

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

บัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมโดยวิธีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

Average Current Mode Control of a Buck Converter



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง                    บัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมโดยวิธีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย  
Average Current Mode Control of a Buck Converter

ผู้จัดทำ            นายนิสิต            เขียมงาม            47015292  
                          นายเอกสิทธิ์      กาบแก้ว            47015310

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์)



# บัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมโดยวิธีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

## Average Current Mode Control of a Buck Converter

โดย

นายนิสิต เอี่ยมงาม 47015292

นายเอกสิทธิ์ กาบแก้ว 47015310

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชนินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์

### บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการศึกษาและออกแบบสร้างวงจรดิจิทัล – ดิจิทัล บัค คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย (Average current mode control) จากวงจรที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อนำไป ทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน พบว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างน่าพึงพอใจ

# บัคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมโดยวิธีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

## Average Current Mode Control of a Buck Converter

โดย

นายนิสิต เอี่ยมงาม 47015292

นายเอกสิทธิ์ กาบแก้ว 47015310

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

### ABSTRACT

This thesis describes the design and implementation of an average current-mode controlled buck converter. The prototype converter circuit is designed and built. Test on the output voltage regulation and output voltage response to a step-load change found that the designed converter has a satisfactory performance.

## กิตติกรรมประกาศ

ที่ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีขอขอบพระคุณ รศ.ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์ ที่เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ดีที่ได้มีความเมตตากรุณาเอื้อเพื่อให้คำแนะนำข้อเสนอแนะและคำติชมต่างๆในการทำงานซึ่งเป็นประโยชน์อย่างสูงที่ส่งผลให้มีความก้าวหน้าจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีแก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบพระคุณ ผ.ศ.ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่ได้ให้คำแนะนำและสอบถามถึงความก้าวหน้า ทำให้คณะผู้จัดทำมีความกระตือรือร้นในการทำงานมากขึ้นและยังขอขอบพระคุณ คณาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้ต่างๆให้แก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบคุณ รุ่นพี่ปริญญาโท ทุกท่านที่คอยให้คำแนะนำให้คำปรึกษาที่ตีรวมถึงให้ความสนใจสอบถามถึงความคืบหน้าและคอยให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ อย่างสม่ำเสมอ จึงทำให้งานออกมาสำเร็จลุล่วงมาได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ เพื่อนๆทุกคน ที่คอยให้กำลังใจและความช่วยเหลือในด้านต่างๆ จนทำให้งานสำเร็จลงได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่คอยสนับสนุนและให้โอกาสได้ศึกษาเล่าเรียนจนถึงปัจจุบัน และคอยดูแลทุกสิ่งทุกอย่างจนทำให้ทางคณะผู้จัดทำ ได้ทำปริญญา นิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้ด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

นายนิสิต

เอี่ยมงาม

นายเอกสิทธิ์

กานแก้ว

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษา	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจร DC – DC Converter	3
2.1 หลักการทำงานของวงจรสวิตช์	3
2.2 วงจร DC – DC Converter แบบ Buck	5
2.2.2 การทำงานของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck	5
2.2.2.1 ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า	5
2.2.2.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า	6
2.2.3 การหาค่าอัตราการขยายแรงดันของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck	7
2.2.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck	8
2.2.5 ค่า ripple ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	11
2.3 วงจรพีดับบลิวเอ็ม	13
2.4 การควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย	15
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างวงจร Buck Converter	17
3.1 การออกแบบและการสร้างวงจร Buck Converter ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	17

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.1.1 การออกแบบวงจรกำลัง	17
3.1.2 ขั้นตอนในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำมีดังนี้	19
3.2 การออกแบบควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	26
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	29
4.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	29
4.1.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ที่ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	29
4.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต	30
4.2.1 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	30
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง	33
เอกสารอ้างอิง	34
ภาคผนวก ก. DATA SHEET UC3886	35
ภาคผนวก ข. DATA SHEET IRF640	44
ภาคผนวก ค. DATA SHEET MBR1645	54
ภาคผนวก ง. ตารางแกนเฟอร์ไรต์	59
ภาคผนวก จ. ตารางขนาดลวดตัวนำ	64

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 (ก) วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐาน (ข) วงจรสมมูลของสวิตช์ (ค) แรงดันไฟฟ้าด้านนอก	3
2.2 วงจร Buck Converter	5
2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า	6
2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า	6
2.5 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter (ก) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ค) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	8 9 9
2.6 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter (ก) กระแสไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ (ข) ripple แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ	11
2.7 วงจรพีดับเบิลเอ็ม (ก) รูปวงจร (ข) รูปคลื่นสัญญาณ	14
2.8 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย	16
3.1 ตัวอย่างนิยามของ $A_c$ และ $A_w$ สำหรับแกนแม่เหล็กแบบ EER	19
3.2 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ที่ได้ออกแบบ	25
3.3 รูปแบบการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	26
3.3 รูปแบบการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	26
3.4 รูปแบบการต่อไอซี UC 3886 ให้ผลิตสัญญาณพัลส์ 100 kHz	27
3.5 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่ออกแบบได้	27
3.6 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่สร้างเสร็จแล้ว	28
4.1 การต่อชุดการทดลองวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	29
4.2 การต่อชุดการทดลองวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย	30

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก1Aไป5A	31
4.4 ผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก1Aไป6A	31
4.5 ผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก5Aไป10A	32



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตวงจรDC-DC Converter แบบ Buck ควมคุม แบบกระแสเฉลี่ย	30



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจร DC-DC Converter แบบ Buck เป็นวงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ ซึ่งเป็นวงจรที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตให้คงที่แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของโหลดหรือแรงดันไฟฟ้าอินพุตการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ทำได้โดยการควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งการควบคุมแบบป้อนกลับนี้มีด้วยกันอยู่หลายแบบ แต่ที่ได้นำเสนอในปริยภูณานิพนธ์เป็นการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตให้คงที่ได้ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของโหลดหรือแรงดันไฟฟ้าอินพุต

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาหลักการทํางานของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck
2. เพื่อศึกษาวิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแบบกระแสเฉลี่ย
3. สามารถนำทฤษฎีหลักการควบคุมมาประยุกต์ใช้งาน ได้จริง
4. สามารถออกแบบวงจร Buck Converter ที่ควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยได้
5. สามารถนำวงจร Buck Converter ที่ออกแบบมาใช้งาน ได้จริง

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ศึกษาทฤษฎีและหลักการทํางานของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ที่ควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
2. ศึกษาคุณสมบัติของไอซี PWM UC3886 ที่นำมาใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck
3. ทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น

## 1.4 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรDC-DC Converter แบบ Buck
2. ศึกษาคุณสมบัติของไอซี PWM UC3886
3. ทำการออกแบบและสร้างวงจรDC-DC Converter แบบ Buckที่ควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
4. ทำการทดลองและบันทึกผลการทดลอง
5. เขียนปริญญานิพนธ์

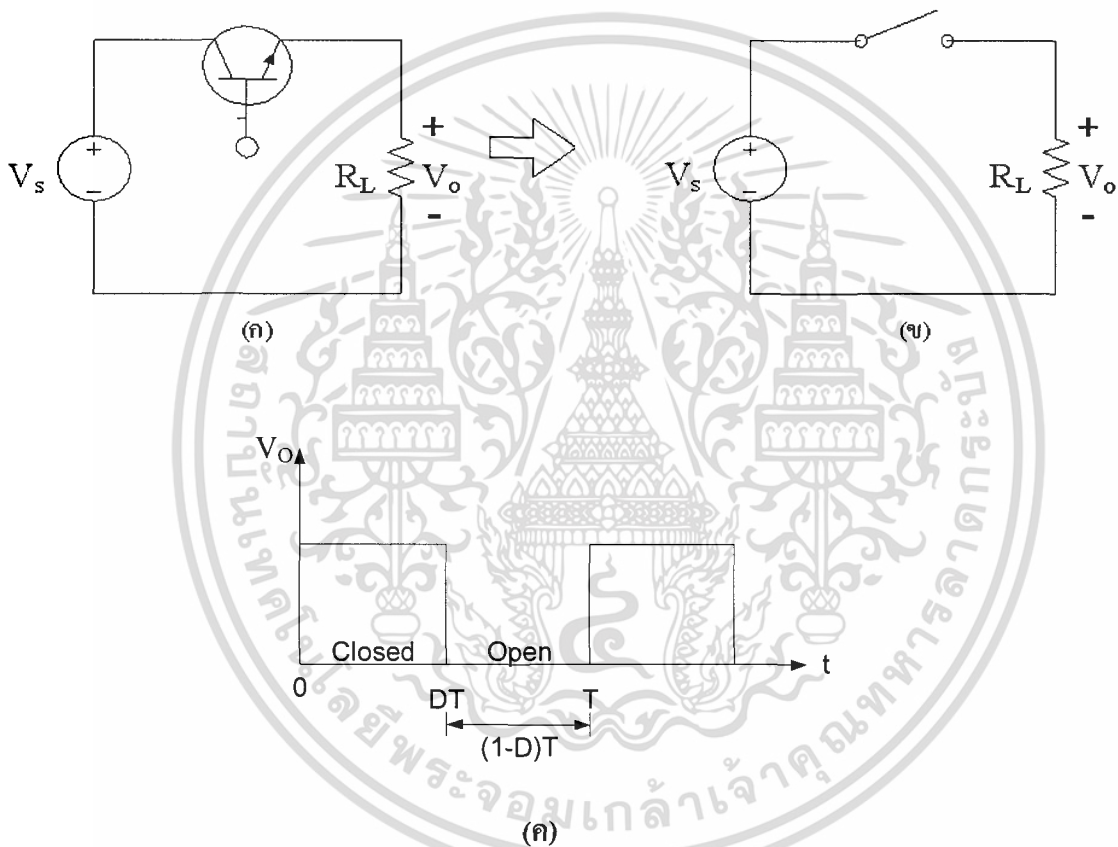


## บทที่ 2

# ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจร DC-DC Converter

### 2.1 หลักการทำงานของวงจรสวิตช์

อุปกรณ์สวิตช์เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ มีโหมดการทำงานคือ โหมคนำกระแสไฟฟ้า และหยุดนำกระแสไฟฟ้า โดยสมมติให้ มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ที่ใช้ เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในอุดมคติดังในรูปที่ 2.1 หลักการทำงานคือ



รูปที่ 2.1 (ก) วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐาน

(ข) วงจรสมมูลของสวิตช์

(ค) แรงดันไฟฟ้าด้านออก

เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ( $V_o = V_s$ ) และเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ ( $V_o = 0$ ) ช่วงเวลาในการนำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้าจะ ได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นพัลส์ดังในรูปที่ 2.1 ซึ่งสามารถหาค่าเฉลี่ยหรือค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกได้จากสมการที่ (2.1)

$$\begin{aligned}
 V_o &= \int_0^T V_o(t) dt \\
 V_o &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt \\
 V_o &= V_s D
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

เมื่อ  $V_s$  = แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง,  $D$  = าคิวตี้ไซเคิล

จากสมการที่ (2.1) จะพบว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออกถูกควบคุมได้จากการปรับค่าคิวตี้ไซเคิล (Duty cycle หรือ Duty ratio:D) ซึ่ง  $D$  หมายถึง อัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อช่วงเวลานึ่งคาบการสวิตช์ซึ่ง มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.2)

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \tag{2.2}$$

$$t_{on} = DT$$

$$t_{off} = (1 - D)T \tag{2.2}$$

เมื่อ  $t_{on}$  = ช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้า

$t_{off}$  = ช่วงเวลาไม่นำกระแสไฟฟ้า

$T$  = เวลาคาบ

การกำหนดค่า  $D$  นิยมบอกเป็นสองลักษณะ เป็นเลขเต็มหนึ่งและบอกเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าต่ำสุดของ  $D$  คือศูนย์และค่าสูงสุดคือหนึ่ง ขณะที่บอกเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์เปอร์เซ็นต์และค่าสูงสุดคือหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

ตัวอย่างเช่น  $D = 0.4$  หรือ  $D = 40\%$  หมายถึงช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้ามีอยู่ 0.4 ส่วนช่วงเวลานึ่งคาบ หรือหมายถึงช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้ามีอยู่สี่สิบเปอร์เซ็นต์จากช่วงเวลานึ่งคาบหรือหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

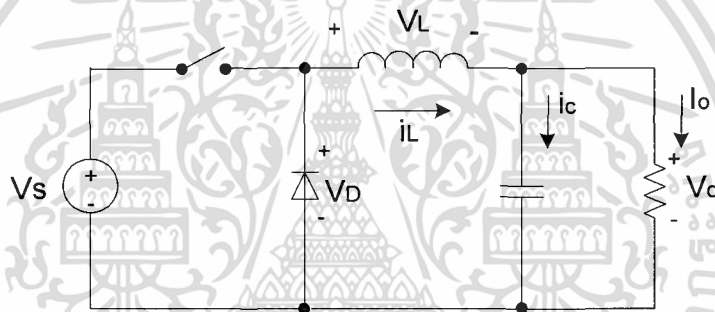
ในกรณีศึกษาเบื้องต้นนี้ จะสมมติในขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ ทั้งนี้เพื่อความสะดวกในการคำนวณและจะไม่คำนึงถึงความสูญเสียจากการทำงานของสวิตช์ ซึ่งหมายถึงวงจรนี้มีประสิทธิภาพหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

## 2.2 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck

วงจรทอนระดับหรือวงจร Buck Converter คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแตรงมาก ๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรกรองแบบ LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ผกผันกับกำลังสองของความถี่

### 2.2.1 การทำงานของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck

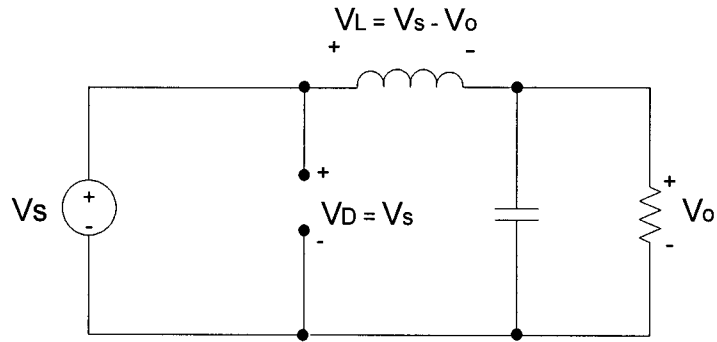
หลักการทำงานของวงจร Buck Converter เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่วางแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็สามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (2.10) การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละ โหมด จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัวดังนี้



รูปที่ 2.2 วงจร Buck Converter

#### 2.2.1.1 ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ (2.3) กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแตรงจะไหลผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้า ดังนี้



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

$$-V_L + v_L + V_o = 0$$

$$v_L = V_s - V_o \quad (2.3)$$

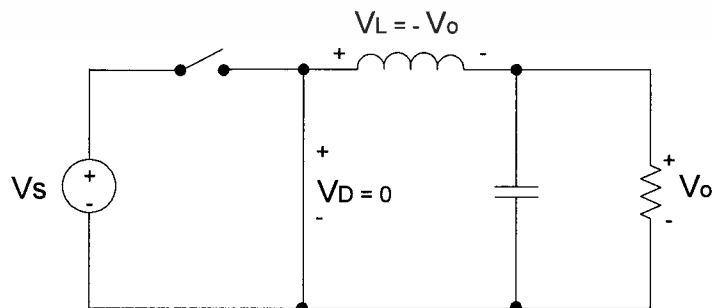
$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.5)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้าคือ  $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left( \frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.6)$$

