

การสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวโดยใช้วิธีพีดับเบิลยูเอ็มแบบโวลเทจรีเวอร์ส

SINGLE-PHASE SINUSOIDAL-PWM INVERSION



นายสุริยา รวมสุข รหัส 51381344  
นายอมรินทร์ ทับเกตุ รหัส 51381368

ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์
วันที่รับ..... 4 S.H. 2555
เลขทะเบียน..... 16068728
เลขเรียกหนังสือ..... ปร.
มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ ๕๕๖๙

25๕4


ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์  
ปีการศึกษา 2554

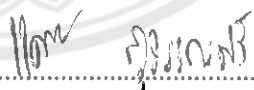


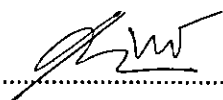
## ใบรับรองปริญญาโท

ชื่อหัวข้อโครงการ การสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวโดยใช้วิธีพีดีบีแอลเอ็มแบบไซน์ซอซด์  
ผู้ดำเนินโครงการ นายสุรียา รวมสุข รหัส 51381344  
นายอมรินทร์ ทับเกตุ รหัส 51381368  
ที่ปรึกษาโครงการ ดร.นิพัทธ์ จันทรมินทร์  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์  
ปีการศึกษา 2554

คณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยราชภัฏนครราชสีมา อนุมัติให้ปริญญาโทฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่ง  
ของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

  
.....ที่ปรึกษาโครงการ  
(ดร.นิพัทธ์ จันทรมินทร์)

  
.....กรรมการ  
(ดร. แททรียา สุวรรณศรี)

  
.....กรรมการ  
(ดร. สุภวรรณ พลพิทักษ์ชัย)

ชื่อหัวข้อโครงการ การสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวโดยใช้วิธีพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ชอยด์  
ผู้ดำเนินโครงการ นายสุรียา รวมสุข รหัส 51381344  
นายอมรินทร์ ทับเกต รหัส 51381368  
ที่ปรึกษาโครงการ ดร.นิพัทธ์ จันทรมินทร์  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์  
ปีการศึกษา 2554

---

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอโครงการเกี่ยวกับการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังเฟสเดียวเพื่อสร้างสัญญาณไซน์จากไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้หลักการพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ชอยด์ซึ่งอาศัยการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์กับสัญญาณคลื่นพาหุรูปสามเหลี่ยม ในโครงการนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการเปรียบเทียบสัญญาณทั้งสองดังกล่าวเพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มซึ่งใช้ควบคุมการสวิตชิงของมอสเฟตกำลังในวงจรแปลงผันกำลังที่สร้างขึ้น ผลการจำลองการทำงานและการทดสอบวงจรแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกันและทำให้ได้สัญญาณไซน์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

**Project title**           Single-Phase Sinusoidal-PWM Inversion  
**Name**                    Mr. Suriya Ruamsuk           ID. 51381344  
                              Mr. Amarin Tubkad           ID. 51381368  
**Project advisor**       Mr. Niphat Jantharamin, Ph.D.  
**Major**                    Electrical Engineering  
**Department**           Electrical and Computer Engineering  
**Academic year**         2011

---

### **Abstract**

This thesis presents a project in which a single-phase converter was designed and constructed in such a way that its output sinusoidal signal was generated from a DC voltage by means of sinusoidal pulse width modulation (SPWM). This technique is achieved by comparing a sine wave reference signal with the triangular wave carrier signal. In this project, the aforementioned comparison was carried out by a microcontroller to generate a PWM signal to control the switching pattern of the MOSFETs in the power circuit of the converter so that an input DC signal would be converted into an AC sinusoidal voltage. Results of the simulation and experiments showed consistency, and so the desired sinusoidal waveform was generated.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความกรุณาเป็นอย่างยิ่งจาก ดร. นิพัทธ์ จันทร์รินทร์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการและให้ความกรุณาในการตรวจทานปริญญาานิพนธ์ในครั้งนี้ทาง คณะผู้ดำเนิน โครงการขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงและขอระลึกถึงความกรุณาของท่านไว้ตลอดไป

ขอขอบคุณคณาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้กับคณะผู้ดำเนินงาน นอกจากนี้ยังต้องขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ที่ให้อุปกรณ์ และเครื่องมือวัดมาใช้งาน จนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้

เหนือสิ่งอื่นใด คณะผู้ดำเนิน โครงการขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ผู้มอบความรัก ความเมตตา สติปัญญา รวมทั้งเป็นผู้ให้ทุกสิ่งทุกอย่างตั้งแต่วัยเยาว์จนถึงปัจจุบัน คอยเป็นกำลังใจทำให้ได้รับความสำเร็จอย่างทุกวันนี้ และขอขอบคุณทุกๆ คนในครอบครัวของคณะผู้ดำเนิน โครงการที่ไม่ได้กล่าวไว้ ณ ที่นี้ด้วย

นายสุริยา รวมสุข  
นายอมรินทร์ ทับเกตุ

# สารบัญ

	หน้า
ใบรับรองปริญญาโท.....	ก
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของ โครงการ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของ โครงการ.....	2
1.3 ขอบเขตของ โครงการ.....	2
1.4 ขั้นตอนและแผนการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจาก โครงการ.....	3
1.6 งบประมาณ.....	3
บทที่ 2 หลักการสร้างสัญญาณไซน์โดยใช้วิธีพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซด์.....	4
2.1 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว.....	4
2.2 วิธีพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซด์.....	5
2.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	7
2.3.1 คุณสมบัติของ ATmega 16.....	7
2.3.2 ขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต.....	10
2.4 ผลของเคด ไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	11
2.5 วงจรขับมอสเฟต.....	15
2.6 มอสเฟตกำลัง.....	15
บทที่ 3 วงจรสร้างสัญญาณไซน์โดยใช้วิธีพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซด์.....	18
3.1 การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว.....	18

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 การออกแบบส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว .....	19
3.2.1 วงจรควบคุม .....	19
3.2.2 วงจรกำลัง .....	23
3.2.3 วงจรกรอง .....	25
3.2.4 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ .....	26
3.3 การประกอบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว .....	27
3.3.1 ตำแหน่งจุดเชื่อมต่อในวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว .....	28
3.3.2 ข้อควรระวังในการประกอบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว .....	28
บทที่ 4 ผลการทดลองและวิเคราะห์ผล .....	29
4.1 รูปคลื่นสัญญาณในวงจรควบคุม .....	29
4.2 รูปคลื่นสัญญาณด้านออกของวงจรกำลัง .....	31
4.3 ฮาร์มอนิกของสัญญาณและการขับโหลด .....	32
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ .....	34
5.1 สรุปผลการดำเนินงาน .....	34
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ .....	34
5.3 แนวทางในการพัฒนาโครงการต่อไป .....	34
เอกสารอ้างอิง .....	35
ภาคผนวก ก โปรแกรมการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม .....	36
ภาคผนวก ข รายละเอียดของไอซีในวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว .....	45
ภาคผนวก ค ลายพิมพ์วงจรการสร้างสัญญาณไซน์โดยใช้วิธีพีคดับเบิลยูเอ็มแบบ ไซนูซอยด์ .....	71
ประวัติผู้ดำเนินโครงการ .....	75

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณไซน์ที่ค่าแรงดันอินพุตต่างๆ .....	33





## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์ .....	4
2.2 ลำดับการสวิตชิง (1 ช่องย่อยห่างกัน 60 องศา).....	5
2.3 ตัวอย่างการสวิตชิงพีคเบิกลูเอ็่มแบบไซนูซอยด์ ที่ค่าดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 0.8 ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ = 1 kHz.....	7
2.4 ส่วนประกอบ ATmega 16.....	9
2.5 ขาพอร์ต AVR ของ ATmega 16 ตัวถึงแบบ PDIP.....	10
2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มคลื่นแบบบริดจ์หนึ่งกิ่ง .....	12
2.7 แรงดันควบคุมเกิดในอุดมคติ .....	13
2.8 แรงดันควบคุมของสวิตซ์ที่ซัดเซบผลของเดดไทม์.....	13
2.9 ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดัน ไฟฟ้าเอาท์พุทมีค่าลดลงเมื่อ $i_A > 0$ .....	13
2.10 ช่วงเวลาเดดไทม์แรงดัน ไฟฟ้าเอาท์พุทมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ $i_A < 0$ .....	13
2.11 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดัน ไฟฟ้าเอาท์พุทรูปไซน์.....	14
2.12 ค่าแรงดัน ไฟฟ้าผิดเพี้ยนเจ็ยจากผลของเดดไทม์.....	14
2.13 ขาพอร์ตวงจรขับมอสเฟต TLP250 .....	15
2.14 มอสเฟตกำลัง: (ก) สัญลักษณ์, (ข) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันในสถานะอยู่ตัว (ค) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันในอุดมคติ .....	16
2.15 สัญลักษณ์และตัวถังของมอสเฟตแบบเอ็นชาแนล .....	17
3.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว .....	18
3.2 วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณรูปไซน์ .....	19
3.3 รูปสัญญาณ ไซน์ที่ได้จากการจำลองวงจร .....	20
3.4 วงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห้รูปสามเหลี่ยม .....	20
3.5 รูปสัญญาณคลื่นพาห้ที่ได้จากการจำลองวงจร .....	21
3.6 วงจรการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ .....	22
3.7 วงจรควบคุมการสร้างสัญญาณ ไซน์เฟสเดียว .....	22
3.8 วงจรมอสเฟตกำลัง.....	23
3.9 วงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลัง.....	24
3.10 วงจรกำลังของวงจรสร้างสัญญาณ ไซน์เฟสเดียว.....	24
3.11 แผนภาพวงจรกรอง.....	25

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 วงจรกรองจากการสร้างขึ้นจริง .....	25
3.13 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ .....	26
3.14 รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรเรียงกระแส .....	26
3.15 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ได้ทำการออกแบบ .....	27
3.16 วงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว .....	27
4.1 รูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิง .....	29
4.2 สัญญาณคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยม .....	30
4.3 สัญญาณรูปคลื่นไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยม .....	30
4.4 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ยังไม่ได้ผ่านวงจรกรอง .....	31
4.5 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรอง .....	31
4.6 ฮาร์มอนิกของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต .....	32
4.7 วงจรสร้างสัญญาณไซน์ขณะขับโหลดแสงสว่างแรงดัน 12 V .....	32

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงการ

ความก้าวหน้าของเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำและไมโครคอนโทรลเลอร์มีส่วนสำคัญในการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ให้มีศักยภาพการทำงานและประสิทธิภาพสูง สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าเข้าและออกเป็นรูปไซน์ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางระหว่างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าและโหลด ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จึงได้รับความสนใจในการนำไปพัฒนาระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดปรับความเร็วรอบ และการนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรม ซึ่งการดำเนินโครงการนี้ได้ศึกษาหลักการการทำงานของอินเวอร์เตอร์และวงจรแปลงผันกำลังเฟสเดียวเพื่อนำองค์ความรู้ไปต่อยอด

ปัจจุบันการสร้างสัญญาณ ไซน์มีมากมายหลายแบบตามการนำไปใช้งาน แนวคิดของการดำเนินโครงการนี้เพื่อศึกษาวิเคราะห์การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ ไซน์เฟสเดียวโดยใช้วิธีพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบ ไซน์ซอซอด์และแปลงสัญญาณไฟฟ้าออกมาให้ใกล้เคียงกับรูปสัญญาณ ไซน์แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปใช้งานกับโหลดต่างๆ เนื่องจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากยิ่งขึ้น และเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ก็ได้จำกัดการใช้งานแต่เฉพาะภายในอาคารเท่านั้น ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถเคลื่อนย้ายได้จึงเป็นสิ่งจำเป็น และสามารถนำวงจรสร้างสัญญาณ ไซน์เฟสเดียวไปประยุกต์เข้ากับการใช้งานอื่นๆ เช่น การเก็บไฟฟ้าสำรองในระบบคอมพิวเตอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ได้รับความนิยมนและเป็นที่แพร่หลายในปัจจุบัน ซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้มากมายตามลักษณะการเขียน โปรแกรม อีกทั้งมีเขียนออกแบบโปรแกรมที่ง่ายและมีประสิทธิภาพสูง สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ตามความต้องการและเหมาะสม เนื่องจากมีหน่วยอินพุตและเอาต์พุตหลายแบบและสามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้

การออกแบบการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังเฟสเดียวเพื่อสร้างสัญญาณ ไซน์โดยใช้วิธีพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบ ไซน์ซอซอด์มักนิยมใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอุปกรณ์ควบคุมการทำงานของวงจรเพื่อให้ควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าและการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นไปตามที่ต้องการ



## 1.5 ประโยชน์ที่รับจากโครงการ

วงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวที่สร้างขึ้นในโครงการนี้สามารถควบคุมการสร้างสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ได้โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ และสามารถนำเอาต์พุตที่ได้ไปใช้งานกับโหลดที่ต้องการควบคุม และยังเป็นแนวทางในการพัฒนาเพื่อสร้างอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมระบบต่างๆ เช่น การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ การควบคุมระบบไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptable power supply: UPS) เป็นต้น

## 1.6 งบประมาณ

1) วงจรควบคุม	1,500 บาท
2) วงจรกำลัง	1,200 บาท
3) วงจรกรอง	800 บาท
4) วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์	1,000 บาท
5) ค่าถ่ายเอกสารและเข้าเล่มปริญญานิพนธ์	1,000 บาท
รวมเป็นเงินทั้งสิ้น (ห้าพันบาทถ้วน)	<u>5,500 บาท</u>
หมายเหตุ: ถัวเฉลี่ยทุกรายการ	

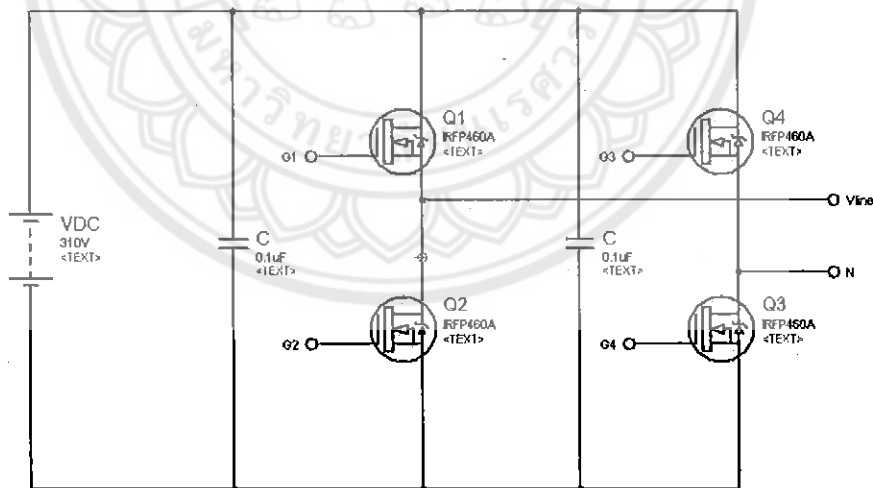
## บทที่ 2

### หลักการสร้างสัญญาณไซน์โดยใช้วิธีพีดับเบิลยูเอ็มแบบไขว้ขอยด์

จากบทนำได้ทราบแล้วว่าอินเวอร์เตอร์ คือ อุปกรณ์เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ อินเวอร์เตอร์ส่งผ่านกำลังไฟจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับโหลดที่ใช้ไฟกระแสสลับซึ่งควบคุมแรงดันและความถี่ได้ และถูกนำไปใช้งานต่างๆ เช่น การเก็บไฟฟ้าสำรองในระบบคอมพิวเตอร์ นำไปพัฒนาสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ปรับความเร็วรอบสำหรับงานอุตสาหกรรมต่างๆ และการนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรม

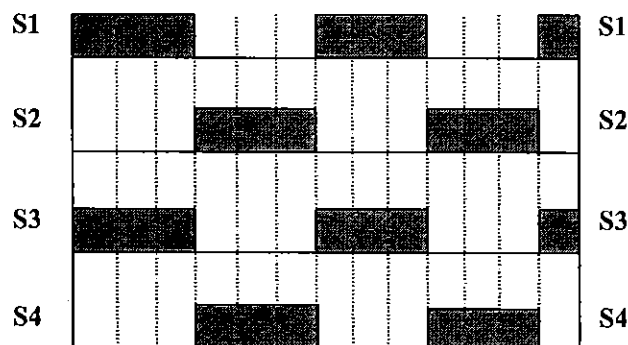
#### 2.1 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเอาท์พุทกระแสสลับนั้นได้จากการปิดและเปิดสวิตช์ในลำดับที่เหมาะสมดังในรูปที่ 2.1 แสดงวงจรสวิตชิง ซึ่งอาจใช้เป็นทรานซิสเตอร์ ไทริสเตอร์ หรือสวิตช์กำลังอื่นได้ ในโครงการนี้ใช้ MOSFET กำลังเป็นอุปกรณ์สวิตชิงเพราะสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้



รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์

ในรูปที่ 2.1 การทำงานของวงจรพบว่า S1 กับ S2 ต้องไม่ทำงานพร้อมกันและ S3 กับ S4 ต้องไม่ทำงานพร้อมกัน เนื่องจากจะทำให้ลัดวงจรที่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ดังนั้นช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์จะสลับกันทำงานดังในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ลำดับการสวิตซิง (1 ช่องย่อยห่างกัน 60 องศา)

ในความเป็นจริงสวิตช์จะไม่เปิดหรือปิดในทันที ดังนั้นในการออกแบบจะต้องออกแบบช่วงเวลาที่เกี่ยวข้องว่า เดดไทม์ (Dead time) เข้าไปด้วยเพื่อความปลอดภัยซึ่งจะกล่าวต่อไป

จากรูปที่ 2.1 และรูปที่ 2.2 สวิตช์ทุกตัวสามารถควบคุมได้ด้วยสัญญาณที่สร้างขึ้นจากการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์กับสัญญาณคลื่นพหุสามเหลี่ยม (กรณีวิธีพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอชด์) โดยสัญญาณที่จะนำไปควบคุมสวิตช์ โดยที่สวิตช์ S1 และ S2 ต้องไม่ทำงานพร้อมกัน [1]

## 2.2 วิธีพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอชด์

การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบไซน์ซอชด์ (Sinusoidal pulse-width modulation: SPWM) ใช้หลักการนำรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพหุสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่สวิตซิงที่ได้ออกแบบไว้ โดยที่ค่าอัตราการมอดูเลตทางแอมพลิจูด หมายถึงค่าอัตราส่วนของค่ายอดของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์เทียบกับค่ายอดของสัญญาณคลื่นพหุสามเหลี่ยม ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปคลื่นสัญญาณควบคุมได้ดังนี้

$$V_{control} = \hat{V}_{control} \sin(\omega t) \quad \text{เมื่อ } 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.1)$$

โดยที่

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $\hat{V}_{control}$

คือ ค่ายอดของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์

$\hat{V}_{tri}$

คือ ค่ายอดของสัญญาณคลื่นพหุสามเหลี่ยม

โดยที่ค่าอัตราการมอดูเลตความถี่ คือ ค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้กับความถี่ของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ซึ่งจะนิยามโดยใช้ตัวแปร  $m_f$  จะได้ว่า

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} \quad (2.3)$$

เมื่อ  $f_{control}$  คือ ความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณรูปไซน์ หรือความถี่มูลฐานทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

$f_{tri}$  คือ ความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณคลื่นพาห้หรือความถี่ของการสวิตชิง

ในการออกแบบทำได้โดยการเลือกค่า  $m_f$  ที่เหมาะสมซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

1) กรณีที่ออกแบบโดยให้ค่า  $m_f$  ต่ำๆ ( $m_f \leq 21$ ) จะต้องทำการเลือกค่า  $m_f$  เป็นเลขคี่เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดฮาร์มอนิกลำดับคู่ขึ้น

2) กรณีที่  $m_f$  มีค่าสูง ( $m_f > 21$ ) ผลจากการเลือกใช้ชิง โครนัสพีดับเบิลยูเอ็มจะมีน้อย จึงอาจใช้การสวิตชิงแบบอะซิง โครนัสพีดับเบิลยูเอ็มแทนได้

ในการพิจารณาสัญญาณเอาท์พุทแรงดันที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่าน คือ ย่านมอดูเลชันเชิงเส้น ( $m_a \leq 1$ ) เป็นย่านที่แรงดันเอาท์พุทแปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าดัชนีมอดูเลชันแอมพลิจูด โดยที่ค่าแรงดันสายเอาท์พุทมีค่าประมาณดังสมการต่อไปนี้

$$V_{LL,rms} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \quad (2.4)$$

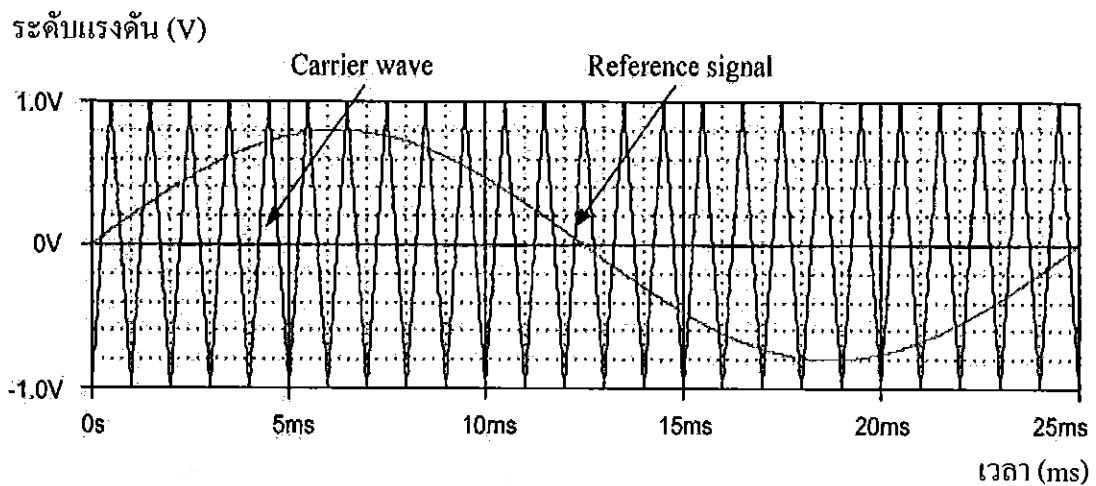
เมื่อค่า  $V_d$  เป็นค่าระดับแรงดันวงจรเชื่อมโยงไฟกระแสดตรง

จากสมการที่ (2.4) สามารถเขียนได้เป็นค่าประมาณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{LL,rms} \approx 0.612 m_a V_d \quad (2.5)$$

ย่านโอเวอร์มอดูเลชัน ( $m_a > 1$ ) เป็นย่านที่แรงดันเอาท์พุทไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าดัชนีมอดูเลชันแอมพลิจูดซึ่งโดยส่วนมากแล้วมันจะไม่นำย่านนี้ไปใช้งานตัวอย่างของลักษณะของการสวิตชิงพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซนูซอยด์แสดงไว้ดังรูปที่ 2.3 ข้อดีของการสวิตชิงแบบนี้คือสามารถลดขนาดฮาร์มอนิกลำดับต่ำได้ ทำให้ความเพี้ยนของรูปคลื่นลดน้อยลง แต่มีข้อเสียคือให้ค่าองค์ประกอบเอาท์พุทของความถี่มูลฐานน้อยลง [1]





รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสวิตชิงพีคัมเบิลยูเอ็มแบบไซนูซอยด์ ที่ค่าดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 0.8 ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ = 1 kHz

## 2.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

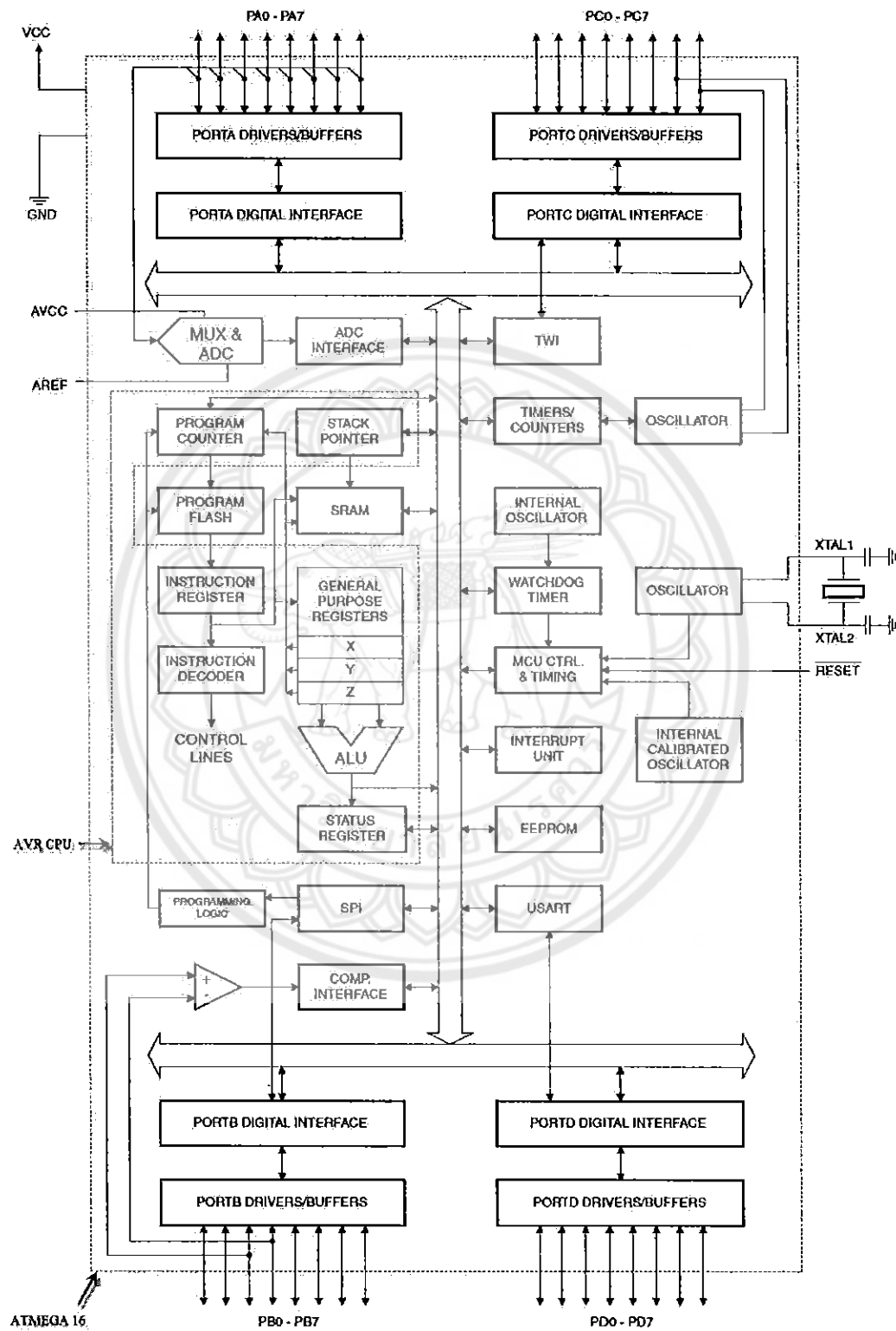
ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) AVR เป็นหนึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ผลิตโดยบริษัท ATMEGA ซึ่งเป็นผู้นำทางด้านไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 AVR จัดเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลใหม่จาก ATMEGA โดยการลดชุดของคำสั่ง (Reduced instruction set computer: RISC) ซึ่งเป็นหนึ่งในคำสั่งการทำงานโดยจะใช้สัญญาณนาฬิกาเพียง 1 ลูกคลื่น (Instructions in a single clock cycle) จึงเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีประสิทธิภาพและความสามารถสูง แบ่งออกเป็นหลายอนุกรม ในแต่ละอนุกรมยังแบ่งออกเป็นหลายหมายเลขเพื่อรองรับความต้องการที่แตกต่างของผู้ใช้งาน ในขณะที่ยังคงมีประสิทธิภาพเท่ากัน สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ที่จะใช้ในโครงการนี้ คือหมายเลข ATMEGA 16 โดยมีรายละเอียดและคุณสมบัติภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ ATMEGA 16 แสดงดังในรูปที่ 2.4 [2]

### 2.3.1 คุณสมบัติของ ATMEGA 16

- สถาปัตยกรรมภายในถูกออกแบบให้ใช้สถาปัตยกรรมแบบการสร้างสถาปัตยกรรมของคอมพิวเตอร์โดยการลดชุดของคำสั่ง
- มีคำสั่งในการควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์จำนวน 131 คำสั่งโดยมีความเร็วในการประมวลผล 1 คำสั่งต่อ 1 สัญญาณนาฬิกา (1 MIPS/MHz)
- มีเรจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปขนาด 8 บิต 32 ตัว

- ความเร็วในการทำงาน 1 MIPS ต่อ MHz และมากถึง 16 MIPS เมื่อใช้ความเร็วระบบที่ 16 MHz (ความสามารถในการใช้งานความเร็วสัญญาณนาฬิกาขึ้นอยู่กับหมายเลข AVR ที่เราเลือกใช้งาน)
- หน่วยความจำรอม (Read only memory: ROM) (มีโหมคป้องกันหน่วยความจำ) ขนาด 16 kbytes สามารถเขียนและลบโปรแกรมได้ 10,000 ครั้ง
- หน่วยความจำข้อมูลแบบอีอีพีรอม (Electrically erasable programmable read-only memory: EEPROM) ขนาด 512 bytes มีโหมคป้องกันหน่วยความจำ สามารถเขียนและลบโปรแกรมได้ 10,000 ครั้ง
- หน่วยความจำข้อมูลแบบแอสแรม (Static random access memory: SRAM) ซึ่งมีขนาด 1 kbytes
- ตัวนับเวลาและตัวนับสัญญาณทั้งแบบ 8 บิตและ 16 บิต พร้อมวงจรรักษาความถี่
- มีระบบตรวจสอบความผิดพลาดในการทำงานของซอฟต์แวร์ (Watchdog timer with on-chip oscillator: WTOCO)
- โมดูลสร้างสัญญาณพัลส์เบิดยูเอ็ม (Pulse width modulator : PWM) จำนวน 4 ช่อง
- มีโมดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to digital converters: ADC) ขนาด 10 บิต มากถึง 8 ช่อง
- โมดูลเปรียบเทียบแรงดันแอนะล็อก (Analog comparator)
- การสื่อสารข้อมูลอนุกรมมีทั้งแบบเชื่อมต่อรับและส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (Universal asynchronous receiver transmitter: UART) หรือการเชื่อมต่อรับและส่งข้อมูลแบบอนุกรม (Recommended standard 232: RS232)
- พอร์ตอินพุตและเอาต์พุตขึ้นอยู่กับหมายเลข AVR ที่เลือกใช้งาน ซึ่งมีตั้งแต่ 8 ขา จนมากกว่า 100 ขา (ATMega 16 มีขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต 32 ขา)
- แรงดันไฟเลี้ยงและความเร็วในการทำงานขึ้นอยู่กับหมายเลข AVR ที่เลือกใช้ [2]

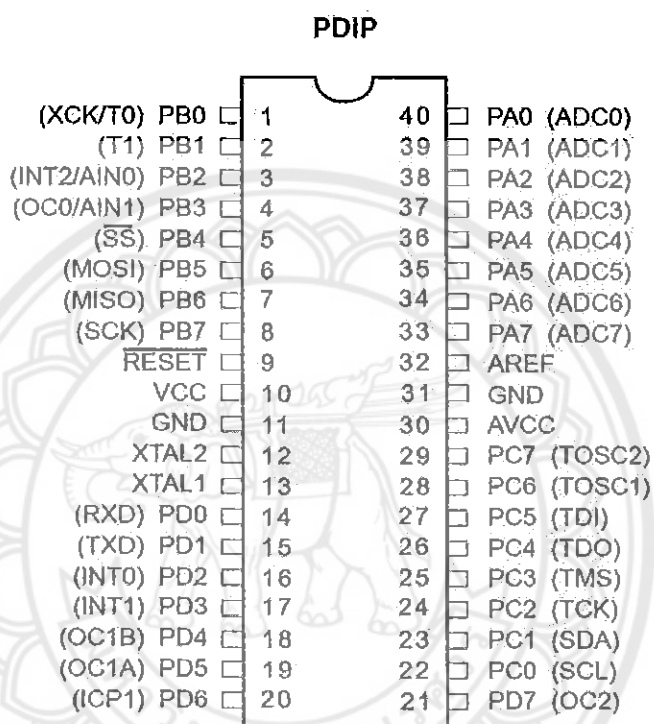
รายละเอียดและคุณสมบัติภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ ATmega 16 แสดงดังในรูปที่ 2.4 [2]



รูปที่ 2.4 ส่วนประกอบ ATmega 16

### 2.3.2 ขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต (I/O ports)

ขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ ATmega 16 มีจำนวน 40 ขา โดยแบ่งเป็นขาพอร์ตอินพุตอิสระจำนวน 32 ขา ประกอบไปด้วย PA, PB, PC และ PD ขนาด 8 บิต และขาพอร์ตที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแอนะล็อกจำนวน 2 ขาพอร์ต คือ AREF และ AVCC โดยรายละเอียดของพอร์ตทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 2.5 [2]



รูปที่ 2.5 ขาพอร์ต AVR ของ ATmega 16 ตัวถังแบบ PDIP

โดยที่มีรายละเอียดในแต่ละขาพอร์ตดังนี้

- Port A (PA0-PA7) เป็นขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตดิจิทัล กำหนดการพูลอัพภายในขาพอร์ตได้ (Internal pull-up register) และสามารถใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตสัญญาณแอนะล็อก (A/D Converter) ได้
- Port B (PB0-PB7) เป็นขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต กำหนดการพูลอัพภายในขาพอร์ตได้ และเป็นขาพอร์ตหน้าที่พิเศษ เช่น ขาสำหรับการ โปรแกรมชิพ และขาสัญญาณนาฬิกาภายนอก เป็นต้น
- Port C (PC0-PC7) เป็นขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตดิจิทัล กำหนดการพูลอัพภายในขาพอร์ตได้ และเป็นขาพอร์ตหน้าที่พิเศษ เช่น ขาเชื่อมต่อดีบั๊กและโปรแกรมด้วยการเชื่อมต่อแบบ JTAG เป็นต้น

- Port D (PD0-PD7) เป็นขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตดิจิทัล กำหนดการพูลอัพภายในขาพอร์ตได้ และเป็นขาพอร์ตหน้าที่พิเศษ เช่น ขาเชื่อมต่อพอร์ตคอนโทรลและขาอินเตอร์รัปต์เนื่องจากสัญญาณภายนอก เป็นต้น
- VCC ขาแรงดันไฟตรง
- GND ขากราวด์
- RESET ขารีเซตวงจร
- XTAL 1 ขาต่อคริสตอล ออสซิลเลเตอร์ ช่องที่ 1 ด้านอินพุต
- XTAL 2 ขาต่อคริสตอล ออสซิลเลเตอร์ ช่องที่ 2 ด้านเอาต์พุต
- AVCC ขาแรงดันสำหรับพอร์ต A และ โมดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล
- AREF ขาแรงดันแอนะล็อกอ้างอิงสำหรับให้โมดูลแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกเป็นดิจิทัล [2]

## 2.4 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

ในทางปฏิบัติในกิ่งใดๆ ของอินเวอร์เตอร์สวิตช์ตัวบนและสวิตช์ตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องการช่วงเวลาที่ยาวขึ้นที่สวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสก่อนที่จะสวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งจะเปลี่ยนสถานะเพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างสับวาทกับบัสลบ ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวนี้เรียกว่า เดดไทม์ (Dead time หรือ Blanking time) โดยเวลาเดดไทม์จะต้องมีความเหมาะสม คือหากมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้มีโอกาสในการเกิดการลัดวงจรได้ง่าย หรือถ้าหากมีค่ามากเกินไป อาจจะทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไป

สวิตช์ที่มีความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะคือมีช่วงเวลาในการนำกระแสและเริ่มหยุดการนำกระแสสั้นๆ (เป็นหลักสิบของนาโนวินาที) เช่น สวิตช์ที่เป็นมอสเฟตจะมีค่าเดดไทม์น้อยๆ เช่น 1-2  $\mu\text{s}$  ส่วนสวิตช์ที่เป็นไทรสเตอร์ มักต้องการค่าเดดไทม์ที่มากกว่า ทั้งนี้เพราะช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการนำกระแสที่มากกว่า ดังนั้นเดดไทม์จึงขึ้นอยู่กับชนิดของสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่เลือกใช้

วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มคลื่นแบบบริดจ์หนึ่งกิ่งแสดงดังรูปที่ 2.6 โดยมีสัญญาณแรงดันควบคุมเกิดในอุดมคติแสดงดังรูปที่ 2.7 แรงดันควบคุมของสวิตช์ที่ซดเซพผลของเดดไทม์แสดงดังรูปที่ 2.8 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แสดงด้วยหลักการง่ายๆคือ การควบคุมทุกๆ ขาลงของแรงดันควบคุมเกิดให้คงที่และทุกๆ ขาขึ้นให้หน่วงเวลาไปเท่ากับเดดไทม์

เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน แรงดัน ไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในช่วงเดดไทม์ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสไหล [1] กล่าวคือ

เมื่อกระแสไหลไฟฟ้าที่ไหลเป็นบวก ( $i_A$ ) มีทิศทางไหลออกจากจุด A ในรูปที่ 2.9 หากเป็นโหนดความเหนี่ยวนำและตัวต้านทานร่วมกัน เมื่อ  $i_A > 0$  ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าลดลงเพราะไดโอด  $D_{A-}$  นำกระแส ทำให้  $V_{AN}$  ลดลงเป็นศูนย์เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ส่งผลให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ  $V_{AN}$  ลดลง

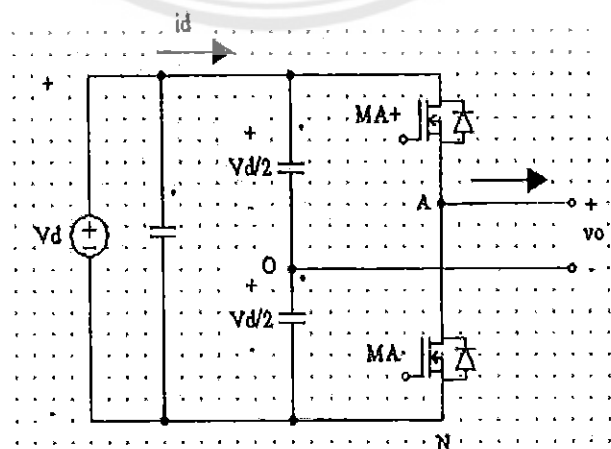
เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลเป็นลบ ( $i_A$ ) มีทิศทางการไหลเข้าหาจุด A ในรูปที่ 2.10 เมื่อ  $i_A < 0$  ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นเพราะไดโอด  $D_{A+}$  นำกระแส ทำให้  $V_{AN}$  มีค่าเป็น  $+V_d$  เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของ  $V_{AN}$  มีค่าเพิ่มขึ้น

ค่าแรงดัน ไฟฟ้าผิดเพี้ยนมีค่าเท่ากับแรงดัน ไฟฟ้าในอุดมคติลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจริง แสดงดังรูปที่ 2.11 โดยมีค่าดังสมการที่ (2.6) และ (2.7) ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าค่า เดดไทม์ที่มากมีผลทำให้แรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไป

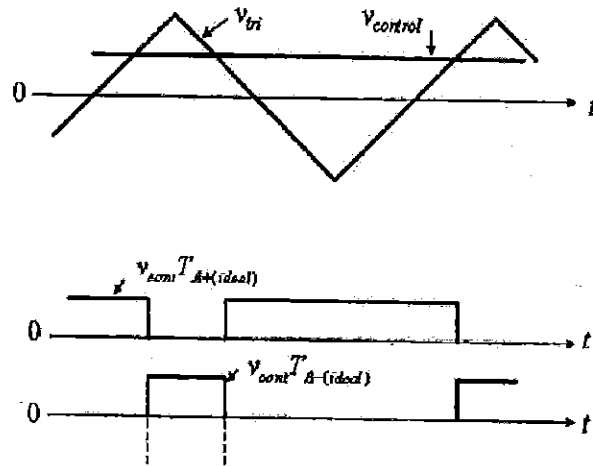
$$V_e = (V_{AO})_{ideal} - (V_{AO})_{actual} \quad (2.6)$$

$$V_e = \pm \frac{2 \cdot (\text{deadtime})}{T_s} \cdot V_d \quad (2.7)$$

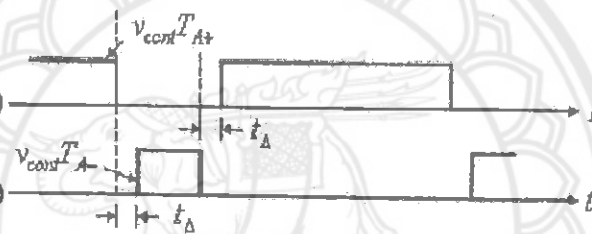
เดดไทม์มีข้อดี คือการทำหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ แต่หากมีค่าเดดไทม์มากเกินไปจะมีผลต่อรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต โดยขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกระแสไหล ข้อเสียของเดดไทม์ คือการเกิดฮาร์โมนิกที่ความถี่รอบข้างของความถี่สวิตชิง และความถี่ฮาร์โมนิกที่ความถี่ต่ำ อันเป็นผลเสียต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์



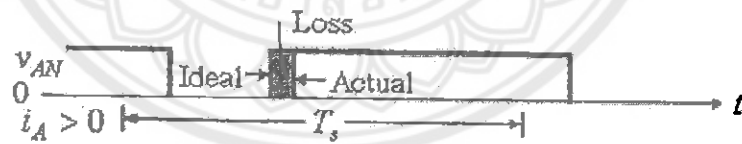
รูปที่ 2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มคลื่นแบบบริดจ์หนึ่งกิ่ง



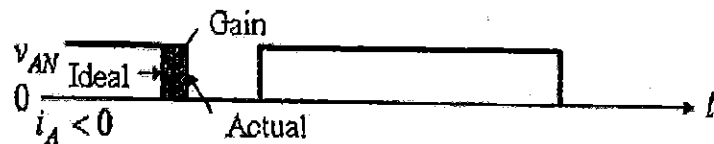
รูปที่ 2.7 แรงดันควบคุมเกิดในอุดมคติ



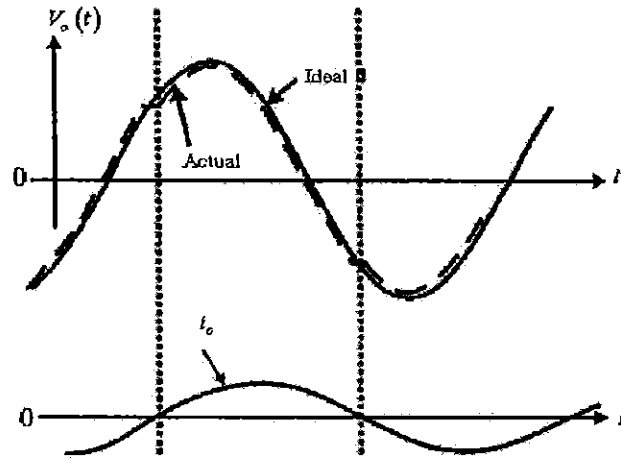
รูปที่ 2.8 แรงดันควบคุมของสวิตช์ที่ชดเชยผลของเดดไทม์



รูปที่ 2.9 ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าลดลงเมื่อ  $i_A > 0$

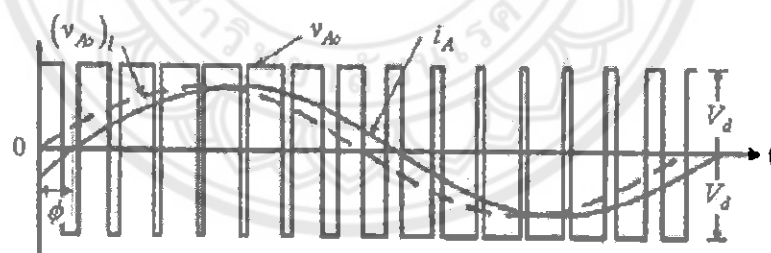


รูปที่ 2.10 ช่วงเวลาเดดไทม์แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ  $i_A < 0$

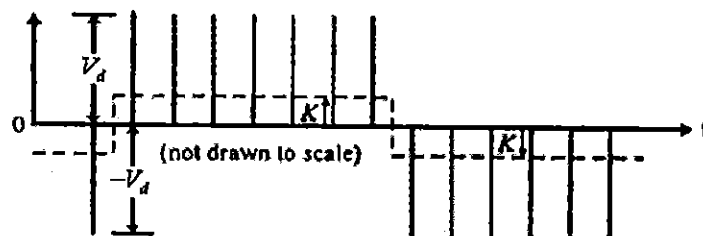


รูปที่ 2.11 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตรูปไซน์

จากรูปที่ 2.11 คลื่นรูปไซน์ในอุดมคติแสดงด้วยเส้นทึบและคลื่นรูปไซน์ในทางปฏิบัติแสดงด้วยเส้นประ จะเห็นว่าในช่วงเวลาที่กระแสเป็นบวกดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ก) คลื่นรูปไซน์เส้นประมีค่าน้อยกว่าเส้นทึบ ในช่วงเวลาที่กระแสเป็นลบ รูปคลื่นไซน์เส้นประจะมีค่ามากกว่าเส้นทึบ เปรียบเสมือนการนำค่าเฉลี่ยรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมาลบออกจากรูปคลื่นในอุดมคติเมื่อกระแสเป็นบวกและนำค่าเฉลี่ยรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมาบวกเข้าไปในรูปคลื่นในอุดมคติ เมื่อกระแสเป็นลบค่าแรงดันไฟฟ้าผิดเพี้ยนมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจริงดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ข) [1]



(ก)



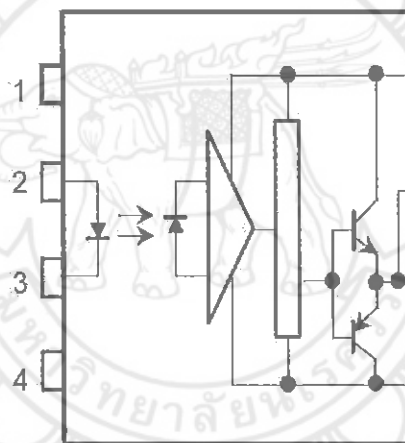
(ข)

