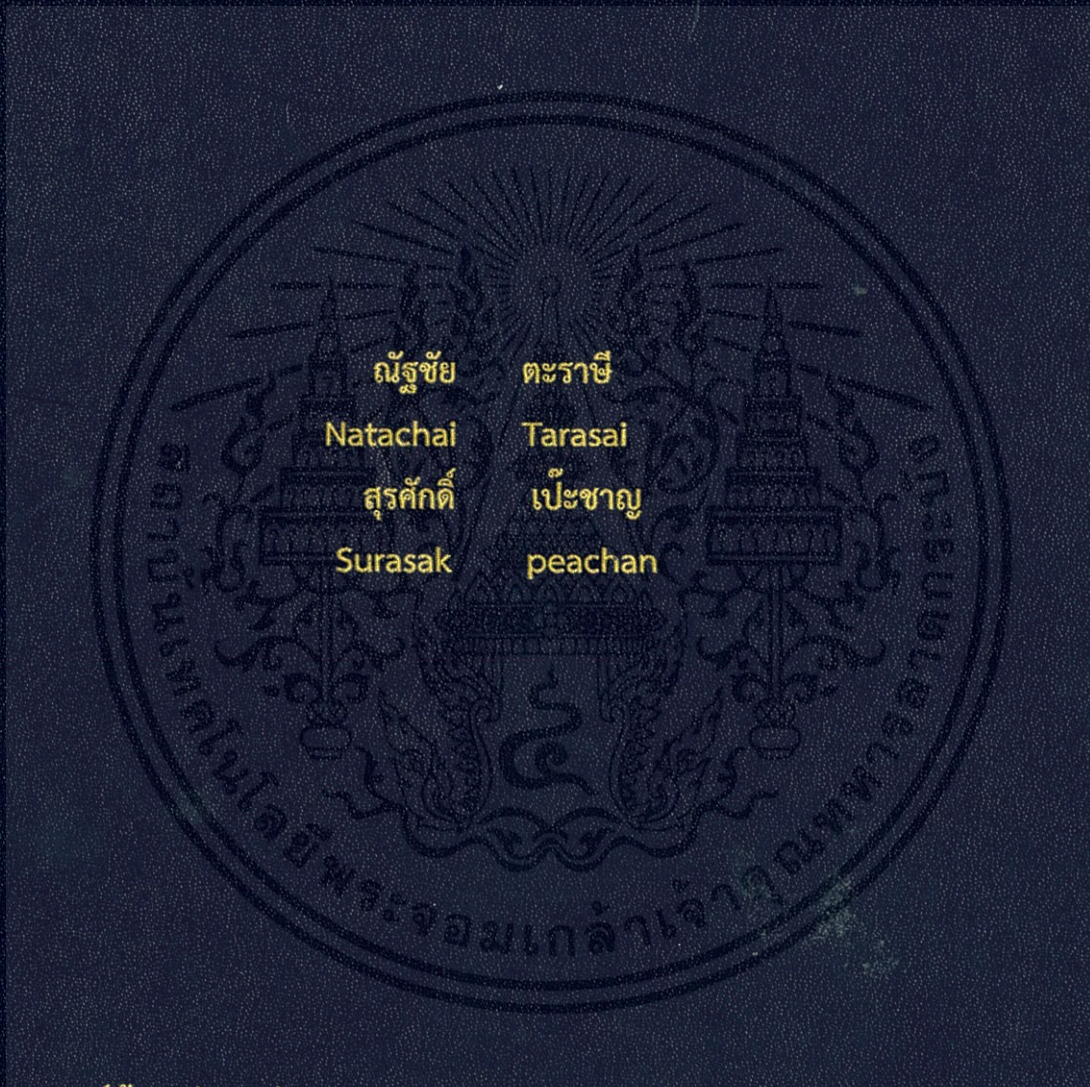


วงจรควบคุมการขับกระแสหลอดแอลอีดีส่องสว่างกำลังสูง  
Constant current high power LED's driver circuits



ณัฐชัย

ตระราชิ

Natachai

Tarasai

สุรศักดิ์

เป้ชาญ

Surasak

peachan

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2557

วงจรควบคุมการขับกระแสหลอดแอลอีดีส่องสว่างกำลังสูง

Constant current high power LED's driver circuits



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน **ปีการศึกษา 2557**นี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์                      ปีการศึกษา 2557

ภาควิชา                                      วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระ  
จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

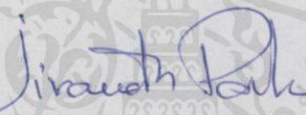
เรื่อง    วงจรควบคุมการขับกระแสหลอดแอลอีดีส่องสว่างกำลังสูง  
Constant current high power LED's driver circuits

ผู้จัดทำ

นายณัฐชัย ตระราชี รหัสประจำตัวนักศึกษา 54010398

นายสุรศักดิ์ เป๊ะชาญ รหัสประจำตัวนักศึกษา 54011429

ลงชื่อ



อาจารย์ที่ปรึกษา

( ร.ศ.จิววัฒน์ ปานกลาง )

วันที่

7 / พค / 58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการ	วงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง
นักศึกษา	นาย ญัฐชัย ตระราชี รหัส 54010398
	นาย สุรศักดิ์ เป๊ะชาญ รหัส 54011429
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง อาจารย์ที่ปรึกษา

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษากำหนดการควบคุมการส่องสว่างของหลอดแอลอีดี และได้ ออกแบบระบบที่ใช้ในการควบคุมการส่องสว่างของชุดหลอดแอลอีดี คุณสมบัติของระบบคือ เมื่อมี หลอดแอลอีดีบางส่วนเสียหาย ระบบจะยังคงรักษาความสว่างของหลอดแอลอีดีแต่ละหลอดให้มีความสว่างเท่าเดิมได้ โดยอาศัย การตัดสินใจโดย Microcontroller ให้เพิ่มหรือลดของกระแสและ แรงดัน ระบบควบคุมการส่องสว่างของชุดหลอดแอลอีดีจะประกอบไปด้วยหลายส่วน อาทิเช่น ส่วน จ่ายกำลัง ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ ส่วนควบคุมกระแสและแรงดัน จะใช้ microcontroller ในการควบคุม และส่วนแสดงผล คือ ชุดหลอดแอลอีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Project Title</b>	Constant current high power LED's driver circuits
<b>Student</b>	Mr. Natachai Tarasai    Student ID 54010398 Mr. Surasak Peachan    Student ID 54011429
<b>Degree</b>	Bachelor of Engineering
<b>Program</b>	Electronics Engineering
<b>Year</b>	2014
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Jirawat Panklang Adviser

## ABSTRACT

This thesis has examined the control systems illumination of LED lamp. When connected in series, rather than two or more by designing the system used to control the illumination of the LED lamp and the features of the system is when the LED short circuited at least one the system retains the brightness and color temperature of the LED lamp to light same by virtue of a decision by microcontroller to increase or reduce the current and voltage because the LED lamps on sale is not current and voltage control.

Control systems the illumination of the LED lamp is composed of several parts, such as The power supply part is the battery, The control current and voltage to the microcontroller in the control and The display part is LED high power lamp.

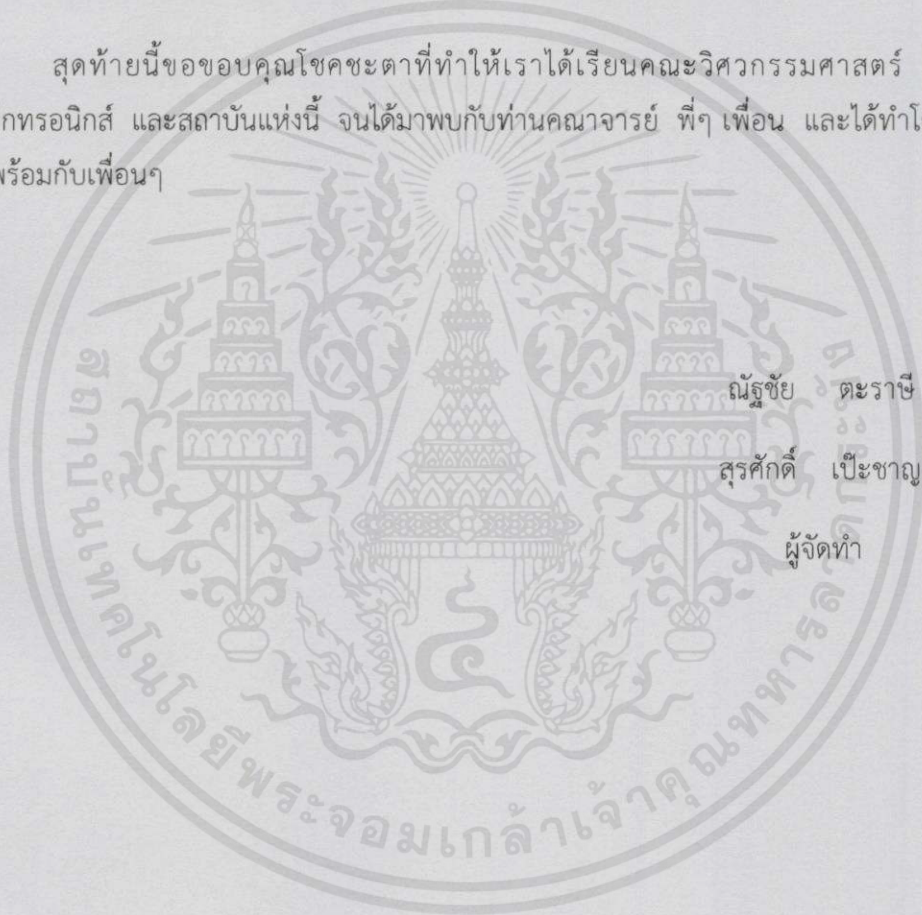
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการเรื่องวงจรควบคุมการขับกระแสหลอดแอลอีดีส่องสว่างกำลังสูง สำเร็จลุล่วงได้ด้วย ความกรุณาของอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ร.ศ.จิรวัดน์ ปานกลาง และอาจารย์ในภาควิชาวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำในการศึกษาค้นคว้า แนะนำขั้นตอนและวิธีจัดทำโครงการจน สำเร็จลุล่วงด้วยดี คณะผู้จัดทำจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียน และสมาชิกในกลุ่มที่ให้ความร่วมมือกันเป็นอย่างดีในการทำโครงการจนกระทั่งประสบผลสำเร็จด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณโชคชะตาที่ทำให้เราได้เรียนคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์ และสถาบันแห่งนี้ จนได้มาพบกับท่านคณาจารย์ พี่ๆ เพื่อน และได้ทำโครงการนี้ ไปพร้อมกับเพื่อนๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตโครงงาน.....	1
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	1
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานและทฤษฎี.....	3
2.1 ไอซี LTC1661 .....	3
2.2 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET).....	4
2.3 หลอด LED.....	12
2.4 LM2577.....	15
2.5 PIC 16F883 ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	16
บทที่ 3 หลักการออกแบบวงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง.....	19
3.1 ไดอะแกรม.....	19
3.2 วงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง.....	20
3.3 การคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของไอซีเบอร์ LM2577.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต  
 "ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้"

## สารบัญ(ต่อ)

บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	23
4.1 การทดลองหาโวลต์เดจที่ตกคร่อม LED และ R โหลด.....	24
4.2 กราฟผลการทดลอง.....	25
4.3 ทดลองวัดค่าแรงดัน output ของ DAC เบอร์ LTC1661.....	26
4.4 การทดลองคาดคะเนหาแรงดัน output ของ LM 2577 จากแรงดัน Feedback ที่รับมาจาก DAC เบอร์LTC1661.....	27
4.5การทดลองเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้กับมอสเฟสในการขับ กระแสหลอด LED .....	29
4.6 การทดลอง เปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการ เขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข กับกรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข.....	31
4.7 การทดลองวัดค่า แรงดันเอาท์พุทเทียบกับจำนวนหลอด ledที่ลัดวงจร.....	32
บทที่ 5 สรุปโครงงานและปัญหาที่พบ.....	33
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	33
5.2 ความคาดหวังในภาคการเรียนหน้า.....	34
เอกสารอ้างอิง.....	35
ภาคผนวก.....	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงผลการวัดค่าแรงดัน output ของ DAC เบอร์ LTC1661.....	26
4.2 แสดงการทดลองคาดคะเนหาแรงดันoutput ของ LM2577 จากแรงดัน Feedback ที่รับมา จาก DAC เบอร์ LTC 1661.....	27
4.3 เปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข กับ กรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข.....	31
ตารางที่ 4.4แสดงผลการวัดค่า แรงดันเอาต์พุตเทียบกับจำนวนหลอด ledที่ลัดวงจร.....	32



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงขาของไอซี LTC1661 และสูตรคำนวณ.....	3
2.2 รูปแบบการสื่อสารแบบ SPI ของไอซี LTC1661.....	4
2.3 สัญญาณลักษณะของ มอสเฟต และ เจเฟต.....	8
2.4 แสดงกราฟการทำงานระหว่าง enhancement mode และ depletion mode.....	9
2.5 แสดงส่วนประกอบหลอด LED.....	12
2.6 LED แบบ Lamp Type.....	13
2.7 LED แบบ Surface Mount.....	14
2.8 ตัวอย่างการนำ LED ไปใช้ประโยชน์.....	14
2.9 การใช้การ ไอซี เบอร์ LM2577.....	15
2.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC 16F883.....	16
2.11 ขาใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC 16F883.....	17
3.1 ไดอะแกรมของการออกเขียนโปรแกรม.....	19
3.2 วงจรควบคุมความส่องสว่างของหลอด.....	20
4.1 การทดลอง1.....	23
4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสไหลตกับจำนวนหลอด LED.....	25
4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ $V_{out}(LTC1661)$ กับ $V_{out}(LM2577)$ .....	28
4.4 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟตที่ความถี่ 25Hz.....	28
4.5 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟตที่ความถี่ 50Hz.....	29
4.6 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟตที่ความถี่ 100 Hz.....	29
4.7 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟตที่ความถี่ 200 Hz.....	30
4.8 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟตที่ความถี่ 400 Hz.....	30
4.9 กราฟเปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไขกับกรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข.....	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความสำคัญ

เทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตเป็นอย่างมาก ซึ่งความก้าวหน้าของเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำทำให้สามารถสร้างอุปกรณ์ส่องสว่างที่เรียกว่าหลอดแอลอีดี ซึ่งให้แสงสว่างได้เหมือนกับหลอดไฟทั่วไป และมีข้อดีคือ ประหยัดไฟมากกว่า อายุการใช้งานยาวนานกว่าหลอดไฟโดยทั่วไป การนำหลอดแอลอีดีมาต่อกันเป็นระบบส่องสว่างจะทำให้ได้แสงสว่างมากขึ้น แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ เมื่อมีหลอดแอลอีดีบางหลอดในระบบเสียหาย (Short) จะทำให้กระแสไหลผ่านแต่ละหลอดของ LED มากกว่าตอนที่หลอด LED บางหลอดในระบบไม่มีการเสียหาย การที่กระแสไหลผ่านแต่ละหลอด LED มากกว่าค่าเดิมที่ได้ออกแบบไว้ อาจทำให้ระบบส่องสว่างเกิดการเสียหายทั้งระบบ ด้วยเหตุนี้ผู้จัดทำจึงได้ คิดว่าวิธีแก้ไข โดยใช้วงจรที่ขับ LED ชนิดที่พิเศษ ที่สามารถรักษาให้กระแสและแรงดันที่ตกคร่อมหลอด LED แต่ละตัวให้คงเดิมตลอดเวลาแม้มีหลอด LED บางหลอดในระบบเสียหาย

### 1.2 วัตถุประสงค์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการกำหนดวัตถุประสงค์ต่างๆ เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยวิธีการควบคุมความสว่างของหลอดแอลอีดี

1.2.2 เพื่อให้ได้วงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่างที่มีประสิทธิภาพ

### 1.3 ขอบเขตโครงการ

สามารถสร้างวงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง โดยคงความสว่างของหลอดแอลอีดีแต่ละหลอดในระบบให้คงที่ได้เมื่อหลอดแอลอีดีบางหลอดเสียหาย

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้วงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง ที่สามารถคงค่าความสว่างของหลอด LED แต่ละหลอดในระบบให้คงที่ได้ เมื่อมีหลอด LED ในระบบบางหลอดเสียหายให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

งานวิจัยฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน

บทที่ 1 ได้เกริ่นนำที่มาและความสำคัญของงานวิจัย จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ขอบเขตโครงการ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการทำงานวิจัย

บทที่ 3 จะอธิบายถึงหลักการออกแบบวงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง

บทที่ 4 ผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

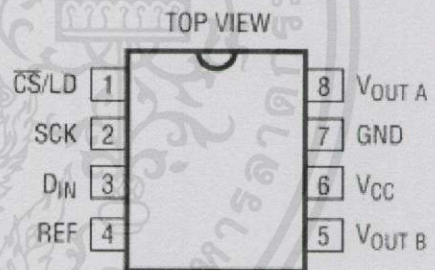
## บทที่ 2

# ความรู้พื้นฐานและทฤษฎี

### 2.1 ไอซี LTC1661

ใช้การสื่อสารแบบ SPI เพื่อควบคุม LTC1661 ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณ Digital เป็น Analog ขนาด 16 Bit ซึ่งมีความสามารถในการเปลี่ยนสัญญาณ Digital เป็นสัญญาณ Analog 2 ช่องสัญญาณขนาด 10 Bit กระแสเอาต์พุตได้สูงสุด 60 uA โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงที่ 2.47 V ที่ขา Vref ซึ่งจะเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาล็อก ได้ดังสมการ

ขา	ชื่อ	หน้าที่
1	CS/LD	Enable การใช้งาน
2	SCK	สัญญาณนาฬิกา
3	DIN	รับข้อมูลแบบ SPI
4	REF	แรงดันอ้างอิง
5	VoutB	สัญญาณแรงดันไฟฟ้า ช่อง B
6	VCC	ไฟเลี้ยง(7.5V)
7	GND	กราวด์
8	VoutA	สัญญาณแรงดันไฟฟ้า ช่อง A

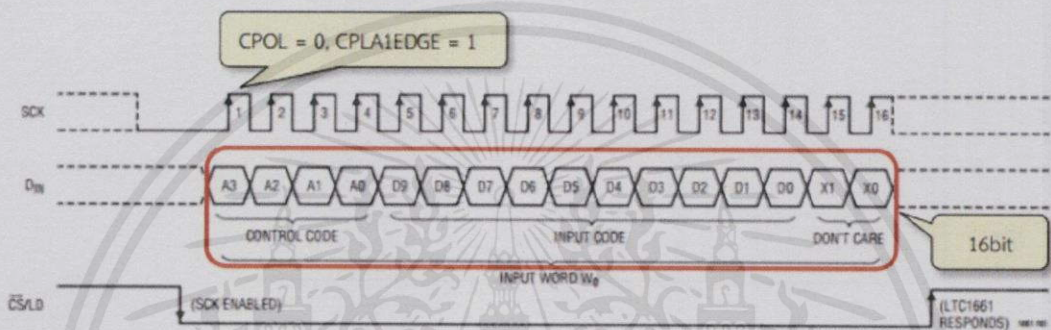


N8 PACKAGE  
8-LEAD PLASTIC DIP  
 $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$ ,  $\theta_{JA} = 100^{\circ}C/W$

$$V_{out} = \frac{DAC_{10bit}}{1023} \times V_{REF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.1 แสดงขาของไอซี LTC1661 และสูตรคำนวณค่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งผ่าน SPI จาก Microcontroller เพื่อต้องการปรับแรงดันไฟฟ้า เมื่อสังเกตลักษณะ สัญญาณนาฬิกา เมื่ออยู่ในสถานะ Idle ค่าของสัญญาณมีสถานะ Low และอ่านบิตข้อมูลที่อยู่บน MOSI เมื่อพบขอบขาขึ้น (1st Edge Capture) ข้อมูลหนึ่งชุดมีขนาดจำนวน 16 บิต ซึ่งประกอบด้วย ค่าดิจิทัล 10 บิต ที่ต้องการแปลงเป็นค่าแรงดันไฟฟ้า และ Control Code จำนวน 4 บิตสำหรับ ควบคุมการทำงานของไอซี LTC1661 และ 2 บิตสุดท้ายคือ Don't care ดังรูป 2.1 สำหรับความถี่ของ สัญญาณนาฬิกาสูงสุดที่ไอซี LTC1661 สามารถทำงานได้คือ 16.7 MHz



รูปที่ 2.2 รูปแบบการสื่อสารแบบ SPI ของไอซี LTC1661

## 2.2 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์หรือที่เรียกย่อ ๆ ว่า เฟต ( FET) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ค่อนข้างใหม่สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในประเทศไทย ถ้าพูดถึงลักษณะการทำงานแล้ว เฟตเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิด ยูนิโพลาร์ ( Unipolar) แตกต่างจากทรานซิสเตอร์ที่เป็นชนิด ไบโพลาร์ ( Bipolar) ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่เป็นชนิดไบโพลาร์ทำงานได้โดยอาศัยการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระและโฮล เราจึงเรียกทรานซิสเตอร์นี้ว่าเป็นสิ่งประดิษฐ์ขั้วไฟฟ้าสองขั้วหรือไบโพลาร์ ส่วนเฟตจะทำงานโดยมีกระแสไหลเนื่องจากประจุเพียงชนิดเดียวเท่านั้น คืออิเล็กตรอนอิสระ หรือโฮล ดังนั้นจึงได้รับการขนานนามว่า เป็นสิ่งประดิษฐ์ขั้วไฟฟ้าเดี่ยวหรือยูนิโพลาร์นั่นเอง และข้อแตกต่างที่สำคัญที่ทำให้เฟตแตกต่างจากทรานซิสเตอร์ก็คือ เฟตมีความต้านทานด้านอินพุตที่สูงมาก นั่นหมายความว่า การควบคุมขาเกตของเฟตใช้เพียงแต่ความต่างศักย์ โดยมันจะต้องการกระแสเพียงเล็กน้อยเท่านั้น จึงทำให้การควบคุมขาเกตของเฟตโดยเฉพาะวงจรเกตไดรฟ์เวอร์ง่ายมาก เนื่องจากมีการใช้กำลังงานที่ต่ำ ( Low Power Level )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรอ้างอิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการควบคุมดังกล่าวทำให้เฟรมมีลักษณะคล้ายหลอดสุญญากาศ ซึ่งควบคุมด้วยความต่างศักย์เพียงอย่างเดียว ในขณะที่ทรานซิสเตอร์จะต้องควบคุมด้วยกระแส จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้น ทำให้เฟรมมีข้อดีกว่าทรานซิสเตอร์ในด้านการควบคุมทางด้านอินพุท และดีกว่าหลอดสุญญากาศในด้านขนาดและการสูญเสียในด้านความร้อน

