

การออกแบบระบบควบคุมของ BUCK CONVERTER

BUCK CONVERTER CONTROLLER DESIGN



เลขที่.....
เลขหนังสือ..... **62773**
วัน,เดือน,ปี 22 ส.ค. 2549

11630521

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบระบบควบคุมของ BUCK CONVERTER
BUCK CONVERTER CONTROLLER DESIGN

ผู้จัดทำ นางสาวดวงจิต เจริญประเสริฐกิจ 46015303
นางสาววันวิสาข์ วรรณจันทร์ 46015321



นางสาวดวงจิต เจริญประเสริฐกิจ
นางสาววันวิสาข์ วรรณจันทร์
.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบควบคุมของ BUCK CONVERTER

BUCK CONVERTER CONTRLLER DESIGN

โดย

นางสาวดวงจิต เจริญประเสริฐกิจ 46015303

นางสาววันวิสาข์ วรรณจันทร์ 46015321

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการศึกษาขั้นตอนการออกแบบ และการสร้างระบบควบคุมของวงจร Buck Converter ซึ่งมีจุดมุ่งหมายในการศึกษาและนำความรู้ทางด้านระบบควบคุมไปประยุกต์ในการควบคุม Buck Converter คุณสมบัติของ Buck Converter ที่สร้างขึ้นมีแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า $30V (\pm 2V)$ แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า $12V (\pm 0.5\%)$ และ กระแสไฟฟ้าที่ทางออกสูงสุด 2 A, วงจรทำงานแบบ Continuous Current Conduction โดยมี Switching Frequency 40 kHz, การออกแบบระบบควบคุมใช้เทคนิคของ Bode Plot ผลการทดลองวงจรที่สร้างขึ้น มีคุณสมบัติ Load Regulation 0.084%, Line Regulation 0.25% และการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกน้อยมากเมื่อมีการเปลี่ยนไปทันทีทันใดของ Load 100 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบควบคุมของ BUCK CONVERTER

BUCK CONVERTER CONTROLLER DESIGN

โดย

นางสาวดวงจิต เจริญประเสริฐกิจ 46015303

นางสาววันวิสาข์ วรรณจันทร์ 46015321

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

ABSTRACT

This project is presented analysis of controller design to the power supplies. In this case, the controller design is applied to buck converter at the constant frequency 40 kHz. Buck converter is designed with input voltage 30 V (± 2 V) , output voltage 12 V ($\pm 0.5\%$) and output current maximum (2A) in continuous current mode (CCM). The bode plot is used for analysis the behaviors of buck converter design. The experimental result shows the small ripple of output voltage when the lode current changes in load.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาเป็นอย่างสูงจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็น ให้ความกรุณาเอื้อเฟื้ออุปการะที่จำเป็น และความช่วยเหลืออื่นๆ แก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์คุณานุสรณ์ ที่ได้ให้ความกรุณา และคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ ตลอดจนให้ความสนใจใฝ่ตามถึงความก้าวหน้าอย่างสม่ำเสมอ ทำให้ผู้จัดทำมีความกระตือรือร้น และทำงานอย่างเป็นระบบมากขึ้น และยังขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้แก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบพระคุณ พี่ๆนักศึกษาปริญญาโท ที่ให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาและเอื้อเฟื้ออุปการะที่จำเป็น รวมถึงการให้ความสนใจถึงความคืบหน้าอย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบพระคุณ เจ้าหน้าที่ธุรการภาควิชาควบคุม และเจ้าหน้าที่ห้องสโตร์ ที่ให้ความอำนวยความสะดวก

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ของคณะผู้จัดทำ ที่ได้ให้ความสนับสนุนให้โอกาสผู้จัดทำได้เล่าเรียนจนถึงทุกวันนี้ และเป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำตลอดมา อีกทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสิ้นสมบูรณ์

คณะผู้จัดทำ

นางสาวดวงจิต เจริญประเสริฐกิจ

นางสาววันวิสาข์ วรรณจันทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีของ Buck Converter	3
2.1 หลักการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ิ่งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	3
2.2 หลักการทำงานของวงจร Buck Converter	4
2.3 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจร Buck Converter	6
2.4 ค่าแรงดันไฟฟ้า Ripple ของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก	8
2.5 MOSFET	9
2.5.1 MOSFET ชนิด N – Channel	9
2.5.2 MOSFET ชนิด P – Channel	11
2.6 IC ควบคุมการทำงานของ Buck Converter (UC 3825)	11
2.7 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจร Buck Converter	12
2.7.1 ข้อจำกัดในการออกแบบ	14
2.7.2 การควบคุมกำลังสูญเสีย และ อุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำไม่ให้สูงเกินพิกัด	14
2.7.3 การเลือกชนิดของแกนของตัวเหนี่ยวนำ	14
2.7.4 การเลือกขนาดของขงตัวเหนี่ยวนำ	15
2.8 การออกแบบวงจร Pulse Transformer	17
2.9 วงจรควบคุม	20
2.9.1 หลักการทำงาน	20
2.9.2 การคำนวณ Transfer Function ของวงจร Buck Converter	21
2.9.3 การคำนวณ Transfer Function ของวงจร Error amplifier	23
2.10 ความแตกต่างระหว่างการควบคุมแบบ Open loop และ Closed loop	24
2.10.1 บรรทัดฐานของค่า Transfer Function สำหรับที่วงจรเสถียรภาพ	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.1.2	ความชันของ Gain สำหรับวงจรที่ตำแหน่ง Comer Frequency	25
2.10.1.3	Crossover Frequency $\leq (1/5)$ ของความถี่สวิทช์	26
2.10.1.4	Phase Margin	26
2.10.2	สมการคุณลักษณะของวงจร LC filter	27
2.10.3	Transfer Function ของ Pulse width modulator (PWM)	27
2.10.4	ผลรวมของ Transfer Function	28
2.11	ลักษณะของ Transfer Function เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่ของ Error amplifier	28
2.12	Pole และ Zero ของ Transfer Function ของ Error amplifier	29
2.13	หลักเกณฑ์ที่เหมาะสมของความถี่ Pole และ Zero เมื่อความชันของ Transfer Function เปลี่ยนแปลง	30
2.14	การคำนวณ Transfer Function ของ Error amplifier ที่มี 1 Pole 1 Zero	31
2.15	การคำนวณ Phase Shift ของ Error amplifier จากตำแหน่ง Pole และ Zero	32
2.16	การคำนวณ Phase Shift ของวงจร LC Filter ที่มี ESR ในตัวเก็บประจุ	33
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	34
3.1	การออกแบบวงจร Buck Converter	34
3.2	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	36
3.2.1	ตัวอย่างการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	39
3.3	การออกแบบ Pulse Transformer	42
3.4	การออกแบบวงจรควบคุม	43
3.4.1	Transfer function ของ Open Loop Gain เมื่อ ไม่รวม Error Amplifier	43
3.4.1.1	Transfer function ของ LC Filter	43
3.4.1.2	Transfer function ของ Modulator	45
3.4.1.3	Transfer function ของ Sampling Network	45
3.4.1.4	Bode Plot รวมของ Open Loop Gain	45
3.4.2	Transfer function ของ Error Amplifier	46
3.4.3	Bode Plot รวมของ Open Loop Gain ของทั้งระบบ	51
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	52
4.1	ผลการทดลองขณะไม่มีวงจรควบคุม	52
4.2	ผลการทดลองขณะมีวงจรควบคุม	57
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงแคบเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 ภาคนอก A รูปวงจร Buck Converter ที่ใช้ในการทดลอง ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 การทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	3
2.2 วงจร Buck Converter	4
2.3 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter	6
2.4 รูปคลื่นการทำงานขิงวงจร Buck Converter	8
2.5 โครงสร้างของ MOSFET N-Channel	10
2.6 สัญลักษณ์ของ MOSFET N-Channel	10
2.7 สัญลักษณ์ของ MOSFET P-Channel	11
2.8 แสดงส่วนประกอบภายใน IC UC 3825	11
2.9 การนำตัวเหนี่ยวนำไปใช้ในวงจร DC /DC Converter	13
2.10 กระแสไฟฟ้า Ripple มีขนาดเล็ก	13
2.11 กระแสไฟฟ้า Ripple มีขนาดใหญ่	13
2.12 วงจร Pulse Transformer	17
2.13 หลักการทำงานของวงจรควบคุม	20
2.14 วงจร Buck Converter 21 Ripple Current มีขนาดใหญ่	21
2.15 วงจรสมมุติที่ใช้คำนวณ Transfer Function	21
2.16 วงจร Error amplifier EA	23
2.17 วงจร Buck Converter ขณะมี Closed loop	24
2.18 วงจร RC Integrator	25
2.19 วงจร RC Differentiator	25
2.20 วงจร LC Filter	25
2.21 แสดง Open Loop Gain และ Phase Shift ของระบบที่เสถียรภาพ	26
2.22 Transfer Function LC Filter ของวงจร Gain เทียบกับความถี่	27
2.23 Transfer Function ของ Output LC Filter และ Error amplifier	28
2.24 Error amplifier	29
2.25 ลักษณะความชันของ Pole และ Zero	30
2.26 Gain ของ Error amplifier	30
2.27 วงจร Error amplifier EA	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 วงจร Buck Converter	34
3.2 กราฟระหว่าง B กับ H และกราฟ μ กับ ความถี่	39
3.3 กราฟระหว่าง B , ความถี่ และ Power Loss	40
3.4 วงจร Buck Converter	44
3.5 วงจรสมมูลที่ใช้คำนวณ	44
3.6 Bode Plot รวมของ Open Loop Gain	46
3.7 Sampling network	46
3.8 วงจร Error Amplifier ที่ใช้คำนวณ Transfer Function	49
3.9 Bode Plot ของ Error Amplifier	50
3.10 Bode Plot ของ Open Loop Gain ทั้งระบบ	51
4.1 วงจร Buck Converter ชนิด Open Loop	52
4.2 แรงดันไฟฟ้า V_{GS} ของ MOSFET	53
4.3 แรงดันไฟฟ้า V_{DS} ของ MOSFET	53
4.4 แรงดันไฟฟ้า V_D ของ Power Diode	54
4.5 แสดงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ กับ V_{GS} ของ MOSFET	54
4.6 แรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้ามีขนาด 30 V	55
4.7 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า (28 V ~ 32 V)	55
4.8 แรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 2.5 A)	56
4.9 แรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 2A) อย่างทันทีทันใด	56
4.10 วงจร Buck Converter ชนิด Closed Loop	57
4.11 แรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า (28 V ~ 32V)	58
4.12 แรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 3A)	58
4.13 แรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1A ~ 2A) อย่างทันทีทันใด	59
4.14 กระแสไฟฟ้าที่ทางออกและแรงดันไฟฟ้า ที่ทางออกเมื่อคำนวณ มงจรควบคุมที่ K=10	59
4.15 ประสิทธิภาพเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้าที่ทางออก	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดง Phase Shift ที่ได้คำนวณจากสมการ (2.96) เมื่อค่าของ K เปลี่ยนแปลงไปเมื่อ C ไม่มี esr	32
2.2 แสดง Phase Shift ที่ได้คำนวณจากสมการ (2.70) เมื่อค่าของ K เปลี่ยนแปลงไปเมื่อ C ไม่มี esr	33
3.1 แสดงการเลือกตัวนำ	42



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องด้วยวงจร Buck Converter ชนิด Open Loop ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าตรงจากแรงดันไฟฟ้าระดับหนึ่งให้เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงอีกระดับหนึ่งที่คงที่ แต่ถ้าแรงดันไฟฟ้าตรงที่ทางเข้าหรือกระแสไฟฟ้าที่ออกมีการเปลี่ยนแปลง จะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าตรงที่ทางออกมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ด้วยเหตุผลดังกล่าวเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ทางออกมีค่าไม่เปลี่ยนแปลง วงจร Buck Converter ต้องเป็นชนิด Closed Loop ซึ่งต้องมีการออกแบบระบบควบคุมเพื่อควบคุมการทำงานของ วงจร Buck Converter

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาการทำงานของวงจร Buck Converter
2. ศึกษาการออกแบบและสร้างวงจร Buck Converter
3. วิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมของวงจร Buck Converter

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

การศึกษานี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาและสร้าง วงจร Buck Converter ชนิด Closed Loop, คุณสมบัติของ Buck Converter ที่สร้างขึ้นมีแรงดันไฟฟ้าตรงที่ทางเข้า 30V ($\pm 2V$) แรงดันไฟฟ้าตรงที่ทางเข้า 12V ($\pm 50mV$) และ กระแสไฟฟ้าที่ทางออกสูงสุด 2 A, วงจรทำงานแบบ Continuous Current Conduction โดยมี Switching Frequency 40 kHz การปรับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกปรับด้วยเทคนิค Duty Cycle Control, ระบบควบคุมใช้เทคนิคการออกแบบด้วย Bode Plot และเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์เป็นชนิด MOSFET โดยปริยฐานิพนธ์เล่มนี้ ประกอบด้วยเนื้อหา 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ

ประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา และขอบเขตของการศึกษาของปริยฐานิพนธ์

บทที่ 2 ทฤษฎีของ Buck Converter

ประกอบด้วยทฤษฎีพื้นฐานและหลักการการทำงานของ Buck Converter ที่มีการการปรับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกปรับด้วยเทคนิค Duty Cycle Control และส่วนประกอบต่างๆของวงจร, หลักการออกแบบระบบควบคุมของวงจร Buck Converter

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

แสดงการออกแบบของอุปกรณ์ในวงจร Buck Converter และการออกแบบระบบควบคุมของระบบทั้งหมด

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

แสดงผลการทดลองที่เงื่อนไขต่างๆ ของวงจร Buck Converter ที่สร้างขึ้น

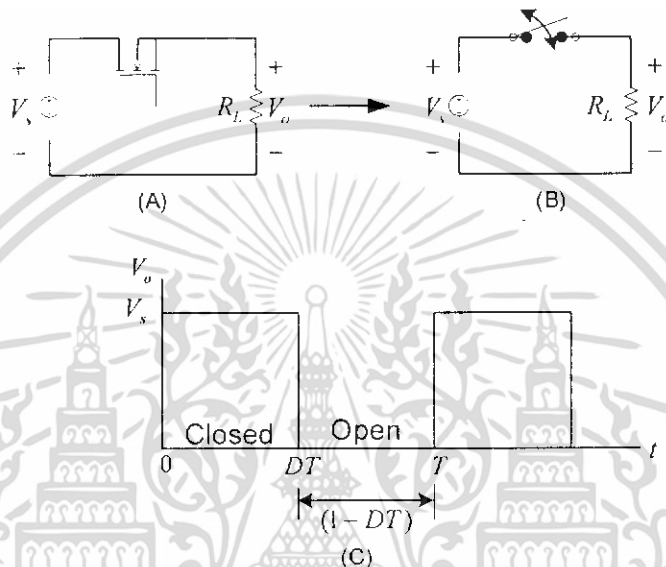
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป



บทที่ 2

ทฤษฎีของ Buck Converter

2.1 หลักการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



รูปที่ 2.1 การทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

(A) วงจร DC/DC Converter

(B) วงจรสมมูลของการสวิตช์

(C) แรงดันไฟฟ้าที่ขาออก

เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้า $V_o = V_s$ และเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า $V_o = 0$ ฉะนั้นช่วงเวลาในการนำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้า ได้สัญญาณแรงดันขาออกเป็นดังในรูปที่ 2.1 ซึ่งสามารถหาค่าเฉลี่ยได้จากสมการ

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt$$

$$V_o = V_s D \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

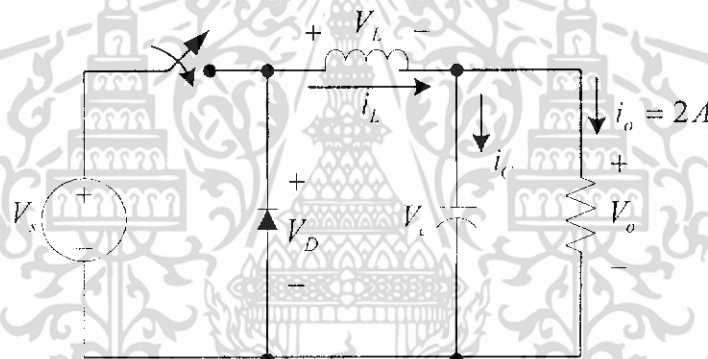
สมการที่ (2.1) แสดงว่าค่าแรงดันไฟฟ้าตรงที่ทางด้านขาออกถูกควบคุมได้จากการปรับค่า D (Duty ratio) ซึ่ง D หมายถึง อัตราส่วนของเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อช่วงเวลาหนึ่งคาบการทำงาน ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$D = \frac{t_{on}}{T}$$

$$t_{on} = DT$$

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

2.2 หลักการทำงานของวงจร Buck Converter



รูปที่ 2.2 วงจร Buck Converter

ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

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

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

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

ในกรณีอยู่ในช่วงนำกระแสไฟฟ้า $dt = DT$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า

$$-V_L = V_O \quad (2.7)$$

$$V_L = -V_O$$

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

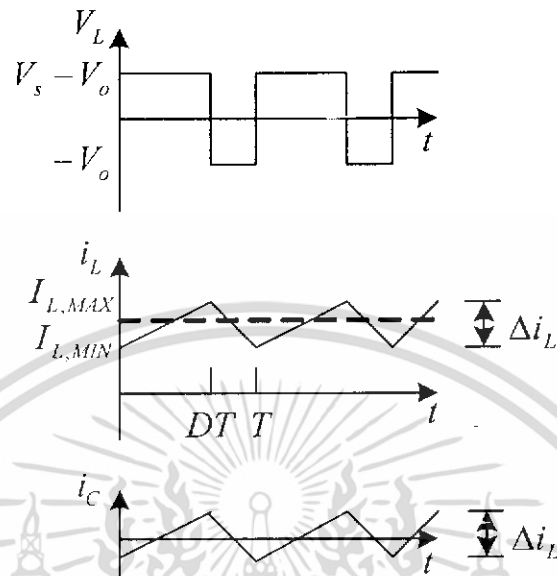
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_O}{L} \quad (2.9)$$

ในกรณีที่อยู่ในช่วงหยุดนำกระแส $dt = (1-D)T$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจร Buck Converter



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter

- (a) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
- (b) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
- (c) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.3 (b) จะสามารถคำนวณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุดได้จากสมการ ดังนี้
กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.11)$$

$$I_{L,\max} = V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.12)$$

กระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$$I_{L,\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L,\min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) สามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานแบบ Continuous Current Conduction ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $I_{L,\min} = 0$

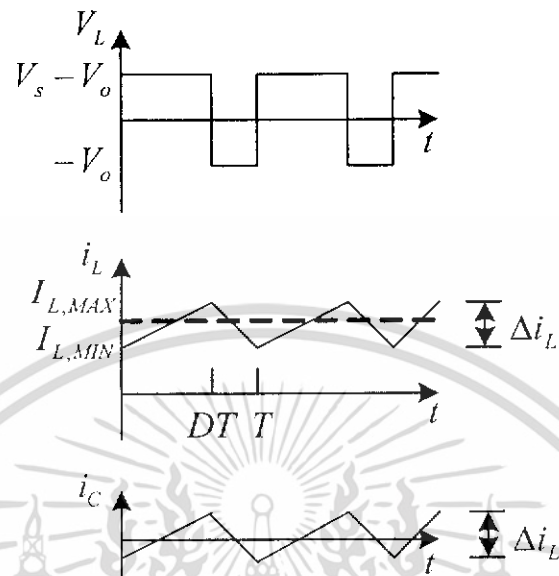
$$I_{L,\min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \quad (2.15)$$

$$\left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \quad (2.16)$$

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ค่าแรงดันไฟฟ้า Ripple ของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นการทำงานของวงจร Buck Converter

- แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
- กระแสไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำ
- กระแสไฟฟ้าตัวเก็บประจุ

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุเป็นบวก ในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุจะเก็บประจุ ซึ่งคำนวณได้คือ

$$Q = CV_o \quad (2.18)$$

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

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.19)$$

เมื่อ ΔQ คือ ค่าประจุที่เปลี่ยนแปลง

ΔV_o คือ แรงดันไฟฟ้า Ripple ที่ทางออกที่เปลี่ยนแปลง

คำนวณค่าของประจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลง (พิจารณาจากรูปที่ 2.4 (c))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (2.20)$$

แทนค่าสมการที่ (2.20) ลงในสมการที่ (2.19)

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (2.21)$$

แทนค่า $\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T$ จากสมการที่ (2.10) ลงในสมการที่ (2.21) จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D)T \quad (2.22)$$

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

$$\Delta \frac{V_o}{V_o} = \left(\frac{1-D}{8LCf^2} \right) \quad (2.23)$$

2.5 MOSFET

ทรานซิสเตอร์ชนิด MOSFET ที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบ่งได้ 2 ชนิด คือ

