สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 5 โวลต์ 100 มิลลิแอมป์

SWITCHING POWER SUPPLY 5 VOLTS 100 MILLIAMPS

นายธีรวัฒน์ บุบผามาลา รหัส 47380236

นางสาวศกุนตลา มาละ รหัส 47380260

นายสมพงษ์ สิงห์ชัย รหัส 47380263

ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่รับ ....../......../......

เลขทะเบียน 1499792X

เลขเรียกหนังสือ ปร.

ธ 647ส 2550

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

ปีการศึกษา 2550

ใบรับรองโครงงานวิศวกรรม

หัวข้อโครงงาน	สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 5 โวลต์ 100 มิลลิแอมป์
ผู้ดำเนินโครงงาน	นายธีรวัฒน์ บุบผามาลา รหัส 47380236
	นางสาวศกุนตลา มาละ รหัส 47380260
	นายสมพงษ์ สิงห์ชัย รหัส 47380263
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. อัครพันธ์ วงศ์กังแห
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
ปีการศึกษา	2550

....

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร อนุมัติให้โครงงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะกรรมการสอบโครงงานวิศวกรรม

....ประธานกรรมการ
(ดร.อัครพันธ์ วงศ์กังแห)

....กรรมการ
(ดร.ชัยรัตน์ พินทอง)

....กรรมการ
(อาจารย์ สราวุฒิ วัฒนวงค์พิทักษ์)

หัวข้อโครงงาน	สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 5 โวลต์ 100 มิลลิแอมป์
ผู้ดำเนินโครงงาน	นายธีรวัฒน์ บุบผามาลา รหัส 47380236
	นางสาวศกุนตลา มาละ รหัส 47380260
	นายสมพงษ์ สิงห์ชัย รหัส 47380263
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. อัครพันธ์ วงศ์กังแห
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
ปีการศึกษา	2550

....

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย กำลังเป็นที่นิยมในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ในระบบคอมพิวเตอร์ ระบบสื่อสาร งานด้านอุตสาหกรรม เนื่องจากอุปกรณ์มีน้ำหนักเบา ประสิทธิภาพสูง และขนาดเล็ก โดยแหล่งจ่ายไฟสมัยก่อนเป็นแบบลิเนียร์ซัพพลาย ซึ่งแหล่งจ่ายไฟประเภทนี้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ถ้าหากต้องการพลังงานสูงๆ จะมีประสิทธิภาพต่ำ

โครงงานนี้จะศึกษาถึงหลักการทำงานของวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยมีเอาท์พุต 5 โวลต์ 100 มิลลิแอมแปร์ วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้ วงจรเรกติไฟต์และฟิลเตอร์ด้านอินพุต วงจรแปลงผันกระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบบั๊คคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้มอสเฟทกำลังเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ และวงจรฟิลเตอร์ด้านเอาท์พุต

ในการทดสอบวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตและกระแสไฟฟ้าเอาท์พุต จากการทดสอบมีความถูกต้องตามทฤษฎี

Project Title	Switching Power Supply 5 Volts100 Milliamps
Name	Mr. Teerawat Buppamala ID.47380236
	Miss Sakuntala Mala ID.47380260
	Mr. Sompong Singchai ID.47380263
Project Advisor	Dr. Akaraphunt Vongkunghae
Major	Electrical Engineering
Department	Electrical and Computer Engineering
Academic Year	2007

ABSTRACT

Power supply in the past was a linear supply type, had large size with much weight. If more power was required, the efficiency would be lower.

In the present, switching power supply is wide spread in electrical field such as in computer system, communication and industry. Due to its has light weight, high efficiency and small size.

In this project, we study about the principle of a switching power supply with the output rated 5 Volts 100 milliamps. The input of our power supply is 220 Volt. In many microcontroller applications the size of power supply component is a problem, most of power supplies are too large. The power supply from this project is designed to support small microcontroller applications which they do not need a large size of power supply.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วย โดยความช่วยเหลือจากหลายๆท่านด้วยกันผู้จัด ทำขอถือโอกาสนี้ ขอกราบขอบพระคุณ

ดร.อัครพันธ์ วงศ์กังแห ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชัยรัตน์ พินทอง ซึ่งเป็นคณะกรรมการสอบโครงงาน

อาจารย์ สราวุฒิ วัฒนวงค์พิทักษ์ ซึ่งเป็นคณะกรรมการสอบโครงงาน

ขอบกราบขอบพระคุณทั้ง 3 ท่านและบุคคลท่านอื่นๆ ที่ไม่ได้กล่าวนามทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางและข้อคิดต่างๆ ในการแก้ปัญหาที่เป็นประโยชน์อย่างสูงในการทำโครงงานนี้ให้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ นิสิตภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าชั้นปีที่4และน้องๆนิสิตทุกคนที่ได้ให้ความช่วยเหลือทุกท่านเสมอมา

ท้ายนี้ผู้จัดทำโครงงานขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่คอยสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจ แก่ผู้จัดทำเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

คณะผู้จัดทำโครงงาน

นายธีรวัฒน์ บุบผามาลา

นางสาวศกุนตลา มาละ

นายสมพงษ์ สิงห์ชัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....ข
กิตติกรรมประกาศ.....ค
สารบัญ.....ง
สารบัญตาราง.....ฉ
สารบัญรูป.....ช

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงงาน.....1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน.....1
1.3 ขอบข่ายของโครงงาน.....1
1.4 ขั้นตอนของการดำเนินงาน.....2
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....2
1.6 งบประมาณที่ใช้.....3

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี

2.1 วงจรเรกติไฟร์ (Rectifier) และวงจรฟิลเตอร์แบบ RC (RC Filter).....4
2.2 วงจรสวิตซิ่ง.....6
2.3 บั๊กคอนเวอร์เตอร์.....11
2.4 วงจรควบคุม.....13

บทที่ 3 การออกแบบวงจรและอุปกรณ์

3.1 อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง.....18
3.2 การออกแบบวงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย.....19
3.3 วงจรภายใน ICLNK304PN.....28

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองวัดค่าแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าที่
ค่าความต้านทาน Pre-load ต่างๆ 29

บทที่ 5 บทสรุป

5.1 สรุปผลการทดลอง 37

5.2 ปัญหา ข้อเสนอแนะ และแนวทางแก้ไข 37

5.3 แนวทางในการพัฒนาต่อไป 37

เอกสารอ้างอิง 38

ภาคผนวก 39

ภาคผนวก ก 40

ภาคผนวก ข 65

ประวัติผู้เขียนโครงงาน 67

มหาวิทยาลัยนเรศวร

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 แสดง Standard Worldwide Input Line Voltage Ranges 19

3.2 การเลือกค่า Fusible resistor และการเลือกไดโอด 20

3.3 ขนาดตัวเก็บประจุรวม 20

3.4 เปรียบเทียบกราฟระหว่างโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่องและนำกระแสต่อเนื่อง 21

3.5 แสดงการเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์ 23

3.6 Freewheeling Diode ชนิด Ultra-fast 24

4.1 ผลการทดลองวัดค่าของแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้า โดยมีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load ที่ R_{FB} มีค่าเท่ากับ 4.7 kΩ และ R_{BIAS} มีค่าเท่ากับ 2.2 kΩ 30

4.2 ผลการคำนวณแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าตามทฤษฎี โดยมีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load ที่ R_{FB} มีค่าเท่ากับ 4.7 kΩ และ R_{BIAS} มีค่าเท่ากับ 2.2 kΩ 32

4.3 เปรียบเทียบค่าแรงดันเอาท์พุต กระแสเอาท์พุตระหว่างผลการทดลองกับทฤษฎี 34

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 วงจรเรกติไฟร์ (Rectifier) และ วงจรฟิลเตอร์แบบ RC (RC Filter) 4
2.2 แสดงรูปคลื่นเมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half-wave rectifier) 5
2.3 แสดงรูปคลื่นเมื่อใช้ตัวเก็บประจุกรองและแรงดันกระแสตรงสูงสุดกับต่ำสุด....................6
2.4 แสดงโครงสร้างของอีมอสเฟทแบบแชนแนล n....................6
2.5 แสดงขั้ว SS ต่อรวมกับขั้ว S 7
2.6 แสดงการจ่ายแรงดัน V_{DS} และV_{GS} ที่มีค่าเป็นบวก 8
2.7 แสดงกราฟคุณลักษณะของขั้วเดรนของมอสเฟท....................8
2.8 แสดงกราฟคุณลักษณะถ่ายโอน....................10
2.9 สัญลักษณ์ของอีมอสเฟทแบบแชนแนล n 10
2.10 (ก) บั๊ค คอนเวอร์เตอร์....................11
2.10 (ข) การทำงานของวงจร Buck Converter ขณะที่นำกระแส....................11
2.10 (ค) การทำงานของวงจร Buck Converter ขณะที่หยุดนำกระแส 12
2.11 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน 13
2.12 แสดงลักษณะความกว้างของพัลส์จากPWM 14
2.13 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส 15
2.14 วงจรควบคุมเมื่อตัดตัวขยายความแตกต่างออก....................15
2.15 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจร 17
3.1 แสดงวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบ 27
3.2 วงจรภายใน IC LNK304PN 28
4.1 วงจรไฟฟ้าตามกฎของโอห์ม....................29
4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุตกับความต้านทานPre-load จากการทดลอง 31
4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุตกับความต้านทาน Pre-load จากทฤษฎี....................33
4.4 กราฟเปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตระหว่างค่าที่ได้จากการทดลองกับทฤษฎี....................35
4.5 กราฟเปรียบเทียบค่ากระแสไฟฟ้าเอาท์พุตระหว่างค่าที่ได้จากการทดลองกับทฤษฎี 35
4.6 แสดงสัญญาณเอาท์พุต 36

บทที่ 1
บทนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงเรื่องที่มาและความสำคัญของโครงงาน วัตถุประสงค์ของโครงงาน ขอบข่ายของโครงงาน ขั้นตอนการดำเนินงาน ผลที่คาดว่าจะได้รับ และงบประมาณที่ใช้ในการสร้างสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply)

1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงงาน

ในปัจจุบันสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตเราอย่างมาก เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูงแต่มีขนาดเล็ก เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร และ โทรทัศน์ จำเป็นที่จะต้องใช้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย แนวโน้มการนำสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท เพื่อรองรับเทคโนโลยีในอนาคต

ในโครงงานนี้ได้เลือกวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น มีวงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์เป็นส่วนของคอนเวอร์เตอร์ และมีวงจรควบคุมเป็นวงจรในโหมดการควบคุมแรงดัน เพื่อให้ได้เอาท์พุตที่มีแรงดันเป็น 5 โวลต์ และมีกระแส 100 มิลลิแอมป์

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

1.2.1 ออกแบบและสร้างวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายให้มีพิกัดกระแส 100 มิลลิแอมป์ และพิกัดแรงดัน 5 โวลต์คงที่

1.2.2 เพื่อนำความรู้ที่เรียนมาประยุกต์ใช้ให้เกิดประโยชน์

1.3 ขอบข่ายของโครงงาน

1.3.1 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีกระแสทางด้านเอาท์พุต 100 มิลลิแอมป์ มีแรงดัน 5 โวลต์

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

กิจกรรม	ปี 2550						ปี 2551		
	ม.ค. ก.พ.	มี.ค. เม.ย.	พ.ค. มิ.ย.	ก.ค. ส.ค.	ก.ย. ต.ค.	พ.ย. ธ.ค.	ม.ค. ก.พ.	เม.ย.	พ.ค.
1. ศึกษาวงจรและการทำงานของอุปกรณ์ที่ต้องใช้	↔								
2. ออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวน		↔							
3. ออกแบบวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ ทางด้านอินพุต			↔						
4. ออกแบบวงจรสวิตชิ่งและอินเวอร์เตอร์				↔					
5. ออกแบบวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านเอาท์พุต					↔				
6. ออกแบบวงจรควบคุม						↔			
7. นำวงจรที่ออกแบบมาประกอบและทดสอบการทำงาน							↔		
8. บันทึกผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง								↔	
9. สรุปผลการทดลองและจัดทำรายงาน									↔

1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ผู้จัดทำโครงงานได้ประสบการณ์ และความรู้ในสาขาที่เรียนมา และสามารถนำไปใช้ประกอบอาชีพได้

1.5.2 พัฒนาสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

1.6 งบประมาณที่ใช้

1.6.1 ค่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมด	1,000 บาท
1.6.2 ค่าถ่ายเอกสารและเข้าเล่มโครงงาน	1,500 บาท
1.6.3 ค่าอุปกรณ์คอมพิวเตอร์	500 บาท
รวมเป็นเงิน	3,000 บาท

รวมเป็นเงิน 3,000 บาท (สามพันบาทถ้วน)

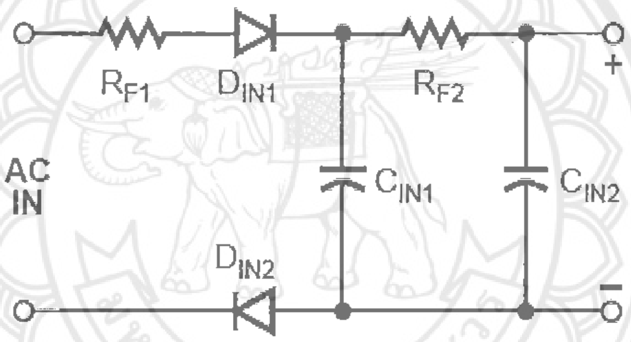
มหาวิทยาลัยนเรศวร

บทที่ 2
หลักการและทฤษฎี

เนื้อหาในบทที่ 2 กล่าวถึงเรื่องทฤษฎีของวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งประกอบไปด้วย วงจรเรกติไฟร์(Rectifier), วงจรฟิลเตอร์ แบบ RC (RC Filter), วงจรสวิตชิ่ง วงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์ วงจรควบคุม รวมถึงอธิบายหลักการทำงานของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องในวงจร

2.1 วงจรเรกติไฟร์ (Rectifier) และ วงจรฟิลเตอร์แบบ RC (RC Filter)

วงจรเรกติไฟร์ในส่วนนี้จะรับกำลังงานโดยตรงจากไฟบ้าน (วงจรทางด้านอินพุต) ซึ่งจะแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ตรงที่ไม่มีหม้อแปลงกำลัง



รูปที่ 2.1 วงจรเรกติไฟร์ (Rectifier) และ วงจรฟิลเตอร์แบบ RC (RC Filter)

2.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half-wave rectifier)

จากรูปที่ 2.1 เมื่อใช้กับไฟ 220 V_{AC} โดยไดโอด D_{IN1} จะทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half wave rectifier) โดยที่ D_{IN2} จะทำหน้าที่ลดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic Interference: EMI) และ ลดการกระเพื่อมของกระแส หลังจากไฟ 220 V_{AC} ผ่านไดโอด D_{IN1} ทำให้กลายเป็นไฟกระแสตรงดังรูปที่ 2.2 และสามารถเขียนเป็นสมการ

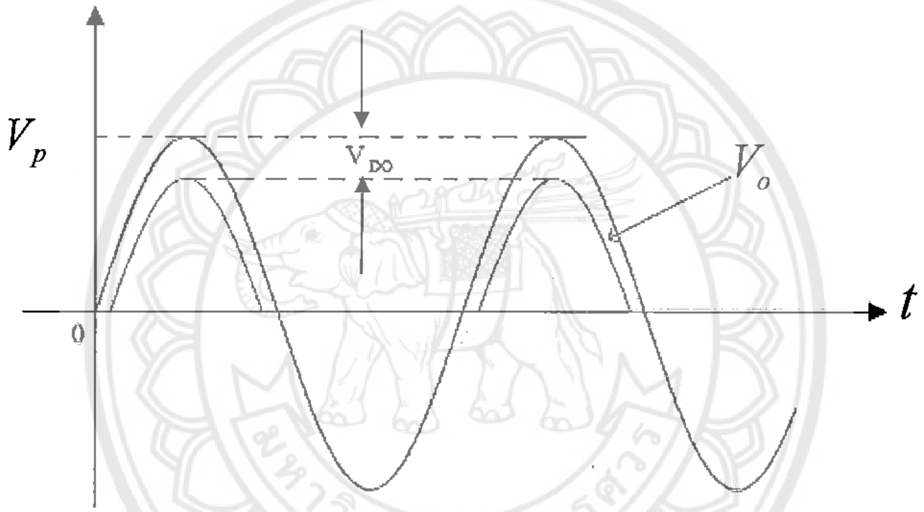
$$V_{DC} = \sqrt{2}.V_P \qquad (2.1)$$

การเลือกไดโอดเพื่อใช้ในวงจร Rectifier มีพารามิเตอร์ที่จะต้องคำนึงถึง คือ

- ความสามารถในการทนกระแส (current-handling capacity)
- ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด (peak inverse voltage: PIV) ซึ่งคือค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดที่ไดโอดจะต้องทนได้ก่อนที่จะเกิดการพังทลาย สามารถหาได้จาก

$$PIV = V_P + V_{DO} \tag{2.2}$$

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นไดโอดที่ใช้จะต้องมี PIV > Vp ซึ่งในทางปฏิบัติเรามักเลือกไดโอดที่มี PIV มากกว่า Vp อย่างน้อยสองเท่า



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นเมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half-wave rectifier)

<u>หมายเหตุ</u> จากรูปที่ 2.2 V_{D0} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดมีค่าประมาณ 0.7 โวลต์

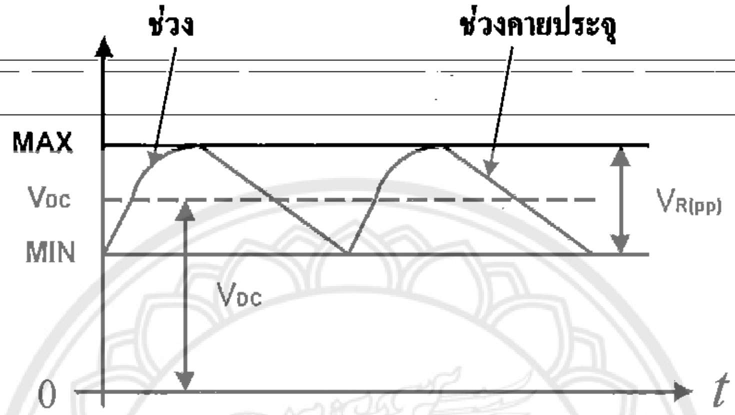
2.1.2 วงจรฟิลเตอร์แบบ RC (RC Filter)

จากรูปที่ 2.1 เมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น(Half_ wave_ rectifier) แล้วจะทำให้มีแรงดันตกคร่อม ตัวเก็บประจุ C_{IN1} ซึ่งกราฟแรงดันที่ออกมาจากวงจรเรียงกระแส (กราฟ V_O จากรูปที่ 2.2) ซึ่งยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้เนื่องจากยังไม่เป็นแรงดันไฟตรงที่มีค่าคงที่ (Pulse DC) จึงจำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อกรองสัญญาณให้เรียบขึ้นจนเกือบจะคงที่ โดยที่ตัวเก็บประจุจะทำการประจุแรงดันในขณะที่ค่า Pulse DC มีค่าเพิ่มขึ้นและคายประจุในช่วงที่ Pulse DC มีค่าลดลง ซึ่งจะเป็นไปตามคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ และจะคิดค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน (ripple factor) จาก

$$ripple_factor(\%) = \frac{ripple_voltage(rms)}{DC_voltage} \times 100\% \qquad (2.3)$$

เมื่อ $ripple_voltage(rms) = \frac{V_{R(P-P)}}{2\sqrt{3}}$

$$DC_voltage = \frac{V_{DC_MAX} + V_{DC_MIN}}{2}$$

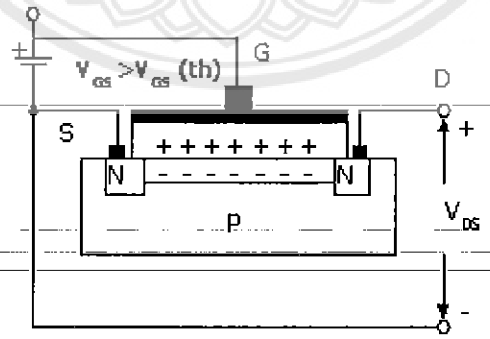


รูปที่ 2.3 แสดงรูปคลื่นเมื่อใช้ตัวเก็บประจุกรองและแรงดันกระแสตรงสูงสุดกับต่ำสุด

2.2 วงจรสวิตชิ่ง

2.2.1 อีมอสเฟทแบบแชนแนล N

โครงสร้างเบื้องต้นของอีมอสเฟทแบบเชนแนล N เป็นดังรูป

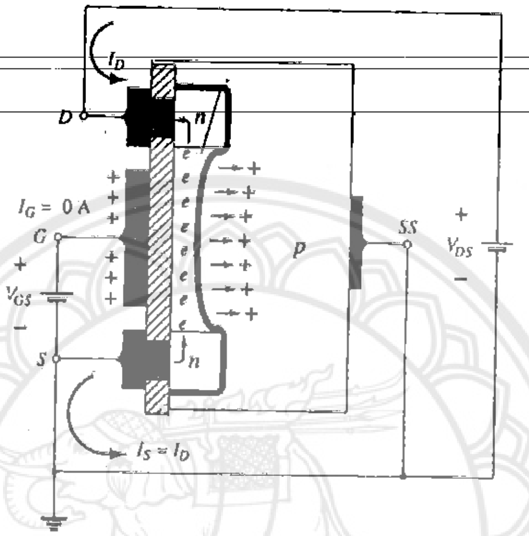


รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างของอีมอสเฟทแบบแชนแนล n

อีมอสเฟทแบบเชนแนล n ประกอบขึ้นจากแผ่นผลึกฐาน P ที่เป็นสารกึ่งตัวนำทำจากซิลิคอน ขั้ว D และขั้ว S ต่อกับ บริเวณที่มีการกระตุ้น N โดยผ่านวัสดุผิวนอกที่เป็นโลหะ นอกจากนี้บางครั้งจะต่อแผ่นผลึกฐาน P เข้ากับแหล่งจ่ายจึงมีขั้ว SS เพิ่มขึ้นมาคล้ายกับดีมอสเฟท