### 2.2.1 การทำให้เพาเวอร์มอสเฟ็ดนำกระแส (Turn On )

วงจรที่ไดร์ฟมอสเฟ็ดจะต้องมีศักดาเกินค่าแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดที่สามารถทำให้มอสเฟ็ดเกิดการนำกระแสได้ (Threshold Voltage) และกระแสของวงจรไดร์ฟจะมีเพียงเล็กน้อยแต่ก็ต้องเพียงพอที่จะชาร์จตัวเก็บประจุอินพุทของมอสเฟ็ด ( Input Capacitance) ได้ในช่วงเวลาที่ต้องการ

$$C_{ISS} = C_{GD} + C_{GS} \quad (\text{สมการที่ 2})$$

เมื่อ  $C_{ISS}$  = ค่าความจุไฟฟ้าอินพุทของมอสเฟ็ด

$C_{GD}$  = ค่าความจุไฟฟ้าที่อยู่ระหว่างขาเกตและเดรน

$C_{GS}$  = ค่าความจุไฟฟ้าที่อยู่ระหว่างขาเกตและซอร์ส

ดังนั้นวงจรไดร์ฟก็ต้องมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำพอที่จะรับพลังงานจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ และทันกับความเร็วในการสวิตชิง

### 2.2.3 การทำให้เพาเวอร์มอสเฟ็ดหยุดนำกระแส ( Turn off )

เนื่องจากมอสเฟ็ดเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ตีแครีเออร์ ( Majority Carrier ) ถึงแม้จะไม่มีแรงดันเกต-ซอร์ส มอสเฟ็ดก็สามารถหยุดนำกระแสได้ เพราะเหมือนกับว่ามีค่าความต้านทานสูงมากระหว่างขาเดรนกับซอร์ส จึงเป็นการบล็อกกระแสไม่ให้ไหลได้ เวลาในการสวิตชิงหาได้จากช่วงเวลาในการชาร์จแลดิสชาร์จของอินพุทการาซิแดนท์ซึ่งค่าของอินพุทการาซิแดนท์นี้ใช้การพิจารณาจากสมการที่ 2

### 2.2.4 ข้อแตกต่างระหว่างมอสเฟ็ดกำลังกับทรานซิสเตอร์กำลัง

- 1.สำหรับมอสเฟ็ด ค่ากระแสเดรน ( $I_D$ ) จะเปลี่ยนค่าตามแรงดันเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ )
- 2.ค่าความชันกราฟแสดงว่าค่าความต้านทานขณะทำงาน ( On-Resistance) มอสเฟ็ดมีค่ามากกว่าทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 3.ย่านแอกทิฟของไบโพลาร์จะมีความชันมากกว่าของมอสเฟ็ด ซึ่งจะทำให้มอสเฟ็ดกำลังเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่คงที่ ( Constant Current Source ) ได้ดีกว่าพวกไบโพลาร์

4. ตัวที่จำกัดกระแสเดรนของมอสเฟต ขึ้นอยู่กับจุดพินช์ออฟ (Pinch Off)

## 2.2.5 ชนิดและประเภทของเฟต

### 2.2.5.1 เฟตสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภทคือ

1. ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิดมีหัวต่อ P-N ( Junction Field Effect Transistor ) หรือที่เรียกย่อๆ ว่า(JFET) แต่โดยทั่วไปเราจะเรียกว่า เฟต แทนได้

2. ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำที่เคลือบด้วยฉนวนบางส่วนด้วยโลหะออกไซด์ (Metal Oxide Semiconductor Field Effect) ซึ่งมีชื่อย่อๆว่า มอสเฟต ในบางครั้งเราจะเรียกฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์แบบนี้ว่า ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่เกทมีฉนวนกัน

### 2.2.5.2 เฟตสามารถแบ่งตามลักษณะการใช้งานได้ 2 ประเภทคือ

1. เอ็นแชนเนลเฟต (N-Channel FET) การโดรฟ์ โดยจะมีการป้อนศักดาไฟฟ้าเข้าระหว่างขาเกต-ซอร์ส โดยขาเกตจะมีศักดาเป็นลบเมื่อเทียบกับขาซอร์ส และศักดาเป็นลบที่ขาเดรน เมื่อเทียบกับขาซอร์ส

2. พีแชนเนลเฟต ( P-channel FET) โดยจะมีการป้อนศักดาไฟฟ้าเข้าระหว่างขาเกต-ซอร์ส โดยขาเกตจะมีศักดาเป็นลบเมื่อเทียบกับขาซอร์ส และศักดาเป็นลบที่ขาเดรน เมื่อเทียบกับขาซอร์ส

## 2.2.6 ลักษณะโครงสร้างและการทำงานของฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิดมีหัวต่อ

โครงสร้างของเฟตชนิดนี้เริ่มจากการนำเอาแท่งของสารกึ่งตัวนำมาสร้างเป็นตัวเฟตแท่งสารกึ่งตัวนำนี้จะมีคุณสมบัติเหมือนเป็นตัวต้านทานตัวหนึ่ง โดยมีปลายข้างหนึ่งต่อเป็นขั้วเรียกว่า ซอร์ส (Source) ส่วนอีกปลายข้างหนึ่งเรียกว่า เดรน (Drain) และสิ่งหนึ่งที่ทำให้เข้าใจการทำงานของมันดีขึ้นคือ กระแสที่ไหลผ่านแท่งสารนี้จะเป็นกระแสโฮล (ในกรณีที่เป็นสารชนิดพี) หรือกระแสอิเล็กตรอน ( ในกรณีที่เป็นสารชนิดเอ็น) เท่านั้น แท่งสารกึ่งตัวนำจะนำกระแสได้เหมือนเป็นตัวต้านทานตัวหนึ่ง การไหลของกระแสจะขึ้นอยู่กับจำนวนของอิเล็กตรอนอิสระ (ในกรณีที่เป็นสารชนิดเอ็น) หรือโฮล (ในกรณีที่เป็นสารชนิดพี) กระแสนี้จะลดน้อยลงถ้าให้ช่องว่างหรือช่องทางไหลของกระแสลดลง

เมื่อเพิ่มขนาดความกว้างเกทให้แท่งสารกึ่งตัวนำซึ่งทำมาจากสารชนิดพี จะทำให้เกิดเป็นช่องว่างระหว่างรอยต่อพีเอ็น ดังนั้นกระแสจะต้องไหลผ่านช่องว่างนี้และถ้าเราสามารถควบคุมให้ขนาดของช่องนี้เพิ่มขึ้นหรือลดลง ก็จะทำให้ค่าความต้านทานระหว่างปลายทั้งสองข้างแท่งสารเกิดการเปลี่ยนแปลง การนำเอาสารชนิดพีและเอ็นมาต่อให้เกิดเป็นบริเวณรอยต่อดีพลีชัน (Depletion

Region) และถ้าเราทำให้การไบแอสกลับระหว่างรอยต่อนี้ ช่วงรอยต่อดีฟฟิชั่นจะยิ่งมีค่ามากขึ้น รอยต่อดีฟฟิชั่นจะทำให้ช่องทางการไหลของกระแสลดลง ครั้นถ้าให้รอยต่อนี้ถูกไบแอสกลับมากขึ้น ก็จะทำให้บริเวณดีฟฟิชั่นมีค่ากว้างขึ้น เป็นผลทำให้ช่องทางกระแสแคบลงการที่เราจะทำการไบแอสกลับที่รอยต่อนี้ทำได้โดยการให้แรงดันระหว่างซอร์สและเกต(เกตทั้งสองด้านจะต้องถึงกัน) กระแสอิเล็กตรอนซึ่งแต่เดิมไหลจากซอร์สไปยังเดรนจะมีค่าลดลง ตรงบริเวณช่องทางของกระแสจะแคบลงมากตรงส่วนทางด้านขั้วเดรน เนื่องจากระหว่างเดรนกับเกตจะถูกไบแอสกลับด้วยแรงดันที่มีค่ามากกว่าระหว่างเกตกับซอร์สจะได้รับการไบแอสกลับ ซึ่งผิดกับทรานซิสเตอร์ทั่วไปคือ ที่รอยต่อระหว่างเกตกับซอร์สจะได้รับการไบแอสตรง ดังนั้นความต้านทานระหว่างเกตกับซอร์สจึงมีค่าสูงมาก ซึ่งมีค่าสูงมากกว่าค่าความต้านทานระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์หลายสิบเท่า โดยปกติเมื่อนำเฟ็ดไปใช้งานค่าความต้านทานระหว่างเบสกับซอร์สซึ่งอยู่ในลักษณะไบแอสกลับมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์มและจะเป็นค่าความต้านทานอินพุทของวงจรถึงเสมือนกับว่าไม่มีกระแสไหลเข้าทางเกตได้ ดังนั้นเราจึงได้กล่าวได้ว่าเฟ็ดเป็นสิ่งประดิษฐ์กึ่งตัวนำที่ทำงานได้ด้วยกรให้แรงดันควบคุมการไหลของกระแส

เฟ็ดมีสองชนิดเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์ โดยแบ่งออกเป็นชนิดเอ็นแชนแนล และชนิดพีแชนแนล เฟ็ดชนิดหัวต่อพีเอ็นได้รับการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้นเรื่อยๆ จนปัจจุบันนี้โครงสร้างที่ใช้ทำเฟ็ดชนิดนี้ ทำได้โดยการนำแผ่นสารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า ซับสเตรท (Substrate) เป็นหลักแล้วทำการแพร่สารเจือปนเพื่อทำให้เกิดเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีและเอ็น

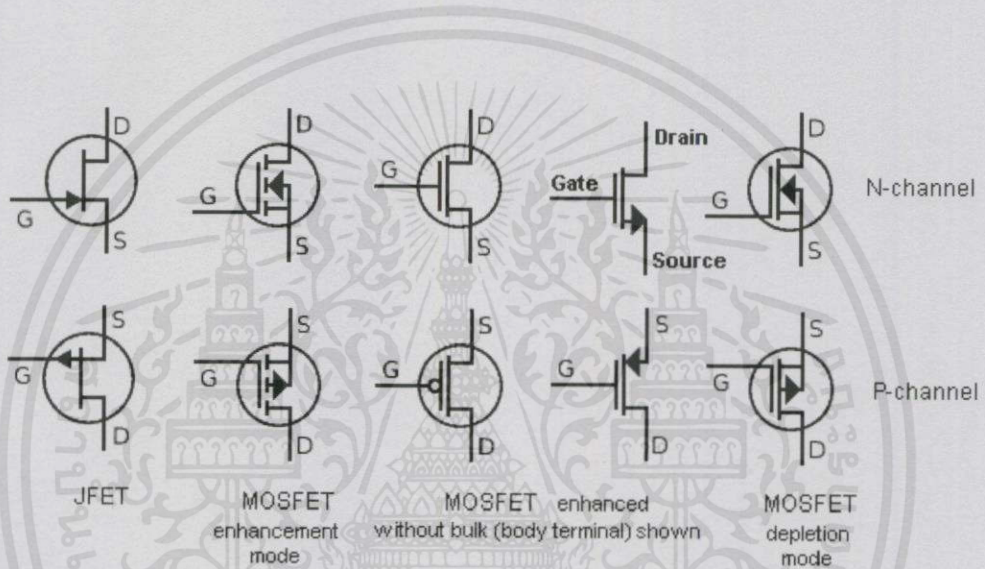
## 2.27 ลักษณะโครงสร้างและการทำงานของฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ ชนิดที่เกตมีฉนวนกัน (Insulated Gate Field Effect Transistor)

เป็นเฟ็ดอีกแบบหนึ่งที่มีผู้นิยมใช้กันมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรรีเลย์ทรอนิกส์สมัยใหม่ เฟ็ดชนิดนี้จะใช้โลหะออกไซด์มาเคลือบที่ผิวส่วนบนโดยได้เข้ามามีบทบาทแทนที่วงจรรีเลย์ทรานซิสเตอร์ในรูปของไอซีในบางครั้งจะมีการเรียกสิ่งประดิษฐ์ชนิดนี้ว่า มอสเฟ็ดลักษณะที่ทำให้เฟ็ดชนิดนี้เป็นที่รู้จักกันแพร่หลายอย่างรวดเร็วคือ คุณสมบัติในเรื่องความต้านเกตสูงมาก เหมือนกับหลอดสุญญากาศ

จะเห็นว่ามอสเฟ็ดแตกต่างกับเฟ็ดชนิดหัวต่อพีเอ็นตรงบริเวณชั้นเกต ซึ่งมีฉนวนกันกลาง โดยไม่ให้ขั้วเกตแตะกับสารกึ่งตัวนำ แต่การทำงานของมอสเฟ็ดจะยังคงเหมือนกับเฟ็ดชนิดหัวต่อคือการใช้สนามไฟฟ้านั้นเอง เมื่อขั้วเกต ได้รับการไบแอสกลับจะเป็นผลทำให้รอยต่อที่เรียกว่าดีฟฟิชั่นที่ส่วนของเนื้อสารเอ็นมีประจุบวกด้วยการเหนี่ยวนำทำให้รอยต่อของเนื้อสารเอ็นที่มีอยู่แล้วมีขนาดลดลงเป็นผลทำให้การไหลของกระแสลดลง และทำให้สนามไฟฟ้าคร่อมโลหะออกไซด์สูงขึ้น จะทำให้รอยต่อดีฟฟิชั่นมากขึ้น ทำให้กระแสไหลผ่านของได้น้อยลงเมื่อให้แรงดันระหว่าง เดรนและซอร์สมีค่าสูงขึ้น จำนวนพาหะอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่จากซอร์สไปยังเดรนก็จะมีค่าสูงขึ้นตามด้วย สำหรับการณิ

ชนิดเอนฮานท์เมนท์นั้นแตกต่างจากชนิดดีพลิซัน เพราะโครงสร้างตรงบริเวณระหว่างเดรนกับซอร์สจะเป็นชนิดสารกึ่งตัวนำชนิดตรงข้าม การทำงานจะทำได้เมื่อขั้วเกตมีศักดาเป็นบวก เมื่อเทียบกับขั้วสเตรท ครั้นเมื่อเกตมีศักดาเป็นบวกมันจะเหนี่ยวนำให้เนื้อสารพีตรงข้ามเกตมีประจุลบ เป็นสะพานให้กระแสอิเล็กตรอนไหลได้ ถ้าให้เกตมีค่าเป็นบวกมาก ก็จะเกิดช่องมากนั่นเอง

ส่วนของฉนวนที่กั้นที่บริเวณเกต เป็นสารจำพวกออกไซด์ของซิลิกอน โดยปกติส่วนของสัปสเตรทจะต่อถึงกับซอร์สหรือมีฉนวนนั้นจะต่อกับกราวด์ ส่วนของประจุบวกจะเกิดขึ้น และจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดประจุลบซึ่งทำให้เกิดช่องทางกระแสได้



รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของ มอสเฟต และ เจเฟต

### 2.2.8 ข้อแตกต่างระหว่างเจเฟตและมอสเฟต

1. ความแตกต่างด้านโครงสร้างของเฟต
2. ขาเกตของเจเฟตนั้นติดกับเนื้อสารกึ่งตัวนำโดยตรง แต่ในมอสเฟตนั้นขาเกตจะถูกแยกออกจากเนื้อสารด้วยฉนวน ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นออกไซด์ของโลหะ
3. เจเฟตนั้นมีแต่ดีพลิซันโหมด แต่มอสเฟตมีทั้งดีพลิซันโหมด และเอนฮานท์เมนท์โหมด

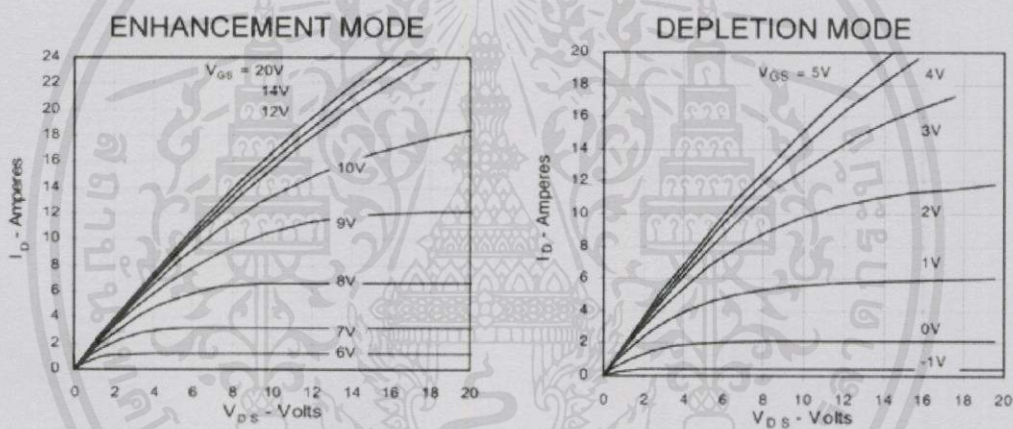
### 2.2.9 การทำงานแบบดีพลิซันโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การทำงานของเฟตโหมดนี้คือ ในสภาวะปกติตัวเฟตจะนำกระแส ถ้าไม่ไบแอสศักดาไฟฟ้า ไม่ว่าจะฉีกตัวทั้งสี่ ขั้วที่มันมี ก็คือมันจะไม่ยอมให้กระแสไหลเลย ซึ่งขั้วที่มันมีคือขั้วเดรน ขั้วซอร์ส ขั้วเกต และขั้วสเตรทที่ป้อนเข้าระหว่างขาเกตและซอร์ส ซึ่งการนำกระแสในขณะที่ยังไม่มีไบแอสเฟตจะทำให้เสมือนไอโอดคือ

จะยอมให้กระแสไหลในทิศทางเดียวเท่านั้น เมื่อป้อนไบแอสที่ขาเกตจะทำให้การนำกระแสของเฟ็ดลดลง และจะลดลงมากหรือน้อยขึ้นกับขนาดของแรงดันที่ไบแอสตัวเฟ็ดอยู่

### 2.2.10 การทำงานแบบเอนฮานซ์เมนต์โหมด

ลักษณะการทำงานของเฟ็ดแบบ เอนฮานซ์เมนต์โหมด นี้ลักษณะการทำงานจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์คือ ในสภาวะปกติจะไม่นำกระแส เมื่อมีไบแอสแรงดันไฟฟ้า เกต-ซอร์ส จึงจะเริ่มนำกระแส ส่วนแรงดันที่ใช้จะเป็นบวกหรือลบขึ้นอยู่กับว่าเฟ็ดนั้นเป็นแบบเอ็นแซนแนล หรือพีแซนแนล ถ้าเป็นแบบเอ็นแซนแนล แรงดันที่ใช้จะเป็นบวก ถ้าเป็นพีแซนแนล แรงดันที่ใช้จะเป็นลบ ตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า เทรน-ซอร์ส ( $V_{DS}$ ) และกระแสเดรน ( $I_D$ ) ของการทำงานของเฟ็ดทั้งแบบ ดีพลีทซ์โหมด เอนฮานซ์เมนต์โหมดแสดงได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 2.4 แสดงกราฟการทำงานระหว่าง enhancement mode และ depletion mode

ในโครงการนี้ใช้มอสเฟ็ดชนิด เอ็นแซนแนล แบบเอนฮานซ์เมนต์โหมด ดังนั้นจึงขออธิบายสรุปเกี่ยวกับมอสเฟ็ดแบบเอนฮานซ์เมนต์โหมดเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.11 มอสเฟตชนิดเอ็นแซนแนลแบบเอนฮานท์เมนท์โหมด

ลักษณะโครงสร้าง และการไบแอสสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ สภาวะปกติที่ไม่มี การไบแอสนั้น ที่แซนแนลของเฟตตรงส่วนที่ติดกับออกไซด์จะไม่มีอิเล็กตรอนอิสระอยู่เลย หรือถ้ามีก็ น้อยมาก ในสภาวะนี้เฟตจะไม่สามารถนำกระแสได้ แต่เมื่อมีการไบแอสที่เป็นบวกให้ที่ขาเกตของ มอสเฟต ศักย์ไฟฟ้าที่เป็นบวกจะดึงเอาอิเล็กตรอนมาที่แซนแนลตรงส่วนที่ใกล้กับออกไซด์ ในสภาวะ เช่นนี้เฟตจะสามารถนำกระแสได้เมื่อมีการป้อนแรงดันขาเดรนและซอร์ส (VDS)

การทำงานของมอสเฟต จะเห็นว่าที่เกต และซอร์ส เหมือนมีตัวเก็บประจุอยู่ เมื่อมีการป้อน ศักดาคร่อมขาเกต และซอร์สก็จะเป็นการชาร์จตัวเก็บประจุ ดังนั้นความเร็วในการสวิตชิงของมอส เฟต จึงขึ้นกับค่าความจุไฟฟ้า กล่าวคือถ้าค่าความจุไฟฟ้านี้มีค่ามาก ก็จะทำให้การสวิตชิงช้า แต่ โดยปกติแล้วค่าความจุไฟฟ้านี้จะมีค่าน้อยมาก อยู่ในระดับ พิโคฟารัด (pF) จึงทำให้เฟตตอบสนอง ความถี่ได้สูงมาก การที่เฟตสามารถตอบสนองความถี่ได้สูงมากนี้ เป็นข้อได้เปรียบอย่างหนึ่งของเฟตที่ มีต่ออุปกรณ์สวิตชิงอื่นๆ

### 2.2.12 ข้อได้เปรียบจากการใช้ มอสเฟต

#### ด้านความเร็ว

มอสเฟตกำลังมีความสามารถในการสวิตชิงด้วยความรวดเร็ว โดยปราศจากการสะสมประจุ อย่งไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จึงไม่คิดช่วงเวลาสะสม จึงทำให้มีขนาดและน้ำหนักเบาจึงทำให้มอสเฟต มีความเร็วกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตชิงมาก

ความเร็วของมอสเฟตนั้นขึ้นอยู่กับอัตราอัดและการคายประจุของการเก็บประจุของมอสเฟต เองโดยจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

#### ลักษณะของอินพุท

ขาเกตของมอสเฟตกำลังนั้นถูกแยก (isolate) จากแหล่งจ่ายชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความ ต้านทานกระแสตรงประมาณ 40 เมกกะโอห์ม มอสเฟตจะถูกไบแอสด้วยแรงดัน 10 โวลต์ด้วยแรงดัน ขนาดนี้จึงสามารถขับมอสเฟตนี้ได้ด้วย ไอซีซีมอส หรือทีทีแอล ได้โดยตรงจึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแส ของโหลด ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับ โดยรวมแล้วทำให้เกิดความประหยัดยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ย่านปลอดภัย

การใช้งานไม่เกินพิกัดของมอสเฟตนั้น อาจจะทำให้มอสเฟตพังได้ แต่สำหรับมอสเฟตแล้ว บางทีอาจจะไม่จำเป็นจะต้องใช้วงจรสับเบอร์ก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อยๆได้ ขอบเขตย่านปลอดภัยถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรคดาวน์ และความจุของอุปกรณ์ ขอบเขตของย่านความปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดเบรคดาวน์เซคคันดารี (Breakdown secondary)

## แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลัง หาได้จากค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส ( $r_{DS}$ ) สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำ ค่าความต้านทานนี้จะต้องมีค่าต่ำสุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูงค่าความต้านทานนี้จะ ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานนี้เป็นบวก

## สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟตมีค่าตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้น กระแสเดรนจะมีค่าน้อยลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจึงไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (thermal runaway)

## เพิ่มกำลังได้

มอสเฟตสามารถเพิ่มกำลังของการสวิชชิ่งได้โดยการนำเอามอสเฟตต่อขนานกันได้หลายๆตัว ค่าความต้านทาน ( $R_Q$ ) จะป้องกันการออสซิลเลต ที่อาจเกิดจากค่าอินดักแตนซ์ที่แฝงในขาเดรนและค่าคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขาเกตกับเดรนในมอสเฟต สำหรับการสวิชชิ่งที่ความถี่สูงๆค่าความต้านทานที่ใช้ตอนนี้ควรมีค่าที่น้อยที่สุด

อย่างไรก็ตาม มอสเฟตก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ ค่าความต้านทาน ( $R_{DS(ON)}$ ) ในมอสเฟตกำลัง สูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ดังนั้นการใช้งานที่ความถี่ต่ำซึ่งค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิชชิ่งกำลังเป็นสิ่งสำคัญ จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 หลอด LED

เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งที่ยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านจะปล่อยแสงสว่างออกมาทันที น้ำหนักเบา แสงสว่างที่เกิดขึ้นมาจากการเคลื่อนของอิเล็กตรอนภายในสารกึ่งตัวนำ

### 2.3.1 หลักการทำงานของหลอด LED

หลอด LED หรือไดโอดเปล่งแสง โครงสร้างประกอบไปด้วยสารกึ่งตัวนำสองชนิด (สารกึ่งตัวนำชนิด N และสารกึ่งตัวนำชนิด P) ประคบเข้าด้วยกัน มีผิวข้างหนึ่งเรียบคล้ายกระจกเมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงผ่านตัว LED โดยจ่ายไฟบวกให้ขาแอนโนด (A) จ่ายไฟลบให้ขาแคโทด (K) ทำให้อิเล็กตรอนที่สารกึ่งตัวนำชนิด N มีพลังงานสูงขึ้น จนสามารถวิ่งข้ามรอยต่อจากสารชนิด N ไปรวมกับโฮลในสารชนิด P การที่อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ผ่านรอยต่อ PN ทำให้เกิดกระแสไหล เป็นผลให้ระดับพลังงานของอิเล็กตรอนเปลี่ยนไปและคายพลังงานออกมาในรูปคลื่นแสง



รูปที่ 2.5 แสดงส่วนประกอบหลอด LED

สีของแสงที่เกิดจากรอยต่อจะขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุที่นำมาใช้ในการสร้าง LED ทั้งชนิดที่เป็นของเหลวและก๊าซ เช่น ใช้แกเลียมฟอสไฟด์ (GALLIUM PHOSPHIDE, GaP) ทำให้เกิดแสงสี

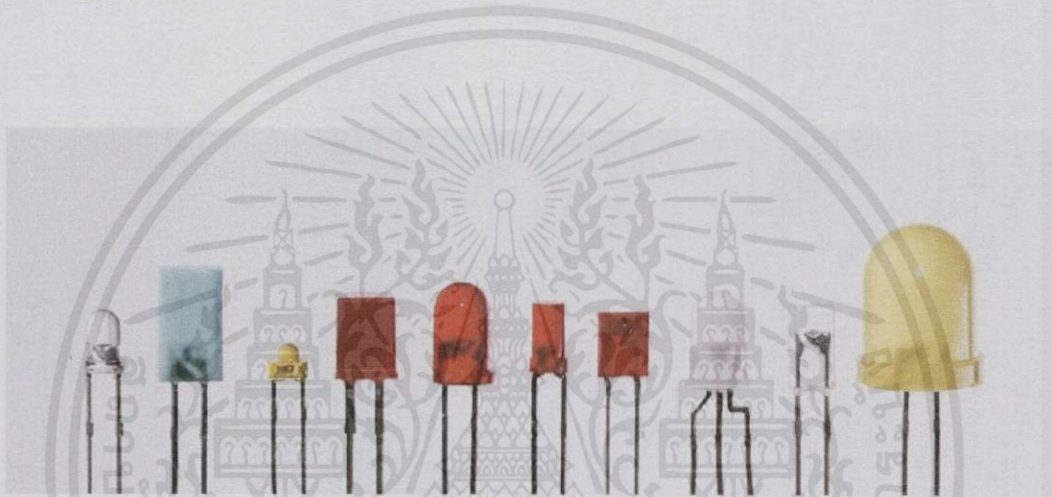
แดง ใช้แกเลียมอาร์เซไนด์ ฟอสไฟด์ (GALLIUM ARSENIDE PHOSPHIDE, GaAsP) เกิดแสงสีเหลือง และเขียวการควบคุมปริมาณแสงสว่างจะควบคุมกระแสที่ไหลผ่านหลอด LED หากกระแสที่ไหลสูงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งมี เหตุผลเปลี่ยนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากไปจะทำให้หลอดมีความสว่างมาก แต่หากป้อนกระแสสูงมากไปจะทำให้บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำเกิดความร้อนปริมาณมากจนทำให้โครงสร้างหลอดเสียหายไม่สามารถใช้งานได้อีก

### 2.3.2 รูปแบบของ LED

ปัจจุบันแอลอีดีมีหลายรูปแบบ หากแบ่งแอลอีดีตามลักษณะของ Packet แบ่งได้ 2 แบบคือ

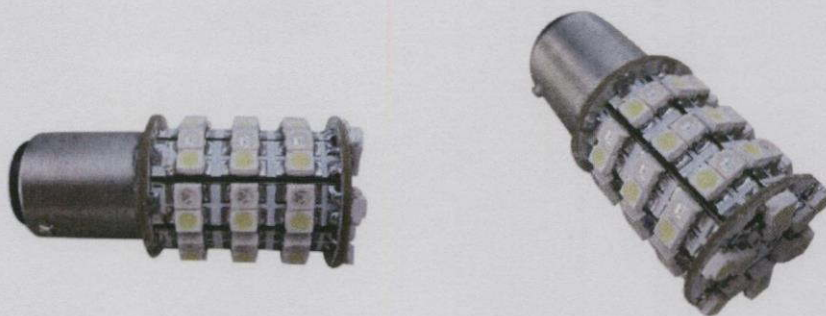
1. แบบ Lamp Type เป็นแอลอีดีชนิดที่พบกันอยู่ทั่วไปมีขายื่นออกมาจากตัว Epoxy 2 ขาหรือมากกว่า โดยมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางตั้งแต่ 3 mm. ขึ้นไป บริษัทผู้ผลิตจะออกแบบให้ขั้วกระแสได้ไม่เกิน 150 mA



รูปที่ 2.6 LED แบบ Lamp Type

2. แบบ Surface Mount Type (SMT) มีลักษณะ packet เป็นตัวบางๆ เวลาประกอบต้องใช้เครื่องมือชนิดพิเศษมีขนาดการขั้วกระแสตั้งแต่ 20 mA-มากกว่า 1 A สำหรับแอลอีดีแบบ SMT ถ้าขั้วกระแสได้ตั้งแต่ 300 mA ขึ้นไป จะเรียกว่า power LED การใช้งานส่วนใหญ่จะใช้ภายใน เนื่องจากสารเคลือบหน้าหลอดแอลอีดีส่วนใหญ่จะเป็นซิลิโคน ซึ่งละอองน้ำหรือความชื้นสามารถซึมผ่านได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 LED แบบ Surface Mount

ปัจจุบันได้มีการนำหลอด LED มาใช้ประโยชน์กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น เช่น ในเครื่องคิดเลข เครื่องพิมพ์ ไฟสัญญาณจราจร ไฟท้ายรถยนต์ป้ายสัญญาณป้ายโฆษณา ไฟฉาย จอวีดีทัศน์ขนาดใหญ่ (Bill - Board ,Score-board) โคม Down light และหลอดไฟประดับตกแต่งภายใน



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างการนำ LED ไปใช้ประโยชน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.4 ข้อดีของหลอด LED

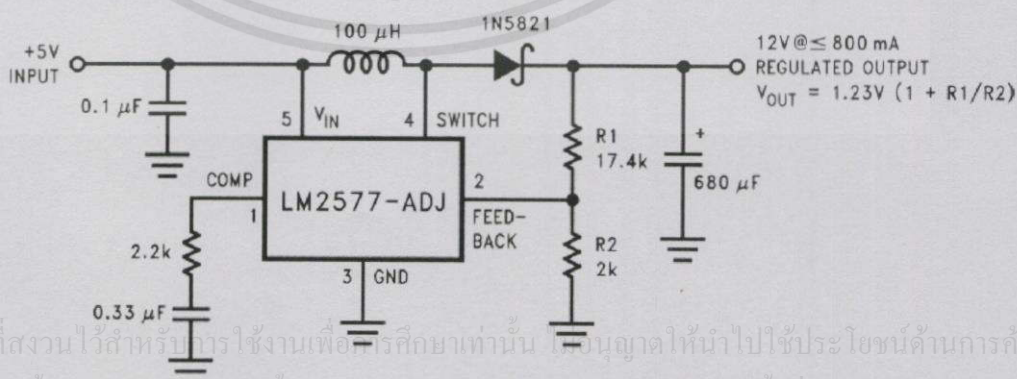
- อายุการใช้งานยาวนาน หลอด LED มีอายุการใช้งานที่ยาวนาน ถึง 100,000 ชั่วโมง หรือประมาณ 11 ปี เมื่อเทียบกับหลอดไส้ทั่วไป ซึ่งมีอายุการใช้งานที่ราวๆ 1,000 ชั่วโมงเท่านั้น
- สีสิ้นจืดจาง หลอด LED ให้สีสิ้นจืดจางมากกว่าหลอดไส้
- มีความทนทานสูง เพราะหลอด LED เป็นอุปกรณ์ Solid State ซึ่งไม่มีชิ้นส่วนใดที่เคลื่อนไหว ไม่มีส่วนใดที่เป็นกระจก ไม่มีไส้หลอดซึ่งอาจจะขาดได้ง่าย
- ประหยัดพลังงาน หลอด LED ใช้พลังงานน้อยกว่าหลอดไส้ทั่วไปถึง 80-90%
- หลอด LED ไม่มีส่วนประกอบด้วยสารปรอท ทำให้เป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม
- หลอด LED สามารถเปิดใช้งานได้อย่างรวดเร็ว เปิดแล้วหลอดติดทันที ไม่ต้องรอกระพริบ

### 2.3.5 ข้อจำกัดของหลอด LED

- ราคาหลอด LED ยังแพงกว่าหลอดฟลูออเรสเซนต์ และหลอดไส้ พอสมควร

## 2.4 LM2577

เป็นไอซีวงจรรวมขนาดใหญ่ที่ ซึ่งให้กำลังทั้งหมด และควบคุมการทำงานการบูทแรงดันแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สวิตซ์รักษาแรงดัน เป็นอุปกรณ์ที่มีโวลต์เอาท์พุทที่แตกต่างกัน 3 ระดับ คือ 12 โวลต์ 15 โวลต์ และปรับค่าได้ เป็น ไอซีที่ใช้งานง่าย ไอซีสวิตซ์ภายในซัพสวิตซ์ด้วยความถี่คงที่ 52 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบาริใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เป็นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 2.9 การใช้การ ไอซี เบอร์ LM 2577

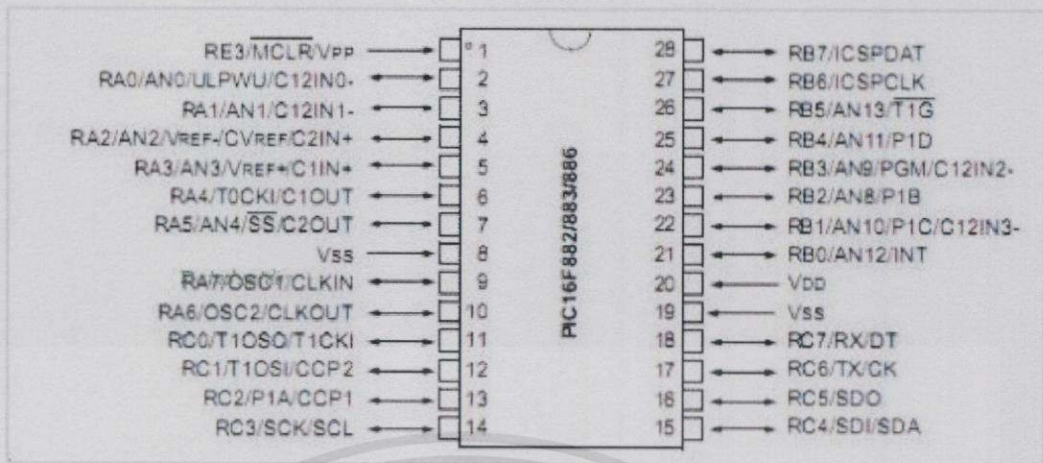
## 2.5 PIC 16F883 ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)



รูปที่ 2.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC 16F883

โดยในโครงการนี้จะใช้ PIC 16F883 ซึ่งเป็น CPU ของบริษัท Microchip Technology เป็นผู้ผลิต CPU ตระกูล PIC โดยในเบอร์ 16F883 นี้เป็นเบอร์ที่มีความสามารถที่สูงพอสมควร ประกอบไปด้วย 28 ขาดด้วยกัน ใช้เทคโนโลยีแบบ CMOS Microcontrollers with Nano watt Technology ทำให้มีความร้อนต่ำที่เลือกใช้เบอร์นี้เนื่องจากมีจำนวนขาที่ไม่มากเกินไป ราคาไม่แพงมากเหมาะกับการเมื่อโครงการเสร็จแล้วสามารถนำไปผลิตขายต่อไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

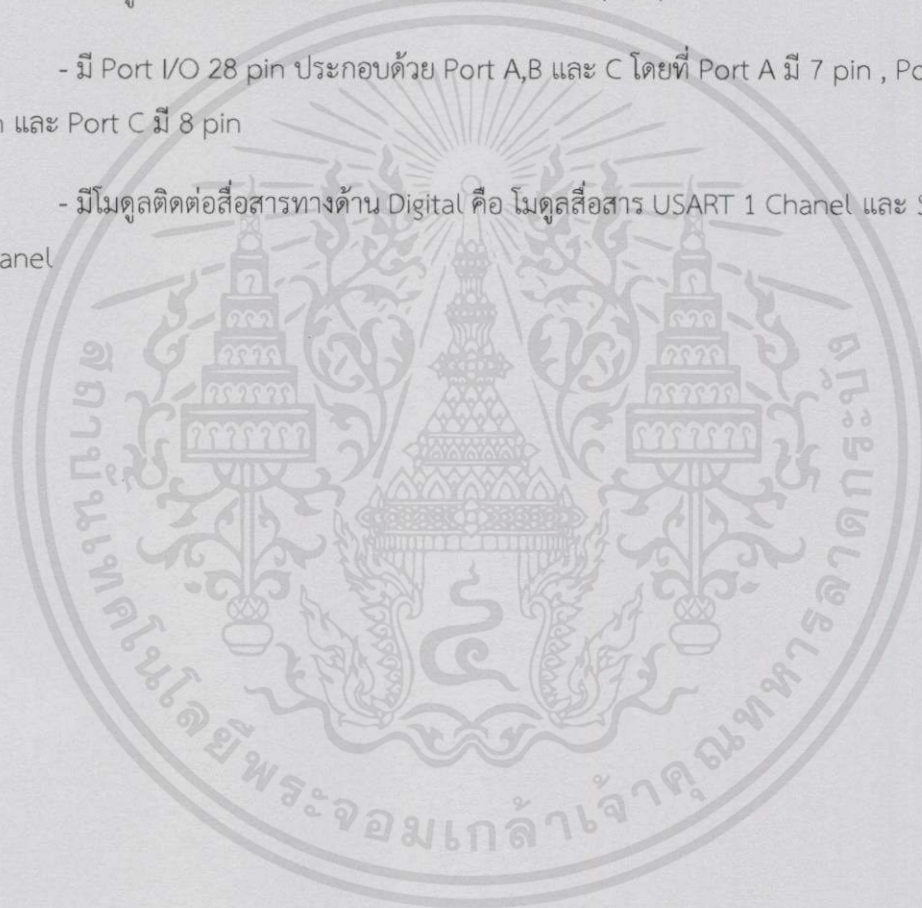


รูปที่ 2.11 ขาใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC 16F883

ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC 16F883 นั้น ประกอบไปด้วยฟังก์ชันการทำงานต่างๆ อาทิเช่น

- มี 35 Instruction คำสั่ง
  - CPU speed = 5 MIPS.
  - ความถี่สูงสุดที่ทำงานได้คือ 20 MHz
  - เป็นสถาปัตยกรรมแบบ RISC มีการทำงานเป็นลักษณะ Pipeline คือการทำงานแบบคู่ขนานชนิดเหลื่อมกัน ทำให้มีการทำงานที่เร็วขึ้น ซึ่งเร็วกว่าแบบ CISC ถึง 3 เท่า
  - หน่วยความจำโปรแกรม FLASH Program Memory มีขนาด 7 KB
  - หน่วยความจำข้อมูล (RAM) 256 Bytes
  - หน่วยความจำข้อมูล (EEPROM) 256 Bytes
  - สามารถตอบสนองการอินเทอร์รัพได้ถึง 8 แหล่ง
  - มี Power on reset(POR) , Power-up Timer PWRT) และ Oscillator Start-Up Timer และยังมี Watchdog Timer
  - สามารถเลือกการป้องกันข้อมูลได้ (Code Protection)
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
- มีโหมดประหยัดพลังงาน (Sleep Mode)
- ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
- เลือกโหมดของ สัญญาณนาฬิกาได้หลายโหมด

- มีฟังก์ชันการโปรแกรมแบบ ICSP (In-Circuit Serial Programming)
- ทำงานที่ไฟเลี้ยง 2.0V ถึง 5.5V
- มี Timer/Counter จำนวน 3 ตัว คือ Timer0 , Timer1 และ Timer2
- มีโมดูล Capture/Compare/PWM จำนวน 1 ชุด
- มี Analog to Digital Converter ความละเอียด 10 Bit 11 Chanel
- มีโมดูลตรวจจับระดับไฟเลี้ยง Brown-out Reset(BOR)
- มี Port I/O 28 pin ประกอบด้วย Port A,B และ C โดยที่ Port A มี 7 pin , Port B มี 8 pin และ Port C มี 8 pin
- มีโมดูลติดต่อสื่อสารทางด้าน Digital คือ โมดูลสื่อสาร USART 1 Chanel และ SPI/I2C 1 Chanel

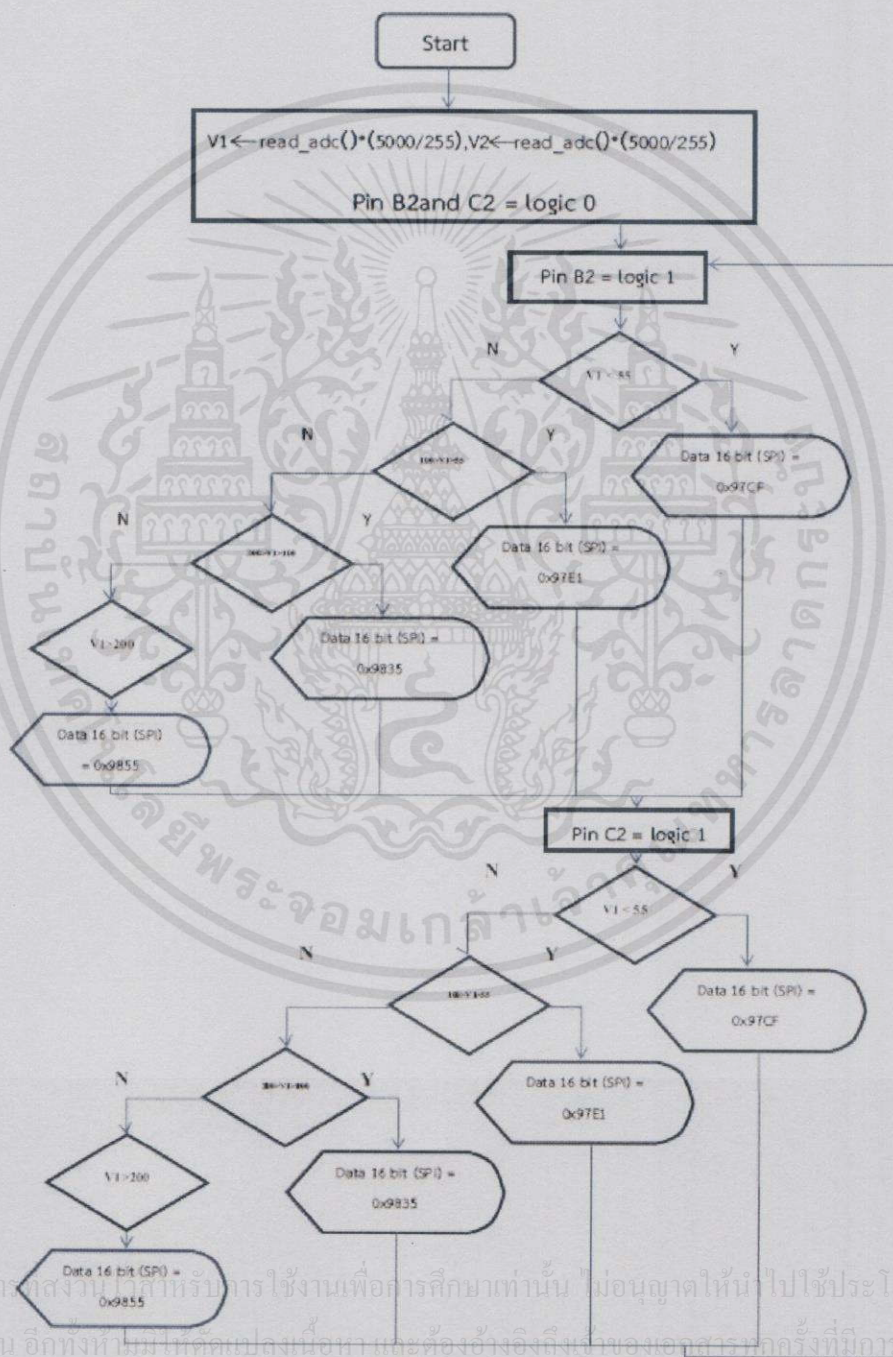


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## หลักการออกแบบวงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง

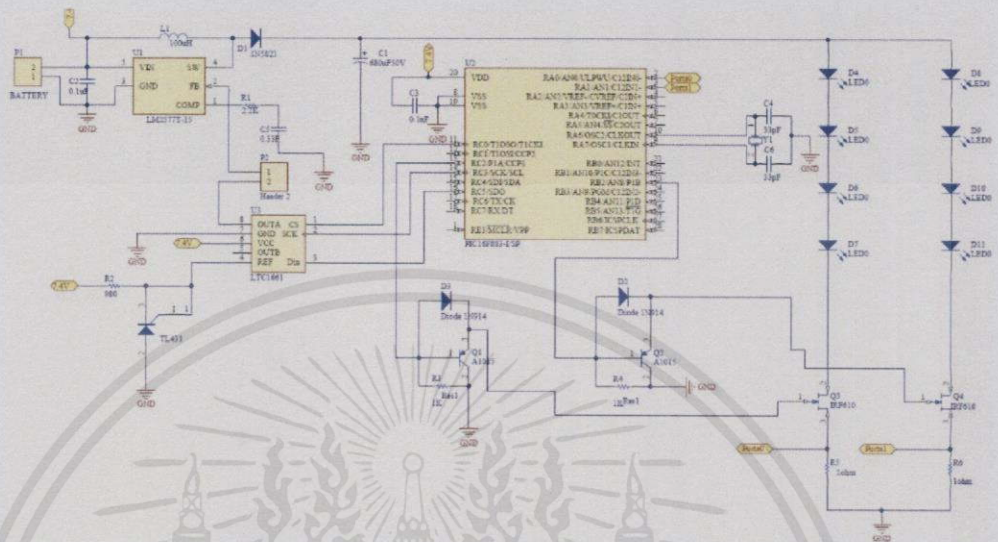
### 3.1 ไตอะแกรม



รูปที่ 3.1 รูป ไตอะแกรมของการออกเขียนโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรควบคุมการขับกระแสแอลอีดีส่องสว่าง



รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมความส่องสว่างของหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของ ไอซีเบอร์ LM 2577 โดยต้องการ แรงดันเอาต์พุต 14 Vout

#### 3.3.1 คำนวณ R1 , R2

$$\text{สูตร } V_{\text{out}2577} = 1.23 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \text{ V}$$

$$14 = 1.23 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \text{ V}$$

$$\therefore \text{ให้ } R_1 = 13000 \Omega, R_2 = 1240 \Omega$$

#### 3.3.2 คำนวณการพัน L ให้ได้ค่า 680H

$$\text{สูตร } D_{\text{max}} = \frac{V_{\text{out}} + V_f + V_{\text{in}(\text{min})}}{V_{\text{out}} + V_f + 0.6}$$

$$= \frac{14 + 0.5 - 7}{14 + 0.5 - 0.6}$$

$$= \frac{7.5}{13.9}$$

$$= 0.5$$

เมื่อ  $V_f = 0.5\text{V}$

$$\text{สูตร E.T} = \frac{D_{\text{max}} (V_{\text{in}(\text{min})} - 0.6) \times 10^6}{52000}$$

$$= \frac{0.5 \times (7 - 0.6) \times 1000}{52}$$

$$= 61.53 \mu\text{V.S}$$

นำค่า E.T ไปเปิดตารางได้ค่า L=680H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณรอบของ L

$$\begin{aligned} \text{สูตรจำนวนรอบที่พัน} &= \sqrt{\frac{L}{K}} \\ &= \sqrt{\frac{680}{100 \times 10^{-9}}} \\ &= 84 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

### 3.3.3 ทาค่า C<sub>out</sub>

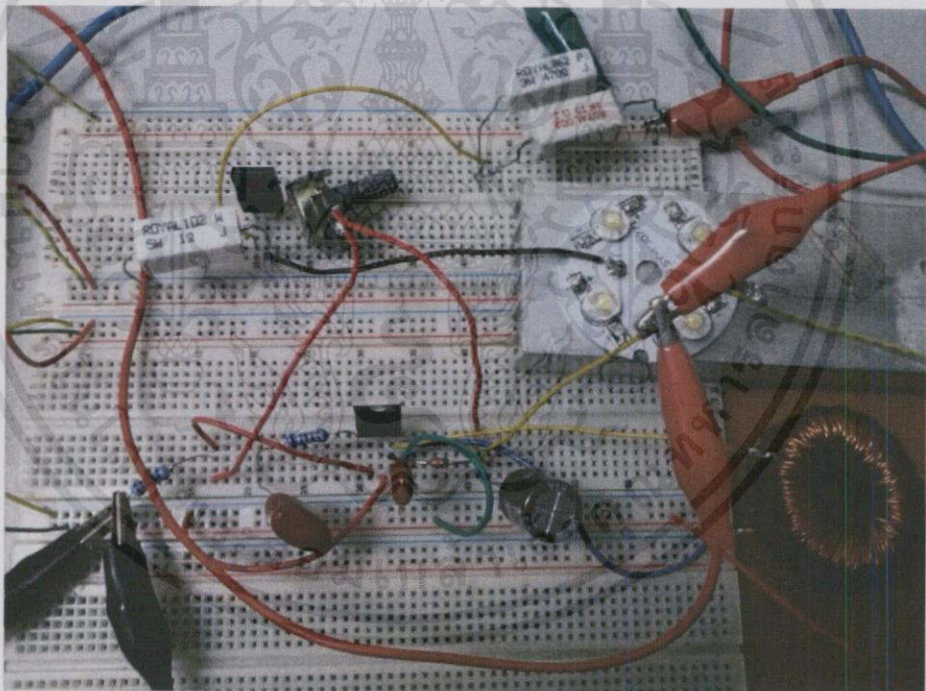
$$\begin{aligned} \text{สูตร } RC &\leq \frac{750 \times I_{\text{load(max)}} \times V_{\text{out}}^2}{V_{\text{min}}^2} \\ &\leq \frac{750 \times 1.0 \times 14^2}{7.0^2} \\ &\leq 3000 \\ \text{สูตร } C_{\text{OUT}} &\geq \frac{0.19 \times L \times RC \times I_{\text{load(max)}}}{V_{\text{in(min)}} \times V_{\text{out}}} \\ &\geq \frac{0.19 \times 680 \mu \times 3000 \times 1}{7.0 \times 14} \\ &\geq 3.95 \times 10^{-3} \\ &\approx 680 \mu\text{F} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

ได้ทำการทดลองเพื่อวัดแรงดันตกคล่องที่ตัวอุปกรณ์ต่างๆ โดยทำการต่อวงจร Step-Up Voltage Regulator ไอซีเบอร์ LM2577 ให้แรงดัน input ที่ 7.4 V จากแบตเตอรี่ลิเทียมโพลิเมอร์ 3.7 V สองเซลล์ต่ออนุกรมกัน แต่จากการทดลองจะใช้ Power Supply เป็นแหล่งจ่าย ออกแรงดัน output ที่ LM2577 แรงดัน 14 V เพื่อป้อนให้กับวงจร LED กำลังสูงที่ต่ออนุกรมกัน 4 ตัว ตามรูปต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 การทดลอง1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1 การทดลองหาโวลต์แดงที่ตกคร่อมหลอด LED และ R โหลด

ที่ 4 เม็ด LED :

$$V_{ds} = 0.61 \text{ V}$$

$$V_{rc} = 36 \text{ mV}$$

$$I_d = 72 \text{ mA}$$

$$V_{led} = 12.5 \text{ V}$$

ที่ 3 เม็ด LED (Short led 1 เม็ด) :

$$V_{ds} = 0.89 \text{ V}$$

$$V_{rc} = 69 \text{ mV}$$

$$I_d = 138 \text{ mA}$$

$$V_{led} = 9.46 \text{ V}$$

ที่ 2 เม็ด LED (Short led 2 เม็ด) :

$$V_{ds} = 2.10 \text{ V}$$

$$V_{rc} = 125 \text{ mV}$$

$$I_d = 250 \text{ mA}$$

$$V_{led} = 9.7 \text{ V}$$

1 เม็ด LED (Short led 3 เม็ด) :

$$V_{ds} = 0.89 \text{ V}$$

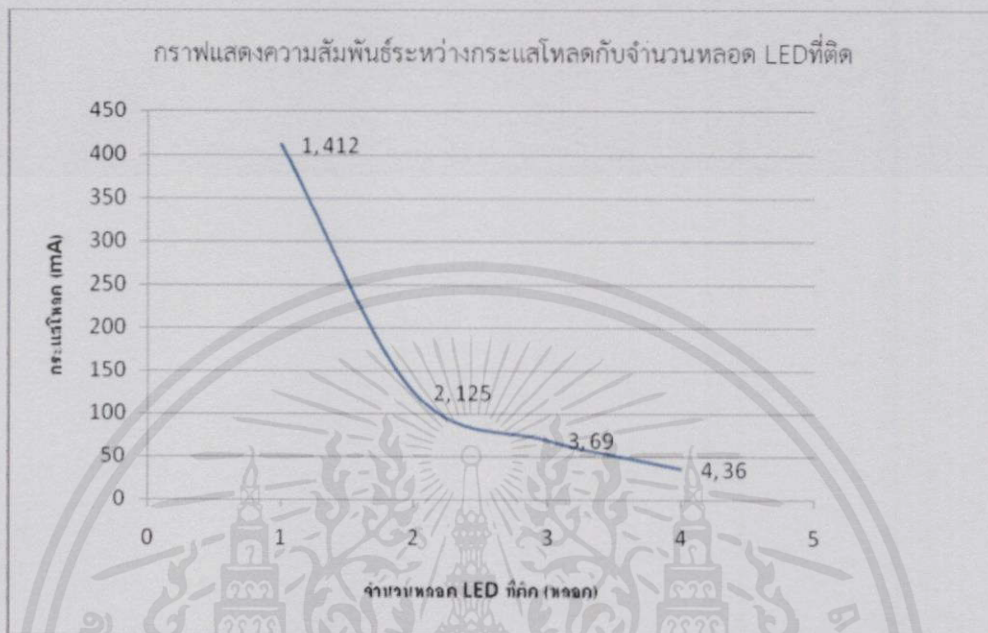
$$V_{rc} = 412 \text{ mV}$$

$$I_d = 824 \text{ mA}$$

$$V_{led} = 3.2 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 กราฟผลการทดลอง



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสไหลตกับจำนวนหลอด LED

จากกราฟจะเห็นได้ว่า แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_{sc}$  มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อหลอด LED ลัดวงจรเพิ่มขึ้นจาก 1 หลอด 2 หลอด และ 3 หลอด ทำให้สามารถนำข้อมูลนี้ไปเขียนเงื่อนไข การลดระดับแรงดันที่เลี้ยงหลอด LED ได้นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 ทดลองวัดค่าแรงดัน output ของ DAC เบอร์ LTC1661

จากสมการ  $V_{out} = \frac{K}{1024} V_{REF}$  เมื่อค่า K คือ decimal equivalent of the binary DAC input code D9-D0 และ  $V_{REF}$  คือแรงดันอ้างอิงซึ่งใช้แรงดัน 2.5V โดยใช้ control code 1001 เพื่อให้แรงดันที่  $V_{out(A)}$

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวัดค่าแรงดัน output ของ DAC เบอร์ LTC1661

ค่า K	Data (16bit)	แรงดัน output จากสูตร	แรงดัน output ที่วัดได้
535	0x985F	1.300	1.307
530	0x984B	1.290	1.296
526	0x983B	1.280	1.284
522	0x982B	1.270	1.277
518	0x981B	1.260	1.261
514	0x890B	1.250	1.256
509	0x97F7	1.240	1.245
505	0x97E7	1.230	1.232
501	0x97D7	1.220	1.229
497	0x97C7	1.210	1.214
493	0x97B7	1.200	1.203

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การทดลองคาดคะเนหาแรงดัน output ของ LM 2577 จากแรงดัน Feedback ที่รับมาจาก DAC เบอร์LTC1661

ตารางที่ 4.2 แสดงการทดลองคาดคะเนหาแรงดันoutput ของ LM2577 จากแรงดัน Feedback ที่รับมาจาก DAC เบอร์ LTC 1661

$V_{out}$ (LTC1661)ที่เข้า Feedback	$V_{out}$ (LM2577) ที่ป้อนหลอด LED
1.250	7.320
1.245	7.310
1.240	7.320
1.235	7.320
1.230	9.810
1.225	12.580
1.220	15.900
1.215	18.390
1.210	23.250
1.205	30.690
1.200	35.760
1.195	35.640
1.190	35.820

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

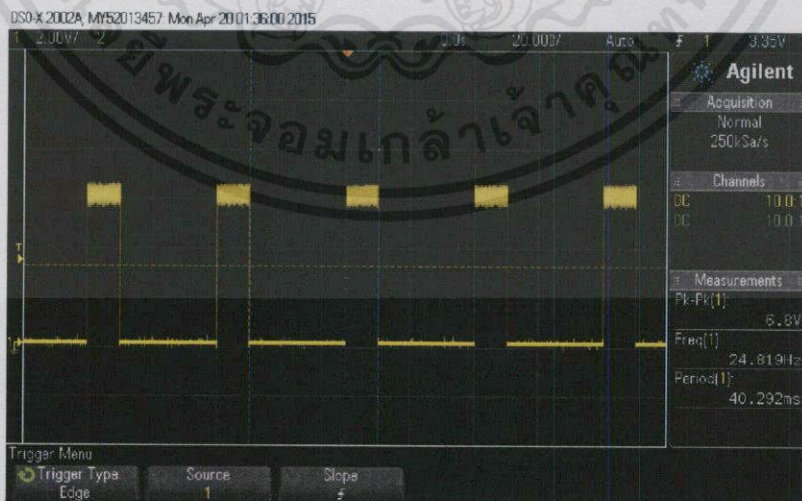
กราฟแสดงความสัมพันธ์  $V_{out}(LTC1661)$  กับ  $V_{out}(LM2577)$



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์  $V_{out}(LTC1661)$  กับ  $V_{out}(LM2577)$

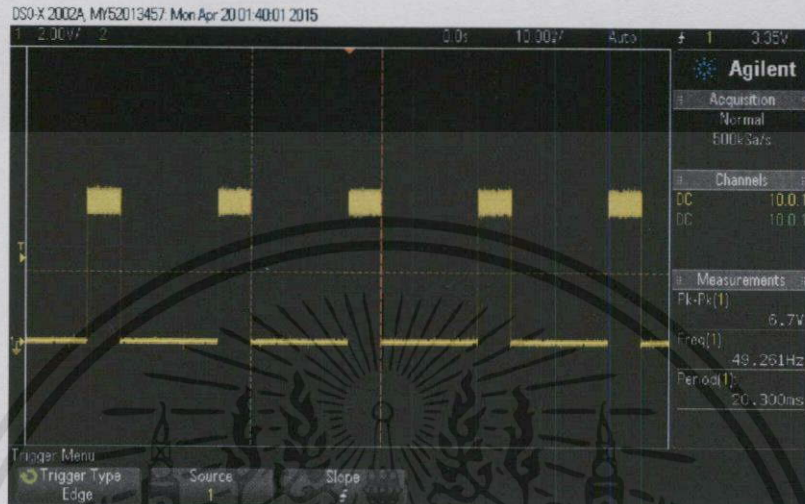
#### 4.5 การทดลองเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้กับมอสเฟสในการขับกระแสหลอด LED

ที่ความถี่ 25 Hz พบว่าหลอด LED กระพริบจนสายตามนุษย์มองเห็น เนื่องจากความถี่ในการกระพริบน้อยกว่าความถี่ที่น้อยที่สุดที่ตามนุษย์มองเห็นว่าไม่กระพริบ



รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟสที่ความถี่ 25Hz ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ 50 Hz พบว่าหลอด LED มีการกระพริบเล็กน้อยแต่ถ้ามองทุกกล้องถ่าย VDO จะเห็นว่าเกิดการกระพริบอย่างชัดเจน



รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟสที่ความถี่ 50Hz

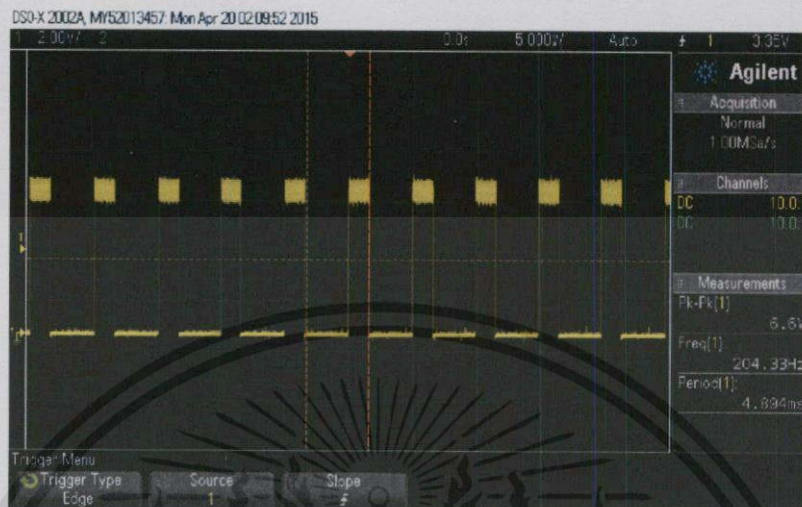
ที่ความถี่ 100Hz พบว่าหลอด Led จะไม่มีการกระพริบแต่ถ้ามองจากกล้อง VDO จะเห็นว่ายังเกิดการกระพริบเล็กน้อย



รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟสที่ความถี่ 100 Hz

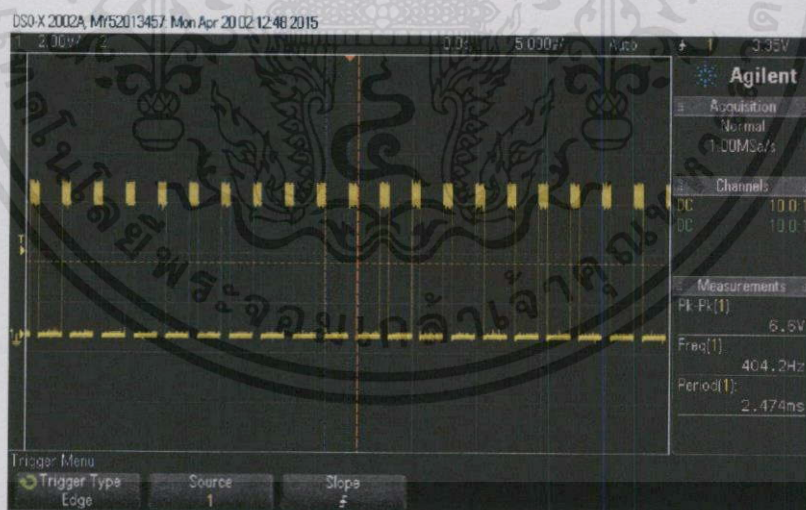
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะฉีดยุติทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ 200 Hz พบว่าหลอด LED จะไม่มีการกระพริบเมื่อมองด้วยสายตา แสงมีความสว่าง ซึ่งเป็นไปทฤษฎี



รูปที่ 4.7 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟสที่ความถี่ 200 Hz

ที่ความถี่ 400 Hz พบว่าหลอด LED จะไม่มีการกระพริบเมื่อมองด้วยสายตา แสงมีความสว่าง ซึ่งเป็นไปทฤษฎี



รูปที่ 4.8 สัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้มอสเฟสที่ความถี่ 400 Hz

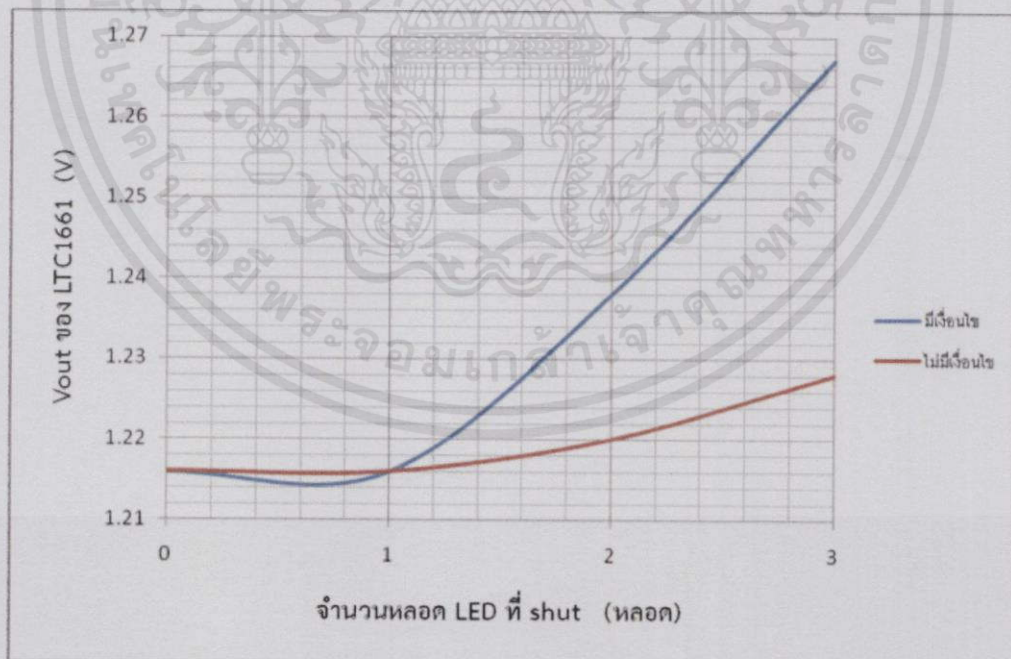
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 การทดลอง เปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข กับกรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข

ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข กับกรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข

ลัดวงจร(หลอด)	มีเงื่อนไขควบคุม (V)	ไม่มีเงื่อนไขควบคุม (V)
0	1.216	1.216
1	1.216	1.216
2	1.238	1.22
3	1.267	1.228

กราฟเปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข กับกรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข



รูปที่ 4.9 กราฟเปรียบเทียบค่าแรงดันที่ขา feedback ของ LM 2577 กรณีมีการเขียนโค้ดกำหนดด้านการคำนวณเงื่อนไข กับกรณีไม่มีการเขียนโค้ดกำหนดเงื่อนไข

#### 4.7 การทดลองวัดค่า แรงดันเอาต์พุตเทียบกับจำนวนหลอด ledที่ลัดวงจร

ตารางที่ 4.4แสดงผลการวัดค่า แรงดันเอาต์พุตเทียบกับจำนวนหลอด ledที่ลัดวงจร

ลัดวงจร(หลอด)	แรงดันเอาต์พุต LM2577(V)	กระแสที่ไหลผ่านหลอดled (mA)	Powerที่หลอด LED (W)
0	13.65	63.500	0.866
1	8.96	101.600	0.910
2	6.89	297.000	2.046