รูปที่ 2.12 ค่าแรงดันไฟฟ้าผิดเพี้ยนเฉลี่ยจากผลของเดดไทม์



## 2.5 วงจรขับมอสเฟต

วงจรขับมอสเฟต (Mofset drive circuit) เป็นส่วนขยายสัญญาณเพื่อนำไปควบคุมการเปิดและปิดของมอสเฟต ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่สำคัญคือ TLP250 เป็นไอซีสำหรับขับเกตของมอสเฟตกำลัง TLP250 โดยนำสัญญาณเอาต์พุตจากแผงควบคุมเข้าอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง (Opto-isolator) โดยไม่เกิดกำลังสูญเสียที่หน้าผิวสัมผัส โดยใช้หลักการของแสงเป็นตัวสวิตช์เกตเพื่อขับมอสเฟตกำลังในการเปิดและปิด [3] ต่อไปในโครงการนี้ใช้มอสเฟตกำลังหมายเลข IRFP460A ( $I = 20\text{ A}$ ,  $V = 500\text{ V}$ ) มีหน้าที่เป็นสวิตช์กำลัง ซึ่ง IRFP460A สามารถทนกระแสสูงและมีความเร็วสูงในการเปิดและปิด ซึ่งในการเปิดและปิดของมอสเฟตกำลังจะอาศัยสัญญาณจากเคดใหม่โดยแปลงสัญญาณกลับและเลื่อนสัญญาณทำให้มอสเฟตกำลังไม่เปิดและปิดพร้อมกัน [4] ขาพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต (I/O ports) ของ ไอซี TLP250 แสดงดังรูปที่ 2.13



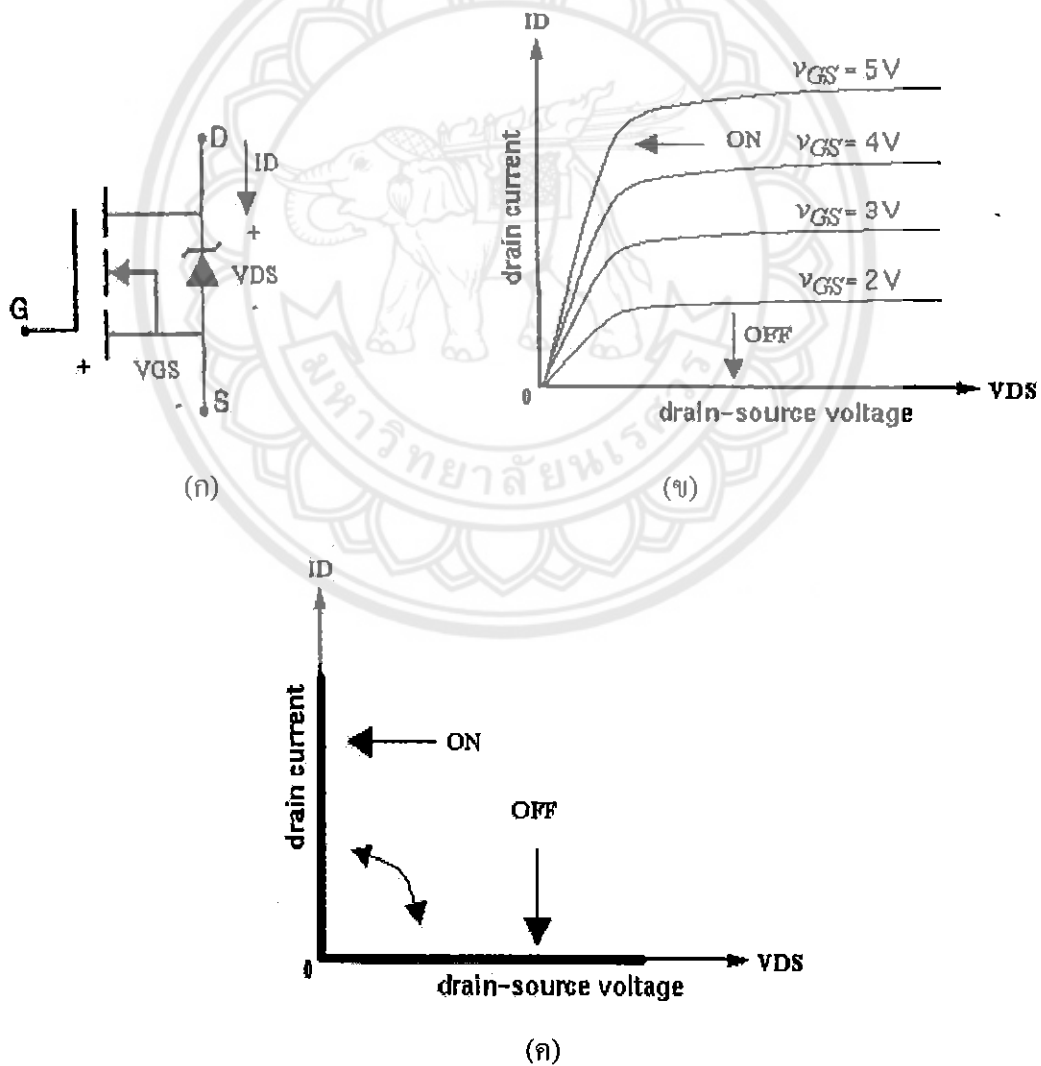
รูปที่ 2.13 ขาพอร์ตวงจรถับมอสเฟต TLP250

## 2.6 มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลัง (Metal oxide semiconductor field effect transistor: MOSFET) ที่นิยมใช้กันในอิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นชนิดเอ็นชาแนล (N-channel) สัญลักษณ์ของมอสเฟตกำลังคุณลักษณะของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัวและคุณลักษณะของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติของมอสเฟตแสดงดังรูปที่ 2.14 เมื่อต้องการให้มอสเฟตนำกระแสอย่างต่อเนื่อง ต้องทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส ( $V_{GS}$ ) อย่างต่อเนื่อง ช่วงเวลาการสวิตชิงของมอสเฟตกำลังมีค่าอยู่ระหว่างหลักสองของนาโนวินาทีถึงร้อยนาโนวินาที ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดและขนาดพิกัดของมอสเฟตกำลัง

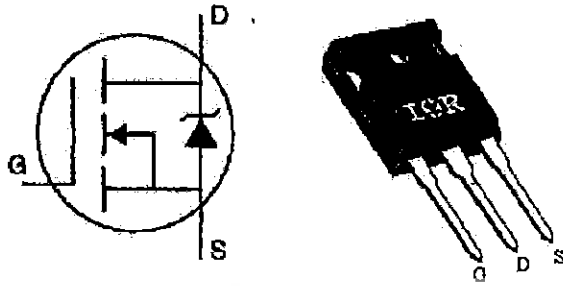
ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส  $R_{DS(on)}$  ขึ้นอยู่กับพิกัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า หากทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงจะยิ่งทำให้ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมีค่ามากขึ้น ซึ่งมีผลต่อกำลังสูญเสียขณะนำกระแส (Conduction losses) เช่น มอสเฟตกำลังมีค่าพิกัดทำงานของแรงดันไฟฟ้าที่ 1,000 V และมีค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมากกว่า มอสเฟตกำลังมีค่าพิกัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้าที่ 200 V ดังนั้นความสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลังที่ทนได้ 1,000 V มีค่ามากกว่าในกรณีมอสเฟตกำลังที่ทนแรงดันไฟฟ้าได้ 200 V

ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสเฟตกำลัง มีค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นบวก หมายความว่าเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นความต้านทานจะมากขึ้น มอสเฟตกำลังสามารถนำมาต่อขนานกันได้ง่ายเมื่อต้องการใช้งานที่กระแสไฟฟ้าสูงขึ้น ทั้งนี้มอสเฟตกำลังที่นำมาต่อขนานกันต้องมีคุณสมบัติต่างๆ เหมือนกันมากที่สุด [1]



รูปที่ 2.14 มอสเฟตกำลัง: (ก) สัญลักษณ์, (ข) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันในสถานะอยู่ตัว (ค) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันในอุดมคติ

ในปัจจุบันมอสเฟตมีค่าพิ้งการทำงานของแรงดันไฟฟ้าได้มากกว่า 1,000 V แต่มีพิ้งการกระแสไม่เกิน 100 A แต่จุดเด่นของมอสเฟตคือความถี่สวิตซิงมีค่ามาก (หลักหลายร้อยกิโลเฮิรตซ์) รูปร่างโดยทั่วไปของมอสเฟตแสดงดังรูปที่ 2.15 [1]



รูปที่ 2.15 สัญลักษณ์และตัวถังของมอสเฟตแบบเอ็นชาแนล



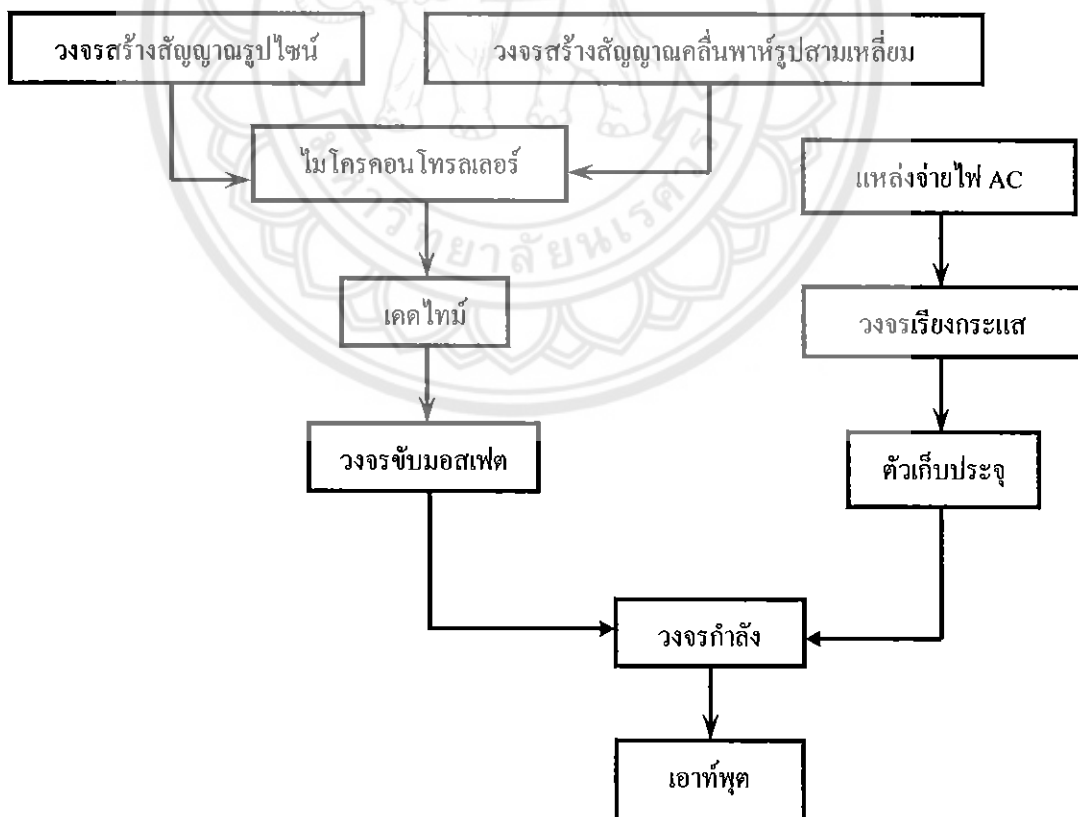
### บทที่ 3

## วงจรสร้างสัญญาณไซน์โดยใช้วิธีพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซด์

จากการศึกษาทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวซึ่งจะประกอบด้วยวงจรควบคุมและวงจรกำลัง ดังนั้นในบทนี้เป็นการอธิบายเกี่ยวกับกระบวนการสร้างวงจรควบคุมและวงจรกำลังของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว เพื่อสร้างสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์โดยใช้วิธีพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซด์

### 3.1 การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

ขั้นตอนการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวที่สร้างขึ้นในโครงการนี้สามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

จากรูปที่ 3.1 เราสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์และสัญญาณคลื่นพาทรูปสามเหลี่ยมเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซด์ ซึ่งสัญญาณที่ออกมาจะถูกนำไปเข้าส่วนของเคดไทม์เพื่อหน่วงเวลาการทำงานเพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจรของมอสเฟตในกิ่งเดียวกัน หลังจากนั้นจะนำสัญญาณไปเข้าวงจรขับมอสเฟตเพื่อควบคุมการสวิตชิงของมอสเฟตในวงจรกำลัง โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมาจากวงจรเรียงกระแสแล้วผ่านตัวเก็บประจุเพื่อให้แรงดันมีสัญญาณเรียบมากขึ้นก่อนป้อนเป็นอินพุตของวงจรกำลังซึ่งเป็นส่วนของการแปลงแรงดันให้มีเอาท์พุตเป็นไฟกระแสสลับ

### 3.2 การออกแบบส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

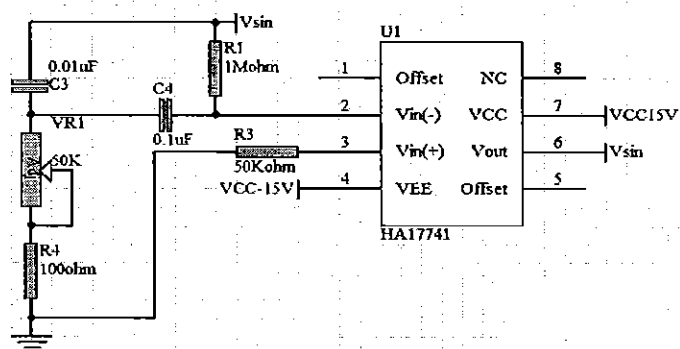
ในการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวนั้นได้แบ่งส่วนประกอบหลักของวงจรเป็น 4 ส่วน คือ วงจรควบคุม วงจรกำลัง วงจรกรอง และวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

#### 3.2.1 วงจรควบคุม

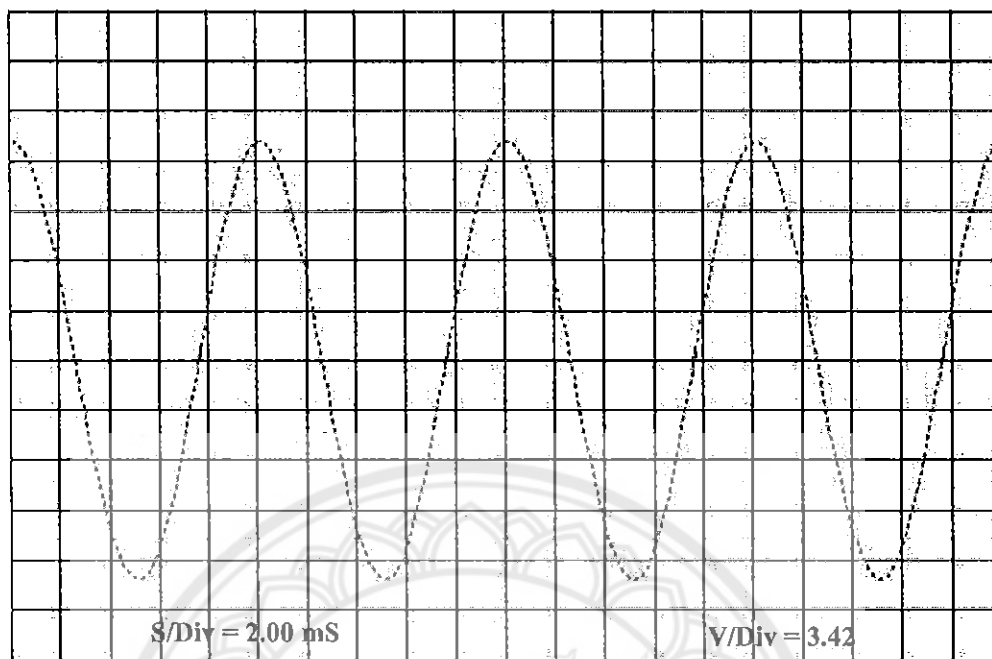
วงจรควบคุมเป็นส่วนสำคัญในการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มไปควบคุมการสวิตชิงของมอสเฟตกำลังทำให้เอาท์พุตที่ออกมาเป็นไปตามความต้องการ โดยออกแบบให้วงจรควบคุมประกอบด้วย 3 วงจรหลัก คือ วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ วงจรสร้างสัญญาณรูปคลื่นพาท และวงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

##### ก) วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์

ในการออกแบบการสร้างสัญญาณรูปไซน์ได้ใช้ไอซีหมายเลข HA17741 ดังรูปที่ 3.2 เพื่อสร้างสัญญาณรูปไซน์ออกมาเป็นสัญญาณอ้างอิงแล้วนำเข้าสู่ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยรูปของสัญญาณ ไซน์จากการจำลองวงจรของ ไอซี HA17741 เป็นดังรูปที่ 3.3



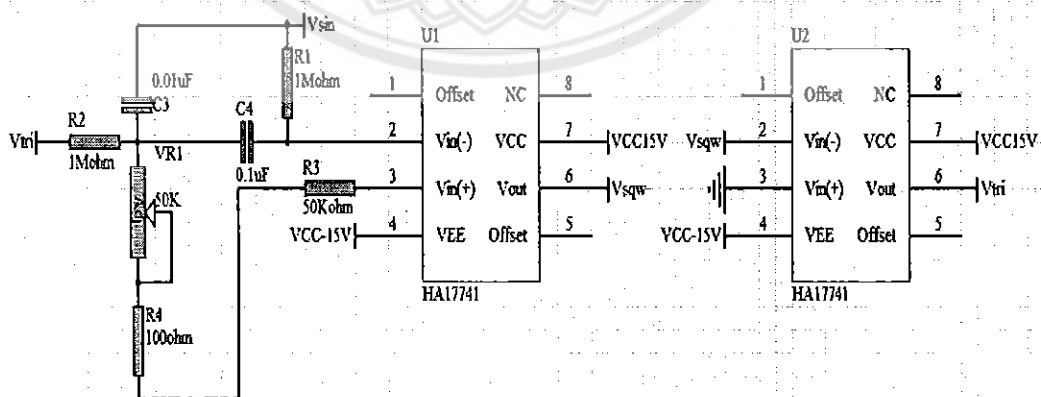
รูปที่ 3.2 วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณรูปไซน์



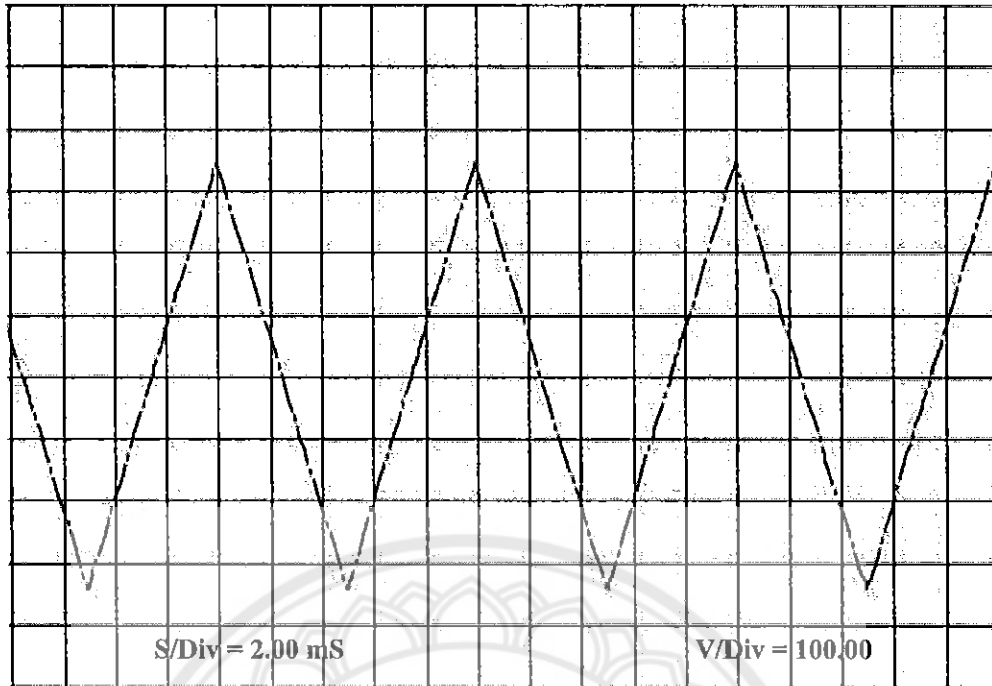
รูปที่ 3.3 รูปสัญญาณไซน์ที่ได้จากการจำลองวงจร

ข) วงจรสร้างสัญญาณคลื่นพารูปสามเหลี่ยม

การสร้างสัญญาณคลื่นพารูปสามเหลี่ยมนั้นได้ใช้ไอซีหมายเลข HA17741 2 ตัว ดังรูปที่ 3.4 แล้วนำสัญญาณคลื่นพารูปสามเหลี่ยมที่ได้เข้าสู่ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์รูปของสัญญาณคลื่นพารูปสามเหลี่ยมที่ได้จากการจำลองวงจรของไอซี HA17741 ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 วงจรสร้างสัญญาณคลื่นพารูปสามเหลี่ยม

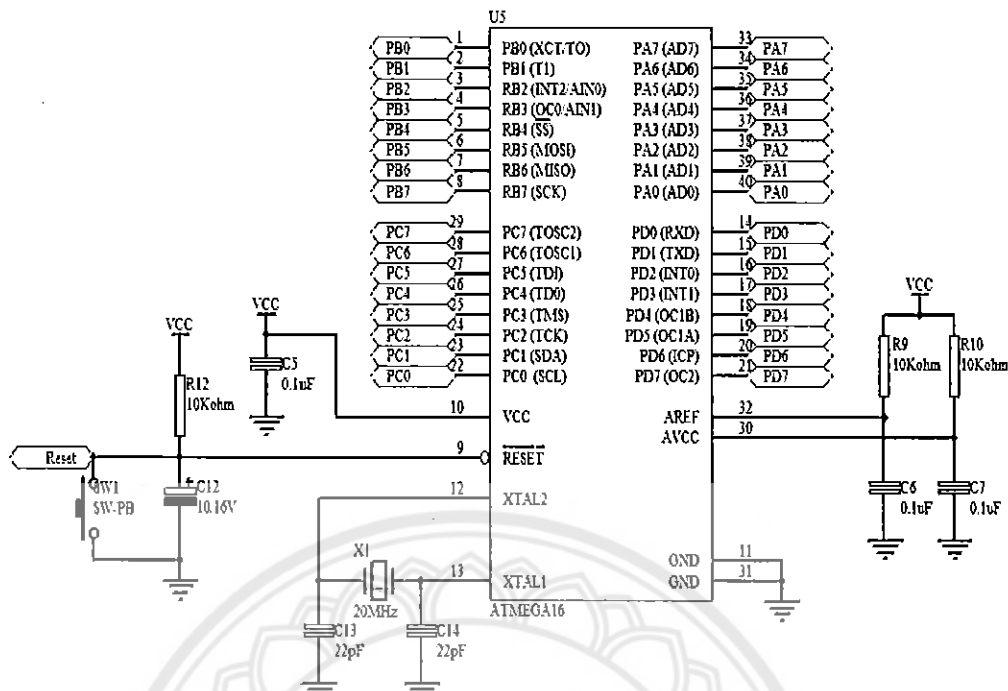


รูปที่ 3.5 รูปสัญญาณคลื่นพาร์ที่ได้จากการจำลองวงจร

ค) วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

หลังจากสร้างสัญญาณรูปไซน์และสัญญาณคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยมจาก HA17741 แล้วจะนำสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ไปเข้าที่ PA1 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ ATmega 16 และนำสัญญาณคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยมไปเข้าที่ PA2 จากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการเปรียบเทียบทั้งสองสัญญาณและสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มออกมาที่พอร์ต PC0-PC3 แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าสู่วงจรขับมอเตอร์กำลังต่อไป