2.2.2 การทำงานและคุณลักษณะเบื้องต้น

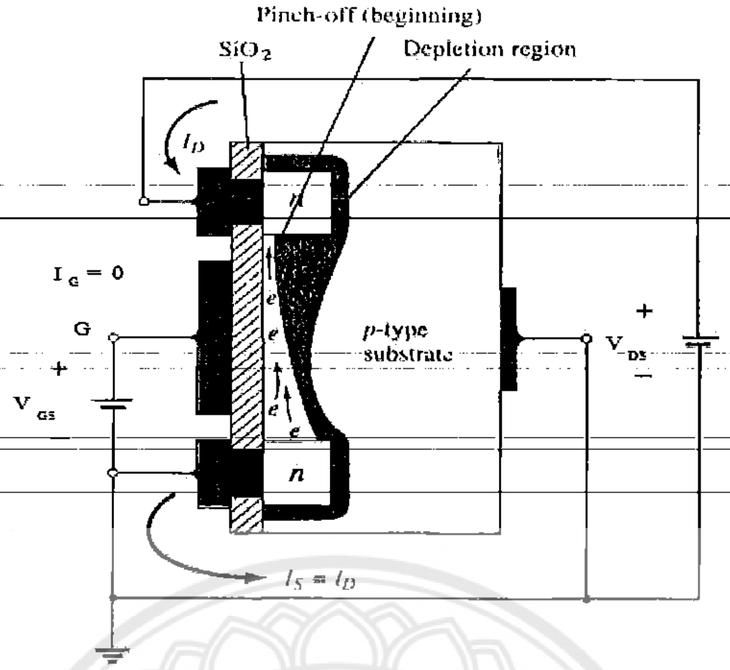
กำหนดให้ $V_{GS} = 0V$ และจ่าย V_{DS} ที่มีค่าเป็นบวกให้กับขั้ว S กับขั้ว D โดยขั้ว SS ต่อรวมกับขั้ว S ดังรูปที่ 2.5 จะเกิดจากไบอัสกลับที่รอยต่อ p-n (บริเวณที่มีการกระตุ้น n กับผลึกฐาน p) [เนื่องจากไม่มีเส้นทางเชื่อมหรือ แชนแนลระหว่างขั้ว D และขั้ว S ทำให้เกิดการต้านการไหลของอิเล็กตรอน] กระแส $I_D = 0$ แตกต่างจาก ดีมอสเฟทและเจเฟท ซึ่งมี $I_D = I_{DSS}$



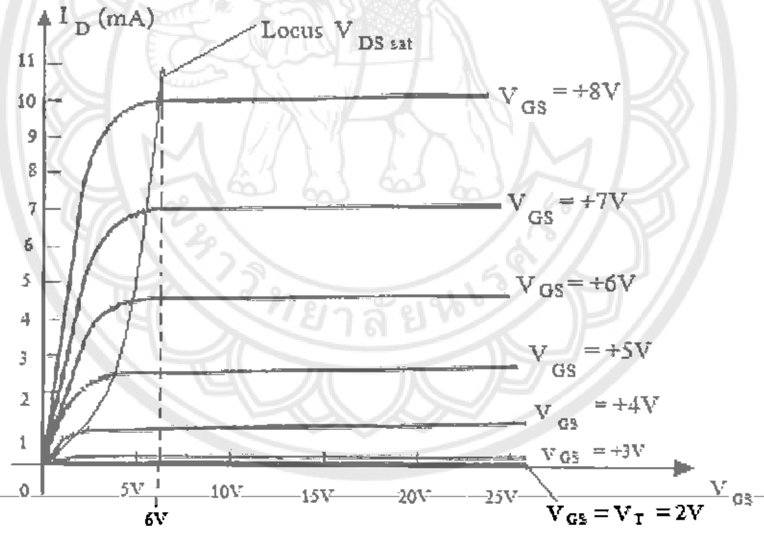
รูปที่ 2.5 แสดงขั้ว SS ต่อรวมกับขั้ว S

ถ้าจ่าย V_{DS} และV_{GS} ที่มีค่าเป็นบวกดังรูปที่ 2.6 ทำให้ขั้ว D และขั้ว G มีความต่างศักย์เป็นบวก การที่ขั้ว G มีความต่างศักย์เป็น บวกนี้จะผลักดันให้โฮลในผลึกฐาน p เข้าไปสู่บริเวณภายในผลึกฐาน p และดึงดูดอิเล็กตรอนในผลึกฐาน p (เป็นผลึกฝังน้อยรวมตัว อยู่ในบริเวณใกล้กับผิวของ SiO_2) ซึ่งมีคุณลักษณะเป็นฉนวนและป้องกันอิเล็กตรอนไม่ให้ดึงดูด ไปยังขั้วเกท

ขณะที่ V_{GS} เพิ่มขึ้น การรวมตัวของอิเล็กตรอนใกล้กับชั้นของ SiO_2 ก็เพิ่มมากขึ้นตามลำดับ ขณะเดียวกัน บริเวณที่มีการ กระตุ้น n เกิดการเหนี่ยวนำจากแรงดัน V_{GS} ทำให้มีอิเล็กตรอนหรือ I_D (มีทิศทางตรงข้ามกับอิเล็กตรอน) ไหลระหว่าง ขั้ว D กับขั้ว S ระดับ V_{GS} ทำให้ I_D ไหลเราเรียกว่า แรงดันเธรสโฮลด์ (Threshold Voltage; V_T) ในสเปคกำหนดให้ V_T เป็น $V_{GS(Th)}$



รูปที่ 2.6 แสดงการจ่ายแรงดัน V_{DS} และV_{GS} ที่มีค่าเป็นบวก



รูปที่ 2.7 แสดงกราฟคุณลักษณะของขั้วเดรนของมอสเฟท

ถ้าเพิ่ม V_{GS} ให้สูงขึ้น I_D ก็จะเพิ่มขึ้นด้วย แต่ถ้า V_{GS} มีค่าคงที่ และ เพิ่มค่า V_{DS} จะทำให้ I_D ถึงจุดอิ่มตัว (เช่น เดียวกับดีมอสเฟท) เนื่องจากขั้วบวกของ V_{DS} ดึงดูดอิเล็กตรอน จึงจะทำให้ปลายของช่องทางเหนี่ยวนำบริเวณใกล้ขั้ว D แคบลง ใกล้ระดับพินช์ออฟ [Pinch-Off (Beginning)] ดังรูปที่ 2.7 เมื่อนำ KVL มาร่วมพิจารณา จะได้แรงดันไฟฟ้าระหว่างขั้ว D กับขั้ว G (V_{DG}) ดังนี้

$$V_{DG} = V_{DS} - V_{GS} \qquad (2.4)$$

ถ้ากำหนดให้ V_{GS} = 8 V และ V_{DS} = 2 V ก็จะได้ V_{DG} = -6 V แต่ถ้าเพิ่ม V_{GS} เป็น 5 V ค่า V_{DG} จะเป็น -3 V (ตามสมการ 2.4) การลดลงของ V_{DG} ทำให้แรงดึงดูด (จากขั้วบวกของ V_{DS}) ที่มีต่ออิเล็กตรอนอิสระในบริเวณช่องทางเหนี่ยวนำลดลงด้วย ทำให้ช่องทางเหนี่ยวนำแคบลง ถ้าความกว้างของช่องทางดังกล่าวลดลงเรื่อย ๆ จนกระทั่งถึงจุดพินช์ออฟ I_D ก็จะถึงจุดอิ่มตัว

คุณลักษณะของขั้วเดรนของมอสเฟทใน รูปที่ 2.6 เป็นดังรูปที่ 2.7 ขณะ V_T = 2 V ที่ V_{GS} = 8 V ทำให้เกิด V_{DS} อิ่มตัว (V_{DSsat}) = 6 V ทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DSsat} กับ V_{GS}

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T \tag{2.5}$$

สมการ (2.5) ทำให้ทราบว่า เมื่อ V_T คงที่และ V_{GS} ยิ่งสูงขึ้นเท่าใด V_{DSsat} ก็ยิ่งสูงขึ้นเท่านั้น

ในรูปที่ 2.7 ขณะที่ V_T เป็น 2 V ณ ตำแหน่งนี้ I_D = 0 mA ดังนั้นจึงทำให้ทราบว่า ถ้า V_{GS} มีค่าต่ำกว่า V_T ค่า I_D ของอีมอสเฟทจะเป็นศูนย์หรือไม่มีกระแสไหลนั่นเอง ถ้าค่า V_{GS} เพิ่มขึ้นจาก V_T เป็น 8 V จะทำให้ระดับการอิ่มตัวของ I_D เพิ่มขึ้นจาก 0 mA เป็น 10 mA แต่เนื่องจากช่วงของเคอร์ฟ V_{GS} มีระยะห่างไม่เท่ากัน ดังนั้น I_D ที่เพิ่มขึ้น จึงมีความสัมพันธ์กับ V_{GS} ในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นดังสมการต่อไปนี้

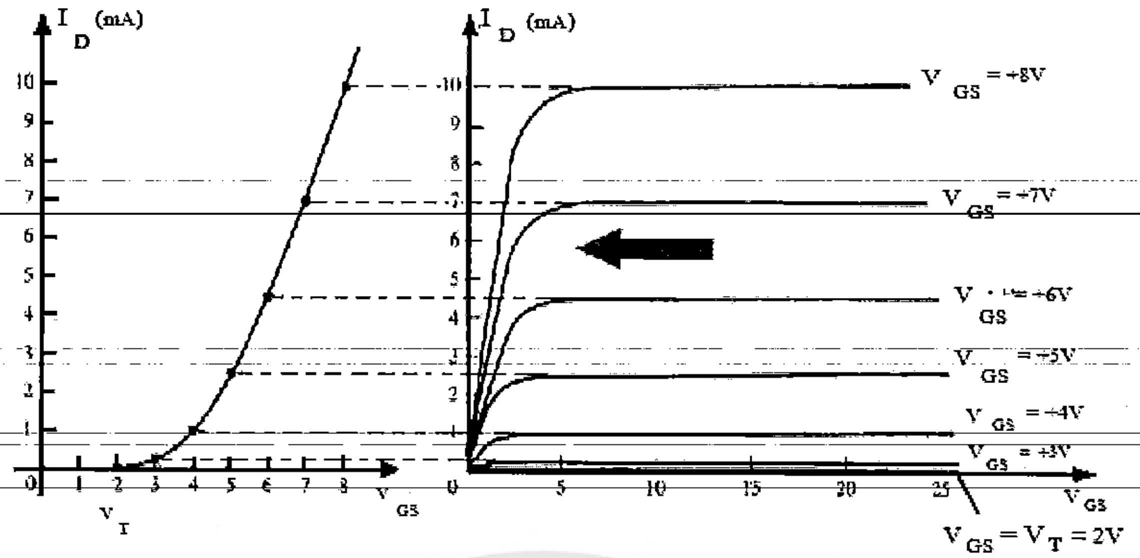
$$I_D = k\,(V_{GS} - V_T)^2 \tag{2.6}$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่ของโครงสร้างอีมอสเฟท ซึ่งหาค่าได้จาก

$$k = I_{D(on)} / (V_{GS(on)} - V_T)^2 \tag{2.7}$$

เมื่อ I_D (on) และ V_{GS} (on) เป็นกระแสและแรงดันที่ทำให้เกิดจุดเฉพาะบนเคอร์ฟคุณลักษณะของมอสเฟท

สมมติแทนค่า I_D (on) = 10 mA ขณะ V_{GS} = 8 V ลงในสมการที่ 2.7 จะได้ $k = 0.278 * 10^{-3}$ A/V^2 แทนค่า k ในสมการ 2.6 เพื่อหาค่า I_D สำหรับคุณลักษณะในรูปที่ 2.7 โดยสมมติ V_{GS} = 4 V จะได้ I_D = 1.11 mA สำหรับการวิเคราะห์ไฟฟ้ากระแสตรงของอีมอสเฟท จะใช้คุณลักษณะถ่ายโอนดังรูปต่อไปนี้ในการแก้ปัญหา

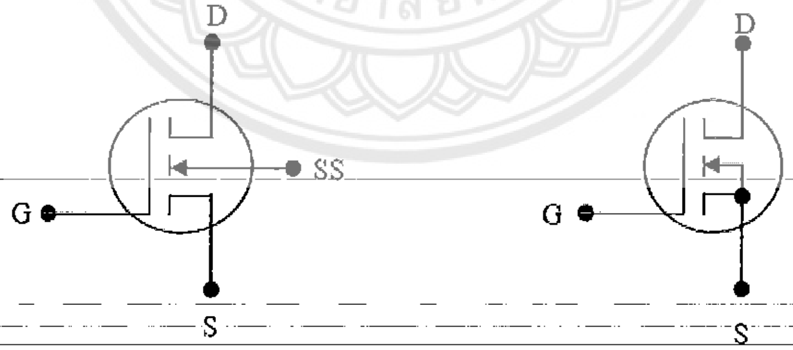


รูปที่ 2.8 แสดงกราฟคุณลักษณะถ่ายโอน

เคอร์ฟถ่ายโอนในรูปที่ 2.8 แตกต่างจากเคอร์ฟถ่ายโอนแบบอื่น เพราะว่าอีมอสเฟทแบบแชนแนล n จะมี I_D เพิ่มขึ้นไม่ได้จนกว่า $V_{GS} = V_T$ สมมติว่าเราจะเขียนเคอร์ฟถ่ายโอนที่มี $k = 0.5*10^{-3}\ A/V^2$ และ $V_T = 4$ V เมื่อนำสมการ 2.6 มาร่วมพิจารณา จะได้

$$I_D = 0.5*10^{-3}(V_{GS} - 4\ V)^2 \qquad (2.8)$$

2.2.3 สัญลักษณ์ (Symbols)



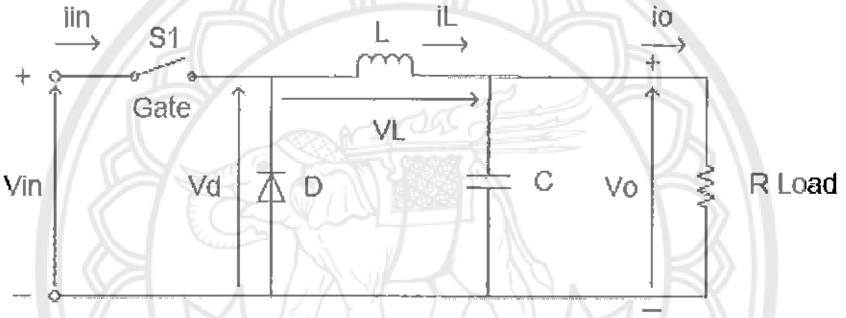
รูปที่ 2.9 สัญลักษณ์ของอีมอสเฟทแบบแชนแนล n

จะเห็นได้ว่าสัญลักษณ์แสดงโครงสร้างแท้จริงของอุปกรณ์เส้นประเชื่อมระหว่างขั้ว D กับขั้ว S แสดงว่าไม่มีแชนแนลระหว่างขั้วทั้งสอง (ขณะไม่ได้รับการไบอัส) ซึ่งเป็นความแตกต่างประการเดียวระหว่างสัญลักษณ์ของดีมอสเฟทกับอีมอสเฟท

2.3 บั๊กคอนเวอร์เตอร์

วงจร Step down converter หรือเรียกอีกอย่างว่า Buck converter เป็นวงจรที่ลดแรงดันไฟฟ้าให้ต่ำลงเพื่อเหมาะสมกับการใช้งาน โครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วย สวิตช์ที่สามารถสั่งให้ "ON" หรือ "OFF" ได้ทุกขณะตามที่เราต้องการในทางปฏิบัติสวิตช์ที่ใช้ในวงจรจริงคือ อุปกรณ์สวิตชิ่ง เช่น BJT, MOSFET, ฯลฯ นอกจากนี้ยังมีส่วนประกอบอื่นๆอีกคือ Condenser, Inductance และ Diode

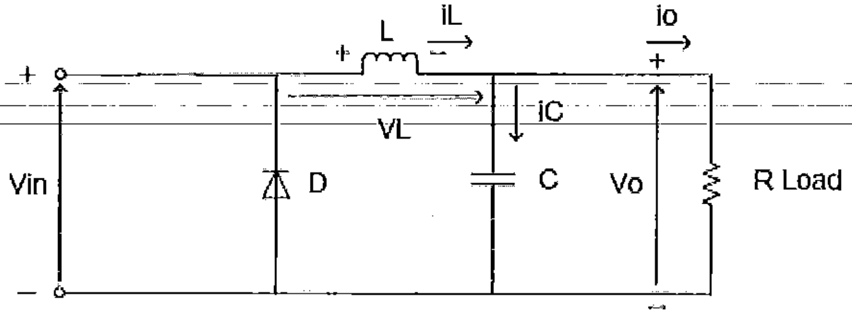
ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (ก) เมื่อวงจรประกอบด้วยสวิตช์ที่มีการ "ON" หรือ "OFF" เกิดขึ้นจะต้องทำการแยกวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือส่วนที่ ON และ OFF เนื่องจากวงจรแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 2.10 (ข) และ (ค) จากนั้นจึงนำวงจรที่แยกออกมาเขียนสมการไฟฟ้าเพื่อคำนวณ สิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือการกำหนดทิศทางการไหลของกระแสและแรงดันที่ตกคร่อมบนอุปกรณ์ทุกตัวไม่ว่าสวิตช์จะอยู่ในสภาวะ ON หรือ OFF จะต้องมีทิศทางเดียวกันเสมอ



รูปที่ 2.10 (ก) บั๊กคอนเวอร์เตอร์

ช่วงสวิตช์นำกระแส (ปิดวงจร)

จากรูปที่ 2.10 (ก) เมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ (L) และโหลดความต้านทาน (R_L) ตามทิศทางขณะเดียวกันไดโอด (D) จะถูกไบแอสย้อนกลับดังรูปที่ 2.10 (ข)



รูปที่ 2.10 (ข) การทำงานของวงจร Buck Converter ขณะที่นำกระแส

จากวงจร Buck Converter ขณะที่นำกระแส (ปิดวงจร) จะสามารถหาสมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$i_L = \frac{1}{L}\int (V_i - V_0)dt \qquad (2.9)$$

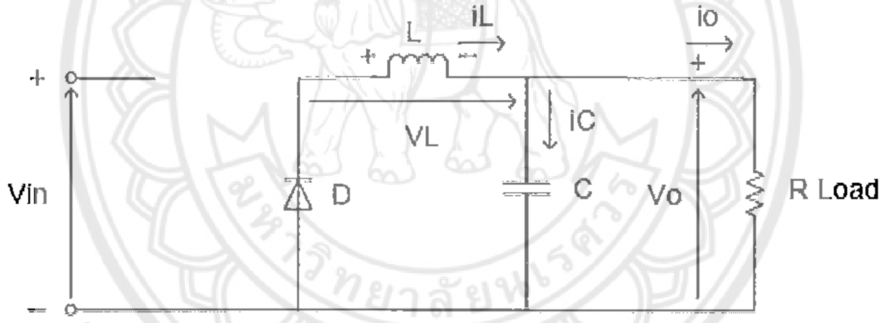
$$i_C = i_L - \frac{V_0}{R} \qquad (2.10)$$

$$V_0 = \frac{1}{C}\int i_C dt \qquad (2.11)$$

เมื่อ $V_d = V_i$ และ $i_d = 0$

ช่วงสวิตช์หยุดนำกระแส (เปิดวงจร)

เมื่อสวิตช์ S เปิดวงจรรูปที่ 2.10 (ค) เกิดการยุบตัวของสนามแม่เหล็กเกิดพลังงานทำให้ขณะนี้กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ไดโอด (D) จะถูกไบแอสตรงเพื่อให้นำกระแสในทิศทางเดิมเกิดแรงดันตกคร่อมโหลดความต้านทาน (R_L) โดยมีขั้วเหมือนกับอินพุต



รูปที่ 2.10 (ค) การทำงานของวงจร Buck Converter ขณะที่หยุดนำกระแส

จากวงจร Buck Converter ขณะที่หยุดนำกระแสสามารถหาสมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลดความต้านทาน (R_L) ดังนี้

$$i_L = \frac{1}{L}\int (-V_0)dt \qquad (2.12)$$

$$i_C = i_L - \frac{V_0}{R} \qquad (2.13)$$

$$V_0 = \frac{1}{C}\int i_C dt \qquad (2.14)$$

เมื่อ $i_L > 0;\ i_L = i_L\ ;\ V_d = 0$

$i_L = 0;\ V_d = V_o$

จากการทำงานของวงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์จะพบว่าเมื่อสวิตช์ S มีการปิด-เปิดวงจรอย่างต่อเนื่องจะทำให้กระแสที่เอาท์พุตมีแนวโน้มที่จะไหลได้ต่อเนื่องในส่วนของไดโอด (D) ในวงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะเรียกว่า "Free-Wheeling Diode" หรือ "Flywheel Diode"

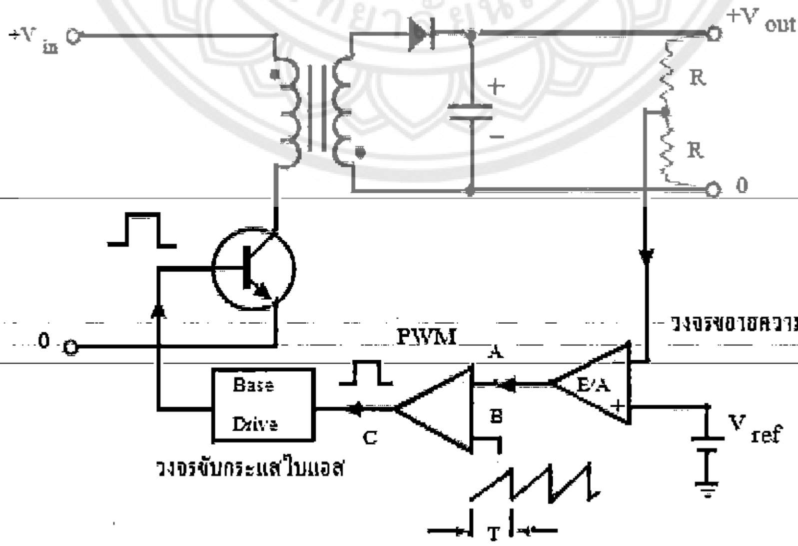
2.4 วงจรควบคุม

วงจรจะทำหน้าที่ป้อนพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูง (20 kHz – 500 kHz) ที่สามารถควบคุมความกว้างของพัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงความถี่สูง จากนั้นจึงทำการปรับขนาดของแรงดันตามต้องการ โดยหม้อแปลงความถี่สูงและส่งเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านเอาท์พุตเป็นไฟตรง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาท์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (turn on) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (ในโครงงานนี้ใช้เพาเวอร์มอสเฟท) ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation - PWM) เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้สองลักษณะ คือ ควบคุมจากแรงดัน และ ควบคุมจากกระแส