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปโครงการและปัญหาที่พบ

### 5.1 สรุปผลการทดลอง

การทดลองโดยการต่อวงจร Step-Up Voltage Regulator ไอซีเบอร์ LM2577 กับหลอดแอลอีดี 4 ดวงนั้น พบว่าเมื่อทำการลัดวงจรของหลอดแอลอีดี จาก 4 ดวงลดลงไปที่ละดวง กระแสไหลอดแอลอีดีนั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้นในรูปแบบของเชิงเส้น ซึ่งเป็นผลดีกับการเขียนโปรแกรมในการควบคุมการทำงานของ LM2577 ที่จะต้องใช้เงื่อนไขในการทำงานที่ไม่ซับซ้อนมากนัก และจากการที่ใช้  $R_{sc} = 0.5\Omega$  เพื่อให้เมื่อมีการลัดวงจรกระแสไหลอดแอลอีดีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูงขึ้นและสามารถคำนวณหาค่ากระแสไหลอดได้ง่ายขึ้น

หัวข้อ 4.5) มีการแสดงความถี่ของการกระพริบหลอดแอลอีดี ซึ่งตรงกับความถี่ของมนุษย์ที่สามารถมองเห็นว่ามีการกระพริบในความถี่ต่ำกว่า 25 Hz แต่ถ้ามากกว่านั้นสายตาของมนุษย์จะไม่สามารถมองเห็นว่ามีการกระพริบได้ ซึ่งในความถี่ที่เกิน 100 Hz ลำแสงของหลอดแอลอีดีจะมีความสว่างอย่างเสถียรและมีคุณภาพเหมาะแก่การใช้งานจริง ซึ่งในโครงการนี้ใช้ความถี่ในการกระพริบที่ 100 Hz

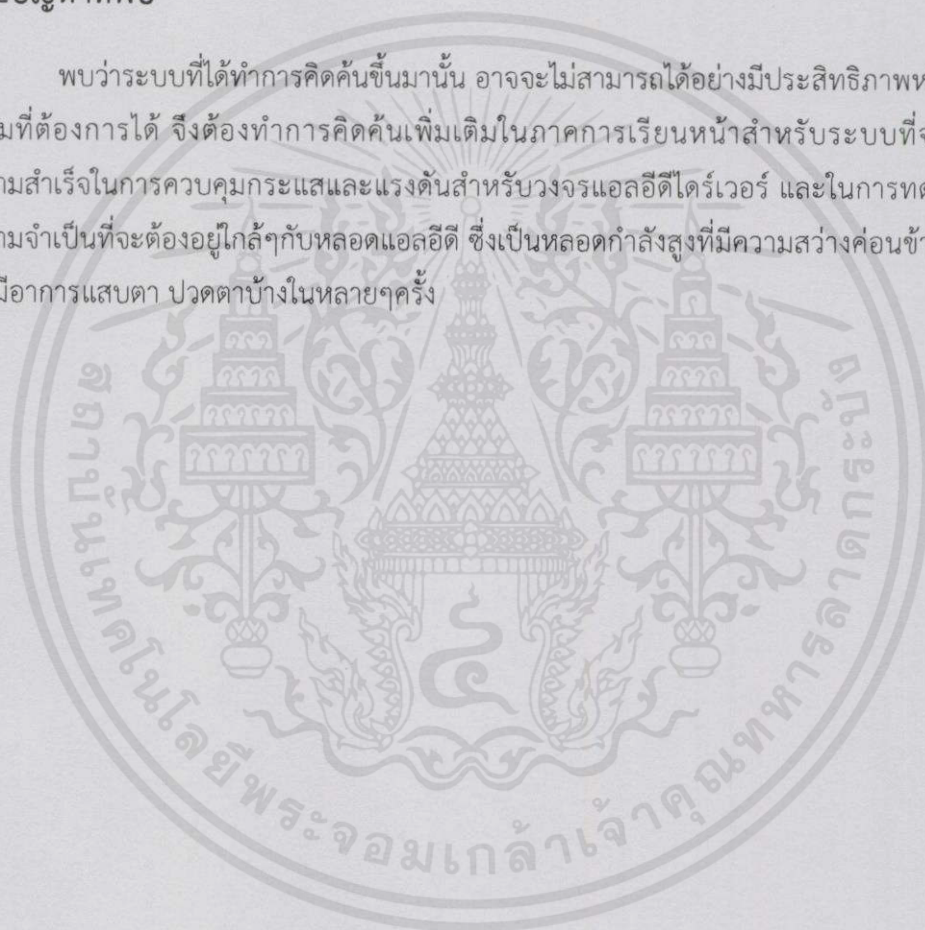
จากการทดลองหัวข้อ 4.3) โดยการคำนวณหาแรงดันทางออกของ D to a converter พบว่าแรงดันทางออกที่วัดจริงมีค่าใกล้เคียงกันจึงเป็นผลดีกับการควบคุมแรงดันป้อนกลับของ LM2577 เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่จะไปขับหลอดแอลอีดีต่อไป และหลังจากที่ได้คาดคะเนตามหัวข้อ 4.4) จะเห็นได้ชัดว่าแรงดันป้อนกลับของ LM2577 ที่เปลี่ยนไปแม้เพียงหลักทศนิยมสามตำแหน่งก็ทำให้แรงดันเอาต์พุตของ LM2577 มีการเปลี่ยนแปลงเป็นหลักโวลต์ ทำให้เขียนควบคุมได้ยากมากพอสมควรจึงต้องมีการทดลองแต่ละระดับแรงดันอย่างละเอียดที่สุด ซึ่งก็สามารถควบคุมทำได้ในระดับหนึ่งเท่านั้นเองจะเห็นได้จากหัวข้อ 4.6) ที่เปรียบเทียบค่าแรงดันป้อนกลับของ LM2577 จาก D to a converter ระหว่างมีการใส่เงื่อนไขควบคุมในโค้ดโปรแกรม กับไม่มีการใส่เงื่อนไขควบคุม ทำให้เห็นได้ว่าเมื่อมีการใส่เงื่อนไขควบคุมแล้วนั้น แรงดันป้อนกลับมีการเปลี่ยนแปลงชัดเจนเพื่อลดแรงดันเอาต์พุตที่ไปป้อนให้กับหลอดแอลอีดีต่างจากการไม่ใส่เงื่อนไขควบคุมที่แรงดันป้อนกลับมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ทำให้ไม่สามารถไปควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีความเหมาะสมและความสว่างของหลอดได้

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟสรุปผลการทำงานจะสามารถมองได้อย่างคร่าวๆว่า เมื่อมีการลัดวงจรของหลอดแอลอีดีตั้งแต่ 0 หลอดถึง 2 หลอด แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าลดลงอย่างชัดเจนตั้งแต่ 13.65 V , 8.96 V และ 6.89 V ซึ่งตรงกับจุดประสงค์ของโครงการที่คาดหวังไว้แต่แรก แต่กระแสที่ไหลผ่านหลอดแอลอีดีกลับมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งไม่ใช่จุดประสงค์ของโครงการนี้ที่ต้องควบคุมได้ทั้งแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านแอลอีดี

## 5.2 ปัญหาที่พบ

พบว่าระบบที่ได้ทำการคิดค้นขึ้นมานั้น อาจจะไม่สามารถได้อย่างมีประสิทธิภาพหรือเป็นไปได้ตามที่ต้องการได้ จึงต้องทำการคิดค้นเพิ่มเติมในภาคการเรียนหน้าสำหรับระบบที่จะนำมาสู่ความสำเร็จในการควบคุมกระแสและแรงดันสำหรับวงจรแอลอีดีไดร์เวอร์ และในการทดลองนั้นมีความจำเป็นที่จะต้องอยู่ใกล้ๆกับหลอดแอลอีดี ซึ่งเป็นหลอดกำลังสูงที่มีความสว่างค่อนข้างมาก ทำให้มีอาการแสบตา ปวดตาบ้างในหลายๆครั้ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

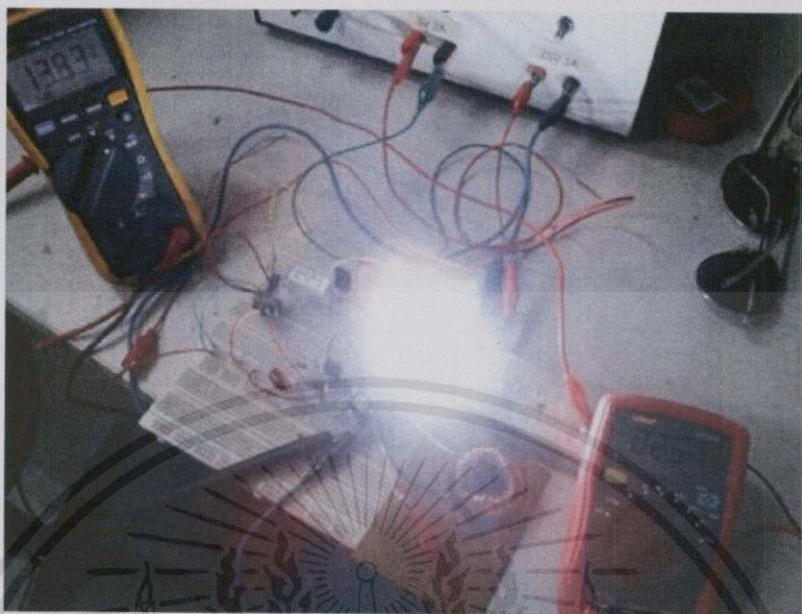
## เอกสารอ้างอิง

- [1] ประภากร สุวรรณ และสมศักดิ์ ชุ่มช่วย. พ.ศ. 2545. “วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1”. ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [2] ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์. พ.ศ. 2554. “ปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ 3”. ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [3] บริษัท จีเนียส ทราฟฟิค ซิสเต็ม จำกัด. พ.ศ. 2551. การเปล่งแสงของหลอด LED (ออนไลน์). แหล่งที่มา: <http://www.gets.co.th/knowledge.php?txtNo=19>. 15 ตุลาคม 2557
- [4] Microchip Technology (Thailand) Co., Ltd. พ.ศ. 2557. Microchip Advanced Part Selector (ออนไลน์). แหล่งที่มา: <http://www.microchip.com/productselector/MCUProductSelector.html>.
- [5] ชัยสิทธิ์ อร่ามมงคลวิชัย “วงจรแรงดันเชิงอุปมานสี่ควอดแดรนต์ที่ใช้ CMOS” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542
- [6] เบญจวรรณ เลิศวิจิตรจรัส “หลอดไฟ LED” จดหมายข่าวกลุ่มงานวิจัยเพื่อการอนุรักษ์พลังงาน มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี 2554
- [7] Linear Technology. “LTC1661” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1575648.pdf>. 2014.
- [8] Texas Instruments. “LM2577” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1577.pdf>. 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

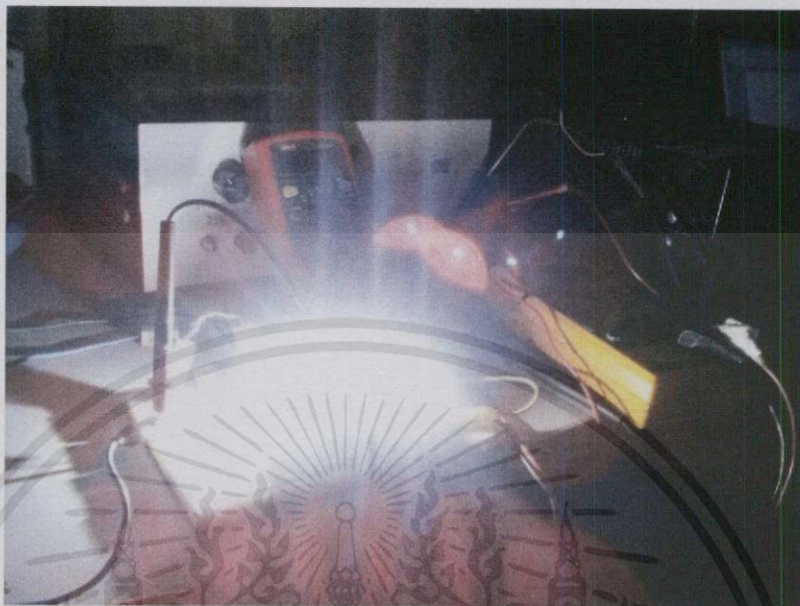


ภาพการทดลองเมื่อไม่ได้ลัดวงจรที่ตัวแอลอีดี

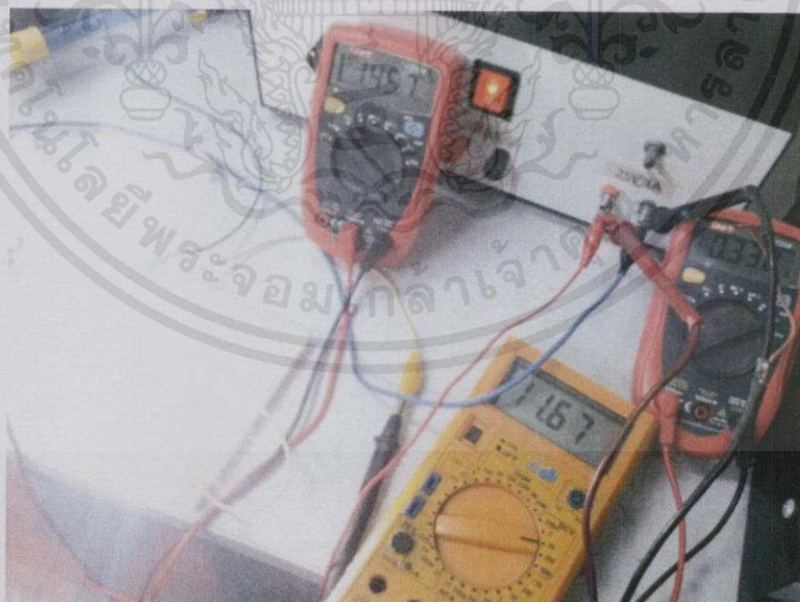


ภาพการทดลองเมื่อทำได้ลัดวงจรที่ตัวแอลอีดี 1 ดวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

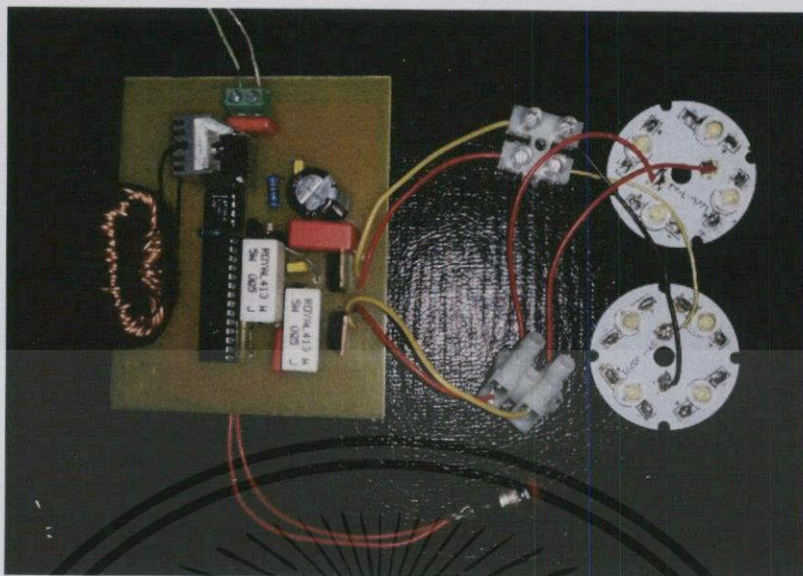


ความสว่างของหลอดแอลอีดี 4 ดวงขนาด 1W x 4

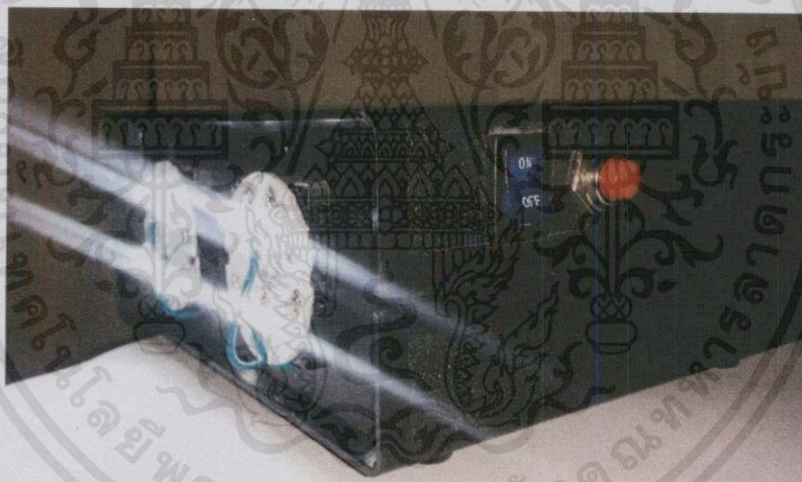


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
การวัดค่าต่างๆในวงจร





รูปวงจรเมื่อประกอบเสร็จสมบูรณ์เมื่อมองจากด้านบน



รูปผลงานเมื่อประกอบเสร็จสมบูรณ์เมื่อมองจากข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Code C by CCS compiler

```

#include <16f883.h>
#define ADC=10
#fuses HS,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=2000000)

#define row1 pin_B2
#define row2 pin_C2
#define Select pin_C0
#define Sdi pin_C5
#define Clk pin_C3

float value1,value2;

void write_data(unsigned int16 data)
{
    spi_write(data>>8);
    spi_write(data);
    output_high(Select);
}

void main()
{
    write_data(0x97D1);
    setup_adc_ports(all_analog);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

    while(1)
    {
        output_high(row1);
        set_adc_channel(0);

        value1 = read_adc()*(5000/2023.00);

        setup_spi(spi_master | spi_h_to_l |
        SPI_CLK_DIV_4);//4 form 20/4=5 MHz
        output_low(Select);
        if(55.00>value1)
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



```
    delay_us(2500);  
  }  
  
  if(value2>200.00)  
  {  
  
    write_data(0x9855);  
  
    delay_us(2500);  
  }  
}  
  
delay_us(2500);  
output_low(row2);  
delay_us(2500);  
}  
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM1577/LM2577 SIMPLE SWITCHER<sup>®</sup> Step-Up Voltage Regulator

Check for Samples: LM1577, LM2577

### FEATURES

- Requires Few External Components
- NPN Output Switches 3.0A, can Stand off 65V
- Wide Input Voltage Range: 3.5V to 40V
- Current-mode Operation for Improved Transient Response, Line Regulation, and Current Limit
- 52 kHz Internal Oscillator
- Soft-start Function Reduces In-rush Current During Start-up
- Output Switch Protected by Current Limit, Under-voltage Lockout, and Thermal Shutdown

### DESCRIPTION

The LM1577/LM2577 are monolithic integrated circuits that provide all of the power and control functions for step-up (boost), flyback, and forward converter switching regulators. The device is available in three different output voltage versions: 12V, 15V, and adjustable.

Requiring a minimum number of external components, these regulators are cost effective, and simple to use. Listed in this data sheet are a family of standard inductors and flyback transformers designed to work with these switching regulators.

Included on the chip is a 3.0A NPN switch and its associated protection circuitry, consisting of current and thermal limiting, and undervoltage lockout. Other features include a 52 kHz fixed-frequency oscillator that requires no external components, a soft start mode to reduce in-rush current during start-up, and current mode control for improved rejection of input voltage and output load transients.

### TYPICAL APPLICATIONS

- Simple Boost Regulator
- Flyback and Forward Regulators
- Multiple-output Regulator

### Connection Diagrams

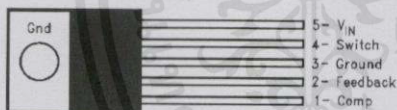



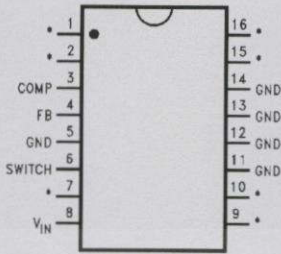
Figure 1. 5-Lead (Straight Leads) TO-220 (T) – Top View  
See Package Number KC

Figure 2. 5-Lead (Bent, Staggered Leads) TO-220 (T) – Top View  
See Package Number NDH0005D

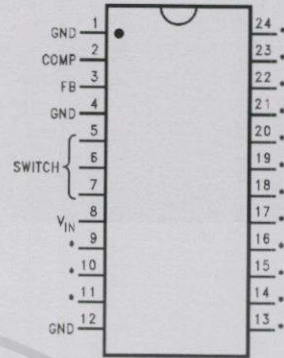
 Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

SIMPLE SWITCHER is a registered trademark of Texas Instruments. จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

All other trademarks are the property of their respective owners.



\*No Internal Connection



\*No internal Connection

Figure 3. 16-Lead PDIP (N) – Top View  
See Package Number NBG0016G

Figure 4. 24-Lead SOIC Package (M) – Top View  
See Package Number DW

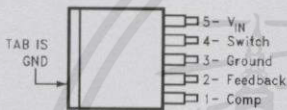


Figure 5. 5-Lead DPAK/TO-263 (S) SFM Package – Top View  
See Package Number KTT0005B

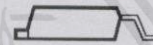


Figure 6. 5-Lead DPAK/TO-263 (S) SFM Package – Side View

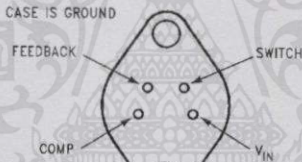
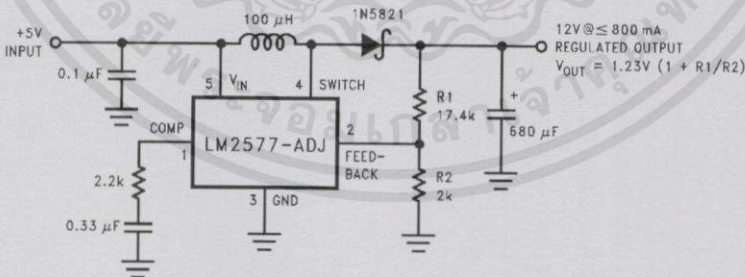


Figure 7. 4-Lead TO-220 (K) – Bottom View  
See Package Number NEB0005B

Typical Application



Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package.

These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Absolute Maximum Ratings**<sup>(1)(2)</sup>

Supply Voltage		45V
Output Switch Voltage		65V
Output Switch Current <sup>(3)</sup>		6.0A
Power Dissipation		Internally Limited
Storage Temperature Range		-65°C to +150°C
Lead Temperature	Soldering, 10 sec.	260°C
Maximum Junction Temperature		150°C
Minimum ESD Rating	C = 100 pF, R = 1.5 kΩ	2 kV

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions the device is intended to be functional, but device parameter specifications may not be ensured under these conditions. For ensured specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) Due to timing considerations of the LM1577/LM2577 current limit circuit, output current cannot be internally limited when the LM1577/LM2577 is used as a step-up regulator. To prevent damage to the switch, its current must be externally limited to 6.0A. However, output current is internally limited when the LM1577/LM2577 is used as a flyback or forward converter regulator in accordance to the Application Hints.