### 2.2.1.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้า (Forward bias) ให้นำกระแสไฟฟ้า ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้า ดังนี้

$$v_L = -v_o \quad (2.7)$$

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.9)$$

ความหมายของสมการที่ (2.9) คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อย ๆ มีค่าลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแสไฟฟ้า คือ  $dt = (1-D)T$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.9) สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.10)$$

## 2.2.2 การหาค่าอัตราขยายแรงดันของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck

ในช่วงสภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ในขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นเท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้าหรืออาจจะกล่าวได้ว่า การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (2.6)

$$\Delta i_{L,on} - \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.11)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT + \left(-\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T\right) = 0 \quad (2.12)$$

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

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

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

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.13)$$

ในสมการที่ (2.13) อัตราการขยายแรงดันไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ  $D$  วงจร Buck Converter เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า  $D$  โดยการปรับค่า  $D$  สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง

### 2.2.3 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ที่จะทำให่วงจร Buck Converter ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากการหากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด เนื่องจากขณะที่อยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ตัว กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.14)$$

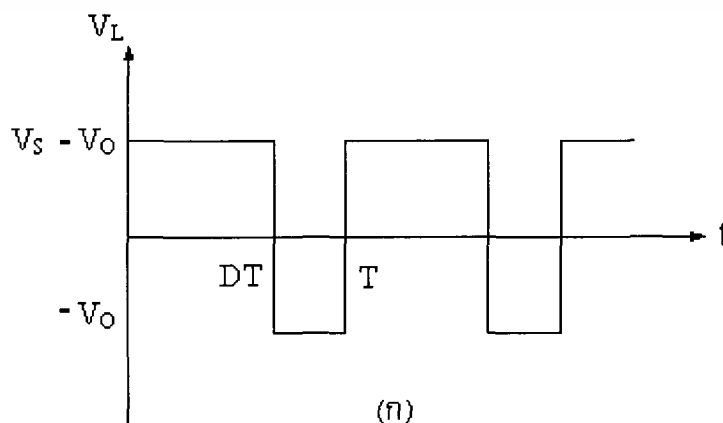
จากรูปที่ (2.5) (จ) จะสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุดได้จากสมการในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า ดังนี้

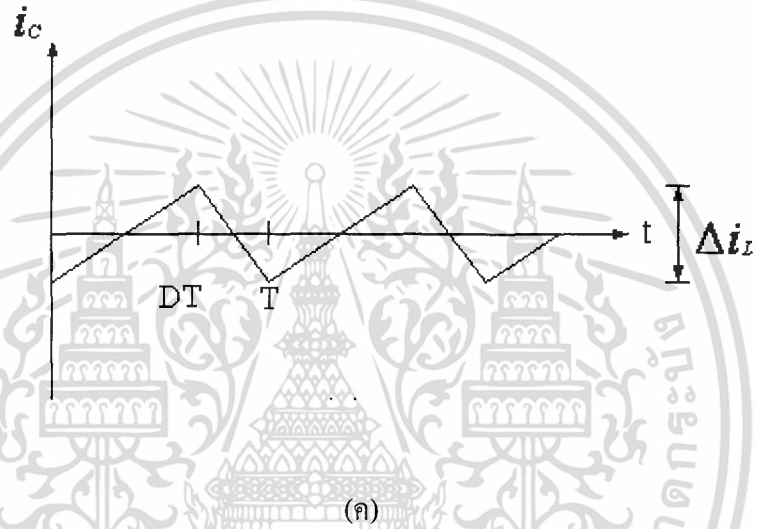
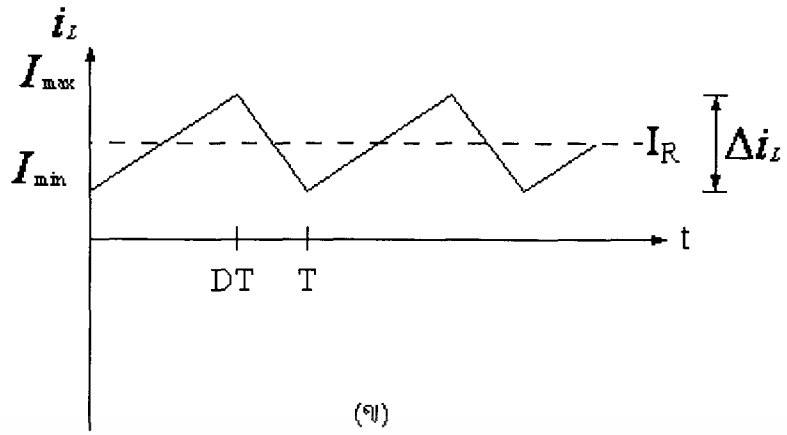
$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.15)$$

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

หรือเขียนให้ง่ายขึ้นได้ดังนี้

$$I_{L,\max} = V_o \left[ \frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.16)$$





รูปที่ 2.5 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter

(ก) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

(ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

(ค) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด คือ

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1-D)T \right] \quad (2.17)$$

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

$$I_{L,\min} = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.18)$$

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นบวกเสมอ สมการที่ (2.18) สามารถนำมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำและความถี่ในการสวิตช์ในขั้นต้นนี้ยังไม่ได้กล่าวถึงการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง หาก  $I_{L,\min} = 0$  พอดี คือเป็นช่วงต่อระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

$$I_{L,\min} = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \quad (2.19)$$

$$\left[ \frac{1}{2} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0$$

$$\frac{(1-D)}{2Lf} = \frac{1}{R}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$f = \frac{(1-D)R}{2L_{\min}} \quad (2.20)$$

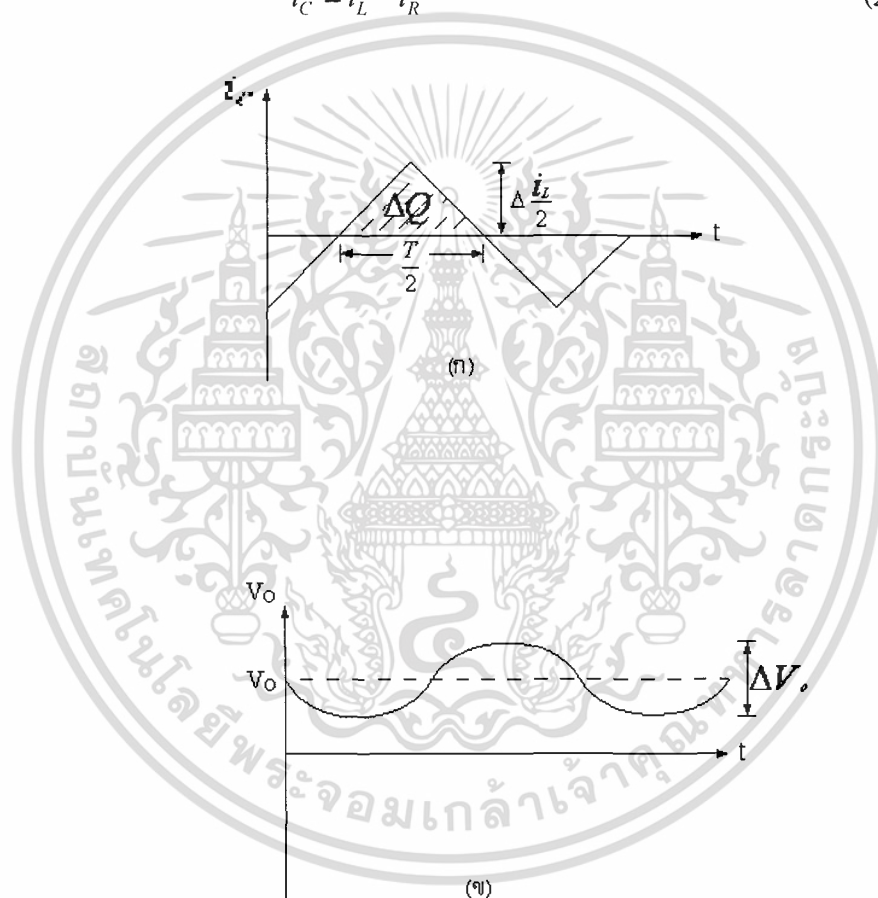
$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.21)$$

สมการที่ (2.19) ใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรยังสามารถทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ซึ่งจะได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดดังสมการที่ (2.21) ดังนั้นหากต้องการจะออกแบบให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดโดยที่วงจรยังทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ก็จะสามารถเลือกออกแบบได้สองแนวทาง คือ กรณีที่หนึ่งการพยายามทำให้เศษในสมการที่ (2.21) มีค่าน้อยที่สุด โดยการทำให้ค่า  $D$  มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง หรือการทำให้โหลด  $R$  มีค่าน้อยๆ แต่ผลที่กระทบที่เกิดขึ้น คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจะมีค่าสูง ส่วนอีกกรณีหนึ่ง คือ พยายามทำให้ค่าส่วนหรือต้องการในสมการ (2.21) มีค่ามาก ๆ เช่น ความถี่ในการสวิตช์เพิ่มขึ้นจาก 50 kHz เป็น 100 kHz ก็จะทำให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ที่ออกแบบเล็กลงสองเท่าได้เช่นกัน ส่วนสมการที่ (2.20) ใช้สำหรับการพิจารณาความถี่ในการสวิตช์ที่เหมาะสม เมื่อตัวเหนี่ยวนำถูกกำหนดค่าความเหนี่ยวนำ

### 2.2.4 ค่า ripple ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

โดยปกติวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือวงจรกรองแบบ LC ที่อยู่ในวงจร Buck Converter จะมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ เพื่อรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มา ๆ ได้ เนื่องจากมีราคาแพง และใช้พื้นที่มาก จึงควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และให้ค่า ripple ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับการคำนวณหาค่า ripple ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าของตัวเก็บประจุดังแสดงในรูปที่ (2.6) ซึ่งกระแสไฟฟ้าในตัวเก็บประจุหาได้จาก

$$i_C = i_L - i_R \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter

(ก) กระแสไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ

(ข) ripple แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวตัวเก็บประจุสะสมประจุ โดยสามารถคำนวณจาก

$$Q = CV_o \quad (2.23)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.24)$$

เมื่อ

$\Delta Q$  คือค่าประจุที่เปลี่ยนแปลงน้อย ๆ

$\Delta V_o$  คือค่า ripple ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่เปลี่ยนแปลง  
น้อยๆระหว่างขอดถึงขอด

$\Delta Q$  คือพื้นที่สามเหลี่ยมที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตัวเก็บประจุคูณกับ  
เวลาจะได้

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \quad (2.25)$$

แทนค่าสมการที่ (1.25) ลงในสมการที่ (1.24) จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta i_L}{8C} \quad (2.26)$$

แทนค่า  $\Delta i_{L,off} = \left( \frac{V_o}{L} \right) (1-D)T$  จากสมการที่ (2.10) (โดยพิจารณาเฉพาะขนาด) ลงใน  
สมการที่ (2.26) จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D)T \quad (2.27)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T}{8C} \left( \frac{1}{L} \right) (1-D)T \quad (2.28)$$

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

ดังนั้นจะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.29)$$

สมการที่ (2.29) เรียกว่าค่าอัตราระลอกคลื่น (ripple ratio) มักใช้แสดงเป็นอัตราส่วนของ  
ripple แรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างขอดถึงขอดกับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก ในที่นี้หมายถึงเฉพาะ

แรงดันไฟฟ้า หากต้องการทำให้ ripple ratio แรงดันไฟฟ้าของวงจร Buck Converter มีค่าน้อยลง (ripple ratio ยิ่งน้อย หมายถึง การที่ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบมากขึ้น) สามารถเลือกได้สองแนวทาง คือ กรณีที่หนึ่ง การพยายามทำให้เศษในสมการที่ (2.29) มีค่าน้อยที่สุด โดยการทำให้ค่า D มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ส่วนอีกกรณี คือ การพยายามการทำให้ค่าส่วนในสมการที่ (2.29) มีค่ามาก ๆ เช่น การเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุหรือความถี่ในการสวิตช์ให้มากขึ้น โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ เช่น เพิ่มขึ้นจาก 50 kHz เป็น 100 kHz ค่า ripple ratio จะมีค่าลดลงสี่เท่า ซึ่งความถี่ในการสวิตช์ของวงจร Buck Converter นับว่ามีความไวสูงในการควบคุม ripple ratio ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ประเด็นที่น่าสนใจอย่างหนึ่งของวงจร Buck Converter คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขนี้ คือ สมดุลการสูญเสียเป็นศูนย์ จะได้

$$P_s = P_o \quad (2.30)$$

เมื่อ  $P_s$  คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลัง

$P_o$  คือ กำลังไฟฟ้าที่โหลด

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสไฟฟ้าเหมือนกับกรณีของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ จึงอาจกล่าวได้ว่า วงจร Buck Converter มีวงจรสมมูลกันเปรียบได้กับหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง

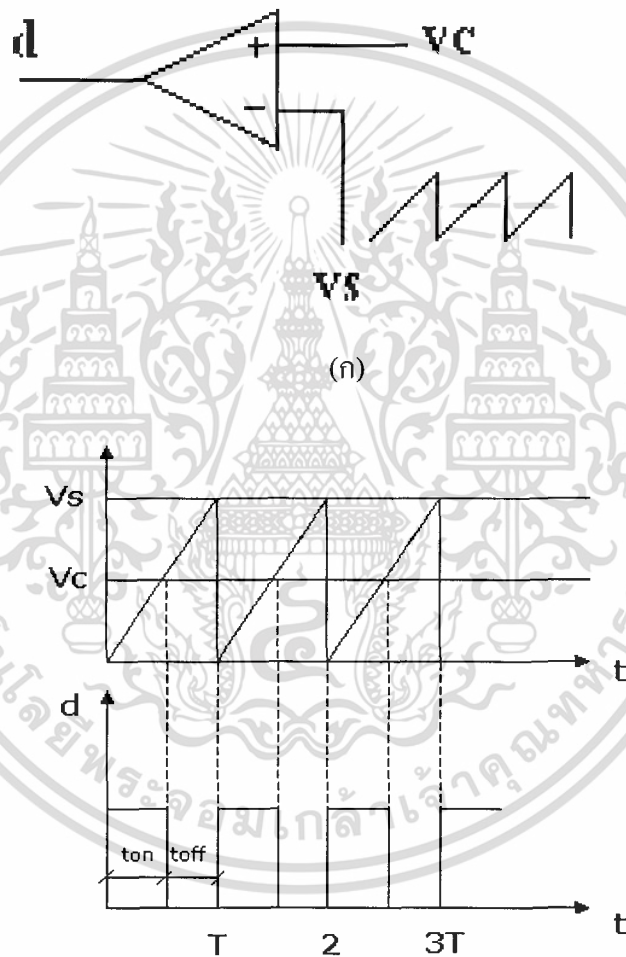
## 2.3 วงจรพีดับบลิวเอ็ม

แรงดันเอาต์พุตของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck สามารถควบคุมได้ด้วยการปรับค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิตช์โดยความถี่มีค่าคงที่ โดยมีวิธีการควบคุมอยู่ 3 แบบ คือ การควบคุมแบบแรงดัน (Voltage mode control) การควบคุมแบบกระแส (Current mode control) และการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย (Averaged Current mode control) ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอวิธีการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยเท่านั้น

