

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรชุกและเซปิกคอนเวอร์เตอร์

C'uk and Sepic Converter



โดย

นายไพรัช กิตติสัตยาวัฒน์

นายไพศาล กอ้าเต็ด

นายมนตรี องค์กรเทียมศักดิ์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....34163
วัน, เดือน, ปี.-6...๓.๑.2542

ปฏิญานี้เป็นต้นหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

วงจรชุกและเซปิกคอนเวอร์เตอร์

C'uk and Sepic Converter



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ผศ.ประภาส ไพรสวรรณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

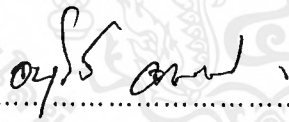
ปริญญาโทปีการศึกษา 2541

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง วงจรชุกและเซปิกคอนเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นายไพรัช กิตติสัตยาวัฒน์
2. นายไพศาล กล้าเด็ด
3. นายมนตรี องค์เทียมลัคค์



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์อณุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถูกและเซปิกคอนเวอร์เตอร์

นายไพรัช กิตติสัตยาวัฒน์

นายไพศาล กล้าเค็ด

นายมนตรี องค์กร์เทิมสัคค์

อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ศศ. ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอหลักการทำงานและการออกแบบวงจรถอน
เวอร์เตอร์แบบชุกและเซปิก โดยจะเสนออยู่ในรูปของวงจรจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งวงจรถ
ที่ออกแบบจะเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูง มีการรบกวนทางสัญญาณไฟฟ้าน้อย ที่ความถี่ 80
kHz เพื่อให้ได้แรงดันขาออกกระแสตรง 40 โวลต์ กำลังไฟฟ้า 200 วัตต์ การควบคุมการ
ทำงานของคอนเวอร์เตอร์จะควบคุมในโหมดแรงดัน ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันขาออกได้
คงที่

C'uk and Sepic Converter

Pairach Kittisatayawaj

Paisarn Kraded

Montree Ongtemsuk

Anuwat Jangwanitlert Advisor

Asst. Prof Prapas Prisuwana Advisor

1998

Abstract

This Project presents the principle and the design C'uk and Sepic Converter. It is presented in switching power supply, good efficiency and reduce disturbance. Switching frequency is 80 kHz. Output DC voltage is about 40 volt and power output is 200 watt. Operation-Control of Voltage mode can control it to maintain constant voltage.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	IV
สารบัญตาราง	V
สัญลักษณ์	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	3
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างวงจร C'uk Converter	12
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างวงจร Sepic Converter	25
บทที่ 5 วงจรควบคุม	38
บทที่ 6 การทดลอง และผลการทดลอง	48
บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์	59
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจร C'uk Converter	3
2.2 แสดงโหมดการทำงานขณะสวิตช์ ON (บน) และสวิตช์ OFF (ล่าง)	4
2.3 แสดงรูปสัญญาณของ C'uk Converter	4
2.4 วงจร Sepic Converter	8
2.5 แสดงโหมดการทำงานขณะสวิตช์ ON (บน) และสวิตช์ OFF (ล่าง)	9
2.6 แสดงรูปสัญญาณของ Sepic Converter	9
3.1 แสดงวงจร C'uk Converter	12
3.2 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและศักดาไฟฟ้าของ C_1	16
3.3 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง ωt ใด ๆ	17
3.4 แสดงสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ D_1, C_2 และที่ทางออก	19
3.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1	20
3.6 แสดงกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยไหลผ่าน SW ในครึ่งลูกคลื่นของ $f = f_{line}$	23
4.1 แสดงวงจร Sepic Converter	25
4.2 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและศักดาไฟฟ้าของ C_1	29
4.3 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง ωt ใด ๆ	30
4.4 แสดงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าของ D_1, C_2 และที่ทางออก	31
4.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1	33
4.6 แสดงกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยไหลผ่าน SW ในครึ่งลูกคลื่นของ $f = f_{line}$	36
5.1 แสดงส่วนวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1	39
5.2 แสดง Slope ในทิศทางลงของ i_{L1} ที่ทางออกของ Current Amplifier	39
5.3 แสดงส่วนวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2	43
5.4 วงจรสมบูรณ์ของ Sepic Converter	46
6.1 แสดงแรงดันคร่อมขาเกตซอส (บน) และเดรนซอส (ล่าง)	50
6.2 แสดงแรงดันเอาต์พุต (บน) และกระแสเอาต์พุต (ล่าง)	50
6.3 แสดงแรงดันไฟฟ้าคร่อมไดโอด	51
6.4 แสดงแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวน L_2	51
6.5 แสดงกระแส ripple ที่ผ่าน L_1	52
6.6 แสดงกระแสที่ผ่าน L_1 ที่เวลาใด ๆ	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.7 แสดงแรงดันคร่อมขดลวด(ล่าง)และเดรนขดลวด(บน)	53
6.8 แสดงแรงดันเอาต์พุต (รูปบน) และกระแสเอาต์พุต (รูปล่าง)	54
6.9 แสดงกระแสที่ผ่าน L_1 (รูปบน) และแรงดันคร่อม L_1 (รูปล่าง)	55
6.10 แสดงแรงดันไฟฟ้าคร่อม C_1 (รูปบน) และแรงดันไฟฟ้าที่ไดโอด	56
6.11 แสดงแรงดันไฟฟ้าที่เกิด-ชอล	57
6.12 แสดงแรงดันไฟฟ้าคร่อม L_2	58



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 รายการอุปกรณ์ในวงจร Sepic Converter	47
4.2 แสดงผลการทดลองของวงจร Sepic Converter	48



สัญลักษณ์

SW	สวิตช์ของวงจรกำลัง
V_s	ศักดาไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้า
V_{sw}	แรงดันคร่อมสวิตช์
V_{C1}, V_{C2}	ศักดาไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ
ΔV_o	แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุต
L_1, L_2	ตัวเหนี่ยวนำ
C_1, C_2	ตัวเก็บประจุของวงจรกำลัง
D_1	ไดโอดของวงจรกำลัง
I_{sw}	กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์
I_{L1}, I_{L2}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2
$I_2, I_o, I_{o,min}$	กระแสเอาต์พุตของวงจร
$I_{D1}, I_{D1,max}$	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด
i_c	กระแสไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ
$\Delta I_1, \Delta I_2$	กระแสกระเพื่อมของวงจรที่ทางเข้าและทางออกตามลำดับ
t_1, t_2	ช่วงการทำงานของสวิตช์วงจรกำลังเป็น ช่วงเวลา ON และ OFF ตามลำดับ
α, α_{min}	ค่า Duty Cycle
T	คาบเวลาของการสวิตช์
T_{line}	คาบเวลาของศักดาไฟฟ้าด้านอินพุต
f	ความถี่การสวิตช์ของวงจร
f_{line}	ความถี่ทางไฟฟ้าจากสายส่งแรงดัน
η	ประสิทธิภาพ
W	พลังงานสะสม
P_1, P_{in}	กำลังด้านอินพุตของวงจรกำลัง
$P_2, P_o, P_{o,min}$	กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรกำลัง
Q_{C1}, Q_{C2}	ความจุของตัวเก็บประจุ
n	อัตราส่วนของจำนวนรอบด้าน Secondary ต่อด้าน Primary

บทที่ 1

บทนำ

การพัฒนาประสิทธิภาพการใช้กำลังงานไฟฟ้าของวงจรไฟฟ้า โดยควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีค่าต่อปริมาณของ Harmonic ต่ำที่สุด ได้รับความสนใจมากในสถานะปัจจุบันที่ต้องการการประหยัดกำลังงานไฟฟ้า แหล่งจ่ายกำลังชนิดสวิตซ์ชิ่ง (Switched – Mode Power Supplies , SMPS) ก็เป็นตัวอย่างของวงจรชนิดหนึ่งที่มีความต้องการการพัฒนาดังกล่าวเช่นกัน เพราะว่าโดยทั่วไป วงจร Rectifier ทางด้านทางเข้าของ SMPS ประกอบด้วยวงจรไดโอด และวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ วงจรนี้มีข้อดีคือเป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อนและราคาถูก แต่มีข้อจำกัดคือเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรมีค่าต่ำ เพราะสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีลักษณะเป็นรูปสัญญาณพัลส์ ซึ่งมีค่าต่อปริมาณของ Harmonic จำนวนมาก ปัจจุบันจึงได้มีการพยายามพัฒนาวงจร เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวเช่น วงจร Power Factor Preregulator (PFP)

วงจร PFP ที่ใช้งานในปัจจุบันมีพื้นฐานมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิด Boost เพราะเป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อนทั้งส่วนวงจรกำลัง และส่วนวงจรควบคุม แต่มีข้อจำกัดที่สำคัญหลายประการคือ

- ใช้ได้เฉพาะกับระบบที่ต้องการศักดาไฟฟ้าที่ทางออกสูงกว่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้าเท่านั้น เช่นระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 45 โวลต์ จากระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V_{rms} หรือ 310 V_{peak} ทำไม่ได้
- ไม่สามารถแยกระบบกรวดัระหว่างทางเข้าและทางออก ซึ่งทำให้มาตรฐานความปลอดภัยที่ทางออกลดลง
- การเชื่อมต่อระหว่างทางเข้าและทางออกไม่ผ่านอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง ดังนั้นการควบคุมกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาวิกฤต (ตอนเริ่มต้น , ตอนเกิด Overload) จะสามารถทำได้ก็ต่อจะใช้วงจรอื่น ๆ มาเสริม .

ปริณูตานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอหลักการทำงาน , การออกแบบ และการสร้าง คอนเวอร์เตอร์ชนิด C'UK และชนิด SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) โดยได้ออกแบบวงจรขนาด $\approx 200 \text{ W}$ (40 V \times 5 A) วงจร C'UK และ SEPIC สามารถจำกัดข้อบกพร่องข้างต้นของวงจร PFP ชนิด Boost นอกจากนั้นวงจรทั้งสองยังคงตำแหน่งของตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) อยู่ที่ทางเข้าของวงจรซึ่งที่ตำแหน่งดังกล่าว มีส่วนเพิ่มความสามารถในการทำงานเป็น Line Filter

เนื้อหาของปริยฐานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็น 7 บท ซึ่งในแต่ละบทมีเนื้อหาสาระดังนี้ คือ

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจร C'uk และ Sepic Converter

บทที่ 3 อธิบายถึงการออกแบบวงจรกำลังแบบ C'uk คอนเวอร์เตอร์

บทที่ 4 อธิบายถึงการออกแบบวงจรกำลังแบบ Sepic คอนเวอร์เตอร์

บทที่ 5 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต

บทที่ 6 กล่าวถึงการทดลอง และผลการทดลอง

บทที่ 7 เป็นการสรุปและวิจารณ์

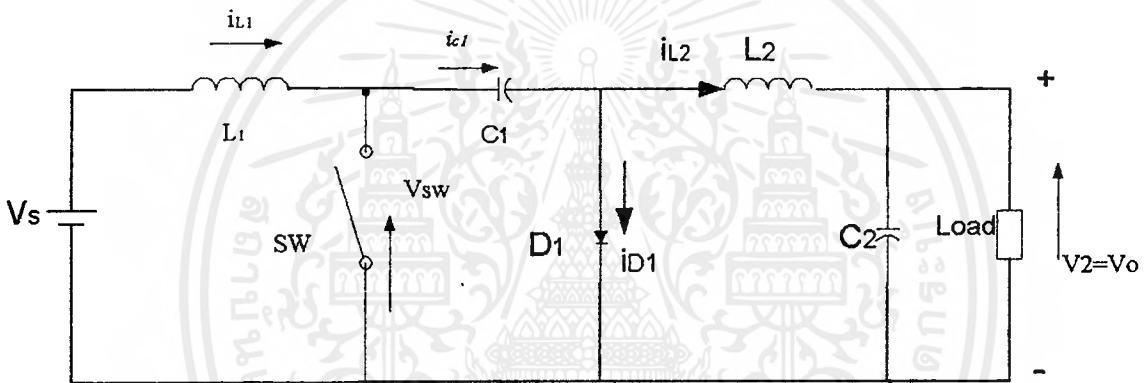


บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐาน

คอนเวอร์เตอร์แบบชุก (C'uk converter)

ชุกคอนเวอร์เตอร์ ถูกพัฒนาโดยศาสตราจารย์ Slobodan C'uk แห่งสถาบันเทคโนโลยีแคลิฟอร์เนีย (California Institute of Technology) ชุกคอนเวอร์เตอร์ ถูกพัฒนามาจากบักและบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter and Boost Converter) โดยรวมเอาข้อดีของวงจรทั้ง 2 แบบ คือ กระแสอินพุตกระแสเพิ่มของวงจรบูสต์ต่ำและกระแสเอาต์พุตกระแสเพิ่มต่ำของวงจรบัก



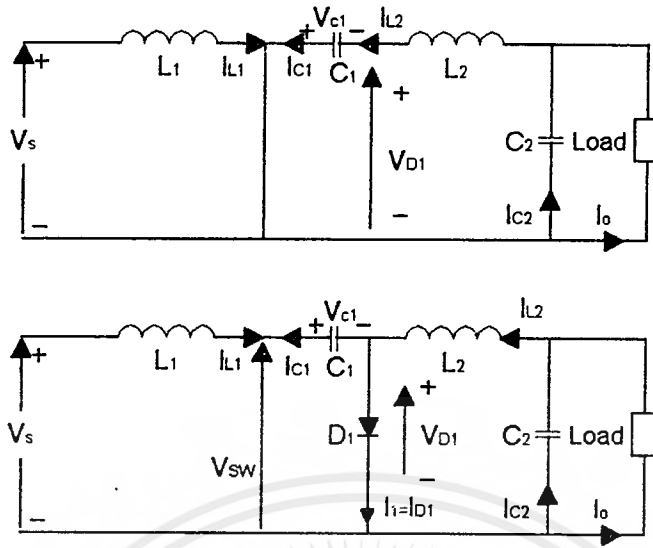
รูปที่ 2.1 วงจร C'uk Converter

วงจรแบบ Buck หรือ Boost ลักษณะของกระแสและแรงดันเอาต์พุตจะมีการกระเพื่อมสูง (ripple) แต่ Converter แบบ C'uk จะมีคุณสมบัติพิเศษคือเกือบไม่มีการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสที่เอาต์พุต สามารถให้แรงดันเอาต์พุตที่สูงหรือต่ำกว่าแรงดันอินพุต และ แรงดันที่ได้จะกลับขั้วกับแรงดันอินพุต

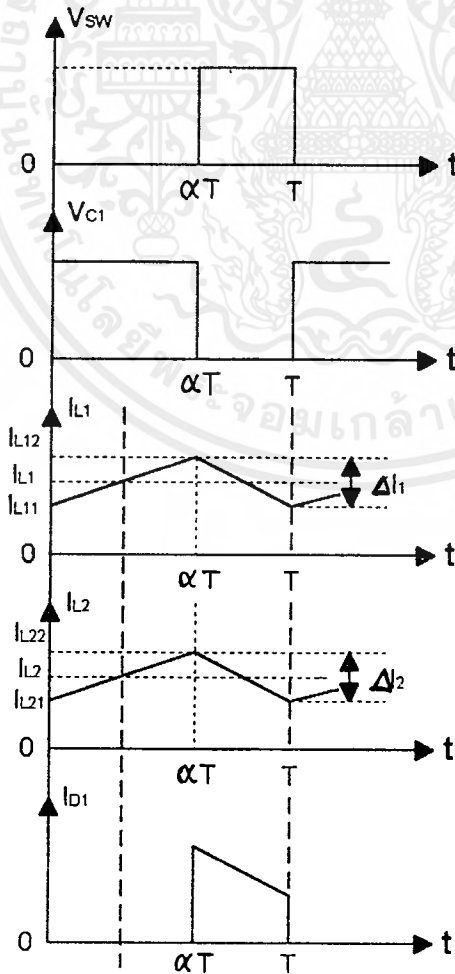
การทำงานของวงจร

เริ่มแรก Switch Turn On ($t=0$) กระแสผ่าน L_1 จะเป็นช่วงขึ้นที่เวลาเดียวกันนี้ Voltage ของ C_1 จะ Reverse bias diode (D_1) ทำให้ไม่นำกระแส C_1 จะ discharges พลังงานผ่านทำให้โวลต์เอาต์พุตเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงโหมดการทำงานขณะสวิตช์ ON (บน) และสวิตช์ OFF (ล่าง)



เมื่อ Switch (SW) Turn Off (t_2) Capacitor C_1 ก็จะถูก charge ประจุจากแรงดันอินพุตผ่าน L_1 ช่วงนี้กระแสผ่าน L_1 จะเป็นขาลง พลังงานที่สะสมใน L_2 จะคายพลังงาน โดยกระแส I_L ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2 และไดโอด D_1 และยังจ่ายไปสู่โหลดภายนอกอีกด้วย ทำให้เกิดแรงดันที่ output

จากการ On-Off จะเห็นว่า มีกระแส I_1, I_2 ไหลอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา และใกล้เคียงกระแสไฟตรง (มีการกระเพื่อมเนื่องจากการ Switch น้อยมาก) จะเห็นว่าวงจร C'uk จะมี Capacitor C_1 เป็นตัวกลางในการ Transfer พลังงาน (ต่างจาก Buck-Boost ที่มี Inductor เป็นตัวจ่าย) ให้กระแสใน Inductor L_1 ช่วงขาขึ้นเป็น Linear จาก I_{L11} ถึง I_{L12} ที่เวลา t_1 (turn on)

$$V_s = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \quad (2.1)$$

$$\text{หรือ } t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} \quad (2.2)$$

ช่วงที่ Charge C_1 (ช่วง Turn Off) ให้กระแสใน Inductor L_1 ช่วงขาลงเป็น Linear จาก I_{L12} ถึง I_{L11} ที่เวลา t_2

$$V_s - V_{c1} = -L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \quad (2.3)$$

$$\text{หรือ } t_2 = -\frac{\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} \quad (2.4)$$

เมื่อ V_{c1} เป็นโวลต์เฉลี่ยของตัวเก็บประจุ C_1 และ $\Delta I_1 = I_{L12} - I_{L11}$ จากสมการ (2.1), (2.3) ได้

$$\Delta I_1 = \frac{V_s t_1}{L_1} = \frac{-(V_s - V_{c1}) t_2}{L_1} \quad (2.5)$$

แทนค่า $t_1 = \alpha T$ และ $t_2 = (1 - \alpha) T$ จะได้แรงดันเฉลี่ยของตัวเก็บประจุ C_1 คือ

$$V_{c1} = \frac{V_s}{1 - \alpha} \quad (2.6)$$

พิจารณาช่วงกระแส Filter ของ L_2 ขาขึ้น (I_{L21} ถึง I_{L22}) ที่เวลา t_1 (Turn On)

$$V_{c1} + V_o = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \quad (2.7)$$

หรือ

$$t_1 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_o} \quad (2.8)$$

ช่วงกระแสของ L_2 ขาลง (Linear) จาก I_{L22} ถึง I_{L21} ที่เวลา t_2 (Turn Off)

$$V_o = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \quad (2.9)$$

หรือ
$$t_2 = -\frac{\Delta I_2 L_2}{V_o} \quad (2.10)$$

เมื่อ
$$\Delta I_2 = \frac{(V_{c1} + V_o)t_1}{L_2} = -\frac{V_o t_2}{L_2} \quad (2.11)$$

แทนค่า $t_1 = \alpha T$ และ $t_2 = (1-\alpha)T$ ค่าแรงดันเฉลี่ยของ C_1 คือ

$$V_{c1} = -\frac{V_o}{\alpha} \quad (2.12)$$

สามารถหาแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยคือ

$$V_o = -\frac{\alpha V_s}{1-\alpha} \quad (2.13)$$

หากไม่คิด Loss ในวงจร $V_{s1} = -V_o I_o = V_s I_1 \alpha / (1-\alpha)$ และกระแสอินพุตเฉลี่ย คือ

$$I_1 = \frac{\alpha I_o}{1-\alpha} \quad (2.14)$$

คาบของการ Switch T จากสมการ (2.2), (2.4)

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} = \frac{-\Delta I_1 L_1 V_{c1}}{V_s (V_s - V_{c1})} \quad (2.15)$$

จะได้ว่ากระแสระเพื่อมของ L_1 (peak to peak) คือ

$$\Delta I_1 = -\frac{V_s (V_s - V_{c1})}{f L_1 V_{c1}} \quad (2.16)$$

หรือ

$$\Delta I_1 = \frac{V_s \alpha}{f L_1} \quad (2.17)$$

คาบของการ Switch (T) หาก

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_o} - \frac{\Delta I_2 L_2}{V_o} = \frac{-\Delta I_2 L_2 V_{c1}}{(V_{c1} + V_o) V_o} \quad (2.18)$$

จะได้ว่ากระแสระเพื่อมของ L_2 (peak to peak) คือ

$$\Delta I_2 = -\frac{V_o (V_{c1} + V_o)}{f L_2 V_{c1}} \quad (2.19)$$

หรือ

$$\Delta I_2 = -\frac{V_o (1-\alpha)}{f L_2} = \frac{\alpha V_s}{f L_2} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสวิตช์ Off ตัวเก็บประจุ C_1 จะถูก Charge จากอินพุตที่เวลา $t=t_2$
กระแสเฉลี่ยที่ Charge C_1 คือ $I_{C1} = I_1$ และค่าแรงดันกระเพื่อมของตัวเก็บประจุ C_1 คือ

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I_{C1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I_s dt = \frac{I_1 t_2}{C_1} \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.13) ให้ $t_2 = V_s / [(V_s - V_o) f]$ และสมการ (2.21)

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_1 V_s}{(V_s - V_o) f C_1} \quad (2.22)$$

หรือ

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_s (1 - \alpha)}{f C_1} \quad (2.23)$$

ถ้าคิดว่าโหลดไม่มีกระแส ripple $\Delta I_{L2} = \Delta I_{C2}$ กระแสเฉลี่ยที่ Charge C_2 ซึ่งไหลในช่วง $T/2$ คือ

$I_{C2} = \Delta I_2 / 4$ และแรงดันกระเพื่อม (peak to peak) ของตัวเก็บประจุ C_2 คือ

$$\Delta V_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} I_{C2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_1}{4} dt = \frac{\Delta I_2}{8 f C_2} \quad (2.24)$$

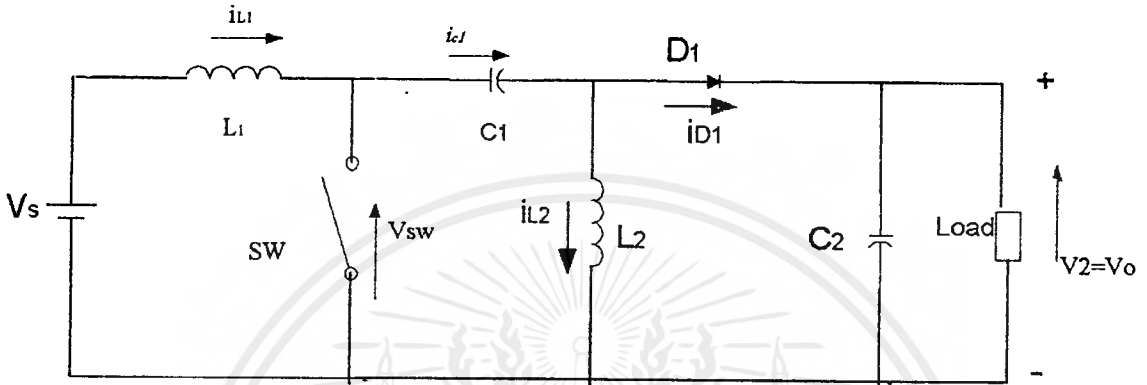
หรือ

$$\Delta V_{C2} = -\frac{V_o (1 - \alpha)}{8 C_2 L_2 f^2} = \frac{\alpha V_s}{8 C_2 L_2 f^2} \quad (2.25)$$

C'uk Converter จะอาศัย Capacitor C_1 เป็นฐานในการถ่ายโอนพลังงานและมีกระแสอินพุตอย่างต่อเนื่อง (I_1) ว่าจะจะมี Loss ต่ำมากและประสิทธิภาพสูง ขณะที่สวิตช์ On จะทำให้เกิดการนำกระแสจาก L_2 และ L_1 ผลก็คือ ค่ากระแส Peak ที่ไหลในสวิตช์จะสูง และการที่ C_1 เป็นตัว Transfer พลังงานกระแส ripple ของ C_1 ก็สูงด้วยเหมือนกัน

คอนเวอร์เตอร์แบบเซปิก (Sepic Converter)

Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิด DC/DC ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor Preregulator , PFP) เพื่อให้เพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าสูงสุด โดยควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีค่า/ปริมาณ ของ Harmonic ต่ำที่สุด



รูปที่ 2.4 วงจร Sepic Converter

หลักการทํางาน

ขณะ Turn on กระแส I_{L1} จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นจาก I_{L11} ถึง I_{L12} ในช่วงเวลา t_1

$$V_s = \frac{L_1(I_{L12} - I_{L11})}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \tag{2.26}$$

หรือ

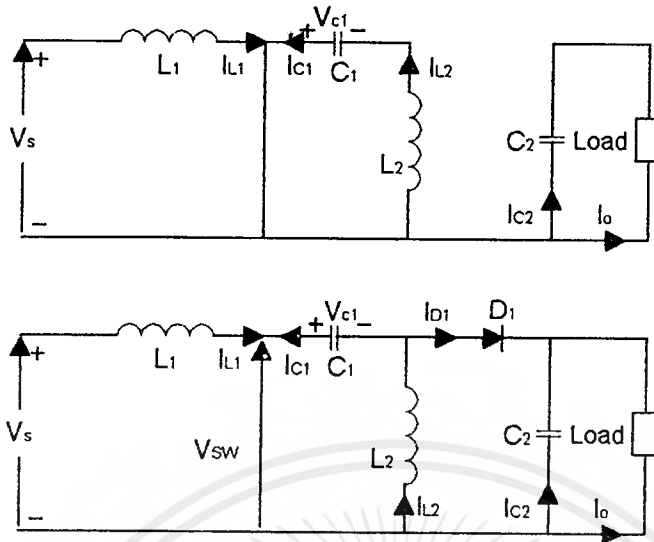
$$t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} \tag{2.27}$$

ขณะ turn off จะเกิดการ charge C_1 ชั่วลง I_{L12} ถึง I_{L22} ($V_{c1} = V_s$) ในเวลา t_2

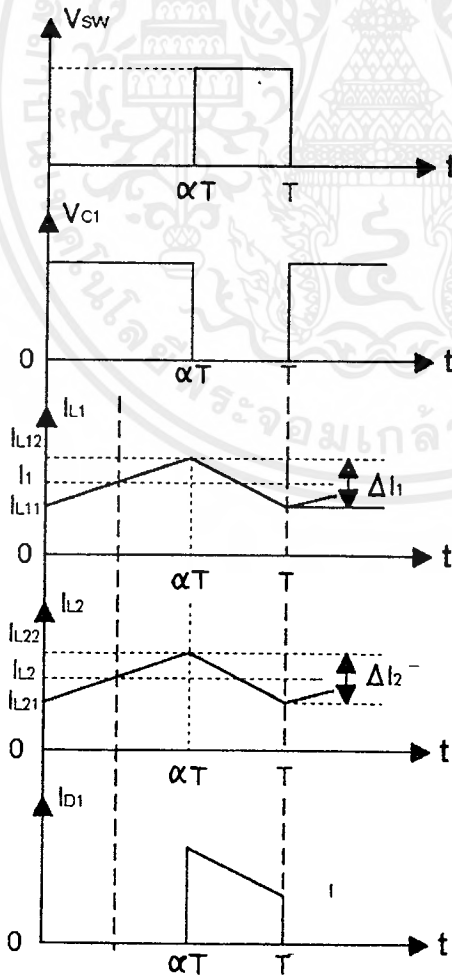
$$V_s - (V_{c1} + V_o) = -V_o = -\frac{L_1(I_{L12} - I_{L11})}{t_2} = -\frac{L_1 \Delta I_1}{t_2} \tag{2.28}$$

$$\text{ได้ } t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_o} \tag{2.29}$$