**Operating Ratings**

Supply Voltage		$3.5V \leq V_{IN} \leq 40V$
Output Switch Voltage		$0V \leq V_{SWITCH} \leq 60V$
Output Switch Current		$I_{SWITCH} \leq 3.0A$
Junction Temperature Range	LM1577	$-55^\circ C \leq T_J \leq +150^\circ C$
	LM2577	$-40^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$

**Electrical Characteristics—LM1577-12, LM2577-12**

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ C$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5V$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-12 Limit <sup>(1)(2)</sup>	LM2577-12 Limit <sup>(3)</sup>	Units (Limits)
<b>SYSTEM PARAMETERS</b> Circuit of Figure 29 <sup>(4)</sup>						
$V_{OUT}$	Output Voltage	$V_{IN} = 5V$ to 10V $I_{LOAD} = 100$ mA to 800 mA <sup>(1)</sup>	12.0			V
				11.60/11.40	11.60/11.40	V(min)
				12.40/12.60	12.40/12.60	V(max)
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$ (1)	Line Regulation	$V_{IN} = 3.5V$ to 10V $I_{LOAD} = 300$ mA	20			mV
				50/100	50/100	mV(max)
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{LOAD}}$ (2)	Load Regulation	$V_{IN} = 5V$ $I_{LOAD} = 100$ mA to 800 mA	20			mV
				50/100	50/100	mV(max)
$\eta$	Efficiency	$V_{IN} = 5V$ , $I_{LOAD} = 800$ mA	80			%
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_S$	Input Supply Current	$V_{FEEDBACK} = 14V$ (Switch Off)	7.5			mA
				10.0/14.0	10.0/14.0	mA(max)
		$I_{SWITCH} = 2.0A$ $V_{COMP} = 2.0V$ (Max Duty Cycle)	25			mA
				50/85	50/85	mA(max)

- (1) All limits ensured at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All limits are used to calculate Outgoing Quality Level, and are 100% production tested.
- (2) A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 RETS specifications complied fully with the boldface limits in these columns. The LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 may also be procured to Standard Military Drawing specifications.
- (3) All limits ensured at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are ensured via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.
- (4) External components such as the diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator performance. When the LM1577/LM2577 is used as shown in the Test Circuit, system performance will be as specified by the system parameters.

## Electrical Characteristics—LM1577-12, LM2577-12 (continued)

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ , and  $I_{\text{SWITCH}} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-12 Limit <sup>(1)(2)</sup>	LM2577-12 Limit <sup>(3)</sup>	Units (Limits)
$V_{UV}$	Input Supply Undervoltage Lockout	$I_{\text{SWITCH}} = 100\text{ mA}$	2.90			V
				2.70/2.65	2.70/2.65	V(min)
				3.10/3.15	3.10/3.15	V(max)
$f_o$	Oscillator Frequency	Measured at Switch Pin $I_{\text{SWITCH}} = 100\text{ mA}$	52			kHz
				48/42	48/42	kHz(min)
				56/62	56/62	kHz(max)
$V_{REF}$	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$				V
			12	11.76/11.64	11.76/11.64	V(min)
				12.24/12.36	12.24/12.36	V(max)
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{IN}}$	Output Reference Voltage Line Regulator	$V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$	7			mV
$R_{FB}$	Feedback Pin Input Resistance		9.7			k $\Omega$
$G_M$	Error Amp Transconductance	$I_{COMP} = -30\text{ }\mu\text{A to }+30\text{ }\mu\text{A}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	370			$\mu\text{mho}$
				225/145	225/145	$\mu\text{mho(min)}$
				515/615	515/615	$\mu\text{mho(max)}$
$A_{VOL}$	Error Amp Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.1\text{V to }1.9\text{V}$ $R_{COMP} = 1.0\text{ M}\Omega^{(5)}$	80			V/V
				50/25	50/25	V/V(min)
	Error Amplifier Output Swing	Upper Limit $V_{FEEDBACK} = 10.0\text{V}$	2.4			V
				2.2/2.0	2.2/2.0	V(min)
	Error Amplifier Output Swing	Lower Limit $V_{FEEDBACK} = 15.0\text{V}$	0.3			V
				0.40/0.55	0.40/0.55	V(max)
	Error Amplifier Output Current	$V_{FEEDBACK} = 10.0\text{V to }15.0\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	$\pm 200$			$\mu\text{A}$
				$\pm 130/\pm 90$	$\pm 130/\pm 90$	$\mu\text{A(min)}$
				$\pm 300/\pm 400$	$\pm 300/\pm 400$	$\mu\text{A(max)}$
$I_{SS}$	Soft Start Current	$V_{FEEDBACK} = 10.0\text{V}$ $V_{COMP} = 0\text{V}$	5.0			$\mu\text{A}$
				2.5/1.5	2.5/1.5	$\mu\text{A(min)}$
				7.5/9.5	7.5/9.5	$\mu\text{A(max)}$
D	Maximum Duty Cycle	$V_{COMP} = 1.5\text{V}$ $I_{\text{SWITCH}} = 100\text{ mA}$	95			%
				93/90	93/90	%(min)
$\frac{\Delta I_{\text{SWITCH}}}{\Delta V_{COMP}}$	Switch Transconductance		12.5			A/V
$I_L$	Switch Leakage Current	$V_{\text{SWITCH}} = 65\text{V}$ $V_{FEEDBACK} = 15\text{V (Switch Off)}$	10			$\mu\text{A}$
				300/600	300/600	$\mu\text{A(max)}$
$V_{SAT}$	Switch Saturation Voltage	$I_{\text{SWITCH}} = 2.0\text{A}$ $V_{COMP} = 2.0\text{V (Max Duty Cycle)}$	0.5			V
				0.7/0.9	0.7/0.9	V(max)
	NPN Switch Current Limit		4.5			A
				3.7/3.0	3.7/3.0	A(min)
				5.3/6.0	5.3/6.0	A(max)

(5) A 1.0 M $\Omega$  resistor is connected to the compensation pin (which is the error amplifier's output) to ensure accuracy in measuring  $A_{VOL}$ . In actual applications, this pin's load resistance should be  $\geq 10\text{ M}\Omega$ , resulting in  $A_{VOL}$  that is typically twice the ensured minimum limit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานับ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Electrical Characteristics—LM1577-15, LM2577-15**

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ , and  $I_{\text{SWITCH}} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-15 Limit <sup>(1)(2)</sup>	LM2577-15 Limit <sup>(3)</sup>	Units (Limits)
<b>SYSTEM PARAMETERS</b> Circuit of Figure 30 <sup>(4)</sup>						
$V_{\text{OUT}}$	Output Voltage	$V_{\text{IN}} = 5\text{V to }12\text{V}$ $I_{\text{LOAD}} = 100\text{ mA to }600\text{ mA}$ <sub>(1)</sub>	15.0			V
				14.50/14.25	14.50/14.25	V(min)
				15.50/15.75	15.50/15.75	V(max)
$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta V_{\text{IN}}}$	Line Regulation	$V_{\text{IN}} = 3.5\text{V to }12\text{V}$ $I_{\text{LOAD}} = 300\text{ mA}$	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta I_{\text{LOAD}}}$	Load Regulation	$V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ $I_{\text{LOAD}} = 100\text{ mA to }600\text{ mA}$	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\eta$	Efficiency	$V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ , $I_{\text{LOAD}} = 600\text{ mA}$	80			%
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_{\text{S}}$	Input Supply Current	$V_{\text{FEEDBACK}} = 18.0\text{V}$ (Switch Off)	7.5			mA
				10.0/14.0	10.0/14.0	mA(max)
		$I_{\text{SWITCH}} = 2.0\text{A}$ $V_{\text{COMP}} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)	25			mA
				50/85	50/85	mA(max)
$V_{\text{UV}}$	Input Supply Undervoltage Lockout	$I_{\text{SWITCH}} = 100\text{ mA}$	2.90			V
				2.70/2.65	2.70/2.65	V(min)
				3.10/3.15	3.10/3.15	V(max)
$f_{\text{O}}$	Oscillator Frequency	Measured at Switch Pin $I_{\text{SWITCH}} = 100\text{ mA}$	52			kHz
				48/42	48/42	kHz(min)
				56/62	56/62	kHz(max)
$V_{\text{REF}}$	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{\text{IN}} = 3.5\text{V to }40\text{V}$ $V_{\text{COMP}} = 1.0\text{V}$				V
			15	14.70/14.55	14.70/14.55	V(min)
				15.30/15.45	15.30/15.45	V(max)
$\frac{\Delta V_{\text{REF}}}{\Delta V_{\text{IN}}}$	Output Reference Voltage Line Regulation	$V_{\text{IN}} = 3.5\text{V to }40\text{V}$	10			mV
$R_{\text{FB}}$	Feedback Pin Input Voltage Line Regulator		12.2			k $\Omega$
$G_{\text{M}}$	Error Amp Transconductance	$I_{\text{COMP}} = -30\text{ }\mu\text{A to }+30\text{ }\mu\text{A}$ $V_{\text{COMP}} = 1.0\text{V}$	300			$\mu\text{mho}$
				170/110	170/110	$\mu\text{mho(min)}$
				420/500	420/500	$\mu\text{mho(max)}$
$A_{\text{VOL}}$	Error Amp Voltage Gain	$V_{\text{COMP}} = 1.1\text{V to }1.9\text{V}$ $R_{\text{COMP}} = 1.0\text{ M}\Omega$ <sup>(5)</sup>	65			V/V
				40/20	40/20	V/V(min)

- (1) All limits ensured at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All limits are used to calculate Outgoing Quality Level, and are 100% production tested.
- (2) A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 RETS specifications complied fully with the boldface limits in these columns. The LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 may also be procured to Standard Military Drawing specifications.
- (3) All limits ensured at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are ensured via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.
- (4) External components such as the diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator performance. When the LM1577/LM2577 is used as shown in the Test Circuit, system performance will be as specified by the system parameters.
- (5) A 1.0 M $\Omega$  resistor is connected to the compensation pin (which is the error amplifier's output) to ensure accuracy in measuring  $A_{\text{VOL}}$ . In actual applications, this pin's load resistance should be  $\geq 10\text{ M}\Omega$ , resulting in  $A_{\text{VOL}}$  that is typically twice the ensured minimum limit.

**Electrical Characteristics—LM1577-15, LM2577-15 (continued)**

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ , and  $I_{\text{SWITCH}} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-15 Limit <sup>(1)(2)</sup>	LM2577-15 Limit <sup>(3)</sup>	Units (Limits)
	Error Amplifier Output Swing	Upper Limit $V_{\text{FEEDBACK}} = 12.0\text{V}$	2.4			V
				2.2/2.0	2.2/2.0	V(min)
		Lower Limit $V_{\text{FEEDBACK}} = 18.0\text{V}$	0.3			V
				0.4/0.55	0.40/0.55	V(max)
	Error Amp Output Current	$V_{\text{FEEDBACK}} = 12.0\text{V to } 18.0\text{V}$ $V_{\text{COMP}} = 1.0\text{V}$	$\pm 200$			$\mu\text{A}$
				$\pm 130/\pm 90$	$\pm 130/\pm 90$	$\mu\text{A(min)}$
				$\pm 300/\pm 400$	$\pm 300/\pm 400$	$\mu\text{A(max)}$
$I_{\text{SS}}$	Soft Start Current	$V_{\text{FEEDBACK}} = 12.0\text{V}$ $V_{\text{COMP}} = 0\text{V}$	5.0			$\mu\text{A}$
				2.5/1.5	2.5/1.5	$\mu\text{A(min)}$
				7.5/9.5	7.5/9.5	$\mu\text{A(max)}$
D	Maximum Duty Cycle	$V_{\text{COMP}} = 1.5\text{V}$ $I_{\text{SWITCH}} = 100\text{ mA}$	95			%
				93/90	93/90	%(min)
$\frac{\Delta I_{\text{SWITCH}}}{\Delta V_{\text{COMP}}}$	Switch Transconductance		12.5			A/V
$I_{\text{L}}$	Switch Leakage Current	$V_{\text{SWITCH}} = 65\text{V}$ $V_{\text{FEEDBACK}} = 18.0\text{V}$ (Switch Off)	10			$\mu\text{A}$
				300/600	300/600	$\mu\text{A(max)}$
$V_{\text{SAT}}$	Switch Saturation Voltage	$I_{\text{SWITCH}} = 2.0\text{A}$ $V_{\text{COMP}} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)	0.5			V
				0.7/0.9	0.7/0.9	V(max)
	NPN Switch Current Limit	$V_{\text{COMP}} = 2.0\text{V}$	4.3			A
				3.7/3.0	3.7/3.0	A(min)
				5.3/6.0	5.3/6.0	A(max)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Electrical Characteristics—LM1577-ADJ, LM2577-ADJ**

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{FEEDBACK} = V_{REF}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-ADJ Limit <sup>(1)(2)</sup>	LM2577-ADJ Limit <sup>(3)</sup>	Units (Limits)
<b>SYSTEM PARAMETERS</b> Circuit of Figure 31 <sup>(4)</sup>						
$V_{OUT}$	Output Voltage	$V_{IN} = 5\text{V to }10\text{V}$ $I_{LOAD} = 100\text{ mA to }800\text{ mA}^{(1)}$	12.0			V
				11.60/11.40	11.60/11.40	V(min)
				12.40/12.60	12.40/12.60	V(max)
$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	Line Regulation	$V_{IN} = 3.5\text{V to }10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\text{ mA}$	20			mV
				50/100	50/100	mV(max)
$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{LOAD}$	Load Regulation	$V_{IN} = 5\text{V}$ $I_{LOAD} = 100\text{ mA to }800\text{ mA}$	20			mV
				50/100	50/100	mV(max)
$\eta$	Efficiency	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $I_{LOAD} = 800\text{ mA}$	80			%
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_S$	Input Supply Current	$V_{FEEDBACK} = 1.5\text{V (Switch Off)}$  $I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$ $V_{COMP} = 2.0\text{V (Max Duty Cycle)}$	7.5			mA
				10.0/14.0	10.0/14.0	mA(max)
				25		mA
$V_{UV}$	Input Supply Undervoltage Lockout	$I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	2.90			V
				2.70/2.65	2.70/2.65	V(min)
				3.10/3.15	3.10/3.15	V(max)
$f_O$	Oscillator Frequency	Measured at Switch Pin $I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	52			kHz
				48/42	48/42	kHz(min)
				56/62	56/62	kHz(max)
$V_{REF}$	Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	1.230	1.214/1.206	1.214/1.206	V(min)
				1.246/1.254	1.246/1.254	V(max)
						V
$\Delta V_{REF}/\Delta V_{IN}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$	0.5			mV
$I_B$	Error Amp Input Bias Current	$V_{COMP} = 1.0\text{V}$	100			nA
				300/800	300/800	nA(max)
$G_M$	Error Amp Transconductance	$I_{COMP} = -30\text{ }\mu\text{A to }+30\text{ }\mu\text{A}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	3700			$\mu\text{mho}$
				2400/1600	2400/1600	$\mu\text{mho(min)}$
				4800/5800	4800/5800	$\mu\text{mho(max)}$
$A_{VOL}$	Error Amp Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.1\text{V to }1.9\text{V}$ $R_{COMP} = 1.0\text{ M}\Omega^{(5)}$	800			V/V
				500/250	500/250	V/V(min)
	Error Amplifier Output Swing	Upper Limit $V_{FEEDBACK} = 1.0\text{V}$	2.4			V
				2.2/2.0	2.2/2.0	V(min)
		Lower Limit $V_{FEEDBACK} = 1.5\text{V}$	0.3			V
				0.40/0.55	0.40/0.55	V(max)

- (1) All limits ensured at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All limits are used to calculate Outgoing Quality Level, and are 100% production tested.
- (2) A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 RETS specifications complied fully with the boldface limits in these columns. The LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 may also be procured to Standard Military Drawing specifications.
- (3) All limits ensured at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are ensured via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.
- (4) External components such as the diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator performance. When the LM1577/LM2577 is used as shown in the Test Circuit, system performance will be as specified by the system parameters.
- (5) A 1.0 M $\Omega$  resistor is connected to the compensation pin (which is the error amplifier's output) to ensure accuracy in measuring  $A_{VOL}$ . In actual applications, this pin's load resistance should be  $\geq 10\text{ M}\Omega$ , resulting in  $A_{VOL}$  that is typically twice the ensured minimum limit.

**Electrical Characteristics—LM1577-ADJ, LM2577-ADJ (continued)**

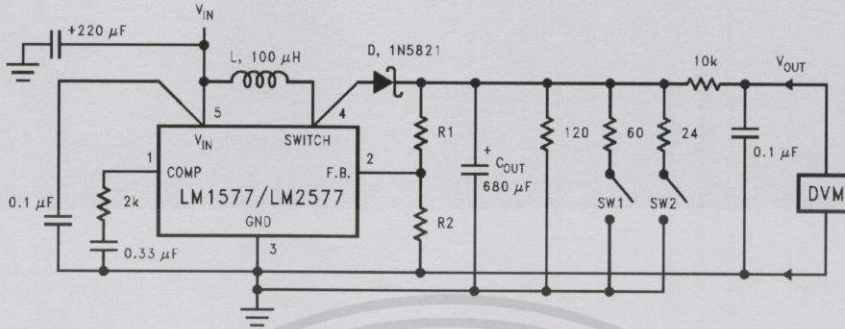
Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{FEEDBACK} = V_{REF}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-ADJ Limit <sup>(1)(2)</sup>	LM2577-ADJ Limit <sup>(3)</sup>	Units (Limits)
	Error Amp Output Current	$V_{FEEDBACK} = 1.0\text{V to }1.5\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	$\pm 200$			$\mu\text{A}$
				$\pm 130/\pm 90$	$\pm 130/\pm 90$	$\mu\text{A}(\text{min})$
				$\pm 300/\pm 400$	$\pm 300/\pm 400$	$\mu\text{A}(\text{max})$
$I_{SS}$	Soft Start Current	$V_{FEEDBACK} = 1.0\text{V}$ $V_{COMP} = 0\text{V}$	5.0			$\mu\text{A}$
				2.5/1.5	2.5/1.5	$\mu\text{A}(\text{min})$
				7.5/9.5	7.5/9.5	$\mu\text{A}(\text{max})$
D	Maximum Duty Cycle	$V_{COMP} = 1.5\text{V}$ $I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	95			%
				93/90	93/90	% (min)
$\Delta I_{SWITCH}/\Delta V_{COMP}$	Switch Transconductance		12.5			A/V
$I_L$	Switch Leakage Current	$V_{SWITCH} = 65\text{V}$ $V_{FEEDBACK} = 1.5\text{V (Switch Off)}$	10			$\mu\text{A}$
				300/600	300/600	$\mu\text{A}(\text{max})$
$V_{SAT}$	Switch Saturation Voltage	$I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$ $V_{COMP} = 2.0\text{V (Max Duty Cycle)}$	0.5			V
				0.7/0.9	0.7/0.9	V(max)
	NPN Switch Current Limit	$V_{COMP} = 2.0\text{V}$	4.3			A
				3.7/3.0	3.7/3.0	A(min)
				5.3/6.0	5.3/6.0	A(max)
<b>THERMAL PARAMETERS (All Versions)</b>						
$\theta_{JA}$	Thermal Resistance	K Package, Junction to Ambient	35			$^\circ\text{C/W}$
$\theta_{JC}$			K Package, Junction to Case	1.5		
$\theta_{JA}$		T Package, Junction to Ambient	65			
		T Package, Junction to Case	2			
$\theta_{JA}$		N Package, Junction to Ambient <sup>(6)</sup>	85			
$\theta_{JA}$		M Package, Junction to Ambient <sup>(6)</sup>	100			
$\theta_{JA}$		S Package, Junction to Ambient <sup>(7)</sup>	37			

- (6) Junction to ambient thermal resistance with approximately 1 square inch of pc board copper surrounding the leads. Additional copper area will lower thermal resistance further. See thermal model in "Switchers Made Simple" software.
- (7) If the DDPAK/TO-263 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area,  $\theta_{JA}$  is  $50^\circ\text{C/W}$ ; with 1 square inch of copper area,  $\theta_{JA}$  is  $37^\circ\text{C/W}$ ; and with 1.6 or more square inches of copper area,  $\theta_{JA}$  is  $32^\circ\text{C/W}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

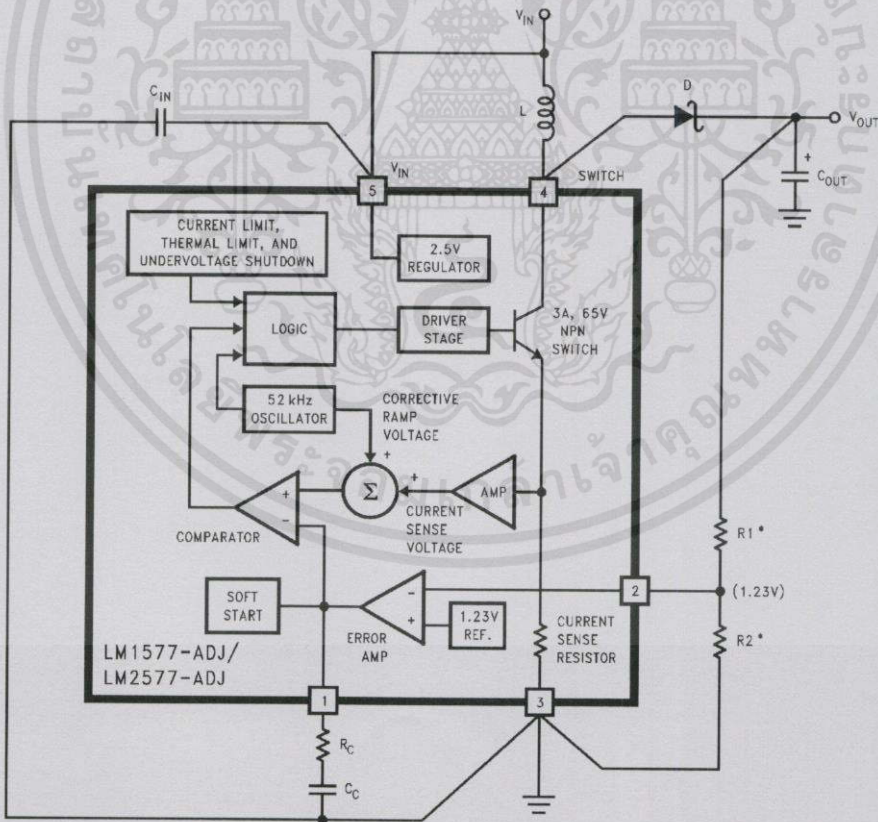
LM1577-ADJ, LM2577-ADJ Test Circuit



- L = 415-0930 (AIE)
- D = any manufacturer
- C<sub>OUT</sub> = Sprague Type 673D
- Electrolytic 680 µF, 20V
- R1 = 48.7k in series with 511Ω (1%)
- R2 = 5.62k (1%)
- Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package

Figure 31. Circuit Used to Specify System Parameters for ADJ Versions

Application Hints



Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package  
 \*Resistors are internal to LM1577/LM2577 for 12V and 15V versions.