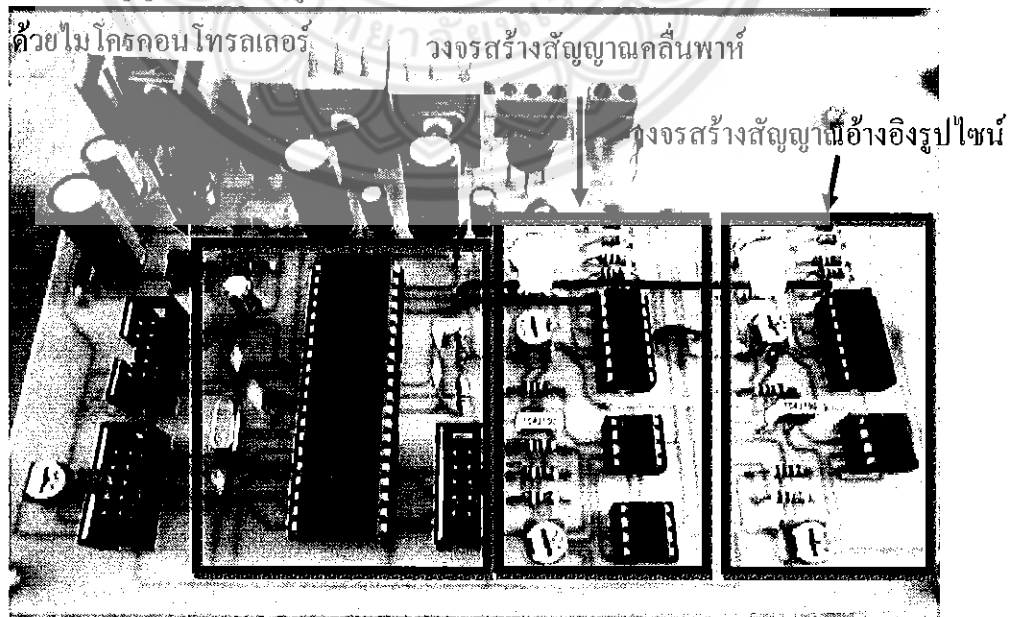
จากการศึกษาฟังก์ชันในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR- ATmega 16 พบว่ามีฟังก์ชันการทำงานที่แตกต่างกันไป โดยที่แต่ละพอร์ตจะมีอยู่ 8 บิต ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

หลังจากออกแบบวงจรควบคุมจึงได้สร้างวงจรต่างๆขึ้นมาโดยประกอบด้วย วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ วงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาท และวงจรสร้างสัญญาณเพ็คดับเบิลยูเอ็มด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์มาต่อทำงานร่วมกันจึงได้วงจรควบคุมดังแสดงในรูปที่ 3.7

วงจรสร้างสัญญาณเพ็คดับเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 3.7 วงจรควบคุมการสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

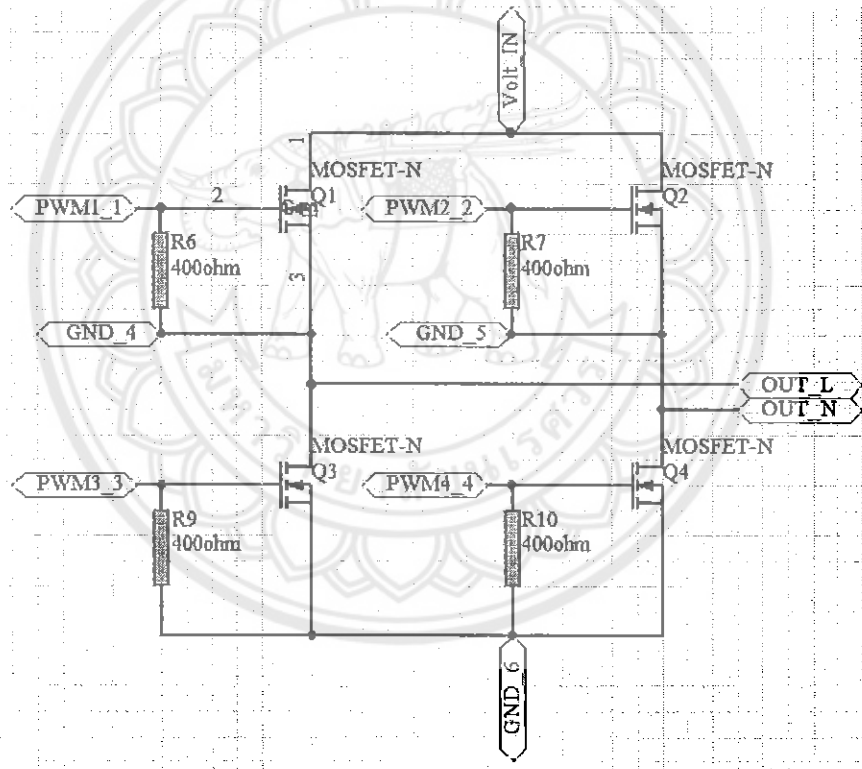


### 3.2.2 วงจรกำลัง

วงจรกำลังเป็นส่วนในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เข้ามาให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งวงจรกำลังประกอบด้วย 2 วงจรหลัก คือ วงจรมอสเฟตกำลังและวงจรขับมอสเฟตกำลัง

#### ก) วงจรมอสเฟตกำลัง

วงจรมอสเฟตกำลังเป็นวงจรสวิทชิงที่ใช้แปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยอาศัยมอสเฟตกำลังเป็นสวิทซ์ โดยการทำงานของมอสเฟตกำลังนั้นถูกควบคุมด้วยสัญญาณที่มาจากวงจรขับมอสเฟตกำลัง เพื่อให้เอาท์พุทที่ออกมาเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแผนภาพวงจรมอสเฟตกำลังแสดงดังรูปที่ 3.8

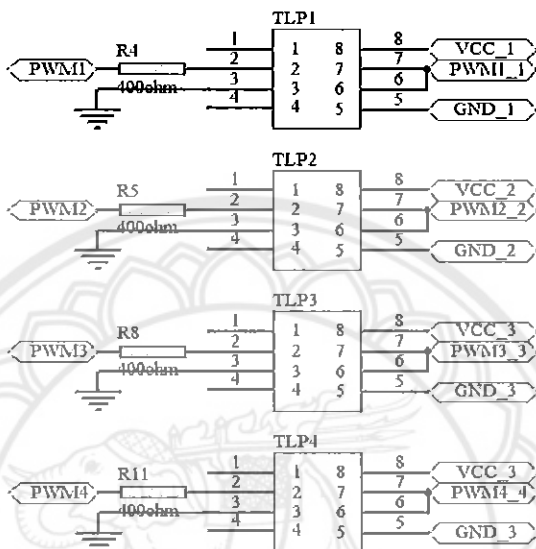


รูปที่ 3.8 วงจรมอสเฟตกำลัง

วงจรมอสเฟตกำลังใช้มอสเฟตหมายเลข IRFP 460A เป็นสวิทซ์เนื่องจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ ทนแรงดันได้สูงถึง 500 VDC และทนกระแสได้ถึง 20 A [4] ซึ่งเป็นส่วนที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เอาท์พุทมีรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์ โดยขึ้นอยู่กับสัญญาณควบคุมที่มาจากวงจรขับมอสเฟตกำลังที่ใช้ควบคุมการเปิดและปิดของวงจรมอสเฟตกำลัง

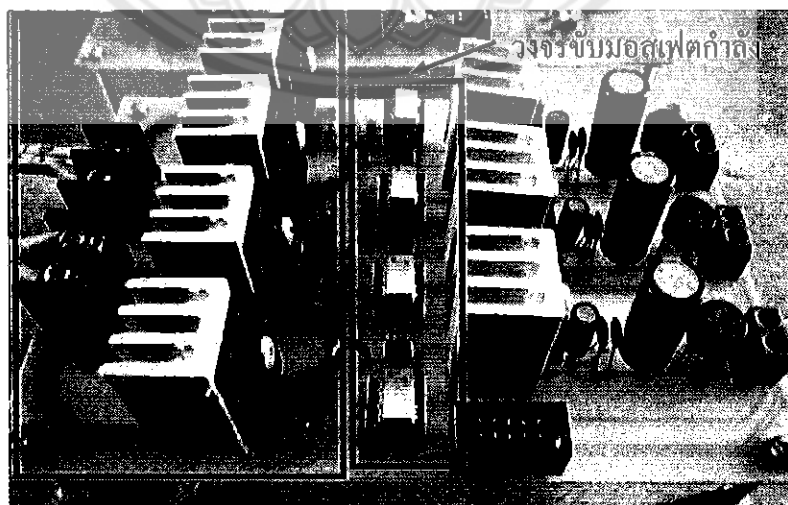
ข) วงจรขับมอสเฟตกำลัง

วงจรขับมอสเฟตกำลังใช้ไอซีหมายเลข TLP250 เป็นส่วนขยายสัญญาณพีคับเบิลยูเอ็มที่ได้จากวงจรควบคุมเพื่อใช้ในการควบคุมการเปิดและปิดของมอสเฟตกำลัง ดังรูปที่ 3.9 โดยลักษณะการทำงานของ TLP250 จะมีสัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณ เมื่ออินพุตเข้ามาที่ขา (2) จะส่งสัญญาณออกไปที่ขา (6) และ (7) เพื่อนำสัญญาณนี้ไปขับมอสเฟตกำลังต่อไป [3]



รูปที่ 3.9 วงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลัง

จากนั้นได้ดำเนินการสร้างวงจรมอสเฟตกำลังและวงจรขับมอสเฟตกำลังเพื่อนำมาใช้งานร่วมกันเป็นวงจรกำลังดังรูปที่ 3.10

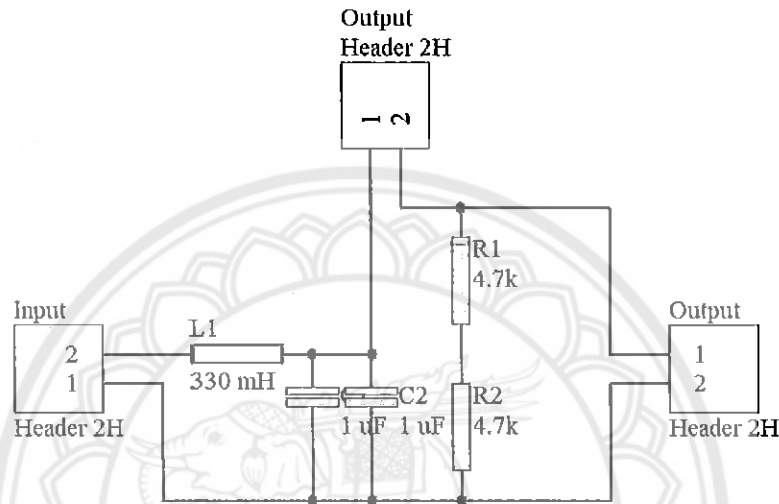


วงจรมอสเฟตกำลัง

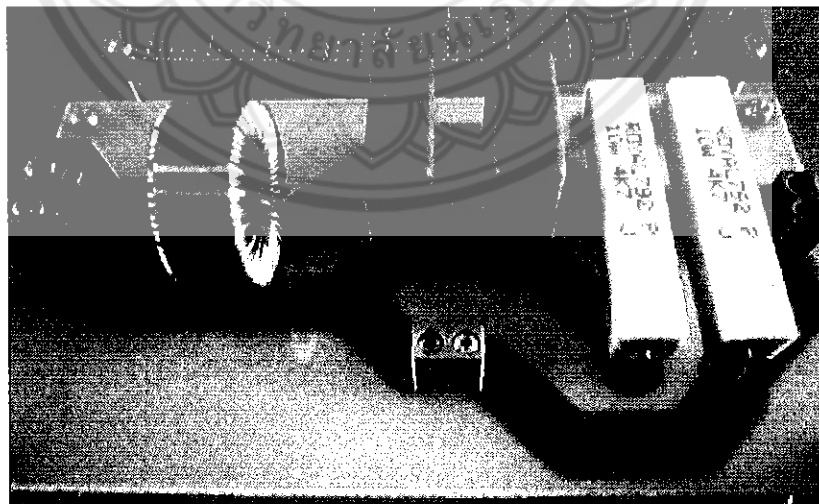
รูปที่ 3.10 วงจรกำลังของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

3.2.3 วงจรกรอง

วงจรกรองเป็นวงจรที่นำสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมาผ่านตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุตามรูปที่ 3.11 โดยวงจรกรองที่สร้างขึ้นนั้นนำแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกจากวงจรกำลังไปผ่านวงจรกรองดังรูปที่ 3.12 เพื่อที่ลดฮาร์มอนิก และได้สัญญาณเอาต์พุตใกล้เคียงกับรูปไซน์



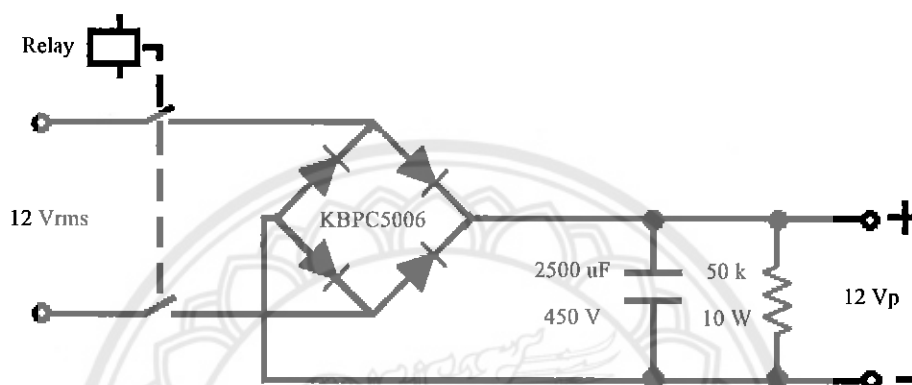
รูปที่ 3.11 แผนภาพวงจรกรอง



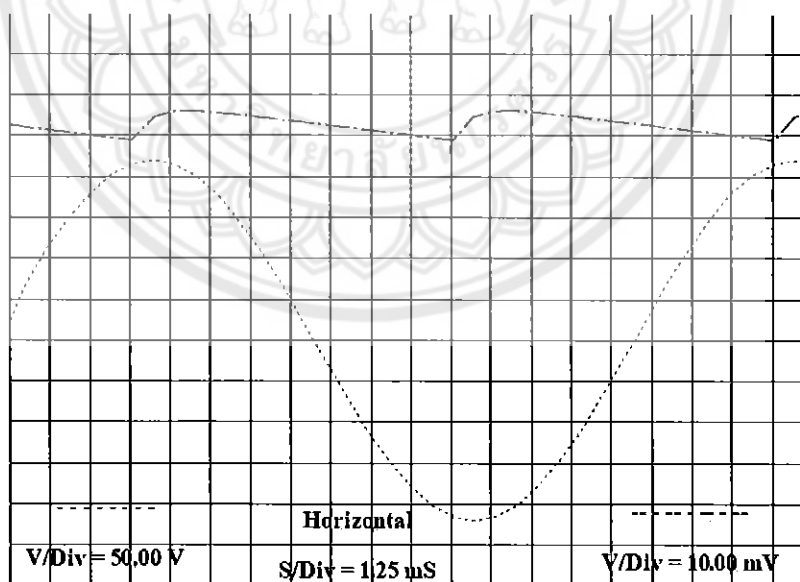
รูปที่ 3.12 วงจรกรองจากการสร้างขึ้นจริง

### 3.2.4 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงนั้นประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และ วงจรกรองแรงดัน ซึ่งรับแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 12 V 50 Hz 1 เฟส มาจากหม้อแปลงที่แปลงแรงดันขนาด 220 V เป็น 12 V แล้วให้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เปลี่ยนแรงดันกระแสสลับให้เป็นแรงดันกระแสตรงประมาณ 12 V ดังรูปที่ 3.13 โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์จากการจำลองวงจรจะเป็นดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.13 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์



รูปที่ 3.14 รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรเรียงกระแส

จากรูปที่ 3.14 รูปสัญญาณเส้นสีน้ำเงินคือแรงดันอินพุต ไฟฟ้ากระแสสลับ 12 V และรูปสัญญาณเส้นสีม่วง คือแรงดันเอาท์พุต ไฟฟ้ากระแสตรง 12 V โดยจะมีตัวเก็บประจุขนาด 2500 µF เป็นตัวกรองสัญญาณแรงดันให้เรียบมากขึ้น โดยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ได้จากการสร้างขึ้น

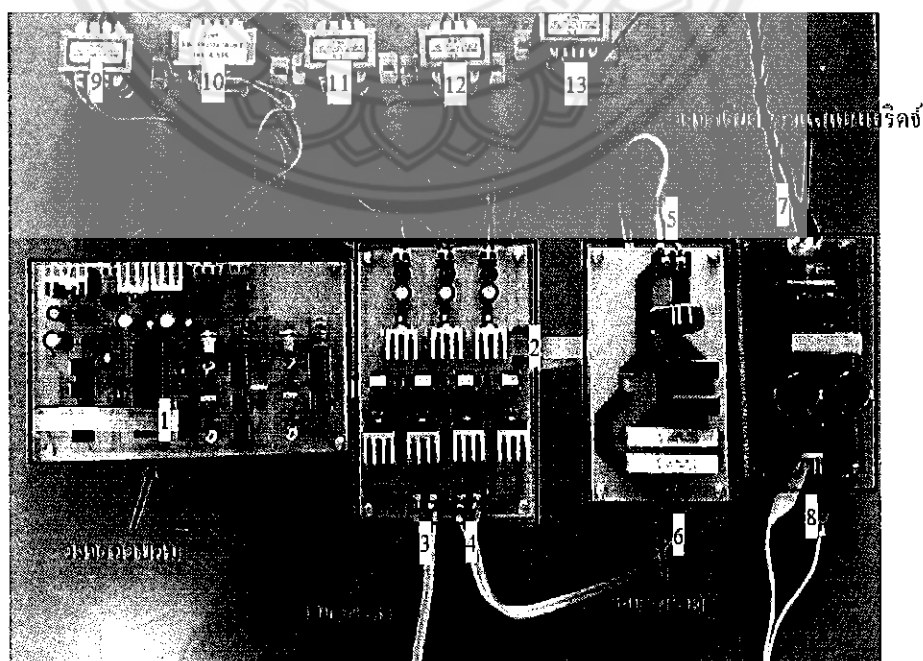
ดังแสดงในรูปที่ 3.15 จะเป็นตัวจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นอินพุตให้กับวงจรกำลัง โดยให้ มอสเฟตกำลังเป็นตัวสวิตชิงแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 3.15 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ได้ทำการออกแบบ

### 3.3 การประกอบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

จากการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว พบว่าเมื่อนำวงจรควบคุม วงจรกำลัง วงจรกรอง และวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ มาประกอบกันจะได้วงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว โดยใช้วิธีที่ดับเบิลยูเอ็มแบบไซนูซอยด์ ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

### 3.3.1 ตำแหน่งจุดเชื่อมต่อในวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

- หมายเลข 1 คือ สายเชื่อมต่อส่งสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์
- หมายเลข 2 คือ สายเชื่อมต่อรับสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มเข้าสู่วงจรขับมอสเฟटकำลัง
- หมายเลข 3 คือ จุดเชื่อมต่อแรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์
- หมายเลข 4 คือ จุดเชื่อมต่อแรงดันกระแสลับที่ผ่านการสวิตชิงของวงจรมอสเฟटकำลัง
- หมายเลข 5 คือ จุดเชื่อมต่อแรงดันเอาท์พุทไฟฟ้กระแสลับเข้าสู่วงจรกรอง
- หมายเลข 6 คือ จุดเชื่อมต่อแรงดันเอาท์พุทไฟฟ้กระแสลับที่ผ่านวงจรกรอง
- หมายเลข 7 คือ จุดเชื่อมต่อแรงดันไฟสลับ 220 VAC เข้าสู่วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์
- หมายเลข 8 คือ จุดเชื่อมต่อแรงดันไฟกระแสตรงเข้าสู่วงจรกำลัง
- หมายเลข 9, 11, 12 และ 13 คือ หม้อแปลงแรงดัน 220 VAC-12 VAC
- หมายเลข 10 คือ หม้อแปลงแรงดัน 220 VAC-18 0 18 VAC

### 3.3.2 ข้อควรระวังในการประกอบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียว

การต่อสายไฟแรงดันกระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ควรระวังการต่อสลับขั้วแรงดัน การต่อสลับขั้วแรงดันในวงจรกำลังทำให้มอสเฟตเสียหายและอาจส่งผลทำให้วงจรขับมอสเฟตนั้นเสียหายตาม

ในการต่อหม้อแปลงเพื่อใช้เป็นไฟเลี้ยงให้กับวงจรกำลังนั้นควรมีแยกใช้หม้อแปลง 1 ตัวต่อ 1 วงจรไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับวงจรขับมอสเฟटकำลัง เพราะการควบคุมการเปิดและปิดวงจรมอสเฟटकำลังนั้นต้องมีการแยกกราวด์และไฟเลี้ยงให้กับวงจรเพื่อให้หม้อแปลงไม่ทำงานหนักมากเกินไปซึ่งอาจส่งผลทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นได้ นอกจากนี้การใช้หม้อแปลงแยกกันยังช่วยป้องกันการลัดวงจร ถ้าส่วนใดส่วนหนึ่งของวงจรเกิดการลัดวงจรขึ้นจะไม่ส่งผลทำให้วงจรส่วนอื่นเสียหายตาม

การจัดวางอุปกรณ์แผงวงจรต่างๆ ควรจัดให้มีระยะห่างกันพอสมควรเนื่องจากอุปกรณ์ต้องมีการระบายความร้อนที่ดี ดังนั้นไม่ควรที่จะจัดแผงวงจรให้อยู่ติดกันหรือซ้อนแผงวงจรซึ่งอาจส่งผลทำให้อุปกรณ์มีความร้อนและเกิดการลัดวงจรตามมาได้

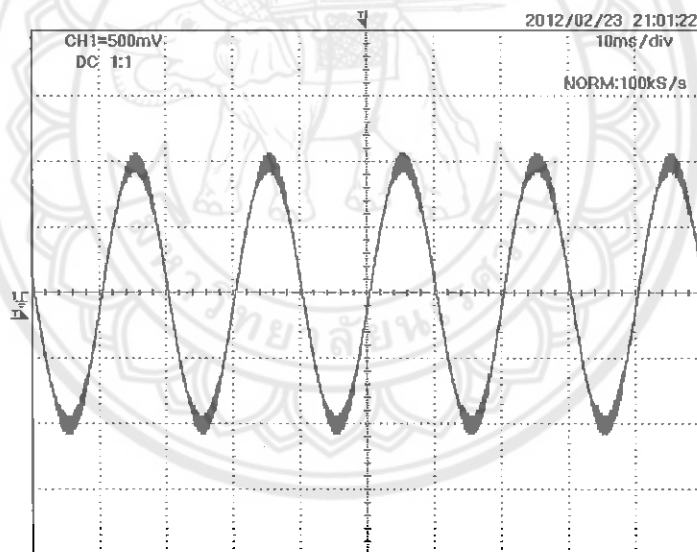
## บทที่ 4

### ผลการทดลองและวิเคราะห์ผล

จากการทดลองที่ได้ทำการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวขึ้นมา และใช้ออสซิลโลสโคปจับรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ สัญญาณคลื่นพาทรี รูปคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท โดยใช้วิธีที่ดับเบิลยูเอ็มแบบไซนูซอยด์