จาก สมการได้ $V_s t_1 = V_o t_2$ แทน $t_1 = \alpha T$, $t_2 = (1-\alpha)T$



รูปที่ 2.5 แสดงโหมดการทำงานขณะสวิตช์ ON (บน) และสวิตช์ OFF (ล่าง)



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 2.6 แสดงรูปสัญลักษณ์ของ Sepic Converter ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{\alpha V_1}{(1-\alpha)} \quad (2.30)$$

คาบการ switch (T)

$$T = t_1 + t_2 = \frac{1}{f} = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} + \frac{\Delta I_1 L_1}{V_o} = \frac{\Delta I_1 L_1 (V_1 + V_o)}{V_1 V_o} \quad (2.31)$$

$$\Delta I_1 = \frac{V_s V_o}{L_1 f (V_s + V_o)} \quad (2.32)$$

จากสมการ (2.30) แทนในสมการ (2.32)

$$\text{ได้ } \Delta I_1 = \frac{V_s \alpha}{f L_1} \quad (2.33)$$

$$\text{ดังนั้น } L_1 = \frac{V_s V_o}{\Delta I_1 f (V_s + V_o)} \quad (2.34)$$

พิจารณาที่ L_2 ในเวลา t_1 เมื่อคิดว่ากระแสเอาต์พุต คือกระแสที่ผ่านไดโอด

$$V_s = \frac{L_2 (I_{L22} + I_{L21})}{t_1} = \frac{L_2 \Delta I_2}{t_1} \quad (2.35)$$

$$t_1 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_s} \quad (2.36)$$

$$-V_o = -\frac{L_2 (I_{L22} - I_{L21})}{t_2} = -\frac{L_2 \Delta I_2}{t_2} \quad (2.37)$$

หรือ

$$t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_o} \quad (2.38)$$

$$T = t_1 + t_2 = \frac{1}{f} = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_s} + \frac{\Delta I_2 L_2}{V_o} = \frac{\Delta I_2 L_2 (V_s + V_o)}{V_s V_o} \quad (2.39)$$

$$L_2 = \frac{V_s V_o}{\Delta I_2 f (V_s + V_o)} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta I_2 = \frac{\alpha V_o}{f L_2} \quad (2.41)$$

จากสมการ

$$V_s t_1 = V_o t_2$$

$$V_o = \frac{t_1 V_s}{t_2} = \frac{\alpha V_s}{1 - \alpha} \quad (2.42)$$

ช่วงเวลา Turn off

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I_{c1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I_1 dt = \frac{I_1 t_2}{C_1} \quad (2.43)$$

จากสมการ

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_1 (1 - \alpha)}{f C_1} = \frac{I_1 V_s}{(V_s + V_o) f C_1} \quad (2.44)$$

$$\Delta V_{c2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} I_{c2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4} dt = \frac{\Delta I_2}{8 f C_2} \quad (2.45)$$

$$\Delta V_{c2} = -\frac{V_o (1 - \alpha)}{8 f^2 C_2 L_2} = \frac{\alpha V_s}{8 f^2 C_2 L_2} \quad (2.46)$$

จากที่กล่าวมาทั้งหมด จะเห็นว่าวงจร Sepic Converter จะได้ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกมีขั้วเดียวกันกับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า และสามารถเพิ่มหรือลดศักดาไฟฟ้าที่ทางออกได้เมื่อเทียบกับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า โดยการเปลี่ยนแปลงค่า duty cycle ส่วน C'uk Converter ก็มีคุณสมบัติต่างๆ คล้ายกับ Sepic Converter แต่จะได้ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกมีขั้วตรงข้ามกับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า

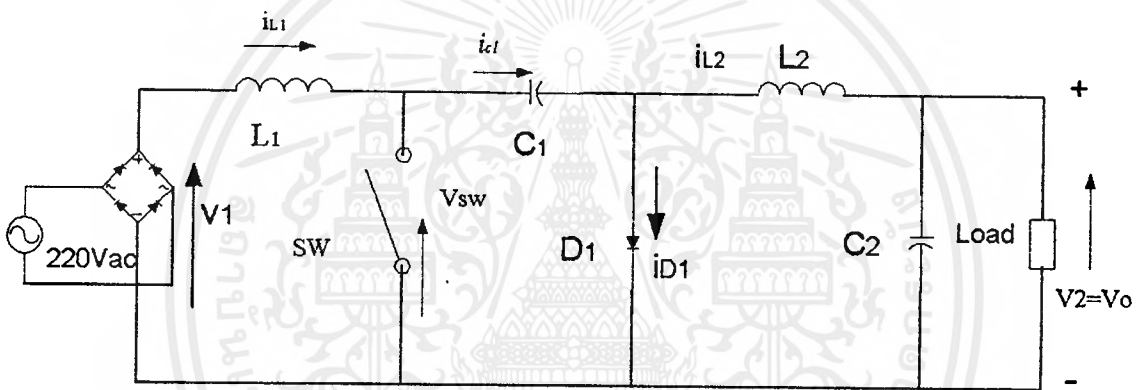
บทที่ 3

การออกแบบ และสร้างวงจร C'uk Converter

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบคำนวณวงจรกำลัง โดยอธิบายการคำนวณในแต่ละอุปกรณ์ของวงจร เพื่อนำวงจรกำลังนี้ไปศึกษา

3.2 วงจรกำลัง



รูปที่ 3.1 แสดงวงจร C'uk Converter

3.2.1 การออกแบบวงจรกำลัง

พิกัดของวงจรที่จะสร้างขึ้นคือ

- ศักดิ์ไฟฟ้าที่ทางเข้า $v_1 = 220 V_{ac}$
- กำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก $P_o = 200 W$
- ศักดิ์ไฟฟ้าที่ทางออก $V_o = 40 V_{dc}$, $\Delta V_o \approx 0.8V_{dc}$
- กระแสไฟฟ้าที่ทางออก $5 A_{dc}$
- ความถี่ใช้งาน $f = 80 KHz$
- ประสิทธิภาพ $\eta = 0.70$

3.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_2

ในช่วงเวลาที่ Switch (SW) กำลังนำกระแสไฟฟ้า พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ L_2 (W) จะมีค่า

$$W = \frac{1}{2} L_2 I_{L2,max}^2 \quad (3.1)$$

และในขณะที่ SW หยุดนำกระแสไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้นกำลังงานไฟฟ้า (P) ที่ใช้ไปในหนึ่งคาบเวลา $T = 1/f_{sw}$ จึงมีค่าเท่ากับ

$$P_0 = \frac{L_2 I_{L2,max}^2}{2T} \quad (3.2)$$

ในระหว่างที่ SW อยู่ในช่วงนำกระแสไฟฟ้า (SW ON) กระแสไฟฟ้าที่ค้ำรอขด L_2 จะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องด้วย $di_{L2}/dt = (V_c + V_o) / L_2$ และมีค่าสูงสุดเมื่อ SW เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า (SW OFF) ที่เวลา $t = t_{on} = \alpha T$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าสูงสุดคือ

$$I_{L2,max} = \frac{(V_{c1} - V_o) t_{on}}{L_2} \quad (3.3)$$

เมื่อ $V_{c1} = V_1 + V_o$

ศักดาไฟฟ้าตกคร่อม SW ขณะ ON มีค่าน้อยมาก ดังนั้น

$$I_{L2,max} = \frac{(V_{1,max}) t_{on}}{L_2} \quad (3.4)$$

จาก

$$P = \frac{L_2 t_{on}^2}{2T} \left(\frac{V_{1,max}}{L_2} \right)^2 \approx \frac{(V_{1,max} t_{on})^2}{2TL_2} \quad (3.5)$$

พิจารณาเงื่อนไขที่โหลดต่ำสุด $R_o \Rightarrow R_{o,max}$ คือเงื่อนไขที่วิกฤตที่สุด ($I_o = I_{o,min}$) นั่นคือกำลังงานไฟฟ้าที่ทางออกต่ำที่สุด $P_o \Rightarrow P_{o,min}$

$$P_{o,min} = V_o I_{o,min} = \frac{(V_{1,max} \alpha_{min})^2}{2f L_2} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inductance ทางด้าน Primary ของทรานส์ฟอร์มเมอร์

$$L_2 \geq \frac{(V_{1,\max} \alpha_{\min})^2}{2f V_0 I_{0,\min}} \quad (3.7)$$

กำหนดให้ $I_{0,\min} = 35\%$ ของ $I_{0,\max}$

$$I_{0,\min} = 0.35 I_{0,\max} = 0.35 \times 5 = 1.75 A$$

เมื่อ

$$\alpha_{\min} = \frac{M}{M+1}, \quad (M = \frac{V_o}{V_{1,\max}})$$

$$\alpha_{\min} = \frac{0.13}{0.13+1} = 0.115$$

จากสมการ (3.7) จะได้ $L_2 = \frac{(310 \times 0.2)^2}{2 \times 80 \times 10^3 \times 40 \times 2} = 100 \mu H$

คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ L_2 สูงสุด

$$I_{L2} = I_2 = 5 \text{ A}$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ลวดเบอร์ AWG24 จำนวน 5 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมูลรวม $\phi = 0.049$ นิ้ว สาเหตุที่ใช้ลวดหลายเส้นขนานกัน เพราะต้องการลดผลของ Skin Effect จึงต้องเพิ่มพื้นที่ผิวโดยขนานตัวนำหลายเส้น

คำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ของตัวเหนี่ยวนำ ($A_e A_c$)

จะใช้ B_{\max} ที่ 1500 gauss

$$A_e A_c (cm^4) = \frac{6.33 L_2 I_{L2} \phi^2 (inch^2) 10^8}{B_{\max} (gauss)} \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_e A_c (\text{cm}^4) = \frac{6.33 \times 100 \times 10^{-6} \times 0.11^2 \times 10^8}{1500} = 0.51 \text{ cm}^2$$

A_e : พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์, cm^2

A_c : พื้นที่ช่องว่างสำหรับพันขดลวดของ Bobbin, cm^2

B_{\max} : ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด, gauss

ϕ : เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด, Inch

การเลือกขนาดแกน T ต้องมีค่า $A_e A_c$ มากกว่า $A_e A_c$ ตามสมการ (3.8) ได้แกนเฟอร์ไรท์ E150 ซึ่ง
มี $A_e = 2.3 \text{ cm}^2$, $A_c = 1.7 \text{ cm}^2$, $l_1 = 9.48 \text{ cm}$

พลังงานสะสมในแกน $W = \int id\lambda = \int Hld\phi = \int HLA dB \quad (3.9)$

$$\frac{1}{2} L_2 I_{L2, \max}^2 = \frac{1}{2} H_{\max} B_{\max} A_e (\text{cm}^2) l_g (\text{cm}) \times 10^{-10} \quad (3.10)$$

$$\frac{1}{2} L_2 I_{L2, \max}^2 = \frac{1}{2} \frac{B_{\max}^2 (\text{gauss})}{0.4\pi} A_e (\text{cm}^2) l_g (\text{cm}) \times 10^{-10} \quad (3.11)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4\pi L_2 I_{L2, \max}^2 10^8}{B_{\max}^2 (\text{gauss}) A_e (\text{cm}^2)} \quad (3.12)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4\pi \times 100 \times 10^{-6} \times 5^2 \times 10^8}{1500^2 \times 2.3} = 0.06 \text{ cm}$$

คำนวณจำนวนรอบของ L_2

$$N_{L2} = \frac{B_{\max} (\text{gauss}) l_g (\text{cm})}{0.4\pi l_{L2}} \quad (3.13)$$

$$N_{L2} = \frac{1500 \times 0.06}{0.4\pi \times 5} = 14 \quad \text{รอบ}$$

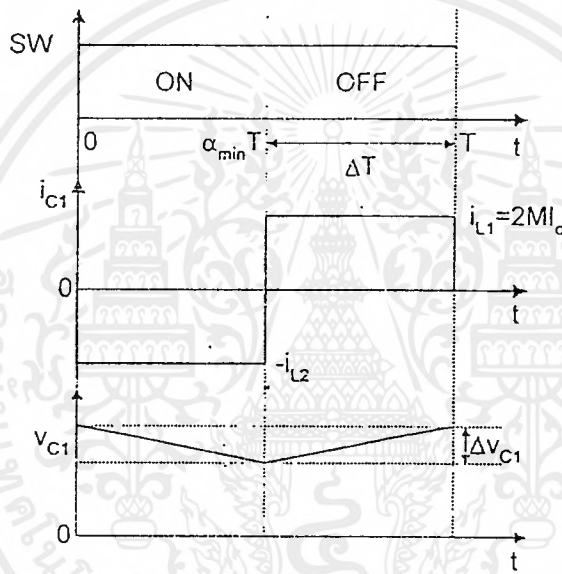
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 คาปาซิเตอร์ถ่ายโอนพลังงาน (C_1)

การเลือก C_1 เพื่อควบคุม Ripple ของศักดาไฟฟ้าตกคร่อม C_1 ที่เกิดขึ้น (ΔV_{C1}) ΔV_{C1} จะมี ความถี่ $f = f_{\text{sw}} = 80 \text{ KHz}$ พิจารณาจากรูปที่ 3.1

ขณะที่ SW อยู่ในสภาวะ ON ($T < t < \alpha T$) $I_{C1} = -I_{L2}$

ขณะที่ SW อยู่ในสภาวะ OFF ($\alpha T < t < T$) $I_{C1} = I_{L1}$



รูปที่ 3.2 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและศักดาไฟฟ้าของ C_1

เงื่อนไขที่เกิด Δv_{C1} มากที่สุด สังเกตที่ $\omega t = \pi/2$, $i_1 = i_{L1} = I_{1,\text{max}}$ และเกิดเมื่อ $\alpha = \alpha_{\text{min}}$

$$P_o = P_1 = \frac{V_{1,\text{max}}}{\sqrt{2}} \frac{I_{1,\text{max}}}{\sqrt{2}} = V_2 I_2 = V_o I_o \quad (3.14)$$

$$I_{1,\text{max}} = \frac{2V_o I_o}{V_{1,\text{max}}} \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 = \frac{i_{c1}\Delta t}{\Delta V_{c1}} = \frac{I_{1,max}}{\Delta V_{c1}f(M+1)} = \frac{2MI_0}{f(M+1)\Delta V_{c1}} \quad (3.18)$$

$$C_1 = \frac{2 \times 0.13 \times 5 \times 1}{80 \times 10^3 (0.13 + 1) \times 31} = 0.464 \mu\text{F}$$

เลือกใช้ $C_1 = 0.66 \mu\text{F}$ 630 V , $V_{C1,max} \geq V_{1,max} \Rightarrow 310 \text{ V}$

3.2.4 คาปาซิเตอร์กรองสัญญาณที่ทางออก (C_2)

การเลือก C_2 เพื่อควบคุม Ripple ของศักดาไฟฟ้าที่เอาต์พุต (ΔV_o) พิจารณารูปที่ 3.1

$$i_{D1} = i_{C2} + i_2 \quad (3.19)$$

สามารถเขียนรูปสมการใหม่ โดยแทน $\frac{V_{1,max} I_{1,max}}{2} = V_o I_o$

และกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ทางเข้า ณ เวลาใด ๆ ในคาบ T

$$P_1(\omega t) = V_1(\omega t)i_1(\omega t) = V_{1,max} I_{1,max} \sin^2 \omega t$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ทางออก $P_2 = P_o$

$$P_2(\omega t) = P_o(\omega t) = I_{L2}(\omega t)V_o$$

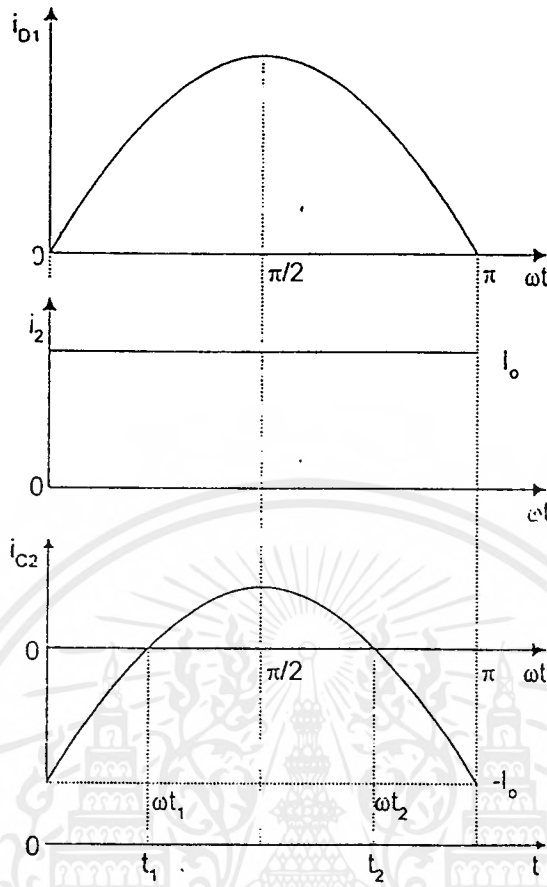
จะได้ว่า ถ้า $P_o = P_{in}$ (No loss)

$$I_{L2}(\omega t) = \frac{V_{1,max} I_{1,max} \sin^2 \omega t}{V_o} = 2I_o \sin^2 \omega t \quad (3.20)$$

สัญญาณรูปที่ 3.4 ($i_2 = I_o$ และ $i_{C2} = i_{L2} - i_2$)

$$i_{C2} = i - I_{L2} + I_o = 2I_o \sin^2 \omega t \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ D_1 , C_2 และที่ทางออก

ที่ $\omega t = \omega t_1, i_{C2} = 0$ จากสมการ (3.21)

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \sqrt{\frac{1}{2}} = 45^\circ \quad (3.22)$$

$$t_1 = 45/\omega = 45/2 \times 180 \times 50 = 2.5 \text{ mS}$$

$$t_2 = \pi/\omega - t_1 = 180/2 \times 180 \times 50 - 2.5 \times 10^{-3} = 7.5 \text{ mS}$$

สมการการกำหนดค่า C_2 คือ $C_2 = \frac{\Delta Q_{C2}}{\Delta V_{C2}}, \Delta V_{C2} = \Delta V_0 \quad (3.23)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 ค่า ΔQ_{C2} ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

$$\Delta Q_{C2} = \int_{t_1}^{t_2} i_{C2} dt \quad (3.24)$$

$$\Delta Q_{C2} = \int_{t_1}^{t_2} (2I_0 \sin^2 \omega t - I_0) dt \quad (3.25)$$

$$\Delta Q_{C2} = I_0 \left(t \Big|_{t_1}^{t_2} - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \Big|_{t_1}^{t_2} \right) - I_0 \Big|_{t_1}^{t_2} \quad (3.26)$$

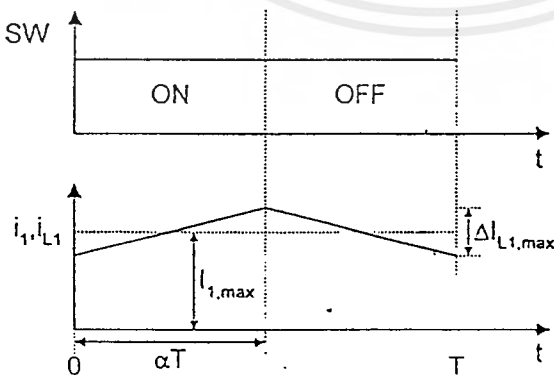
$$\Delta Q_{C2} = 8.5 \left(5 \times 10^{-3} + \frac{2}{628.3} \right) - 8.5 \times 5 \times 10^{-3} = 0.027$$

จากสมการ 3.23

$$C_2 = \frac{\Delta Q_{C2}}{\Delta V_0} = \frac{0.027}{1.44} = 18,750 \mu F$$

เลือก $C_2 = 20000 \mu F$ $V_{C2,max} \geq V_0 \Rightarrow 63 \text{ V}$

3.2.5 ตัวเหนี่ยวนำ L_1



รูปที่ 3.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.5 ที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi/2, \alpha = \alpha_{\min}$ สมการค่านวณค่าของ L_1 คือ

$$L_1 > \frac{V_{1,\max} \alpha_{\min} T}{\Delta I_{1,\max}} \quad (3.27)$$

กำหนด $\Delta I_{L1,\max} = 25\%$ ของ $I_{L1,\max}$ และ $I_{L1,\max} = \frac{2V_0 I_0}{\eta V_{1,\max}} = \frac{2P_0}{\eta V_{1,\max}}$ (3.28)

$$\Delta I_{L1,\max} = 0.25 I_{L1,\max} = 0.25 \times \frac{2V_0 I_0}{\eta V_{1,\max}} \quad (3.29)$$

$$\Delta I_{L1,\max} = \frac{0.25 \times 2 \times 40 \times 5}{0.7 \times 310} = 0.46 A$$

จากสมการ 3.27 ได้ $L_1 = \frac{310 \times 0.115}{0.46 \times 80 \times 10^3} = 1 \text{ mH}$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$I_{L1} = \frac{2I_{1,\max}}{\pi} = \frac{2 \times 2 \times 200}{0.7 \times \pi \times 310} = 1.17 A \quad (3.30)$$

กระแสไฟฟ้าอเฟคทีฟที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$\bar{I}_{L1} = \frac{I_{1,\max}}{\sqrt{2}} = 1.3 A \quad (3.31)$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ขดลวด AWG24 จำนวน 3 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมูลรวม = 0.044 นิ้ว คำนวณแกนเฟอร์ไรท์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$A_e A_c (cm^4) = \frac{6.33 L_1 I_1^2 (\text{inch}^2) 10^8}{B_{\max} (\text{gauss})} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_e A_c = \frac{6.33 \times 1 \times 10^{-3} \times 1.17 \times (0.044)^2 \times 10^8}{1500} = 0.95 \text{ cm}^2$$

การเลือกขนาดของแกน L1 ซึ่งมี $A_e A_c$ มากกว่า $A_e A_c$ ตามสมการ (4.54) ได้แกนเฟอร์ไรท์ EI40 ซึ่งมี $A_e = 1.48 \text{ cm}^2$, $A_c = 1.08 \text{ cm}^2$, $l = 7.69 \text{ cm}$ คำนวณความกว้างของ Air-Gap (l_g) ของแกน

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4 \pi L_1 I_{1,\text{max}}^2 10^8}{B_{\text{max}}^2 (\text{guass}^2) A_e (\text{cm}^2)} \quad (3.33)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4 \times \pi \times 1 \times 10^{-3} \times (1.17)^2 \times 10^8}{(1500)^2 \times 1.48} = 0.052 \text{ cm}$$

คำนวณจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_1 (N_{L1}) จากสมการของ Ampere

$$N_{L1} I_1 \approx H_g l_g = \frac{B_g}{\mu_0} l_g \quad (3.34)$$

$$N_{L1} = \frac{B_{\text{max}} (\text{gauss}) l_g (\text{cm})}{0.4 \pi I_1} \quad (3.35)$$

$$N_{L1} = \frac{1500 \times 0.052}{0.4 \pi \times 1.17} = 53 \text{ รอบ}$$

3.2.6 สวิตช์ในวงจรกำลัง (SW)

ในคอนเวอร์เตอร์ C'uk เลือกใช้ Power MOSFET เพราะสามารถทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คัดคาไฟฟ้าสูงสุดที่ติดกร่อมเพาเวอร์มอสเฟต (SW) ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$V_{SW1,\text{max}} = V_{1,\text{max,peak}} + V_2 + V_{\text{spike}} = 358 + 40 + 50 = 448 \text{ V} \quad (3.36)$$

กำหนด $V_{\text{spike}} = 50 \text{ V}$

สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน SW ขณะ ON ซึ่งจะมีค่าสูงสุดขณะ $\omega t = \pi / 2$

$$I_{SW,\text{max}} = I_{L1,\text{max}} + I_{L2,\text{max}} \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $I_{L2} = I_{D1}(\omega t) \Rightarrow I_{L2} = 2I_0 \sin^2 \omega t, I_{L2,max} = 2I_0$

และ $I_{L1} = 2MI_0 |\sin \omega t|, I_{L1,max} = 2MI_0$

$$I_{SW,max} = 2MI_0 + 2I_0 \tag{3.38}$$

$$i_{SW,max} = 2I_0(M + 1) = 2 \times 5 \times (0.13 + 1) = 11.3A \tag{3.39}$$

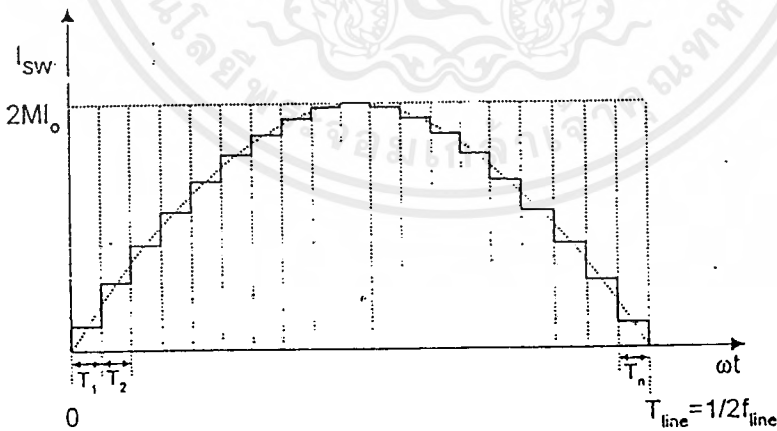
สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SW เฉลี่ยในคาบเวลา T (T = 1/f) ที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi/2$

$$I_{SW} = I_{SW,max} \cdot \alpha(\omega t = \pi/2) \tag{3.40}$$

$$I_{SW} = 2I_0(M + 1) \cdot \frac{M}{(M + 1)} \tag{3.41}$$

$$I_{SW1} = 2MI_0 \tag{3.42}$$

$$I_{sw1} = \int_0^{\pi} 2MI_0 \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} \times 2MI_0 = \frac{2 \times 2 \times 0.13 \times 5}{\pi} = 0.83A$$



รูปที่ 3.6 แสดงกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยไหลผ่าน SW ในครึ่งลูกคลื่นของ $f = f_{line}$

วงจรมีเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตที่ทนได้มากกว่า 14A, $V_{DS} = 500 V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.7 ไดโอดที่ทางออก (D_1)

ค่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อม ไดโอดที่ทางออก ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$V_{D1,max} = V_{L,max,peak} + V_2 = (1 \times 358) + 40 = 398 \text{ V} \quad (3.44)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่าน ไดโอดที่ทางออก ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$I_{D1} = I_0 = 5 \text{ A} \quad (3.45)$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่าน D_1 (สมการ 4.41) คือ

$$I_{D1,max} = 2I_0 = 2 \times 5 = 10 \text{ A} \quad (3.46)$$

ในวงจรนี้เลือกใช้ไดโอดที่ทนได้ 15 A, 600 V เลือกใช้ MUR 1560

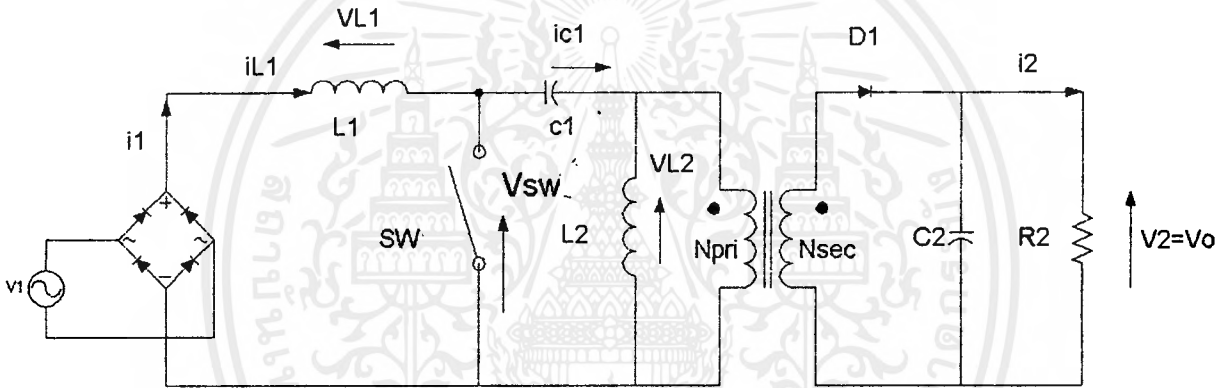
บทที่ 4

การออกแบบ และสร้างวงจร Sepic Converter

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบค่านวมวงจรเซปิกคอนเวอร์เตอร์โดยละเอียด โดยอธิบายการคำนวณในแต่ละอุปกรณ์ของวงจร และทำการออกแบบร่วมกับวงจรคอนโทรล เพื่อทำการทดสอบการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