คิวตี้ไซเคิลเป็นสัญญาณที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ สร้างจาวจรพีดับบลิวเอ็ม โดยมีการเปรียบเทียบสัญญาณ 2 สัญญาณด้วยตัวเปรียบเทียบ (Comparator) (รูปที่ 2.7 (ก)) ซึ่งสัญญาณเปรียบเทียบทั้ง 2 คือ สัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (Sawtooth signal,  $V_s$ ) ที่มีความสูงของรูปคลื่น (peak to peak) เท่ากับ  $V_s$  และมีความถี่เท่ากับความถี่ในการสวิตช์ ( $f_s = \frac{1}{T_s}$ ) ที่ต้องการ และ สัญญาณเปรียบเทียบอีกสัญญาณหนึ่งคือ สัญญาณควบคุม (Control signal,  $V_c$ ) เมื่อ

สัญญาณควบคุมถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยซึ่งมีความถี่และขนาดของสัญญาณที่แน่นอน สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ (คิวตี้ไซเคิล) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (ความถี่ในการสวิตช์) แต่มีความกว้างของสัญญาณเป็นไปตามค่าของสัญญาณควบคุม (รูปที่ 2.7 (ข)) กล่าวคือ หากสัญญาณควบคุมมีค่ามากขึ้นความกว้างของสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ที่ได้ก็จะมากขึ้นตาม แต่หากสัญญาณควบคุมมีค่าน้อยลงความกว้างของรูปคลื่นพัลส์ก็จะลดลงด้วยเช่นกัน

### Comparator



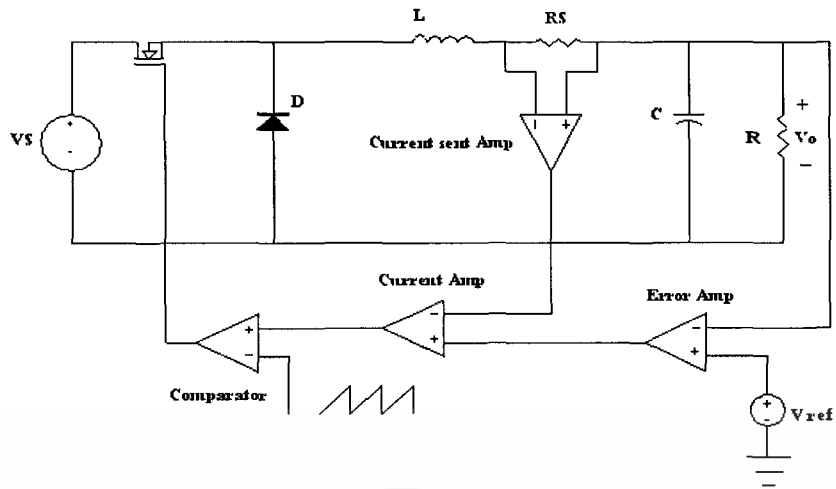
(ข)

รูปที่ 2.7 วงจรพีคดับเบิลเอ็ม (ก) รูปจจร (ข) รูปคลื่นสัญญาณ

## 2.4 การควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

การควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยประกอบด้วย

- 1.) Current sent amp. ทำหน้าที่เป็นตัวSentกระแสไฟฟ้าโดยส่งผ่านการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในรูปแบบของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทานไฟฟ้า (ตัวตรวจจับความผิดพลาด,  $R_s$ ) คือ เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวต้านทานไฟฟ้าที่เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งจะเกิดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ตัวต้านทานไฟฟ้าค่าหนึ่ง เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าจะทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้า(ค่าความผิดพลาด) ที่ตัวต้านทานไฟฟ้าง่ายรูปที่2.8ซึ่งค่าความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้านี้จะมีค่าน้อยมากจึงต้องขยายค่าความผิดพลาด
- 2.) Error amp. ทำหน้าที่เป็นตัวขยายความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต คือ จะมีการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง(ในที่นี้ใช้แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเท่ากับ 2V เพราะเป็นข้อกำหนดในการออกแบบ)เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงตามด้วยดังนั้นจึงทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง(ค่าความผิดพลาด)
- 3.) Current amp. ทำหน้าที่เป็นตัวขยายความผลต่างระหว่าง Current sent amp. กับ Error amp. คือ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น ตัวError amp. หรือ Current sent amp. จะส่งผลทำให้เกิดค่าความต่างขึ้นค่าหนึ่งที่มีค่าน้อยมากดังนั้นจึงต้องมีการขยายความต่างให้มีค่าใหญ่ขึ้น
- 4.) Comparator. ทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างตัว Current amp กับสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย คือ จะนำสัญญาณที่ได้จากตัว Current amp. มาเปรียบเทียบกับ สัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่และขนาดของสัญญาณที่แน่นอนดังนั้นจะได้สัญญาณรูปคลื่นพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่รูปคลื่นฟันเลื่อยแต่ความกว้างของสัญญาณจะเป็นไปตามค่าของ สัญญาณความผิดพลาดที่ตัว Current amp. เมื่อค่าความผิดพลาดที่ ตัว Current amp. มากความกว้างของสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ก็จะมากตาม



รูปที่ 2.8 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย



บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างวงจร Buck Converter

ในบทนี้จะเป็นการการแสดงผลตัวอย่างการออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าDC-DC แบบBuckที่ทำงานในโหมดกระแสไฟไหลต่อเนื่อง CCM เพียงอย่างเดียว และ ทำการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย(Average Current Mode Control)

3.1 การออกแบบและการสร้างวงจร Buck Converter ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร Buck Converter ชนิดควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยทำงานในโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง

$$V_s = 5 \text{ V}, V_o = 2 \text{ V}, I_o = 1\text{-}10 \text{ A}, F_s = 100 \text{ kHz}, \Delta I_L = 10\% I_o, \Delta V_o = 0.5\% V_o$$

3.1.1 การออกแบบวงจรกำลัง

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าสามารถหาค่าต่างๆได้ดังนี้

$$\begin{array}{llll} \Delta V_o = 0.5\% V_o & \Delta I_L = 10\% I_L & D = \frac{V_o}{V_s} & T = \frac{1}{f} \\ = (0.05)2 & = (0.1)10 & = \frac{2}{5} & = \frac{1}{100 \text{ kHz}} \\ = 0.01 \text{ V} & = 1 \text{ A} & = 0.4 & = 10^{-6} \end{array}$$

หาค่าตัวเหนี่ยวนำได้จาก

$$\Delta I_L = \frac{(V_s - V_o)}{L} DT$$

ดังนั้น

$$L = \frac{(V_s - V_o)}{\Delta I_L} DT$$

$$L = \frac{(5 - 2)}{1} (0.4)(10^{-6})$$

$$L = 12 \mu\text{H}$$

จากค่าที่คำนวณได้  $L = 12 \mu\text{H}$  เลือกใช้ค่า  $L = 50 \mu\text{H}$

หาค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าได้จาก

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

ดังนั้นได้

$$C = \left( \frac{2}{0.01} \right) \left( \frac{(10^{-6})^2}{8(12\mu\text{H})} \right) (1-0.4)$$

$$C = 125\mu\text{F}$$

จาก

$$\Delta V_o = V_{esr} + V_C$$

เมื่อ  $V_C = 0$  จะได้

$$\Delta V_o = V_{esr}$$

$$\Delta V_o = \Delta I_L \times R_C$$

ดังนั้นจะได้

$$R_C = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{0.01}{1} = 0.01\Omega$$

หาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าสูงสุดได้จาก

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 10 + \frac{1}{2} = 10.5\text{A}$$

หาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าต่ำสุดได้จาก

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 10 - \frac{1}{2} = 9.5\text{A}$$

### 3.1.2 ขั้นตอนในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำมีดังนี้

#### 1) กำหนดค่าความเหนี่ยวนำ

ค่าความเหนี่ยวนำที่ใช้ในการคำนวณจะได้จากตัวเหนี่ยวนำที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ผ่านมาค่าความเหนี่ยวนำที่เราคำนวณได้คือ

$$L = 12 \mu\text{H}$$

แต่เราเลือกใช้ค่า

$$L = 50 \mu\text{H}$$

#### 2) ผลคูณพื้นที่ ( $A_p$ )

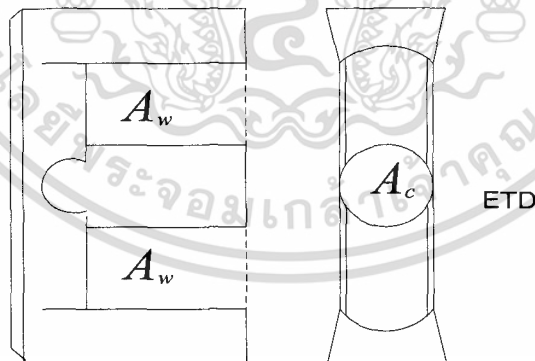
โดยทั่วไปแล้วในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะนิยมใช้วิธีผลคูณพื้นที่ (Area product) นิยามได้ด้วยสมการ

$$A_p = \text{area product} = \text{core cross section } (A_c) \times \text{window area } (A_w) \quad (3.1)$$

เมื่อ  $A_c$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของแกน (core area)

$A_w$  หมายถึง พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (window area)

เมื่อนิยามของ  $A_c$  และ  $A_w$  ได้แสดงไว้ดังรูปที่ (3.1)



รูปที่ 3.1 ตัวอย่างนิยามของ  $A_c$  และ  $A_w$  สำหรับแกนแม่เหล็กแบบ EER

พลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ

$$E = \frac{1}{2} LI_m^2 \quad (3.2)$$

โดยที่  $E$  หมายถึง พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (joules)

$L$  หมายถึง ค่าความเหนี่ยวนำ (H)

$I_m$  หมายถึง กระแสยอดของวงจร (A)

โดยพื้นที่ในการพันขดลวดจะต้องเหมาะสมกับจำนวนรอบ ( $N$ ) และพื้นที่หน้าตัดของขดลวด ( $a$ ) ดังนี้

$$K_w A_w = N a \quad (3.3)$$

$K_w$  คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

$K_C$  คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ (crest factor)

แทนค่า  $a = \frac{I}{J}$  ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

$$K_w A_w = N \cdot \frac{I}{J}$$

เนื่องจากนิยาม crest factor:  $K_C$  จะได้ว่า

$$K_C = \frac{I_m}{I}$$

$I_m$  หมายถึง ค่ากระแสยอด (A)

$I$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแส (A)

แทนค่า  $I = \frac{I_m}{K_C}$  ลงในสมการข้างต้นจะได้

$$K_w K_C A_w J = N \cdot I_m \quad (3.4)$$

และจากสมการแรงดันไฟฟ้าของฟาราเดย์จะได้

$$e = L \frac{di}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} = N A_C \frac{dB}{dt} \text{ และ}$$

$$LI_m = NA_C B_m \quad (3.5)$$

แทนค่าสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.2) จะได้

$$E = \frac{1}{2} NI_m A_C B_m \quad (3.6)$$

แทนค่า  $I_m$  ในสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้

$$A_p = A_w A_C = \frac{2E}{K_w K_C J B_m} \quad (3.7)$$

และเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำมีขดลวดแค่หนึ่งชุด เพราะฉะนั้น  $K_w$  จะเลือกให้มีค่าเท่ากับ 0.6 สำหรับแกนแม่เหล็กจะต้องทำการเลือกโดยให้  $A_p$  ที่แสดงในภาคผนวกที่ 1 มีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากสมการที่ (3.7)

### 3) จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ

จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำจะสามารถหาได้จาก

$$N = \frac{LI_m}{A_C B_m} \quad (3.8)$$

### 4) ขนาดของขดลวดตัวนำ

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำสามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$a = \frac{I}{J} \quad (3.8)$$

สำหรับขดลวดตัวนำจะต้องทำการเลือกโดยให้พื้นที่หน้าตัด ( $a$ ) ที่แสดงในภาคผนวกที่ 2 มีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

#### a. ช่องอากาศ

จากสมการแรงดันไฟฟ้าของฟาราเดย์จะได้

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

$$B = \frac{LI}{NA_C} \quad (3.9)$$

โดย

$$B = \frac{\phi}{A_C}$$

จากกฎของแอมแปร์จะได้

$$H = \frac{NI}{l_m} \quad (3.10)$$

ดังนั้น

$$B = \mu \frac{NI}{l_m} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.10) และ (3.11) จะได้

$$\frac{l_m}{\mu A_C} = \frac{N^2}{L} \quad (3.12)$$

โดยที่  $\frac{l_m}{\mu A_C}$  หมายถึงค่าความต้านทานแม่เหล็กซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{l_m}{\mu A_C} = \frac{l_C}{\mu_0 \mu_r A_C} + \frac{l_g}{\mu_0 A_C}$$

โดยที่  $l_C$  หมายถึง เส้นทางการเดินแม่เหล็ก(m)

$l_g$  หมายถึง ระยะของช่องอากาศ (m)

$A_C$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก ( $M^2$ )

ถ้าแกนแม่เหล็กมีค่าความซาบซึมแม่เหล็กสูง จะทำให้ค่าความต้านทานแม่เหล็กที่เกิดจากช่องอากาศจะมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับค่าความต้านทานแม่เหล็กของแกนแม่เหล็ก

$$\frac{l_C}{\mu_0 \mu_r A_C} \quad \frac{l_g}{\mu_0 A_C}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.12) สามารถจัดรูปสมการใหม่เพื่อหาค่า  $l_g$  ได้ดังนี้

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_C}{L} \quad (3.13)$$

ในการคำนวณเพื่อหาระยะห่างของช่องอากาศจะทำการสมมติค่า  $N$  และ  $B_m$  ซึ่งจะไม่เท่ากับค่าที่เป็นจริงของ  $B_m$  ในแกนแม่เหล็ก ทำให้ช่องอากาศที่คำนวณได้อาจจะไม่เที่ยงตรง ดังนั้นในทางปฏิบัติ ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ อาจจะต้องมีการปรับแต่งด้วยการปรับระยะช่องอากาศ

#### การคำนวณจากสมการ

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

โดย

$A_p$  = ค่าพื้นที่ตัดขวางของแกน  $\times$  พื้นที่บรรจุขดลวด

$A_c$  = ค่าพื้นที่ตัดขวางของแกน

$A_w$  = ค่าพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

$E$  = พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ

$k_w$  = ค่าประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่บรรจุขดลวด

$k_c$  = อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสเฉลี่ยของ  $L$

$J$  = ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในขดลวดทองแดง

$B_{\max}$  = ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำหาได้จาก

$$E = \frac{1}{2} L I_{L_{\max}}^2 = 0.5(50 \mu\text{H})(10.5)^2$$

ดังนั้นจะได้

$$E = 2.75 \times 10^{-3}$$

จาก

$$k_c = 1$$

$$k_w = 0.6$$

$$B_m = 0.2T$$

$$J = 3A / mm^2 = 3 \times 10^6 A / m^2$$

ดังนั้นจะได้

$$A_p = \frac{2(2.75 \times 10^{-3})}{0.6(1)(3 \times 10^6)(0.2)} = 15277 mm^4$$

เมื่อกำหนดได้ค่า  $A_p$  แล้วนำค่าที่ได้ไปเลือกค่าแกนแม่เหล็กจากตารางในภาคผนวก ง.2 จากการเลือกจึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD49 หรือ EER 49/49