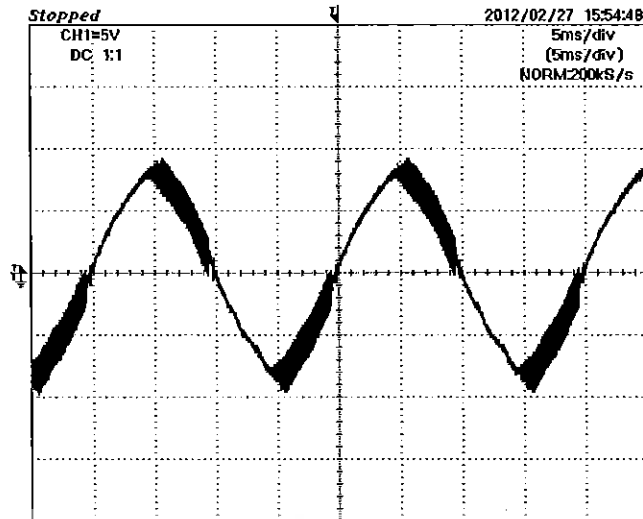
#### 4.1 รูปคลื่นสัญญาณในวงจรควบคุม

ในรูปที่ 4.1 เป็นรูปสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ที่ได้จากการทดลอง ที่ความถี่ 50 Hz และแรงดัน 1 V<sub>p-p</sub> ซึ่งวัดสัญญาณได้จากวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น



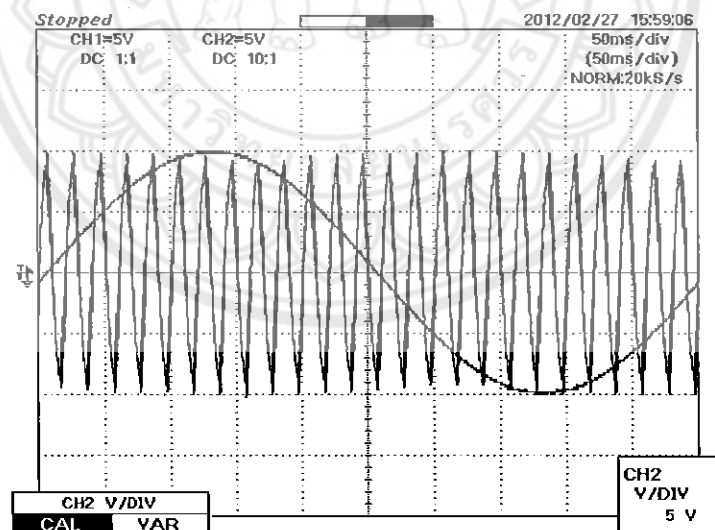
รูปที่ 4.1 รูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิง

ในรูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณคลื่นพาทรีรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรที่ได้ออกแบบ ซึ่งมีขนาด 1.1 V<sub>p-p</sub> และความถี่ 1 kHz ในโครงการนี้ได้ออกแบบวงจรให้สามารถปรับความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมได้ในช่วง 20 Hz-20 kHz



รูปที่ 4.2 สัญญาณคลื่นพากรูปสามเหลี่ยม

เมื่อได้สัญญาณอ้างอิงรูปไซน์และสัญญาณคลื่นพากรูปสามเหลี่ยมแล้วก็จะนำสัญญาณทั้งสองเข้าสู่ วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์โดยนำสัญญาณมาเปรียบเทียบกัน ดัง แสดงรูปที่ 4.3 เพื่อสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มขึ้นมา

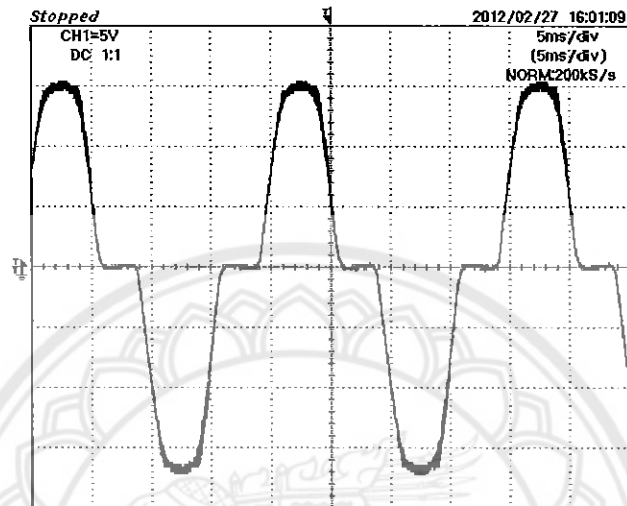


รูปที่ 4.3 สัญญาณรูปคลื่นไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพากรูปสามเหลี่ยม



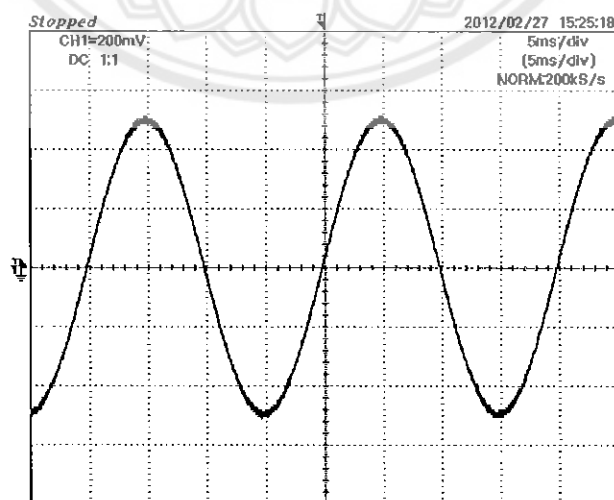
## 4.2 รูปคลื่นสัญญาณด้านออกของวงจรกำลัง

รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรกำลัง โดยที่ยังไม่ได้นำไปผ่านวงจรกรองเป็นดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ยังไม่ได้ผ่านวงจรกรอง

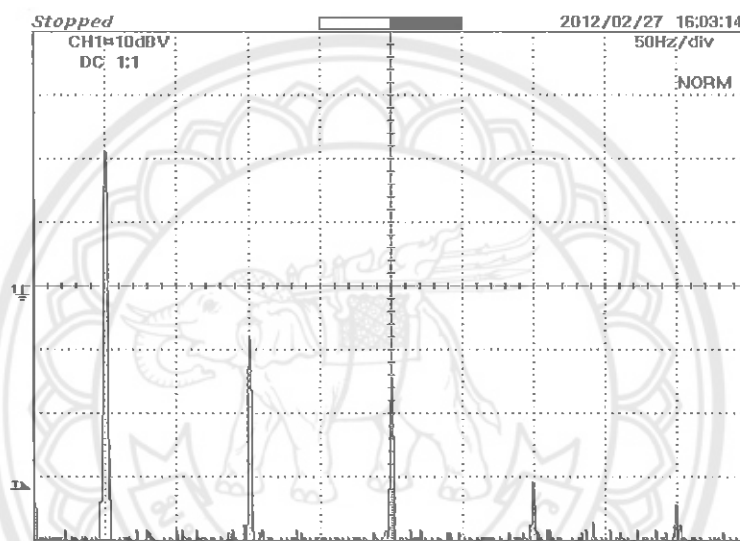
เมื่อนำสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเอาต์พุตไปผ่านวงจรกรองแล้วจะได้สัญญาณไฟฟ้าเอาต์พุตที่ใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.5



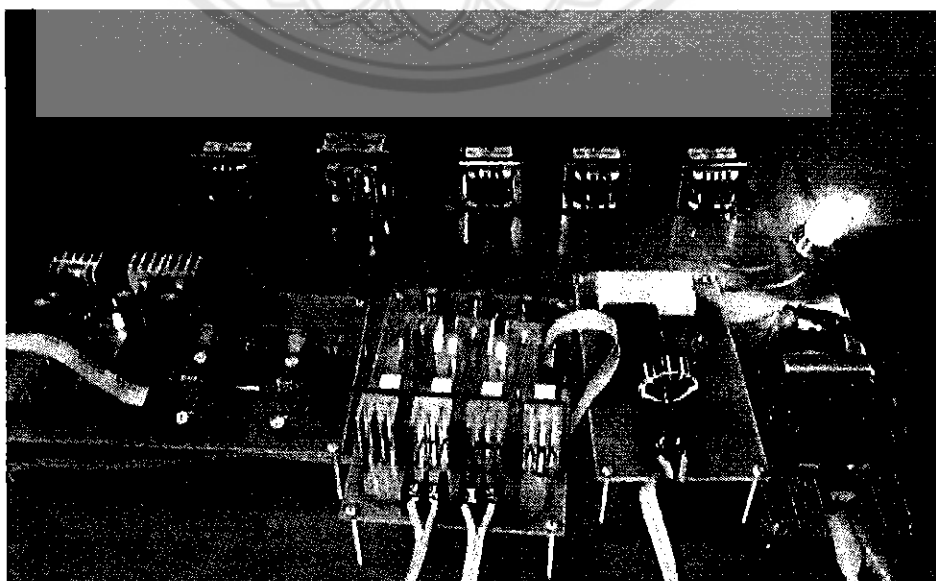
รูปที่ 4.5 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรอง

### 4.3 ฮาร์มอนิกของสัญญาณและการจับโหนด

สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปไซน์ที่ได้หลังจากผ่านวงจรกรองแล้วถูกนำมาวิเคราะห์ฮาร์มอนิกด้วยการใช้ผลการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (Fast fourier transform: FFT) ดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยพบว่ามีองค์ประกอบที่ความถี่มูลฐานที่ 50 Hz มากที่สุด และไม่มีฮาร์มอนิกคู่เหลืออยู่ ดังนั้นเราสามารถทำให้สัญญาณเอาท์พุทนี้มีคุณภาพดียิ่งขึ้น โดยการเพิ่มวงจรกรองเฉพาะฮาร์มอนิกลำดับคี่เท่านั้น เมื่อได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทที่ผ่านวงจรกรองแล้ว จึงนำไปทดลองจับโหนดแสงสว่างขนาดแรงดัน 12 V ที่พิกัด 25 W ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.6 ฮาร์มอนิกของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท



รูปที่ 4.7 วงจรสร้างสัญญาณไซน์ขณะจับโหนดแสงสว่างแรงดัน 12 V

จากผลการทดลองเมื่อปรับค่าแรงดันอินพุตให้อยู่ระหว่าง 0-20 V จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม ดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณไซน์ที่ค่าแรงดันอินพุตต่างๆ

แรงดันอินพุต (DC)	แรงดันเอาต์พุต (AC)
0 V	0 V
2 V	1.85 V
4 V	3.96 V
6 V	5.91 V
8 V	7.75 V
10 V	9.82 V
12 V	11.95 V
14 V	13.88 V
16 V	15.92 V
18 V	17.89 V
20 V	19.95 V

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการดำเนินงาน

ในโครงการนี้ได้สร้างวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวโดยใช้วิธีที่ดับเบิลยูเอ็มแบบไขว้ขอยด์ขึ้น โดยเอาท์พุทที่ได้จากการควบคุมการสวิตชิงของมอสเฟตกำลัง ซึ่งสัญญาณควบคุมการสวิตชิงเป็นสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็ม โดยเอาท์พุทของวงจรที่สร้างขึ้นไม่มีฮาร์โมนิกลำดับคู่ การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณไซน์เฟสเดียวในโครงการนี้อาศัยการควบคุมการเปิดและปิดของมอสเฟตกำลังด้วยสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ และสัญญาณคลื่นพาห้รูปสามเหลี่ยมแล้วนำสัญญาณเข้าสู่ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อสร้างสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มเป็นสัญญาณควบคุมการสวิตชิงของมอสเฟตกำลัง โดยวงจรที่สร้างขึ้นสามารถแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 V เป็นแรงดันกระแสสลับ 12 V ที่ความถี่ 50 Hz ได้ โดยสัญญาณเอาท์พุทที่ได้สามารถขับ โหลดแสงสว่าง 12 V, 25 W ได้

#### 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

รูปสัญญาณจากวงจรควบคุมที่ใช้ในการสร้างสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มแบบไขว้ขอยด์มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ค่าความต้านทานและแหล่งจ่ายไฟ เป็นต้น จึงทำให้ผลการทดลองมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น ซึ่งส่งผลทำให้วงจรกำลังที่ใช้ในการขับเคลื่อนไม่สามารถขับเคลื่อนที่แรงดันมีค่าสูง จึงควรศึกษาและเลือกใช้อุปกรณ์ขับเคลื่อนที่สามารถทำงานที่สวิตชิงสูงได้ และในโครงการนี้ไม่สามารถปรับความถี่ของแรงดันเอาท์พุทได้ จึงทำให้ไม่สามารถควบคุมโหลดกระแสสลับที่ต้องการปรับความเร็วได้

#### 5.3 แนวทางในการพัฒนาโครงการต่อไป

การทดลองในโครงการนี้สามารถขับแรงดันเอาท์พุทได้ 12 V ดังนั้นหากจะนำไปใช้งานกับโหลดที่มีแรงดันสูงขึ้นจะต้องสร้างแรงดันอินพุทที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ให้มีขนาดสูงขึ้น และในการพัฒนาสร้างอินเวอร์เตอร์ขึ้นเพื่อที่จะนำไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ควรสร้างวงจรที่สามารถปรับความถี่มูลฐานของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ธนพล สนธิวัฒน์ตระกูล, ภาณุพันธุ์ อินทะสุระและมนู เกตุครุฑ, “อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส”, ปริญญานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ปีการศึกษา 2549.
- [2] วรท นูนนาค, “ระบบเตือนภัยการโจรกรรมรถยนต์ด้วยเอสเอ็มเอส”, โครงการแข่งขันพัฒนาโปรแกรมคอมพิวเตอร์แห่งประเทศไทย ครั้งที่ 10 ประจำปี 2550.
- [3] [http://catarina.udlap.mx/udla/tales/documentos/mel/hernandez\\_f\\_s/apendicec.pdf](http://catarina.udlap.mx/udla/tales/documentos/mel/hernandez_f_s/apendicec.pdf), สืบค้นเมื่อ ตุลาคม 2554.
- [4] <http://datasheetdir.com/IRP460A+download>, สืบค้นเมื่อ ตุลาคม 2554.





## โปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดีบีเอ็มแบบไอซอซอียด

```

#include <mega16.h>
#include <delay.h>
#include <string.h>
#include <stdio.h>

int ref,curent,j;
int start;

#define PWM1 PORTC.0 // แทนที่ค่า PWM 1 ในโปรแกรมด้วย PORTC.0
#define PWM2 PORTC.1 // แทนที่ค่า PWM 2 ในโปรแกรมด้วย PORTC.1
#define PWM3 PORTC.2 // แทนที่ค่า PWM 3 ในโปรแกรมด้วย PORTC.2
#define PWM4 PORTC.3 // แทนที่ค่า PWM 4 ในโปรแกรมด้วย PORTC.3

int i;

#define RXB8 1 // แทนที่ค่า RXB 8 ในโปรแกรมด้วย 1
#define TXB8 0 // แทนที่ค่า TXB 8 ในโปรแกรมด้วย 0
#define UPE 2 // แทนที่ค่า UPE ในโปรแกรมด้วย 2
#define OVR 3 // แทนที่ค่า OVR ในโปรแกรมด้วย 3
#define FE 4 // แทนที่ค่า FE ในโปรแกรมด้วย 4
#define UDRE 5 // แทนที่ค่า UDRE ในโปรแกรมด้วย 5
#define RXC 7 // แทนที่ค่า RXC ในโปรแกรมด้วย 7

#define FRAMING_ERROR (1<<FE)
#define PARITY_ERROR (1<<UPE)
#define DATA_OVERRUN (1<<OVR)
#define DATA_REGISTER_EMPTY (1<<UDRE)
#define RX_COMPLETE (1<<RXC)

// USART Receiver buffer
#define RX_BUFFER_SIZE 8

```

```

char rx_buffer[RX_BUFFER_SIZE];           // ประกาศชนิดของตัวแปร

#if RX_BUFFER_SIZE<256
unsigned char rx_wr_index,rx_rd_index,rx_counter;
#else
unsigned int rx_wr_index,rx_rd_index,rx_counter;
// ตั้งค่า USART ให้รับบัพเฟอร์ที่ล้นมาจาก
rx_buffer_overflow

#endif

// USART เป็นตัวรับอินเทอร์รัปต์ทุกครั้ง
interrupt [USART_RXC] void usart_rx_isr(void)
{
char status,data;                         // ประกาศชนิดของตัวแปร
status=UCSRA;                             // ตั้ง UCSRA เป็นค่าเริ่มต้น
data=UDR;
if ((status & (FRAMING_ERROR | PARITY_ERROR | DATA_OVERRUN))==0)
{
rx_buffer[rx_wr_index]=data;
if (++rx_wr_index == RX_BUFFER_SIZE) rx_wr_index=0;
if (++rx_counter == RX_BUFFER_SIZE)
{
rx_counter=0;
rx_buffer_overflow=1;
};
};
}

#ifndef _DEBUG_TERMINAL_IO_              // รับค่าจาก USART ที่เป็นตัวรับบัพเฟอร์
#define _ALTERNATE_GETCHAR_
#pragma used+

```



```

char getchar(void)
{
char data;
while (rx_counter==0);
data=rx_buffer[rx_rd_index];
if(++rx_rd_index == RX_BUFFER_SIZE) rx_rd_index=0;
#asm("cli")
--rx_counter;
#asm("sei")
return data;
}
#pragma used-
#endif

// USART ส่งค่าบัฟเฟอร์้ออก
#define TX_BUFFER_SIZE 8
char tx_buffer[TX_BUFFER_SIZE];

#if TX_BUFFER_SIZE<256
unsigned char tx_wr_index,tx_rd_index,tx_counter;
#else
unsigned int tx_wr_index,tx_rd_index,tx_counter;
#endif

interrupt [USART_TXC] void usart_tx_isr(void) // USART ส่งค่าอินเทอร์รัปต์ออก
{
if (tx_counter)
{
--tx_counter;
UDR=tx_buffer[tx_rd_index];
if(++tx_rd_index == TX_BUFFER_SIZE) tx_rd_index=0;
}
}

```

```

    };
}

#endif _DEBUG_TERMINAL_IO_

// เขียนคำสั่งที่จะส่งบัพเฟอร์ USART

#define _ALTERNATE_PUTCHAR_
#pragma used+
void putchar(char c)
{
while (tx_counter == TX_BUFFER_SIZE);
#asm("cli")
if (tx_counter || ((UCSRA & DATA_REGISTER_EMPTY)==0))
{
tx_buffer[tx_wr_index]=c;
if (++tx_wr_index == TX_BUFFER_SIZE) tx_wr_index=0;
++tx_counter;
}
else
UDR=c;
#asm("sei")
}
#pragma used-
#endif

#include <stdio.h> // ฟังก์ชัน Input/Output มาตรฐาน

#define ADC_VREF_TYPE 0x00

// อ่านค่าการแปลงค่าจากแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

unsigned int read_adc(unsigned char adc_input)
{
ADMUX=adc_input|ADC_VREF_TYPE;

```

// เริ่มต้นการแปลงค่าจากแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

```
ADCSRA|=0x40;
```

// รอค่าจาก ADC ให้แปลงค่าเสร็จ

```
while ((ADCSRA & 0x10)===0);
```

```
ADCSRA|=0x10;
```

```
return ADCW;
```

```
}
```

// กำหนดตัวแปรสำคัญ

```
void main(void)
```

```
{
```

// กำหนดตัวเปลี่ยนค่าได้

// Input/Output เป็นพอร์ตเริ่มต้น

```
//กำหนดให้ Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
```

```
//กำหนดให้ State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
```

```
PORTA=0x00;
```

// Port A เป็นพอร์ตเริ่มต้น

```
DDRA=0x00;
```

```
//กำหนดให้ Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
```

```
//กำหนดให้ State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
```

```
PORTB=0x00;
```

// Port B เป็นพอร์ตเริ่มต้น

```
DDRB=0x00;
```

```
//กำหนดให้ Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
```

```
//กำหนดให้ State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
```

```
PORTC=0x00;
```

// Port C เป็นพอร์ตเริ่มต้น

```
DDRC=0xFF;
```

```
//กำหนดให้ Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
```

```
//กำหนดให้ State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
```

```
PORTD=0x00;
```

// Port D เป็นพอร์ตเริ่มต้น

```
DDRD=0x00;
```

```

TCCR0=0x00; // ให้ Timer/Counter 0 ทำงาน
TCNT0=0x00; // Clock value: Timer 0 ให้หยุด
// กำหนดให้ Mode: Normal top=FFh
OCR0=0x00; // ให้เอาต์พุต OC0 : Disconnected

TCCR1A=0x00; // ให้ Timer/Counter 1 ทำงาน
TCCR1B=0x00; // Clock value: Timer 1 ให้หยุด
TCNT1H=0x00; // กำหนดให้ Mode: Normal top=FFFFh
TCNT1L=0x00; // กำหนดให้ Mode: Normal top=FFFFh
ICR1H=0x00; // ให้ OC1A output: Discon.
ICR1L=0x00; // ให้ OC1B output: Discon.
OCR1AH=0x00; // เปรียบเทียบ A Match Interrupt: Off
OCR1AL=0x00;
OCR1BH=0x00; // เปรียบเทียบ B Match Interrupt: Off
OCR1BL=0x00;

// Timer/Counter 2 initialization
// Clock source: System Clock
// Clock value: Timer 2 Stopped
// Mode: Normal top=FFh
// OC2 output: Disconnected
ASSR=0x00;
TCCR2=0x00; // ให้ Timer/Counter 2 ทำงาน
TCNT2=0x00; // Clock value: Timer 2 ให้หยุด
OCR2=0x00; // ให้ OC2 output: Disconnected

// External Interrupt(s) initialization
// INT0: Off
// INT1: Off
// INT2: Off
MCUCR=0x00;

```

```

MCUCSR=0x00;
TIMSK=0x00; // ให้ Timer(s)/Counter(s) Interrupt(s) ทำงาน
UCSRA=0x00; // ให้ USART ทำงาน
UCSRB=0xD8; // ให้ USART Receiver: On
UCSRC=0x86; // ให้ USART Transmitter: On
UBRRH=0x00; // ให้ USART Mode: Asynchronous
UBRRL=0x47; // ให้ USART Baud rate: 9600

// Analog Comparator: Off
ACSR=0x80; // ให้ทำการเปรียบเทียบแบบแอนะล็อก
SFIOR=0x00; // ให้ Analog Comparator Input Capture by
Timer/Counter 1: Off
ADMUX=ADC_VREF_TYPE; // ให้ ADC Voltage Reference: AREF pin
ADCSRA=0x84; // ให้ ADC Auto Trigger Source: None
// กำหนด ADC Clock frequency: 691.200 kHz

// Global enable interrupts
#asm("sei")

while (1) // วนซ้ำ
{
    if(read_adc(0) > 512 ) start = 0;
    if(start == 1)
    {
        if(read_adc(1) > 512 )
        {
            if((read_adc(2)) > (read_adc(1)) )
            {
                PWM1 = 1;
                PWM4 = 1;
                PWM2 = 0;
                PWM3 = 0;
            }else if((read_adc(2)) < (read_adc(1)) )

```

```
    {  
        PWM1 = 0;  
        PWM4 = 0;  
        PWM2 = 0;  
        PWM3 = 0;  
    }  
}else if(read_adc(1) < 512 )  
{  
    if((read_adc(2)) < (read_adc(1)))  
    {  
        PWM1 = 0;  
        PWM4 = 0;  
        PWM2 = 0;  
        PWM3 = 0;  
    }else if((read_adc(2)) > (read_adc(1)))  
    {  
        PWM1 = 0;  
        PWM4 = 0;  
        PWM2 = 1;  
        PWM3 = 1;  
    }  
}  
}  
}  
}  
};  
}
```



รายละเอียดของไอซีหมายเลข TLP250

**TOSHIBA**

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

**TLP250**

Transistor Inverter  
 Inverter For Air Conditionor  
 IGBT Gate Drive  
 Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

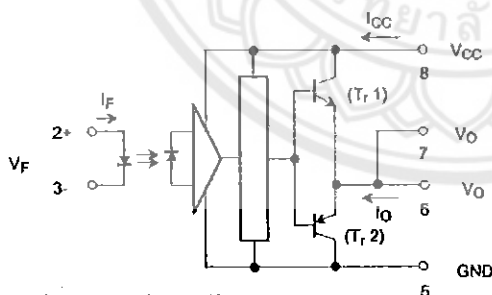
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current:  $I_F=5mA(max.)$
- Supply current ( $I_{CC}$ ):  $11mA(max.)$
- Supply voltage ( $V_{CC}$ ): 10-35V
- Output current ( $I_O$ ):  $\pm 1.5A(max.)$
- Switching time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ):  $1.5\mu s(max.)$
- Isolation voltage:  $2500V_{rms}(min.)$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
  - VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823
  - Maximum operating insulation voltage: 630V<sub>PK</sub>
  - Highest permissible over voltage: 4000V<sub>PK</sub>

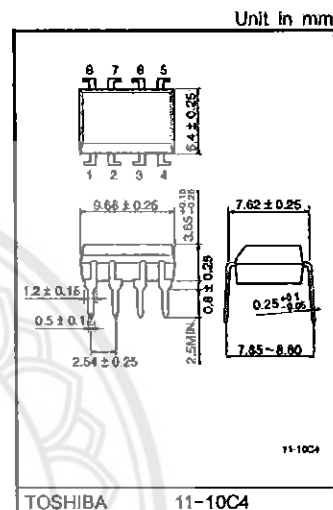
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: 6.4mm(min.)
- Clearance: 3.4mm(min.)

