงกระแสแบบนี้คือการวัดกระแสไฟฟ้าทางด้านไพรมารี่ของฮาล์ฟบริดจ์ และพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์
3. Fly-Back Type Current Transformer หม้อแปลงกระแสชนิดนี้ถูกนำมาใช้ในการทำงานในโหมดฟลายแบ็คและยังมีประโยชน์ในกรณีที่ลูกคลื่นของกระแสแคบมาก ๆ
4. DC. Current Transformer ใช้ในกรณีที่วงจรมีกระแสไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตสูง ๆ ด้วยกำลังสูญเสียมีค่าน้อยกว่ามาก

ขนาดของแกนและกระแสแมกเนไตซิ่ง

การเลือกขนาดของแกนมักจะเกิดปัญหาระหว่างประสิทธิภาพที่ดีที่สุด ขนาดของแกน ราคาที่ถูกและจำนวนรอบของขดลวดที่จะพันลงไป

โดยทั่วไปแล้วสำหรับหม้อแปลงกระแสที่มีค่าความเหนี่ยวนำที่มีค่ามากจะทำให้กระแสแมกเนไตซิ่งจะมีค่าน้อยทำให้มีความเที่ยงตรงสูง กระแสแมกเนไตซิ่งจะเพิ่มขึ้นตามช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแส ซึ่งในการวัดผลเราจะให้กระแสแมกเนไตซิ่งมีค่าที่น้อยมาก

45706



รูปที่ 2.11(ก.) หม้อแปลงกระแสและวงจรทางด้านเซคั่นดารี่ในหม้อแปลงกระแสแบบ Unidirectional Current Transformer(ข). ลูกคลื่นของกระแสทางด้านไพรมารี่ (ค).ลูกคลื่นของกระแสทางด้านเซคั่นดารี่ ซึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นความต่างศักย์ที่ตกคร่อม R_2 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของกระแสแมกเนไตซิ่ง

ในกรณีที่ต้องการจำกัดกระแสแมกเนไตซิ่งให้มีค่าที่น้อยๆ ขดลวดทางด้านเซคั่นดารี่จะมีจำนวนรอบที่สูงมาก ซึ่งจะต่อเข้ากับ D_1 และ R_2 ดังรูปที่ 2.11(ก)
รูปที่ 2.11(ข) แสดงถึงลูกคลื่นของกระแสทางด้านไพรมารี่ ส่วนรูปที่ 2.19(ค) แสดงถึงลูกคลื่นของกระแสทางด้านเซคั่นดารี่ ซึ่งจะเปลี่ยนไปเป็นความต่างศักย์ ตกคร่อม R2 ผลของกระแสแมกเนไตซิ่งสูง ซึ่งกระแสเหล่านี้จะนำไปลบกับกระแส I_s(ideal) ที่เป็นอุดมคติดังนั้นกระแสทางด้านเซคั่นดารี่นั้นจะต้องสูงเพียงพอเพื่อให้แน่ใจว่าอย่างน้อย I_s ต้องมีความชันเป็นบวก ดังนั้นทางด้านเซคั่นดารี่จะต้องมีความเหนี่ยวนำมาก ๆ จึงต้องพันขดลวดทางด้านเซคั่นดารี่มากตามไปด้วยและแกนที่จะถูกเลือกมาใช้งานนั้นจะต้องมีค่าสัมประสิทธิ์ความเหนี่ยวนำมาทางแม่เหล็ก μ_r สูงๆ เพื่อที่จะได้มีความสมดุลระหว่างจำนวนรอบของขดลวดกับขนาดของแกนที่ถูกเลือกมาใช้เพื่อให้แน่ใจควรพันขดลวดทางด้านไพรมารี่อย่างน้อย 2 รอบในกรณีที่ใช้แกนเหล็กแบบเทอร์รอยด์

ปัจจัยที่สำคัญประการที่สองซึ่งจะมีผลต่อขนาดของกระแสแมกเนไตซิ่งของหม้อแปลงกระแสคือ ขนาดของความต่างศักย์ทางด้านเซคั่นดารี่ ซึ่งค่านี้สามารถหาได้จากค่าความต่างศักย์ที่

ตกคร่อม R_2 ที่เราเลือกไว้รวมกับความต่างศักย์ที่ตกคร่อม D_1 ซึ่งความต่างศักย์ทางด้านเซคั่นดารี่ต้องมีค่าน้อย ถ้าค่า V_0 สูงมากจะทำให้กระแสแมกเนไตซิ่งมาก

ขั้นตอนในการคำนวณการเลือกใช้หม้อแปลงกระแสแบบ Unidirectional Current Transformer

เนื่องจากในชิ้นงานนี้เราเลือกใช้หม้อแปลงกระแสแบบ Unidirectional Current Transformer ดังนั้นวิธีการคำนวณจะกล่าวถึงหม้อแปลงกระแสแบบนี้เท่านั้นขั้นตอนในการคำนวณมีดังนี้

1. ต้องทราบค่าของกระแสทางด้านไพรมารี่ที่ต้องการจำกัดและความถี่ในการสวิตช์
2. กำหนดจำนวนรอบทางด้านเซคั่นดารี่เป็น 100 รอบ คำนวณหากระแสทางด้านเซคั่นดารี่ จากอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทางด้านไพรมารี่และเซคั่นดารี่ เช่น 1:100 นั่นคือ

$$I_s = \frac{I_p}{n}$$

เมื่อ I_S คือ กระแสทางด้านเซคั่นดารี่

I_p คือ กระแสทางด้านไพรมารี่

N คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทางด้านไพรมารี่และเซคั่นดารี่

3. ได้จากค่าความต่างศักย์ตกคร่อม R2 เช่น 1 V และหาความต่างศักย์ทางด้านเซคั่นดารี่ได้จากค่าความต่างศักย์ที่ตกคร่อม R2 ที่เราเลือกไว้รวมกับ ความต่างศักย์ที่ตกคร่อม D_1 และหาค่า R2 จาก $\frac{Vo}{Is}$
4. คำนวณหาขนาดของแกนเหล็กจาก

$$Ac = \frac{VsT_1}{N_sB_m}$$

เมื่อ A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน

V_s คือ ความต่างศักย์ทางด้านเซคั่นดารี่

T_1 คือ คาบเวลาในการสวิตช์/2

B_m คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก

5. ขนาดของขดลวดที่ใช้พันจะใช้เส้นลวดที่มีขนาดไม่เล็กจนเกินไปเพราะจะทำให้พันได้ยาก

2.6 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาท์พุต

ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุทางเอาท์พุตนั้น สิ่งที่ผู้ออกแบบจะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมาก ก็คือ อัตราทนกระแสใช้งานสูงสุด ความถี่ในการสวิตชิ่ง และชนิดของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ปัจจุบัน นิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็คโตรไลติก (Electrolytic Capacitor) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้ จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุสูงขึ้นตามไปด้วย เป็นผลให้เกิดความร้อนและอายุการใช้งานสั้นลง

ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดอุณหภูมิสูงถึง 105 °C และค่า ESR ต่ำที่ความถี่สวิตชิ่งสูง ๆ ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่ตนผลิตนั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 100 กิโลเฮิรตซ์ทีเดียว

ยังมีตัวเก็บประจุอีกชนิดหนึ่งที่จะกล่าวถึง คือ ตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม (Film Capacitor) จากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีได้พัฒนาตัวเก็บประจุชนิดนี้ให้มีอัตราทนกระแสได้สูง และค่า ESR ต่ำกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโตรไลติก ผู้ผลิตบางรายจะบอกถึงอัตราทนกระแสของตัวเก็บประจุแบบฟิล์มด้วย

ในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น จะอ้างอิงรูปกระแสสัญญาณที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_{out} สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาปิดวงจร และสิ้นสุดที่เวลา t_2 ซึ่งก็เป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาเปิดวงจร จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลให้เกิดแรงดันกระเพื่อม (ΔV_o) มีค่าดังสมการข้างล่าง

$$_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} idt$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา t_1 และ t_2 เท่ากับ $(\Delta I_{out} / 2)/2$ หรือ $\Delta I_{out} / 4$

ดังนั้นจากสมการ ข้างบนจะได้

$$_{out} = \frac{I_{out}}{4C_{out}} \times \frac{T}{2}$$

$$= \frac{(I_{out})T}{8C_{out}}$$

$$= \frac{\Delta I_{out}}{8fC_{out}}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาทั้งหมดของ T_{on} และ T_{Off} จัดรูปแบบของสมการใหม่ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตต่ำสุดคือ

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8f\Delta V_{out}}$$

เมื่อ I_{out} เท่ากับ $0.25I_L$

I_L คือ กระแสเอาต์พุต

ΔV_{out} คือ แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (peak to peak)

f คือ ความถี่ใช้งาน

เพื่อที่จะให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุ ได้จากสมการ

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}}$$

แต่ยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึง อีกประการก็คือ การเลือกค่า LC ฟิลเตอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งโดยตรงอยู่ 2 ประการ คือ ประการแรกการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลโดยตรงกับเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง และประการที่ 2 ถ้าเลือกค่า L น้อยและค่า C มาก จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance)ชั่วขณะของเอาต์พุตฟิลเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่าการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ (Transient Response) ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดดีขึ้นนั่นเอง

ในการพิจารณาการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งองค์ประกอบที่สำคัญไม่ได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วนั้นระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไปอาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

2.7 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

1. มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
2. มีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} สั้น และ
3. สามารถทนกำลังได้สูง

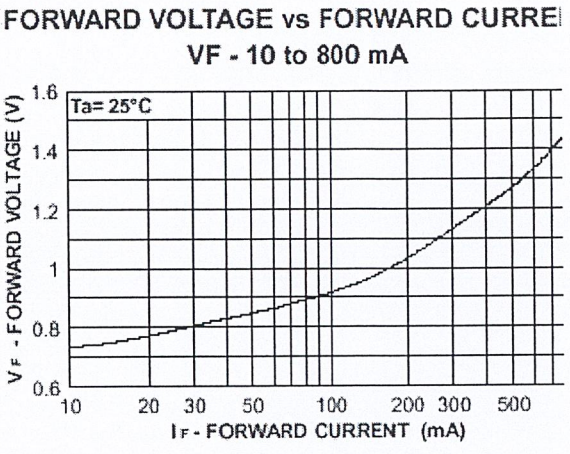
ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่ว ๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุตตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ชอตต์กี้ไอด (Schottky Diode)

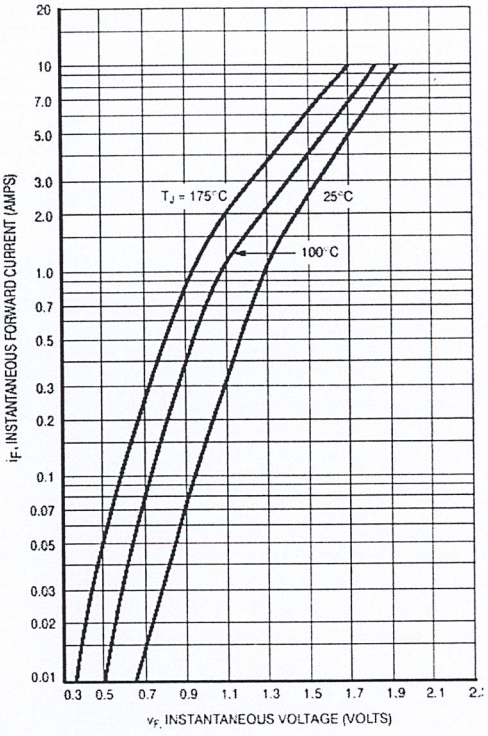
ฟาสต์-รีคัพเวอรี่และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_F ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีคัพเวอรี่และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 (ก) และ (ข)

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีคัพเวอรี่ และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



รูปที่ 2.12 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสรีคัพเวอร์รี่ไดโอด
(ที่มา : Fairchaild Semiconductor)



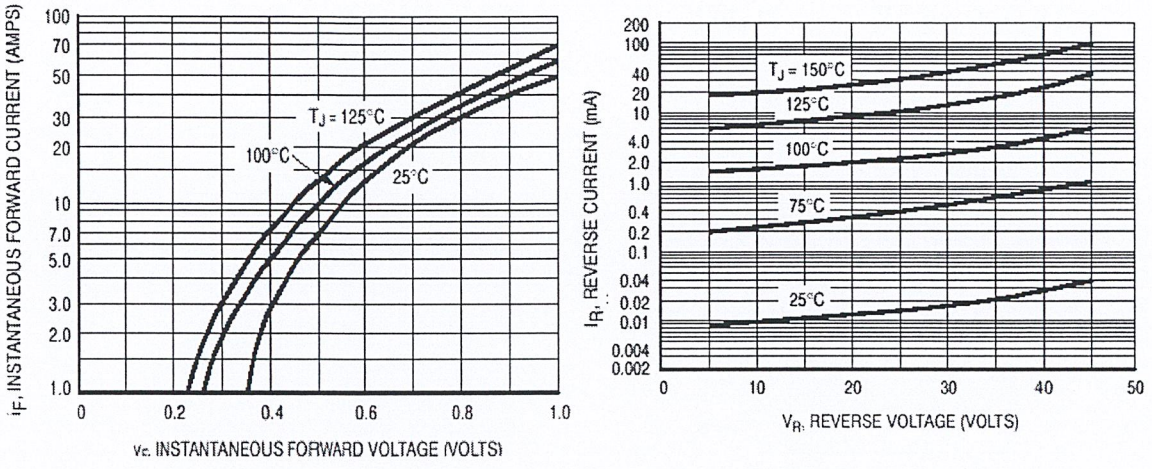
รูปที่ 2.12 (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตร้าฟาสรีคัพเวอร์รี่ไดโอด
(ที่มา : Motorola)

ชอตต์กี้ไดโอด

ชอตต์กี้ไดโอดมีค่าแรงดันคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอรี่และอุตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด ชอตต์กี้ไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ของชอตต์กี้ไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าชอตต์กี้ไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ชอตต์กี้ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ชอตต์กี้ไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบันมีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และชอตต์กี้ไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 2.13 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมี

ปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อนำชอตต์กี้ไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประเภทหนึ่งคือ ชอตต์กี้ไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง



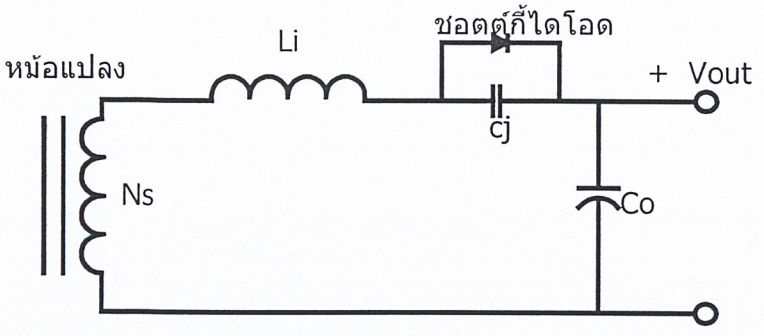
(ก) (ข)

รูปที่ 2.13 (ก)แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของชอตต์กี้ไดโอด
(ข)แสดงค่ากระแสรั่วไหลของชอตต์กี้ไดโอด
(ที่มา : Motorola)

สนับเบอร์สำหรับชอตต์กี้ไดโอด

เพราะว่าค่าความจุที่รอยต่อภายใต้ตัวชอตต์กี้ไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจัดวงจรในส่วนเอาต์พุต หากขดเซคั่นดารี่มีค่าเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรดังรูปที่ 2.14 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นขณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ชอตต์กี้ไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สนับเบอร์คร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วย การต่อวงจร RC สนับเบอร์เพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_i และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_j ในชอตต์กี้ไดโอด

ค่า R_s ของวงจรสนับเบอร์ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$R_s = \frac{N_s}{N_p}\sqrt{\frac{L_i}{C_j}}$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage inductance)

C_j คือ ค่าความจุที่รอยต่อของชอตต์กี้ไดโอด

N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

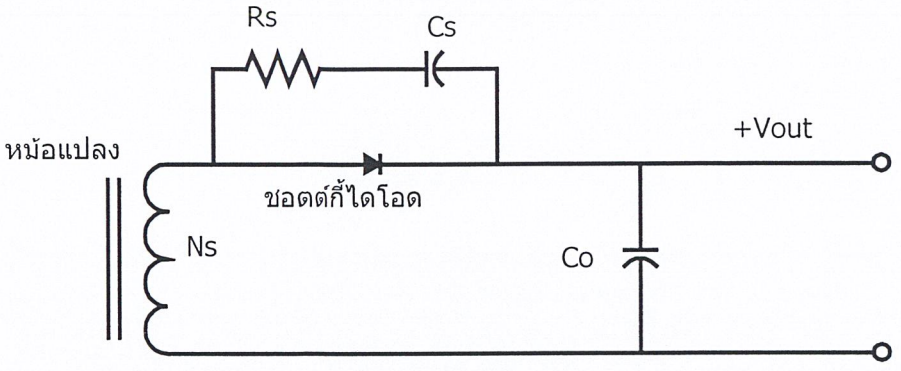
N_S คือ จำนวนรอบของเซคั่นดารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

ส่วนค่าของ C_s จะเป็นค่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R_s หาได้จาก

$$P_D = \frac{1}{2}\frac{C_s}{T}\left(V_{in}\frac{N_s}{N_p}\right)^2$$

เมื่อ V_{in} คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานคอนเวอร์เตอร์



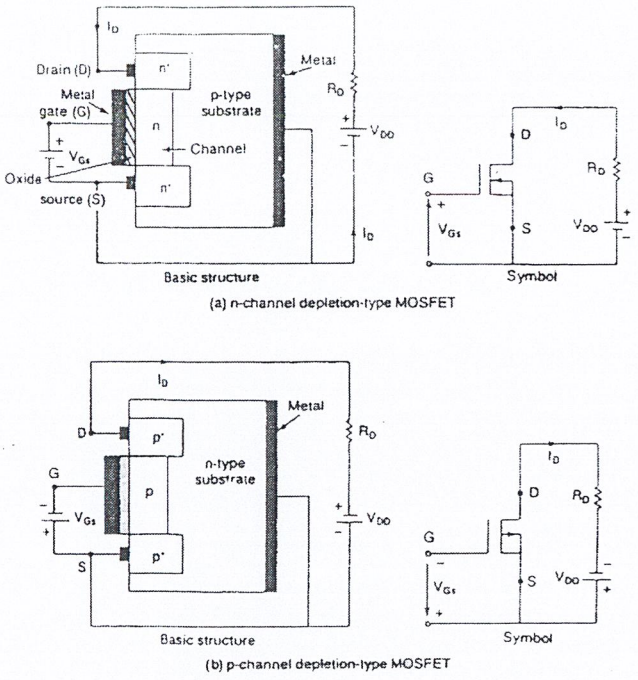
รูปที่ 2.15 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมชอตต์กี้ไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากชอตต์กี้ไดโอด

2.8 การระบายความร้อน

ขณะที่ไดโอดนำกระแสสูง ๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไดโอดมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไดโอดจะต้องใช้แผ่นระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อนให้กับไดโอดด้วย ปกติไดโอดจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด T_j อยู่ที่ 150 °C ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิที่ตัวถังต่างๆ ของไดโอดมาในแผ่นดาต้าชีต ก่อนการใช้งานไดโอดจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันการพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและยืดอายุการทำงานของไดโอด

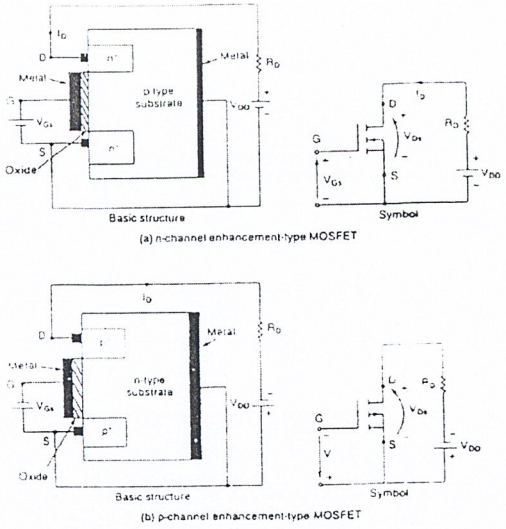
2.9 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสอินพุตต่ำมากๆความเร็วในการสวิตชิ่งสูง เวลาในการสวิตชิ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที มอสเฟตกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังต่ำ ความถี่สูง มอสเฟตไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์ Second breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟตก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



รูปที่ 2.16 (ก)มอสแฟตแบบ Depletion N-Channel (ข)มอสเฟตแบบ Depletion P-Channel

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิด (1) depletion MOSFFTs และ (2) enhancement MOSFFTs depletion MOSFFT แบบ n-channel จะมีโครงสร้างที่เป็นชิ้นสารซิลิคอนชนิด p-type ดังรูปที่ 2.16(ก) และถูกโด๊ปด้วยซิลิคอนแบบ n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำเกทจะถูกแยกทางไฟฟ้าออกจาก channel ด้วยชั้นของออกไซด์บาง ๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตที่มีช่องเรียกว่า เกท (gate) เดรน (drain) และซอร์ส (source) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (V_{GS})นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของ n-channel จะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นออกไซด์ เป็นผลทำให้ channel แคบลงความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส (R_{DS}) จะสูงขึ้น ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้ channel ปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้นจนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส (I_{DS}= 0) แล้ว แรงดัน V_{GS} ดังกล่าว เรียกว่า pinch-off voltage, V_P เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวก channel จะเริ่มกว้างมากขึ้น I_{DS} เพิ่มขึ้น เนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับใน depletion MOSFET แบบ p-channel จะมีขั้วของ V_{DS} , I_{DS} , V_{GS} และจะตรงข้ามกับ n-channel



รูป2.17 (ก) มอสเฟตแบบ enhancement ชนิด N – channel

(ข) มอสเฟตแบบ enhancement ชนิด P – channel

ใน enhancement มอสเฟต แบบ n-channel นั้นจะไม่มี channel ดังรูปที่ 2.17 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเลกตรอนจะถูกดูดจาก p-type substrate ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดัน threshold ,V_T แล้วอิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิด n-channel เสมือนขึ้น และทำให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์สได้ สำหรับใน p-channel enhancement มอสเฟต สภาพขั้วของ V_{DS} ,I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับ n-channel

ลักษณะสมบัติที่ สภาวะคงที่(steady state) ของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดันมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้กระแสเกทไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแส ซึ่งเป็นอัตราการขยายกระแส I_D กับกระแสเกท I_G โดยทั่วไปแล้วจะมีค่าสูงถึง 10^9 อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแส ไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วน ของกระแสเดรนและแรงดันเกทจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

ลักษณะสมบัติโอนย้าย(Transfer Function)ของมอสเฟตแบบ n-channel และ p- channel แสดงดังรูปที่ 2.18 รูปที่ 2..19 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของ แบบ ซึ่งจะมีการทำงาน 3 บริเวณคือ (1) บริเวณ cut-off เมื่อ $V_{GS} < V_T$ (2) บริเวณอิ่มตัวหรือ pinch-off เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และ (3) บริเวณเชิงเส้นเมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

การ pinch-off $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนไปโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนที่สูงและแรงดันเดรนต่ำ ทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ใน

บริเวณเชิงเส้นสำหรับการสวิตชิ่ง ในบริเวณอิ่มตัวกระแสเดรนจะมีค่าคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนั้นมอสเฟตจึงถูกนำไปใช้นการขยายแรงดัน มอสเฟตทั้ง depletion-type และ enhancement-type จะมีโมเดลที่ Steady staedy ดังรูปที่ 2.19 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ , g_m หาได้ดังนี้

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad \Big| \quad V_{DS} = \text{constant}$$

ความต้านทานด้านเอาต์พุต, $r_o = R_{DS}$ หาได้จาก

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$$

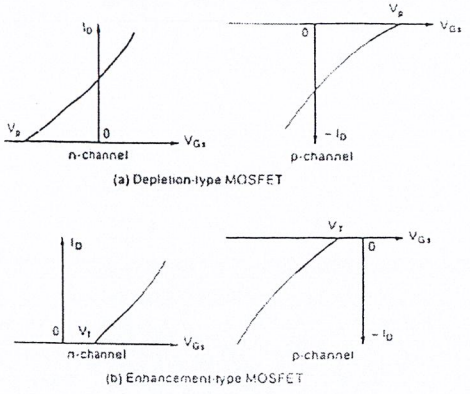
การ pinch-off $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนไปโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนที่สูงและแรงดันเดรนต่ำ ทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้นสำหรับการสวิตชิ่ง ในบริเวณอิ่มตัวกระแสเดรนจะมีค่าคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนั้นมอสเฟตจึงนำไปใช้ในการขยายแรงดัน มอสเฟตทั้ง depletion-type และ enhancement-type จะมีโมเดลที่ Steady staedy ดังรูปที่ 5.20 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์, g_m หาได้ดังนี้

$$g_m = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{Gs}} \times V_D \quad \text{constant}$$

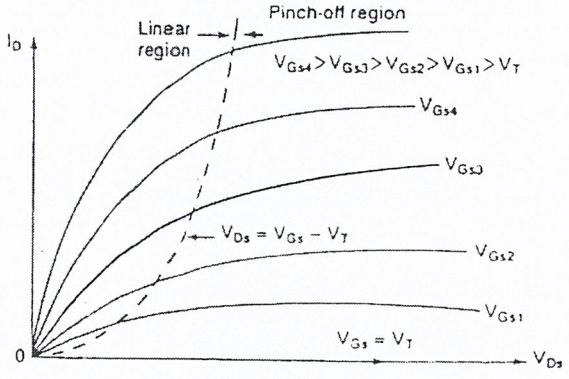
ความต้านทานด้านเอาต์พุต, $r_o = R_D$ หาได้จาก

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$$

R_{DS} ในบริเวณ pinch-off จะมีค่าสูงเป็นเมกกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม



รูปที่ 2.18 ลักษณะสมบัติโอนย้ายของมอสเฟต

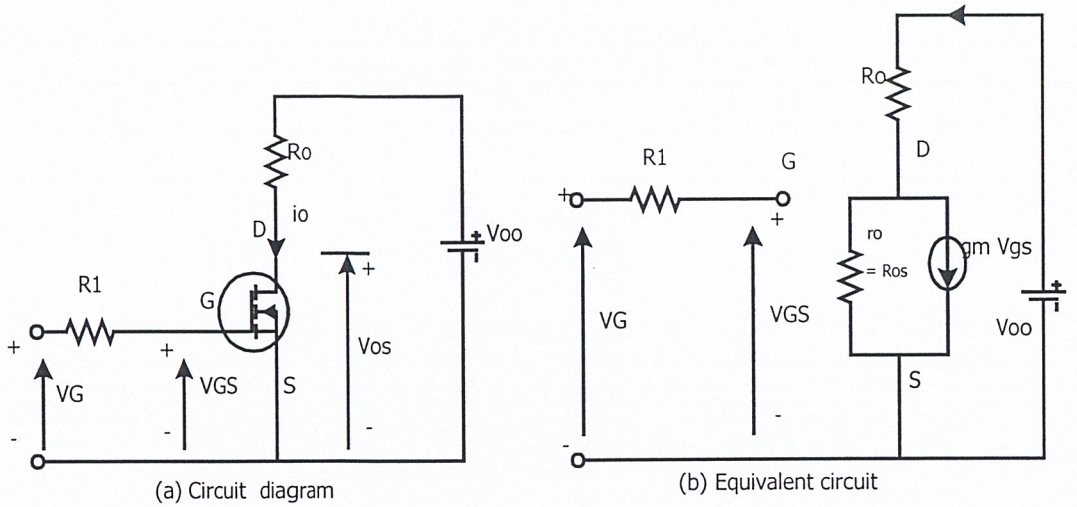


รูปที่2.19 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของมอสเฟตแบบ enhancement

สำหรับ depletion MOSFET จะทำงานที่แรงดันเกทเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่ enhancement MOSFET จะตอบสนองที่แรงดันเกทเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟตกำลังที่ใช้โดยทั่วไปจะเป็นชนิด enhancement – type อย่างไรก็ตาม depletion – type MOSFET ก็ยังมีการประยุกต์ใช้ในการออกแบบทางลอจิกที่ต้องการเข้ากันได้กับสวิตช์ DC หรือ AC ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้เมื่อแหล่งจ่ายลอจิกตกลงจน V_{GS} เป็นศูนย์

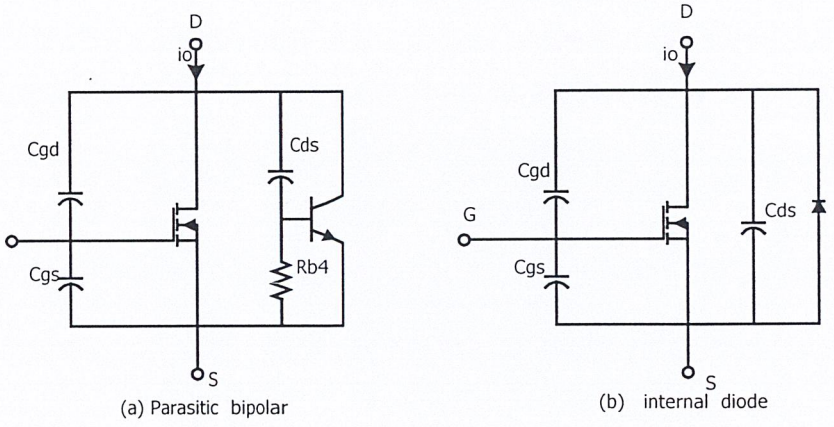
ลักษณะสมบัติการสวิตชิ่ง

ถ้าปราศจากสัญญาณที่เกท enhancement – type MOSFET จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด npn โครงสร้างของเกทจะมีความจุไฟฟ้าแฝงกับซอร์ส C_{gs} และกับเดรน C_{gd} ทรานซิสเตอร์าจะมีรอยต่อไบแอสกลับจากเดรนไปยังซอร์สและมีค่าความจุไฟฟ้า C_{ds}



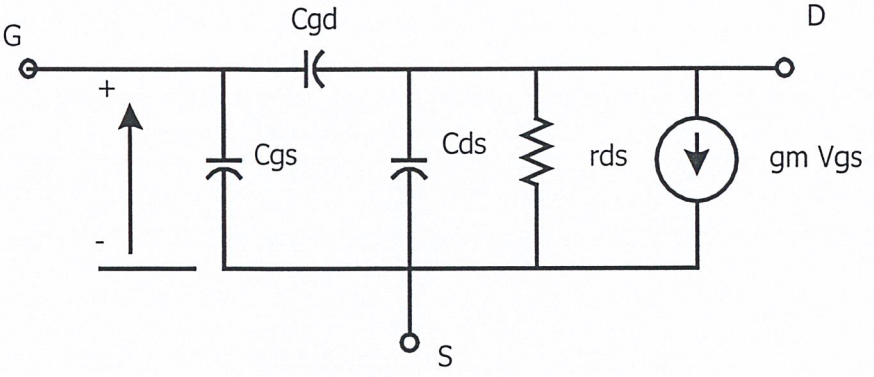
รูปที่ 2.20 โมเดลการสวิตชิ่งที่สภาวะคงที่ของมอสเฟต

รูปที่ 2.21 แสดงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต R_{be} ที่บริเวณเบสกับอิมิตเตอร์นั้นมีค่าต่ำ ด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดอยู่ภายใน



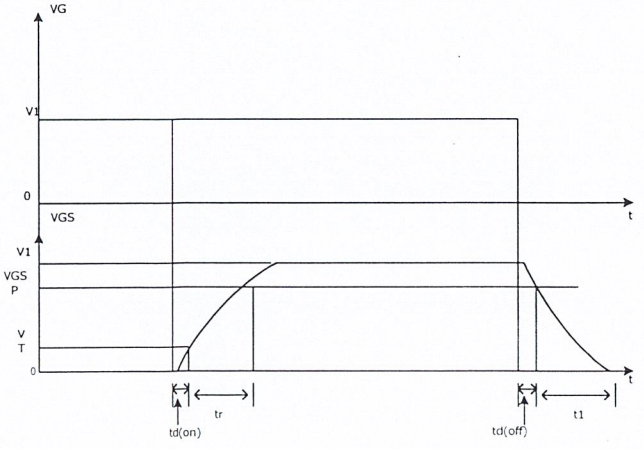
รูปที่ 2.21 โมเดลแฝงของมอสเฟตแบบ enhancement

โมเดลสวิตชิ่งของมอสเฟตแสดงดังรูป 2.22



รูปที่ 2.22 โมเดลสวิตชิ่งของมอสเฟต

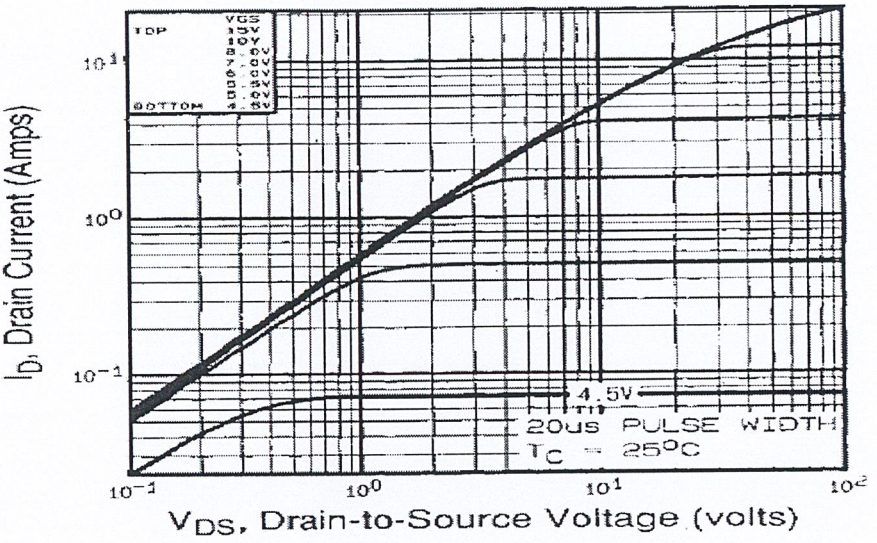
จากรูปที่ 2.23 turn – on delay time, $t_{d(on)}$เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ C_{gs} จนแรงดันถึงระดับ thershold voltage rise time, t_r เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกท จากแรงดันที่ thershold voltage จนถึงแรงดันเกทสูงสุด V_{GSP} ซึ่งใช้ในการขับมอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น turn - off delay time, $t_{d(off)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกทจากระดับแรงดันเกท V1 จนมอสเฟทำงานที่บริเวณ pinch - off fall time, t_f เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกทจากบริเวณ pinch – off จนแรงดันถึงระดับ thershold – voltage ถ้า $V_{gs} < V_T$ มอสเฟทจะหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.23 รูปสัญญาณในการสวิตชิ่งของมอสเฟต

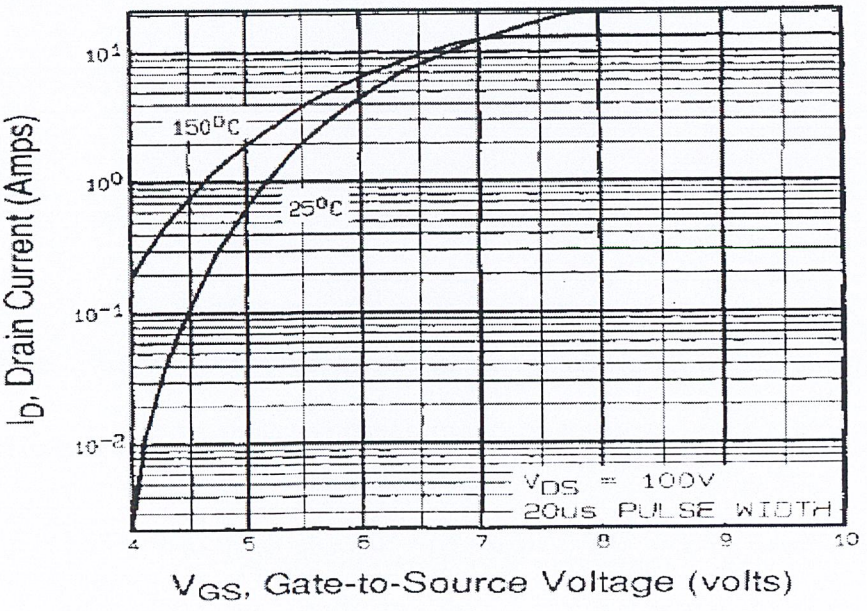
พารามิเตอร์ในการทำงานของมอสเฟต

คุณสมบัติทางด้านเอาต์พุต(output characteristic) เป็นกราฟของ I_D เทียบกับ V_{DS} ที่ค่า V_{GS} ต่างๆกัน ดังรูปที่ 2.24 จากกราฟแรงดัน theshold voltage , V_T มีค่าเท่ากับ 4.5 V