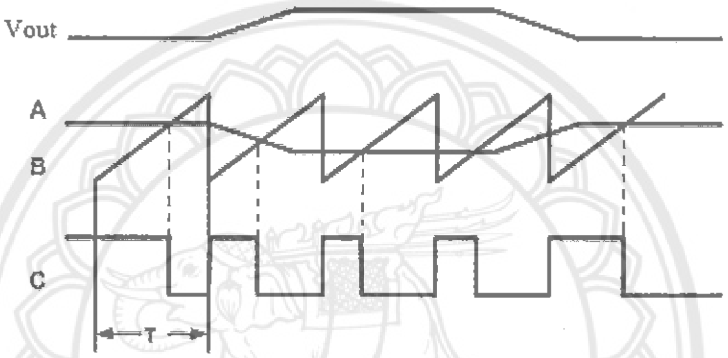
2.4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาท์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานเป็นดังรูป



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.11 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาท์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

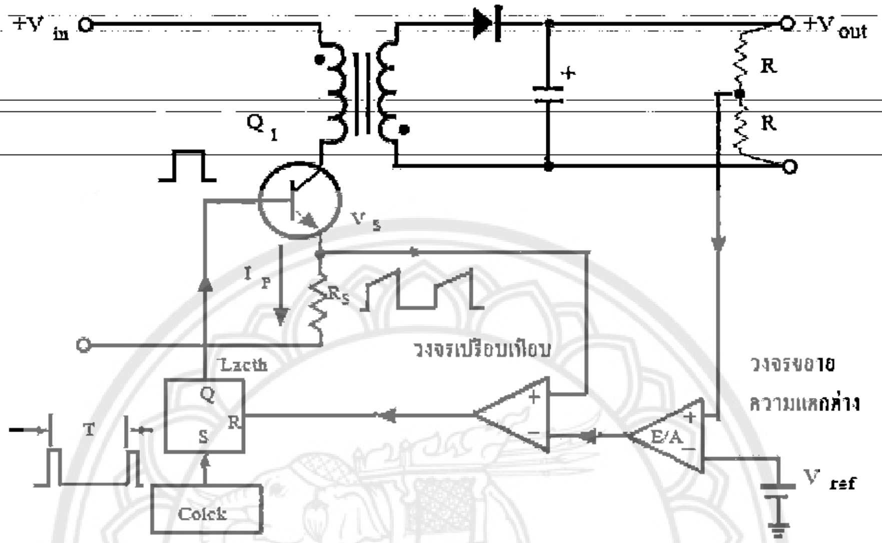


รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะความกว้างของพัลส์จาก PWM

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาท์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ turn on ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาท์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น turn on ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.12

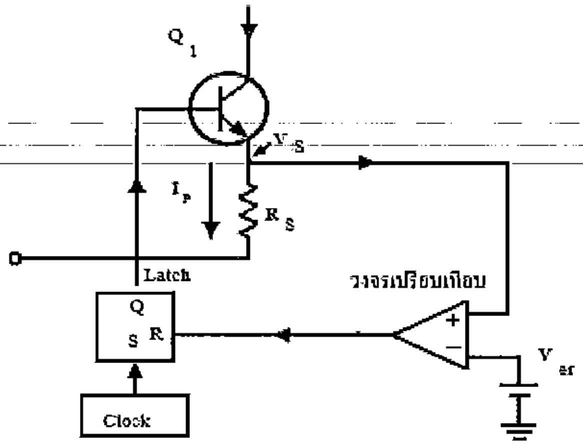
2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control) มีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมที่นิยมใช้กันมาก วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นเช่นกัน วงจรพื้นฐานแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา จึงแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{er} ดังรูปที่ 2.14 วงจร latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร latch จะมีสถานะเป็น high เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



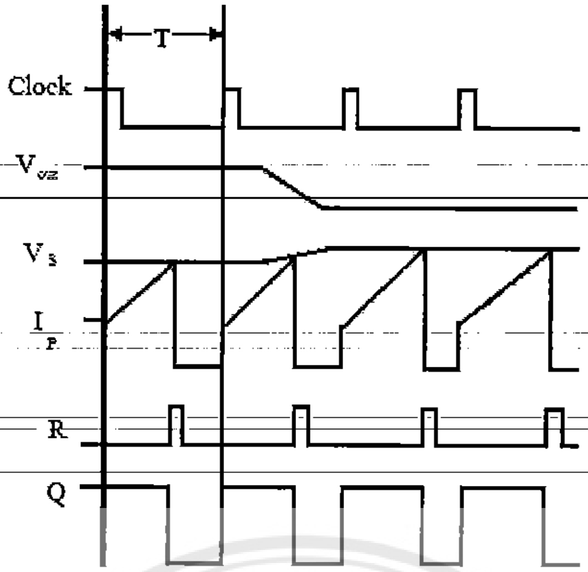
รูปที่ 2.14 วงจรควบคุมเมื่อตัดตัวขยายความแตกต่างออก

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของ latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น high เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่และตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{er} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{er} เอาท์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{er} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วยจะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุตเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 2.13 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุตมีค่าลดลง เอาท์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเอาท์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/Aจะมีค่าลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานเป็นดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจร

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันดังนี้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาท์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสโหลดเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชั่นที่ดีมาก

4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น

5. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

บทที่ 3

การออกแบบวงจรและอุปกรณ์

ในบทนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง ขั้นตอนในการออกแบบการทำงานรวมถึงวิธีการคิดคำนวณค่าพารามิเตอร์ของวงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และรายละเอียดต่างๆของวงจรภายในของ IC เบอร์ LNK304PN

3.1 อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนี้ ประกอบด้วย

3.1.1 Fusible resistor ขนาด 8.2Ω,1 W จำนวน 1 ตัว

3.1.2 ไดโอดในวงจรเรียงกระแส ชนิด 1N4007 ทนกระแสได้ 1 A และทนแรงดันได้ 1000 V จำนวน 2 ตัว

3.1.3 ตัวเก็บประจุในวงจรฟิลเตอร์ ชนิด Electrolytic ขนาด 10uF สามารถทนแรงดันได้ 400 V จำนวน 2 ตัว

3.1.4 ความต้านทาน ขนาด 100Ω,0.5 W จำนวน 1 ตัว

3.1.5 IC เบอร์ LNK304PN จำนวน 1 ตัว

3.1.6 ตัวเก็บประจุ Bypass ชนิด Ceramic ขนาด 0.1uF ทนแรงดันได้ 50 V จำนวน 1 ตัว

3.1.7 ตัวเก็บประจุทางเอาท์พุต ชนิด Electrolytic ขนาด 470uF สามารถทนแรงดันได้ 16 V จำนวน 1 ตัว

3.1.8 ความต้านทาน Feed Back ขนาด 4.7kΩ จำนวน 1 ตัว

3.1.9 ความต้านทาน Bias ขนาด 2.2kΩ จำนวน 1 ตัว

3.1.10 ตัวเก็บประจุ Feed Back ชนิด Electrolytic ขนาด 10 uF สามารถทนแรงดันได้ 16 V จำนวน 1 ตัว

3.1.11 ความต้านทาน Pre-load ขนาด 50Ω จำนวน 1 ตัว

3.1.12 ไดโอด Feed Back ชนิด glass passivated 1N4005G ทนแรงดันได้ 468.5 V

3.1.13 ไดโอด freewheeling ชนิด Ultra-fast ที่มีค่า Reverse Recovery Time (t_{rr}) น้อยกว่าหรือเท่ากับ 75 ns เลือกใช้ UF4006 จำนวน 1 ตัว

3.1.14 ตัวเหนี่ยวนำในวงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์ ชนิด chock ขนาด 820uH ที่กระแส 0.2 A

3.2 การออกแบบวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ขั้นที่ 1 คำนวณหา VAC_{min}, VAC_{max}, P_o, V_o, f_L และ η

- หาช่วงของแรงดันอินพุต จากตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แสดง Standard Worldwide Input Line Voltage Ranges

Input (VAC)	VAC_{min}	VAC_{max}
100/115	85	132
230	195	265
Universal	85	265

- ความถี่ในสาย (f_L) มีค่าเท่ากับ 50 Hz สำหรับวงจร half-wave rectification ใช้ f_L / 2 แรงดันเอาท์พุต (Vo) มีหน่วยเป็น Volt กำลังเอาท์พุต (Po) มีหน่วยเป็น Watt
- เลือกใช้ Input(VAC) = 230 V จึงได้ VAC_{min} = 195 V และ VAC_{max} = 265 V
- ประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลาย (η) มีค่าเท่ากับ

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$$

$$= \frac{0.5}{0.9091} = 0.55$$

ขั้นที่ 2 หาค่า AC Input Stage

Input Stage ประกอบไปด้วย ความต้านทานที่หลอมละลายได้ (fusible resistor) ไดโอดเรียงกระแส และ วงจรฟิลเตอร์

ความต้านทานที่หลอมละลายได้ (Fusible resistor) ควรคำนึงถึงการเพิ่มขึ้นของกระแสอย่างเฉียบพลัน (surge) ในสาย ซึ่งความต้านทานนี้จะทำหน้าที่เป็น fuse, จำกัดกระแส inrush และช่วยลดสัญญาณรบกวน (noise) ซึ่งจะใช้ fusible resistor ขนาด 8.2Ω,1 W

สำหรับการออกแบบวงจรเรียงกระแสที่มีกำลังเอาท์พุตน้อยกว่า 1 วัตต์จะใช้วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (half-wave rectifier) ซึ่งวงจรเรียงกระแสจะช่วยลดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic Interference: EMI) และ ลดการกระเพื่อมของกระแสโดยไดโอดตัวที่สอง และไดโอดทั้งสองตัวจะต้องทนต่อค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด (peak inverse voltage: PIV) เป็น 2 เท่าของแรงดันสูงสุด สามารถดูได้จากตารางที่ 3.2 ที่กำลังเอาท์พุตเท่ากับ0.25 W – 1 Wและเลือกตัวเก็บประจุรวมจากตารางที่ 3.3ในคอลัมน์ของ half-wave rectification

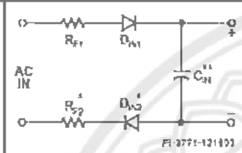
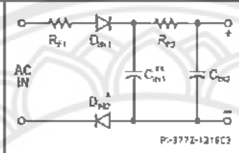
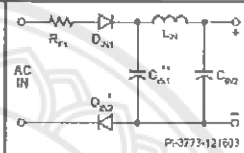
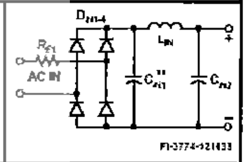
จากสมการที่ 2.2

$$PIV = 2V_P - V_{DO}$$

$$= 2(265) - 0.7 = 529.3V$$

∴ จะใช้ไดโอดที่ทนแรงดันได้ มากกว่า 529.3 V ซึ่งเลือก ไดโอด 1N4007 ที่ค่ากระแส 1 A และทนแรงดันได้ 1000 V สำหรับตัวเก็บประจุ เลือกที่ทนแรงดันได้มากกว่า 375 V (จากสมการที่ 3.1) จึงใช้ตัวเก็บประจุขนาด 10uF สามารถทนแรงดันได้ 400 V

ตารางที่ 3.2 การเลือกค่า Fusible resistor และการเลือกไดโอด

P_{OUT}	≤ 0.25 W	0.25-1 W	> 1 W	
85-265 VAC Input Stage				
	R_{F1}, R_{F2}: 100-470 Ω, 0.5 W, Fusible C_{IN}: ≥2.2 μF, 400 V D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1}: 8.2 Ω, 1 W Fusible R_{F2}: 100 Ω, 0.5 W, Flame proof C_{IN1}, C_{IN2}: ≥3.3 μF, 400 V each D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1}: 8.2 Ω, 1 W Fusible L_{IN}: 470 μH-2.2 mH, 0.05 A-0.3 A C_{IN1}, C_{IN2}: ≥4 μF/W_{OUT}, 400 V each D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1}: 8.2 Ω, 1 W Fusible L_{IN}: 470 μH-2.2 mH, 0.05 A-0.3 A C_{IN1}, C_{IN2}: ≥2 μF/W_{OUT}, 400 V each D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4005, 1 A, 600 V

ตารางที่ 3.3 ขนาดตัวเก็บประจุรวม

	Total Capacitance CIN(TOTAL) uF/POUT (CIN1 + CIN2)	
AC Input Voltage (VAC)	Half Wave Rectification	Full Wave Rectification
100/115	6-8	3-4
230	1-2	1
Universal	6-8	3-4

ขั้นที่ 3 หาค่าสูงสุดและต่ำสุดของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุต (V_{MAX} และ V_{MIN}) จากค่าพื้นฐานของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

คำนวณหาค่า V_{MAX} จาก

$$V_{MAX} = \sqrt{2}.VAC_{MAX} \qquad (3)$$

$$= \sqrt{2}.265 = 375V_{DC}$$

สมมติให้ค่าความต้านทานอินพุตมีค่าน้อยมาก ดังนั้นไม่คิดแรงดันตกที่ตัวต้านทาน คำนวณหาค่า V_{MIN} จาก

$$V_{MIN} = \sqrt{\frac{\left(2.VAC_{MIN}^2\right)2P_O\left(\frac{1}{2f_L}-t_C\right)}{\eta.C_{IN(TOTAL)}}} \qquad (3.2)$$

$$= \sqrt{\frac{\left(2.195^2\right)2(0.5)\left(\frac{1}{50}-3\times10^{-3}\right)}{0.55\times1}} = 49V_{DC}$$

* ถ้าข้อมูลไม่เพียงพอให้สมมติ เวลาที่ไดโอดนำกระแสไฟฟ้าเป็น t_C = 3ms

ขั้นที่ 4 เลือกอุปกรณ์ Link Switch-TN โดยคำนึงถึงกระแสเอาท์พุตและกระแสจำกัด

สำหรับโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (Mostly Discontinuous Conduction: MDCM) กระแสเอาท์พุตควรมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับกระแสจำกัดต่ำสุด

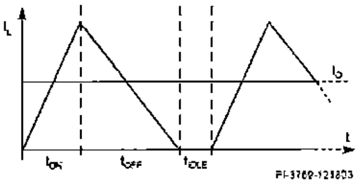
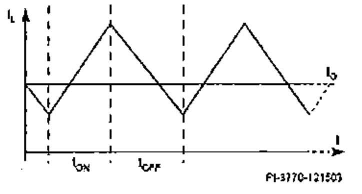
$$I_{LIMIT_MIN} > 2.I_O$$

สำหรับโหมดนำกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Modes: CCM) ในการเลือกอุปกรณ์จะคำนึงถึงกระแสเอาท์พุต (I_O) ต้องมีค่ามากกว่า 50% ของกระแสจำกัดสูงสุด (minimum current limit) แต่ต้องน้อยกว่า 80% ของกระแสจำกัดต่ำสุด

$$0.5I_{LIMIT_MIN} < I_O < 0.8I_{LIMIT_MIN}$$

สามารถเลือกโหมดการทำงานได้จากตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 เปรียบเทียบกราฟระหว่างโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่องและนำกระแสต่อเนื่อง

COMPARISON OF CCM AND MDCM OPERATING MODES		
OPERATING MODE	MDCM	CCM
Operating Description	 Inductor current falls to zero during t_{OFF}. Borderline between MDCM and CCM when t_{IDLE} = 0.	 Current flows continuously in the inductor for the entire duration of a switching cycle.

ขั้นที่ 5 การเลือกตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาท์พุต

จากตารางที่ 3.5 ให้ค่าตัวเหนี่ยวนำและระดับกระแสไฟฟ้า RMS สำหรับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตทั่วไปและกระแส เป็นพื้นฐานในการออกแบบคำนวณหาค่าแรงดันสูงสุดกับกระแสเอาท์พุต ให้ได้ค่าตามความต้องการ ในการออกแบบสามารถใช้โปรแกรม $PIXL_S$ แทนตารางที่ 3.5 ถ้าต้องการความแม่นยำสามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำจากสมการ

$$L_{TYP} = \frac{2.K_{L_TOL}\cdot\left(\frac{V_O.I_O}{K_{LOSS}}\right).(V_{MIN}-V_{DS}-V_O)}{(I^2_{LIMIT_MIN}-I^2_{INITIAL}).FS_{MIN}.(V_{MIN}-V_{DS})} \quad (3.3)$$

แต่ควรเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำให้มีค่า L_{TYP} อยู่ในช่วง

$$680\mu H < L_{TYP} < L < 1.5L_{TYP}$$

$$680\mu H < L < 1021.5\mu H$$

สำหรับ Link Switch-TN การออกแบบโหมดการดำเนินการ จะไม่ขึ้นอยู่กับค่าตัวเหนี่ยวนำโหมดของการดำเนินการจะเป็นฟังก์ชั่นของกระแสโหลด และกระแสจำกัดของการเลือกอุปกรณ์ ค่าของตัวเหนี่ยวนำกำหนดเพียงแต่ค่าเฉลี่ยของความถี่ในการสวิตช์

ค่าคงที่ K_{L_TOL} ในสมการที่ 3.3 และค่าที่ออกแบบตามตารางที่ 3.5 สามารถปรับค่าลงได้และใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำเริ่มต้นตามตารางได้ (หากไม่มีข้อมูลเพียงพอให้สมมติค่า K_{L_TOL} เท่ากับ 1.15)

เนื่องจากมีการสูญเสียพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ จึงไม่สามารถจ่ายพลังงานทั้งหมดแก่โหลดได้ ซึ่งการชดเชยสำหรับปัจจัยที่ทำให้เกิดความสูญเสีย โดยใช้ตัวแปร K_{LOSS} มีค่าอยู่ระหว่าง 50% กับ 66% ของความสูญเสียทั้งหมดในการจ่ายให้กับตัวเหนี่ยวนำในสมการ

$$K_{LOSS} = 1-\left(\frac{2(1-\eta)}{3}\right) \text{ ถึง } 1-\left(\frac{1-\eta}{2}\right) \quad (3.4)$$

$$= 1-\left(\frac{2(1-0.55)}{3}\right) \text{ ถึง } 1-\left(\frac{1-0.55}{2}\right)$$

$$= 0.7 \text{ ถึง } 0.775$$

∴ เลือกค่าของตัวเหนี่ยวนำเป็น 820 uH ที่พิกัดกระแส 0.2 A

ตารางที่ 3.5 แสดงการเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรบั๊คคอนเวอร์เตอร์

V_{out}	I_{out_max}	INDUCTOR				LNK30X	MODE	DIODE (t_{rr})	R_{FB}	R_Z
		uH	mA	TOKIN	COILCRAFT					
5	≤120	680	220	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	≤75 ns	3.84 kΩ	3.9 V
	160	680	230	SBC2-681-211	RFB0807-681		CCM	≤35 ns		
	175	680	320	SBC3-681-211	RFB0810-681	LNK305	MDCM	≤75 ns		
	225	680	340	SBC4-681-211	RFB0810-681		CCM	≤35 ns		
	280	680	440	SBC4-681-211	RFB0810-681	LNK306	MDCM	≤75 ns		
	360	680	430	SBC4-681-211	RFB0810-681		CCM	≤35 ns		
12	≤85	680	180	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	≤75 ns	11.86 kΩ	11 V
	120	1000	230	SBC3-102-281	RFB0807-102		MDCM	≤75 ns		
	160	1500	320	SBC3-152-251	RFB0810-152		CCM	≤35 ns		
	175	680	340	SBC3-681-361	RFB0810-681	LNK305	MDCM	≤75 ns		
	225	1000	440	SBC4-102-291	RFB0810-102		CCM	≤35 ns		
	280	680	430	SBC4-681-431	RFB0810-681	LNK306	MDCM	≤75 ns		
	360	1500	400	SBC6-152-451	RFB1010-152		CCM	≤35 ns		
15	≤70	680	160	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	≤75 ns	15.29 kΩ	13 V
	120	1200	210	-	RFB0807-122		MDCM	≤75 ns		
	160	1800	210	-	RFB0810-182	LNK305	CCM	≤35 ns		
	175	820	310	-	RFB0810-821		MDCM	≤75 ns		
	225	1200	310	-	RFB1010-122	LNK306	CCM	≤35 ns		
	280	820	390	-	RFB1010-821		MDCM	≤75 ns		
	360	1500	390	SBC6-152-451	RFB1010-152		CCM	≤35 ns		
24	≤50	680	130	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	≤75 ns	25.6 kΩ	22 V
	120	1500	190	SBC4-152-221	RFB0810-152		MDCM	≤75 ns		
	160	2200	180	SBC4-222-211	RFB0810-222	LNK305	CCM	≤35 ns		
	175	1200	280	-	RFB0810-122		MDCM	≤75 ns		
	225	1500	280	SBC6-152-451	RFB1010-152	LNK306	CCM	≤35 ns		
	280	1200	350	-	RFB1010-122		MDCM	≤75 ns		
	360	2200	360	SBC6-222-351	-		CCM	≤35 ns		

ขั้นที่ 6 เลือก Freewheeling Diode

สำหรับโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (Mostly Discontinuous Conduction: MDCM) ที่อุณหภูมิ t_{AMB} น้อยกว่าหรือเท่ากับ 70 องศา ควรเลือกใช้ Ultra-fast ไดโอดที่มีค่า Reverse Recovery Time (t_{rr}) น้อยกว่าหรือเท่ากับ 75ns แต่ที่อุณหภูมิ t_{AMB} มากกว่า 70 องศา เลือกใช้ Ultra-fast ไดโอดที่มีค่า Reverse Recovery Time (t_{rr}) น้อยกว่าหรือเท่ากับ 35ns

สำหรับโหมดนำกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Modes: CCM) เลือกใช้ Ultra-fast ไดโอดที่มีค่า Reverse Recovery Time (t_{rr}) น้อยกว่าหรือเท่ากับ 35 ns มีขอบเขตที่ยอมรับได้ที่ 25% เป็น Freewheeling Diode

$$V_{PIV} > 1.25V_{MAX}$$
$$V_{PIV} > 469V$$

ควรเลือกไดโอดที่สามารถนำกระแสที่โหลดเต็มที่ได้ ดังนี้

$$I_F > 1.25I_O$$
$$I_F > 125mA$$

∴ เลือกใช้ Freewheeling Diode UF4005 ที่ทนแรงดันย้อนกลับสูงสุดได้ 600 V และนำกระแสขณะโหลดเต็มที่ได้ 1 A สามารถเลือก Freewheeling Diode ได้จากตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 Freewheeling Diode ชนิด Ultra-fast