4.2 วงจรกำลัง



รูปที่ 4.1 แสดงวงจร Sepic Converter

4.2.1 การออกแบบวงจรกำลัง

พิกัดของวงจรที่จะสร้างขึ้นคือ

- สักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า $v_1 = 220 V_{ac}$
- กำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก $P_o = 200 W$
- สักดาไฟฟ้าที่ทางออก $V_o = 40 V_{dc}$, $\Delta V_o \approx 0.8 V_{dc}$
- กระแสไฟฟ้าที่ทางออก $5 A_{dc}$
- ความถี่ใช้งาน $f_{sw} = 80 KHz$
- ประสิทธิภาพ $\eta = 0.70$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณและกำหนดขนาดของอุปกรณ์ที่สำคัญ

4.2.2 หม้อแปลงกำลัง

ในช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังนำกระแสไฟฟ้า พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ $L_2 (W)$ จะมีค่า

$$W = \frac{1}{2} L_2 I_{L2,max}^2 \quad (4.1)$$

และในขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้นกำลังงานไฟฟ้า (P) ที่ใช้ไปในหนึ่งคาบเวลา $T = 1/f$ (เมื่อ f คือความถี่สวิตช์) จึงมีค่าเท่ากับ

$$P_0 = \frac{L_2 I_{L2,max}^2}{2T} \quad (4.2)$$

ในระหว่างที่ สวิตช์ ON กระแสไฟฟ้าที่กร่อมขด L_2 จะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องด้วย $di_{L2}/dt = (V_1 - V_{sw,on})/L_2$ และมีค่าสูงสุดเมื่อสวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า (SW OFF) ที่เวลา $t = t_{on} = \alpha T$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าสูงสุดคือ

$$I_{L2,max} = \frac{(V_1 - V_{sw,on}) t_{on}}{L_2} \quad (4.3)$$

เมื่อแรงดันคร่อมสวิตช์ขณะ ON มีค่าน้อยมาก

$$P = \frac{L_2 t_{on}^2}{2T} \left(\frac{V_1 - V_{sw,on}}{L_2} \right)^2 \approx \frac{(V_1 t_{on})^2}{2TL_2} \quad (4.4)$$

พิจารณาเงื่อนไขที่โหลดต่ำสุด $R_0 \Rightarrow R_{0,max}$ คือเงื่อนไขที่วิกฤตที่สุด ($I_0 = I_{0,min}$) นั่นคือกำลังงานไฟฟ้าที่ทางออกต่ำที่สุด $P_0 \Rightarrow P_{0,min}$

$$P_{0,min} = V_0 I_{0,min} = \frac{(V_{1,max} \alpha_{min})^2}{2fL_2} \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Inductance ทางด้าน Primary ของหม้อแปลงกำลัง

$$L_2 \geq \frac{(V_{1,\max} \alpha_{\min})^2}{2fV_0 I_{0,\min}} \quad (4.6)$$

กำหนดให้ $I_{0,\min} = 35\%$ ของ $I_{0,\max}$

$$I_{0,\min} = 0.35 I_{0,\max} = 0.35 \times 5 = 1.75 \text{ A} \quad (4.7)$$

เลือกค่าของอัตราส่วนจำนวนรอบ ของ Secondary และ Primary ที่ $n = 0.5$

จากสมการ
$$\alpha_{\min} = \frac{M}{M+n} = \frac{0.13}{0.13+0.5} = 0.21 \quad (4.8)$$

จากสมการ (4.6) จะได้
$$L_2 = \frac{(310 \times 0.21)^2}{2 \times 80 \times 10^3 \times 40 \times 2} = 331 \mu\text{H}$$

คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ขด Primary ของหม้อแปลงกำลัง สูงสุด

$$I_{L2} = nI_0 = 0.5 \times 5 = 2.5 \text{ A}$$

กระแสเอฟเฟกทีฟที่ L_2 ของหม้อแปลงกำลัง ขณะโหลดเต็มพิกัด คือ

$$\bar{I}_{L2} = nI_0 \sqrt{\frac{3}{2}} = 0.5 \times 5 \times 1.2 = 3 \text{ A} \quad (4.9)$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ลวดเบอร์ AWG32 จำนวน 19 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมุติขมรวม $\phi = 0.0427$ นิ้ว คำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงกำลัง ($A_e A_c$)

$$A_e A_c (\text{cm}^4) = \frac{25.32 L_2 I_{L2} \phi^2 (\text{inch}^2) 10^8}{B_{\max} (\text{gauss})} \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_e A_c (\text{cm}^4) = \frac{25.32 \times 331 \times 10^{-6} \times 2.5 \times 0.0427^2 \times 10^8}{1500} = 3.08 \text{ cm}^4$$

- A_e : พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์, cm^2
 A_c : พื้นที่ช่องว่างสำหรับพันขดลวดของ Bobbin, cm^2
 B_{\max} : ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด, gauss
 ϕ : เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด, Inch

การเลือกขนาดแกน T ต้องมีค่า $A_e A_c$ มากกว่า $A_e A_c$ ตามสมการ 4.18 ได้แกนเฟอร์ไรท์ EE55/55A ซึ่งมี $A_e = 3.54 \text{ cm}^2$, $A_c = 3.54 \text{ cm}^2$, $l_1 = 12.3 \text{ cm}$

การคำนวณความยาวของ Air-Gap (l_g) ของแกนที่เลือก โดยใช้หลักการที่ว่าที่ Air-Gap เป็น Magnetic Reluctance ส่วนใหญ่ของแกนและพลังงานที่สะสมทั้งหมดในหม้อแปลงกำลังอยู่ที่ Air-Gap พลังงานสะสมในแกน

$$W = \int i d\lambda = \int H l d\phi = \int H L A d\phi \quad (4.11)$$

$$\frac{1}{2} L_2 I_{L2, \max}^2 = \frac{1}{2} H_{\max} B_{\max} A_e (\text{cm}^2) l_g (\text{cm}) \times 10^{-10} \quad (4.12)$$

$$\frac{1}{2} L_2 I_{L2, \max}^2 = \frac{1}{2} \frac{B_{\max}^2 (\text{gauss})}{0.4\pi} A_e (\text{cm}^2) l_g (\text{cm}) \times 10^{-10} \quad (4.13)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4\pi L_2 I_{L2, \max}^2 10^8}{B_{\max}^2 (\text{gauss}) A_e (\text{cm}^2)} \quad (4.14)$$

$$P_1 = \frac{1}{2} L_2 I_{L2, \max}^2 f \quad (4.15)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4 \times \pi \times 331 \times 10^{-6} \times 5^2 \times 10^8}{1500^2 \times 2.3 \times 3.4} = 0.059 \text{ cm}$$

คำนวณจำนวนรอบ Primary ของ L_2

$$N_{pri} = \frac{B_{max(gauss)} l_{g(cm)}}{0.4\pi L_2}$$

$$N_{pri} = \frac{1500 \times 0.095}{0.4\pi \times 5} = 22 \quad \text{รอบ} \quad (4.16)$$

ดังนั้นจำนวนรอบ Secondary ของ L_2 คือ

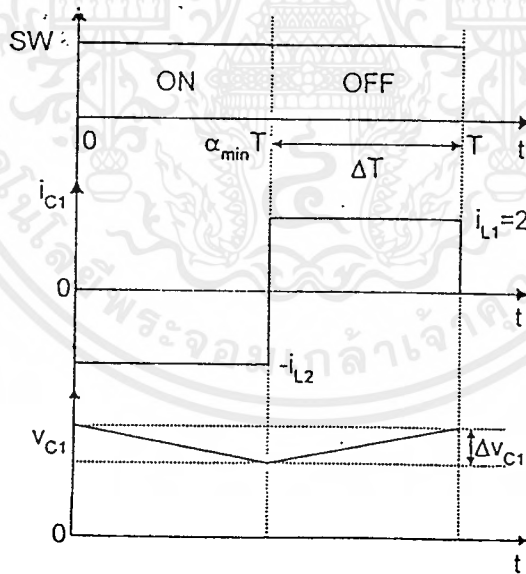
$$N_{sec} = 11 \quad \text{รอบ}$$

4.2.3 คาปาซิเตอร์ถ่ายโอนพลังงาน (C_1)

การเลือก C_1 เพื่อควบคุม Ripple ของศักย์ไฟฟ้าตกคร่อม C_1 (ΔV_{C1}) ที่เกิดขึ้น ΔV_{C1} จะมีความถี่ $f = f_{switch} = 80 \text{ KHz}$

ขณะที่ SW อยู่ในสถานะ ON ($T < t < \alpha T$) $i_{c1} = -I_{L2}$

ขณะที่ SW อยู่ในสถานะ OFF ($\alpha T < t < T$) $i_{c1} = i_{L1}$



รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและศักย์ไฟฟ้าของ C_1

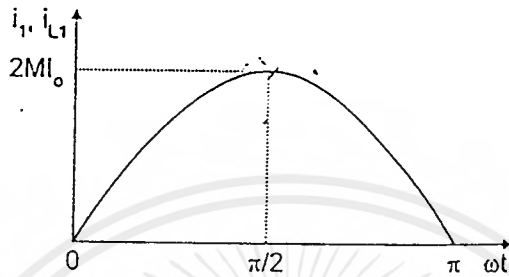
เงื่อนไขที่เกิด Δv_{C1} มากที่สุด สังเกตที่ $\omega t = \pi/2$, $i_1 = i_{L1} = I_{1,max}$ และเกิดเมื่อ $\alpha = \alpha_{min}$

จากสมการ

$$P_o = P_1 = \frac{V_{1,max}}{\sqrt{2}} \frac{I_{1,max}}{\sqrt{2}} = V_2 I_2 = V_o I_o \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{c1} = I_{1,\max} = \frac{2V_0 I_0}{V_{1,\max}} = 2MI_0 \quad (4.18)$$



รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง ωt ใดๆ

จากรูปที่ 4.3

$$\Delta t = \frac{(1 - \alpha_{\min})}{f} = \frac{n}{f(M+n)} \quad (4.19)$$

ค่าของ C_1 คือ

$$C_1 = \frac{\Delta Q_{C1}}{\Delta V_{C1}}$$

จาก

$$\Delta Q_{C1} = i_{C1} \Delta t \quad (4.20)$$

กำหนด ΔV_{C1} เป็น 10% ของ $V_{1,\max}$

$$\Delta V_{C1} = 0.1 \times V_{1,\max} = 0.1 \times 310 = 31 \text{ V}$$

$$C_1 = \frac{i_{C1} \Delta t}{\Delta V_{C1}} = \frac{i_{L1,\max} n}{\Delta V_{C1} f(M+n)} = \frac{2MI_0 n}{f(M+n) \Delta V_{C1}} \quad (4.21)$$

$$C_1 = \frac{2 \times 0.13 \times 5 \times 0.5}{80 \times 10^3 (0.13 + 0.5) \times 31} = 0.416 \text{ } \mu\text{F}$$

เลือกใช้ $C_1 = 0.66 \text{ } \mu\text{F}$ 630 V , $V_{C1,\max} \geq V_{1,\max} \Rightarrow 310 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 คาปาซิเตอร์กรองสัญญาณที่ทางออก (C₂)

การเลือก C₂ เพื่อควบคุม Ripple ของศักดาไฟฟ้าที่ทางออก (ΔV_o) พิจารณาที่ตำแหน่ง output ของรูปที่ 4.1

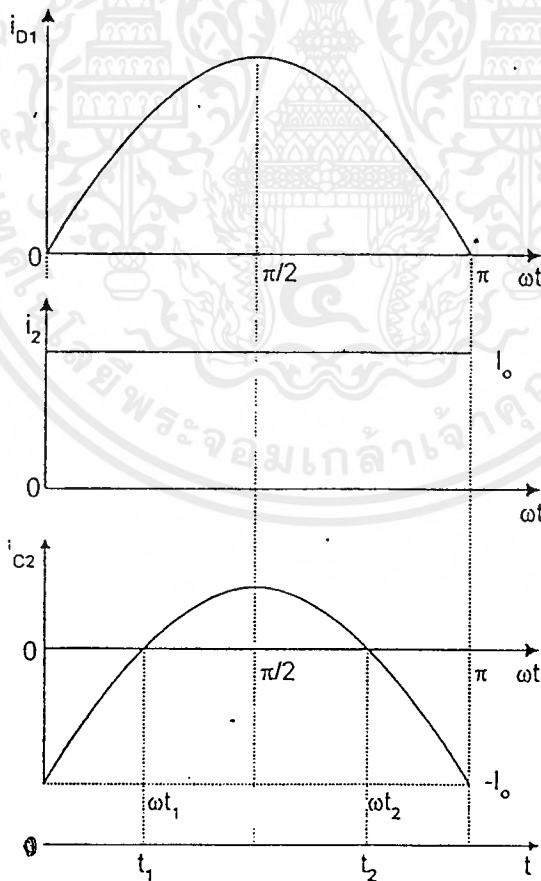
$$i_{D1} = i_{C2} + i_2 \tag{4.22}$$

โดยแทน
$$\frac{V_{1,max} I_{1,max}}{2} = V_o I_o \tag{4.23}$$

$$I_{D1}(\omega t) = 2I_o \sin^2 \omega t \tag{4.24}$$

จากรูปแสดงสัญญาณของ $i_2 = I_o$ และ $i_{C2} = i_{D1} - i_2$

$$i_{C2} = i_{D1} - I_o = 2I_o \sin^2 \omega t - I_o \tag{4.25}$$



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ D₁, C₂ และที่ทางออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ $\omega t = \omega t_1, i_{C2} = 0$

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \sqrt{\frac{1}{2}} = 45^\circ$$

$$t_1 = 45 / \omega = 45 / 2 \times 180 \times 50 = 2.5 \text{ ms}$$

$$t_2 = \pi / \omega - t_1 = 180 / 2 \times 180 \times 50 - 2.5 \times 10^{-3} = 7.5 \text{ ms}$$

สมการการกำหนดค่า C_2 คือ $C_2 = \frac{\Delta Q_{C2}}{\Delta V_{C2}}, \Delta V_{C2} = \Delta V_0$ (4.26)

จากรูปค่า ΔQ_{C2} ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

$$\Delta Q_{C2} = \int_{t_1}^{t_2} i_{C2} dt \quad (4.27)$$

$$\Delta Q_{C2} = \int_{t_1}^{t_2} (2I_0 \sin^2 \omega t - I_0) dt \quad (4.28)$$

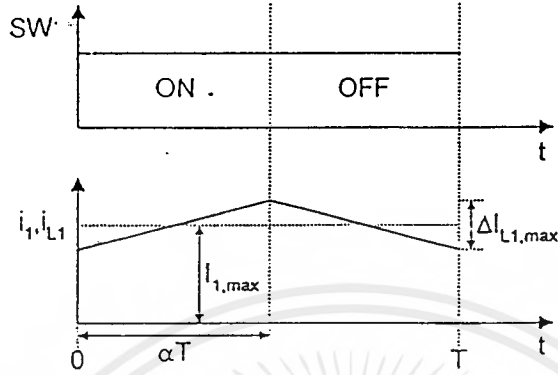
$$\Delta Q_{C2} = I_0 \left(t \Big|_{t_1}^{t_2} - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \Big|_{t_1}^{t_2} \right) - I_0 \Big|_{t_1}^{t_2} \quad (4.29)$$

$$\Delta Q_{C2} = 5 \left(5 \times 10^{-3} + \frac{2}{628.3} \right) - 5 \times 5 \times 10^{-3} = 0.016$$

ดังนั้น $C_2 = \frac{\Delta Q_{C2}}{\Delta V_0} = \frac{0.016}{0.8} = 20000 \mu F$

เลือก $C_2 = 20000 \mu F$ $V_{C2, \max} \geq V_0 \Rightarrow 63 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5 ตัวเหนี่ยวนำ L_1 รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1

จากรูปตำแหน่ง $\omega t = \pi/2, \alpha = \alpha_{\min}$ สมการคำนวณค่าของ L_1 คือ

$$L_1 > \frac{V_{1,\max} \alpha_{\min} T}{\Delta I_{1,\max}} \quad (4.30)$$

กำหนด $\Delta I_{L1,\max} = 25\%$ ของ $I_{L1,\max}$ และ $I_{L1,\max} = \frac{2V_o I_o}{\eta V_{1,\max}} = \frac{2P_o}{\eta V_{1,\max}}$ (4.31)

$$\Delta I_{L1,\max} = 0.25 I_{L1,\max} = 0.25 \times \frac{2V_o I_o}{\eta V_{1,\max}}$$

$$\Delta I_{L1,\max} = \frac{0.25 \times 2 \times 40 \times 5}{0.7 \times 310} = 0.46A$$

จากสมการ ได้ $L_1 = \frac{310 \times 0.21}{0.46 \times 80 \times 10^3} = 1.77 \text{ mH}$

เลือกค่า $L_1 = 1.8 \text{ mH}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$I_{L1} = \frac{I_{1,\max}}{\pi} = \frac{2 \times 2 \times 200}{0.7 \times \pi \times 310} = 1.17A \quad (4.32)$$

กระแสไฟฟ้าเอฟเฟคทีฟที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$\bar{I}_{L1} = \frac{I_{1,\max}}{\sqrt{2}} = 1.3A \quad (4.33)$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ขดลวด AWG32 จำนวน 7 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมูลย์รวม = 0.0259 นิ้ว คำนวณแกนเฟอร์ไรท์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$A_e A_c (cm^4) = \frac{6.33 L_1 I_1 \phi^2 (inch^2) 10^8}{B_{\max} (gauss)} \quad (4.34)$$

$$A_e A_c = \frac{6.33 \times 1.8 \times 10^{-3} \times 1.17 \times (0.0259)^2 \times 10^8}{1500} = 0.596 cm^2$$

การเลือกขนาดของแกน L_1 ซึ่งมี $A_e A_c$ มากกว่า $A_e A_c$ ตามสมการ ได้แกนเฟอร์ไรท์ EE55 ซึ่งมี $A_e = 3.54 cm^2$, $A_c = 2.5 cm^2$, $l_g = 12.3 cm$

คำนวณความยาวของ Air-Gap (l_g) ของแกนที่เลือกโดย

จากสมการ

$$l_g (cm) = \frac{0.4 \pi L_1 I_{1,\max}^2 10^8}{B_{\max}^2 (gauss^2) A_e (cm^2)}$$

$$l_g (cm) = \frac{0.4 \times \pi \times 1.8 \times 10^{-3} \times (1.17)^2 \times 10^8}{(1500)^2 \times 3.54} = 0.039 cm$$

คำนวณจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_1 (N_{L1}) จากสมการของ Ampere

$$N_{L1} I_1 \approx H_g l_g = \frac{B_g}{\mu_0} l_g \quad (4.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_{L1} = \frac{B_{\max} (\text{gauss}) \cdot l_g (\text{cm})}{0.4\pi l_1} \quad (4.36)$$

$$N_{L1} = \frac{1500 \times 0.039}{0.4\pi \times 1.17} = 40 \text{ รอบ}$$

4.2.6 สวิตช์ในวงจรกำลัง (SW)

ในคอนเวอร์เตอร์ Sepic เลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ (SW) ชนิดเพาเวอร์มอสเฟต เพราะสามารถทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สักคาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกร่อมเพาเวอร์มอสเฟต (SW) ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$V_{SW, \max} = V_{1, \max, \text{peak}} + \frac{V_2}{n} + V_{\text{spike}} = 358 + \frac{40}{0.5} + 50 = 488 \text{ V} \quad (4.37)$$

กำหนด $V_{\text{spike}} = 50 \text{ V}$

สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน SW ขณะ ON ซึ่งจะมีค่าสูงสุดขณะ $\omega t = \pi/2$

$$I_{SW, \max} = I_{L1, \max} + nI_{L2, \max} \quad (4.38)$$

จาก $I_{L2} = nI_{D1}(\omega t) \Rightarrow I_{L2} = 2nI_0 \sin^2 \omega t, I_{L2, \max} = 2nI_0$

จาก $I_{L1} = 2MI_0 |\sin \omega t|, I_{L1, \max} = 2MI_0$

$$I_{SW, \max} = 2MI_0 + 2nI_0 \quad (4.39)$$

$$i_{SW, \max} = 2I_0(M + n) = 2 \times 5 \times (0.13 + 0.5) = 6.3A \quad (4.40)$$

สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SW เฉลี่ยในคาบเวลา T ($T = 1/f$) ที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi/2$

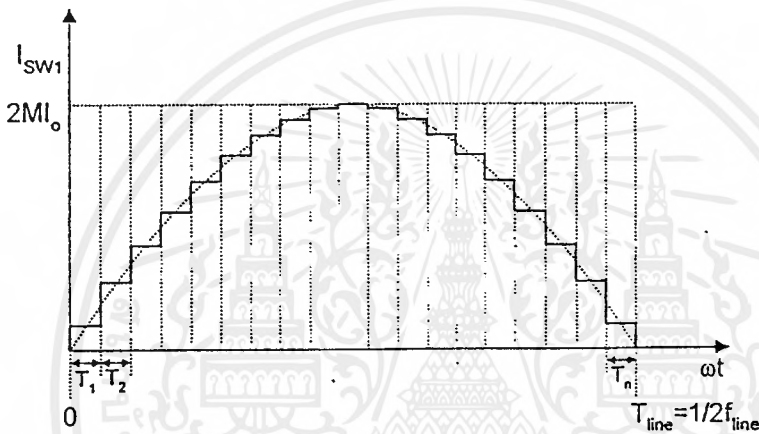
$$I_{SW} = I_{SW, \max} \cdot \alpha(\omega t = \pi/2) \quad (4.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{sw} = 2I_0(M+n) \cdot \frac{M}{(M+n)} \quad (4.42)$$

$$I_{sw} = 2MI_0 \quad (4.43)$$

$$I_{sw} T_{line} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2MI_0 \sin \alpha dt = \frac{2}{\pi} \times 2MI_0 = \frac{2 \times 2 \times 0.13 \times 5}{\pi} = 0.83A$$



รูปที่ 4.6 แสดงกระแสไฟฟ้ามัลติโพลผ่าน SW ในครึ่งลูกคลื่นของ $f = f_{line}$

วงจรนี้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตขนาด 14 A, 500 V

4.2.7 ไดโอดที่ทางออก (D_1)

ค่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมไดโอดที่ทางออก ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$V_{D1,max} = nV_{1,max,peak} + V_2 = (0.5 \times 358) + 40 = 219 \text{ V} \quad (4.44)$$

กระแสไฟฟ้ามัลติโพลผ่านไดโอดที่ทางออก ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$I_{D1} = I_0 = 5 \text{ A} \quad (4.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่าน D_1 (สมการ 4.41) คือ

$$I_{D_1, \max} = 2I_0 = 2 \times 5 = 10 \text{ A} \quad (4.46)$$

ในวงจรนี้เลือกใช้ไดโอดที่ทางออกเบอร์ MUR1560 $I_{D_1} = 15 \text{ A}$, $V_{D_1} = 600 \text{ V}$



บทที่ 5

วงจรควบคุม

การออกแบบวงจรควบคุม ได้ใช้ IC L4981A ทำหน้าที่เป็นวงจรควบคุมวงจร sepic converter โดยขาต่าง ๆ ใน IC L4981A (ภาคผนวก) นั้น จะออกแบบได้ดังนี้

Pin 1 P-GND (Power Stage ground)

ต่อขานี้เข้ากับขากราวด์ ของวงจรกำลัง ควรให้มีระยะห่างน้อยมาก ๆ หรือแผ่นทองแดงบนแผ่นลายวงจรมีขนาดใหญ่และสั้นด้วย

Pin 2 I_{pk} (Overcurrent protection input)

$$I_{aux} = \frac{V_{ref}}{R_{21}} = \frac{5.1}{5.1 \times 10^3} = 1mA$$

$$R_{11} = \frac{R_{sense} \cdot I_{peak}}{I_{aux}} = \frac{0.062 \times 2}{1 \times 10^{-3}} = 124 \Omega$$

เมื่อ I_{peak} คือ Maximum Peak Current ที่ผ่าน R_{sense} (R_{sense} พิจารณาที่ขา 8)

I_{aux} คือ Auxiliary Current ที่ผ่าน R_{21}

V_{ref} คือ Voltage Reference

Pin 3 OVP (Overvoltage protection input)

เป็นการป้องกันกรณีแรงดันอินพุตสูง ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตก็จะสูงตาม และตรวจเช็คจากขานี้ เพราะต่อ R_9, R_{10} จากเอาต์พุต โดยใช้วิธีการแบ่งแรงดันที่เอาต์พุต

$$\frac{R_9}{R_{10}} = \frac{V_{out} + \Delta V_{out}}{V_{ref}} - 1$$

เลือก $R_{10} = 16 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นจะได้

$$R_9 = \left[\frac{(40 + 0.8)}{5.1} - 1 \right] \times 16 \times 10^3 = 112 \text{ k}\Omega$$

Pin 4 I_{AC} (AC Current Input)

ขานี้จะต้องต่อผ่าน R_{14} เข้าไปที่ rectifier ขาบวก เพื่อที่จะขับวงจร Multiplier ด้วยกระแส

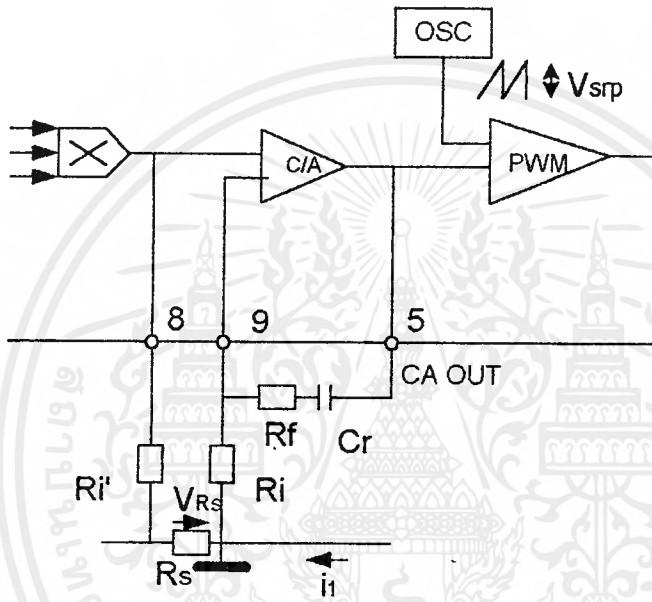
I_{AC} ซึ่งเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าที่อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