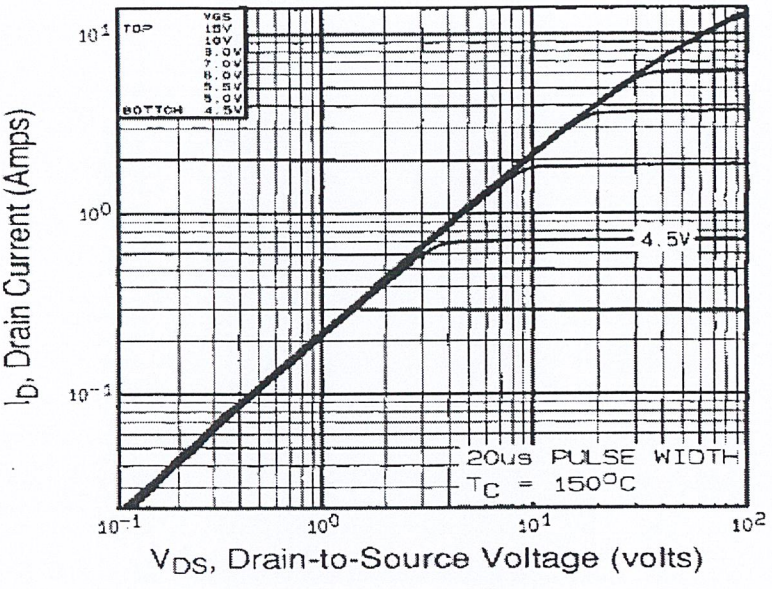
รูปที่ 2.24 ลักษณะคุณสมบัติทางเอาต์พุต

ลักษณะคุณสมบัติโอนย้าย(Transfer characteristic)เป็นกราฟของ I_D เทียบกับ V_{GS} ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.25



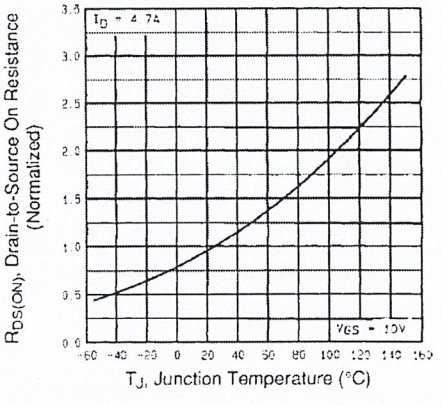
รูปที่ 2.25แสดงลักษณะคุณสมบัติโอนย้าย

<u>ลักษณะสมบัติเชิงเส้น</u> (Linear characteristic) เป็นลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตที่ค่า V_{DS} ต่ำๆ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญสำหรับการนำไปใช้ในงานสวิตชิ่ง จากการที่ V_{DS} มีค่าต่ำในบริเวณเชิงเส้น จึงมักจะกำหนดเป็นลักษณะสมบัติอิ่มตัว Saturation characteristic ดังรูปที่ 2.26

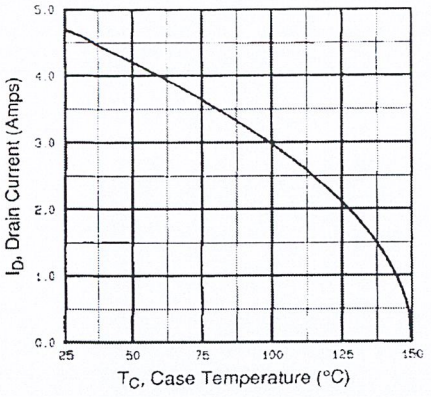


รูปที่ 2.26 ลักษณะคุณสมบัติอิ่มตัว

<u>ความต้านทานขณะทำงาน</u> (On – state resistance, R_{DS}) ค่า R_{DS} เป็นการแสดงถึงการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในขณะที่มอสเฟตนำกระแส R_{DS} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น

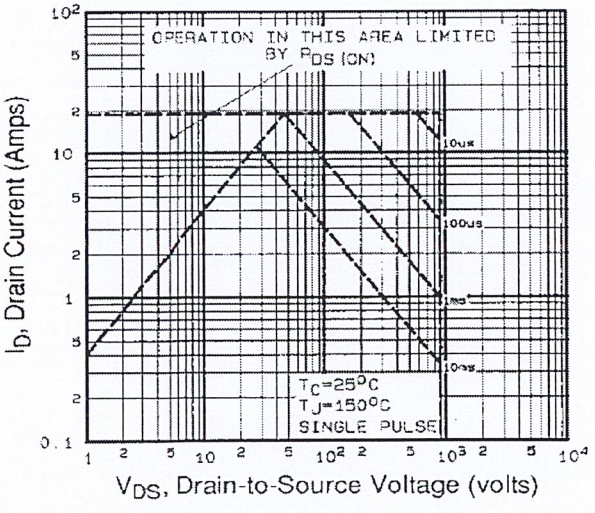


รูปที่ 2.27 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ



รูปที่ 2.28 ค่ากระแสเดรนสูงสุดเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง

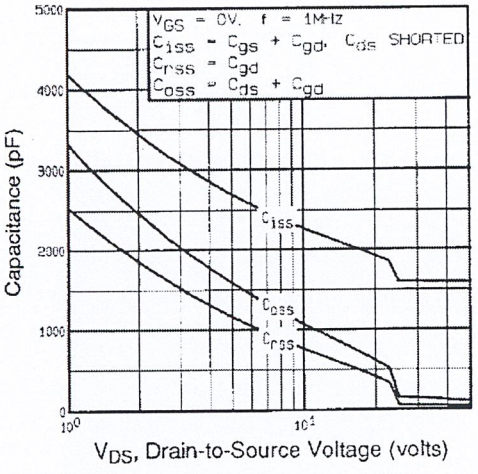
<u>พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย</u> (Safe operating area, SOA) แสดงดังรูปที่ 2.29 ซึ่งจะแสดงถึงค่าของ I_D สูงสุดกับค่าของ V_{DS} สูงสุด ในขณะที่มอสเฟตสวิตช์ปิดวงจร และสวิตช์เปิดวงจรโดยจะเป็นขีดจำกัดทางอุณหภูมิ สำหรับมอสเฟตจะไม่มีปรากฏการณ์ Second breakdown แต่จะมีข้อจำกัดของกระแส I_D ที่ค่า V_{DS} ต่ำๆ เนื่องจากความต้านทานขณะทำงานเพิ่มมากขึ้น สำหรับการทำงานในช่วงสั้นๆ ขอบเขตของ SOA จะกว้างขึ้นคือ V_{DS} และ I_Dมีค่ามากขึ้นนั่นเองโดยปกติ SOA จะกำหนดไว้ที่ T = 150 ° C



รูปที่2.29 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

<u>ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุต</u>บริษัทผู้ผลิตจะกำหนดค่าของความจุไฟฟ้าใช้งานทางด้านอินพุต Ciss = Cgs + Cgd* Cds SHORTED ความจุไฟฟ้าใช้งานทางด้านเอาต์พุต

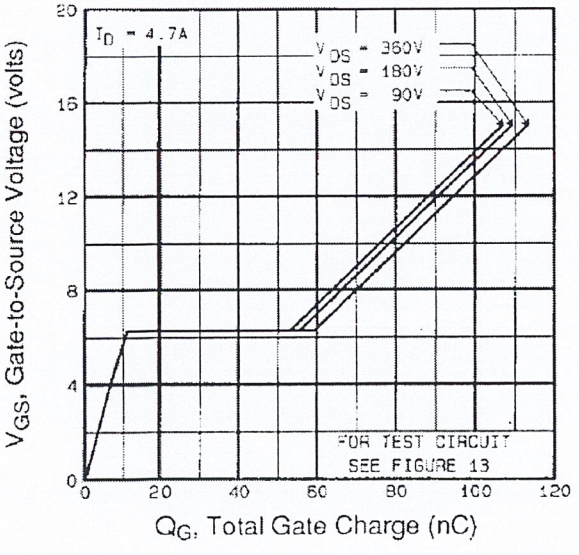
Coss = Cds + Cgd ความจุไฟฟ้าโอนย้ายกลับ Crss = Cgd ค่าความจุไฟฟ้าเหล่านี้ขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{DS} ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 ค่าความจุไฟฟ้าเทียบกับแรงดัน V_{DS}

<u>ประจุไฟฟ้าเกท</u> Q_g ในช่วงสวิตช์ปิดวงจร และสวิตช์เปิดวงจร ความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุตจะถูกประจุและคายประจุ การสะสมประจุไฟฟ้าทางอินพุตขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{GS} ดังรูปที่ 2.31 การสูญเสียทางสวิตชิ่งเนื่องจากแรงดันเกทมีค่าดังนี้

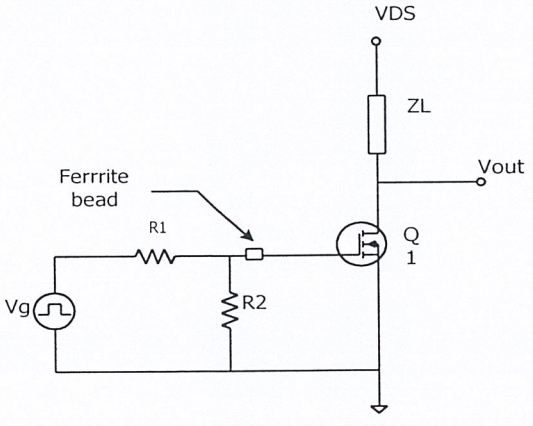
$$P_G = Q_g V_{GS} f_s$$



รูปที่ 2.31 ค่าประจุไฟฟ้าเกทเทียบกับแรงดัน

2.10 การออกแบบวงจรขับเกท

จากลักษณะสมบัติในการทำงานที่ดีของมอสเฟตกำลัง ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากๆได้ ในการออกแบบต้องมีข้อระวังเกี่ยวกับปัญหาการออสซิลเลทเมื่อใช้ในงานความถี่สูงๆ 2 ประการคือ ประการแรกความยาวของตัวนำที่ต่อไปยังขั้วของมอสเฟตจะต้องสั้นที่สุดโดยเฉพาะที่ขาเกท ถ้าไม่สามารถที่จะใช้ตัวนำที่สั้นได้จะต้องใช้เฟอร์ไรต์บีด (ferrite bead) หรือตัวต้านทานค่าต่ำๆ R1 ต่ออนุกรมกับขาเกท ของมอสเฟตดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 การใช้งานมอสเฟตที่เป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส

ประการที่สอง เนื่องจากมอสเฟตมีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก ดังนั้นแหล่งจ่ายของวงจรขับจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำมากเพื่อป้องกันการป้อนกลับแบบบวก ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดออสซิลเลทได้ ณ จุดนี้ ในขณะที่ดีซีอินพุตอิมพีแดนซ์ของมอสเฟตมีค่าสูงมาก ค่าของเอซีอินพุตอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนไปตามความถี่ ดังนั้นเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง(fall time) ของมอสเฟตจึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับด้วย

ค่าโดยประมาณของเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงจะได้จากสมการต่อไปนี้

$$t_r \text{ หรือ } t_f = 2.2\, R_g Ciss$$

เมื่อ t_r คือ เวลาขาขึ้นของมอสเฟต,ns

t_f คือ เวลาขาลงของมอสเฟต,ns

R_g คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับ, Ω

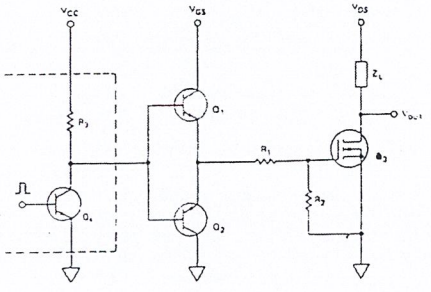
Ciss คือ ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุตของมอสเฟต ,pF

จากสมการค่าที่ได้จะถูกต้องถ้า R2 >> Rg จากรายละเอียดที่ผ่านมาประกอบกับมอสเฟตไม่มีค่าเวลาเหมาะสม (storage time) หรือเวลาหน่วง (delay time) ทำให้ผู้ออกแบบสามารถที่จะ

ปรับค่าเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงได้ ค่าความต้านทาน R2 ในวงจรดังรูปที่ 2.32 ใช้ในการ turn – off มอสเฟต

การขับมอสเฟทด้วย TTL

แม้ว่าจะเป็นไปได้ที่จะขับมอสเฟตโดยตรงจากภาคเอาต์พุต์ของ TTL แต่ไม่แนะนำให้ใช้เนื่องจากทรานซิสเตอร์ใน TTL ทำงานในบริเวณเชิงเส้นเป็นเวลานานกว่าจะถึงจุดอิ่มตัวทำให้มอสเฟตไม่สามารถทำงานที่จุดที่ดีที่สุดได้



รูปที่2.33 การขับมอสเฟตด้วย TTL

ในการปรับปรุงการทำงานเป็นสวิตชิ่งจะต้องเพิ่มวงจรบัฟเฟอร์เข้าไปเพื่อให้กระแสซอร์สและซิงก์ไหลได้เร็วขึ้นวงจรอย่างง่ายที่ใช้คือ emitter - followerชนิด complementary ดังรูปที่ 2.33 ทรานซิสเตอร์ Q1 จะต้องมีค่าเกนสูงเพื่อที่จะจ่ายกระแสเนื่องจากผลของ Miller effect ในขณะสวิตช์ปิดวงจร ได้สมการต่อไปนี้จะใช้ในการคำนวณค่ากระแสที่ไหลในทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ขณะสวิตช์ปิดวงจร (Q1) และขณะสวิตช์เปิดวงจร(Q2) กระแสประจุ I_{charge}จะได้จาก

$$I_{charge} = \frac{C_{gs} V_{GS}}{t_r}$$

และ $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$

เมื่อ C_{gs} คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกทกับซอร์ส,pF

C_{iss} คือ ค่าความจุไฟฟ้าอินพุต,pF

C_{rss} คือ ค่าความจุไฟฟ้าโอนย้ายกลับ,pF

V_{GS} คือ แรงดันระหว่างเกทกับซอร์ส,V

t_r คือ เวลาขาขึ้นของพัลส์อินพุต,nS

ถ้าสมมติให้ความจุไฟฟ้าระหว่างเกทกับเดรนถูกคายประจุที่เวลาเดียวกันดังนั้น กระแสคายประจุหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_{dis} = \frac{C_{rss} V_{DS}}{t_r}$$

เมื่อ V_{DS} เป็นแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส (V) ในการคำนวณหากำลังไฟฟ้าสิ้นเปลืองที่ทรานซิสเตอร์ใช้สูตรดังนี้

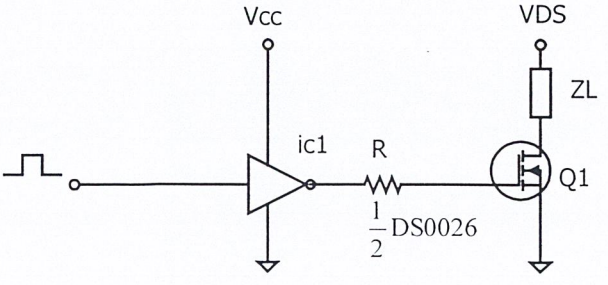
$$P = V_{CE} I_C t_r f$$

เมื่อ V_{CE} คือ แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิเตอร์ชณะอิ่มตัว,V

I_C คือ กระแสคอลเลคเตอร์,A

f คือ ความถี่ในการสวิตชิ่ง,kHz

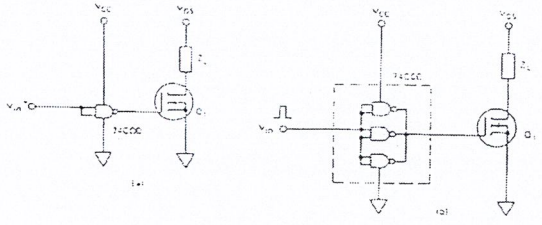
ในการขับมอสเฟตอีกวิธีหนึ่งทีใช้แทนทรานซิสเตอร์คือใช้ IC พิเศษที่สามารถจ่ายกระแสได้สูงดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.34 การใช้ IC ที่จ่ายกระแสได้สูงต่อระหว่าง TTL กับมอสเฟต

การขับมอสเฟตด้วย CMOS

ด้วยเหตุที่มอสเฟตมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงทำให้สามารถใช้ CMOS มาขับได้โดยตรงดังรูปที่ 2.35a ซึ่งจะได้เวลาขาขึ้นและเวลาขาลงประมาณ 60ns ในการลดเวลาในการสวิตชิ่งจะต้องใช้บัฟเฟอร์ชนิด emitter – follower ดังรูปที่2.33 หรือใช้ CMOS ที่ขนานกันมากกว่า 1 ชุดดังรูปที่ 2.35(ข)



รูปที่ 2.35(ก)การขับมอสเฟตด้วย CMOS (ข) การใช้ CMOS ขนานกันเพื่อจ่ายกระแสเกทได้สูงขึ้น

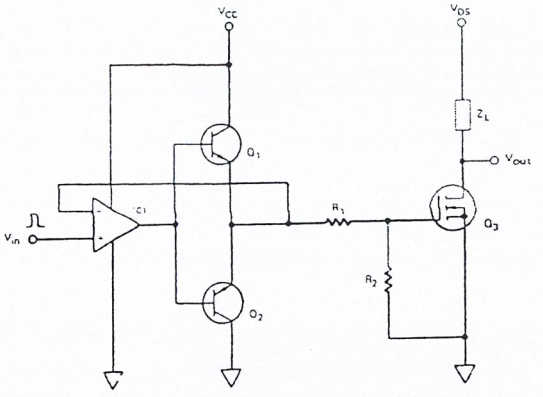
การขับมอสเฟตด้วยออปแอมป์

มอสเฟตสามารถที่จะถูกขับได้โดยตรงจากภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ซึ่งเป็นออปแอมป์กำลังที่สามารถจ่ายกระแสได้สูง แต่อย่างไรก็ดียังมีขีดจำกัดคือออปแอมป์กำลังมีค่าสลูว์เรทต่ำทำให้แบรนด์วิดท์ในการทำงานน้อยกว่า 25 kHz

ในการทำให้ค่าแบรนด์วิดท์และสลูว์เรทดีขึ้นเพื่อให้ขับมอสเฟตได้ดีนั้นจะต้องใช้บัฟเฟอร์ชนิด emiter – follower วงจรขับที่ใช้ออปแอมป์โดยทั่วๆไปแสดงดังรูปที่ 2.36

วงจรขับที่ไม่ได้อ้างอิงกับกราวนด์

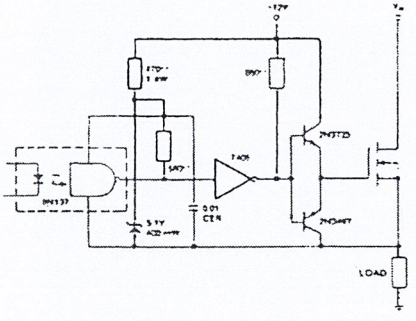
ในการขับให้มอสเฟตทำงานจนอิ่มตัวนั้นจะต้องมีแรงดันตกคร่อมระหว่างซอร์สกับกราวนด์ที่พอเพียงถ้าโหลดถูกต่อระหว่างซอร์สกับกราวนด์และวงจรขับถูกต่อระหว่างเกทกับกราวนด์ทำให้แรงดันระหว่างเกทกับซอร์สลดลงในขณะที่ทำการ turn – on จากเหตุผลดังกล่าวทำให้ต้องใช้วงจรขับเกทที่อ้างอิงกับซอร์ส ซึ่งมีอยู่ 3 วิธีโดยพื้นฐานที่จะทำให้วงจรขับเกทลอยจากกราวนด์ได้ดังนี้



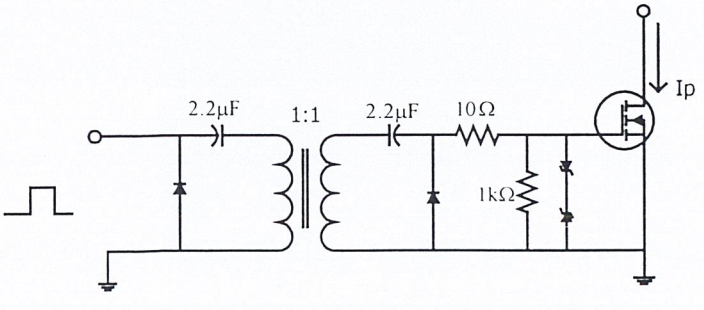
รูปที่2.36 การขับมอสเฟตด้วยออปแอมป์

1. โดยการใช้ Opto coupler
2. โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง
3. โดยใช้ดีซี – ดีซี ชอปเปอร์ที่หม้อแปลงแยกกันทางไฟฟ้า

Opto coupler ใช้ในการแยกกราวนด์ระหว่างซอร์สกับทางด้านอินพุตของ Opto coupler ออกจากกัน Opto coupler gate (ที่เข้ากันได้กับ TTL) จะมีเวลาหน่วง 50ns เวลาขาขึ้นและขาลง 25ns ทำให้ใช้งานที่ความถี่เมกะเฮิรตซ์ได้ แต่จะต้องมีวงจรขยายที่ภาคเอาต์พุตดังรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 วงจรขับเกทโดยใช้ Opto coupler



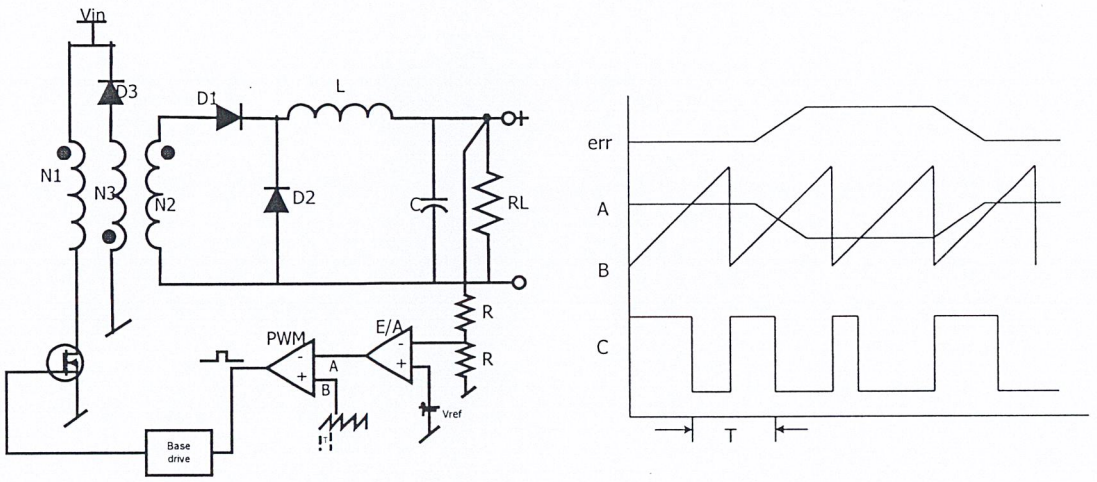
รูป2.38 การขับมอสเฟตด้วยหม้อแปลงเพื่อแยกกันทางไฟฟ้า

3.11 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุต ได้ด้วยการควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์สวิตซ์ โดยการควบคุมค่าดิวตี้ไซเคิล(duty cycle:D) เพื่อรักษาระดับของแรงดัน ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้พัลซ์วิดมอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM ควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์สวิตซ์สามารถทำได้ในสองลักษณะคือโหมดควบคุมด้วยแรงดัน(Voltage Mode Control) และโหมดควบคุมด้วยกระแส(Current Mode Control)

2.12 โหมดควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันที่ Out put มาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์สวิตซ์หรือควบคุมดิวตี้ไซเคิล(D) นั่นเองซึ่งวงจรพื้นฐานของการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยแรงดันนี้จะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.39 วงจรพื้นฐานของโหมดควบคุมด้วยแรงดันและกราฟแสดงลักษณะของความกว้างของ PWM

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันที่ เอาต์พุตเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (Vref) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าของความแตกต่างจะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จาก

วงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม มีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลตของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์สวิตช์ ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลากระแสของเพาเวอร์สวิตช์ T_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้นค่าของ DT ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูป 2.39

การออกแบบวงจรควบคุมของโหมดควบคุมด้วยแรงดัน

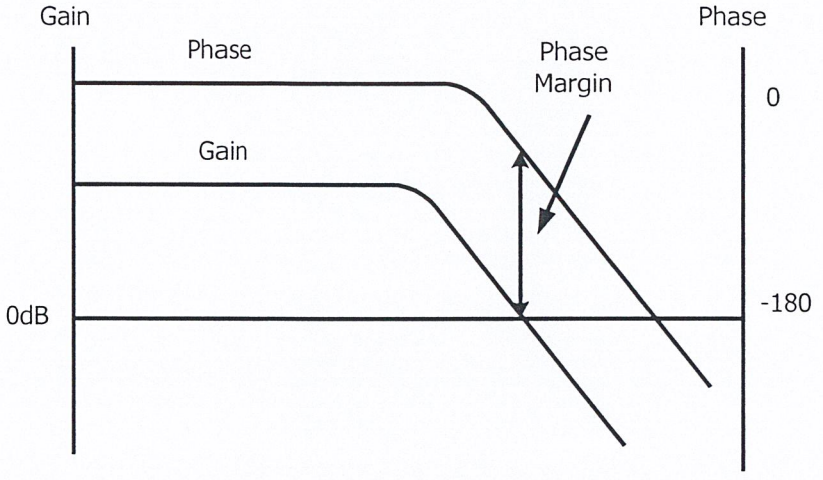
ในสวิตชิ่งดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์นั้น ความต่างศักย์ที่เอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันของความต่างศักย์ที่อินพุตและดิวตี้ไซเคิลในวงจรที่ใช้จริง ๆ นั้นความต่างศักย์ที่เอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับกระแสที่โหลดด้วยเอาต์พุตของเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกควบคุมโดยการมอดูเลตดิวตี้ไซเคิล เพื่อชดเชยการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตหรือโหลด วงจรควบคุมป้อนกลับสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะทำการเปรียบเทียบ ความต่างศักย์ที่เอาต์พุตกับความต่างศักย์อ้างอิง และนำค่าความต่างระหว่างสองค่านั้นไปปรับแต่งดิวตี้ไซเคิล

เสถียรภาพของระบบควบคุม

สมรรถภาพและเสถียรภาพของวงจรควบคุมสำหรับควบคุมความต่างศักย์ที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์สามารถวัดได้จากคุณลักษณะของระบบวงเปิดดังนี้

1. เกนที่ความถี่ต่ำควรจะมีค่าสูงเพื่อว่าค่าที่ผิดเพี้ยนในขณะที่ระบบสมดุลระหว่างเอาต์พุตกับสัญญาณอ้างอิงจะได้มีค่าน้อย ๆ
2. เกนที่ความถี่สวิตชิ่งควรมีค่าน้อยๆ

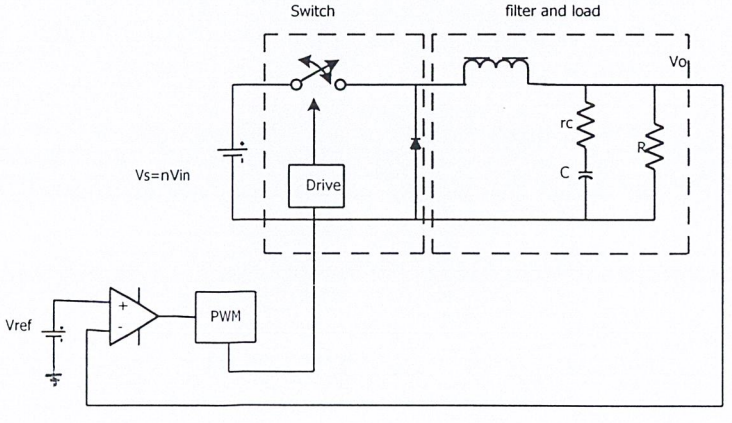
3. การเลื่อนของเฟสของระบบวงเปิดที่ความถี่ที่ให้เกนของระบบเป็น 0 (gain crossover frequency) จะต้องตามอยู่ไม่เกิน 180 องศา ถ้าค่าเฟสที่ตามอยู่มีค่าเป็น 180 องศา การป้อนกลับแบบลบจะทำให้เกิดการเลื่อนของเฟสอีก 180 องศา ทำให้มุมรวมเป็น 360 องศา ค่าการเลื่อนของเฟสของระบบวงเปิดที่มีค่าน้อยกว่า 180 องศาเรียกว่าเฟสมาร์จิน (phase margin) โดยทั่วไปแล้วเฟสมาร์จินที่ใช้กำหนดมาตรฐานของเสถียรภาพของระบบควบคุมมีค่าประมาณ 45 องศา



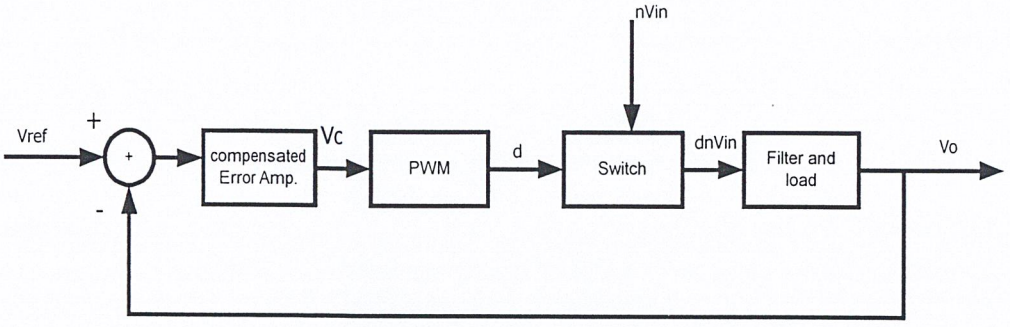
รูปที่ 2.40 เฟสมาร์จิ้น

การควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ในการควบคุมของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมเราสามารถพิจารณาในรูปแบบจำลองของบั๊คคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) ซึ่งจะให้ Vs = nVin ดังนี้

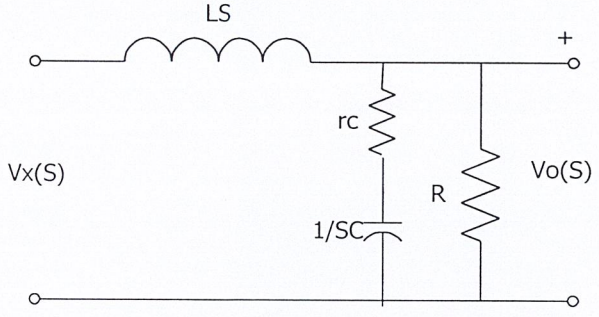


รูปที่ 2.41(ก) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์รวมกับการป้อนกลับ



รูปที่ 2.41(ข) บล๊อคไดอะแกรมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายควบคุมในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน

ทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นของฟิลเตอร์



รูปที่ 2.42 วงจรฟิลเตอร์

ภาคอินพุตที่เข้าสู่บัคคอนเวอร์เตอร์(Buck Converter) คือเอาต์พุตของสวิตชิ่งมี $Vx=Vs\times d$ ซึ่งในการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continous Current Mode ;CCM) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของ RLC ฟิลเตอร์ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สามารถหาได้จากการวิเคราะห์ในระนาบ S

$$\frac{vo(s)}{d(s)} \cong \frac{Vs}{LC}\left[\frac{1+sr_cC}{s^2+s\left(\frac{1}{RC}+\frac{r_c}{L}\right)+\frac{1}{LC}}\right]$$

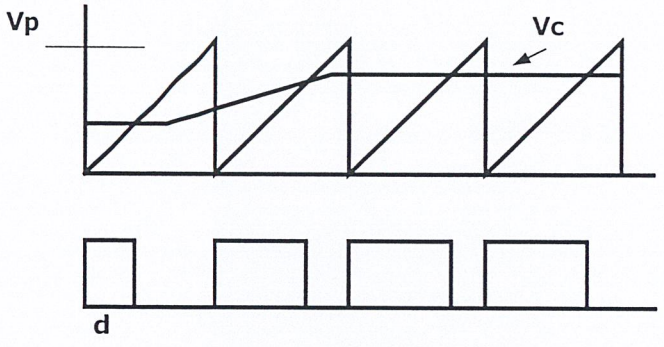
Vs=แรงดันทางด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงสวิตชิ่งมีค่าเท่ากับ n*Vin โวลต์

n=อัตราส่วนหม้อแปลง $\frac{N2}{N1}$

r_c=ESR of capacitor

R=Load

ทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรพัลซ์วิดโมดูลเลเตอร์

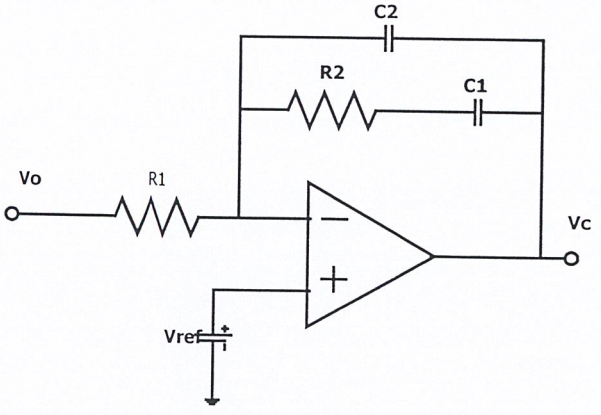


รูปที่ 2.43 พัลซ์วิดโมดูลเลเตอร์

$$\frac{d(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{Vp}$$

Vp = ความสูงของแรงดันรูปสามเหลี่ยม

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเปรียบเทียบความแตกต่างกับวงจรชดเชย



รูปที่ 2.44 วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างที่มีการชดเชย

$$\frac{V_c(s)}{vo(s)} = \frac{-\left(s+\frac{1}{R2C1}\right)}{R1C2s\left(s+\frac{C1+C2}{R2C1C2}\right)} \cong \frac{-\left(s+\frac{1}{R2C1}\right)}{R1C2s\left(s+\frac{1}{R2C2}\right)}$$

$$\frac{Vc(s)}{Vo(s)} \cong \frac{-R2}{R1} \bullet \frac{(S+\frac{1}{R2C1})}{R2C2S(S+\frac{1}{R2C2})}$$

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามรูปที่ 2.44 ค่าของ R1,R2,C1และ C2 ทำให้เกิดผลตอบสนองโดยรวมของชุดควบคุม การรวมกันของผลตอบสนองทางความถี่ของทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจร PWM สวิตช์ และวงจรฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูป 2.45

วิธีการออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธี K-Factor

1.เขียนโบดไดอะแกรมของฟิลเตอร์และวงจรพัลซ์วิดมอดูลเลเตอร์

2.เลือกความถี่ที่ต้องการชดเชยให้เป็นศูนย์(gain cross over frequency)โดยเลือกค่าประมาณ 1/5 ถึง 1/10 ของความถี่สวิตช์

3.นำค่าที่ได้จากข้อสอง (อ่าน gain และ Phase ที่ความถี่ Fco)แล้วนำค่าที่ต้องการชดเชยมาหาค่าของ R1,R2 โดยที่ $Gain = 20\log\frac{R2}{R1}$