**Schematic**



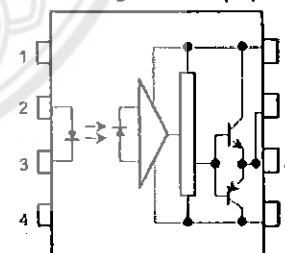
A 0.1 $\mu$ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).



TOSHIBA 11-10C4

Weight: 0.54 g

**Pin Configuration (top view)**



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 :  $V_O$  (Output)
- 7 :  $V_O$
- 8 :  $V_{CC}$

**Truth Table**

	Tr1	Tr2
Input LED On	On	Off
Input LED Off	Off	On



**TOSHIBA**

TLP250

**Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)**

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	$I_F$	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	$I_{FPT}$	1	A	
	Reverse voltage	$V_R$	5	V	
	Junction temperature	$T_j$	125	°C	
Detector	*H*peak output current ( $P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$ ) (Note 2)	$I_{OPH}$	-1.5	A	
	*L*peak output current ( $P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$ ) (Note 2)	$I_{OPL}$	+1.5	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	$V_O$	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	$V_{CC}$	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
Junction temperature	$T_j$	125	°C		
Operating frequency (Note 3)	$f$	25	kHz		
Operating temperature range	$T_{opr}$	-20~85	°C		
Storage temperature range	$T_{stg}$	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s)	$T_{sol}$	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	$BV_S$	2500	Vrms		

(Note 1) Pulse width  $P_W \leq 1\mu s$ , 300pps

(Note 2) Exponential waveform

(Note 3) Exponential waveform,  $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s)$ ,  $I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

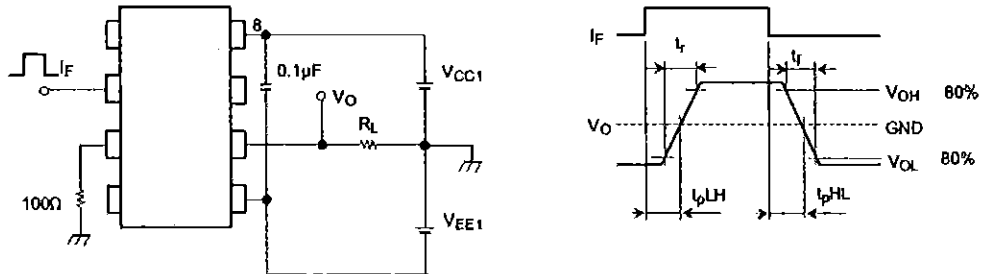
(Note 4) Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

(Note 5) A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

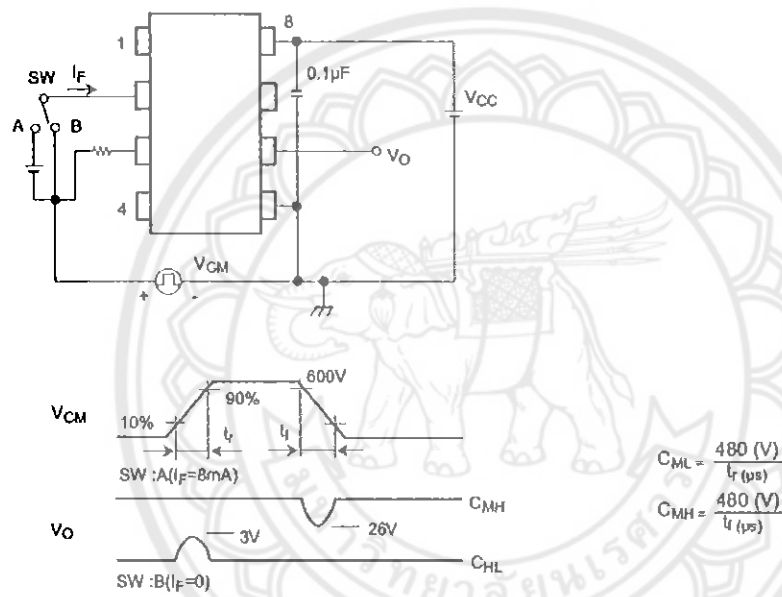
**Recommended Operating Conditions**

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	$V_{CC}$	15	—	30   20	V
Peak output current	$I_{OPH}/I_{OPL}$	—	—	±0.5	A
Operating temperature	$T_{opr}$	-20	25	70   85	°C

Test Circuit 6:  $t_{pLH}$ ,  $t_{pHL}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$



Test Circuit 7:  $C_{MH}$ ,  $C_{ML}$



$C_{ML}(C_{MH})$  is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

รายละเอียดของไอซีหมายเลข TL084

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B  
TL084, TL084A, TL084B**  
**JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ $\mu$ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes  $V_{CC+}$

**description/ordering information**

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The Q-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

**ORDERING INFORMATION**

T <sub>J</sub>	V <sub>IO</sub> max AT 25°C	PACKAGE†	ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING	
0°C to 70°C	15 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL081CP	TL081CP
			Tube of 50	TL082CP	TL082CP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL084CN	TL084CN
			Tube of 75	TL081CD	TL081C
		SOIC (D)	Reel of 2500	TL081CDR	
			Tube of 75	TL082CD	TL082C
			Reel of 2500	TL082CDR	
			Tube of 50	TL084CD	TL084C
		Reel of 2500	TL084CDR		
		SOP (PS)	Reel of 2000	TL081CPSR	T081
			Reel of 2000	TL082CPSR	T082
		SOP (NS)	Reel of 2000	TL084CNSR	TL084
			TSSOP (PW)	Tube of 150	TL082CPW
		Reel of 2000		TL082CPWR	
Tube of 90	TL084CPW	T084			
Reel of 2000	TL084CPWR				

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at [www.ti.com/sc/package](http://www.ti.com/sc/package).



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.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

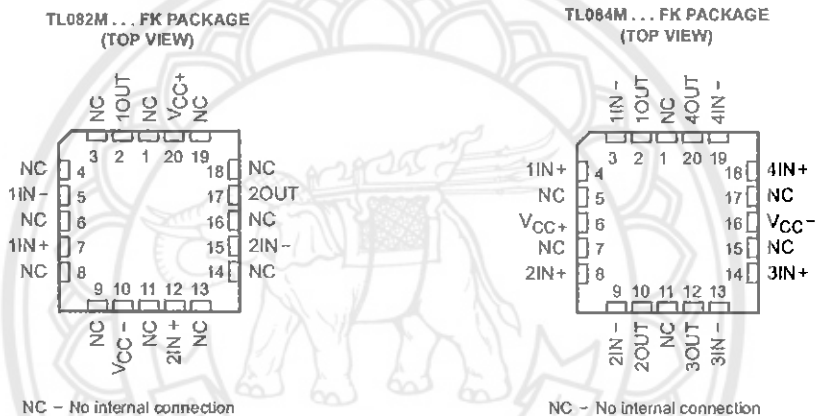
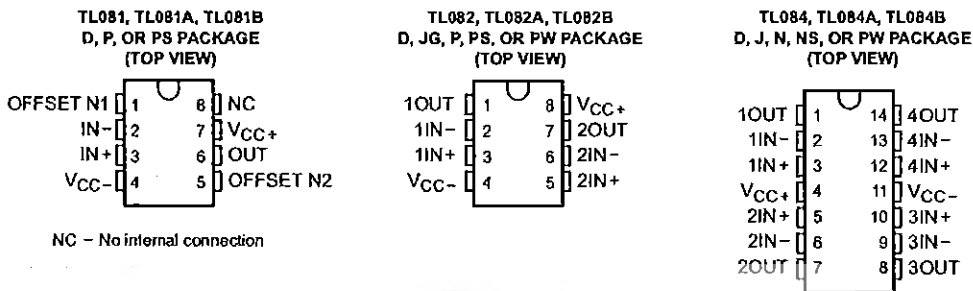


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

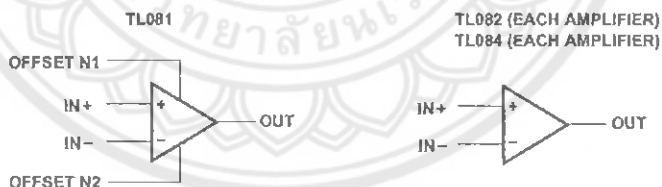
Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B  
TL084, TL084A, TL084B**  
**JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G - FEBRUARY 1977 - REVISED SEPTEMBER 2004

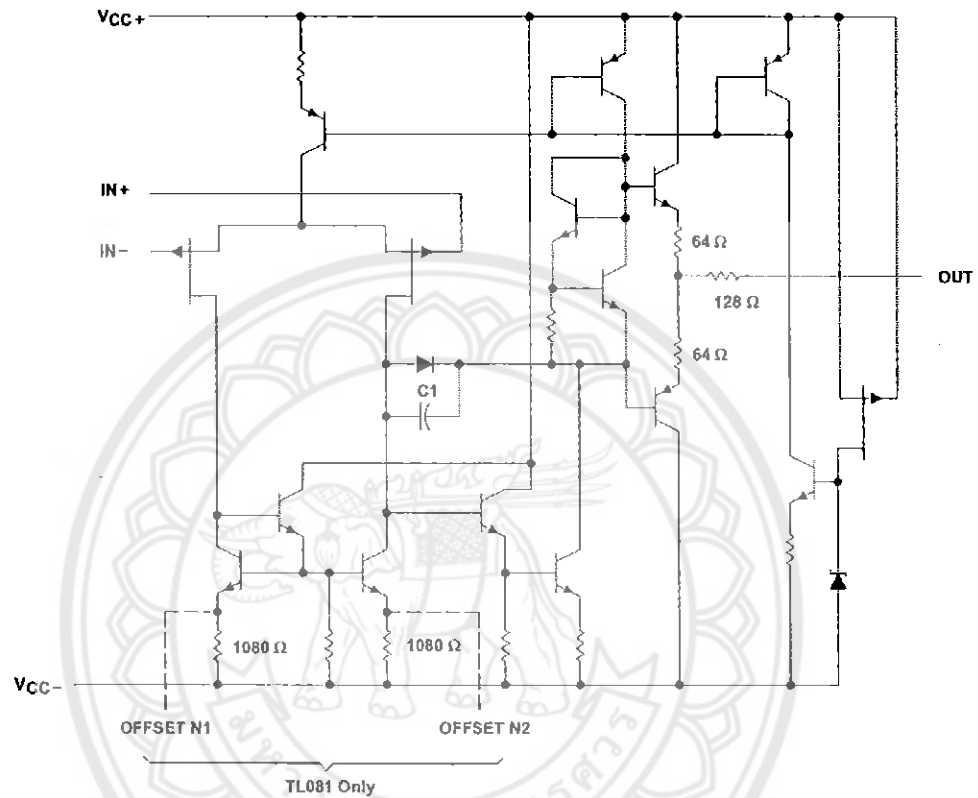


**symbols**



**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B**  
**TL084, TL084A, TL084B**  
**JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
 SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

schematic (each amplifier)



Component values shown are nominal.

**TEXAS**  
**INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 665303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B**  
**TL084, TL084A, TL084B**  
**JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
 SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A$	TL081M, TL082M			TL084Q, TL084M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	3	6		3	9	mV	
		Full range			9		15		
$\alpha_{VIO}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	Full range	18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IO}$ Input offset current†	$V_O = 0$	25°C	5	100		5	100	pA	
		125°C		20		20		nA	
$I_{IB}$ Input bias current†	$V_O = 0$	25°C	30	200		30	200	pA	
		125°C		50		50		nA	
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range		25°C	$\pm 11$	-12 10 15		$\pm 11$	-12 10 15	V	
$V_{OM}$ Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	$\pm 12$	$\pm 13.5$		$\pm 12$	$\pm 13.5$	V	
	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	Full range	$\pm 12$			$\pm 12$			
	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		$\pm 10$	$\pm 12$		$\pm 10$	$\pm 12$		
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C	25	200		25	200	V/mV	
	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	Full range	15			15			
$B_1$ Unity-gain bandwidth		25°C	3			3			MHz
$r_i$ Input resistance		25°C	$10^{12}$			$10^{12}$			$\Omega$
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
kSVR Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 15\ \text{V}$ to $\pm 9\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
$I_{CC}$ Supply current (per amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C	1.4	2.8		1.4	2.8	mA	
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120			120			dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

operating characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\ \text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\ \text{V}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}, \text{See Figure 1}$			8*	13		V/ $\mu\text{s}$
	$V_I = 10\ \text{V}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}, T_A = -55^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}, \text{See Figure 1}$			5*			
$t_r$ Rise time	$V_I = 20\ \text{mV}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}, \text{See Figure 1}$			0.05			$\mu\text{s}$
Overshoot factor				20			%
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\ \text{kHz}$		18			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\ \text{Hz}$ to $10\ \text{kHz}$		4			$\mu\text{V}$
$I_n$ Equivalent input noise current	$R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\ \text{kHz}$		0.01			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{rms} = 8\ \text{V}, f = 1\ \text{kHz}$	$A_{VD} = 1, R_S \leq 1\ \text{k}\Omega, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		0.003			%

\*On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.



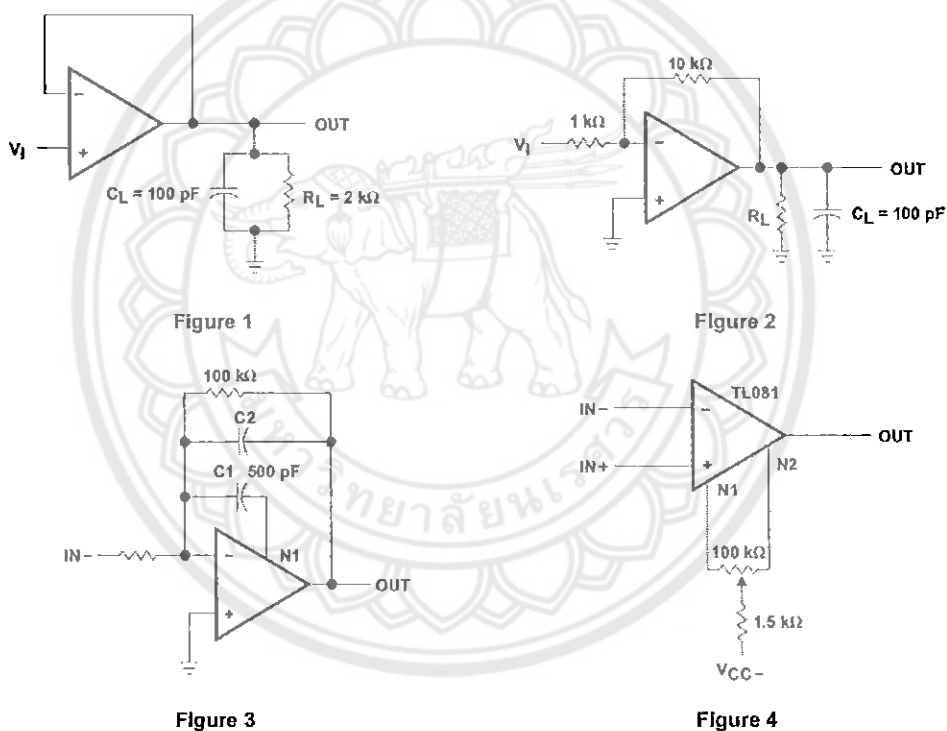
**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B  
TL084, TL084A, TL084B  
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

operating characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_i = 10\text{ V}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$ . See Figure 1	8	13		V/ $\mu\text{s}$
$t_r$ Rise time	$V_i = 20\text{ mV}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$ . See Figure 1		0.05		$\mu\text{s}$
Overshoot factor			20		%
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$	18		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$	4		$\mu\text{V}$
$I_n$ Equivalent input noise current	$R_S = 20\ \Omega$ , $f = 1\text{ kHz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{i\text{rms}} = 6\text{ V}$ , $f = 1\text{ kHz}$ , $A_{VD} = 1$ , $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.003		%

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



**TEXAS  
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

รายละเอียดของไอซีหมายเลข HA17741

## HA17741/PS

General-Purpose Operational Amplifier  
(Frequency Compensated)

# HITACHI

### Description

The HA17741/PS is an internal phase compensation high-performance operational amplifier, that is appropriate for use in a wide range of applications in the test and control fields.

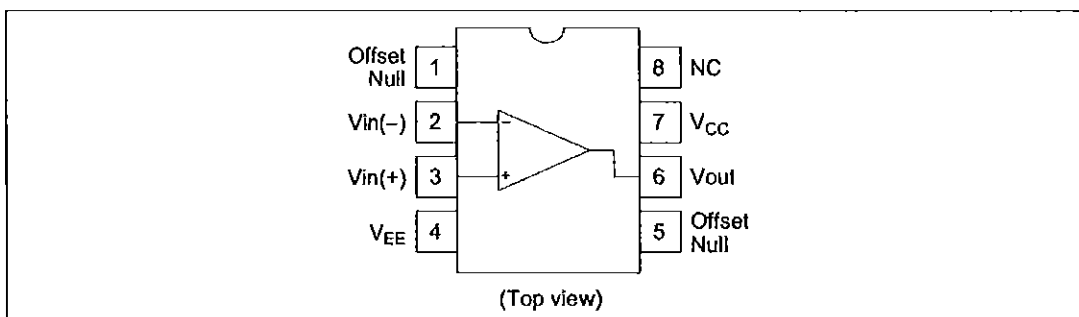
### Features

- High voltage gain : 106 dB (Typ)
- Wide output amplitude :  $\pm 13$  V (Typ) (at  $R_L \geq 2$  k $\Omega$ )
- Shorted output protection
- Adjustable offset voltage
- Internal phase compensation

### Ordering Information

Application	Type No.	Package
Industrial use	HA17741PS	DP-8
Commercial use	HA17741	

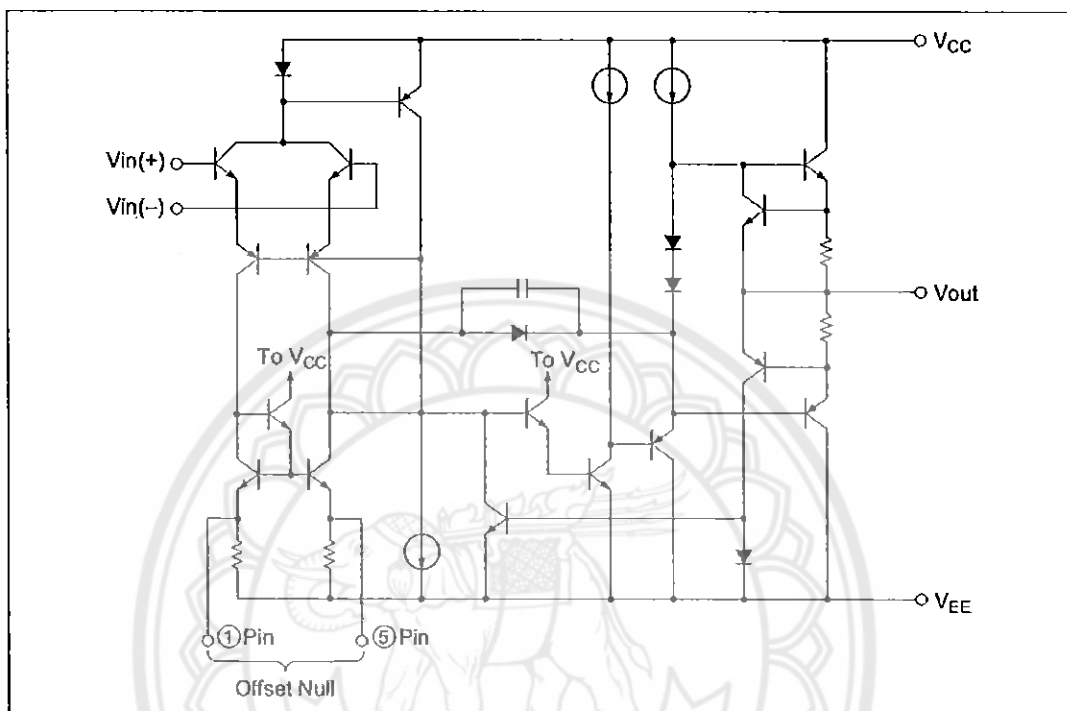
### Pin Arrangement





## HA17741/PS

### Circuit Structure



### Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Item	Symbol	Ratings		Unit
		HA17741PS	HA17741	
Power-supply voltage	V <sub>CC</sub>	+18	+18	V
	V <sub>EE</sub>	-18	-18	V
Input voltage	V <sub>in</sub>	±15	±15	V
Differential input voltage	V <sub>in(diff)</sub>	±30	±30	V
Allowable power dissipation	P <sub>T</sub>	670 *	670 *	mW
Operating temperature	Topr	-20 to +75	-20 to +75	°C
Storage temperature	Tslg	-55 to +125	-55 to +125	°C

Note: These are the allowable values up to Ta = 45°C. Derate by 8.3 mW/°C above that temperature.