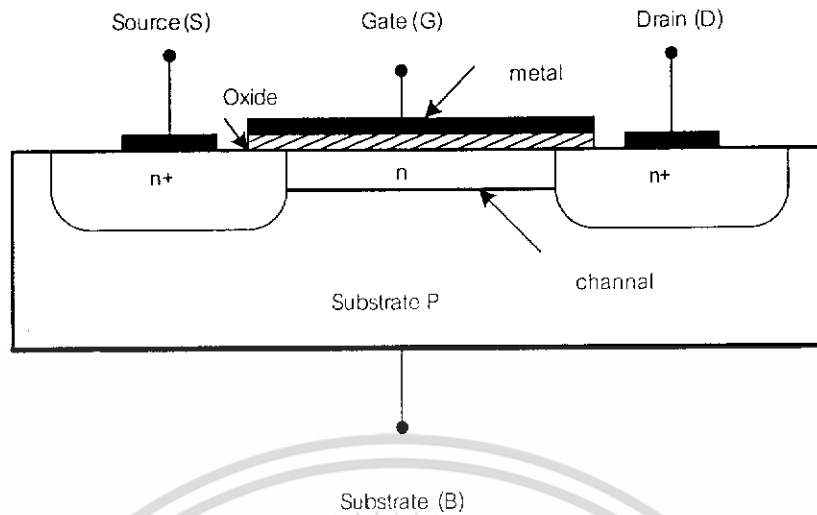
N-channel type

P-channel type

2.5.1 MOSFET N-channel type

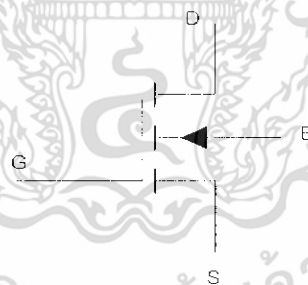
โครงสร้าง การทำงานของมอสเฟตคล้ายกับ JFET รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของ MOSFET มีส่วนของ N-channel อยู่บนสาร semiconductor ชนิด P ของ substrate ซึ่งที่ปลายสุดของ N-channel ติดอยู่กับ สาร semiconductor n+ สองส่วน ซึ่งถูกเชื่อมสารให้เข้มข้นขึ้นเพื่อให้มีความต้านทานต่ำ และทั้งสองส่วน (n+) มีหน้าสัมผัสโลหะต่อเข้ากับ source และ drain, ที่ผิวของ N-channel มีฟิล์มของออกไซด์บางๆ อยู่ด้านบน โดยมีโลหะ (อลูมิเนียม) ต่อไปถึง gate สังเกตได้ว่าบริเวณดังกล่าวจะเห็นว่าประกอบด้วย โลหะ (Metal), ออกไซด์ (Oxide) และสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ซึ่งเรียกชื่อตามโครงสร้างว่า MOS ผลจากลักษณะโครงสร้างดังกล่าวทำให้มีกระแสไฟฟ้า gate ไหลน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของมอสเฟตเอ็นแชนแนล

รูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นสัญลักษณ์ของ MOSFET ชนิด N-channel สังเกตได้ว่าระยะห่างระหว่างเส้นต่อกับ gate และเส้นต่อกับ N-channel หมายถึงชั้นของออกไซด์ที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวน และลูกศรที่อยู่บนเส้น substrate (หรือเรียกว่าตัวฐานรอง, body) มีทิศทางชี้ตรงจากข้าง substrate ไปยัง N-channel ซึ่งเป็นการแสดงว่าเป็น MOSFET ชนิด N-channel



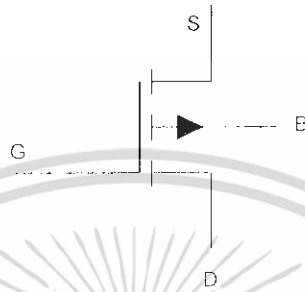
รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์ของ MOSFET ชนิด N-channel

การทำงานของ MOSFET ทำงานโดยการควบคุมความกว้างของ N-channel ด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากการป้อนแรงดันไฟฟ้าที่ gate ซึ่ง MOSFET จะอยู่ในสถานะ ON เต็มที่กล่าวคือ N-channel มีความกว้างที่สุดเมื่อ $V_{GS} \geq 12 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 MOSFET P-channel type

MOSFET ชนิด P-channel ทำงานเหมือนกับชนิด N-channel โดยแตกต่างกันเฉพาะทิศทางการขั้วของแรงดันไฟฟ้าและทิศทางของกระแสไฟฟ้าสลับกัน รูปที่ 2.7 แสดงสัญลักษณ์ของ MOSFET P-channel (ไม่นิยมใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง)

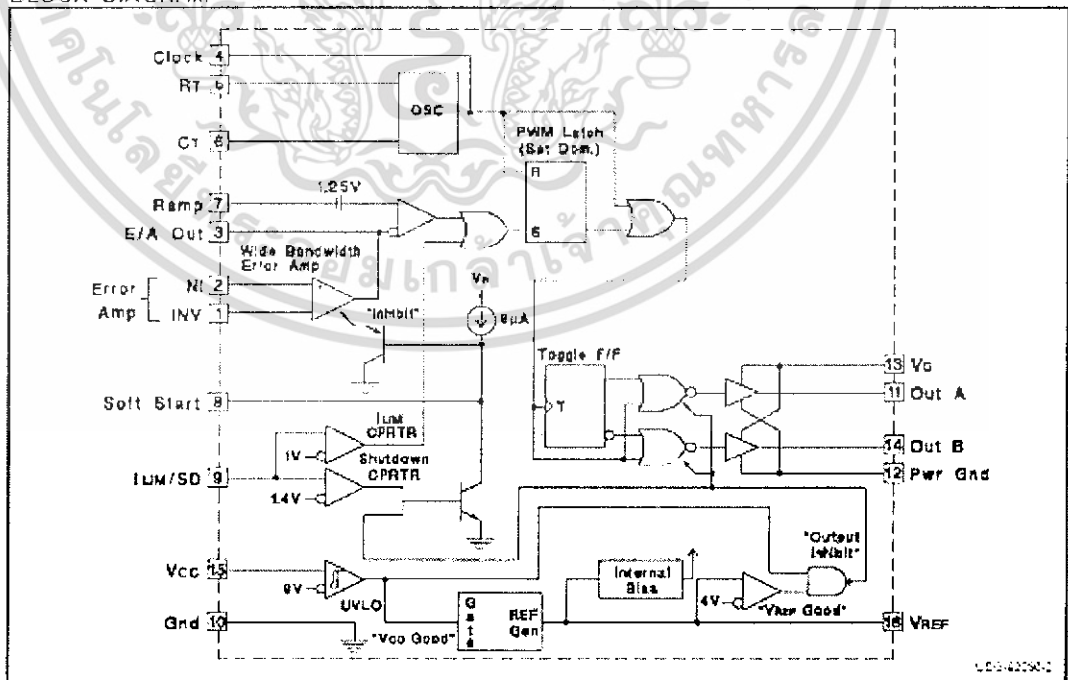


รูปที่ 2.7 สัญลักษณ์ของ MOSFET P-channel

2.6 IC ควบคุมการทำงานของ Buck Converter (UC 3825)

รายละเอียดการทำงานของ IC (High Speed Double – Ended PWM Controller) UC 3825 แสดงในภาคผนวก B ภายแบ่งเป็นวงจรส่วนต่างๆ คือ

BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.8 แสดงส่วนประกอบภายใน IC UC3825 นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 Oscillator

ทำหน้าที่กำหนดความถี่การทำงานของวงจร Buck Converter โดยเป็นส่วนที่กำหนดความถี่ของสัญญาณฟันเลื่อย (V_r) ซึ่งถูกใช้เป็นสัญญาณเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ออกจาก Error Amplifier เพื่อสร้างเป็นระบบการทำงานแบบ PWM ต่อไป

2.6.2 Error Amplifier

ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ผ่านกระบวนการควบคุมแล้ว โดยสร้างสัญญาณจากการเปรียบเทียบสัญญาณไฟฟ้าที่ต้องการ กับสัญญาณไฟฟ้าที่ทางออกแล้วผ่านกระบวนการควบคุมที่ได้ออกแบบไว้แล้ว

2.6.3 Soft – Start Latch

ทำหน้าที่ให้ UC 3825 ทำงานโดยค่อยๆเพิ่ม Duty Cycle

2.6.4 PWM Comparator & Latch

ทำหน้าที่เปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าที่มาจาก Error Amplifier กับสัญญาณฟันเลื่อย ที่มาจาก Oscillator แล้วสร้างสัญญาณ PWM ไปควบคุม MOSFET ต่อไป

2.6.5 Current limiting & Shutdown ทำหน้าที่ประกอบกับวงจรภายนอกสร้างเป็นระบบป้องกันกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน MOSFET เกินพิกัด

2.6.6 Undervoltage Lockout

ทำหน้าที่สร้างเงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดที่ UC 3825 สามารถเริ่มทำงานได้

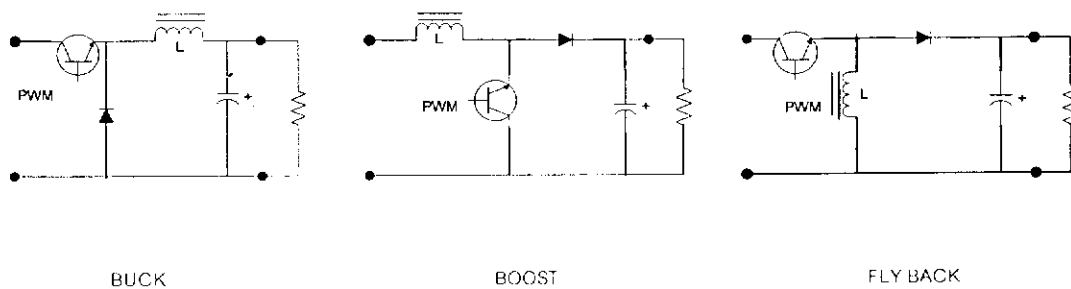
2.6.7 Output

IC เบอร์ UC 3825 ถูกออกแบบ สำหรับขับ Power MOSFET โดยตรงซึ่งสามารถขับกระแสไฟฟ้าสูงสุดชั่วขณะได้ถึง 2 A

2.7 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจร Buck Converter

ตัวเหนี่ยวนำในวงจร Buck Converter ทำหน้าที่รับพลังงานไฟฟ้า -> เก็บพลังงานไฟฟ้า ในรูปสนามแม่เหล็กแล้ว -> คั้นพลังงานแม่เหล็กกลับเป็นพลังงานไฟฟ้ากลับสู่วงจรไฟฟ้า ชนิดของวงจร

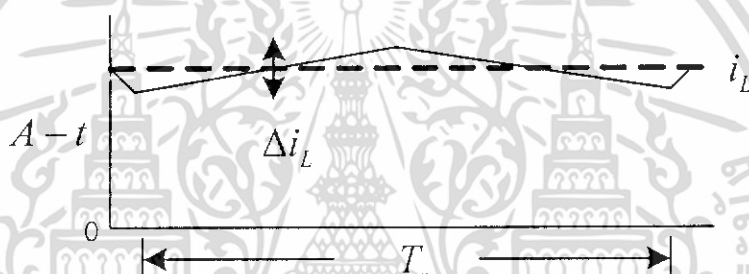
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 การนำตัวเหนี่ยวนำไปใช้ในวงจร DC/DC Converter

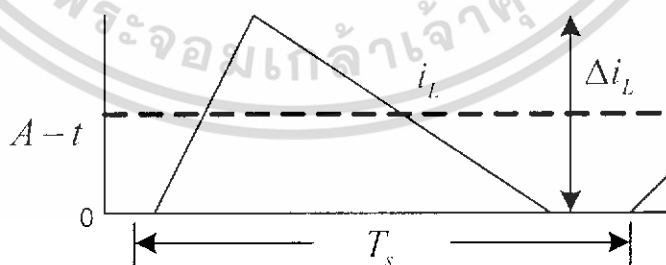
ลักษณะของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน Inductor

* Continuous Inductor Current Mode



รูปที่ 2.10 กระแสไฟฟ้า Ripple มีขนาดเล็ก

* Discontinuous Inductor Current Mode



รูปที่ 2.11 กระแสไฟฟ้า Ripple มีขนาดใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.1 ข้อจำกัดในการออกแบบ

Continuous Inductor Current Mode การทำงานใน Mode นี้ กระแสไฟฟ้า Peak – Peak Ripple มีค่าน้อยทำให้ AC winding loss และ Core loss มีค่าน้อย การเลือก Core จึงขึ้นอยู่กับค่า B_{sat} ของ Core ส่วน Discontinuous Inductor Current Mode การทำงาน Mode นี้ กระแสไฟฟ้า Peak – Peak Ripple มีค่ามากทำให้ AC Winding loss และ Core loss มีค่ามาก การเลือก Core จึงขึ้นอยู่กับ การพิจารณาอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น และประสิทธิภาพที่ลดลงเนื่องจาก Core loss , AC winding loss และ DC winding loss

2.7.2 การควบคุมกำลังสูญเสีย และ อุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำไม่ให้สูงเกิดพิกัด

อุณหภูมิภายในของ Inductor ถูกจำกัดไม่ให้เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิภายนอกเกิน 30 – 40 องศา

2.7.3 การเลือกชนิดของแกนของตัวเหนี่ยวนำ

นิยามของ Parameters

* Parameters ทั่วไป

I_{FL} = Total rms current at full load

I_{PK} = peak short circuit current

I_M = Maximum continuous peak – to – peak current swing

AP = core area product = $A_c A_w$, cm^2

* Winding Parameters

A_w = Total winding window area in core, cm^2

AP = Conductor area, cm^2

k = Winding factor = 0.7

J_{max} = Maximum flux density, A/cm^2

N = Number of turns

l_t = Avg length of 1 turn (MLT), cm

P_{cu} = Winding loss

*Core parameters

A_c = Effective center – post area, cm^2

B_{sat} = Saturation flux density, Tesla

B_{max} = Maximum peak flux density

B_m = Maximum peak – to – peak flux density swing

l_g = Gap length, cm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ_0 = Permeability of free space ($4\pi \cdot 10^{-7}$)

μ_r = Relative permeability

P_c = Core loss

V_c = Core Volume

2.7.4 การเลือกขนาดของของตัวเหนี่ยวนำ

พลังงานสะสมที่ Air gap

$$\frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2BHA_r I_g} \quad (2.24)$$

พิจารณา Ampere's law ที่ Air gap

$$NI = HI_g \quad (2.25)$$

สมการ (2.24) , (2.25)

$$LI = BA_r N \quad (2.26)$$

คำนวณค่า N

* กรณี B_{sat} limited

$$N = \frac{LI}{BA_c} = \frac{LI_{pk}}{B_{max} A_c} \quad (2.27)$$

* กรณี Core loss limited

$$N = \frac{LI}{BA_c} = \frac{I \Delta I_m}{\Delta B_m A_c} \quad (2.28)$$

Ampere – turn เท่ากับ (Current density) \times (Conductor Area)

$$NI = A_p J = J A_w K \quad (2.29)$$

*กรณี B_{sat} limited เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \frac{J_{\max} A_w K}{I_{FL}} \quad (2.30)$$

สมการ (2.27) , (2.30)

$$\frac{J_{\max} A_w K}{I_{FL}} = \frac{LI_{pk}}{B_{\max} A_c} \quad (2.31)$$

Area product (AP)

$$AP = A_w A_c = \frac{LI_{pk} I_{FL} 10^4}{J_{\max} KB_{\max}} \quad cm^4 \quad (2.32)$$

ถ้า Current density ที่ทำให้ Inductor มีอุณหภูมิสูงเพิ่มขึ้น 30°

$$J_{30^\circ} = 420(AP)^{-0.240} \quad A/cm^2 \quad (2.33)$$

$$AP = \frac{LI_{pk} I_{FL} 10^4}{420(AP)^{-0.240} KB_{\max}} \quad cm^4 \quad (2.34)$$

$$(AP)^{0.76} = \frac{LI_{pk} I_{FL} 10^4}{420KB_{\max}} \quad cm^4 \quad (2.35)$$

$$AP = \left(\frac{LI_{pk} I_{FL} 10^4}{420KB_{\max}} \right)^{1.315} \quad cm^4 \quad (2.36)$$

* กรณี Core loss limited

สมการ (2.28) , (2.31)

$$\frac{J_{\max} A_w k}{I_{FL}} = \frac{L\Delta I_m}{B_{\max} A_c} \quad (2.37)$$

Area product (AP)

$$AP = A_w A_c = \frac{L\Delta I_m I_{FL} 10^4}{J_{\max} K\Delta B_m} \quad cm^4 \quad (2.38)$$

ถ้า Current density ที่ทำให้ Inductor มีอุณหภูมิสูงเพิ่มขึ้น $30^\circ C$ โดยที่เงื่อนไขการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ดีที่สุดคือ Copper loss เท่ากับ Core loss , ดังนั้น Copper loss ทำให้อุณหภูมิเพิ่ม $15^\circ C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J_{15^\circ} = 297(AP)^{-0.240} \quad A/cm^2 \quad (2.39)$$

$$AP = \frac{L\Delta I_m I_{FL} 10^4}{297(AP)^{-0.240} K\Delta B_m} \quad cm^4 \quad (2.40)$$

$$(AP)^{0.76} = \frac{L\Delta I_m I_{FL} 10^4}{297K\Delta B_m} \quad cm^4 \quad (2.41)$$

$$AP = \left(\frac{L\Delta I_m I_{FL} 10^4}{297K\Delta B_m} \right)^{1.31} \quad cm^4 \quad (2.42)$$

สรุปการเลือกขนาดของ Core

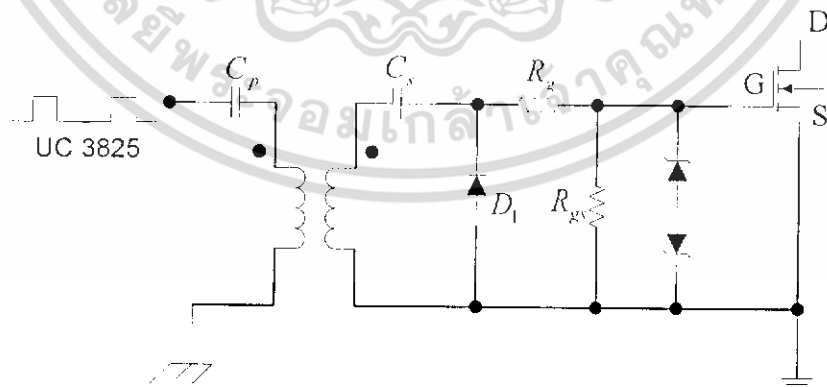
* กรณี B_{sat} limited

$$AP = \left(\frac{LI_{pk} I_{FL} 10^4}{420KB_{max}} \right)^{1.315} \quad cm^4$$

* กรณี Core loss limited

$$AP = \left(\frac{L\Delta I_m I_{FL} 10^4}{297K\Delta B_m} \right)^{1.31} \quad cm^4$$

2.8 การออกแบบวงจร Pulse Transformer



รูปที่ 2.12 วงจร Pulse Transformer

ในการขับ gate ของ MOSFET สำหรับวงจร Buck Converter จำเป็นต้องสร้างวงจรขับ gate ที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง โดยวงจรขับ gate ที่เลือกเป็นแบบใช้ Pulse Transformer การออกแบบสร้าง Pulse Transformer ดังกล่าวสามารถใช้แกนกลางที่มีขนาดเล็กได้เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านมีจำนวนน้อย จึงเลือกแกนกลางชนิดเฟอร์ไรต์แบบ EE-19 ($A_c = 23.3 \text{ mm}^2$, $A_w = 51.7 \text{ mm}^2$, $AP = 1204.61 \text{ mm}^4$) จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (N_p) ของ Pulse Transformer คำนวณได้จากสมการ

$$N_p = \frac{V_{pri, pk} \times D_{max}}{A_c \times B_{max} \times f_s} \quad (2.43)$$

เลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (N_s) ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ

$$N_s = N_p \quad (2.44)$$

เลือกขนาดของขดลวดทองแดงที่ใช้พัน Pulse Transformer ให้เหมาะสมตามขนาดของ MOSFET

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ C_p ทำหน้าที่ป้องกันกระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่าน Pulse Transformer เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่ออกจาก UC 3825 ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p คำนวณได้โดยเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่ resonance ของวงจร (series resonance) ที่เกิดจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p และตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของ Pulse Transformer L_p น้อยกว่าความถี่ในการ SW อย่างมากเพียงพอ ถ้าเลือกความถี่ resonance เป็น 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p คำนวณได้จากสมการ

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 (f_s)^2 L_p} \quad (2.45)$$

โดยที่

C_p = ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p

L_p = ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_p

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s ไคโอดเรียงกระแส D , ตัวต้านทาน R_g และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจร Clamping ชนิดที่แรงดันไฟฟ้ตกคร่อมไดโอด D เป็นสัญญาณ pulse ชนิดบวกที่มีระดับอ้างอิงเป็น 0 V, ค่าคงตัวของเวลาของวงจร Clamping ต้องการมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์ อย่างมากเพียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอเพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวของวงจร Clamping ไม่น้อยกว่า 10 เท่าของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คำนวณได้จากสมการ

$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (2.46)$$

โดยที่

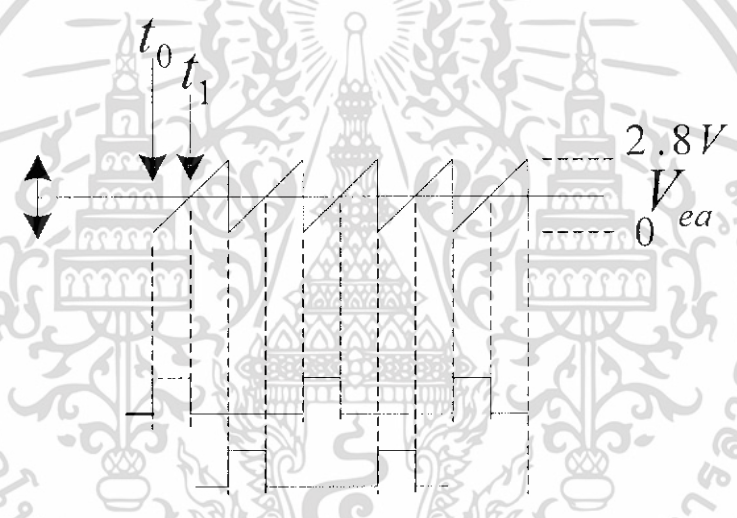
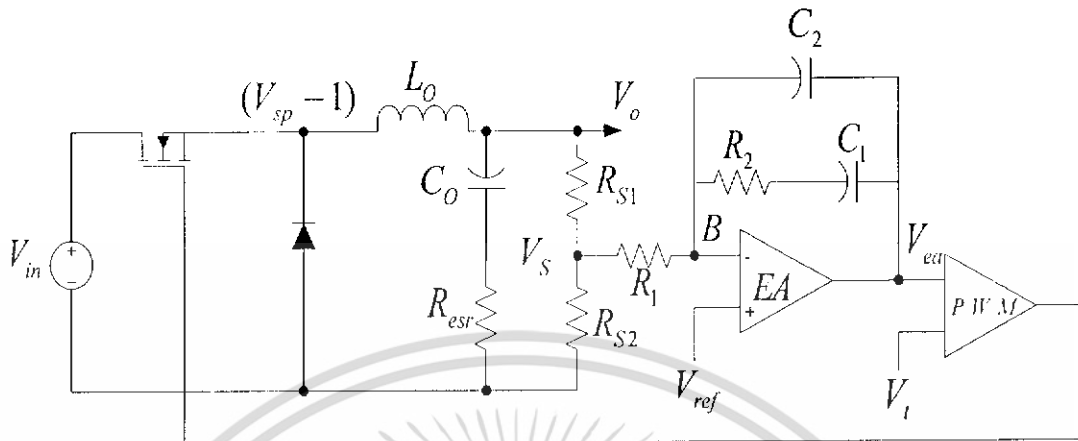
T_s = คาบเวลาของการสวิตช์

