



ชุดต้นแบบการพัฒนากระบวนการควบคุมแบบเวลาจริง
ด้วยระบบสมองกลฝังตัวในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า
สำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ วันชัย ทรัพย์สิงห์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ศิริชัย แดงเอม

ทรงกลด ศรีปรางค์

สนับสนุนทุนวิจัยโดย

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

ประจำปีงบประมาณ 2556

ชุดต้นแบบการพัฒนากระบวนการควบคุมแบบเวลาจริง
ด้วยระบบสมองกลฝังตัวในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า
สำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ วันชัย ทรัพย์สิงห์
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ศิริชัย แดงเอม
ทรงกลด ศรีปรางค์

สนับสนุนทุนวิจัยโดย
สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ
ประจำปีงบประมาณ 2556

**The Prototype of the Development of Embedded Systems for Power
Converter Control in Power Electronics Laboratory**

Asst. Prof. Wanchai Subsingha, Ph.D.

Asst. Prof. Sirichai Daeng-Em

Songklod Sri-prang

Granted by

National Research Council of Thailand

Fiscal year 2013

บทคัดย่อ

ชื่อโครงการ : ชุดต้นแบบการพัฒนากระบวนการควบคุมแบบเวลาจริงด้วยระบบสมองกลฝังตัวในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า สำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ชื่อนักวิจัย : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์
: ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ศิริชัย แดงเอม
: นาย ทรงกลด ศรีปรารักษ์

โครงการวิจัยนี้เป็นการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการประยุกต์ใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เป็นชุดควบคุมสัญญาณ ซึ่งเป็นระบบสมองกลฝังตัว ทั้งนี้เพื่อให้เป็นต้นแบบสำหรับการศึกษาเชิงปฏิบัติการในการแปลงผันกำลังไฟฟ้ารูปแบบต่างๆ ในรายวิชาปฏิบัติอิเล็กทรอนิกส์กำลัง หลักสูตรระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

องค์ประกอบของการควบคุมอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า ของโครงการประกอบด้วย 3 ส่วนหลักคือ 1. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2. ชุดเชื่อมต่อสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และ 3. โปรแกรมคอมพิวเตอร์ สำหรับใช้ในการควบคุม ทั้งนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโครงการมีอยู่ 4 แบบคือ วงจรเรียงกระแสชนิดควบคุมเฟส วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทอนระดับ วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทบระดับ และวงจรอินเวอร์เตอร์

ผลการทดสอบระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับการแปลงผันกำลังไฟฟ้า แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถทำงานได้ตามที่ตั้งจุดประสงค์ไว้ เหมาะสำหรับการใช้งานในห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในหลักสูตรระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

คำสำคัญ : การแปลงผันกำลังไฟฟ้า บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ระบบสมองกลฝังตัว

E mail Address : w_subsingha@hotmail.com

ระยะเวลาโครงการ : 2 ปี

Abstract

Project name : The Prototype of the Development of Embedded Systems for Power Converter Control in Power Electronics Laboratory

Researcher : Asst. Prof. Dr. Wanchai Subsingha
: Asst. Prof. Sirichai Daeng-Em
: Songklod Sri-prang

This research is to design Power Electronics circuits together with Digital Signal Processing Board implementations in order to use as an Embedded Control Based Power Converter, which using in a class of Power Electronics Laboratory in school of Electrical Engineering, Faculty of Engineering.

It has 3 main functions in this research “Embedded Systems for Power Converter Control in Power Electronics Laboratory”. Firstly, they are power electronics circuits, acts as Power Converter. Secondly, it is an Embedded Control, which is implemented by DSP interfacing board. And, thirdly, the computer “C” program which will be used together with the DSP board. Nevertheless, the power converter in this research is comprised into 4 types; Phase Controlled Rectifier, DC Buck Converter, DC Boost Converter and Inverter.

The results shows that the embedded systems for Power Converter Control based for Power Electronics Experiment Set can be operated correctly, and it is suitable for using as an experiment for Electrical Engineering students in a class of Power Electronics Laboratory.

Key words : Embedded Systems, Digital Signal Processing Board, Power Converter

E mail Address : w_subsingha@hotmail.com

Period of project : 2 years

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากคณะผู้วิจัยได้รับทุนวิจัยจากงบประมาณวิจัยประจำปี 2556 ของสำนักงานคณะกรรมการการวิจัยแห่งชาติ ซึ่งคณะผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณอย่างสูง มา ณ. ที่นี้

ขอขอบคุณ คณาจารย์ที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัยนี้ทุกท่าน ทั้งจากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และ จากสาขาวิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ ที่ได้เอื้อเฟื้อเวลาและช่วยในการจัดหาอุปกรณ์ประกอบชุดทดลองให้เป็นอย่างดี และทำย่นั้คณะผู้วิจัยขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และสาธารณูปโภคในการสร้าง ประกอบ และทดสอบงานวิจัย จนประสบความสำเร็จได้ด้วยดี

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ศิริชัย แดงเฒ

นาย ทรงกลด ศรีปรางค์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการและเหตุผล	1
1.2 สมมติฐานของงานวิจัย	4
1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	6
1.4 ขอบเขตของโครงการ	7
1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย	7
1.6 ประโยชน์ของโครงการ	8
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	9
2.1 บทนำ	9
2.2 หลักการของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น	10
2.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง	18
2.4 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	28
2.5 หลักการของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010	48
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	51
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการโครงการ	52
3.1 บทนำ	52
3.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน	52
3.3 Flowchart การดำเนินงาน	53
3.4 การออกแบบวงจรภาคควบคุม	54

	หน้า
3.5 การออกแบบวงจรภาคกำลัง	61
3.6 การออกแบบและอุปกรณ์เพิ่มเติม	66
บทที่ 4 ผลการทดสอบโครงการ	69
4.1 บทนำ	69
4.2 อุปกรณ์และเครื่องมือวัดพื้นฐานที่ใช้ในการทดสอบ	69
4.3 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ	69
4.4 การทดสอบวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส	72
4.5 การทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทอนระดับแรงดัน	76
4.6 การทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทอนระดับแรงดัน	81
4.7 การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180°	84
4.8 การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120°	87
4.9 สรุปการทดสอบ	89
บทที่ 5 สรุปผลโครงการและข้อเสนอแนะ	91
5.1 บทนำ	91
5.2 สรุปผลโครงการวิจัย	92
5.3 ข้อเสนอแนะ	93
เอกสารอ้างอิง	95
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของอุปกรณ์	96
ภาคผนวก ข. โปรแกรมสร้างสัญญาณควบคุมด้วยภาษาซี	124
ประวัติคณะผู้วิจัย	147

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	การเปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของ 1 Phase Bipolar และ 1 Phase Uni-polar Inverter	40
2.2	สภาวะทำงานของสวิตช์ (Switching states) ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	42
3.1	ข้อมูลสำหรับการเลือกใช้เซ็นเซอร์กระแส LTS 25-NP	67

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบของระบบสมองกลฝังตัว	1
1.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของตระกูล dsPIC30F	2
1.3 ตัวอย่างการควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังระดับห้องปฏิบัติการ	4
1.4 อินเวอร์เตอร์ในงานอุตสาหกรรม	4
1.5 อินเวอร์เตอร์ในงานพลังงานทดแทน	5
1.6 แผนภาพการเชื่อมโยงของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	5
2.1 แผนภาพการเชื่อมโยงของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	9
2.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นควบคุมเฟส	10
2.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบใช้หม้อแปลงแทปกลาง โหลดตัวต้านทาน	12
2.4 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบวงจรสะพาน โหลดตัวต้านทาน	13
2.5 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพาน โหลดตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ	15
2.6 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพาน โหลดตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ	17
2.7 วงจรพื้นฐานการแปลงผันกำลังไฟตรง	19
2.8 โครงสร้างวงจร Buck Converter	19
2.9 วงจรสมมูลของ Buck Converter ขณะสวิตช์นำกระแส	20
2.10 วงจรสมมูลของ Buck Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	20
2.11 รูปคลื่น v_L , i_L และ i_C ช่วงเวลาสภาวะอยู่ตัวในวงจร Buck Converter	21
2.12 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck Converter	21
2.13 โครงสร้างวงจร Boost Converter	22
2.14 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส	22
2.15 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	23
2.16 กราฟความสัมพันธ์ (V_o/V_{in}) กับ Duty Cycle ของ Boost Converter	24
เชิงทฤษฎีและปฏิบัติ	
2.17 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Boost Converter	24
2.18 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Boost Converter	25
2.19 โครงสร้างวงจร Buck-Boost Converter	25
2.20 วงจรสมมูลของ Buck-Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส	26

ภาพที่		หน้า
2.21	วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	26
2.22	รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Buck-Boost Converter	27
2.23	รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck-Boost Converter	27
2.24	โครงสร้างการศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป	29
2.25	การควบคุมโหนดไฟสลับด้วยสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์	29
2.26	การควบคุมโหนดไฟสลับด้วยสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้า	30
2.27	วงจรจำลอง 1 Phase Half Bridge Inverter	30
2.28	หลักการสร้างสัญญาณ PWMและแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	31
2.29	กราฟ $\frac{(\hat{v}_{A0})_1}{(V_d/2)} = f(m_a)$ ในวงจรอินเวอร์เตอร์	32
2.30	สัญญาณพีคดับลิเอ็มและแรงดันขาออกขณะโอเวอร์มอดูเลชั่น ($m_a > 1$)	32
2.31	ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_a = 0.8, m_f = 15$	33
2.32	ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_a = 1.5, m_f = 15$	33
2.33	วงจร Half Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น	34
2.34	วงจร Full Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น	35
2.35	วงจร 1 Phase Bipolar SPWM Inverter และรูปคลื่น	36
2.36	ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกของ 1 phase Bipolar SPWM Inverter ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$	37
2.37	วงจร 1 Phase Uni-polar SPWM Inverter และรูปคลื่น	38
2.38	รูปคลื่นสัญญาณควบคุมของ 1 phase Uni-Polar PWM Inverter	39
2.39	ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกของ 1 phase Un-polar PWM Inverter ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$	39
2.40	อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 180° Inverter	41
2.41	การต่อโหลดแบบ Delta และแบบ Wye	42
2.42	วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180° เมื่อโหลดต่อแบบ Wye	43
2.43	ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นของแรงดันสายไฟขาออกของวงจร FFM 180°	43
2.44	วงจรสมมูลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120° โหลดต่อแบบวาย	44
2.45	รูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 120° Inverter	45
2.46	วงจรจำลองของ SPWM Inverter	46

ภาพที่	หน้า
2.47 สัญญาณควบคุม (v_{g1}, v_{g3}, v_{g5}) และแรงดันสายไฟขาออกของ 3 Phase SPWM Inverter	46
2.48 แรงดันสายไฟและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นใน 3 Phase SPWM Inverter	47
2.49 ลักษณะโครงสร้างภายนอกของไอซี dsPIC30F2010	50
3.1 Flow Chart การดำเนินงานโครงการ	53
3.2 วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงคงที่ 15 VDC และ 5 VDC	54
3.3 วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงคงที่ 50 VDC	55
3.4 วงจรส่วนสร้างสัญญาณควบคุมประยุกต์ด้วย dsPIC30F2010	56
3.5 วงจร Controller Board ที่ประยุกต์ด้วย dsPIC30F2010 ในโครงการ	57
3.6 ชุดวงจรเชื่อมต่อสัญญาณแบบ PICKIT/ICD2 ที่ใช้ในโครงการ	57
3.7 แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบวงจร Flyback แยกส่วนสำหรับวงจรขับเคลื่อน 8 วงจร	58
3.8 วงจรขับเคลื่อนด้วยไอซี TLP250	59
3.9 แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงประยุกต์ด้วยวงจร Flyback Converter	59
3.10 วงจรพื้นฐานของ Flyback Converter	60
3.11 วงจรขับเคลื่อนที่ใช้แหล่งจ่ายแบบวงจรเรียงกระแส	60
3.12 วงจรขับเคลื่อนที่ประยุกต์ใช้ Flyback Converter เป็นแหล่งจ่ายในโครงการ	61
3.13 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส	61
3.14 แผงวงจรเรียงกระแสที่ประกอบเสร็จแล้ว	62
3.15 วงจร DC Buck Converter	63
3.16 วงจร DC Boost Converter	63
3.17 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงที่ประกอบเสร็จแล้ว	64
3.18 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	65
3.19 แผงวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบเต็มคลื่นที่ประกอบเสร็จแล้ว	66
3.20 วงจรตรวจวัดแรงดัน	66
3.21 วงจรที่ใช้ประกอบการสร้างวงจรเซนเซอร์ LTS 25-NP	67
3.22 วงจรการใช้งาน LTS 25-NP ร่วมกับวงจร dsPIC30F2010	67
3.23 ตัวอย่างการจำลองการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยโปรแกรม PSIM	68
4.1 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยการประยุกต์ใช้ dsPIC30F2010	70
4.2 รูปคลื่นสัญญาณขาออกแบบ PWM ที่ขา 26 (ขา AN6/OCFA/RB6) จาก dsPIC30F2010	71

ภาพที่		หน้า
4.3	รูปคลื่นสัญญาณขาออกที่ขา PWM1L (ขา 18 จากไอซี 74AC244)	71
4.4	วงจรทดสอบการทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส	72
4.5	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GK1} และ V_{GK2} ที่มุมนำกระแส (α) ที่ 30 องศา	73
4.6	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GK1} และ V_{GK2} ที่มุมนำกระแส (α) ที่ 60 องศา	74
4.7	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มุมนำกระแส (α) 30 องศา ขณะโหลด R เท่ากับ 100 Ω	74
4.8	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มุมนำกระแส (α) 60 องศา ขณะโหลด R เท่ากับ 100 Ω	75
4.9	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มุมนำกระแส (α) 30 องศา ขณะโหลด RL 100 $\Omega + j\omega(50mH)$	75
4.10	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มุมนำกระแส (α) 60 องศา ขณะโหลด RL 100 $\Omega + j\omega(50mH)$	76
4.11	วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ DC Buck Converter	77
4.12	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.11 ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25	78
4.13	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load}, I_{Load}) ของวงจร DC Buck Converter ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25	78
4.14	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.11 ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.5	79
4.15	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load}, I_{Load}) ของวงจร DC Buck Converter ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.5	79
4.16	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.11 ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.75	80
4.17	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load}, I_{Load}) ของวงจร DC Buck Converter ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.75	80
4.18	วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ DC Boost Converter	81

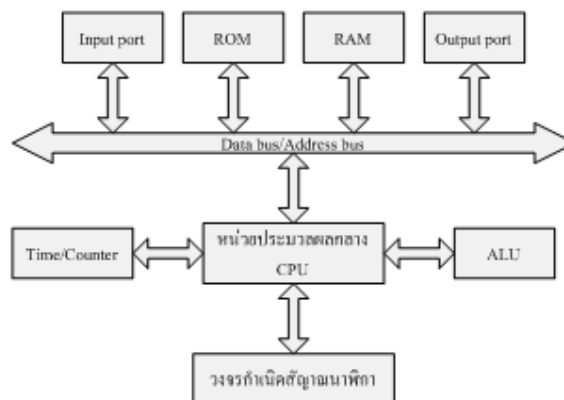
ภาพที่		หน้า
4.19	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.18 ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25	82
4.20	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load}, I_{Load}) ของวงจร DC Boost Converter ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25	82
4.21	รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.18 ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.7	83
4.22	รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load}, I_{Load}) ของวงจร DC Boost Converter ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.7	83
4.23	วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	84
4.24	รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q1 และ Q3 ในวงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.	85
4.25	รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q3 และ Q5 .วงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.	86
4.26	รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของวงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.	86
4.27	วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	87
4.28	รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q1 และ Q3 ในวงจร 3 Phase FFM 120° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.	88
4.29	รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q3 และ Q5 ในวงจร 3 Phase FFM 120° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.	88
4.30	รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออก ของวงจร 3 Phase FFM 120° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 หลักการและเหตุผล