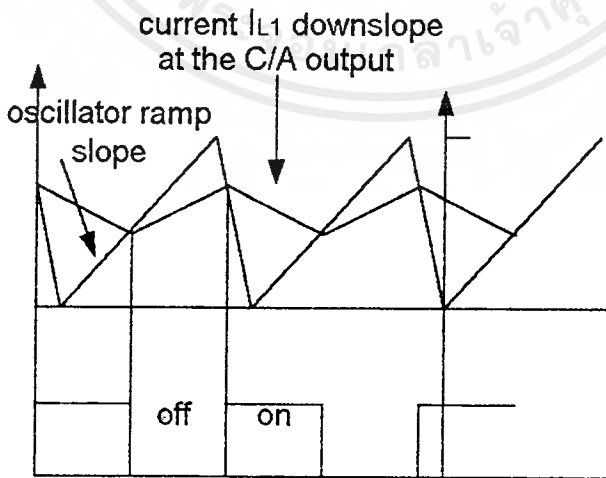
โดยกำหนด $R_{14} = 1 \text{ M}\Omega$ ขานี้จะสัมพันธ์กับ I_{mult} (Multiplier Output Current ของขาส 8)

$$I_{AC} = \frac{V_{L,\text{max}}}{R_{14}} = \frac{310}{1 \times 10^6} = 310 \times 10^{-6} \text{ A}$$

Pin 5 $I_{\text{CA-OUT}}$ (Current Amplifier Output)



รูปที่ 5.1 แสดงส่วนวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1



รูปที่ 5.2 แสดง Slope ในทิศทางลงของ i_{L1} ที่ทางออกของ Current Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกระแส และเข้าสู่ PWM Comparator เพื่อควบคุมไม่ให้
วงจรมีเกิดการออสซิลเลชัน Maximum Inductor Current Slope ขาลงของ L_1 (V_{out}/L) ต้องต่ำกว่า
Slop ของ Ramp Oscillator ($V_{srp} \cdot f$)

$$G_{ca} = 1 + \frac{R_5}{R_3} \leq \frac{V_{srp} f L_1 n}{V_{out} \cdot R_{sense}}$$

$$R_5 \leq \left[\frac{V_{srp} f L_1 n}{V_{out} \cdot R_{sense}} - 1 \right] R_3$$

เมื่อ $V_{srp} = 5$ Volt คือค่า Oscillator Ramp peak-to-peak

G_{ca} คือ Current Amplifier Gain

f คือ Switch Frequency

คำนวณหาตำแหน่ง Crossover Frequency (f_c) ของรูปควบคุมกระแสไฟฟ้ารวมทั้งหมด

ทำได้โดยหา $f = f_c$

ดังนั้น

$$f_c = \frac{f}{2\pi}$$

กำหนด Zero Frequency (f_z) [7] เพื่อให้ได้ Phase Margin $> +45^\circ$ $f_z = f_c/2$

$$f_z = \frac{f}{4\pi} = \frac{1}{2\pi C_3 R_f}$$

เลือก $R_f = R_5 \leq 288 \text{ k}\Omega$ ใช้ $R_5 = 220 \text{ k}\Omega$ (ถ้าใช้ R_5 ต่ำลงก็จะเสถียร แต่ถ้าใช้ C ต่ำลง R_5
จะสูงขึ้น ถ้าเกิน $288 \text{ k}\Omega$ จะเกิดการ Oscillation) จะได้ว่า

$$C_3 = \frac{2}{R_f f} = \frac{2}{220 \times 10^3 \times 80 \times 10^3} = 113 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin 6 L_{FF} (Load Feed-Forward input)
 ขานี้ไม่ใช่ จึงต่อเข้ากับ V_{ref} ที่ขา 11

Pin 7 V_{ms} (Voltage Input)

การควบคุมที่ดีที่สุดขานี้ คือให้แรงดันในช่วง 1.5-5.5 V วงจรกรองความถี่ต่ำจะได้ค่าต่ำสุด
 คือ 3 Hz สูงสุดที่ใกล้ 3 Hz เพื่อลด gain ที่ -80 dB 100 Hz

$$V_{rms} = \frac{R_8}{(R_6 + R_7 + R_8)} V_{rms, line}$$

$$V_{rms} = \frac{33 \times 10^3}{(1.2 \times 10^6 + 360 \times 10^3 + 33 \times 10^3)} \times 220 = 4.557 V$$

ที่ V_{ms} 220V , $V_{pin 7} = 4.45 V_{rms}$

$$f_{pole 1} = \frac{1}{(R_6 \cdot C_7)} = 3.79 Hz$$

$$f_{pole 2} = \frac{1}{(R_7 C_8)} = 12.6 Hz$$

Pin 8 Mult-Out (Output of the Multiplier)

สัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ถูกควบคุม ได้จากกระแสไฟฟ้าของ L_1 (in) ที่ไหลผ่าน Sense Resistor (R_3) โดยค่าของ R_3 ที่ใช้จะต่ำมาก เพื่อลดกำลังสูญเสียที่ R_3 จำนวน R_3 จาก

$$I_{1,max} R_3 = I_{mult, max} R_3$$

กำหนด $R_3 = 2k\Omega$

กระแสที่ทางออกของวงจร Multiplier (I_{mult} ขา 8) ไหลผ่าน R_3 เพื่อกำหนดเป็นศักดาไฟฟ้าอ้างอิงให้กับวงจร C/A โดยอีกข้างของ R_3 ต่อเข้ากับด้านลบของ R_3 เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_1 \cdot R_3$ กับ $I_{mult} \cdot R_3$ ผลการเปรียบเทียบคือ สักคาไฟฟ้าของสัญญาณแตกต่างกันที่ขา Non Inverting (ขา 1) ของวงจร C/A

$$I_{mult, max} = I_{AC, max} \frac{(V_{va-out} - 1.28)}{V_{rms}^2}$$

V_{va-out} คือไฟทางออกของ Error Amplifier มีค่า 5.1 โวลต์กระแสไฟฟ้าจากวงจร Rectifier ไหลผ่าน R_{14} ไปที่ขา I_{AC} (ขา 4) เพื่อขับวงจร Multiplier

$$I_{mult, max} = \frac{310 \times 10^{-6} (5.1 - 1.28)}{4.557^2} = 57 \times 10^{-6} A$$

$$R_s = \frac{I_{mult, max} R_3}{I_{1, max}} = \frac{57 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^3}{1.3\sqrt{2}} = 0.062 \Omega$$

Pin 9 I_{sense} (Current Amplifier Inverting Input)

$R_4 = R_3$ เหมือนกันเพราะเป็นค่า high impedance ของวงจร feedback ค่า R_{sense} ต้องให้พอที่จะให้สัญญาณที่คิตี C/A การคำนวณดังข้างต้น(ขา 8)

Pin 10 SGND (Signal Ground)

ต่อขานี้ลงกราวด์

Pin 11 V_{REF} (Voltage Reference)

ต่อกับ Capacitor กรองความถี่ภายนอก (C_{10}) แรงดันขานี้คือ 5.1 Volt 10 mA

Pin 12 SS (Soft Start)

$$t_{ss} = \frac{C_{ss} \cdot V_{va-out}}{I_{ss}} = \frac{1 \times 10^{-6} \times 5.1}{100 \times 10^{-3}} = 51 \text{ } \mu\text{s}$$

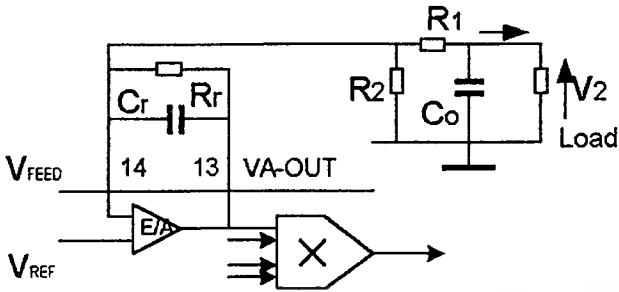
เลือก $C_{SS} = C_6 = 1 \mu\text{F}$

Pin 13 V_{va-out} (Error Amplifier Output)

พิจารณาจากอัตราขยายของวงจรควบคุมสักคาไฟฟ้าเอาต์พุต (G_V) ไม่คิดผลจาก R_3 [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{ea} = 0.025 \times 3.82 = 0.095$$



รูปที่ 5.3 แสดงส่วนวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

เมื่อ V_{ea} เป็นพิกัดการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าที่ทางออก

$$G_v = \frac{V_{ea}}{\Delta V_2} = \frac{1}{sR_1 C_r}$$

และ หากค่า C_r ที่สามารถทนสัญญาณ ΔV_{c2} ที่ความถี่ $2f_{line}$ โดย R_1 และ R_2 แบ่งแรงดันก่อนเข้า วงจร E/A (ขา 14)

$$C_r = \frac{1}{2\pi(2f_{line})R_1 G_v} = \frac{\Delta V_2}{60 R_1}$$

$$C_r = \frac{0.8}{60 \times 68 \times 10^3} = 0.196 \mu F$$

เลือก $C_r = C_s = 0.22 \mu F$

เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของ I_o วงจรสามารถควบคุมโดยใช้พิสัย $\Delta V_{ea,max}$ เพื่อควบคุมไม่ให้ V_2 มีการเปลี่ยนแปลงมากกว่า ΔV_o ที่ต้องการ ถ้าที่ทางออกมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า คือ $\Delta I_2 = I_o$

การเพิ่ม R_r เป็นการเลื่อนตำแหน่ง Pole ของ G_v ไปที่ $1/R_r C_r$ [3]

$$f_{cv} = \sqrt{\frac{P_o}{V_o \Delta V_{ea,max} \times 2\pi C_2 \times 2\pi R_1 C_r}}$$

$$f_{cv} = \sqrt{\frac{300}{40 \times 3.82 \times 2 \times \pi \times 20000 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 68 \times 10^3 \times 0.22 \times 10^{-6}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{cv} = 10.53 \text{ Hz}$$

R_r หาโดยกำหนดว่า ถ้าต้องการ Phase margin มากกว่า 22 องศา

$$R_r \leq \frac{2.75}{2\pi f_{cv} C_9} = \frac{2.75}{2 \times \pi \times 10.53 \times 0.22 \times 10^{-6}} = 189 \text{ k}\Omega$$

เลือก $R_r = R_{12} = 150 \text{ k}\Omega$

Pin 14 (V_{feed} Error Amplifier Input)

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{out}}{V_{ref}} - 1$$

กำหนด $R_2 = 2\text{k}\Omega$ จะได้ $R_1 = 68 \text{ k}\Omega$

Pin 15 P-UVOL (Programmable supply undervoltage threshold)

Pin 16 SYNC (In/Out synchronization)

Pin 17 R_{osc} (Oscillator Resistor)

ต่อกับ R_{osc} เพื่อกำหนดกระแส Charge และ Discharge ที่ขา 18 แรงดันอ้างอิงที่ขา 18 คือ 1.28 V จะได้ความสัมพันธ์กับกระแส Charge

$$I_c \approx 10 \times \frac{1.28}{R_{osc}}$$

กระแส Discharge หางาก

$$I_c = 200 \times \frac{1.28}{R_{osc}}$$

กำหนดกระแส Discharge สูงสุดคือ $I_c = 12 \text{ mA}$ จะได้ค่า R_{osc} ต่ำสุด

เลือกที่ $R_{osc} = R_{16} = 30 \text{ k}\Omega$

Pin 18 C_{osc} (Oscillator Capacitor) กำหนดความถี่สวิตช์ที่ 80 kHz

$$f = \frac{1}{T} = \frac{2.44}{R_{osc} C_{osc}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ค่า C เพื่อกำหนดความถี่เท่ากับ 1 nF

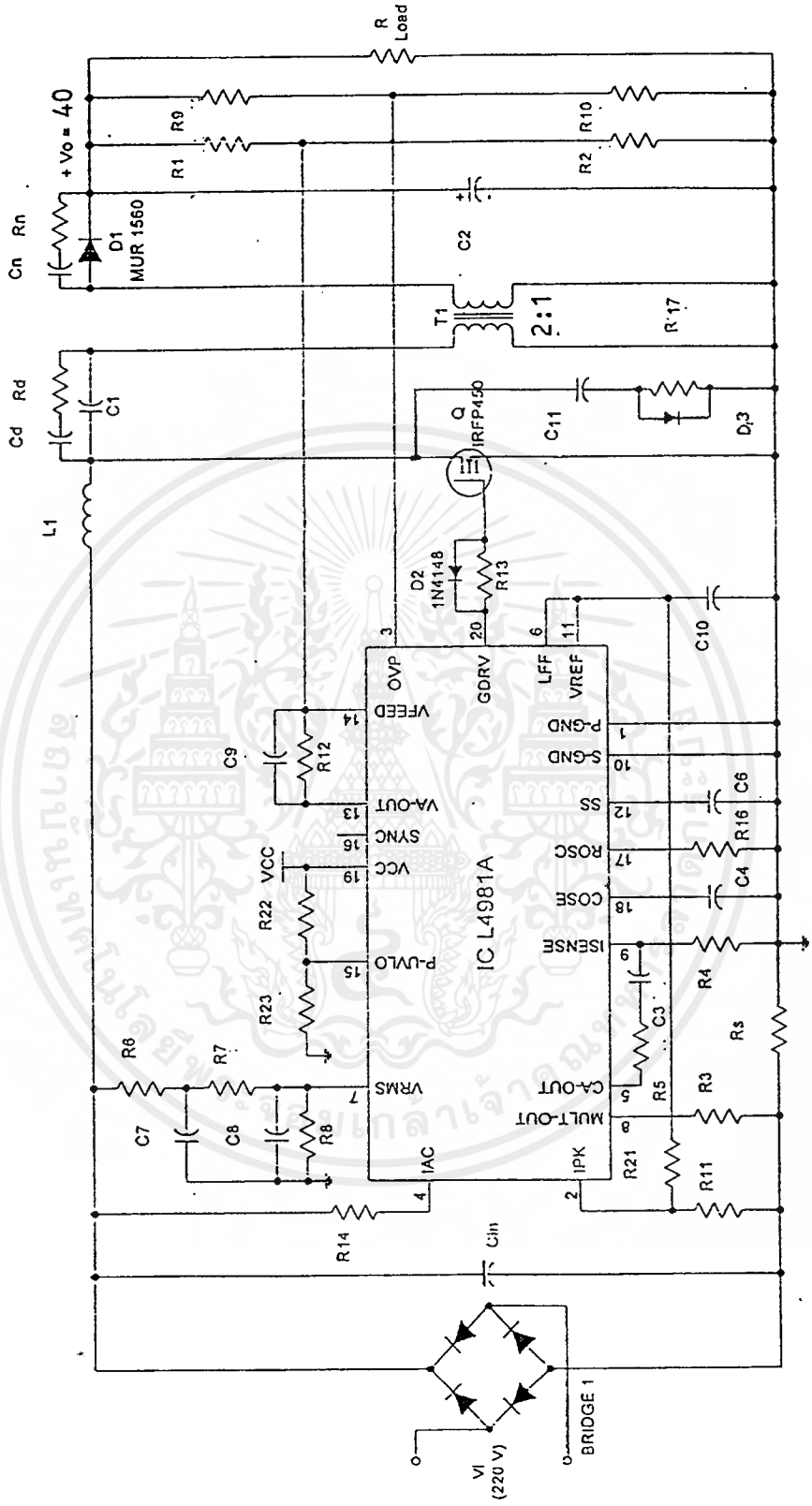
Pin 19 V_{∞} (Supply voltage input)

แรงดันที่ขานี้กำหนดที่ 18 โวลต์

Pin 20 GDRV (Gate driver output)

เป็นแรงดันขาออกเพื่อขับสวิทช์





รูปที่ 5.4 วงจรสมบรูณ์ของ Sepic Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 รายการอุปกรณ์ในวงจร Sepic Converter

R _s	0.062
R ₁	68K
R ₂	10K
R ₃	2K
R ₄	2K
R ₅	160K
R ₆	1.2M
R ₇	360K
R ₈	33K
R ₉	112K
R ₁₀	16K
R ₁₁	124K
R ₁₂	120K
R ₁₃	27K
R ₁₄	1M
R ₁₆	30K
R ₁₇	100
R ₂₁	5.1K
R ₂₂	220K
R ₂₃	33K
R _d	82
R _n	25
C _{in}	0.47uF
C ₁	0.66uF
C ₂	20000uF
C ₃	150pF
C ₄	1nF
C ₆	1uF
C ₇	220nF
C ₈	220nF
C ₉	0.22uF
C ₁₀	1uF
C ₁₁	10nF
C _d	1uF
C _n	4.7nF

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองวงจร Sepic Converter

ในการทดลองจะทำการพิจารณากระแสที่ไหลเพื่อดูว่าการเปลี่ยนแปลงของค่าโหลดต่างๆ จะมีความสัมพันธ์กันกับค่าตัวแปรอื่นอย่างไร ซึ่งได้แสดงการทดลองดังวงจรรูปที่ 5.4 โดยทำการทดสอบกับโหลดที่ระดับต่างๆ คือที่โหลดประมาณ 1 ถึง 5 แอมป์ และบันทึกค่าจากการทดลอง ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของ V_{in} , I_{in} , P_{in} , V_{out} , I_{out} , P_{out} เพื่อทำการคำนวณหาค่าประสิทธิภาพ ดังแสดงไว้ในตาราง 6.1

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. ออสซิลโลสโคป
2. แหล่งจ่ายไฟปรับค่าได้ (Variac) 1 เฟส 5 แอมป์
3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital VOM)
4. DC แอมป์มิเตอร์
5. โหลดหลอดไฟ

ตารางที่ 6.1 แสดงผลการทดลองของวงจร Sepic Converter

% Load	V_{in} (Volt)	I_{in} (Amp)	P_{in} (Watt)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Amp)	P_{out} (Watt)	% Eff
38	223.5	0.6	130	42	1.9	79.8	61.38
78	223	1	220	41	3.9	159.9	72.68
80	223	1.1	225	41	4	164	72.89
84	222	1.2	245	41	4.2	172.2	70.29
100	220	1.3	250	41	5.2	213.2	85.2

เมื่อ V_{in} : ค่าแรงดันอินพุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น หน่วยเป็น V

I_{in} : ค่ากระแสอินพุต หน่วยเป็น A

P_{in} : ค่ากำลังอินพุต หน่วยเป็น W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- P_{in} : ค่ากำลังอินพุต หน่วยเป็น W
 V_{out} : ค่าแรงดันเอาต์พุต หน่วยเป็น V
 I_{out} : ค่ากระแสเอาต์พุต หน่วยเป็น A
 P_{out} : ค่ากำลังเอาต์พุต หน่วยเป็น W
 %Eff : ประสิทธิภาพของวงจร

การทดลองยังมีความคลาดเคลื่อนในบางจุดอยู่บ้าง แต่จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าค่อนข้างคงที่ประมาณ 41 โวลต์ ถึงแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงโหลด และพบว่าประสิทธิภาพของ Sepic Converter จะเพิ่มขึ้น เมื่อเปอร์เซ็นต์โหลดมากขึ้น โดยโหลดที่ใช้ในการทดลองจะใช้โหลดหลอดไฟจากรูปที่ 6.1 – 6.6 แสดงกราฟผลการทดลองของ Sepic Converter

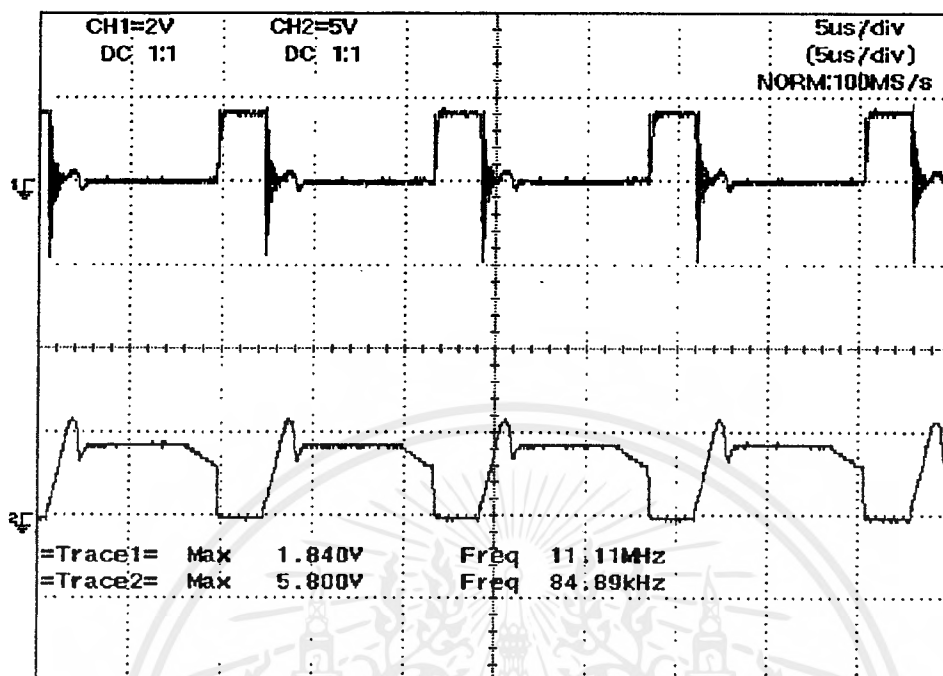
การทดลองวงจร C'uk Converter

ในการทดลองวงจรกำลังที่ออกแบบจะทำการทดสอบโดยวิธี Open Loop ดังนั้นเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลด จะทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง จะทำการทดลองโดยป้อนแรงดันอินพุตที่พิกัดและกำหนดโหลดที่พิกัด เมื่อปรับค่า Duty Cycle ให้ได้ประมาณ 0.21 จะสามารถทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ 40 โวลต์ เป็นตามค่าที่ได้คำนวณไว้ รูปกราฟผลการทดลองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.7 – 6.13

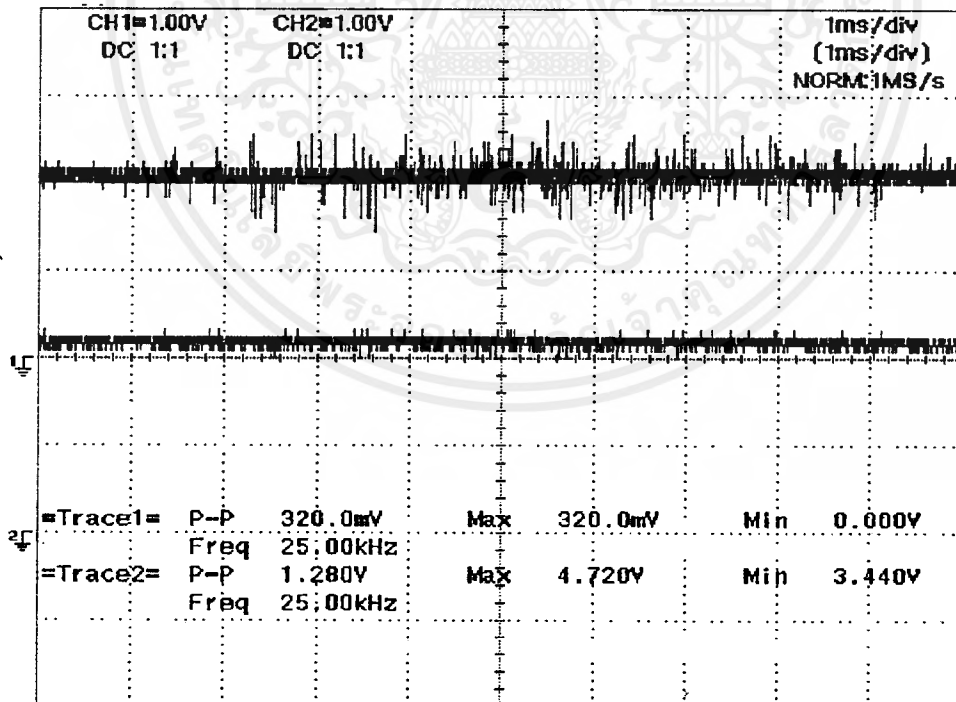
สรุปผลการทดลอง

สามารถสร้างวงจร Sepic Converter ที่คงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ แม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง และพบว่าประสิทธิภาพของวงจรจะดีขึ้น เมื่อโหลดดึงกระแสเพิ่มขึ้น การสูญเสียในวงจรส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นที่สวิตช์เบอร์

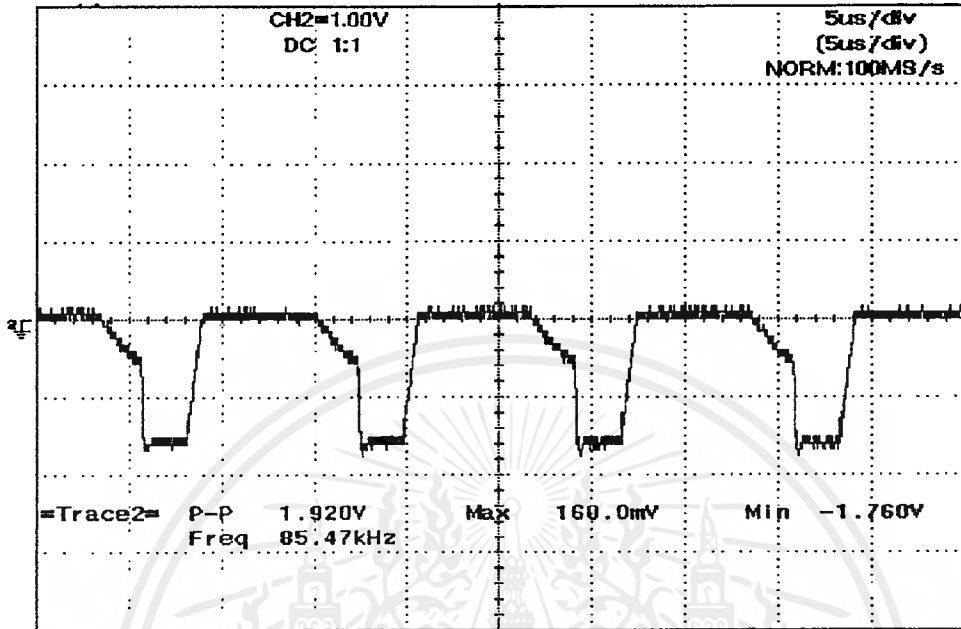
ส่วน C'uk Converter เราสามารถออกแบบวงจรกำลัง และทดสอบโดยวิธี Open Loop ได้



รูปที่ 6.1 แสดงแรงดันคร่อมขาเกตซอส (บน) แรงดันเดรนซอส (ล่าง)
CH1 \times 10, CH2 \times 100

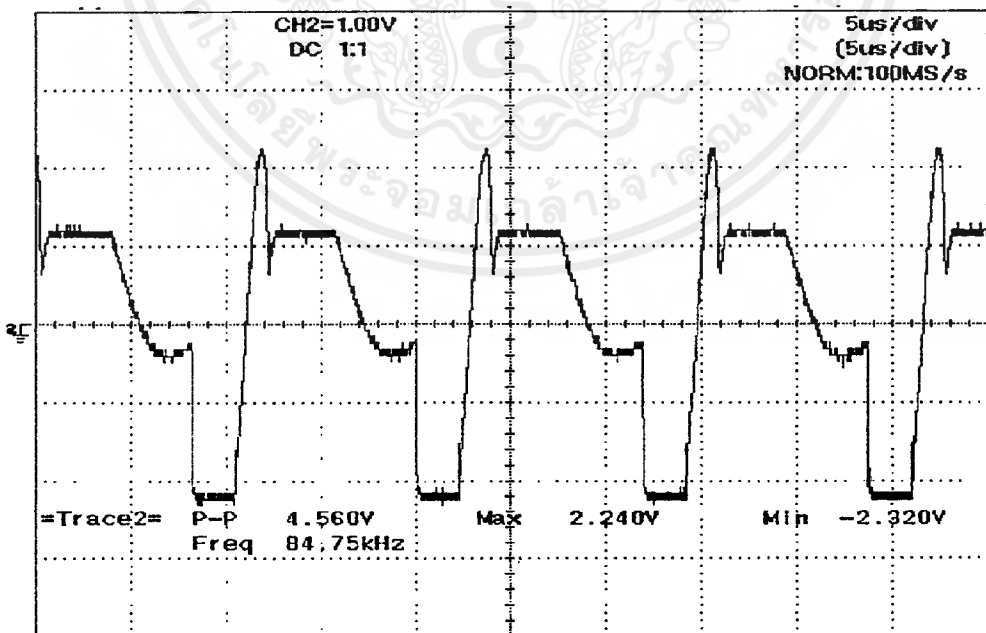


รูปที่ 6.2 แสดงแรงดันเอาต์พุต (บน) กระแสเอาต์พุต (ล่าง)
CH1 \times 10, CH2 \times 10