ซึ่งได้ค่า  $A_c = 211 mm^2$ ,  $A_w = 373 mm^2$  และค่า  $A_p = 78703 mm^2$

เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำที่ทำมาจากขดลวดจะเกิดการสูญเสียเนื่องจาก ฟลักซ์รั่วไหลดังนั้นจึงเลือกใช้แผ่นทองแดงในการพันเพื่อลดปัญหาดังกล่าวโดยจำนวนรอบของแผ่นทองแดงคำนวณได้จาก

$$N = \frac{LI_{Lmax}}{A_c B_{max}}$$

โดยแทนค่า

$$L = 50 \mu H, A_c = 211 mm^2, I_{Lmax} = 10.5 A, B_{max} = 0.2 T$$

ดังนั้นจะได้

$$N = \frac{(50 \mu H)(10.5 A)}{211 mm^2 \cdot 0.2 T}$$

$$N = 12 \text{ รอบ}$$

ระยะห่างของช่องอากาศที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำตามต้องการหาได้จาก

$$I_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L}$$

แทนค่าจะได้

$$I_g = \frac{(4\pi \times 10^{-7})(12)^2(211 mm^2)}{50 \mu H}$$

$$I_g = 0.76 mm$$

การเลือกมอสเฟตกำลังและไดโอดกำลังคำนวณได้จากสมการ

$$I_{sw,av} = \frac{1}{2}(I_{L,max} + I_{L,min})D$$

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

$$= 4A$$

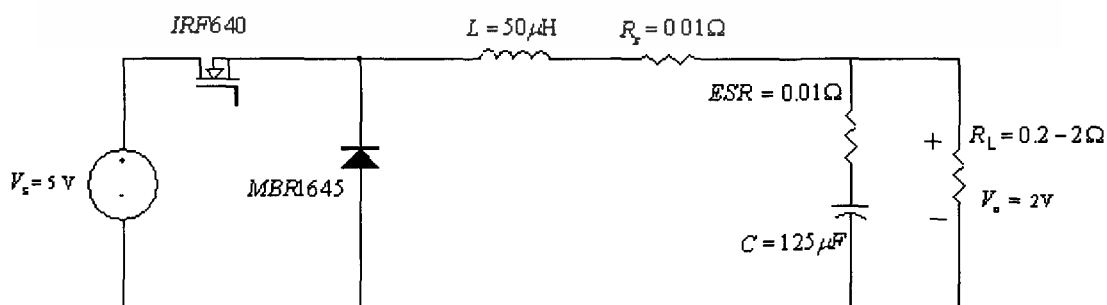
$$I_{d,av} = \frac{1}{2}(I_{L,max} + I_{L,min})(1-D)$$

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

$$= 6A$$

จากค่าพิกัดทางไฟฟ้าที่คำนวณได้ของมอสเฟตและไดโอดจึงเลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ IRF640 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน เครื่อง-ซอร์ส 200 V กระแสเดรนเฉลี่ย 18 และเลือกไดโอดกำลัง ชนิดชอตต์กี เบอร์ MBR 1645 ซึ่งจะมีพิกัดทนแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด 45 V และ ทน กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย 16 A

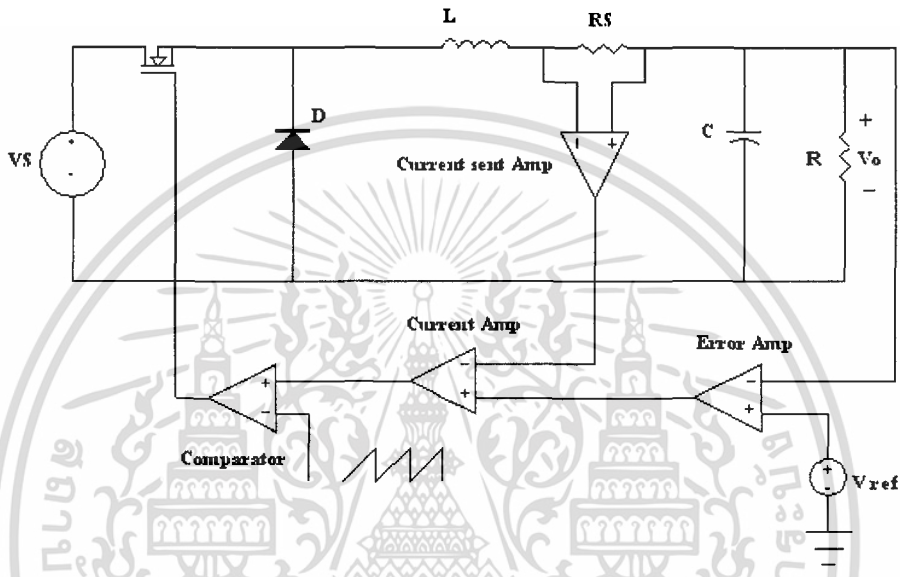
วงจรกำลังของ วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่ออกแบบได้ ดังรูป ที่ 4.1



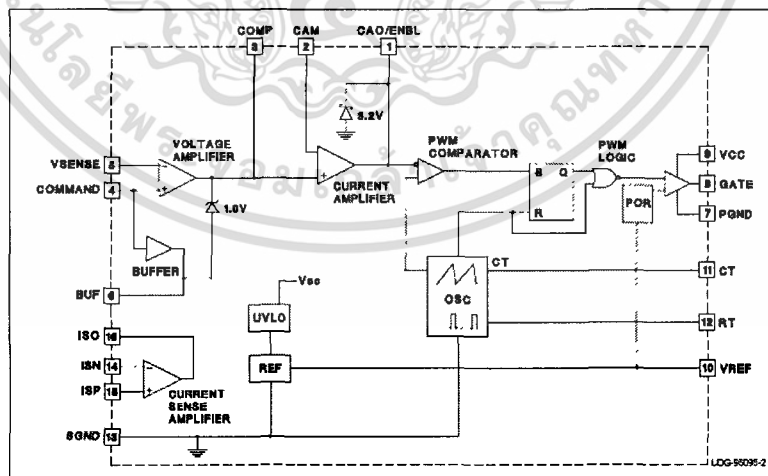
รูปที่ 3.2 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ที่ได้ออกแบบ

### 3.2 การออกแบบควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

การควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยจะใช้ไอซีเบอร์ UC3886 ซึ่งเป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย ซึ่งมีหลักการทำงานดังที่ได้กล่าวไปแล้ว รูปแบบการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยมีแสดงไว้ดังรูปที่ 3.3 และวงจรภายในดังรูปที่ 3.4 ซึ่งรายละเอียดของไอซีได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก.

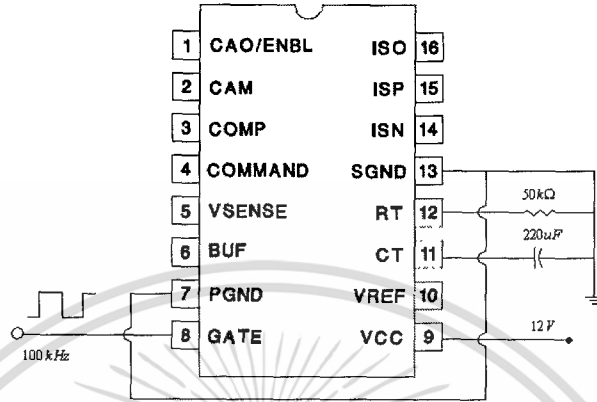


รูปที่ 3.3 รูปแบบการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย



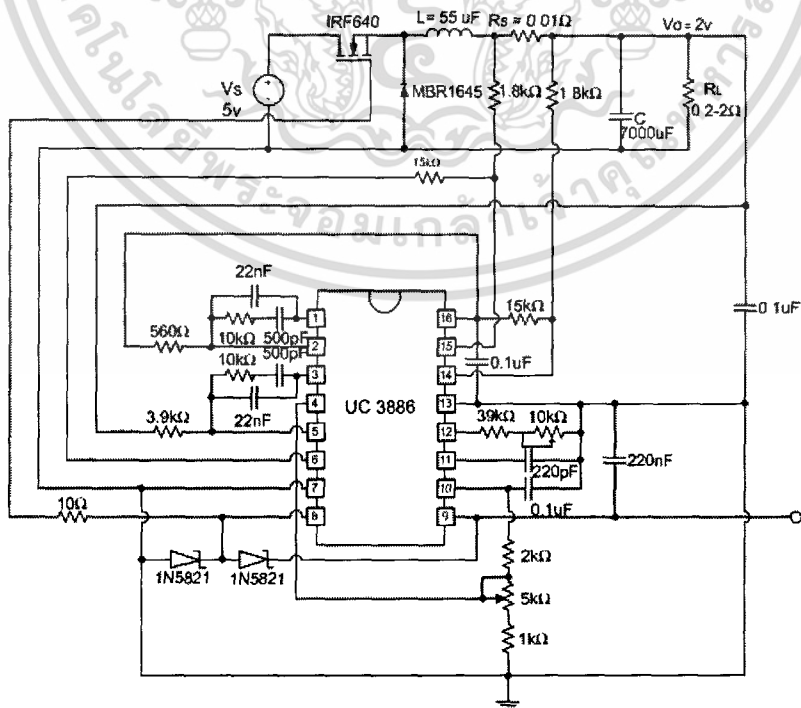
รูปที่ 3.4 วงจรภายในของ UC3886

การต่ออุปกรณ์ให้ไอซี UC 3886 ผลิตสัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 100kHz เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตให้คงที่มีรูปแบบการต่อดังรูปที่ 3.5

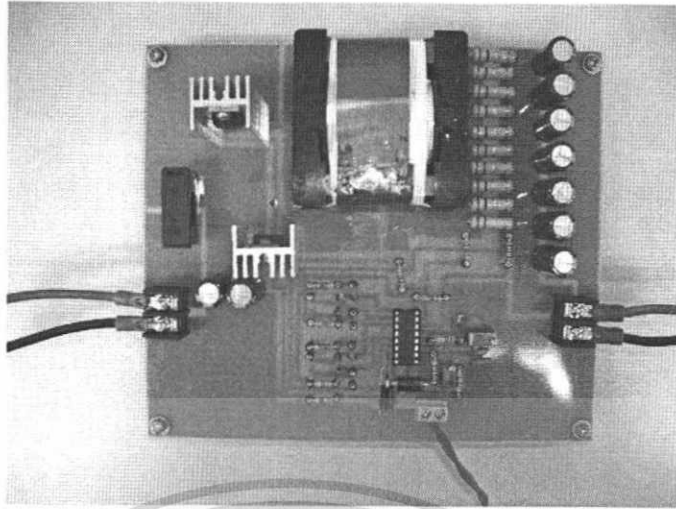


รูปที่ 3.5 รูปแบบการต่อไอซี UC 3886 ให้ผลิตสัญญาณพัลส์ 100 kHz

ในการต่อวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย ที่ได้ออกแบบมาแล้วมีแสดงไว้ดังรูปที่ 3.6 และ รูปของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่เป็นวงจรประกอบเสร็จแล้วมีแสดงไว้ดังรูปที่ 3.7



รูป3.6 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยที่ออกแบบได้



รูป3.7 วงจร DC-DC Converter แบบ Buck ความถี่แบบกระแสเปลี่ยนที่สร้างเสร็จแล้ว



## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

จากที่เราได้ทำการออกแบบและสร้างวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ที่ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode- Control) แล้วจากนั้นจึงนำมาทำการทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต และ ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลัน ซึ่งวิธีการทดลองและผลการทดลองจะได้นำเสนอดังต่อไปนี้ โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง ได้แก่

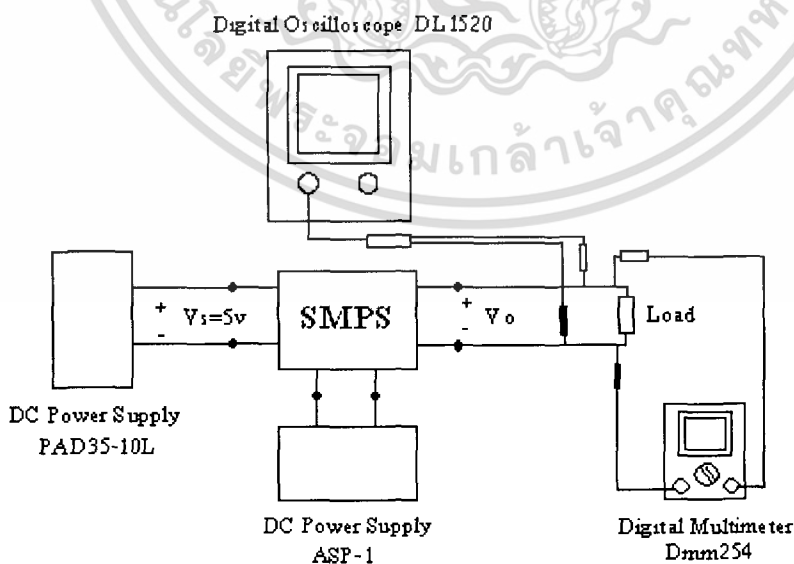
1. Digital Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520 จำนวน 1 เครื่อง
2. DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L จำนวน 1 เครื่อง
3. DC Power Supply ของ Analap รุ่น ASP-1 จำนวน 1 เครื่อง
4. Digital Multimeter ของ Tektronix รุ่น Dmm254 จำนวน 1 เครื่อง

#### 4.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

##### 4.1.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ที่ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

##### วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การต่อชุดการทดลองวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 5 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรกำลัง
4. นำ Digital Multimeter รุ่น Dmm254 วัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต
5. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตในขณะที่กระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลง1-10A

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวัดระดับแรงดันเอาต์พุตวงจรDC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

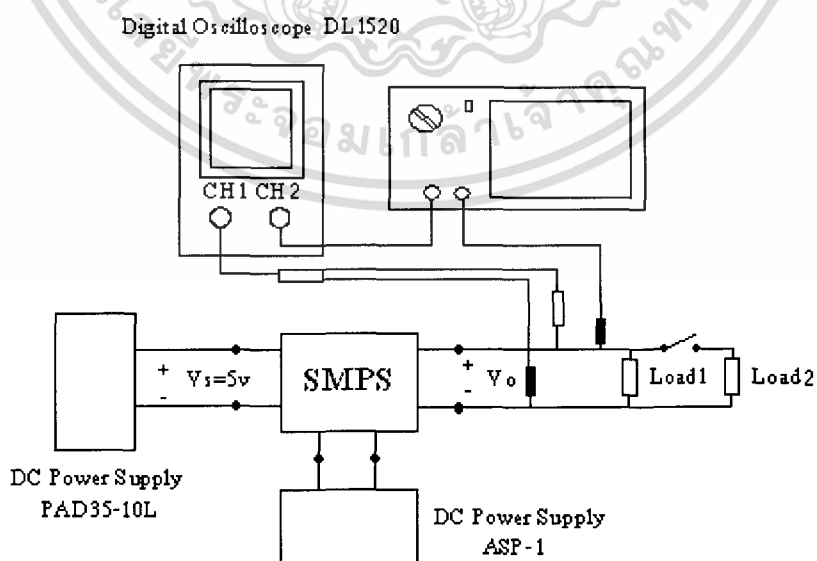
$I_o (A)$	$V_o (V)$
1	2
2	1.998
4	1.992
6	1.984
8	1.977
10	1.972

## 4.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต

### 4.2.1 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตของวงจร DC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