PART NO.	V_{RRM} (V)	I_F (A)	t_{rr} (ns)	PACKAGE	MANUFACTURER
MUR160	600	1	50	Leaded	Vishay
UF4005	600	1	75	Leaded	Vishay
BYV26C	600	1	30	Leaded	Vishay/Philips
FE1A	600	1	35	Leaded	Vishay
STTA10 6	600	1	20	Leaded	ST Microelectronics
STTA10 6U	600	1	20	SMD	ST Microelectronics
US1J	600	1	75	SMD	Vishay

ขั้นที่ 7 เลือกตัวเก็บประจุทางด้านเอาท์พุต

ตัวเก็บประจุทางด้านเอาท์พุต จำเป็นต้องคำนึงถึง Ripple voltage โดยทั่วไป Ripple voltage จะขึ้นอยู่กับ ความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ (ESR) สามารถเขียนสมการได้เป็น

ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
1499792X
พ5
ธ647ส
2550

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{LIMIT}} \tag{3.5}$$

เมื่อ V_{RIPPLE} คือ ค่าสูงสุดของเอาท์พุต ripple

I_{LIMIT} คือ กระแสจำกัดของ Link Switch-TN

ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ จะประมาณจากค่าจำเพาะที่ความถี่ในการสวิตช์ที่ 66 kHz ไม่แนะนำให้ใช้ค่าของตัวเก็บประจุมากกว่า 100 uF และเนื่องจากตัวเก็บประจุสามารถป้องกันแรงดันเอาท์พุตจากการปรับค่าระหว่างระยะเวลา 50 ms ก่อนเริ่ม Auto - restart ถ้าต้องการให้มีการประจุไฟฟ้ามากขึ้น ควรเพิ่มตัวเก็บประจุ soft - start

ขั้นที่ 8 เลือกความต้านทาน Feed Back

ค่าของความต้านทาน Feed Back และความต้านทาน Bias เลือกจากการปรับค่า แรงดันเอาท์พุตตามต้องการ แรงดันที่ขา Feed Back (V_{FB}) มีค่าเท่ากับ 1.65V และมีกระแส Feed Back เท่ากับ 49 uA

ถ้ากำหนดค่าความต้านทาน Bias เป็น 2.2 kΩ กระแส Bias ที่ไหลมีค่าประมาณ 0.8 mA ซึ่งจะได้ค่าความต้านทาน Feed Back เป็น

$$R_{FB} = \frac{V_O - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{Bias}} + I_{FB}} = \frac{(V_O - V_{FB}).R_{Bias}}{V_{FB} + (I_{FB}.R_{Bias})} \tag{3.6}$$

แทนค่าในสมการที่ 3.6

$$R_{FB} = \frac{(5-1.65)(2.2\times10^3)}{1.65+(49\times10^{-6}\times2.2\times10^3)}$$

$$R_{FB} = 4192.74\Omega = 4.2k\Omega$$

ค่าความต้านทานขนาด 4.2 kΩ ไม่มีขายในท้องตลาดจึงเลือกใช้ความต้านทานขนาด 4.7 kΩ แทน

ขั้นที่ 9 เลือกไดโอด Feed Back และตัวเก็บประจุ

สำหรับตัวเก็บประจุ Feed Back ใช้ขนาด 10 uF ชนิด Electrolytic และสามารถทนแรงดันได้มากกว่าหรือเท่ากับ $1.25V_O = 1.25(5) = 6.25$ V

∴ เลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 10 uF ชนิด Electrolytic และทนแรงดันได้ 50 V

สำหรับไดโอด Feed Back ใช้ชนิด glass passivated 1N4005G หรือ 1N4937GP และสามารถทนแรงดันได้มากกว่าหรือเท่ากับ $1.25V_{MAX} = 1.25(265) = 331.25$ V

∴ เลือกใช้ไดโอด Feed Back ชนิด glass passivated 1N4005G ทนแรงดันย้อนกลับสูงสุดได้ 600 V และนำกระแสขณะโหลดเต็มที่ได้ 30 A

ขั้นที่ 10 เลือกตัวเก็บประจุ Bypass

ใช้ตัวเก็บประจุ Bypass ขนาด 0.1 uF ชนิด Ceramic ทนแรงดันได้ 50 V

ขั้นที่ 11 เลือกความต้านทาน Pre-load

สำหรับการออกแบบการป้อนกลับโดยตรงถ้าโหลดต่ำสุดมีค่าน้อยกว่า 3 mA แล้วให้คำนวณ $R_{PL} = V_O / 3$ mA

โครงงานนี้ไม่อยู่ในเงื่อนไขดังกล่าว จึงไม่สามารถใช้สูตร $R_{PL} = V_O / 3$ mA ได้

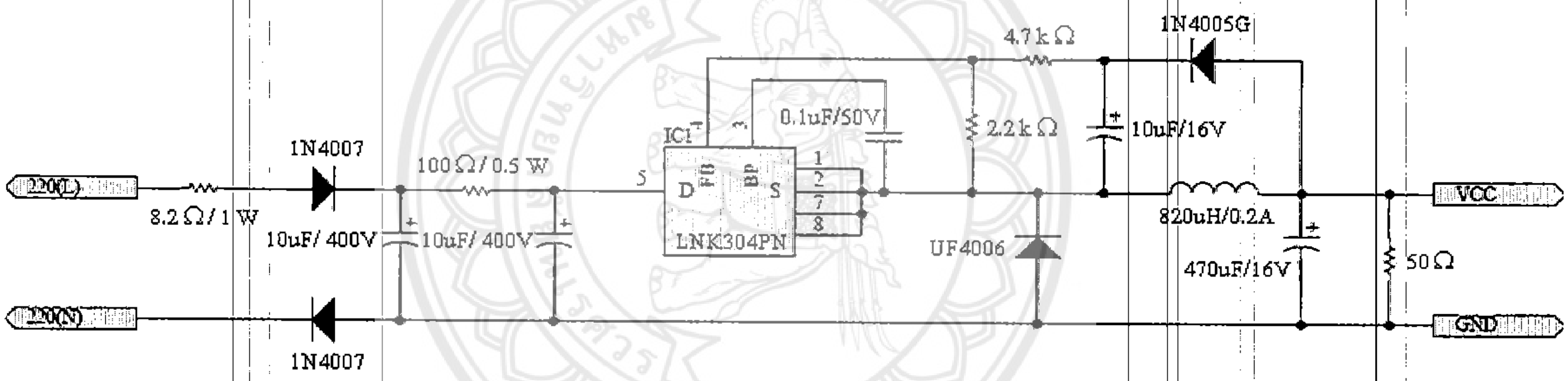
ดังนั้น จึงใช้กฎของโอห์ม

$$V = IR \tag{3.7}$$

$$R_{PL} = \frac{V_O}{I_O}$$

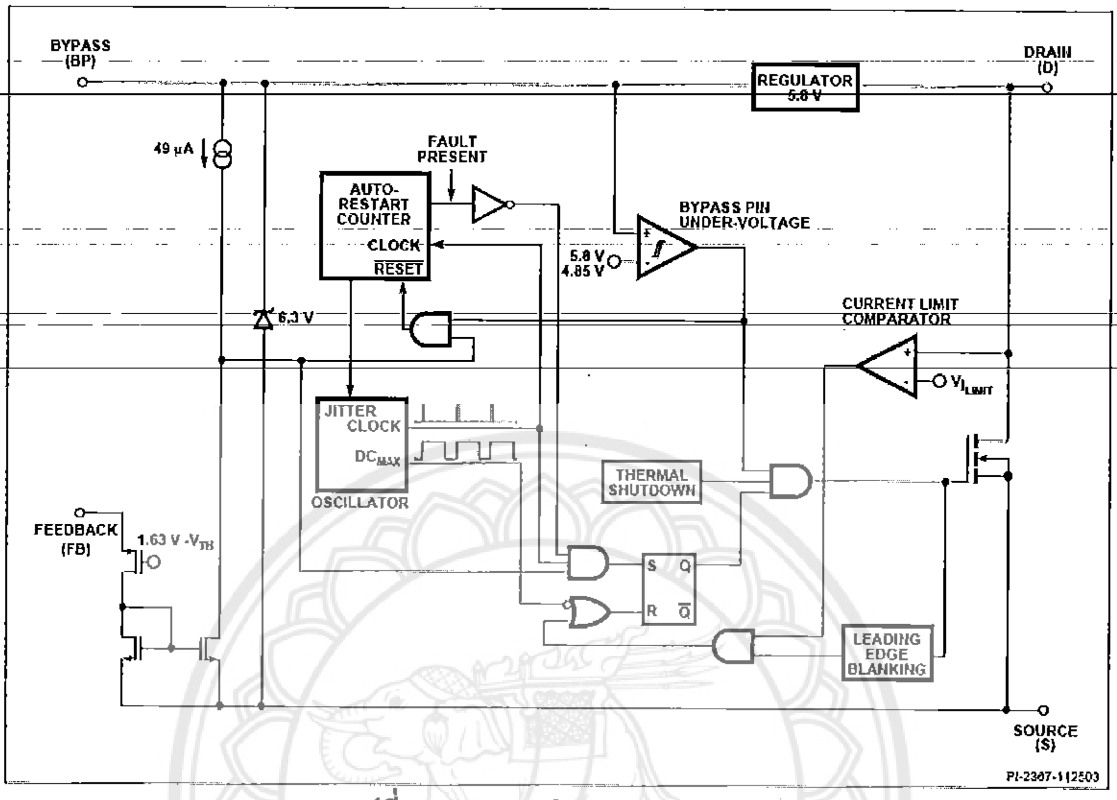
$$R_{PL} = \frac{5V}{100mA} = 50\Omega$$

∴ จะใช้ Pre-load resistor = 50 Ω



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบ

3.3 วงจรภายใน IC LNK304PN



รูปที่ 3.2 วงจรภายใน IC LNK304PN

3.3.1 อธิบายการทำงานของขา IC LNK304PN

ขา Drain (D)

ขา Drain จะเป็นจุดเชื่อมต่อของมอสเฟตกำลัง กระแสที่ขานี้จะเป็นตัวกำหนดการ start-up และสภาวะ steady-state

ขา Bypass (BP)

เป็นจุดเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุขนาด 0.1uF ที่อยู่ภายนอก เพื่อภายใน IC LNK304PN จะได้สร้างแหล่งจ่ายไฟที่ 5.8 โวลต์

ขา Feedback (FB)

ที่สภาวะปกติการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังจะถูกควบคุมโดยขา Feedback เมื่อมีกระแสไหลผ่านขานี้มากกว่า 49uA จะทำให้มอสเฟตกำลังหยุดทำงาน

ขา Source (S)

ขา Drain จะเป็นจุดเชื่อมต่อของมอสเฟตกำลัง และยังเป็นจุดอ้างอิง (ground) ของขา Feedback และขา Bypass

บทที่ 4

ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

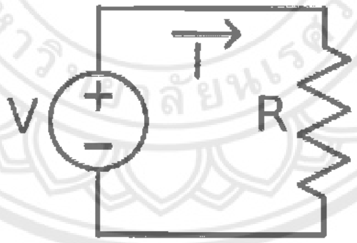
การทดสอบการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยวัดค่าของแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้า ที่มีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load

จากกฎของโอห์มอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้า ความต่างศักย์ไฟฟ้า และ ความต้านทาน ในวงจรไฟฟ้า กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวใดๆ แปรผันตรงกับความต่างศักย์ (แรงดันไฟฟ้า หรือแรงดันตกคร่อม) แลแปรผกผันกับความต้านทานระหว่างสองจุดนั้นที่กระแสไหลผ่าน

สูตรสมการทางคณิตศาสตร์เขียนได้เป็น

$$V = IR$$

โดยที่ V คือ แรงดันไฟฟ้า มีหน่วยเป็น โวลต์ (V)
I คือ กระแสไฟฟ้า มีหน่วยเป็น แอมแปร์ (A)
R คือ ความต้านทานไฟฟ้า มีหน่วยเป็น โอห์ม (Ω)

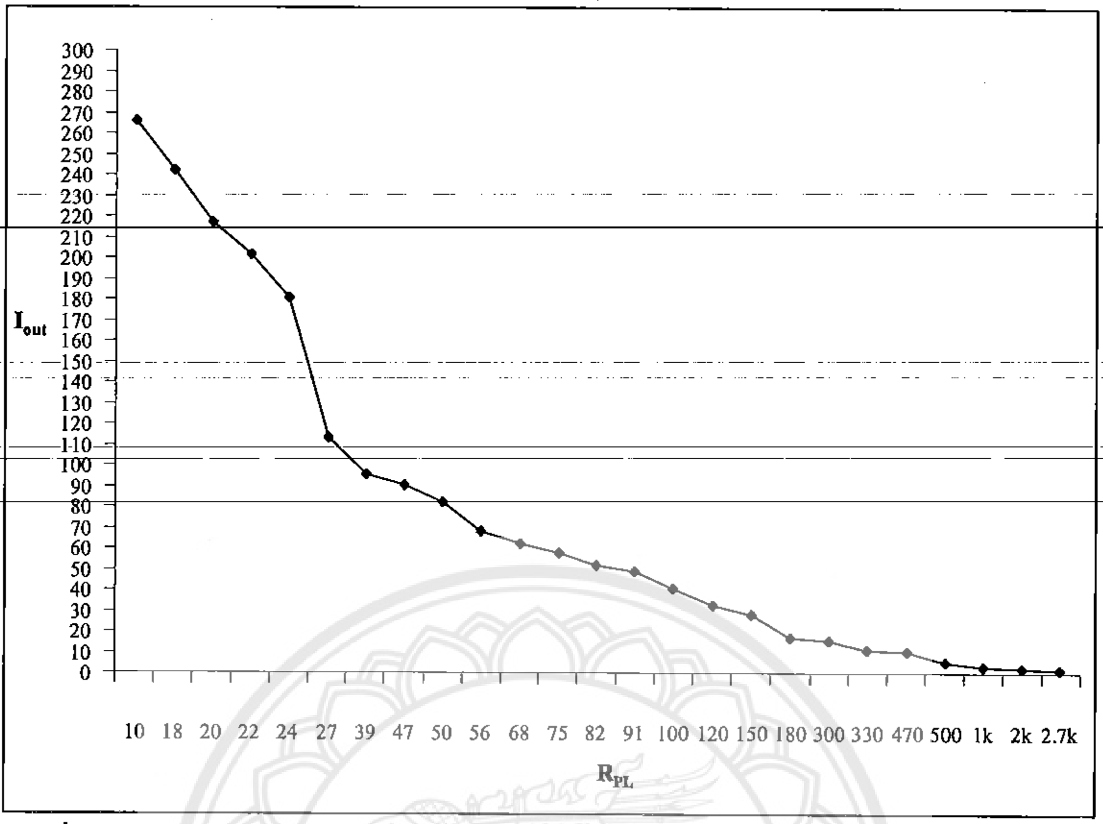


รูปที่ 4.1 วงจรไฟฟ้าตามกฎของโอห์ม

4.1 ผลการทดลองวัดค่าแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าที่ค่าความต้านทาน Pre-load ต่างๆ

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวัดค่าของแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้า โดยมีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load ที่ R_{FB} มีค่าเท่ากับ 4.7 kΩ และ R_{BIAS} มีค่าเท่ากับ 2.2 kΩ

R_{FB} (kΩ)	R_{BIAS} (kΩ)	R_{PL} (Ω)	V_{output} (V)	I_{output} (mA)
4.7	2.2	10	บันทึกค่าไม่ได้	บันทึกค่าไม่ได้
4.7	2.2	18	4.819	265.56
4.7	2.2	20	4.856	242.30
4.7	2.2	22	4.859	216.73
4.7	2.2	24	4.885	201.65
4.7	2.2	27	4.921	180.56
4.7	2.2	39	4.95	113.128
4.7	2.2	47	4.96	95.583
4.7	2.2	50	4.964	90.729
4.7	2.2	56	4.966	82.158
4.7	2.2	68	4.98	68.169
4.7	2.2	75	4.971	62.322
4.7	2.2	82	4.986	57.694
4.7	2.2	91	4.988	52.198
4.7	2.2	100	4.993	48.817
4.7	2.2	120	5.005	40.516
4.7	2.2	150	5.022	32.797
4.7	2.2	180	5.041	27.799
4.7	2.2	300	5.095	16.929
4.7	2.2	330	5.106	15.409
4.7	2.2	470	5.154	11.012
4.7	2.2	500	5.166	10.395
4.7	2.2	1k	5.292	5.359
4.7	2.2	2k	5.47	2.761
4.7	2.2	2.7k	5.561	2.076
4.7	2.2	3.9k	5.686	1.471

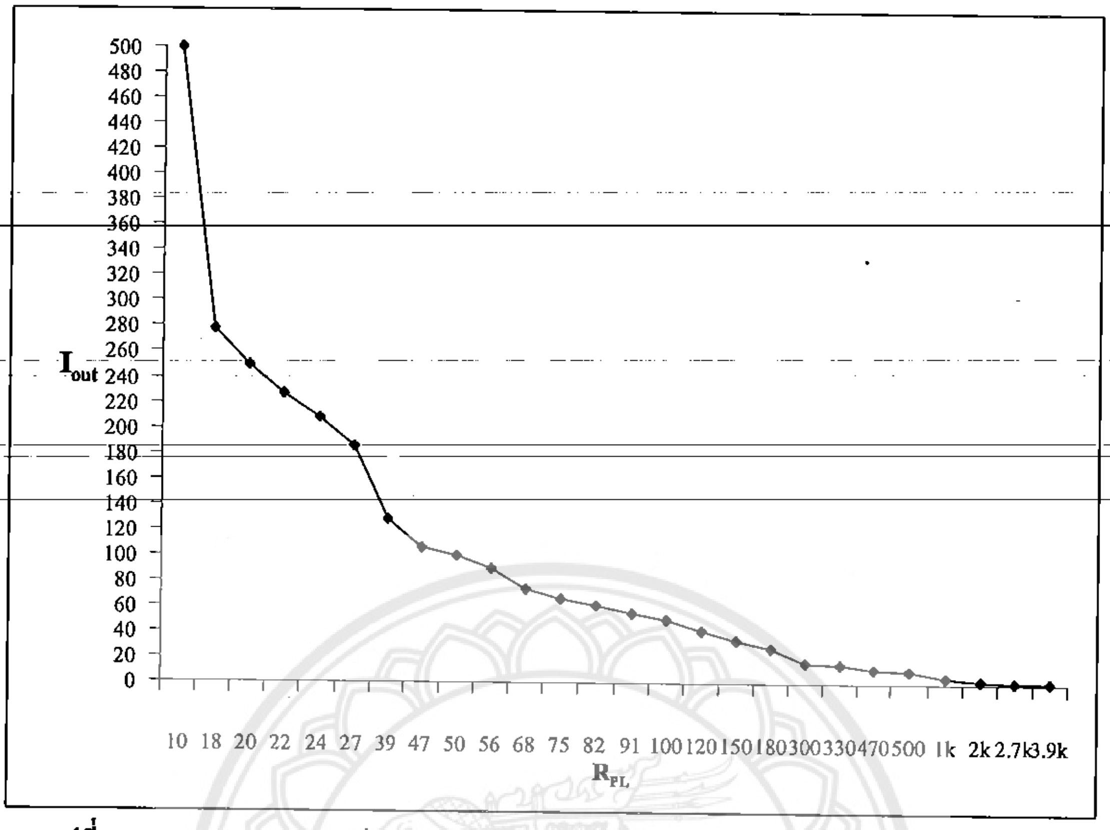


รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุตกับความต้านทาน Pre-load จากการทดลอง

จากผลการทดลองตารางที่ 4.1 แสดงถึงการวัดค่าของแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้า โดยมีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) พบว่าเมื่อค่าความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) มีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นตาม ส่วนกระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าลดลง และที่ค่าความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) มีค่าเท่ากับ 10 Ω ไม่สามารถวัดค่าแรงดันเอาท์พุตและกระแสเอาท์พุตได้ เนื่องจากข้อจำกัดของ IC LNK304PN ที่กำหนดให้กระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าไม่เกิน 360 mA

ตารางที่ 4.2 ผลการคำนวณแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าตามทฤษฎี โดยมีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load ที่ R_{FB} มีค่าเท่ากับ 4.7 kΩ และ R_{BIAS} มีค่าเท่ากับ 2.2 kΩ

R_{FB} (kΩ)	R_{BIAS} (kΩ)	R_{PL} (Ω)	V_{output} (V)	I_{output} (mA)
4.7	2.2	10	5.000	500.000
4.7	2.2	18	5.000	277.778
4.7	2.2	20	5.000	250.000
4.7	2.2	22	5.000	227.273
4.7	2.2	24	5.000	208.333
4.7	2.2	27	5.000	185.185
4.7	2.2	39	5.000	128.205
4.7	2.2	47	5.000	106.383
4.7	2.2	50	5.000	100.000
4.7	2.2	56	5.000	89.286
4.7	2.2	68	5.000	73.529
4.7	2.2	75	5.000	66.667
4.7	2.2	82	5.000	60.976
4.7	2.2	91	5.000	54.945
4.7	2.2	100	5.000	50.000
4.7	2.2	120	5.000	41.667
4.7	2.2	150	5.000	33.333
4.7	2.2	180	5.000	27.778
4.7	2.2	300	5.000	16.667
4.7	2.2	330	5.000	15.151
4.7	2.2	470	5.000	10.638
4.7	2.2	500	5.000	10.000
4.7	2.2	1k	5.000	5.000
4.7	2.2	2k	5.000	2.500
4.7	2.2	2.7k	5.000	1.852
4.7	2.2	3.9k	5.000	1.282