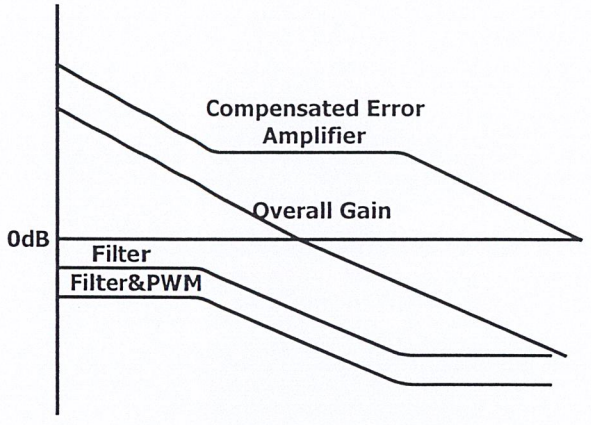
4.คำนวนเฟสมาจิ้น(θco) ที่ความถี่ Fco ที่ต้องการโดยให้มีค่าประมาณ 45°-55°เพื่อหาค่าของ C1,C2 จาก

$$\theta co=-270+\tan^{-1}(K)-\tan^{-1}(1/K)$$

โดยที่ $\omega co = 2\pi Fco$

กำหนดให้ $K = \frac{\omega_{co}}{\omega z} = \frac{\omega p}{\omega co}$

หาค่า $C1 = \frac{1}{R2\omega z}$ และ $C2 = \frac{1}{R2\omega p}$

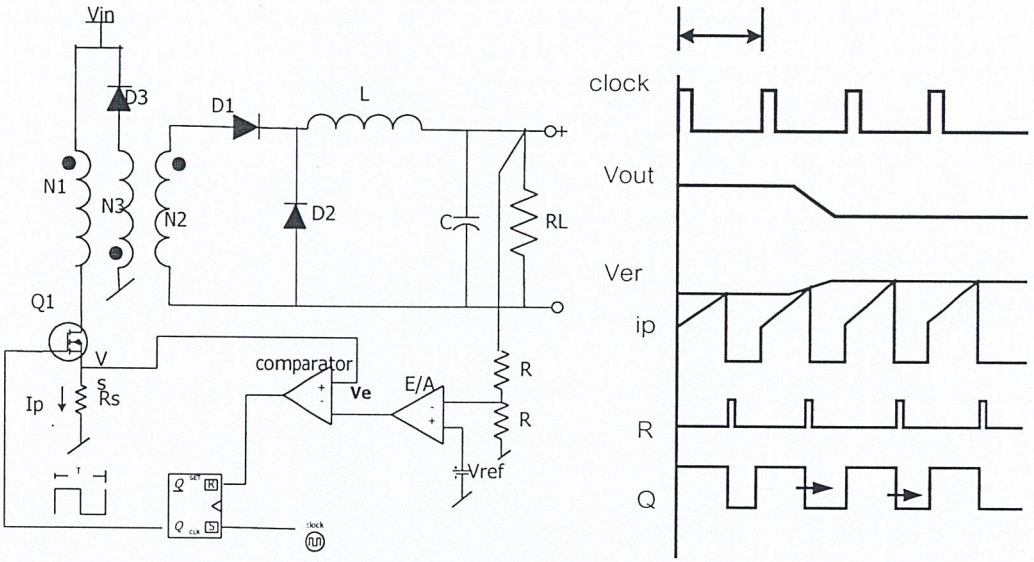


รูปที่ 2.45 ทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นรวมของฟิลเตอร์,PWM และวงจรควบคุม

2.13 การควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส (Current Mode Control)

การรักษาแรงดันเอาต์พุตของเพาเวอร์ซัพพลาย วงจรควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมด้วยแรงดัน วงจรควบคุมในโหมดควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแสนี้ยังใช้เทคนิคของพัลซ์วิดโมดูลเลชั่นเช่นกัน

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของวงจรเราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง Ver ดังรูปที่ 2.45 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q และจะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R แรงดันตกคร่อม Rs ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันที่ออกจากวงจรขยายความแตกต่าง Ver โดยวงจรเปรียบเทียบดันนั้นเมื่อค่าของ Vs เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดัน



รูปที่ 2.46 วงจรพื้นฐานของโหมดควบคุมด้วยกระแส และกราฟแสดงลักษณะของวงจรควบคุม

Ver เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “ High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์สวิตช์ Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน Vs ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน Rs นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง Ver ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์สวิตช์มีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้นจึงเพิ่มขึ้น

เพาเวอร์สวิตช์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อเทียบกับวงจรขยายความแตกต่าง E/A เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์สวิตช์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน Vs มากกว่า จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์ และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสโหลดเกิดได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชั่นที่ดีมาก
4. เนื่องจากวงจรขยายความแตกต่างใช้การตอบสนองต่อกระแสทางด้านเอาต์พุตมากกว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต วงจรชดเชยใช้เพียงแค่หนึ่งโพลก็เพียงพอสำหรับในลูปป้อนกลับ

การชดเชยสำหรับวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

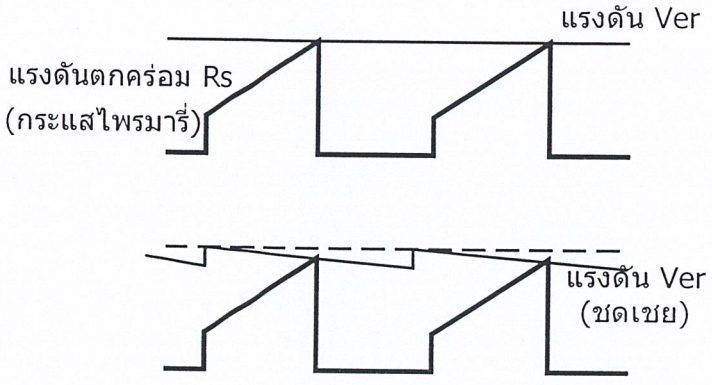
วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสถึงแม้จะมีข้อได้เปรียบวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันก็ตามแต่ก็ยังมีข้อบกพร่องซึ่งเกิดจากผลข้างเคียงของการใช้วิธีควบคุมค่ากระแสสูงสุดที่ด้านไพรมารี่ ดังนี้คือ

-วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแสจะไม่มีเสถียรภาพ ถ้าคอนเวอร์เตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาทำงาน และอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง

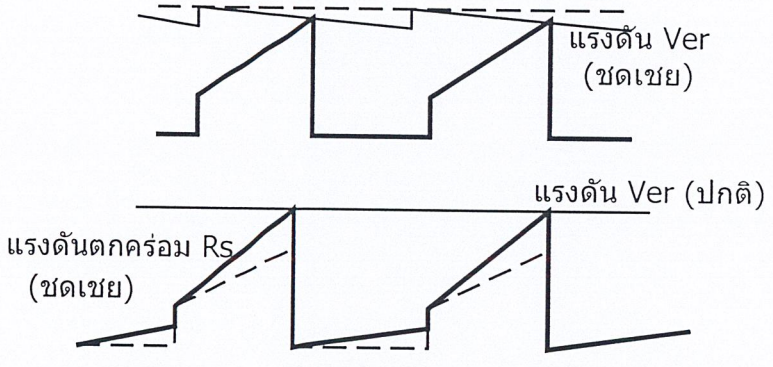
-กระแสเฉลี่ยที่เอาต์พุตจะมีค่าไม่คงที่และเปลี่ยนแปลงตามช่วงเวลานำกระแสที่เปลี่ยนแปลงไป

-อาจเกิดการแกว่งที่ฮาร์โมนิกย่อย (subharmonic oscillation) ได้ โดยสังเกตได้จากความกว้างพัลส์ที่ต่อเนื่อง จะไม่เท่ากัน

อย่างไรก็ตาม ข้อบกพร่องดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ด้วย การชดเชยด้วยความชัน (slope compensation) ดังรูป 2.47



รูป2.47 ลักษณะการชดเชยด้วยแรงดันที่มีความลาดชัน ที่แรงดันควบคุม Ver



รูปที่ 2.48 (ก) แสดงการชดเชยด้วยแรงดันที่มีความลาดชันที่อินพุตของวงจรขยายความแตกต่าง (ข) การชดเชยด้วยแรงดันที่มีความลาดชัน ที่อินพุตของวงจรเปรียบเทียบค่ากระแส

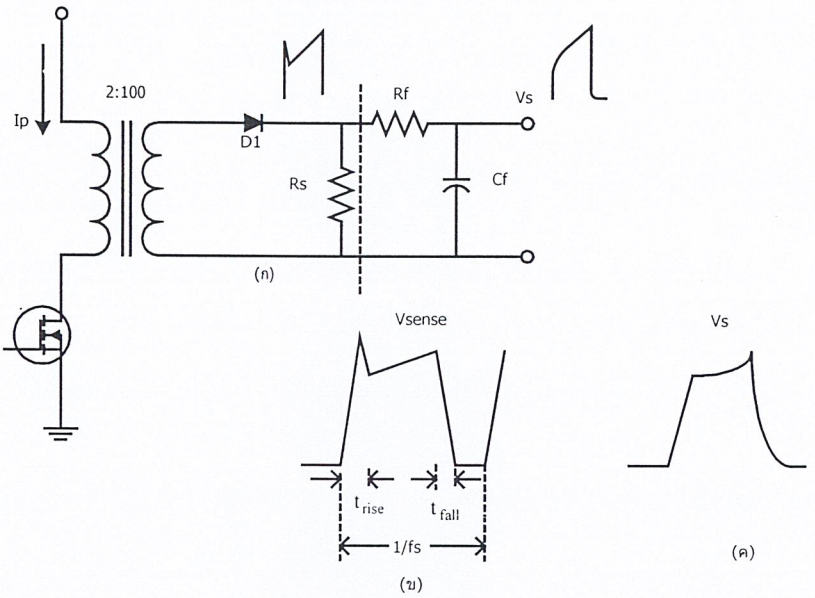
โดยการชดเชยด้วยความชันสามารถทำได้ 2 วิธี คือ การชดเชยความชันที่อินพุตของวงจรขยายความแตกต่าง และชดเชยความชันที่อินพุตของวงจรเปรียบเทียบค่ากระแส ดังแสดงในรูปที่ 2.48 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

การตรวจรู้ (sense) กระแสทางด้านไพรมารี่ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

การตรวจรู้กระแสด้านไพรมารี่ของคอนเวอร์เตอร์ปกติจะใช้ Rs ในการตรวจรู้กระแสซึ่งจะมีรูปแบบเหมือนกับแรงดันที่ตกคร่อม Rs แต่เนื่องจากเราต้องการแยกออกจากกันสำหรับด้านแรงดันสูงกับด้านแรงดันต่ำ ซึ่งทางด้านแรงดันต่ำประกอบด้วยภาคเอาต์พุตและวงจรควบคุมดังนั้นการใช้ Rs จึงไม่เหมาะนักในการตรวจรู้สัญญาณของกระแสไพรมารี่ เนื่องจาก

1. ไม่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างกราวด์ของทางด้านแรงดันสูงและแรงดันต่ำ
2. มีกำลังสูญเสียที่ Rs สูงและมีแรงดันตกคร่อมสูง

ดังนั้นในการแก้ปัญหา จึงมีการตรวจรู้กระแสทางด้านไพรมารี่โดยใช้หม้อแปลงกระแสดังนี้



รูปที่ 2.49 (ก) การ sense กระแสทางด้านไพรมารี่ด้วยหม้อแปลงกระแส

(ข) แรงดันที่ได้จากการ sense

(ค) แรงดัน Vs ที่ผ่านวงจรกรองความถี่สูง

ในการพันหม้อแปลงกระแสจะพันทางด้านไพรมารี่ประมาณ 2 รอบเพื่อให้แน่ใจว่ามีการคล้องกันของฟลั๊กแม่เหล็กเพียงพอที่จะนำให้หม้อแปลงทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แรงดันตกคร่อม Vs หาได้จาก

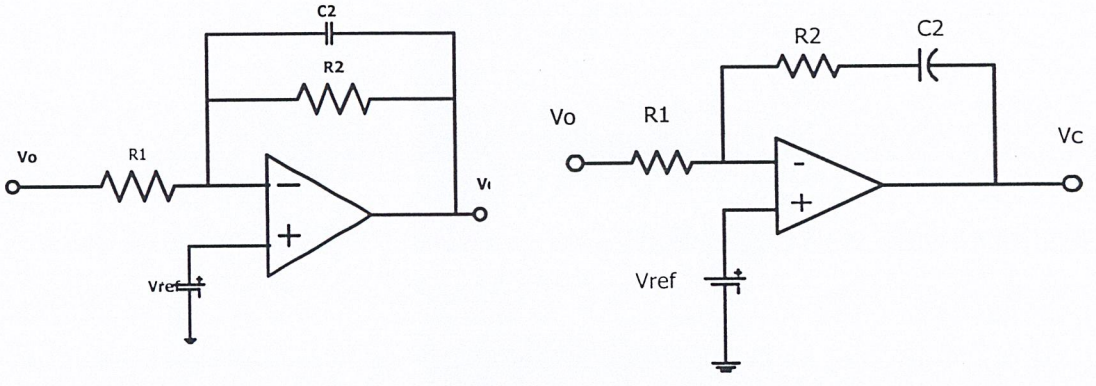
$$Vs = \frac{N_1}{N_2} I_{p(PK)} \bullet Rs$$

ซึ่งแรงดันตกคร่อมทางด้านไพรมารี่ของหม้อแปลงกระแส คือ แรงดันรวมของ Vs และแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสแปลงกลับไปทางด้านไพรมารี่ซึ่งมีค่าน้อยมาก ซึ่งมีผลทำให้กำลังสูญเสียน้อยลงตามไปด้วย การหาค่าของวงจรฟิลเตอร์เพื่อกำจัดขอบขาขึ้นของสัญญาณกระแสไพรมารี่ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับ Vs ด้วย

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi t_{rise}} \qquad f_c \geq 3f_s$$

ดังนั้นสำหรับ 100 ns และความถี่สวิตชิ่ง 100 kHz กำหนดให้ f_c = 400 kHz ในส่วนนี้เป็นการจำกัดแฟคเตอร์โดยค่าเวลาคงที่

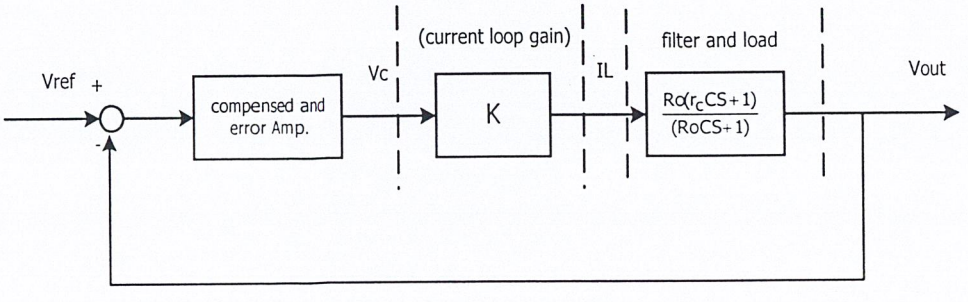
วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างและวงจรชดเชยของโหมดควบคุมด้วยกระแส



(ก) (ข)

รูปที่ 2.50 วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างและวงจรชดเชยของโหมดควบคุมด้วยกระแส

การควบคุมสำหรับโหมดควบคุมด้วยกระแส



รูปที่ 2.51 บล็อคไดอะแกรมสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส

ทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นในลูปกระแส

จาก $I_L = KV_C$

ดังนั้น $K = \frac{I_L(max)}{V_C(max)}$

จากสมการของคอนเวอร์เตอร์

$$I_L(max) = I_L + \Delta I_L = V_o\left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf}\right)$$

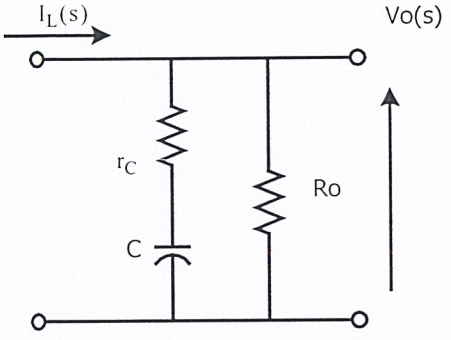
$V_C(max) = V_S(max)$

$V_S(max) = \frac{N_1}{N_2} I_P(max)\, RS$ ($\frac{N_1}{N_2}$ เป็นอัตราส่วนของหม้อแปลงกระแส)

เมื่อ $I_P(max) = I_P + I_P mag = \frac{P_o}{\eta V_{in}(min)\, D(max)} + \left(\frac{V_{in}(min) + V_{DS}(sat)}{f_S L_P}\right)D$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรฟิลเตอร์

$$\frac{V_O(S)}{I_L(S)} = \frac{Ro(r_C CS + 1)}{(RoCS + 1)}$$



รูปที่ 2.52 วงจรฟิลเตอร์

ในการควบคุมด้วยการป้อนกลับแบบลูปของแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะทำได้ง่ายกว่าในโหมดควบคุมด้วยแรงดันมาก เนื่องจากวงจรควบคุมแค่โพลเดียวก็เพียงพอซึ่งในการชดเชยควรจะวางความถี่คัตออฟ (f_{CO}) ให้ต่ำกว่าความถี่สวิตชิ่งประมาณ $\frac{1}{4} - \frac{1}{10}$ ของความถี่สวิตชิ่งและเกนที่ความถี่ต่ำๆควรมีค่าสูงๆ เพื่อลดการคลาดเคลื่อนของแรงดันทางด้านเอาต์พุตเมื่อมีโหลด

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

ค่าเบื้องต้นในการออกแบบ	
V_{CC} = 280-342 V_{DC}	แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุต
D_{MAX} = 0.4	ค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุด
V_{OUT} = 3.3 V	แรงดันทางด้านเอาต์พุต
I_{OUT} = 10 A	กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุต
F_S = 100 KHz	ความถี่ในการสวิตซ์
η = 0.75	ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
Output power = 33 watts	กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

3.1 ส่วนของเรกติไฟร์และอินพุต

คำนวณค่าของคาปาซิเตอร์ทางด้านอินพุต แรงดันกระเพื่อม(Ripple) คิดที่ 10%ของ Vs

$Vs(max) = 242\ V$

$Vs(min) = 198\ V$

$\hat{V}s\ (max) = 242 \times \sqrt{2} = 342\ V$

$\hat{V}s\ (min) = 198 \times \sqrt{2} = 280\ V$

$Vripple = 220 \times 0.1 = 22\ V$

$\therefore \quad Vin,(max) = Vs(max) = 280\ V$

$Vin,(min) = Vin,(max) - Vripple = 280 - 22 = 258\ V$

$Vin(av) = Vin,(min) + \frac{1}{2} Vripple = 258 + 11 = 269\ V$

$$Cin = \frac{Pin}{F(line)[Vin,(max)^2 - Vin,(min)^2]}$$

$$Cin = \frac{33 / 0.75}{50 \times [280^2 - 258^2]} = 74.35\ \mu F$$

$$T_C = \frac{1}{2\pi F(line)} \cos^{-1}\left(\frac{Vin,(min)}{Vin,(max)}\right) = \frac{1}{2\pi \times 50} \cos^{-1}\left(\frac{258}{280}\right) = 1.27 \text{ ms}$$

$$I_{dc} = \frac{Pin}{Vin(av)} = \frac{44}{269} = 0.1635 \text{ A}$$

$$I_2[max] = \left(\frac{T(line)}{2T_C}\right) I_{dc} = \left(\frac{0.02}{2 \times (1.27 \times 10^{-3})}\right) \times 0.1635 = 1.287 \text{ A}$$

$$I_2(av) = \sqrt{\frac{2T_C}{T}} \times I_2(max) = \sqrt{\frac{2 \times 1.27 \times 10^{-3}}{0.02}} \times 1.287 = 0.458 \text{ A}$$

$$I_C(av) = \sqrt{\left(I_{dc}^{\,2} + I_2^{\,2}(max)\right)} = \sqrt{\left(0.1635^{\,2} + 1.287^{\,2}\right)} = 1.297 \text{ A}$$

∴ ค่า Cin = 74.35 μF

$I_C(av)$ = 1.297 A

$V_C \geq Vs(max) \geq 342$ VDC

พิจารณาเลือก 100 μF 400 V 2 A

3.2 การออกแบบหม้อแปลงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์โดยวิธีแอเรียโปรดักท์ (Area Product)

กำหนดให้ แรงดันตกคร่อมไดโอด (Vd) = 1 V แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต(Vrl)เป็น 10 % ของ Voมีค่าเท่ากับ 0.33 โวลต์

B_m = 0.2 T (ความหนาแน่นของแกนเหล็กอิ่มตัวที่ 0.3T ควรเลือกให้น้อยกว่านั้น)

K_w = 0.4

J = 3 A/m^2 (ความหนาแน่นของกระแส)

Vs = 220 Vac±10%

Vs(max) = 342 Vp, Vs(min) = 280 Vp

แรงดันกระเพื่อมที่ยอมรับได้ 10% = 220×0.1 =22 V จะได้ แรงดันกระแสตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์เป็น

Vin (max) = Vs(max) = 342 V

Vin (min) = Vs(min) – Vripple = 280 – 22 = 258 V

มีแรงดันตกคร่อม สวิตช์ (ขณะ มอสเฟส ทำงาน) เลือกจาก data sheet มีค่าเท่ากับ 2 V

Vin (min) = 258 – 2 = 256 V

Dmax = 0.4, Dmin = [Vin (min) × Dmax] / Vsmax

Dmin = (256 × 0.4) / 342 =0.299 เลือกค่าประมาณ 0.3

$Po2 = (Vo + Vrl + Vd) \times Io = (3.3 + 0.33 + 1) \times 10 = 46.33$ Watts

แอเรียโปรดักท์ของหม้อแปลงหาได้จาก

$$A_P = \frac{\sqrt{D_{max}}\left(Po2\left(1+\frac{1}{\eta}\right)\right)}{K_w B_m J f_s}$$

$$A_P = \frac{\sqrt{0.4}\left(46.33\left(1+\frac{1}{0.8}\right)\right)\times 10^{-6}}{0.4\times 0.2\times 3\times 100\times 10^{3}} = 2.74703\times 10^{-9}\ m^4 \text{ or } 2747.03\ mm^4$$

พิจารณาเลือกแกนเหล็ก จากตารางที่ 1 จะได้แกนเหล็ก EI 40/35, $A_C = 148\ mm^2$, $A_W = 108\ mm^2$, $A_P = 15984\ mm^4$ $\ell_m = 76.9$ mm

หาจำนวนรอบ N_1 และ N_2

ขดลวดไพรมารี่ (N_1) หาได้จาก $N_1 = \frac{D_{min} V_{max}}{A_C B_m fs} = \frac{342\times 0.3}{148\times 10^{-6}\times 0.2\times 100\times 10^{3}} = 34.66$

เลือกค่าประมาณ 36 รอบ

อัตราส่วนจำนวนรอบ(Turn ratio) $n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{Vo + Vrl + Vd}{V_{in}(min)\times D_{max}} = \frac{(3.3+0.33+1)}{256\times 0.4} = 0.0452$

$N_2 = nN_1 = 0.0452\times 36 = 1.6277 \approx 2$ รอบ

$$N_1 = \frac{N_2}{n} = \frac{2}{0.0452} = 44 \text{ รอบ}$$

หากระแสที่ไหลทางด้าน ไพรมารี่, เซคั่นดารี่ และขดลวด รีเซ็ท

$I_2 = Io\times\sqrt{Dmax} = (10)\times\sqrt{0.4} = 6.324$ A

$I_1 = nI_2 = 0.0452\times 6.324 = 0.2859$ A

$$L_1 = \frac{\mu 0 \mu r Ac N^2}{\ell_m}$$

$\mu r \approx 2500$

$$L_1 = \frac{2500\times 4\pi\times 10^{-7}\times 148\times 10^{-6}\times 44^2}{76.9\times 10^{-3}} = 11.7 mH$$

$$Imag = \frac{Dmax\ Vs(min)}{fsL_1}$$

$$I_{mag} = \frac{0.4\times 256}{100\times 10^{3}\times 11.7\times 10^{-3}} = 0.08752 \text{ A}$$

$$I_3 = I_{mag}\sqrt{\frac{1-Dmax}{3}} = (0.08752) \times \sqrt{\frac{1-0.4}{3}} = 0.03914\ A$$

หาขนาดของขดลวด

จาก $a = \frac{I}{J}$

-ทางด้าน ไพรมารี่

$$a_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{0.2859}{3} = 0.0953\ mm^2$$ เลือกลวดเบอร์ 27 1 เส้น $a = 0.1022\ mm^2$

-ทางด้าน เซคั่นดารี่

$$a_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{6.324}{3} = 2.108\ mm^2$$ เลือกลวดเบอร์ 21 4 เส้น $a = 0.412\ mm^2$

--ขดลวด รีเซ็ท

$$a_3 = \frac{I_3}{J} = \frac{0.03914}{3} = 0.013046\ mm^2$$ เลือกลวดเบอร์ 31 1 เส้น $a = 0.0401\ mm^2$

Cross Check

$$A_W K_W \geq \sum_{i=1}^{m} a_i N_i$$

$$108 \times 0.4 \geq (0.1022 \times 44) + (0.412 \times 4 \times 2) + (0.0401 \times 44)$$

$$43.2 \geq 9.5572$$

สามารถพันลงบนแกนได้

3.3 การออกแบบ ตัวเหนี่ยวนำ(L) ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

Vs(max) = 342 V มีแรงดันตกคร่อม มอสเฟตกำลัง ประมาณ 2 V

Vs(max) = 340 V

แรงดันทาง เซคั่นดารี่ = $\frac{340}{22} = 15.45$ V

Vsec =15.45 V

Vo = 3.3 V

Io = 10 A

fs = 100 KHz

คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ(L)

$$L = \frac{Vo(1-Dmin)}{\Delta Ifs}$$

ΔI คิดที่ 10 % ของ Io = 1 A ; $Dmin = \frac{Vo}{Vsec} = \frac{3.3}{15.45} = 0.213$

$$L = \frac{3.3 \times (1 - 0.0.213)}{1 \times 100 \times 10^{3}} = 25.97 \mu H$$ เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำเผื่อไว้เป็น 50 μ H

-ใช้วิธีการของแอเรียโปรดักท์

จาก $E = \frac{1}{2} L I_m^{2}$; $I_m = Io + \frac{\Delta I}{2}$

$$I_m = 10 + \frac{1}{2} = 10.5 \text{ A}$$

$$E = \frac{1}{2} \times 50 \times 10^{-6} \times (10.5^{2}) = 2.756 \times 10^{-3} \text{ Joules}$$

$A_P = A_C A_W = \frac{2E}{K_W K_C J B_m}$; กำหนดให้ J = 3 A/m^2 ; B_m = 0.2 T ; K_W = 0.6 ; K_C = 1

$$A_P = \frac{2 \times 2.756 \times 10^{-3}}{0.6 \times 1 \times 3 \times 10^{6} \times 0.2} = 1.531 \times 10^{-8} \text{ } m^4 \text{ หรือ } 15310 \text{ } mm^4$$

เลือกแกนเหล็ก EI 40 (สะดวกในการพัน) A_P = 15984 mm^4, A_C = 148 mm^2 , A_W = 108 mm^2 , ℓ_e = 76.9 mm

หาขนาดจำนวนรอบในการพัน

จาก $N = \frac{LI_m}{A_C B_m} = \frac{10.5 \times 50 \times 10^{-6}}{148 \times 10^{-6} \times 0.2} = 17.7 \approx$ 18 รอบ

คำนวณขนาดของ ช่องว่างอากาศ(Air gap)

$$L_g = \frac{\mu 0 N^2 A_C}{L} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times (18^{2}) \times 148 \times 10^{-6}}{50 \times 10^{-6}} = 1.2 mm$$

(แต่ในทางปฏิบัติอาจพันขดลวดได้ประมาณ 12 รอบและปรับช่องว่างอากาศ เพื่อให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวที่ 50 μH

-หาขนาดลวดตัวนำ ; $a = \frac{I}{J}$

$$a = \frac{10}{3} = 3.33 \text{ } mm^2$$

เลือกลวดเบอร์ 19 5 เส้น มี a = 0.653 mm^2

Cross check

$$A_W K_W > aN$$

$$108 \times 0.6 > (5 \times 0.653 \times 12)$$

สามารถพันลงบนแกนเหล็กนี้ได้

3.4 การออกแบบหม้อแปลงกระแส (CURRENT TRANSFORMER)

คำนวณค่ากระแสสูงของไพรมารี่[Ip(peak)]

$$I_P(peak) = \frac{P_{o2}T}{\eta Vin,(min)\,Ton(max)} + \frac{[Vin,(min) - Vce(sat)]\,To(max)}{L_P}$$

$$L_P = \frac{\mu 0 \mu r A_C N_1^{\,2}}{\ell_e} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 2500 \times 148 \times 10^{-6} \times 44^{\,2}}{76.9 \times 10^{-3}} = 11.7\text{mH}$$

$$T = \frac{1}{fs} = \frac{1}{100 \times 10^{3}} = 10 \times 10^{-6}\ \text{s}\ ,\ Ton(max)\ [\ \text{จะเผื่อไว้ที่ 20 \% ของคาบเวลาเพื่อ}$$

ป้องกันค่าผิดพลาดจากการพันขดลวด = 0.4T

$$I_P(peak) = \frac{33 \times 10 \times 10^{-6}}{0.75 \times 258 \times 4 \times 10^{-6}} + \frac{(258 - 1) \times 4 \times 10^{-6}}{11.7 \times 10^{-3}} = 0.5142\ \text{A}$$

$\therefore$ กระแสที่ไหลในขดลวด ไพรมารี่ (Ip) = 0.5142 A

เราต้องการ V_S = 2.5 V กำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงที่ Ns = 50 ถึง 1000 รอบ สำหรับการเลือกแกนเฟอร์ไรต์เลือกที่ 2:100

จาก $\frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S}$

$$I_S = \frac{N_P I_P}{N_S} = \frac{1 \times 0.5142}{50} = 0.010284\ \text{A}$$

$$R = \frac{V_S}{I_S} = \frac{2.5}{0.010284} = 243\Omega$$ เลือกค่าความต้านทาน 230 Ω

จาก $V_S = \frac{N_S B_m A_C}{t1}$

$$A_C = \frac{V_S t1}{N_S B_m}$$

Ts = 10 μS , $t1 = \frac{Ts}{2} = \frac{10 \times 10^{-6}}{2} = 50 \times 10^{-6}$ S ; B_m คิดที่ 20 % ของ 0.1=0.02

$$A_C = \frac{2.5 \times 5 \times 10^{-6}}{50 \times 0.02} = 12.5\ \text{mm}^2$$

เลือกใช้แกนเหล็ก T20 A_C = 22 mm^2 , A_W = 95 mm^2 ; A_P = 2130 mm^4

พิจารณาเลือกลวดอาบน้ำยา

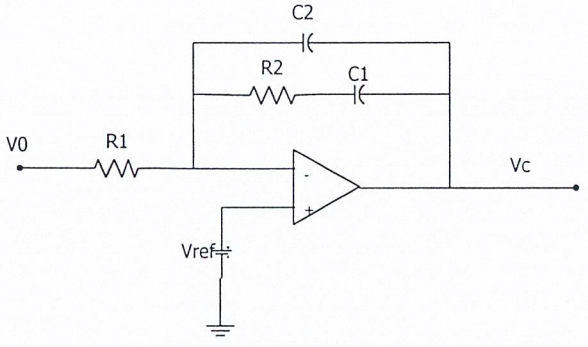
ไพรมารี่ ; $a_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{0.5142}{2} = 0.2571\ \text{mm}^2$ เลือกลวดเบอร์ 23 1 เส้น

a = 0.259 mm^2

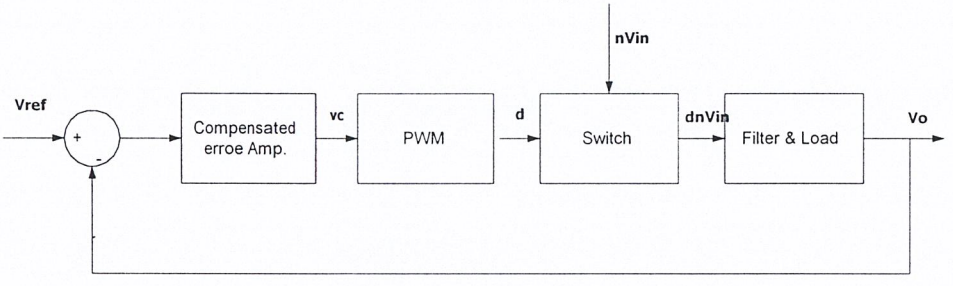
เซคั่นดารี่ $a_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{0.010284 \times 10^{-6}}{2} = 0.005\ \text{mm}^2$ เลือกลวดเบอร์ 42 1 เส้น

a =0.00314 mm^2

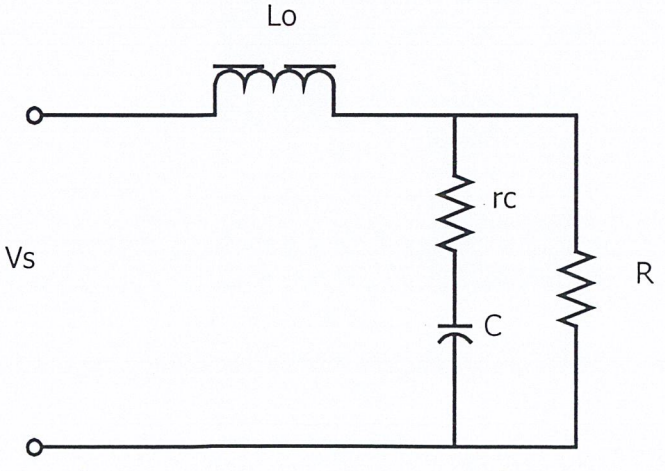
3.5 การออกแบบวงจรชดเชยสำหรับโหมดควบคุมด้วยแรงดัน



รูป ที่3.1 แสดงวงจรการชดเชยของ โหมดควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่3.2 บล็อคไดอะแกรมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย



รูปที่3.3 วงจรทางด้านเอาต์พุตของสวิตช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

Filter Transfer function

$$\frac{Vo(s)}{d(S)} = \frac{Vs}{LC}\left[\frac{1+sCrc}{s^2(1+\frac{rc}{R})+s(\frac{1}{RC}+\frac{rc}{L})+\frac{1}{LC}}\right]$$

เมื่อ rc << R

$$\therefore \quad \frac{Vo(s)}{d(s)} \approx \frac{Vs}{LC}\left[\frac{1+sCrc}{s^2+s(\frac{1}{RC}+\frac{rc}{L})+\frac{1}{LC}}\right]$$

พิจารณาที่ Error Amp Compensation Transferfunction

$$\frac{Vc(s)}{Vo(s)} = \frac{s+\frac{1}{R2C2}}{R1C2s(s+\frac{C1+C2}{R2C1C2})} \approx \frac{s+\frac{1}{R2C1}}{R1C2s(s+\frac{1}{R2C2})}$$

จากการออกแบบสวิตช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ได้ค่าอุปกรณ์ต่างๆดังต่อไปนี้

Vp = 1.8 V , Vs = 15.54 V , L = 50 μH , C = 4700 μF , rc = 11 mΩ , R load ที่ Full load 0.33 Ω