HITACHI

---

**HA17741/PS**


---

**Electrical Characteristics****Electrical Characteristics-1** ( $V_{CC} = -V_{EE} = 15\text{ V}$ ,  $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

Item	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test Condition
Input offset voltage	$V_{IO}$	—	1.0	6.0	mV	$R_s \leq 10\text{ k}\Omega$
Input offset current	$I_{IO}$	—	18	200	nA	
Input bias current	$I_{IB}$	—	75	500	nA	
Power-supply rejection ratio	$\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$	—	30	150	$\mu\text{V/V}$	$R_s \leq 10\text{ k}\Omega$
	$\Delta V_{IO}/\Delta V_{EE}$	—	30	150	$\mu\text{V/V}$	$R_s \leq 10\text{ k}\Omega$
Voltage gain	$A_{VD}$	86	106	—	dB	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$
Common-mode rejection ratio	CMR	70	90	—	dB	$R_s \leq 10\text{ k}\Omega$
Common-mode input voltage range	$V_{CM}$	$\pm 12$	$\pm 13$	—	V	$R_s \leq 10\text{ k}\Omega$
Maximum output voltage amplitude	$V_{OP-P}$	$\pm 12$	$\pm 14$	—	V	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$
		$\pm 10$	$\pm 13$	—	V	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$
Power dissipation	$P_d$	—	65	100	mW	No load
Slew rate	SR	—	1.0	—	V/ $\mu\text{s}$	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$
Rise time	$t_r$	—	0.3	—	$\mu\text{s}$	$V_{in} = 20\text{ mV}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ ,
Overshoot	$V_{over}$	—	5.0	—	%	$C_L = 100\text{ pF}$
Input resistance	$R_{in}$	0.3	1.0	—	M $\Omega$	

**Electrical Characteristics-2** ( $V_{CC} = -V_{EE} = 15\text{ V}$ ,  $T_a = -20\text{ to }+75^\circ\text{C}$ )

Item	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test Condition
Input offset voltage	$V_{IO}$	—	—	9.0	mV	$R_s \leq 10\text{ k}\Omega$
Input offset current	$I_{IO}$	—	—	400	nA	
Input bias current	$I_{IB}$	—	—	1,100	nA	
Voltage gain	$A_{VD}$	80	—	—	dB	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$
Maximum output voltage amplitude	$V_{OP-P}$	$\pm 10$	—	—	V	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$

---

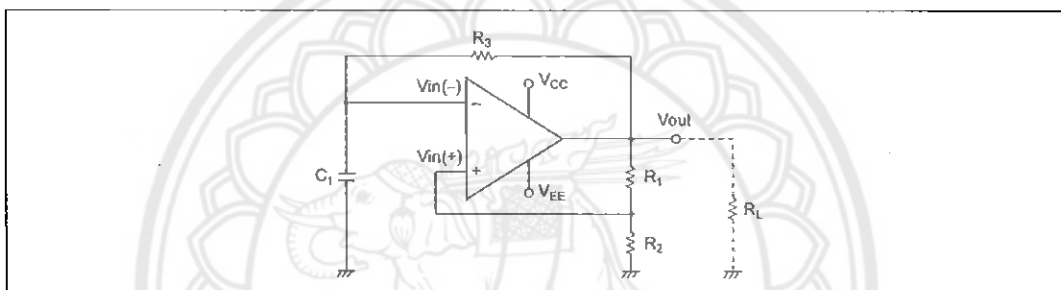
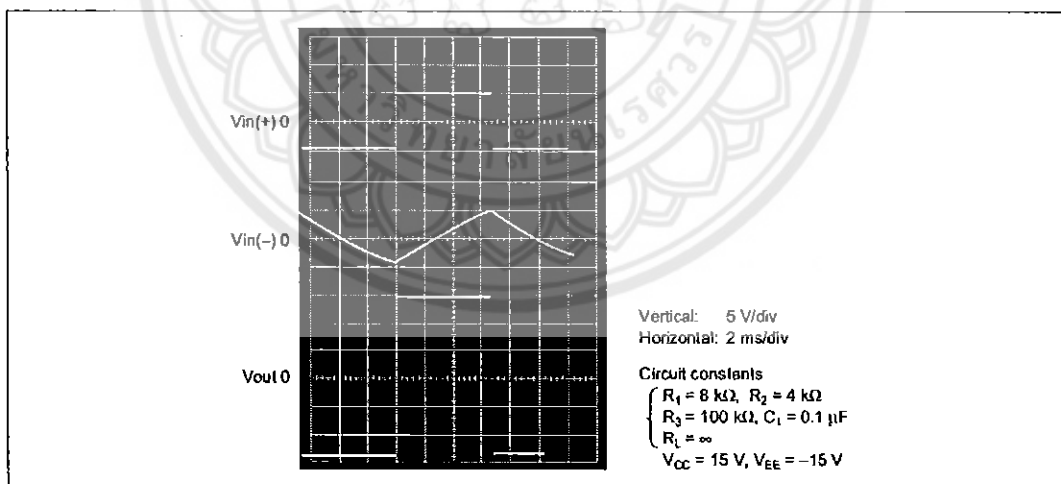
**HA17741/PS**


---

**IC Operational Amplifier Application Examples**
**Multivibrator**

A multivibrator is a square wave generator that uses an RC circuit charge/discharge operation to generate the waveform. Multivibrators are widely used as the square wave source in such applications as power supplies and electronic switches.

Multivibrators are classified into three types, astable multivibrators, which have no stable states, monostable multivibrators, which have one stable state, and bistable multivibrators, which have two stable states.

**1. Astable Multivibrator**

**Figure 1 Astable Multivibrator Operating Circuit**

**Figure 2 HA17741 Astable Multivibrator Operating Waveform**
**HITACHI**

## HA17741/PS

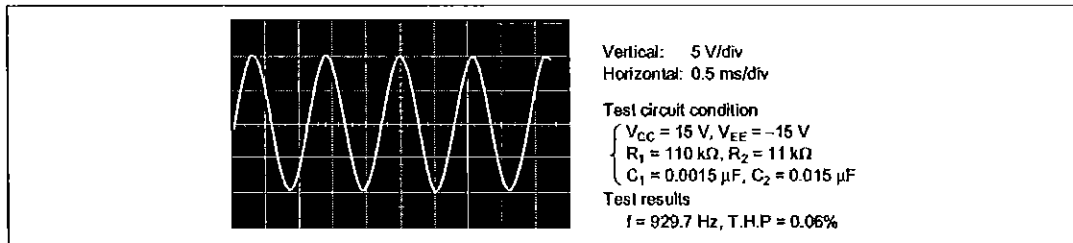


Figure 9 HA17741 Wien Bridge Sine Wave Oscillator Operating Waveform

## Quadrature Oscillator

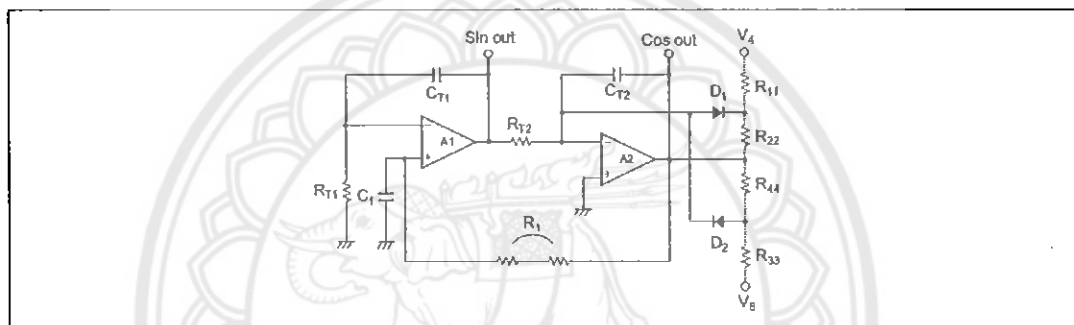


Figure 10 Quadrature Sine Wave Oscillator

Figure 10 shows the circuit diagram for a quadrature sine wave oscillator. This circuit consists of two integrators and a limiter circuit, and provides not only a sine wave output, but also a cosine output, that is, it also supplies the waveform delayed by  $90^\circ$ . The output amplitude is essentially determined by the limiter circuit.

## รายละเอียดของไมโครคอนโทรลเลอร์ ATmega 16

### Features

- High-performance, Low-power AVR® 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
  - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
  - 32 x 8 General Purpose Working Registers
  - Fully Static Operation
  - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
  - On-chip 2-cycle Multiplier
- Nonvolatile Program and Data Memories
  - 16K Bytes of In-System Self-Programmable Flash  
Endurance: 10,000 Write/Erase Cycles
  - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits  
In-System Programming by On-chip Boot Program  
True Read-While-Write Operation
  - 512 Bytes EEPROM  
Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
  - 1K Byte Internal SRAM
  - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
  - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
  - Extensive On-chip Debug Support
  - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
  - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
  - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
  - Real Time Counter with Separate Oscillator
  - Four PWM Channels
  - 8-channel, 10-bit ADC
    - 8 Single-ended Channels
    - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
    - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
  - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
  - Programmable Serial USART
  - Master/Slave SPI Serial Interface
  - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
  - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
  - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
  - Internal Calibrated RC Oscillator
  - External and Internal Interrupt Sources
  - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
  - 32 Programmable I/O Lines
  - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
  - 2.7 - 5.5V for ATmega16L
  - 4.5 - 5.5V for ATmega16
- Speed Grades
  - 0 - 8 MHz for ATmega16L
  - 0 - 16 MHz for ATmega16
- Power Consumption @ 1 MHz, 3V, and 25°C for ATmega16L
  - Active: 1.1 mA
  - Idle Mode: 0.35 mA
  - Power-down Mode: < 1 µA



8-bit AVR®  
Microcontroller  
with 16K Bytes  
In-System  
Programmable  
Flash

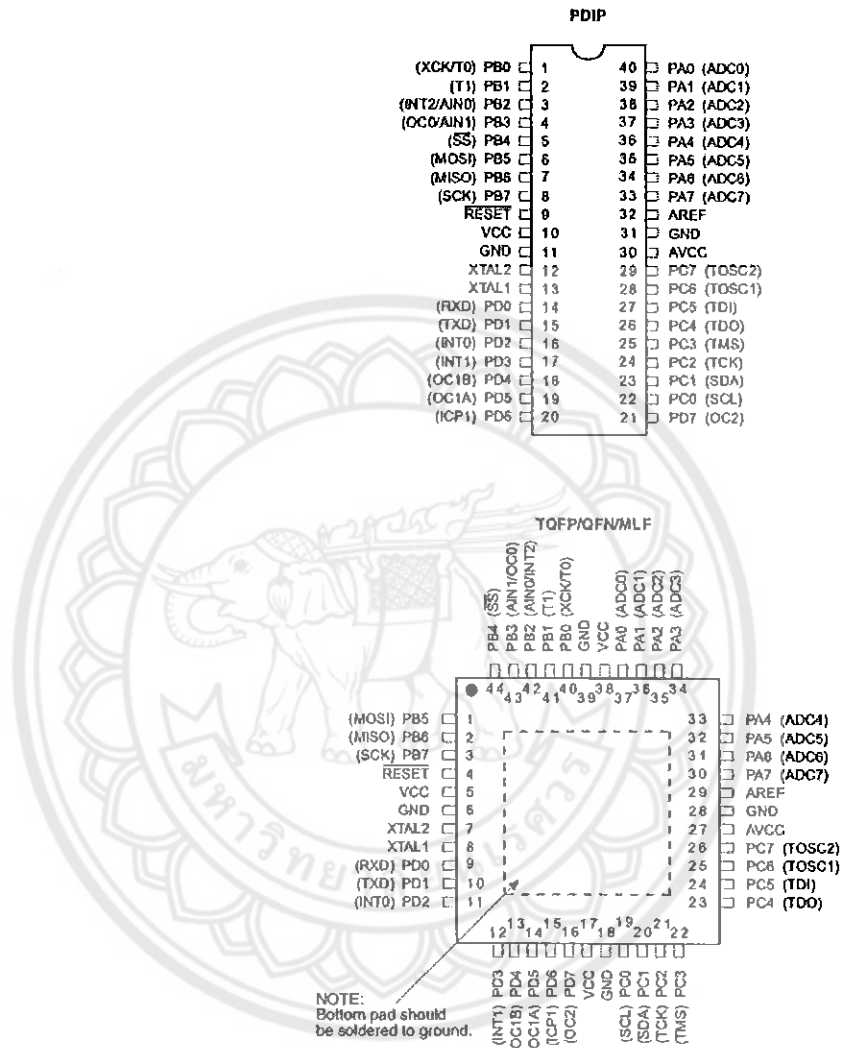
ATmega16  
ATmega16L

2466N-AVR-10/06





Pin Configurations Figure 1. Pinout ATmega16



**Disclaimer**

Typical values contained in this datasheet are based on simulations and characterization of other AVR microcontrollers manufactured on the same process technology. Min and Max values will be available after the device is characterized.

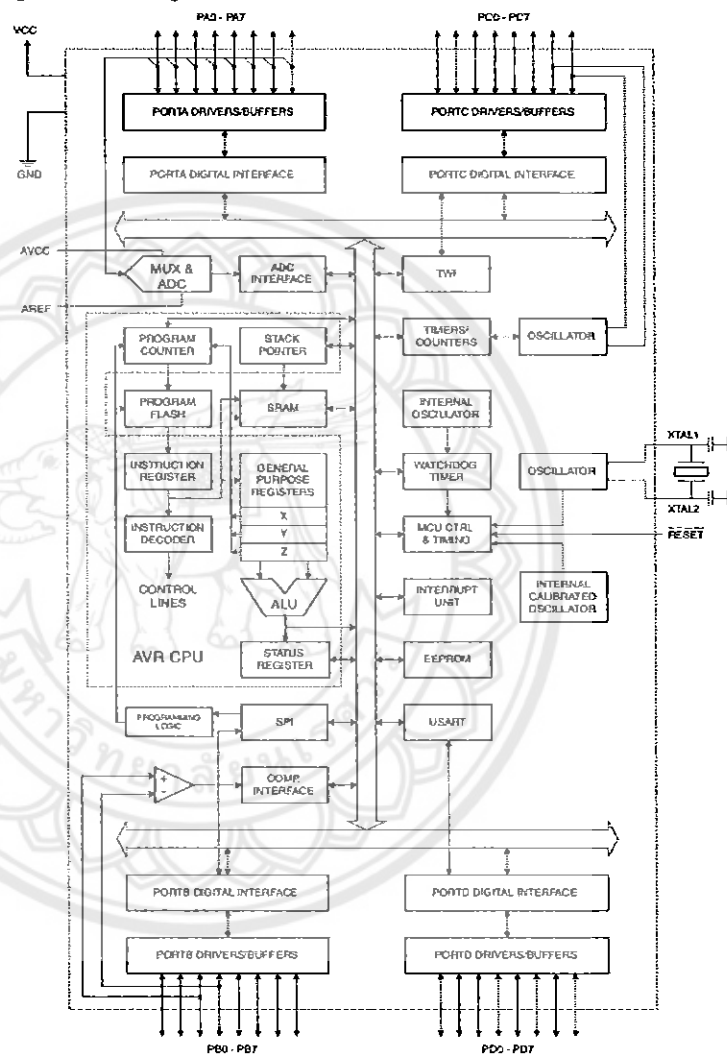
## ATmega16(L)

### Overview

The ATmega16 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega16 achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

### Block Diagram

Figure 2. Block Diagram





The AVR core combines a rich instruction set with 32 general purpose working registers. All the 32 registers are directly connected to the Arithmetic Logic Unit (ALU), allowing two independent registers to be accessed in one single instruction executed in one clock cycle. The resulting architecture is more code efficient while achieving throughputs up to ten times faster than conventional CISC microcontrollers.

The ATmega16 provides the following features: 16K bytes of In-System Programmable Flash Program memory with Read-While-Write capabilities, 512 bytes EEPROM, 1K byte SRAM, 32 general purpose I/O lines, 32 general purpose working registers, a JTAG interface for Boundary-scan, On-chip Debugging support and programming, three flexible Timer/Counters with compare modes, Internal and External Interrupts, a serial programmable USART, a byte oriented Two-wire Serial Interface, an 8-channel, 10-bit ADC with optional differential input stage with programmable gain (TQFP package only), a programmable Watchdog Timer with Internal Oscillator, an SPI serial port, and six software selectable power saving modes. The Idle mode stops the CPU while allowing the USART, Two-wire Interface, A/D Converter, SRAM, Timer/Counters, SPI port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the register contents but freezes the Oscillator, disabling all other chip functions until the next External Interrupt or Hardware Reset. In Power-save mode, the Asynchronous Timer continues to run, allowing the user to maintain a timer base while the rest of the device is sleeping. The ADC Noise Reduction mode stops the CPU and all I/O modules except Asynchronous Timer and ADC, to minimize switching noise during ADC conversions. In Standby mode, the crystal/resonator Oscillator is running while the rest of the device is sleeping. This allows very fast start-up combined with low-power consumption. In Extended Standby mode, both the main Oscillator and the Asynchronous Timer continue to run.

The device is manufactured using Atmel's high density nonvolatile memory technology. The On-chip ISP Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system through an SPI serial interface, by a conventional nonvolatile memory programmer, or by an On-chip Boot program running on the AVR core. The boot program can use any interface to download the application program in the Application Flash memory. Software in the Boot Flash section will continue to run while the Application Flash section is updated, providing true Read-While-Write operation. By combining an 8-bit RISC CPU with In-System Self-Programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel ATmega16 is a powerful microcontroller that provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

The ATmega16 AVR is supported with a full suite of program and system development tools including: C compilers, macro assemblers, program debugger/simulators, in-circuit emulators, and evaluation kits.

## Pin Descriptions

<b>VCC</b>	Digital supply voltage.
<b>GND</b>	Ground.
<b>Port A (PA7..PA0)</b>	Port A serves as the analog inputs to the A/D Converter.  Port A also serves as an 8-bit bi-directional I/O port, if the A/D Converter is not used. Port pins can provide internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port A output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. When pins PA0 to PA7 are used as inputs and are externally pulled low, they will source current if the internal pull-up resistors are activated. The Port A pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.



## ATmega16(L)

<b>Port B (PB7..PB0)</b>	<p>Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port B output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> <p>Port B also serves the functions of various special features of the ATmega16 as listed on page 58.</p>
<b>Port C (PC7..PC0)</b>	<p>Port C is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port C output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running. If the JTAG interface is enabled, the pull-up resistors on pins PC5(TDI), PC3(TMS) and PC2(TCK) will be activated even if a reset occurs.</p> <p>Port C also serves the functions of the JTAG interface and other special features of the ATmega16 as listed on page 61.</p>
<b>Port D (PD7..PD0)</b>	<p>Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port D output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> <p>Port D also serves the functions of various special features of the ATmega16 as listed on page 63.</p>
<b>RESET</b>	<p>Reset Input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a reset, even if the clock is not running. The minimum pulse length is given in Table 15 on page 38. Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.</p>
<b>XTAL1</b>	<p>Input to the inverting Oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.</p>
<b>XTAL2</b>	<p>Output from the inverting Oscillator amplifier.</p>
<b>AVCC</b>	<p>AVCC is the supply voltage pin for Port A and the A/D Converter. It should be externally connected to <math>V_{CC}</math>, even if the ADC is not used. If the ADC is used, it should be connected to <math>V_{CC}</math> through a low-pass filter.</p>
<b>AREF</b>	<p>AREF is the analog reference pin for the A/D Converter.</p>

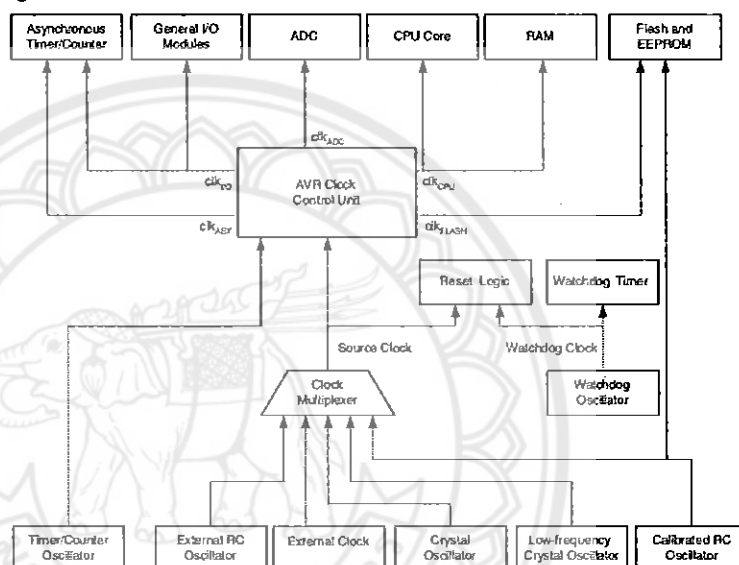


## System Clock and Clock Options

### Clock Systems and their Distribution

Figure 11 presents the principal clock systems in the AVR and their distribution. All of the clocks need not be active at a given time. In order to reduce power consumption, the clocks to modules not being used can be halted by using different sleep modes, as described in "Power Management and Sleep Modes" on page 32. The clock systems are detailed Figure 11.

Figure 11. Clock Distribution



#### CPU Clock – $clk_{CPU}$

The CPU clock is routed to parts of the system concerned with operation of the AVR core. Examples of such modules are the General Purpose Register File, the Status Register and the data memory holding the Stack Pointer. Halting the CPU clock inhibits the core from performing general operations and calculations.

#### I/O Clock – $clk_{I/O}$

The I/O clock is used by the majority of the I/O modules, like Timer/Counters, SPI, and USART. The I/O clock is also used by the External Interrupt module, but note that some external interrupts are detected by asynchronous logic, allowing such interrupts to be detected even if the I/O clock is halted. Also note that address recognition in the TWI module is carried out asynchronously when  $clk_{I/O}$  is halted, enabling TWI address reception in all sleep modes.

#### Flash Clock – $clk_{FLASH}$

The Flash clock controls operation of the Flash interface. The Flash clock is usually active simultaneously with the CPU clock.

## ATmega16(L)

**Asynchronous Timer Clock –  $clk_{ASY}$**  The Asynchronous Timer clock allows the Asynchronous Timer/Counter to be clocked directly from an external 32 kHz clock crystal. The dedicated clock domain allows using this Timer/Counter as a real-time counter even when the device is in sleep mode.

**ADC Clock –  $clk_{ADC}$**  The ADC is provided with a dedicated clock domain. This allows halting the CPU and I/O clocks in order to reduce noise generated by digital circuitry. This gives more accurate ADC conversion results.

**Clock Sources** The device has the following clock source options, selectable by Flash Fuse bits as shown below. The clock from the selected source is input to the AVR clock generator, and routed to the appropriate modules.

**Table 2. Device Clocking Options Select<sup>(1)</sup>**

Device Clocking Option	CKSEL3..0
External Crystal/Ceramic Resonator	1111 - 1010
External Low-Frequency Crystal	1001
External RC Oscillator	1000 - 0101
Calibrated Internal RC Oscillator	0100 - 0001
External Clock	0000

Note: 1. For all fuses "1" means unprogrammed while "0" means programmed.