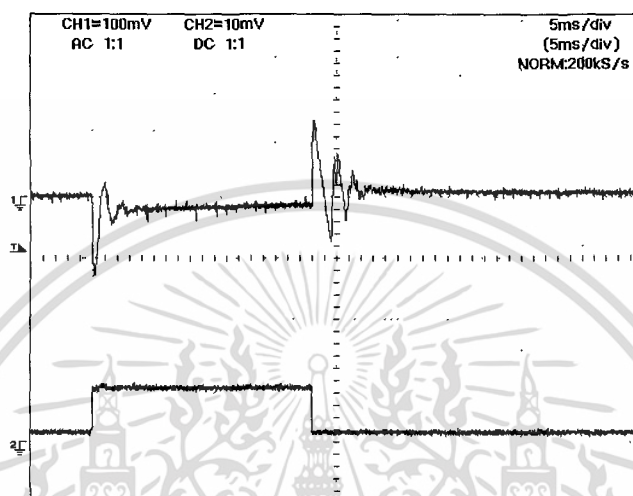
#### วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูปที่4.2

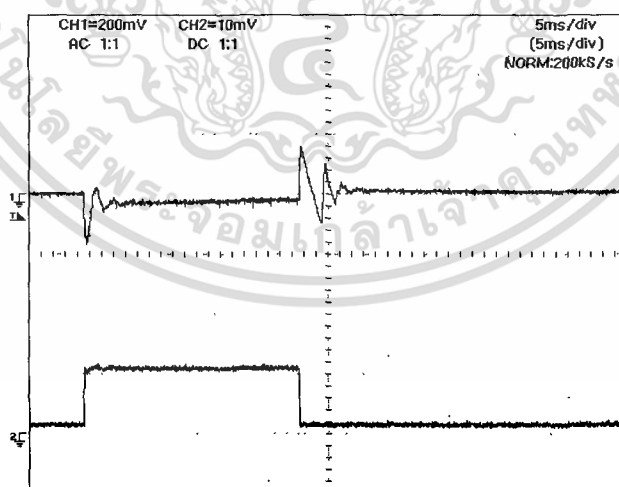


รูปที่ 4.2 การต่อชุดการทดลองวงจรDC-DC Converter แบบ Buck ควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย

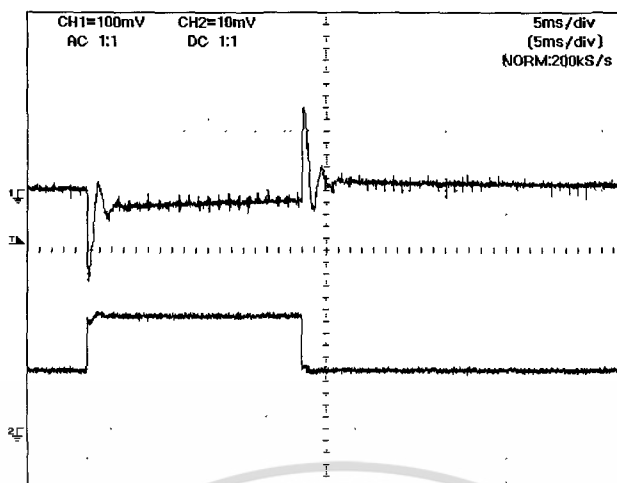
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15V จาก DC Power Supply รุ่น ASP-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 5 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรถูกกำลัง
4. ทำการวัดและบันทึกค่าสัญญาณการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันที่ค่าต่างๆ



รูปที่4.3 ผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก1A ไป5A



รูปที่4.4 ผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก1A ไป6A



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก 5A ไป 10A



## บทที่ 5

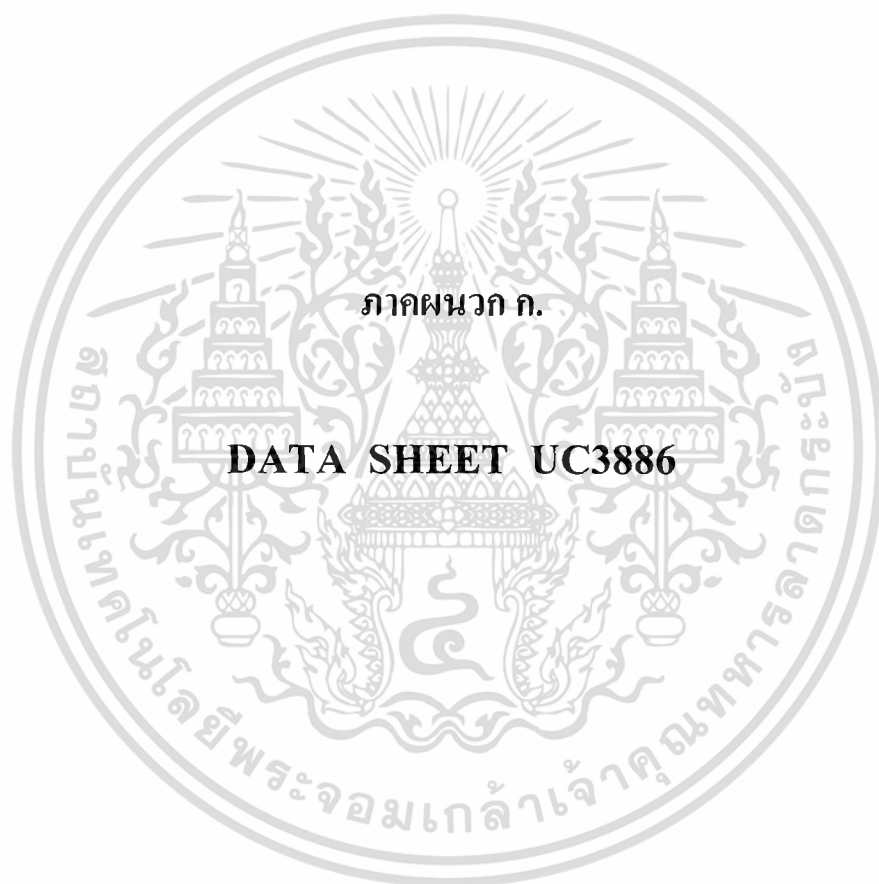
### บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา แต่มีประสิทธิภาพสูง จึงถูกสร้างและนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน โดยแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ส่วนใหญ่สร้างด้วยวงจรแปลงฝั่งแรงดันไฟฟ้า DC-DC Converter พื้นฐาน 3 แบบ ได้แก่ วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า DC-DC Converter แบบบัก แบบบูสต์ แบบบัก-บูสต์ ซึ่งวงจรดังกล่าวอาศัยการทำงานของสวิตช์ และไดโอดกำลังในการเปลี่ยนรูปคลื่นสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตค่าใหม่ การนำแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ไปใช้งานแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตจะต้องมีค่าอยู่ภายในย่านที่กำหนดถึงแม้แรงดันไฟฟ้าที่อินพุตหรือโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งทำได้โดยการปรับค่าความถี่ไซเคิล โดยมีวิธีการควบคุมอยู่ 3 แบบ คือ การควบคุมแบบกระแสไฟฟ้า (Current mode control) การควบคุมแบบแรงดันไฟฟ้า (Voltage mode control) และการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย (Averaged Current mode control) ซึ่งในปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้ศึกษาการควบคุมแรงดันไฟฟ้าของ Buck converter โดยวิธีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย ใช้ไอซีเบอร์ UC 3886 เป็นตัวควบคุมการปรับค่าความถี่ไซเคิล

จากที่ได้ทำการทดลองจะเห็นได้ว่า เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่กระแสไฟฟ้าดั้งแต่ 1A ถึง 10A แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตที่วัดได้เปลี่ยนแปลงจากค่าเดิมไปเพียงเล็กน้อยเท่านั้น และจากการทดสอบหาผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างเฉียบพลัน จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองที่กระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง จาก 1A-5A ,1A-6A และ 5A-10A ใช้เวลาในการกลับมายังจุดอ้างอิงได้อย่างรวดเร็ว ดังนั้นจึงสรุปวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า DC-DC Converter แบบบักควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย ที่ได้สร้างขึ้นมาสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตให้คงที่ได้ดี

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Daniel W. Hart, **Introduction to Power Electronics**, Upper Saddle River, NJ : Prentice-Hall International, c1997.
- [2] H.W. Whittington, B.W. Flynna and D.E. Macpherson. **Switched Mode Power Supplies Design and Construction**. Research Studies Peass Ltd. 1992.
- [3] กันตติชา กิตติพิรัชล. การออกแบบวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์  
วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.
- [4] กรชัย รัตนบุรี, กิตติพงษ์ ดอกบัว. การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์  
ปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยี  
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2548.
- [5] วีระชัย ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. กรุงเทพมหานคร, ห้างหุ้นส่วนจำกัด  
วี.เจ. พรินติ้ง. 2547



ภาคผนวก ก.

**DATA SHEET UC3886**

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



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.

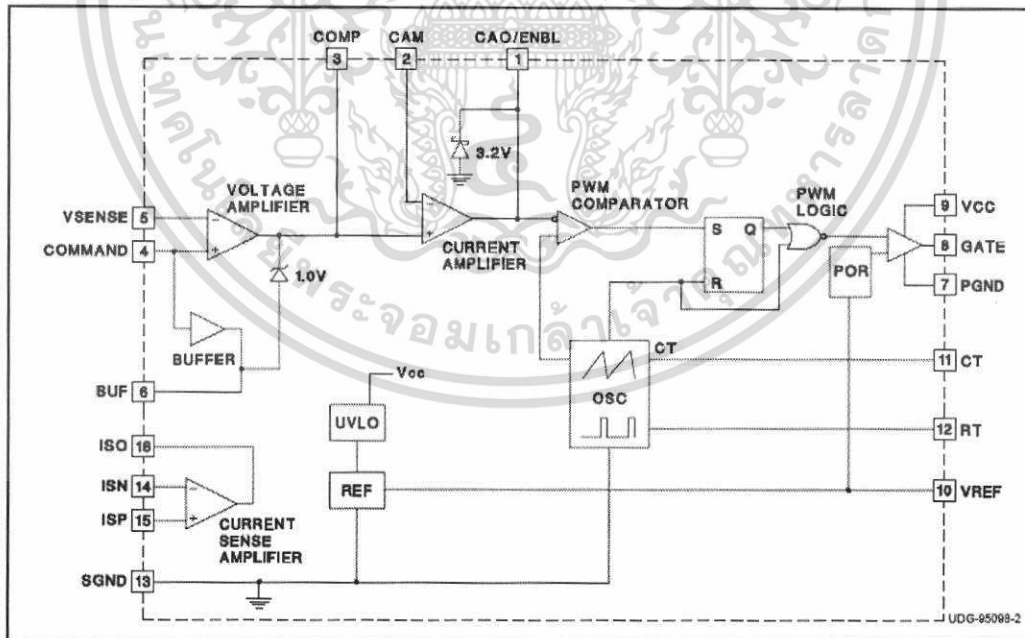
The oscillator is programmed by the user's selection of an external resistor and capacitor, and is designed for 300kHz typical operation.

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



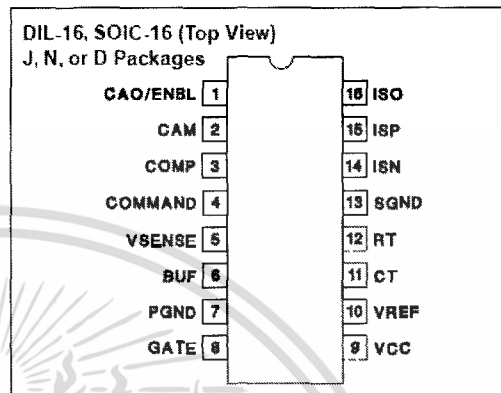
UC1886  
UC2886  
UC3886

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage . . . . . 20V  
Output Current . . . . . ± 1A  
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, V<sub>COMMAND</sub> = 3.0V, CT = 1nF, RT = 10k, TA = T<sub>c</sub> = 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
<b>Overall</b>					
Supply Current	VCC = 11V, Gate Open VCC = 9.3V		10	15 5	mA mA
<b>Undervoltage Lockout</b>					
Start Threshold		9.7	10.3	10.8	V
UVLO Hysteresis			0.25	0.4	V
<b>Voltage Error Amplifier</b>					
Input Offset Voltage	V <sub>CM</sub> = 3.0V (UC3886) V <sub>CM</sub> = 3.0V (UC2886, UC1886)			4 15	mV mV
Input Bias Current	V <sub>CM</sub> = 3.0V			-2	μA
Input Offset Current	V <sub>CM</sub> = 3.0V (UC3886) V <sub>CM</sub> = 3.0V (UC2886, UC1886)			0.01 0.1	μA μA
Open Loop Gain	2.5V < V <sub>COMP</sub> < 3.5V	60	85		dB
Common-Mode Rejection Ratio	2V < V <sub>COMP</sub> < 4V	60	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	11V < VCC < 15V	60	85		dB
Output High Voltage (Clamp)	I <sub>COMP</sub> = -100μA (UC3886) I <sub>COMP</sub> = -100μA (UC2886, UC1886)	3.95 3.9	4	4.05 4.1	V V
Output Low Voltage (Clamp)	I <sub>COMP</sub> = 100μA	1.9		2.7	V
Output Sink Current	V <sub>COMP</sub> = 3.7V	0.9			mA
Output Source Current	V <sub>COMP</sub> = 2.8V	-0.15	-0.25		mA
Gain-Bandwidth Product	F = 100kHz	2	3.5		MHz
<b>5.0V Reference</b>					
Output Voltage	I <sub>VREF</sub> = 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 <sub>VREF</sub> < 2mA			15	mV
Short Circuit Current		-10		-40	mA

**UC1886**  
**UC2886**  
**UC3886**

**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
<b>Input Buffer</b>					
Gain	$I_{BU} = \pm 500\mu A$ (UC3886)	0.98	1	1.02	V/V
	$I_{BU} = \pm 500\mu A$ (UC2886, UC1886)	0.95		1.05	V/V
<b>Current-Sense Amplifier</b>					
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	$\mu A$
Input Offset Current	$V_{CM} = 3.0V$			0.2	$\mu A$
Open Loop Gain	$2V < V_{SO} < 6V$	60	85		dB
CMRR	$0V < V_{CM} < 4.5V$	60	85		dB
PSRR	$11V < V_{CC} < 15V$	60	85		dB
Output High Voltage	$I_{SO} = -100\mu A$	5			V
Output Low Voltage	$I_{SO} = 1mA$			1	V
Output Source Current	$V_{SO} = 2V$	-0.2			mA
Gain-Bandwidth Product	$F = 100kHz$	2	3.5		MHz
<b>Current Amplifier</b>					
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 3.0V$ (UC3886)			13	mV
	$V_{CM} = 3.0V$ (UC2886, UC1886)			15	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 3.0V$			1	$\mu A$
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
<b>Oscillator</b>					
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
<b>Output Section</b>					
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			%

UC1886  
UC2886  
UC3886

## 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 0.01μF 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:

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

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 5Ω 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 0.01μF 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.

UC1886  
UC2886  
UC3886

**APPLICATION INFORMATION**

**OSCILLATOR**

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

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

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

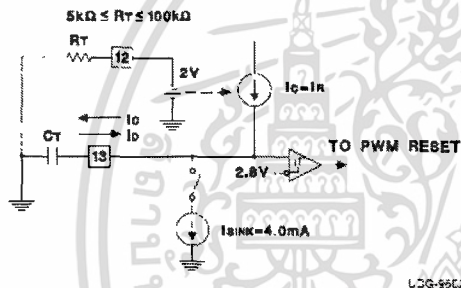


Figure 1. Oscillator

**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, RSENSE. This amplifier must be set up as a differential amplifier as shown.