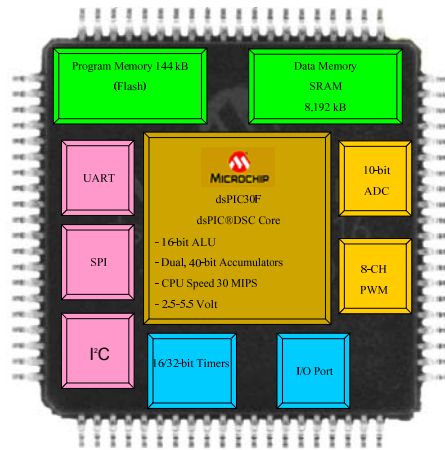
แนวคิดและหลักการเกี่ยวกับระบบสมองกลฝังตัวนั้นเป็นที่นิยมมากขึ้นในปัจจุบัน มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายเช่น ระบบการวัดคุมด้วยอิเล็กทรอนิกส์ ระบบการขับเคลื่อนไฟฟ้าในงานอุตสาหกรรมทั่วไป ระบบการแปลงผันพลังงาน ซึ่งนิยมใช้ในงานพลังงานทดแทน เช่น ระบบเซลล์แสงอาทิตย์ ระบบกักกันลมผลิตไฟฟ้า เป็นต้น เนื่องจากราคาถูก ใช้งานง่าย และสามารถแยกทำงานได้อย่างอิสระไม่จำเป็นต้องเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ ระบบสมองกลฝังตัวนั้นเป็นระบบประมวลผลขนาดเล็กที่จะฝังไว้ในวงจรควบคุมของระบบที่ทำงานด้วยอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งนี้สามารถเพิ่มความฉลาดและความสามารถให้กับระบบควบคุมเหล่านั้นโดยผ่านทางโปรแกรม ซึ่งจะแตกต่างจากระบบประมวลผลที่ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ทั่วไป หลักการทำงานและส่วนประกอบพื้นฐานของระบบสมองกลฝังตัวนั้นจะเหมือนกับคอมพิวเตอร์ ซึ่งมีส่วนประกอบดังแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 1



ภาพที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบของระบบสมองกลฝังตัว

จากภาพระบบสมองกลนั้นจะประกอบด้วย หน่วยประมวลผลกลาง (CPU), หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์ (ALU), ไทเมอร์และเคาน์เตอร์ (Timer/Counter), วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Oscillator), อินพุต (Input), เอาต์พุต (Output), หน่วยความจำโปรแกรม (ROM), หน่วยความจำข้อมูล (RAM) และบัส (Bus) ทำหน้าที่เหมือนกับคอมพิวเตอร์ขนาดเล็ก ระบบสมองกลฝังตัวนั้นมีประโยชน์มากช่วยให้วิศวกรหรือผู้ออกแบบสามารถสร้างวงจรการทำงานได้เล็กลง และมีความซับซ้อนน้อยลงเป็นอย่างมาก อีกทั้งยังมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องไม่ว่าจะเป็นในส่วนของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ ทำให้การใช้งานและการพัฒนาโปรแกรมทำได้ง่าย นอกจากจะมีส่วนประกอบดังภาพแล้ว ปัจจุบันยังมีส่วน

การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เพื่อใช้ในการคำนวณทางคณิตศาสตร์ การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) การสร้างสัญญาณพัลส์วัดซ์มอดูเลชั่น (PWM) เพิ่มเข้ามาด้วย ทำให้สามารถตอบสนองการใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ตัวอย่างตัวประมวลผลที่จะใช้ในโครงการวิจัยนี้เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC30F ของบริษัท Micro-chip Inc. ซึ่งจะนำมาประยุกต์ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของ dsPIC30F แสดงดังภาพที่ 2



ภาพที่ 1.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของตระกูล dsPIC30F

เมื่อก้าวถึงศาสตร์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังถือเป็นส่วนหนึ่งในการขับเคลื่อนในงานอุตสาหกรรมในปัจจุบัน และครอบคลุมไปถึงระบบแปลงผันพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานทดแทนต่างๆ เพื่อมาใช้งานทั้งแบบแยกการระบบอิสระ (Stand Alone) และแบบเชื่อมต่อเข้าระบบไฟฟ้าโดยตรง (Grid-Connected) ทำให้การศึกษาเกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานซึ่งเป็นวิชาหลักในหลักสูตรระดับปริญญาตรี ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ในมหาวิทยาลัยนั้น มีความสำคัญและความจำเป็นต่อการเรียนรู้ของนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้าเป็นอย่างมาก

การศึกษาเกี่ยวกับอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้บรรจุเป็นรายวิชาหลักอยู่ในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต เป็นวิชาที่มุ่งเน้นให้นักศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตร์ ได้เข้าใจในหลักการแปลงผันกำลังไฟฟ้ารูปแบบต่างๆ เช่นวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส วงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Converter) วงจร Switching mode power supply วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส และ 3 เฟส ตลอดจนวิธีการควบคุมการแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งแบบวงเปิด และวงปิด ซึ่งนักศึกษาควรมีความรู้ ความเข้าใจ และมีทักษะการประยุกต์ใช้งานที่สูงเพียงพอ จึงจะสามารถออกแบบ และสร้างระบบควบคุมงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังในอนาคตได้อย่างมีประสิทธิภาพ และทำให้องค์ความรู้ของนักศึกษาที่จะเป็นวิศวกรในอนาคตนั้น มีความเข้มแข็งยิ่งขึ้น สามารถก้าวตามทันเทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์และการควบคุม ที่กำลังรุดหน้าอยู่ในปัจจุบันและอนาคต

จากที่กล่าวในข้างต้น โครงการวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นในการออกแบบและพัฒนาวงจรควบคุมการแปลงผันพลังงานด้วยการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัว ให้เป็นการสร้างชุดเพื่อการเรียนรู้เรื่อง “การประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัวในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง” สำหรับใช้ในการเรียนการสอนในรายวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ของนักศึกษาระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นการพัฒนาสื่อการเรียนรู้เทคโนโลยีระบบสมองกลฝังตัวกับงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยในชุดการเรียนรู้ที่สร้างขึ้นประกอบด้วย

- ชุดทดลองเรื่อง วงจรทบทรงดัน (Boost Converter)
- ชุดทดลองเรื่องวงจรทอนแรงดัน (Buck Converter)
- ชุดทดลองเรื่องวงจรทอน-ทบทรงดัน (Buck-Boost Converter)
- ชุดทดลองเรื่องอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single-phase Inverter)
- ชุดทดลองเรื่องอินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three-phase Inverter)

คณะผู้วิจัยเป็นผู้สอนและมีประสบการณ์ในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เล็งเห็นว่า อุปกรณ์ในห้องปฏิบัติการที่ใช้อยู่ในปัจจุบันไม่สอดคล้องกับเทคโนโลยีของระบบควบคุมที่ใช้กันอยู่ทั่วไปในปัจจุบัน ซึ่งทำให้นักศึกษาไม่สามารถเข้าใจได้อย่างลึกซึ้ง และไม่สามารถนำมาประยุกต์เพื่อออกแบบและสร้างตัวควบคุมที่เหมาะสมกับงานเชิงปฏิบัติได้ ถ้าหากมีอุปกรณ์และสื่อที่ใช้ในการเรียนการสอนเชิงปฏิบัติที่ใช้ในการเรียนการสอนอย่างเพียงพอและก้าวหน้าเทคโนโลยีในปัจจุบัน ก็จะสามารถทำให้นักศึกษามีความรู้และวิสัยทัศน์ในการประยุกต์ใช้ในการควบคุมพลังงานไฟฟ้าด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้เป็นอย่างดี ซึ่งมีองค์ประกอบที่เป็นอุปกรณ์หลักในโครงการวิจัยนี้ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

1. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า
2. ชุดควบคุมแบบเวลาจริงด้วยระบบสมองกลฝังตัว (Embedded System)
3. แบบจำลองการควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์



ภาพที่ 1.3. ตัวอย่างของการควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังระดับห้องปฏิบัติการ

1.2 สมมุติฐานของงานวิจัย

วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นหัวใจของการประยุกต์ทางอุตสาหกรรมสมัยใหม่และมีบทบาทอย่างกว้างขวาง ในการปฏิวัติอารยธรรมอันหนึ่งของโลกปัจจุบัน นับตั้งแต่มีการปฏิวัติการใช้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำของ เทสลา เมื่อร้อยกว่าปีที่แล้ว ทุกคนรู้และเข้าใจในหลักการพื้นฐานของ อิเล็กทรอนิกส์กำลังว่า เป็นการแปลงผันกำลังไฟฟ้า จากรูปแบบหนึ่งสู่อีกรูปแบบหนึ่ง ภายใต้หลักการดังกล่าว การแปลงผันกำลังไฟฟ้าในปัจจุบันได้เปลี่ยนแปลงจากอดีตอย่างมากมาย ทั้งในรูปแบบของ อุปกรณ์ที่ทันสมัย ควบคุมได้ง่ายและรวดเร็วขึ้น และระบบควบคุมที่ทันสมัยด้วยการประยุกต์ใช้ บอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงดิจิทัล ทำให้อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นที่แพร่หลายในงานด้านต่างๆ เช่น การควบคุมการทำงานของเครื่องจักรในโรงงานอุตสาหกรรม ไปจนถึงระบบขนส่งมวลชน การสื่อสาร โทรคมนาคม คอมพิวเตอร์ การพัฒนาทางธุรกิจอุตสาหกรรมของโลกปัจจุบันและการประยุกต์ใช้งาน ร่วมในงานผลิตไฟฟ้าด้วยพลังงานทดแทน เป็นต้น ตัวอย่างการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลังแสดงดังภาพ



ภาพที่ 1.4 อินเวอร์เตอร์ในงานอุตสาหกรรม

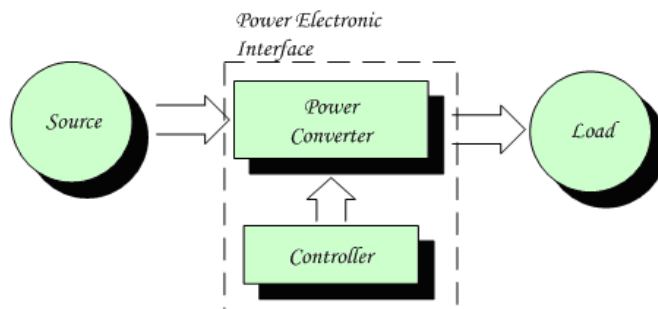


ภาพที่ 1.5 อินเวอร์เตอร์ในงานพลังงานทดแทน

องค์ประกอบของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไปประกอบด้วย 3 ส่วนหลักคือ

1. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า (Power Converter) ทำหน้าที่เปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้า
2. ระบบควบคุม (Controller) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า และเปรียบเทียบสัญญาณในระบบควบคุมแบบวงรอบปิด
3. การเชื่อมต่อสัญญาณควบคุม (Power Electronics Interfacing) เมื่อควบคุมการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งมักใช้ในกรณีที่ระบบควบคุมที่ซับซ้อน

ทั้งนี้ระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังแสดงเป็นแผนภาพได้ดังภาพ



ภาพที่ 1.6 แผนภาพการเชื่อมโยงของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง หากเปรียบเทียบวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันกับในอดีต นั้นจะเห็นว่ามี ความแตกต่างกันเป็นอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่นำมาใช้ในการสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ระบบควบคุมการทำงานของวงจรกลายเป็นหน่วยประมวลผลโดยใช้ระบบคอมพิวเตอร์ขนาดเล็ก (Microcomputer) จากความเจริญก้าวหน้าของเทคโนโลยีทางด้าน ไมโครคอมพิวเตอร์ ทำให้สามารถสร้างวงจรการทำงานได้เล็กลง และมีเสถียรภาพและประสิทธิภาพในการทำงานมากขึ้น เทคโนโลยีไมโครคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุมการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันประกอบด้วย ไมโครโปรเซสเซอร์

(Microprocessor, CPU) ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing System, DSP) ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller, MCU) ที่ผ่านมานั้น นักศึกษาในประเทศไทยโดยทั่วไปยังมีทักษะในการประยุกต์ใช้ค่อนข้างน้อย เนื่องจากยังขาดแคลนชุดทดลองในการเรียนรู้ เพราะชุดทดลองในการเรียนรู้ระบบการควบคุมอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ในการควบคุมนั้นจะมีราคาแพงมาก การสั่งซื้อส่วนใหญ่จะนำเข้ามาจากต่างประเทศ และที่สำคัญนั้นระบบที่ได้มานั้นจะเป็นลักษณะที่เป็นการเรียนรู้เฉพาะงาน ไม่สามารถปรับเปลี่ยนเพื่อการใช้งานจริงได้ สำหรับการเรียนรู้เกี่ยวกับระบบไมโครคอมพิวเตอร์นั้นมีการเรียนรู้และบรรจุอยู่ในการเรียนการสอน ในสถานศึกษาในประเทศไทยมานานแล้ว แต่การนำมาใช้งานจริงนั้นยังไม่แพร่หลายเนื่องจากซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการพัฒนาระบบนั้น ส่วนใหญ่จะเป็นภาษาระดับต่ำหรือภาษาเครื่อง แต่ในปัจจุบันนั้นมีการพัฒนาทางด้านซอฟต์แวร์ขึ้นมาเพื่อใช้งานกับระบบไมโครคอมพิวเตอร์มากมาย ภาษาที่ใช้พัฒนามาจนถึงภาษาระดับสูง เช่นภาษาซี ภาษาเบสิก เป็นต้น และปัจจุบันนั้นมีการแข่งขันทางธุรกิจในการสร้างระบบไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อใช้งานกับงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การโปรแกรมตัวชิปสามารถทำได้ง่ายขึ้นสามารถทำการดีบั๊กการทำงานได้ ทำให้ผู้พัฒนาโปรแกรมสามารถทำได้ง่าย แต่ทุกอย่างที่กล่าวมานั้นยังไม่มีมีการนำมาปรับปรุงเพื่อใช้ในการเรียนการสอน ส่งผลให้ผู้เรียนไม่สามารถจินตนาการถึงการใช้งานอุปกรณ์ดังกล่าวได้

อย่างไรก็ตาม ทางคณะผู้วิจัยมีแนวความคิดที่จะสร้างต้นแบบชุดทดลอง เพื่อการศึกษาการใช้งานเกี่ยวกับระบบดังกล่าว ซึ่งจะประกอบด้วยชุดทดลองการศึกษาการทำงานของระบบไมโครคอมพิวเตอร์ ต่อร่วมกับชุดวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังดังนี้คือ

1. วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส
2. วงจร Buck Converter
3. วงจร Boost Converter
4. วงจรอินเวอร์เตอร์

1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.3.1 เพื่อทบทวนวรรณกรรม และข้อมูลเกี่ยวกับการควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ควบคุมการทำงานด้วยระบบสมองกลฝังตัว
- 1.3.2 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ารูปแบบต่าง ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าเหมาะสมกับที่ใช้ห้องปฏิบัติการ
- 1.3.3 เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัว ในการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

- 1.3.4 เพื่อสร้างชุดควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังรูปแบบต่างๆ ด้วยการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัว
- 1.3.5 เพื่อออกแบบและสร้างสื่อการสอนเชิงปฏิบัติในรายวิชาปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังให้สอดคล้องกับชุดควบคุมและวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ได้สร้างขึ้น
- 1.3.6 เพื่อทดสอบและวิเคราะห์ประสิทธิภาพในการเรียนการสอนในรายวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งเป็นวิชาหลักในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

1.4 ขอบเขตของโครงการ

- 1.4.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ประกอบด้วย วงจรเรียงกระแส วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า กระแสตรงแบบทอนระดับแรงดัน วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบทอนระดับแรงดัน และวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่มีขนาดพิกัดกำลังไม่เกิน 1000 วัตต์
- 1.4.2 บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Board) ที่ใช้ในการประยุกต์การควบคุมระบบแบบฝังตัวต้องเป็นบอร์ดที่มีราคาถูก สามารถหาซื้อได้ภายในประเทศ
- 1.4.3 สามารถเชื่อมต่อการควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังผ่าน DSP Board ได้ ทั้งแบบเชื่อมต่อผ่านคอมพิวเตอร์ และแบบฝังตัว (Embedded)
- 1.4.4 ทดสอบหาประสิทธิภาพของชุดทดลองที่ได้จัดสร้างขึ้นทั้งความเหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งาน และผลสัมฤทธิ์ที่มีต่อผลการเรียนรู้ของนักศึกษาในชั้นเรียน