The various choices for each clocking option is given in the following sections. When the CPU wakes up from Power-down or Power-save, the selected clock source is used to time the start-up, ensuring stable Oscillator operation before instruction execution starts. When the CPU starts from Reset, there is an additional delay allowing the power to reach a stable level before commencing normal operation. The Watchdog Oscillator is used for timing this real-time part of the start-up time. The number of WDT Oscillator cycles used for each time-out is shown in Table 3. The frequency of the Watchdog Oscillator is voltage dependent as shown in "ATmega16 Typical Characteristics" on page 302.

**Table 3. Number of Watchdog Oscillator Cycles**

Typ Time-out ( $V_{CC} = 5.0V$ )	Typ Time-out ( $V_{CC} = 3.0V$ )	Number of Cycles
4.1 ms	4.3 ms	4K (4,096)
65 ms	69 ms	64K (65,536)

**Default Clock Source** The device is shipped with CKSEL = "0001" and SUT = "10". The default clock source setting is therefore the 1 MHz Internal RC Oscillator with longest startup time. This default setting ensures that all users can make their desired clock source setting using an In-System or Parallel Programmer.

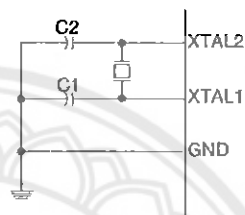
**Crystal Oscillator** XTAL1 and XTAL2 are input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an On-chip Oscillator, as shown in Figure 12. Either a quartz crystal or a ceramic resonator may be used. The CKOPT Fuse selects between two different Oscillator amplifier modes. When CKOPT is programmed, the Oscillator output will oscillate with a full rail-to-rail swing on the output. This mode is suitable when operating in a very noisy environment or when the output from XTAL2 drives a second clock buffer. This mode has a wide frequency range. When CKOPT is unprogrammed, the Oscillator has a smaller output swing. This reduces power consumption considerably.



This mode has a limited frequency range and it can not be used to drive other clock buffers.

For resonators, the maximum frequency is 8 MHz with CKOPT unprogrammed and 16 MHz with CKOPT programmed. C1 and C2 should always be equal for both crystals and resonators. The optimal value of the capacitors depends on the crystal or resonator in use, the amount of stray capacitance, and the electromagnetic noise of the environment. Some initial guidelines for choosing capacitors for use with crystals are given in Table 4. For ceramic resonators, the capacitor values given by the manufacturer should be used.

Figure 12. Crystal Oscillator Connections



The Oscillator can operate in three different modes, each optimized for a specific frequency range. The operating mode is selected by the fuses CKSEL3..1 as shown in Table 4.

Table 4. Crystal Oscillator Operating Modes

CKOPT	CKSEL3..1	Frequency Range (MHz)	Recommended Range for Capacitors C1 and C2 for Use with Crystals (pF)
1	101 <sup>(1)</sup>	0.4 - 0.9	-
1	110	0.9 - 3.0	12 - 22
1	111	3.0 - 8.0	12 - 22
0	101, 110, 111	1.0 ≤	12 - 22

Note: 1. This option should not be used with crystals, only with ceramic resonators.

## ATmega16(L)

The CKSEL0 Fuse together with the SUT1..0 Fuses select the start-up times as shown in Table 5.

**Table 5. Start-up Times for the Crystal Oscillator Clock Selection**

CKSEL0	SUT1..0	Start-up Time from Power-down and Power-save	Additional Delay from Reset ( $V_{CC} = 5.0V$ )	Recommended Usage
0	00	258 CK <sup>(1)</sup>	4.1 ms	Ceramic resonator, fast rising power
0	01	258 CK <sup>(1)</sup>	65 ms	Ceramic resonator, slowly rising power
0	10	1K CK <sup>(2)</sup>	–	Ceramic resonator, BOD enabled
0	11	1K CK <sup>(2)</sup>	4.1 ms	Ceramic resonator, fast rising power
1	00	1K CK <sup>(2)</sup>	65 ms	Ceramic resonator, slowly rising power
1	01	16K CK	–	Crystal Oscillator, BOD enabled
1	10	16K CK	4.1 ms	Crystal Oscillator, fast rising power
1	11	16K CK	65 ms	Crystal Oscillator, slowly rising power

Notes: 1. These options should only be used when not operating close to the maximum frequency of the device, and only if frequency stability at start-up is not important for the application. These options are not suitable for crystals.  
 2. These options are intended for use with ceramic resonators and will ensure frequency stability at start-up. They can also be used with crystals when not operating close to the maximum frequency of the device, and if frequency stability at start-up is not important for the application.

## รายละเอียดของมอสเฟตหมายเลข IRFP460A

**FAIRCHILD**  
 SEMICONDUCTOR®

January 2002

IRFP460A

## IRFP460A

20A, 500V, 0.22 Ohm, N-Channel SMPS Power MOSFET

### Applications

- Switch Mode Power Supplies (SMPS)
- Uninterruptable Power Supply
- High Speed Power Switching

### Features

- Low Gate Charge  $Q_g$  results in Simple Drive Requirement
- Improved Gate, Avalanche and Dynamic  $dv/dt$  Ruggedness
- Improved  $r_{DS(on)}$
- Reduced Miller Capacitance

### Package



### Symbol



### Absolute Maximum Ratings $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Units
$V_{DS}$	Drain to Source Voltage	500	V
$V_{GS}$	Gate to Source Voltage	$\pm 30$	V
$I_D$	Drain Current		
	Continuous ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$ )	20	A
	Continuous ( $T_C = 100^\circ\text{C}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$ )	13	A
	Pulsed <sup>1</sup>	60	A
$P_D$	Power dissipation	280	W
	Derate above $25^\circ\text{C}$	2.2	W/ $^\circ\text{C}$
$T_J, T_{STG}$	Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
	Soldering Temperature for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	$^\circ\text{C}$
	Mounting Torque, 8-32 or M3 Screw	10lb $^2$ in (1.1N $^2$ m)	

### Thermal Characteristics

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction to Case	0.45	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance Case to Sink, Flat, Greased Surface	0.24 TYP	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient	40	$^\circ\text{C/W}$

## Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
IRFP460A	IRFP460A	TO-247	-	-	-

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

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>Statics</b>						
$B_{V_{DS}}$	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$	600	-	-	V
$\Delta B_{V_{DS}}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	V/C Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D = 1\text{mA}$	-	0.61	-	
$r_{DS(ON)}$	Drain to Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 12\text{A}$	-	0.17	0.22	$\Omega$
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	3.3	4.0	V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 25\text{V}$ $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	$\mu\text{A}$
		$T_C = 25^\circ\text{C}$				
		$T_C = 150^\circ\text{C}$			250	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA

## Dynamics

$g_{fs}$	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50\text{V}, I_D = 12\text{A}$	11	-	-	S
$Q_g(\text{TOT})$	Total Gate Charge	$V_{GS} = 10\text{V}$	-	56	70	nC
$Q_{gs}$	Gate to Source Gate Charge	$V_{DS} = 400\text{V}$	-	13	18	nC
$Q_{gd}$	Gate to Drain "Miller" Charge	$I_D = 20\text{A}$	-	17	22	nC
$t_{d(ON)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 250\text{V}$	-	13	-	ns
$t_r$	Rise Time	$I_D = 20\text{A}$	-	8	-	ns
$t_{d(OFF)}$	Turn-Off Delay Time	$R_G = 4.3\Omega$	-	41	-	ns
$t_f$	Fall Time	$R_D = 13\Omega$	-	6	-	ns
$C_{ISS}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	3520	-	pF
$C_{OSS}$	Output Capacitance	$f = 1\text{MHz}$	-	410	-	pF
$C_{RSS}$	Reverse Transfer Capacitance		-	21	-	pF

## Avalanche Characteristics

$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy <sup>2</sup>	960	-	-	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current	-	-	20	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy <sup>1</sup>	28	-	-	mJ

## Drain-Source Diode Characteristics

$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.	-	-	20	A
$I_{SM}$	Pulsed Source Current <sup>1</sup> (Body Diode)		-	-	80	A
$V_{SD}$	Source to Drain Diode Voltage	$I_{SD} = 20\text{A}$	-	0.88	1.8	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20\text{A}, di_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	560	710	ns
$Q_{RR}$	Reverse Recovered Charge	$I_{SD} = 20\text{A}, di_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	8.0	11	$\mu\text{C}$

## Notes:

- 1: Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature
- 2:  $V_{DD} = 50\text{V}$ , Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 7.0\text{mH}$ ,  $R_G = 25\Omega$ ,  $I_{AS} = 14\text{A}$
- 3:  $I_{SD} \leq 14\text{A}$ ,  $di_{SD}/dt \leq 100\text{A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq V_{DS(ON)}$ ,  $T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- 4: Pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$

Test Circuits and Waveforms

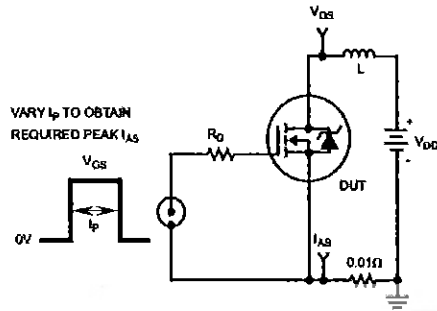


Figure 11. Unclamped Energy Test Circuit

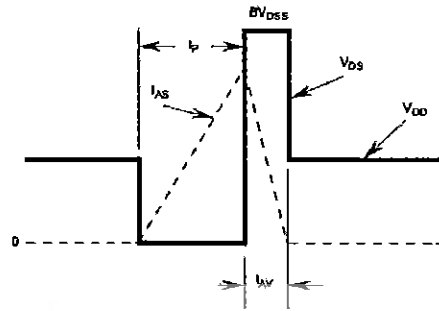


Figure 12. Unclamped Energy Waveforms

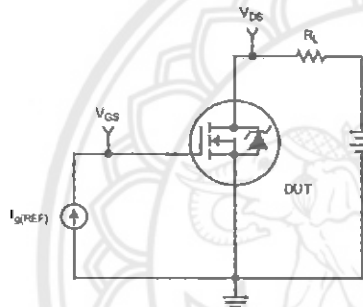


Figure 13. Gate Charge Test Circuit

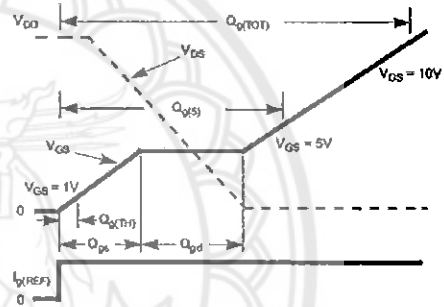


Figure 14. Gate Charge Waveforms

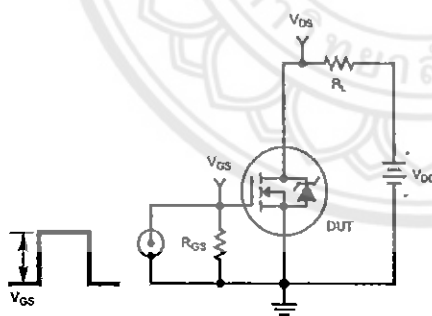


Figure 15. Switching Time Test Circuit

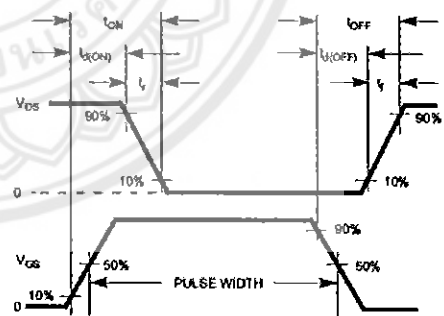


Figure 16. Switching Time Waveform

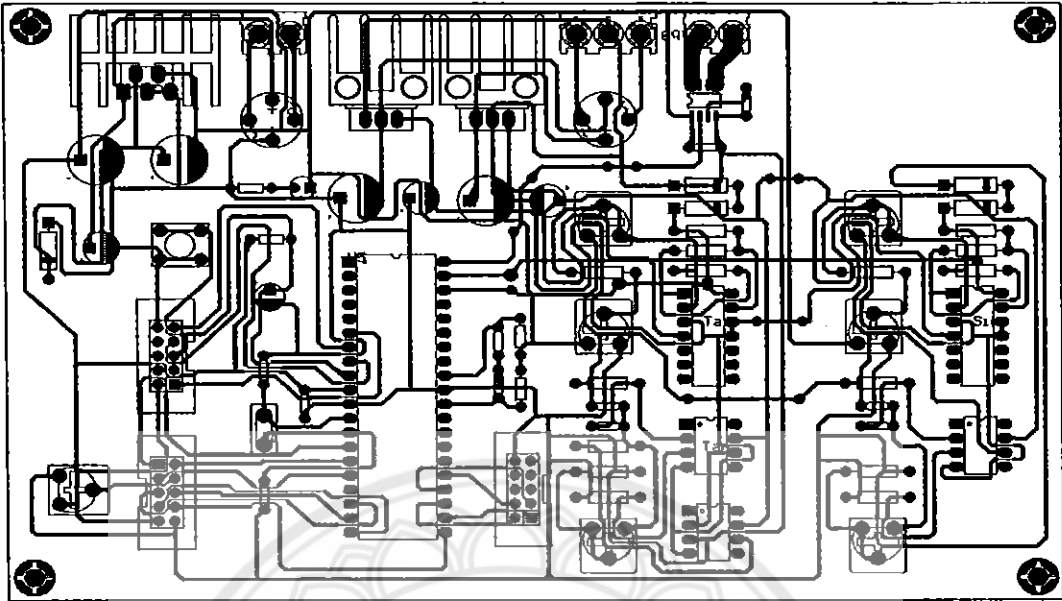


ภาคผนวก ค

ลายพิมพ์วงจรการสร้างสรรค์สัญญาณไซน์โดยใช้วิธีพีดับเบิลยูเอ็มแบบไชนูซอยด์

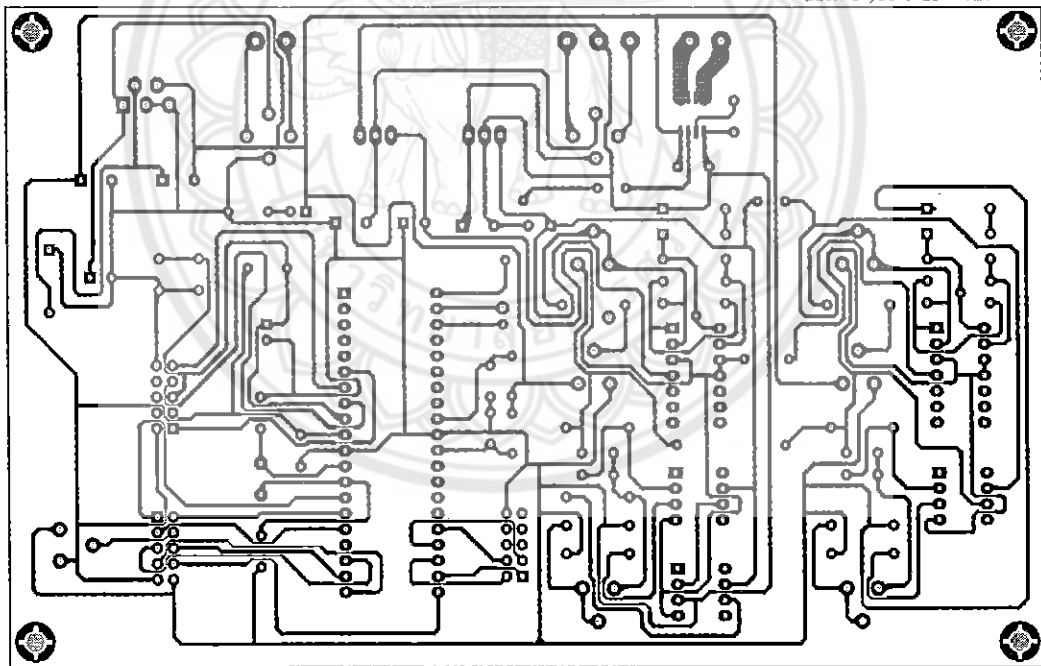


129.794,107.7214 (mm)



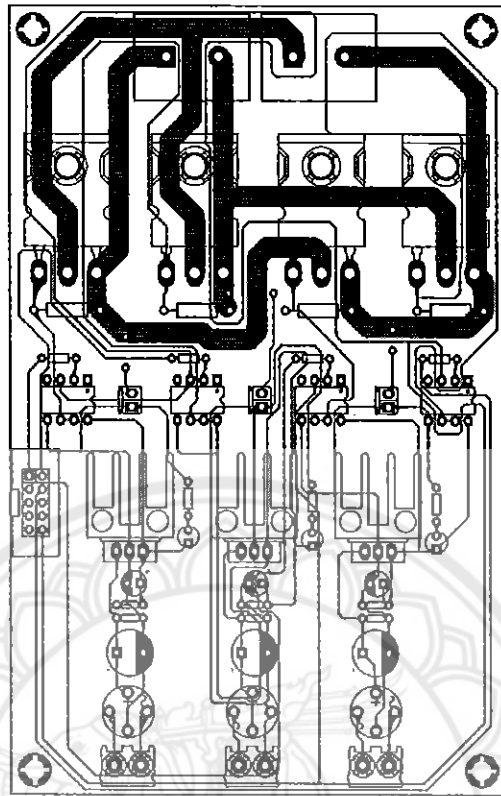
ก) ไลย์พิมพ์พ่วงจรด้านหน้า

129.794,107.7214 (mm)

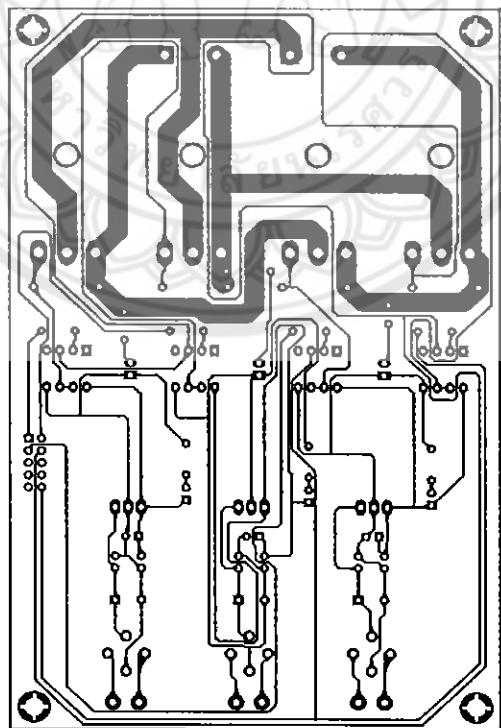


ข) ไลย์พิมพ์พ่วงจรด้านหลัง

รูปที่ ค.1 ไลย์พิมพ์พ่วงจรควบคุม

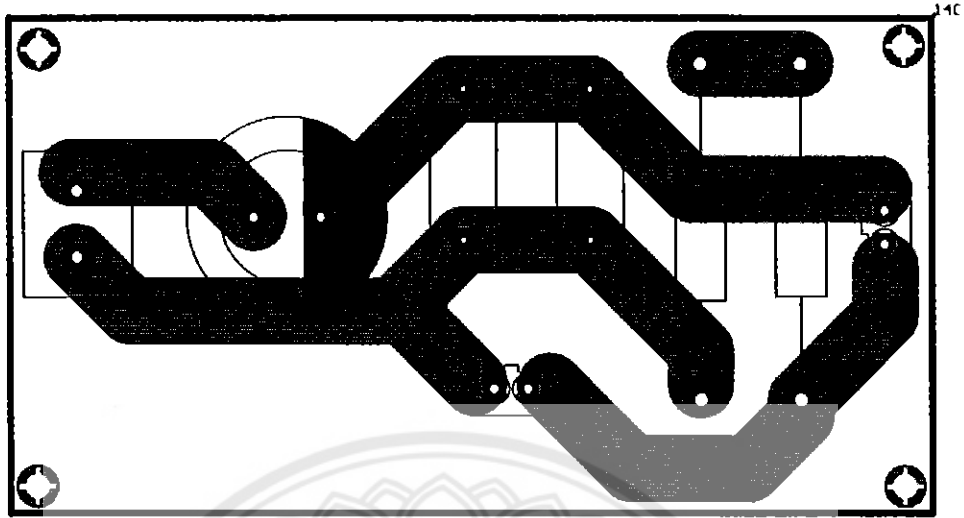


ก) ถายพิมพ์วงจรด้านหน้า

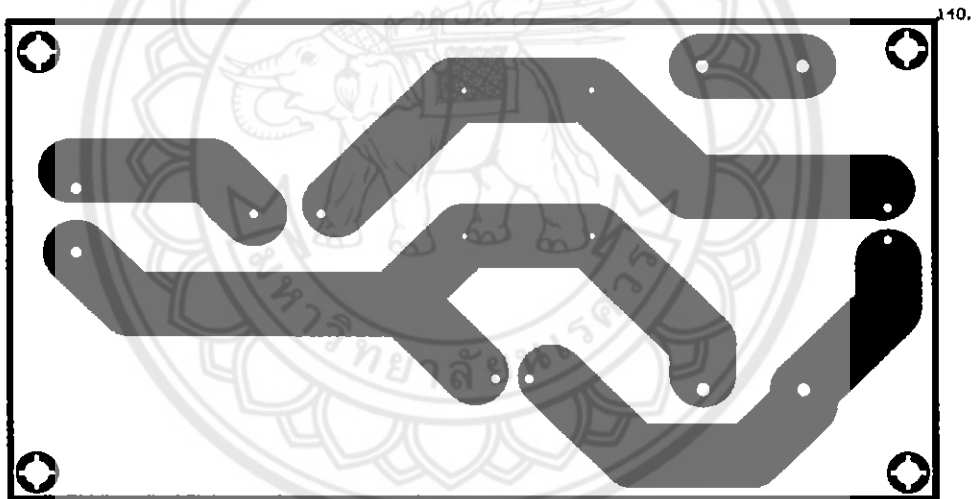


ข) ถายพิมพ์วงจรด้านหลัง

รูปที่ ค.2 ถายพิมพ์วงจรกำลัง



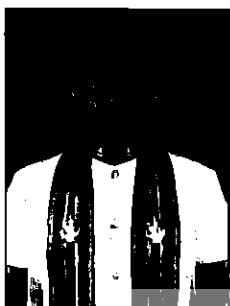
ก) ภายพิมพ์วงจรด้านหน้า



ข) ภายพิมพ์วงจรด้านหลัง

รูปที่ ค.3 ภายพิมพ์วงจรกรอง

## ประวัติผู้ดำเนินโครงการ



ชื่อ นายสุริยา รามสุข  
 ภูมิลำเนา 56 หมู่ 4 ต.สบบง อ.กุซาง จ.พะเยา  
 ประวัติการศึกษา

- จบระดับมัธยมศึกษาจาก โรงเรียนศรีสำโรงหมูป่ามภ์
- ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรี ชั้นปีที่ 4  
 สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
 มหาวิทยาลัยนเรศวร

E-mail: [suriya.rs@hotmail.com](mailto:suriya.rs@hotmail.com)



ชื่อ นายอมรินทร์ ทับเกต  
 ภูมิลำเนา 125/1 หมู่ 11 ต.ป่าจิว อ.ศรีสัชนาลัย จ.สุโขทัย  
 ประวัติการศึกษา

- จบระดับมัธยมศึกษาจาก โรงเรียนเมืองเสถียง
- ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรี ชั้นปีที่ 4  
 สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
 มหาวิทยาลัยนเรศวร

E-mail: [fukada\\_j@hotmail.com](mailto:fukada_j@hotmail.com)