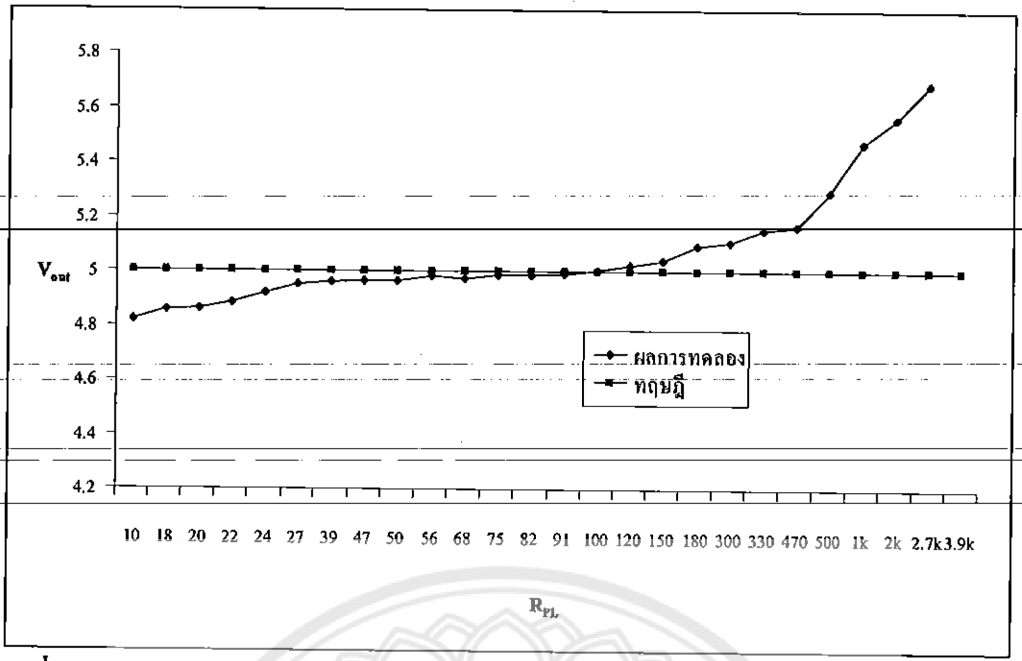


รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุตกับความต้านทาน Pre-load จากทฤษฎี

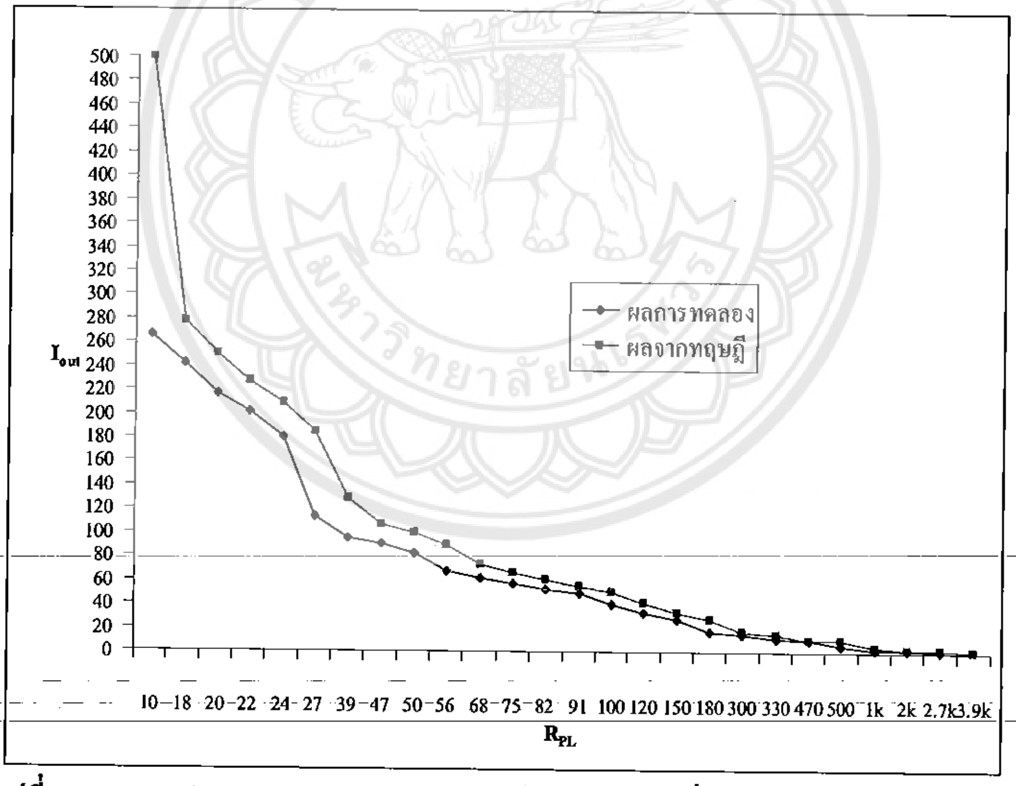
จากผลการคำนวณตารางที่ 4.2 แสดงถึงการคำนวณแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าตามทฤษฎี โดยมีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) พบว่าเมื่อ ความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าลดลง ในขณะที่แรงดันไฟฟ้ามีค่าคงที่ ซึ่งเป็นไปตามกฎของโอห์ม ที่ว่า V= IR

ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบค่าแรงดันเอาท์พุต กระแสเอาท์พุตระหว่างผลการทดลองกับทฤษฎี

ความต้านทาน			ผลการทดลอง		ทฤษฎี	
R_{FB}(kΩ)	R_{BIAS}(kΩ)	R_{PL} (Ω)	V_{output} (V)	I_{output} (mA)	V_{output} (V)	I_{output} (mA)
4.7	2.2	10	บันทึกค่าไม่ได้	บันทึกค่าไม่ได้	5	500.000
4.7	2.2	18	4.819	265.56	5	277.778
4.7	2.2	20	4.856	242.3	5	250
4.7	2.2	22	4.859	216.73	5	227.273
4.7	2.2	24	4.885	201.65	5	208.333
4.7	2.2	27	4.921	180.56	5	185.185
4.7	2.2	39	4.95	113.128	5	128.205
4.7	2.2	47	4.96	95.583	5	106.383
4.7	2.2	50	4.964	90.729	5	100
4.7	2.2	56	4.966	82.158	5	89.286
4.7	2.2	68	4.98	68.169	5	73.529
4.7	2.2	75	4.971	62.322	5	66.667
4.7	2.2	82	4.986	57.694	5	60.976
4.7	2.2	91	4.988	52.198	5	54.945
4.7	2.2	100	4.993	48.817	5	50
4.7	2.2	120	5.005	40.516	5	41.667
4.7	2.2	150	5.022	32.797	5	33.333
4.7	2.2	180	5.041	27.799	5	27.778
4.7	2.2	300	5.095	16.929	5	16.667
4.7	2.2	330	5.106	15.409	5	15.151
4.7	2.2	470	5.154	11.012	5	10.638
4.7	2.2	500	5.166	10.395	5	10
4.7	2.2	1k	5.292	5.359	5	5
4.7	2.2	2k	5.47	2.761	5	2.5
4.7	2.2	2.7k	5.561	2.076	5	1.852
4.7	2.2	3.9k	5.686	1.471	5	1.282



รูปที่ 4.4 กราฟเปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตระหว่างค่าที่ได้จากการทดลองกับทฤษฎี

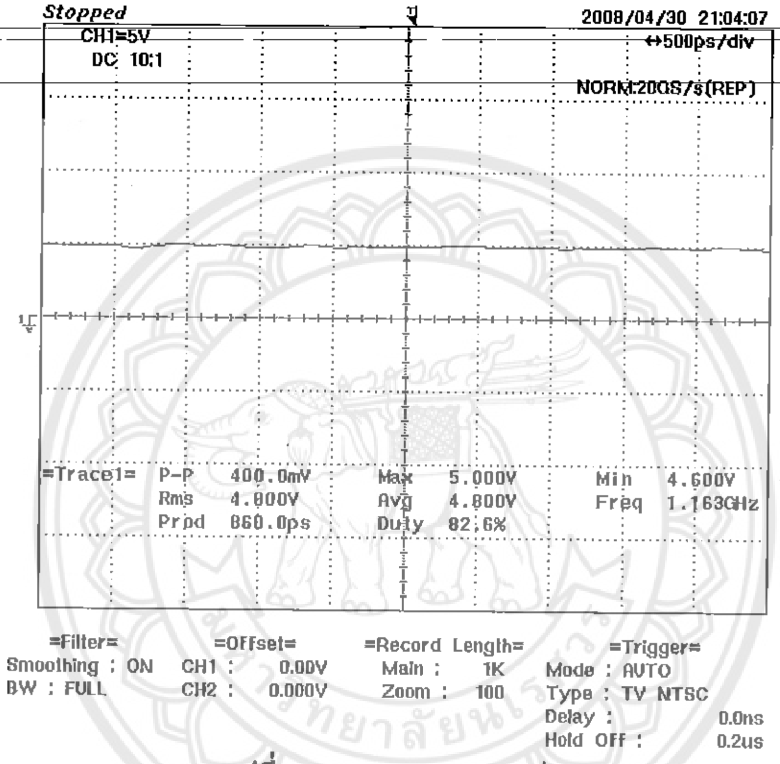


รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบค่ากระแสไฟฟ้าเอาท์พุตระหว่างค่าที่ได้จากการทดลองกับทฤษฎี

จากตารางที่ 4.3 แสดงถึงการเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาท์พุต กระแสเอาท์พุตระหว่างผลการทดลองกับทฤษฎี พบว่าค่าแรงดันเอาท์พุตที่ได้จากการทดลองมีค่าไม่คงที่ และมีค่าเพิ่มขึ้นตามความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) ในขณะที่ค่าแรงดันเอาท์พุตตามทฤษฎีมีค่าคงที่ที่ 5 V แต่ค่าแรงดันเอาท์พุตที่

ได้จากการทดลองมีค่าใกล้เคียงกับ 5 V ส่วนค่ากระแสเอาท์พุตทั้งจากการทดลองกับทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกัน และมีค่าลดลงเมื่อความต้านทาน Pre - load (R_{PL}) มีค่าเพิ่มขึ้น

ที่ความต้านทาน Pre-load (R_{PL}) มีค่าเท่ากับ 10 Ω จากผลการทดลองไม่สามารถวัดค่าแรงดันเอาท์พุตและกระแสเอาท์พุตได้ เนื่องจากข้อจำกัดของ IC LNK304PN ที่กำหนดให้กระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าไม่เกิน 360 mA แต่จากทฤษฎีค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าเท่ากับ 5 V และกระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าเท่ากับ 500 mA



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาท์พุต

จากรูปที่ 4.6 สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากการวัดคร่อมตัวต้านทาน Pre-load ขนาด 50Ω จะพบว่าเมื่อผ่านฟิลเตอร์แล้วยังคงมี สัญญาณไฟฟ้ากระเพื่อม (ripple Voltage) เล็กน้อย ซึ่งค่าแรงดันไฟกระเพื่อม จะถูกบอกไว้ในรูปของเปอร์เซ็นต์ เรียกว่าริพเปิล แฟกเตอร์ (ripple Factor) หาค่าได้จากสมการที่ 2.3

$$ripple_factor(\%) = \frac{ripple_voltage(rms)}{DC_voltage} \times 100\%$$

$$= \frac{115.47 \times 10^{-3}}{4.8} \times 100\%$$

$$= 2.405\%$$

บทที่ 5
บทสรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงสรุปผลจากการทดลอง ปัญหาข้อเสนอแนะแนวทางแก้ไข และแนวทางในการพัฒนาเพื่อนำโครงงานนี้ไปปรับใช้ในการทำงานของอุปกรณ์ทางไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ให้เกิดประโยชน์สูงสุดต่อไป

5.1 สรุปผลการทดลอง

ในโครงงานนี้เป็นการออกแบบวงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) ที่มีแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตเท่ากับ 5 โวลต์และกระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่า 100 มิลลิแอมป์ จากการทดลองพบว่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตที่ได้มีค่าเท่ากับ 4.964 โวลต์และกระแสไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าเท่ากับ 90.729 มิลลิแอมป์คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของแรงดันไฟฟ้าที่ได้เท่ากับ 0.72% ส่วนกระแสไฟฟ้าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็น 9.271% และมีริพเปิลแฟกเตอร์เท่ากับ 2.405%

จากการทดลองที่มีการเปลี่ยนค่าความต้านทาน Pre-load พบว่า เมื่อความต้านทาน Pre-load มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ส่วนกระแสไฟฟ้าจะมีค่าลดลงซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากทฤษฎีมาก

5.2 ปัญหา ข้อเสนอแนะ และแนวทางแก้ไข

5.2.1 ปัญหาเรื่องของแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตมีค่าไม่คงที่

5.2.2 ปัญหาในด้านอุปกรณ์ในการออกแบบวงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยเฉพาะตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ผลิตขึ้นน้อยและมีเฉพาะตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์บางขนาดเท่านั้นแนวทางการแก้ไขทำการพันตัวเหนี่ยวนำเองหรือเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าใกล้เคียงกับตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการ

5.2.3 ปัญหาด้านอุปกรณ์เครื่องวัดทางไฟฟ้า เนื่องจากโครงงานนี้ต้องใช้เครื่องวัดค่าทางไฟฟ้าที่มีความละเอียดสูงเป็นมิลลิแอมแปร์ ซึ่งหาได้ยาก

5.3 แนวทางในการพัฒนาต่อไป

5.3.1 ต้องมีวงจรเพื่อควบคุมแรงดันให้คงที่และมีเสถียรภาพมากขึ้น

5.3.2 เพิ่มขีดความสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าให้เพิ่มมากขึ้น

5.3.3 เพิ่มวงจรแยกกราวน์เพื่อแยกวงจรฝั่งอินพุตกับเอาท์พุตออกจากกัน

เอกสารอ้างอิง

[1] แผนกหนังสือพิเศษด้านอิเล็กทรอนกส์. **"สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย".** กรุงเทพมหานคร : บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน).2539

[2] มงคล ทองสงคราม. **"อิเล็กทรอนิกเบื้องต้น".** พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พริ้นติ้ง. 2538

[3] ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล. **"เอกสารประกอบการสอนวิชา Power and Industrial Electronics".**

[4] http://eng.vu.ac.th/mn/~arnon/theching/elec_mn_lab/lab_sheet/Lab3.pdf

[5] http://www.es.co.th/Schemetic/PDF/LNK304-306.PDF

ภาคผนวก

มหาวิทยาลัยนเรศวร

ภาคผนวก ก

Data sheet ของอุปกรณ์ภายในวงจร

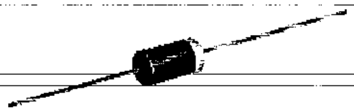
UF4001 thru UF4007

Vishay General Semiconductor

Ultrafast Plastic Rectifier

Major Ratings and Characteristics

$I_{F(AV)}$	1.0 A
V_{RRM}	50 V to 1000 V
I_{FSM}	30 A
t_{rr}	50 ns, 75 ns
V_F	1.0 V, 1.7 V
T_J max.	150 °C



DO-204AL (DO-41)

Features

- Glass passivated chip junction
- Ultrafast reverse recovery time
- Low forward voltage drop
- Low switching losses, high efficiency
- High forward surge capability
- Solder Dip 260 °C, 40 seconds

Mechanical Data

Case: DO-204AL (DO-41)
Epoxy meets UL-94V-0 Flammability rating
Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002B and JESD22-B102D
E3 suffix for commercial grade
Polarity: Color band denotes cathode end

Typical Applications

For use in high frequency rectification and freewheeling application in switching mode converters and inverters for consumer, computer and Telecommunication

Maximum Ratings

T_A = 25 °C unless otherwise specified

Parameter	Symbols	UF 4001	UF 4002	UF 4003	UF 4004	UF 4005	UF 4006	UF 4007	Units
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified current 0.375" (9.5 mm) lead length at T_A = 55 °C	$I_{F(AV)}$				1.0				A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}				30				A
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}				- 55 to + 150				°C

UF4001 thru UF4007

Vishay General Semiconductor

VISHAY

Electrical Characteristics

T_A = 25 °C unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbols	UF 4001	UF 4002	UF 4003	UF 4004	UF 4005	UF 4006	UF 4007	Units
Maximum instantaneous forward voltage	at 1.0 A (1)	V_F	1.0				1.7			V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage	T_A = 25 °C	I_R	10							µA
	T_A = 100 °C		50							
Maximum reverse recovery time	I_F = 0.5 A, I_R = 1.0 A, I_{rr} = 0.25 A	t_{rr}	50				75			ns
Typical junction capacitance	at 4.0 V, 1 MHz	C_J	17							pF

Notes: (1) Pulse test: 300 µs pulse width, 1 % duty cycle

Thermal Characteristics

T_A = 25 °C unless otherwise specified

Parameter	Symbols	UF 4001	UF 4002	UF 4003	UF 4004	UF 4005	UF 4006	UF 4007	Units
Typical thermal resistance (1)	$R_{\theta JA}$	60							°C/W
	$R_{\theta JL}$	15							

Notes: (1) Thermal resistance from junction to ambient at 0.375" (9.5 mm) lead length

Ratings and Characteristics Curves

(T_A = 25 °C unless otherwise noted)

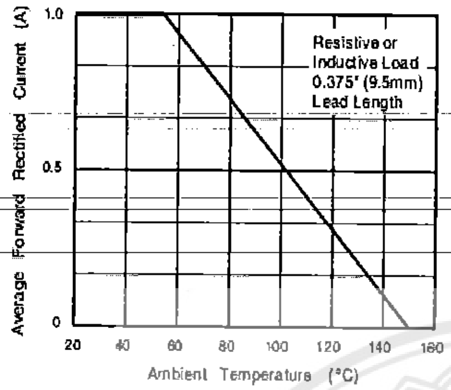


Figure 1. Maximum Forward Current Derating Curve

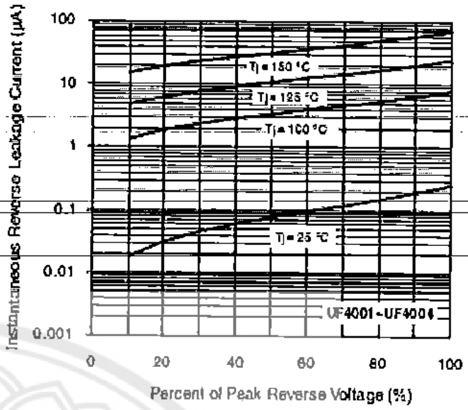


Figure 4. Typical Reverse Leakage Characteristics

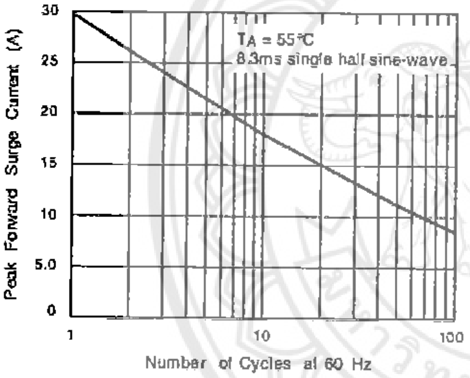


Figure 2. Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current

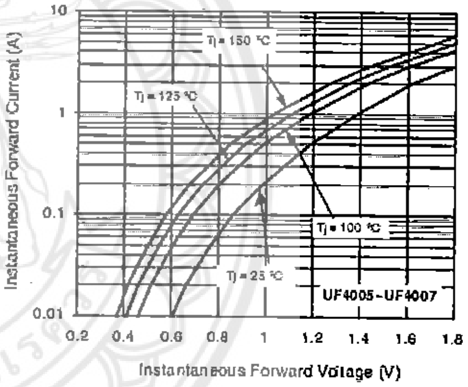


Figure 5. Typical Instantaneous Forward Characteristics

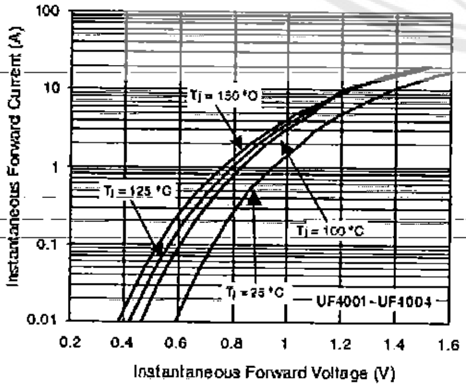


Figure 3. Typical Instantaneous Forward Characteristics

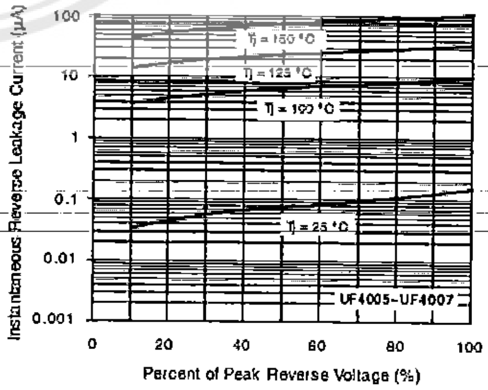


Figure 6. Typical Reverse Leakage Characteristics

UF4001 thru UF4007

Vishay General Semiconductor

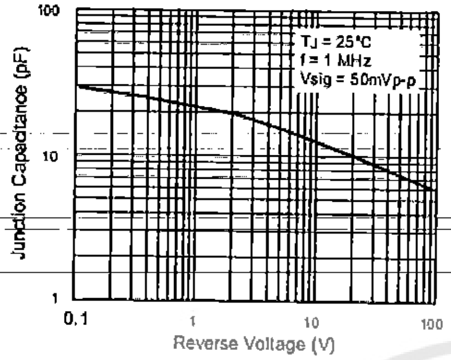
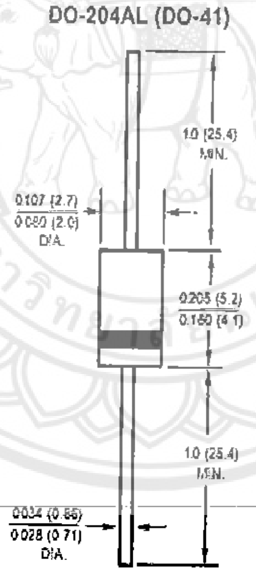


Figure 7. Typical Junction Capacitance

Package outline dimensions in inches (millimeters)



Notice

Specifications of the products displayed herein are subject to change without notice. Vishay Intertechnology, Inc., or anyone on its behalf, assumes no responsibility or liability for any errors or inaccuracies.

Information contained herein is intended to provide a product description only. No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document. Except as provided in Vishay's terms and conditions of sale for such products, Vishay assumes no liability whatsoever, and disclaims any express or implied warranty, relating to sale and/or use of Vishay products including liability or warranties relating to fitness for a particular purpose, merchantability, or infringement of any patent, copyright, or other intellectual property right.

The products shown herein are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications. Customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Vishay for any damages resulting from such improper use or sale.

