

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

CONTROL OF DC-DC CONVERTER



โดย
ว่าที่ร้อยตรีกรชัย รัตนบุรี
นายกิตติพงษ์ คอกบัว

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**62328**.....
วัน,เดือน,ปี...**16 ส.ค. 2549**.....

b.....**71627199**.....
i.....

**ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์
CONTROL OF DC-DC CONVERTER

ผู้จัดทำ ว่าที่ร้อยตรีกรชัย รัตนบุรี 46015294
นายกิตติพงษ์ คอกบัว 46015295



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

CONTROL OF DC-DC CONVERTER

โดย

ว่าที่ร้อยตรี.กรชัย รัตนบุรี 46015294

นายกิตติพงษ์ คอกบัว 46015295

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

บทคัดย่อ

ปริญญาโทฉบับนี้นำเสนอการศึกษาและการออกแบบสร้างวงจรดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC – DC Converter) ที่มีการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยวิธีการที่แตกต่างกัน 3 วิธี โดยใช้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรกำลังพื้นฐานในการออกแบบการศึกษา โดยสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบแรงดัน (Voltage mode control) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบกระแส (Current mode control) และวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย (Average current mode control) เพื่อนำไปทดลอง ทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจร และทดสอบถึงผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน แล้วนำผลการทดลองไปเปรียบเทียบหาข้อดีข้อเสียของการควบคุมในแต่ละแบบ ผลจากการศึกษานี้สามารถนำไปเป็นแนวทางในการเลือกวิธีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

CONTROL OF DC-DC CONVERTER

โดย

ว่าที่ร้อยตรี.กรชัย รัตนบุรี 46015294

นายกิตติพงษ์ ดอกบัว 46015295

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ชนินทร์ บุญถักขณานุสรณ์

ABSTRACT

This paper presents the investigating and designing of three types of DC-DC converter, Voltage mode control type, Current mode control type and Average current mode type of DC-DC converter in order to test the voltage regulation property and the response of output voltage when output current is changed immediately then finding the advantages and drawbacks of each type.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สามารถสำเร็จลงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาเป็นอย่างสูงจาก รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำข้อคิดเห็น ให้ความกรุณาเอื้อเฟื้ออุปการะในการทดลอง และความช่วยเหลืออื่นๆ แก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบคุณ ผ.ศ.ดร.นนทวัฒน์ จุลเคชะ ได้ให้ความกรุณาและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ ตลอดจนให้ความเอาใจใส่ตามถึงความก้าวหน้าอย่างสม่ำเสมอ ทำให้ผู้จัดทำมีความกระตือรือร้นและทำงานอย่างเป็นระบบมากขึ้น และยังขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้แก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบคุณ รุ่นที่ปริญญาโทในห้องวิจัยที่ให้คำแนะนำและให้คำปรึกษา รวมถึงการให้ความสนใจถึงความคืบหน้าอย่างสม่ำเสมอ

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอขอบคุณ บิศา มารดา ของคณะผู้จัดทำที่ได้ให้ความสนับสนุนให้โอกาสผู้จัดทำได้เล่าเรียนจนถึงปัจจุบันและเป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำมาโดยตลอดอีกทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญาบัตรฉบับนี้เสร็จสิ้นสมบูรณ์

คณะผู้จัดทำ

ว่าที่ร้อยตรีกรชัย รัตนบุรี

นายกิตติพงษ์ ดอกบัว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 ขอบเขตการวิจัย	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษา	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทำงานของ DC-DC Converter	3
2.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	4
2.1.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	6
2.1.1.1 สถานะที่สวิตช์นำกระแส	6
2.1.1.2 สถานะที่สวิตช์หยุดนำกระแส	8
2.1.1.3 อัตรายาวของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	9
2.1.1.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	9
2.1.1.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	11
บทที่ 3 วิธีควบคุมแรงดันเอาต์พุต	13
3.1 วงจรพีดีบีลิวเอ็ม(PWM)	13
3.2 การควบคุมในโหมดแรงดัน(Voltage mode control)	14
3.3 การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control)	15
3.4 การควบคุมโหมดกระแสเฉลี่ย(Average current mode control)	15
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	17
4.1 การออกแบบสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน	17
4.1.1 การออกแบบสร้างวงจรถูกกำลัง	17

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.1.1.1 การคำนวณและออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	17
4.1.1.2 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ	21
4.1.1.3 การเลือกอุปกรณ์สวิทช์และไดโอดกำลัง	22
4.1.2 การออกแบบการควบคุมแบบแรงดัน	23
4.2 การออกแบบสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส	28
4.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 5V – 2V ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยโดยใช้ UC3886	31
4.3.1 การออกแบบวงจรกำลัง	32
4.3.2 การออกแบบควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	35
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	38
5.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	38
5.1.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบแรงดัน	38
5.1.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบกระแส	39
5.1.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	40
5.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต	41
5.2.1 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน	41
5.2.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส	43
5.2.3 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	45
บทที่ 6 เปรียบเทียบและสรุปผลการทดลอง	47
6.1 เปรียบเทียบการควบคุมแบบแรงดันกับแบบกระแส	47
6.1.1 เปรียบเทียบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	47
6.1.2 เปรียบเทียบผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.2 สรุปผลการทดลอง	49
เอกสารอ้างอิง	50
ภาคผนวก ก. DATA SHEET UC3825	51
ภาคผนวก ข. ตารางแกนเฟอร์ไรต์	60
ภาคผนวก ค. DATA SHEET UC3886	65



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 (ก) วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง – กระแสตรงพื้นฐาน (ข) วงจรสมมูลของสวิตช์ (ค)แรงดันไฟฟ้าด้านออก	3
2.2 แสดงวงจร Buck Converter	5
2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	5
2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส	5
2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส	6
2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส	6
2.7 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	6
2.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	6
2.9 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	8
2.10 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	9
2.11 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในส่วนต่าง ๆ (ก) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	11
3.1 วงจรพีคดับลิฟต์ (ก) รูปวงจรเปรียบเทียบ (ข) รูปคลื่นสัญญาณ	13
3.2 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน (Voltage Mode Control)	14
3.3 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบกระแส (Current Mode Control)	15
3.4 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย(Average current mode control)	16
4.1 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	17
4.2 วงจรแปลงผันแรงดันดีซี – ดีซีแบบบั๊กทำงานในโหมดCCM	23
4.3 วงจรภายในไอซี UC3825	24
4.4 การต่อขาต่าง ๆ ของ UC3825 ให้ทำงานโดยวิธีการควบคุมแบบแรงดัน	25
4.5 วงจรขั้วเกิดของมอสเฟตกำลัง	25
4.6 วงจรแปลงผันแรงดันดีซี – ดีซีแบบบั๊กควบคุมแบบแรงดัน โดย UC3825	28
4.7 การควบคุมแรงดันแบบกระแสในวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	28
4.8 วงจรขั้วเกิดของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรแปลงผันดีซี – ดีซีแบบบั๊ก	29
4.9 รูปวงจรภายใน UC3825	29
4.10 แสดงการต่ออุปกรณ์ใช้ UC3825 ทำงานโดยวิธีควบคุมแบบกระแส	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี – คัตซีแบบบัค ควบคุมแบบกระแสโดย UC3825	30
4.12 รูปวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดันที่สร้างเสร็จแล้ว	31
4.13 รูปวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสที่สร้างเสร็จแล้ว	31
4.14 วงจรภายในของ UC3886	31
4.15 วงจรแปลงผันแรงดันแบบบัค ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่ออกแบบ	35
4.16 รูปแบบการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	35
4.17 รูปแบบการต่ออุปกรณ์ ใช้ UC3886 ผลิตสัญญาณพัลส์ 100 kHz	36
4.18 รูปวงจรบัคควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยโดย UC3886	36
4.13 รูปวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่สร้างเสร็จแล้ว	37
5.1 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน	38
5.2 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส	39
5.3 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	40
5.4 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน	41
5.5 ผลตอบสนองของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบ แรงดัน เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A	42
5.6 ผลตอบสนองของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบ แรงดัน เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 6A	42
5.7 ผลตอบสนองของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบ แรงดัน เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 10A	43
5.8 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส	43
5.9 ผลตอบสนองของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A	44
5.10 ผลตอบสนองของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 6A	44
5.11 ผลตอบสนองของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 10A	45
5.12 การต่อชุดทดลองควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	45

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 ผลตอบสนองของของวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A	46



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ควบคุมแบบแรงดัน	39
5.2 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ควบคุมแบบกระแส	40
5.3 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ควบคุมแบบแรงดัน	41
6.1 เปรียบเทียบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ควบคุมแบบแรงดันและควบคุมแบบกระแส	47
6.2 เปรียบเทียบผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน ของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ที่ควบคุมแบบแรงดัน และแบบที่ควบคุมแบบกระแส	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) เป็นพื้นฐานของแหล่งจ่ายแบบสวิตช์ ซึ่งจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้คงที่ไว้ ซึ่งมีวิธีที่สามารถทำได้หลายแบบด้วยกัน ที่นิยมใช้กันในปัจจุบันมี 2 แบบด้วยกัน คือ ควบคุมแบบแรงดัน (Voltage Mode Control) และควบคุมแบบกระแส (Current Mode Control) และยังมีอีกวิธีการหนึ่งที่จะนำเสนอในปริิณญา นิตยสารฉบับนี้คือ การควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode Control) ในการควบคุมแต่ละแบบจะมีไอซีสำเร็จรูปที่มีคุณสมบัติตรงกับหลักการควบคุมแต่ละแบบทำให้สามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจร Buck Converter ในแบบต่าง ๆ ได้ง่ายขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรแปลงผันแรงแบบบัค (Buck Converter)
2. ศึกษาการควบคุมแรงดันต่าง ๆ กับ 3 วิธีควบคุม คือ ควบคุมแบบแรงดัน ควบคุมแบบกระแส ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย
3. นำทฤษฎีหลักการทำงานของวงจรแปลงผันแรงแบบบัค และวิธีการควบคุมแต่ละแบบมาประยุกต์ให้ใช้งานได้จริง

1.3 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันแรงแบบบัค ที่ทำงานในโหมด (CCM) ศึกษาวิธีการควบคุมแรงดัน 3 วิธี คือ 1. วิธีควบคุมแบบแรงดัน 2. วิธีควบคุมแบบกระแส 3. วิธีควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย ศึกษาคุณสมบัติของไอซีที่ดับบลิวเอ็ม (IC PWM) UC3825 , UC3886 ที่นำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบบ๊ิก
2. นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดัน 3 วิธี คือ ควบคุมแบบแรงดัน ควบคุมแบบกระแส และควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย
3. ทำการออกแบบและสร้างวงจรบ๊ิกคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมด (CCM) และควบคุมต่างกัน 3 วิธี
4. ทำการทดลองวิธีการควบคุมทั้ง 3 ชนิด
5. สรุปผลการทดลอง

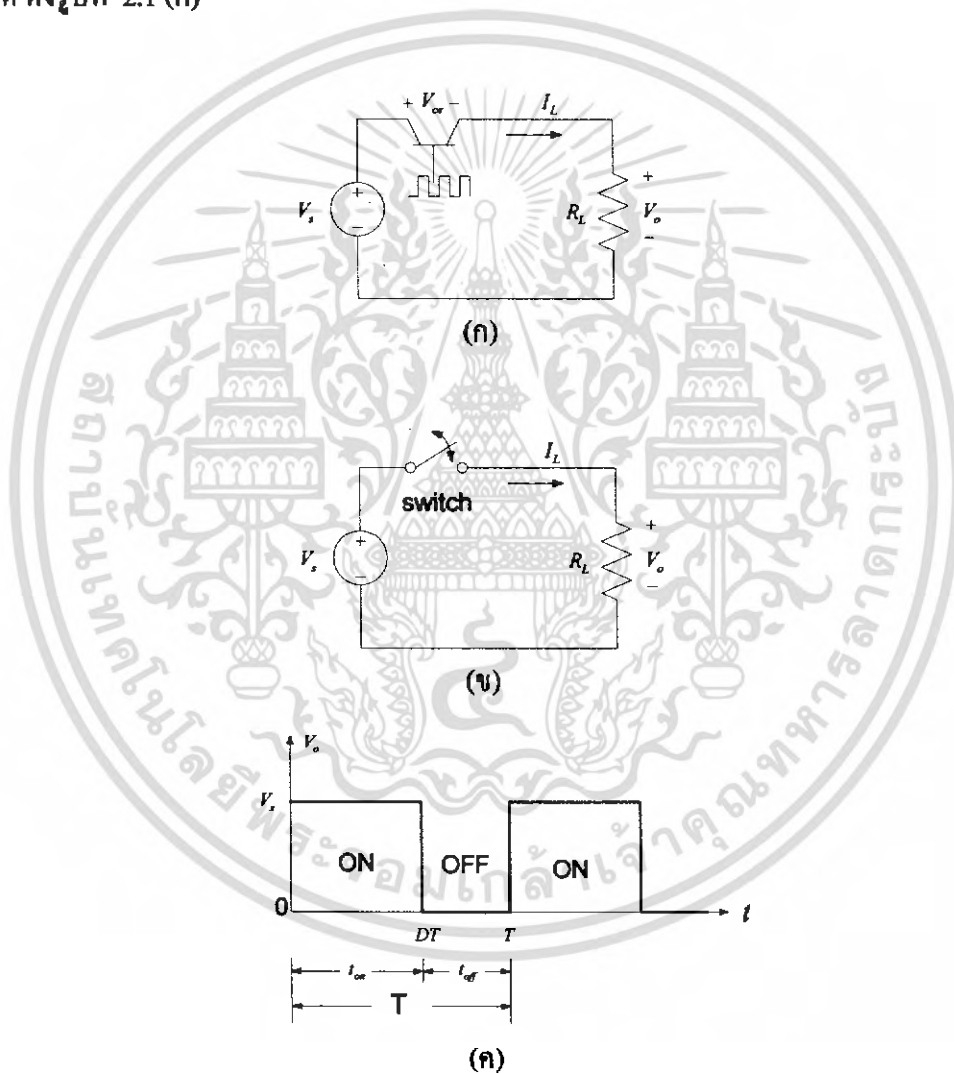


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงานของ DC-DC Converter

วงจรแปลงผันแรงดัน DC-DC อาศัยหลักการทำงานแบบสวิตช์ ที่ทำงานด้วยคาบเวลาคงที่ ซึ่งจะมีโหมดการทำงานของสวิตช์ อยู่ 2 โหมด คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส โดยสวิตช์จะเป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ซึ่งมีวงจรพื้นฐาน ทำงานดังรูปที่ 2.1 (ก) วงจรสมมูลของสวิตช์ ดังรูปที่ 2.1 (ข) และมีสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ดังรูปที่ 2.1 (ค)



รูปที่ 2.1 (ก) วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง – กระแสตรงพื้นฐาน
(ข) วงจรสมมูลของสวิตช์
(ค) แรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

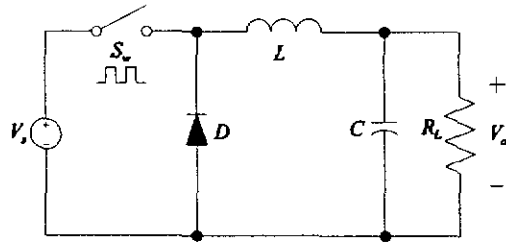
จากวงจรจะเห็นว่าขณะที่สวิตช์นำกระแสแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งแสดงสัญญาณ ดังรูปที่ 2.1 (ค) จะสามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเฉลี่ยได้จากสมการที่ (2.1)

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_o(t) dt + \int_{DT}^T v_o(t) dt \right) \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_s dt + \int_{DT}^T 0 dt \right) \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_s dt + 0 \right) \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_s dt \\
 &= \frac{1}{T} [v_s t]_0^{DT} \\
 &= \frac{1}{T} v_s DT - \frac{1}{T} v_s \cdot 0 \\
 V_o &= V_s D
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

เมื่อ V_o = แรงดันไฟฟ้าด้านออก
 V_s = แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย
 D = คิวตี้ไซเคิล

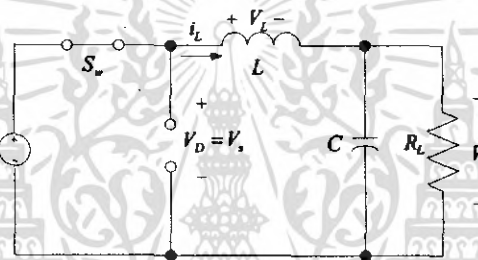
2.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์(Buck converter)

วงจรทอนระดับแรงดันบัคคอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าไฟฟ้าด้านเข้า ซึ่งอาศัยหลักการทำงานปิด – เปิด ด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ ในโครงงานนี้ใช้มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์ที่ทำงานด้วยความถี่สูง และทางด้านเอาต์พุตของวงจร มีโลทาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter) เพื่อทำให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกมีความเป็นกระแสตรงมากขึ้น จะแสดงวงจรกำลัง ดังรูปที่ 2.2

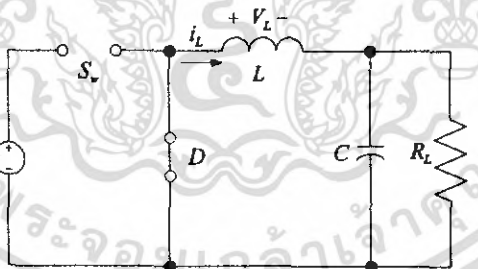


รูปที่ 2.2 แสดงวงจร Buck Converter

การทำงานจะมี 2 ลักษณะ คือ ช่วงที่สวิตช์นำกระแส ดังรูปที่ 2.3 และช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งการนำกระแสและหยุดนำกระแสของสวิตช์จะเกิดขึ้นด้วยความถี่คงที่



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส

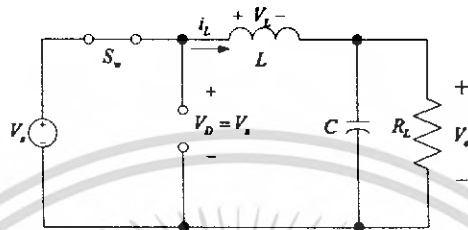
การควบคุมให้สวิตช์ทำงานปิด - เปิด ด้วยความถี่คงที่จะกล่าวถึงในบทถัดไป (บทที่ 3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

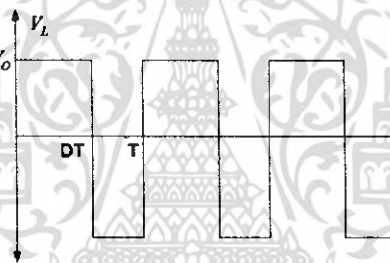
2.1.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

2.1.1.1 สถานะที่สวิตช์นำกระแส

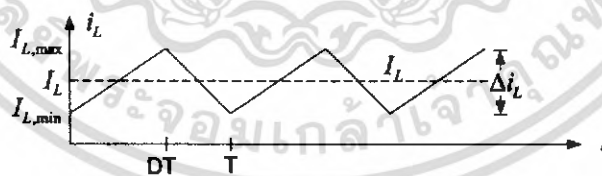
ขณะที่สวิตช์นำกระแส ไดโอดได้รับแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับ ทำให้ไดโอดไม่นำกระแส จึงทำให้กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่องแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นดังรูปที่ 2.6 และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดขึ้น ดังรูป 2.7 (ช่วงที่สวิตช์นำกระแส)



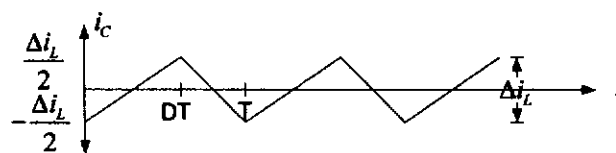
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.7 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 ใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันไฟฟ้าของวงจรซึ่งจะได้สมการแรงดันไฟฟ้าตกรวมตัวเหนี่ยวนำของสมการที่ (2.2) หรือสมการที่ (2.3)

$$-V_s + V_L + V_o = 0$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.2)$$

หรือ $V_L = V_D - V_o \quad (2.3)$

เมื่อ $V_D = V_s$

จากคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

แทนค่า V_L ลงในสมการที่ (2.3) จะได้ว่า

$$L \frac{di}{dt} = V_s - V_o$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

ช่วงที่สวิตช์นำกระแส

$$\Delta t = DT$$

$$\frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

จะได้สมการ Δi_L ในช่วงที่สวิตช์นำกระแสดังนี้

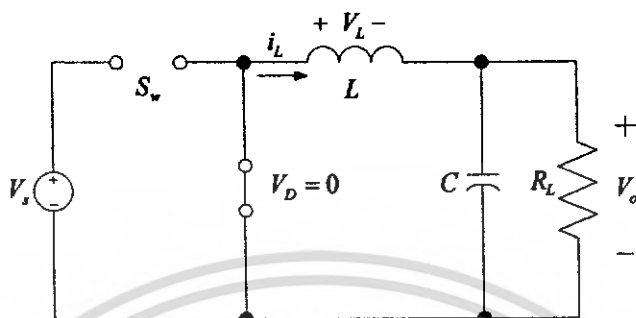
$$\Delta i_{L(\text{closed})} = \left(\frac{V_D - V_o}{L} \right) DT \quad (2.4)$$

หรือ

$$\Delta i_{L(\text{closed})} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.5)$$

2.1.1.2 สถานะที่สวิตช์หยุดนำกระแส

ขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส ไดโอดได้รับแรงดันไฟฟ้าทำให้ไดโอดทำหน้าที่นำกระแส ดังรูปที่ 2.9 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ $-V_o$



รูปที่ 2.9 วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

จากรูปใช้กฎของเคอร์ชอฟที่ จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.6)

$$V_L = -V_o \quad (2.6)$$

แทนค่า

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{ลงในสมการที่ (2.6)}$$

$$L \frac{di}{dt} = -V_o$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L}$$

ช่วงที่สวิตช์นำกระแส $\Delta t = (1-D)T$ แทนค่าลงในสมการข้างต้น

$$\frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L}$$

จะได้สมการอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_L

$$\Delta i_{L(\text{opened})} = \frac{-V_o}{L} (1-D)T \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.3 อัตราขยายของวงจรมัลติเพล็กซ์

วงจรมัลติเพล็กซ์จะทำงานให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกมีค่าคงที่จะเกิดขึ้นได้เมื่อ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่สวิตช์นำกระแสและช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแสรวมกันมีค่าเท่ากับศูนย์ทุกช่วงเวลา