The Current Sense Amplifier gain, GCSA, is given by the ratio of R2/R1. The output of the Current Sense Amplifier at the ISO pin is given by

$$V_{ISO} = V_{BUF} + V_{SENSE} \cdot \frac{R2}{R1}$$

The Current Sense Amplifier gain, GCSA, 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 GCSA must be programmed between

$$G_{CSA\_MIN} = 5.0 \text{ and } G_{CSA\_MAX} = 2.5MHz/F_{SWITCH}$$

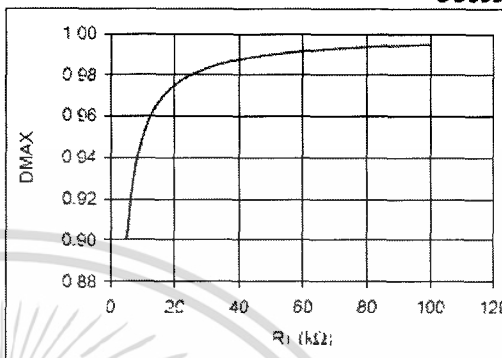


Figure 2. Programming Maximum Duty Cycle with RT

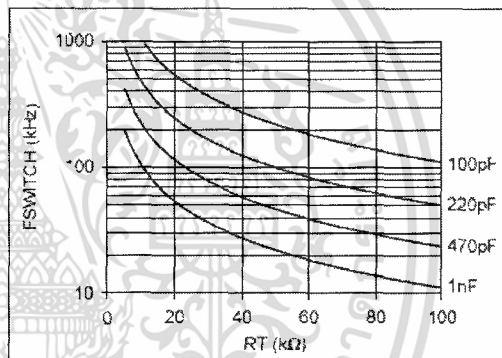


Figure 3. Programming Switching Frequency with CT

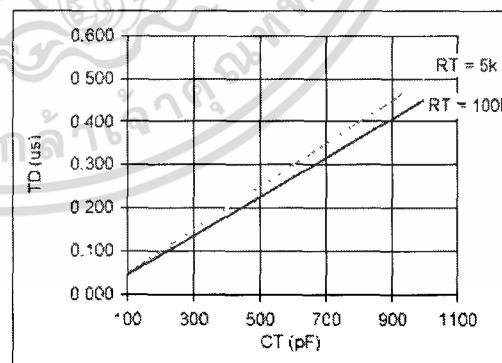


Figure 4. Deadtime vs. CT and RT



UC1886  
UC2886  
UC3886

TYPICAL APPLICATIONS (cont.)

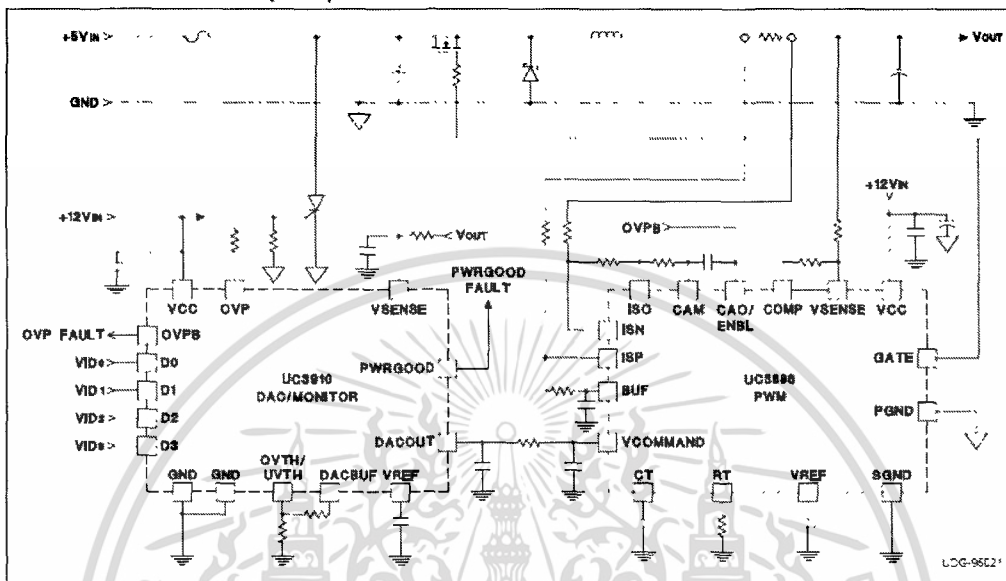


Figure 8. UC3886 Configured with the UC3910 for a Pentium® Pro DC/DC Converter

### 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



ภาคผนวก ข.

**DATA SHEET IRF640**

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

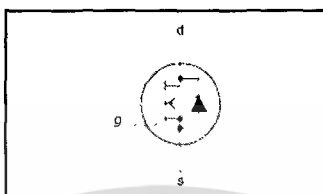
## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

## FEATURES

- 'Trench' technology
- Low on-state resistance
- Fast switching
- Low thermal resistance

## SYMBOL



## QUICK REFERENCE DATA

$V_{DS} = 200 \text{ V}$
$I_D = 16 \text{ A}$
$R_{DS(ON)} \leq 180 \text{ m}\Omega$

## GENERAL DESCRIPTION

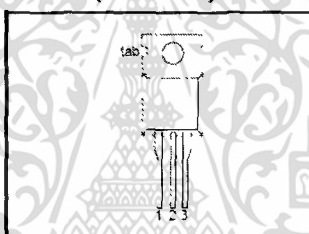
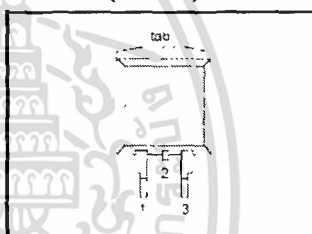
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor using Trench technology, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRF640 is supplied in the SOT78 (TO220AB) conventional leaded package.  
The IRF640S is supplied in the SOT404 (D<sup>2</sup>PAK) surface mounting package.

## PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain <sup>1</sup>
3	source
tab	drain

## SOT78 (TO220AB)

SOT404 (D<sup>2</sup>PAK)

## LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{DS}$	Drain-source voltage	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $175 \text{ }^\circ\text{C}$	-	200	V
$V_{DG}$	Drain-gate voltage	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $175 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	-	200	V
$V_{GS}$	Gate-source voltage			$\pm 20$	V
$I_D$	Continuous drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	16	A
		$T_{mb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	11	A
$I_{CM}$	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	64	A
$P_C$	Total power dissipation	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	136	W
$T_j, T_{stg}$	Operating junction and storage temperature		-55	175	$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup> It is not possible to make connection to pin 2 of the SOT404 package

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

**AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$E_{AS}$	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 6.2$ A, $t_b = 720$ $\mu$ s, $T_j$ prior to avalanche = 25°C, $V_{DS} \leq 25$ V; $R_{\theta GS} = 50$ $\Omega$ , $V_{GS} = 10$ V, refer to fig. 14	-	580	mJ
$I_{AS}$	Peak non-repetitive avalanche current		-	16	A

**THERMAL RESISTANCES**

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{\theta J-MB}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.1	K/W
$R_{\theta J-A}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT78 package, in free air SOT404 package, pcb mounted, minimum footprint	-	60 50	-	K/W K/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{DS(DSS)}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0$ V; $I_D = 0.25$ mA, $T_j = -55^\circ\text{C}$	200	-	-	V
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ ; $I_D = 1$ mA, $T_j = 175^\circ\text{C}$	2	3	4	V
		$T_j = -55^\circ\text{C}$	1	-	-	V
$R_{DS(on)}$	Drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10$ V; $I_D = 8$ A, $T_j = 175^\circ\text{C}$	-	130	180	m $\Omega$
			-	-	522	m $\Omega$
$I_{GSS}$	Gate source leakage current	$V_{GS} = \pm 20$ V; $V_{DS} = 0$ V	-	10	100	nA
$I_{CSS}$	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 200$ V; $V_{GS} = 0$ V, $V_{CS} = 160$ V; $V_{ES} = 0$ V; $T_j = 175^\circ\text{C}$	-	0.05	10	$\mu$ A
			-	-	250	$\mu$ A
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 18$ A; $V_{DS} = 160$ V; $V_{GS} = 10$ V	-	-	63	nC
$Q_{gs}$	Gate-source charge		-	-	12	nC
$Q_{gd}$	Gate-drain (Miller) charge		-	-	35	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DS} = 100$ V; $R_D = 5.6$ $\Omega$ , $V_{GS} = 10$ V; $R_G = 5.6$ $\Omega$	-	12	-	ns
$t_r$	Turn-on rise time	Resistive load	-	45	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	54	-	ns
$t_f$	Turn-off fall time		-	38	-	ns
$L_d$	Internal drain inductance	Measured tab to centre of die	-	3.5	-	nH
$L_s$	Internal source inductance	Measured from drain lead to centre of die (SOT78 package only) Measured from source lead to source bond pad	-	4.5	-	nH
			-	7.5	-	nH
$C_{iss}$	Input capacitance	$V_{GS} = 0$ V; $V_{DS} = 25$ V; $f = 1$ MHz	-	1850	-	pF
$C_{oss}$	Output capacitance		-	170	-	pF
$C_{riss}$	Feedback capacitance		-	91	-	pF

N-channel TrenchMOS<sup>1M</sup> transistor

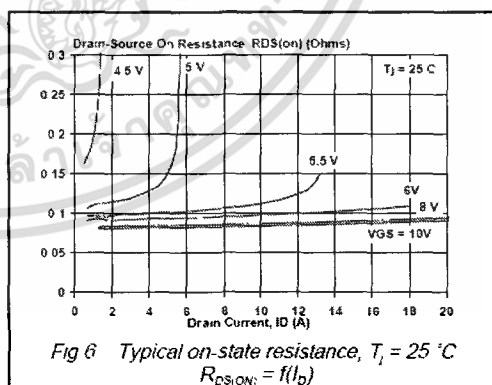
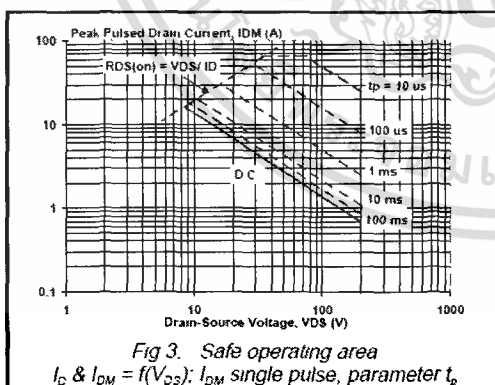
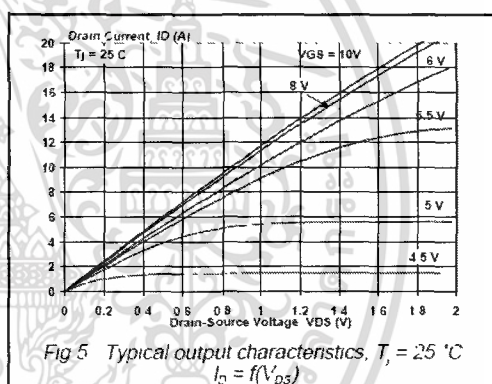
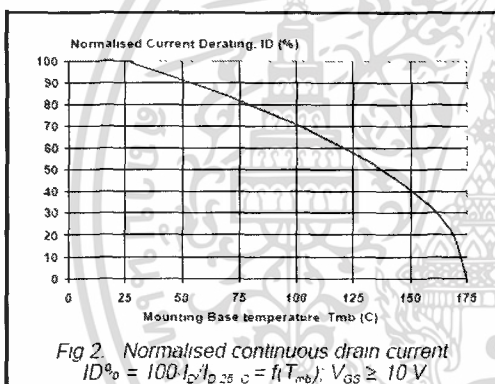
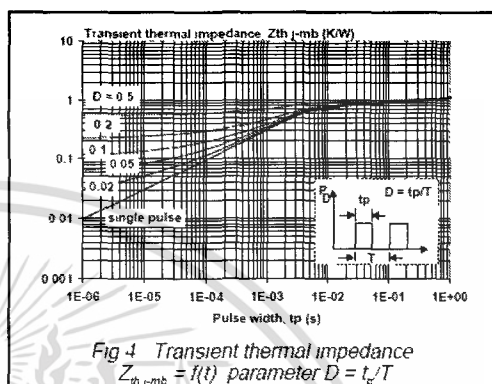
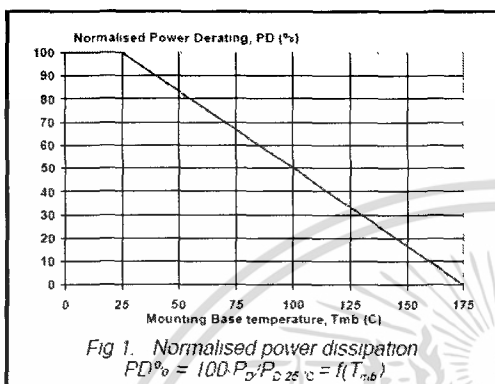
IRF640, IRF640S

**REVERSE DIODE LIMITING VALUES AND CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_S$	Continuous source current (body diode)		-	-	16	A
$I_{SM}$	Pulsed source current (body diode)		-	-	64	A
$V_{SD}$	Diode forward voltage	$I_F = 18\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	1.0	1.5	V
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$I_F = 18\text{ A}; -di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}; V_{GS} = 0\text{ V}; V_{\bar{r}} = 25\text{ V}$	-	130	-	ns
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge	$I_F = 18\text{ A}; -di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}; V_{GS} = 0\text{ V}; V_{\bar{r}} = 25\text{ V}$	-	0.8	-	$\mu\text{C}$

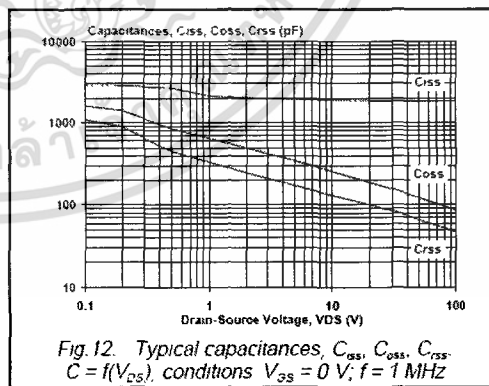
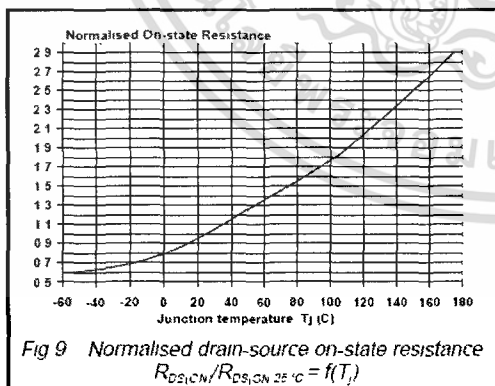
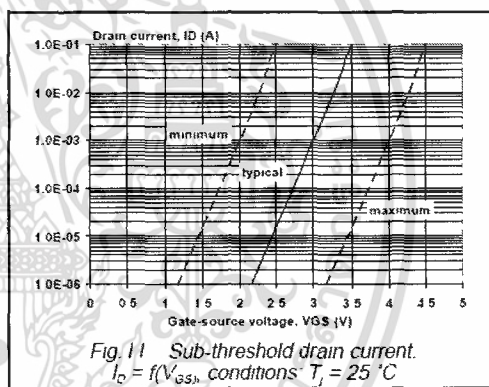
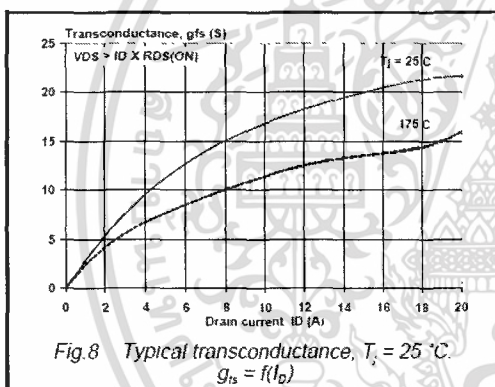
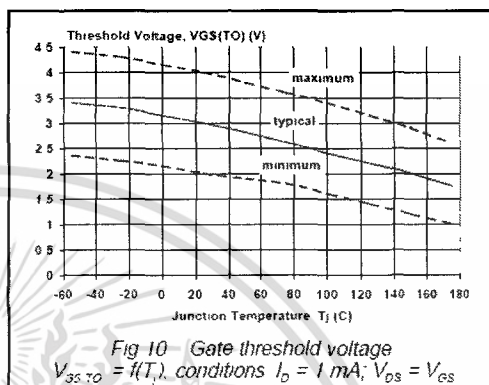
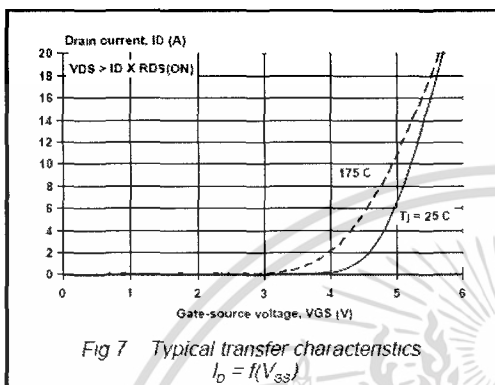
N-channel TrenchMOS<sup>TM</sup> transistor