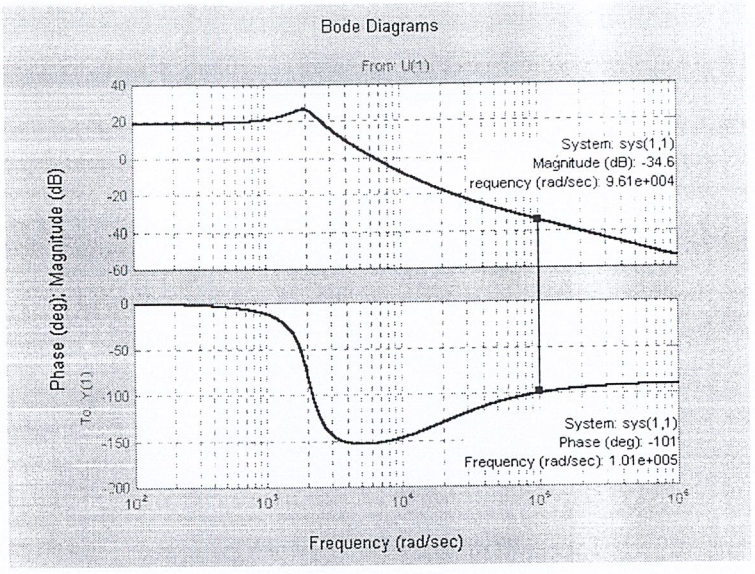
แต่ทรานเฟอร์ฟังชั่น ของ PWM

$$\frac{d(s)}{Vc(s)} = \frac{1}{Vp}$$

$$\therefore \frac{Vo(s)}{Vc(s)} = \frac{1}{Vp}\frac{Vs}{LC}\left[\frac{1+sCrc}{s^2(1+\frac{rc}{R})+s(\frac{1}{RC}+\frac{rc}{L})+\frac{1}{LC}}\right]$$

$$\therefore \frac{Vo(s)}{Vc(s)} = \left[\frac{1}{1.8}\right]\left[\frac{15.54}{50\times10^{-6}4700\times10^{-6}}\right]\left[\frac{1+s(11\times10^{-3}\times4700\times10^{-6})}{s^2+s(\frac{1}{0.33\times4700\times10^{-6}}+\frac{11\times10^{-3}}{50\times10^{-6}})+\frac{1}{(50\times10^{-6})\times(4700\times10^{-6})}}\right]$$

นำทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นมา พลอตโบดไดอะแกรม



รูปที่3.4 โบดไดอะแกรมของระบบเดิม

ขั้นที่1 พิจารณาที่ $\frac{1}{6}$ ของความถี่สวิตช์ชิ่ง ประมาณ 16.667 KHz หรือประมาณ 100000 rad/sec

ขั้นที่2 จากระบบรวมที่ $\frac{1}{6}$ ของความถี่ fs มีค่าเท่ากับ -34.26 db และมีมุมเฟส $= -100.5^0$

ขั้นที่3 ทำการชดเชยที่ +34.26 db ที่ $\frac{1}{6}$ fs ที่ทำให้ loop gain เป็น 1 คือ 0 db

$\therefore$ เกน Vo/Vi มีค่าเท่ากับ

$$34.26 \text{ db} = 20\log\left(\frac{Vo}{Vi}\right)$$

$$\frac{Vo}{Vi} = 10^{\frac{34.26}{20}} = 51.64$$

$$\therefore \quad \frac{R1}{R2} = 51.64$$

กำหนดให้R1 = 1KΩ , R2 = 52 KΩ

K	θ_c
2	-233°
2.5	-224°
3	-217°
4	-208°
5	-203°
6	-199°

ตารางที่ 3.1 K facter และมุมเฟส

ขั้นที่4 จากตาราง เลือก K = 4 ทำให้มี มุมเลื่อน -208° ทำให้มีเฟสมาจินเข้าใกล้ 45°

∴ เฟสมาจิน จะเท่ากับ 360°-100.5°-208° = 51.5°

$$\omega z = \frac{\omega co}{K} = \frac{2\pi(16.66kHz)}{4} = 26{,}180 = \frac{1}{R2C1}$$

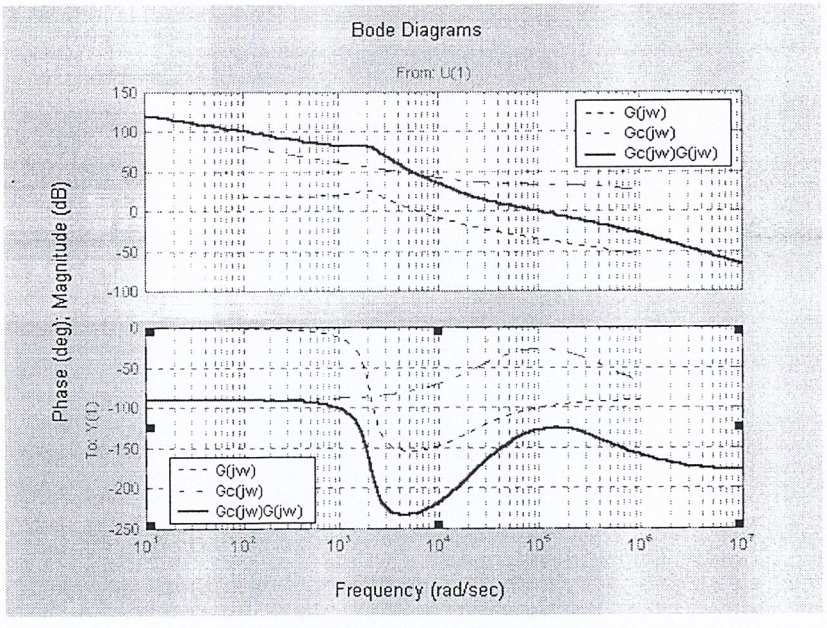
$$C1 = \frac{1}{R2\omega z} = \frac{1}{(26{,}180)(52\times10^{3})} = 734.55pF$$

$$\omega p = K\omega co \approx \frac{1}{R2C2}$$

$$C2 = \frac{1}{(52\times10^{3})(4)(2\pi)(16.667\times10^{3})} = 45.9pF$$

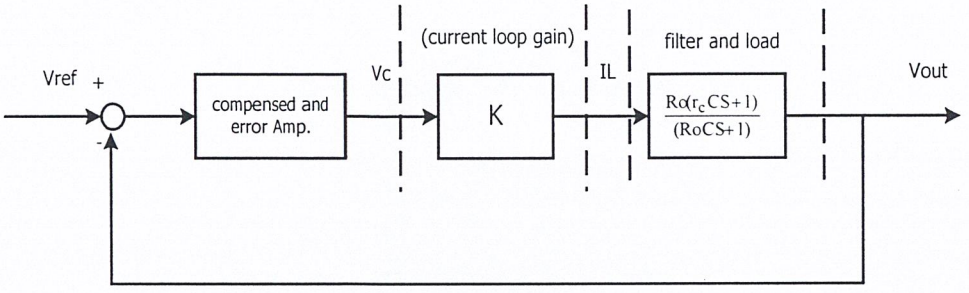
จได้ค่า R และ C ดังนี้

R1 = 1 KΩ , R2 = 52 KΩ , C1 = 734.55 pF , C2 = 45.9 pF



รูปที่3.5 แสดงการชดเชยและระบบเมื่อทำการชดเชยแล้ว

3.6 การออกแบบการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส



รูปที่ 3.6 บล็อคไดอะแกรมสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส

การชดเชยในโหมดควบคุมด้วยกระแส เราจะพิจารณาในส่วนของวงจรฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตซึ่งประกอบด้วย โหลด(Ro) คาปาซิเตอร์ทางด้านเอาต์พุต (C)และESR(rc) ดังรูปที่ 2.52 ซึ่งสามารถหาความถี่หักมุมของโพลและซีโร่ได้ดังนี้

$$F_p = \frac{1}{2\pi R_o C} \quad \text{และ} \quad F_z = \frac{1}{2\pi r_c C}$$

ค่าต่างๆในวงจรมีดังนี้

Co=4700 uF, r_c= 11 mΩ (min) และ 150 mΩ (max)

จะได้

$$F_p(1A) = \frac{1}{2\pi \times 3.3 \times 4700 \times 10^{-6}} = 10.26\text{Hz}$$

$$F_p(10A) = \frac{1}{2\pi \times 0.33 \times 4700 \times 10^{-6}} = 102.6\text{Hz}$$

$$F_z(\text{high}) = \frac{1}{2\pi \times 11 \times 10^{-3} \times 4700 \times 10^{-6}} = 3078\text{Hz}$$

$$F_z(\text{low}) = \frac{1}{2\pi \times 150 \times 10^{-3} \times 4700 \times 10^{-6}} = 226\text{Hz}$$

$$K = \frac{I_L(\max)}{V_c(\max)}$$

$$I_L(\max) = Vo\left(\frac{1}{R_o} + \frac{1-D}{2 \times L \times F_s}\right) = 3.3\left(\frac{1}{0.33} + \frac{1-0.4}{2 \times 50 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{3}}\right) = 10.2\text{A}.$$

$$I_P(\max) = I_P + I_P\text{mag} = \frac{P_o}{\eta V_{in}(\min) D(\max)} + \left(\frac{V_{in}(\min) - V_{DS}(\text{sat})}{f_S L_P}\right)D$$

ดังนั้น $I_P(\max) = \frac{33}{0.75 \times 280 \times 0.4} + \left(\frac{279 \times 0.4}{11.7 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{3}}\right) \cong 0.5\text{A}$

Vs(max)=Vc(max)=2.2 V.(ที่ Rs=220 Ω)

$\therefore K = \frac{10.2}{2.2} = 4.636$

ค่าเกนที่ 1/10 ของความถี่สวิตชิ่งมีค่าเท่ากับ 3.2 dB.

ในการชดเชยจะใช้วงจรชดเชยในรูป 2.50(ก)ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_o(s)} = \frac{R2}{R1} \bullet \frac{1}{R2C2s + 1}$$

กำหนดเลือก $\frac{R2}{R1} = 40$ (32dB.)

ชดเชยให้ความถี่ที่ 10 kHz.มีค่าเป็น 0 dB.หาได้จาก

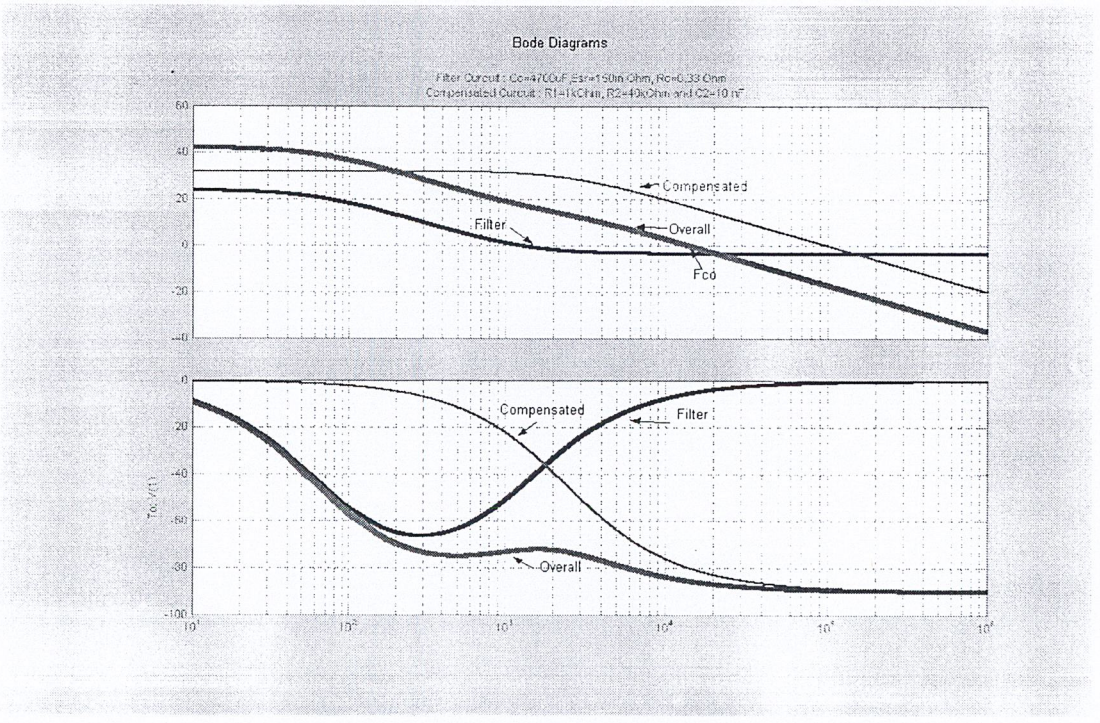
$$0 \text{ dB.} = -3.2 + 32 - 20\log\frac{10 \times 10^3}{Fpc}$$

$\because$ Fpc=363 Hz.

เลือกค่า R1=1K, R2=40K หาค่าC2 ได้จาก

$$F_{pc} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

$$\therefore C_2 = \frac{1}{2\pi \times 40 \times 10^3 \times 363} = 10.96\text{nF} \approx 10\text{nF}$$

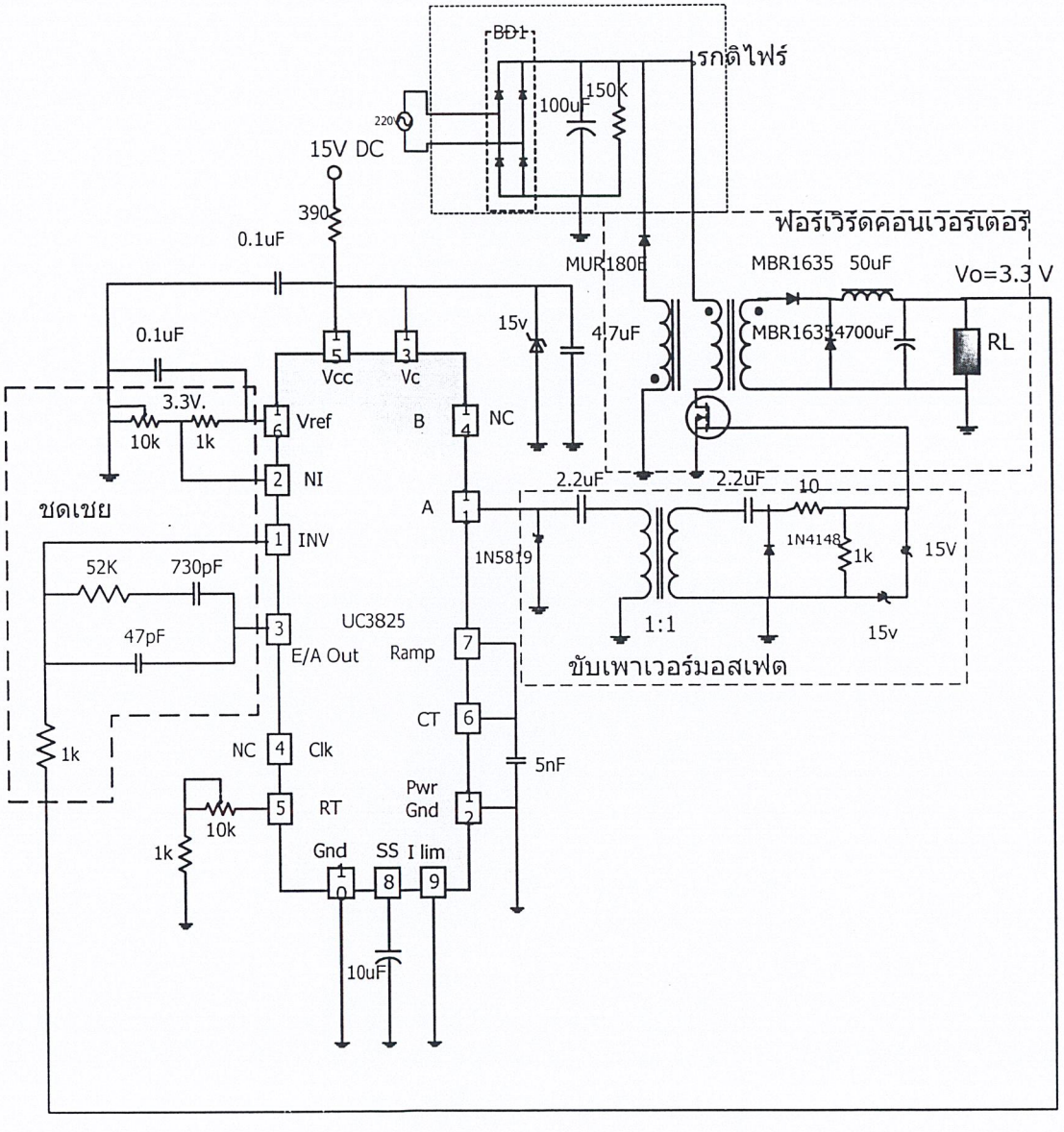


รูปที่ 3.7 แสดงโบดไดอะแกรมเมื่อก่อนชดเชย, ของตัวชดเชย และเมื่อทำการชดเชยแล้ว

บทที่ 4

การสร้างและการทดลอง

4.1 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ กระแส 10 แอมป์ในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่ 4.1 วงจรโดยรวมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ควบคุมด้วยโหมดควบคุมด้วยแรงดัน

การทดลองที่1 การทดสอบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน

การทดลองนี้หลังจากออกแบบทั้งหมดตั้งแต่ ภาคอินพุตและเรกติไฟร์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ และวงจรสำหรับควบคุม แล้วนำมาต่อรวมกัน ในการควบคุมด้วยโหมดแรงดันนี้ เอาต์พุตจะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง เพื่อรักษาระดับแรงดันที่เอาต์พุตให้คงที่ที่ค่าแรงดันอินพุตและโหลดค่าต่างๆ สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตไม่เกิน ± 0.03 โวลต์ ของแรงดันอ้างอิง 3.30 โวลต์

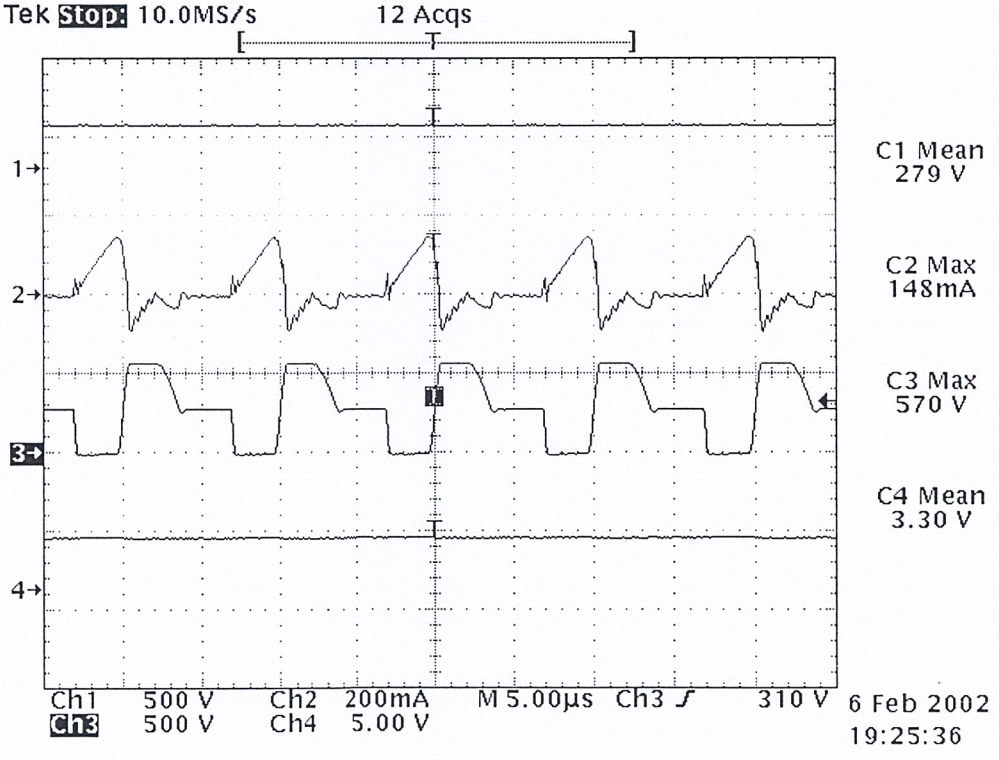
ผลการทดลอง

ช่องสัญญาณที่1 แรงดันอินพุตก่อนเข้าคอนเวอร์เตอร์

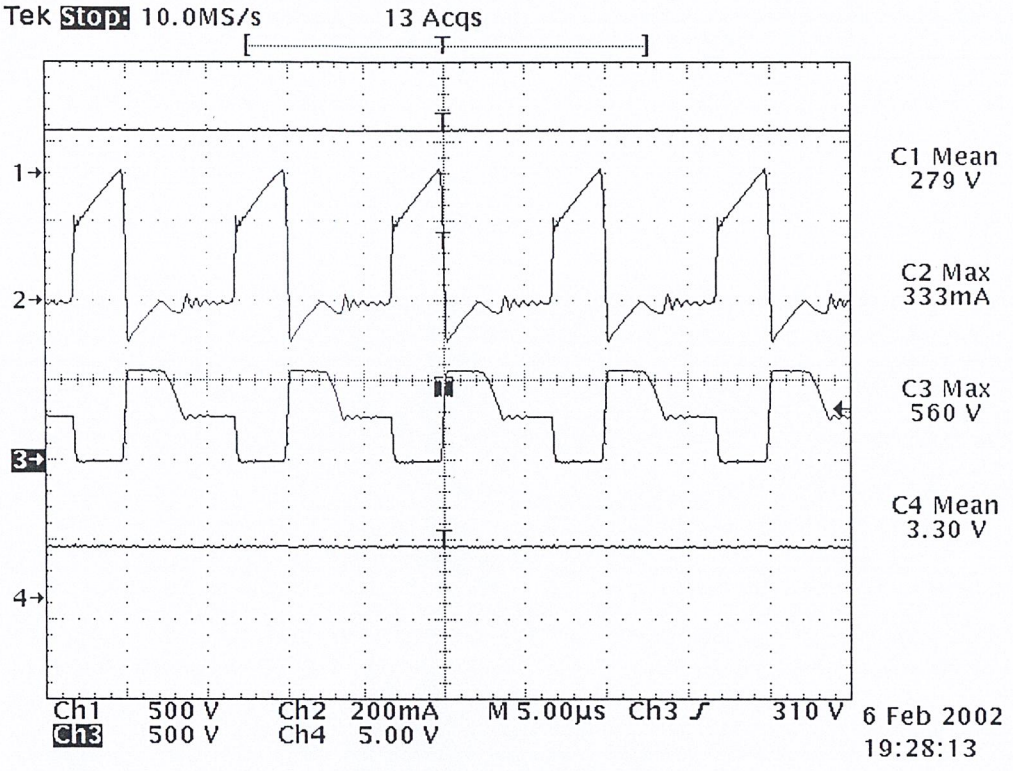
ช่องสัญญาณที่2 กระแสไพรมารี่และดีแมกเนไตซิ่ง

ช่องสัญญาณที่3 แรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต

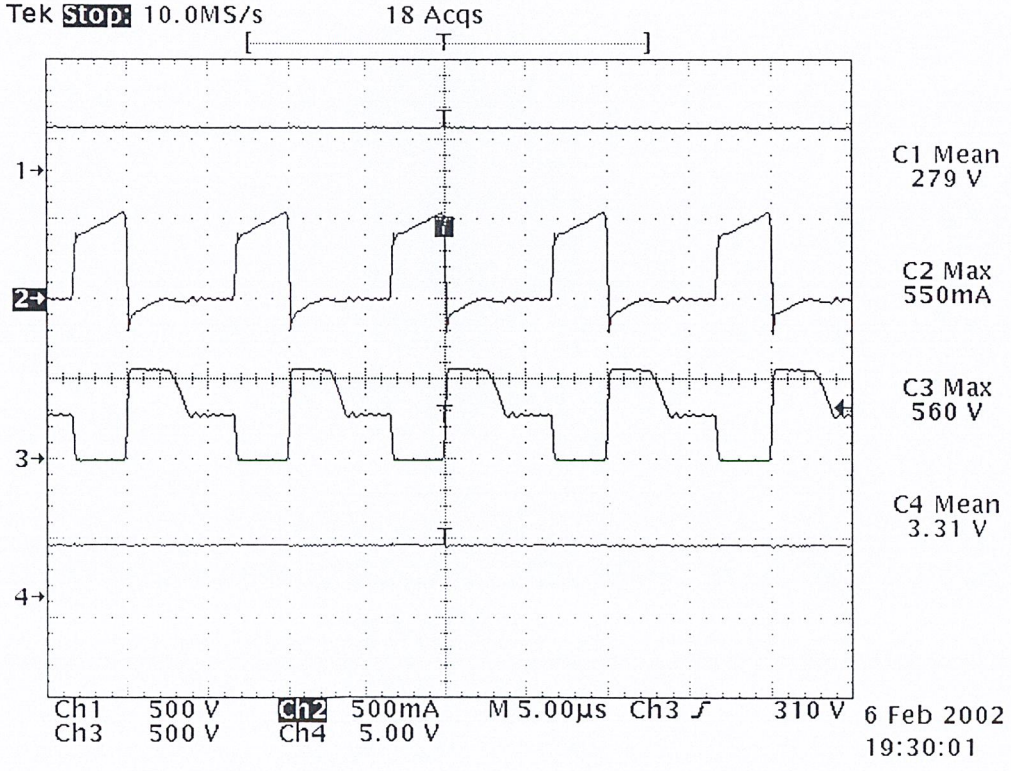
ช่องสัญญาณที่ 4 แรงดันเอาต์พุต



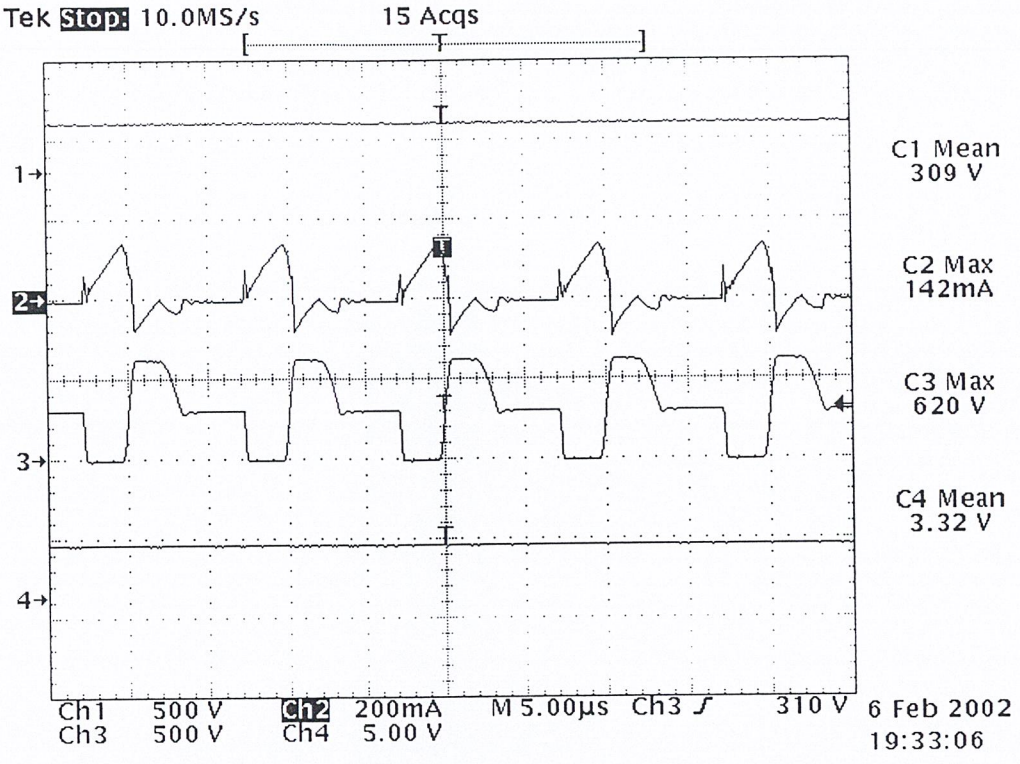
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 1 แอมป์



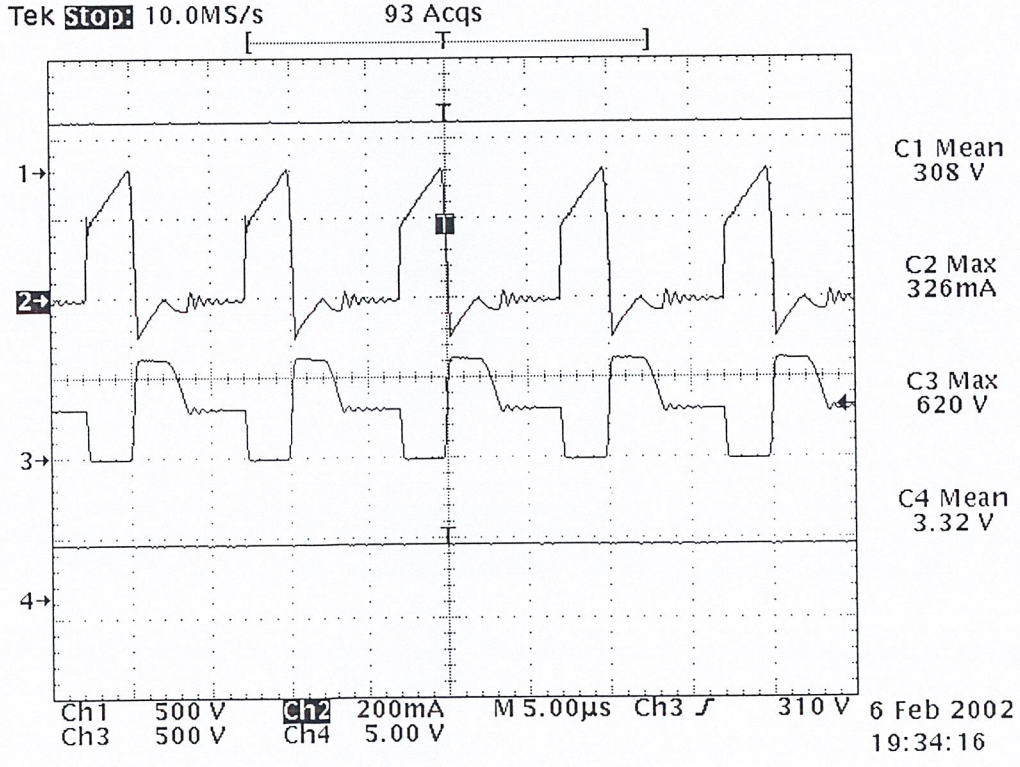
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 5 แอมป์



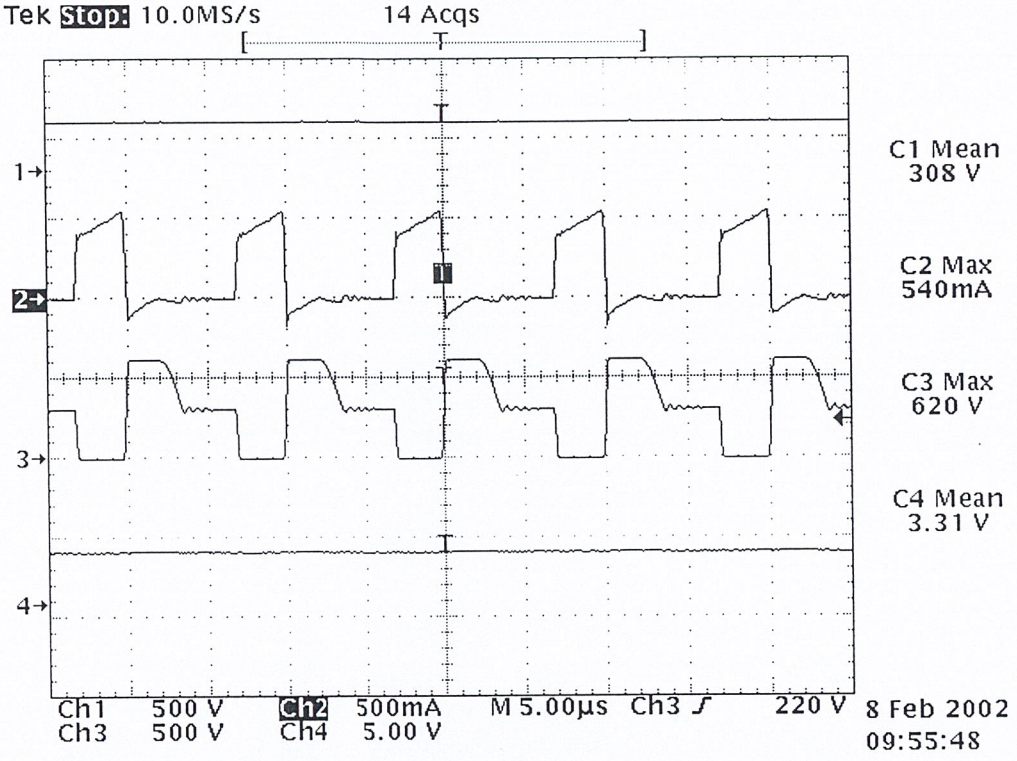
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 10 แอมป์



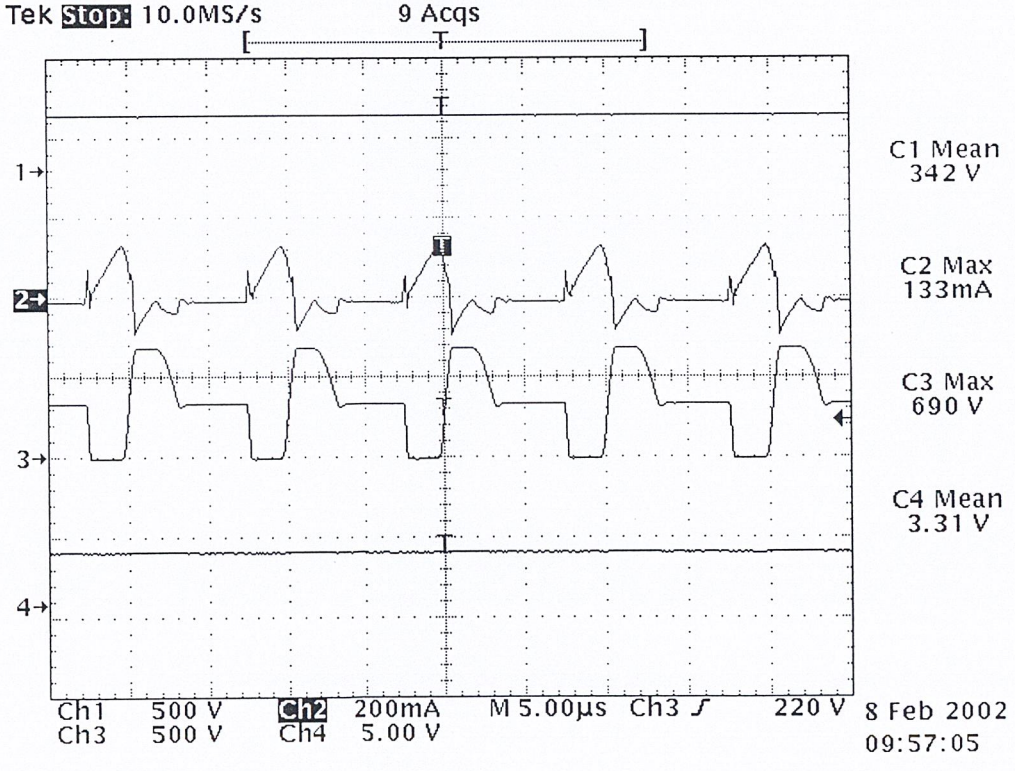
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 1 แอมป์