จากเงื่อนไขสามารถเขียนเป็นเงื่อนไขได้ดังสมการที่ (2.8)

$$\Delta i_{L(\text{closed})} + \Delta i_{L(\text{opened})} = 0 \quad (2.8)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \frac{V_o}{L}(1-D)T = 0 \quad (2.9)$$

$$\frac{T}{L}[(V_s - V_o)D - V_o(1-D)] = 0$$

$$(V_s - V_o)D - V_o(1-D) = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

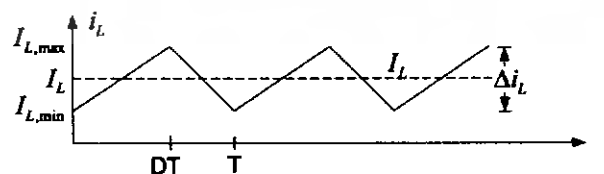
$$V_s D - V_o = 0$$

ซึ่งจะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรมัลติเพล็กซ์ ดังสมการที่ (2.10)

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) และคุณสมบัติของวงจรมัลติเพล็กซ์ จะพบว่า ค่า D จะมีค่าได้ไม่เกิน 1 เพราะแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกจะต้องมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเสมอ

2.1.1.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.10 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ กระแสที่ไหลผ่านโหลดซึ่งเขียนเป็นสมการ ได้ดังสมการที่ (2.11)

$$\begin{aligned} I_L &= I_R \\ I_L &= \frac{V_o}{R} \end{aligned} \quad (2.11)$$

การวิเคราะห์หาค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะวิเคราะห์ในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส จากรูป 2.10 พบว่าถ้าต้องการทราบค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดจากการนำค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกับครึ่งหนึ่งของอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Δi_L) ซึ่งเขียนเป็นความสัมพันธ์ในรูปสมการ ได้ดังสมการที่ (2.12)

$$\begin{aligned} I_{L,max} &= I_L + \frac{\Delta i_{L(OPENED)}}{2} \\ &= \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] \\ I_{L,max} &= V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \end{aligned} \quad (2.12)$$

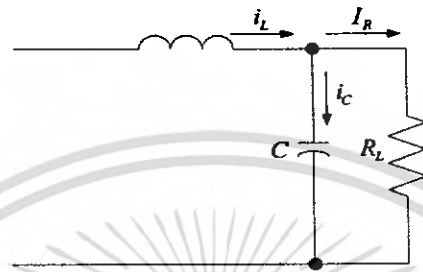
เมื่อ $T = \frac{1}{f}$

$$\begin{aligned} I_{L,min} &= I_L - \frac{\Delta i_{L(opened)}}{2} \\ &= \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] \\ I_{L,min} &= V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

จากสมการ $I_{L,min}$ สามารถนำไปกำหนดการทำงานของวงจร จะให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) หรือโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) ซึ่งจะกล่าวในบทการออกแบบวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

2.1.1.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต

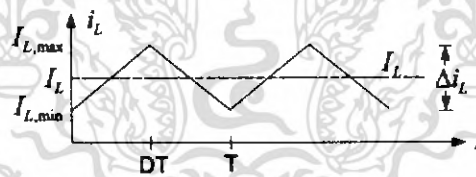
ถึงแม้ว่าในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จะมีวงจรกรองความถี่แล้วก็ตามแต่ก็ไม่สามารถที่จะทำให้แรงดันทางด้าออก (V_o) เรียบได้ตามอุดมคติ เนื่องจากความจำกัดทางด้านอุปกรณ์ พิจารณาจากรูปของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์



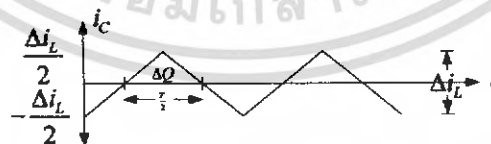
รูปที่ 2.11 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในส่วนต่างๆ

จากรูปที่ 2.11 หากกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุได้ยาก

$$i_c = i_L - I_R \quad (2.14)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.12 (ก) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

(ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาช่วงตัวเก็บประจุสะสมประจุ ซึ่งจากคุณสมบัติของตัวเก็บประจุจะไดสมการของประจุ

$$\begin{aligned} Q &= CV_o \\ \Delta Q &= C \Delta V_o \\ \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C} \end{aligned} \quad (2.15)$$

ถ้า ΔQ สามารถคำนวณหาจากพื้นที่ใต้กราฟของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \frac{\Delta i_{L(\text{opened})}}{2} \quad (2.16)$$

เมื่อแทนค่า ΔQ ลงในสมการที่ (2.15) (พิจารณาที่ขนาด)

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \right) \frac{V_o}{L} (1-D) T \\ &= \frac{T^2 (1-D)}{8LC} V_o \end{aligned}$$

จะได้ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

$$\Delta V_o = \frac{(1-D)V_o}{8LCf^2} \quad (2.17)$$

และจะได้ค่าอัตราระลอกคลื่น (Ripple Ratio)

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.17) ถ้าต้องการทำให้ระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าของวงจรมีค่าน้อยลงซึ่งก็หมายความว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกเรียบมากขึ้นสามารถทำได้สองแนวทางคือ พยายามทำให้เศษของสมการที่ (2.17) มีค่าน้อยที่สุดก็คือทำให้ค่า D มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง อีกวิธีหนึ่งคือทำให้ค่าส่วนของสมการที่ (2.17) มีค่ามากๆ โดยค่าเพิ่มค่าของตัวเหนี่ยวนำ หรือเพิ่มค่าตัวเก็บประจุ หรือเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ให้มากขึ้น ก็จะทำให้สามารถลดค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้

บทที่ 3

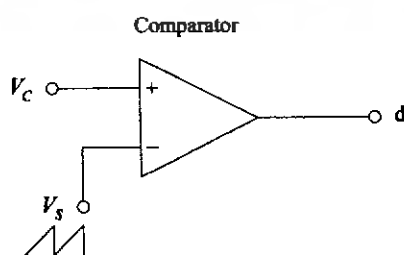
วิธีควบคุมแรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คัตซี สามารถควบคุมให้คงที่ได้ด้วยการปรับค่าคัตซีไซเคิลของสวิตช์ โดยความถี่มีค่าคงที่โดยวิธีการควบคุม 2 แบบ คือ การควบคุมแบบแรงดัน (Voltage Mode Control) และการควบคุมแบบกระแส (Current Mode Control) ซึ่งในปริิมาณนี้จะศึกษาและเปรียบเทียบข้อแตกต่างของการควบคุมทั้งสองแบบและนำเสนอการควบคุมอีกแบบคือ การควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย โดยใช้ IC เบอร์ UC3886

3.1 วงจรพีดับบลิวเอ็ม (PWM)

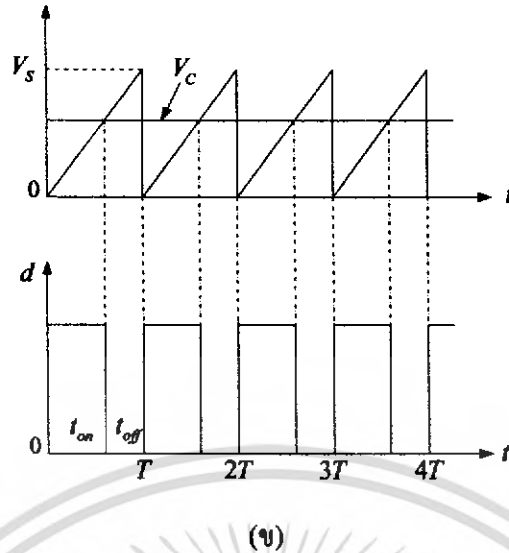
วงจรพีดับบลิวเอ็มทำหน้าที่ปรับค่าคัตซีไซเคิลที่เป็นสัญญาณสำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์สร้างจากวงจรพีดับบลิวเอ็ม โดยวงจรจะมีการเปรียบเทียบสัญญาณสองสัญญาณด้วยตัวเปรียบเทียบ (Comparator) ดังรูปที่ 3.1 (ก) ซึ่งสัญญาณเปรียบเทียบทั้งสองคือ สัญญาณคลื่นฟันเลื่อย (Sawtooth Signal, V_s) ที่มีความสูงของรูปคลื่น (Peak to peak) เท่ากับ V_s และมีความถี่เท่ากับความถี่ในการสวิตช์ ($F_s = 1/T_s$) ที่ต้องการและสัญญาณเปรียบอีกสัญญาณคือ สัญญาณควบคุม (Control Signal, V_c)

เมื่อสัญญาณควบคุมถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่และขนาดของสัญญาณที่แน่นอน สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของรูปสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย หรือความถี่ในการสวิตช์ แต่มีความกว้างของช่วงเปิด - ปิด ของสัญญาณเป็นไปตามค่าของสัญญาณควบคุม ดังรูปที่ 3.1 (ข) กล่าวคือ หากสัญญาณควบคุมมีค่ามากขึ้นความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้จะมากขึ้นตาม แต่หากแรงดันควบคุมมีค่าน้อยลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้ก็จะน้อยลงเช่นกัน



(ก)

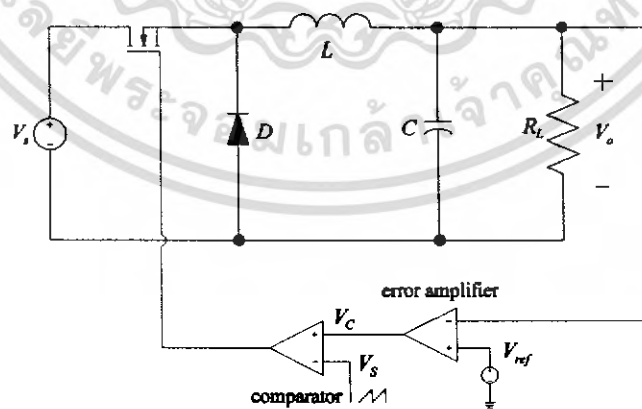
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 วงจรพีล็บลิวเอ็ม (ก) รูปวงจรเปรียบเทียบ (ข) รูปคลื่นสัญญาณ

3.2 การควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control)

การควบคุมในโหมดแรงดันแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 แรงดันไฟฟ้าด้านออก V_o ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยังวงจรรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากวงจรรขยายความผิดพลาดจะเป็นสัญญาณควบคุม (V_c) เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพื้นเลื้อย (Comparator) เพื่อสร้างสัญญาณพีล็บลิวเอ็ม (PWM) ไปขับเกดของมอสเฟตเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ได้

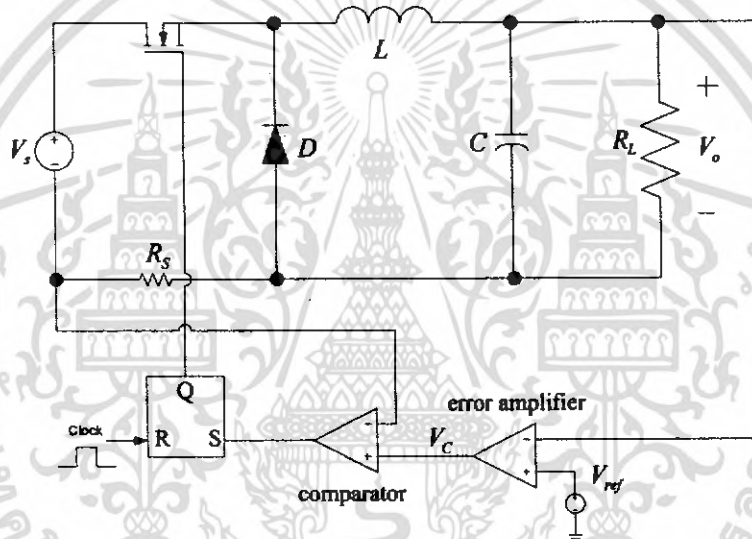


รูปที่ 3.2 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน (Voltage Mode Control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การควบคุมในโหมดกระแส (Current Mode Control)

การควบคุมในโหมดกระแส มีหลักการการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ในแต่ละคาบของการสวิตช์สัญญาณนาฬิกา(Clock) ความถี่ที่จะเซต Rs Flip – Flop ทำให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า V_o ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยังวงจรรขยายความผิดพลาด สัญญาณผิดพลาด (V_c) จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s (ซึ่งก็คือสัญญาณกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต) เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s มีค่ามากกว่า R_s Flip – Flop จะถูกรีเซตทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้าโดยวิธีการดังกล่าวนี้ความกว้างพัลส์ของสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม(PWM)จะเปลี่ยนแปลงเพื่อชดเชย V_o ที่เปลี่ยนแปลงไป

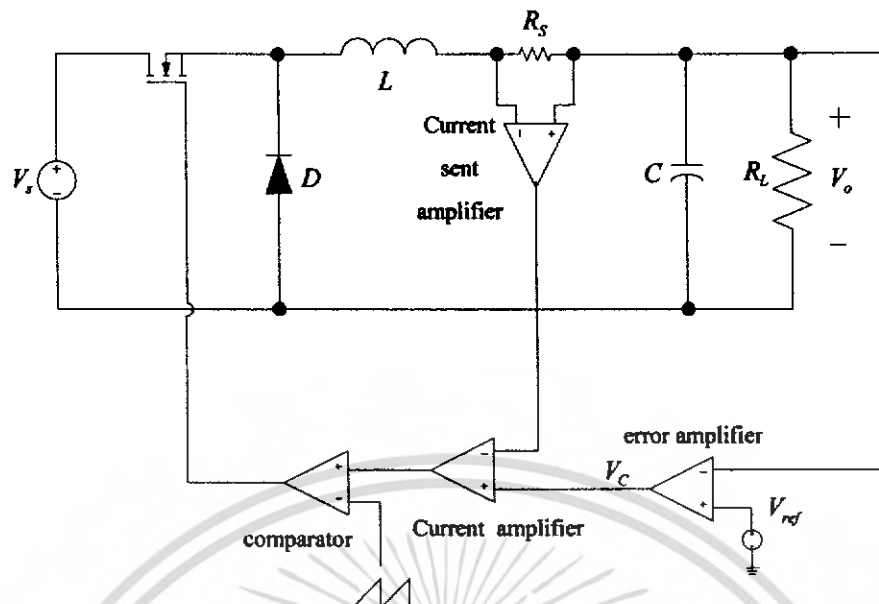


รูปที่ 3.3 วงจรมักคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบกระแส (Current Mode Control)

3.4 การควบคุมโหมดกระแสเฉลี่ย (Average current mode control)

ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยเป็นอีกแนวทางหนึ่ง ที่ใช้ในการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรมักคอนเวอร์เตอร์ โดยหลักการควบคุม จะมีการป้อนกลับสัญญาณกระแส(แรงดันที่ตกคร่อม ตัวต้านทานตรวจจับกระแส) มาผ่านวงจรรขยายความผิดพลาดกระแส (Current Amplifier) โดยมีสัญญาณจากวงจรรขยายความผิดพลาดแรงดันเป็นสัญญาณอ้างอิง ก็จะได้สัญญาณควบคุมออกมา ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพื้นเลื้อยที่วงจรเปรียบเทียบ จากนั้นก็จะได้สัญญาณที่ดับบลิวเอ็มออกมา ไปควบคุมสวิตช์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ต่อไป ซึ่งมีไดอะแกรมการควบคุมดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย (Average current mode control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

ในบทนี้ จะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คัตซี แบบบัคที่ทำงานในโหมดกระแสแบบต่อเนื่อง CCM เพียงอย่างเดียว แต่มีการควบคุมแรงดันทางด้านออกแตกต่างกันออกไป 3 วิธีด้วยกันคือ ควบคุมแบบแรงดัน (Voltage Mode Control) ควบคุมแบบกระแส (Current Mode Control) และควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode Control)

4.1 การออกแบบสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน

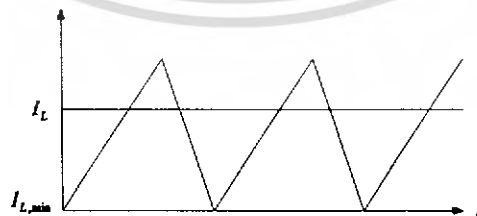
คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบแรงดันทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง(CCM)

$$V_i = 20 - 25 \text{ V} \quad V_o = 5 \text{ V} \quad I_o = 1 - 10 \text{ A} \quad F_s = 100 \text{ kHz}$$

4.1.1 การออกแบบสร้างวงจรกำลัง

4.1.1.1 การคำนวณและออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

เงื่อนไขที่สำคัญทำให้วงจรทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) ก็กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นบวกเสมอ ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งในบทที่ 2 ได้มีการหาที่มาของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแล้วนั้น ถ้าต้องการให้วงจรทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) จะต้องกำหนดให้สมการที่ (2.13) มีค่ามากกว่า 0



รูปที่ 4.1 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.13)

$$I_{L,\min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right]$$

ให้ $I_{L,\min} = > 0$

จะได้ $V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] > 0$

$$\frac{1}{R} > 0$$

$$L > \frac{(1-D)}{2f} R \quad (4.1)$$

จะได้เงื่อนไขที่ทำให้วงจรทำงานในโหมดนำกระแสอย่างต่อเนื่อง (CCM) ดังสมการที่ (4.1) ใช้คำนวณหาค่า L ที่น้อยที่สุดที่ยังทำให้วงจรทำงานในโหมดนำกระแสอย่างต่อเนื่อง (CCM) โดยแทนค่า $D = D_{\min}$ และ $R = R_{\max}$ ในสมการที่ (4.1) ได้สมการ L_{\min} ดังสมการที่ (4.2)

$$L_{\min} = \frac{(1-D_{\min})R_{\max}}{2f} \quad (4.2)$$

เมื่อ D_{\min} คือ ค่าดิวิตีไอเกิดต่ำสุด

R_{\max} คือ ค่าความต้านทานสูงสุดของโหลด

f คือ ความถี่ในการสวิตช์

L_{\min} คือ ค่าความเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด (CCM)

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรสามารถหาค่า D_{\min} ได้ดังนี้

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_{s,\max}} = \frac{5}{25} = 0.2$$

แทนค่า $D_{\min} = 0.2$ $f_s = 100$ kHz และ $R_{\max} = 5 \Omega$ ในสมการที่ (4.2) จะได้

$$\begin{aligned} L_{\min} &= \frac{(1-0.2)(5)}{2 \times 100 \text{ kHz}} \\ &= 20 \times 10^{-6} \text{ H} \\ &= 20 \mu\text{H} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้มั่นใจได้ว่าวงจรทำงานในโหมด (CCM) จริง ๆ จึงเลือกค่าความเหนี่ยวนำให้มากกว่า $20 \mu\text{H}$ ดังนั้นเลือกค่า $L = 50 \mu\text{H}$ และเมื่อเลือกค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นจะทำให้วงจรมีค่า ripple ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกลดลงด้วย

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่อิ่มตัวแม้ในขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้กัน (วิธีการกำหนดขนาดของแกนด้วยค่าผลคูณของพื้นที่ (Area Product, A_p) ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกน (Window, Area A_w) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (4.3)

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}} \quad (4.3)$$

- เมื่อ
- A_p คือ ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่บรรจุขดลวด
 - A_c คือ พื้นที่ตัดขวางของแกน
 - A_w คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
 - E คือ พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
 - k_w คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
 - k_c คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอส (RMS) ของตัวเหนี่ยวนำ (Crest Factor)
 - J คือ ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
 - B_{\max} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่ (4.4)

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 \quad (4.4)$$

เมื่อ

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2}$$

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร

$$\begin{aligned} I_L &= I_o = 10 \text{ A} \\ \Delta I_L &= 10\% I_L \\ &= \frac{10}{100} (10) \\ &= 1 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$I_{L,max} = 10 + \frac{1}{2} = 10.5 A$$

แทนค่า $I_{L,max} = 10.5 A$, $L = 55 \mu H$ ลงในสมการที่ (4.4)

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2}(55 \times 10^{-6})(10.5)^2 J \\ &= 3.03 \times 10^{-3} J \end{aligned}$$

แทนค่า $E = 3.03 \times 10^{-3} J$, $k_w = 0.6$, $k_c = 1$

$J = 3 \times 10^6 A/m^2$ และ $B_{max} = 0.27$ ลงในสมการที่ (4.3)

$$\begin{aligned} A_p &= A_c A_w = \frac{2(3.03 \times 10^{-3})}{(0.6)(1)(3 \times 10^6 A/m^2)(0.2)} \\ &= 1.6833 \times 10^{-8} \\ &= 1.6833 \times 10^{-12} \\ &= 168333 \text{ mm}^4 \end{aligned}$$

จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์ แบบ ETD49 ซึ่งมี $A_p = 57181 \text{ mm}^4$

$H_c = 211 \text{ mm}^2$, $A_w = 271 \text{ mm}^2$ ซึ่งค่าผลคูณนี้ใน A_p มากกว่าค่าที่คำนวณได้

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้แผ่นทองแดงเพื่อจ่ายลวดปริมาณฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจาก

การพันลวดทองแดงจำนวนหลายเส้น โดยจำนวนรอบของแผ่นทองแดง

คำนวณได้จากสมการที่ (4.5)

$$N = \frac{L I_{L,max}}{A_c B_{max}} \quad (4.5)$$

โดยที่

N คือ จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัว L

แทนค่า $I_{L,max} = 10.5 A$, $L = 55 \mu H$, $A_c = 211 \text{ mm}^2$, $B = 0.2$ ลงในสมการที่ (4.5)

$$\begin{aligned} N &= \frac{(55 \times 10^{-6})(10.5)}{(211 \text{ mm}^2)(0.2)} \\ &= \frac{(55 \times 10^{-6})(10.5)}{(211 \times 10^{-6})(0.2)} \\ &= 13.68 \\ N &\approx 14 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะความกว้างของช่องอากาศ (Airgap) ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการที่ (4.6)

$$L_g = \frac{\Delta\pi \times 10^{-7} A_c}{L} \quad (4.6)$$

แทนค่า $N = 14$, $A_c = 211 \text{ mm}^2$, $L = 55 \mu\text{H}$ ลงในสมการที่ (4.6)

$$\begin{aligned} L_g &= \frac{\Delta\pi \times 10^{-7} (14)^2 (211 \text{ mm}^2)}{55 \times 10^{-6} \text{ H}} \\ &= \frac{\Delta\pi \times 10^{-7} (14)^2 (211 \times 10^{-6})}{55 \times 10^{-6}} \\ &= 0.94 \times 10^{-3} \text{ m} \\ &= 0.94 \text{ mm} \end{aligned}$$

4.1.1.2 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่พิจารณาจากสมการค่ารีปเบิ้ลของแรงดันเอาต์พุตสมการที่ (2.17) จะได้สมการที่ใดคำนวณหาค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (4.7)

จาก

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{(1 - D_{\min}) V_o}{8 L c f_s^2} \\ &= \frac{V_o (1 - D_{\min})}{\Delta V_o 8 L c f_s^2} \end{aligned} \quad (4.7)$$

แทนค่า $\Delta V_o = 0.5\% V_o$, $D_{\min} = 0.2$, $\Delta = 55 \mu\text{H}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$ ลงในสมการที่ (4.7)

$$\begin{aligned} C &= \frac{V_o (1 - 0.2)(100)}{0.5 V_o (8)(55 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)^2} \\ &= 36.36 \times 10^{-6} \text{ f} \\ &= 36.36 \mu\text{f} \end{aligned}$$