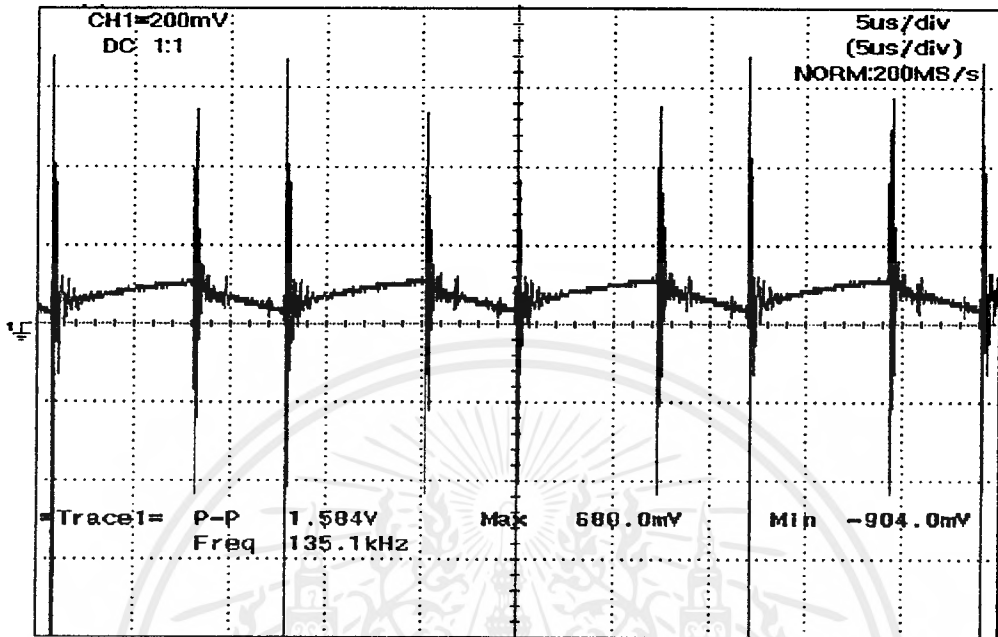
รูปที่ 6.3 แสดงแรงดันคร่อมไดโอด

CH2 × 100

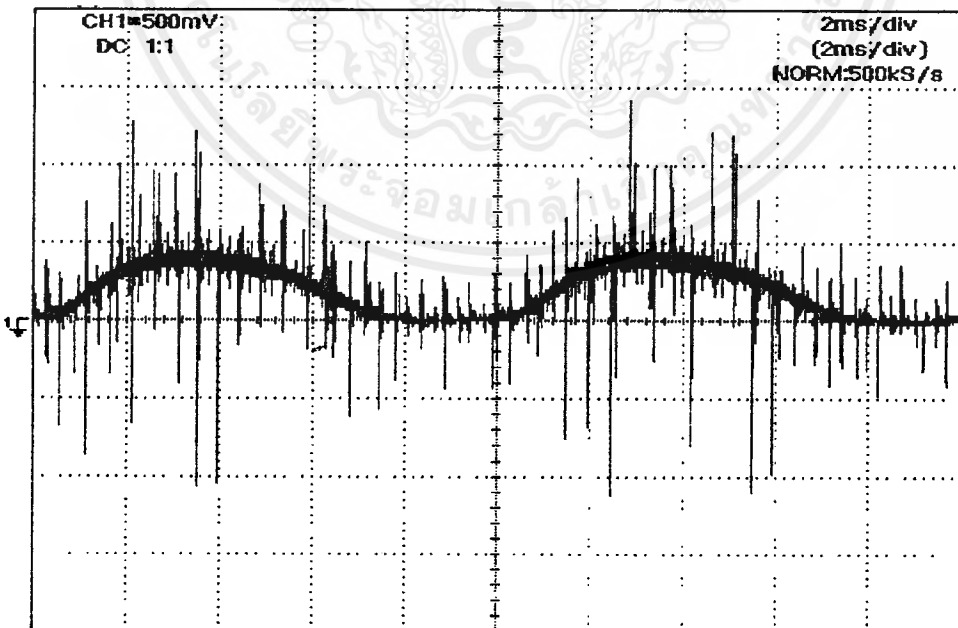
รูปที่ 6.4 แสดงแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_2

CH2 × 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

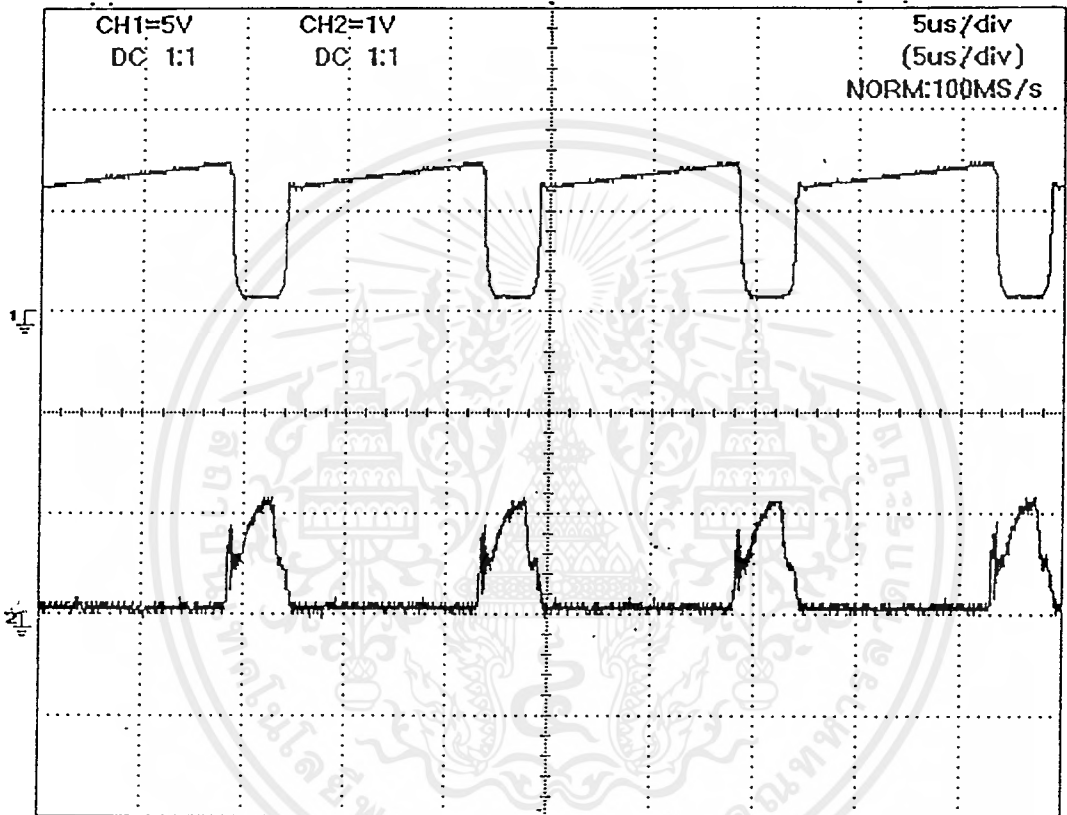
รูปที่ 6.5 แสดงกระแส ripple ที่ผ่าน L_1

CH1 × 10

รูปที่ 6.6 แสดงกระแสที่ผ่าน L_1 ที่เวลาใดๆ

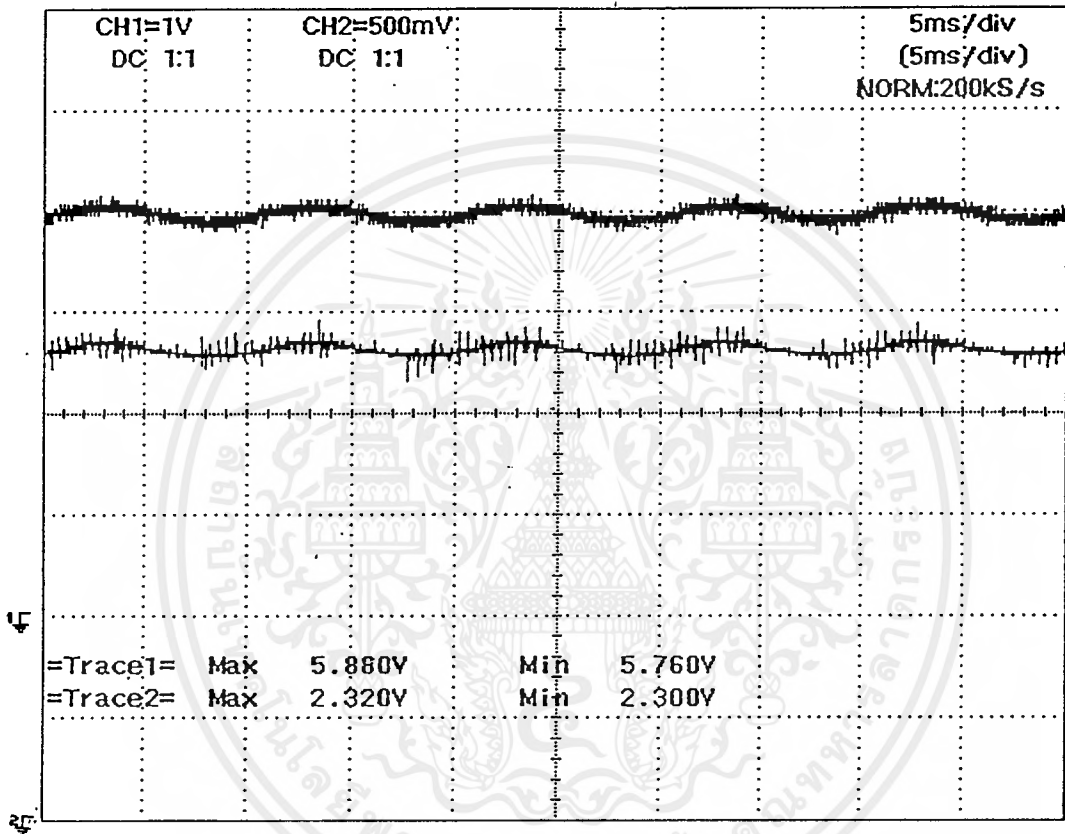
CH1 × 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



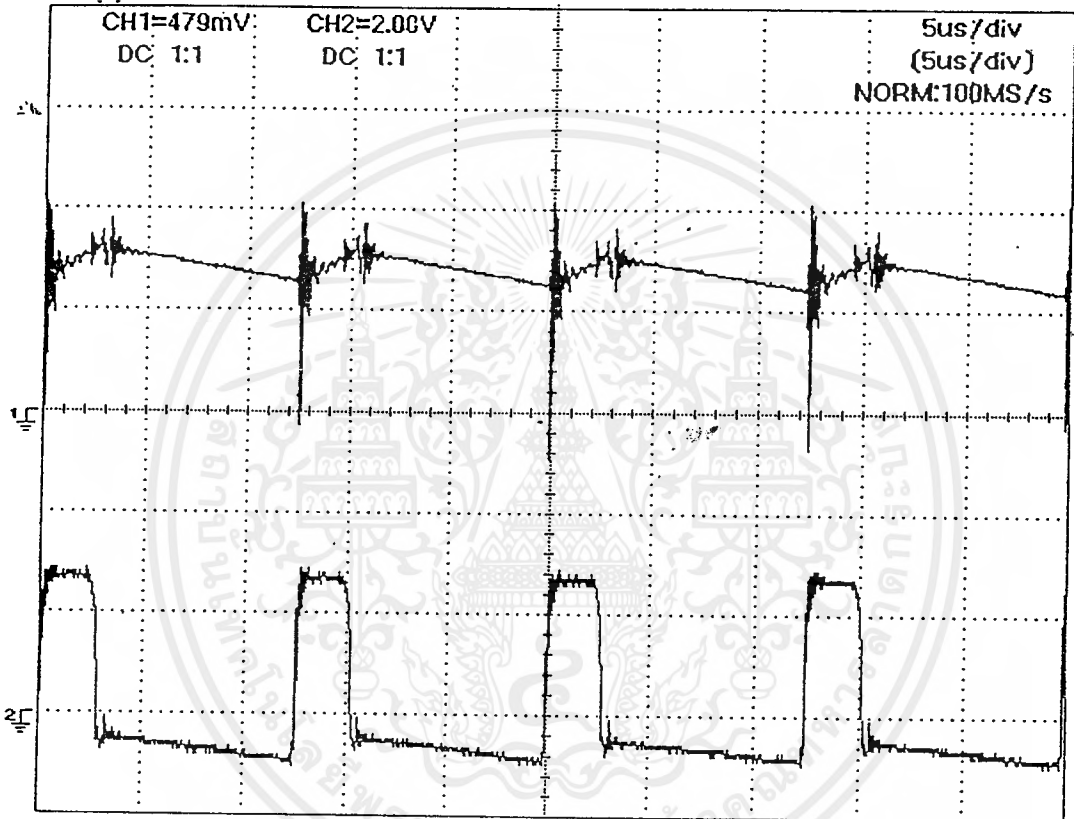
รูปที่ 6.7 แสดงแรงดันคร่อมขดลวดขอส(ล่าง)และเดรนขอส(บน)

CH1 \times 100 , CH2 \times 10



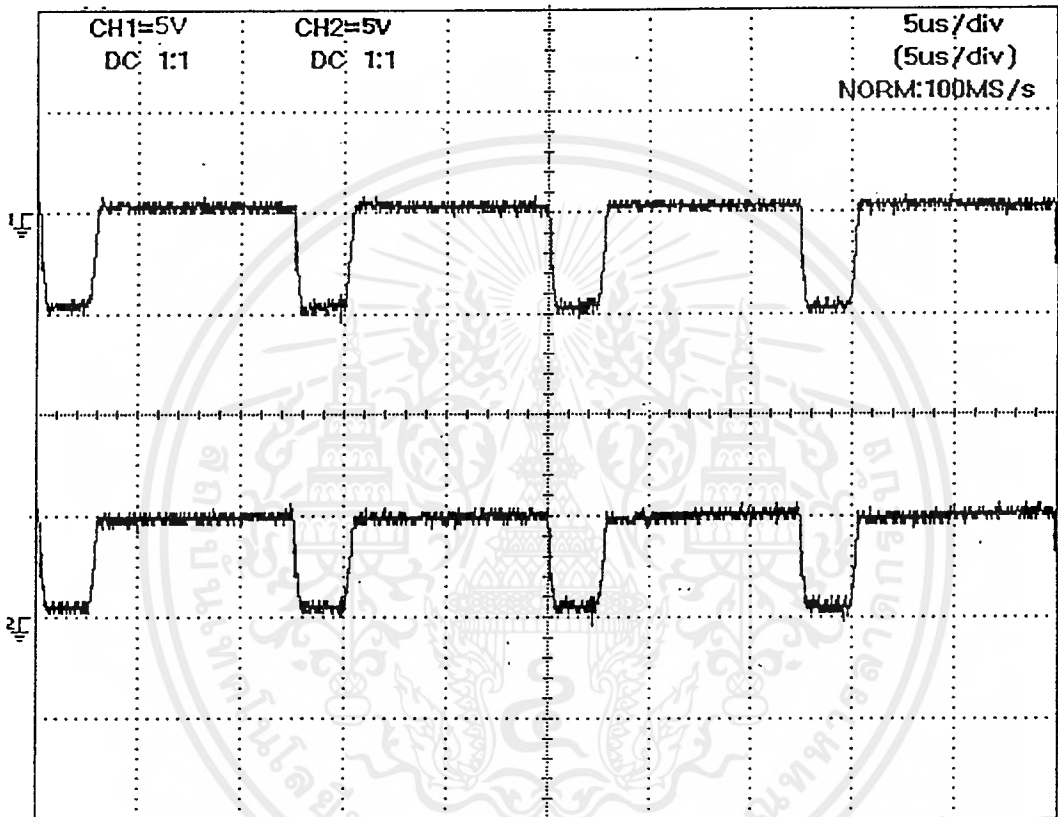
รูปที่ 6.8 แสดงแรงดันเอาต์พุต (รูปบน) และกราฟกระแสเอาต์พุต (รูปล่าง)

CH1 \times 10, CH2 \times 10



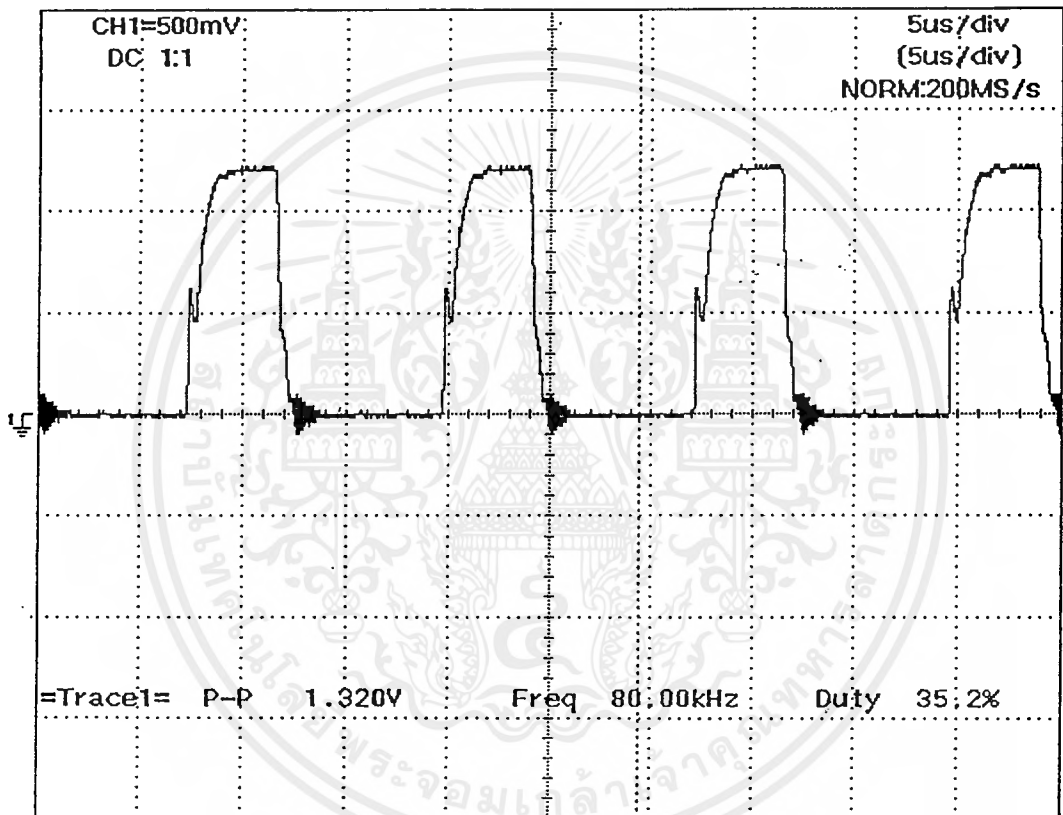
รูปที่ 6.9 แสดงกระแสที่ผ่าน L_1 (รูปบน) และแรงดันคร่อม L_1 (รูปล่าง)

CH1 $\times 10$, CH2 $\times 100$



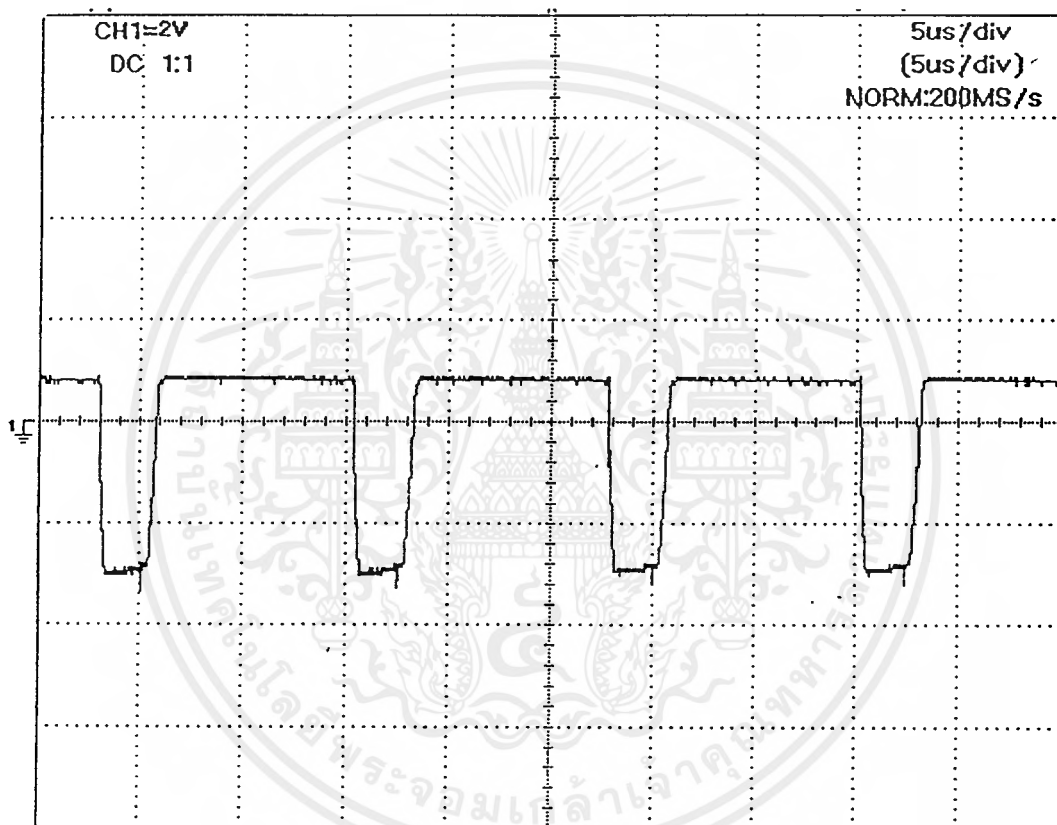
รูปที่ 6.10 แสดงแรงดันไฟฟ้าคร่อม C_1 (รูปบน) และแรงดันไฟฟ้าที่ไดโอด

CH1 \times 100, CH2 \times 100



รูปที่ 6.11 แสดงแรงดันไฟฟ้าที่เกิด-ชอส

CH1 × 10



รูปที่ 6.12 แสดงแรงดันไฟฟ้าคร่อม L_2

CH1 \times 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปและวิจารณ์

สรุปโครงการ

โครงการนี้ได้ทำการศึกษา และออกแบบวงจร C'uk และ Sepic Converter โดยได้สร้าง ต้นแบบ Sepic Converter ขึ้นให้อยู่ในรูปของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยสามารถคงค่าศักดาไฟฟ้าที่ทางออกได้ และสามารถจ่ายกำลังได้ตามที่ออกแบบไว้

ปัญหาในการดำเนินงาน

1. เนื่องจากในตอนแรกของการทำโครงการนี้ ผู้ปฏิบัติงานขาดความรู้ความเข้าใจในทฤษฎี จึงทำให้เกิดข้อผิดพลาดบางประการอันทำให้เกิดความล่าช้าในการทำโครงการ
2. การออกแบบหม้อแปลง เมื่อคำนวณตามทฤษฎีแล้ว ได้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดที่ต้องการ แต่แกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ไม่มีในท้องตลาด ต้องไปซื้อจากแหล่งผลิต ซึ่งอยู่ไกลมาก ทำให้เกิดความล่าช้าขึ้น
3. เนื่องจากอุปกรณ์บางชนิดไม่สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาดทั่วไป หรือบางชนิดอาจไม่มีขายตามที่คำนวณไว้ จึงทำให้เกิดความยากลำบากในการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ชนิดนั้นๆ
4. รูปของสัญญาณที่วัดได้บางสัญญาณจะมีความคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎี เพราะว่าเกิดสัญญาณรบกวนและเครื่องมือที่ใช้ในการวัดไม่แน่นอน

ข้อเสนอแนะ

1. ผู้ที่จะทำการพัฒนาโครงการนี้ต่อไป ควรออกแบบวงจร Snubber ใหม่เพื่อไม่ให้มีการสูญเสียที่ Snubber เนื่องจากการทำงานของสวิตช์ที่ความถี่สูงมีมากเกินไปจนทำให้วงจรมีประสิทธิภาพลด
2. การออกแบบวงจรที่มีกำลังสูงควรจะเปลี่ยนอุปกรณ์สวิตช์ไปเป็น ไอจีบีที เพราะจะทนกระแสได้สูงที่แรงดันสูง



ภาคผนวก

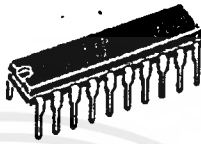
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER FACTOR CORRECTOR

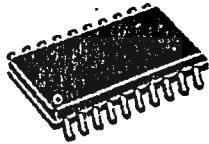
ADVANCE DATA

- CONTROL BOOST PWM UP TO 0.99P.F.
- LIMIT LINE CURRENT DISTORTION TO < 5%
- UNIVERSAL INPUT MAINS
- FEED FORWARD LINE AND LOAD REGULATION
- AVERAGE CURRENT MODE PWM FOR MINIMUM NOISE SENSITIVITY
- HIGH CURRENT BIPOLAR AND DMOS TO-TEM POLE OUTPUT
- LOW START-UP CURRENT (0.3mA TYP.)
- UNDER VOLTAGE LOCKOUT WITH HYS-TERESIS AND PROGRAMMABLE TURN ON THRESHOLD
- OVERVOLTAGE, OVERCURRENT PROTECTION
- PRECISE 2% ON CHIP REFERENCE EX-TERNALLY AVAILABLE
- SOFT START

MULTIPOWER BCD TECHNOLOGY



DIP 20



SO 20

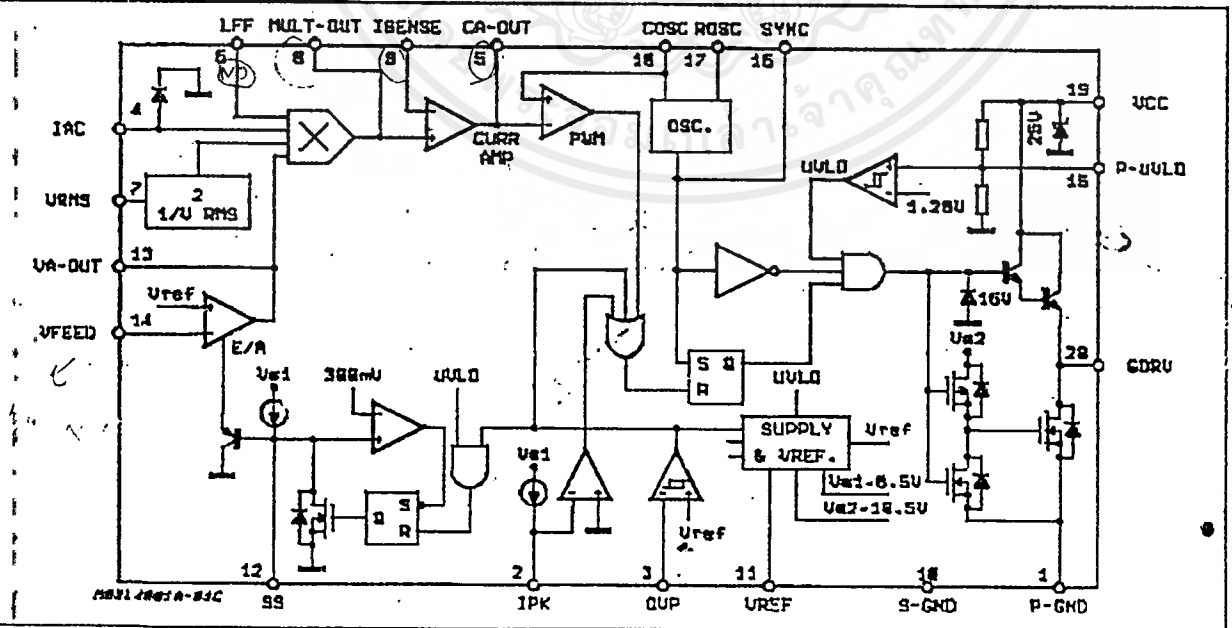
ORDERING NUMBERS: L4981X (DIP 20)
L4981XD (SO 20)

DESCRIPTION

The L4981 I.C. provides the necessary features and achieve a very high power factor up to 0.99. Realized in BCD 60II technology this power factor corrector (PFC) pre-regulator contains all the con-

trol functions for designing a high efficiency-mode power supply with sinusoidal line current consumption. The L4981 can be easily used in systems with mains voltages between 85V to 265V without any line switch. This new PFC offers the possibility to work at fixed frequency (L4981A) or modulated frequency (L4981B) optimizing the size of the in-

BLOCK DIAGRAM



put filter; both the operating frequency modes working with an average current mode PWM controller, maintaining sinusoidal line current without slope compensation.