R_g = ความต้านทานของตัวต้านทาน R_g

R_{gs} = ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}

ตัวต้านทาน R_g เพื่อป้องกันการเกิด Parasitic oscillate ที่สามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้า และตัวเหนี่ยวนำแผ่นที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขา gate นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลานั้น (Rise time) ของ V_{gs} โดยเลือก $R_g = 10 \Omega$ เพื่อให้ช่วงเวลานั้นของ V_{gs} ช่วงเวลานั้นพอทำให้ MOSFET ทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจาก gate ขณะ MOSFET กำลังหยุดนำกระแสไฟฟ้า Zener Diode D_z ต่อแบบแอนโตร่วมเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันไฟฟ้าชั่วขณะ (Spike) ที่ V_{gs} ไม่ให้เกินพิสัยแรงดันไฟฟ้า V_{gs} ของ MOSFET

2.9 วงจรควบคุม



รูปที่ 2.13 หลักการทำงานของวงจรควบคุม

2.9.1 หลักการทำงาน

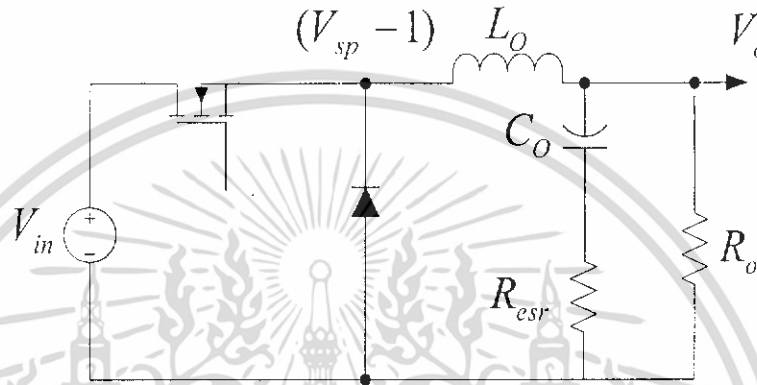
รูปที่ 2.13 Error Amplifier EA ทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า V_s ที่มาจาก Sampling network R_{s1}, R_{s2} กับแรงดันไฟฟ้า $V_{ref}(5.1V)$ ซึ่งผลจากการเปรียบเทียบจะได้แรงดัน V_{ea} ออกมา จากนั้น PWM ทำการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า V_{ea} กับแรงดันไฟฟ้าฟันเลื่อย V_t ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณ pulse ที่มีช่วง T_{on} ซึ่งมีความกว้างหรือแคบแปรตามกับขนาดของแรงดันไฟฟ้า V_{ea}

อธิบายจากรูป 2.13 เมื่อแรงดันไฟฟ้า V_{in} เพิ่มขึ้นทำให้ V_o และ V_s มีค่าเพิ่มขึ้น Error Amplifier EA จะทำการเปรียบเทียบแรงดัน V_s กับ V_{ref} ซึ่งผลก็คือ ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้า V_{ea} ลดลง ต่อมา PWM ก็ทำการเปรียบเทียบแรงดัน V_{ea} กับแรงดันไฟฟ้าฟันเลื่อย V_t ทำให้ที่ทางออกของ

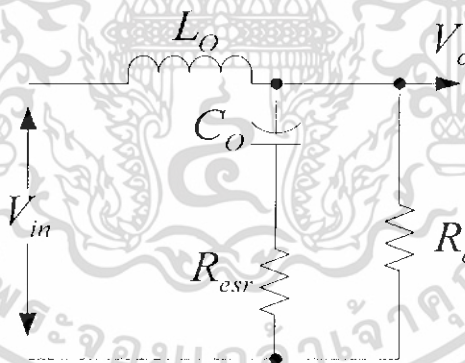
PWM ทำการสร้างสัญญาณ pulse ที่มีช่วง T_{on} แลบลงออกมา เพื่อเป็นการรักษาระดับแรงดัน V_o ให้ออกสารนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คงที่ ในทางตรงข้ามเมื่อแรงดันไฟฟ้า V_m ลดลง ก็จะทำให้ V_o และ V_e มีค่าลดลง ทำให้ที่ทาออกของ Error Amplifier EA มีขนาดแรงดัน V_{ea} เพิ่มขึ้น ส่งผลให้ตัว PWM ทำการผลิตสัญญาณ pulse ที่มีช่วง T_{on} กว้างขึ้นออกมา เพื่อเป็นการรักษาระดับแรงดัน V_o ให้คงที่ตลอดเวลา

2.9.2 การคำนวณ Transfer Function ของวงจร Buck Converter



รูปที่ 2.14 วงจร Buck Converter



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลที่ใช้คำนวณ Transfer Function

รูปที่ 2.15 คำนวณวงจร Transfer Function ของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{V_a - V_m}{SL_o} + \frac{V_a SC_o}{SC_o R_{esr} + 1} + \frac{V_a}{R_o} = 0 \quad ; \text{กำหนดให้ } V_a = V_o \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{SL_o} - \frac{V_m}{SL_o} + V_o \left(\frac{SC_o}{SC_o R_{csr} + 1} \right) + \frac{V_o}{R_o} = 0 \quad (2.48)$$

$$V_o \left(\frac{1}{SL_o} + \frac{SC_o}{SC_o R_{csr} + 1} + \frac{1}{R_o} \right) = \frac{V_m}{SL_o} \quad (2.49)$$

$$V_o \left(\frac{R_o + SL_o}{SL_o R_o} + \frac{SC_o}{SC_o R_{csr} + 1} \right) = \frac{V_m}{SL_o} \quad (2.50)$$

$$V_o \left(\frac{(R_o + SL_o)(SC_o R_{csr} + 1) + SC_o (SL_o R_o)}{S^2 L_o R_o C_o R_{csr} + SL_o R_o} \right) = \frac{V_m}{SL_o} \quad (2.51)$$

$$V_o \left(\frac{SC_o R_{csr} R_o + S^2 L_o C_o R_{csr} + R_o + SL_o + S^2 C_o L_o R_o}{S^2 L_o C_o R_o R_{csr} + SL_o C_o} \right) = \frac{V_m}{SL_o} \quad (2.52)$$

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{S^2 L_o R_o C_o R_{csr} + SL_o R_o}{SL_o (SC_o R_{csr} R_o + S^2 L_o C_o R_{csr} + R_o + SL_o + S^2 C_o L_o R_o)} \quad (2.53)$$

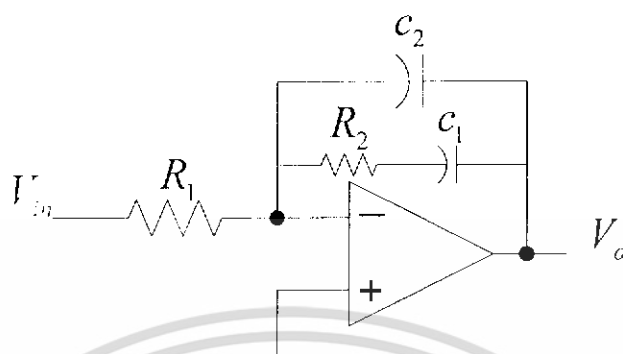
$$= \frac{SL_o (SR_o C_o R_{csr} + R_o)}{SL_o (SC_o R_{csr} R_o + SL_o + S^2 L_o C_o R_{csr} + S^2 C_o L_o R_o + R_o)} \quad (2.54)$$

$$= \frac{SC_o R_{csr} + 1}{SC_o R_{csr} + \frac{SL_o}{R_o} \frac{S^2 L_o C_o R_{csr}}{R_o} + S^2 C_o L_o + 1} \quad (2.55)$$

$$= \frac{SC_o R_{csr} + 1}{S^2 \left(\frac{L_o C_o R_{csr}}{R_o} + C_o L_o \right) + S \left(C_o R_{csr} + \frac{L_o}{R_o} \right) + 1} \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.3 การคำนวณ Transfer Function ของวงจร Error amplifier



รูปที่ 2.16 วงจร Error Amplifier EA

$$G = \frac{dV_o}{dV_m} \quad (2.57)$$

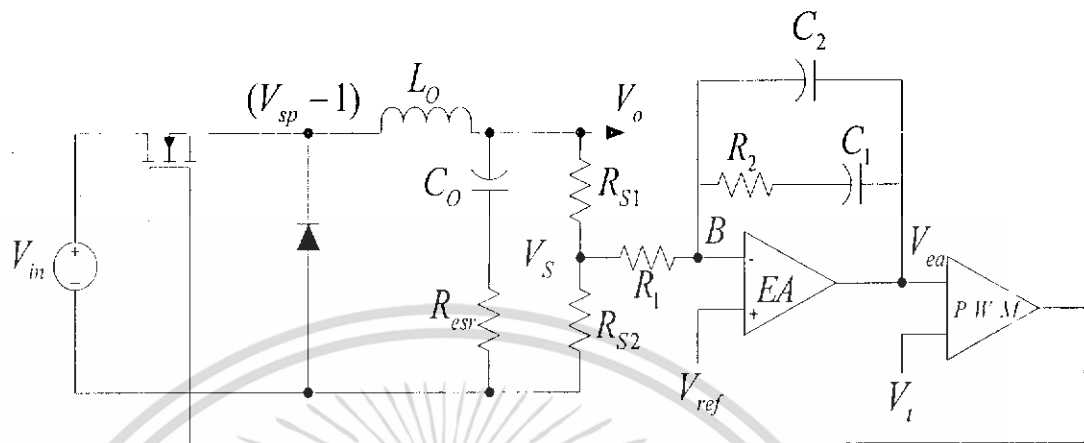
$$= \frac{(R_2 + 1/SC_1)(1/SC_2)}{R_1(R_2 + 1/SC_1 + 1/SC_2)} \quad (2.58)$$

$$= \frac{(1 + SC_1 R_2) / S^2 C_1 C_2}{R_1 \left(\frac{S^2 C_1 C_2 R_2 + SC_2 + SC_1}{S^2 C_1 C_2} \right)} \quad (2.59)$$

$$= \frac{1 + SC_1 R_2}{SR_1(C_1 + C_2)(1 + SR_2 C_1 C_2 / C_1 + C_2)} \quad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 ความแตกต่างระหว่างการควบคุมแบบ Open loop และ Closed loop



รูปที่ 2.17 วงจร Buck Converter ขณะมี Closed loop

พิจารณา Buck converter feedback loop ในรูปที่ 2.17 สมมุติว่า loop นี้ถูกตัดขาดออกจากกันที่จุด B (Inverting input ของ error amplifier) ระบบกลายเป็นแบบ Open loop ซึ่งระบบนี้ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงเข้ามาในระบบอาจทำให้ผลการทำงานที่ได้ไม่เหมือนเดิมหรือเกิดการไม่เสถียรได้ แต่สำหรับแบบ Closed loop (คือ ต่อจุด B เข้ากับ V_i) นั้น ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงเข้ามาในระบบผลการทำงานที่ได้เหมือนเดิมหรือเกิดเสถียรได้

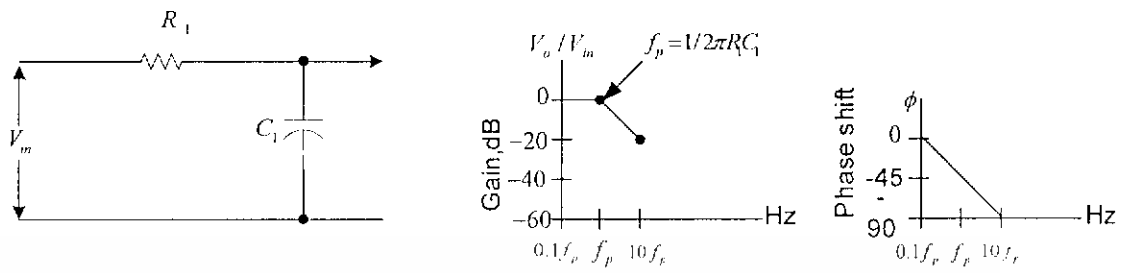
2.10.1 บรรทัดฐานของค่า Transfer Function สำหรับที่วงจรเสถียรภาพ

2.10.1.1 Crossover frequency

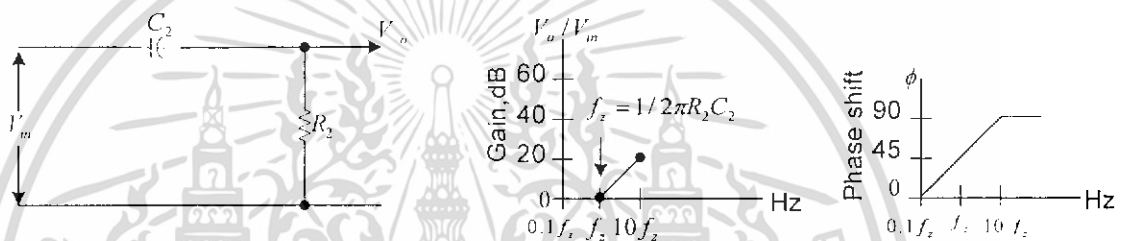
วงจรจะมีเสถียรภาพเมื่อที่ความถี่ Crossover frequency (ความถี่ที่ทำให้ Open loop gain มีค่าเป็น 1) ระบบจะต้องมีผลรวมของ Open loop phase shift มีค่าน้อยกว่า 360°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

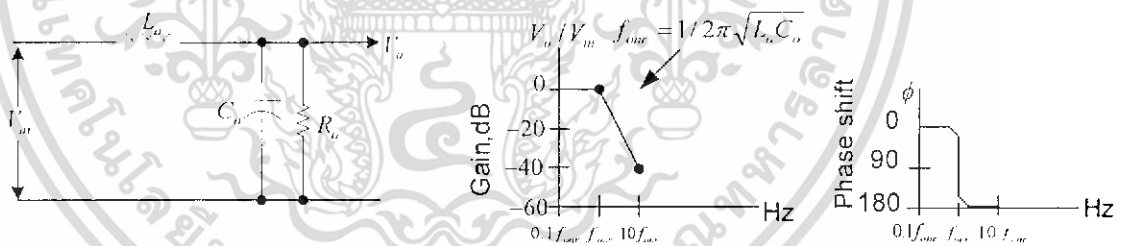
2.10.1.2 ความชันของ gain สำหรับวงจรที่ตำแหน่ง Corner frequency



รูปที่ 2.18 วงจร RC integrator



รูปที่ 2.19 วงจร RC differentiator



รูปที่ 2.20 วงจร LC filter

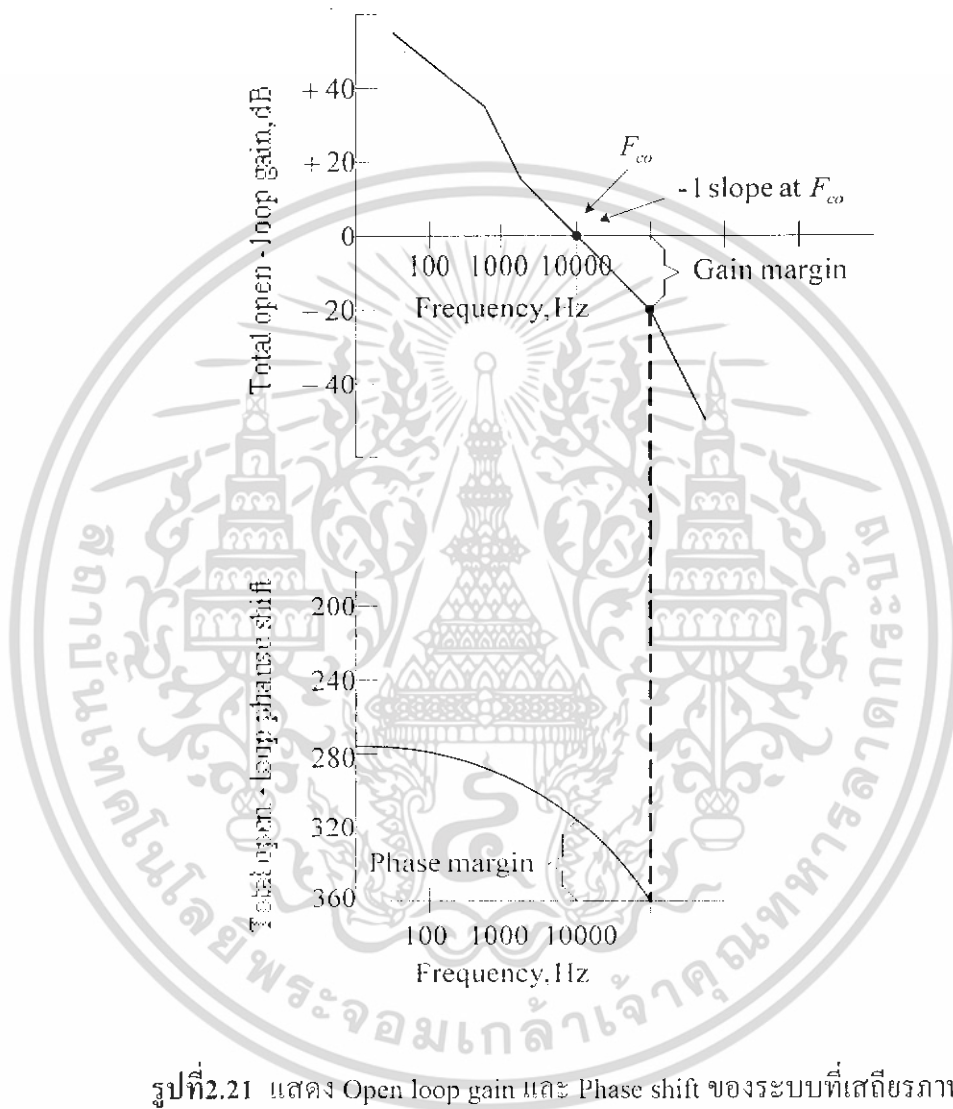
รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของ Phase shift ที่ความถี่ Corner frequency มีการเปลี่ยนแปลง -90° แต่ตามรูปที่ 2.20 มี Phase shift ที่ความถี่ Corner frequency -180° ซึ่งในกรณีหลังนี้มีอันตรายต่อการเกิดไม่เสถียรภาพ ดังนั้น Open loop gain ที่ความถี่ Crossover frequency จึงควรมีการเปลี่ยนแปลงของ Phase shift ไม่เกิน -90° ตามวงจรรูปที่ 2.18 ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของ gain -20 dB/decade (หรือ Slope -1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.1.3 Crossover frequency $\leq (1/5)$ ของความถี่สวิทช์

2.10.1.4 Phase Margin

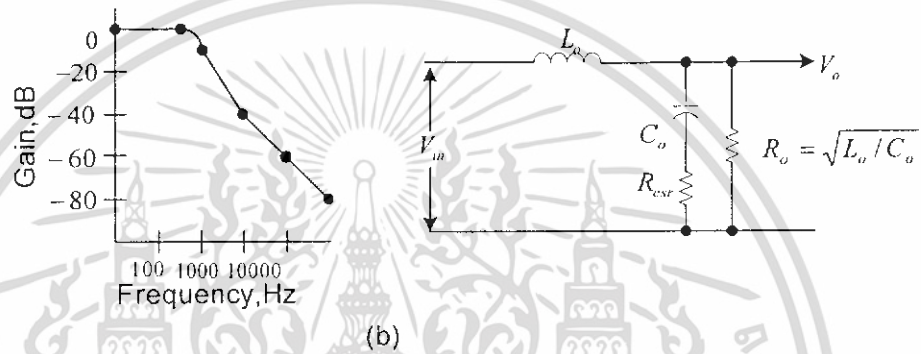
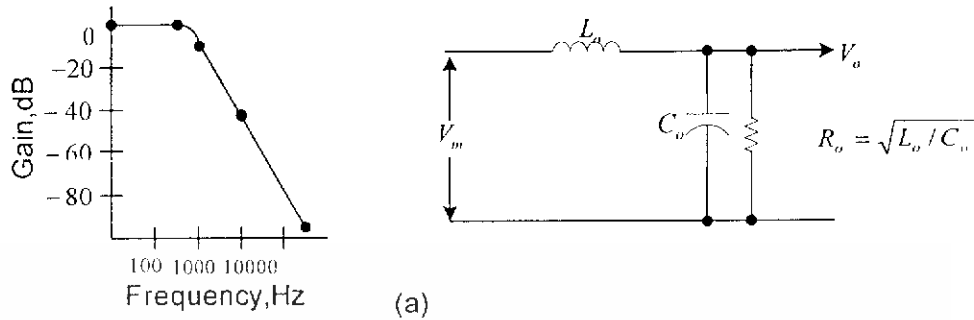
สำหรับระบบที่จะมีเสถียรภาพควรมี Phase margin $\geq 45^\circ$ ดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดง Open loop gain และ Phase shift ของระบบที่เสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.2 สมการคุณลักษณะของวงจร LC filter



รูปที่ 2.22 Transfer function I.C filter ของวงจรเกินเทียบกับความถี่

- (a) ขณะไม่พิจารณา R_{csr}
- (b) ขณะพิจารณา R_{csr}

2.10.3 Transfer Function ของ Pulse width modulator (PWM)

รูปที่ 2.20 สามารถคำนวณค่า G_m (modulator DC gain)

$$G_m = \frac{0.5(V_{sp} - 1)}{V} \tag{2.61}$$

โดย

V = ค่า Peak ของสัญญาณ V_i

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.4 ผลรวมของ Transfer Function