เนื่องจากในวงจรไม่ต้องการให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่ารีปเบิ้ลมากเกินไปเกินค่าที่กำหนด จึงเลือกค่าความจุของตัวเก็บประจุให้มากกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือก $C = 200 \mu\text{f}$ โดยการนำตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนาด $100 \mu\text{f}$ แต่มีค่า $\text{ESR} \cdot R_c = 0.19 \Omega$ 2 ตัวมาขนานกันเพื่อลดค่า ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า ทำให้ได้ค่า ESR รวม $R_c = 0.095 \Omega$

4.1.1.3 การเลือกอุปกรณ์ตัวรีซและไดโอดกำลัง

การเลือกอุปกรณ์และไดโอด พิจารณาจากพิกัดแรงดันและกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านอุปกรณ์นั้น ซึ่งค่าแรงดันครน - ซอร์สสูงสุดของมอสเฟตกำลังค่าแรงดันย้อนกลับของไดโอดกำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตสูงสุดคือ 25 V

ค่ากระแสครนเฉลี่ยของมอสเฟตกำลังและค่ากระแสไฟฟ้าไปหน้า (Forward Bias) เฉลี่ยของไดโอดกำลัง คำนวณได้จากสมการที่ (4.8) และสมการที่ (4.9) ตามลำดับ

$$I_{d,av} = \frac{1}{2} \frac{(I_{Lmax} + I_{Lmin}) D_{max} T_s}{T_s} \quad (4.8)$$

$$I_{f,av} = \frac{1}{2} \frac{(I_{Lmax} + I_{Lmin})(1 - D_{min}) T_s}{T_s} \quad (4.9)$$

เมื่อ $I_{d,av}$ คือ กระแสครนเฉลี่ยของมอสเฟตกำลัง

$I_{f,av}$ คือ กระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ยของไดโอดกำลัง

แทนค่า $I_{Lmax} = 10.5 \text{ A}$ $I_{Lmin} = 9.5 \text{ A}$ $D_{max} = 5/20 = 0.25$ ลงในสมการ (4.8)

$$\begin{aligned} I_{d,av} &= \frac{1}{2} \frac{(10.5 + 9.5)(0.25) T_s}{T_s} \\ &= 2.5 \text{ A} \end{aligned}$$

เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF 640 สามารถทนพิกัดแรงดันครน - ซอร์ส สูงสุด 200

โวลท์และกระแสครนเฉลี่ย 18 A

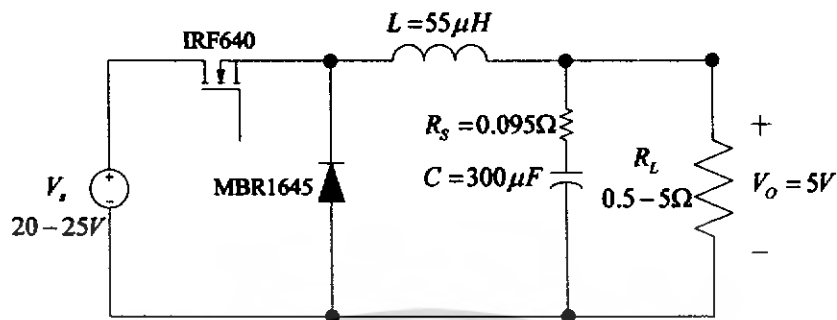
แทนค่า $I_{Lmax} = 10.5 \text{ A}$ $I_{Lmin} = 9.5 \text{ A}$ $D_{max} = 5/25 = 0.2$

ลงในสมการ (4.9)

$$\begin{aligned} I_{f,av} &= \frac{1}{2} \frac{(10.5 + 9.5)(1 - 0.2) T_s}{T_s} \\ &= 8 \text{ A} \end{aligned}$$

เลือกไดโอดกำลังชนิดซอดต์กีเบอร์ MBR 1645 สามารถทนพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45 โวลท์ และทนกระแสไปหน้าเฉลี่ยสูงสุด 16A

วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คัตซีแบบบักในโหมด CCM $V_i = 20 - 25V$, $I_o = 1 - 10A$ ที่
 ออกแบบแสดงไว้ ดังรูปที่ 4.2



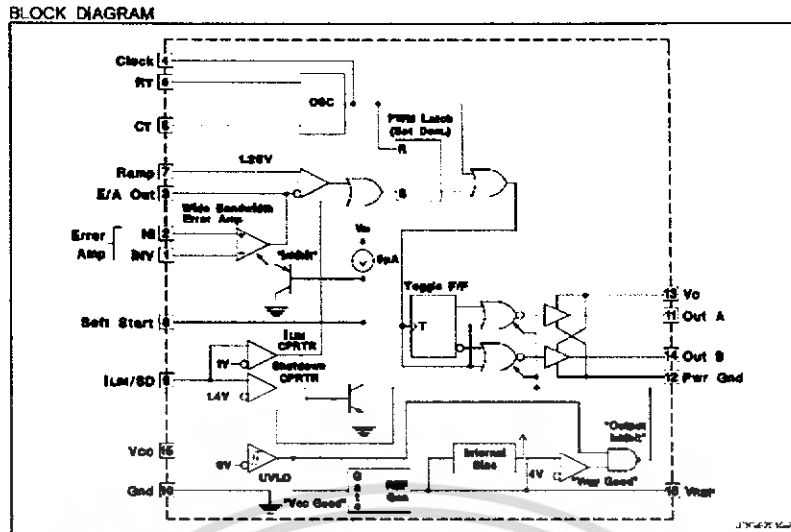
รูปที่ 4.2 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คัตซีแบบบักทำงานในโหมด CCM

4.1.2 ออกแบบการควบคุมแบบแรงดัน

เนื่องจากการควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) ต้องป้อนกลับ V_o ไปยังวงจรมหาความผิดพลาด และต้องมีตัวเปรียบเทียบสัญญาณ ซึ่งในไอซี UC 3825 PWM ถูกออกแบบให้มีอุปกรณ์เหล่านั้นอยู่แล้ว สามารถนำมาออกแบบใช้กับการควบคุมแรงดันของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ได้ โดยจะต้องหาค่า R_T, C_T ที่เหมาะสมที่จะทำให้ไอซีผลิตสัญญาณที่ดับลิเวียมที่มีความถี่ตามต้องการออกไปควบคุมสวิทช์ เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อไป โดยสมการที่ใช้คำนวณหาค่า R_T (ต่อที่ขา 5 ของไอซี) และ C_T (ต่อที่ขา 6 ของไอซี) แสดงในสมการที่ (4.10) และ (4.11) ตามลำดับ และวงจรภายในไอซี UC 3825 แสดงในรูปที่ 4.3

$$R_T = \frac{3}{10 \times 10^{-3} (1 - D_{ICmax})} \quad (4.10)$$

$$C_T = \frac{0.8 D_{ICmax}}{R_T f_S} \quad (4.11)$$



รูปที่ 4.3 วงจรภายในไอซี UC3825

โดยที่ R_T คือ ความต้านทานของตัวต้านทานตั้งเวลา
 C_T คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา
 $D_{IC,max}$ คือ ดิวตี้ไซเคิลสูงสุดของไอซี
 เมื่อ $D_{IC,max} = 0.85$, $f_s = 100 \text{ KHz}$

จากสมการ (4.10)

$$R_T = \frac{3}{10 \times 10^{-3} (1 - D_{IC,max})}$$

$$R_T = \frac{3}{10 \times 10^{-3} (1 - 0.85)}$$

$$= 2 \times 10^3 \Omega$$

$$= 2 \text{ K}\Omega$$

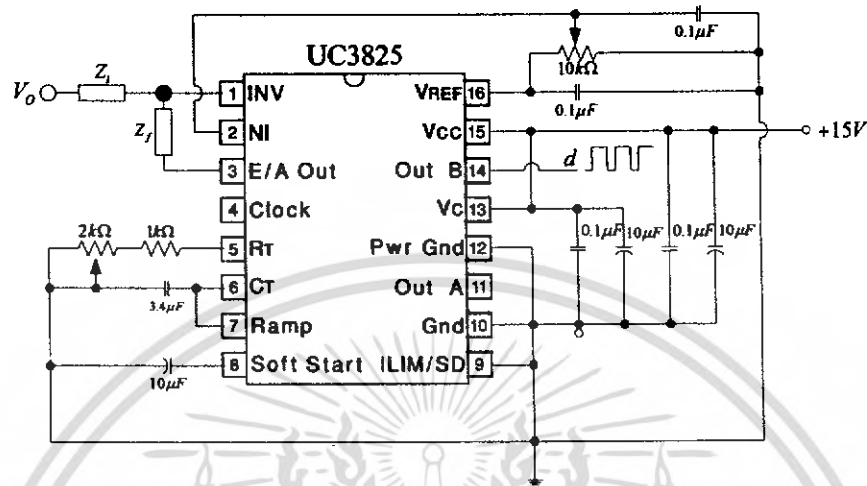
จากสมการที่ (4.14)

$$C_T = \frac{0.8 D_{IC,max}}{R_T f_s}$$

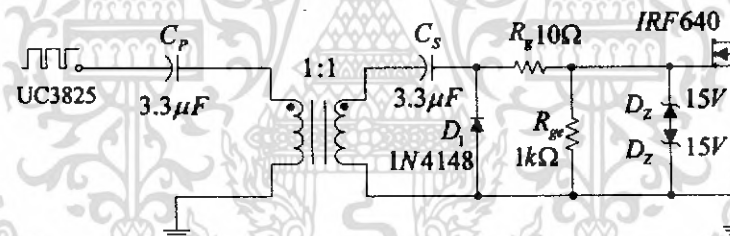
$$= \frac{0.8(0.85)}{2 \times 10^3 \times 100 \times 10^3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ R_T และ C_T ที่คำนวณได้ไปต่อที่ขา 5 และขา 6 ของไอซีตามลำดับ จะได้ดังรูปที่ 4.4 และจะทำให้ คีชีผลิตสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม (PWM) ออกมาที่ความถี่ 100 kHz ตามต้องการ เพื่อนำไปควบคุมสวิทซ์ในการรักษาระดับแรงดันต่อไป



รูปที่ 4.4 การต่อขาต่างๆ ของ UC3825 ให้ทำงานโดยวิธีการควบคุมแบบแรงดัน



รูปที่ 4.5 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง

ในการขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคีชี- คีชีแบบบักจำเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 การออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้างดังกล่าวสามารถใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI-19 ($A_c = 23.3 \text{ mm}^2$ $A_w = 51.7 \text{ mm}^2$ $A_p = 1204.61 \text{ mm}^4$)

จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการที่ (4.12)

$$N_p = \frac{V_{pri, pk} D_{max}}{A_c B_{max} t_s} \quad (4.12)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
 $V_{pri, pk}$ คือ แรงดันสูงสุดทางค้ำปฐมภูมิ

เมื่อ $V_{pri, pk} = 15$ V (เท่ากับขนาดของสัญญาณที่ดับทิวเอ็ม (PWM) จาก UC3825) $P_{max} = 0.25$ และ $B = 0.2$ T $f_s = 100$ kHz แทนลงในสมการ)

$$N_p = \frac{(15)(0.25)}{(23.3 \times 10^{-6})(0.2)(100 \times 10^3)}$$

$$= 8.047 \text{ รอบ}$$

$$= 9 \text{ รอบ}$$

เนื่องจากหม้อแปลงที่ออกแบบเป็นแบบหนึ่งต่อหนึ่งจึงได้จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ (N_s) เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ $N_s = N_p = 9$ รอบ โดยลวดทองแดงที่ใช้พันคือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG28 ($A_{28} = 0.08046 \text{ mm}^2$ $\phi_{28} = 0.366 \text{ mm}$)

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางค้ำปฐมภูมิ C_p ป้องกันกระแสคิซีโพลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง (แรงดันเอาต์พุตของ UC3825) เป็นสัญญาณพัลส์ววกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p ต้องเลือกค่าที่ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)

เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p และตัวเหนี่ยวนำทางค้ำปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L_p น้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์อย่างเพียงพอ เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่า ของความถี่ในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p คำนวณจากสมการที่ (4.13)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (4.13)$$

โดยที่ C_p คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_p

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s ไดโอดเรียงกระแส D_1 ตัวต้านทาน R_g และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (Clamping Circuit) ชนิดที่แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างเพียงพอเพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ไม่น้อยกว่า 10 เท่า ของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คำนวณได้จากสมการที่ 4.14

$$C_s > \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (4.14)$$

โดยที่

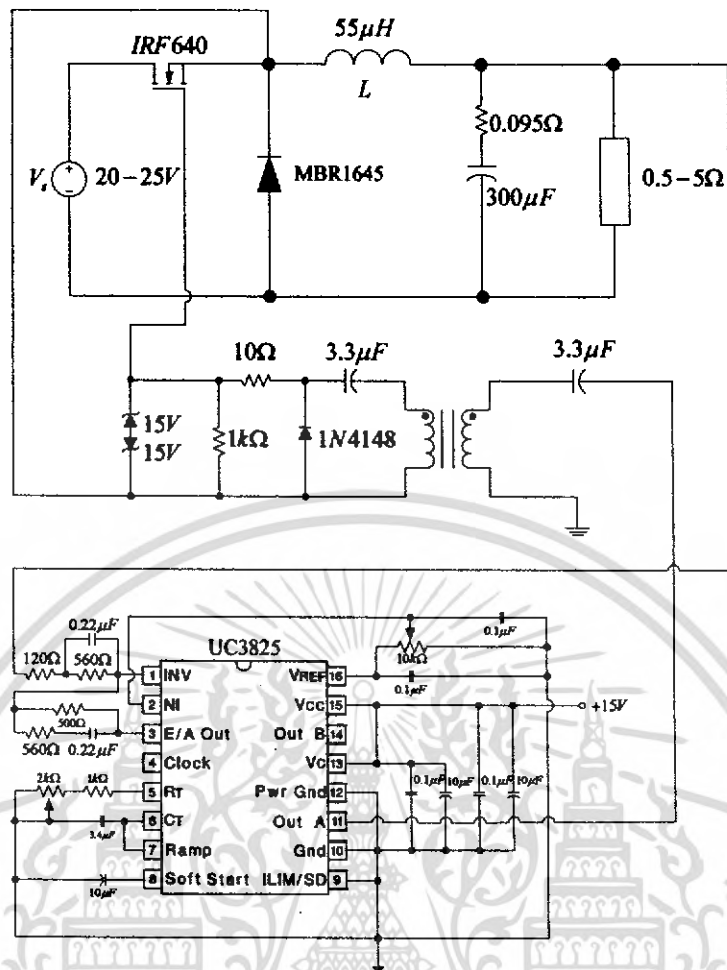
C_s คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s

R_g คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน R_g

R_{gs} คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}

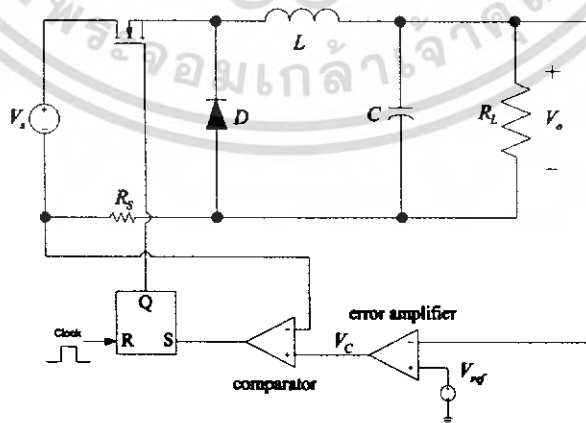
ตัวต้านทาน R_g ต่อเนื่องป้องกันการออสซิลเลตปรสิติก (Parasitic Oscillate) ที่ค่าความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกิด - ซอร์ส และตัวเหนี่ยวนำปรสิติกที่เกิดจากความยาวของตัวนำสัญญาณในวงจรจับเกต นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลารับขึ้น (Rise Time) ของแรงดันเกต-ซอร์ส เลือก $R_g = 10 \Omega$ เพื่อให้ช่วงเวลารับขึ้นของแรงดันเกต-ซอร์สสั้นทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซีเนอร์ไดโอด D_2 ต่อแบบอนุกรมเพื่อทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซีเนอร์ไดโอด D_2 ต่อแบบอนุกรมเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปค์ (Spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์ส ไม่ให้เกินพิกัดแรงดันเกต-ซอร์ส ของมอสเฟตกำลัง

เมื่อนำทั้ง 3 ส่วนของวงจรคือ ส่วนวงจรกำลัง วงจรส่วนควบคุมที่คิบบลิเวียม (PWM) และวงจรจับเกตมาประกอบเข้าด้วยกันจะได้วงจรรวมทั้งหมด ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คีซีแบบบักควบคุมแบบแรงดัน โดย UC3825

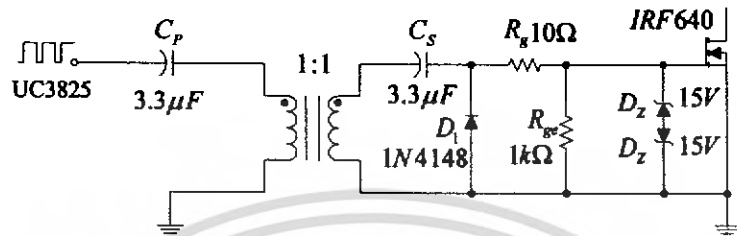
4.2 การออกแบบสร้างวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส



รูปที่ 4.7 การควบคุมแรงดันแบบกระแสในวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

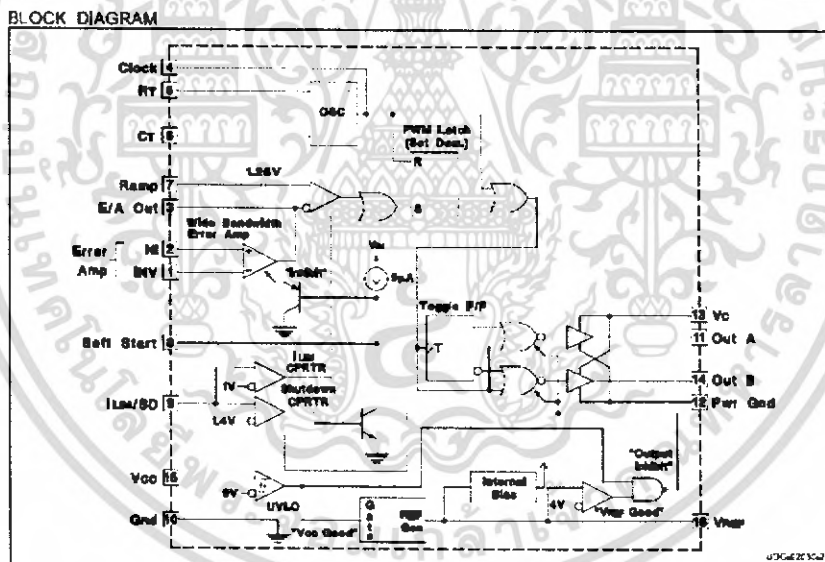
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบกระแส จะเหมือนกับวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบแรงดัน ค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ประกอบวงจรกำลังจึงใช้อุปกรณ์เบอร์เดียวกันคือ ใช้มอสเฟต IRF640 ไอโอด MBR1645 ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ 55 μH ใช้วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟต ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรแปลงคัตซี - คีซีแบบบั๊ก

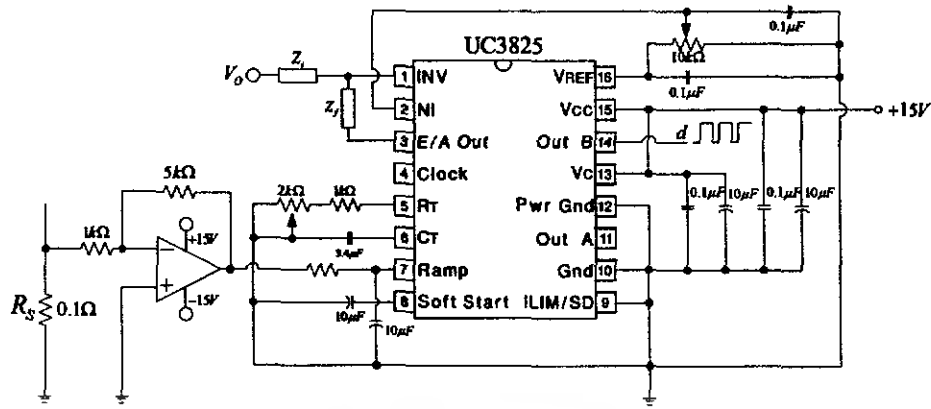
ในส่วนวงจรที่คัตบลิวเอ็ม (PWM) ใช้ UC3825 ซึ่งมีโคอะแกรมวงจรรภายใน ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 รูปวงจรรภายใน UC3825

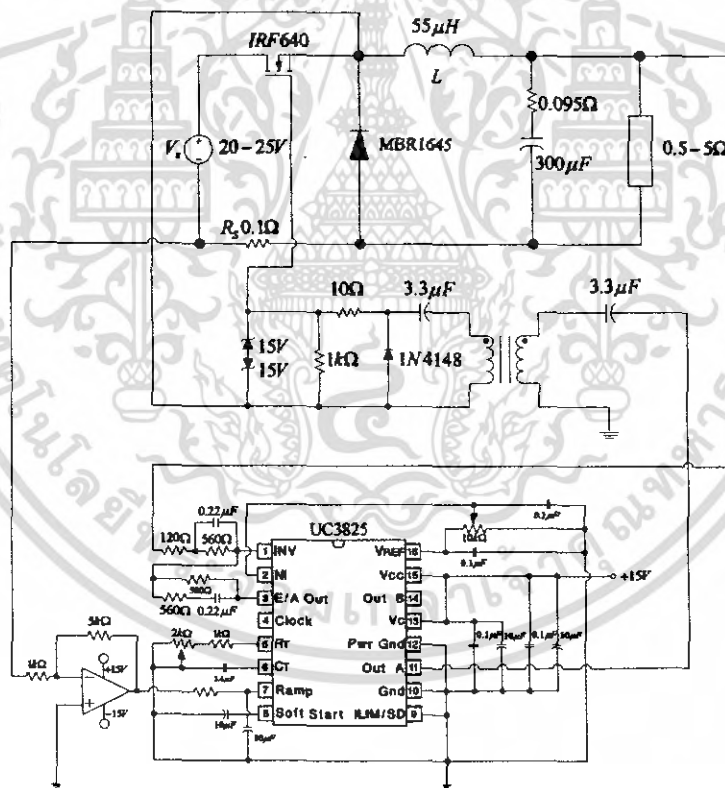
ซึ่งสามารถต่ออุปกรณ์ที่ UC3825 ทำงานในโหมดควบคุมกระแส (Current Mode Control) โดยค่า $R_T = 2 \text{ k}$, $C_T = 4.7 \mu\text{F}$ เพื่อให้ได้สัญญาณที่คัตบลิวเอ็ม (PWM) ที่มีความถี่ 10 kHz ไปควบคุมสวิตช์เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตต่อไป ซึ่งการต่ออุปกรณ์ใช้ UC3825 ทำงานในโหมดควบคุมแบบกระแส เป็นไปดังรูปที่ 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