IRF640, IRF640S



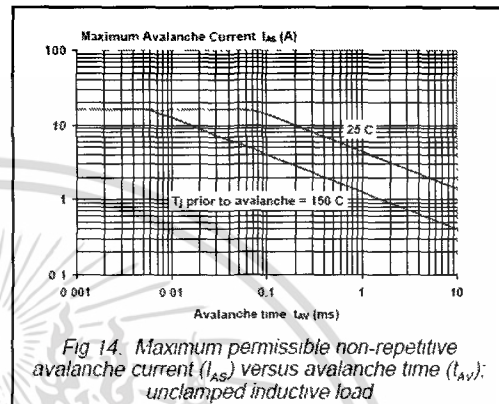
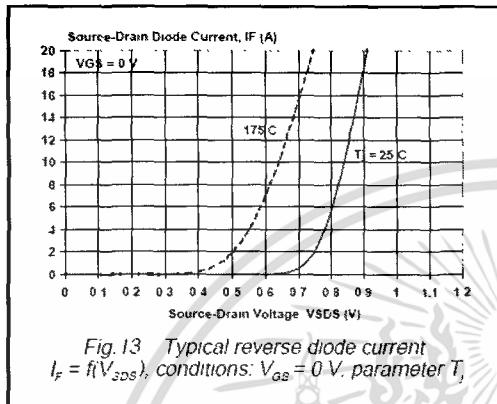
N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S



N-channel TrenchMOS<sup>TM</sup> transistor

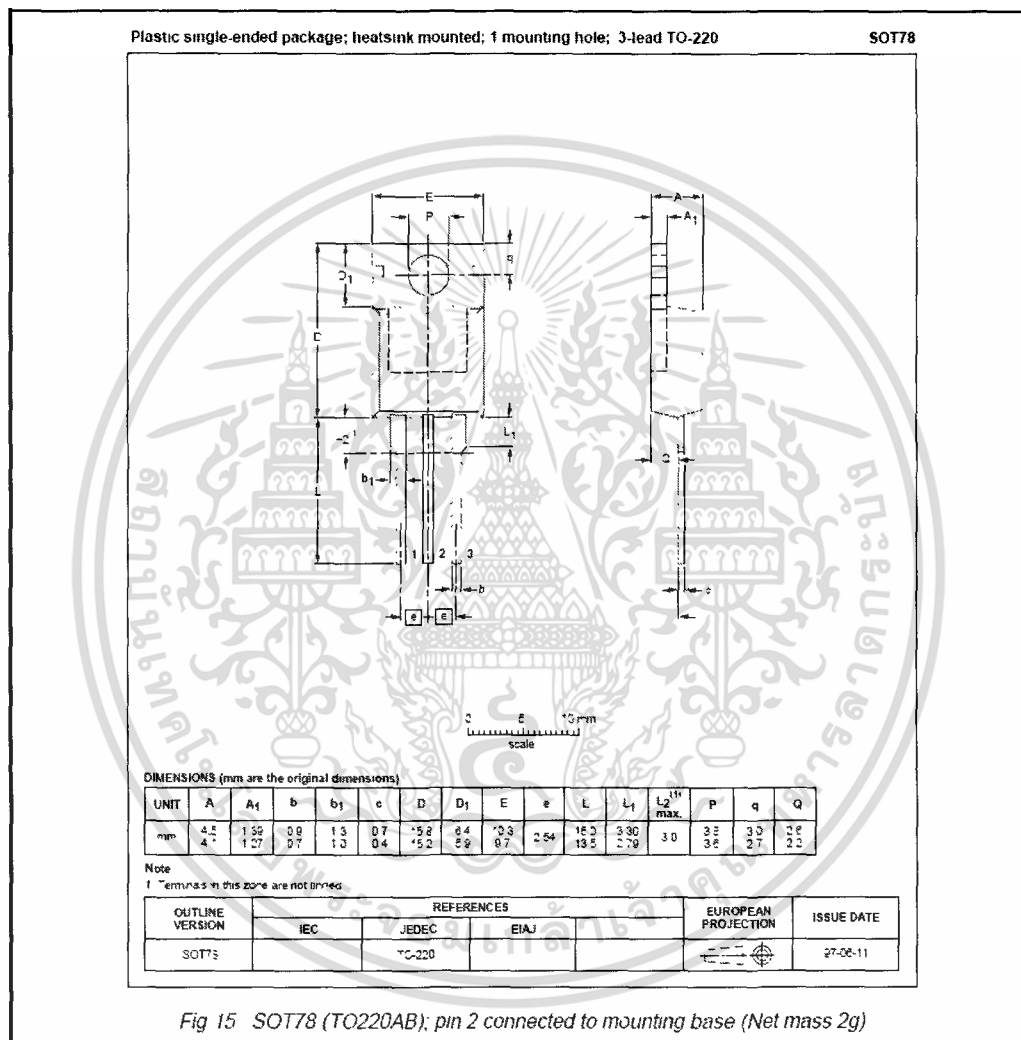
IRF640, IRF640S



## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

## MECHANICAL DATA



## Notes

- This product is supplied in anti-static packaging. The gate-source input must be protected against static discharge during transport or handling
- Refer to mounting instructions for SOT78 (TO220AB) package
- Epoxy meets UL94 V0 at 1/8"

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

## MECHANICAL DATA

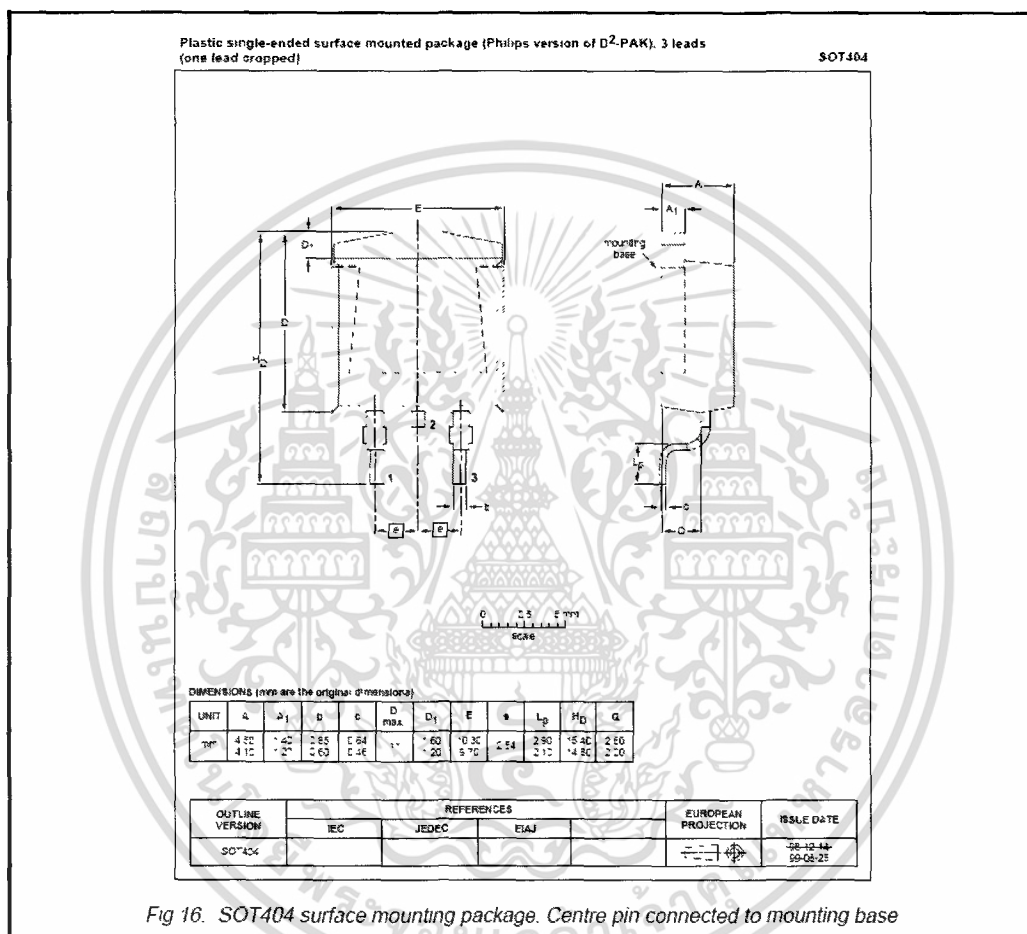


Fig 16. SOT164 surface mounting package. Centre pin connected to mounting base

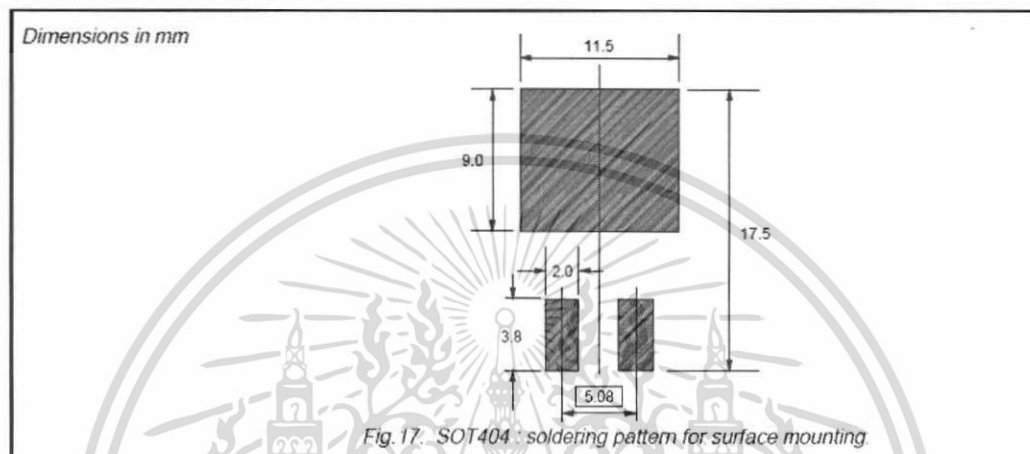
## Notes

- 1 This product is supplied in anti-static packaging. The gate-source input must be protected against static discharge during transport or handling.
- 2 Refer to SMD Footprint Design and Soldering Guidelines, Data Handbook SC18.
3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8"

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

## MOUNTING INSTRUCTIONS



## DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

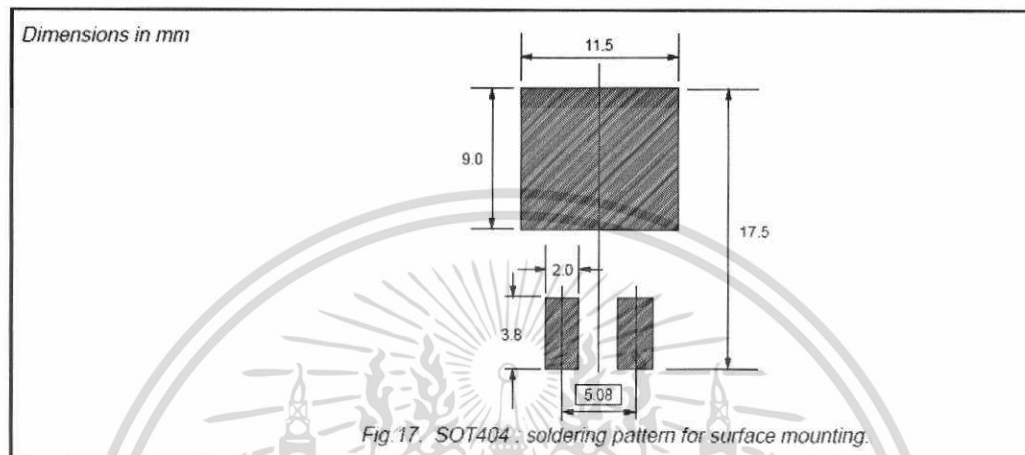
## LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

## MOUNTING INSTRUCTIONS



## DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

## LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.



**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA**

 Order this document  
 by MBR1635/D

**SWITCHMODE™ Power Rectifiers**

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

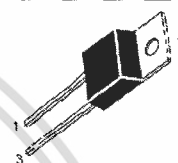
- Guardring for Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 150°C Operating Junction Temperature
- Guaranteed Reverse Avalanche

**Mechanical Characteristics:**

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

**MBR1635**  
**MBR1645**

 MBR1645 is a  
 Motorola Preferred Device

**SCHOTTKY BARRIER**  
**RECTIFIERS**  
**16 AMPERES**  
**35 and 45 VOLTS**

 CASE 221B-03  
 TO-220AC

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MBR1635	MBR1645	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V <sub>RRM</sub> V <sub>RWM</sub> V <sub>R</sub>	35	45	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V <sub>R</sub> ) T <sub>C</sub> = 125°C	I <sub>F(AV)</sub>	16	16	Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V <sub>R</sub> , Square Wave, 20 kHz) T <sub>C</sub> = 125°C	I <sub>FRM</sub>	32	32	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I <sub>FSM</sub>	150	150	Amps
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs, 1.0 kHz)	I <sub>RRM</sub>	1.0	1.0	Amp
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	-65 to +150	-65 to +150	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	-65 to +175	-65 to +175	°C
Voltage Rate of Change (Rated V <sub>R</sub> )	dv/dt	1000	10000	V/μs

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	1.5	1.5	°C/W
--	------------------	-----	-----	------

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I <sub>F</sub> = 16 Amps, T <sub>C</sub> = 125°C) (I <sub>F</sub> = 16 Amps, T <sub>C</sub> = 25°C)	V <sub>F</sub>	0.57 0.53	0.57 0.63	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T <sub>C</sub> = 125°C) (Rated dc Voltage, T <sub>C</sub> = 25°C)	I <sub>R</sub>	40 0.2	40 0.2	mA

(1) Pulse Test. Pulse Width = 300 μs. Duty Cycle ≤ 2.0%

 SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.  
 Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 1