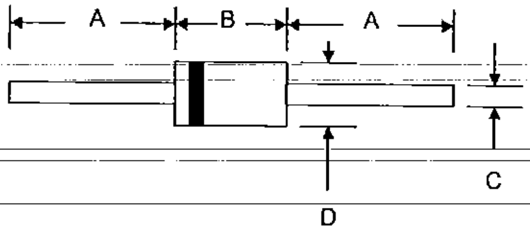
WTE
POWER SEMICONDUCTORS

1N4001G – 1N4007G

1.0A GLASS PASSIVATED RECTIFIER

Features

- Glass Passivated Die Construction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability



Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.35 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number

DO-41		
Dim	Min	Max
A	25.4	—
B	4.06	5.21
C	0.71	0.864
D	2.00	2.72
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T_A=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N 4001G	1N 4002G	1N 4003G	1N 4004G	1N 4005G	1N 4006G	1N 4007G	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @T_A = 75°C	I_O	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	30							A
Forward Voltage @I_F = 1.0A	V_{FM}	1.0							V
Peak Reverse Current @T_A = 25°C At Rated DC Blocking Voltage @T_A = 100°C	I_{RM}	5.0 50							µA
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j	8.0							pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient (Note 1)	$R_{\theta JA}$	100							K/W
Operating Temperature Range	T_j	-65 to +175							°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +175							°C

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case
2. Measured at 1.0 MHz and Applied Reverse Voltage of 4.0V D.C.

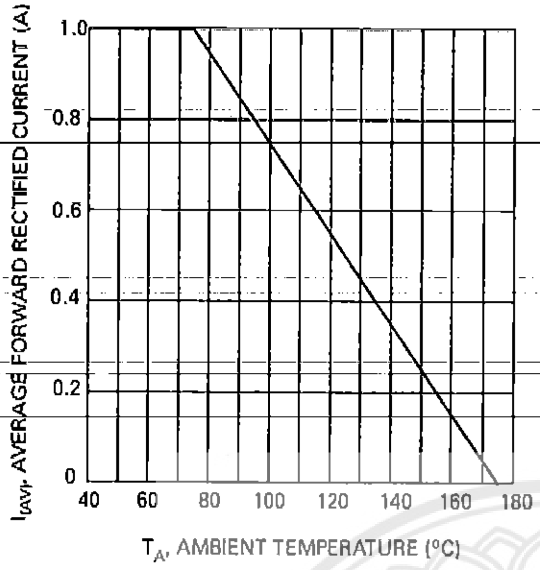


Fig. 1 Forward Current Derating Curve

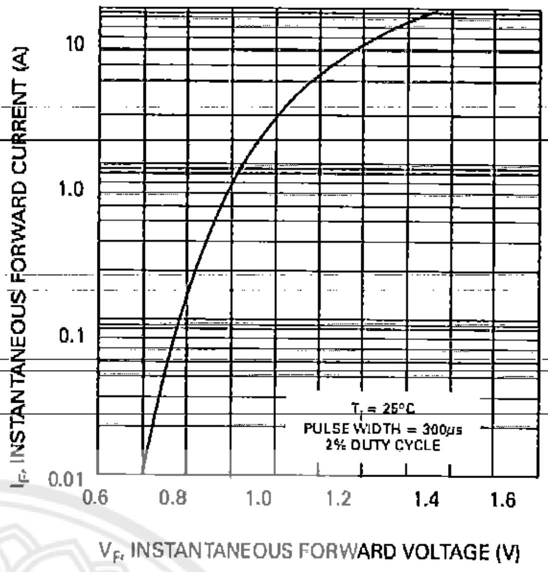


Fig. 2 Typical Forward Characteristics

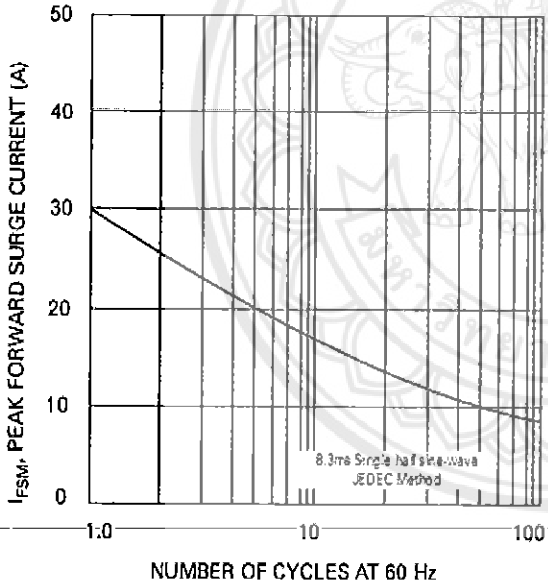


Fig. 3 Max Non-Repetitive Peak Fwd Surge Current

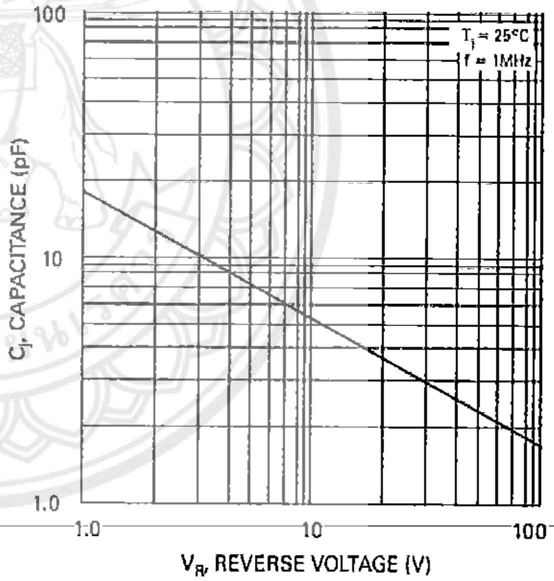


Fig. 4 Typical Junction Capacitance

ORDERING INFORMATION

Product No.♦	Package Type	Shipping Quantity
1N4001G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4001G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4001G	DO-41	1000 Units/Box
1N4002G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4002G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4002G	DO-41	1000 Units/Box
1N4003G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4003G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4003G	DO-41	1000 Units/Box
1N4004G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4004G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4004G	DO-41	1000 Units/Box
1N4005G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4005G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4005G	DO-41	1000 Units/Box
1N4006G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4006G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4006G	DO-41	1000 Units/Box
1N4007G-T3	DO-41	5000/Tape & Reel
1N4007G-TB	DO-41	5000/Tape & Box
1N4007G	DO-41	1000 Units/Box

Products listed in bold are WTE **Preferred** devices.
♦T3 suffix refers to a 13" reel. TB suffix refers to Ammo Pack.
Shipping quantity given is for minimum packing quantity only. For minimum order quantity, please consult the Sales Department.

High Current Chokes

Special Features

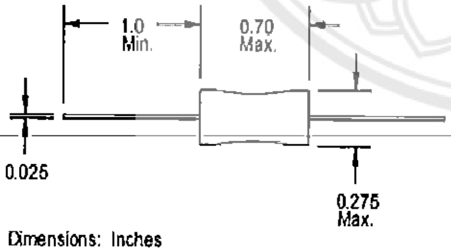
- High current capacity
- Low DCR
- Ferrite bobbin core
- VW-1 rated shrink tubing to cover winding
- Dash No. marking for identification
- Dielectric strength 2500 Vrms
- Operating temperature -55 to +105 °C
- Test frequency 1 KHz

Notes

* Saturation current to cause 10 % max. inductance drop

** Rated current to cause 35 °C max. temperature rise

† RoHS Directive 2002/95/EC Jan 27 2003 including Annex.



Dimensions: Inches

5800 Series				
Part Number	L (μH) ±10 %	DCR Ω Max.	Isat.* (A)	Irated** (A)
5800-3R9-RC	3.9	0.019	7.3	1.28
5800-4R7-RC	4.7	0.022	6.3	1.28
5800-5R6-RC	5.6	0.024	5.6	1.28
5800-6R8-RC	6.8	0.026	5.3	1.28
5800-8R2-RC	8.2	0.028	4.5	1.28
5800-100-RC	10	0.033	4.1	1.28
5800-120-RC	12	0.037	3.6	1.28
5800-150-RC	15	0.040	3.3	1.28
5800-180-RC	18	0.044	3.0	1.28
5800-220-RC	22	0.050	2.7	1.28
5800-270-RC	27	0.058	2.5	1.28
5800-330-RC	33	0.075	2.2	1.008
5800-390-RC	39	0.094	2.0	0.804
5800-470-RC	47	0.109	1.8	0.804
5800-560-RC	56	0.140	1.7	0.804
5800-680-RC	68	0.145	1.5	0.804
5800-820-RC	82	0.152	1.4	0.804
5800-101-RC	100	0.208	1.2	0.632
5800-121-RC	120	0.283	1.1	0.508
5800-151-RC	150	0.34	1.0	0.508
5800-181-RC	180	0.362	0.95	0.508
5800-221-RC	220	0.43	0.86	0.508
5800-271-RC	270	0.557	0.77	0.400
5800-331-RC	330	0.665	0.70	0.400
5800-391-RC	390	0.772	0.64	0.400
5800-471-RC	470	1.15	0.59	0.315
5800-561-RC	560	1.27	0.54	0.315
5800-681-RC	680	1.61	0.49	0.250
5800-821-RC	820	1.96	0.44	0.200
5800-102-RC	1000	2.3	0.40	0.200
5800-122-RC	1200	2.65	0.35	0.200
5800-152-RC	1500	3.45	0.33	0.158
5800-182-RC	1800	4.03	0.29	0.158
5800-222-RC	2200	4.48	0.27	0.158
5800-272-RC	2700	5.9	0.24	0.125
5800-332-RC	3300	6.56	0.22	0.125
5800-392-RC	3900	8.63	0.20	0.100
5800-472-RC	4700	10.5	0.18	0.100
5800-562-RC	5600	13.9	0.166	0.082
5800-682-RC	6800	16.3	0.151	0.082
5800-822-RC	8200	20.8	0.136	0.065
5800-103-RC	10,000	26.4	0.125	0.050
5800-123-RC	12,000	29.9	0.114	0.050
5800-153-RC	15,000	42.5	0.098	0.039
5800-183-RC	18,000	48.3	0.091	0.039

"-RC" suffix indicates RoHS compliance.

LNK304-306

LinkSwitch®-TN Family

Lowest Component Count, Energy Efficient Off-Line Switcher IC

POWER® INTEGRATIONS

Product Highlights

Cost Effective Linear/Cap Dropper Replacement

- Lowest cost and component count buck converter solution
- Fully integrated auto-restart for short-circuit and open loop fault protection - saves external component costs
- 66 kHz operation with accurate current limit - allows low cost off-the-shelf 1 mH inductor for up to 120 mA output current
- Tight tolerances and negligible temperature variation
- High breakdown voltage of 700 V provides excellent input surge withstand
- Frequency jittering dramatically reduces EMI (~10 dB) - minimizes EMI filter cost
- High thermal shutdown temperature (+135 °C minimum)

Much Higher Performance over Discrete Buck and Passive Solutions

- Supports buck, buck-boost and flyback topologies
- System level thermal overload, output short-circuit and open control loop protection
- Excellent line and load regulation even with typical configuration
- High bandwidth provides fast turn-on with no overshoot
- Current limit operation rejects line ripple
- Universal input voltage range (85 VAC to 265 VAC)
- Built-in current limit and hysteretic thermal protection
- Higher efficiency than passive solutions
- Higher power factor than capacitor-fed solutions
- Entirely manufacturable in SMD

***EcoSmart®* – Extremely Energy Efficient**

- Consumes typically only 50/80 mW in self-powered buck topology at 115/230 VAC input with no load (opto feedback)
- Consumes typically only 7/12 mW in flyback topology with external bias at 115/230 VAC input with no load
- Meets Blue Angel, Energy Star, and EU requirements

Applications

- Appliances and timers
- LED drivers and industrial controls

Description

LinkSwitch-TN is specifically designed to replace all linear and capacitor-fed (cap dropper) non-isolated power supplies in the under 360 mA output current range at equal system cost while offering much higher performance and energy efficiency.

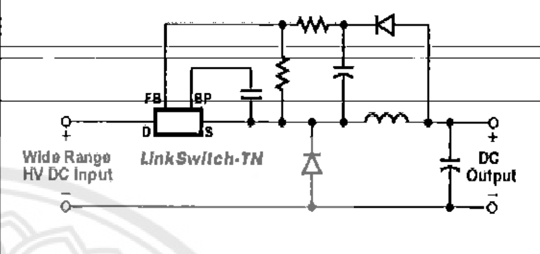


Figure 1. Typical Buck Converter Application (See Application Examples Section for Other Circuit Configurations).

OUTPUT CURRENT TABLE[1]				
PRODUCT[4]	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	MDCM[2]	CCM[3]	MDCM[2]	CCM[3]
LNK304P or G	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK305P or G	175 mA	280 mA	175 mA	280 mA
LNK306P or G	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA

Table 1. Notes: 1. Typical output current in a non-isolated buck converter. Output power capability depends on respective output voltage. See Key Applications Considerations Section for complete description of assumptions, including fully discontinuous conduction mode (DCM) operation. 2. Mostly discontinuous conduction mode. 3. Continuous conduction mode. 4. Packages: P: DIP-8B, G: SMD-8B. Please see ordering information.

LinkSwitch-TN devices integrate a 700 V power MOSFET, oscillator, simple On/Off control scheme, a high voltage switched current source, frequency jittering, cycle-by-cycle current limit and thermal shutdown circuitry onto a monolithic IC. The start-up and operating power are derived directly from the voltage on the DRAIN pin, eliminating the need for a bias supply and associated circuitry in buck or flyback converters. The fully integrated auto-restart circuit safely limits output power during fault conditions such as short-circuit or open loop, reducing component count and system-level load protection cost. A local supply provided by the IC allows use of a non-safety graded optocoupler acting as a level shifter to further enhance line and load regulation performance in buck and buck-boost converters, if required.

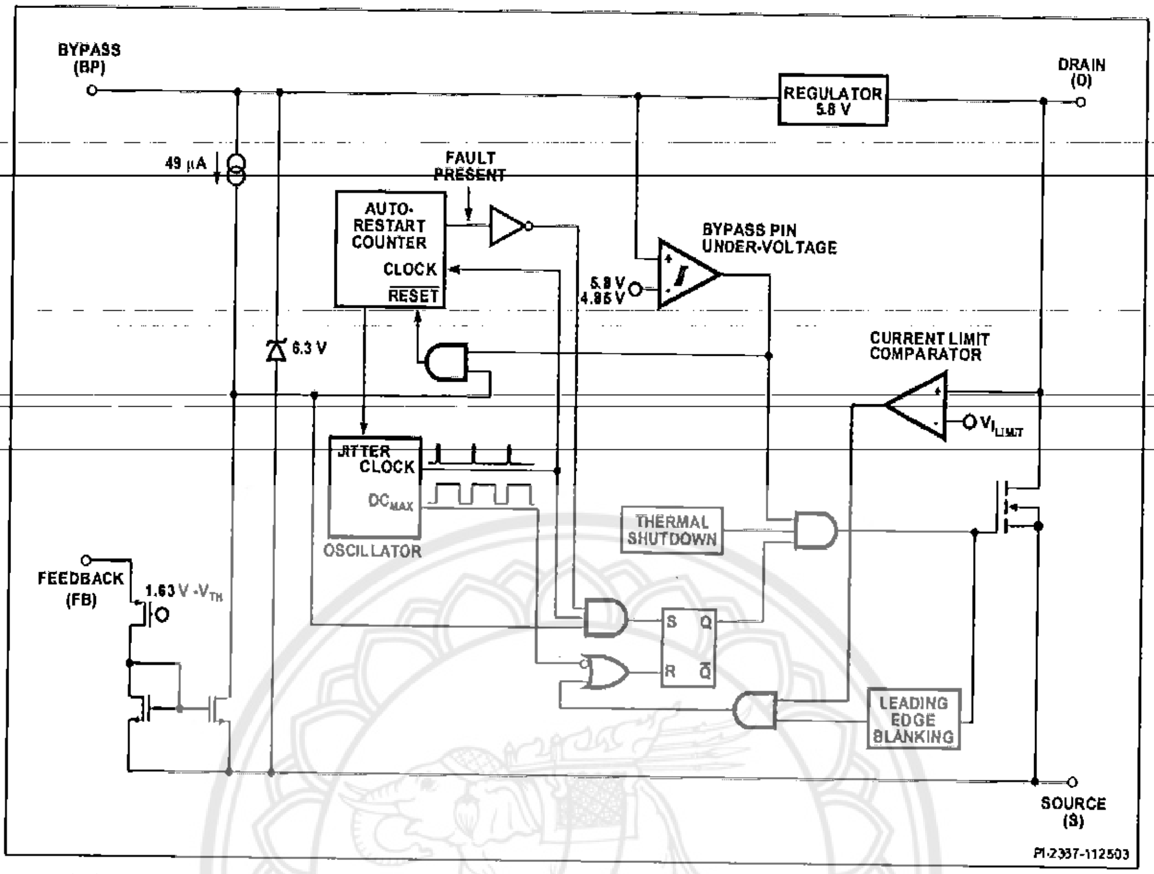


Figure 2. Functional Block Diagram.

Pin Functional Description

DRAIN (D) Pin:
Power MOSFET drain connection. Provides internal operating current for both start-up and steady-state operation.

BYPASS (BP) Pin:
Connection point for a 0.1 uF external bypass capacitor for the internally generated 5.8 V supply.

FEEDBACK (FB) Pin:
During normal operation, switching of the power MOSFET is controlled by this pin. MOSFET switching is terminated when a current greater than 49 μA is delivered into this pin.

SOURCE (S) Pin:
This pin is the power MOSFET source connection. It is also the ground reference for the BYPASS and FEEDBACK pins.

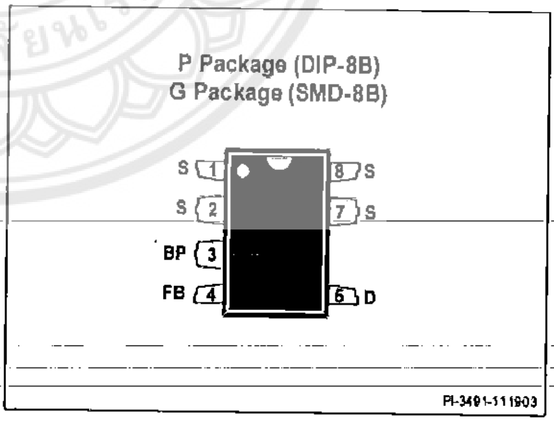


Figure 3. Pin Configuration.

LinkSwitch-TN Functional Description

LinkSwitch-TN combines a high voltage power MOSFET switch with a power supply controller in one device. Unlike conventional PWM (pulse width modulator) controllers, *LinkSwitch-TN* uses a simple ON/OFF control to regulate the output voltage. The *LinkSwitch-TN* controller consists of an oscillator, feedback (sense and logic) circuit, 5.8 V regulator, BYPASS pin under-voltage circuit, over-temperature protection, frequency jittering, current limit circuit, leading edge blanking and a 700 V power MOSFET. The *LinkSwitch-TN* incorporates additional circuitry for auto-restart.

Oscillator

The typical oscillator frequency is internally set to an average of 66 kHz. Two signals are generated from the oscillator: the maximum duty cycle signal (DC_{MAX}) and the clock signal that indicates the beginning of each cycle.

The *LinkSwitch-TN* oscillator incorporates circuitry that introduces a small amount of frequency jitter, typically 4 kHz peak-to-peak, to minimize EMI emission. The modulation rate of the frequency jitter is set to 1 kHz to optimize EMI reduction for both average and quasi-peak emissions. The frequency jitter should be measured with the oscilloscope triggered at the falling edge of the DRAIN waveform. The waveform in Figure 4 illustrates the frequency jitter of the *LinkSwitch-TN*.

Feedback Input Circuit

The feedback input circuit at the FB pin consists of a low impedance source follower output set at 1.65 V. When the current delivered into this pin exceeds 49 μA, a low logic level (disable) is generated at the output of the feedback circuit. This output is sampled at the beginning of each cycle on the rising edge of the clock signal. If high, the power MOSFET is turned on for that cycle (enabled), otherwise the power MOSFET remains off (disabled). Since the sampling is done only at the beginning of each cycle, subsequent changes in the FB pin voltage or current during the remainder of the cycle are ignored.

5.8 V Regulator and 6.3 V Shunt Voltage Clamp

The 5.8 V regulator charges the bypass capacitor connected to the BYPASS pin to 5.8 V by drawing a current from the voltage on the DRAIN, whenever the MOSFET is off. The BYPASS pin is the internal supply voltage node for the *LinkSwitch-TN*. When the MOSFET is on, the *LinkSwitch-TN* runs off of the energy stored in the bypass capacitor. Extremely low power consumption of the internal circuitry allows the *LinkSwitch-TN* to operate continuously from the current drawn from the DRAIN pin. A bypass capacitor value of 0.1 μF is sufficient for both high frequency decoupling and energy storage.

In addition, there is a 6.3 V shunt regulator clamping the BYPASS pin at 6.3 V when current is provided to the BYPASS pin through an external resistor. This facilitates powering of *LinkSwitch-TN* externally through a bias winding to decrease the no-load consumption to about 50 mW.

BYPASS Pin Under-Voltage

The BYPASS pin under-voltage circuitry disables the power MOSFET when the BYPASS pin voltage drops below 4.85 V. Once the BYPASS pin voltage drops below 4.85 V, it must rise back to 5.8 V to enable (turn-on) the power MOSFET.

Over-Temperature Protection

The thermal shutdown circuitry senses the die temperature. The threshold is set at 142 °C typical with a 75 °C hysteresis. When the die temperature rises above this threshold (142 °C) the power MOSFET is disabled and remains disabled until the die temperature falls by 75 °C, at which point it is re-enabled.

Current Limit

The current limit circuit senses the current in the power MOSFET. When this current exceeds the internal threshold (I_{LIMIT}), the power MOSFET is turned off for the remainder of that cycle. The leading edge blanking circuit inhibits the current limit comparator for a short time (t_{LEB}) after the power MOSFET is turned on. This leading edge blanking time has been set so that current spikes caused by capacitance and rectifier reverse recovery time will not cause premature termination of the switching pulse.

Auto-Restart

In the event of a fault condition such as output overload, output short, or an open loop condition, *LinkSwitch-TN* enters into auto-restart operation. An internal counter clocked by the oscillator gets reset every time the FB pin is pulled high. If the FB pin is not pulled high for 50 ms, the power MOSFET switching is disabled for 800 ms. The auto-restart alternately enables and disables the switching of the power MOSFET until the fault condition is removed.