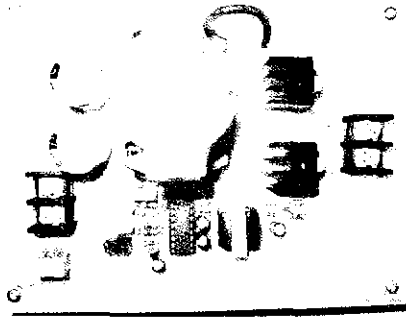
รูปที่ 4.10 แสดงการต่ออุปกรณ์ใช้ UC3825 ทำงานโดยวิธีควบคุมแบบกระแส

เมื่อนำวงจรทั้ง 3 ส่วนมาประกอบเข้าด้วยกัน จะได้วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คัตซีแบบ บั๊ก ที่ควบคุมแบบกระแสทำงานในโหมด (CCM)

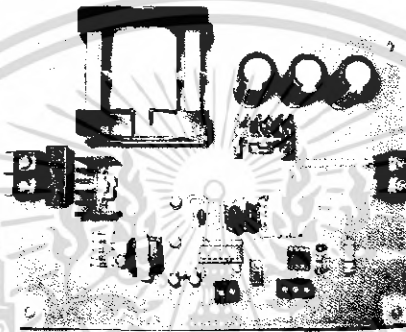


รูปที่ 4.11 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี - คัตซีแบบบั๊ก ควบคุมแบบกระแสโดย UC3825

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



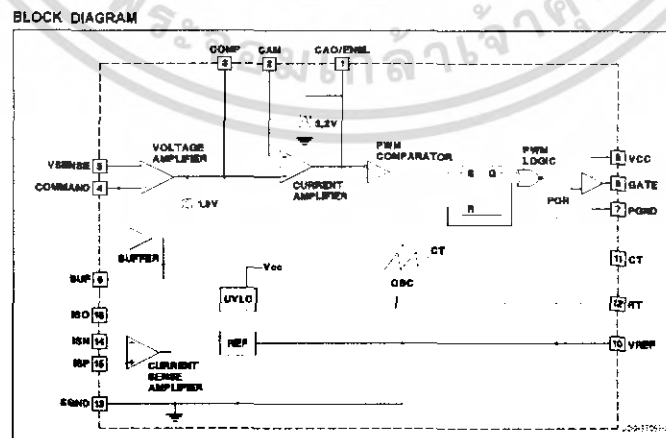
รูปที่ 4.12 รูปวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดันที่สร้างเสร็จแล้ว



รูปที่ 4.13 รูปวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสที่สร้างเสร็จแล้ว

4.3 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 5V – 2V ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยโดยใช้ UC3886

UC3886 เป็นไอซีพีดับลิแวม (ICPWM) ที่ออกแบบมาเพื่อควบคุมระดับแรงดันของวงจรบั๊กโดยวิธีควบคุมกระแสเฉลี่ย ซึ่งมีวงจรภายในดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรภายในของ UC3886

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย มีดังนี้

$$V_i = 5V \quad V_o = 2V \quad I_o = 1 - 10 \text{ A} \quad \text{ทำงานในโหมด (CCM)} \quad f_s = 100 \text{ kHz} \quad \Delta_L = 10\% I_o$$

4.3.1 ออกแบบวงจรกำลัง

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด (CCM) โดยคำนวณได้จากสมการที่ (4.2)

$$L_{\min} = \frac{(1 - D_{\min}) R_{\max}}{2f}$$

เมื่อ

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{5} = 0.4$$

$$R_{\max} = \frac{V_o}{I} = \frac{2}{1} = 2 \Omega$$

แทนค่าลงในสมการ 4.2 จะได้

$$\begin{aligned} L_{\min} &= \frac{(1 - 0.4)2}{2 \times 100 \text{ kHz}} \\ &= 6 \mu\text{H} \end{aligned}$$

ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด (CCM) คำนวณเลือก
ออกแบบค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ $55 \mu\text{H}$
จากสมการ

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}}$$

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณจากสมการ

$$E = \frac{1}{2} L I_{L_{\max}}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } I_{L_{\max}} = I_{L_{av}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

พิจารณาขณะที่กระแสเอาต์พุตสูงสุด $I_{L_{av}} = 10 \text{ A}$ และจากคุณสมบัติที่กำหนดของวงจร $\Delta I_L = 10\% I_{L_{av}} = 1 \text{ A}$ ส่วนนั้นจึงได้ $I_{L_{\max}} = 10 + 0.5 = 10.5 \text{ A}$ และ $E = 3.03 \times 10^3 \text{ J}$ นำไปแทนในสมการ

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}}$$

โดยที่ $k_w = 0.6$ $k_c = 1$ $J = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ และ $B_{\max} = 0.2 \text{ T}$ เมื่อแทนในสมการจะได้ค่า $A_p = 16833 \text{ mm}^4$ จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ BTD49 ($A_c = 211 \text{ mm}^2$ $A_w = 271 \text{ mm}^2$ $A_p = 57181 \text{ mm}^4$ ซึ่งมี A_p ที่มากกว่าที่กำหนดไว้

ลวดที่ใช้เป็นตัวเหนี่ยวนำจะให้แผ่นทองแดงเพื่อช่วยลดปริมาณฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากการพันด้วยลวดทองแดงจำนวนหลายเส้น โดยคำนวณรอบของแผ่นทองแดงคำนวณได้จากสมการ

$$N = \frac{L I_{L_{\max}}}{A_c B_{\max}}$$

แทนค่า $L = 55 \text{ } \mu\text{H}$ $I_{L_{\max}} = 10.5 \text{ A}$ $A_c = 211 \text{ mm}^2$ $B_{\max} = 2.2 \text{ T}$ ลงในสมการ จะได้ $N = 14$ รอบ

ระยะห่างของช่องอากาศ (Airgap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการ

$$I_g = \frac{\Delta \pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L}$$

แทนค่า $N = 14$, $A_c = 211 \text{ mm}^2$ ลงในสมการ จะได้

$$I_g = 0.94 \text{ mm}$$

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

$$C = \frac{V_o (1-D)}{\Delta V_o 8L f_3^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $\Delta V_o = 1\%$ แทนค่า $D = \frac{2}{5} = 0.4$ $L = 55 \mu\text{H}$ ลงในสมการ

$$C = \frac{V_o(1-0.4) 100}{1 V_o(8)(55 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)^2}$$

$$= 13 \mu\text{F}$$

จากสมการหาค่า ESR

$$\Delta V_o = \Delta I \cdot R_c$$

$$R_c = \frac{\Delta V_o}{\Delta I} = \frac{0.01 \times 2}{0.1 \times 10}$$

$$= 0.02 \Omega$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุมาก ๆ เท่านั้นที่จะมีค่า ESR ที่ต่ำ ดังนั้นจึงเลือกค่าความจุของตัวเก็บประจุมาก ๆ จึงเลือกค่า $C = 250 \mu\text{F}$ จำนวน 3 ตัวนำมาขนานกันเพื่อลดค่า ESR หลังจากที่ยาวนานแล้วได้ค่า ESR = 0.03Ω ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้

ค่าแรงดันครั้น-ซอร์สสูงสุดของมอสเฟตกำลังและค่าแรงดันขั้วอนกลับสูงสุดของไดโอดกำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตสูงสุดคือ 5V ค่ากระแสครั้นเฉลี่ยของมอสเฟตกำลังและค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของไดโอดกำลังคำนวณได้จากสมการ

$$I_{d,av} = \frac{1}{2} \frac{(I_{L,max} + I_{L,min}) D_{max} T_s}{T_s}$$

$$= \frac{1}{2} (10.5 + 9.5) (0.4)$$

$$= 4 \text{ A}$$

$$I_{f,av} = \frac{1}{2} \frac{(I_{L,max} + I_{L,min}) (1 - D_{min}) T_s}{T_s}$$

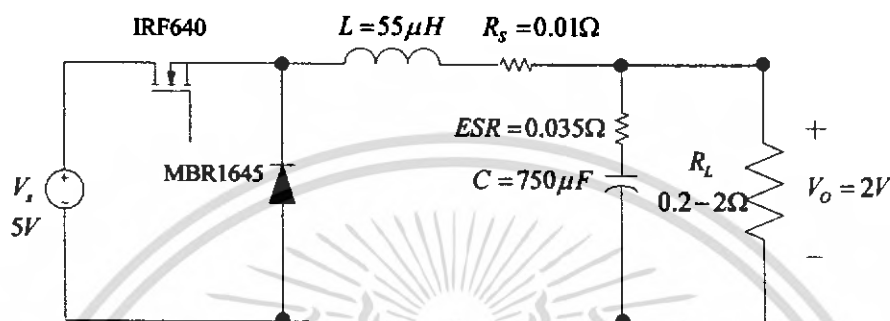
$$= \frac{1}{2} \frac{(10.5 + 9.5) (1 - 0.4) T_s}{T_s}$$

$$= 6 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

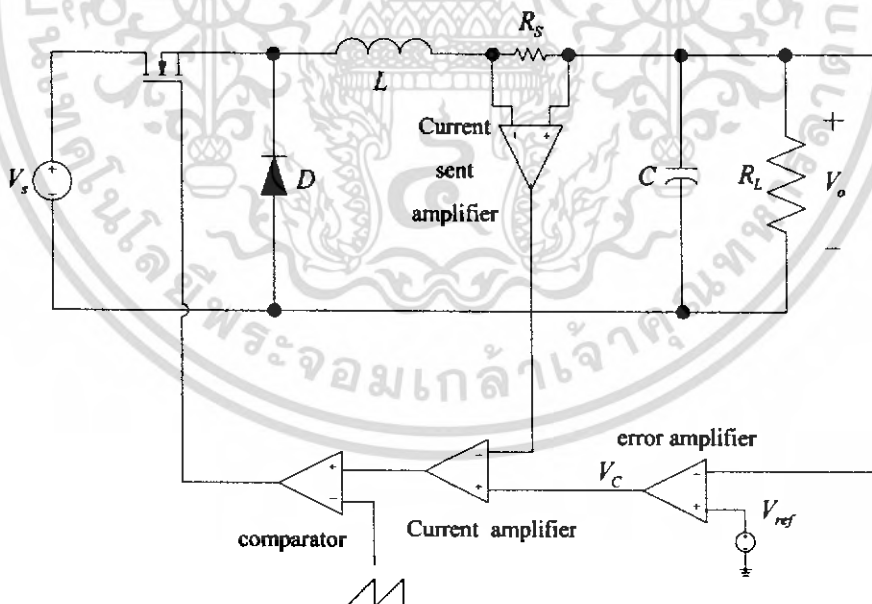
จากค่าพิกัดทางไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดสามารถเลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ IRF 640 ซึ่งมีพิกัดแรงดันครั้น - ซอร์ส 200 V กระแสครั้นเฉลี่ย 18 A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ MBR 1645 ซึ่งจะมีพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 4 V และกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย 16 A

วงจรกำลังของวงจรแปลงผันคีซี-คีซีแบบบัคควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่ออกแบบได้ ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 วงจรแปลงผันแรงดันแบบบัค ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่ออกแบบ

4.3.2 ออกแบบควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

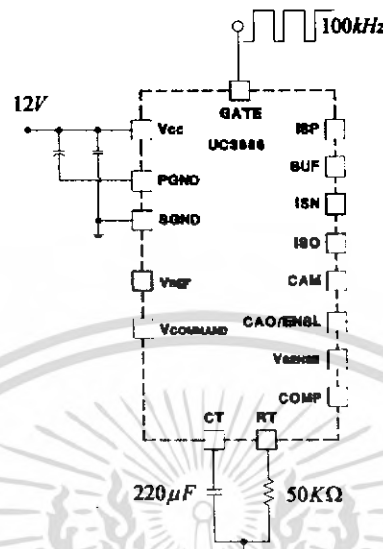


รูปที่ 4.16 รูปแบบการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

การควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยจะได้ไอซีที่คัมบิวเอ็ม (ICPWM) UC3886 ซึ่งจะเป็นไอซี

- เฉพาะออกแบบมาเพื่อควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย ซึ่งรายละเอียดของไอซีแสดงไว้ในภาคผนวก การเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

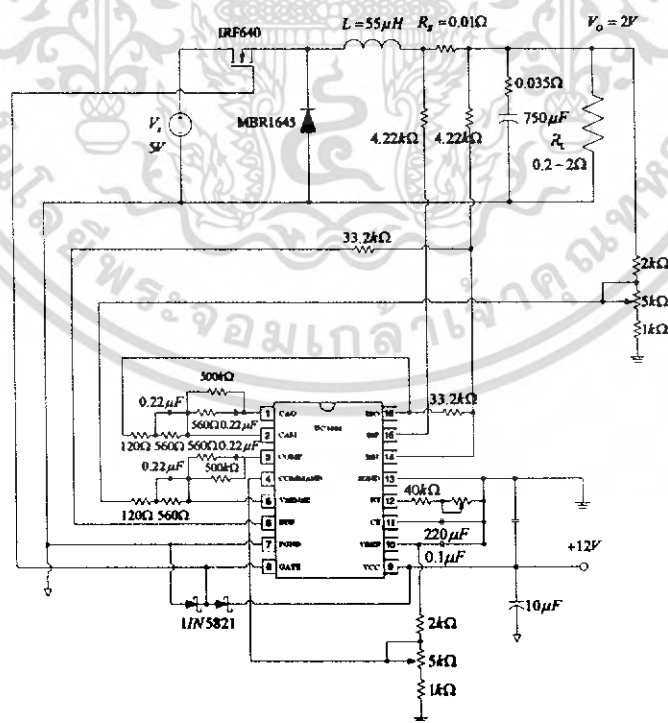
ค่ออุปกรณให้ไอซีผลิตสัญญาณที่ดับบลิเวียม (PWM) ความถี่ 100 kHz ทำได้ดังรูปที่ 4.17 นำไปควบคุมสวิตซ์เพื่อควบคุมการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต 2 V ของวงจร



รูปที่ 4.17 รูปแบบการค่ออุปกรณ ใช้ UC3886 ผลิตสัญญาณพัลส์ 100 kHz

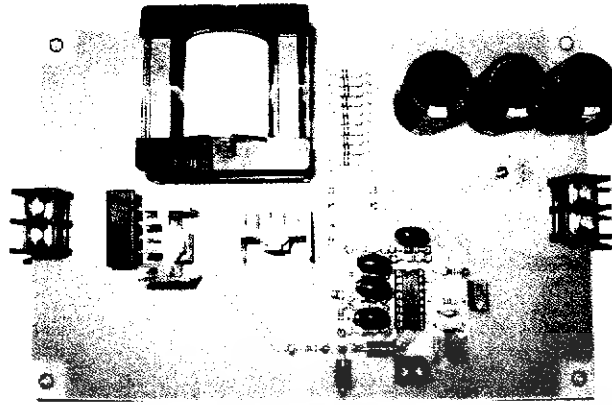
และมีรูปวงจรรวมทั้งหมดของวงจรบัก 5 – 2 V พร้อมวงจรควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

ดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 รูปวงจบบักควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยโดย UC3886

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 รูปวงจรบอร์ดคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉื่อยที่สร้างเสร็จแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมทั้ง 3 วิธี คือ วิธีควบคุมแบบแรงดัน วิธีควบคุมแบบกระแส และ Average Current Mode Control ถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต และการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลัน ซึ่งวิธีการทดลองรวมถึงผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอดังต่อไปนี้ โดยอุปกรณ์และเครื่องมือการทดลองที่ใช้ ได้แก่

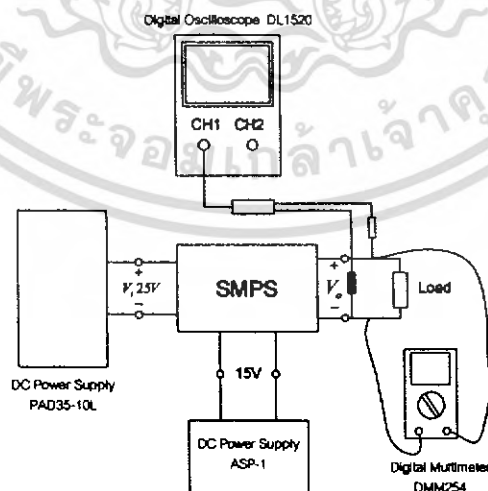
1. Digital Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520 จำนวน 1 เครื่อง
2. DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L จำนวน 1 เครื่อง
3. DC Power Supply ของ Analab รุ่น ASP-1 จำนวน 1 เครื่อง
4. Digital Multimeter ของ TeKtronix รุ่น DMM254 จำนวน 1 เครื่อง

5.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

5.1.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบแรงดัน

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูป



รูปที่ 5.1 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน

2. จ่ายแรงดัน ไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยัดเยียดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรกำลัง

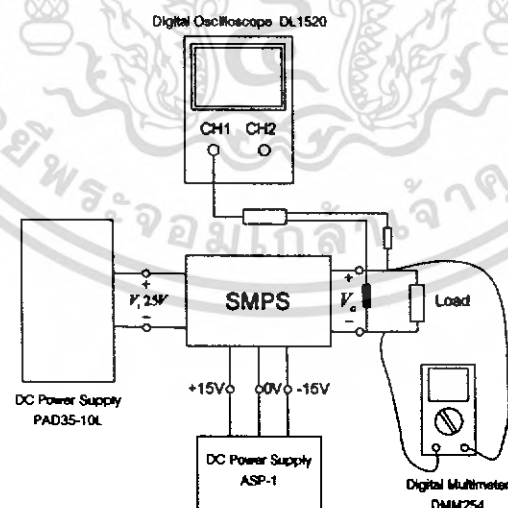
4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุตที่กระแส 1A ถึง 10 A

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการวิเคราะห์ระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน

$I_o (A)$	$V_o (V)$
1	5.000
2	4.996
4	4.988
6	4.982
8	4.975
10	4.975

5.1.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูป



รูปที่ 5.2 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า $\pm 15V$ จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรกำลัง

4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุตที่กระแส 1A ถึง 10 A

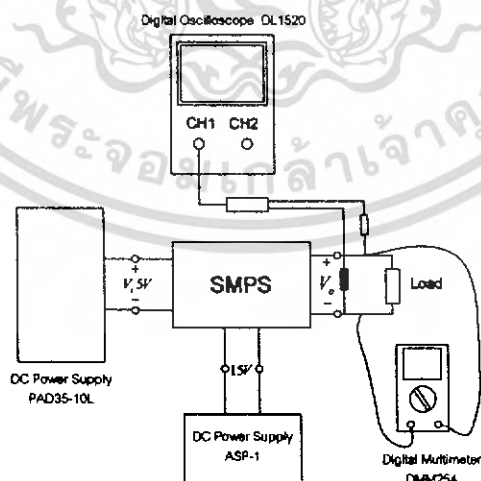
ตารางที่ 5.2 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส

$I_o (A)$	$V_o (V)$
1	5.000
2	4.998
4	4.992
6	4.988
8	4.984
10	4.983

5.1.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูป



รูปที่ 5.3 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ถ่ายแรงดัน 5 V จาก DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรกำลัง

4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุตที่กระแส 1A ถึง 10 A

ตารางที่ 5.3 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

ควบคุมแบบแรงดัน

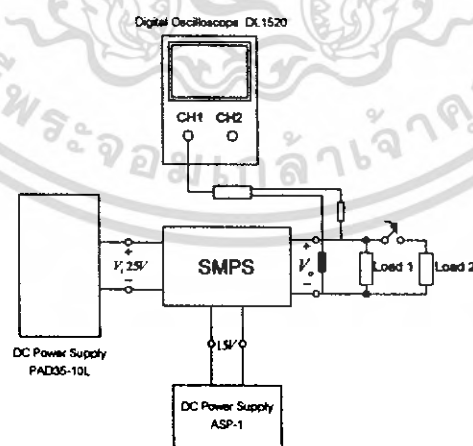
$I_o (A)$	$V_o (V)$
1	2.000
2	1.997
4	1.995
6	1.991
8	1.989
10	1.985

5.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

5.2.1 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูป



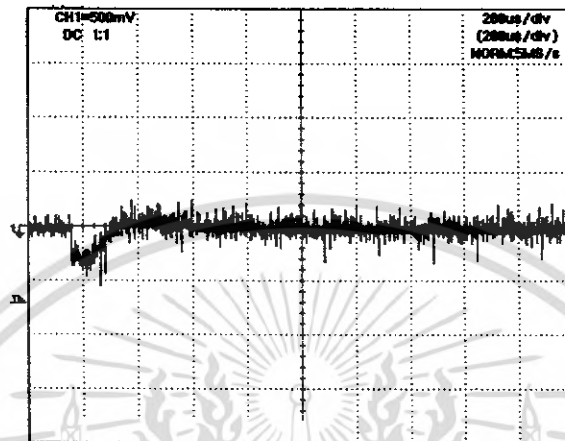
รูปที่ 5.4 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน

2. ถ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม

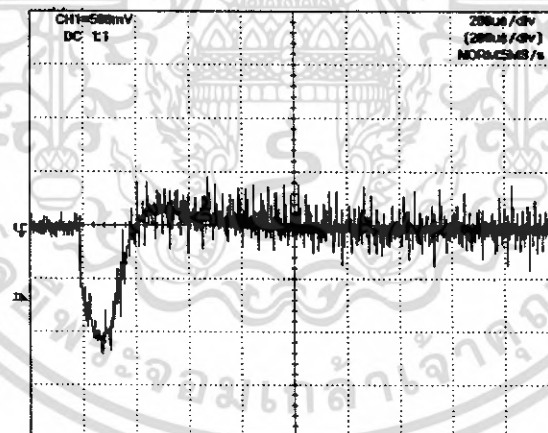
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นใบโฆษณาเป็นการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรกำลัง

4. บันทึกสัญญาณการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจร เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A จาก 1 A ไปเป็น 6 A และจาก 1A ไปเป็น 10A

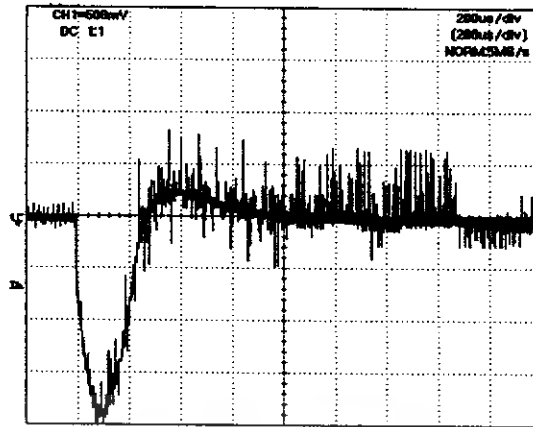


รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบ แรงดัน เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบ แรงดัน เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 6A