1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย

- 1.5.1 ทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการสร้างและออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
- 1.5.2 ออกแบบวงจรแปลงผันกำลังทุกแบบและการเชื่อมต่อสัญญาณ
- 1.5.3 จัดซื้ออุปกรณ์และบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ในโครงการ
- 1.5.4 สร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทุกแบบในโครงการ
- 1.5.5 สร้างชุดเชื่อมต่อวงจรด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- 1.5.6 สร้างโปรแกรมและระบบจำลองเพื่อควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า
- 1.5.7 ทดสอบระบบควบคุมและปรับปรุงให้สมบูรณ์
- 1.5.8 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง
- 1.5.9 จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์ และ เผยแพร่งานวิจัย

1.6 ประโยชน์ของโครงการ

- 1.6.1 เป็นต้นแบบชุดทดลองสำหรับใช้ในห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

- 1.6.2 เป็นแนวทางในการพัฒนาเทคโนโลยีของประเทศ
- 1.6.3 เป็นองค์ความรู้ต้นแบบของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
- 1.6.4 เป็นประโยชน์ต่อการพัฒนางานวิจัยที่เกี่ยวข้องต่อไป

ทั้งนี้ หน่วยงานที่สามารถนำผลการวิจัยไปใช้ประโยชน์ ได้แก่

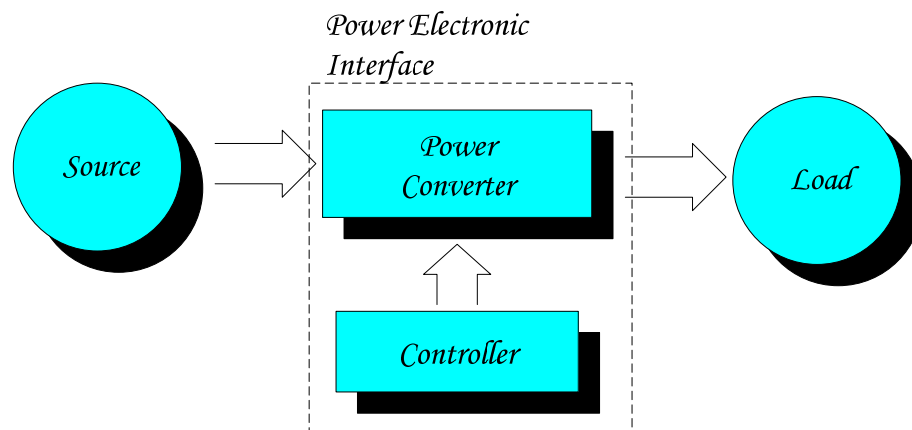
- ห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังในระดับมหาวิทยาลัยทั่วไป
- ห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังในระดับกรมอาชีวศึกษาทั่วไป
- หน่วยงานที่เกี่ยวข้องกับระบบขับเคลื่อนไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานในบทนี้ เป็นส่วนหนึ่งในการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโครงการ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมซึ่งสร้างจากบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลซึ่งถือว่าเป็นระบบสมองกลฝังตัวเพื่อใช้ในการศึกษาหลักการและวิธีการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยเฉพาะด้านพลังงานทดแทนซึ่งเป็นหัวข้อที่สนใจอยู่ในปัจจุบัน ทั้งนี้การเชื่อมโยงระหว่างส่วนต่างๆ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังแสดงดังภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 แผนภาพการเชื่อมโยงการควบคุมของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ในโครงการนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นวงจรหลักในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังมีอยู่ด้วยกัน 4 แบบคือ

1. วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น (1 Phase Full wave Controlled Rectifier)
2. วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (DC Buck Converter)
3. วงจรทบระดับแรงดันไฟตรง (DC Boost Converter)
4. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

2.2 หลักการของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น

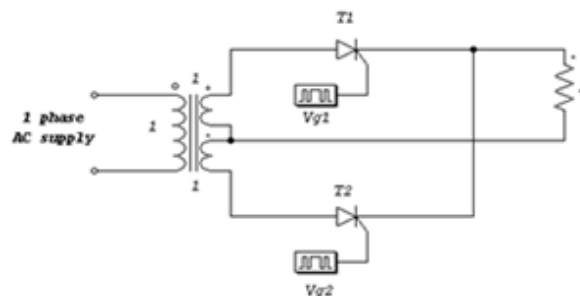
วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่น สามารถสร้างรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกได้ทุกครึ่งช่วงคลื่น จึงทำให้แรงดันและกระแสขาออกมีความเป็นไฟตรงมากขึ้นกว่าในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสชนิดครึ่งคลื่น โดยสามารถแบ่งตามลักษณะวงจรได้ 2 รูปแบบ คือ

- แบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าชนิดแทปกกลาง และ
- แบบวงจรสะพาน (Bridge circuit Rectifier)

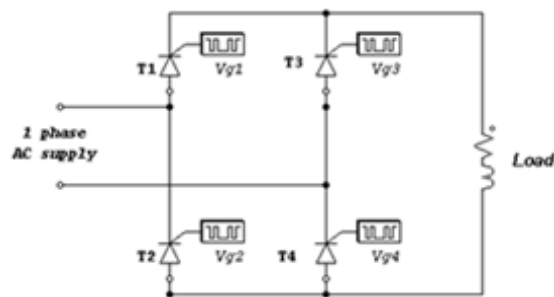
นอกจากนี้ยังสามารถแบ่งออกตามค่าแรงดันขาออกได้อีก 2 แบบคือ วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นชนิดควบคุมเฟสได้ และวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นด้วยไดโอด

2.2.1 การทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส

วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟสจะใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรเพื่อให้สามารถควบคุมมุมนำกระแส (α) ได้ตามต้องการ ซึ่งแรงดันขาออกจะแปรเปลี่ยนตามค่ามุมนำกระแสที่ป้อนให้กับไทรสเตอร์ วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะวงจรดังแสดงในภาพที่ 2.2



(ก) แบบใช้หม้อแปลงแทปกกลาง



(ข) วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge

ภาพที่ 2.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นควบคุมเฟส

การทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบใช้หม้อแปลงแทปกลาง

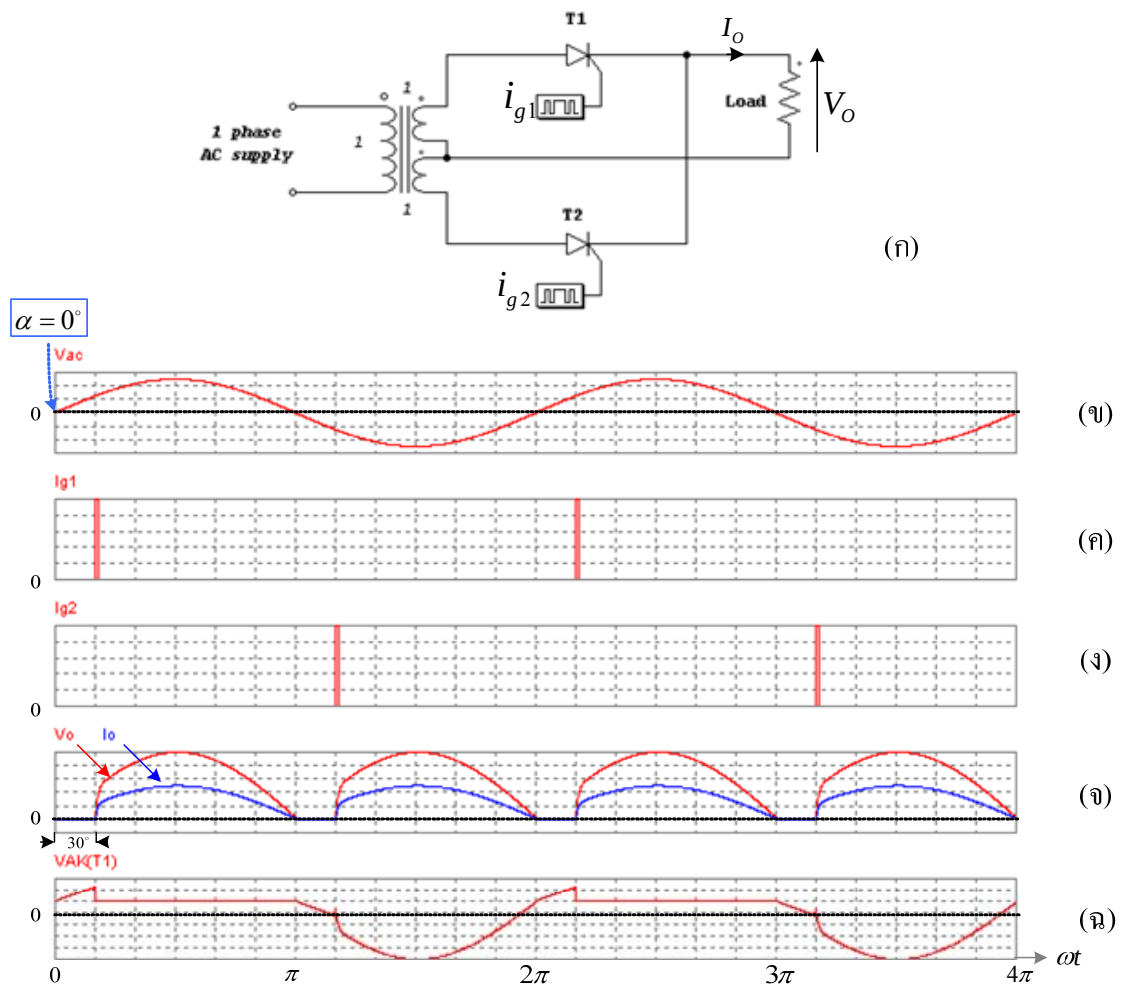
รูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกของวงจร ขณะโหลดตัวต้านทานแสดงดังภาพที่ 2.2 (ก) มีขั้นตอนการทำงานเป็นดังนี้

1. ไครสเตอร์สามารถนำกระแสได้ครั้งละ 1 ตัวเมื่อได้รับการไบอัสไปหน้า (Forward Bias) และกระแสกระตุ้นที่ขาเกต หมายความว่าไครสเตอร์ T1 สามารถนำกระแสได้ขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลบวก และไครสเตอร์ T2 จะนำกระแสได้ในขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลลบ กระแสเกตของ T1, T2 คือ $ig1$, $ig2$ ดังแสดงในภาพที่ 2.3 (ค) และ (ง) ซึ่งจะทำให้แรงดันและกระแสออกขณะโหลดความต้านทาน เป็นดังภาพที่ 2.3 (จ) แรงดันสูงสุดขาออกจะเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันด้านทุติยภูมิแต่ละด้าน (V_s) ของหม้อแปลง ทั้งนี้เห็นว่าแรงดัน สูงสุดที่ตกคร่อมไครสเตอร์จะเท่ากับ 2 เท่าของค่าสูงสุดของแรงดัน V_s
2. ในวงจรนี้ถือว่าหม้อแปลงทำหน้าที่ขยายแรงดันและแยกส่วนระหว่างวงจรขาเข้าและวงจรขาออก

การทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบวงจรสะพาน

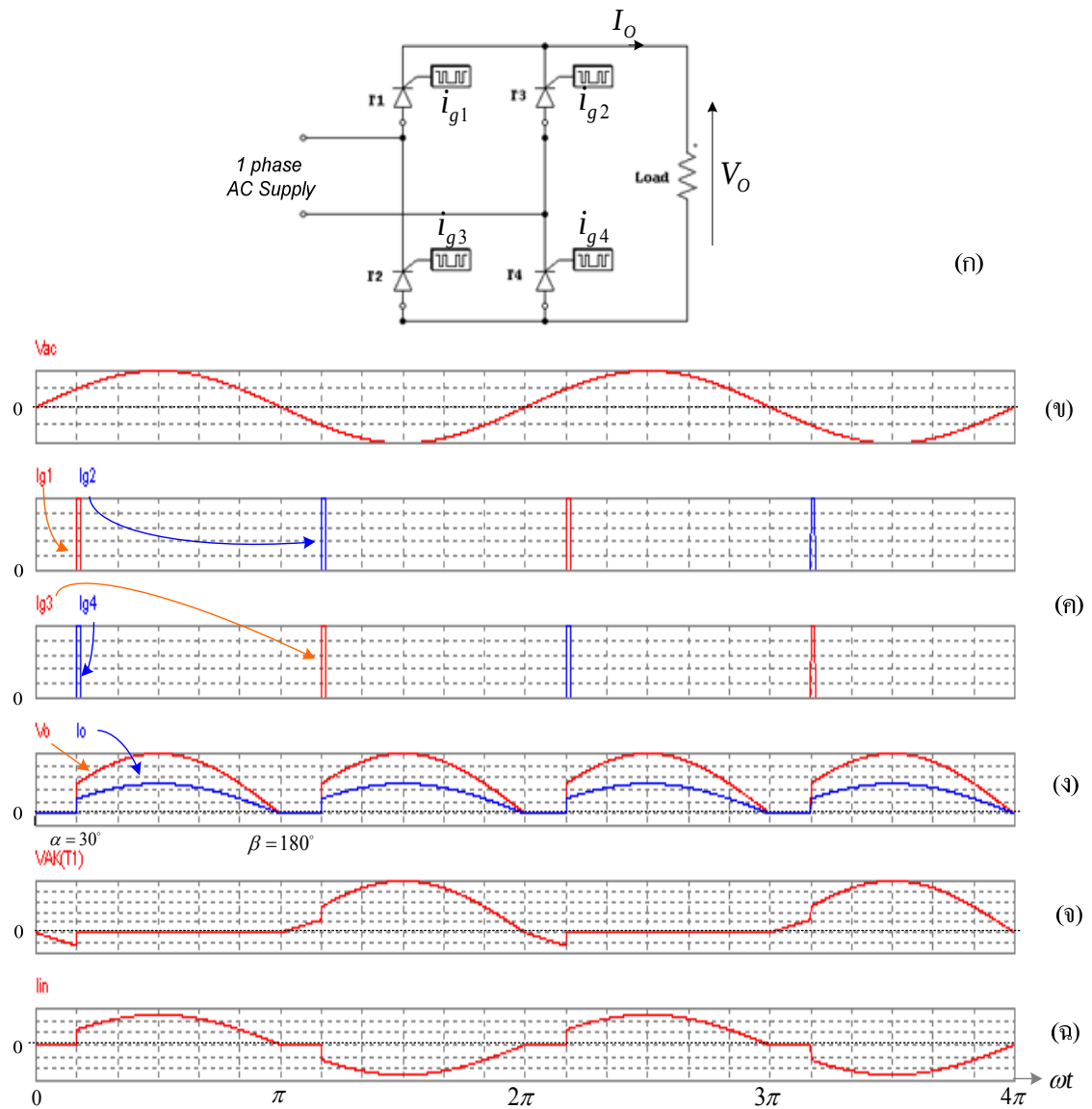
รูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกของวงจรขณะโหลดเป็นตัวต้านทานแสดงดังภาพที่ 2.4 (ง) โดยมีขั้นตอนการทำงานเป็นดังนี้

1. ไครสเตอร์จะนำกระแสครั้งละ 2 ตัว เมื่อได้รับการไบอัสไปหน้า (Forward Bias) และกระแสกระตุ้นที่ขาเกต หมายความว่าขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลบวก ไครสเตอร์ T1 และ T4 จะพร้อมนำกระแสได้และขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลลบ ไครสเตอร์ T2 และ T3 จะพร้อมนำกระแสได้ (กระแสเกต T1, T2, T3, T4 คือ $ig1$, $ig2$, $ig3$, $ig4$ ตามลำดับ) ดังแสดงในภาพ 2.4 (ค) ทั้งนี้แรงดันสูงสุดออกจะเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันเข้า
2. รูปคลื่นของกระแสขาออกขึ้นอยู่กับลักษณะของโหลด ซึ่งในกรณีโหลดตัวต้านทานนี้ กระแสขาออกจะมีรูปคลื่นเหมือนกับรูปคลื่นแรงดันขาออก ดังแสดงในภาพที่ 3.12 (ง)
3. มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสขาเข้าขึ้นอยู่กับลักษณะของโหลด ทั้งนี้กระแสขาเข้าจะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ดังแสดงในภาพที่ 3.12 (ค)
4. ในวงจรนี้ถือว่าความถี่ของสัญญาณกระเพื่อม (Ripple Waveform) เท่ากับ 2 เท่าของความถี่เข้า



ภาพที่ 2.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบใช้หม้อแปลงเทปกกลาง
ขณะโหลดความต้านทาน