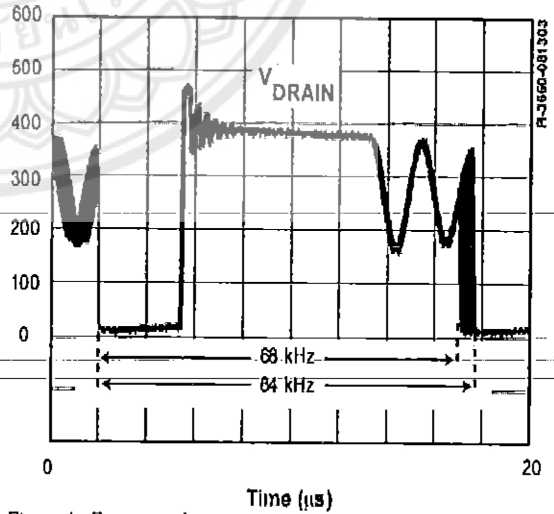


Figure 4. Frequency Jitter.

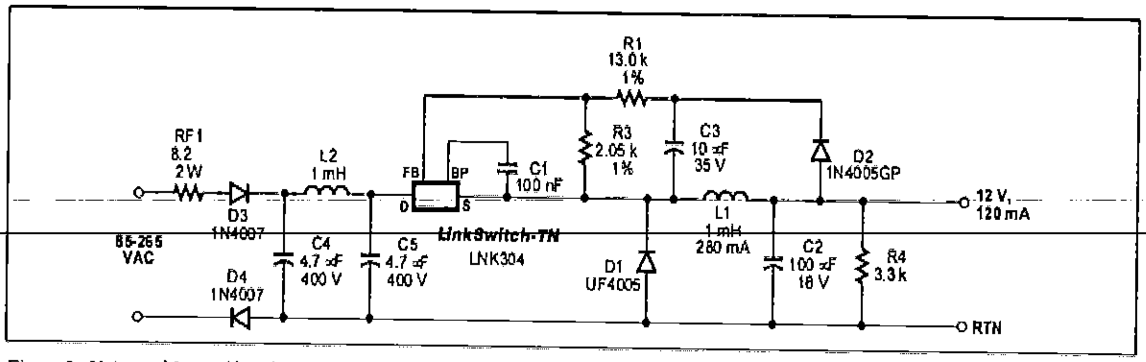


Figure 5. Universal Input, 12 V, 120 mA Constant Voltage Power Supply Using LinkSwitch-TN. PI-3757-112103

Applications Example

A 1.44 W Universal Input Buck Converter

The circuit shown in Figure 5 is a typical implementation of a 12 V, 120 mA non-isolated power supply used in appliance control such as rice cookers, dishwashers or other white goods. This circuit may also be applicable to other applications such as night-lights, LED drivers, electricity meters, and residential heating controllers, where a non-isolated supply is acceptable.

The input stage comprises fusible resistor RF1, diodes D3 and D4, capacitors C4 and C5, and inductor L2. Resistor RF1 is a flame proof, fusible, wire wound resistor. It accomplishes several functions: a) Inrush current limitation to safe levels for rectifiers D3 and D4; b) Differential mode noise attenuation; c) Input fuse should any other component fail short-circuit (component fails safely open-circuit without emitting smoke, fire or incandescent material).

The power processing stage is formed by the *LinkSwitch-TN*, freewheeling diode D1, output choke L1, and the output capacitor C2. The LNK304 was selected such that the power supply operates in the mostly discontinuous-mode (MDCM). Diode D1 is an ultra-fast diode with a reverse recovery time (t_{rr}) of approximately 75 ns, acceptable for MDCM operation. For continuous conduction mode (CCM) designs, a diode with a t_{rr} of ≤35 ns is recommended. Inductor L1 is a standard off-the-shelf inductor with appropriate RMS current rating (and acceptable temperature rise). Capacitor C2 is the output filter capacitor, its primary function is to limit the output voltage ripple. The output voltage ripple is a stronger function of the ESR of the output capacitor than the value of the capacitor itself.

To a first order, the forward voltage drops of D1 and D2 are identical. Therefore, the voltage across C3 tracks the output voltage. The voltage developed across C3 is sensed and regulated via the resistor divider R1 and R3 connected to U1's FB pin. The values of R1 and R3 are selected such that, at the desired output voltage, the voltage at the FB pin is 1.65 V.

Regulation is maintained by skipping switching cycles. As the output voltage rises, the current into the FB pin will rise. If this exceeds I_{FB} then subsequent cycles will be skipped until the current reduces below I_{FB}. Thus, as the output load is reduced, more cycles will be skipped and if the load increases, fewer cycles are skipped. To provide overload protection if no cycles are skipped during a 50 ms period, *LinkSwitch-TN* will enter auto-restart, limiting the average output power to approximately 6% of the maximum overload power. Due to tracking errors between the output voltage and the voltage across C3 at light load or no load, a small pre-load may be required (R4). For the design in Figure 5, if regulation to zero load is required, then this value should be reduced to 2.4 kΩ.

Key Application Considerations

LinkSwitch-TN Design Considerations

Output Current Table

Data sheet maximum output current table (Table 1) represents the maximum practical continuous output current for both mostly discontinuous conduction mode (MDCM) and continuous conduction mode (CCM) of operation that can be delivered from a given *LinkSwitch-TN* device under the following assumed conditions:

1) Buck converter topology.
2) The minimum DC input voltage is ≥70 V. The value of input capacitance should be large enough to meet this criterion.
3) For CCM operation a KRP* of 0.4.
4) Output voltage of 12 VDC.
5) Efficiency of 75%.
6) A catch/freewheeling diode with t_{rr} ≤75 ns is used for MDCM operation and for CCM operation, a diode with t_{rr} ≤35 ns is used.
7) The part is board mounted with SOURCE pins soldered to a sufficient area of copper to keep the SOURCE pin temperature at or below 100 °C.

*KRP is the ratio of ripple to peak inductor current.

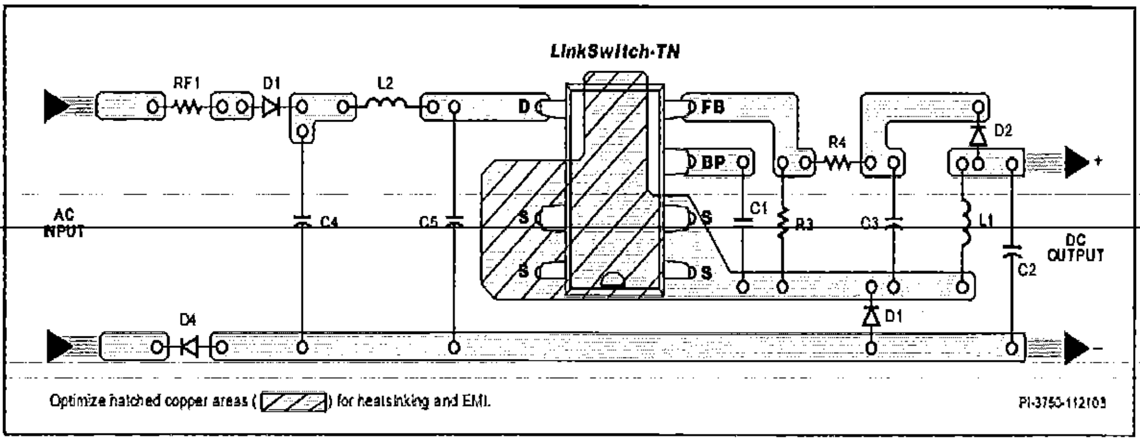


Figure 6. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN in a Buck Converter Configuration.

LinkSwitch-TN Selection and Selection Between MDCM and CCM Operation

Select the *LinkSwitch-TN* device, freewheeling diode and output inductor that gives the lowest overall cost. In general, MDCM provides the lowest cost and highest efficiency converter. CCM designs require a larger inductor and ultra-fast (t_{rr} <35 ns) freewheeling diode in all cases. It is lower cost to use a larger *LinkSwitch-TN* in MDCM than a smaller *LinkSwitch-TN* in CCM because of the additional external component costs of a CCM design. However, if the highest output current is required, CCM should be employed following the guidelines below.

Topology Options

LinkSwitch-TN can be used in all common topologies, with or without an opto-coupler and reference to improve output voltage tolerance and regulation. Table 2 provide a summary of these configurations. For more information see the Application Note – *LinkSwitch-TN* Design Guide.

Component Selection

Referring to Figure 5, the following considerations may be helpful in selecting components for a *LinkSwitch-TN* design.

Freewheeling Diode D1

Diode D1 should be an ultra-fast type. For MDCM, reverse recovery time t_{rr} ≤75 ns should be used at a temperature of 70 °C or below. Slower diodes are not acceptable, as continuous mode operation will always occur during startup, causing high leading edge current spikes, terminating the switching cycle prematurely, and preventing the output from reaching regulation. If the ambient temperature is above 70 °C then a diode with t_{rr} ≤35 ns should be used.

For CCM an ultra-fast diode with reverse recovery time t_{rr} ≤35 ns should be used. A slower diode may cause excessive leading edge current spikes, terminating the switching cycle prematurely and preventing full power delivery.

Fast and slow diodes should never be used as the large reverse recovery currents can cause excessive power dissipation in the diode and/or exceed the maximum drain current specification of *LinkSwitch-TN*.

Feedback Diode D2

Diode D2 can be a low-cost slow diode such as the 1N400X series, however it should be specified as a glass passivated type to guarantee a specified reverse recovery time. To a first order, the forward drops of D1 and D2 should match.

Inductor L1

Choose any standard off-the-shelf inductor that meets the design requirements. A "drum" or "dog bone" "I" core inductor is recommended with a single ferrite element due to to its low cost and very low audible noise properties. The typical inductance value and RMS current rating can be obtained from the *LinkSwitch-TN* design spreadsheet available within the *PI Expert* design suite from Power Integrations. Choose L1 greater than or equal to the typical calculated inductance with RMS current rating greater than or equal to calculated RMS inductor current.

Capacitor C2

The primary function of capacitor C2 is to smooth the inductor current. The actual output ripple voltage is a function of this capacitor's ESR. To a first order, the ESR of this capacitor should not exceed the rated ripple voltage divided by the typical current limit of the chosen *LinkSwitch-TN*.

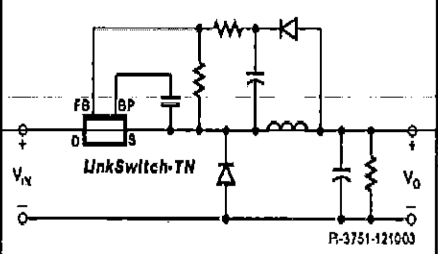
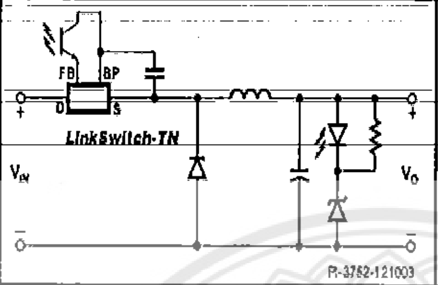
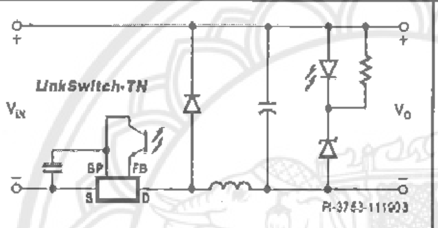
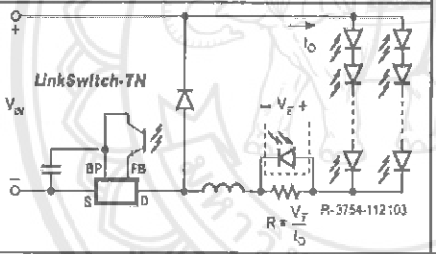
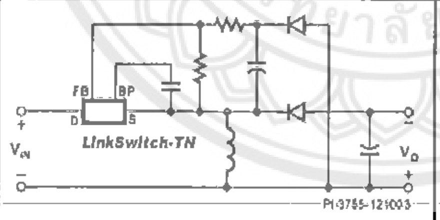
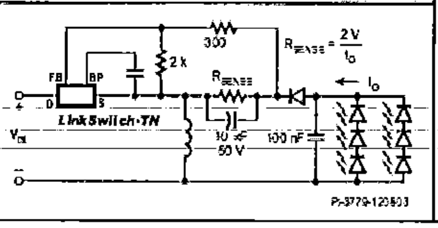
TOPOLOGY	BASIC CIRCUIT SCHEMATIC	KEY FEATURES
High-Side Buck – Direct Feedback		1) Output referenced to input 2) Positive output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3) Step down – $V_O < V_{IN}$ 4) Low cost direct feedback (±10% typ.)
High-Side Buck – Optocoupler Feedback		1) Output referenced to input 2) Positive output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3) Step down – $V_O < V_{IN}$ 4) Optocoupler feedback - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required 5) Minimum no-load consumption
Low-Side Buck – Optocoupler Feedback		1) Output referenced to input 2) Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3) Step down – $V_O < V_{IN}$ 4) Optocoupler feedback - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required - Ideal for driving LEDs
Low-Side Buck – Constant Current LED Driver		
High-Side Buck Boost – Direct Feedback		1) Output referenced to input 2) Negative output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3) Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4) Low cost direct feedback (±10% typ.) 5) Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal MOSFET fails 6) Ideal for driving LEDs - better accuracy and temperature stability than Low-side Buck constant current LED driver
High-Side Buck Boost – Constant Current LED Driver		

Table 2. Common Circuit Configurations Using LinkSwitch-TN.

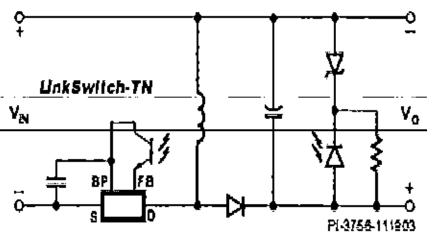
TOPOLOGY	BASIC CIRCUIT SCHEMATIC	KEY FEATURES
Low-Side Buck Boost – Optocoupler Feedback		1) Output referenced to input 2) Positive output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3) Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4) Optocoupler feedback - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required 5) Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal MOSFET fails 6) Minimum no-load consumption

Table 2 (cont). Common Circuit Configurations Using LinkSwitch-TN.

Feedback Resistors R1 and R3
The values of the resistors in the resistor divider formed by R1 and R3 are selected to maintain 1.65 V at the FB pin. It is recommended that R3 be chosen as a standard 1% resistor of 2 kΩ. This ensures good noise immunity by biasing the feedback network with a current of approximately 0.8 mA.

Feedback Capacitor C3
Capacitor C3 can be a low cost general purpose capacitor. It provides a "sample and hold" function, charging to the output voltage during the off time of *LinkSwitch-TN*. Its value should be 10 µF to 22 µF; smaller values cause poorer regulation at light load conditions.

Pre-load Resistor R4
In high-side, direct feedback designs where the minimum load is <3 mA, a pre-load resistor is required to maintain output regulation. This ensures sufficient inductor energy to pull the inductor side of the feedback capacitor C3 to input return via D2. The value of R4 should be selected to give a minimum output load of 3 mA.

In designs with an optocoupler the Zener or reference bias current provides a 1 mA to 2 mA minimum load, preventing "pulse bunching" and increased output ripple at zero load.

LinkSwitch-TN Layout Considerations

In the buck or buck-boost converter configuration, since the SOURCE pins in *LinkSwitch-TN* are switching nodes, the copper area connected to SOURCE should be minimized to minimize EMI within the thermal constraints of the design.

In the boost configuration, since the SOURCE pins are tied to DC return, the copper area connected to SOURCE can be maximized to improve heatsinking.

The loop formed between the *LinkSwitch-TN*, inductor (L1), freewheeling diode (D1), and output capacitor (C2) should be kept as small as possible. The BYPASS pin capacitor C1 (Figure 6) should be located physically close to the SOURCE (S) and BYPASS (BP) pins. To minimize direct coupling from switching nodes, the *LinkSwitch-TN* should be placed away from AC input lines. It may be advantageous to place capacitors C4 and C5 in-between *LinkSwitch-TN* and the AC input. The second rectifier diode D4 is optional, but may be included for better EMI performance and higher line surge withstand capability.

Quick Design Checklist

As with any power supply design, all *LinkSwitch-TN* designs should be verified for proper functionality on the bench. The following minimum tests are recommended:

1) Adequate DC rail voltage - check that the minimum DC input voltage does not fall below 70 VDC at maximum load, minimum input voltage.
2) Correct Diode Selection – UF400x series diodes are recommended only for designs that operate in MDCM at an ambient of 70 °C or below. For designs operating in continuous conduction mode (CCM) and/or higher ambients, then a diode with a reverse recovery time of 35 ns or better, such as the BYV26C, is recommended.
3) Maximum drain current - verify that the peak drain current is below the data sheet peak drain specification under worst-case conditions of highest line voltage, maximum overload (just prior to auto-restart) and highest ambient temperature.
4) Thermal check – at maximum output power, minimum input voltage and maximum ambient temperature, verify that the *LinkSwitch-TN* SOURCE pin temperature is 100 °C or below. This figure ensures adequate margin due to variations in $R_{DS(ON)}$ from part to part. A battery powered thermocouple

meter is recommended to make measurements when the SOURCE pins are a switching node. Alternatively, the ambient temperature may be raised to indicate margin to thermal shutdown.

In a *LinkSwitch-TN* design using a buck or buck boost converter topology, the SOURCE pin is a switching node. Oscilloscope measurements should therefore be made with probe grounded to a DC voltage, such as primary return or DC input rail, and not to the SOURCE pins. The power supply input must always be supplied from an isolated source (e.g. via an isolation transformer).

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(1,5)

DRAIN Voltage .... - 0.3 V to 700 V
Peak DRAIN Current (LNK304) .... 400 mA (750 mA)(2)
Peak DRAIN Current (LNK305) ..... 800 mA (1500 mA)(2)
Peak DRAIN Current (LNK306) ... 1400 mA (2600 mA)(2)
FEEDBACK Voltage .... - 0.3 V to 9 V
FEEDBACK Current .... 100 mA
BYPASS Voltage .... -0.3 V to 9 V
Storage Temperature .... -65 °C to 150 °C
Operating Junction Temperature(3) .... -40 °C to 150 °C
Lead Temperature(4) .... 260 °C

Notes:
1. All voltages referenced to SOURCE, T_A = 25 °C.
2. The higher peak DRAIN current is allowed if the DRAIN to SOURCE voltage does not exceed 400 V.
3. Normally limited by internal circuitry.
4. 1/16" from case for 5 seconds.
5. Maximum ratings specified may be applied, one at a time, without causing permanent damage to the product. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods of time may affect product reliability.

THERMAL IMPEDANCE

Thermal Impedance: P/G Package:
(θ_{JA}) .... 70 °C/W(2); 60 °C/W(3)
(θ_{JC})(1) .... 11 °C/W

Notes:
1. Measured on pin 2 (SOURCE) close to plastic interface.
2. Soldered to 0.36 sq. inch (232 mm²), 2oz. (610 g/m²) copper clad.
3. Soldered to 1 sq. inch (645 mm²), 2oz. (610 g/m²) copper clad.

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
CONTROL FUNCTIONS							
Output Frequency	f_{OSC}	T_J = 25 °C	Average	62	66	70	kHz
			Peak-Peak Jitter		4		
Maximum Duty Cycle	DC_{MAX}	S2 Open		66	69	72	%
FEEDBACK Pin Turnoff Threshold Current	I_{FB}	T_J = 25 °C		30	49	68	µA
FEEDBACK Pin Voltage	V_{FB}	I_{FB} = 49 µA		1.54	1.65	1.76	V
DRAIN Supply Current	I_{S1}	V_{FB} ≥2 V (MOSFET Not Switching) See Note A			160	220	µA
	I_{S2}	FEEDBACK Open (MOSFET Switching) See Notes A, B	LNK304		200	260	µA
			LNK305		220	280	
			LNK306		250	310	

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
CONTROL FUNCTIONS (cont.)							
BYPASS Pin Charge Current	I_{CH1}	V_{BP} = 0 V T_J = 25 °C See Note C	LNK304	-5.5	-3.3	-1.8	mA
			LNK305	-7.5	-4.6	-2.5	
			LNK306	-7.5	-4.6	-2.5	
	I_{CH2}	V_{BP} = 4 V T_J = 25 °C See Note C	LNK304	-3.8	-2.3	-1.0	
			LNK305	-4.5	-3.3	-1.5	
			LNK306	-4.5	-3.3	-1.5	
BYPASS Pin Voltage	V_{BP}			5.55	5.8	6.10	V
BYPASS Pin Voltage Hysteresis	V_{BPH}			0.8	0.95	1.2	V
BYPASS Pin Supply Current	I_{BPSC}	See Note D		68			µA
CIRCUIT PROTECTION							
Current Limit	I_{LIMIT} (See Note E)	di/dt = 65 mA/µs T_J = 25 °C	LNK304	240	257	275	mA
		di/dt = 415 mA/µs T_J = 25 °C		271	308	345	
		di/dt = 75 mA/µs T_J = 25 °C	LNK305	350	375	401	
		di/dt = 500 mA/µs T_J = 25 °C		396	450	504	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK306	450	482	515	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		508	578	647	
Minimum On Time	$t_{ON(MIN)}$		LNK304	280	360	475	ns
			LNK305	360	460	610	
			LNK306	400	500	675	
Leading Edge Blanking Time	t_{LEB}	T_J = 25 °C See Note F		170	215		ns
Thermal Shutdown Temperature	T_{SD}			135	142	150	°C
Thermal Shutdown Hysteresis	T_{SHD}	See Note G			75		°C

<table>
<tr><th>Parameter</th><th>Symbol</th><th colspan="2">Conditions
SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C
See Figure 7
(Unless Otherwise Specified)</th><th>Min</th><th>Typ</th><th>Max</th><th>Units</th></tr>
<tr><td colspan="8">OUTPUT</td></tr>
<tr><td rowspan="6">On-State Resistance</td><td rowspan="6">$R_{DS(ON)}$</td><td rowspan="2">LNK304
I_D = 25 mA</td><td>T_J = 25 °C</td><td></td><td>24</td><td>27.6</td><td rowspan="6">Ω</td></tr>
<tr><td>T_J = 100 °C</td><td></td><td>38</td><td>44.2</td></tr>
<tr><td rowspan="2">LNK305
I_D = 35 mA</td><td>T_J = 25 °C</td><td></td><td>12</td><td>13.8</td></tr>
<tr><td>T_J = 100 °C</td><td></td><td>19</td><td>22.1</td></tr>
<tr><td rowspan="2">LNK306
I_D = 45 mA</td><td>T_J = 25 °C</td><td></td><td>7</td><td>8.1</td></tr>
<tr><td>T_J = 100 °C</td><td></td><td>11</td><td>12.9</td></tr>
<tr><td rowspan="3">OFF-State Drain Leakage Current</td><td rowspan="3">I_{DSS}</td><td rowspan="3">V_{BP} = 6.2 V, V_{FB} ≥2 V,
V_{DS} = 560 V,
T_J = 125 °C</td><td>LNK304</td><td></td><td></td><td>50</td><td rowspan="3">μA</td></tr>
<tr><td>LNK305</td><td></td><td></td><td>70</td></tr>
<tr><td>LNK306</td><td></td><td></td><td>90</td></tr>
<tr><td>Breakdown Voltage</td><td>BV_{DSS}</td><td colspan="2">V_{BP} = 6.2 V, V_{FB} ≥2 V
T_J = 25 °C</td><td>700</td><td></td><td></td><td>V</td></tr>
<tr><td>Rise Time</td><td>t_R</td><td colspan="2" rowspan="2">Measured in a Typical Buck Converter Application</td><td></td><td>50</td><td></td><td>ns</td></tr>
<tr><td>Fall Time</td><td>t_F</td><td></td><td>50</td><td></td><td>ns</td></tr>
<tr><td>DRAIN Supply Voltage</td><td></td><td colspan="2"></td><td>50</td><td></td><td></td><td>V</td></tr>
<tr><td>DRAIN Supply Voltage</td><td></td><td colspan="2"></td><td>50</td><td></td><td></td><td>V</td></tr>
<tr><td>Output Enable Delay</td><td>t_{EN}</td><td colspan="2">See Figure 9</td><td></td><td></td><td>10</td><td>μs</td></tr>
<tr><td>Output Disable Setup Time</td><td>t_{DST}</td><td colspan="2"></td><td></td><td>0.5</td><td></td><td>μs</td></tr>
<tr><td>Auto-Restart ON-Time</td><td>t_{AR}</td><td colspan="2">T_J = 25 °C
See Note H</td><td></td><td>50</td><td></td><td>ms</td></tr>
<tr><td>Auto-Restart Duty Cycle</td><td>DC_{AR}</td><td colspan="2"></td><td></td><td>6</td><td></td><td>%</td></tr>
</table>

NOTES:

A. Total current consumption is the sum of I_{S1} and I_{DSS} when FEEDBACK pin voltage is ≥2 V (MOSFET not switching) and the sum of I_{S2} and I_{DSS} when FEEDBACK pin is shorted to SOURCE (MOSFET switching).