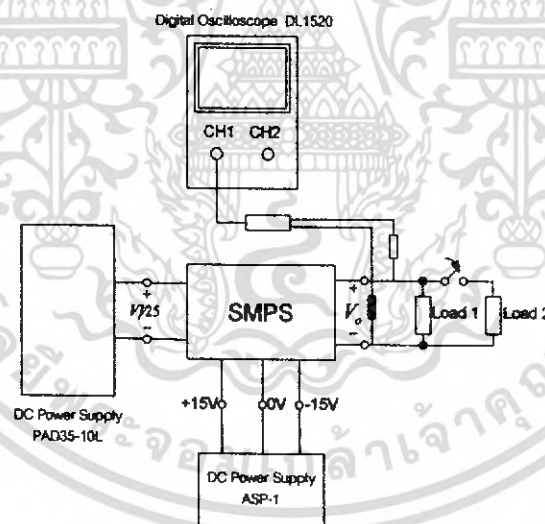
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบ แรงดัน
เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 10A

5.2.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุม แบบกระแส

1. จุดจุดการทดลองคังรูป



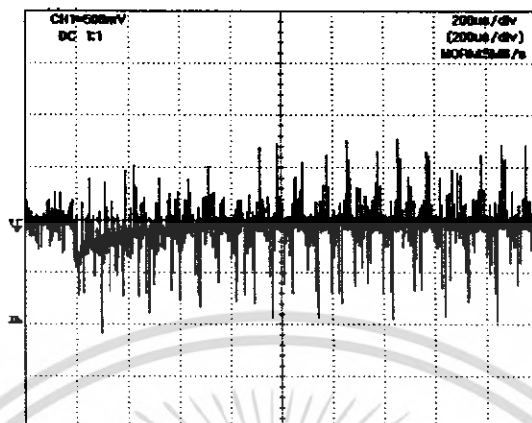
รูปที่ 5.8 การต่อชุดทดลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า $\pm 15V$ V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจร

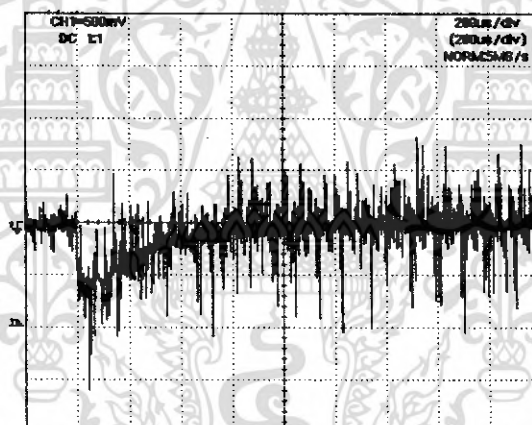
กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. บันทึกสัญญาณการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจร เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A จาก 1 A ไปเป็น 6 A และจาก 1A ไปเป็น 10A

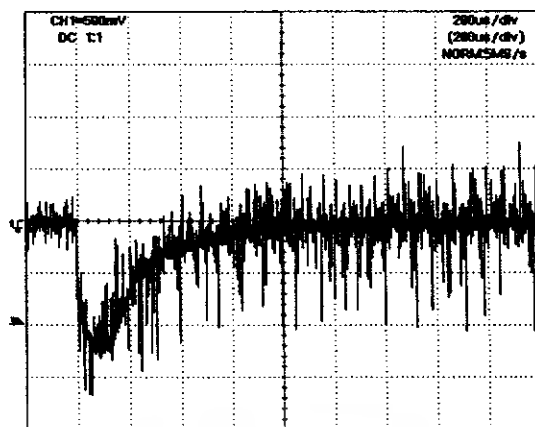


รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 6A

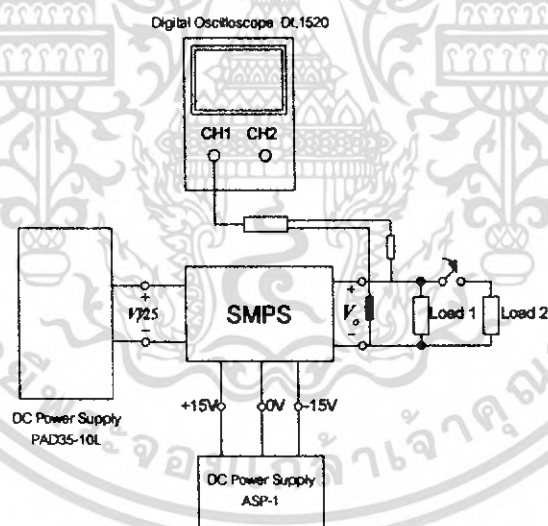
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส
เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 10A

5.2.3 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ควบคุม แบบกระแสเฉลี่ย

1. จักรูการทดลองคังรูป



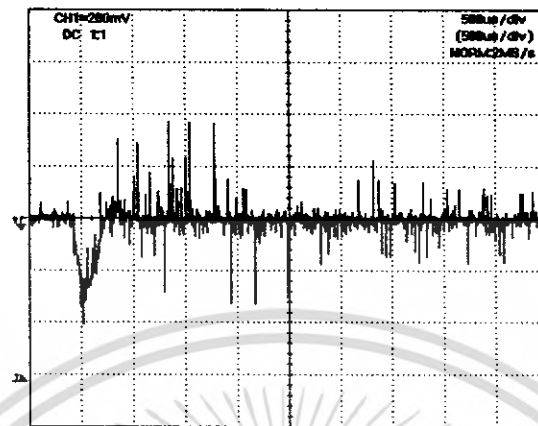
รูปที่ 5.12 การค่อชุดทดลองควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า $\pm 12V$ V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 5 V จาก DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจร

กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. บันทึกสัญญาณการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจร เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4 A



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองของของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

เปรียบเทียบและสรุปผลการทดลอง

6.1 เปรียบเทียบการควบคุมแบบแรงดันกับแบบกระแส

6.1.1 เปรียบเทียบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

จากการทดลองได้ผลการทดลองเป็นที่น่าพอใจมาก จะเห็นได้ว่าวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมทั้งสองวิธีคือ ควบคุมแบบแรงดัน กับควบคุมแบบกระแส ต่างก็สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้ใกล้แรงดันไฟฟ้า 5V ไว้ได้ จะเห็นว่าการควบคุมกระแสจะรักษาให้แรงดันเอาต์พุตเข้าใกล้ 5V ดีกว่าเล็กน้อย ซึ่งดูได้จากตารางที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่ควบคุมแบบแรงดันและที่ควบคุมแบบกระแส

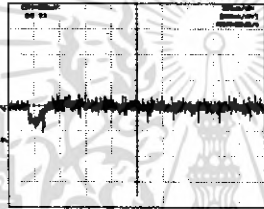
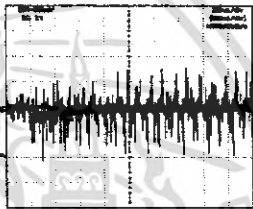
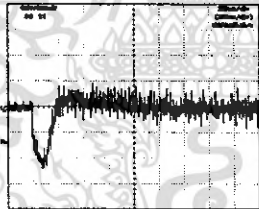
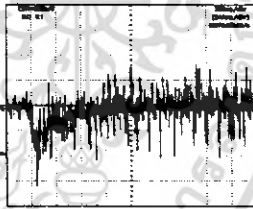
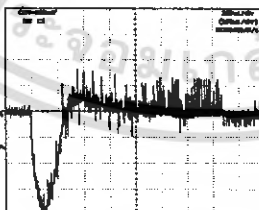
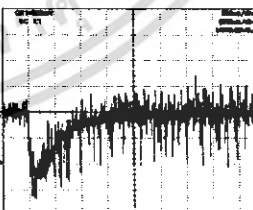
ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ควบคุมแบบแรงดันและควบคุมแบบกระแส

กระแสเอาต์พุต (I_o)	แรงดันเอาต์พุต (V_o)	
	ควบคุมแบบแรงดัน	ควบคุมแบบกระแส
1	5.000	5.000
2	4.996	4.998
4	4.988	4.992
6	4.982	4.988
8	4.975	4.984
10	4.975	4.983

จากตาราง 6.1 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตสามารถรักษาให้เข้าใกล้แรงดันไฟฟ้า 5V

6.1.2 เปรียบเทียบผลตอบสนองของแรงดันเมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน
จากการทดลองผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคที่ควบคุมแบบแรงดัน กับ
การควบคุมแบบกระแสจะสังเกตได้ว่า วงจรบัคที่ควบคุมแบบแรงดันแรงดันเอาต์พุตจะตกลงเยอะกว่า
วงจรบัคที่ควบคุมแบบกระแส เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลัน แต่มีความเร็วในการทำ
ให้แรงดันเอาต์พุตกลับมาที่จุดอ้างอิงได้เร็วกว่าการควบคุมแบบกระแส

ตารางที่ 6.2 เปรียบเทียบผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน
ของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่ควบคุมแบบแรงดัน และแบบที่ควบคุมแบบกระแส

กระแสเอาต์พุต	ควบคุมแบบแรงดัน	ควบคุมแบบกระแส
กระแสจาก 1A ไป 4A		
กระแสจาก 1A ไป 6A		
กระแสจาก 1A ไป 10A		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 สรุปการทดลอง

จากการทดลองออกแบบและสร้างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขึ้นมาทั้งสามวงจร ซึ่งแต่ละวงจรจะมีการควบคุมแตกต่างกันสามวิธี คือ วิธีควบคุมแบบแรงดัน วิธีควบคุมแบบกระแส และวิธีควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย จากผลการทดลองพบว่า วิธีการควบคุมทั้งสามวิธีข้างต้น สามารถทำงานควบคุมสวิตซ์ให้รักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในระดับที่ต้องการได้เป็นอย่างดี สามารถจ่ายกระแสได้ตามที่ออกแบบไว้คือ จ่ายกระแสได้ 1 – 10 A ในด้านผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อกระแสเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน จะพบว่าที่การเปลี่ยนแปลงกระแสไหลดจาก 1-4A การควบคุมแบบแรงดันใช้เวลาน้อยกว่าการควบคุมแบบกระแส ในการรักษาให้แรงดันเอาต์พุตกลับมายังจุดอ้างอิง แต่เมื่อที่การเปลี่ยนแปลงกระแสไหลดจาก1-10A พบว่าระยะเวลาที่ให้ในการทำให้แรงดันกลับสู่จุดอ้างอิงนั้น ใช้เท่าเท่าๆกัน ถ้าดูที่การตกลงของแรงดันเอาต์พุต จะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบแรงดัน การตกลงของแรงดันจะมีค่ามากกว่า แต่ก็ไม่มากมีหน่วยเป็นไมโคร โวลท์เท่านั้น ดังนั้นในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถเลือกใช้วิธีใดก็ได้ใน3วิธีข้างต้นซึ่งล้วนแต่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้เช่นกัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] กัณติชา กิตติพิรชล “การออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.
- [2] ศุภชัย หอวิมานพร “การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการ นำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบ ไม่ต่อเนื่อง” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.
- [3] H. W. Whittington, B. W. Flynn and D. E. Macpherson. **Switched Mode Power Supplies: Design and Construction.** Research Studies Press Ltd. 1992.
- [4] R. W. Erickson, D. Maksimovic. **Fundamental of Power Electronics.** 2nd Edition, Massachusetts, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [5] R. B. Ridley, “A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control with Frequency, Constant On-Time, and Constant Off-Time, in CCM and DCM”, Proceeding Power Electronics Specialists Conference, pp 382 - 389, 1990.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



High Speed PWM Controller

FEATURES

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

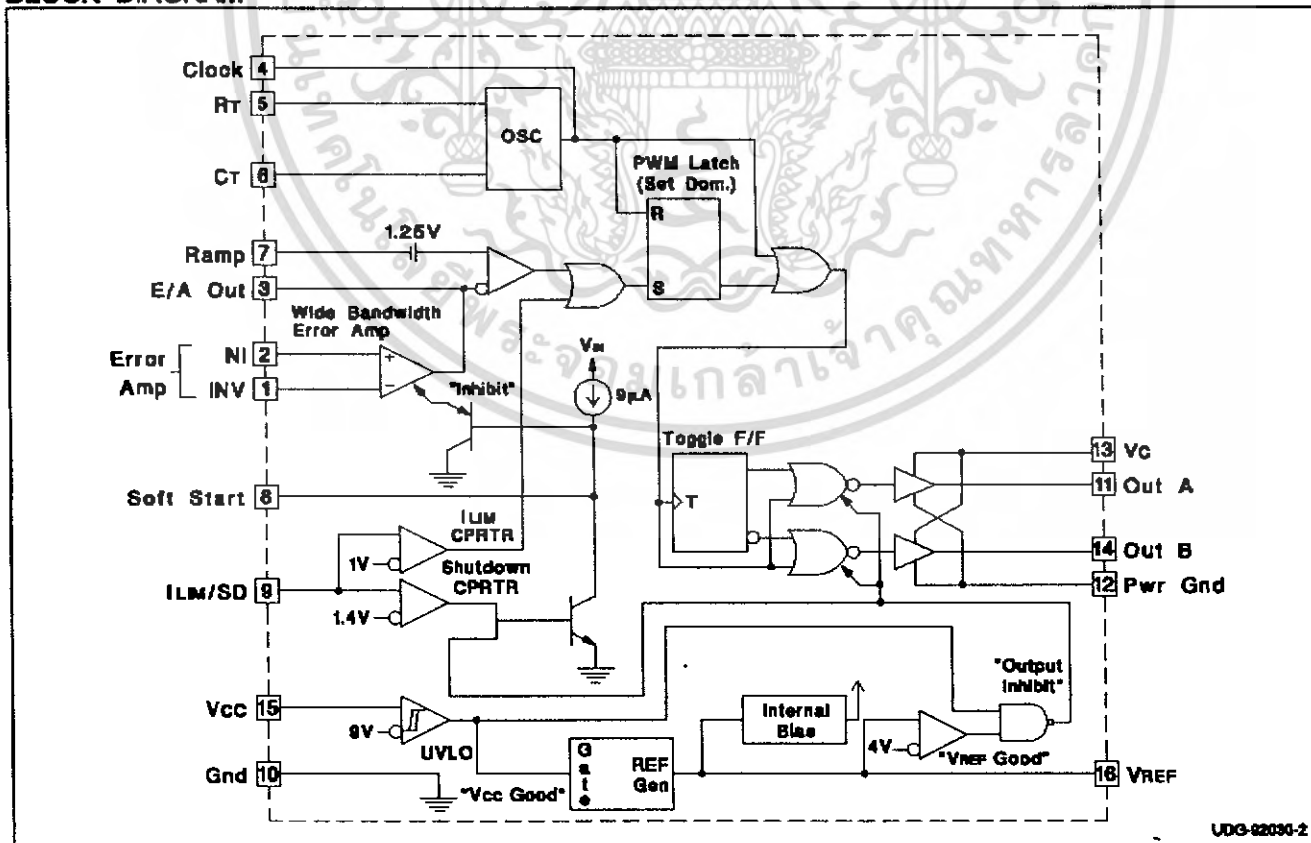
DESCRIPTION

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

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

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

BLOCK DIAGRAM



UDG-82030-2

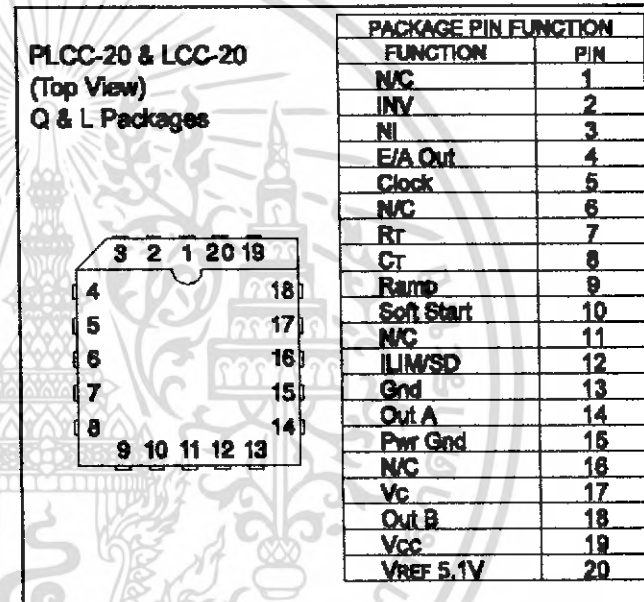
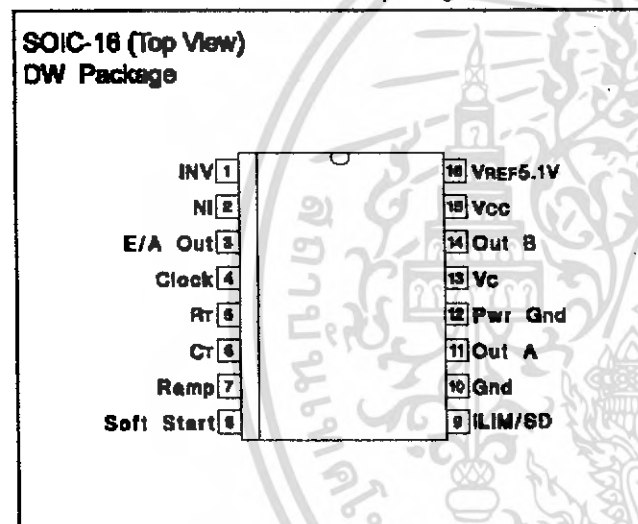
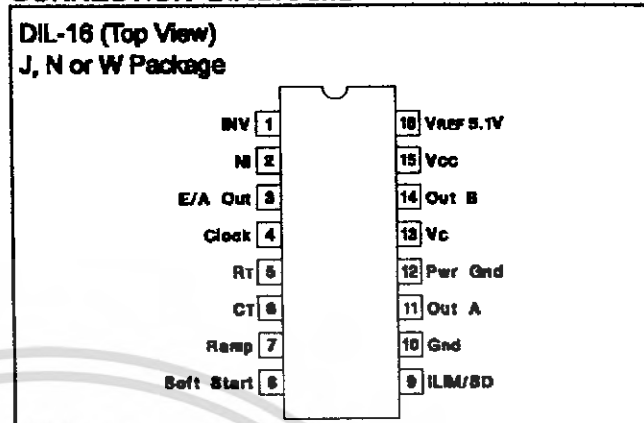
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Pins 13, 15)	30V
Output Current, Source or Sink (Pins 11, 14)	
DC	0.6A
Pulse (0.5µs)	2.0A
Analog Inputs	
(Pins 1, 2, 7)	-0.3V to 7V
(Pin 8, 9)	-0.3V to 6V
Clock Output Current (Pin 4)	-5mA
Error Amplifier Output Current (Pin 3)	5mA
Soft Start Sink Current (Pin 8)	20mA
Oscillator Charging Current (Pin 5)	-5mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature Range	-85°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

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

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

CONNECTION DIAGRAMS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for, $R_t = 3.65k$, $C_t = 1nF$, $V_{cc} = 15V$, $-85^\circ C < T_A < 125^\circ C$ for the UC1825, $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$ for the UC2825, and $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$ for the UC3825, $T_A = T_J$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	$T_J = 25^\circ C, I_o = 1mA$	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	$10V < V_{cc} < 30V$		2	20		2	20	mV
Load Regulation	$1mA < I_o < 10mA$		5	20		5	20	mV
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
Total Output Variation*	Line, Load, Temperature	5.00		5.20	4.95		5.25	V
Output Noise Voltage*	$10Hz < f < 10kHz$		50			50		µV
Long Term Stability*	$T_J = 125^\circ C, 1000hrs.$		5	25		6	25	mV
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0V$	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy*	$T_J = 2^\circ C$	360	400	440	360	400	440	kHz
Voltage Stability*	$10V < V_{cc} < 30V$		0.2	2		0.2	2	%
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		5			5		%
Total Variation*	Line, Temperature	340		460	340		460	kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 16V$, $-55^\circ C < T_A < 125^\circ C$ for the UC1825, $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$ for the UC2825, and $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$ for the UC3825, $T_A = T_J$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Oscillator Section (cont.)								
Clock Out High		3.9	4.5		3.9	4.5		V
Clock Out Low			2.3	2.9		2.3	2.9	V
Ramp Peak*		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	V
Ramp Valley*		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	V
Ramp Valley to Peak*		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	V
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage				10			15	mV
Input Bias Current			0.6	3		0.6	3	μA
Input Offset Current			0.1	1		0.1	1	μA
Open Loop Gain	$1V < V_o < 4V$	60	95		60	95		dB
CMRR	$1.5V < V_{CM} < 5.5V$	75	95		75	95		dB
PSRR	$10V < V_{CC} < 30V$	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{PIN 9} = 1V$	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{PIN 9} = 4V$	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{PIN 9} = -0.5mA$	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{PIN 9} = 1mA$	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth*		3	5.5		3	5.5		MHz
Slew Rate*		6	12		6	12		V/ μs
PWM Comparator Section								
Pin 7 Bias Current	$V_{PIN 7} = 0V$		-1	-5		-1	-5	μA
Duty Cycle Range		0		80	0		85	%
Pin 3 Zero DC Threshold	$V_{PIN 7} = 0V$	1.1	1.25		1.1	1.25		V
Delay to Output*			50	80		50	80	ns
Soft-Start Section								
Charge Current	$V_{PIN 8} = 0.5V$	3	9	20	3	9	20	μA
Discharge Current	$V_{PIN 8} = 1V$	1			1			mA
Current Limit / Shutdown Section								
Pin 9 Bias Current	$0 < V_{PIN 9} < 4V$			15			10	μA
Current Limit Threshold		0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Shutdown Threshold		1.25	1.40	1.65	1.25	1.40	1.65	V
Delay to Output			50	80		50	80	ns
Output Section								
Output Low Level	$I_{OUT} = 20mA$		0.25	0.40		0.25	0.40	V
	$I_{OUT} = 200mA$		1.2	2.2		1.2	2.2	V
Output High Level	$I_{OUT} = -20mA$	13.0	13.5		13.0	13.5		V
	$I_{OUT} = -200mA$	12.0	13.0		12.0	13.0		V
Collector Leakage	$V_C = 30V$		100	500		10	500	μA
Rise/Fall Time*	$C_L = 1nF$		30	60		30	60	ns
Under-Voltage Lockout Section								
Start Threshold		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	V
Supply Current Section								
Start Up Current	$V_{CC} = 8V$		1.1	2.5		1.1	2.5	mA
ICC	$V_{PIN 1}, V_{PIN 7}, V_{PIN 8} = 0V; V_{PIN 2} = 1V$		22	33		22	33	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