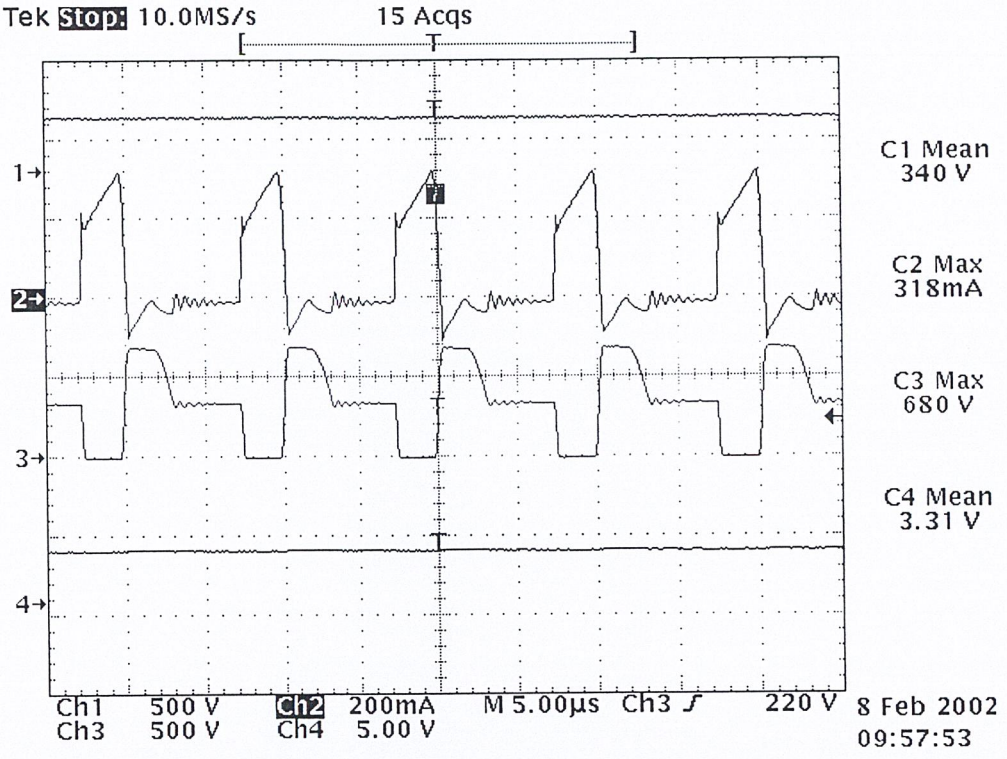
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 5 แอมป์



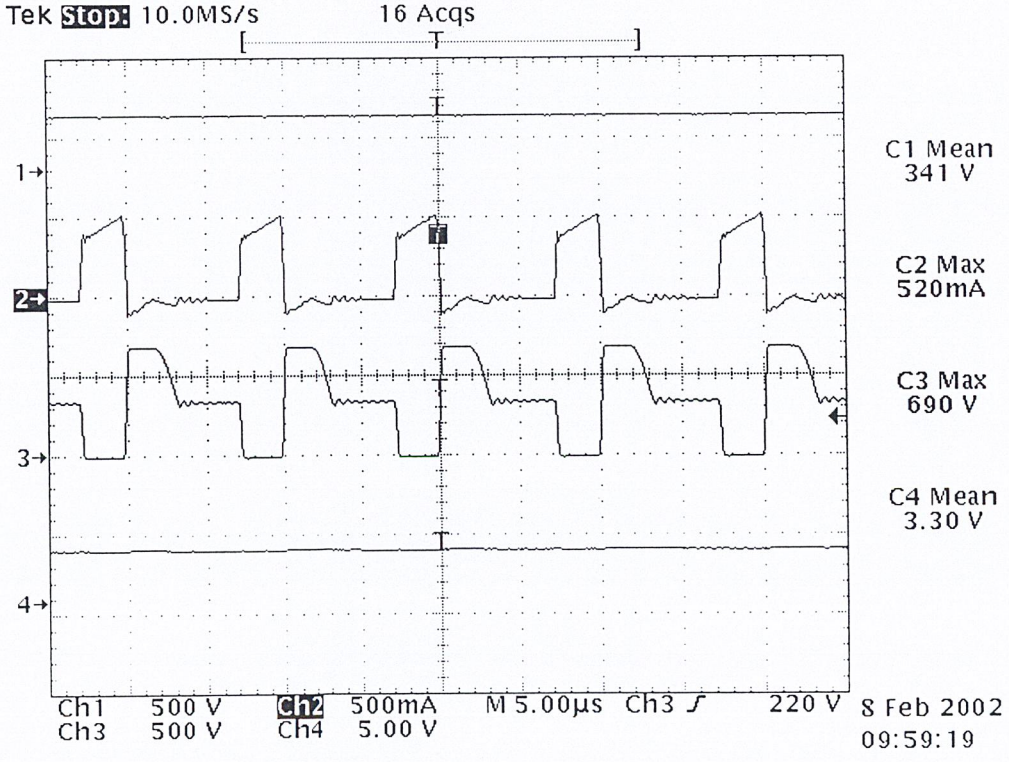
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 10 แอมป์



รูปที่ 4.8 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 1 แอมป์



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 5 แอมป์



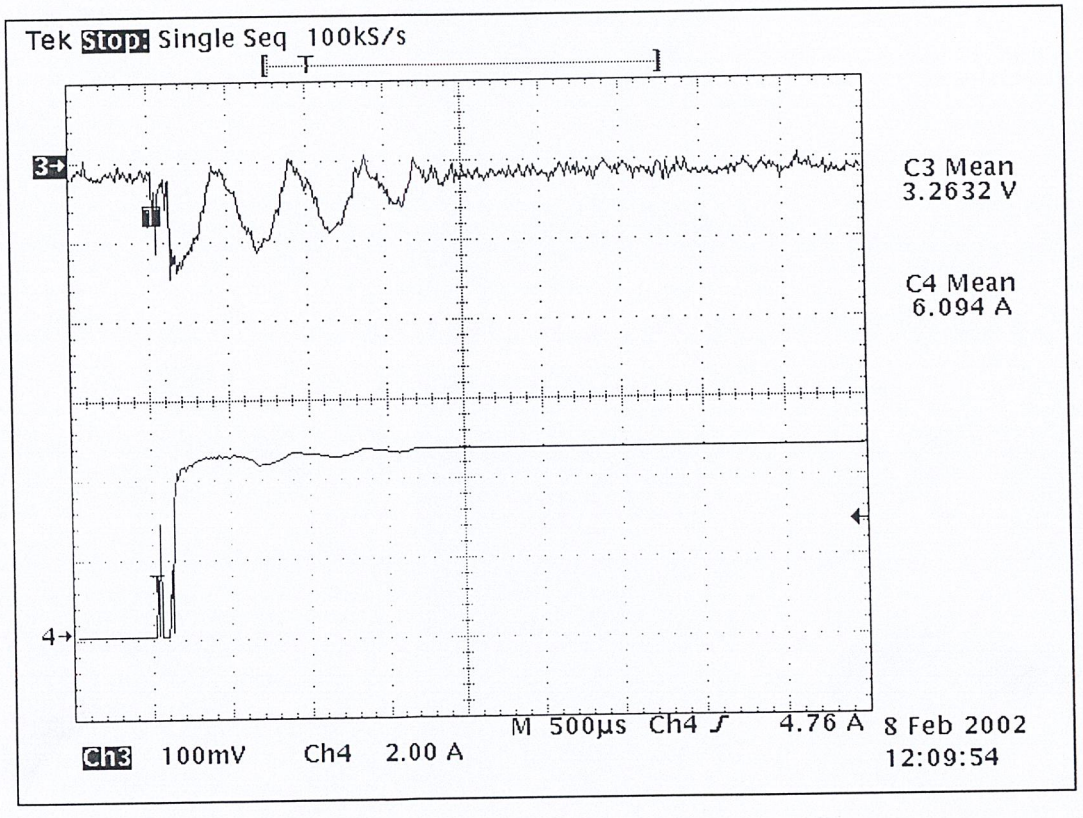
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 10 แอมป์

การทดลองที่ 2 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

เสถียรภาพของวงจรควบคุมจะสามารถสังเกตเห็นได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด (Transient response) ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยการเปลี่ยนแปลงของโหลดจากค่ากระแสเปลี่ยนแปลงที่ 50 เปอร์เซ็นต์ ในการทดลองนี้จะทำการเปลี่ยนแปลงกระแสจาก 2 แอมป์ไปที่ 7 แอมป์ ที่แรงดันกระแสสลับอินพุตที่ 220 โวลต์

ช่องสัญญาณที่1 แรงดันทางด้านเอาต์พุต

ช่องสัญญาณที่2 กระแสทางด้านเอาต์พุต



รูปที่4.11 ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใดจาก 2 แอมป์ไป 7 แอมป์ที่แรงดันกระแสสลับอินพุต 220 โวลต์

จากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดทันทีทันใด ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงจะเข้าสู่สภาวะคงที่ภายใน 1.5 มิลลิวินาที

การทดลองที่3 กำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพ

การทดสอบการจ่ายโหลดที่กระแส 10 ค่าคือ 1แอมป์ถึง 10 แอมป์ ค่าแรงดันอินพุตกระแสสลับที่ต่างกันคือ ที่ 198, 220 และ 242 โวลต์ตามลำดับ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยการวัดประสิทธิภาพจะเริ่มที่อินพุตของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุต280,311และ342 โวลต์ตามลำดับมีค่าดังต่อไปนี้

(*หมายเหตุ*:โหลดที่ใช้ทดสอบเป็นโหลดความต้านทานค่า 10 โอห์ม ต่อขนานกัน 3 ตัวจำนวน 10 ชุด)

ลำดับที่	กำลังไฟฟ้าอินพุต(วัตต์)	กระแสเอาต์พุต (แอมป์)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	กำลังเอาต์พุต (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (เปอร์เซนต์)
1.	3.92	0.91	3.31	3.02	77.02
2.	7.92	1.87	3.32	6.20	78.21
3.	11.10	2.64	3.30	8.71	78.62
4.	15.98	3.83	3.31	12.64	79.10
5.	20.28	4.81	3.29	15.92	78.52
6.	23.96	5.72	3.29	18.82	78.44
7.	28.57	6.62	3.30	21.78	76.27
8.	33.17	7.52	3.31	24.82	74.82
9.	37.79	8.50	3.30	28.14	74.46
10.	42.01	9.37	3.29	30.91	73.55

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพโดยแรงดันอินพุตที่ 198 โวลต์

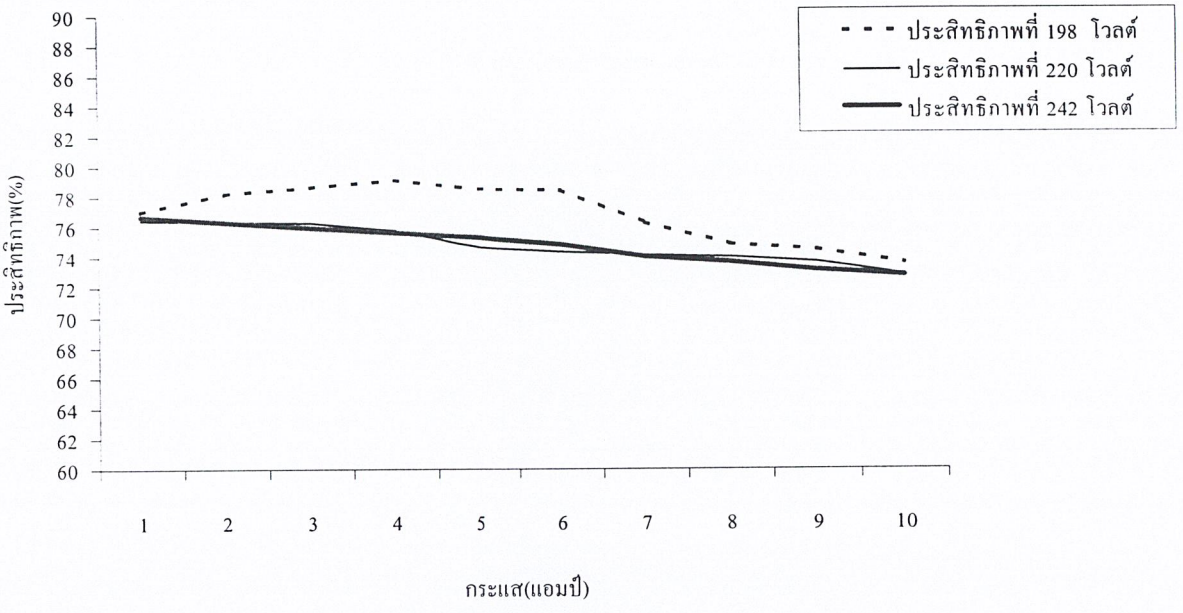
ลำดับที่	กำลังไฟฟ้าอินพุต(วัตต์)	กระแสเอาต์พุต (แอมป์)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	กำลังเอาต์พุต (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (เปอร์เซนต์)
1.	3.90	0.90	3.30	2.98	76.43
2.	8.07	1.86	3.31	6.16	76.34
3.	9.33	2.15	3.31	7.12	76.26
4.	16.49	3.80	3.29	12.50	75.77
5.	21.49	4.83	3.31	16.04	74.65
6.	25.32	5.72	3.30	16.88	74.36
7.	29.41	6.63	3.29	21.81	74.13
8.	36.78	8.22	3.31	27.21	73.98
9.	38.63	8.56	3.31	28.38	73.64
10.	42.91	9.42	3.31	31.27	72.81

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพโดยแรงดันอินพุตที่ 220 โวลต์

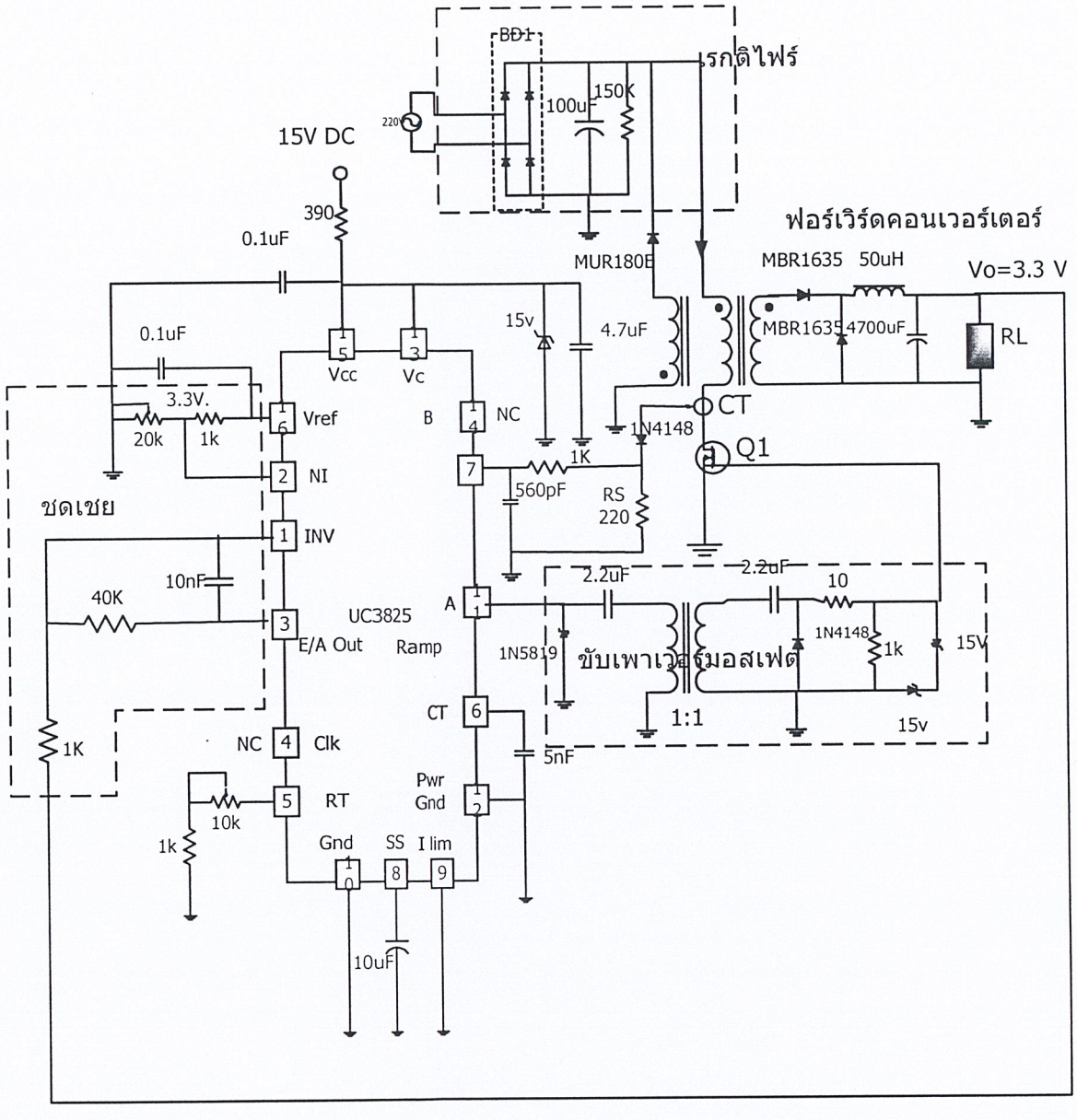
ลำดับที่	กำลังไฟฟ้าอินพุต(วัตต์)	กระแสเอาต์พุต (แอมป์)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	กำลังเอาต์พุต (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (เปอร์เซนต์)
1.	3.92	0.91	3.30	3.01	76.66
2.	8.1	1.87	3.31	6.19	76.30
3.	10.84	2.48	3.32	8.23	75.92
4.	16.68	3.81	3.30	12.61	75.60
5.	19.96	4.56	3.31	15.03	75.28
6.	23.17	5.74	3.29	17.34	74.84
7.	29.56	6.65	3.29	21.88	74.01
8.	36.53	8.18	3.31	26.91	73.65
9.	38.32	8.46	3.30	28.01	73.10
10.	42.94	9.41	3.31	31.24	72.74

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพโดยแรงดันอินพุตที่ 242 โวลต์

กราฟแสดงประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดควบคุมด้วยแรงดัน



4.2 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ กระแส 10 แอมป์ในโหมดควบคุมด้วยกระแส



รูปที่ 4.13 วงจรโดยรวมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ควบคุมด้วยโหมดควบคุมด้วยแรงดัน

การทดลองที่4 การทดสอบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ในโหมดควบคุมด้วยกระแส

การทดลองนี้หลังจากออกแบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ได้พัฒนามาจากโหมดควบคุมด้วยแรงดันในพิกัดเดียวกัน เปลี่ยนมาเป็นการควบคุมในโหมดควบคุมด้วยกระแส ลักษณะรูปคลื่นสัญญานต่างๆ แสดงได้ตามผลการทดลองนี้ และสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดการควบคุมด้วยกระแสนี้สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตไม่เกิน ± 0.03 โวลต์ ของแรงดันอ้างอิง 3.30 โวลต์ได้

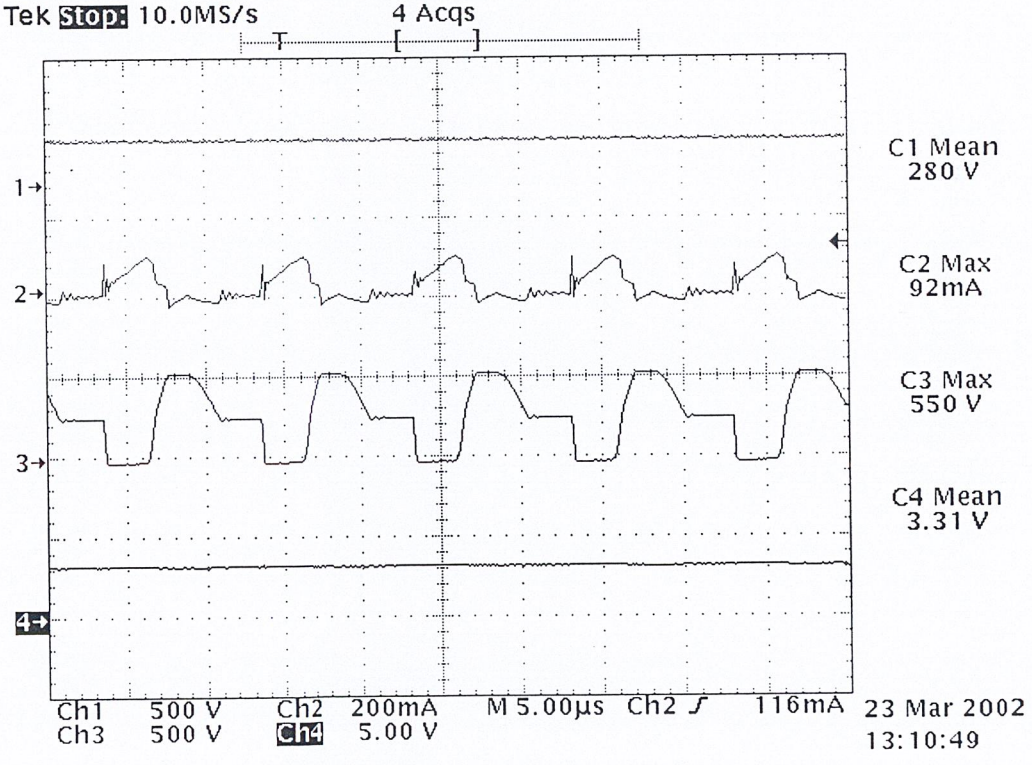
ผลการทดลอง

ช่องสัญญาณที่1 แรงดันอินพุตก่อนเข้าคอนเวอร์เตอร์

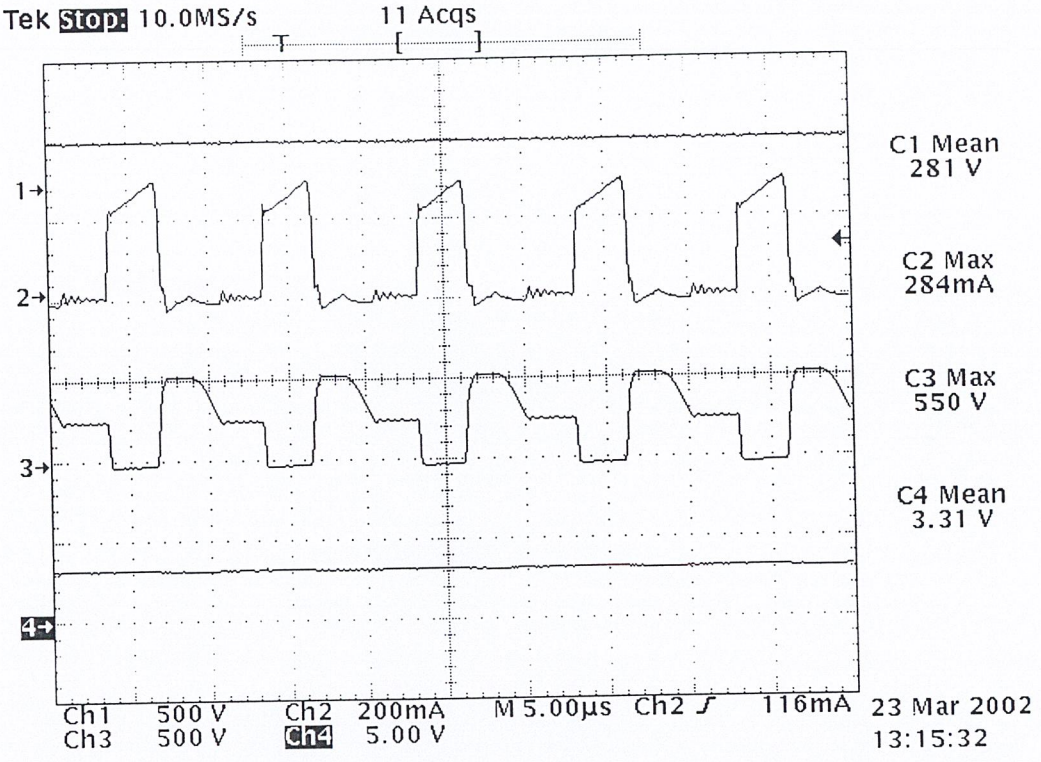
ช่องสัญญาณที่2 กระแสไพรมารี่และดีแมกเนไตซิ่ง

ช่องสัญญาณที่3 แรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต

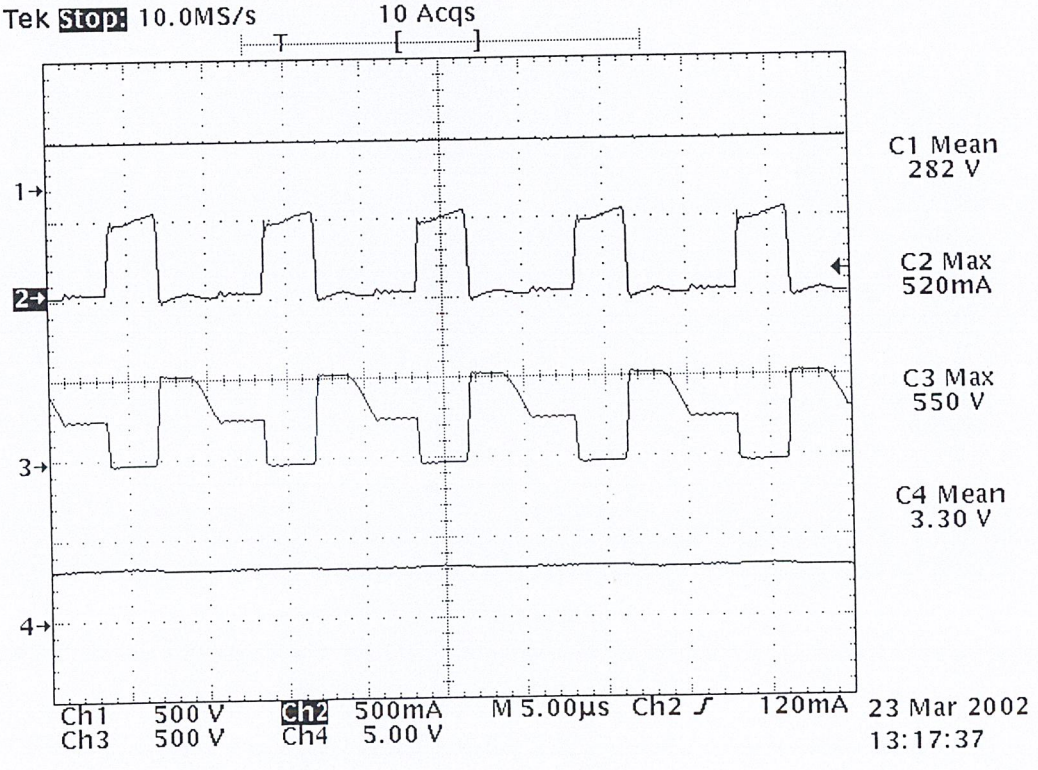
ช่องสัญญาณที่ 4 แรงดันเอาต์พุต



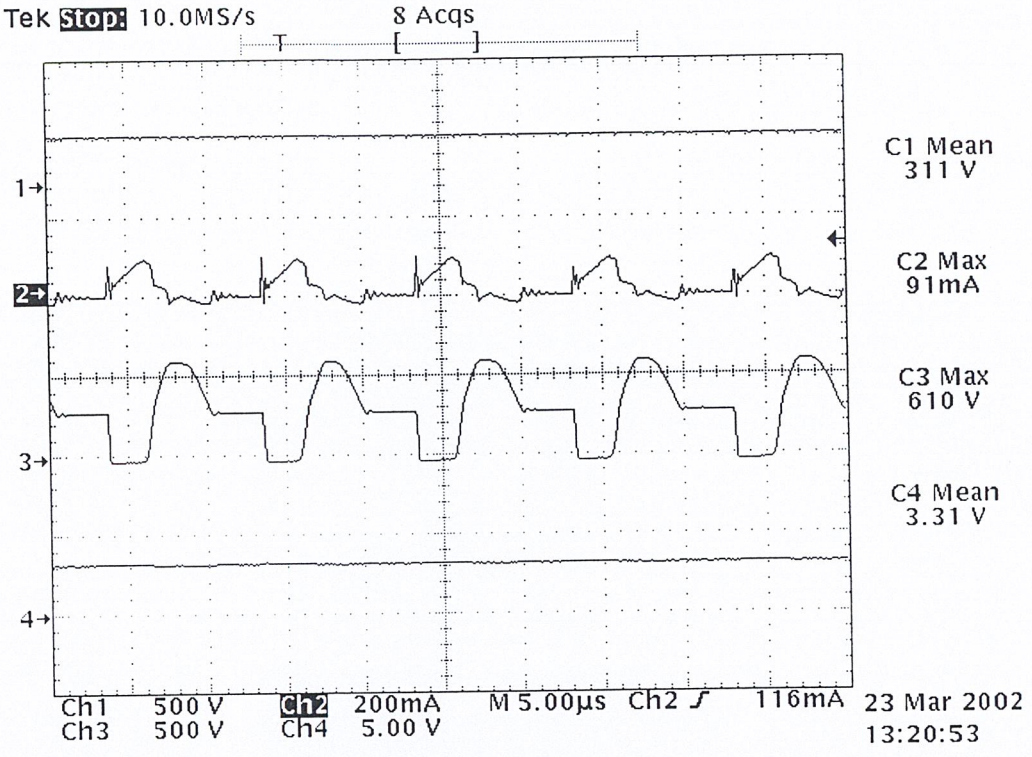
รูปที่ 4.14 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 1 แอมป์



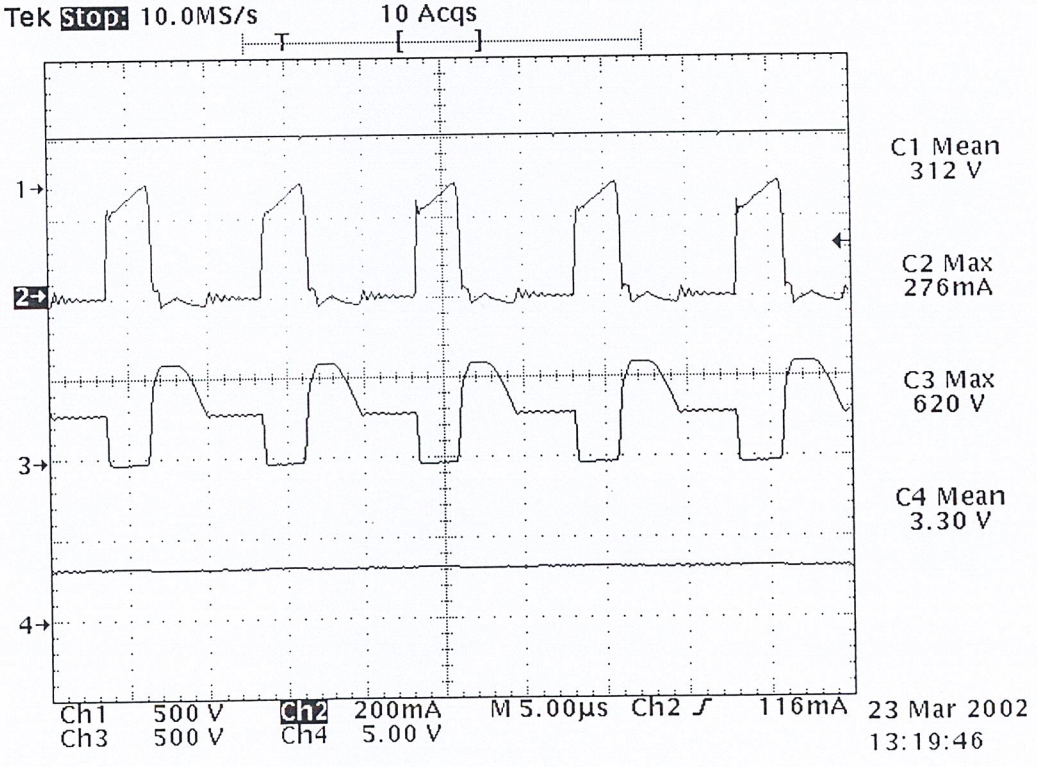
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 5 แอมป์



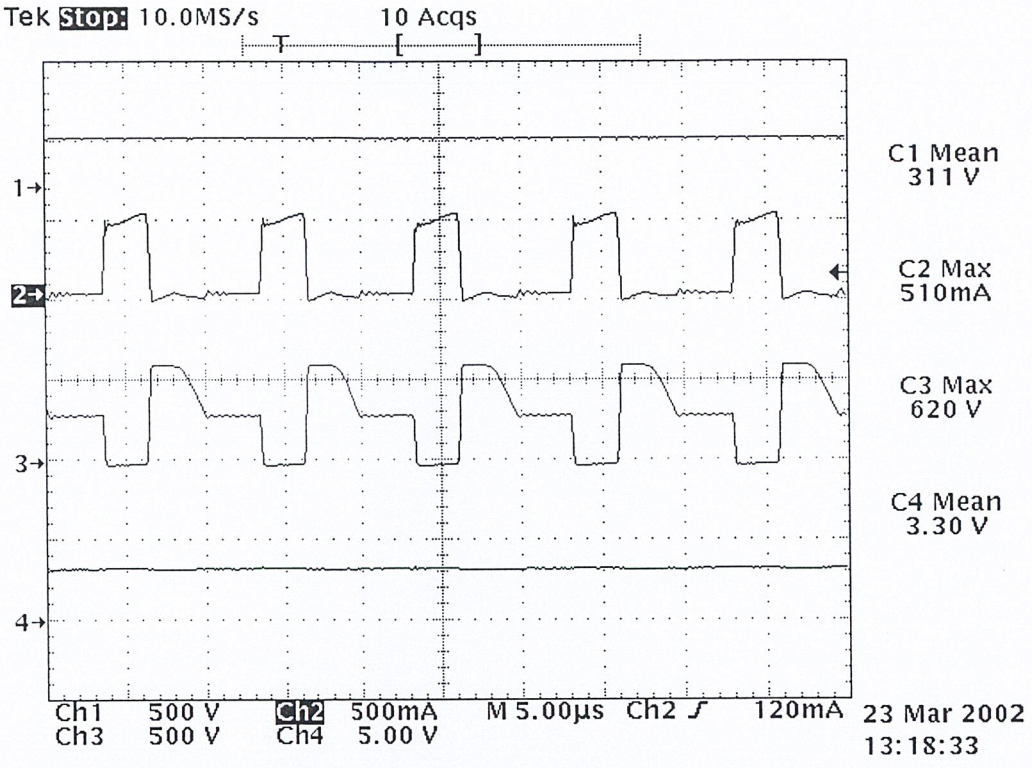
รูปที่ 4.16 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 10 แอมป์



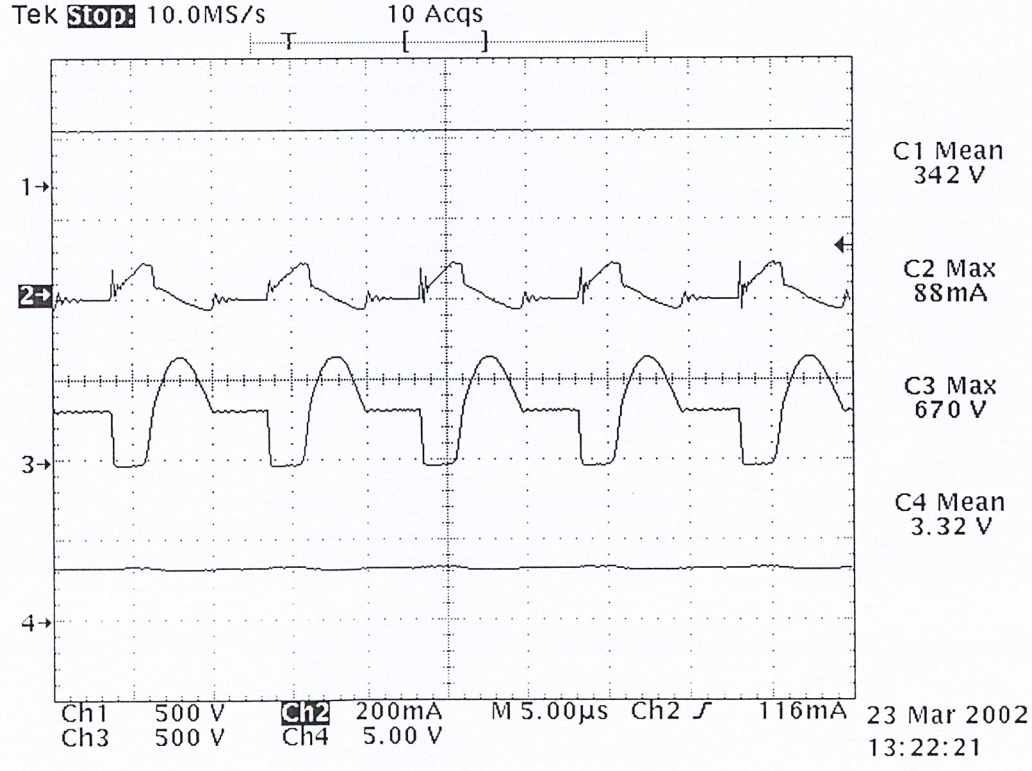
รูปที่ 4.17 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 1 แอมป์