Besides power MOSFET gate driver, precise voltage reference (externally available), error amplifier, undervoltage lockout, current sense and the

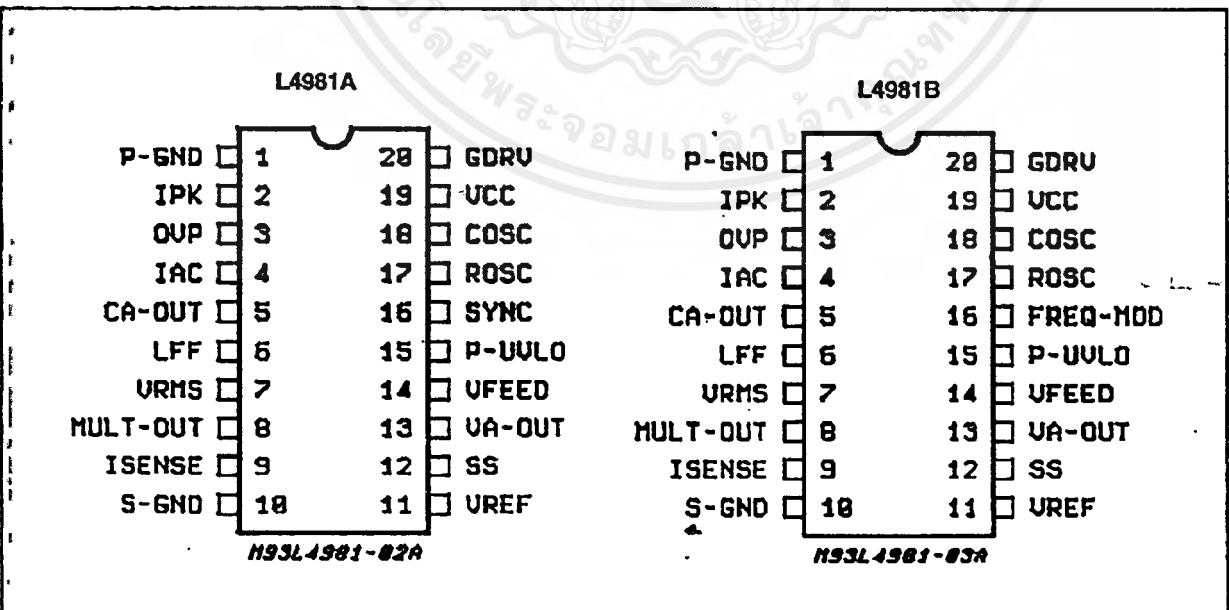
soft start are included. To limit the number of the external components, the device integrates protections as overvoltage and overcurrent. The overcurrent level can be programmed using a simple resistor for L4981A. For a better precision and for L4981B an external divider must be used.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Pin	Parameter	Value	Unit	
Vcc	19	Supply Voltage (Icc ≤ 50mA) (*)	selflimit	V	
IGDRV	20	Gate driv. output peak current (t = 1µs)	SINK	2	A
			SOURCE	1.5	A
VGDV		Gate driv. output voltage t = 0.1µs	-1	V	
		Voltages at pins 3, 14, 7, 6, 12, 15	-0.3 to 9	V	
VVA-OUT	13	Error Amplifier Voltage	-0.3 to 8.5	V	
IAC	4	AC Input Current	5	mA	
		Voltages at pin 8, 9	-0.5 to 7	V	
VCA-OUT	5	Current Amplifier Volt. (Isource = -20mA; Isink = 20mA)	-0.3 to 8.5	V	
VROSC	17	Voltage at pin 17	-0.3 to 3	V	
	11, 18	Voltage at pin 11, 18	-0.3 to 7	V	
ICOSC	18	Input Sink Current	15	mA	
IFREQ-MOD	16	Frequency Modulation Sink Current (L4981B)	5	mA	
VSYN	16	Sync. Voltage (L4981A)	-0.3 to 7	V	
VIPK	2	Voltage at pin 2	-0.3 to 5.5	V	
		Voltage at Pin 2 t = 1µs	-2	V	
Ptot		Power Dissipation at Tamb = 70°C (DIP20)	1	W	
		Power Dissipation at Tamb = 70°C (SO20)	0.6	W	
Tstg		Storage Temperature	-55 to 150	°C	

(*) Maximum package power dissipation limits must be observed.

PIN CONNECTIONS (Top views)



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	DIP 20	SO 20	Unit
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	80	120	°C/W

PIN FUNCTIONS

N.	Name	Description
1	P-GND	Power ground.
2	IPK	L4981A peak current limiting. A current limitation is obtained using a single resistor connected between Pin 2 and the sense resistor. To have a better precision another resistor between Pin 2 and a reference voltage (Pin 11) must be added. L4981B peak current limiting. A precise current limitation is obtained using two external resistor only. These resistors must be connected between the sense resistor, Pin 2 and the reference voltage.
3	OVP	Overvoltage protection. At this input are compared an internal precise 5.1V (typ) voltage reference with a sample of the boost output voltage obtained via a resistive voltage divider in order to limit the maximum output peak voltage.
4	IAC	Input for the AC current. An input current proportional to the rectified mains voltage generates, via a multiplier, the current reference for the current amplifier.
5	CA-OUT	Current amplifier output. An external RC network determinates the loop gain.
6	LFF	Load feedforward; this voltage input pin allows to modify the multiplier output current proportionally to the load, in order to give a faster response versus load transient. The best control is obtained working between 1.5V and 5.3V. If this function is not used, connect this pin to the voltage reference (pin = 11).
7	VRMS	Input for proportional RMS line voltage. the VRMS input compesates the line voltage changes. Connecting a low pass filter between the rectified line and the pin 7, a DC voltage proportional to the input line RMS voltage is obtained. The best control is reached using input voltage between 1.5V and 6.5V. If this function is not used connect this pin to the voltage reference (pin = 11).
8	MULT-OUT	Multiplier output. This pin common to the multiplier output and the current amplifier N.I. input is an high impedance input like I_{SENSE} . The MULT-OUT pin must be taken not below -0.5V.
9	I_{SENSE}	Current amplifier inverting input. Care must be taken to avoid this pin goes down -0.5V.
10	S-GND	Signal ground.
11	VREF	Output reference voltage (typ = 5.1V). Voltage refence at $\pm 2\%$ of accuracy externally available, it's internally current limited and can deliver an output current up to 10mA.
12	SS	A capacitor connected to ground defines the soft start time. An internal current generator delivering 100 μ A (typ) charges the external capacitor defining the soft start time constant. An internal MOS discharge, the external soft start capacitor both in overvoltage and UVLO conditions.
13	VA-OUT	Error amplifier output, an RC network fixes the voltage loop gain characteristics.
14	VFEED	Voltage error amplifier inverting input. This feedback input is connected via a voltage divider to the boost output voltage.
15	P-UVLO	Programmable under voltage lock out threshold input. A voltage divider between supply voltage and GND can be connected in order to program the turn on threshold.
16	SYNC (L4981A)	This synchronization input/output pin is CMOS logic compatible. Operating as SYNC in, a rectangular wave must be applied at this pin. Opearting as SYNC out, a rectangular clock pulse train is available to synchronize other devices.
	FREQ-MOD (L4981B)	Frequency modulation current input. An external resistor must be connected between pin 16 and the rectified line voltage in order to modulate the oscillator frequency. Connecting pin 16 to ground a fixed frequency imposed by R_{osc} and C_{osc} is obtained.
17	R_{osc}	An external resistor connected to ground fixes the constant charging current of C_{osc} .
18	C_{osc}	An external capacitor connected to GND fixes the switching frequency.
19	Vcc	Supply input voltage.
20	GDRV	Output gate driver. Bipolar and DMOS transistors totem pole output stage can deliver peak current in excess 1A useful to drive MOSFET or IGBT power stages.

70.71
L2.21

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified $V_{CC} = 18V$, $C_{OSC} = 1nF$,
 $R_{OSC} = 24K\Omega$, $C_{SS} = 1\mu F$, $V_{CA-OUT} = 3.5V$, $V_{ISENSE} = 0V$, $V_{LFF} = V_{REF}$, $I_{AC} = 100\mu A$, $V_{RMS} = 1V$,
 $V_{FEED} = GND$, $V_{IPK} = 1V$, $V_{OVP} = 1V$, $T_J = 25^\circ C$)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION						
V_{IO}	Input Offset Voltage	$-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$			± 8	mV
I_{IB}	Input Bias Current	$V_{FEED} = 0V$	-500	-50	500	nA
	Open Loop Gain		70	100		dB
V_{13H}	Output High voltage	$V_{FEED} = 4.7V$ $I_{VA-OUT} = -0.5mA$	5.5	6.5	7.5	V
V_{13L}	Output Low Voltage	$V_{FEED} = 5.5V$ $I_{VA-OUT} = 0.5mA$		0.4	1	V
$-I_{13}$	Output Source Current	$V_{FEED} = 4.7V$; $V_{VA-OUT} = 3.5V$	2	10		mA
I_{13}	Output Sink Current	$V_{FEED} = 5.5V$; $V_{VA-OUT} = 3.5V$	4	20		mA
REFERENCE SECTION						
V_{ref}	Reference Output Voltage	$-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$	4.97	5.1	5.23	V
		$T_J = 25^\circ C$ $I_{ref} = 0$	5.01	5.1	5.19	V
ΔV_{ref}	Load Regulation	$1mA \leq I_{ref} \leq 10mA$ $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$		3	15	mV
ΔV_{ref}	Line Regulation	$12V \leq V_{CC} \leq 19V$ $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$		3	10	mV
$I_{ref\ sc}$	Short Circuit Current	$V_{ref} = 0V$	20	30	50	mA
OSCILLATOR SECTION						
f_{osc}	Initial Accuracy	$T_J = 25^\circ C$	85	100	115	KHz
	Frequency Stability	$12V \leq V_{CC} \leq 19V$ $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$	80	100	120	KHz
V_{syp}	Ramp Valley to Peak		4.7	5	5.3	V
I_{18C}	Charge Current	$V_{COSC} = 3.5V$	0.45	0.55	0.65	mA
I_{18D}	Discharge Current	$V_{COSC} = 3.5V$		11.5		mA
V_{18}	Ramp Valley Voltage		0.9	1.15	1.4	V
SYNC SECTION (Only for L4981A)						
t_w	Output Pulse Width	50% Amplitude	0.3	0.8		μs
I_{18}	Sink Current with Low Output Voltage	$V_{SYNC} = 0.4V$ $V_{COSC} = 0V$	0.4	0.8		mA
$-I_{18}$	Source Current with High Output Voltage	$V_{SYNC} = 4.5V$ $V_{COSC} = 6.7V$	1	6		mA
V_{18L}	Low Input Voltage				0.9	V
V_{18H}	High Input Voltage		3.5			V
t_d	Pulse for Synchronization		800			ns
FREQUENCY MODULATION FUNCTION (Only for L4981B)						
f_{18max}	Maximum Oscillation Frequency	$V_{FREQ-MOD} = 0V$ (Pin 16) $I_{req} = 0$	85	100	115	KHz
f_{18min}	Minimum Oscillator Frequency	$I_{FREQ-MOD} = 360\mu A$ (Pin 16) $V_{RMS} = 4V$ (Pin 7)		74		KHz
		$I_{FREQ-MOD} = 180\mu A$ (Pin 16) $V_{RMS} = 2V$ (Pin 7)		76		KHz
SOFT START SECTION						
I_{SS}	Soft Start Source Current	$V_{SS} = 3V$	60	100	140	μA
V_{12sat}	Output Saturation Voltage	$V_3 = 6V$, $I_{SS} = 2mA$		0.1	0.25	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
SUPPLY VOLTAGE						
V _{CC}	Operating Supply Voltage				19.5	V
OVER VOLTAGE PROTECTION COMPARATOR						
V _{thr}	Rising Threshold Voltage		V _{ref} -20mV	5.1	V _{ref} +20mV	V
V _{3thys}	Hysteresis		180	250	320	mV
I _b	Input Bias Current			0.05	1	μA
t _d	Propagation delay to output	V _{OVP} = V _{thr} + 100mV		1	2	μs
OVER CURRENT PROTECTION COMPARATOR						
V _{th}	Threshold Voltage				±30	mV
t _d	Propagation delay to Output	V _{OCP} = V _{thr} - 0.2V		0.4	0.9	μs
I _{pk}	Current Source Generator	V _{IPK} = -0.1V only for L4981A	65	85	105	μA
I _L	Leakage Current	V _{IPK} = -0.1V only for L4981B			5	μA
CURRENT AMPLIFIER SECTION						
V _{offset}	Input Offset Voltage	V _{MULT OUT} = V _{SENSE} = 3.5V			±2	mV
I _{gbias}	Input Bias Current	V _{SENSE} = 0V	-500	50	500	nA
	Open Loop Gain	1.1V ≤ V _{CA OUT} ≤ 6V	70	100		dB
SVR	Supply Voltage Rejection	12V ≤ V _{CC} ≤ 19V V _{MULT OUT} = 3.5V V _{SENSE} = 3.5V	68	90		dB
V _{SH}	Output High Voltage	V _{MULT OUT} = 200mV I _{CA OUT} = -0.5mA, V _{IAC} = 0V	6.2			V
V _{SL}	Output Low Voltage	V _{MULT OUT} = -200mV I _{CA OUT} = 0.5mA, V _{IAC} = 0V			0.9	V
-I _s	Output Source Current	V _{MULT OUT} = 200mV, V _{IAC} = 0V, V _{CA-OUT} = 3.5V	2	10		mA
I _s	Output Sink Current		2	10		mA
OUTPUT SECTION						
V _{20L}	Output Voltage Low	I _{SINK} = 250mA		0.5	0.8	V
V _{20H}	Output Voltage High	I _{SOURCE} = 250mA V _{CC} = 15V	11.5	12.5		V
t _r	Output Voltage Rise Time	C _{OUT} = 1nF		50	150	ns
t _f	Output Voltage Fall Time	C _{OUT} = 1nF		30	100	ns
V _{GORV}	Voltage Clamp	I _{SOURCE} = 0mA	13	16	19	V
TOTAL STANDBY CURRENT SECTION						
I _{19start}	Supply Current before start up	V _{CC} = 14V		0.3	0.5	mA
I _{19on}	Supply Current after turn on	V _{IAC} = 0V, V _{COsc} = 0, Pin17 = Open		8	12	mA
I ₁₉	Operating Supply Current	Pin20 = 1nF		12	16	mA
V _{CC}	Zener Voltage	(*)	20	25	30	V
UNDER VOLTAGE LOCKOUT SECTION						
V _{th ON}	Turn on Threshold		14.5	15.5	16.5	V
V _{th OFF}	Turn off Threshold		9	10	11	V
	Programmable Turn-on Threshold	Pin 15 to V _{CC} = 220K Pin15 to GND = 33K	10.6	12	13.4	V
LOAD FEED FORWARD						
I _{FF}	Bias Current	V ₆ = 1.6V		70	140	μA
		V ₆ = 5.3V		200	300	μA
V _i	Input Voltage Range		1.6		5.3	V

(*) Maximum package power dissipation limits must be observed.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
MULTIPLIER SECTION						
	Multiplier Output Current	V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 50μA, C _{OSC} = 0V	20	35	52	μA
		V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 200μA, C _{OSC} = 0V	100	135	170	μA
		V _{VA-OUT} = 2V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 100μA, C _{OSC} = 0V	10	20	30	μA
		V _{VA-OUT} = 2V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 100μA, C _{OSC} = 0V	2	5.5	11	μA
		V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 100μA, C _{OSC} = 0V	10	22	34	μA
		V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 2.5V C _{OSC} = 0V, I _{AC} = 200μA	20	37	54	μA
		V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 200μA, C _{OSC} = 0V	20	39	54	μA
		V _{VA-OUT} = 2V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 0, C _{OSC} = 0V	-2	0	2	μA
K	Multiplier Gain			0.37		

$$I_{MULT-OUT} = K \cdot I_{AC} \frac{(V_{VA-OUT} \pm 1.28) \cdot (0.8 \cdot V_{LFF} \pm 1.28)}{(V_{VRMS})^2}$$

$$V_{LFF} = V_{REF}; I_{MULT-OUT} = I_{AC} \frac{(V_{VA-OUT} \pm 1.28)}{(V_{VRMS})^2} \cdot K1$$

where: K1 = 1V

Figure 1: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 1.7V; V_{LFFD} = 5.1V)

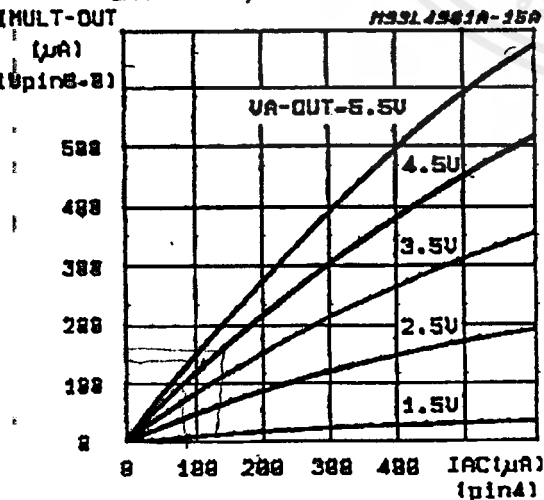


Figure 2: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 2.2V; V_{LFFD} = 5.1V)

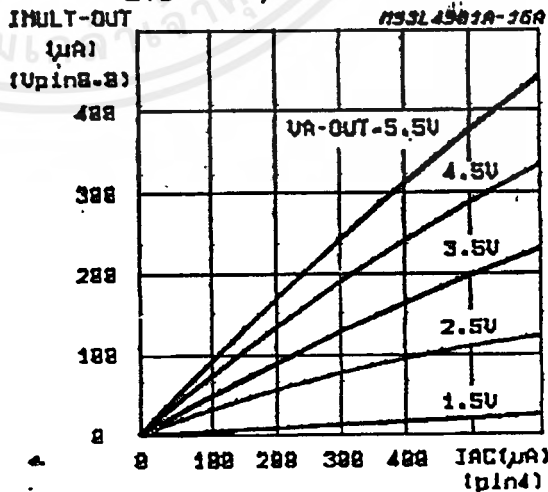


Figure 3: MULTI-OUT vs. IAC ($V_{RMS} = 4.4V$; $V_{LFFD} = 5.1V$)

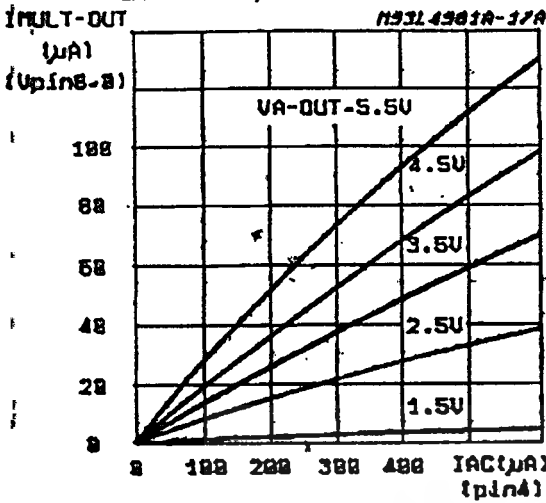


Figure 4: MULTI-OUT vs. IAC ($V_{RMS} = 5.3V$; $V_{LFFD} = 5.1V$)

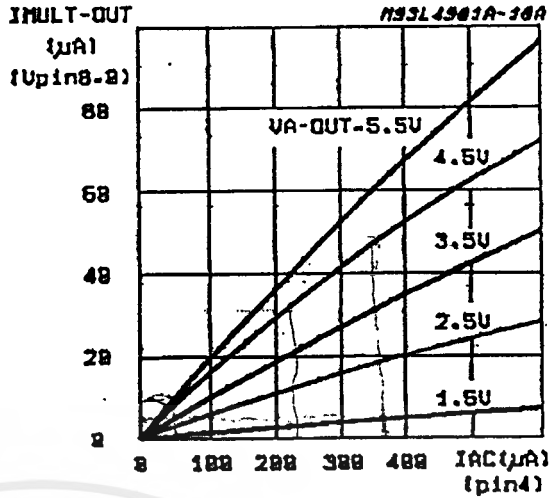


Figure 5: MULTI-OUT vs. IAC ($V_{RMS} = 1.7V$; $V_{LFFD} = 2.5V$)

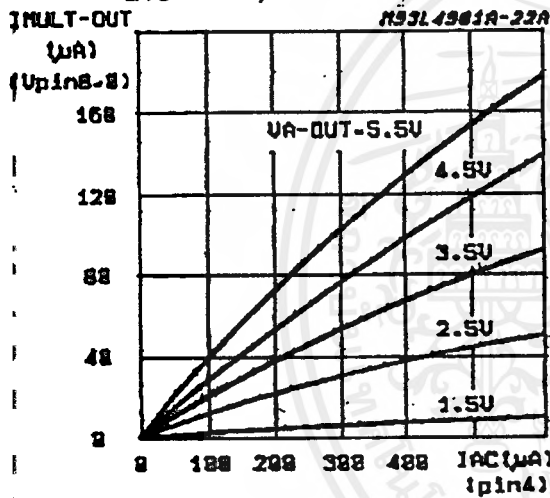


Figure 6: MULTI-OUT vs. IAC ($V_{RMS} = 2.2V$; $V_{LFFD} = 2.5V$)

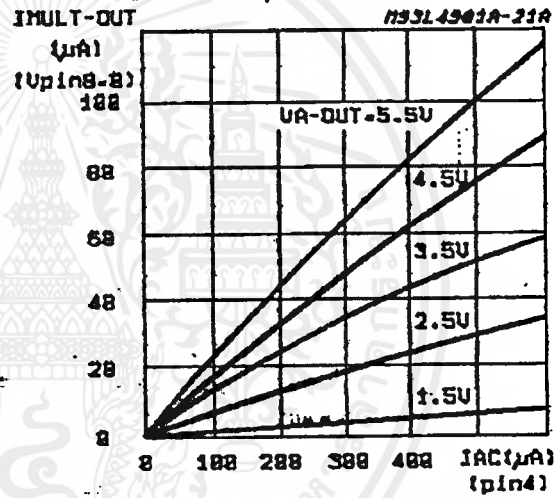


Figure 7: MULTI-OUT vs. IAC ($V_{RMS} = 4.4V$; $V_{LFFD} = 2.5V$)

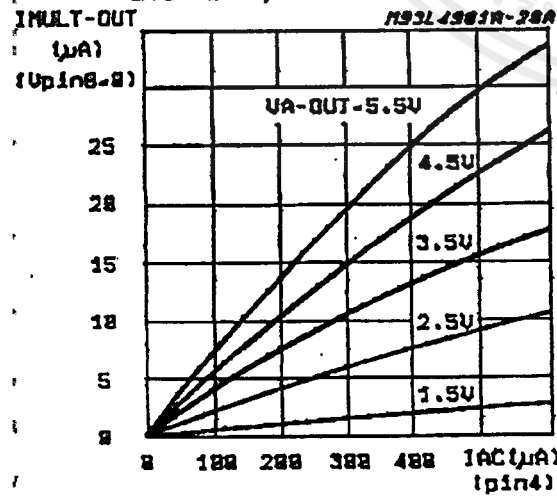


Figure 8: MULTI-OUT vs. IAC ($V_{RMS} = 5.3V$; $V_{LFFD} = 2.5V$)

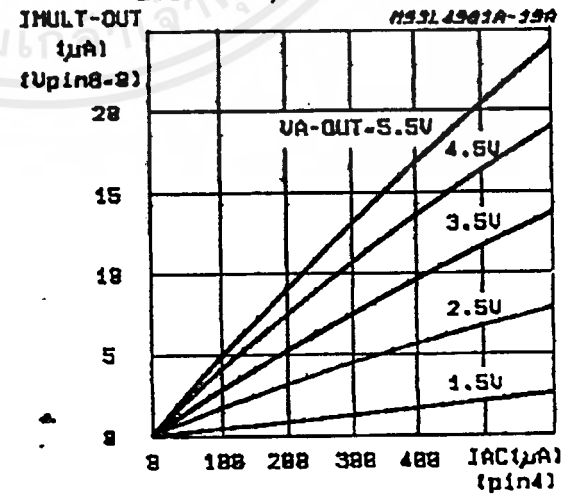
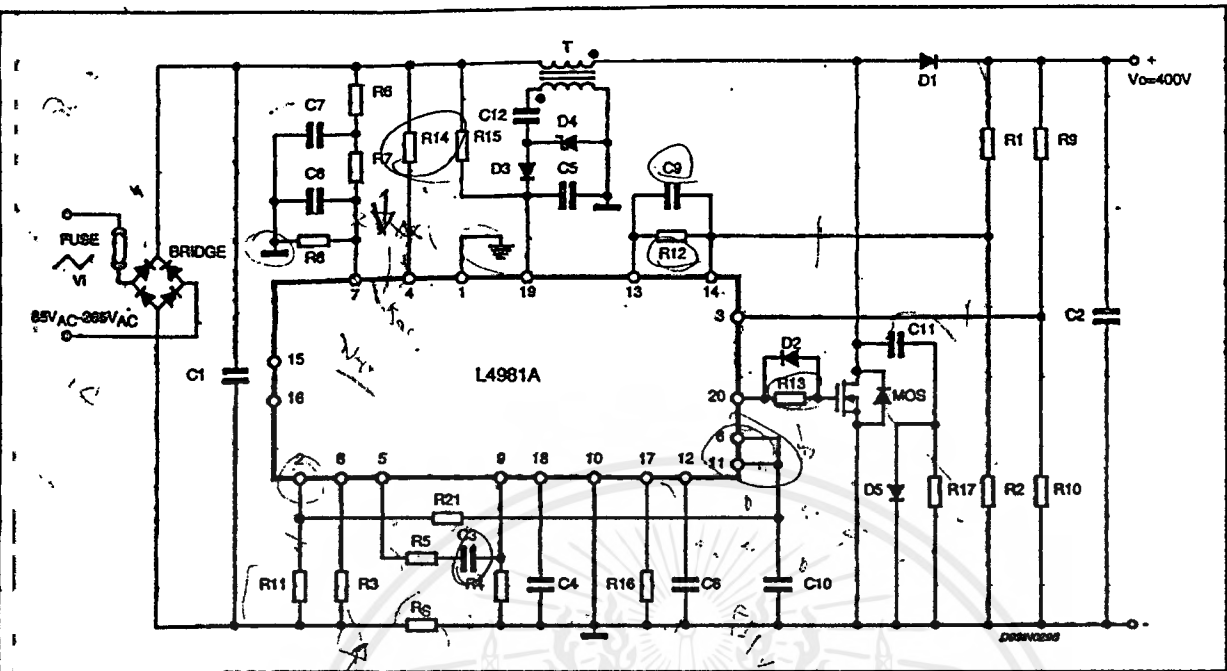