(ก) วงจร (ข) – (ฉ) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจร



ภาพที่ 2.4 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบวงจรสะพานขณะโหลดความต้านทาน

(ก) วงจร

(ข) - (ฉ) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจร

2.2.2 การคำนวณในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น

จากการพิจารณาภาพที่ 2.3 และ 2.4 จะเห็นว่าแรงดันและกระแสขาออกของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟสทั้งสองวงจร ขณะโหลดเท่ากัน และมีมุมนำกระแส (α) เท่ากันนั้น จะมีลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกเหมือนกัน ต่างกันที่ค่าสูงสุดของแรงดันที่ตกคร่อมไทรสเตอร์แต่ละตัวเท่านั้น

กรณีโหลดความต้านทาน

ในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทาน วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพานจะเริ่มนำกระแสที่มุม α และหยุดนำกระแสที่มุม π เรเดียน เนื่องจากแรงดันและกระแสขาออกจะอินเฟส (In-phase) กัน ดังแสดงไว้แล้วในภาพที่ 2.4 (ง) ซึ่งสมการแรงดันขาออกเชิงเวลาจะเป็นดังนี้

$$v_o = V_m \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} \quad (2.1)$$

แรงดันเฉลี่ยขาออกเท่ากับ

$$V_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t . d\omega t = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.2)$$

แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกเท่ากับ

$$V_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = V_m \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi} \right)} \quad (2.3)$$

สมการกระแสขาออกเชิงเวลาเป็นดังนี้

$$i_o(\omega t) = \frac{V_m}{R} \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} \quad (2.4)$$

กระแสเฉลี่ยขาออกเท่ากับ

$$I_{o,av} = \frac{V_o}{R} = \frac{V_m}{\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (2.5)$$

กระแสอาร์เอ็มเอสเท่ากับ

$$I_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{V_m}{R} \sin \omega t \right)^2 . d\omega t} = \frac{V_m}{R} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi} \right)} \quad (2.6)$$

$$\text{กำลังสูญเสียที่โหลดเท่ากับ} \quad P = I_{rms}^2 . R \quad (2.7)$$

กรณีโหลดตัวต้านทาน - ตัวเหนี่ยวนำ

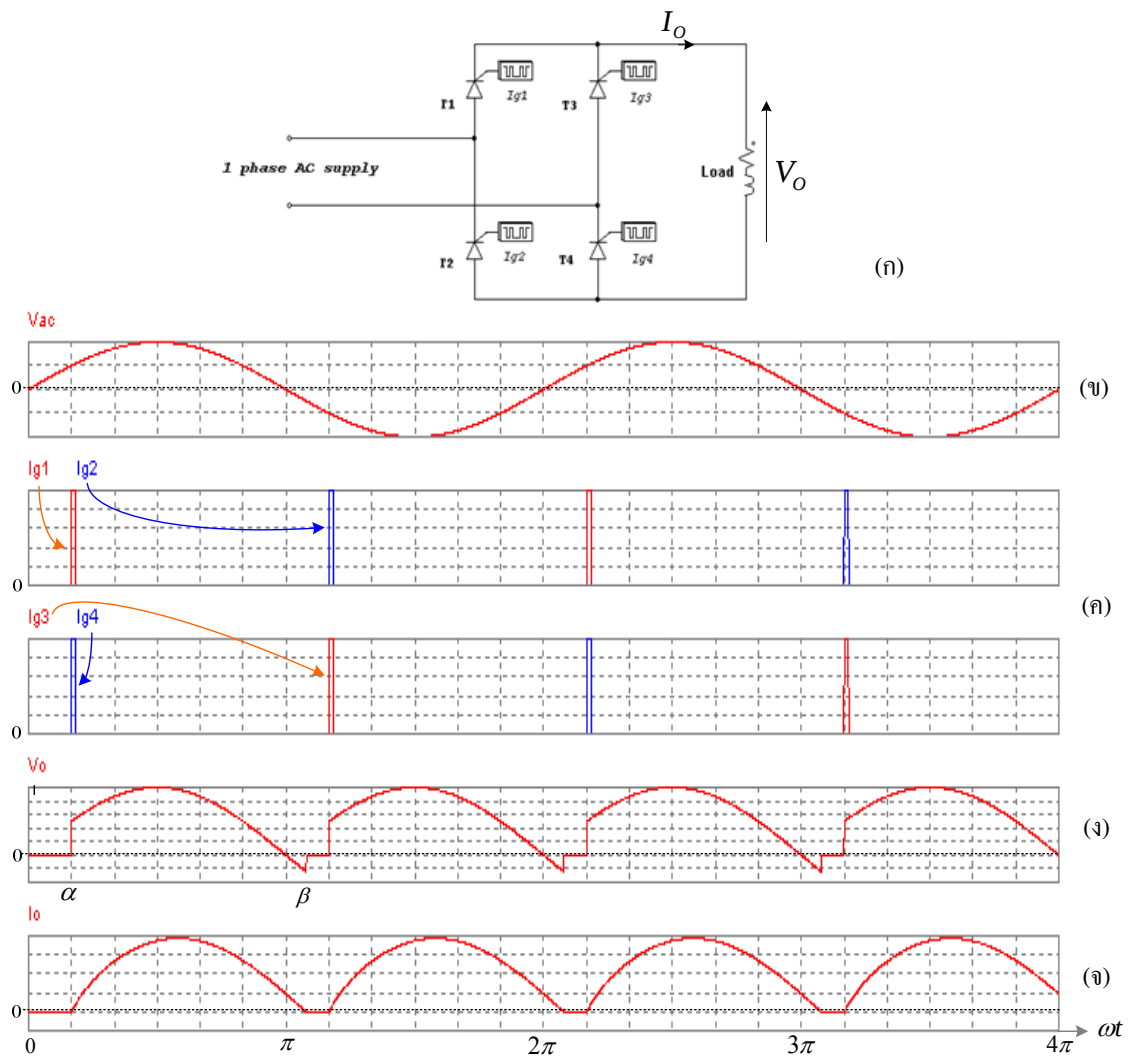
ในกรณีที่วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ กระแสในวงจรจะล่าหลังแรงดันตามค่ามุมโหลด (Load angle ; θ) ซึ่งจะทำให้มุมหยุดนำกระแส (β) ของวงจรล่าหลังมุม 180 องศาเสมอ กล่าวได้ว่ามุมหยุดนำกระแส (β) ขึ้นอยู่กับค่ามุมโหลด (θ) และค่ามุมนำกระแส (α) ของวงจรนั้น

ทั้งนี้สามารถแบ่งออกได้ตามลักษณะของรูปคลื่นกระแสขาออกดังนี้

ก. กรณีกระแสขาออกไหลไม่ต่อเนื่อง

ข. กรณีกระแสขาออกไหลแบบต่อเนื่อง

ก. เมื่อกระแสขาออกไหลไม่ต่อเนื่อง $[\beta < (\pi + \alpha)]$



ภาพที่ 2.5 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพานขณะโหลดตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ

(ก) วงจร (ข) - (ง) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรแบบกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง

ในกรณีที่ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำมีค่าไม่สูงนัก อาจทำให้รูปคลื่นกระแสล้าหลัง แรงดันเล็กน้อย ซึ่งมุมหยุดนำกระแสอาจเกิดก่อนมุมนำกระแสในครึ่งไซเคิลถัดไป $[\beta < (\pi + \alpha)]$ เป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านโหลดเกิดความไม่ต่อเนื่องขึ้นดังแสดงในภาพที่ 2.5 (จ)

ทั้งนี้สมการแรงดันขาออกเชิงเวลาจะเป็นดังนี้

$$v_o = V_m \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{\beta} \quad (2.8)$$

$$\text{แรงดันเฉลี่ยขาออกเท่ากับ } V_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} [\cos \alpha - \cos \beta] \quad (2.9)$$

แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{o(rms)} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \{V_m \sin(\omega t)\}^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left\{ \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right\} d(\omega t)} = V_m \sqrt{\frac{(\beta - \alpha) - \frac{1}{2}(\sin 2\beta - \sin 2\alpha)}{2\pi}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

สมการกระแสขาออกเชิงเวลาเป็นดังนี้

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} \left(\frac{V_m}{Z} \right) \left[\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{\left(\frac{\alpha - \omega t}{\omega \tau} \right)} \right] & \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.11)$$

กระแสเฉลี่ยขาออกเท่ากับ

$$I_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_o(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi R} (\cos \alpha - \cos \beta) = \frac{V_o}{R} \quad (2.12)$$

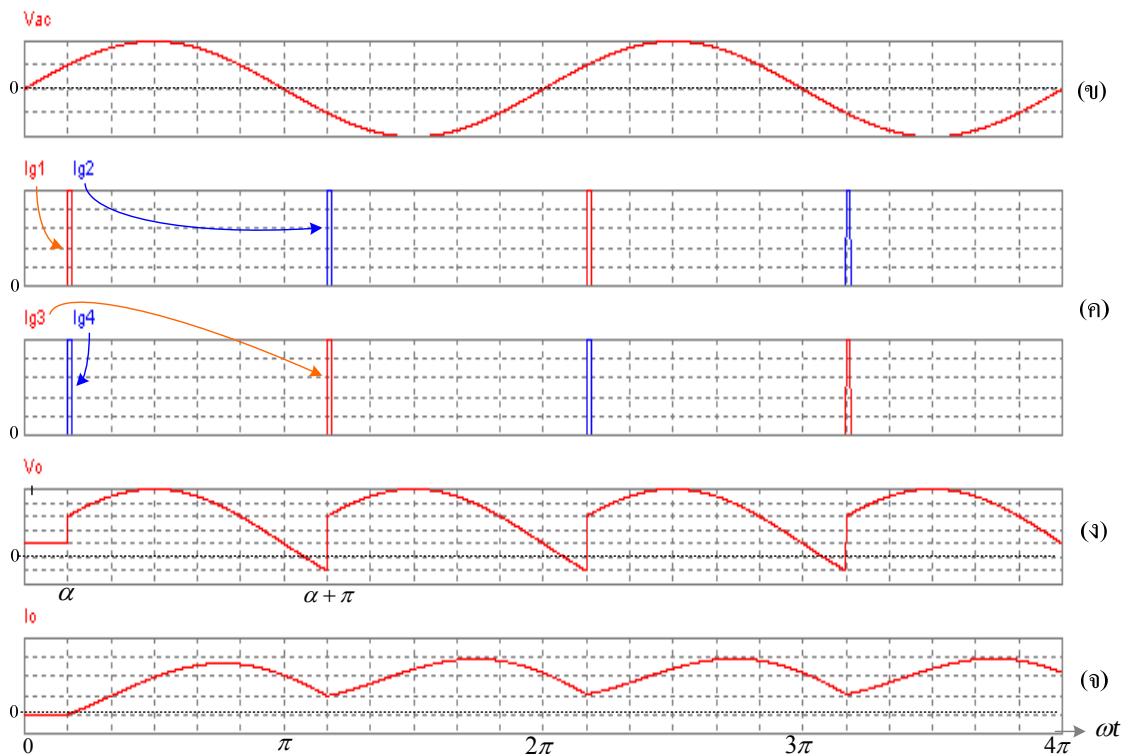
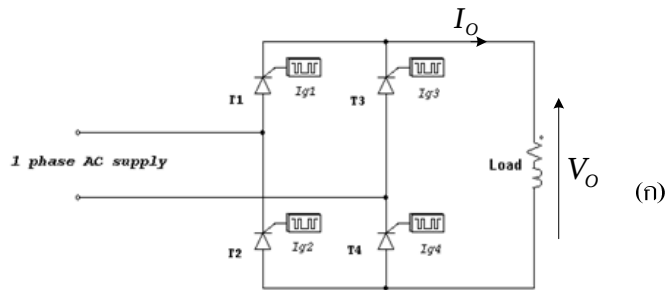
กระแสอาร์เอ็มเอสเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{o,rms} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_o(\omega t) d(\omega t)} \\ &= \frac{V_m}{Z} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{(\beta - \alpha)}{2} + \frac{1}{4 \cos \theta} [\sin(2\alpha + \theta) - \sin(2\beta + \theta)] \right\}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

กำลังสูญเสียที่โหลดเท่ากับ

$$P = I_{rms}^2 \cdot R \quad (2.14)$$

ข. เมื่อกระแสขาออกไหลต่อเนื่อง $[\beta \geq (\pi + \alpha)]$



ภาพที่ 2.6 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพานขณะโหลดตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ

(ก) วงจร (ข) - (จ) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรแบบกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง

เมื่อค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำสูงขึ้น อัตราค่า L/R ก็จะสูงขึ้นเช่นกัน ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรล้าหลังแรงดันมากขึ้น จึงทำให้มุมหยุดนำกระแสเกิดขึ้นช้ากว่าการนำกระแสในไซเคิลถัดไป $[\beta \geq (\pi + \alpha)]$ ซึ่งจะทำให้กระแสขาออกมีรูปคลื่นต่อเนื่อง ดังแสดงในภาพที่ 2.6 (จ)

เนื่องจากวงจรอยู่ในสภาวะสแ่ไหลต่อเนื่อง การวิเคราะห์หาค่าต่างๆ จะใช้หลักการของสมการอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งมีแรงดันขาออก ($v_o(t)$) ดังในภาพที่ 2.6 (ง) มีสมการเป็นดังนี้

$$v_o(t) = V_{o,av} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (2.15)$$

$$V_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} v_o d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (2.16)$$

และค่าสัมประสิทธิ์ในสมการ จะหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\cos\{(n+1)\alpha\}}{(n+1)} + \frac{\cos\{(n-1)\alpha\}}{(n-1)} \right] \quad n=2,4,6,\dots \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\sin\{(n+1)\alpha\}}{(n+1)} - \frac{\sin\{(n-1)\alpha\}}{(n-1)} \right] \quad n=2,4,6,\dots \end{aligned} \quad (2.18)$$

ทั้งนี้แรงดันแต่ละองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ (V_n) ก็จะสามารถหาได้ดังสมการ

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.19)$$

และสมการกระแสอาร์เอ็มเอสขาออก ($I_{o,rms}$) จะเท่ากับ

$$I_{o,rms} = \sqrt{I_{o,av}^2 + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (2.20)$$

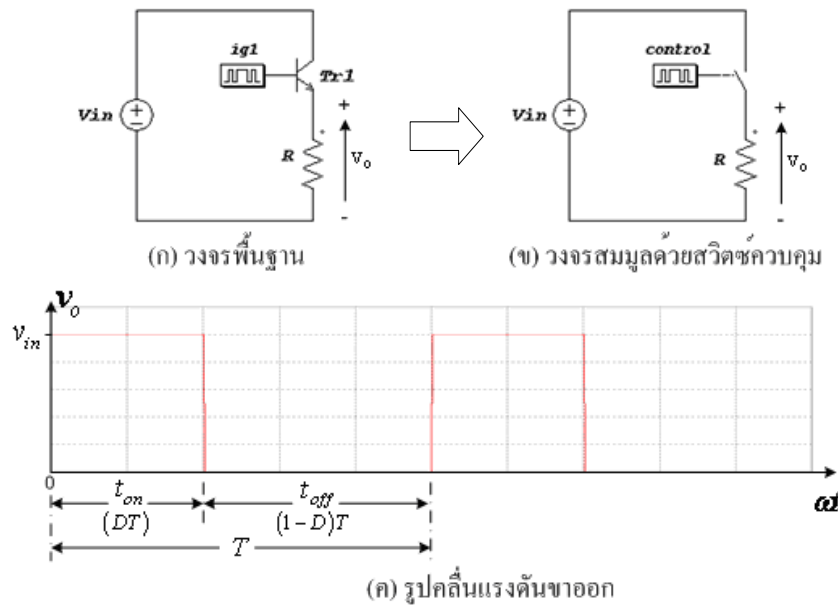
เมื่อค่ากระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆ สามารถหาได้ดังนี้

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega_o L|} \quad (2.21)$$

โดย ω_o เป็นความเร็วเชิงมุมที่ความถี่หลักมูล (เรเดียน/วินาที)

2.3 หลักการของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง

หลักการพื้นฐานของการสวิตช์ในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแสดงดังภาพที่ 2.8 อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรอาจใช้เป็น Power Transistor, Power MOSFET หรือ IGBT ก็ได้ ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ของสวิตช์ดังในภาพที่ 2.7 (ข)