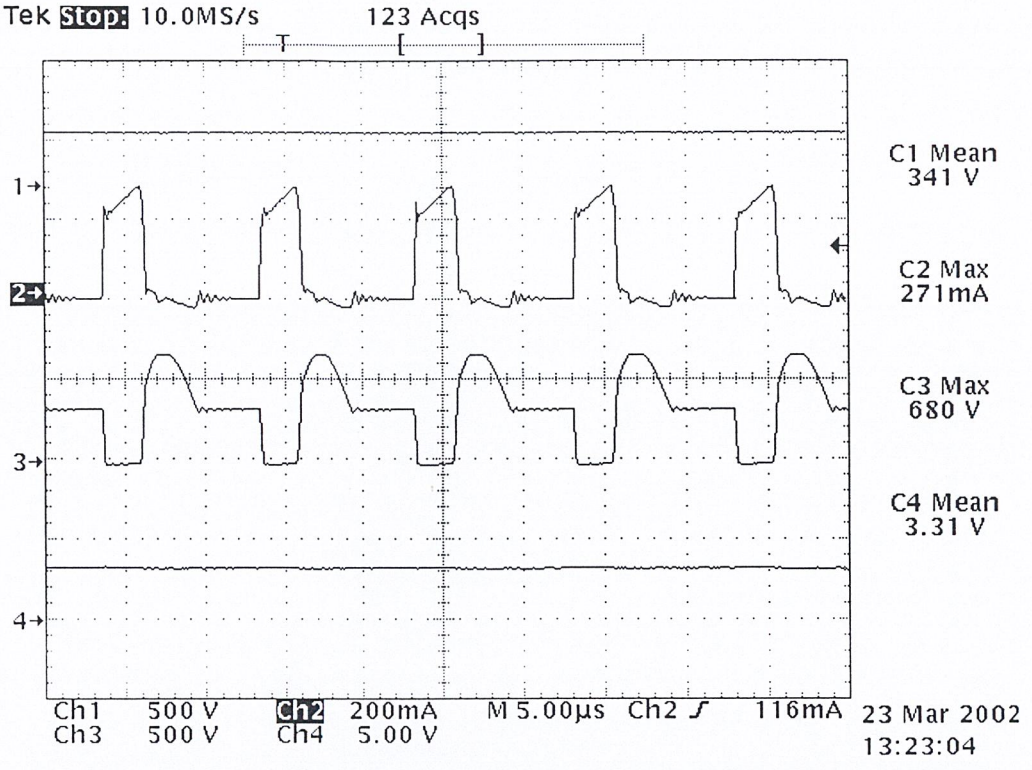
รูปที่ 4.18 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 5 แอมป์



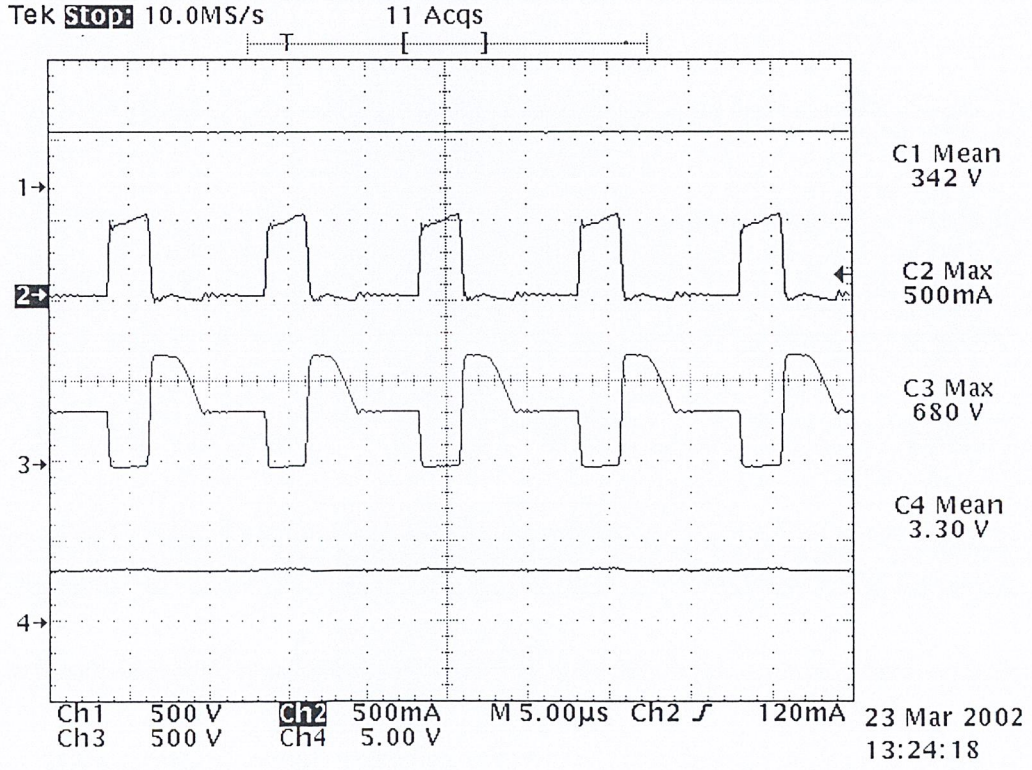
รูปที่ 4.19 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 10 แอมป์



รูปที่ 4.20 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 1 แอมป์



รูปที่ 4.21 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 5 แอมป์

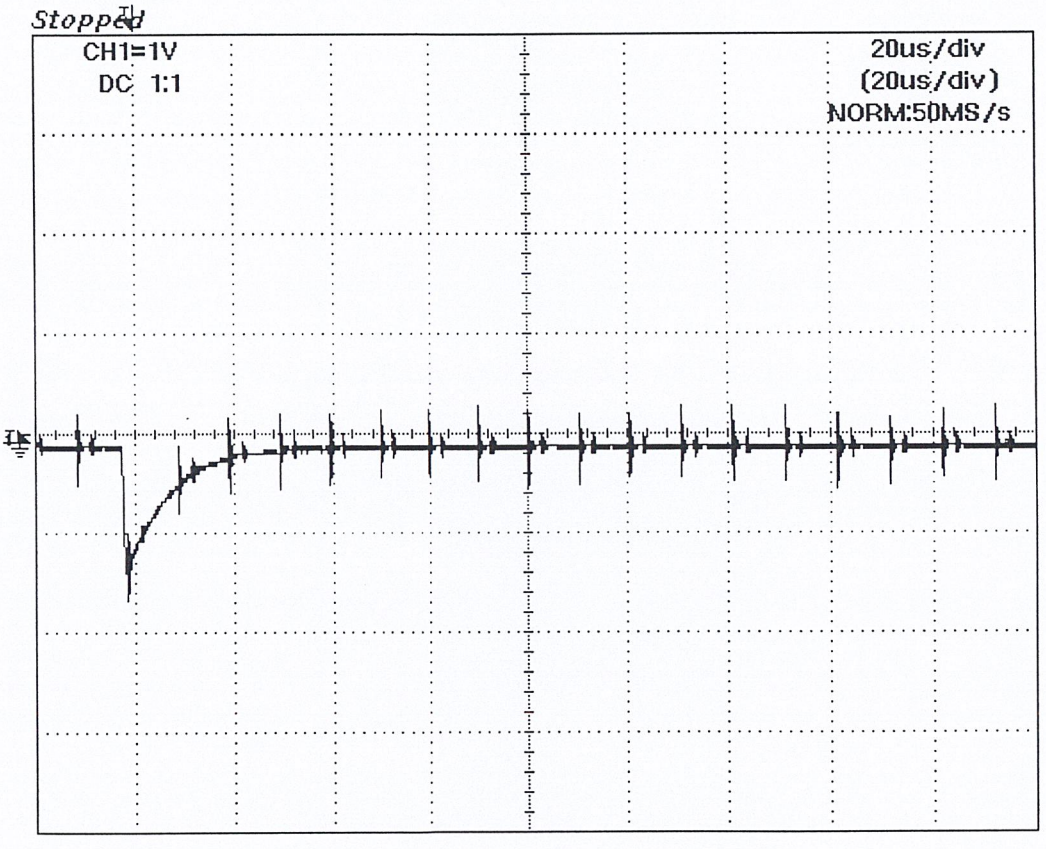


รูปที่ 4.22 สัญญาณที่อินพุต 242 โวลต์กระแสสลับ เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแส 10 แอมป์

การทดลองที่ 5 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

เสถียรภาพของวงจรควบคุมจะสามารถสังเกตเห็นได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด (Transient response) ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยการเปลี่ยนแปลงของโหลดจากค่ากระแสเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ในการทดลองนี้จะทำการเปลี่ยนแปลงกระแสจาก 4 แอมป์ไปที่ 8 แอมป์ ที่แรงดันกระแสสลับอินพุตที่ 220 โวลต์

ช่องสัญญาณที่1 แรงดันทางด้านเอาต์พุต



รูปที่4.23 ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใดจาก 4 แอมป์ไป 8 แอมป์ที่แรงดันกระแสสลับอินพุต 220 โวลต์

จากการทดลองนี้แสดงให้เห็นถึงการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดทันทีทันใด ซึ่งจะเห็นว่าการกลับเข้าสู่สภาวะคงที่ใช้เวลาเพียง 22 ไมโครวินาที และบนเส้นสัญญาณจะสังเกตุเห็น สัญญาณรบกวนจากการสวิตชิ่งที่มีความถี่ทุกๆ 10ไมโครวินาที(100 kHz.)

การทดลองที่ 6 กำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพ

การทดสอบการจ่ายโหลดที่กระแส 10 ค่าคือ 1แอมป์ถึง 10 แอมป์ ค่าแรงดันอินพุตกระแสสลับที่ต่างกันคือ ที่ 198, 220 และ 242 โวลต์ตามลำดับ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยการวัดประสิทธิภาพจะเริ่มที่อินพุตของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุต280,311และ342 โวลต์ตามลำดับมีค่าดังต่อไปนี้

(หมายเหตุ: โหลดที่ใช้ทดสอบเป็นโหลดความต้านทานค่า 10 โอห์ม ต่อขนานกัน 3 ตัวจำนวน 10 ชุด)

ลำดับที่	กระแสอินพุต (mA)	เพาเวอร์อินพุต (W)	กระแสเอาต์พุต(A)	เพาเวอร์เอาต์พุต(W)	ประสิทธิภาพ (%)
1	18.1	4.94	1.04	3.30	66.8
2	32.1	8.64	2.07	6.60	76.38
3	46.3	12.59	3.06	9.78	77.68
4	60.1	16.39	4.07	13.04	79.56
5	74.6	20.30	5.07	16.17	79.65
6	89.8	24.25	6.07	19.35	79.79
7	103.2	28.00	6.99	22.32	79.71
8	119.5	31.74	7.94	25.43	80.12
9	129.1	35.86	8.87	28.38	79.14
10	146.2	39.30	9.78	31.15	79.26

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการทดลองที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพโดยแรงดันอินพุตที่ 198 โวลต์

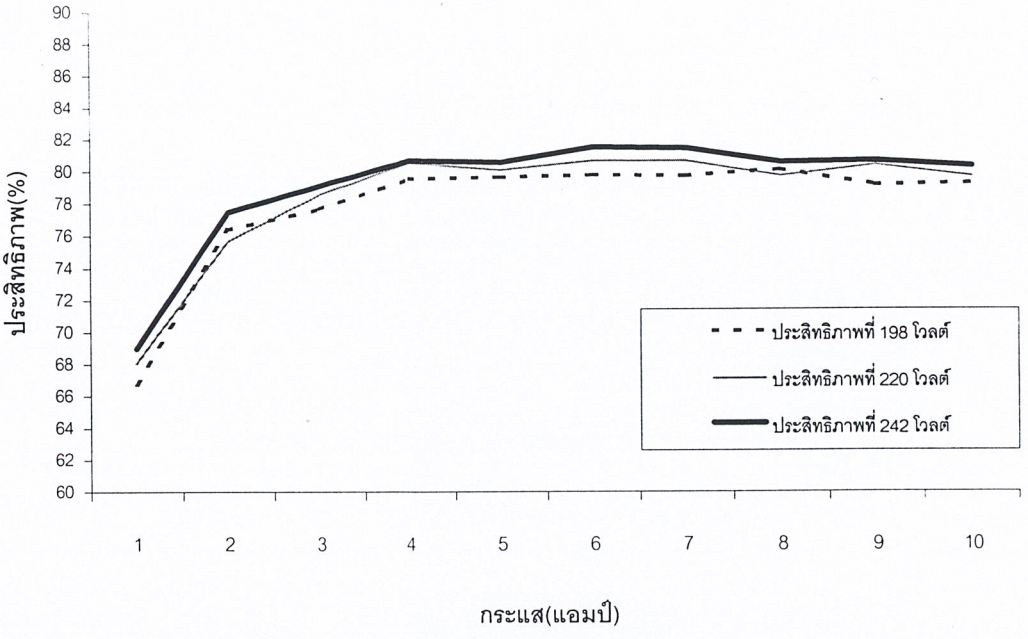
ลำดับที่	กระแสอินพุต (mA)	เพาเวอร์อินพุต (W)	กระแสเอาต์พุต(A)	เพาเวอร์เอาต์พุต(W)	ประสิทธิภาพ (%)
1	16.4	4.85	1.04	3.30	68.04
2	29.3	8.75	2.08	6.62	75.65
3	41.6	12.41	3.06	9.75	78.56
4	54.4	16.23	4.07	13.07	80.52
5	64.4	20.20	5.07	16.18	80.09
6	79.8	23.96	6.06	19.33	80.67
7	92.1	27.66	6.99	22.31	80.65
8	106.0	31.70	7.93	25.27	79.71
9	117.4	35.18	8.87	28.28	80.38
10	131.5	39.21	9.78	31.24	79.67

ตารางที่ 4.5 แสดงผลการทดลองที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพโดยแรงดันอินพุตที่ 220 โวลต์

ลำดับที่	กระแสอินพุต (mA)	เพาเวอร์อินพุต (W)	กระแสเอาต์พุต(A)	เพาเวอร์เอาต์พุต(W)	ประสิทธิภาพ (%)
1	14.8	4.77	1.04	3.29	68.97
2	26.2	8.52	2.07	6.60	77.46
3	37.7	12.34	3.06	9.76	79.09
4	49.7	16.06	4.06	12.96	80.69
5	61.5	20.10	5.06	16.20	80.59
6	73.2	23.77	6.06	19.38	81.53
7	83.3	27.46	6.99	22.37	81.46
8	97.7	31.32	7.93	25.24	80.58
9	108.0	35.06	8.86	28.28	80.66
10	117.6	38.96	9.78	31.30	80.33

ตารางที่ 4.6 แสดงผลการทดลองที่โหลดค่าต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพโดยแรงดันอินพุตที่ 242 โวลต์

กราฟแสดงประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดควบคุมด้วยกระแส



รูปที่ 4.24 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่แรงดันอินพุต 198, 220 และ 242 โวลต์

บทที่ 5

สรุป

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดควบคุมด้วยแรงดันและโหมดควบคุมด้วยกระแสนั้นได้ออกแบบจากฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มีความถี่ในการสวิตชิ่ง 100 kHz. ให้สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตที่โหลดค่าต่างๆน้อยที่สุด 1 แอมป์ และที่พิกัด 10 แอมป์ ให้คงค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต 3.3 โวลต์

- จากการทดลอง

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ตามต้องการที่โหลดค่าต่างๆและสามารถรักษาแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ได้ ดีและสามารถทำงานที่พิกัดที่แรงดันอินพุตค่าต่างๆ ได้

- ปัญหาที่พบ

ปัญหาจากการรบกวนของ noise ซึ่งเกิดขึ้นและมีผลปรากฏออกมาหลายรูปแบบโดยเฉพาะในโหมดควบคุมด้วยกระแส เช่น มีการเปลี่ยนความถี่ของสัญญานขับที่ออกจาก IC. ควบคุม และ noise ปรากฏที่รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่วัดได้

การแก้ไขปัญหานี้ทำได้ยากมากแต่ที่ได้ทำคือการทำให้จุดเชื่อมต่อต่างๆใกล้กันที่สุดและโดยเฉพาะที่ IC. ขาที่ต่อกับคาปาซิเตอร์ที่ใช้สร้างความถี่(C_T)การต่อคาปาซิเตอร์ต้องอยู่กับขาของ IC. มากที่สุดและคาปาซิเตอร์สำหรับบายพาส(bypass)ต้องอยู่ติดกับขาของ IC เช่นกัน

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี กว่าจะสำเร็จออกมาได้ต้องทุ่มเทแรงกายแรงใจเพื่อต่อสู้กับอุปสรรคที่เกิดขึ้นตลอดเวลา ด้วยความด้อยประสบการณ์ทำให้ต้องพยายามมากขึ้นมากขึ้นไปอีก สิ่งที่สำคัญที่จะขาดไปเสียมิได้ก็คือ บุคคลที่อยู่เบื้องหลังแห่งความสำเร็จครั้งนี้ คุณพ่อคุณแม่รวมทั้งผู้มีอุปการะคุณที่เลี้ยงดูมาและคอยให้กำลังใจมาตลอดจนมาถึงวันนี้ได้ กราบขอบพระคุณ ดร.ชนินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้คำแนะนำและเคี่ยวเข็ญ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ,พี่เป้ สำหรับคำแนะนำที่ดี พี่ๆปริญญาโท ที่ให้ยืมอุปกรณ์สิ่งของ ขอบคุณอุ๊สำหรับปริ้นเตอร์, อภิเชฐ,ปราโมท,กบ,ต้า,บอล,หรั่งที่ร่วมก้าวไปด้วยกันโดยไม่ทอดทิ้ง

ขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นที่เพาะบ่มและเก็บเกี่ยววิชาความรู้จนมาถึงวันนี้

ผู้จัดทำ

นายไตรภพ วงศ์พันธ์

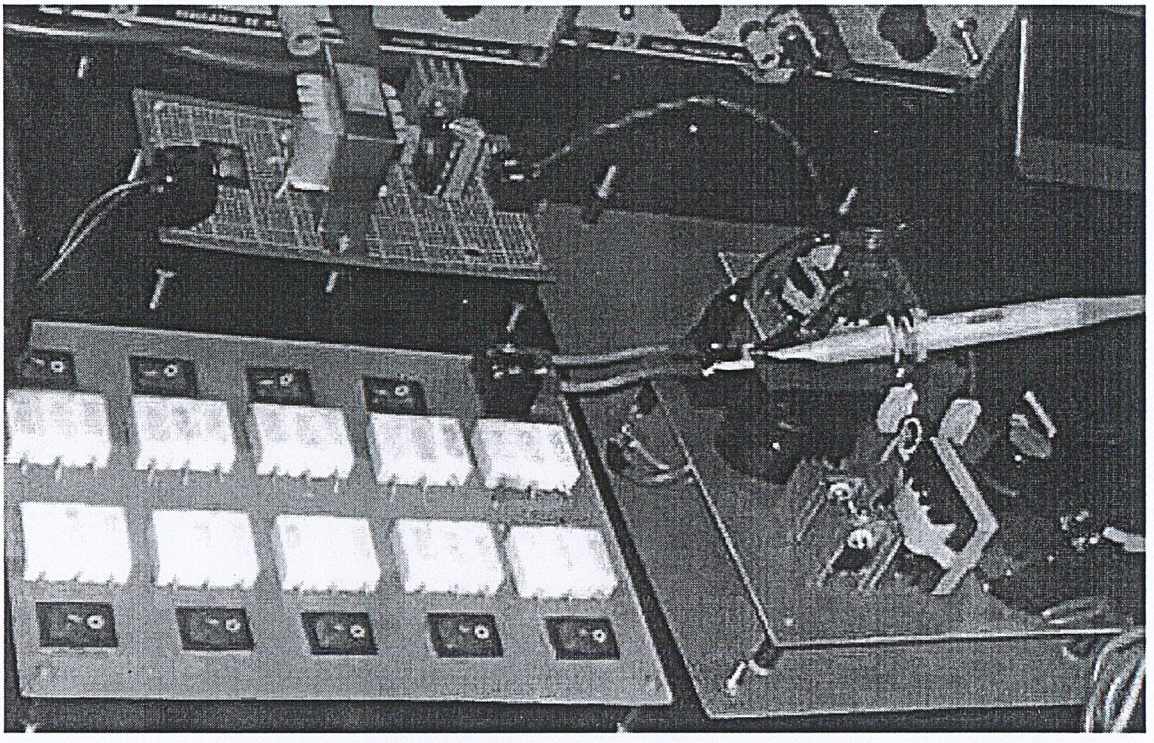
นายสายัณห์ ปินถานันต์

หนังสืออ้างอิง

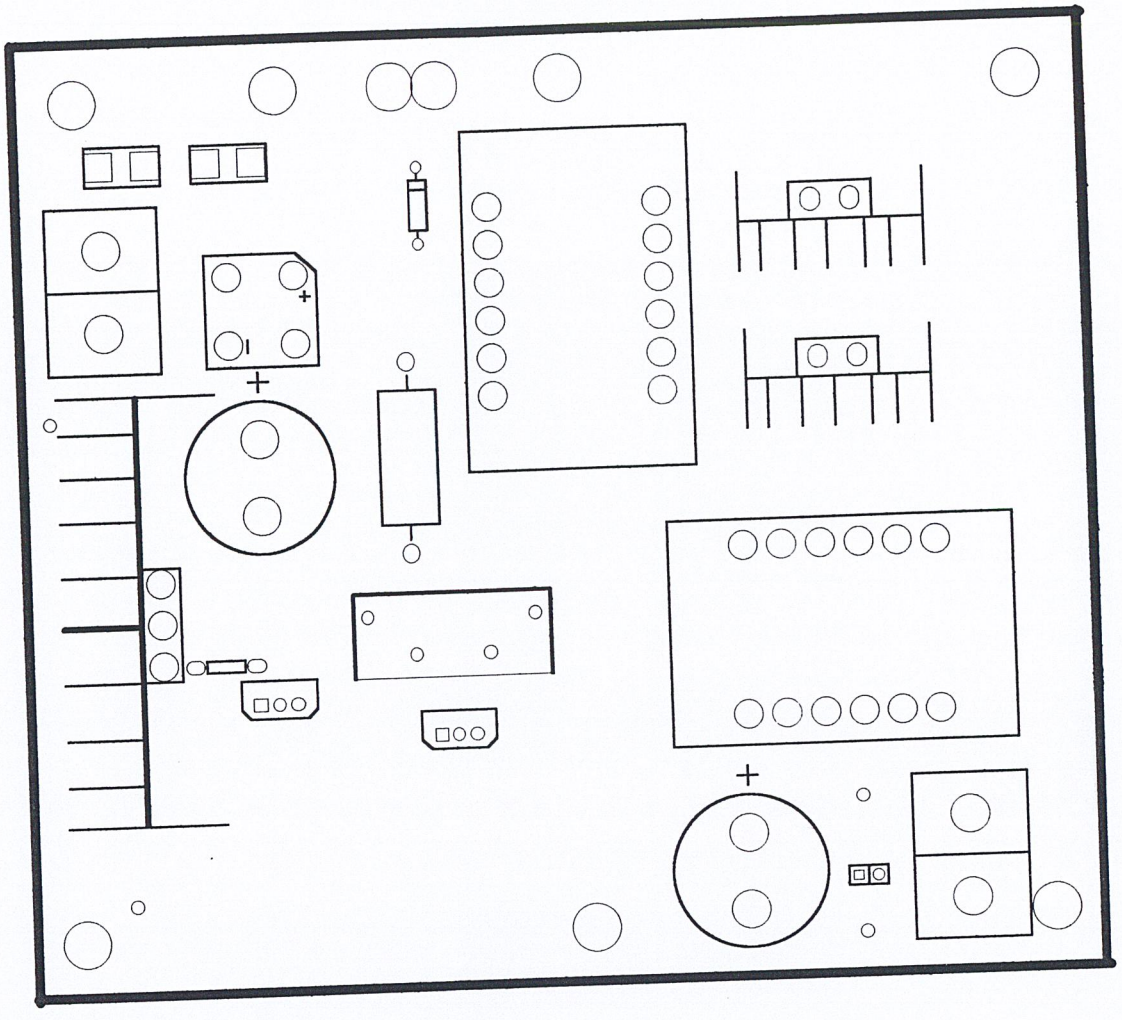
1. สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย และ สมบูรณ์ มาลานนท์, "แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ", หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
2. . สุวัฒน์ ดั่น, "เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย" , ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท เอลเทลไทย จำกัด, พ.ศ.2538
3. Abraham l.Pressman, "Switched Mode Power Supplier Design(second Edition)"
4. Billings,Keith H. "Switchmode Power Supply Handbook" , McGraw – Hill, 1989
5. Daniel W.Hart. "Introduction to Power Electronics", Prentice – Hall International, 1997
6. L.Umanand S.R.Bhat , " Design of Magnetic Components For Switched Mode Power Converter", 1992
7. E. Rogers, Control Loop Modeling of Switching Power Supplies, Proceedings of EETimes Analog & Mixed Signal Applications Conference, San Jose, CA., July 13-14, 1998
8. L. H. Dixon. "Closing the feed back loop." Appendix C. Unitrod Power Supply Design Seminar.pp.2C1-2C18,1983
9. Application Note A New Integrated Circuit for Current Mode Control, Unitrod, U-93
10. Application Note Plactical Consideration in Current Mode Power Supplies, Unitrod, U-111
11. Application Report Design Conditioning a Switch-Mode Power Supply Current Signal Using TI OP Amps, TI Literature Number SLOA044, March 2000

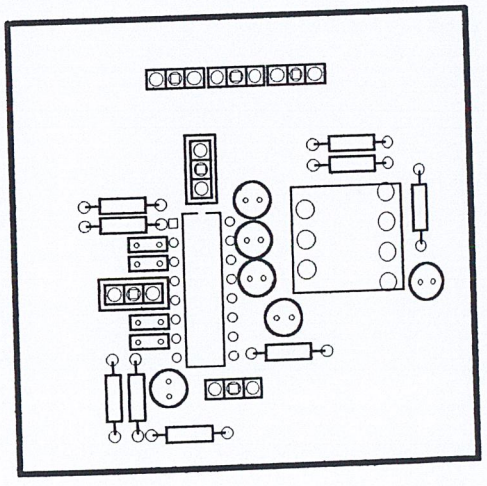
ภาคผนวก

รูปแสดงการทดสอบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบในโหมดควบคุมด้วยกระแส



จากรูป แสดงการทดสอบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโหมดควบคุมด้วยกระแส โดยใช้โหลด 10 แอมป์ในการทดสอบ และมีเพาเวอร์ซัพพลายช่วยในการจ่ายไฟไปเลี้ยงวงจรควบคุม





UNITRODE

UC1825
UC2825
UC3825

High Speed PWM Controller

FEATURES

- Compatible with Voltage or Current Mode Topologies
- Practical Operation Switching Frequencies to 1MHz
- 50ns Propagation Delay to Output
- High Current Dual Totem Pole Outputs (1.5A Peak)
- Wide Bandwidth Error Amplifier
- Fully Latched Logic with Double Pulse Suppression
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Soft Start / Max. Duty Cycle Control
- Under-Voltage Lockout with Hysteresis
- Low Start Up Current (1.1mA)
- Trimmed Bandgap Reference (5.1V ±1%)

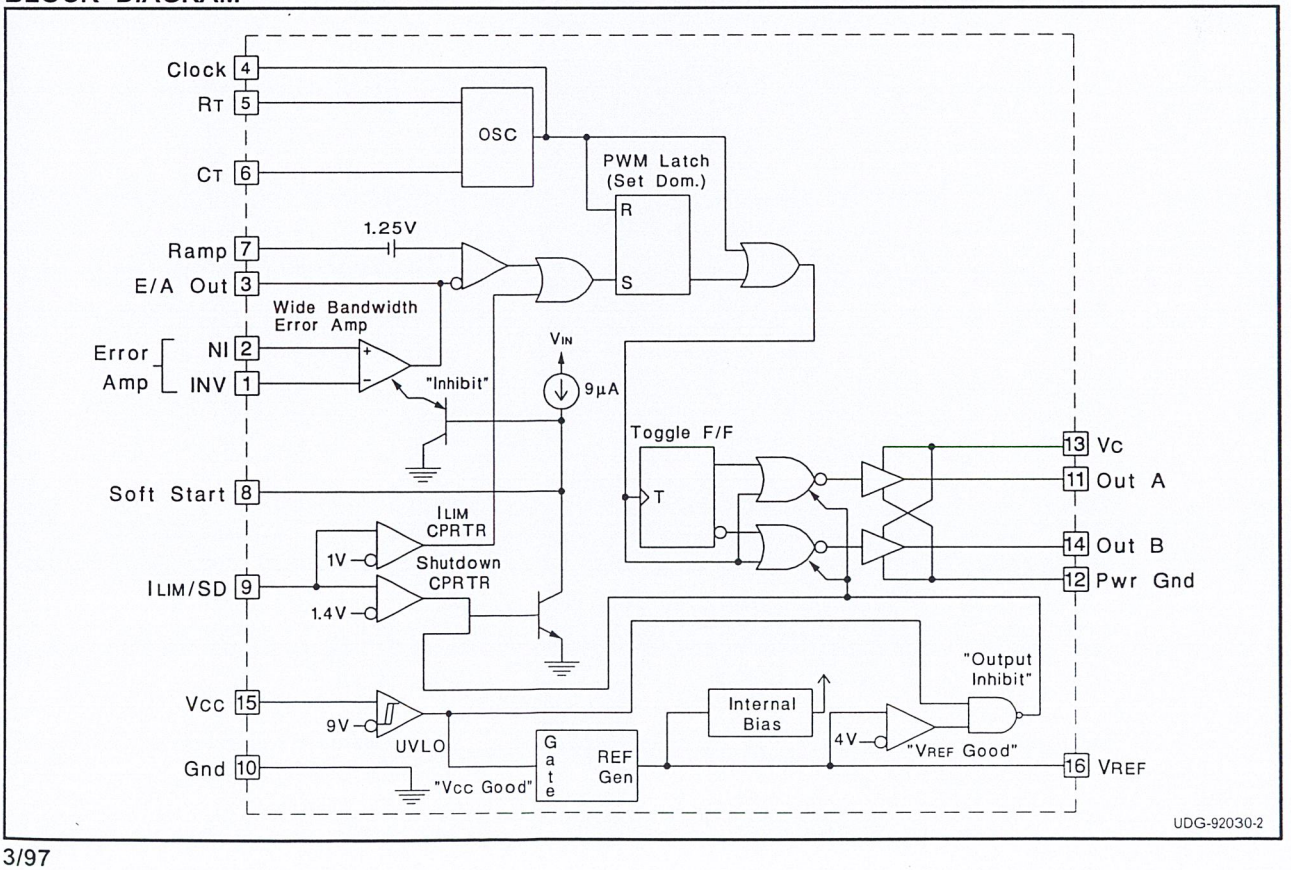
DESCRIPTION

The UC1825 family of PWM control ICs is optimized for high frequency switched mode power supply applications. Particular care was given to minimizing propagation delays through the comparators and logic circuitry while maximizing bandwidth and slew rate of the error amplifier. This controller is designed for use in either current-mode or voltage mode systems with the capability for input voltage feed-forward.

Protection circuitry includes a current limit comparator with a 1V threshold, a TTL compatible shutdown port, and a soft start pin which will double as a maximum duty cycle clamp. The logic is fully latched to provide jitter free operation and prohibit multiple pulses at an output. An under-voltage lockout section with 800mV of hysteresis assures low start up current. During under-voltage lockout, the outputs are high impedance.

These devices feature totem pole outputs designed to source and sink high peak currents from capacitive loads, such as the gate of a power MOSFET. The on state is designed as a high level.

BLOCK DIAGRAM



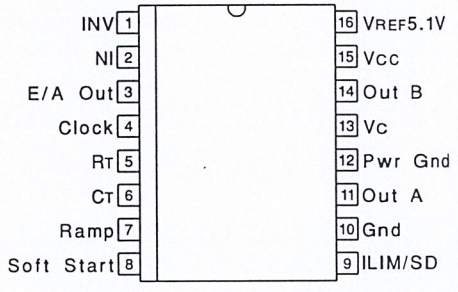
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Pins 13, 15) 30V
Output Current, Source or Sink (Pins 11, 14)
DC. 0.5A
Pulse (0.5µs) 2.0A
Analog Inputs
(Pins 1, 2, 7) . . . . . -0.3V to 7V
(Pin 8, 9) . . . . . -0.3V to 6V
Clock Output Current (Pin 4) . . . . . -5mA
Error Amplifier Output Current (Pin 3) 5mA
Soft Start Sink Current (Pin 8) 20mA
Oscillator Charging Current (Pin 5) . . . . . -5mA
Power Dissipation 1W
Storage Temperature Range . . . . . -65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) . . . . . 300°C

Note 1: All voltages are with respect to GND (Pin 10); all currents are positive into, negative out of part; pin numbers refer to DIL-16 package.

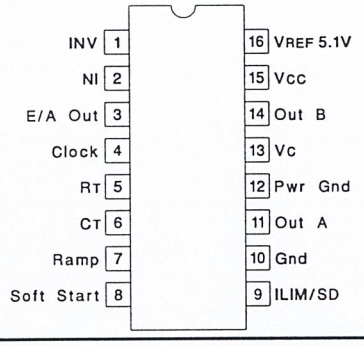
Note 3: Consult Unitrode Integrated Circuit Databook for thermal limitations and considerations of package.

SOIC-16 (Top View)
DW Package

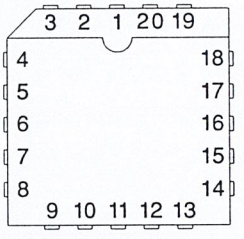


CONNECTION DIAGRAMS

DIL-16 (Top View)
J Or N Package



PLCC-20 & LCC-20
(Top View)
Q & L Packages



PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	PIN
N/C	1
INV	2
NI	3
E/A Out	4
Clock	5
N/C	6
RT	7
CT	8
Ramp	9
Soft Start	10
N/C	11
ILIM/SD	12
Gnd	13
Out A	14
Pwr Gnd	15
N/C	16
Vc	17
Out B	18
Vcc	19
VREF 5.1V	20

ELECTRICAL CHARACTERISTICS:

Unless otherwise stated,these specifications apply for , R_T = 3.65k, C_T = 1nF, V_{CC} = 15V, -55°C<T_A<125°C for the UC1825, –40°C<T_A<85°C for the UC2825, and 0°C<T_A<70°C for the UC3825, T_A=T_J.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	T_J = 25°C, Io = 1mA	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	10V < V_{CC} < 30V		2	20		2	20	mV
Load Regulation	1mA < Io < 10mA		5	20		5	20	mV
Temperature Stability*	T_{MIN} < T_A < T_{MAX}		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
Total Output Variation*	Line, Load, Temperature	5.00		5.20	4.95		5.25	V
Output Noise Voltage*	10Hz < f < 10kHz		50			50		µV
Long Term Stability*	T_J = 125°C, 1000hrs.		5	25		5	25	mV
Short Circuit Current	V_{REF} = 0V	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy*	T_J = 25°C	360	400	440	360	400	440	kHz
Voltage Stability*	10V < V_{CC} < 30V		0.2	2		0.2	2	%
Temperature Stability*	T_{MIN} < T_A < T_{MAX}		5			5		%
Total Variation*	Line, Temperature	340		460	340		460	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont.)