หาได้จาก

$$G_t = G_m + G_f + G_s \tag{2.62}$$

G_t = ผลรวมของ gain

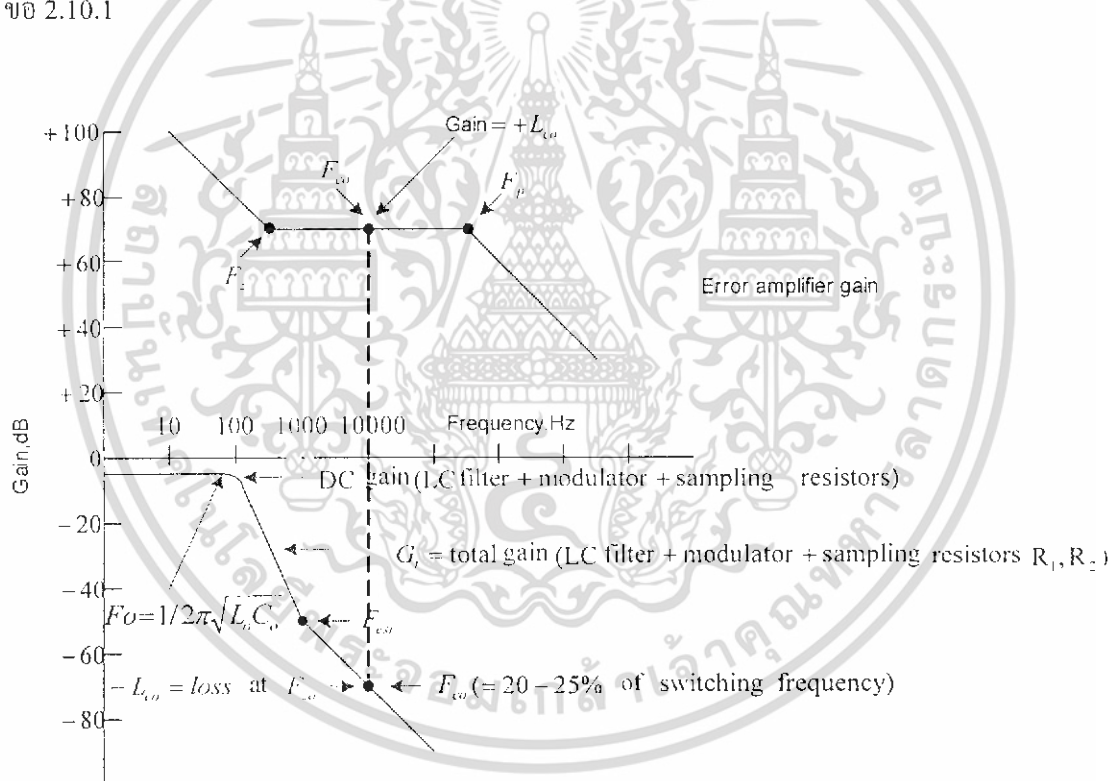
G_f = gain ของ Output LC filter

G_m = gain ของ Modulator

G_s = gain ของ Sampling network

2.11 ลักษณะของ Transfer Function ของ Output LC filter และ Error amplifier

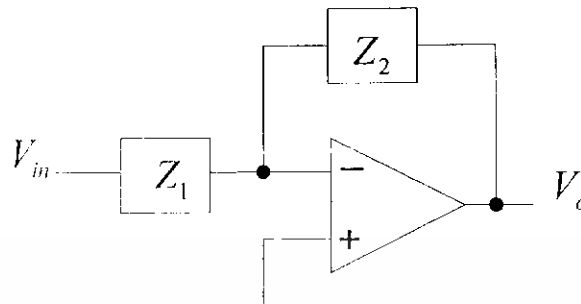
รูปที่ 2.23 แสดง gain G_f และ gain ของ Error amplifier ที่ออกแบบตามข้อกำหนดตามหัวข้อ 2.10.1



รูปที่ 2.23 Transfer Function ของ Output LC filter และ Error amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 Pole และ Zero ของ Transfer Function ของ Error amplifier



รูปที่ 2.24 Error Amplifier

รูปที่ 2.27 มี Phase shift ระหว่าง $\frac{V_o}{V_{in}}$ เป็น 180° และมี gain เป็น $\frac{Z_2}{Z_1}$ โดยค่า Impedance ภายใน Z_1, Z_2 จะแสดงอยู่ในเทอมของ $S = j\omega$ ซึ่ง $Z_1 = R_1, Z_2 = (R_1 + \frac{1}{SC_1}) // \frac{1}{SC_2}$ จะได้

$$Z = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{(R + 1/SC_1)(1/SC_2)}{(R + 1/SC_1 + 1/SC_2)} \quad (2.63)$$

ซึ่ง gain หรือ transfer function ถูกจัดให้อยู่ในรูปของ $G(S) = \frac{N(S)}{D(N)}$ โดย $G(S)$ จะแสดงอยู่ในเทอมต่อไปนี้

$$G(S) = \frac{N(S)}{D(N)} = \frac{(1 + SZ_1)(1 + SZ_2)(1 + SZ_3)}{SP_0(1 + SP_1)(1 + SP_2)(1 + SP_3)} \quad (2.64)$$

สมการ (2.64) สามารถนำไปคำนวณค่าความถี่ได้ดังนี้

$$1 + SZ_1 = 1 + S(j2\pi fZ_1) = 1 + j2\pi fR_1C_1 = 0 \quad \text{หรือ} \quad f_1 = 1/2\pi R_1C_1$$

ซึ่งค่า Z และ P ได้มาจากค่าของ RC โดยความถี่ที่ตรงกับค่า Z เรียก Zeros frequency (f_z) และความถี่ที่ตรงกับค่า P เรียก Pole frequency (f_p) ส่วนความถี่ที่ตรงกับค่า P_0 เรียกว่าเป็น Pole ที่ Origin (f_{p0})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 หลักเกณฑ์ที่เหมาะสมของค่า Pole และ Zero เมื่อความชันของ Transfer Function เปลี่ยนแปลง

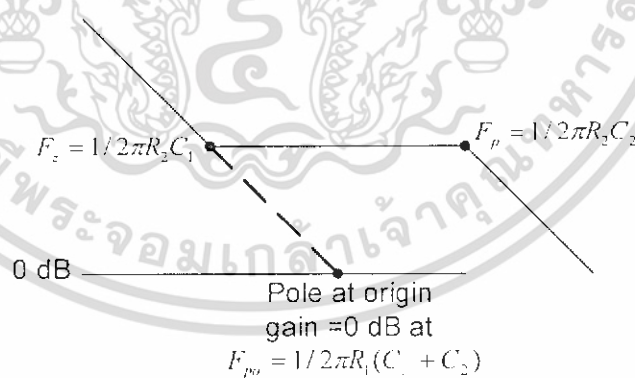


รูปที่ 2.25 ลักษณะความชันของ Pole และ Zero

(a) ความชันของ Pole

(b) ความชันของ Zero

ความถี่ Zero และ Pole จะแสดงถึงจุดการเปลี่ยนแปลงความชันของ gain ของ error amplifier สำหรับ Zero การเปลี่ยนแปลงความชันของ gain จะมีค่าเป็น +1, ส่วน Pole การเปลี่ยนแปลงความชันของ gain จะมีค่าเป็น -1 และ ส่วน Pole ที่ Origin จะมีความชันของ gain มีค่าเป็น -1 โดย Pole ที่ Origin มีตำแหน่งของ Crossover frequency อยู่ที่ความถี่ที่มีค่าเท่ากับ f_{10} ซึ่งจากข้อมูลข้างต้นจะสามารถแสดง gain รวมของ error amplifier ได้ดังรูปที่ 2.26

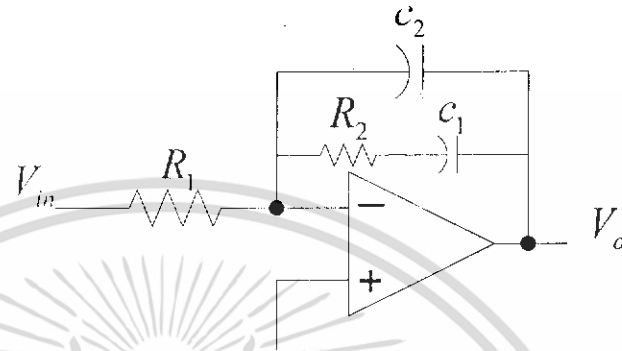


รูปที่ 2.26 gain ของ Error amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 การคำนวณ Transfer Function ของ Error amplifier ที่มี 1 Pole 1 Zero

ในส่วนนี้จะแสดงวิธีคำนวณ Transfer function ของ Error amp ที่ได้มาจากวงจรในรูปที่ 2.27 โดยมี 1 Zero, 1 Pole และ Pole ที่จุด origin



รูปที่ 2.27 วงจร Error Amplifier EA

$$G = \frac{dV_o}{dV_{in}} \quad (2.57)$$

$$= \frac{(R_2 + 1/SC_2)(1/SC_1)}{R_1(R_2 + 1/SC_1 + 1/SC_2)} \quad (2.58)$$

$$= \frac{(1 + SC_1R_2)/S^2C_1C_2}{R_1 \left(\frac{S^2C_1C_2R_2 + SC_2 + SC_1}{S^2C_1C_2} \right)} \quad (2.59)$$

$$= \frac{1 + SC_1R_2}{SR_1(C_1 + C_2)(1 + SR_2C_1C_2/C_1 + C_2)} \quad (2.60)$$

Transfer function ตามสมการ (2.60) ทำให้รู้ถึงตำแหน่งของ Pole ที่จุด origin อยู่ที่ความถี่ $f_{p0} = 1/2 \pi R_1(C_1 + C_2)$ ตำแหน่งของ (zero ที่ความถี่ $f_z = 1/2 \pi R_2C_2$ และตำแหน่งของ Pole ที่ความถี่ $f_p = 1/2 \pi R_1C_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.15 การคำนวณ Phase Shift ของ Error amplifier จากตำแหน่ง Pole และ Zero

ใช้หลักการของ Venable คือ อัตราส่วนของ $(f_c/f_z)=(f_p/f_{co}) = K$ สำหรับ Phase lead ที่ความถี่ใดๆ เนื่องจาก Zero ที่ f_z

$$\theta_{lead} = \tan^{-1}(f/f_z) \quad (2.65)$$

ดังนั้น $\theta_{lead} (at F_{co}) = \tan^{-1} K \quad (2.66)$

สำหรับ Phase lag ที่ความถี่ใดๆ เนื่องจาก Pole ที่ f_p

$$\theta_{lag} = \tan^{-1}(f_p/f) \quad (2.67)$$

ดังนั้น $\theta_{lag} (at F_{co}) = \tan^{-1} \frac{1}{K} \quad (2.68)$

ผลรวมของมุม Phase shift คำนวณได้จาก Zero อยู่ที่ความถี่ f_z ร่วมกับ Pole อยู่ที่ความถี่ f_p , Pole อยู่ที่จุด Origin f_{co} , และคุณสมบัติของ Inverting Amplifier ของ Error Amplifier ได้สมการของ Phase shift คือ

$$\theta_{lag} (total lag) = 270^\circ - \tan^{-1} K + \tan^{-1} \frac{1}{K} \quad (2.69)$$

ตารางที่ 2.1 แสดง Phase shift ที่ได้คำนวณจากสมการ (2.69) เมื่อค่าของ K เปลี่ยนแปลงไปเมื่อ C ไม่มี esr

K	Phase Lag
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.16 การคำนวณ Phase Shift ของวงจร LC Filter ที่มี ESR ในตัวเก็บประจุด้านขา

ออก

สำหรับผลรวมของ Open loop phase shift จะประกอบด้วยมุมของ Error Amplifier รวมกับมุมของ Output I.C filter โดยถ้าที่ C มี esr, phase shift จะมีมุมเพิ่มขึ้น 90° ทำให้ phase shift รวมที่ความถี่ f_{co} คือ

$$\theta_{ic} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F_{co}}{F_{esr}} \quad (2.70)$$

ตารางที่ 2.2 แสดง Phase shift ที่ได้คำนวณจากสมการ (2.70) เมื่อค่าของ K เปลี่ยนแปลงไปเมื่อ C มี esr

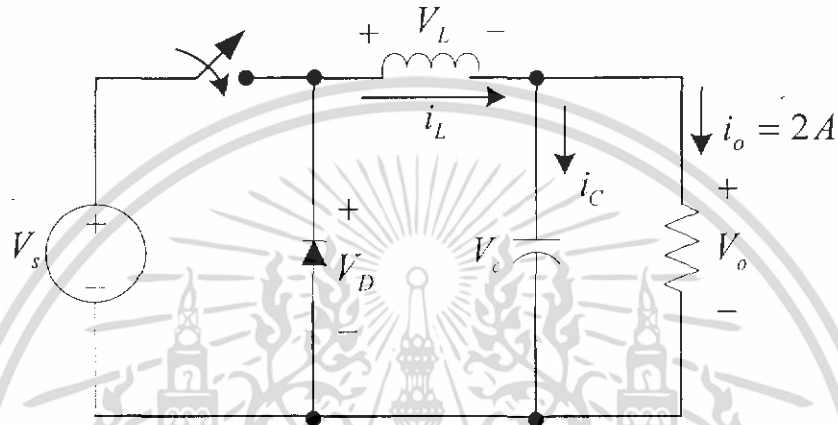
f_{co}/F_{esr}	Phase lag
0.25	166°
0.50	153°
0.70	143°
1.0	135°
1.2	130°
1.4	126°
1.6	122°
1.8	119°
2.0	116°
2.5	112°
3	108°
4	104°
5	101°
6	99.5°
7	98.1°
8	97.1°
9	96.3°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบวงจร Buck Converter



รูปที่ 3.1 วงจร Buck converter

สมการ(2.1)

$$V_o = V_s \times D$$

$$D = \frac{V_o}{V_s} = 0.4 = 40\% \quad (3.1)$$

$$P_o = V_o \times I_o = 12 \times 2 = 24W = P_x \quad (3.2)$$

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{12}{2} = 6\Omega \quad (3.3)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.4)$$

$$t_{on} = DT = 0.4 \times 25\mu s = 10\mu s \quad (3.5)$$

จาก สมการ(2.3)

$$V_L = V_s - V_o = 30 - 12 = 18V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ(2.17)

$$L_{\min} = \frac{(1-D) \times R}{2f} = \frac{(1-0.4) \times 6}{(2)(40\text{KHz})} = 45\mu\text{H}$$

กำหนด L ใหญ่กว่า L_{\min} 25% เพื่อให้กระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่องอย่างแน่นอน

$$L = 1.25L_{\min} = (1.25) \times (45\mu\text{H}) = 56.25\mu\text{H}$$

$$\approx 60\mu\text{H}$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT = \left(\frac{30 - 12}{60\mu\text{H}} \right) (0.4)(25\mu\text{s}) = 3.6\text{A} \quad (3.6)$$

จาก สมการ (2.11)

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = 2 + \frac{3.6}{2} = 3.8\text{A}$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 2 - \frac{3.6}{2} = 0.2\text{A}$$

$$I_{L\text{rms}} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} \right)^2} = \sqrt{2^2 + \left(\frac{3.6/2}{\sqrt{3}} \right)^2} = 2.253\text{A} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{1-D}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2} \quad (3.8)$$

แรงดันไฟฟ้า Ripple ที่ทางออกตามที่กำหนดเท่ากับ 0.5 %

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100 = 0.5\% \quad (3.9)$$

จากสมการ (3.8)

$$C = \frac{1-0.4}{8 \times 60\mu\text{H} \times 0.005 \times 40\text{kHz}^2} = 156.25\mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าพารามิเตอร์

Inductance (L)

Full Load Current (I_{FL})

Max peak Short Circuit Current (I_{SCpk})

Max Ripple current (ΔI_{pp})

Max Temperature Rise

Switching Frequency (f_s)

Mode การทำงานของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ

ขั้นตอนที่ 2 เลือก Core Material

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดค่า Max Flux Density และ Max Flux Swing

กรณี B_{sat} Limited

- กำหนดค่าของ B_{max} ตามชนิดของ Core Material ที่เลือก

- กำหนดค่า ΔB_{max}

$$\Delta B_{max} = B_{max} \times \frac{\Delta I_{pp}}{I_{SCpk}} \quad (3.10)$$

$$\Delta B_{max, data} = \frac{\Delta B_{max}}{2} \quad (3.11)$$

- พิจารณา Core loss จากข้อมูลกราฟ Core loss ที่แปรตาม $\Delta B_{max, data}$ และ f_s

ถ้า Core loss $\ll 100 \text{ mw/cm}^2$ แสดงว่าเป็นกรณี B_{sat} Limited

ถ้า Core loss $\gg 100 \text{ mw/cm}^2$ แสดงว่าเป็นกรณี Core loss limited

กรณี Core loss limited กำหนด B_{max} ใหม่

- กำหนด Thermal Core Resistance

กำหนดค่าของ R_T จาก Datasheet

กำหนดจากสมการ

$$R_T \approx 23 (AP)^{-0.37} \text{ c/w} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณ Temperature rise loss limit ($Loss_{Temp}$)

$$Loss_{Temp} = Temp_{Risc}/R_T \quad (3.13)$$

- เปรียบเทียบ $Loss_{Temp}$ กับ Absolute loss limit เลือก loss ที่มีค่าน้อย

- คำนวณ Core loss

$$Core\ loss = \frac{Loss}{2}$$

- นำ Core loss ที่ได้ไปกำหนด $B_{max,data}$ จากข้อมูลกราฟ Core loss

- ลด $B_{max,data}$ (ΔB_{max} ลดลง) เพื่อให้ Core loss ลดลง

ขั้นตอนที่ 4 เลือกขนาดและรูปร่างของ Core

กรณี B_{max} Limited

จาก สมการ(2.36)

$$AP = \left(\frac{LI_{scpk} I_{pl} 10^4}{420KB_{max}} \right)^{1.315} \text{ cm}^4$$

กรณี Core loss Limited

จาก สมการ(2.42)

$$AP = \left(\frac{L\Delta Im I_{pl} 10^4}{297K\Delta B_{max}} \right)^{1.315} \text{ cm}^4$$

เลือกขนาดของ Core loss ที่มี AP มากกว่า AP ที่คำนวณ

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณจำนวนรอบ (N)

จาก สมการ(2.27)

$$N = \left(\frac{L(\mu H) I_{scpk}}{B_{max} Ae(\text{cm}^2)} \right) 10^{-2}$$

ถ้า N ไม่เป็นเลขจำนวนเต็ม

- ปิดขึ้น Winding loss เพิ่มขึ้น , Core loss ลดลง

- ปิดลง Winding loss ลดลง , Core loss เพิ่มขึ้น

ถ้า N เป็นเลขจำนวนเต็ม คำนวณ ΔB_{max} และ Core loss ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณ Gap length

$$I_g = \mu_0 N \frac{Ag}{L(\mu H)} \times 10^4 \quad \text{cm}^4 \quad (3.14)$$

-Rectangular center - pole

Cross section dimention \rightarrow a & b

$$A_c = a \times b$$

Effective gap area (A_g)

$$A_g = (a+l_g) \times (b+l_g)$$

l_g : Air gap length

$$I_g = \mu_0 N^2 \frac{[(a+l_g) \times (b+l_g)]}{L(mH)} \times 10^4 \quad \text{cm}^4 \quad (3.15)$$

คำนวณค่า l_g ด้วยวิธี Iteration

-Round center - pole

Round center - pole with Diameter $\rightarrow D_{cp}$

$$A_c = \frac{\pi}{4} D_{cp}^2 \quad (3.16)$$

Effective gap area (A_g)

$$A_g = \frac{\pi}{4} (D_{cp} + l_g)^2 = A_c \left[1 + \frac{l_g}{D_{cp}} \right]^2 \quad (3.17)$$

l_g : Air gap length

$$I_g = \mu_0 N^2 \frac{A_c}{L} \left(1 + \frac{l_g}{D_{cp}} \right)^2 \times 10^4 \quad \text{cm}^4 \quad (3.18)$$

คำนวณค่า l_g ด้วยวิธี Iteration

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณขนาดของขดลวดตัวนำ และ Winding Resistance

* พิจารณาขนาดพื้นที่ตัวนำใช้งานจาก Winding data กับ I_{FL} ได้ลวดตัวนำมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง D_{FL}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* สรุปเลือกขนาดของลวดตัวนำจากตารางโดยใช้ข้อมูล $D_{FL} n_p = k$ ได้ข้อมูลจากตาราง คือ เบอร์ของลวดตัวนำ

3.2.1 ตัวอย่าง การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

1. กำหนดค่าพารามิเตอร์ (Parameter)

$$L = 60 \mu\text{H}$$

$$I_{FL} = 2.253 \text{ A.} \approx 2.3 \text{ A.}$$

$$I_{sc} = 4.502 \text{ A.} \approx 4.6 \text{ A.}$$

$$I_{pp} = 4 \text{ A.}$$

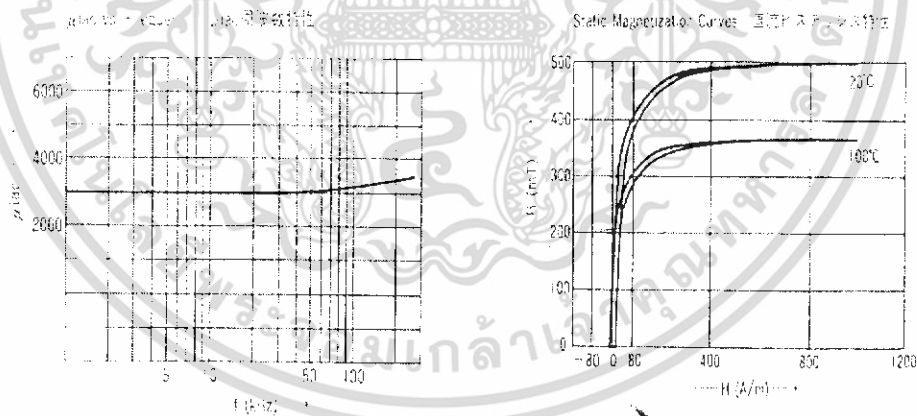
$$\text{Max Temperature Rise} = 30^\circ$$

$$\text{Switching Freq} = 40 \text{ KHz}$$

Mode การทำงานเป็นแบบ Continuous

2. เลือก Core Material

เป็นแบบ EE Core เบอร์ 2E6



รูปที่ 3.2 กราฟระหว่าง B กับ H และ กราฟระหว่าง μ กับ ความถี่

$$3. \text{ สมการ(3.4)} \quad \Delta B_{\max} = B_{\max} \times \frac{\Delta I_{pp}}{I_{scpk}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0.20 \times \frac{4}{4.6}$$