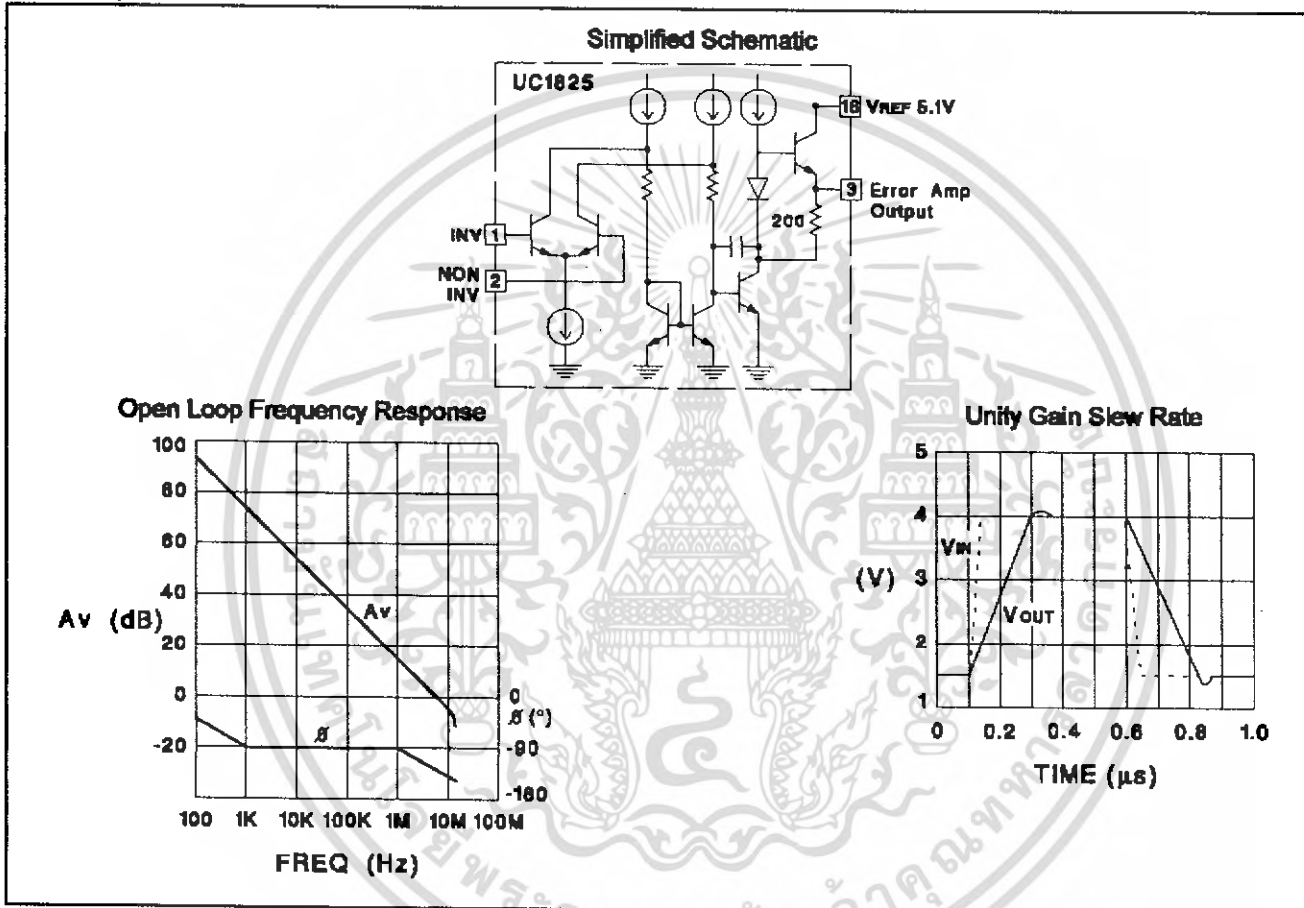
UC1825
UC2825
UC3825

Printed Circuit Board Layout Considerations

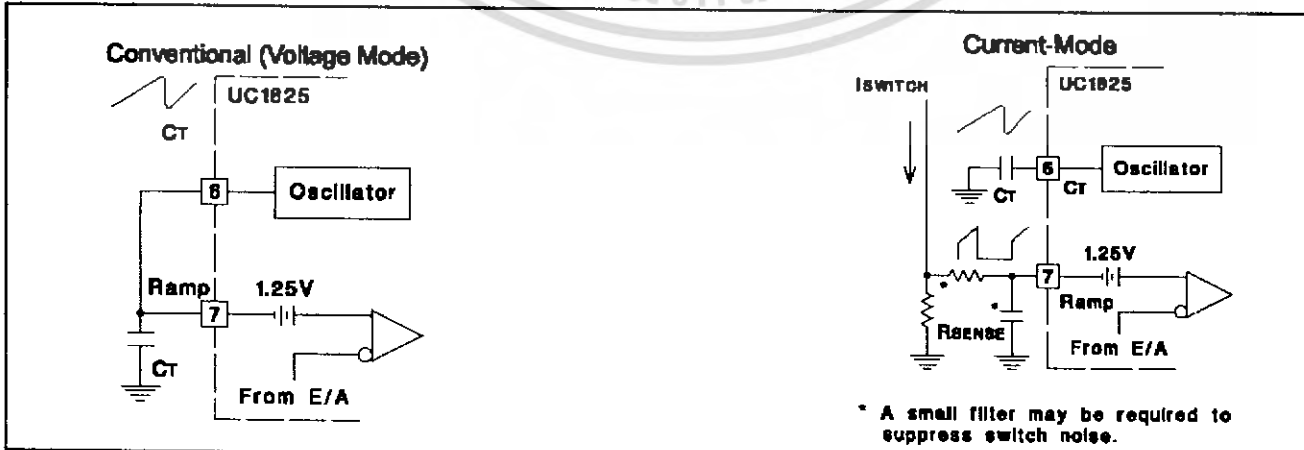
High speed circuits demand careful attention to layout and component placement. To assure proper performance of the UC1825 follow these rules: 1) Use a ground plane. 2) Damp or clamp parasitic inductive kick energy from the gate of driven MOSFETs. Do not allow the output pins to ring below ground. A series gate resistor or a shunt 1 Amp Schottky diode at the output pin will serve

this purpose. 3) Bypass VCC, Vc, and VREF. Use 0.1µF monolithic ceramic capacitors with low equivalent series inductance. Allow less than 1 cm of total lead length for each capacitor between the bypassed pin and the ground plane. 4) Treat the timing capacitor, CT, like a bypass capacitor.

Error Amplifier Circuit

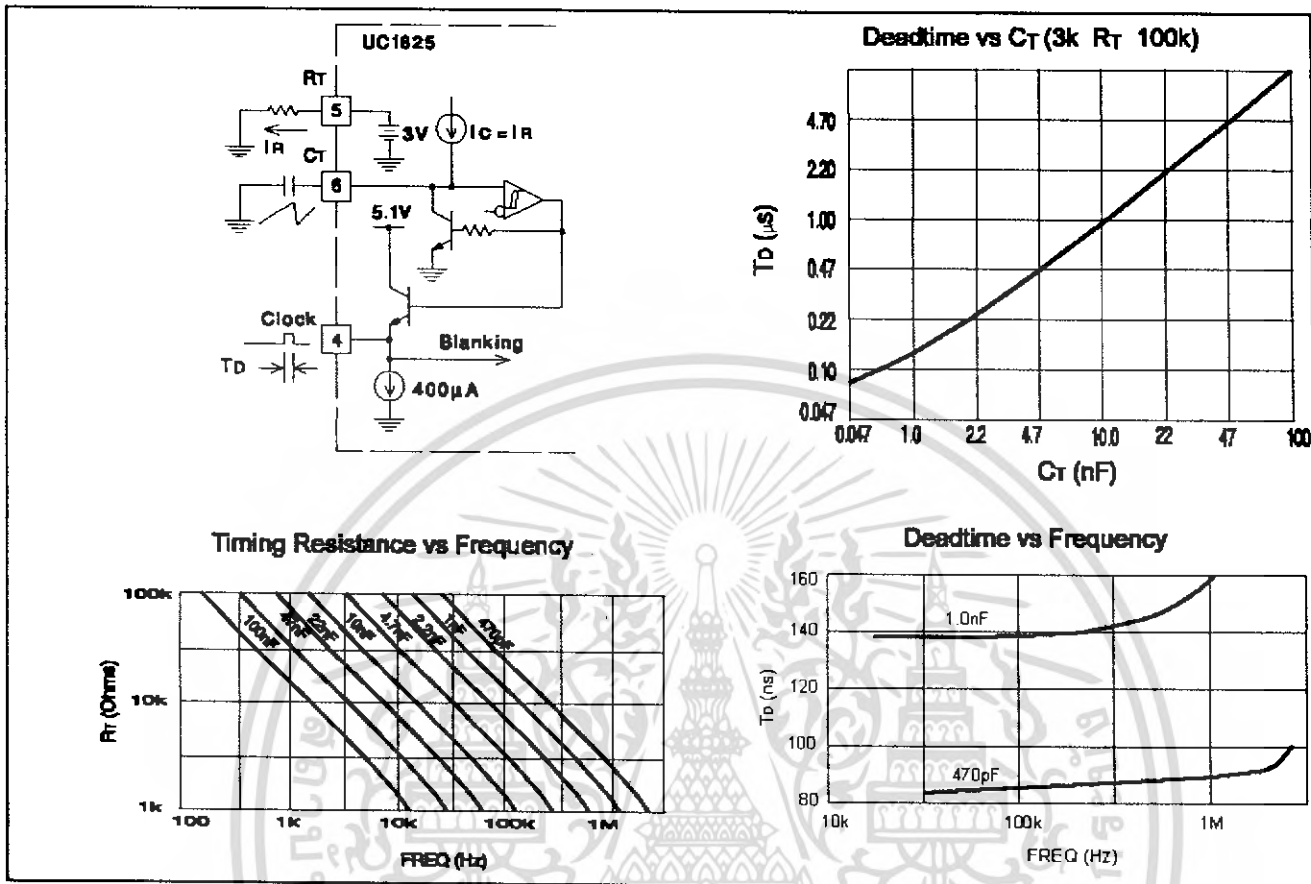


PWM Applications

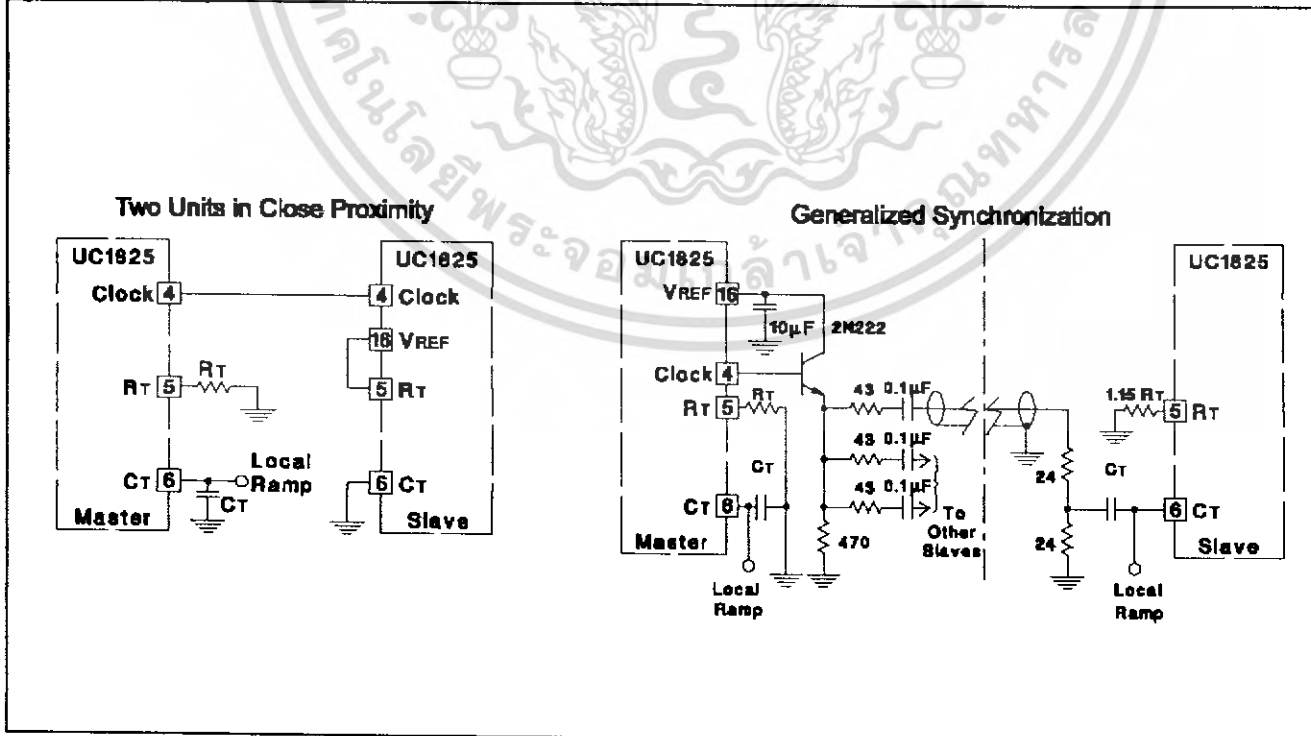


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Oscillator Circuit

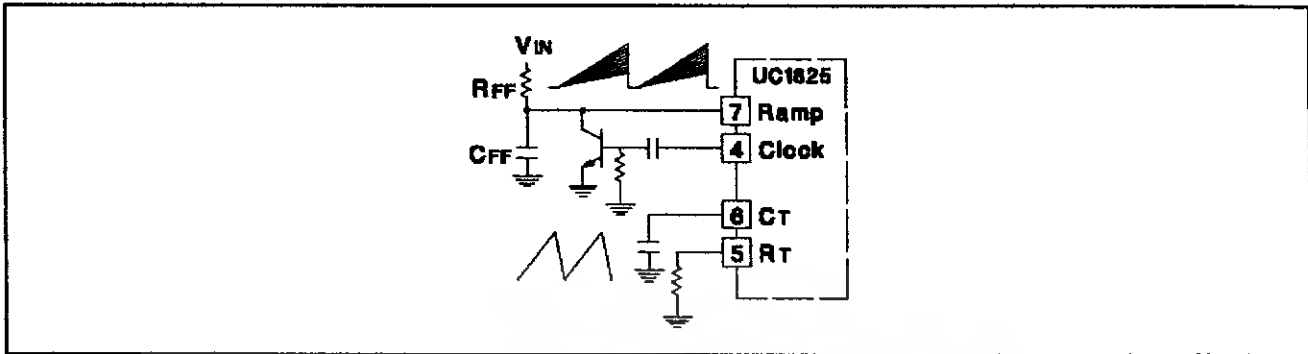


Synchronized Operation



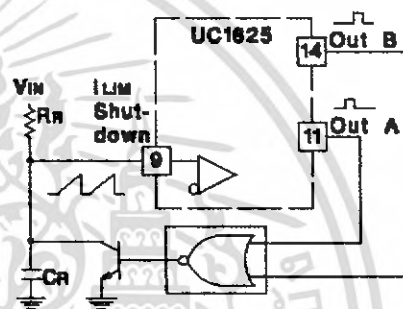
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application

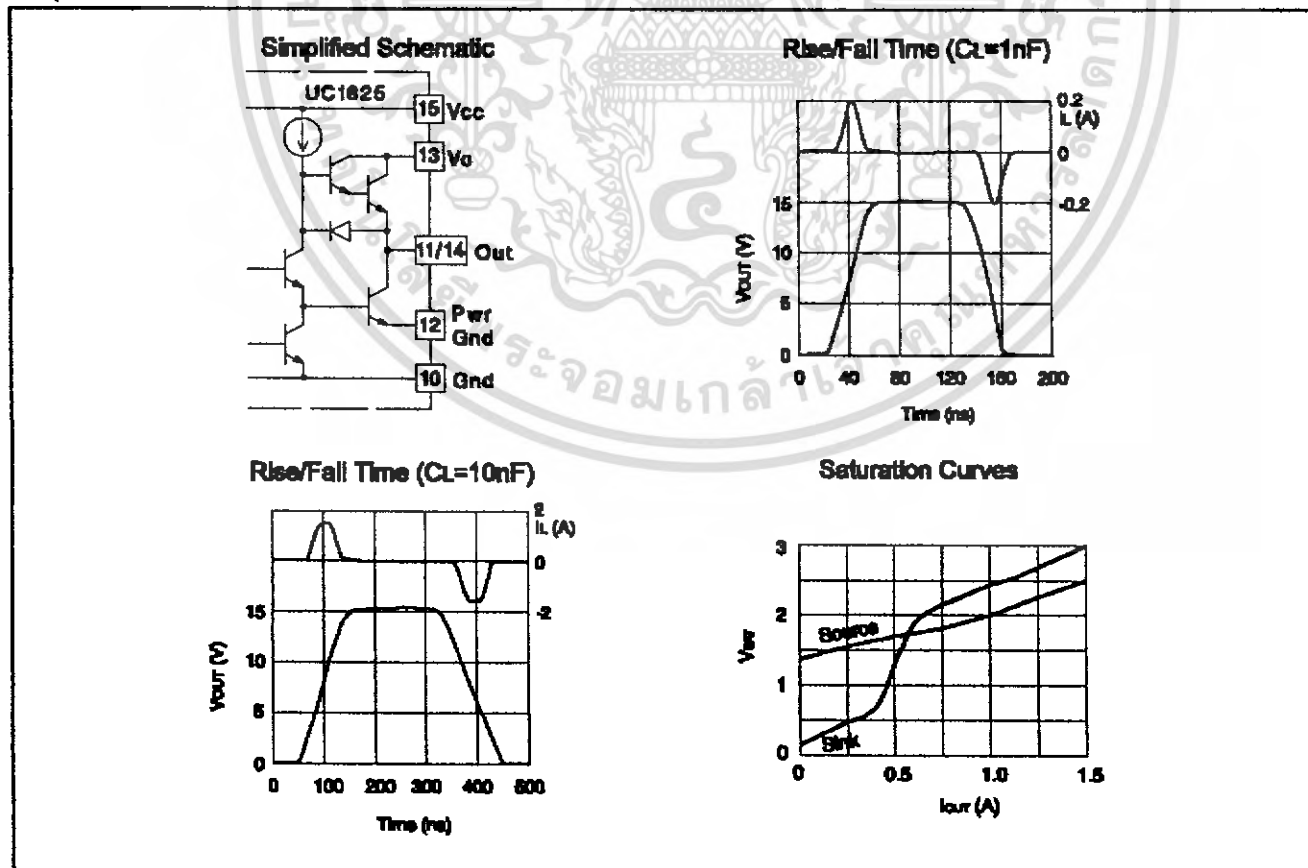


Constant Volt-Second Clamp Circuit

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

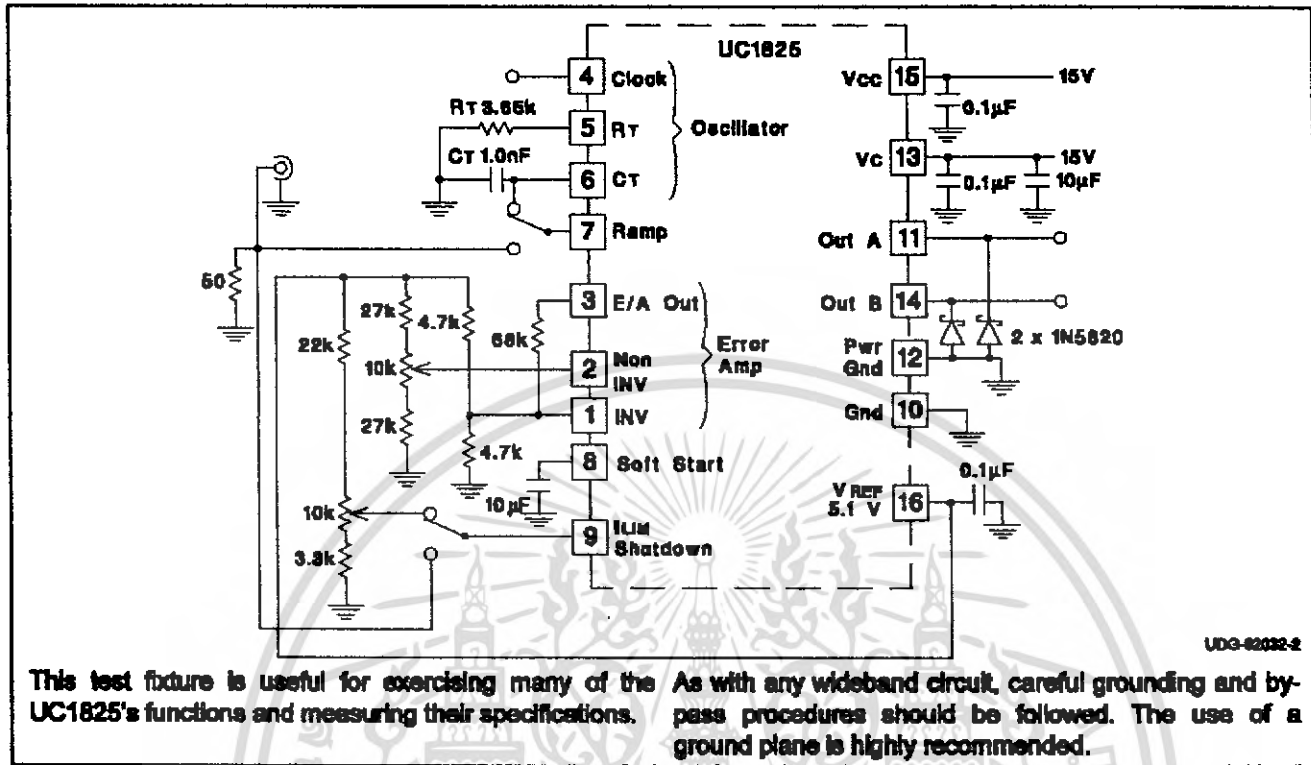


Output Section

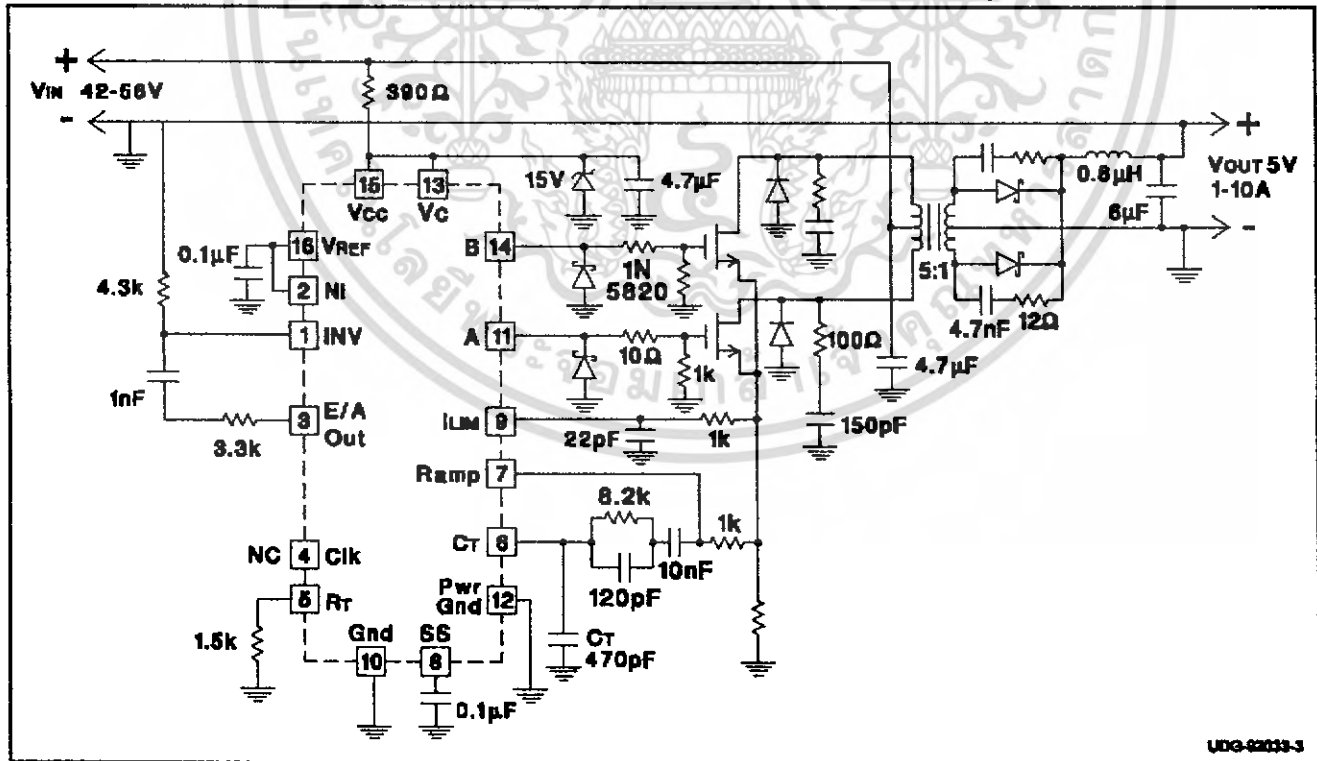


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Open Loop Laboratory Test Fixture