Figure 32. LM1577/LM2577 Block Diagram and Boost Regulator Application

## STEP-UP REGULATOR DESIGN PROCEDURE

The following design procedure can be used to select the appropriate external components for the circuit in Figure 32, based on these system requirements.

Given:

- $V_{IN(min)}$  = Minimum input supply voltage
- $V_{OUT}$  = Regulated output voltage
- $I_{LOAD(max)}$  = Maximum output load current
- Before proceeding any further, determine if the LM1577/LM2577 can provide these values of  $V_{OUT}$  and  $I_{LOAD(max)}$  when operating with the minimum value of  $V_{IN}$ . The upper limits for  $V_{OUT}$  and  $I_{LOAD(max)}$  are given by the following equations.

$$I_{LOAD(max)} \leq \frac{2.1A \times V_{IN(min)}}{V_{OUT}}$$

where

- $V_{OUT} \leq 60V$
- $V_{OUT} \leq 10 \times V_{IN(min)}$

These limits must be greater than or equal to the values specified in this application.

### 1. Inductor Selection (L)

#### A. Voltage Options:

##### 1. For 12V or 15V output

From Figure 34 (for 12V output) or Figure 35 (for 15V output), identify inductor code for region indicated by  $V_{IN(min)}$  and  $I_{LOAD(max)}$ . The shaded region indicates conditions for which the LM1577/LM2577 output switch would be operating beyond its switch current rating. The minimum operating voltage for the LM1577/LM2577 is 3.5V.

From here, proceed to step C.

##### 2. For Adjustable version

Preliminary calculations:

The inductor selection is based on the calculation of the following three parameters:

$D_{(max)}$ , the maximum switch duty cycle ( $0 \leq D \leq 0.9$ ):

$$D_{(max)} = \frac{V_{OUT} + V_F - V_{IN(min)}}{V_{OUT} + V_F - 0.6V} \quad (4)$$

where  $V_F = 0.5V$  for Schottky diodes and  $0.8V$  for fast recovery diodes (typically);

$E \cdot T$ , the product of volts  $\times$  time that charges the inductor:

$$E \cdot T = \frac{D_{(max)} (V_{IN(min)} - 0.6V) 10^6}{52,000 \text{ Hz}} \quad (V \cdot \mu s) \quad (5)$$

$I_{IND,DC}$ , the average inductor current under full load;

$$I_{IND,DC} = \frac{1.05 \times I_{LOAD(max)}}{1 - D_{(max)}} \quad (6)$$

#### B. Identify Inductor Value:

1. From Figure 36, identify the inductor code for the region indicated by the intersection of  $E \cdot T$  and  $I_{IND,DC}$ . This code gives the inductor value in microhenries. The L or H prefix signifies whether the inductor is rated for a maximum  $E \cdot T$  of  $90 V \cdot \mu s$  (L) or  $250 V \cdot \mu s$  (H).

2. If  $D < 0.85$ , go on to step C. If  $D \geq 0.85$ , then calculate the minimum inductance needed to ensure the switching regulator's stability:

$$L_{MIN} = \frac{6.4 (V_{IN(min)} - 0.6V) (2D_{(max)} - 1)}{1 - D_{(max)}} \quad (\mu H) \quad (7)$$

If  $L_{MIN}$  is smaller than the inductor value found in step B1, go on to step C. Otherwise, the inductor value found in step B1 is too low; an appropriate inductor code should be obtained from the graph as follows:

1. Find the lowest value inductor that is greater than  $L_{MIN}$ .

**Table 2. Table of Standardized Inductors and Manufacturer's Part Numbers<sup>(1)</sup>**

Inductor Code	Manufacturer's Part Number		
	Schott	Pulse	Renco
L47	67126980	PE - 53112	RL2442
L68	67126990	PE - 92114	RL2443
L100	67127000	PE - 92108	RL2444
L150	67127010	PE - 53113	RL1954
L220	67127020	PE - 52626	RL1953
L330	67127030	PE - 52627	RL1952
L470	67127040	PE - 53114	RL1951
L680	67127050	PE - 52629	RL1950
H150	67127060	PE - 53115	RL2445
H220	67127070	PE - 53116	RL2446
H330	67127080	PE - 53117	RL2447
H470	67127090	PE - 53118	RL1961
H680	67127100	PE - 53119	RL1960
H1000	67127110	PE - 53120	RL1959
H1500	67127120	PE - 53121	RL1958
H2200	67127130	PE - 53122	RL2448

- (1) Schott Corp., (612) 475-1173  
 1000 Parkers Lake Rd., Wayzata, MN 55391  
 Pulse Engineering, (619) 268-2400  
 P.O. Box 12235, San Diego, CA 92112  
 Renco Electronics Inc., (516) 586-5566  
 60 Jeffryn Blvd. East, Deer Park, NY 11729

## 2. Compensation Network ( $R_C$ , $C_C$ ) and Output Capacitor ( $C_{OUT}$ ) Selection

$R_C$  and  $C_C$  form a pole-zero compensation network that stabilizes the regulator. The values of  $R_C$  and  $C_C$  are mainly dependant on the regulator voltage gain,  $I_{LOAD(max)}$ ,  $L$  and  $C_{OUT}$ . The following procedure calculates values for  $R_C$ ,  $C_C$ , and  $C_{OUT}$  that ensure regulator stability. Be aware that this procedure doesn't necessarily result in  $R_C$  and  $C_C$  that provide optimum compensation. In order to ensure optimum compensation, one of the standard procedures for testing loop stability must be used, such as measuring  $V_{OUT}$  transient response when pulsing  $I_{LOAD}$  (see Figure 39).

A. First, calculate the maximum value for  $R_C$ .

$$R_C \leq \frac{750 \times I_{LOAD(max)} \times V_{OUT}^2}{V_{IN(min)}^2} \quad (8)$$

Select a resistor less than or equal to this value, and it should also be no greater than 3 k $\Omega$ .

B. Calculate the minimum value for  $C_{OUT}$  using the following two equations.

$$C_{OUT} \geq \frac{0.19 \times L \times R_C \times I_{LOAD(max)}}{V_{IN(min)} \times V_{OUT}}$$

and

$$C_{OUT} \geq \frac{V_{IN(min)} \times R_C \times (V_{IN(min)} + (3.74 \times 10^5 \times L))}{487,800 \times V_{OUT}^3} \quad (9)$$

The larger of these two values is the minimum value that ensures stability.

C. Calculate the minimum value of  $C_C$ .

$$C_C \geq \frac{58.5 \times V_{OUT}^2 \times C_{OUT}}{R_C^2 \times V_{IN(min)}} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The compensation capacitor is also part of the soft start circuitry. When power to the regulator is turned on, the switch duty cycle is allowed to rise at a rate controlled by this capacitor (with no control on the duty cycle, it would immediately rise to 90%, drawing huge currents from the input power supply). In order to operate properly, the soft start circuit requires  $C_C \geq 0.22 \mu\text{F}$ .

The value of the output filter capacitor is normally large enough to require the use of aluminum electrolytic capacitors. Table 3 lists several different types that are recommended for switching regulators, and the following parameters are used to select the proper capacitor.

**Working Voltage (WVDC):** Choose a capacitor with a working voltage at least 20% higher than the regulator output voltage.

**Ripple Current:** This is the maximum RMS value of current that charges the capacitor during each switching cycle. For step-up and flyback regulators, the formula for ripple current is

$$I_{\text{RIPPLE(RMS)}} = \frac{I_{\text{LOAD(max)}} \times D_{\text{(max)}}}{1 - D_{\text{(max)}}} \quad (11)$$

Choose a capacitor that is rated at least 50% higher than this value at 52 kHz.

**Equivalent Series Resistance (ESR) :** This is the primary cause of output ripple voltage, and it also affects the values of  $R_C$  and  $C_C$  needed to stabilize the regulator. As a result, the preceding calculations for  $C_C$  and  $R_C$  are only valid if ESR doesn't exceed the maximum value specified by the following equations.

$$\text{ESR} \leq \frac{0.01 \times V_{\text{OUT}}}{I_{\text{RIPPLE(P-P)}}} \text{ and } \leq \frac{8.7 \times (10) - 3 \times V_{\text{IN}}}{I_{\text{LOAD(max)}}}$$

where

$$I_{\text{RIPPLE(P-P)}} = \frac{1.15 \times I_{\text{LOAD(max)}}}{1 - D_{\text{(max)}}} \quad (12)$$

Select a capacitor with ESR, at 52 kHz, that is less than or equal to the lower value calculated. Most electrolytic capacitors specify ESR at 120 Hz which is 15% to 30% higher than at 52 kHz. Also, be aware that ESR increases by a factor of 2 when operating at  $-20^\circ\text{C}$ .

In general, low values of ESR are achieved by using large value capacitors ( $C \geq 470 \mu\text{F}$ ), and capacitors with high WVDC, or by paralleling smaller-value capacitors.

### 3. Output Voltage Selection (R1 and R2)

This section is for applications using the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ. Skip this section if the LM1577-12/LM2577-12 or LM1577-15/LM2577-15 is being used.

With the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ, the output voltage is given by

$$V_{\text{OUT}} = 1.23\text{V} (1 + R1/R2) \quad (13)$$

Resistors R1 and R2 divide the output down so it can be compared with the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ internal 1.23V reference. For a given desired output voltage  $V_{\text{OUT}}$ , select R1 and R2 so that

$$\frac{R1}{R2} = \frac{V_{\text{OUT}}}{1.23\text{V}} - 1 \quad (14)$$

### 4. Input Capacitor Selection ( $C_{\text{IN}}$ )

The switching action in the step-up regulator causes a triangular ripple current to be drawn from the supply source. This in turn causes noise to appear on the supply voltage. For proper operation of the LM1577, the input voltage should be decoupled. Bypassing the Input Voltage pin directly to ground with a good quality, low ESR,  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor (leads as short as possible) is normally sufficient.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Table 5. Flyback Regulator Formulas (continued)**

Peak Primary Current	$I_{P(PK)}$	$\frac{N}{\eta} \times \frac{\Sigma I_{LOAD}}{1-D} + \frac{\Delta I_{PK}}{2}$	(19)
Switch Voltage when Off	$V_{SW(OFF)}$	$V_{IN} + \frac{V_{OUT} + V_F}{N}$	(20)
Diode Reverse Voltage	$V_R$	$V_{OUT} + N (V_{IN} - V_{SAT})$	
Average Diode Current	$I_{D(AVE)}$	$I_{LOAD}$	
Peak Diode Current	$I_{D(PK)}$	$\frac{I_{LOAD}}{1-D} + \frac{\Delta I_{IND}}{2}$	(21)
Short Circuit Diode Current		$\approx \frac{6A}{N}$	(22)
Power Dissipation of LM1577/LM2577	$P_D$	$0.25\Omega \left( \frac{N \Sigma I_{LOAD}}{1-D} \right)^2 + \frac{N I_{LOAD} D}{50(1-D)} V_{IN}$	(23)

$N$  = Transformer Turns Ratio =  $\frac{\text{number of secondary turns}}{\text{number of primary turns}}$   
 $\eta$  = Transformer Efficiency (typically 0.95)  
 $\Sigma I_{LOAD} = |I_{LOAD1}| + |I_{LOAD2}|$

C. Calculate the minimum value of  $C_C$

$$C_C \geq \frac{58.5 \times C_{OUT} \times V_{OUT} \times (V_{OUT} + (V_{IN(min)} \times N))}{R_C^2 \times V_{IN(min)} \times N} \quad (24)$$

D. Calculate the maximum ESR of the  $+V_{OUT}$  and  $-V_{OUT}$  output capacitors in parallel.

$$ESR + \parallel ESR \leq \frac{8.7 \times 10^{-3} \times V_{IN(min)} \times V_{OUT} \times N}{\Sigma I_{LOAD(max)} \times (V_{OUT} + (V_{IN(min)} \times N))} \quad (25)$$

This formula can also be used to calculate the maximum ESR of a single output regulator.

At this point, refer to this same section in the **STEP-UP REGULATOR DESIGN PROCEDURE** section for more information regarding the selection of  $C_{OUT}$ .

### 3. Output Voltage Selection

This section is for applications using the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ. Skip this section if the LM1577-12/LM2577-12 or LM1577-15/LM2577-15 is being used.

With the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ, the output voltage is given by

$$V_{OUT} = 1.23V (1 + R1/R2) \quad (26)$$

Resistors R1 and R2 divide the output voltage down so it can be compared with the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ internal 1.23V reference. For a desired output voltage  $V_{OUT}$ , select R1 and R2 so that

$$\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT}}{1.23V} - 1 \quad (27)$$

### 4. Diode Selection

The switching diode in a flyback converter must withstand the reverse voltage specified by the following equation.

$$V_R = V_{OUT} + \frac{V_{IN}}{N} \quad (28)$$

A suitable diode must have a reverse voltage rating greater than this. In addition it must be rated for more than the average and peak diode currents listed in Table 5.

### 5. Input Capacitor Selection

The primary of a flyback transformer draws discontinuous pulses of current from the input supply. As a result, a flyback regulator generates more noise at the input supply than a step-up regulator, and this requires a larger bypass capacitor to decouple the LM1577/LM2577  $V_{IN}$  pin from this noise. For most applications, a low ESR, 1.0  $\mu\text{F}$  cap will be sufficient, if it is connected very close to the  $V_{IN}$  and Ground pins.

Transformer		Input	Dual	Maximum
Type		Voltage	Output	Output
			Voltage	Current
1	$L_P = 100 \mu\text{H}$ $N = 1$	5V	$\pm 10\text{V}$	325 mA
		5V	$\pm 12\text{V}$	275 mA
		5V	$\pm 15\text{V}$	225 mA
		10V	$\pm 10\text{V}$	700 mA
		10V	$\pm 12\text{V}$	575 mA
2	$L_P = 200 \mu\text{H}$ $N = 0.5$	10V	$\pm 15\text{V}$	500 mA
		12V	$\pm 10\text{V}$	800 mA
		12V	$\pm 12\text{V}$	700 mA
		12V	$\pm 15\text{V}$	575 mA
3	$L_P = 250 \mu\text{H}$ $N = 0.5$	15V	$\pm 10\text{V}$	900 mA
		15V	$\pm 12\text{V}$	825 mA
		15V	$\pm 15\text{V}$	700 mA

Table 6. Flyback Transformer Selection Guide

Transformer Type	Manufacturers' Part Numbers		
	AIE	Pulse	Renco
1	326-0637	PE-65300	RL-2580
2	330-0202	PE-65301	RL-2581
3	330-0203	PE-65302	RL-2582

In addition to this bypass cap, a larger capacitor ( $\geq 47 \mu\text{F}$ ) should be used where the flyback transformer connects to the input supply. This will attenuate noise which may interfere with other circuits connected to the same input supply voltage.

### 6. Snubber Circuit

A "snubber" circuit is required when operating from input voltages greater than 10V, or when using a transformer with  $L_P \geq 200 \mu\text{H}$ . This circuit clamps a voltage spike from the transformer primary that occurs immediately after the output switch turns off. Without it, the switch voltage may exceed the 65V maximum rating. As shown in Figure 43, the snubber consists of a fast recovery diode, and a parallel RC. The RC values are selected for switch clamp voltage ( $V_{CLAMP}$ ) that is 5V to 10V greater than  $V_{SW(OFF)}$ . Use the following equations to calculate R and C;

$$C \geq \frac{0.02 \times L_P \times I_{P(PK)}^2}{(V_{CLAMP})^2 - (V_{SW(OFF)})^2}$$

$$R \leq \left( \frac{V_{CLAMP} + V_{SW(OFF)} - V_{IN}}{2} \right)^2 \times \left( \frac{19.2 \times 10^{-4}}{L_P \times I_{P(PK)}^2} \right) \quad (29)$$

Power dissipation (and power rating) of the resistor is;

$$P = \left( \frac{V_{CLAMP} + V_{SW(OFF)} - V_{IN}}{2} \right)^2 / R \quad (30)$$

The fast recovery diode must have a reverse voltage rating greater than  $V_{CLAMP}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# PIC16F883/884/886/887

## 28/40/44-Pin Flash-Based, 8-Bit CMOS Microcontrollers with nanoWatt Technology

### High-Performance RISC CPU:

- Only 35 instructions to learn:
  - All single-cycle instructions except branches
- Operating speed:
  - DC – 20 MHz oscillator/clock input
  - DC – 200 ns instruction cycle
- Interrupt capability
- 8-level deep hardware stack
- Direct, Indirect and Relative Addressing modes

### Special Microcontroller Features:

- Precision Internal Oscillator:
  - Factory calibrated to  $\pm 1\%$
  - Software selectable frequency range of 8 MHz to 31 kHz
  - Software tunable
  - Two-Speed Start-up mode
  - Crystal fail detect for critical applications
  - Clock mode switching during operation for power savings
- Power-Saving Sleep mode
- Wide operating voltage range (2.0V-5.5V)
- Industrial and Extended Temperature range
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Brown-out Reset (BOR) with software control option
- Enhanced low-current Watchdog Timer (WDT) with on-chip oscillator (software selectable nominal 268 seconds with full prescaler) with software enable
- Multiplexed Master Clear with pull-up/input pin
- Programmable code protection
- High Endurance Flash/EEPROM cell:
  - 100,000 write Flash endurance
  - 1,000,000 write EEPROM endurance
  - Flash/Data EEPROM retention: > 40 years
- Program memory Read/Write during run time
- In-Circuit Debugger (on board)

### Low-Power Features:

- Standby Current:
  - 50 nA @ 2.0V, typical
- Operating Current:
  - 11  $\mu$ A @ 32 kHz, 2.0V, typical
  - 220  $\mu$ A @ 4 MHz, 2.0V, typical
- Watchdog Timer Current:
  - 1  $\mu$ A @ 2.0V, typical

### Peripheral Features:

- 24/35 I/O pins with individual direction control:
  - High current source/sink for direct LED drive
  - Interrupt-on-Change pin
  - Individually programmable weak pull-ups
  - Ultra Low-Power Wake-up (ULPWU)
- Analog Comparator module with:
  - Two analog comparators
  - Programmable on-chip voltage reference (CVREF) module (% of VDD)
  - Fixed voltage reference (0.6V)
  - Comparator inputs and outputs externally accessible
  - SR Latch mode
  - External Timer1 Gate (count enable)
- A/D Converter:
  - 10-bit resolution and 11/14 channels
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
- Enhanced Timer1:
  - 16-bit timer/counter with prescaler
  - External Gate Input mode
  - Dedicated low-power 32 kHz oscillator
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Enhanced Capture, Compare, PWM+ module:
  - 16-bit Capture, max. resolution 12.5 ns
  - Compare, max. resolution 200 ns
  - 10-bit PWM with 1, 2 or 4 output channels, programmable "dead time", max. frequency 20 kHz
  - PWM output steering control
- Capture, Compare, PWM module:
  - 16-bit Capture, max. resolution 12.5 ns
  - 16-bit Compare, max. resolution 200 ns
  - 10-bit PWM, max. frequency 20 kHz
- Enhanced USART module:
  - Supports RS-485, RS-232, and LIN 2.0
  - Auto-Baud Detect
  - Auto-Wake-Up on Start bit
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI (all 4 modes) and I<sup>2</sup>C™ Master and Slave Modes with I<sup>2</sup>C address mask

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# PIC16F883/884/886/887

Device	Program Memory	Data Memory		I/O	10-bit A/D (ch)	ECCP/ CCP	EUSART	MSSP	Comparators	Timers 8/16-bit
	Flash (words)	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)							
PIC16F883	4096	256	256	24	11	1/1	1	1	2	2/1
PIC16F884	4096	256	256	35	14	1/1	1	1	2	2/1
PIC16F886	8192	368	256	24	11	1/1	1	1	2	2/1
PIC16F887	8192	368	256	35	14	1/1	1	1	2	2/1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# PIC16F883/884/886/887

## Pin Diagrams – PIC16F883/886, 28-Pin PDIP, SOIC, SSOP

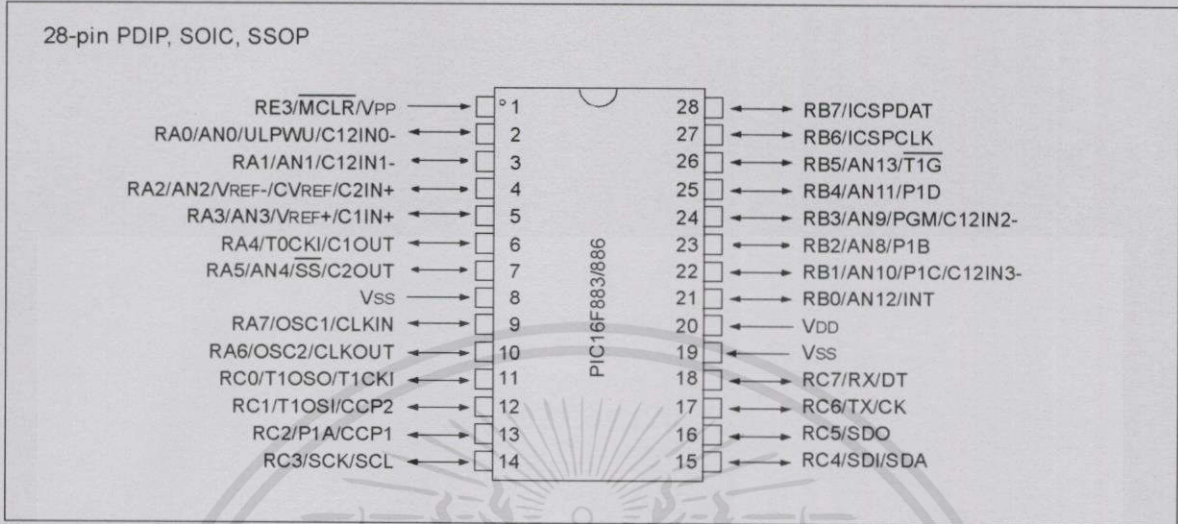


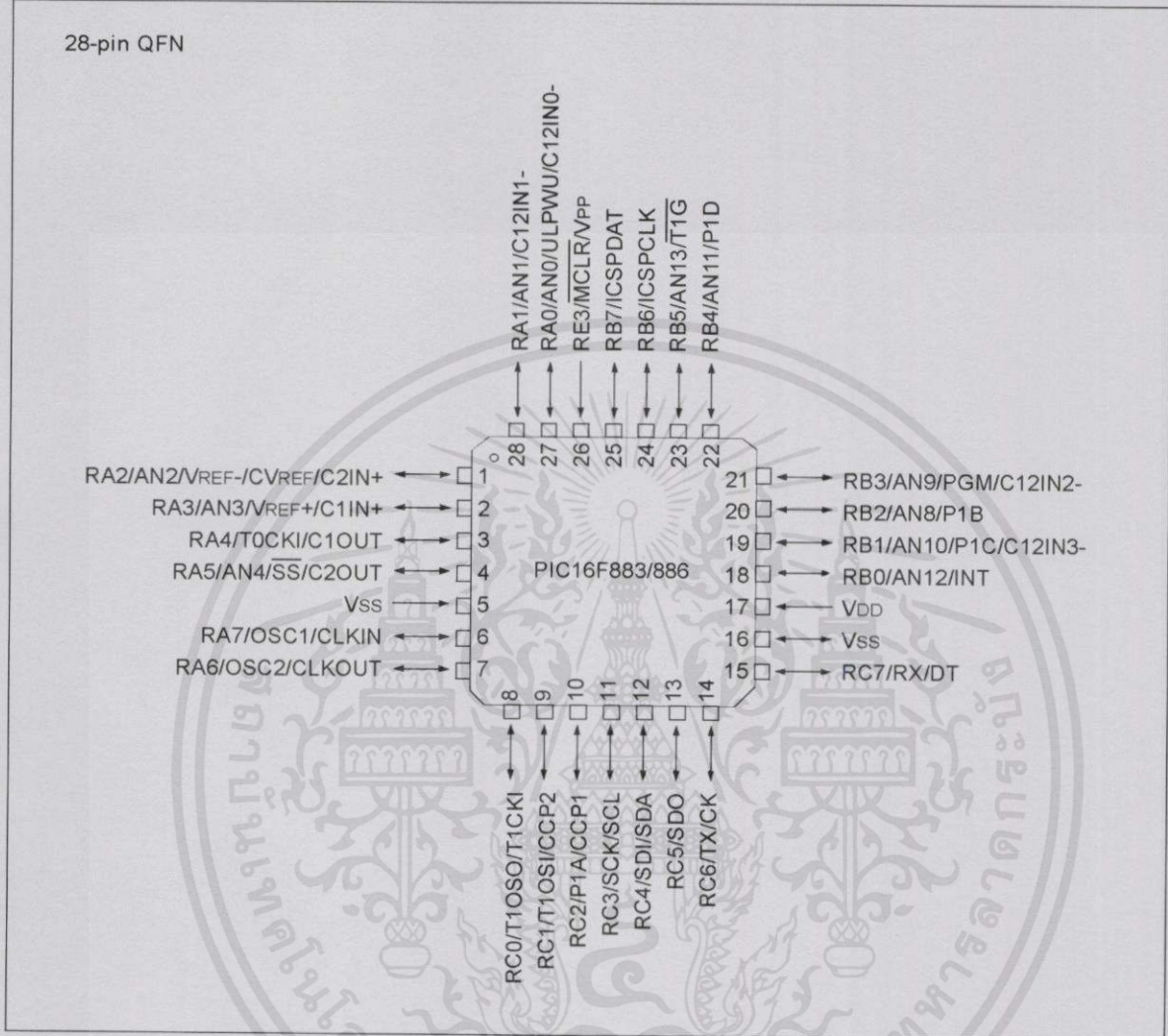
TABLE 1: PIC16F883/886 28-PIN SUMMARY (PDIP, SOIC, SSOP)