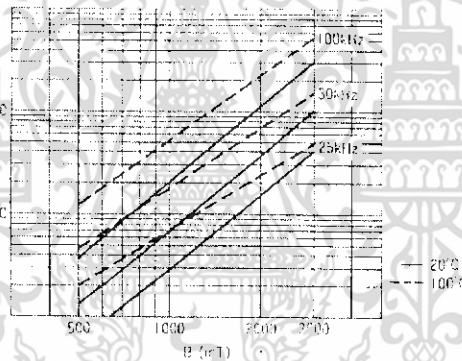
$$= 0.1739T$$

$$\text{สมการ(3.5)} \quad \Delta B_{\max, data} = \frac{\Delta B_{\max}}{2}$$

$$= \frac{0.1739}{2}$$

$$= 0.0086 T$$

Power loss vs. Flux density (W/kg) vs. 磁束密度



รูปที่ 3.3 กราฟระหว่าง B , ความถี่ และ Power Loss

จากกราฟเป็นกรณี B_{sat} Limited

4. เลือกขนาดและ Shape ของ Core

ใช้กรณี B_{sat} Limited [เนื่องจากขั้นตอนที่ 2]

$$\text{สมการ(2.36)} \quad AP = \left[\frac{LI_{pk} I_{Fl} 10^4}{420KB_{\max}} \right]^{1.315}$$

$$= \left[\frac{(60 \mu H)(4.6)(2.3)10^4}{420(0.7)(0.2)} \right]^{1.315}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $\left[\frac{6.348}{58.8} \right]^{1.315}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \left[\frac{(60 \mu H)(4.6)(2.3)10^4}{420(0.7)(0.2)} \right]^{1.315} \\
 &= \left[\frac{6.348}{58.8} \right]^{1.315} \\
 &= 0.0535 \quad \text{cm}^4
 \end{aligned}$$

5. คำนวณจำนวนรอบ (N)

จาก สมการ(2.27)

$$\begin{aligned}
 N &= \left[\frac{L(\mu H) I_{sep} 10^{-2}}{B_{max} A_c (\text{cm}^2)} \right] \\
 &= \left[\frac{(60)(4.6) \times 10^{-2}}{(0.2)(0.455)} \right] \\
 &= 30.329 \quad \text{รอบ}
 \end{aligned}$$

6. คำนวณ Gap length

จาก สมการ(3.18)

$$\begin{aligned}
 I_g &= \mu_o N^2 \frac{A_g}{L(\mu H)} \times 10^4 \quad \text{cm}^4 \\
 &= (4\pi \times 10^{-7}) (30.329)^2 \left[\frac{0.422}{60} \right] \times 10^4 \\
 &= 0.0812 \text{ cm, หรือ } 0.812 \text{ mm.}
 \end{aligned}$$

7. คำนวณขนาดของลวดตัวนำและ Winding Resistance

นำค่ากระแสไปเลือก Winding Data ซึ่งจากข้อกำหนดของวงจร = 2.253 A จึงเลือกลวดเบอร์ 19 แต่ เนื่องจากลวดมีขนาดใหญ่ แต่ Bobbin มีขนาดเล็กจึงเปลี่ยนมาใช้ลวดเบอร์ 23 แทน และใช้การเทคนิคพัน ลวด 2 เส้นคู่ขนานกันไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงการเลือกลวดตัวนำ

Winding Data							
WIRE TABLE -- Copper Wire -- Heavy Insulation:							
AWG	DIAMETER Copper cm	AREA Copper cm ²	DIAMETER Insulated cm	AREA Ins. cm ²	OHMS/CM 20 C	OHMS/CM 100 C	AMPS for 450A/cm ²
10	.259	.052620	.273	.058572	.000033	.000044	23.679
11	.231	.041729	.244	.046738	.000041	.000055	18.778
12	.205	.033092	.218	.037309	.000052	.000070	14.892
13	.183	.026243	.195	.029793	.000066	.000088	11.809
14	.163	.020811	.174	.023800	.000083	.000111	9.365
15	.145	.016504	.156	.019021	.000104	.000140	7.427
16	.129	.013088	.139	.015207	.000132	.000176	5.890
17	.115	.010379	.124	.012164	.000166	.000222	4.671
18	.102	.008231	.111	.009735	.000209	.000280	3.704
19	.091	.006527	.100	.007794	.000264	.000353	2.937
20	.081	.005176	.089	.006244	.000333	.000445	2.329
21	.072	.004105	.080	.005004	.000420	.000561	1.847
22	.064	.003255	.071	.004013	.000530	.000708	1.465
23	.057	.002582	.064	.003221	.000668	.000892	1.162

PCC Lab. : KMITL Industrial Electronics

3.3 การออกแบบ Pulse Transformer

เลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE-19 ($A_c = 23.3 \text{ mm}^2$, $A_w = 51.7 \text{ mm}^2$, $AP = 1204.61 \text{ mm}^4$)

จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการ

$$N_p = \frac{V_{pk} \times D_{max}}{A_c \times B_{max} \times f_s}$$

$$= 40.236 \approx 41 \text{ รอบ}$$

$$N_s = N_p = 41 \text{ รอบ}$$

ลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG 30 เนื่องจากใช้กำลังวัตต์ต่ำ

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

$$= 31.66 \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก สมการ(2.46)

$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \text{ หรือประมาณเท่ากับ } C_p$$

$$= 31.66 \mu\text{F}$$

3.4 การออกแบบวงจรควบคุม

$$V_o = 12 \text{ V}$$

$$I_o = 2 \text{ A}$$

$$L_o = 63.11 \mu\text{H}$$

$$C_o = 220 \mu\text{F}$$

3.4.1 Transfer function ของ Open Loop Gain เมื่อไม่รวม Error Amplifier

3.4.1.1 Transfer function ของ LC Filter

ค่า f_{co}

$$f_{co} = 1/2\pi \sqrt{L_o C_o} \quad (3.19)$$

$$= 1/2\pi \sqrt{63.11 \mu\text{H} \times 220 \mu\text{F}}$$

$$= 1351 \text{ Hz}$$

คำนวณค่า f_{csr}

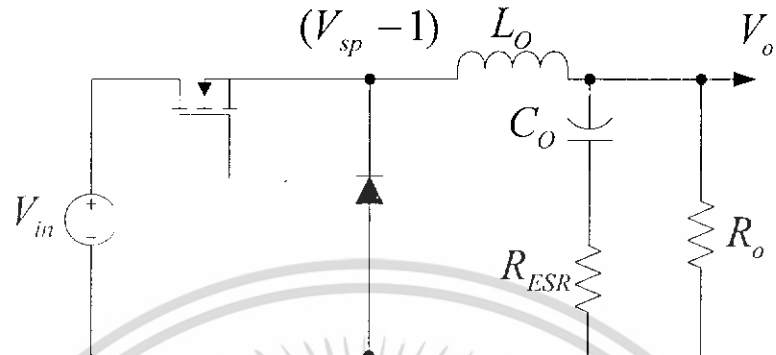
$$f_{csr} = 1/2\pi R_{csr} C_o \quad (3.20)$$

$$= 1/2\pi (160 \text{ m}\Omega \times 220 \mu\text{F})$$

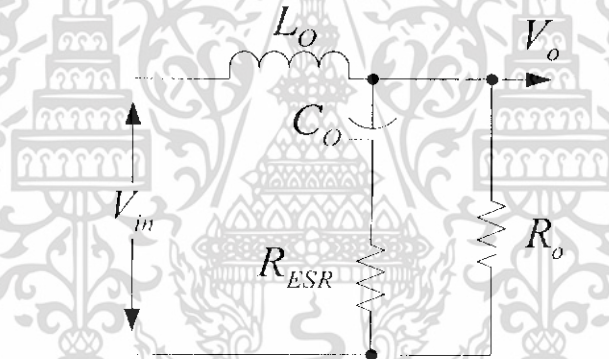
$$= 4521 \text{ Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแสดง Bode Plot ของ LC Filter



รูปที่ 3.4 วงจร Buck converter



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลที่ใช้คำนวณ

$$\text{Transfer Function} = \frac{SC_o R_{esr} + 1}{S^2 \left(\frac{L_o C_o R_{esr}}{R_o} + C_o L_o \right) + S \left(C_o R_{esr} + \frac{L_o}{C_o} \right) + 1}$$

แทนค่า

$$L_o = 63.11 \mu H$$

$$C_o = 220 \mu F$$

$$R_{esr} = 160 m\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{S(220\mu F \times 160m\Omega) + 1}{S^2 \left(\frac{63.11\mu H \times 220\mu F \times 160m\Omega}{\sqrt{63.11\mu H / 220\mu F}} + 220\mu F \times 63.11\mu H \right) + S \left(220\mu F \times 160m\Omega + \frac{63.11\mu H}{\sqrt{63.11\mu H / 220\mu F}} \right) + 1}$$

$$= \frac{S35.2 \times 10^{-6} + 1}{S^2 17 \times 10^{-9} + S152.942 \times 10^{-6} + 1}$$

3.4.1.2 Transfer Function ของ Modulator

จาก สมการ(2.61)

$$G_m = 0.5(V_{sp} - 1)/2.8$$

$$= 0.5(24 - 1)/2.8$$

$$= 4.107 \text{ หรือ } 12.27dB$$

3.4.1.3 Transfer Function ของ Sampling network

$$G_s = \frac{V_o}{V_m} = \frac{5.1}{12} = 0.416 \text{ หรือ } -7.61dB \quad (3.21)$$

3.4.1.4 Bode Plot รวมของ Open Loop Gain

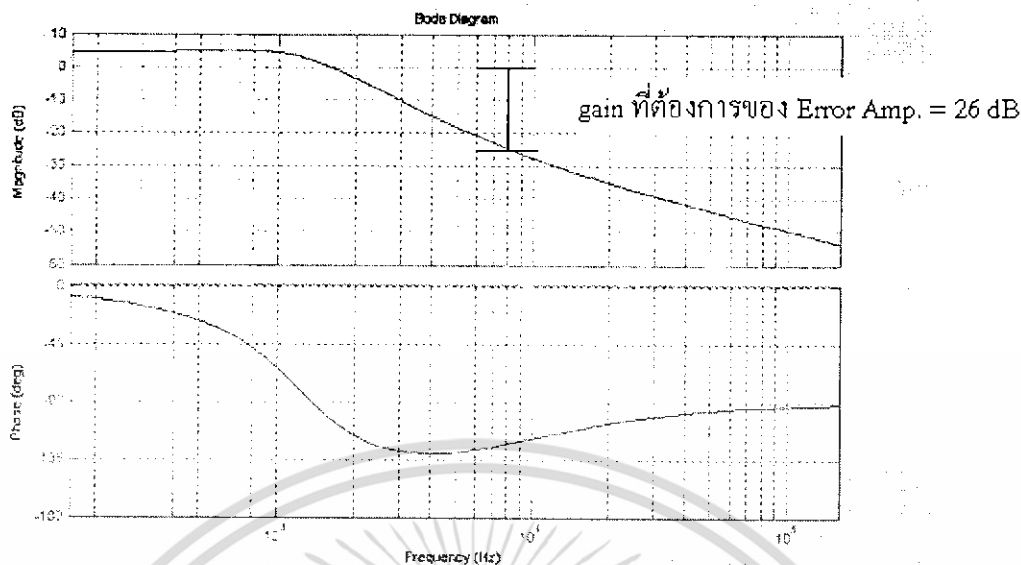
คำนวณ G_f (Transfer function) รวม

$$G_f = G_f + G_m + G_s \quad (3.22)$$

$$= 0 + 12.27 - 7.61$$

$$= 4.66dB$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 Bode Plot รวมของ Open Loop Gain

3.4.2 Transfer function ของ Error Amplifier

คำนวณหาค่า R_{S1}, R_{S2}, R_1, R_2 ใช้กฎการแบ่งแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 3.7 Sampling network

โดยเลือก

$$R_{S1} = 680\Omega$$

$$5.1 = \frac{12R_{S2}}{680 + R_{S2}}$$

$$680 + R_{S2} = \frac{12R_{S2}}{5.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$680 + R_{S2} = 2.35R_{S2}$$

$$680 = (2.35 - 1)R_{S2}$$

$$R_{S2} = \frac{680}{1.35}$$

$$= 503.7\Omega \approx 500\Omega$$

$$R_1 = 10(R_{S1} + R_{S2})$$

$$= 10 \times 1183.7$$

$$= 11.837k\Omega$$

อัตราส่วนระหว่าง R_2 กับ $R_1 = 19.95$ (คำนวณจากรูปที่ 3.6)

$$\frac{R_2}{R_1} = 19.95$$

$$R_2 = 19.95 \times 11.837k$$

$$= 236.148k \approx 240k\Omega$$

สรุปค่า R ที่ใช้จริงในวงจร

$$R_{S1} = 680\Omega, R_{S2} = 500\Omega, R_1 = 12k\Omega, R_2 = 240k\Omega$$

คำนวณ Crossover frequency คือ $8kHz$ (เกิดจาก $\frac{1}{5}$ ของความถี่สวิทช์)

คำนวณหา Phase margin ที่ f_{co}

ต้องการ Phase margin = 45° ดังนั้น Phase Shift ใน Open loop = $360^\circ - 45^\circ = 315^\circ$

$$\text{จาก } \frac{F_{co}}{F_{avr}} = \frac{8k}{4521} = 1.76 \approx 119^\circ \quad \text{นำค่าที่ได้ไปดูตารางที่ 2} \quad (3.18)$$

Phase shift ของ Error Amplifier = $315^\circ - 119^\circ = 196^\circ$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่า K จากในตารางที่ 1

Phase shift = $196^\circ \rightarrow K = 6$ (เลือกค่า $K = 10$)

คำนวณ f_z

$$f_z = \frac{f_{co}}{K} = \frac{8k}{10} = 800Hz \quad (3.24)$$

จาก

$$f_z = 1/2\pi R_2 C_1 \quad (3.25)$$

$$C_1 = 1/2\pi(800)(240k)$$

$$= 828.93 pF \approx 820 pF$$

คำนวณ f_p

$$f_p = f_{co} \times K = 8k \times 10 = 80 kHz \quad (3.26)$$

จาก

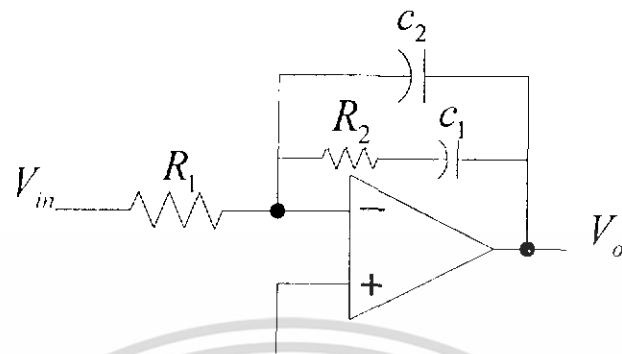
$$f_p = 1/2\pi R_2 C_2 \quad (3.27)$$

$$C_2 = 1/2\pi(80k)(240k)$$

$$= 8.28 pF \approx 7 pF$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณ ค่า parameter ของ Controller เพื่อนำไปแสดง Bode plot



รูปที่3.8 วงจร Error Amplifier ที่ใช้คำนวณ Transfer Function

$$\text{Transfer Function} = \frac{1 + SC_1 R_2}{SR_1(C_1 + C_2)(1 + SR_2 C_1 C_2 / (C_1 + C_2))}$$

แทนค่า

$$R_{s1} = 680\Omega, R_{s2} = 500\Omega$$

$$R_1 = 12k\Omega, R_2 = 240k\Omega$$

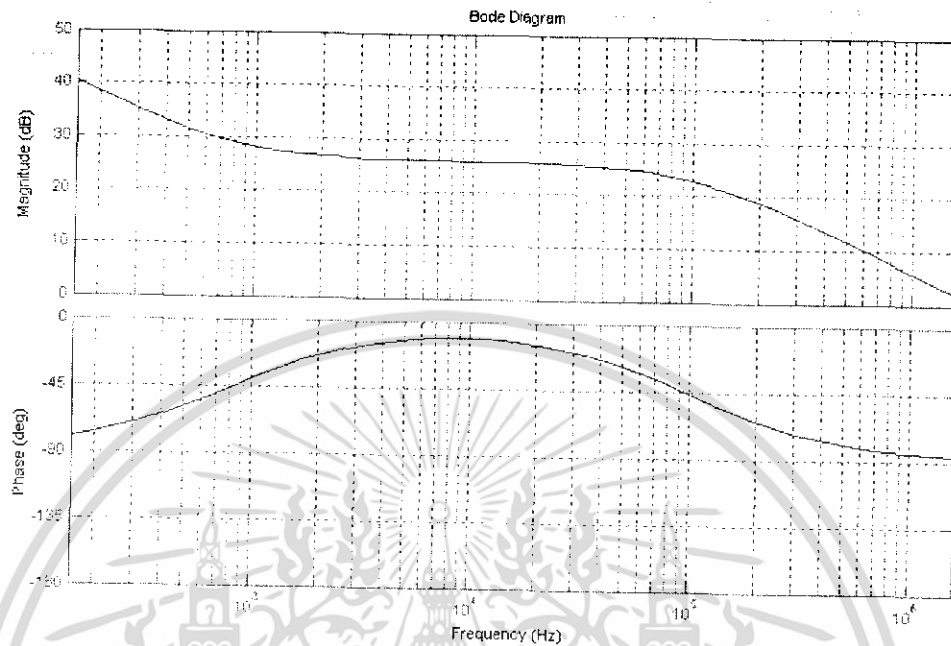
$$C_1 = 820pF, C_2 = 7pF$$

$$= \frac{1 + S(820pF \times 240k\Omega)}{S(12k\Omega)(820pF + 7pF)(1 + S(240k\Omega \times 820pF \times 7pF) / (820pF + 7pF))}$$

$$= \frac{S196.8 \times 10^{-9} + 1}{S^2 16.53 \times 10^{-12} + S9.924 \times 10^{-6} + 0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

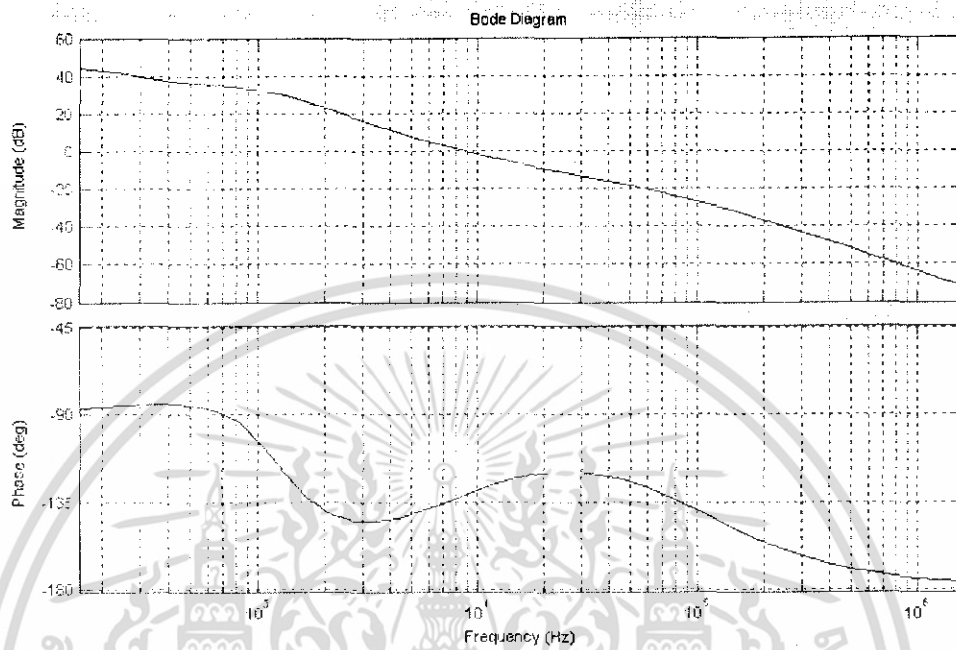
Bode plot ของ Error Amplifier



รูปที่ 3.9 Bode Plot ของ Error Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 Bode Plot รวมของ Open Loop Gain ของทั้งระบบ