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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

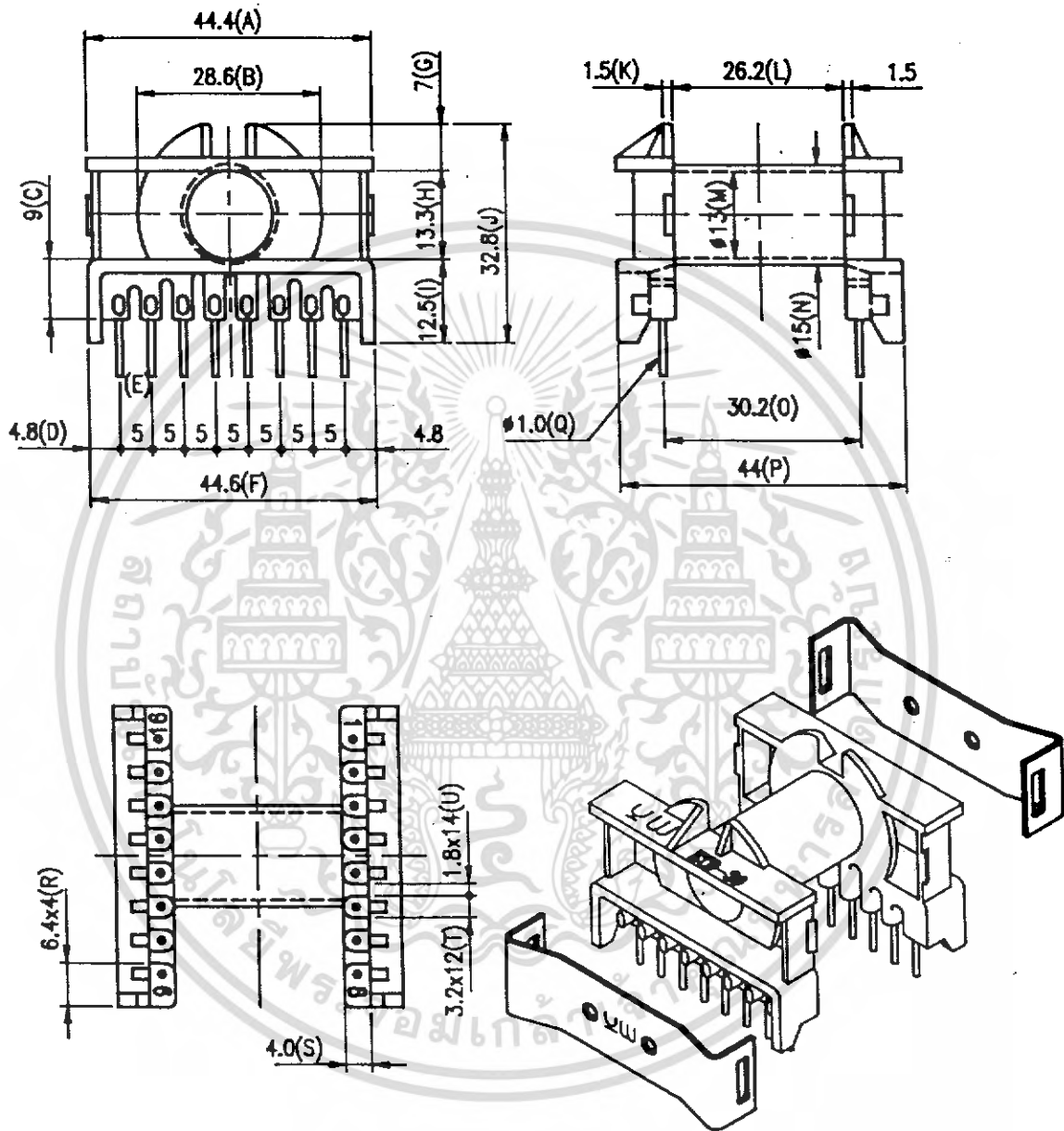
Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

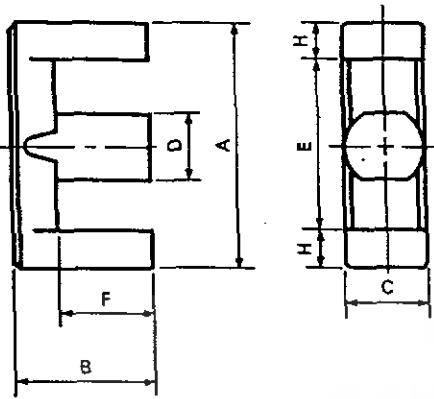


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

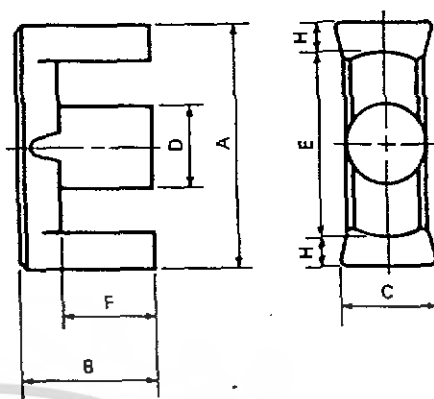


				TOLERANCE: WHOLE NO ±0.5 PIN PITCH ±0.1 ROW PITCH ±0.5		DECIMAL .X ±0.3 .XX ±0.2		CHECK	
修改日期	修改部份	修改前尺寸	修改後尺寸	SHEET OF		REV.	A	DRAWING	
毅華企業股份有限公司				TEL	(02)248-3366	MODEL	ETD-39 (YW-148)		
YIH HWA ENTERPRISE CO., LTD				FAX	(02)240-6919	MATERIAL	PHENOLIC		
中和市連城路222巷4弄2號2樓				UNIT	m/m	SCALE	1 / 1	DATE	

TYPE 3



TYPE 4



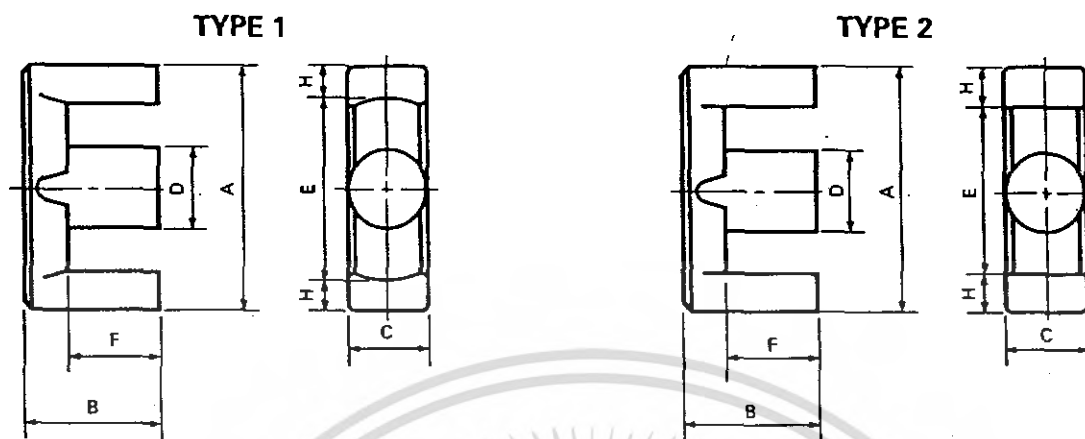
Core code	Magnetic parameter				Center leg area A _c (mm ²)	Minimum cross sectional area A _{min} (mm ²)		Window area A _w (mm ²)	Approx weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	C (mm)	A (mm)	l (mm)	V (mm ³)		B	L				
R09/05	1.7278	7.96	13.8	110	8.81	7.07	B	7.28	0.631	—	—
R11/05	1.2353	11.9	14.7	175	13.2	10.3	B	7.48	1.00	—	—
R19/24	1.8784	28.1	52.8	1480	24.6	24.6	C	74.8	8.20	—	—
R26/33	1.6995	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	—	—
R28/20	0.58524	86.3	50.5	4360	87.7	85.7	LB	81.2	21.9	—	—
R28/34	0.86800	85.6	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	—	—
R29/30	0.80887	85.9	69.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	—	—
R29/32	0.92727	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29	—
R30/26	0.47976	120	57.4	6860	113	113	C	70.8	35.3	—	—
R33/33	0.63188	121	76.3	9210	120	120	C	158	45.8	—	—
R34/35	0.81454	97.0	79.0	7670	91.6	91.6	C	188	38.0	30	—
R35/41	0.81729	110	90.1	9930	100	100	C	218	52.7	31	41
R38/44	0.50604	185	93.6	17300	181	181	C	183	86.5	—	—
R39/40	0.74141	125	92.6	11600	123	123	C	257	57.1	32	—
R39/45	0.75038	136	102	13900	129	129	C	277	69.7	33	41, 42
R40/45	0.63353	153	97.2	14900	139	139	C	249	75.9	34	—
R42/42	0.52664	183	96.3	17600	181	179	B	242	92.5	35	—
R42/43	0.57274	173	99.0	17100	170	165	B	261	87.7	36	—
R42/45	0.48286	202	97.3	19600	189	189	C	219	95.0	—	—
R42/49	0.46860	233	109	25400	235	231	B	282	129	—	—
R44/45	0.59208	175	103	18100	174	173	B	304	90.8	37	—
R45/38	0.51323	178	91.2	16200	181	170	L	223	82.4	—	—
R48/41	0.39196	254	99.5	25300	254	251	B	297	126	38	—
R49/49	0.53674	231	114	24300	211	211	C	373	128	39	—
R49/62	0.55627	242	134	32500	232	230	L	449	167	40	—
R53/37	0.35469	255	90.4	23100	252	252	C	252	117	—	—
R55/57	0.38039	334	127	42400	334	331	B	410	220	—	—
R80/65	0.39587	403	160	64300	394	394	C	792	325	—	—

:: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Summary

EER CORES



Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C	D	E _{min}	F	H _{nom}	
EER09/05	1	9.3±0.20	2.30±0.10	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	2.45±0.10	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER19/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.6	8.9±0.20	2.60	
EER26/33	2	26.2±0.40	16.3±0.20	7.20±0.30	7.20±0.30	19.6	12.8±0.20	3.10	
EER28/20	3	28.0±0.40	10.1±0.25	11.9±0.30	8.50±0.20	20.4	6.6±0.20	3.60	
EER28/34	1	28.6±0.50	16.9±0.25	11.4±0.30	9.90±0.20	21.2	12.6±0.30	3.40	
EER29/30	3	29.3±0.40	14.6±0.30	11.9±0.30	8.30±0.20	21.6	11.0±0.20	3.60	
EER29/32	1	29.8±0.80	15.8±0.20	9.50±0.30	9.50±0.30	22.0	11.0±0.30	3.55	ETD29
EER30/26	1	30.1±0.60	13.2±0.35	12.0±0.25	12.0±0.25	20.0	8.3±0.30	4.76	
EER33/33	3	33.0±0.30	16.7±0.35	13.0±0.20	10.5±0.20	23.4	12.0±0.20	4.65	
EER34/35	1	34.2±0.80	17.3±0.20	10.8±0.30	10.8±0.30	25.6	12.1±0.30	3.95	ETD34
EER35/41	1	35.0±0.50	20.7±0.30	11.3±0.25	11.3±0.25	25.6	14.7±0.30	4.43	JIS
EER38/44	1	37.5±0.50	22.0±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	26.5	15.5±0.20	5.25	
EER39/40	1	39.1±0.90	19.8±0.20	12.5±0.30	12.5±0.30	29.3	14.6±0.40	4.50	ETD39
EER39/45	1	39.0±0.40	22.7±0.20	12.8±0.25	12.8±0.25	28.6	17.1±0.20	5.00	JIS
EER40/45	1	40.0±0.70	22.4±0.30	13.3±0.30	13.3±0.30	28.8	15.4±0.30	5.25	JIS
EER42/42	1	42.0±0.50	21.2±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	30.5	15.3±0.30	5.50	JIS
EER42/43	1	42.2±0.90	21.6±0.20	14.7±0.30	14.7±0.30	30.4	16.0±0.40	5.58	
EER42/45	1	42.0±0.60	22.4±0.20	15.5±0.25	15.5±0.25	29.4	15.4±0.30	6.15	
EER42/49	1	42.0±0.50	24.7±0.20	19.6±0.40	17.3±0.25	31.8	18.8±0.30	4.85	
EER44/45	1	44.0±1.00	22.3±0.20	14.9±0.30	14.9±0.30	32.5	16.5±0.40	5.35	ETD44
EER45/38	2	44.0±0.50	19.3±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	31.0	13.3±0.20	6.00	
EER48/41	1	48.0±1.00	20.6±0.60	20.9±0.40	18.0±0.30	37.2	15.0±0.30	5.10	
EER49/49	1	48.7±1.10	24.7±0.20	16.4±0.30	16.4±0.30	36.1	18.1±0.40	5.85	ETD49
EER49/62	1	49.0±0.50	31.2±0.30	17.2±0.25	17.2±0.25	36.4	22.7±0.20	6.00	JIS
EER53/37	1	53.5±1.00	18.3±0.20	17.9±0.40	17.9±0.40	39.8	11.1±0.30	6.43	
EER55/57	4	55.0±0.50	28.4±0.40	24.7±0.40	20.6±0.30	41.7	19.0±0.30	6.40	
EER80/65	2	80.0±0.80	32.5±0.40	20.0±0.50	24.0±0.50	59.2	22.0±0.30	10.0	

Core code	Magnetic parameter				Center leg area A _c (mm ²)	Minimum cross sectional area A _{min} (mm ²)		Window area A _w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	C (mm)	A (mm ²)	l (mm)	V (mm ³)							
6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UC1886
UC2886
UC3886

Average Current Mode PWM Controller IC

FEATURES

- 10.3V - 20V Operating Range
- Low Offset Voltage Amplifier
- High Bandwidth Current and Voltage Amplifiers
- Low Offset Current Sense Amplifier
- Undervoltage Lockout
- Trimmed 5 Volt Reference
- Externally Programmable Oscillator Charge Current
- 1.5A Peak Totem Pole Output
- Available in 16-pin DIL or SOIC Packages

DESCRIPTION

The UC3886 family of PWM controller ICs is designed for DC-to-DC converters with average current mode control. It is designed for use in conjunction with the UC3910 4-bit DAC and Voltage Monitor. The UC3886 drives an external N-channel MOSFET and can be used to power the Intel Pentium® Pro and other high-end microprocessors.

The UC3886 in conjunction with the UC3910 converts 5VDC to an adjustable output ranging from 2.0V to 3.5V in 100mV steps with 35mV DC system accuracy.

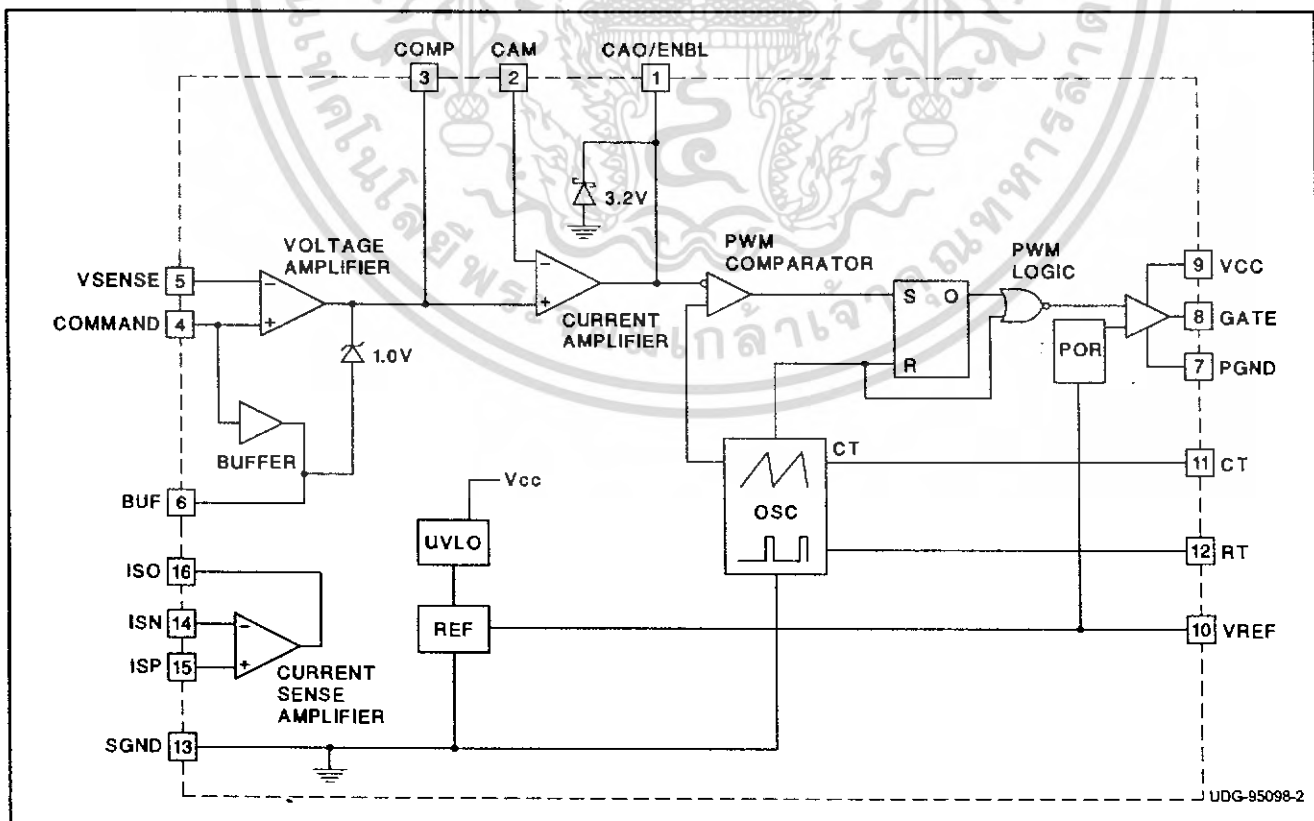
The oscillator is programmed by the user's selection of an external resistor and capacitor, and is designed for 300kHz typical operation.

The voltage and current amplifiers have 3.5MHz gain-bandwidth product to satisfy high performance system requirements.

The internal current sense amplifier permits the use of a low value current sense resistor, minimizing power loss. It has inputs and outputs accessible to allow user-selection of gain-setting resistors, and is internally compensated for a gain of 5 and above. The command voltage input is buffered and provided for use as the reference for the current sense amplifier.

The output of the voltage amplifier (input to the current amplifier) is clamped to 1 volt above the command voltage to serve as a current limit. The gate output can be disabled by bringing the CAO/ENBL pin to below 0.8 volts.