ภาพที่ 2.7 วงจรพื้นฐานการแปลงผันกำลังไฟตรง

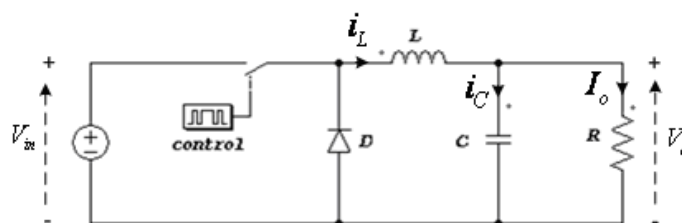
แรงดันขาออกจะมีลักษณะดังในภาพที่ 2.7 (ค) โดยช่วงนำกระแสของแรงดันขึ้นอยู่กั
ช่วงเวลาทำงาน (Duty Cycle; D) ของสัญญาณควบคุมสวิตช์ ทั้งนี้ค่าแรงดันเฉลี่ยขาออกจะเท่ากับ

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = DV_s \quad (2.22)$$

เมื่อ V_s เป็นค่าแรงดันไฟตรงขาเข้า
 D เป็นช่วงเวลาทำงาน ($D = t_{on}/T$)
 T เป็นช่วงเวลาใน 1 คาบ

2.3.1 วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (Buck Converter)

Buck Converter เป็นวงจรทอนระดับให้แรงดันไฟตรงขาออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟตรงขา
เข้า และนิยมใช้วงจร LC Low pass filter ทางด้านขาออก เพื่อให้แรงดันขาออกมีความเรียบสูง และมี
อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่พ้องกับค่ากำลังสองของความถี่ ดังแสดงในภาพที่ 2.8

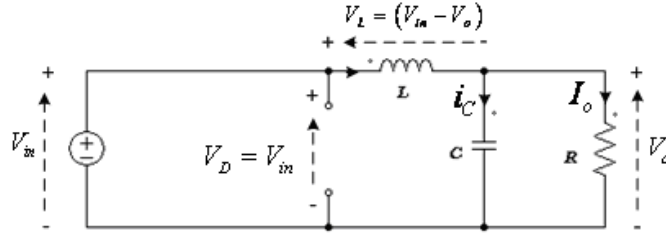


ภาพที่ 2.8 โครงสร้างวงจร DC Buck Converter

หลักการทำงาน

DC Buck Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลาทำงาน คือ ณะสวิตช์นำกระแส และหยุดนำกระแส

ณะสวิตช์นำกระแส



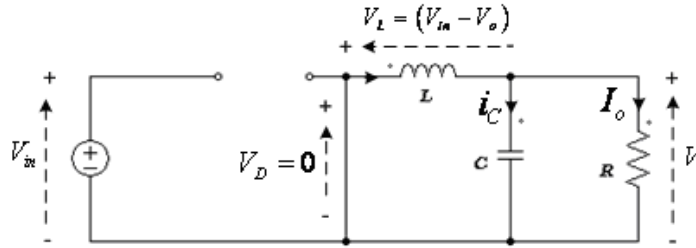
ภาพที่ 2.9 วงจรสมมูลของ Buck Converter ณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ไปยังโหลด โดยที่กระแสส่วนหนึ่งจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} - V_o \quad (2.23)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) \cdot DT \quad (2.24)$$

ณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.10 วงจรสมมูลของ Buck Converter ณะสวิตช์หยุดนำกระแส

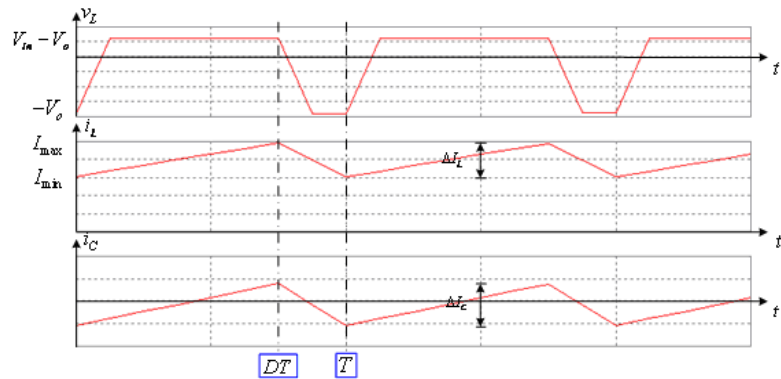
เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะได้รับ Forward bias กระแสด้านขาออกสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = -V_o \quad (2.25)$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{-V_o}{L} \cdot (1-D)T \quad (2.26)$$

ในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และหยุดนำกระแสจะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.27)$$



ภาพที่ 2.11 รูปคลื่น v_L , i_L และ i_C ช่วงเวลาสถานะอยู่ตัวในวงจร Buck Converter

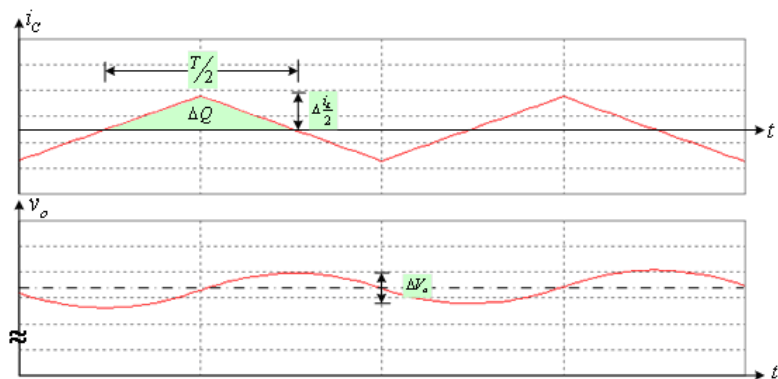
จากภาพที่ 2.11 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ 2.28 และ 2.29

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_o}{L} (1-D) T \right\} \quad (2.28)$$

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_o}{L} (1-D) T \right\} \quad (2.29)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ($L_{\min}$) ของวงจร Buck Converter คำนวณหาได้จากสมการที่ 2.29 ขณะกรณี $i_{L,\min} = 0$ ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

$$L_{\min} = \left\{ \frac{(1-D)R}{2.f} \right\} \quad (2.30)$$



ภาพที่ 2.12 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck Converter

เช่นเดียวกันระลอกคลื่นแรงดันขาออกจะสัมพันธ์กับระลอกคลื่นกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุ ดังแสดงในภาพที่ 2.12 ซึ่งขนาดของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณหาได้ดังนี้

เนื่องจาก $\Delta Q = C \Delta V_o$ และ $\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8}$ (2.31)

ทำให้ได้ $\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C}$

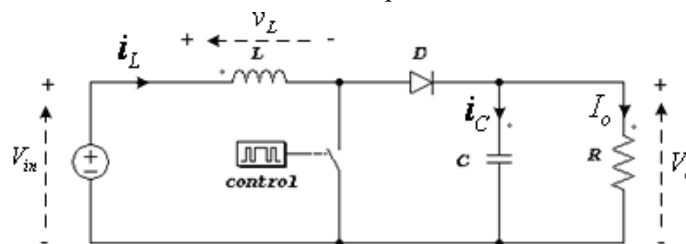
ดังนั้น $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LC \cdot f^2}$ หรือ $C = \frac{(1-D)}{8 \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) L \cdot f^2}$ (2.32)

เมื่อ $\Delta V_o/V_o$ เป็นอัตรากระเพื่อมแรงดันขาออกที่ยอมรับได้
 f เป็นค่าความถี่สวิตช์ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจร [Hz.] ($f = 1/T$)

อย่างไรก็ตาม ค่า L และ C ที่จะใช้จริงในวงจร ควรมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ โดยเฉพาะ L ที่จะใช้ควรมีค่าสูงกว่า $L_{\min}$ มากกว่า 10 เท่าโดยประมาณ

2.3.2 วงจรทบทระดับแรงดันไฟตรง (Boost Converter)

Boost Converter เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟตรงขาออกให้สูงกว่าแรงดันไฟตรงขาเข้าได้ ส่วนวงจรกรองความถี่จะใช้เป็นแบบ Capacitor Filter ดังแสดงในภาพที่ 2.13

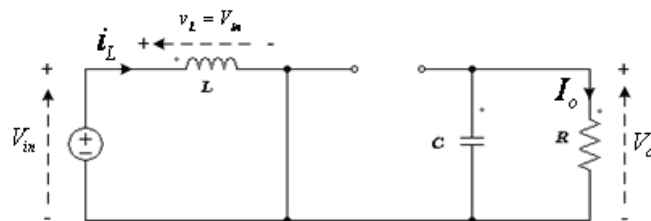


ภาพที่ 2.13 โครงสร้างวงจร Boost Converter

หลักการทำงาน

Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลาทำงาน คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และหยุดนำกระแส

ขณะสวิตช์นำกระแส



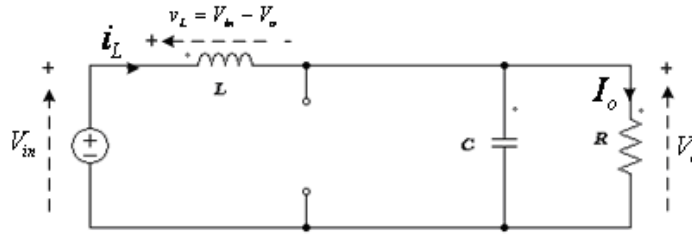
ภาพที่ 2.14 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลวนผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.14 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปได้ด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} \quad (2.33)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) DT \quad (2.34)$$

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.15 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยทันทีซึ่งทำให้ไดโอดได้รับ Forward Bias ทำให้กระแสสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

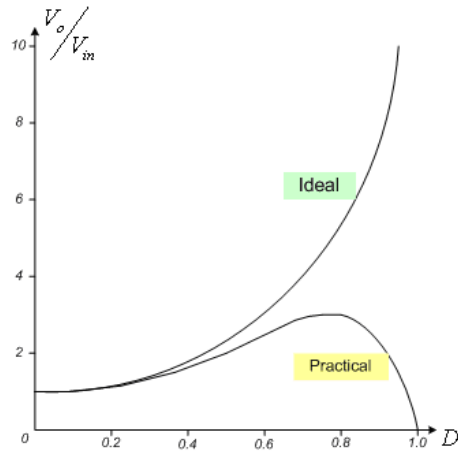
$$v_L = (V_{in} - V_o) \quad (2.35)$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} \cdot (1 - D)T \quad (2.36)$$

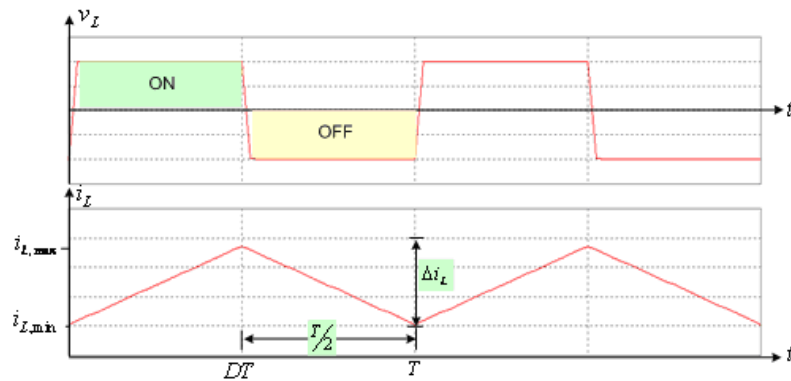
เนื่องจากในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส จะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (2.37)$$

อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของ Boost Converter ในทางปฏิบัติจะมีค่าไม่เกิน 3.14 เท่า (โดยประมาณ) เท่านั้น ดังแสดงด้วยกราฟความสัมพันธ์ ในภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.16 กราฟความสัมพันธ์ (V_o/V_{in}) กับ Duty Cycle ของ Boost Converter เชิงทฤษฎีและปฏิบัติ



ภาพที่ 2.17 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Boost Converter

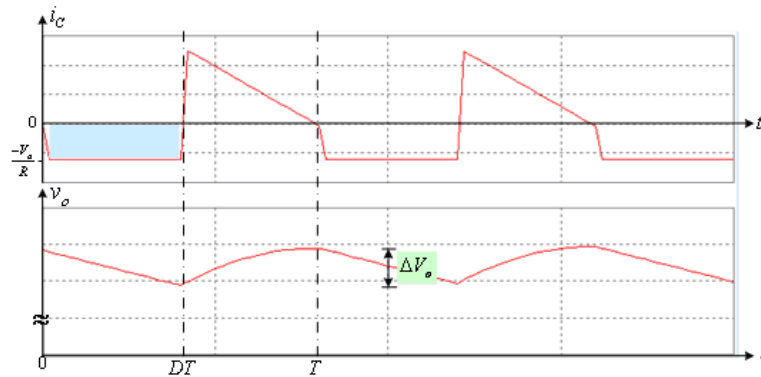
จากภาพที่ 2.17 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ 2.38) และ 2.39

$$I_{L,max} = \left(\frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}DT}{L} \right) \quad (2.38)$$

$$I_{L,min} = \left(\frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}DT}{L} \right) \quad (2.39)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{min}) ของวงจร Boost Converter คำนวณหาได้จากสมการที่ 2.39 ในกรณี $i_{L,min} = 0$ ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

$$L_{min} = \left(\frac{D(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \right) \quad (2.40)$$



ภาพที่ 2.18 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Boost Converter

จากภาพที่ 2.18 จะเห็นว่าระลอกคลื่น v_o จะสัมพันธ์กับระลอกคลื่น i_C ซึ่งทำให้สามารถคำนวณหาค่าขนาดของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

เนื่องจาก
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o = I_o \cdot t_{on} \quad (2.41)$$

ทำให้ได้
$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot t_{on}}{C} = \frac{V_o \cdot DT}{RC}$$

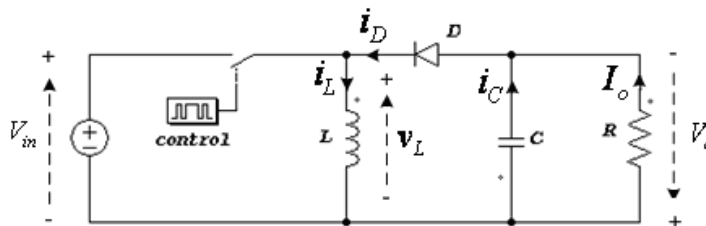
ดังนั้น
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC \cdot f} \quad \text{หรือ} \quad C = \frac{D}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) R \cdot f} \quad (2.42)$$

เมื่อ $i_o = \frac{V_o}{R}$ และ $t_{on} = DT$

อย่างไรก็ตาม ค่า L และ C ที่จะใช้จริงในวงจร ควรมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ โดยเฉพาะ L ที่จะใช้ควรมีค่าสูงกว่า $L_{\min}$ มากกว่า 10 เท่าโดยประมาณ

2.3.3 วงจรทอน-ทบระดับแรงดันไฟฟ้าตรง (Buck-Boost Converter)

Buck-Boost Converter เป็นวงจรที่สามารถควบคุมให้แรงดันไฟตรงขาออกมีขนาดต่ำกว่าหรือสูงกว่าแรงดันขาเข้าได้ตามต้องการ นิยมต่อวงจรกรองความถี่ขาออกแบบ Capacitor Filter ดังแสดงในภาพที่ 2.19 ทั้งนี้แรงดันขาออกจะสลับขั้วกับแรงดันด้านขาเข้า

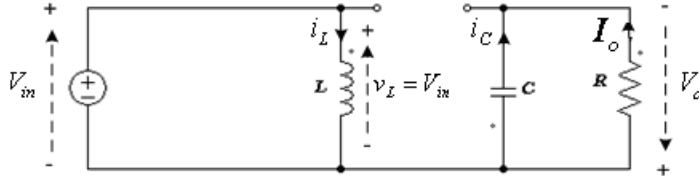


ภาพที่ 2.19 โครงสร้างวงจร Buck-Boost Converter

หลักการทำงาน

DC Buck-Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลาทำงานคือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

ขณะสวิตช์นำกระแส



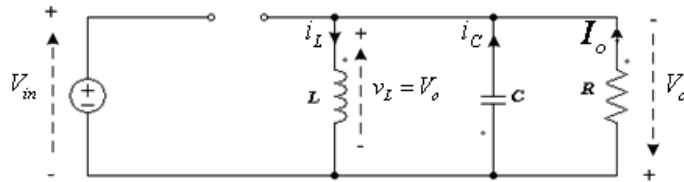
ภาพที่ 2.20 วงจรสมมูลของ Buck-Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.20 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} \quad (2.43)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) DT \quad (2.44)$$