รูปที่ 3.10 Bode Plot ของ Open Loop Gain ทั้งระบบ

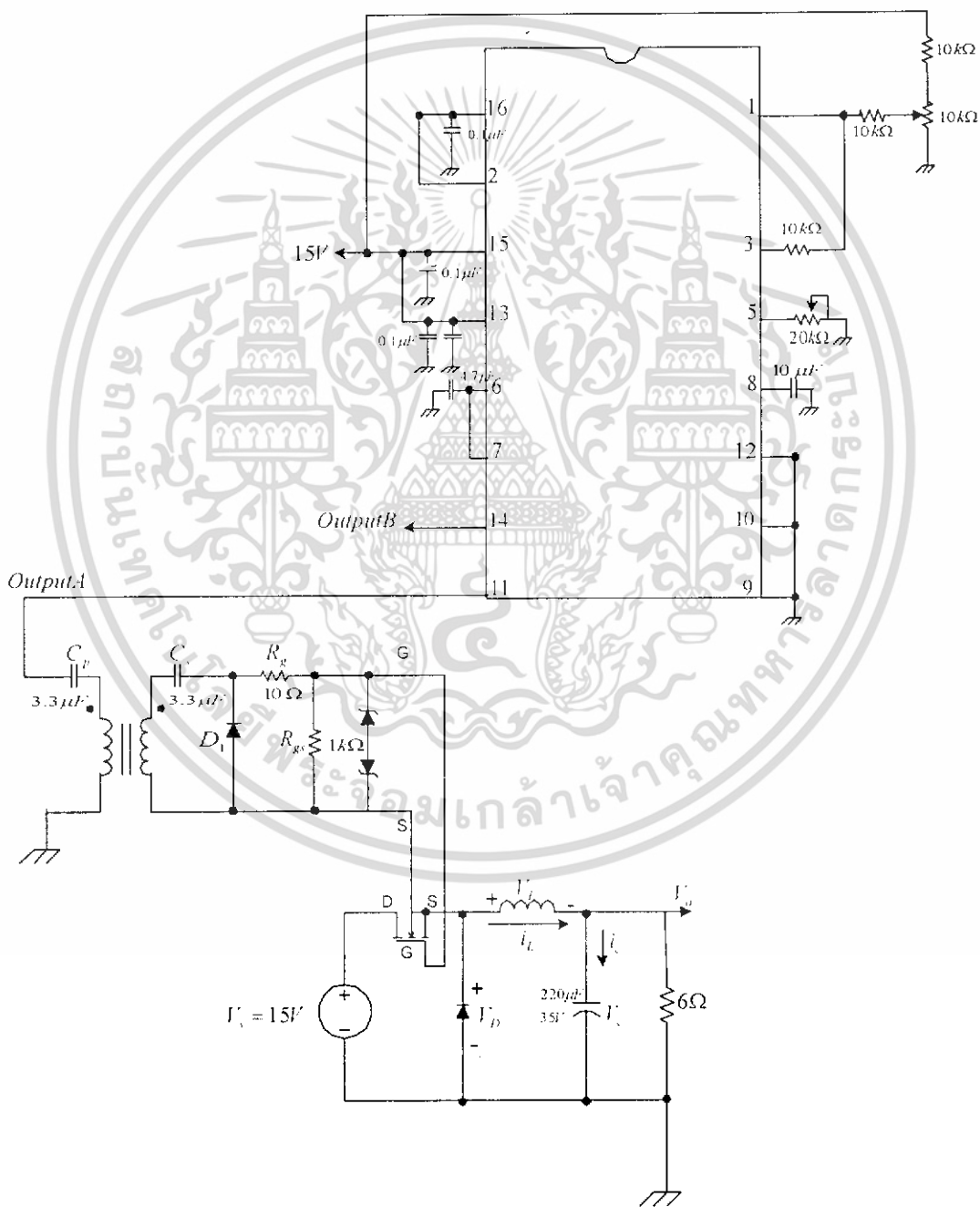
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

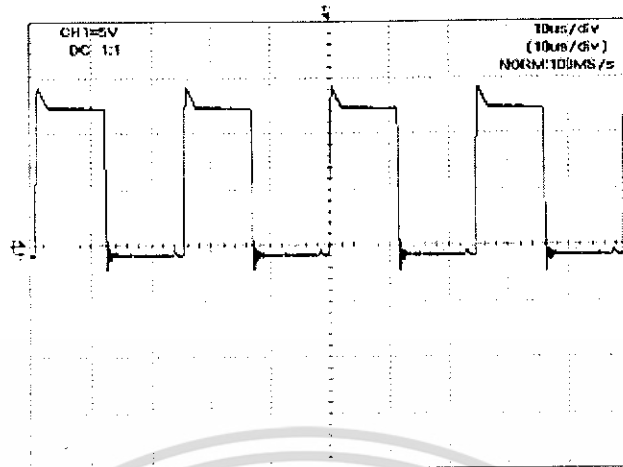
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองขณะไม่มีวงจรถอบคุม (Open Loop Control)

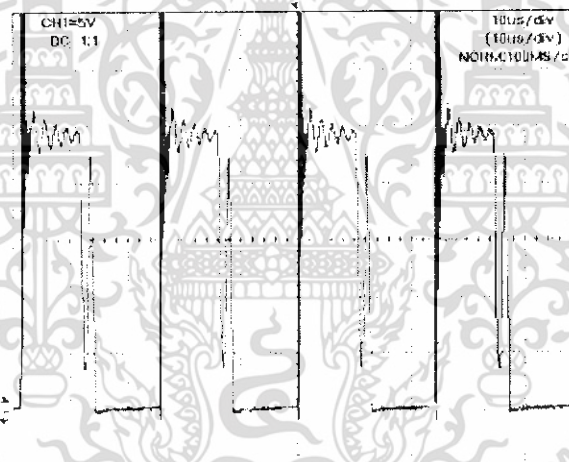
รูปที่ใช้ทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.1 วงจร Buck Converter ชนิด Open Loop โดยใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

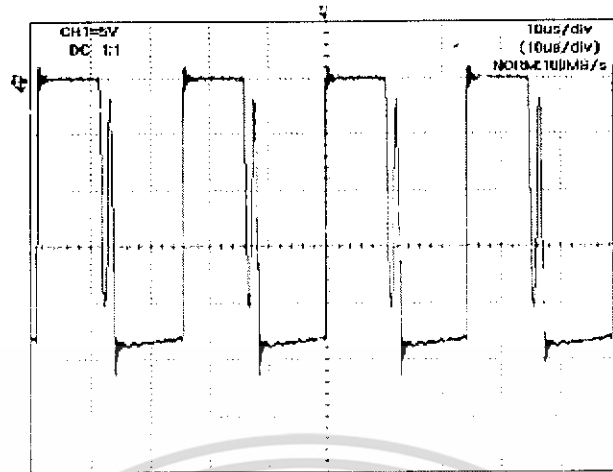


รูปที่ 4.2 แรงดันไฟฟ้า V_{GS} ของ MOSFET

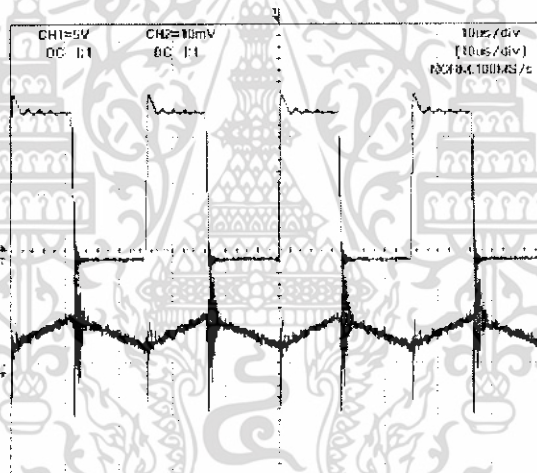


รูปที่ 4.3 แรงดันไฟฟ้า I_{DS} ของ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

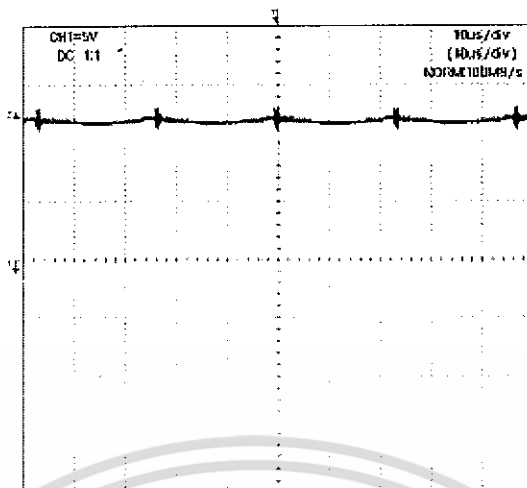


รูปที่ 4.4 แรงดันไฟฟ้า V_D ของ Power Diode

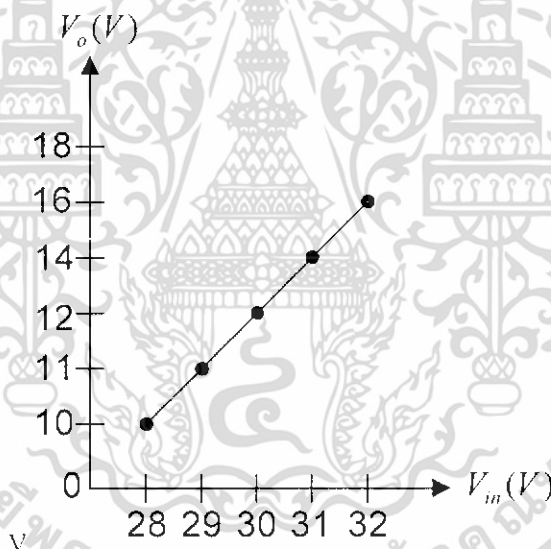


รูปที่ 4.5 แสดงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ กับ V_{GS} ของ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

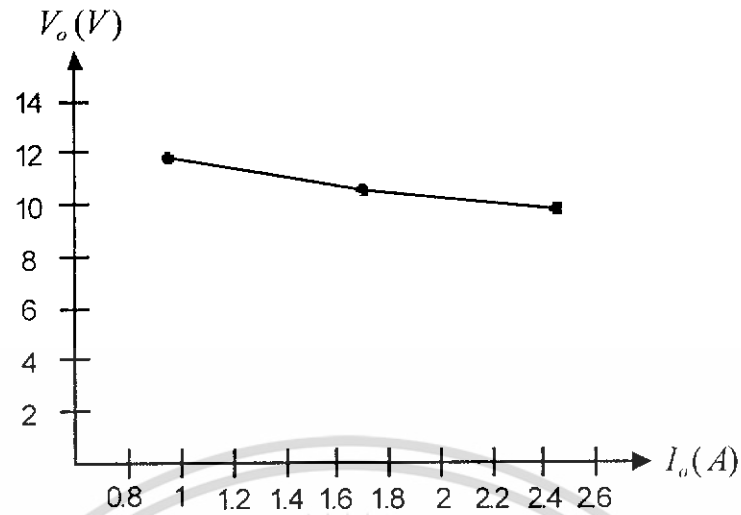


รูปที่ 4.6 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้ามีขนาด 30



รูปที่ 4.7 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า (28 V ~ 32 V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเปลี่ยนแวลจกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 2.5 A)

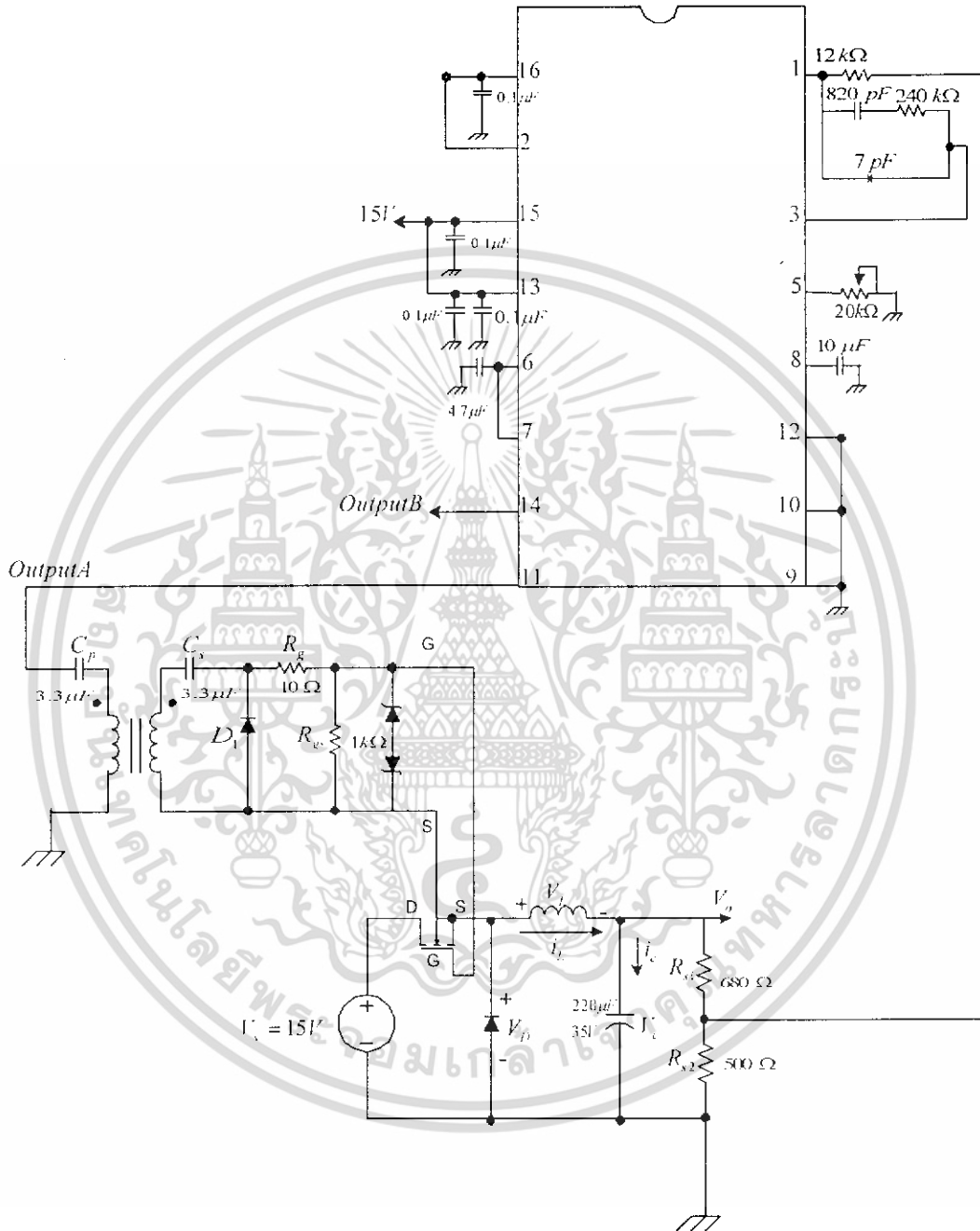


รูปที่ 4.9 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 2 A) อย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

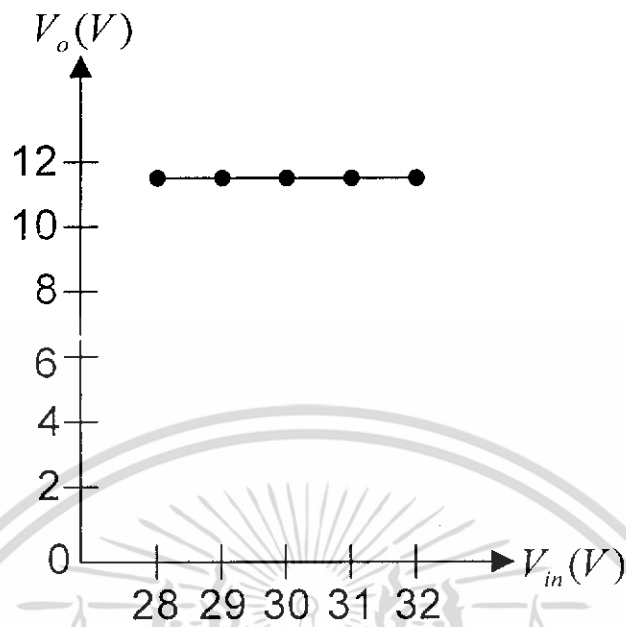
4.2 ผลการทดลองขณะมีวงจรถอบคุม (Closed Loop Control)

รูปที่ใช้ทดลอง

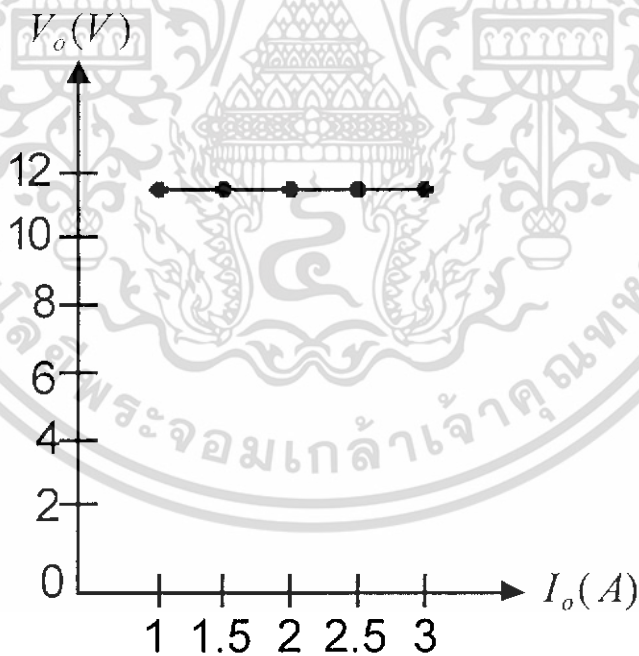


รูปที่4.10 วงจร Buck Converter ชนิด Closed Loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

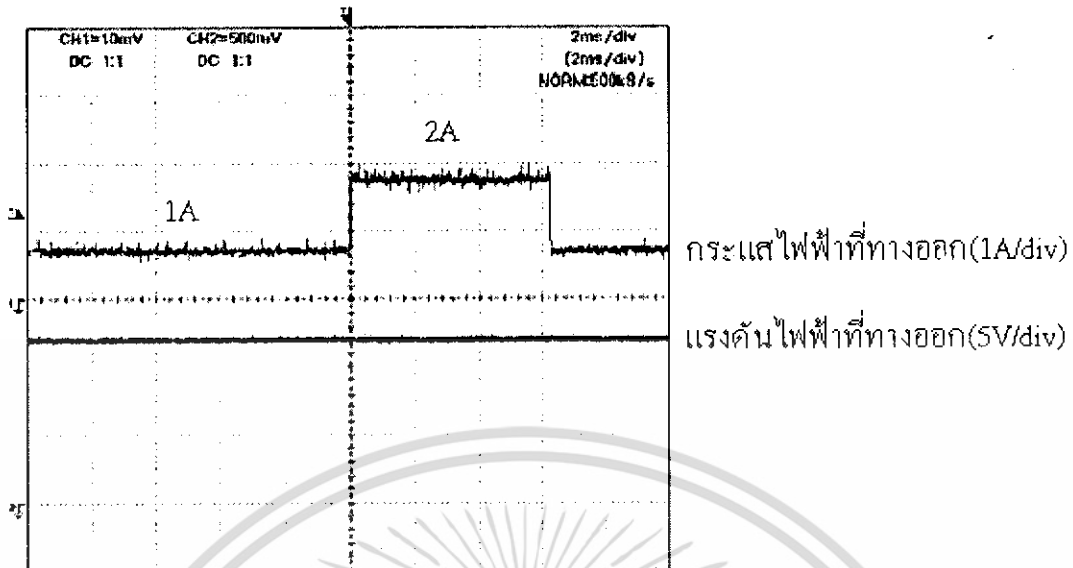


รูปที่ 4.11 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า (28 V ~ 32 V)

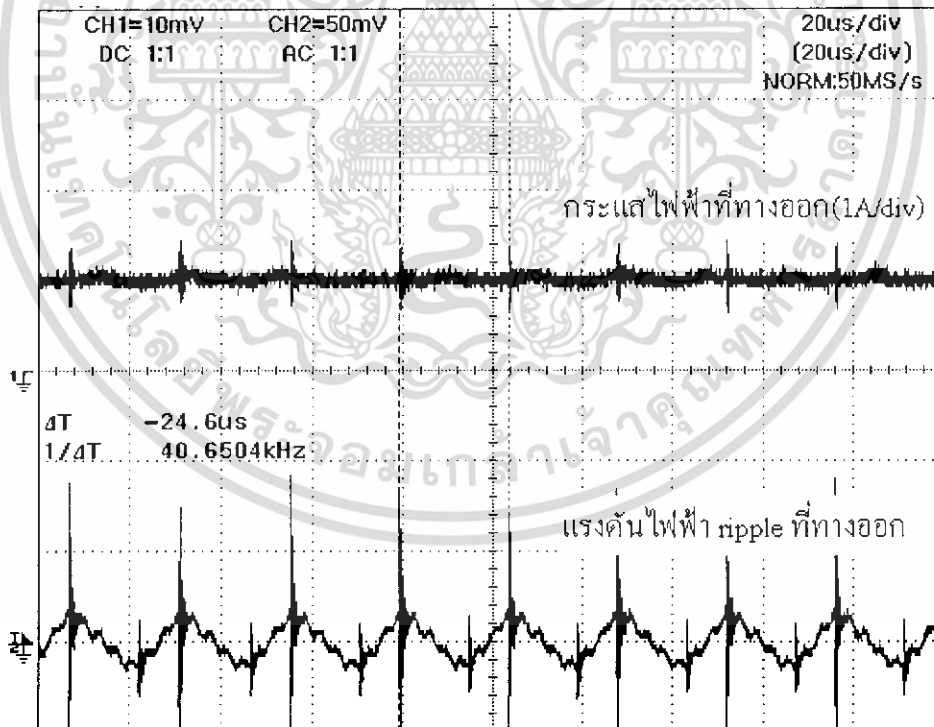


รูปที่ 4.12 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 3 A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

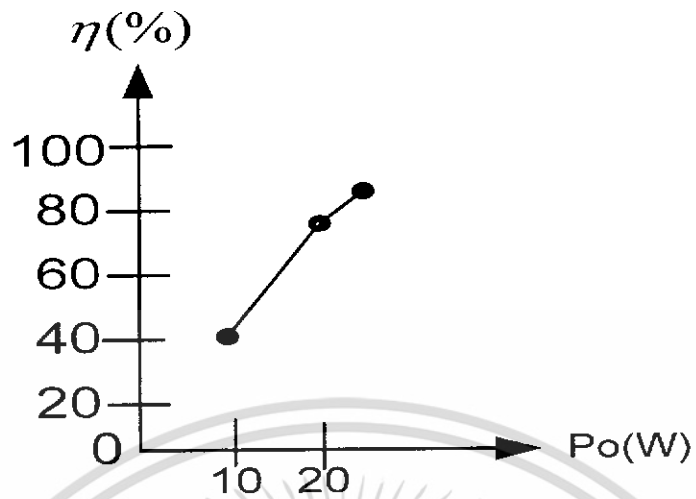


รูปที่4.13 แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อมีการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (1 A ~ 2 A) อย่างทันทีทันใด



รูปที่4.14 กระแสไฟฟ้าที่ทางออก และ แรงดันไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อ
คำนวณวงจรควบคุมที่ $K = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 กราฟของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้าที่ทางออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงถึงการศึกษา การทำงาน, การออกแบบ และการสร้าง Buck Converter ชนิด Closed Loop ที่มีแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า 30V ($\pm 2V$) แรงดันไฟฟ้าที่ทางออก 12V ($\pm 50mV$) และ กระแสไฟฟ้าที่ทางออกสูงสุด 2 A, วงจรทำงานแบบ Continuous Current Conduction โดยมี Switching Frequency 40 kHz, การออกแบบระบบควบคุมใช้เทคนิคของ Bode Plot ผลการทดลองที่ได้เป็นที่น่าพอใจ แสดงถึงความสามารถของการใช้ความรู้ที่ได้ศึกษาในภาค วิชาวิศวกรรมระบบควบคุมที่เกี่ยวข้องกับการควบคุม มาประยุกต์ใช้ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าได้อย่างดียิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] HART W. Daniel, “**Introduction to Power Electronic**”, Prentice-Hall International 1997.
- [2] PRESSMAN I. Abraham, “**Switching Power Supply Design**”, Second Edition, McGraw-Hill ,1998.
- [3] “**Unitrode Magnetic Design Handbook**”, MAG100A, UNITRODE.