Figure 9A: L4981A Power Factor Corrector (200W)



PART LIST

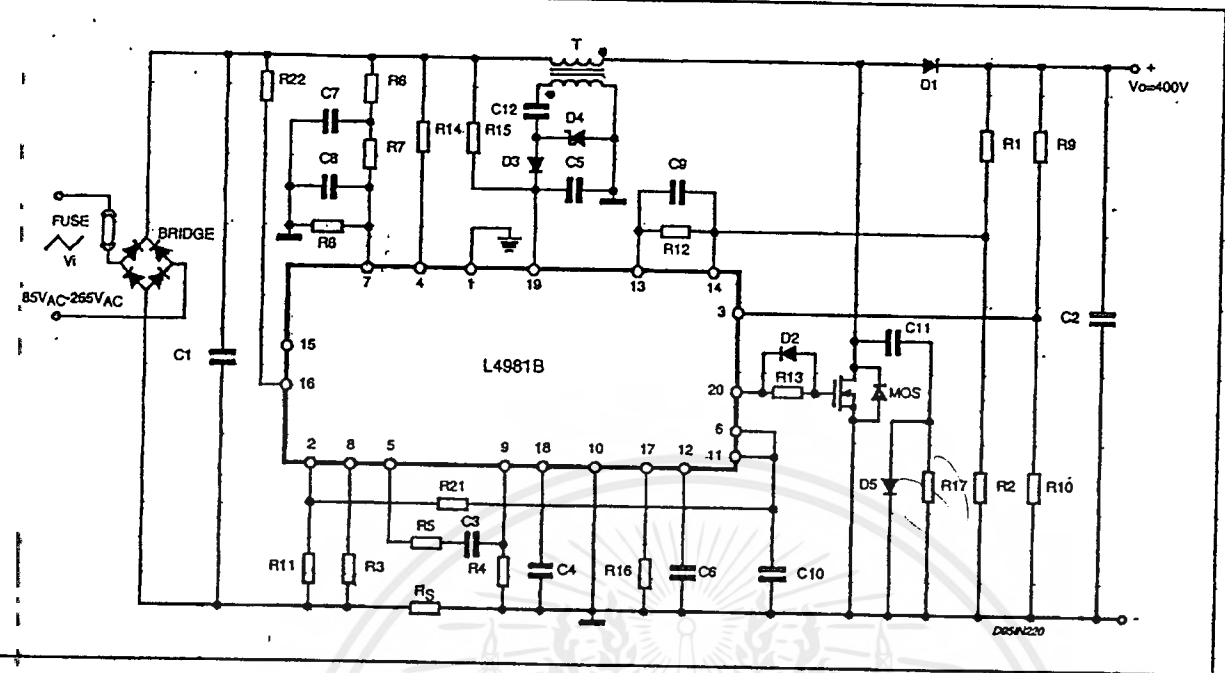
R _s	0.07(3 x .22)	1/2W	5%
R1	820kΩ	1/4W	1%
R2	10kΩ	1/4W	1%
R3	1.8kΩ	1/4W	5%
R4	1.8kΩ	1/4W	5%
R5	18kΩ	1/4W	5%
R6	1.2MΩ	1/4W	5%
R7	360kΩ	1/4W	5%
R8	33kΩ	1/4W	5%
R9	1.8MΩ	1/4W	1%
R10	21kΩ	1/4W	1%
R11	402Ω	1/4W	1%
R12	120kΩ	1/4W	5%
R13	27Ω	1/4W	5%
R14	1MΩ	1/4W	1%
R15	120kΩ	1/2W	5%
R16	30kΩ	1/4W	5%
R17	1.8kΩ	4W	1%
R21	5.1kΩ	1/4W	1%
BRIDGE = 4 x P600M			

C1	470nF	400V
C2	100μF	450V
C3	2.2nF	
C4	1nF	
C5	100μF	25V
C6	1μF	16V
C7	220nF	63V
C8	220nF	63V
C9	330nF	
C10	1μF	16V
C11	270pF	400V
C12	8.2nF	100V
D1	STTA506D	
D2, D3	1N4148	
D4	18V	1/2W
D5	BYT11-600	
MOS	STH15NA50	
FUSE = 4A/250V		

T = primary: 88 turns of 12 x 32 AWG (0.2mm)
 secondary: 9 turns of # 27AWG (0.15mm)
 core: B1ET3411A THOMSON - CSF
 gap: 1.6mm for a total primary inductance of 0.9mH

f_{sw} = 80kHz P_O = 200W
 V_{OUT} = 400V I_{rms max} = 2.53A
 V_{OVP} = 442V I_{PK max} = 6.2A

Figure 9B: L4981B Power Factor Corrector (200W)



PART LIST

R _s	0.07(3 x .22)	1/2W	5%
R ₁	820kΩ	1/4W	1%
R ₂	10kΩ	1/4W	1%
R ₃	1.8kΩ	1/4W	5%
R ₄	1.8kΩ	1/4W	5%
R ₅	18kΩ	1/4W	5%
R ₆	1.2MΩ	1/4W	5%
R ₇	360kΩ	1/4W	5%
R ₈	33kΩ	1/4W	5%
R ₉	1.8MΩ	1/4W	1%
R ₁₀	21kΩ	1/4W	1%
R ₁₁	402Ω	1/4W	1%
R ₁₂	120kΩ	1/4W	5%
R ₁₃	27Ω	1/4W	5%
R ₁₄	1MΩ	1/4W	1%
R ₁₅	120kΩ	1/2W	5%
R ₁₆	24kΩ	1/4W	5%
R ₁₇	1.8kΩ	4W	1%
R ₂₁	5.1kΩ	1/4W	1%
R ₂₂	1.1MΩ	1/4W	1%

BRIDGE = 4 x P600M

C ₁	470nF	400V
C ₂	100μF	450V
C ₃	2.2nF	
C ₄	1.1nF	
C ₅	100μF	25V
C ₆	1μF	16V
C ₇	220nF	63V
C ₈	220nF	63V
C ₉	330nF	
C ₁₀	1μF	16V
C ₁₁	270pF	400V
C ₁₂	8.2nF	100V
D ₁	STTA506D	
D _{2, D3}	1N4148	
D ₄	18V	1/2W
D ₅	BYT11-600	
MOS	STH15NA50	

FUSE = 4A/250V

primary: 88 turns of 12 x 32 AWG (0.2mm)
 secondary: 9 turns of # 27AWG (0.15mm)
 core: B1ET3411A THOMSON - CSF
 gap: 1,6mm for a total primary inductance of 0.9mH

f_{sw} = 80 to 92kHz P_o = 200W
 V_{OUT} = 400V I_{rms max} = 2.53A
 V_{ovp} = 442V I_{PK max} = 6.2A

Figure 10: Reference Voltage vs. Source Reference Current

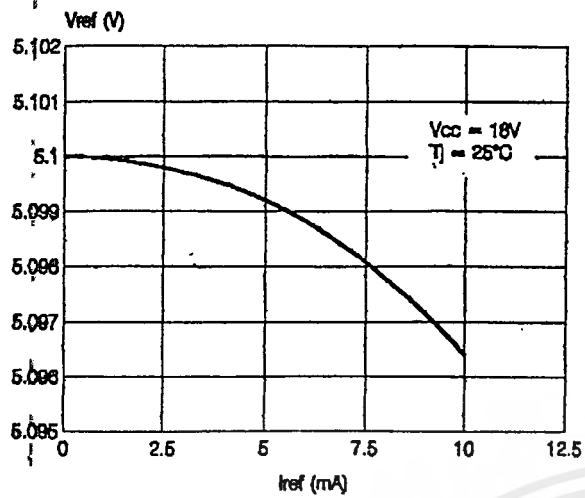


Figure 11: Reference Voltage vs. Supply Voltage

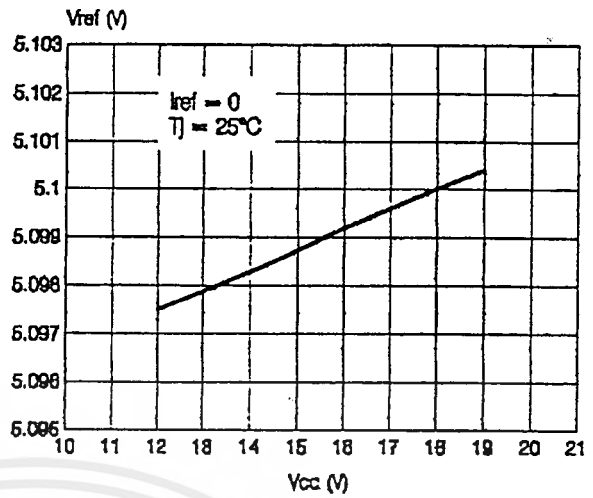


Figure 12: Reference Voltage vs. Junction Temperature

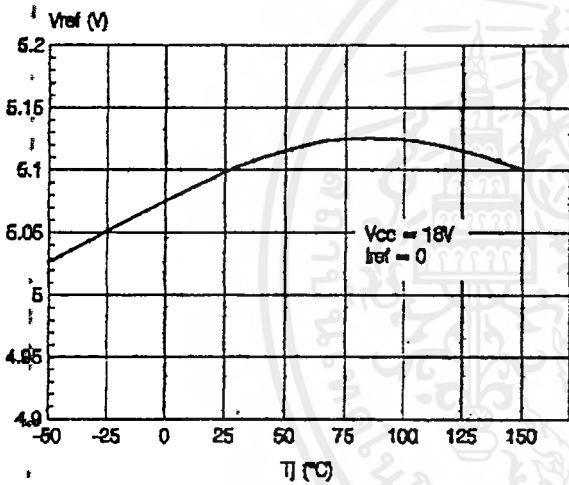


Figure 13: Switching Frequency vs. Junction Temperature

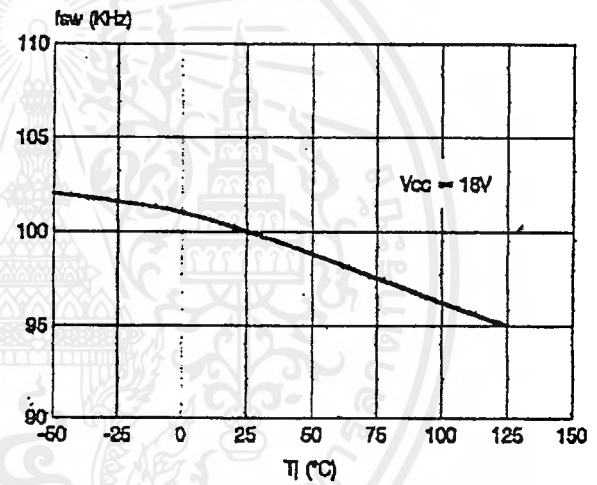


Figure 14: Gate Driver Rise and Fall Time

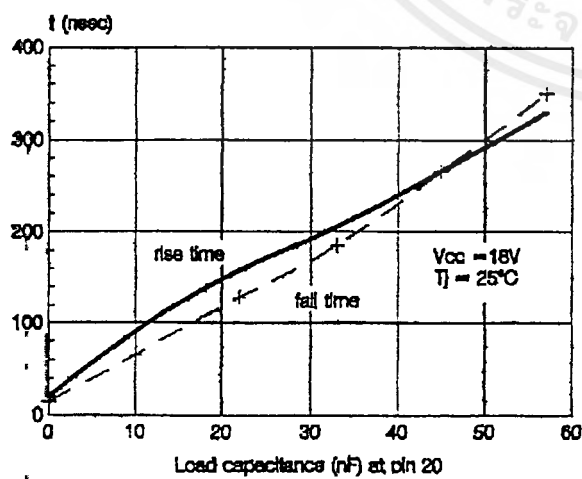


Figure 15: Operating Supply Current vs. Supply Voltage

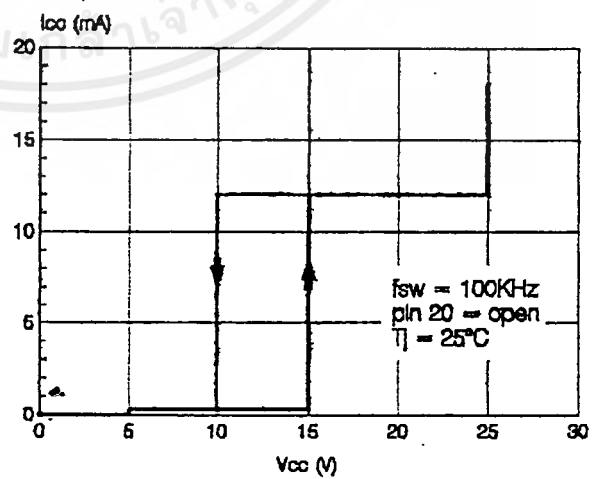


Figure 16: Programmable Under Voltage Lockout Thresholds

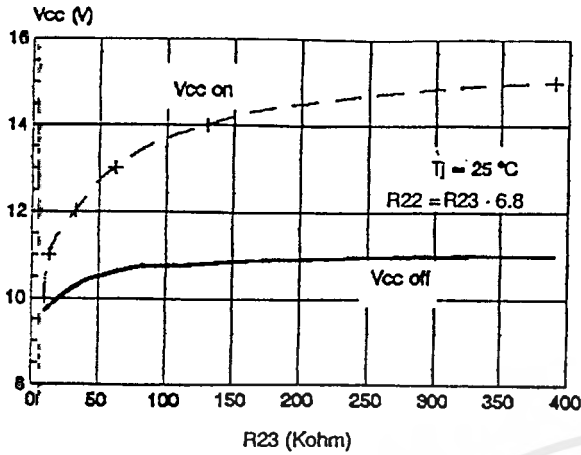


Figure 17: Modulation Frequency Normalized in an Half Cycle of the Mains Voltage

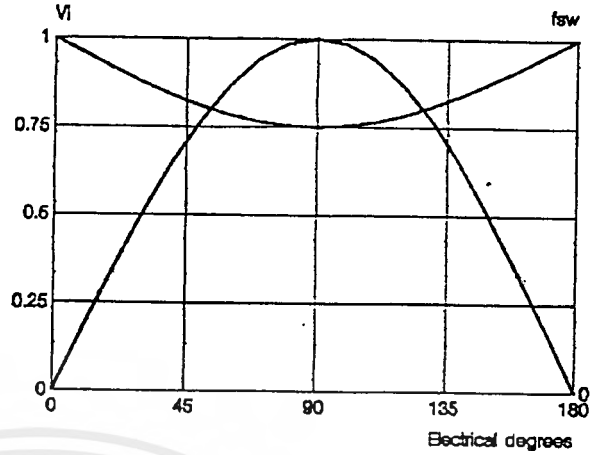


Table 1: Programmable Under Voltage Lockout Thresholds.

VCC ON	VCC OFF	R22	R23
11V	10V	82kΩ	12kΩ
12V	10.1V	220kΩ	33kΩ
13V	10.5V	430kΩ	62kΩ
14V	10.8V	909kΩ	133kΩ
14.5V	10.9V	1.36MΩ	200kΩ
15V	11V	2.7MΩ	390kΩ

Figure 18: Oscillator Diagram

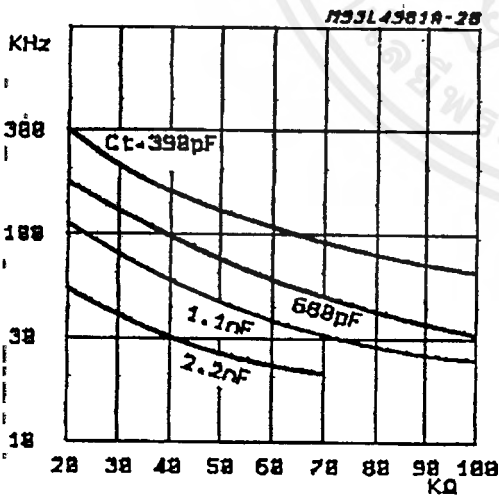
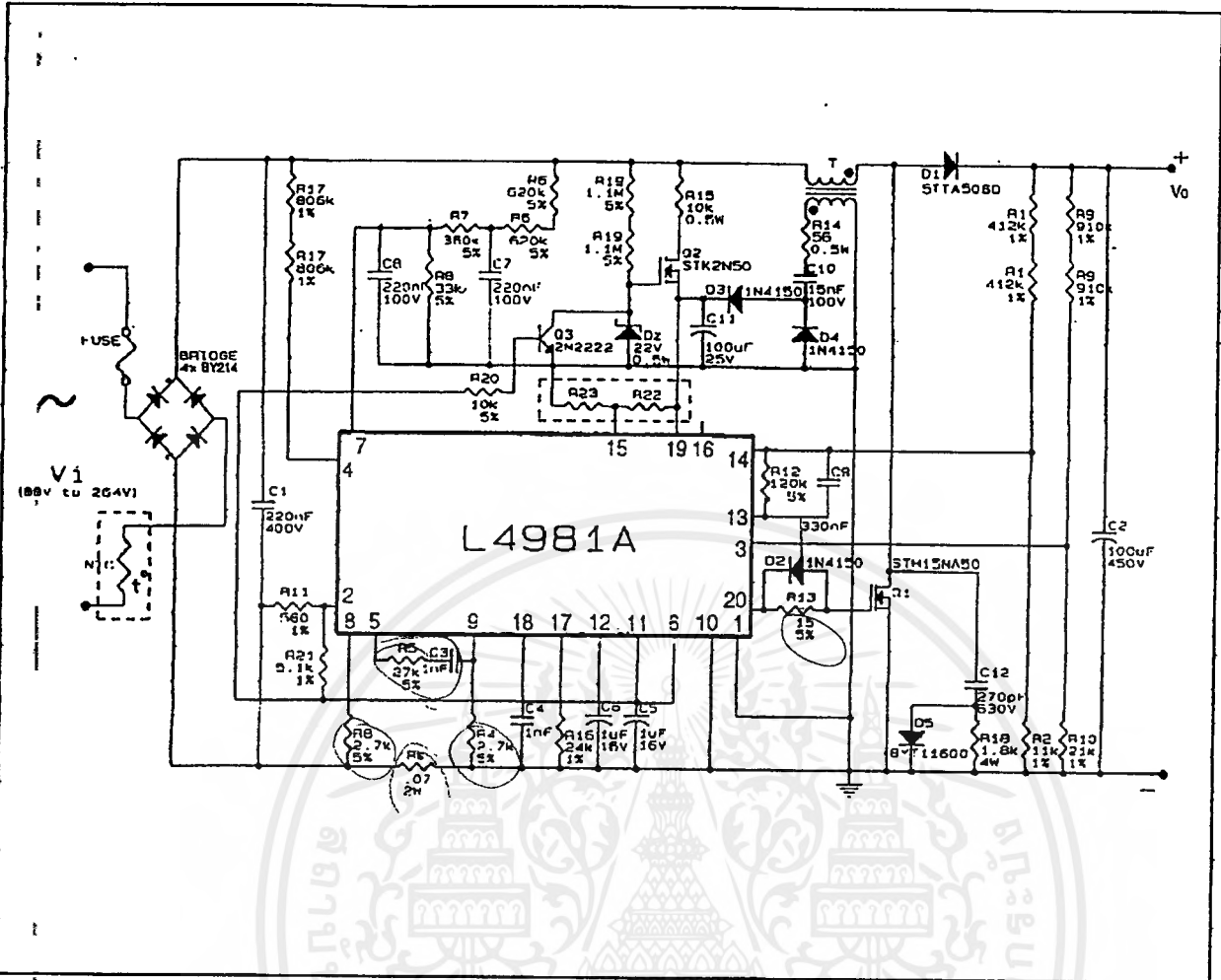


Figure 19: 200W Evaluation Board Circuit



T_p: primary: 75 turns of litz wire 20 x 32 AWG (0.2mm)
 secondary: 8 turns of # 27AWG (0.15mm)
 core: B1ET3411A THOMSON - CSF
 gap: 1.4mm for a total primary inductance of 0.7mH
 f_{sw} = 100kHz; V_O = 400V; P_O = 200W

NOTE:

Start Up Circuit

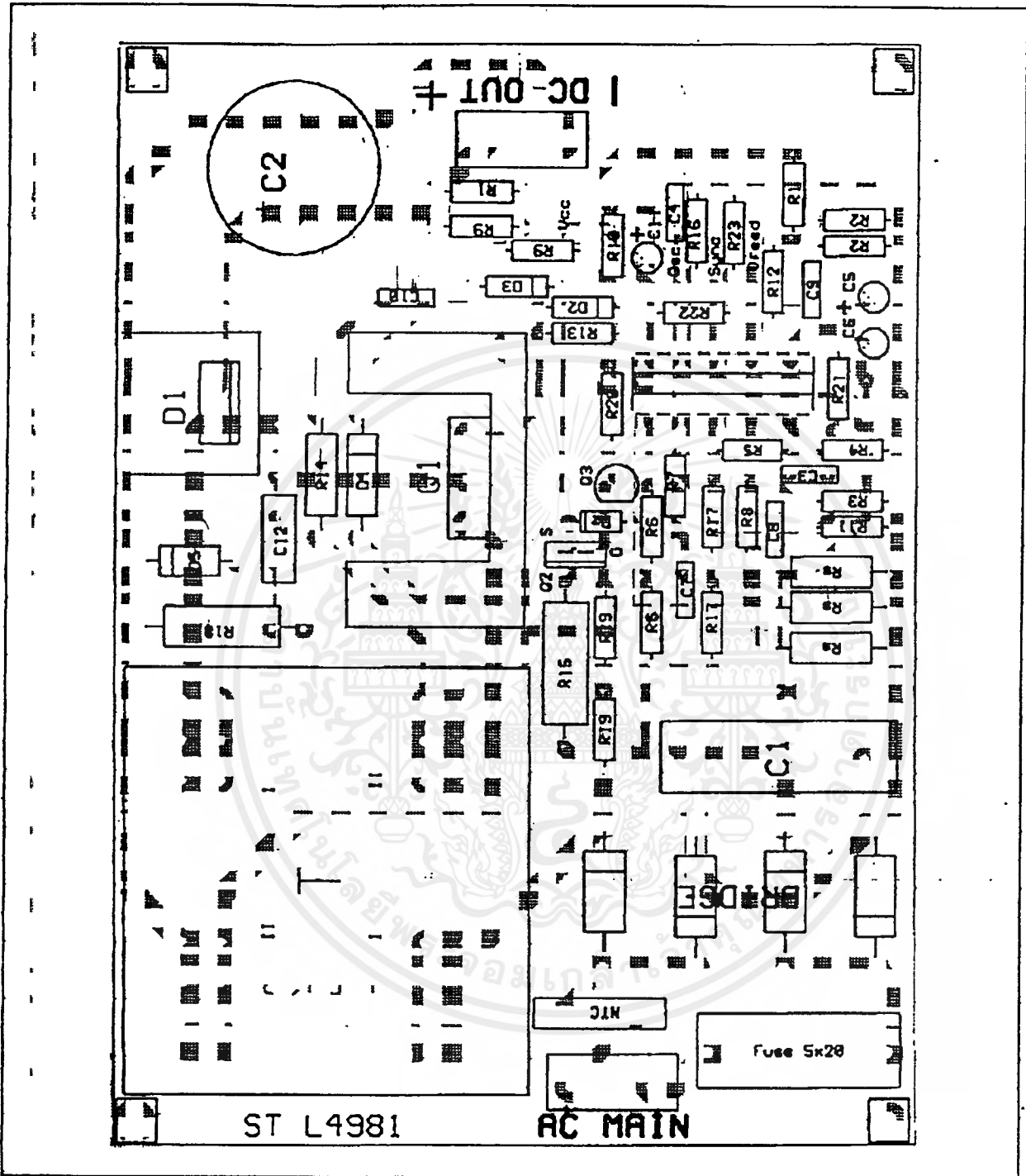
Usually the V_{CC} capacitor (C11 in fig. 19) can be charged by a resistor drawing current from the rectified mains. In the evaluation board instead the start up circuit composed by (Q2+R19+R15+Dz) has been designed to perform a fast and effective supply in all the conditions. Once that the L4981A/B has started, the reference

voltage available at pin 6 by R20 and Q3, ensures Q2 to be turned off.

Programmable Under voltage Lockout

The PCB allows to insert a couple of resistor (R22, R23) to modify the threshold input voltage. Please refer to fig. 16 and table 1.

Figure 20: P.C. Board and Component Layout of Evaluation Board Circuit (1:1 scale).



The evaluation board has been designed using: a faster not dissipative start-up circuit, a diode (D2) to speed-up the MOS start-off time and (even if a single resistor can be used) an external divider to improve the precision of the overcurrent threshold.

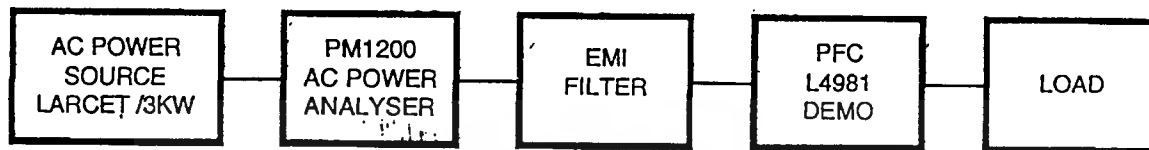
Further there is a possibility to change the input threshold voltage using an external divider (R23 and R22) and if an inrush current problem arises

a NTC resistor can be used.

The PFC demoboard performances has been evaluated testing the following parameters:

PF (power factor), A-THD (percentage of current total harmonic distortion), H3..H9 (percentage of current's n^{th} harmonic amplitude), ΔV_o (output voltage ripple), V_o (output voltage), η (efficiency).

The test configuration, equipments and results are:



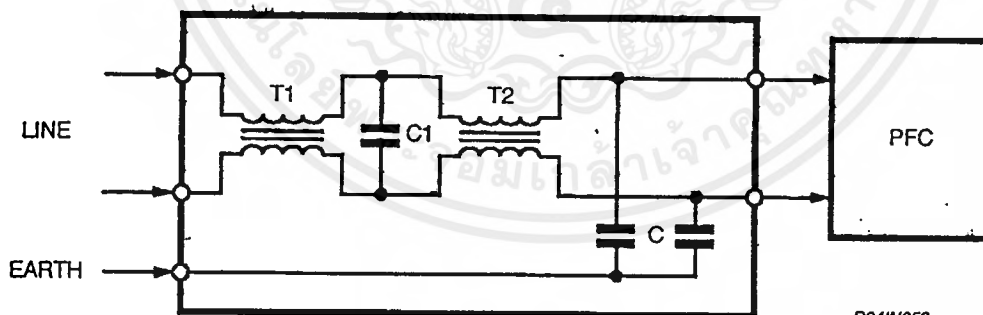
D94IN057

V_i	f	P_i	PF	A-THD	H3	H5	H7	H9	V_o	ΔV_o	PO	η
(V _{rms})	(Hz)	(W)		(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(V)	(V)	(W)	(%)
88	60	222	0.999	2.94	1.98	0.61	0.55	0.70	390	8	200	90.2
110	60	220	0.999	1.79	1.40	0.40	0.31	0.28	392	8	201	91.6
132	60	218	0.999	1.71	1.16	0.40	0.35	0.31	394	8	202	92.8
180	50	217	0.999	1.88	1.52	0.65	0.40	0.34	396	8	203	93.8
220	50	217	0.997	2.25	1.68	0.83	0.57	0.48	398	8	204	94.2
260	50	216	0.995	3.30	1.84	1.30	0.39	0.73	400	8	205	95.2

EMI/RFI FILTER.