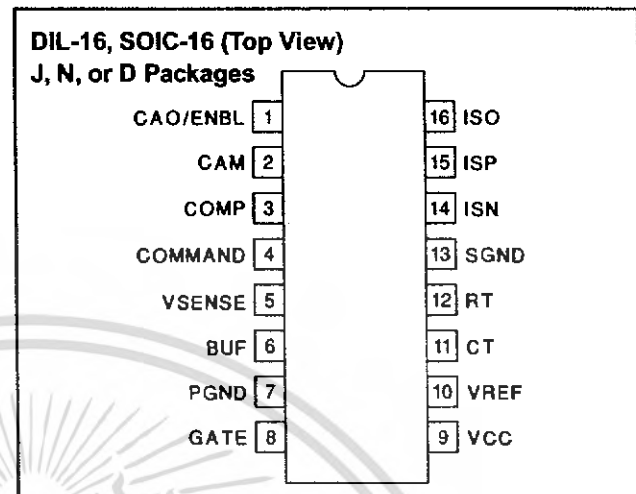
BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	20V
Output Current	
CAM, COMMAND, VSENSE, ISN, ISP	± 1A
Analog Input	-0.3V to 7V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Junction Temperature	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	+300°C

Currents are positive into, negative out of the specified terminal.
Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

CONNECTION DIAGRAM

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless otherwise specified, VCC = 12V, VCOMMAND = 3.0V, CT = 1nF, RT = 10k, TA = TJ = 0°C < TA < 70°C for the UC3886. (Note: -25°C < TA < 85°C for the UC2886, and -55°C < TA < 125°C for the UC1886)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Overall					
Supply Current	VCC = 11V, Gate Open		10	15	mA
	VCC = 9.3V			5	mA
Undervoltage Lockout					
Start Threshold		9.7	10.3	10.8	V
UVLO Hysteresis			0.25	0.4	V
Voltage Error Amplifier					
Input Offset Voltage	V _{CM} = 3.0V (UC3886)			4	mV
	V _{CM} = 3.0V (UC2886, UC1886)			15	mV
Input Bias Current	V _{CM} = 3.0V			-2	μA
Input Offset Current	V _{CM} = 3.0V (UC3886)			0.01	μA
	V _{CM} = 3.0V (UC2886, UC1886)			0.1	μA
Open Loop Gain	2.5V < V _{COMP} < 3.5V	60	85		dB
Common-Mode Rejection Ratio	2V < V _{COMP} < 4V	60	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	11V < VCC < 15V	60	85		dB
Output High Voltage (Clamp)	I _{COMP} = -100μA (UC3886)	3.95	4	4.05	V
	I _{COMP} = -100μA (UC2886, UC1886)	3.9		4.1	V
Output Low Voltage (Clamp)	I _{COMP} = 100μA	1.9		2.7	V
Output Sink Current	V _{COMP} = 3.7V	0.9			mA
Output Source Current	V _{COMP} = 2.8V	-0.15	-0.25		mA
Gain-Bandwidth Product	F = 100kHz	2	3.5		MHz
5.0V Reference					
Output Voltage	I _{VREF} = 1.0mA	4.9	5	5.1	V
Total Variation	Line, Load, Temperature	4.825		5.175	V
Line Regulation	11V < VCC < 15V			10	mV
Load Regulation	0 < I _{VREF} < 2mA			15	mV
Short Circuit Current		-10		-40	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless otherwise specified, $V_{CC} = 12V$, $V_{COMMAND} = 3.0V$, $C_T = 1nF$, $R_T = 10k$, $T_A = T_J = 0^\circ C < T_A < 70^\circ C$ for the UC3886. (Note: $-25^\circ C < T_A < 85^\circ C$ for the UC2886, and $-55^\circ C < T_A < 125^\circ C$ for the UC1886)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Buffer					
Gain	$I_{BUF} = \pm 500\mu A$ (UC3886)	0.98	1	1.02	V/V
	$I_{BUF} = \pm 500\mu A$ (UC2886, UC1886)	0.95		1.05	V/V
Current-Sense Amplifier					
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 3.0V$ (UC3886)			2	mV
	$V_{CM} = 3.0V$ (UC2886, UC1886)			6	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 3.0V$			-1	μA
Input Offset Current	$V_{CM} = 3.0V$			0.2	μA
Open Loop Gain	$2V < V_{ISO} < 6V$	60	85		dB
CMRR	$0V < V_{CM} < 4.5V$	60	85		dB
PSRR	$11V < V_{CC} < 15V$	60	85		dB
Output High Voltage	$I_{ISO} = -100\mu A$	5			V
Output Low Voltage	$I_{ISO} = 1mA$			1	V
Output Source Current	$V_{ISO} = 2V$	-0.2			mA
Gain-Bandwidth Product	$F = 100kHz$	2	3.5		MHz
Current Amplifier					
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 3.0V$ (UC3886)			13	mV
	$V_{CM} = 3.0V$ (UC2886, UC1886)			18	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 3.0V$			1	μA
Open Loop Gain	$1V < V_{CAO} < 3V$	60	85		dB
CMRR	$1.5V < V_{CM} < 4.5V$	60	85		dB
PSRR	$11V < V_{CC} < 15V$	60	85		dB
Output High Voltage	$I_{CAO} = -100\mu A$	3		3.3	V
Output Low Voltage	$I_{CAO} = 100\mu A$			1	V
Output Source Current	$V_{CAO} = 1V$	-0.1	-0.25		mA
Gain-Bandwidth Product	$F = 100kHz$	2	3.5		MHz
Oscillator					
Frequency	$R_T = 10k$, $C_T = 1nF$ (UC3886)	90	100	110	kHz
	$R_T = 10k$, $C_T = 1nF$ (UC2886, UC1886)	85		115	kHz
Frequency Change With Voltage	$11V > V_{CC} > 15V$			1	%
CT Peak Voltage		2.6	2.8		V
CT Valley Voltage			1	1.2	V
CT Peak-to-Peak Voltage		1.6	1.8	2.0	V
Output Section					
Output Low Voltage	$I_{GATE} = 200mA$		1.6	2.2	V
Output High Voltage	$I_{GATE} = -200mA$	9	10.3		V
Output Low Voltage	$5V < V_{CC} < 9V$, $I_{GATE} = 10mA$			0.5	V
	$V_{CAO} < 0.8V$, $I_{GATE} = 10mA$			0.5	V
Rise/Fall Time	$C_L = 1nF$			150	ns
Maximum Duty Cycle	(UC3886)	90			%
	(UC2886, UC1886)	85			%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN DESCRIPTIONS

BUF: (Buffer Output) The voltage on COMMAND pin is buffered and presented to the user here. This voltage is used to provide the operating bias point for the current sense amplifier by connecting a resistor between BUF and ISP. Decouple BUF with 0.01 μ F or greater to SGND.

CAM: (Current Amplifier Minus Input) The average load current feedback from ISO is typically applied through a resistor here.

CAO/ENBL: (Current Amplifier Output/Chip Enable) The current loop compensation network is connected between CAO/ENBL and CAM, the inverting input of the current amplifier. The voltage at CAO/ENBL is the input to the PWM comparator and regulates the output voltage of the system. The GATE output is disabled (held low) unless the voltage at this pin exceeds 1.0 volts, allowing the PWM to force zero duty cycle when necessary. The user can force this pin below 0.8 volts externally with an open collector, disabling the GATE drive.

COMMAND: (Voltage Amplifier Non-Inverting Input) This input to the voltage amplifier is connected to a command voltage, such as the output of a DAC. This voltage sets the switching regulator output voltage.

COMP: (Compensation, Voltage Amplifier Output) The system voltage compensation network is applied between COMP and VSENSE. The voltage at COMP is clamped to prevent it from going more than 1V above the COMMAND voltage. This is used to provide an accurate average current limit. The voltage on COMP is also clamped to 0.7V below the voltage on COMMAND. This is done to avoid applying a full charge to capacitors in the compensation network during transients, allowing quick recovery time and little overshoot.

CT: (Oscillator Timing Capacitor) A capacitor from CT to SGND along with the resistor on RT, sets the PWM frequency and maximum duty cycle according to these formulas:

$$D_{MAX} \approx 1 - \frac{2.0V}{RT \cdot 4.0mA}$$

where D_{MAX} is the maximum operating duty cycle, and RT is in ohms.

$$F_{OSC} = \frac{2.0V \cdot ((4.0mA \cdot RT) - 2.0V)}{CT \cdot 1.8V \cdot RT^2 \cdot 4.0mA}$$

where F_{OSC} is the UC3886 oscillator switching frequency in Hz, RT is in ohms, and CT is in farads.

GATE: (PWM Output) The output is a 1A totem pole driver. Use a series resistor of at least 5 Ω to prevent interaction between the gate impedance and the output driver that might cause excessive overshoot.

ISN: (Current Sense Amplifier Inverting Input) A resistor to the low side of the average current sense resistor and a resistor to ISO are applied to this pin to make a differential sensing amplifier.

ISO: (Current Sense Amplifier Output) A feedback resistor to ISN is connected here to make a differential sensing amplifier. The voltage at this pin is equal to $(V_{BUF} + A \cdot I_{AVG} \cdot R_{SENSE})$ where A is the user determined gain of the differential amplifier, I_{AVG} is the average load current of the system, and R_{SENSE} is the average current sensing resistor. For stability, A must be greater than 5. Set A such that $A \cdot I_{SC} \cdot R_{SENSE} = 1.0V$ where I_{SC} is the user-determined short circuit current limit.

ISP: (Current Sense Amplifier Non-Inverting Input) A resistor to the high side of the average current sense resistor and a resistor to BUF are connected to this pin to make a differential sensing amplifier.

PGND: (Power Ground) The PWM output current returns to ground through this pin. This is separated from SGND to avoid on-chip ground noise generated by the output current.

RT: (Oscillator Charging Current) This pin is held at 2V. Resistor RT from this pin to SGND sets the oscillator charging current. Use $5k < RT < 100k$.

SGND: (Signal Ground) For better noise immunity, signal ground is provided at this pin.

VCC: (Positive Supply Voltage) This pin supplies power to the chip and to the gate drive output. Decouple to PGND and separately to SGND for best noise immunity. The reference (VREF), GATE output, oscillator, and amplifiers are disabled until VCC exceeds 10.3V.

VREF: (Voltage Reference Output) An accurate 5V reference as provided at this pin. The output can deliver 2mA to external circuitry, and is internally short circuit current limited. VREF is disabled if VCC is below UVLO. Bypass 5V REF to SGND with an 0.01 μ F or larger capacitor for best stability.

VSENSE: (Voltage Sense Input) This input is connected to COMP through a feedback network and to the power supply output through a resistor or a divider network.

APPLICATION INFORMATION

OSCILLATOR

The UC3886 oscillator is a saw tooth. The rising edge is governed by a current controlled by R_T flowing into the capacitor C_T . The falling edge of the sawtooth sets the dead time for the output. Selection of R_T should be done first, based on desired maximum duty cycle. C_T can then be chosen based on the desired frequency, F_S , and the value of R_T . The design equations are:

$$D_{MAX} = 1 - \frac{2.0V}{R_T \cdot 4.0mA}$$

$$F_{OSC} = \frac{2.0V \cdot ((4.0mA \cdot R_T) - 2.0V)}{C_T \cdot 1.8V \cdot R_T^2 \cdot 4.0mA}$$

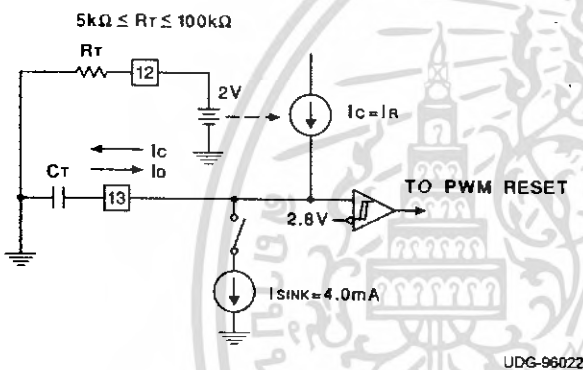


Figure 1. Oscillator

Configuring the Current Sense Amplifier

The UC3886 Current Sense Amplifier is used to amplify a differential current sense signal across a low value current sense resistor, R_{SENSE} . This amplifier must be set up as a differential amplifier as shown.

The Current Sense Amplifier gain, G_{CSA} , is given by the ratio of R_2/R_1 . The output of the Current Sense Amplifier at the ISO pin is given by

$$V_{ISO} = V_{BUF} + V_{SENSE} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

The Current Sense Amplifier gain, G_{CSA} , must be programmed to be greater than or equal to 5.0 (14dB), as this amplifier is not stable with gain below 5.0. The Current Sense Amplifier gain is limited on the high side by its Gain-Bandwidth product of 2.5MHz. Therefore G_{CSA} must be programmed between

$$G_{CSA_MIN} = 5.0 \text{ and } G_{CSA_MAX} = 2.5MHz/F_{SWITCH}$$

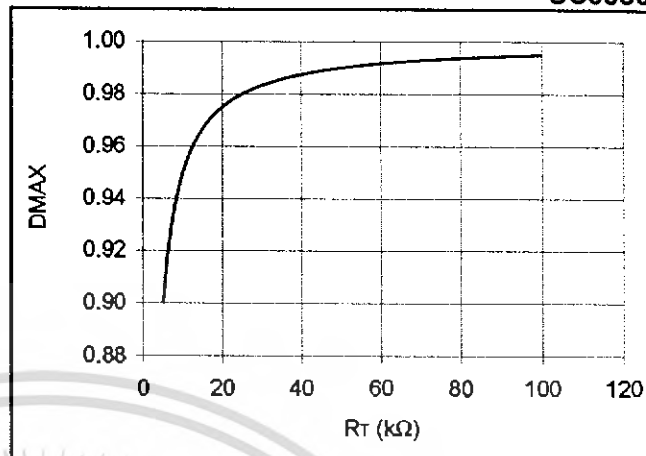


Figure 2. Programming Maximum Duty Cycle with R_T

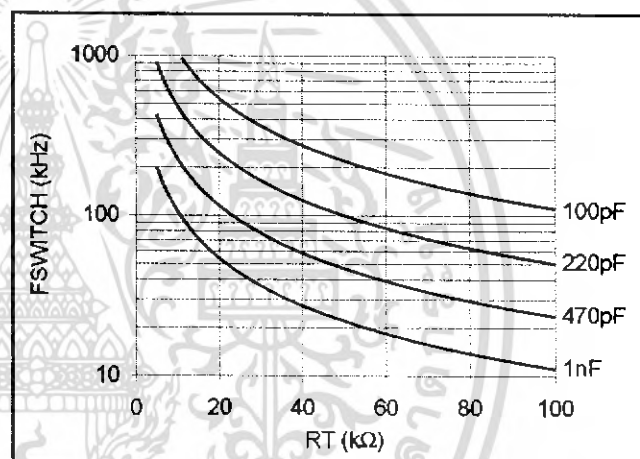


Figure 3. Programming Switching Frequency with C_T

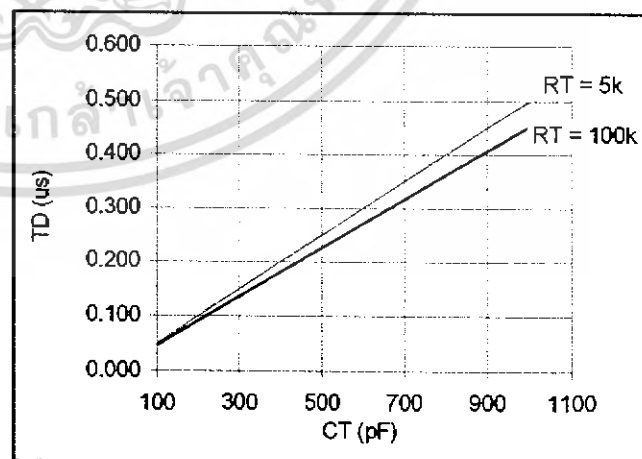


Figure 4. Deadtime vs. C_T and R_T

APPLICATION INFORMATION (cont.)

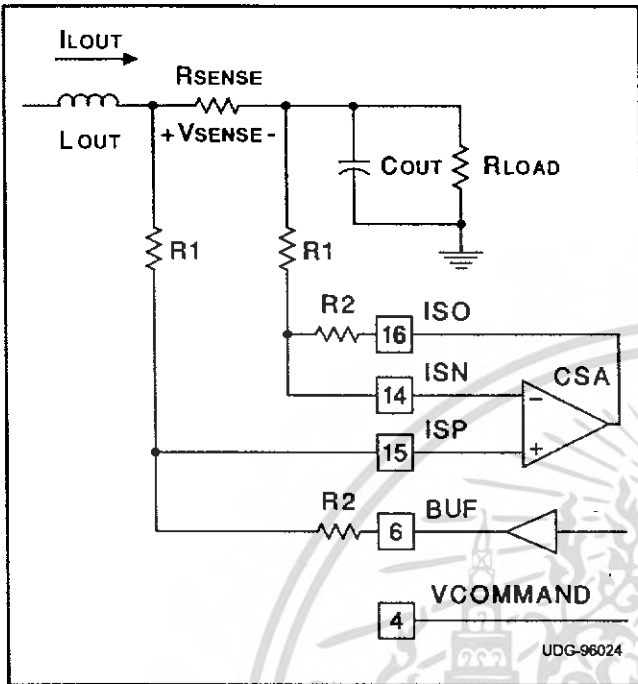


Figure 5. Configuring the Current Sense Amplifier

Enabling/Disabling the UC3886 Gate Drive

The CAO/ENBL pin can be used to Disable the UC3886 gate drive by forcing this pin below 0.8V, as shown. Bringing the voltage below the valley of the PWM oscillator ramp will insure a 0% duty cycle, effectively disabling the gate drive. A low noise open collector signal should be used as an Enable/Disable command.

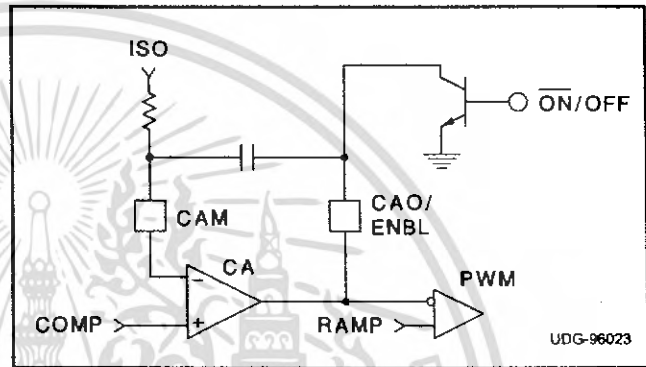


Figure 6. Enabling/Disabling the UC3886

TYPICAL APPLICATIONS

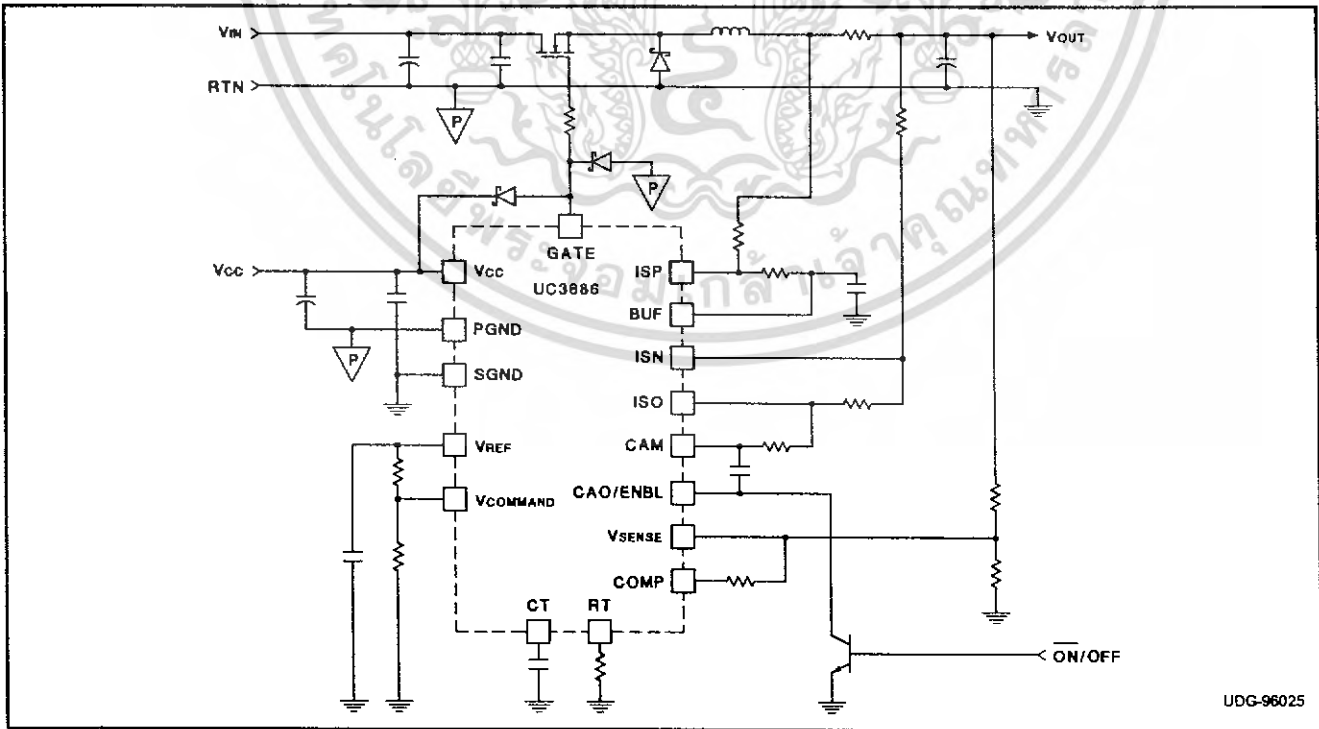


Figure 7. The UC3886 Configured in a Buck Regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS (cont.)

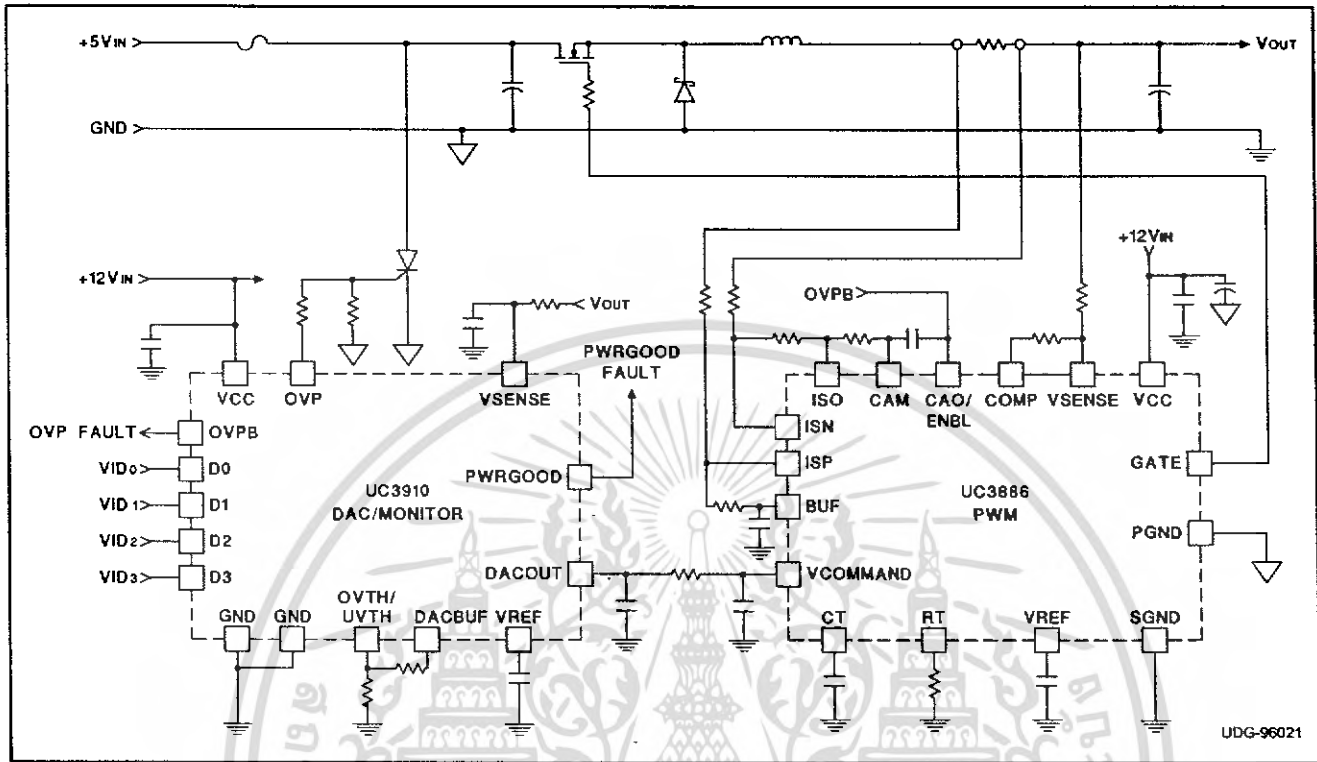


Figure 8. UC3886 Configured with the UC3910 for a Pentium® Pro DC/DC Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้