I/O	Pin	Analog	Comparators	Timers	ECCP	EUSART	MSSP	Interrupt	Pull-up	Basic
RA0	2	AN0/ULPWU	C12IN0-	—	—	—	—	—	—	—
RA1	3	AN1	C12IN1-	—	—	—	—	—	—	—
RA2	4	AN2	C2IN+	—	—	—	—	—	—	VREF-/CVREF
RA3	5	AN3	C1IN+	—	—	—	—	—	—	VREF+
RA4	6	—	C1OUT	T0CKI	—	—	—	—	—	—
RA5	7	AN4	C2OUT	—	—	—	SS	—	—	—
RA6	10	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC2/CLKOUT
RA7	9	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC1/CLKIN
RB0	21	AN12	—	—	—	—	—	IOC/INT	Y	—
RB1	22	AN10	C12IN3-	—	P1C	—	—	IOC	Y	—
RB2	23	AN8	—	—	P1B	—	—	IOC	Y	—
RB3	24	AN9	C12IN2-	—	—	—	—	IOC	Y	PGM
RB4	25	AN11	—	—	P1D	—	—	IOC	Y	—
RB5	26	AN13	—	T1G	—	—	—	IOC	Y	—
RB6	27	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPCLK
RB7	28	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPDAT
RC0	11	—	—	T1OSO/T1CKI	—	—	—	—	—	—
RC1	12	—	—	T1OSI	CCP2	—	—	—	—	—
RC2	13	—	—	—	CCP1/P1A	—	—	—	—	—
RC3	14	—	—	—	—	—	SCK/SCL	—	—	—
RC4	15	—	—	—	—	—	SDI/SDA	—	—	—
RC5	16	—	—	—	—	—	SDO	—	—	—
RC6	17	—	—	—	—	TX/CK	—	—	—	—
RC7	18	—	—	—	—	RX/DT	—	—	—	—
RE3	1	—	—	—	—	—	—	—	Y <sup>(1)</sup>	MCLR/VPP
—	20	—	—	—	—	—	—	—	—	VDD
—	8	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS
—	19	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS

Note 1: Pull-up activated only with external MCLR configuration.

# PIC16F883/884/886/887

## Pin Diagrams – PIC16F883/886, 28-Pin QFN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# PIC16F883/884/886/887

TABLE 2: PIC16F883/886 28-PIN SUMMARY (QFN)

I/O	Pin	Analog	Comparators	Timers	ECCP	EUSART	MSSP	Interrupt	Pull-up	Basic
RA0	27	AN0/ULPWU	C12IN0-	—	—	—	—	—	—	—
RA1	28	AN1	C12IN1-	—	—	—	—	—	—	—
RA2	1	AN2	C2IN+	—	—	—	—	—	—	VREF-/CVREF
RA3	2	AN3	C1IN+	—	—	—	—	—	—	VREF+
RA4	3	—	C1OUT	TOCKI	—	—	—	—	—	—
RA5	4	AN4	C2OUT	—	—	—	SS	—	—	—
RA6	7	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC2/CLKOUT
RA7	6	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC1/CLKIN
RB0	18	AN12	—	—	—	—	—	IOC/INT	Y	—
RB1	19	AN10	C12IN3-	—	P1C	—	—	IOC	Y	—
RB2	20	AN8	—	—	P1B	—	—	IOC	Y	—
RB3	21	AN9	C12IN2-	—	—	—	—	IOC	Y	PGM
RB4	22	AN11	—	—	P1D	—	—	IOC	Y	—
RB5	23	AN13	—	T1G	—	—	—	IOC	Y	—
RB6	24	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPCLK
RB7	25	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPDAT
RC0	8	—	—	T1OSO/T1CKI	—	—	—	—	—	—
RC1	9	—	—	T1OSI	CCP2	—	—	—	—	—
RC2	10	—	—	—	CCP1/P1A	—	—	—	—	—
RC3	11	—	—	—	—	—	SCK/SCL	—	—	—
RC4	12	—	—	—	—	—	SDI/SDA	—	—	—
RC5	13	—	—	—	—	—	SDO	—	—	—
RC6	14	—	—	—	—	TX/CK	—	—	—	—
RC7	15	—	—	—	—	RX/DT	—	—	—	—
RE3	26	—	—	—	—	—	—	—	Y <sup>(1)</sup>	MCLR/VPP
—	17	—	—	—	—	—	—	—	—	VDD
—	5	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS
—	16	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS

Note 1: Pull-up activated only with external MCLR configuration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## FEATURES

- **Tiny: Two 10-Bit DACs in an 8-Lead MSOP—Half the Board Space of an SO-8**
- **Micropower: 60µA per DAC**  
**Sleep Mode: 1µA for Extended Battery Life**
- **Rail-to-Rail Voltage Outputs Drive 1000pF**
- **Wide 2.7V to 5.5V Supply Range**
- **Double Buffered for Independent or Simultaneous DAC Updates**
- **Reference Range Includes Supply for Ratiometric 0V-to-V<sub>CC</sub> Output**
- **Reference Input Has Constant Impedance over All Codes (260kΩ Typ)—Eliminates External Buffers**
- **3-Wire Serial Interface with Schmitt Trigger Inputs**
- **Differential Nonlinearity:  $\leq \pm 0.75\text{LSB}$  Max**

## APPLICATIONS

- Mobile Communications
- Digitally Controlled Amplifiers and Attenuators
- Portable Battery-Powered Instruments
- Automatic Calibration for Manufacturing
- Remote Industrial Devices

LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

## DESCRIPTION

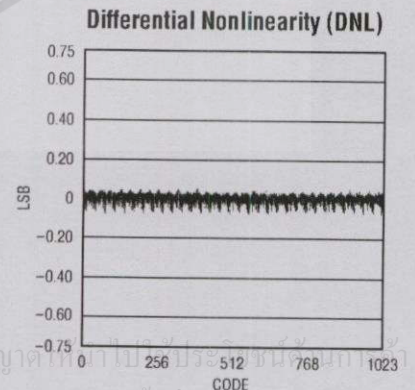
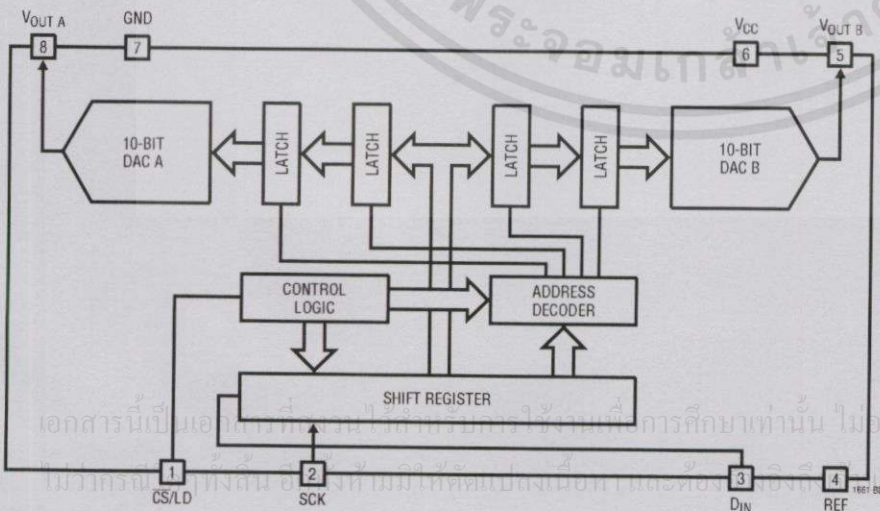
The LTC<sup>®</sup>1661 integrates two accurate, serially addressable, 10-bit digital-to-analog converters (DACs) in a single tiny MS8 package. Each buffered DAC draws just 60µA total supply current, yet is capable of supplying DC output currents in excess of 5mA and reliably driving capacitive loads up to 1000pF. Sleep mode further reduces total supply current to a negligible 1µA.

Linear Technology's proprietary, inherently monotonic voltage interpolation architecture provides excellent linearity while allowing for an exceptionally small external form factor. The double-buffered input logic provides simultaneous update capability and can be used to write to either DAC without interrupting sleep mode.

Ultralow supply current, power-saving sleep mode and extremely compact size make the LTC1661 ideal for battery-powered applications, while its straightforward usability, high performance and wide supply range make it an excellent choice as a general purpose converter.

For additional outputs and even greater board density, please refer to the LTC1660 micropower octal DAC for 10-bit applications. For 8-bit applications, please consult the LTC1665 micropower octal DAC.

## BLOCK DIAGRAM



## OPERATION

### Transfer Function

The transfer function for the LTC1661 is:

$$V_{OUT(DEAL)} = \left( \frac{k}{1024} \right) V_{REF}$$

where  $k$  is the decimal equivalent of the binary DAC input code D9-D0 and  $V_{REF}$  is the voltage at REF (Pin 6).

### Power-On Reset

The LTC1661 positively clears the outputs to zero scale when power is first applied, making system initialization consistent and repeatable.

### Power Supply Sequencing

The voltage at REF (Pin 4) must not ever exceed the voltage at  $V_{CC}$  (Pin 6) by more than 0.3V. Particular care should be taken in the power supply turn-on and turn-off sequences to assure that this limit is observed. See Absolute Maximum Ratings.

### Serial Interface

See Table 1. The 16-bit Input word consists of the 4-bit Control code, the 10-bit Input code and two don't-care bits.

Table 1. LTC1661 Input Word

INPUT WORD															
A3	A2	A1	A0	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	X1	X0
CONTROL CODE				INPUT CODE										DON'T CARE	

After the Input word is loaded into the register (see Figure 1), it is internally converted from serial to parallel format. The parallel 10-bit-wide input code data path is then buffered by two latch registers.

The first of these, the input register, is used for loading new input codes. The second buffer, the DAC register, is used for updating the DAC outputs. Each DAC has its own 10-bit input register and 10-bit DAC register.

By selecting the appropriate 4-bit control code (see Table 2) it is possible to perform single operations, such as loading one DAC or changing power-down status (sleep/wake). In addition, some Control codes perform two or more operations at the same time. For example, one such code loads DAC A, updates both outputs and wakes the part up. The DACs can be loaded separately or together, but the outputs are always updated together.

### Register Loading Sequence

See Figure 1. With  $\overline{CS}/LD$  held low, data on the  $D_{IN}$  input is shifted into the 16-bit shift register on the positive edge of SCK. The 4-bit control code, A3-A0, is loaded first, then the 10-bit Input code, D9-D0, ordered MSB-to-LSB in each case. Two don't-care bits, X1 and X0, are loaded last. When the full 16-bit Input word has been shifted in,  $\overline{CS}/LD$  is pulled high, causing the system to respond according to Table 2. The clock is disabled internally when  $\overline{CS}/LD$  is high. Note: SCK must be low when  $\overline{CS}/LD$  is pulled low.

### Sleep Mode

DAC control code 1110<sub>b</sub> is reserved for the special sleep instruction (see Table 2). In this mode, the digital parts of the circuit stay active while the analog sections are disabled; static power consumption is greatly reduced. The reference input and analog outputs are set in a high impedance state and all DAC settings are retained in memory so that when Sleep mode is exited, the outputs of DACs not updated by the wake command are restored to their last active state.

Sleep mode is initiated by performing a load sequence using control code 1110<sub>b</sub> (the DAC input code D9-D0 is ignored).

To save instruction cycles, the DACs may be prepared with new input codes during Sleep (control codes 0001<sub>b</sub> and 0010<sub>b</sub>); then, a single command (1000<sub>b</sub>) can be used both to wake the part and to update the output values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

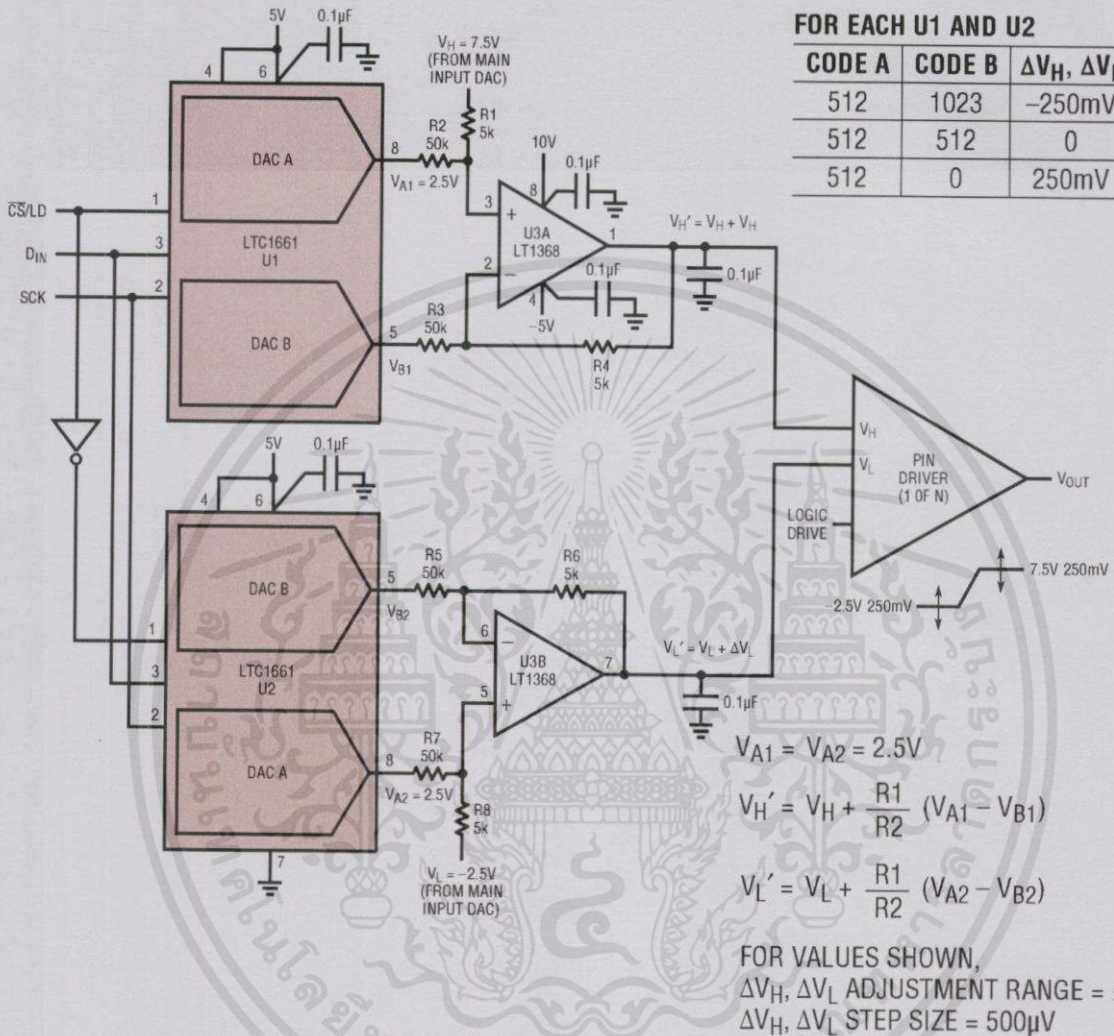


Figure 3. Pin Driver  $V_H$  and  $V_L$  Adjustment in ATE Applications

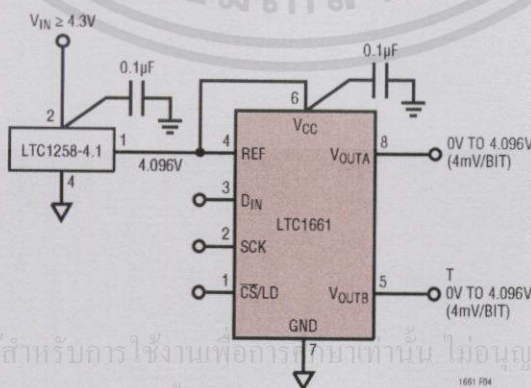


Figure 4. Using the LTC1258 and the LTC1661 in a Single Li-Ion Battery Application

## Power MOSFET

### PRODUCT SUMMARY

$V_{DS}$ (V)	200	
$R_{DS(on)}$ ( $\Omega$ )	$V_{GS} = 10\text{ V}$	1.5
$Q_g$ (Max.) (nC)	8.2	
$Q_{gs}$ (nC)	1.8	
$Q_{gd}$ (nC)	4.5	
Configuration	Single	

### FEATURES

- Dynamic  $dV/dt$  Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC

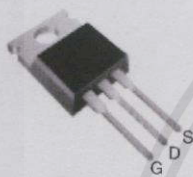

**RoHS\***  
COMPLIANT

### DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220AB package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.

TO-220AB



### ORDERING INFORMATION

Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF610PbF SiHF610-E3
SnPb	IRF610 SiHF610

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	200	V	
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 20$		
Continuous Drain Current	$V_{GS}$ at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	3.3	A
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$		
Pulsed Drain Current <sup>a</sup>	$I_{DM}$	10		
Linear Derating Factor		0.29	$\text{W}/^\circ\text{C}$	
Single Pulse Avalanche Energy <sup>b</sup>	$E_{AS}$	64	mJ	
Repetitive Avalanche Current <sup>a</sup>	$I_{AR}$	3.3	A	
Repetitive Avalanche Energy <sup>a</sup>	$E_{AR}$	3.6	mJ	
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$P_D$	36	W
Peak Diode Recovery $dV/dt$ <sup>c</sup>	$dV/dt$	5.0	V/ns	
Operating Junction and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	- 55 to + 150	°C	
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s	300 <sup>d</sup>		
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	10		lbf · in
		1.1	N · m	

#### Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- $V_{DD} = 50\text{ V}$ , starting  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $L = 8.8\text{ mH}$ ,  $R_g = 25\text{ }\Omega$ ,  $I_{AS} = 3.3\text{ A}$  (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 3.3\text{ A}$ ,  $dI/dt \leq 70\text{ A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq V_{DS}$ ,  $T_J \leq 150\text{ }^\circ\text{C}$ .
- 1.6 mm from case.

ไม่ทำการแก้ไขใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



\* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

# IRF610, SiHF610

Vishay Siliconix



THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	$R_{thJA}$	-	62	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	$R_{thCS}$	0.50	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	$R_{thJC}$	-	3.5	

SPECIFICATIONS ( $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Static</b>						
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{DS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	200	-	-	V
$V_{DS}$ Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}, I_D = 1\text{ mA}$	-	0.30	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 200\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	25	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 160\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 2.0\text{ A}^b$	-	-	1.5	$\Omega$
Forward Transconductance	$g_{fs}$	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 2.0\text{ A}^b$	0.8	-	-	S
<b>Dynamic</b>						
Input Capacitance	$C_{iss}$	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}, \text{ see fig. 5}$	-	140	-	pF
Output Capacitance	$C_{oss}$		-	53	-	
Reverse Transfer Capacitance	$C_{rss}$		-	15	-	
Total Gate Charge	$Q_g$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 3.3\text{ A}, V_{DS} = 160\text{ V}, \text{ see fig. 6 and 13}^b$	-	-	8.2	nC
Gate-Source Charge	$Q_{gs}$		-	-	1.8	
Gate-Drain Charge	$Q_{gd}$		-	-	4.5	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 100\text{ V}, I_D = 3.3\text{ A}, R_g = 24\text{ }\Omega, R_D = 30\text{ }\Omega, \text{ see fig. 10}^b$	-	8.2	-	ns
Rise Time	$t_r$		-	17	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	14	-	
Fall Time	$t_f$		-	8.9	-	
Internal Drain Inductance	$L_D$	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$		-	7.5	-	
<b>Drain-Source Body Diode Characteristics</b>						
Continuous Source-Drain Diode Current	$I_S$	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode 	-	-	3.3	A
Pulsed Diode Forward Current <sup>a</sup>	$I_{SM}$		-	-	10	
Body Diode Voltage	$V_{SD}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_S = 3.3\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}^b$	-	-	2.0	V
Body Diode Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_F = 3.3\text{ A}, dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$	-	150	310	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$		-	0.60	1.4	$\mu\text{C}$
Forward Turn-On Time	$t_{on}$	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S$ and $L_D$ )				

**Notes**

a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).

b. Pulse width  $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้