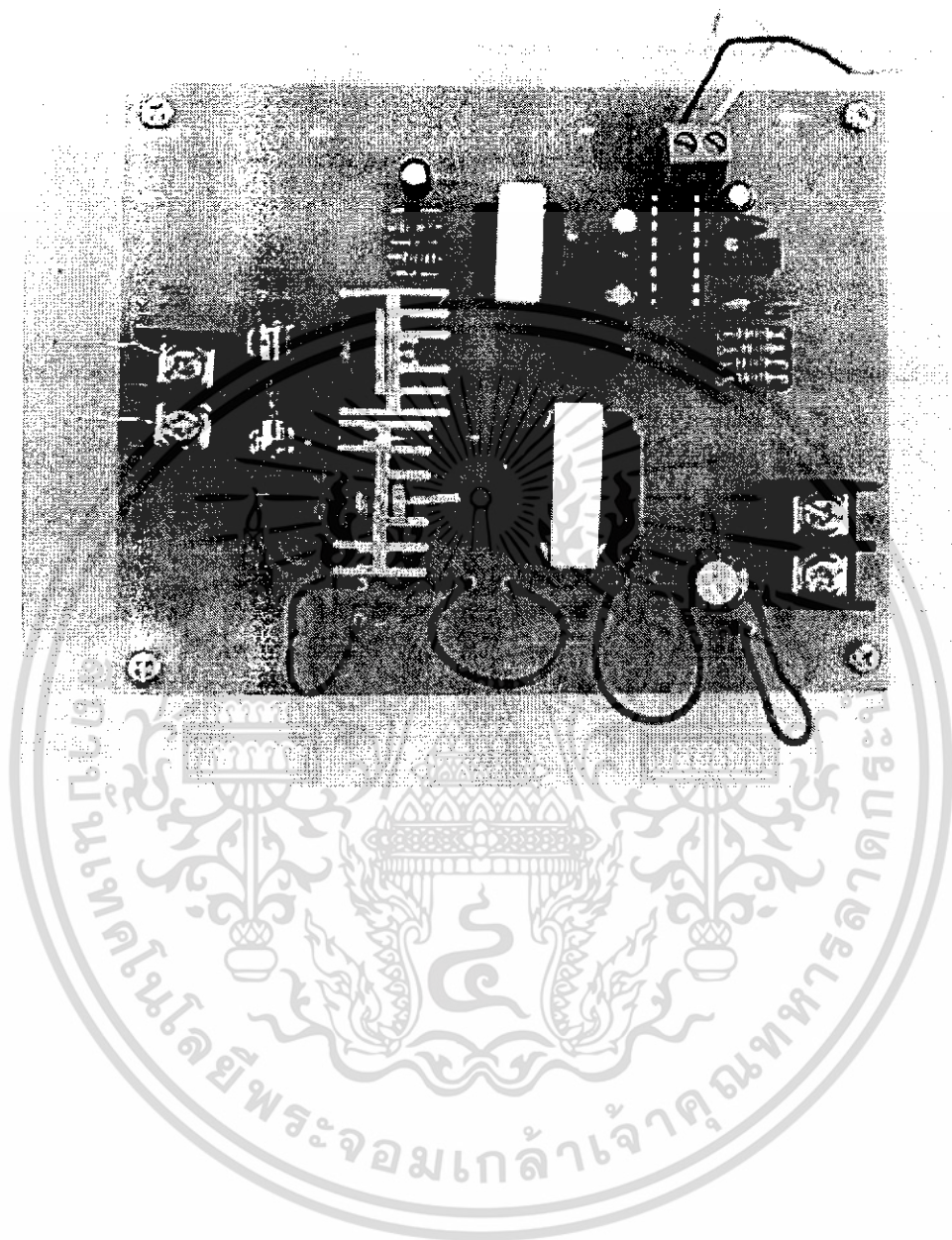
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก A รูปวงจร Buck Converter ที่ใช้ในการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก B Data Sheet ของ IC UC3825

Unitrode Products
from Texas Instruments



UC1825
UC2825
UC3825

High Speed PWM Controller

FEATURES

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

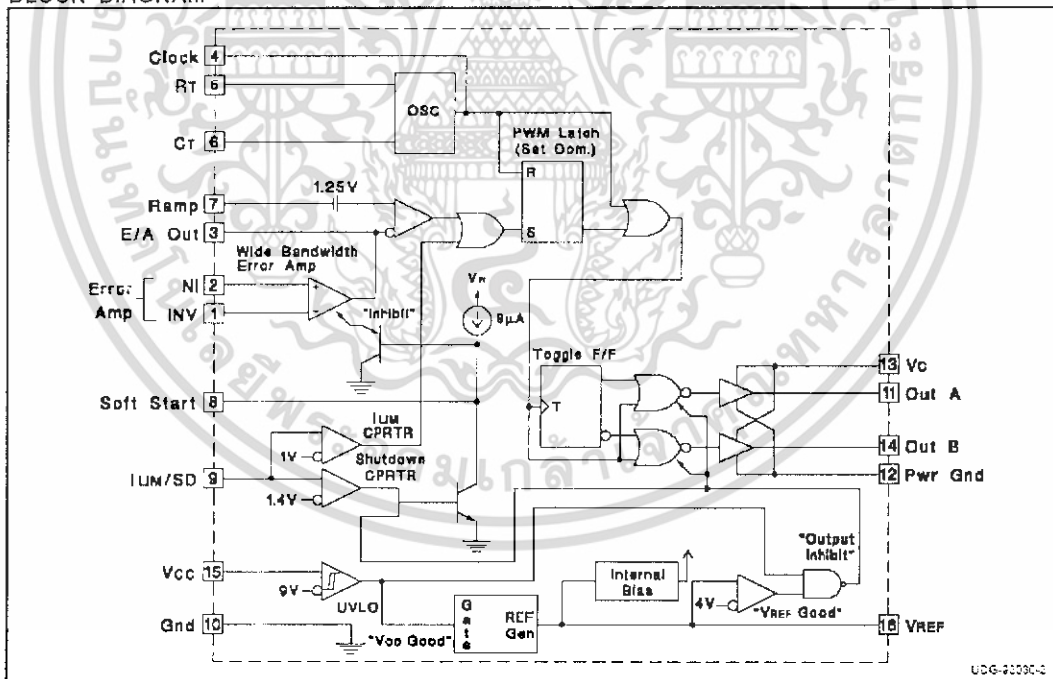
DESCRIPTION

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



SLUS235A - MARCH 1997 - REVISED MARCH 2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

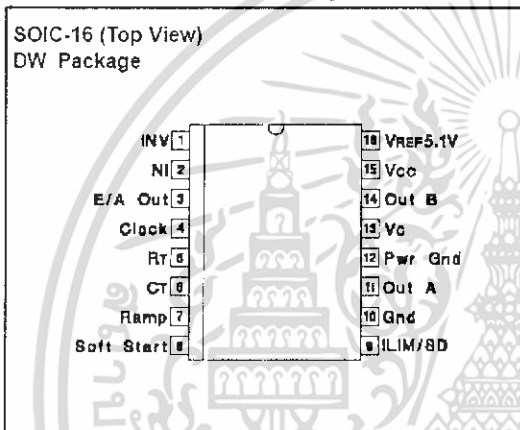
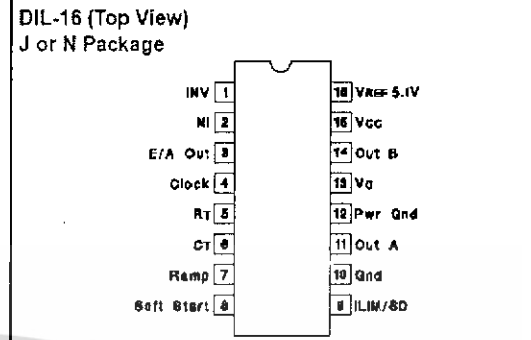
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

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

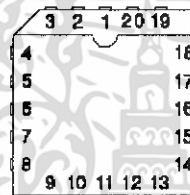
Note 1: All voltages are with respect to GND (Pin 10); all currents are positive into, negative out of part; pin numbers refer to DIL-16 package.

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

CONNECTION DIAGRAMS



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



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

THERMAL RATINGS TABLE

Package	θ_{JA}	θ_{JC}
DIL-16J	80-120	28 ⁽²⁾
DIL-16N	50 ⁽¹⁾	45
PLCC-20	43-75(1)	34
LCC-20	70-80	20 ⁽²⁾
SOIC-16	50-120 ⁽¹⁾	35

(1) Specified θ_{JA} (junction to ambient) is for devices mounted to 5in² FR4 PC board with one ounce copper where noted. When resistance range is given, lower values are for 5in² aluminum PC board. Test PWB was 0,062in thick and typically used 0,635mm trace widths for power packages and 1,3mm trace widths for non-power packages with 100 x 100 mil probe land area at the end of each trace.

(2) θ_{JC} data values stated were derived from MIL-STD-1835B. MIL-STD-1835B states that the baseline values shown are worst case (mean +2s) for a 60 x 60mm microcircuit device silicon die and applicable for devices with die sizes up to 14400 square mils. For device die sizes greater than 14400 square mils use the following values; dual-in-line, 11°C/W; flat pack 10°C/W; pin grid array, 10°C/W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for , $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ 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. $T_A = T_o$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TOP	MAX	MIN	TOP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	$T_o = 25^{\circ}C$, $I_o = 1mA$	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		mV
Long Term Stability*	$T_o = 125^{\circ}C$, 1000hrs.		5	25		5	25	mV
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0V$	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy*	$T_o = 2^{\circ}C$	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
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	$1.5V < V_{CM} < 3.5V$	75	95		75	95		dB
PSRR	$10V < V_{CC} < 30V$	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{in} = 1V$	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{in} = 4V$	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{L} = -0.5mA$	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{L} = 1mA$	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ 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	TOP	MAX	MIN	TOP	MAX	
PWM Comparator Section								
Pin 7 Bias Current	$V_{PIN7} = 0V$		-1	-5		-1	-5	μA
Duty Cycle Range		0		80	0		85	%
Pin 3 Zero DC Threshold	$V_{PIN3} = 0V$	1.1	1.25		1.1	1.25		V
Delay to Output*			50	80		50	80	ns
Soft-Start Section								
Charge Current	$V_{PIN9} = 0.5V$	3	9	20	3	9	20	μA
Discharge Current	$V_{PIN9} = 1V$	1			1			mA
Current Limit / Shutdown Section								
Pin 9 Bias Current	$0 < V_{PIN9} < 4V$			15			10	μA
Current Limit Threshold		0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Shutdown Threshold		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	V
Delay to Output			50	80		50	80	ns
Output Section								
Output Low Level	$I_{OUT} = 20mA$		0.25	0.40		0.25	0.40	V
	$I_{OUT} = 200mA$		1.2	2.2		1.2	2.2	V
Output High Level	$I_{OUT} = -20mA$	13.0	13.5		13.0	13.5		V
	$I_{OUT} = -200mA$	12.0	13.0		12.0	13.0		V
Collector Leakage	$V_C = 30V$		100	500		10	500	μA
Rise/Fall Time*	$C_L = 1nF$		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	$V_{PIN1}, V_{PIN7}, V_{PIN9} = 0V, V_{PIN3} = 1V$		22	33		22	33	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

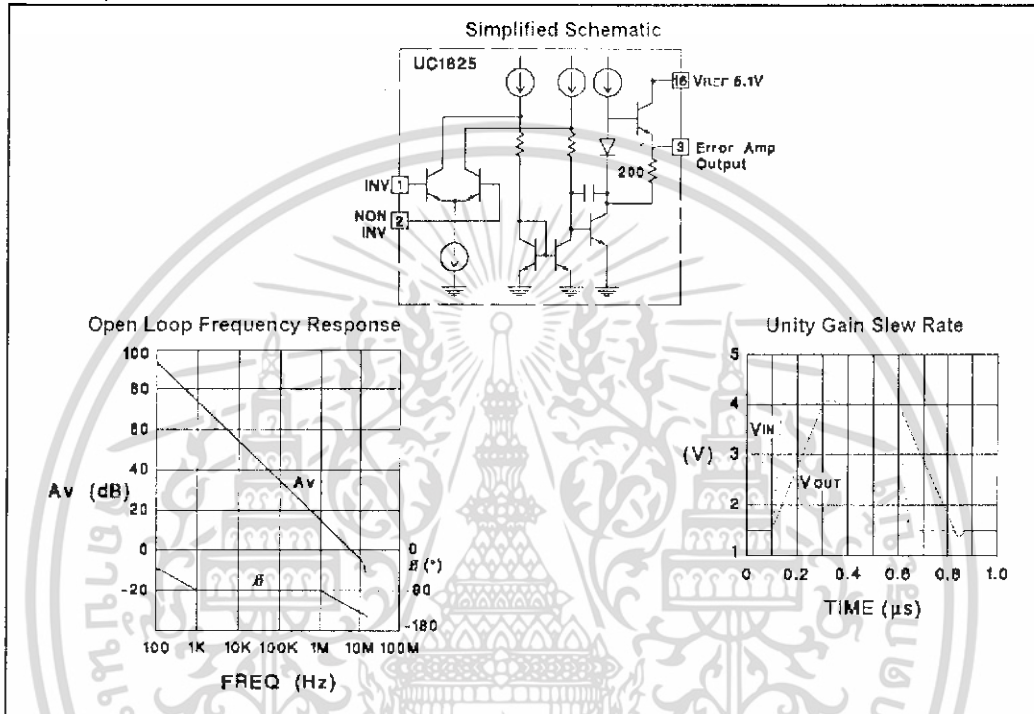
UC1825
UC2825
UC3825

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



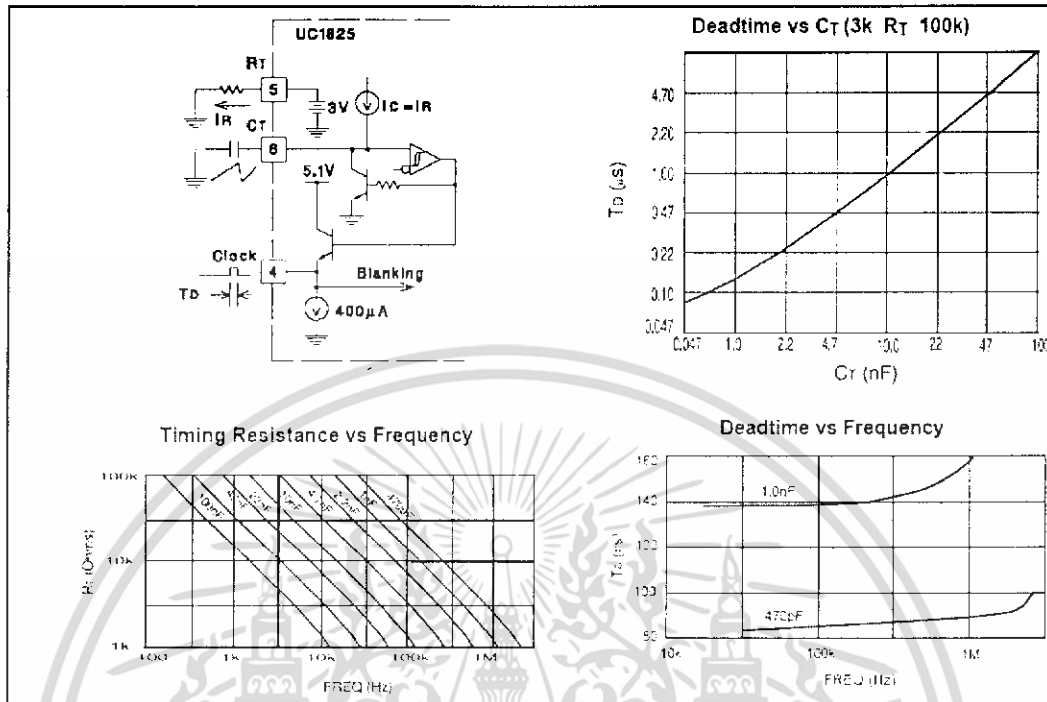
PWM Applications



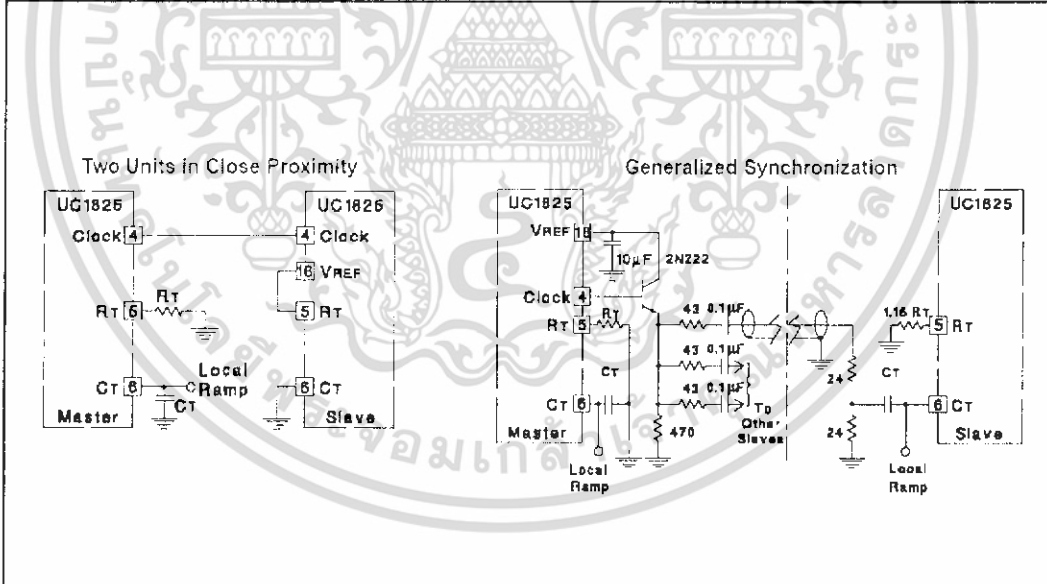
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

Oscillator Circuit



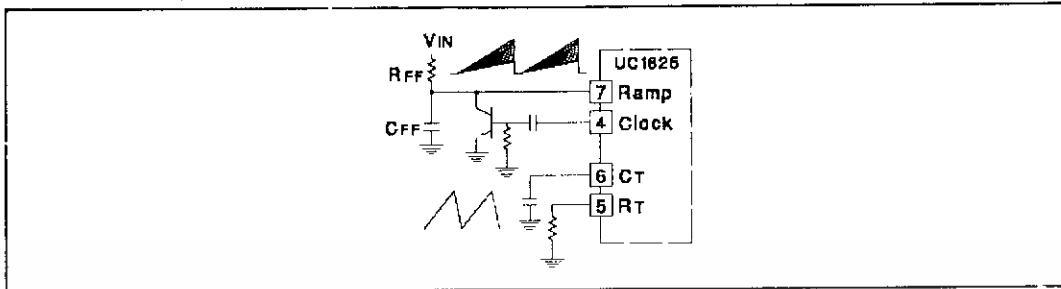
Synchronized Operation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

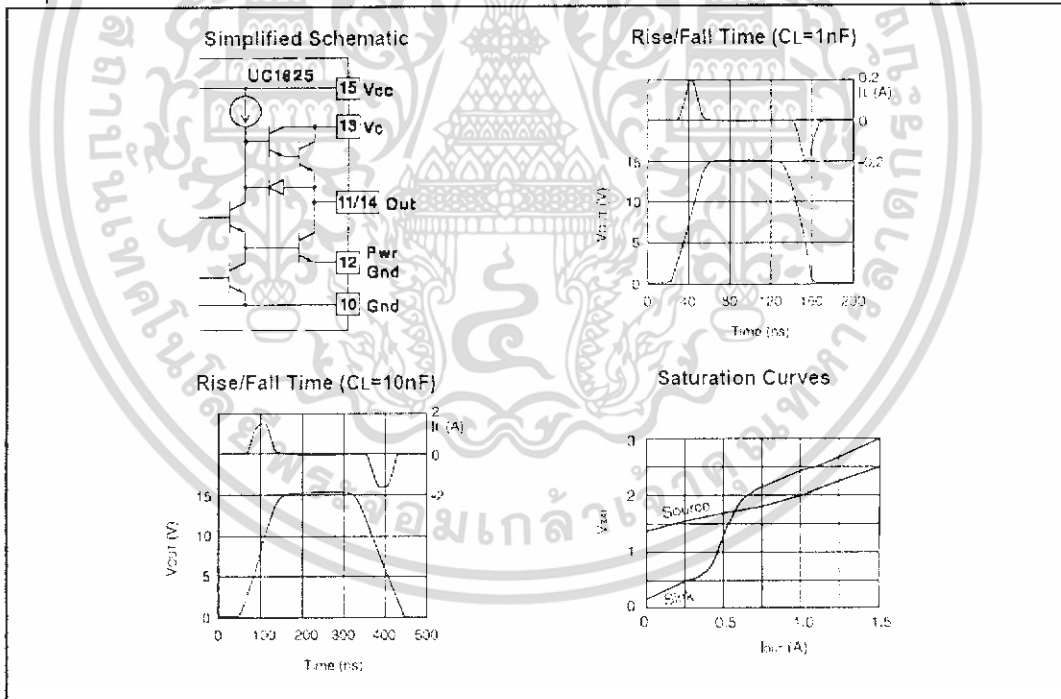
Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application



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 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
5962-87681012A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
5962-8768101EA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
5962-8768101QFA	ACTIVE	CFP	W	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
5962-8768101V2A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	Call TI	N / A for Pkg Type
5962-8768101VEA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	Call TI	N / A for Pkg Type
UC1825J	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
UC1825J883B	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
UC1825JQMLV	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	Call TI	Call TI
UC1825L	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
UC1825L883B	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
UC1825LQMLV	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	Call TI	Call TI
UC1825W983B	ACTIVE	CFP	W	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
UC2825DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2825DW1	PREVIEW	SOIC	DW	16	1	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2825DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2825DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2825DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2925J	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
UC2925N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2925N64	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2925Q	ACTIVE	PLCC	FN	20	45	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC2925QG3	ACTIVE	PLCC	FN	20	45	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC2925QTR	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC2925QTRG3	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC3925DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3925DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3925DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3925DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3925J	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPS	N / A for Pkg Type
UC3925N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3925N64	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
						no Sb/Br		
UC3825Q	ACTIVE	PLCC	FN	20	46	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC3825QTR	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC3825QTRG3	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/prod/ictcenter/> for the latest availability information and additional product content details
TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material).