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.21 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

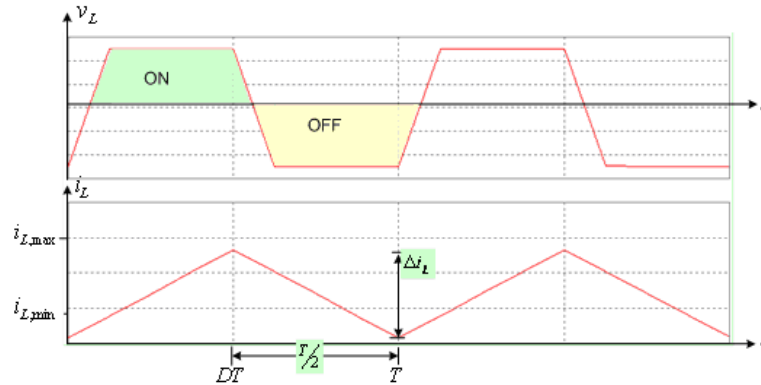
กระแสจากแหล่งจ่ายไม่สามารถไหลผ่านวงจรมาได้ ซึ่งไดโอดจะได้รับ Forward Bias และกระแสเหนี่ยวนำใน L จะทำให้มีกระแสไหลผ่านไปยังวงจรขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_o \quad (2.45)$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T \quad (2.46)$$

เนื่องจากในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส จะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-D}{(1-D)} \quad (2.47)$$



ภาพที่ 2.22 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Buck-Boost Converter

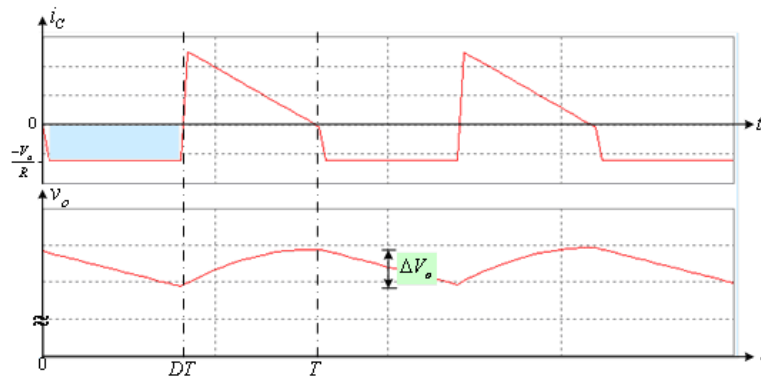
จากภาพที่ 2.24 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ 2.48 และ 2.49

$$I_{L,max} = \frac{V_{in} \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \right\} \quad (2.48)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_{in} \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \right\} \quad (2.49)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{min}) ของวงจร Boost Converter คำนวณหาได้จากสมการที่ 2.49 ในกรณี $i_{L,min} = 0$ ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

$$L_{min} = \frac{(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \quad (2.50)$$



ภาพที่ 2.23 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck-Boost Converter

การกระเพื่อมของแรงดันขาออกจากวงจร Buck-Boost Converter จะคล้ายกับในวงจร Boost Converter แต่แรงดันขาออกจะมีการชั่วคราวข้ามกับแรงดันขาเข้า โดยขนาดของ C คำนวณหาได้ดังนี้ เนื่องจาก

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o = I_o \cdot \Delta t_{on} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned}
&\text{เมื่อ } I_o = \frac{V_o}{R} \text{ และ } t_{on} = DT \text{ จะได้} \\
&\text{ทำให้ได้ } \Delta V_o = \frac{I_o \cdot \Delta t_{on}}{C} = \frac{V_o \cdot DT}{RC} \\
&\text{ดังนั้น } \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC \cdot f} \text{ หรือ } C = \frac{D}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) R \cdot f} \quad (2.52)
\end{aligned}$$

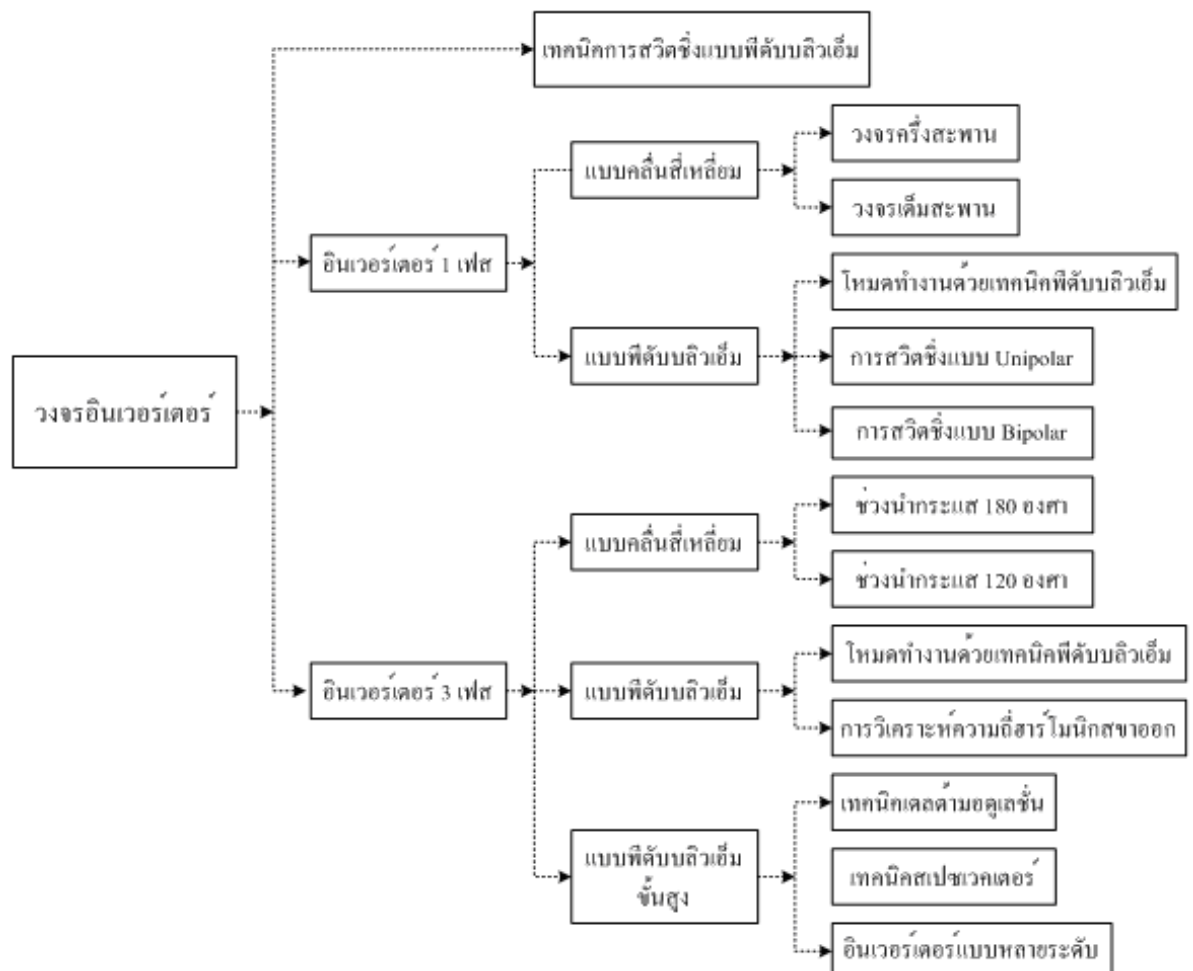
$$\text{เมื่อ } i_o = \frac{V_o}{R} \text{ และ } t_{on} = DT$$

ทั้งนี้ ค่า L และ C ที่จะใช้จริงในวงจร ควรมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ โดยเฉพาะ L ที่จะใช้ ควรมีค่าสูงกว่า $L_{\min}$ มากกว่า 10 เท่าโดยประมาณ

อย่างไรก็ตาม โครงการนี้ให้ความสนใจในวงจรแปลงแรงดันไฟตรงขณะทำงานในโหมด กระแสต่อเนื่องเท่านั้น

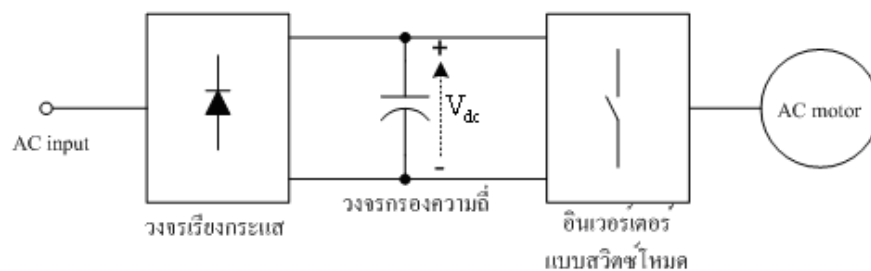
2.4 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับ ที่ขนาดแรงดันและความถี่ตามต้องการ นิยมใช้อย่างแพร่หลายในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟสลับในงานอุตสาหกรรมทั่วไปเพื่อให้ประสิทธิภาพการทำงานสูง อินเวอร์เตอร์อุตสาหกรรมแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ ชนิดใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เช่น UPS เป็นต้น และชนิดใช้กับโหลดมอเตอร์ อินเวอร์เตอร์ที่ดี ควรมีสมรรถนะสูง และไม่ก่อให้เกิดปัญหารบกวนแก่ระบบไฟฟ้า



ภาพที่ 2.24 โครงสร้างการศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

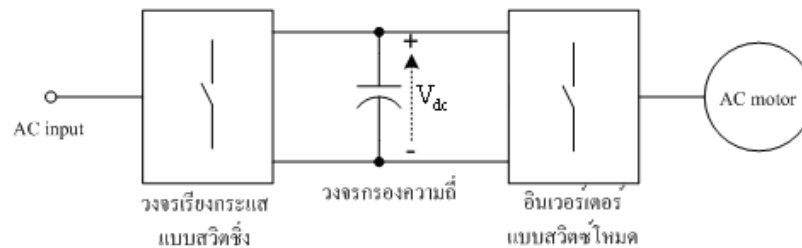
การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟตรงเป็นไฟสลับที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม โดยทั่วไปต้องการปรับค่าได้ทั้งขนาดแรงดันและความถี่ขาออก ทั้งนี้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ระหว่างแหล่งจ่ายกับโหลด ยังแบ่งได้เป็น 2 แบบ



ภาพที่ 2.25 การควบคุมโหลดไฟสลับด้วยสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์

แบบแรก เป็นแบบที่ใช้ในการควบคุมโหลดไฟสลับในงานอุตสาหกรรมทั่วไป มีการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดได้เท่านั้น

แบบที่สอง นิยมใช้ในการควบคุมมอเตอร์ขนาดใหญ่ เมื่อแรงดันขาออกสูงเกินพิกัดจะมีการส่งกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดไปยังแหล่งจ่ายได้

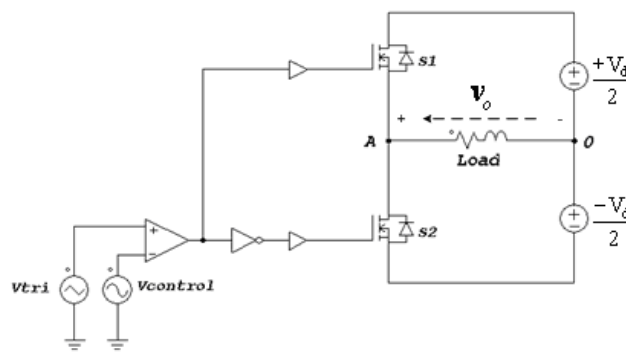


ภาพที่ 2.26 การควบคุมโหลดไฟสลับด้วยสวิตซ์โหมดอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้า

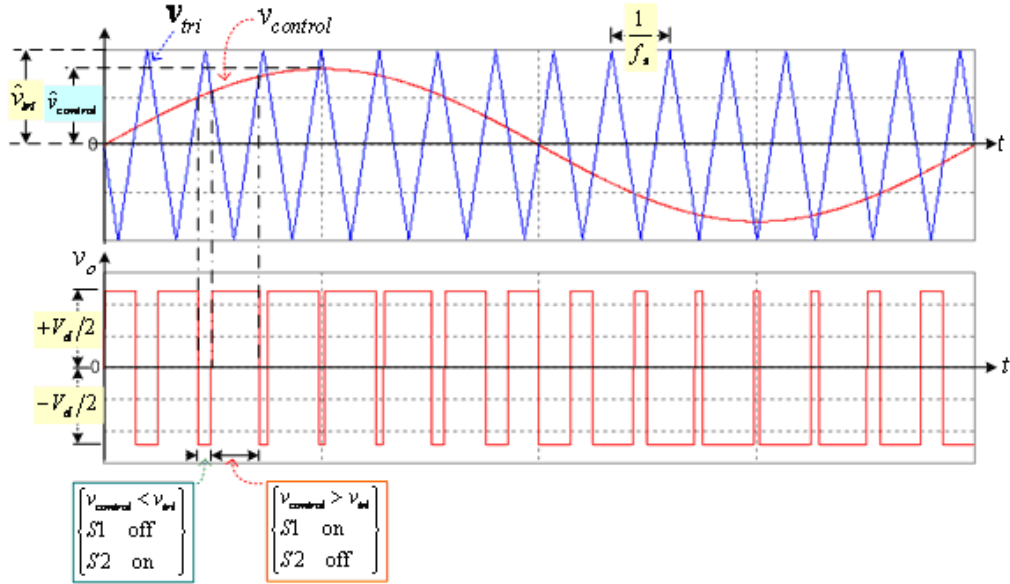
อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) ซึ่งเหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าไม่สูงมาก และ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI) ที่เหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูง ในโครงงานนี้จะมุ่งเน้นไปที่ Voltage Source Inverter ซึ่งยังแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave Inverter) และอินเวอร์เตอร์แบบพัลส์บิตวเอ็ม (PWM Inverter) ทำงานด้วยหลักการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ ซึ่งเป็นที่นิยมใช้ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟสลับ และงานอุตสาหกรรมทั่วไปที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าไม่สูงนัก

2.4.1 หลักการ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

หลักการมอดูเลตสัญญาณตามความกว้างพัลส์ที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์พัลส์บิตวเอ็มแบบซายน์ (SPWM Inverter) แสดงดังภาพที่ 2.27 ซึ่งเมื่อนำสัญญาณควบคุมที่ได้ไปควบคุมสวิตซ์ในวงจรในภาพที่ 2.30 ตามจังหวะเวลาที่กำหนดแล้ว จะได้รูปคลื่นแรงดันขาออก (v_o) ดังในภาพที่ 2.28



ภาพที่ 2.27 วงจรจำลอง 1 Phase Half Bridge Inverter



ภาพที่ 2.28 หลักการสร้างสัญญาณ PWM และแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

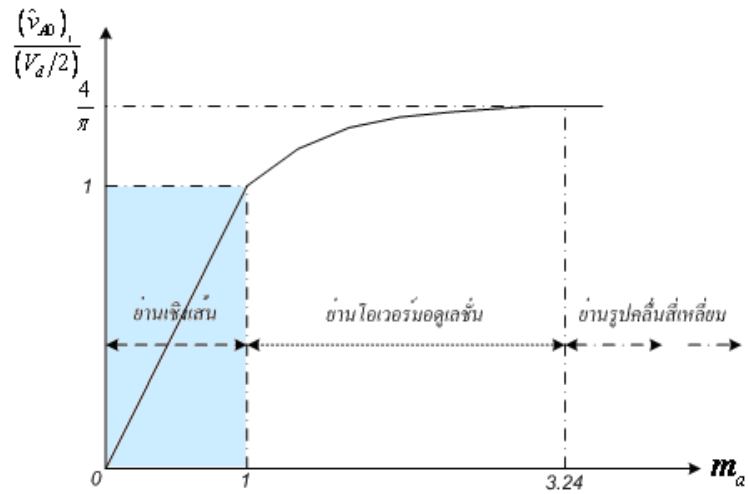
ทั้งนี้จะได้สมการที่สำคัญดังนี้
$$m_a = \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{tri}} \quad \text{และ} \quad m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.53)$$