Unless otherwise stated,these specifications apply for , R_T = 3.65k, C_T = 1nF, V_{CC} = 15V, -55°C<T_A<125°C for the UC1825, –40°C<T_A<85°C for the UC2825, and 0°C<T_A<70°C for the UC3825, T_A=T_J.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Oscillator Section (cont.)								
Clock Out High		3.9	4.5		3.9	4.5		V
Clock Out Low			2.3	2.9		2.3	2.9	V
Ramp Peak*		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	V
Ramp Valley*		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	V
Ramp Valley to Peak*		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	V
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage				10			15	mV
Input Bias Current			0.6	3		0.6	3	µA
Input Offset Current			0.1	1		0.1	1	µA
Open Loop Gain	1V < V_O < 4V	60	95		60	95		dB
CMRR	1.5V < V_{CM} < 5.5V	75	95		75	95		dB
PSRR	10V < V_{CC} < 30V	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{PIN\ 3}$ = 1V	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{PIN\ 3}$ = 4V	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{PIN\ 3}$ = -0.5mA	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{PIN\ 3}$ = 1mA	0	0 .5	1.0	0	0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth*		3	5.5		3	5.5		MHz
Slew Rate*		6	12		6	12		V/µs
PWM Comparator Section								
Pin 7 Bias Current	$V_{PIN\ 7}$ = 0V		-1	-5		-1	-5	µA
Duty Cycle Range		0		80	0		85	%
Pin 3 Zero DC Threshold	$V_{PIN\ 7}$ = 0V	1.1	1.25		1.1	1.25		V
Delay to Output*			50	80		50	80	ns
Soft-Start Section								
Charge Current	$V_{PIN\ 8}$ = 0.5V	3	9	20	3	9	20	µA
Discharge Current	$V_{PIN\ 8}$ = 1V	1			1			mA
Current Limit / Shutdown Section								
Pin 9 Bias Current	0 < $V_{PIN\ 9}$ < 4V			15			10	µA
Current Limit Threshold		0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Shutdown Threshold		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	V
Delay to Output			50	80		50	80	ns
Output Section								
Output Low Level	I_{OUT} = 20mA		0.25	0.40		0.25	0.40	V
	I_{OUT} = 200mA		1.2	2.2		1.2	2.2	V
Output High Level	I_{OUT} = -20mA	13.0	13.5		13.0	13.5		V
	I_{OUT} = -200mA	12.0	13.0		12.0	13.0		V
Collector Leakage	V_C = 30V		100	500		10	500	µA
Rise/Fall Time*	CL = 1nF		30	60		30	60	ns
Under-Voltage Lockout Section								
Start Threshold		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	V
Supply Current Section								
Start Up Current	V_{CC} = 8V		1.1	2.5		1.1	2.5	mA
ICC	$V_{PIN\ 1}$, $V_{PIN\ 7}$, $V_{PIN\ 9}$ = 0V; $V_{PIN\ 2}$ = 1V		22	33		22	33	mA

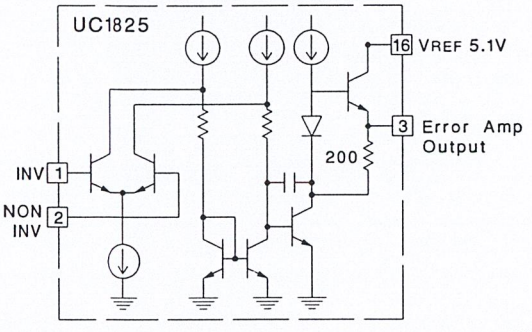
** This parameter not 100% tested in production but guaranteed by design.*

Printed Circuit Board Layout Considerations

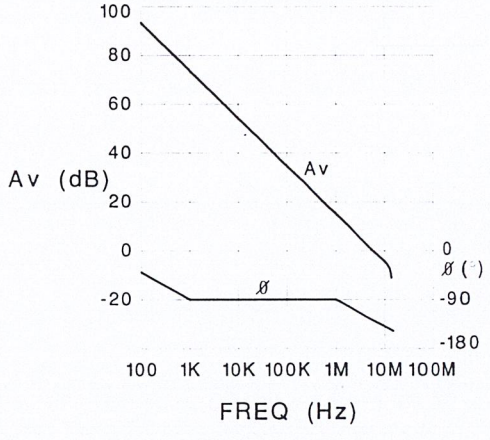
High speed circuits demand careful attention to layout and component placement. To assure proper performance of the UC1825 follow these rules: 1) Use a ground plane. 2) Damp or clamp parasitic inductive kick energy from the gate of driven MOSFETs. Do not allow the output pins to ring below ground. A series gate resistor or a shunt 1 Amp Schottky diode at the output pin will serve this purpose. 3) Bypass VCC, VC, and VREF. Use 0.1µF monolithic ceramic capacitors with low equivalent series inductance. Allow less than 1 cm of total lead length for each capacitor between the bypassed pin and the ground plane. 4) Treat the timing capacitor, CT, like a bypass capacitor.

Error Amplifier Circuit

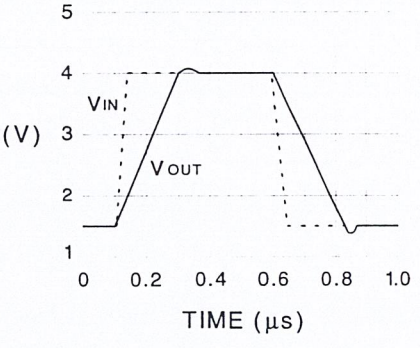
Simplified Schematic



Open Loop Frequency Response

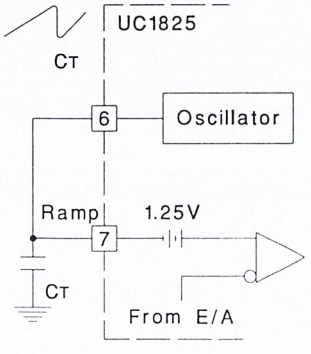


Unity Gain Slew Rate

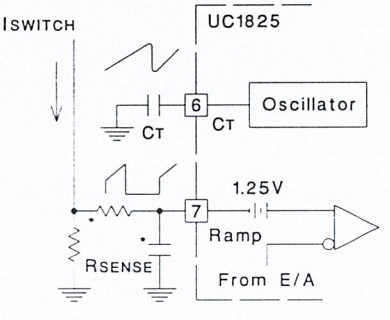


PWM Applications

Conventional (Voltage Mode)

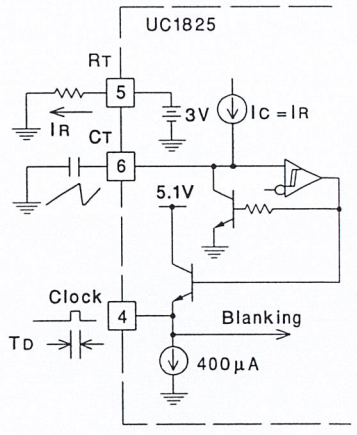


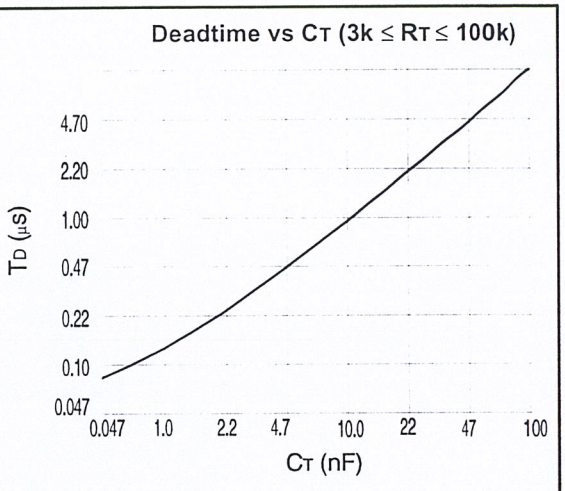
Current-Mode

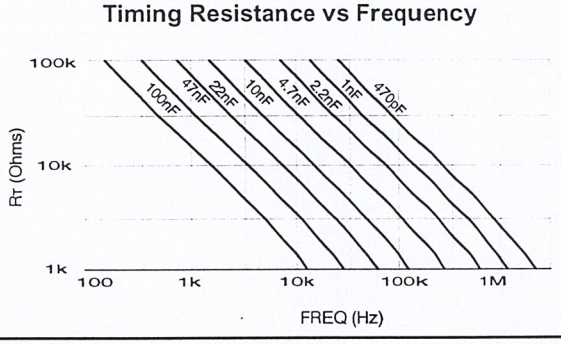


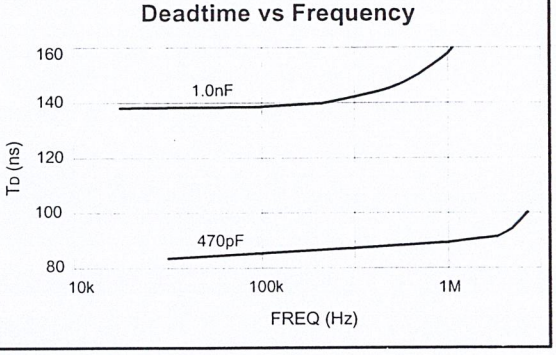
* A small filter may be required to suppress switch noise.

Oscillator Circuit



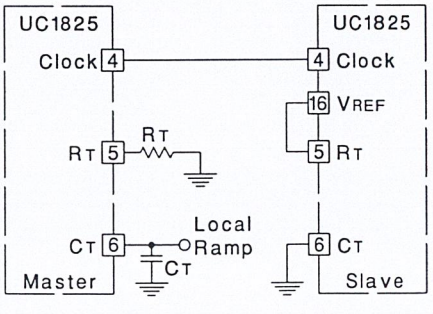




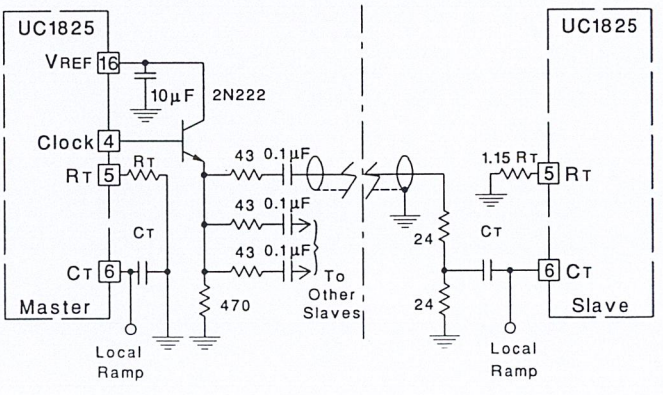


Synchronized Operation

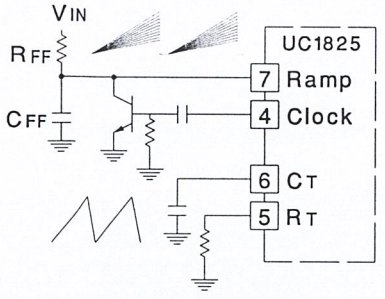
Two Units in Close Proximity



Generalized Synchronization

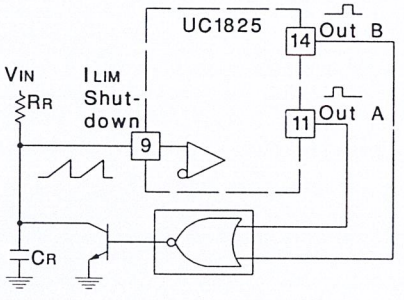


Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application



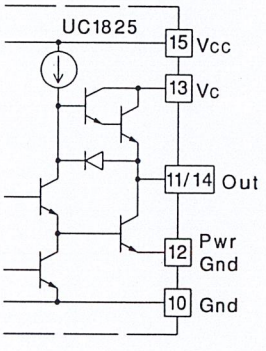
Constant Volt-Second Clamp Circuit

The circuit shown here will achieve a constant volt-second product clamp over varying input voltages. The ramp generator components, RT and CR are chosen so that the ramp at Pin 9 crosses the 1V threshold at the same time the desired maximum volt-second product is reached. The delay through the functional nor block must be such that the ramp capacitor can be completely discharged during the minimum deadtime.

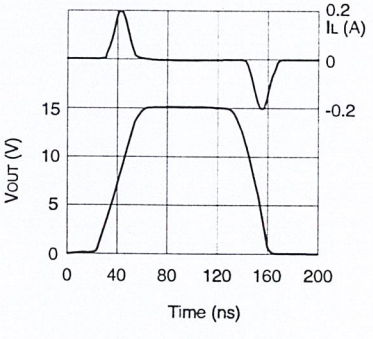


Output Section

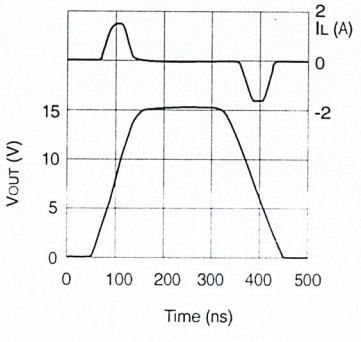
Simplified Schematic



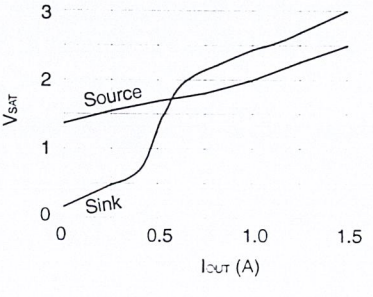
Rise/Fall Time (CL=1nF)



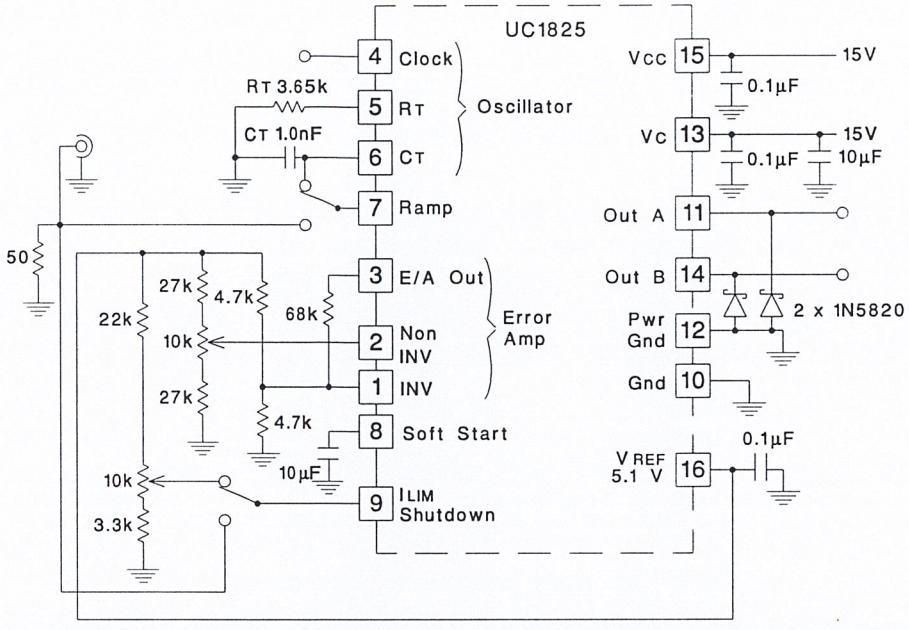
Rise/Fall Time (CL=10nF)



Saturation Curves

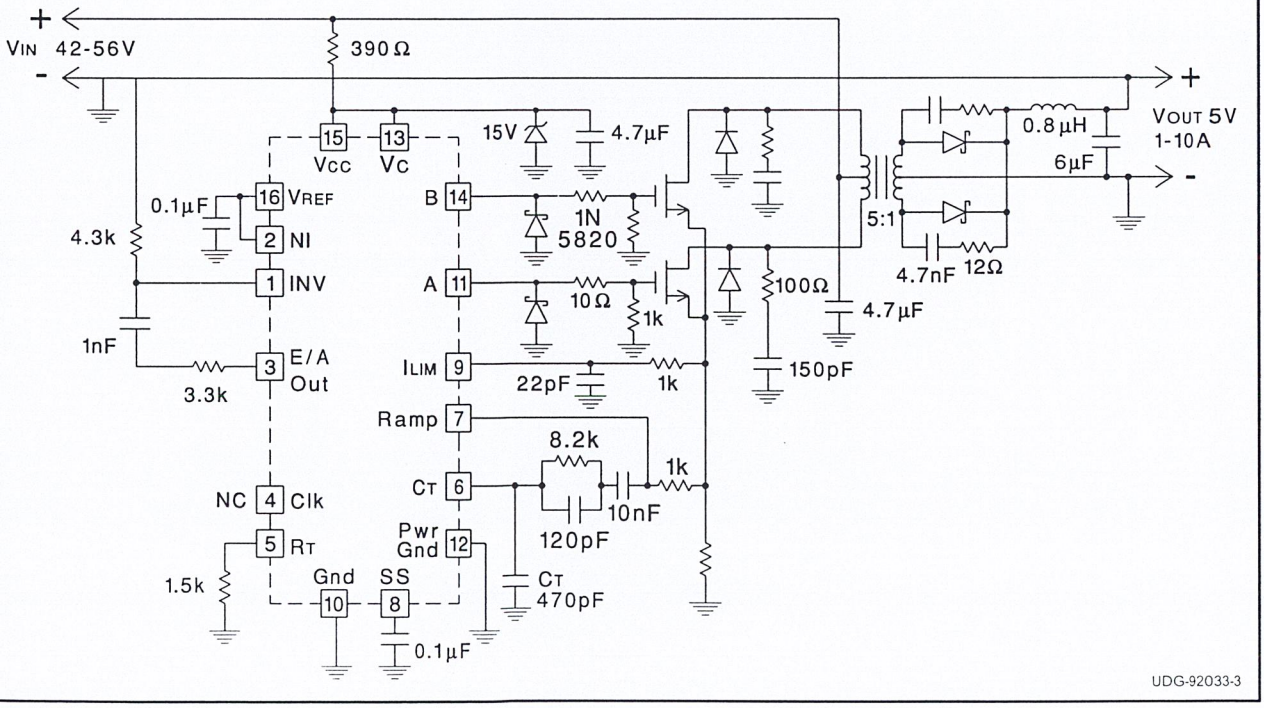


Open Loop Laboratory Test Fixture



This test fixture is useful for exercising many of the UC1825's functions and measuring their specifications. As with any wideband circuit, careful grounding and bypass procedures should be followed. The use of a ground plane is highly recommended.

Design Example: 50W, 48V to 5V DC to DC Converter - 1.5MHz Clock Frequency



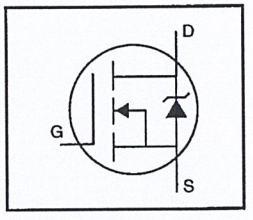
UNITRODE CORPORATION
7 CONTINENTAL BLVD. • MERRIMACK, NH 03054
TEL. (603) 424-2410 • FAX (603) 424-3460

International IOR Rectifier

IRFPF40

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



V_{DSS} = 900V

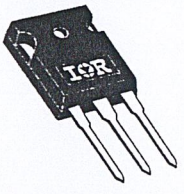
$R_{DS(on)}$ = 2.5Ω

I_D = 4.7A

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial–industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



TO-247AC

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	4.7	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	2.9	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	19	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	500	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	4.7	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	1.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.83	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	900	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	1.0	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	2.5	Ω	V_{GS}=10V, I_D=2.8A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	2.5	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=2.8A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	V_{DS}=900V, V_{GS}=0V
		—	—	500		V_{DS}=720V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	120	nC	I_D=4.7A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	16		V_{DS}=360V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	67		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—	ns	V_{DD}=450V
t_r	Rise Time	—	36	—		I_D=4.7A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		R_G=9.1Ω
t_f	Fall Time	—	32	—		R_D=95Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1600	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	180	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	63	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	4.7	A	MOSFET symbol showing the
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	19		integral reverse p-n junction diode.
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T_J=25°C, I_S=4.7A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	510	770	ns	T_J=25°C, I_F=4.7A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	2.2	3.3	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is neglegible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=42mH R_G=25Ω, I_{AS}=4.7A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤4.7A, di/dt≤110A/μs, V_{DD}≤600 , T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

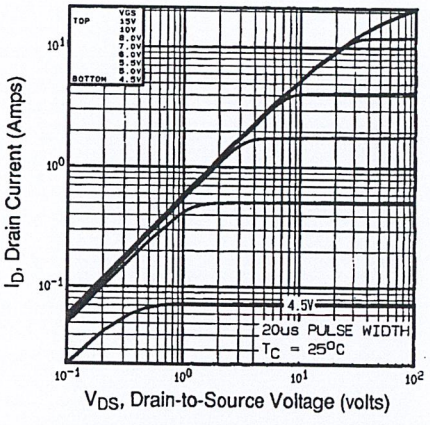


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

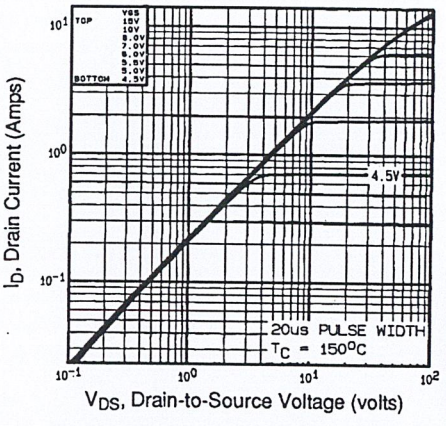


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

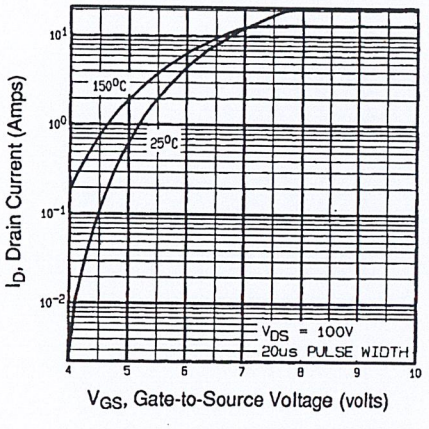


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

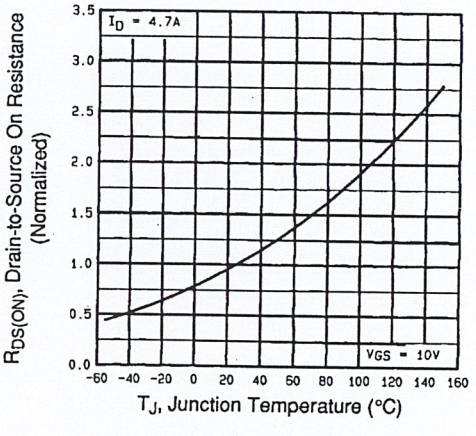


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

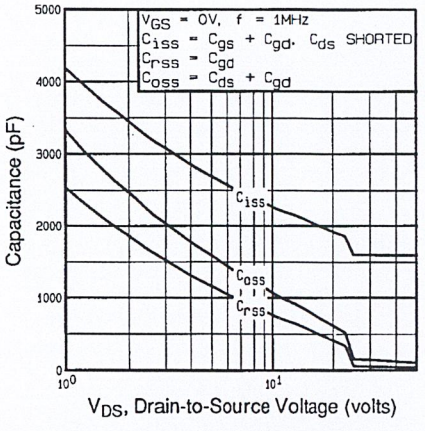


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

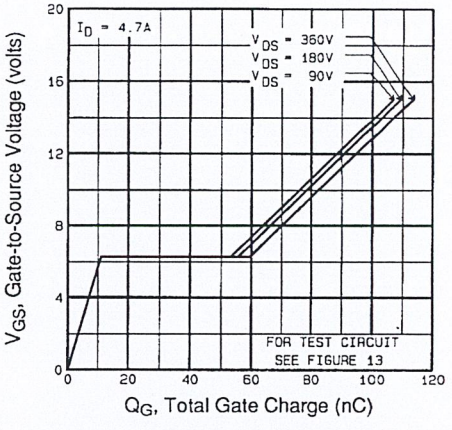


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

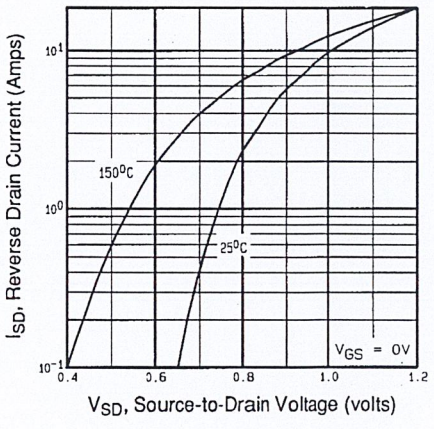


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

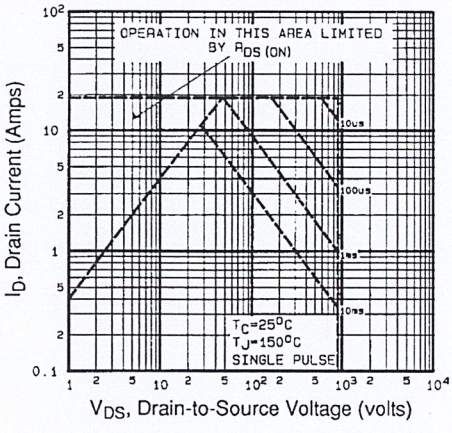


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

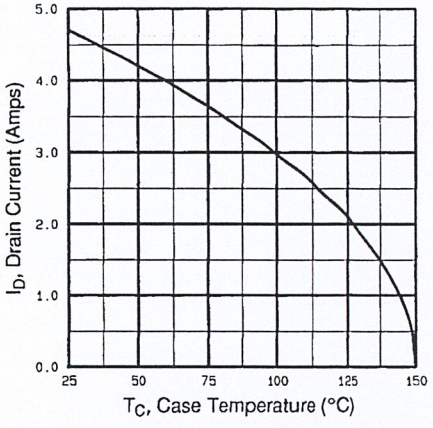


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

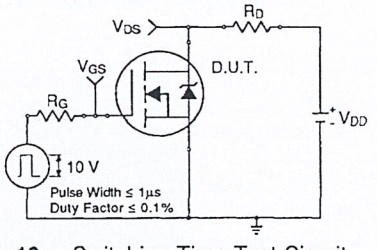


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

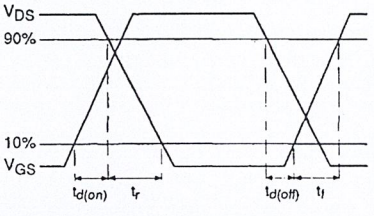


Fig 10b. Switching Time Waveforms

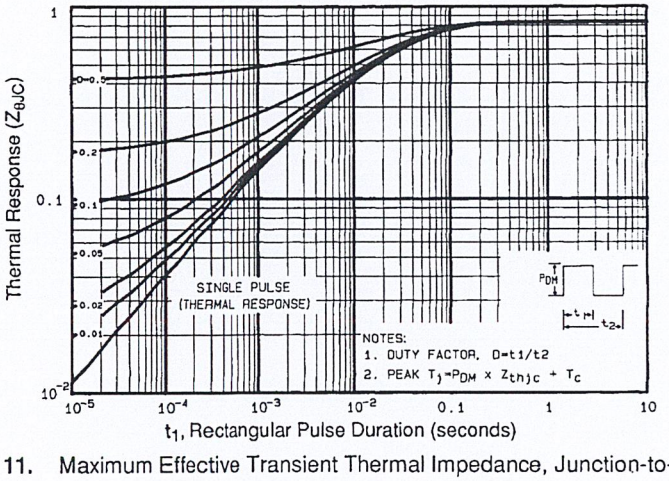


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

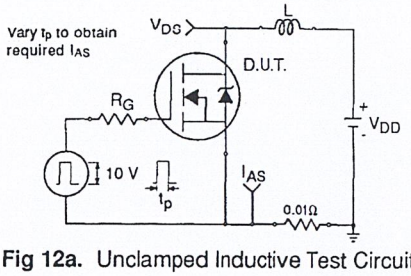


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

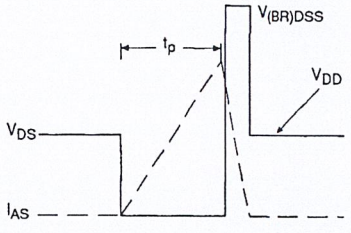


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

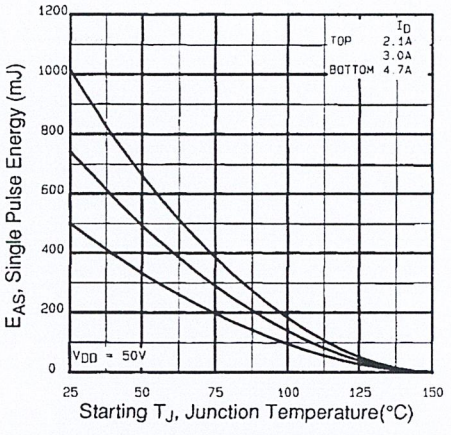


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

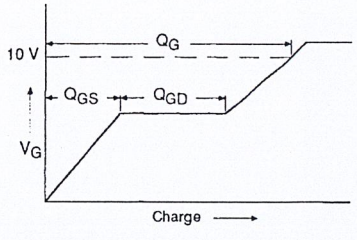


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

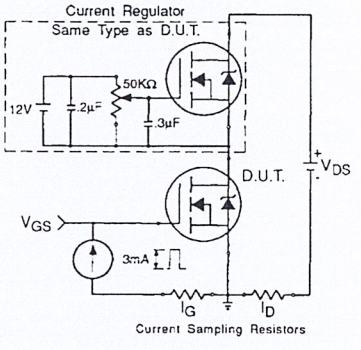


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International IOR Rectifier

MBR1635, MBR1645

MBR1645 is a Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

. . . using the Schottky Barrier principle with a platinum barrier metal. These state–of–the–art devices have the following features:

- Guardring for Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 150°C Operating Junction Temperature

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: B1635, B1645

MAXIMUM RATINGS

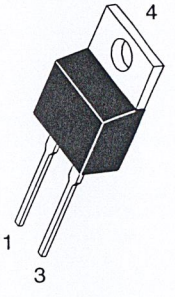
Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage MBR1635 MBR1645	V_{RRM} V_{RWM} V_R	 35 45	V
Average Rectified Forward Current (Rated V_R, T_C = 125°C)	$I_{F(AV)}$	16	A
Peak Repetitive Forward Current, (Rated V_R, Square Wave, 20 kHz, T_C = 125°C)	I_{FRM}	32	A
Non–Repetitive Peak Surge Current (Surge Applied at Rated Load Conditions Halfwave, Single Phase, 60 Hz)	I_{FSM}	150	A
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs, 1.0 kHz)	I_{RRM}	1.0	A
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +175	°C
Operating Junction Temperature	T_J	–65 to +150	°C
Voltage Rate of Change (Rated V_R)	dv/dt	10,000	V/μs

ON Semiconductor™

http://onsemi.com

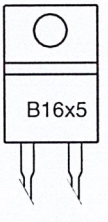
SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS 16 AMPERES 35 and 45 VOLTS





TO–220AC
CASE 221B
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



B16x5 = Device Code
x = 3 or 4

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MBR1635	TO–220	50 Units/Rail
MBR1645	TO–220	50 Units/Rail

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2000

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1.) (i_F = 16 Amps, T_C = 125°C) (i_F = 16 Amps, T_C = 25°C)	v_F	 0.57 0.63	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1.) (Rated dc Voltage, T_C = 125°C) (Rated dc Voltage, T_C = 25°C)	i_R	 40 0.2	mA

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

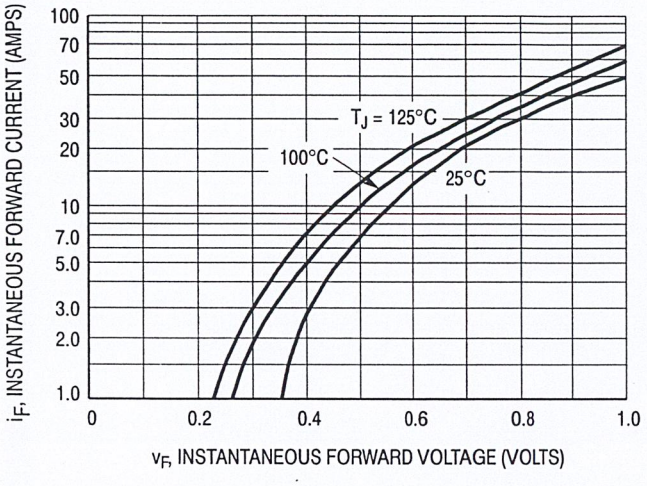


Figure 1. Typical Forward Voltage

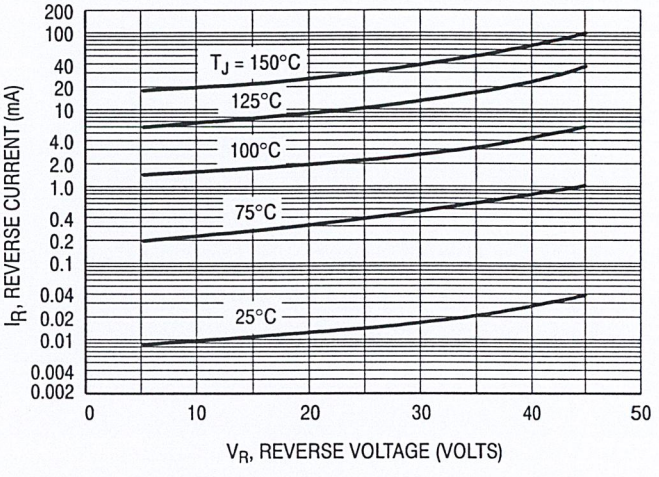


Figure 2. Typical Reverse Current

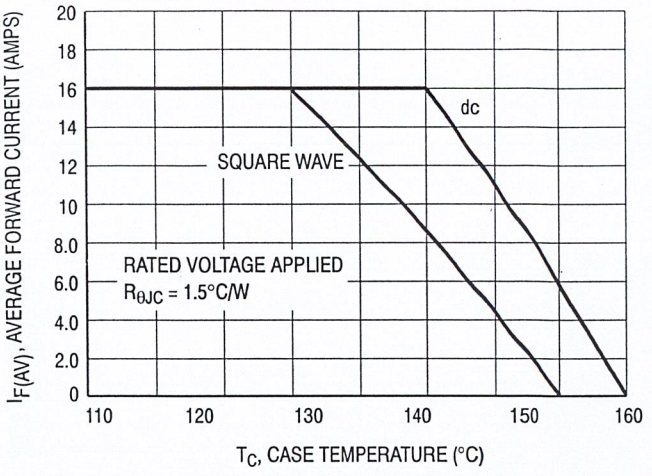


Figure 3. Current Derating, Case

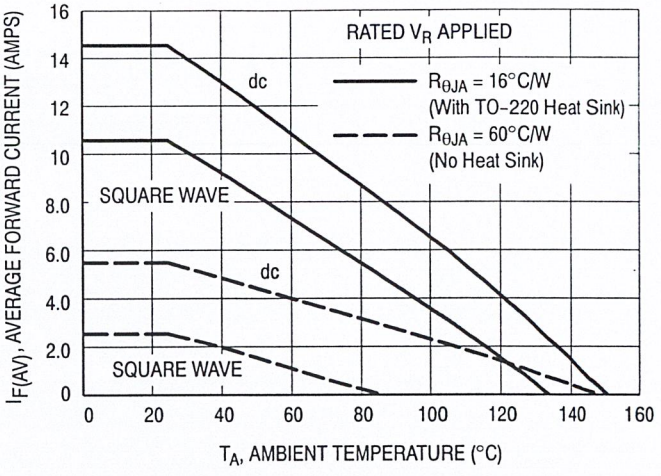


Figure 4. Current Derating, Ambient

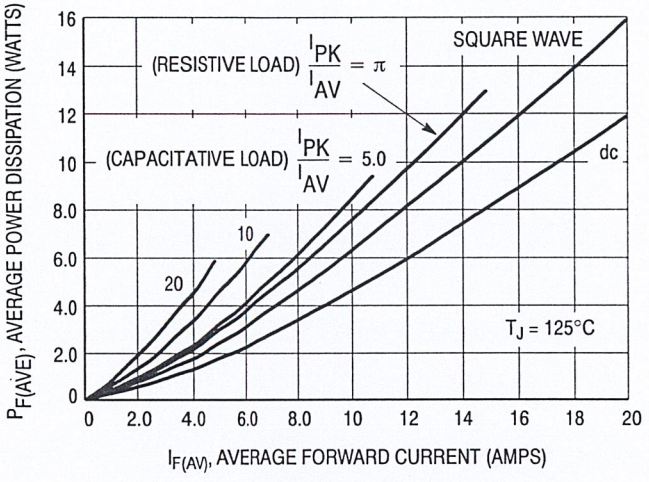
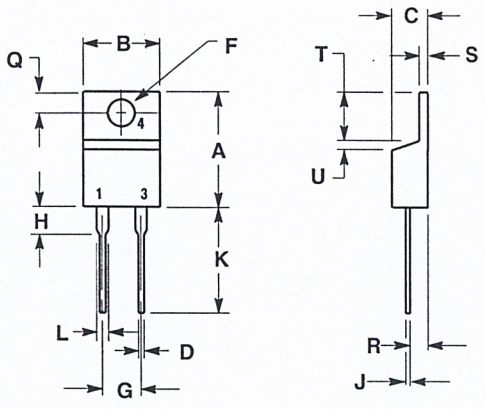