B Since the output MOSFET is switching, it is difficult to isolate the switching current from the supply current at the DRAIN. An alternative is to measure the BYPASS pin current at 6 V.

C. See Typical Performance Characteristics section Figure 14 for BYPASS pin start-up charging waveform.

D. This current is only intended to supply an optional optocoupler connected between the BYPASS and FEEDBACK pins and not any other external circuitry.

E. For current limit at other di/dt values, refer to Figure 13.

F. This parameter is guaranteed by design.

G. This parameter is derived from characterization.

H. Auto-restart on time has the same temperature characteristics as the oscillator (inversely proportional to frequency).

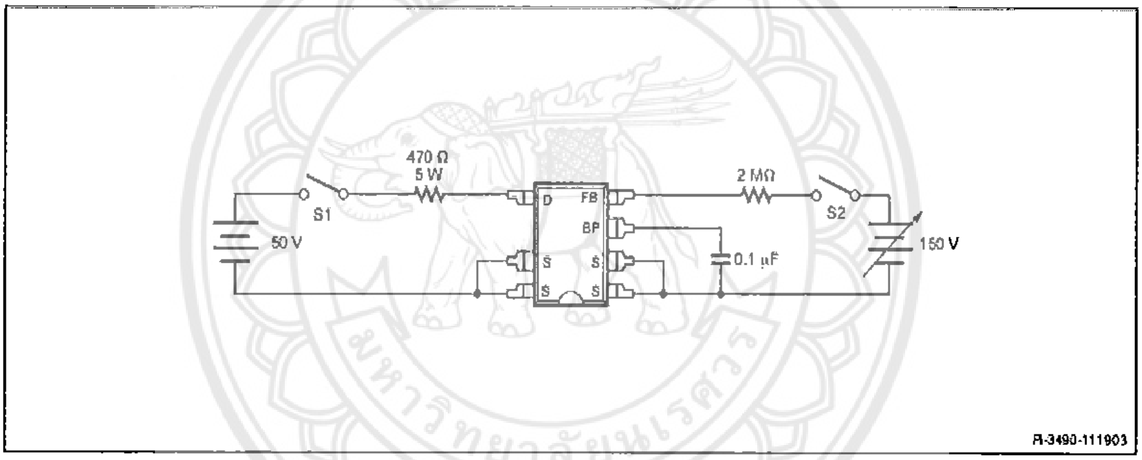


Figure 7. LinkSwitch-TN General Test Circuit.

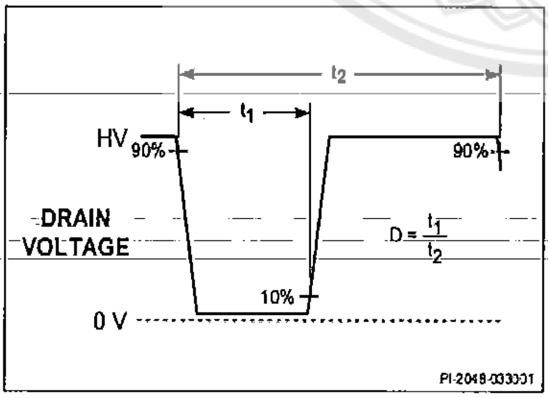


Figure 8. LinkSwitch-TN Duty Cycle Measurement.

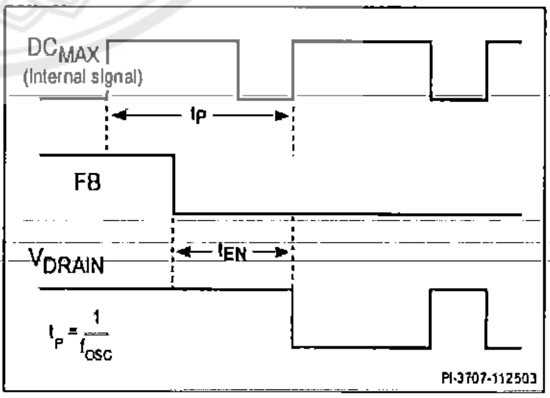


Figure 9. LinkSwitch-TN Output Enable Timing.

Typical Performance Characteristics

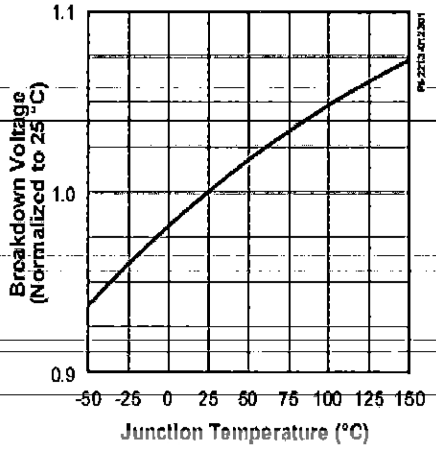


Figure 10. *Breakdown vs. Temperature.*

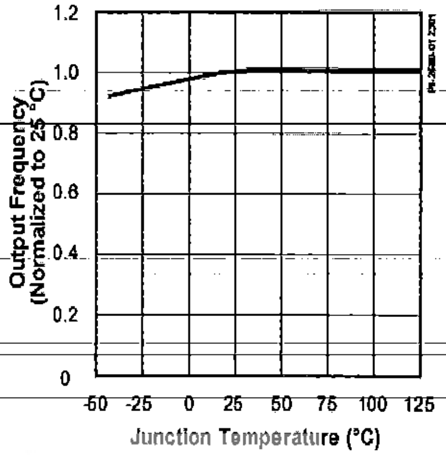


Figure 11. *Frequency vs. Temperature.*

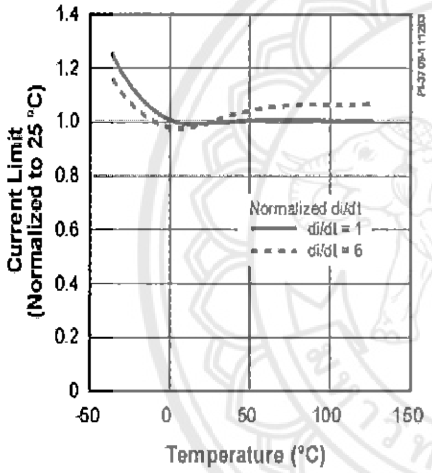


Figure 12. *Current Limit vs. Temperature at Normalized di/dt.*

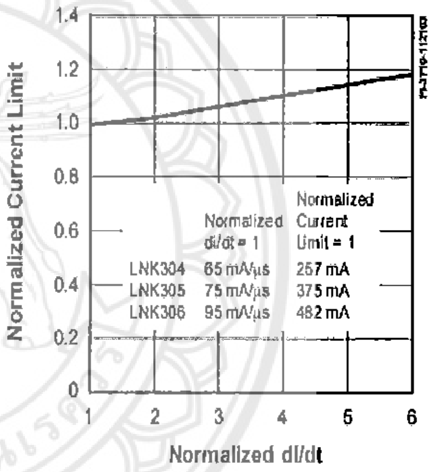


Figure 13. *Current Limit vs. di/dt.*

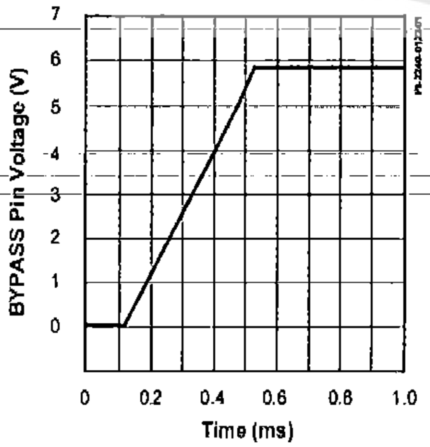


Figure 14. *BYPASS Pin Start-up Waveform.*

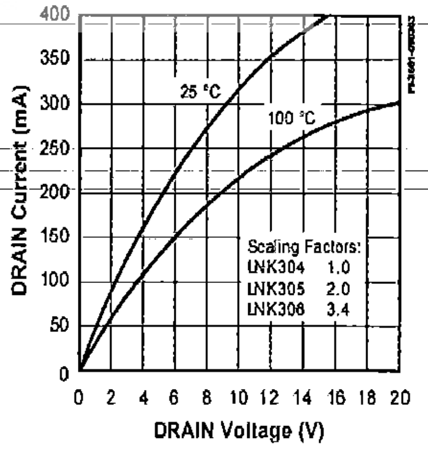


Figure 15. *Output Characteristics.*

Typical Performance Characteristics (cont.)

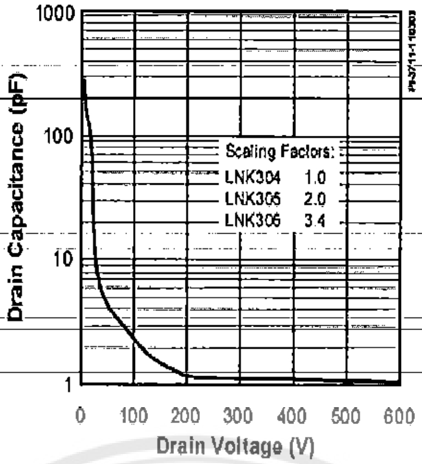


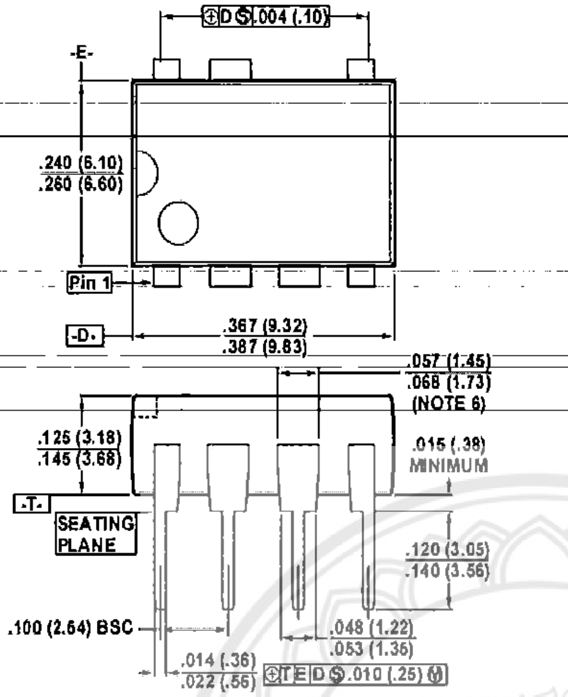
Figure 16. C_{OSS} vs. Drain Voltage.

PART ORDERING INFORMATION

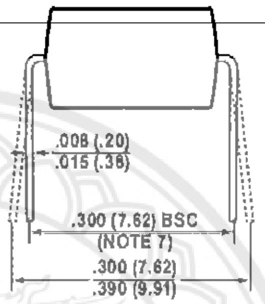
LNK 304 G - TL

LinkSwitch Product Family		
TN Series Number		
Package Identifier		
	G	Plastic Surface Mount DIP
	P	Plastic DIP
Package/Lead Options		
	Blank	Standard Configurations
	TL	Tape & Reel, 1 k pcs minimum, G Package only

DIP-8B



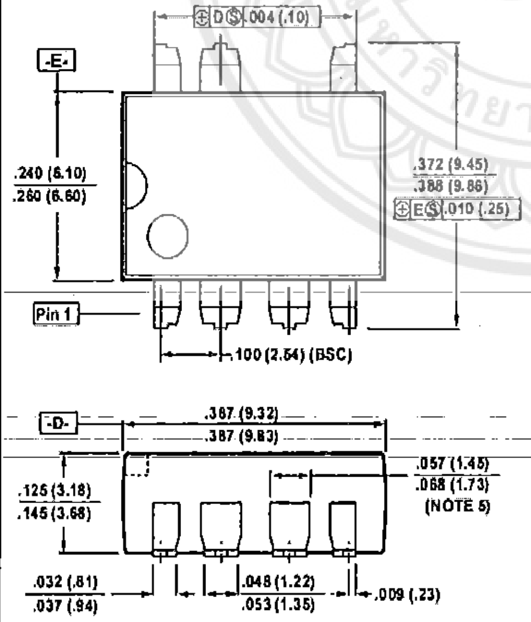
Notes:
1. Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001-AB (Issue B 7/85) for standard dual-in-line (DIP) package with .300 inch row spacing.
2. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
3. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
4. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clock-wise to Pin 8 when viewed from the top. The notch and/or dimple are aids in locating Pin 1. Pin 6 is omitted.
5. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
6. Lead width measured at package body.
7. Lead spacing measured with the leads constrained to be perpendicular to plane T.

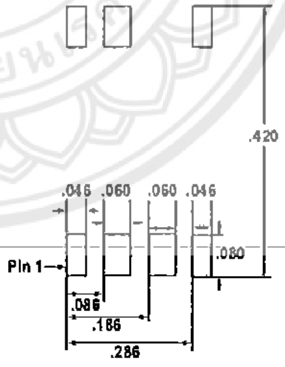


P08B

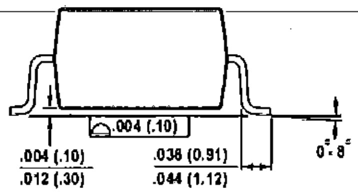
PI-2551-041003

SMD-8B





Solder Pad Dimensions



Notes:
1. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
2. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
3. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clock Pin 8 when viewed from the top. Pin 6 is omitted.
4. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
5. Lead width measured at package body.
6. D and E are referenced datums on the package body.

G08B

PI-2546-050703

Revision	Notes	Date
C	Release Final Data Sheet.	12/03
D	Corrected Minimum On Time.	1/04

For the latest updates, visit our Web site: *www.powerint.com*

PATENT INFORMATION

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein, nor does it convey any license under its patent rights or the rights of others.

The products and applications illustrated herein (including circuits external to the products and transformer construction) may be covered by one or more U.S. and foreign patents or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations' patents may be found at www.powerint.com.

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

The PI logo, ***TOPSwitch***, ***TinySwitch***, ***LinkSwitch*** and ***EcoSmart*** are registered trademarks of Power Integrations. ***PI Expert*** and ***DPA-Switch*** are trademarks of Power Integrations. ©Copyright 2004, Power Integrations

WORLD HEADQUARTERS
Power Integrations
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@powerint.com

CHINA (SHENZHEN)
Power Integrations
International Holdings, Inc.
Rm# 1705, Bao Hua Bldg.
1016 Hua Qiang Bei Lu
Shenzhen Guangdong,
518031, China
Phone: +86-755-8367-5143
Fax: +86-755-8377-9610
e-mail: chinasales@powerint.com

ITALY
Power Integrations S.r.l.
Via Vittorio Veneto 12,
Bresso
Milano, 20091, Italy
Phone: +39-028-928-6001
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@powerint.com

SINGAPORE (ASIA PACIFIC HEADQUARTERS)
Power Integrations, Singapore
51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@powerint.com

AMERICAS
Power Integrations
4335 South Lee Street,
Suite G
Buford, GA 30518, USA
Phone: +1-678-714-6033
Fax: +1-678-714-6012
e-mail: usasales@powerint.com

GERMANY
Power Integrations GmbH
Rueckerstrasse 3
D-80336, Muenchen, Germany
Phone: +49-895-527-3910
Fax: +49-895-527-3920
e-mail: eurosales@powerint.com

JAPAN
Power Integrations, K.K.
Keihin-Tatemono 1st Bldg.
12-20 Shin-Yokohama
2-Chome,
Kohoku-ku, Yokohama-shi,
Kanagawa 222-0033, Japan
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@powerint.com

TAIWAN
Power Integrations
International Holdings, Inc.
5F-1, No. 316, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@powerint.com

CHINA (SHANGHAI)
Power Integrations
International Holdings, Inc.
Rm 807, Pacheer
Commercial Centre
555 Nanjing West Road
Shanghai, 200041, China
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: chinasales@powerint.com

INDIA (TECHNICAL SUPPORT)
Innovatech
261/A, Ground Floor
7th Main, 17th Cross,
Sadashivanagar
Bangalore 560080
Phone: +91-80-5113-8020
Fax: +91-80-5113-8023
e-mail: indiasales@powerint.com

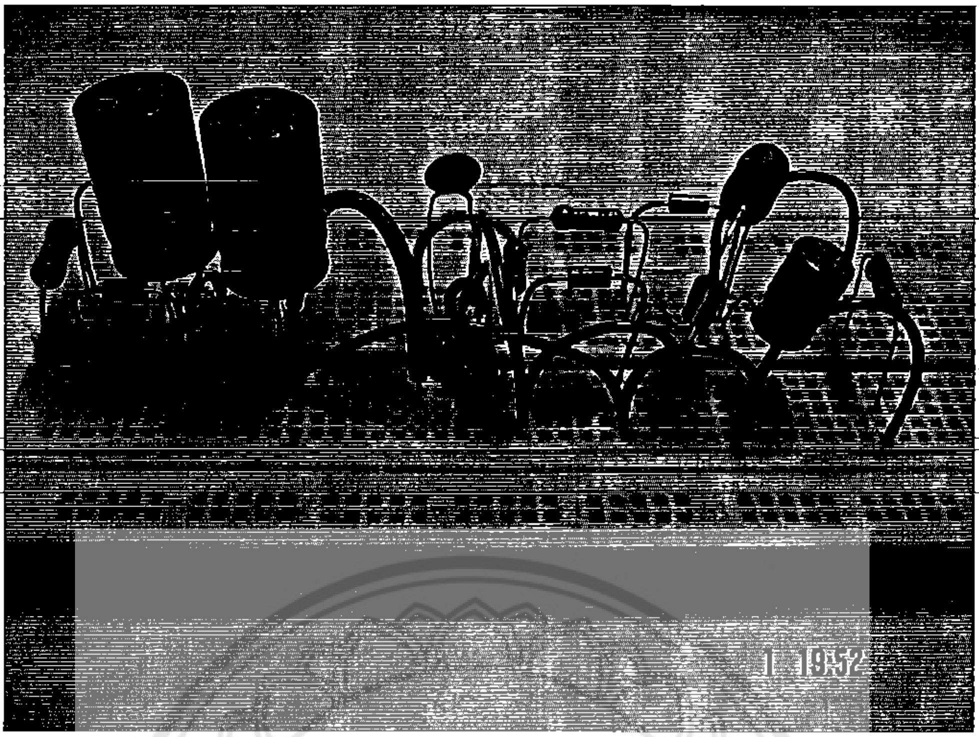
KOREA
Power Integrations
International Holdings, Inc.
8th Floor, DongSung Bldg.
17-8 Yoido-dong,
Youngdeungpo-gu,
Seoul, 150-874, Korea
Phone: +82-2-782-2840
Fax: +82-2-782-4427
e-mail: koreasales@powerint.com

UK (EUROPE & AFRICA HEADQUARTERS)
Power Integrations (Europe) Ltd.
1st Floor, St. James's House
East Street
Farnham
Surrey
GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurosales@powerint.com

APPLICATIONS HOTLINE
World Wide +1-408-414-9660

APPLICATIONS FAX
World Wide +1-408-414-9760

ภาคผนวก ข
วงจรและอุปกรณ์ต่างๆ



รูปภาพวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

รูปภาพการวัดค่าแรงดันเอาท์พุตและสัญญาณเอาท์พุต

ประวัติผู้เขียนโครงงาน

ชื่อ นายธีรวัฒน์ บุบผามาลา

ภูมิลำเนา 3/1 ม.2 ต.บ้านถิ่น อ.เมือง จ.แพร่ 54000

ประวัติการศึกษา

- จบระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนพิริยาลัยจังหวัดแพร่
- ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรีชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

E-mail: **teerawat_poy@hotmail.com**

ชื่อ นางสาวศกุนตลา มาละ

ภูมิลำเนา 90/1 ม.1 ต.งิ้ว อ.เทิง จ.เชียงราย 57160

ประวัติการศึกษา

- จบระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนเทิงวิทยาคม
- ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรีชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

E-mail: **sakun_ao@hotmail.com**

ชื่อ นายสมพงษ์ สิงห์ชัย

ภูมิลำเนา 65 ม.2 ต.ห้วยลาน อ.ดอกคำใต้ จ.พะเยา 56120

ประวัติการศึกษา

- จบระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนจุนวิทยาคม
- ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรีชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

E-mail: **pong_sama_ee@hotmail.com**