© Motorola, Inc. 1996



**MBR1635 MBR1645**

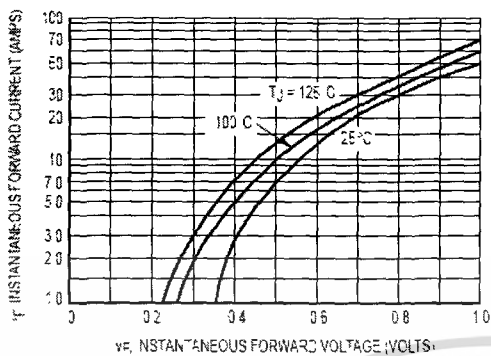


Figure 1. Typical Forward Voltage

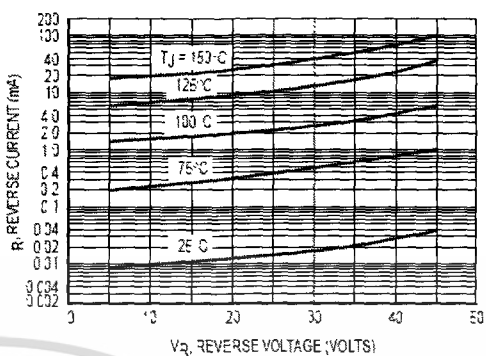


Figure 2. Typical Reverse Current

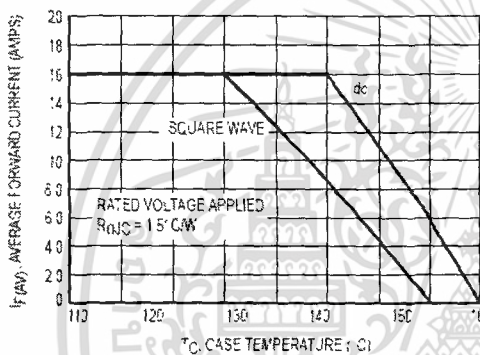


Figure 3. Current Derating, Case

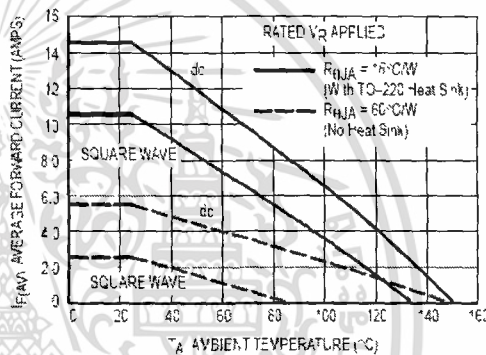


Figure 4. Current Derating, Ambient

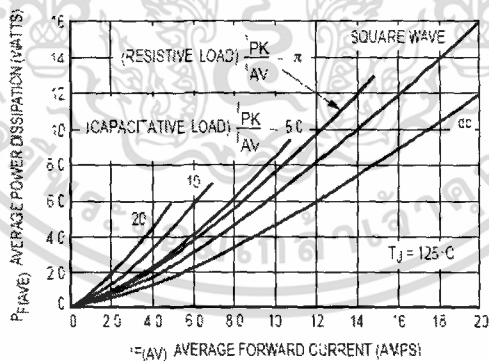
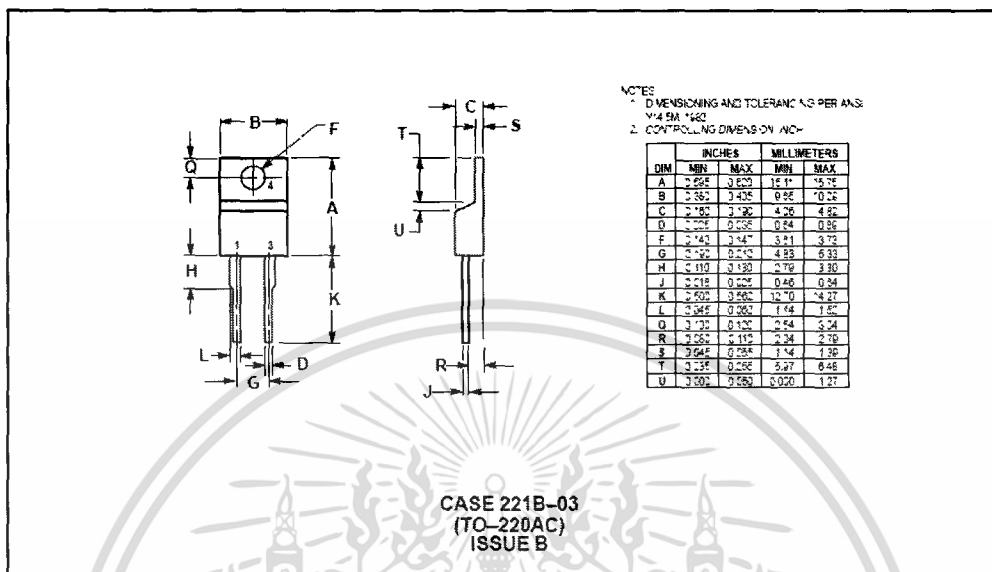


Figure 5. Forward Power Dissipation


**MBR1635 MBR1645**

**PACKAGE DIMENSIONS**



**MBR1635 MBR1645**



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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

**How to reach us.**

**USA/EUROPE/ Locations Not Listed** Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217 303-675-2140 or 1-800-441-2447

**JAPAN** Nippon Motorola Ltd. SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1  
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan 81-3-5487-8468

**Mfax™** RMFAYD@email.sps.mot.com - TOUCHSTONE 602-244-8609  
- US & Canada ONLY 1-800-774-1846

**ASIA/PACIFIC** Motorola Semiconductors H.K. Ltd. 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong 852-26629398

**INTERNET** <http://motorola.com/spa>



**MOTOROLA**

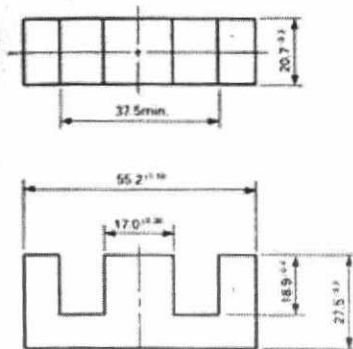
◇ CODELINE TO BE PLACED HERE

MBR1635/D



# EE55/55A

## EE CORES



### Magnetic Parameter

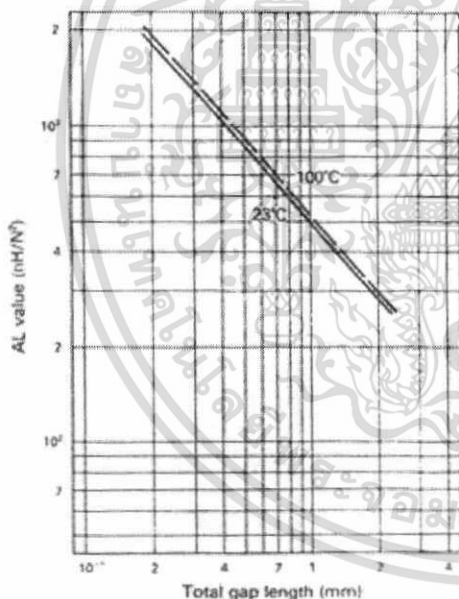
Core constant	$C_1$	0.34989 mm <sup>-1</sup>
Effective magnetic pass length	$\ell_e$	124 mm
Effective cross sectional area	$A_e$	353 mm <sup>2</sup>
Effective core volume	$V_e$	43700 mm <sup>3</sup>
Center leg area	$A_c$	352 mm <sup>2</sup>
Minimum cross sectional area (Center leg)	$A_{min}$	352 mm <sup>2</sup>
Winding area of core	$A_w$	400 mm <sup>2</sup>

Approx. Weight 218 g/pair

Unit: mm

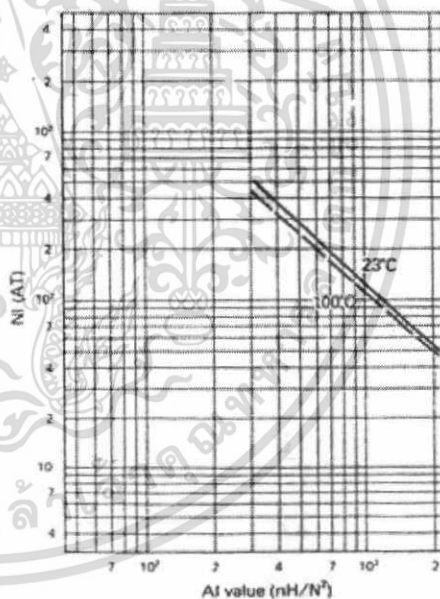
Product code	AL Value (nH/N <sup>2</sup> )	Effective permeability $\mu_e$	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
6H20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025–8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



$23^\circ\text{C} \quad AL = 489.8 \times G^{-0.79375} \text{ (nH/N}^2\text{)}$   
 $G = 2449.5 \times AL^{-1.25883} \text{ (mm)}$   
 $100^\circ\text{C} \quad AL = 507.1 \times G^{-0.82798} \text{ (nH/N}^2\text{)}$   
 $G = 1852.3 \times AL^{-1.20708} \text{ (mm)}$

NI vs. AL value



NI shows the point where the exciting current is 20% away from its extended linear part.

รูปที่ ง.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A

## EE CORES

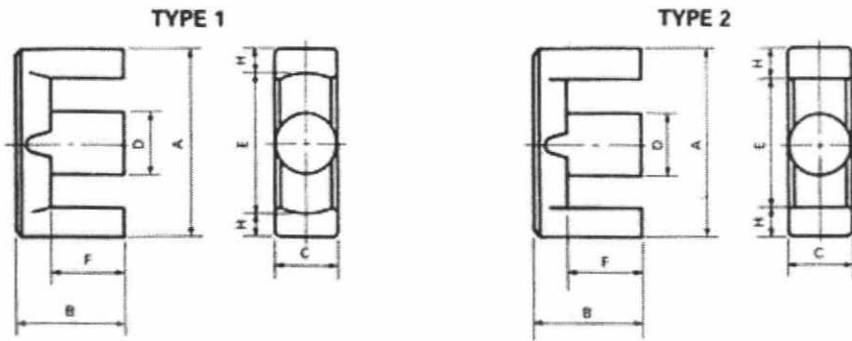
Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )	Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	$C_c$ (mm <sup>-1</sup> )	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	$l_e$ (mm)	$V_e$ (mm <sup>3</sup> )							
EE12.6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
EE40/44	0.68917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A †	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

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

ตารางที่ ง.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

# Summary

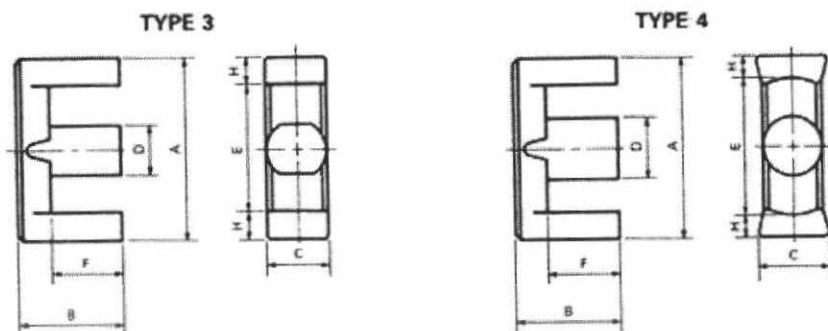
EER CORES



Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C *	D	Emin.	F	Hnom.	
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	5.68	
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	

ตารางที่ ง.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

## EER CORES



Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )	Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	$C_1$ (mm <sup>-1</sup> )	$A_p$ (mm <sup>2</sup> )	$l_e$ (mm)	$V_e$ (mm <sup>3</sup> )							
EER09/06	1.7278	7.96	13.8	110	8.81	7.07	B	7.28	0.631	—	—
EER11/06	1.2353	11.9	14.7	175	13.2	10.3	B	7.48	1.00	—	—
EER19/24	1.8784	28.1	52.8	1480	24.6	24.6	C	74.8	8.20	—	—
EER26/33	1.6995	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	—	—
EER28/20	0.58524	86.3	50.5	4360	67.7	65.7	LB	81.2	21.9	—	—
EER28/34	0.86800	85.6	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	—	—
EER29/30	0.80887	85.9	69.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	—	—
EER29/32	0.92727	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29	—
EER30/26	0.47976	120	57.4	6860	113	113	C	70.8	35.3	—	—
EER33/33	0.63188	121	76.3	9210	120	120	C	158	45.8	—	—
EER34/35	0.81454	97.0	79.0	7670	91.5	91.5	C	188	38.0	30	—
EER35/41	0.81729	110	90.1	9930	100	100	C	218	52.7	31	41
EER38/44	0.50604	185	93.6	17300	181	181	C	183	86.5	—	—
EER39/40	0.74141	125	92.6	11600	123	123	C	257	57.1	32	—
EER39/45	0.75038	138	102	13900	129	129	C	277	69.7	33	41, 42
EER40/45	0.63353	153	97.2	14900	138	138	C	249	75.9	34	—
EER42/42	0.52664	183	96.3	17600	181	179	B	242	92.5	35	—
EER42/43	0.57274	173	99.0	17100	170	165	B	261	87.7	36	—
EER42/45	0.48286	202	97.3	19600	189	189	C	219	95.0	—	—
EER42/49	0.46860	233	109	25400	235	231	B	282	129	—	—
EER44/45	0.59208	175	103	18100	174	173	B	304	90.8	37	—
EER45/38	0.51323	178	91.2	16200	181	170	L	223	82.4	—	—
EER48/41	0.39196	254	99.5	25300	254	251	B	297	126	38	—
EER49/49	0.53674	231	114	24300	211	211	C	373	128	39	—
EER49/62	0.55627	242	134	32500	232	230	L	449	167	40	—
EER53/37	0.35469	255	90.4	23100	252	252	C	252	117	—	—
EER55/57	0.38039	334	127	42400	334	331	B	410	220	—	—
EER80/65	0.39587	403	160	64300	394	394	C	792	325	—	—

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

ตารางที่ ง.2(ต่อ) ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD



ภาคผนวก จ.

ตารางขนาดลวดตัวนำ

ตารางที่ จ.1 ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm <sup>2</sup>
44	0.0503	0.06604	0.00199
43	0.0564	0.07366	0.00250
42	0.0633	0.08128	0.00314
41	0.0711	0.09144	0.00397
40	0.0798	0.1041	0.00500
39	0.0897	0.1143	0.00631
38	0.1008	0.1295	0.00799
37	0.1130	0.1448	0.01003
36	0.1270	0.1626	0.0127
35	0.1422	0.1778	0.0159
34	0.1600	0.1981	0.0201
33	0.1803	0.2235	0.0255
32	0.2032	0.2489	0.0324
31	0.2261	0.2743	0.0401
30	0.2540	0.3048	0.0507
29	0.2870	0.3404	0.0647
28	0.3200	0.3759	0.0804
27	0.3607	0.4191	0.1022
26	0.4039	0.4699	0.128
25	0.4547	0.5232	0.162
24	0.5105	0.5817	0.205
23	0.5740	0.6502	0.259
22	0.6426	0.7214	0.324
21	0.7239	0.8052	0.412

20	0.8126	0.8966	0.519
----	--------	--------	-------

ตารางที่ จ.1 (ต่อ) ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm <sup>2</sup>
19	0.9119	1.003	0.653
18	1.024	1.118	0.823
17	1.151	1.247	1.040
16	1.290	1.389	1.308
15	1.450	1.557	1.652
14	1.628	1.737	2.082
13	1.829	1.943	2.627
12	2.052	2.172	3.308
11	2.304	2.431	4.168
10	2.588	2.720	5.261