Figure 5. Forward Power Dissipation

PACKAGE DIMENSIONS

TO–220
PLASTIC
CASE 221B–04
ISSUE D



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27

SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303–675–2175 or 800–344–3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303–675–2176 or 800–344–3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303–675–2167 or 800–344–3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800–282–9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support
German Phone: (+1) 303–308–7140 (Mon–Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit–german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303–308–7141 (Mon–Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit–french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303–308–7142 (Mon–Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL–FREE ACCESS*: 00–800–4422–3781
*Available from Germany, France, Italy, UK, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
Spanish Phone: 303–308–7143 (Mon–Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit–spanish@hibbertco.com
Toll–Free from Mexico: Dial 01–800–288–2872 for Access – then Dial 866–297–9322

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
Phone: 303–675–2121 (Tue–Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001–800–4422–3781
Email: ONlit–asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4–32–1 Nishi–Gotanda, Shinagawa–ku, Tokyo, Japan 141–0031
Phone: 81–3–5740–2700
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: http://onsemi.com

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MUR180E, MUR1100E

MUR1100E is a Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

Ultrafast "E" Series with High Reverse Energy Capability

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

- 10 mjoules Avalanche Energy Guaranteed
- Excellent Protection Against Voltage Transients in Switching Inductive Load Circuits
- Ultrafast 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 1000 Volts

Mechanical Characteristics:

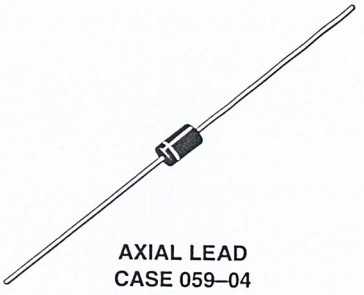
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16″ from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: MUR180E, MUR1100E

ON Semiconductor™

http://onsemi.com

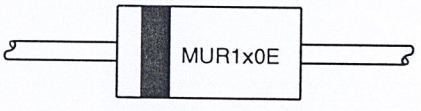
ULTRAFAST RECTIFIERS 1.0 AMPERES 800–1000 VOLTS





AXIAL LEAD CASE 059–04 PLASTIC

MARKING DIAGRAM



MUR1x0E = Device Code
x = 8 or 10

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage MUR180E MUR1100E	V_{RRM} V_{RWM} V_R	 800 1000	V
Average Rectified Forward Current (Note 1.) (Square Wave Mounting Method #3 Per Note 3.)	$I_{F(AV)}$	1.0 @ T_A = 95°C	A
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	35	A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +175	°C

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR180E	Axial Lead	1000 Units/Bag
MUR180ERL	Axial Lead	5000/Tape & Reel
MUR1100E	Axial Lead	1000 Units/Bag
MUR1100ERL	Axial Lead	5000/Tape & Reel

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2000
October, 2000 – Rev. 0

Publication Order Number:
MUR180E/D

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 3.	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 2.) (i_F = 1.0 Amp, T_J = 150°C) (i_F = 1.0 Amp, T_J = 25°C)	v_F	 1.50 1.75	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 2.) (Rated dc Voltage, T_J = 100°C) (Rated dc Voltage, T_J = 25°C)	i_R	 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 Amp)	t_{rr}	 100 75	ns
Maximum Forward Recovery Time (I_F = 1.0 Amp, di/dt = 100 Amp/μs, Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	75	ns
Controlled Avalanche Energy (See Test Circuit in Figure 6)	W_{AVAL}	10	mJ

2. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

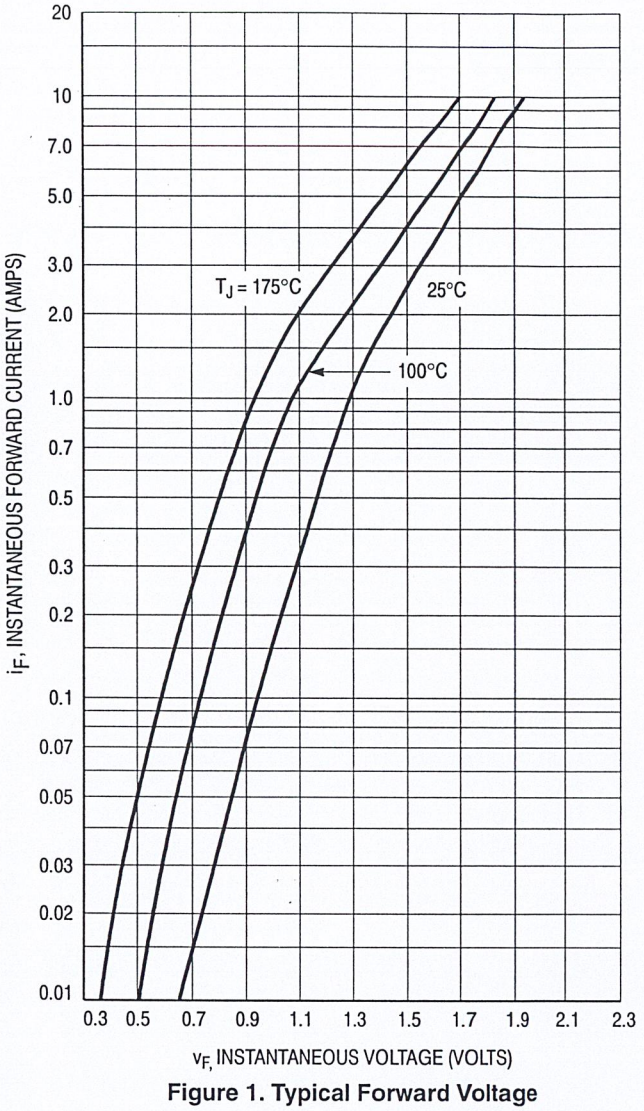


Figure 1. Typical Forward Voltage

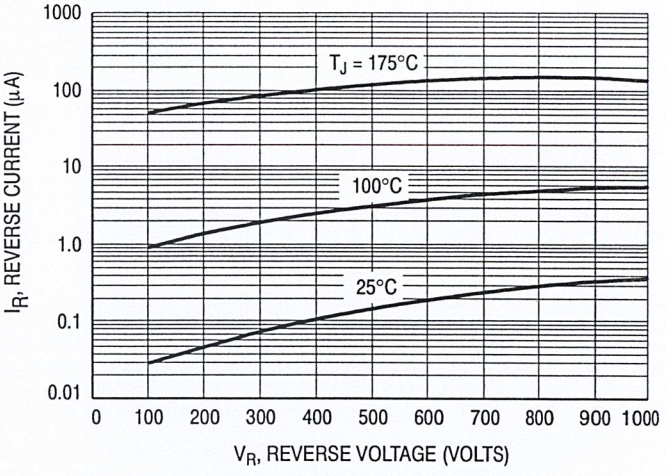


Figure 2. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R.

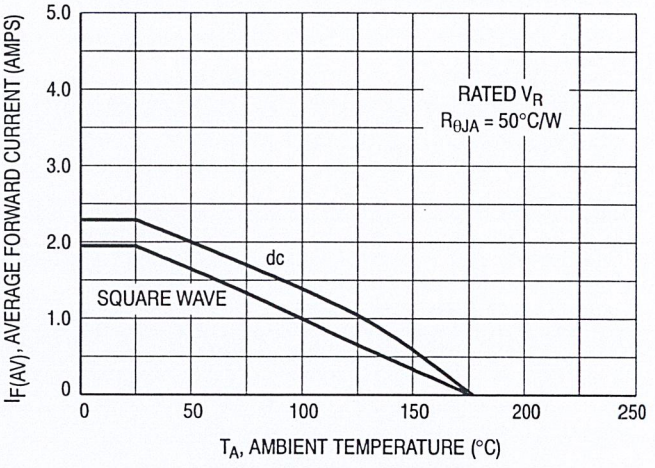


Figure 3. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 1)

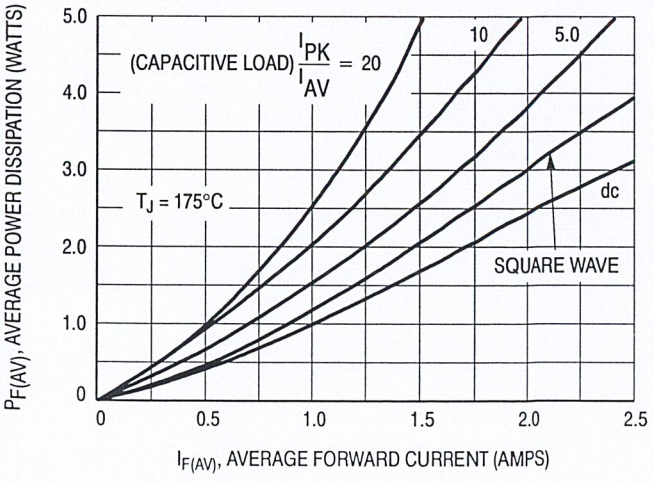


Figure 4. Power Dissipation

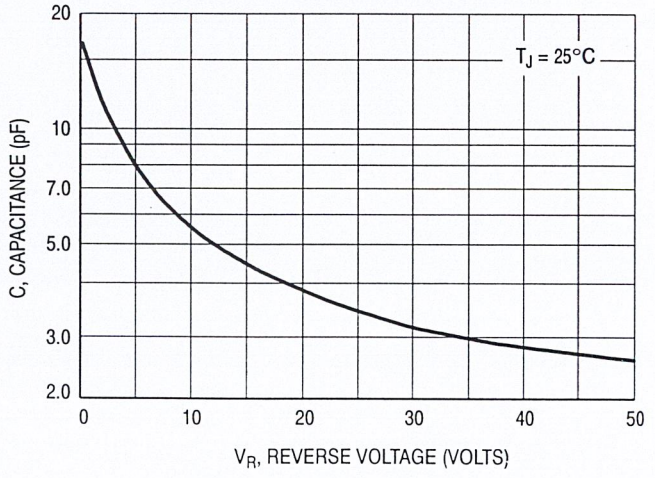


Figure 5. Typical Capacitance

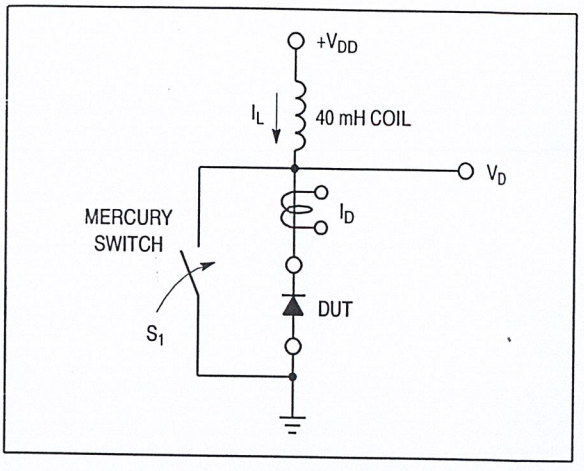


Figure 6. Test Circuit

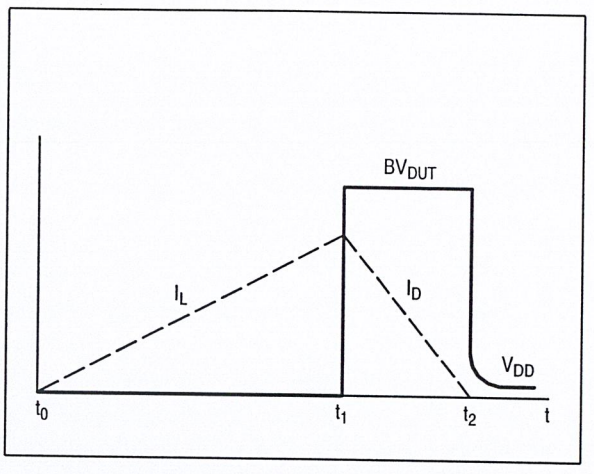


Figure 7. Current–Voltage Waveforms

The unclamped inductive switching circuit shown in Figure 6 was used to demonstrate the controlled avalanche capability of the new "E" series Ultrafast rectifiers. A mercury switch was used instead of an electronic switch to simulate a noisy environment when the switch was being opened.

When S_1 is closed at t_0 the current in the inductor I_L ramps up linearly; and energy is stored in the coil. At t_1 the switch is opened and the voltage across the diode under test begins to rise rapidly, due to di/dt effects, when this induced voltage reaches the breakdown voltage of the diode, it is clamped at BV_{DUT} and the diode begins to conduct the full load current which now starts to decay linearly through the diode, and goes to zero at t_2.

By solving the loop equation at the point in time when S_1 is opened; and calculating the energy that is transferred to the diode it can be shown that the total energy transferred is equal to the energy stored in the inductor plus a finite amount of energy from the V_{DD} power supply while the diode is in breakdown (from t_1 to t_2) minus any losses due to finite component resistances. Assuming the component resistive elements are small Equation (1) approximates the total energy transferred to the diode. It can be seen from this equation that if the V_{DD} voltage is low compared to the breakdown voltage of the device, the amount of energy contributed by the supply during breakdown is small and the total energy can be assumed to be nearly equal to the energy stored in the coil during the time when S_1 was closed, Equation (2).

The oscilloscope picture in Figure 8, shows the information obtained for the MUR8100E (similar die construction as the MUR1100E Series) in this test circuit conducting a peak current of one ampere at a breakdown voltage of 1300 volts, and using Equation (2) the energy absorbed by the MUR8100E is approximately 20 mjoules.

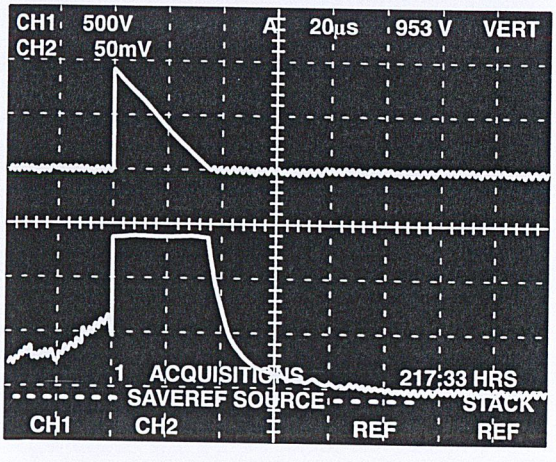
Although it is not recommended to design for this condition, the new "E" series provides added protection against those unforeseen transient viruses that can produce unexplained random failures in unfriendly environments.

EQUATION (1):

$$W_{AVAL} \approx \frac{1}{2} LI_{LPK}^2 \left(\frac{BV_{DUT}}{BV_{DUT} - V_{DD}} \right)$$

EQUATION (2):

$$W_{AVAL} \approx \frac{1}{2} LI_{LPK}^2$$



CHANNEL 2:
I_L
0.5 AMPS/DIV.

CHANNEL 1:
V_{DUT}
500 VOLTS/DIV.

TIME BASE:
20 µs/DIV.

Figure 8. Current–Voltage Waveforms

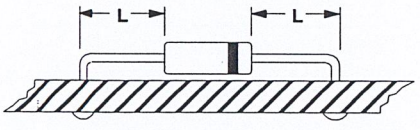
NOTE 3. — AMBIENT MOUNTING DATA

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.

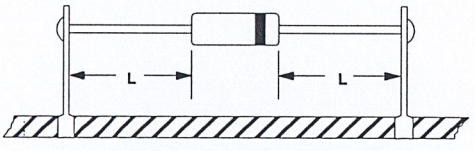
TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

Mounting Method		Lead Length, L			Units
		1/8	1/4	1/2	
1	$R_{\theta JA}$	52	65	72	°C/W
2		67	80	87	°C/W
3		50			°C/W

MOUNTING METHOD 1

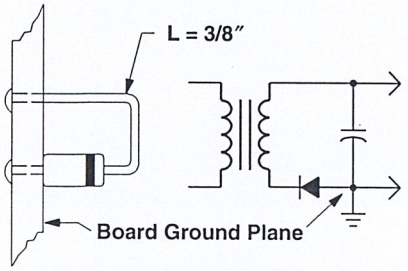


MOUNTING METHOD 2



Vector Pin Mounting

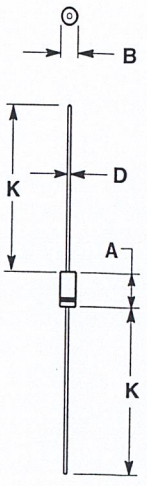
MOUNTING METHOD 3



P.C. Board with
1–1/2″ X 1–1/2″ Copper Surface

PACKAGE DIMENSIONS

MINI MOSORB
CASE 59–04
ISSUE M



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.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	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	---

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR TM

April 30, 1999

AN1031
Considerations in Designing the Printed Circuit Boards of Embedded Switching Power Supplies

Marty Brown

1. Introduction

The importance of a good printed circuit board (PCB) layout in switching power supplies cannot be overstated. Developing the schematic and debugging the breadboard is a good start, but the final, critical challenge is to layout the PCB. Fortunately, understanding the phenomenon behind the operation of the typical switching power supply makes the effort much easier.

2. Discussion

The primary rule for the designer is to be involved with every aspect of the design of the switching power supply, including the PCB. He or she is the only person who best understands the functional requirements of the power supply within the final product. In doing this, the power supply designer should never allow a PCB designer to use the auto-routing routines within the PCB layout program. The autorouter routine only strives to connect nodes that utilize the same signal as stated in the netlist. It disregards the length of the traces needed to accomplish this. The autorouter also considers all grounds the same signal and connects them together without consideration of the actual types of signals running through certain traces. For the power supply designer and the PCB designer to execute a good PCB layout, knowing the signals that flow between components is very important.

Appreciating the subtle "black magic" aspects to the PCB layout is essential to the success of the product. These layout factors can affect the performance of the switching power supply and can also affect the product's ability to be released into the market. The aspects of the product's operation that affect the printed circuit board design are: radiated electromagnetic interference (radiated EMI), conducted EMI, power supply stability, efficiency and operational longevity. The two forms of EMI are tested by regulatory approval bodies such as UL, IEC, and numerous other regulatory bodies throughout the world. The product must pass these stringent EMI tests before it can be sold into its respective market. The remaining factors affect the product's basic operation and customer satisfaction.

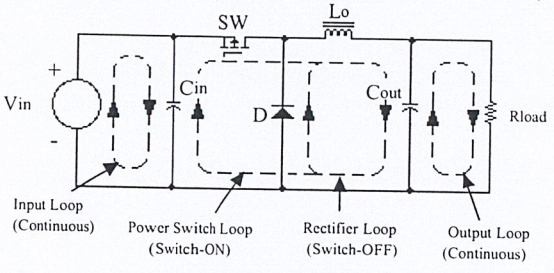
3. Current Loops

Switching power supplies have large current pulses with very sharp edges flowing within the power supply circuit. These large current pulses have the greatest effect on the creation of EMI, and should be the primary focus of the PCB designer. These currents flow in definable "loops" and the circuits carrying these currents should be laid-out first. The low-level control circuitry is then subsequently coupled into specific spots in the layout. These loops are diagrammed in figure 1 for the three major basic topologies of switching power supplies. All of the other topologies are variations of these three.

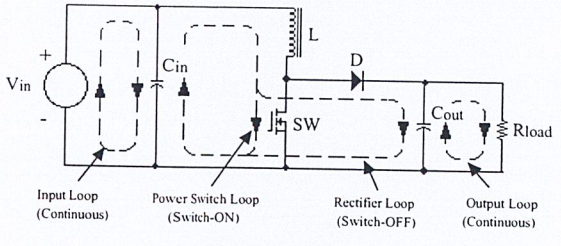
The loops shown in figure 1 can be listed in the order of their greatest affect on noise generation and operational performance:

1. The power switch high current loop.
2. The rectifier high current loop.
3. The input source loop.
4. The output load loop.

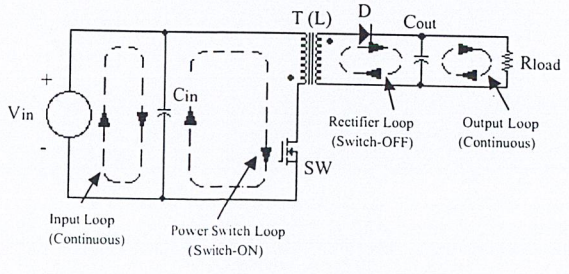
+The input source and output load current loops are filtered by input and output EMI filters (not shown). Their currents are composed of largely DC current. The AC components of these currents are created by the power supply and should be kept to a minimum. These AC components are the elements that make-up conducted EMI. Any AC energy that is allowed to pass over a long enough length of a conductor, is radiated into the product's environment.
The input and output loops are of secondary concern because the large AC pulses seen inside the supply are filtered by the input filter and output filter capacitors respectively. This makes their potential for creating high frequency noise problems less than the two AC loops. These loops should be analyzed later since they are directly measured by the regulatory agencies. The power switch and rectifier current loops are entirely AC, or more appropriately, pulsating DC. They have trapezoidal current waveforms with high peak currents and very sharp edges (di/dt).



a. Buck Converter



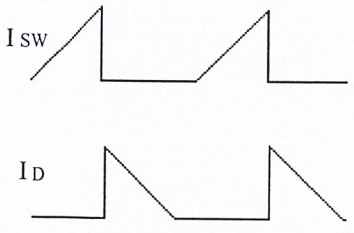
b. Boost Converter



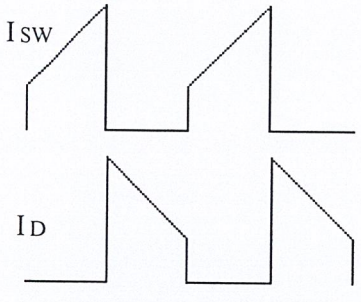
c. Transformer Isolated Converters

Figure 1. The Major Current Loops within Switching Power Supply Topologies

Some representative waveforms can be seen in figure 2. PWM switching power supplies operate in one of these two modes: the *discontinuous-mode*, as seen in figure 2A, and the *continuous-mode* as seen in figure 2B. The discontinuous-mode is when the output rectifier(s) is allowed to completely empty the magnetic element of its magnetic energy before the power switch once again turns-on. The continuous-mode is when some residual energy is allowed to remain in the magnetic element when the power switch begins to turn-on for the next cycle. The current flowing at the end of each period is rapidly interrupted by high speed switches which result in very high di/dt transitions.



2a. Discontiuous-mode

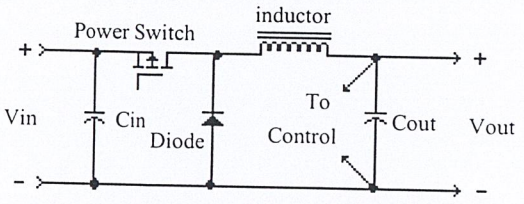


2b. Continuous-mode

Figure 2. The Modes of Operation of Switching Power Supplies

Simultaneously, there are also high rates of dV/dt occurring on these signals. This creates high periodic power impulses which are rich in high frequency components. The power switch and rectifier loops, as a result, are very "noisy" and deserve extraordinary attention. The input power switch loop flows between the input filter capacitor (C_{in}), through the primary winding of the transformer (or inductor), to the power switch and back through the ground to the input capacitor. The rectifier loop flows between the secondary winding of the transformer (or output of the inductor), through the rectifier to the output filter capacitor (C_{out}), and returns through the ground to the transformer or inductor. There is always a filter capacitor comprising part of both loops because the capacitors are the only local source or sink of the high-frequency current needed by the switching power supply. The input source and output load current loops can be viewed as low frequency currents that charge or discharge the input and output filter capacitors respectively, at a virtual DC rate.

The power switch loop and the output rectifier loop(s) should be laid out so that the "loop" has a very small circumference and is composed of traces that are short in length and wide in width. First, the circumference of the loop controls the amount of RF energy that can be radiated at lower frequencies where a significant amount of conducted RF energy exists. By making the loop circumference as short as possible, one does not provide an efficient antenna for these lower noise frequencies. A typical power supply conducts noise frequency components that remain very high until about 100 times the switching frequency and then fall at a rate of between -20 to -40 dB per decade. The lower the frequency a loop is allowed to radiate, the more energy is allowed to escape into the environment. Secondly, the width of the traces used within the high current loops directly dictate the amount of voltage drop which will appear around the loop. This voltage drop, when created by high current, also creates RF radiation. The inductance and resistance exhibited by a trace is inversely proportional to its width. Inductance lowers the frequency response of a loop and therefore is a more efficient antenna at lower frequencies. So the loop traces should be as wide as possible. Wide traces also provide better heatsinking for the power switch and rectifier(s). An example of a layout for the power switch and rectifier loops in a buck converter is shown in figure 3. Notice the very short distances between all members of the two main AC loops.



Schematic.

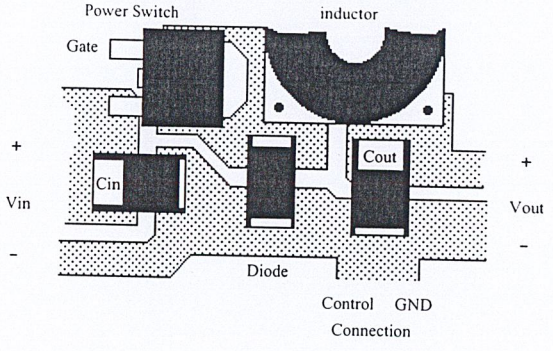


Figure 3. Example layout for a Buck Converter Power Stage

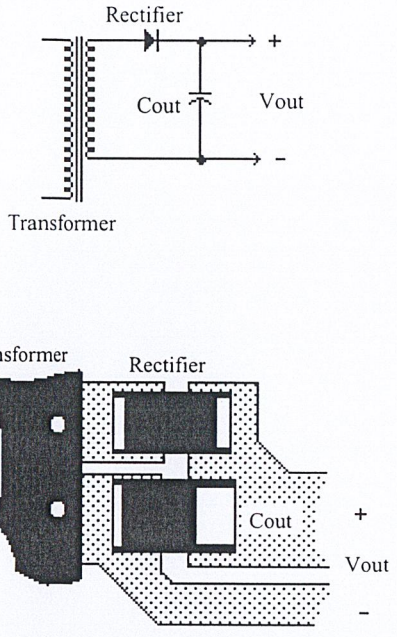
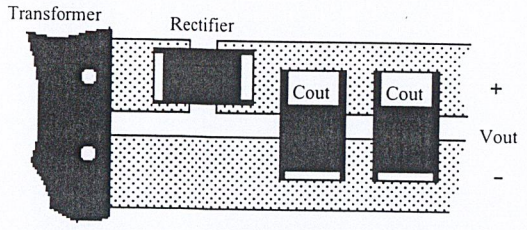


Figure 4. Example Layout for a Transformer-isolated Output

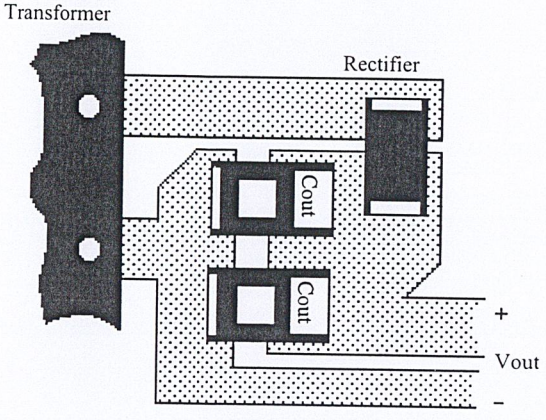
The output rectifier loop in transformer-isolated topologies have the same layout requirements as the input power switch loop. An example layout for the rectifier loop within a flyback converter can be seen in figure 4.

4. Paralleled Capacitors.

Paralleling capacitors is a common technique for lowering the overall equivalent series resistance (ESR) and equivalent series inductance (ESL) of a filter capacitor. This allows the resulting filter capacitor to source or sink higher levels of ripple current with much less internal heating. Here, the PC board layout has a direct affect upon how much "sharing" occurs in the current and heating of the paralleled capacitors. The physical characteristics of the PCB layout between the other components in the loop and each capacitor must be as identical as possible. If the layout is not identical, the capacitor with the lower series trace impedance will see higher peak currents and become hotter (i^2R). To promote this sharing, there should be a form of layout symmetry to both leads of the capacitors. Once again the traces between the components within the loop should be as short and wide as possible. Any parasitic impedance that is introduced by the layout effectively isolates the capacitor from the loop. This makes the high frequency current pulses seek other sources or sinks outside the loop. This creates more conducted EMI when the high current pulses are allowed to escape from the loop and enter the external circuitry. Examples of layouts for paralleled capacitors can be seen in figure 5.



a. non-optimal layout.



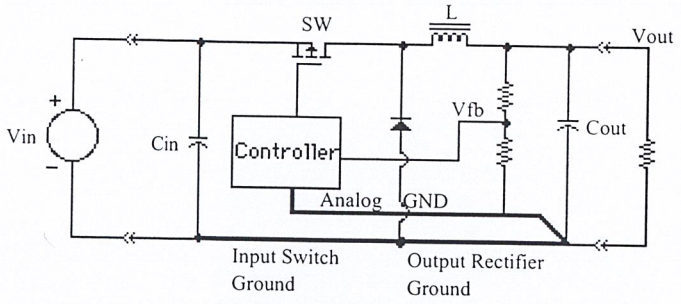
b. better layout.

Figure 5. Laying out Parallel Capacitors

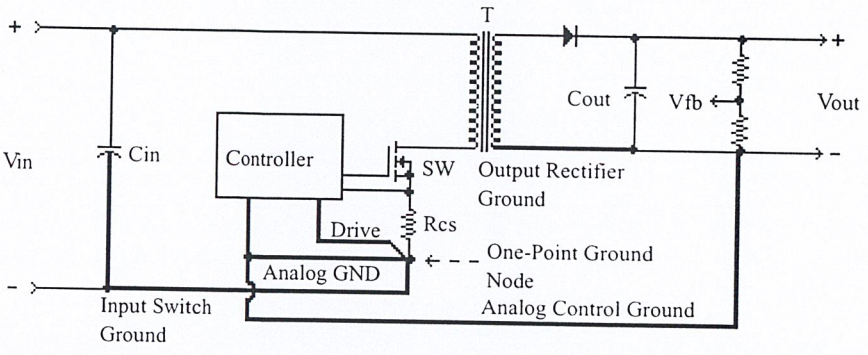
5. Grounds

The grounds within a switching power supply are considered separately, even though they make-up one leg of the high current loops previously discussed. They are special in that they represent the lowest potential return path for the currents and the potential from which all other signals are measured. They have both DC and AC signals being conducted between various points in the physical ground system. There are sections of the ground system that should be considered separately from one another. If these grounds are interconnected improperly, the power supply can become unstable.

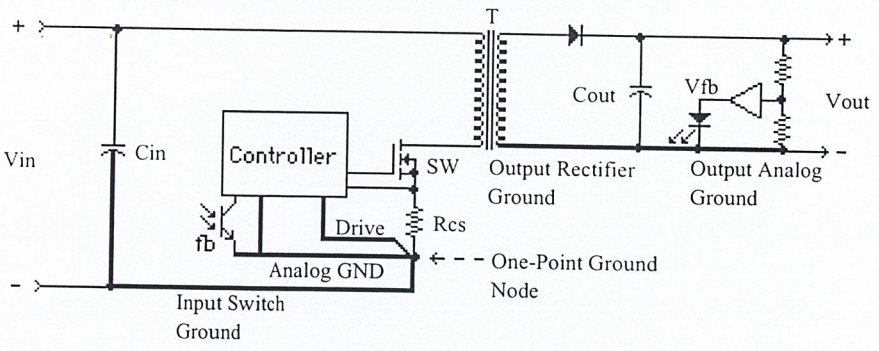
There are three grounds within a switching power supply: 1. the input high-current ground, 2. the output high-current ground and 3. the low-level control ground. The grounds for the three major switching power supply topologies are shown in figure 6.



a. The Buck Converter



b. Non-isolated, Transformer-based Topologies.



c. Isolated, Transformer-based Topologies

Figure 6. Ground Arrangements for various Topologies

As one may notice from the diagrams in figure 6, the connection of the low-level control ground to the overall grounding system is very specific. The first factor to understand is that the power supply controller's main purpose is to precisely regulate the output voltage. To do this, the high-gain error amplifier should be directly connected to the bottom of the output filter capacitor. In this way, noise voltages from the high current loops are not summed into the low-level sense signals. Secondly, the controller usually needs to sense a small signal across a current sensing resistor as well as drive the gate or base of a power switch.

If there are separate analog and power ground pins on the controller IC, they should be routed separately to the ground side of the current sensing resistor. If the IC does not have separate ground pins, then the trace between the IC and the ground end of the current sense resistor should be short and wide.

Another good practice to reduce radiated EMI is to place large areas of ground plane on the opposite side of the PCB and around these high current traces. The ground planes act as electro-static shields for some of the RF energy already radiated. These large conductor areas trap radiated EMI and dissipate them within eddy currents created by the RF energy.

One last and very important factor in designing PCB layouts for switching power supplies is the capacitive coupling of the AC node voltages into their heatsinks or into nearby ground planes. The problem is very severe in through-hole designs, but can also be a problem in surface-mount applications.

The problem is created by the high AC voltages that appear on specific nodes within the switching power supply. Examples of these nodes are the drain connection of the power switch, the AC node connected to an output rectifier, and any snubber or clamp networks connected to these nodes.

In through-hole applications, the power switch is typically a power package with a tab which is bolted to a heatsink with a 5 mil (0.005 inch, 0.13 mm) insulator between them. The drain tab of the power switch has AC peak-to-peak voltages of either one or two times the input voltage. In many supplies, the heatsink is earth grounded which provides a path for the capacitively coupled noise energy to exit the enclosure. Insulator makers have pads that have embedded foil which cuts the capacitance in half.

The problem is less significant in surface-mount applications since the capacitance formed by 0.062 inch (1.6 mm) thick F4 material is much smaller. Additionally, it is rare that earth ground is brought onto the PCB, but the noise could couple into other sensitive signals. The goal is to reduce this parasitic capacitance by creating PCB structures that exhibit low capacitance, such as locating susceptable signals one the same side instead of underneath the noisy node or cross-hatching any ground planes beneath the noisy node.

7. The EMI Filter Layout

Now is the appropriate time to consider the layout of the EMI filter. An EMI filter is needed anytime a power lead or leads are allowed to exit the product's enclosure, which hopefully also provides some RF shielding. These filters are intended to reduce, but cannot completely eliminate, the high frequency currents conducted within the DC input and/or output wiring. Conducted EMI is tested by the regulatory bodies by placing a special cur-rent transformer (a line impedance stabi-lization network (LISN)) in series with the input and/or output power lines. The tester then plots the spectrum of the emerging current waveform from DC to over 1 GHz. The product under test must emit a current spectrum lower than the specified limits at all frequencies.

The filters are designed to not pass the high frequency noise created by the PWM switching power supply. If the parasitic factors of the filter components themselves are not well known and the components are not laid-out properly, some switching energy can couple around the filter compo-nents to traces on the other side of the filter. This allows some of the high frequency energy to escape into the environment or into the rest of the system. Once in the external wiring, this conducted RF energy will then radiate into the surrounding environment as radiated EMI.

Some good guidelines are to place the EMI filter as close as possible to the point where its signal exits the enclosure. The layout of the actual EMI circuitry should also be as close to "in-line" as possible. "Zig-zaging" the layout can cause input and output traces to be in close proximity to each other, thus promoting inductive coupling.