โดย v_{tri} เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่สวิตช์
 $\hat{v}_{tri}$ เป็นค่ายอดคลื่นของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
 f_s เป็นค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
 $v_{control}$ เป็นสัญญาณควบคุมรูปไซน์ ซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดแรงดันและความถี่ขาออก
 $\hat{v}_{control}$ เป็นค่ายอดคลื่นของสัญญาณควบคุมรูปไซน์
 f_1 เป็นค่าความถี่หลักมูลขาออกของอินเวอร์เตอร์
 m_a เป็นค่า Amplitude modulation Ratio
 m_f เป็นค่า Frequency modulation Ratio

2.4.2 ข้อกำหนดในการสร้างสัญญาณพีดับลิวิตีสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์

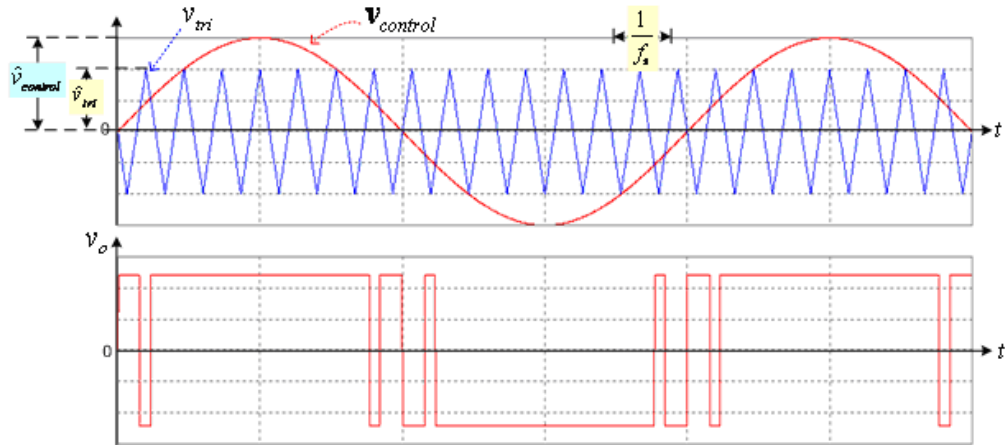
1. m_a ควรอยู่ในย่านเชิงเส้น ($m_a \leq 1$) ซึ่งแรงดันขาออก (ของวงจรภาพที่ 2.28) จะมีรูปคลื่นดังแสดงไว้ในภาพที่ 2.29 และค่าสูงสุดของแรงดันขาออกที่ความถี่หลักมูล $(\hat{v}_{A0})_1$ จะเท่ากับ

$$(\hat{v}_{A0})_1 = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right) \Big|_{m_a < 1} \quad (2.54)$$



ภาพที่ 2.29 กราฟ $\frac{(\hat{v}_{A0})_1}{(V_d/2)} = f(m_a)$ ในวงจรอินเวอร์เตอร์ภาพที่ 2.27

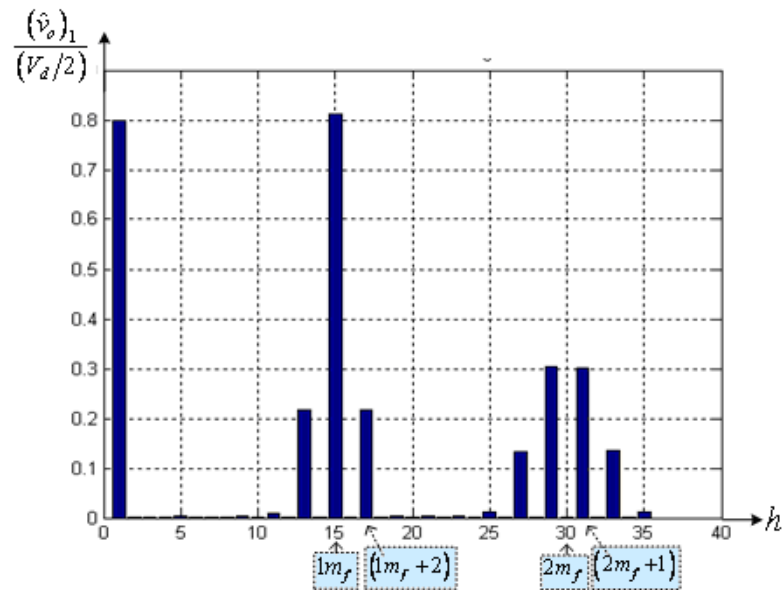
แต่ถ้า $m_a > 1$ แรงดันขาออก จะมีรูปคลื่นดังแสดงในภาพที่ 2.30



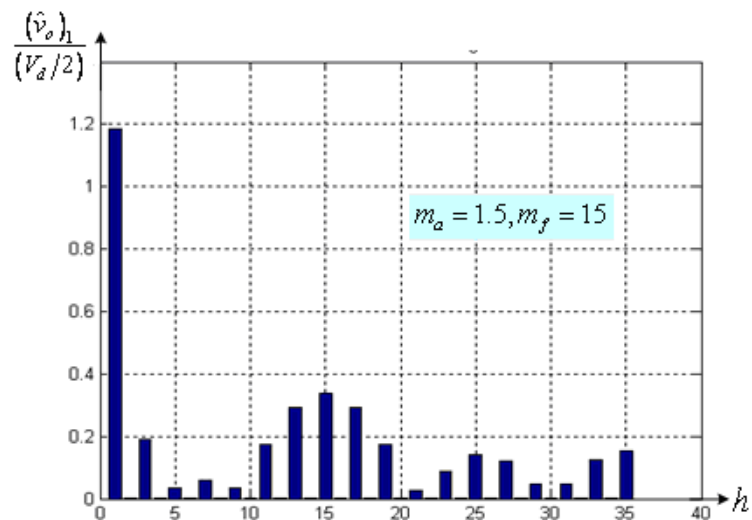
ภาพที่ 2.30 สัญญาณพีคดับลิฟเอ็มและแรงดันขาออกขณะโอเวอร์มอดูเลชัน ($m_a > 1$)

2. m_f ควรเป็นค่าจำนวนเต็มคี่ และถ้าใช้กับ 3 Phase Inverter, m_f ควรเป็นจำนวนคี่แบบตัวคูณสาม (Triple N number) ด้วย เช่น 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39 เป็นต้น

ทั้งนี้ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น จะขึ้นอยู่กับค่า m_f ดังแสดงในภาพที่ 2.31 และภาพที่ 2.32 ในกรณี $m_a \leq 1$ และ $m_a > 1$ ตามลำดับ



ภาพที่ 2.31 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_d = 0.8, m_f = 15$



ภาพที่ 2.32 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_d = 1.5, m_f = 15$

จะเห็นว่าในกรณี $m_d > 1$ แรงดันขาออกจะมีรูปคลื่นไม่สมมาตรกับรูปคลื่นซายน์ ดังแสดงในภาพที่ 2.30 ทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกส์สูงขึ้นแทบทุกอันดับดังแสดงในภาพที่ 2.32 และถ้า $m_d \geq 3.24$ จะทำให้แรงดันขาออกมีรูปคลื่นเป็น Square wave ได้เช่นกัน

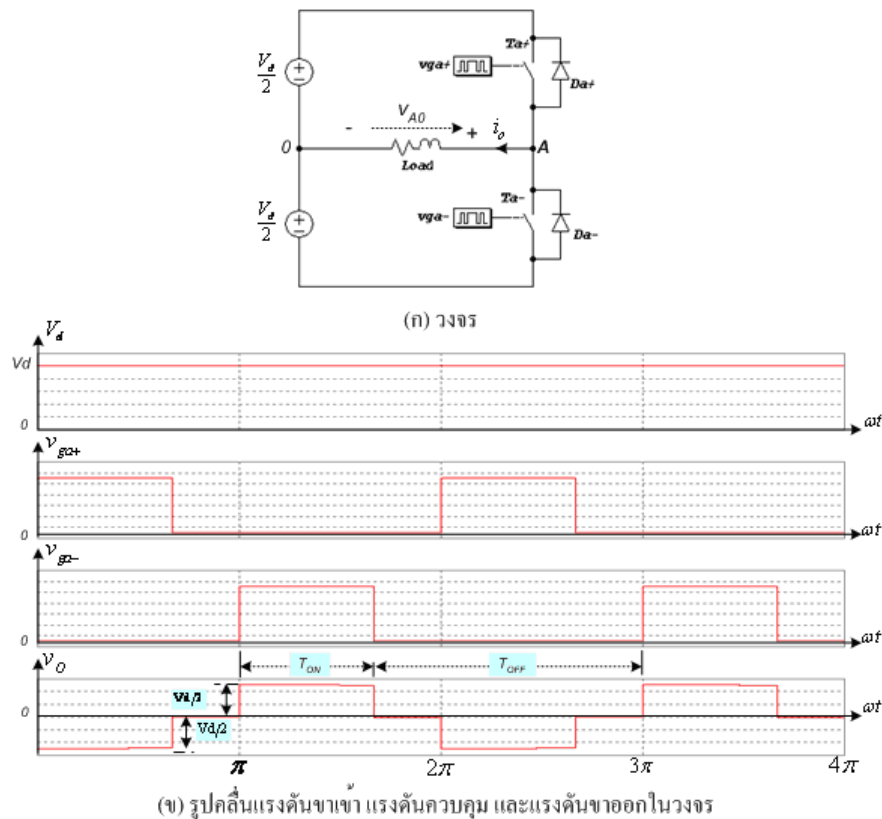
2.4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบ่งออกได้ตามลักษณะรูปคลื่นแรงดันขาออกเป็น อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave Inverter) และแบบพีคดับลิเอ็ม (PWM Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบ่งออกตามลักษณะวงจรได้เป็น 2 แบบดังนี้

1 Phase Half Bridge Square wave Inverter

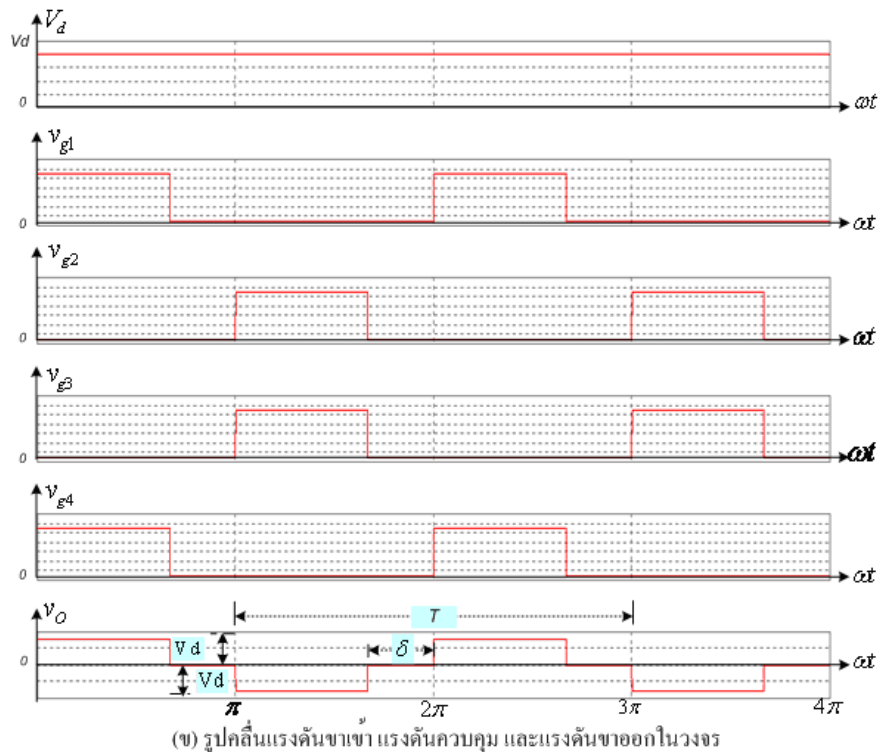
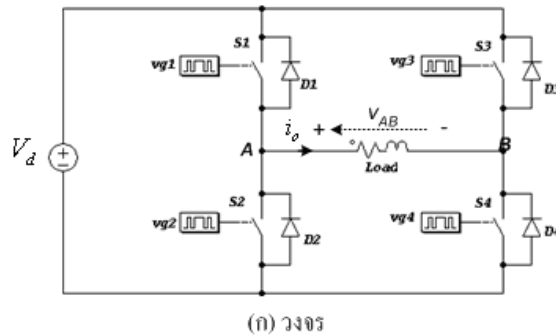


ภาพที่ 2.33 วงจร Half Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น

$$\text{แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออก } (V_{o,rms}) \text{ เท่ากับ } V_{o,rms} = \sqrt{2D} \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right) \quad (2.55)$$

เมื่อ D เป็นค่าอัตราส่วนเวลาช่วงนำกระแสของสวิตช์ใน 1 คาบเวลา ($T = T_{ON} + T_{OFF}$)

- 1 Phase Full Bridge Square wave Inverter



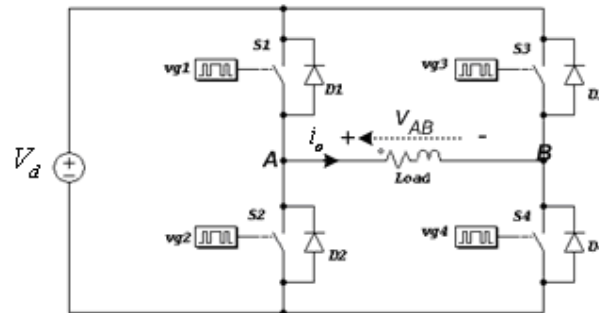
ภาพที่ 2.34 วงจร Full Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น

วงจรฟีดแบ็ควอลเทจอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสรูปคลื่นซายน์

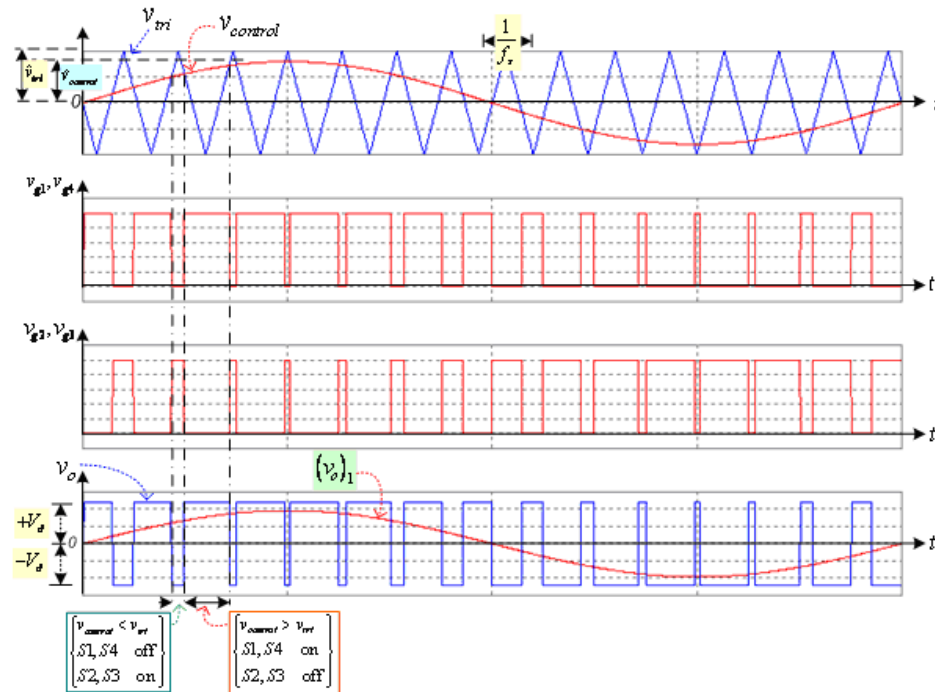
วงจรฟีดแบ็ควอลเทจอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์ (1 Phase Sinusoidal Pulse Width Modulation Inverter) หรือ 1 Phase SPWM Inverter แบ่งออกตามการควบคุมวงจร ได้เป็น 2 แบบดังนี้

- 1 phase Bipolar SPWM Inverter

1 Phase SPWM Inverter มีโครงสร้างวงจรแบบ Full Bridge Inverter ดังในภาพที่ 2.36 (ก) ทั้งนี้สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์จะต้องเป็นไปตามหลักการ PWM ดังได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.4.1