The harmonic content measurement has been done using an EMI/RFI filter interposed between

the AC source and the demoboard under test, while the efficiency has been calculated without the filter contribution.



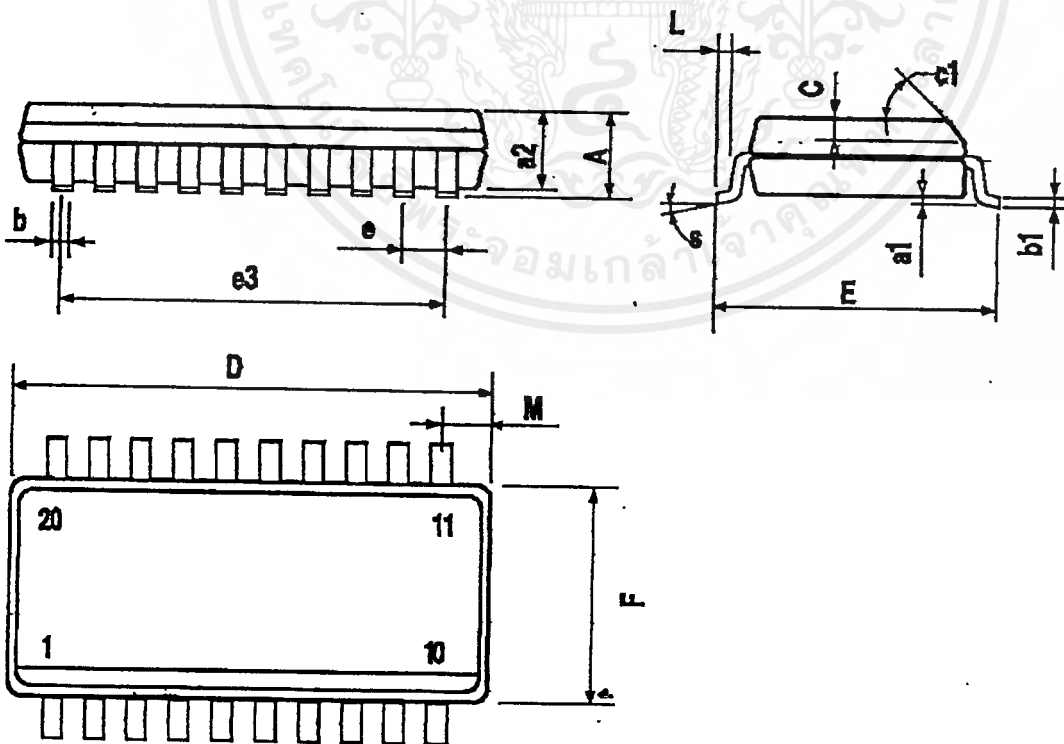
D94IN052

where:

- T1 = 1mH
- C1 = 0.33 μ F, 630V
- T2 = 27mH
- C2 = 2.2nF, 630V

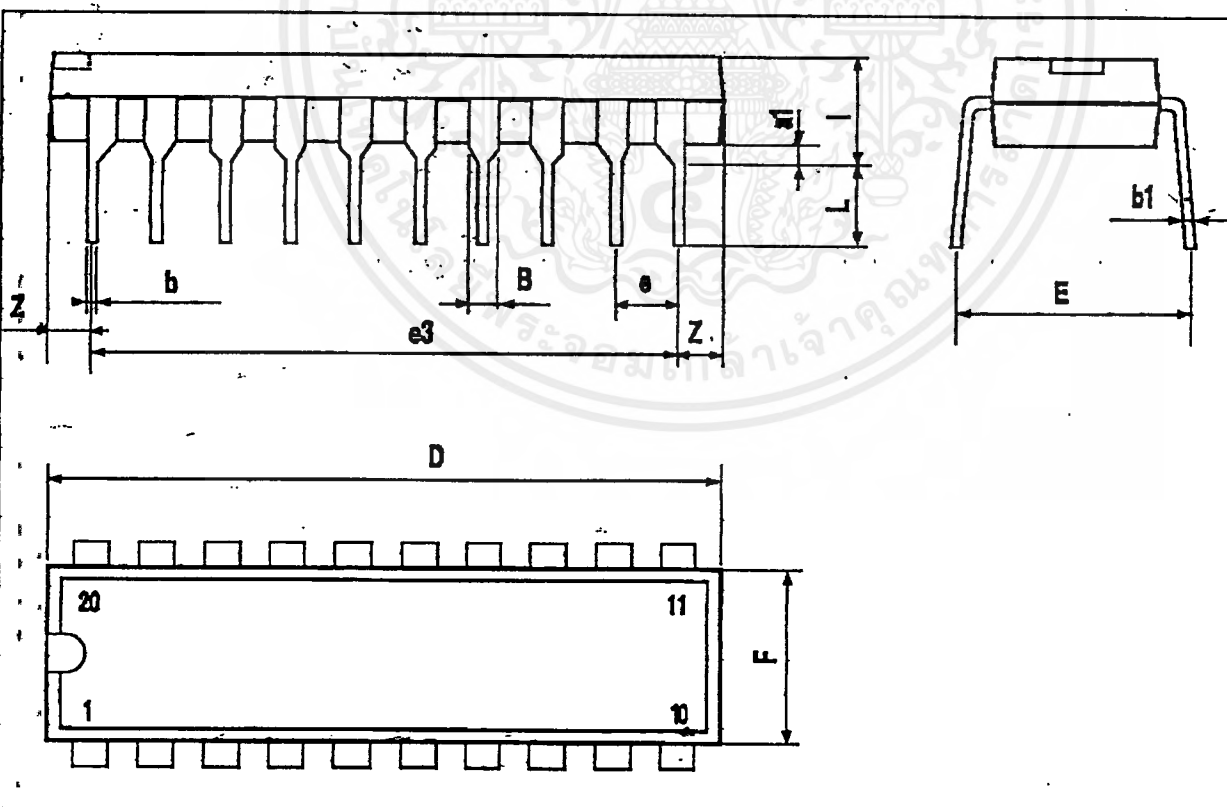
SO20 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			2.65			0.104
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			2.45			0.096
b	0.35		0.49	0.014		0.019
b1	0.23		0.32	0.009		0.013
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D	12.6		13.0	0.496		0.510
E	10		10.65	0.394		0.419
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
F	7.4		7.6	0.291		0.300
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.75			0.030
S	8° (max.)					



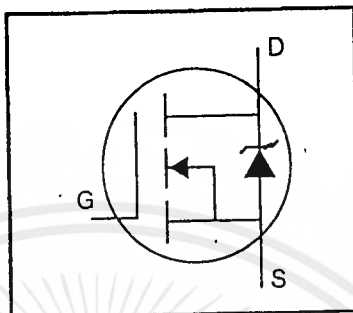
DIP20 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.254			0.010		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.45			0.018	
b1		0.25			0.010	
D			25.4			1.000
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		22.86			0.900	
F			7.1			0.280
l			3.93			0.155
L		3.3			0.130	
Z			1.34			0.053



HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

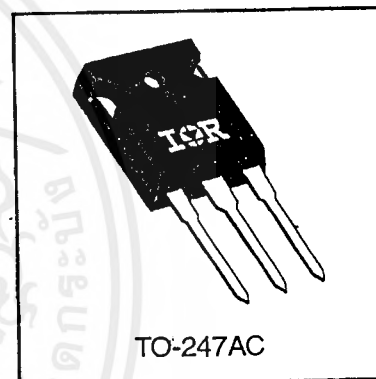
$$R_{DS(on)} = 0.40\Omega$$

$$I_D = 14A$$

Description

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

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



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	14	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	8.7	
I_{DM}	56	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	190	W
	1.5	W/°C
V_{GS}	± 20	V
E_{AS}	760	mJ
I_{AR}	8.7	A
E_{AR}	19	mJ
dv/dt	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	-55 to +150	°C
	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

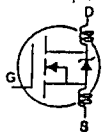
Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	40	

IRFP450



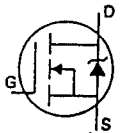
Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.40	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=8.4A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	9.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=8.4A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	150	nC	$I_D=14A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	20		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	80		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	17	—		ns
t_r	Rise Time	—	47	—	$I_D=14A$	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	92	—	$R_G=6.2\Omega$	
t_f	Fall Time	—	44	—	$R_D=17\Omega$ See Figure 10 ④	
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2600	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	720	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	340	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	14	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	56		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.4	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=14A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	540	810	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=14A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.8	7.2	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				



Notes:

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

③ $I_{SD} \leq 14A, di/dt \leq 130A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$

② $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=7.0mH, R_G=25\Omega, I_{AS}=14A$ (See Figure 12)

④ Pulse width $\leq 300 \mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

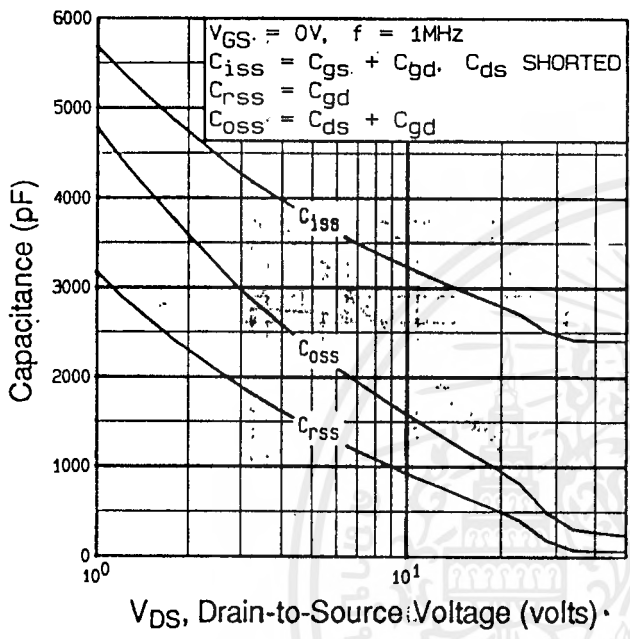


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

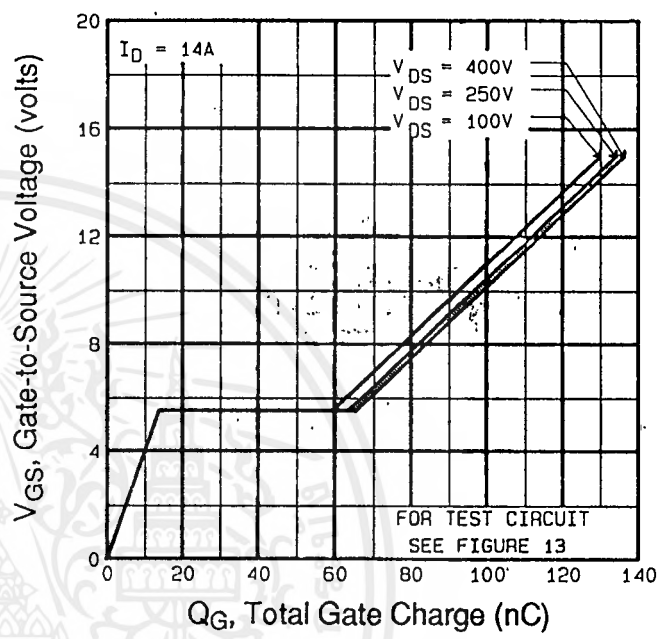


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

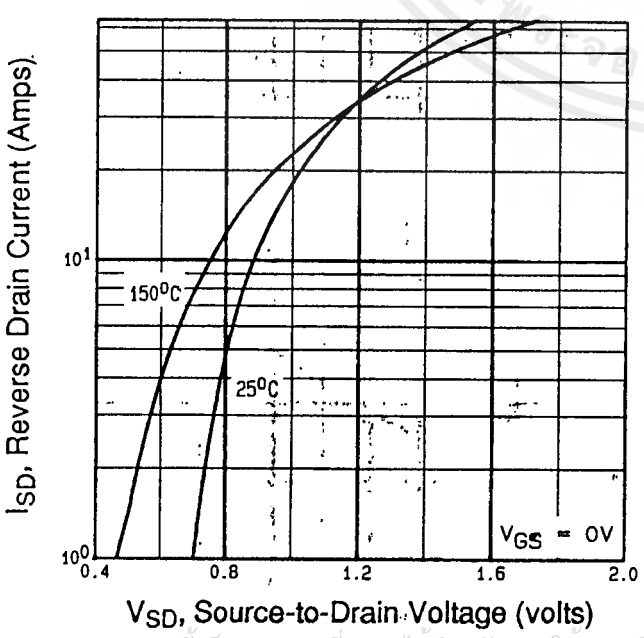


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

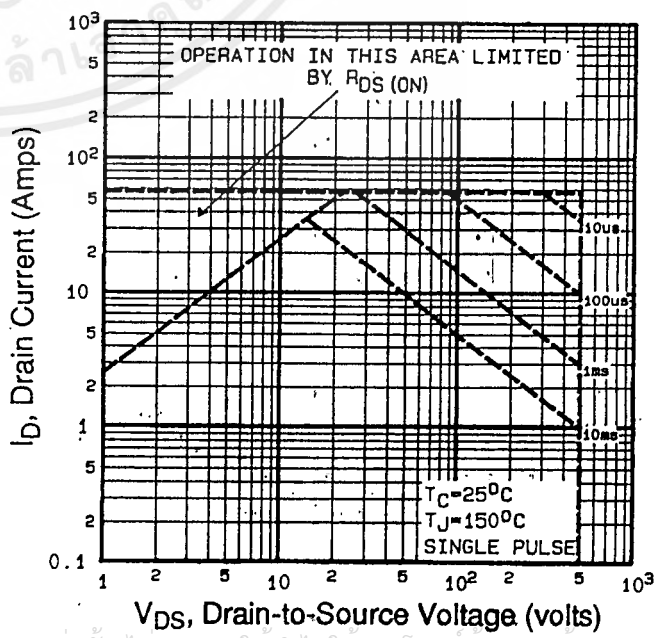


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

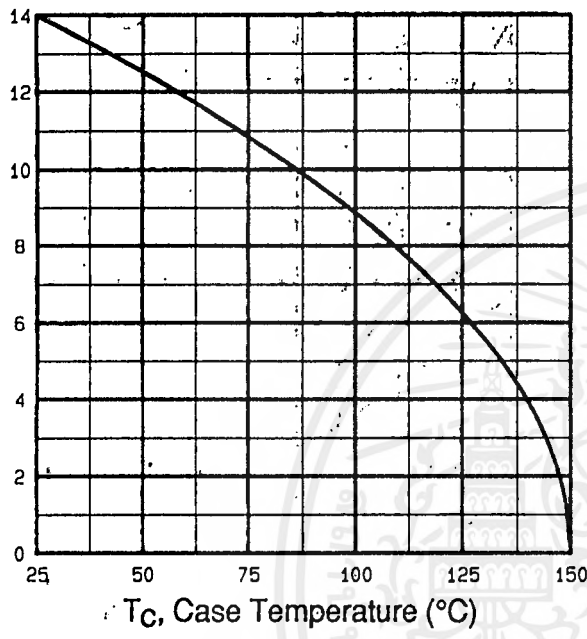


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

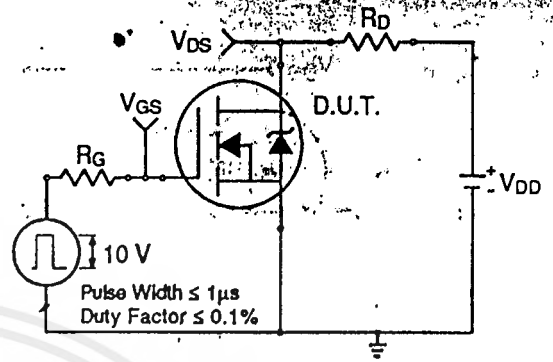


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

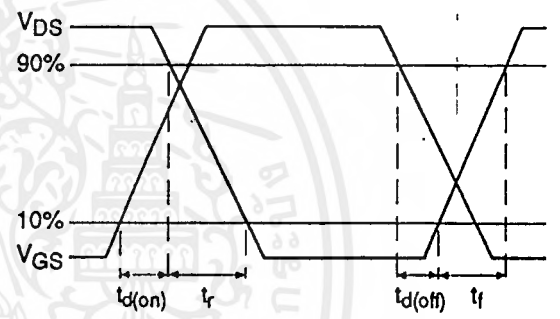


Fig 10b. Switching Time Waveforms

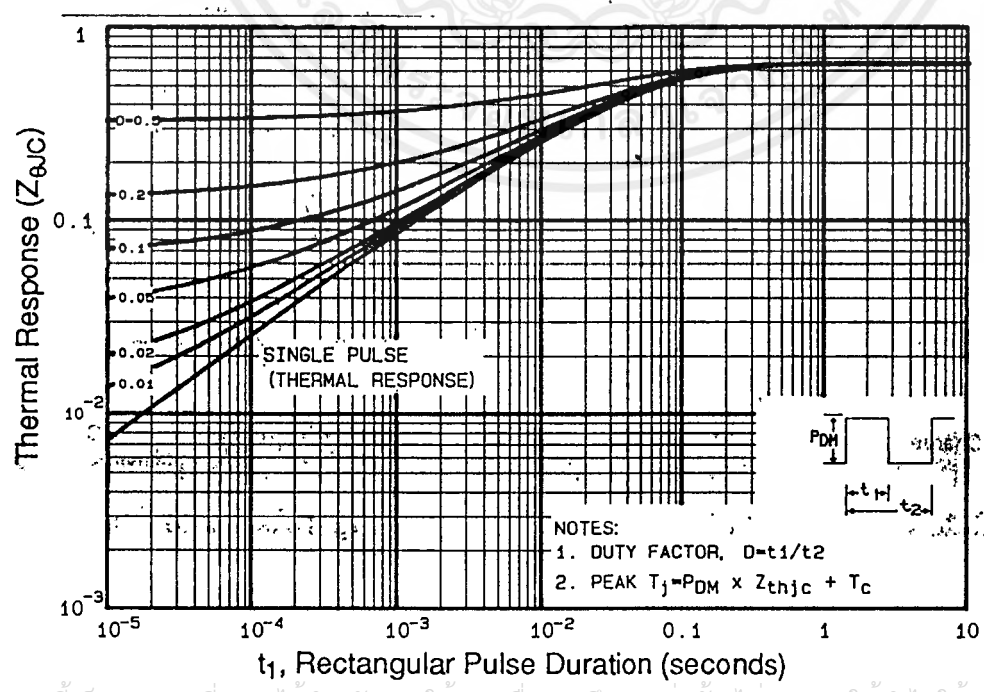


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ผู้อ่านทั้งหมดมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

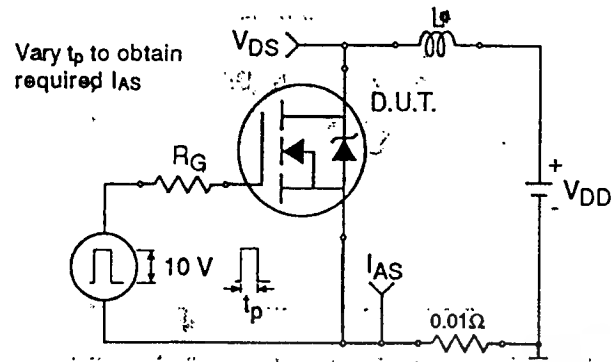


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

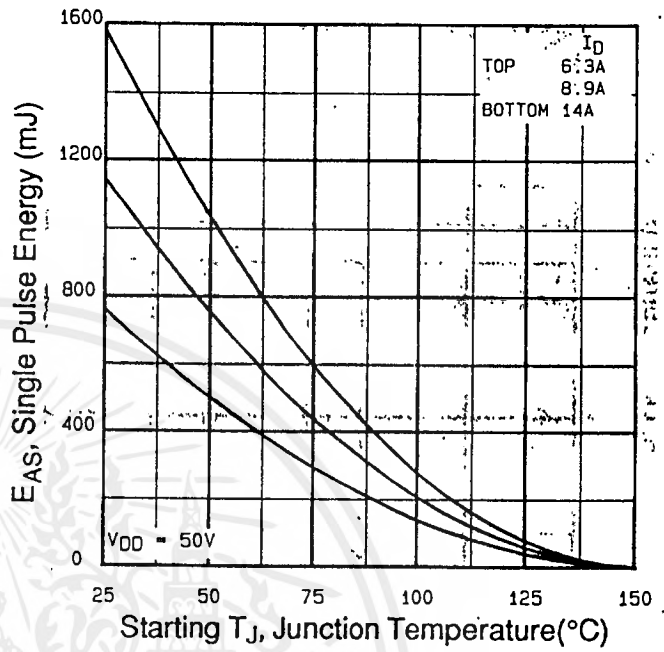


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

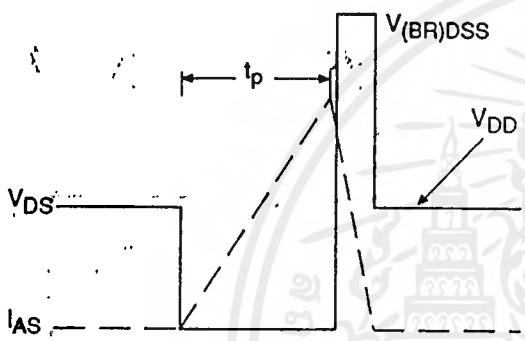


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

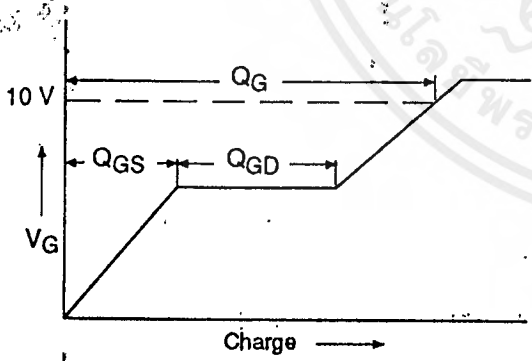


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

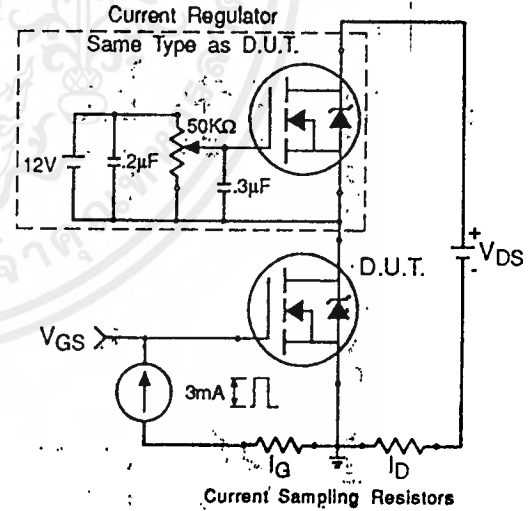


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการเรื่องวงจรชุกและเซปิกคอนเวอร์เตอร์ (C'uk and Sepic Converter)
คณะผู้จัดทำ ไม่สามารถทำงานลุล่วงไปได้ด้วยดี ถ้าหากไม่ได้ข้อเสนอแนะและให้คำปรึกษาทั้งการ
อนุเคราะห์ช่วยเหลือจากบุคคลต่าง ๆ ซึ่งคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างมาก ไว้ ณ ที่นี้

คุณพ่อ คุณแม่ของพวกเราทุกคนที่ให้ความรัก ความอบอุ่นแก่พวกเราทุกคน

อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ให้โอกาส ความรู้ คำปรึกษา และคำแนะนำ
ต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งแก่คณะผู้จัดทำ

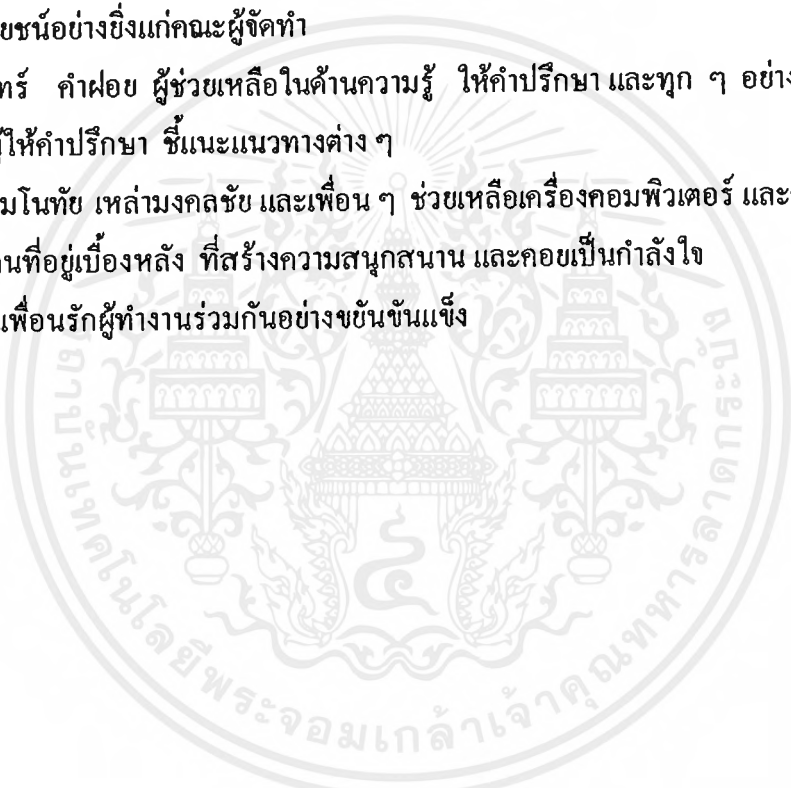
อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย ผู้ช่วยเหลือนในด้านความรู้ ให้คำปรึกษา และทุก ๆ อย่าง

พี่โทมัส ผู้ให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางต่าง ๆ

ขอบคุณ คุณเมโนทัย เหล่ามงคลชัย และเพื่อน ๆ ช่วยเหลือเครื่องคอมพิวเตอร์ และคำแนะนำ

ขอบคุณทุกคนที่อยู่เบื้องหลัง ที่สร้างความสนุกสนาน และคอยเป็นกำลังใจ

และขอบคุณเพื่อนรักผู้ทำงานร่วมกันอย่างขยันขันแข็ง



เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan , T.M. Undeland and W.P.Robbins , Power Electronics , Converters Applications and design , second edition , John Wiley and Sons,1995.
- [2] สุวัฒน์ คั่น , เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย , เอนเทคไทย , พิมพ์ครั้งที่ 1 , มกราคม 2537
- [3]บุญเลิศ มัดศิริ , นนทวัฒน์ จุลเดช , (หลักการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เพื่อแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ ในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง)” ,วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 14 ฉบับที่ 2 มิถุนายน 2541.
- [4]Bo-Tao Lin , Yim-Shu Lee , (Power factor correction using c’uk converters in discontinuous capacitor voltage mode operation) , IEEE Transactions of industrial electronics , vol 44 no5 october 1997.
- [5]D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, F.S. dos Reis and J. Uceda ,(Design criteria for sepic and c’uk converters as power factor preregulators in Discontinuous Conduction mode) , E.T.S.I. Industriales Universidad Politecnica de Madrid , 1992.
- [6]สมบุญรณ์ มาลานนท์ , สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย , แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง , ฟิสิกส์เอ็นเตอร์พ.ศ. 2537
- [7]G.Comandatore and U.Moriconi, Designing a High Power Factor Switching Preregulator with the L4981 Continuous Mode, SGS-THOMSON Microelectronics Application note,AN628/0397, 1997.
- [8]L4981A/B Power Factor Corrector, SGS-THOMSON Microelectronic Advance Data, March 1995.