⁽³⁾ MSL, Peak Temp -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

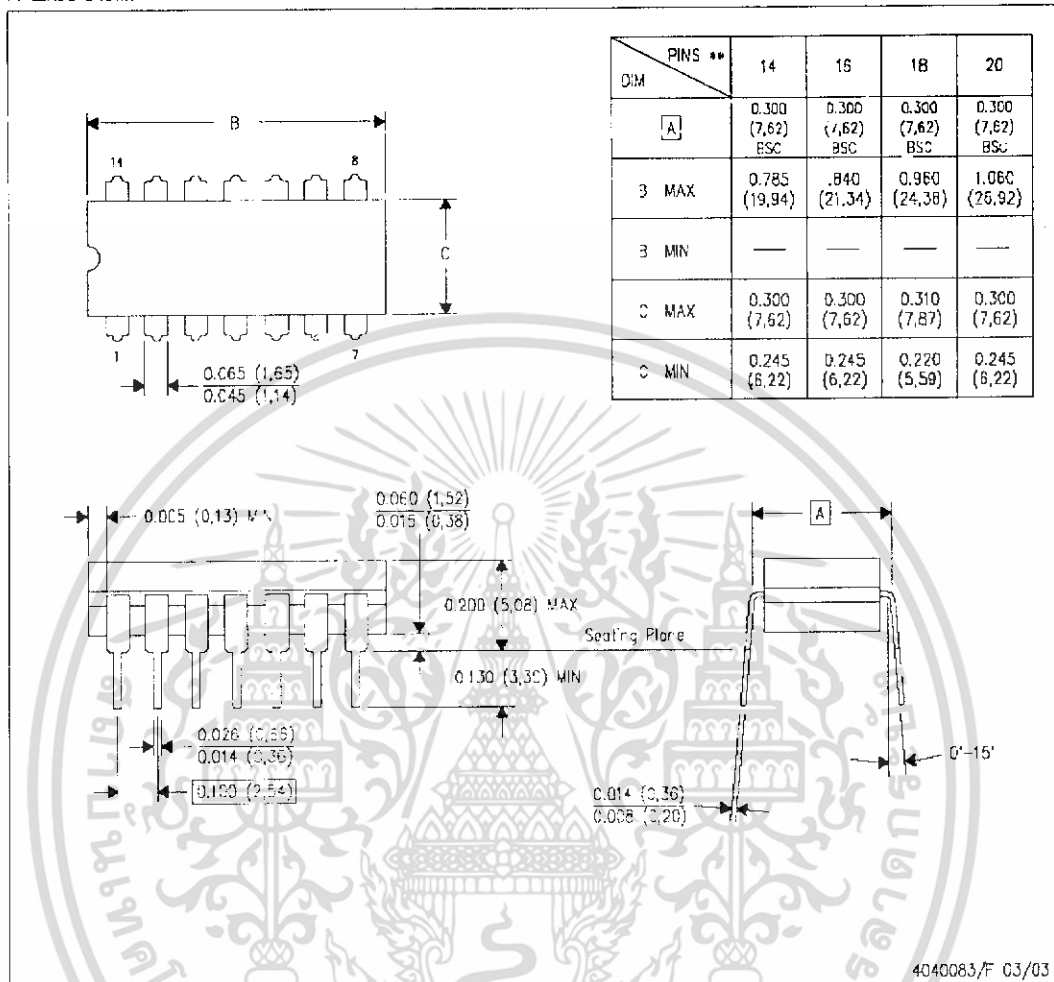
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information, but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

J (R-GDIP-T**)
14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



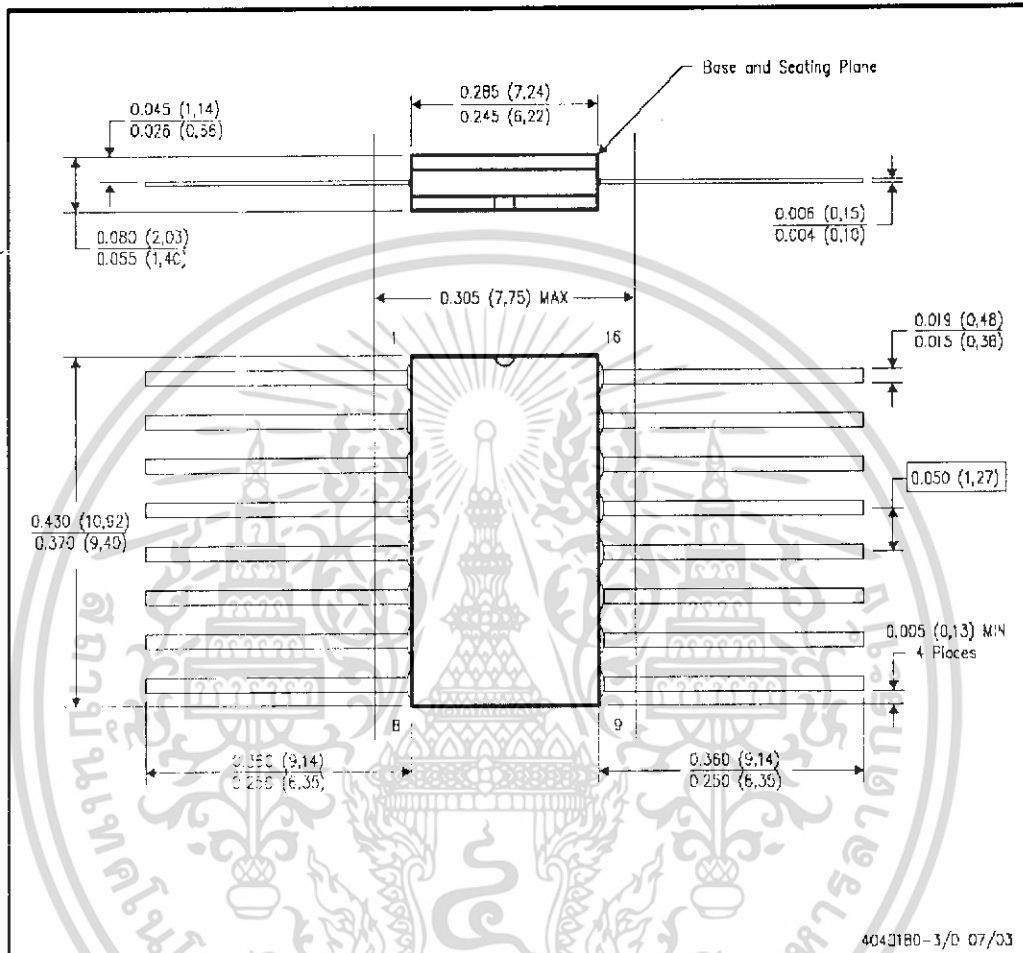
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on brass ceramic glass frit seal only.
 - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP-114, GDIP1-116, GDIP1-118 and GDIP1-120.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

W (R-GDFP-F16)

CERAMIC DUAL FLATPACK



- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - Index point is provided on cap for terminal identification only.
 - Fits within MIL-STD-883C GDFP1-F16 and JEDEC MO-092AC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

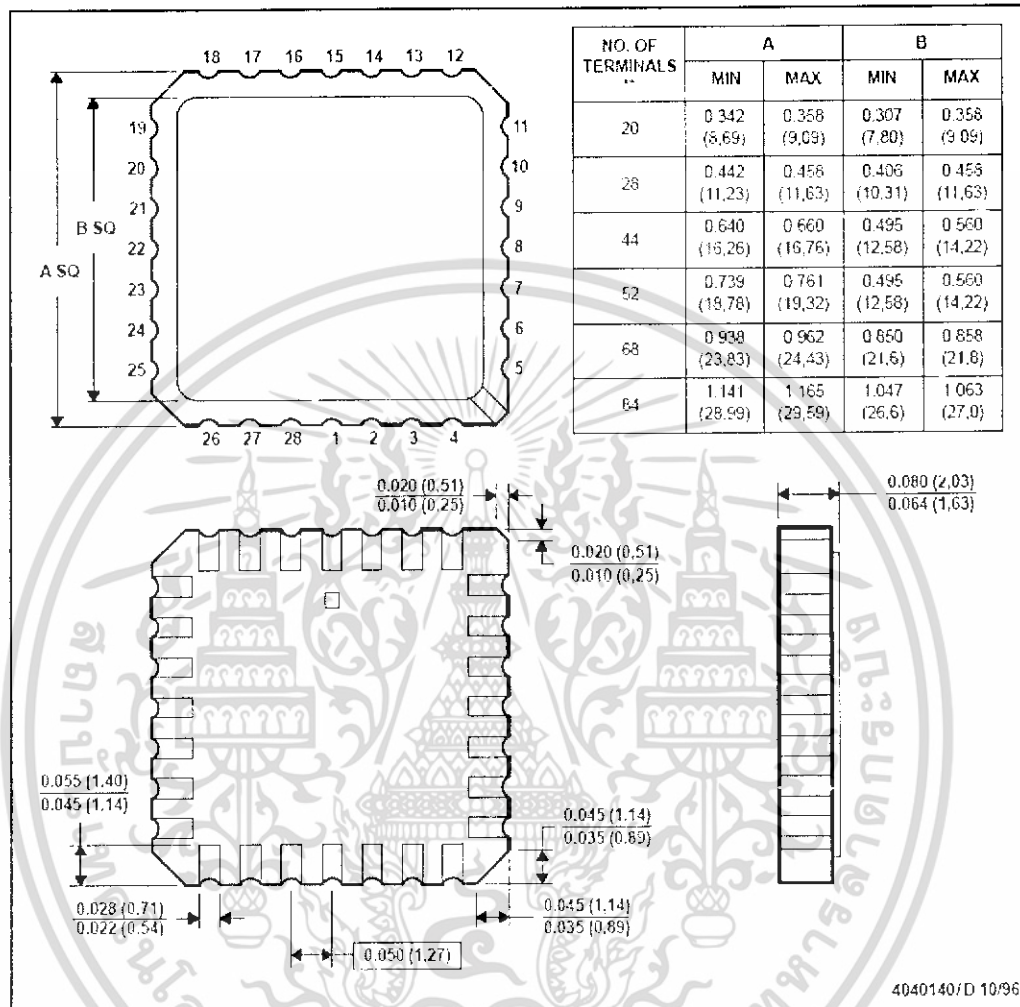
MECHANICAL DATA

MLCC06B - OCTOBER 1996

FK (S-CQCC-N'')

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

28 TERMINAL SHOWN



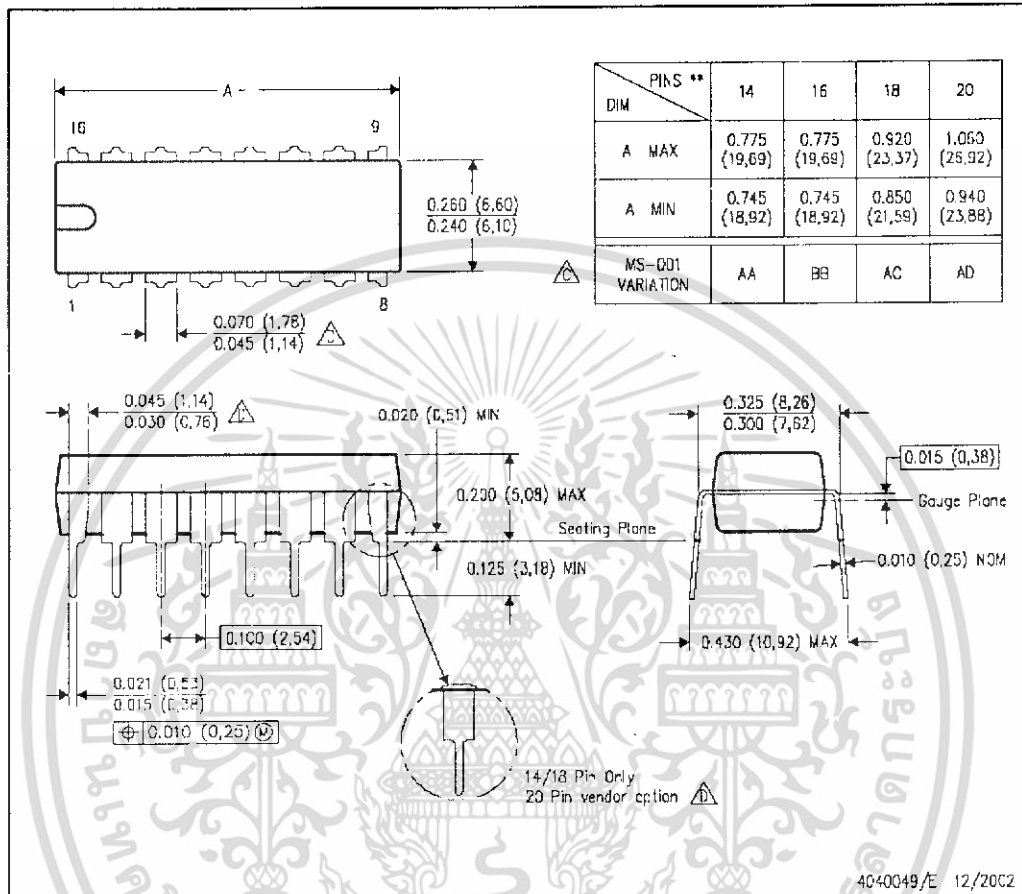
- NOTES: A All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B This drawing is subject to change without notice.
 C This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 D The terminals are gold plated.
 E Parts within JEDEC MS-004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T**) 16 PINS SHOWN

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - Falls within JEDEC MS-C0, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 - The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

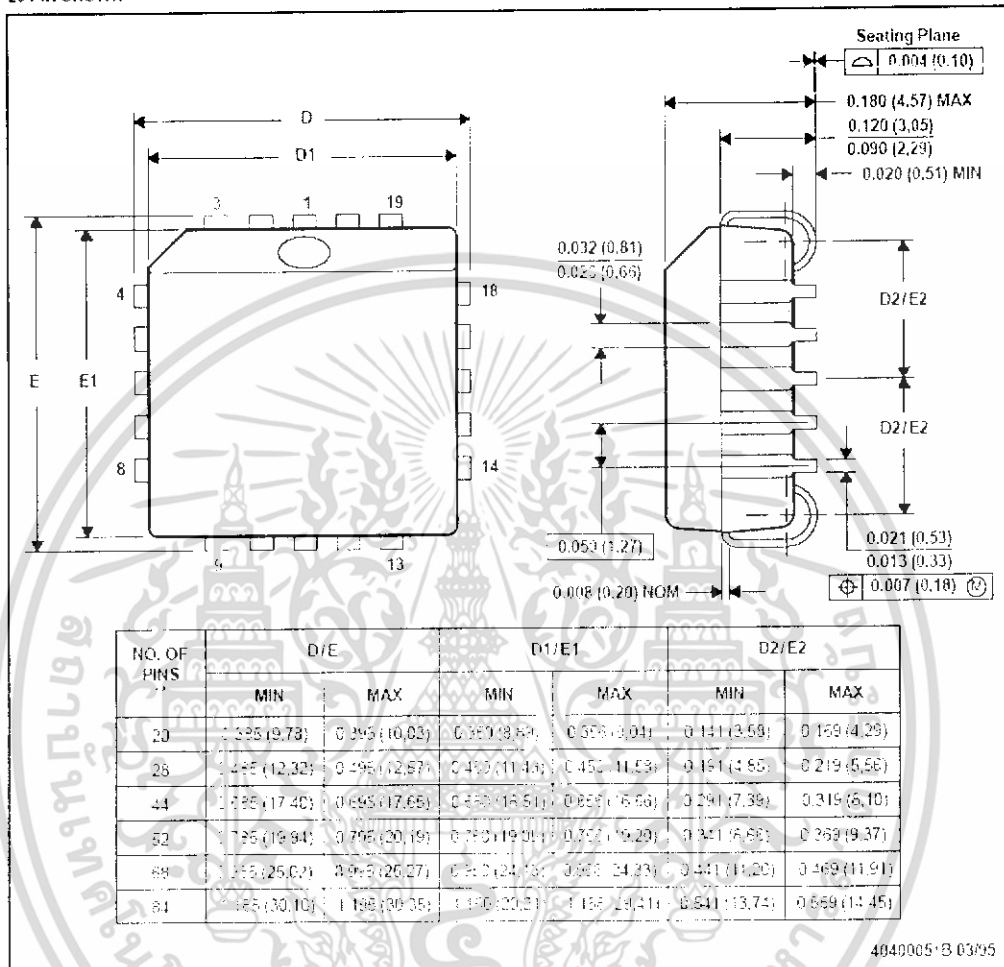
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

MPLC004A - OCTOBER 1994

FN (S-PQCC-JTM)
20 PIN SHOWN

PLASTIC J-LEADED CHIP CARRIER



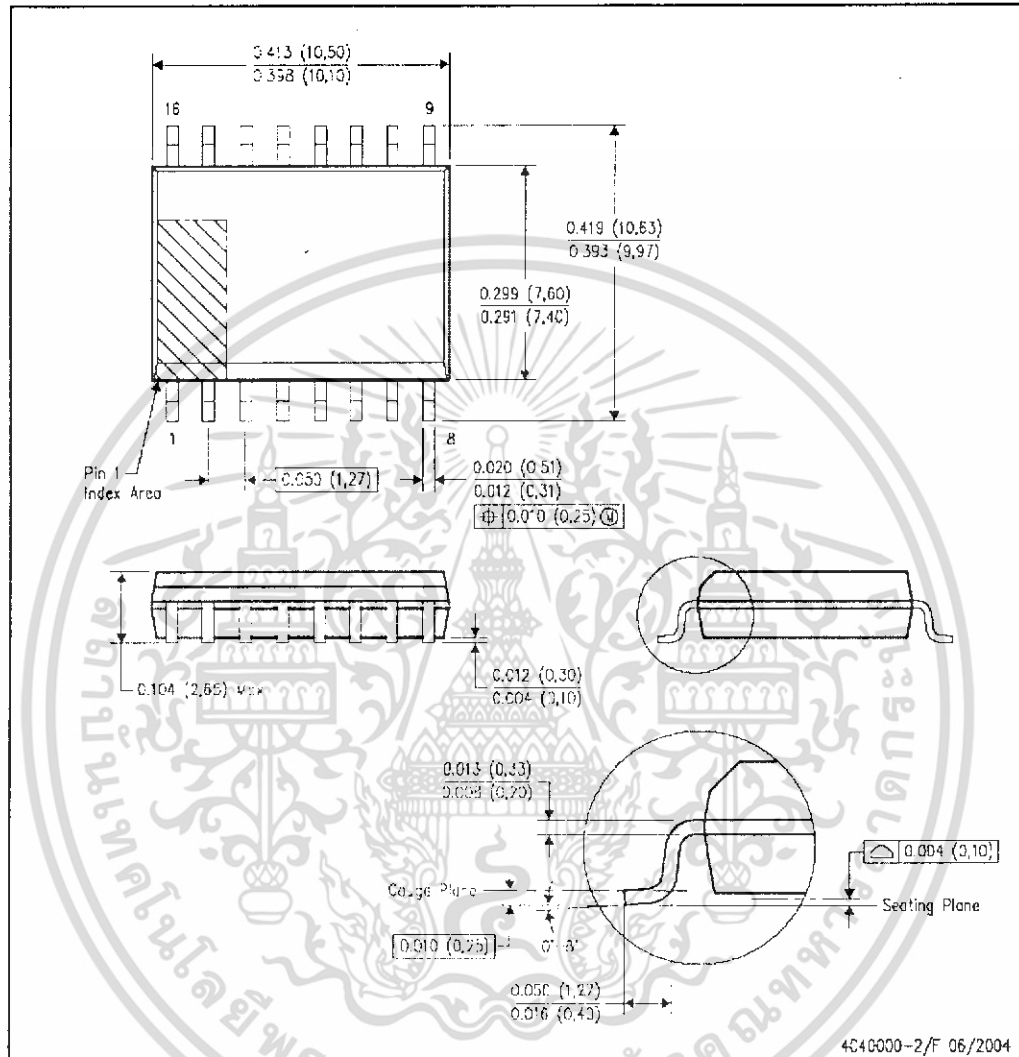
NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
B. This drawing is subject to change without notice.
C. Falls within JEDEC MS-01B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

DW (R-PDSO-G16)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0.15).
 D. Falls within JEDEC MS-013 variation AA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
		Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75285

Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้