(ก) วงจร



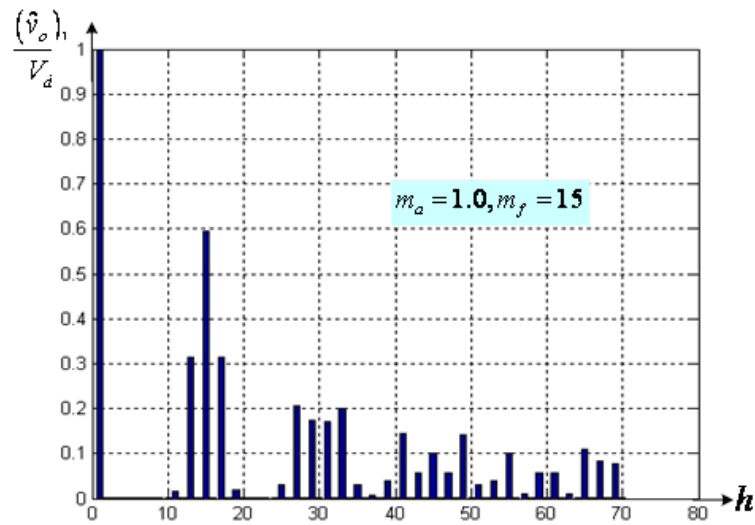
(ข) รูปคลื่นแรงดันขาเข้า แรงดันควบคุม และแรงดันขาออกในวงจร

ภาพที่ 2.35 วงจร 1 Phase Bipolar SPWM Inverter และรูปคลื่น

ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกที่ความถี่หลักมูลจะเท่ากับ

$$(\hat{v}_o)_1 = m_a \cdot V_d \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.56)$$

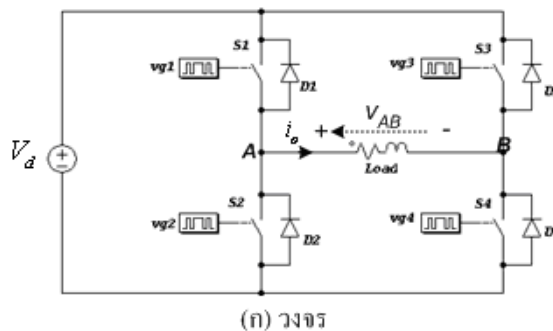
อย่างไรก็ตาม 1 Phase Bipolar SPWM Inverter ขณะทำงานในช่วง $m_a \leq 1.0$ ความถี่ฮาร์โมนิกของแรงดันขาออกที่เกิดขึ้นจะอยู่ที่บริเวณ $1m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$ ดัง แสดงในภาพที่ 2.36

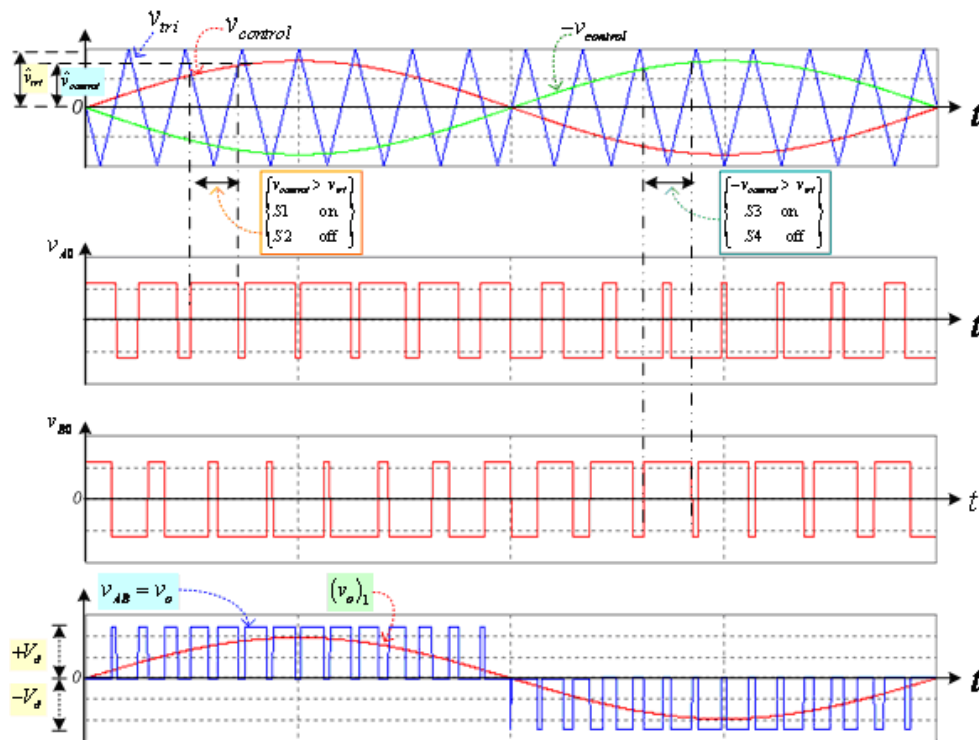


ภาพที่ 2.36 ความถี่ฮาร์โมนิกของแรงดันขาออกของ 1 phase Bipolar SPWM Inverter
ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$

- 1 phase Uni-polar SPWM Inverter

1 Phase Uni-polar Inverter ต่างจาก 1 Phase Bi-polar Inverter ที่สัญญาณควบคุมในกิ่งวงจร A จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ $v_{control}$ (ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ $+v_{sine}$ กับ v_{Tri}) และกิ่งวงจร B จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ $-v_{control}$ (ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ $+v_{sine}$ กับ v_{Tri}) โดยอุปกรณ์สวิตช์ในกิ่งเดียวกัน เช่น S1 กับ S2 และ S3 กับ S4 จะสลับกันนำกระแสแสดงในภาพที่ 2.37 (ข)





(ข) รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของวงจร

ภาพที่ 2.37 วงจร 1 Phase Uni-polar SPWM Inverter และรูปคลื่น

เงื่อนไขการทำงานของวงจร เป็นดังนี้

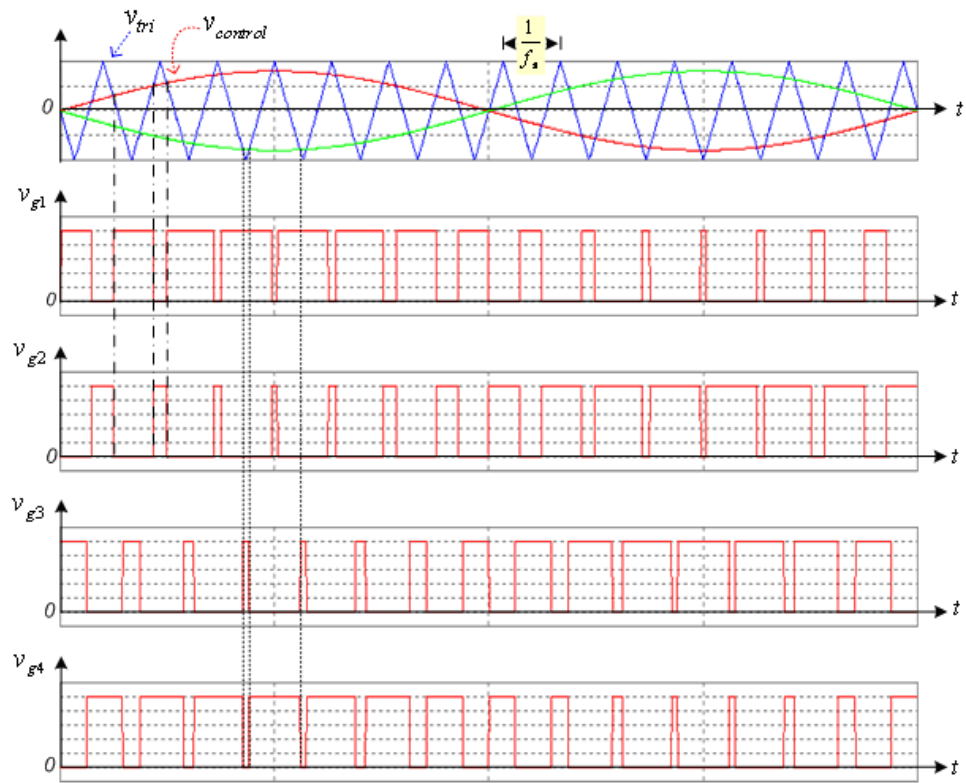
$v_{control} > v_{tri}$ S1 นำกระแส แรงดันขาออก $v_{A0} = +V_d$

$v_{control} < v_{tri}$ S2 นำกระแส แรงดันขาออก $v_{A0} = 0$

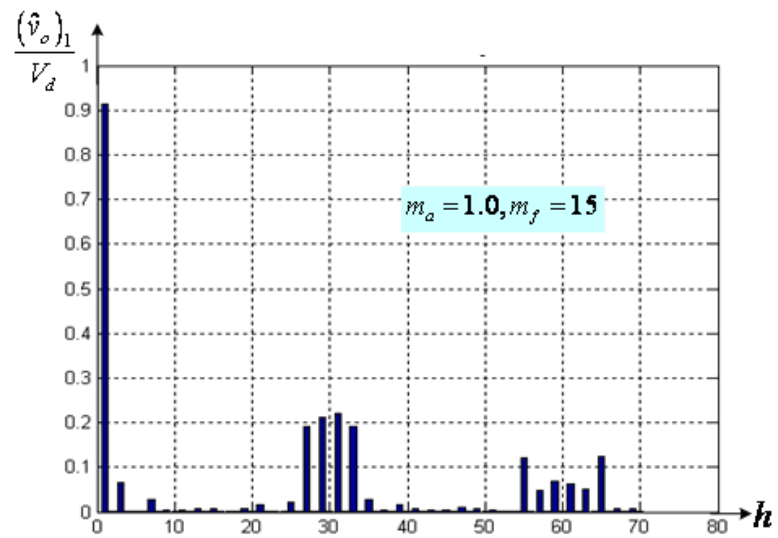
$-v_{control} > v_{tri}$ S3 นำกระแส แรงดันขาออก $v_{A0} = -V_d$

$-v_{control} < v_{tri}$ S4 นำกระแส แรงดันขาออก $v_{A0} = 0$

จุดเด่นของ 1 Phase Uni-polar Inverter คือ ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกจะเกิดขึ้นที่บริเวณ $2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$ ซึ่งเป็น 2 เท่าของความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นใน 1 Phase Bi-polar Inverter ดังแสดงในภาพที่ 2.41 ทำให้วงจรกรองความถี่มีขนาดเล็ก และประหยัดการติดตั้งกว่า



ภาพที่ 2.38 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมของ 1 phase Uni-Polar PWM Inverter



ภาพที่ 2.39 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกของ 1 phase Un-polar PWM Inverter
ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของ 1 Phase Bipolar และ 1 Phase Uni-polar Inverter

หัวข้อที่พิจารณา	แบบไบโพลาร์	แบบยูนิโพลาร์
แรงดันขาออก $(\hat{v}_o)_1$ เมื่อ $m_a \leq 1$	$(\hat{v}_o)_1 = m_a V_d$	$(\hat{v}_o)_1 = m_a V_d$
แรงดันขาออก $(\hat{v}_o)_1$ เมื่อ $m_a > 1$	$V_d < (\hat{v}_o)_1 = \frac{4V_d}{\pi}$	$V_d < (\hat{v}_o)_1 = \frac{4V_d}{\pi}$
แรงดันขาออก (v_o)	$(+V_d) \Leftrightarrow (-V_d)$	$(+V_d) \Leftrightarrow 0$ และ $(-V_d) \Leftrightarrow 0$
ความถี่ฮาร์โมนิกส์ข้างเคียง	$1m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$	$2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$
การกรองความถี่สูง	ดี	ดีมาก
การสร้างสัญญาณควบคุม	ง่าย	ซับซ้อน

2.4.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเป็นที่นิยมใช้ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป แม้กระทั่งในงานที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงๆ วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ 2 ระดับโดยทั่วไปมีโครงสร้างแสดงดังในภาพที่ 2.42 สัญญาณควบคุมเพื่อนำกระแสให้กับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละเฟสจะห่างกัน 120° ไฟฟ้า อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบ่งออกตามลักษณะรูปคลื่นแรงดันขาออกได้เป็น 2 แบบ ดังนี้

- อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (3 Phase Square Wave Inverter)
- อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลวเอ็ม 3 เฟส (3 Phase PWM Inverter)

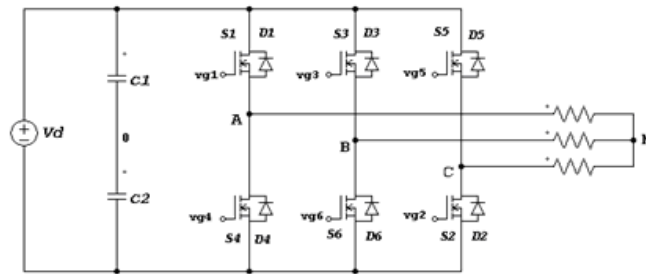
อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลวเอ็ม 3 เฟสสามารถแบ่งออกได้อีกหลายรูปแบบตามเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณ เช่น แบบ Advanced PWM Techniques หรือแม้แต่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ (Multi Level Inverter) เป็นต้น ซึ่งโครงงานนี้เป็นชุดทดสอบสำหรับการเรียนรู้ขั้นพื้นฐานจึงนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลวเอ็ม 3 เฟส เฉพาะแบบ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) Inverter และแบบ Selected Harmonic Elimination Method (SHEM) Inverter เท่านั้น

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

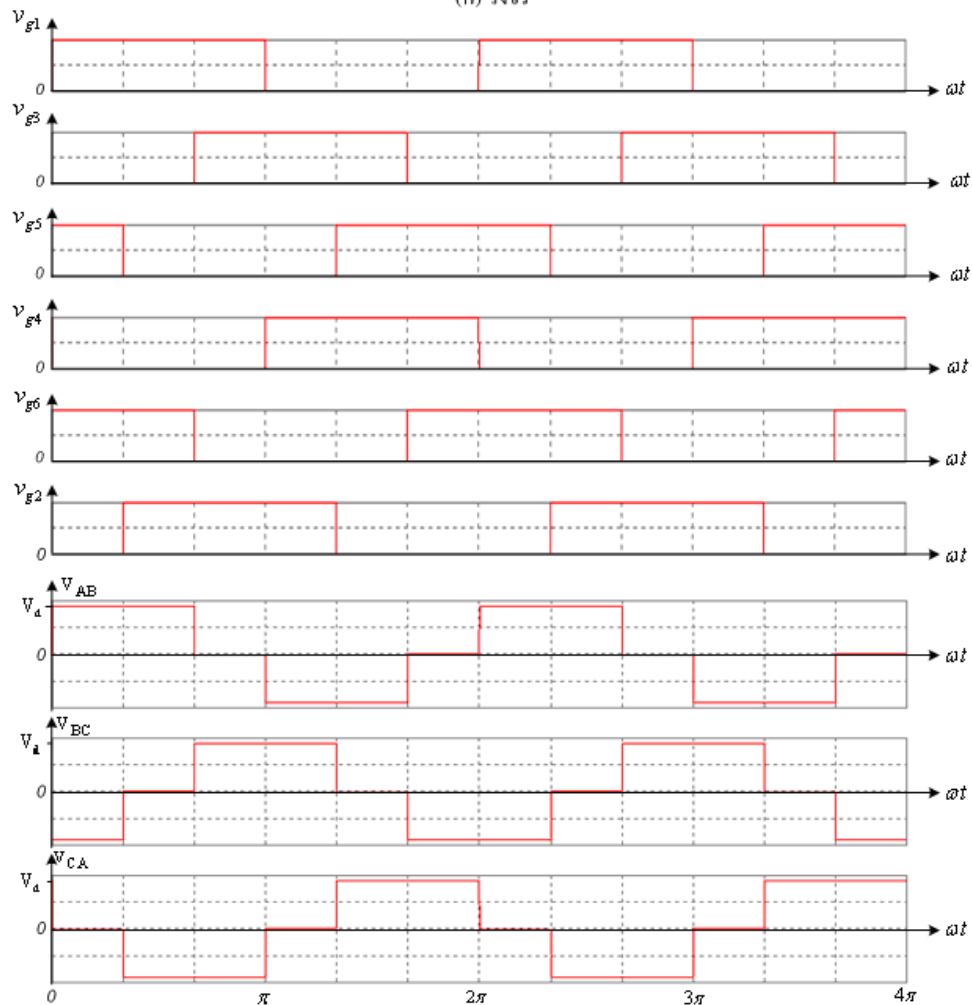
อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ Fundamental Frequency Modulation (FFM) Inverter แบ่งออกตามจังหวะการควบคุมสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรได้ ดังนี้

- แบบ FFM 180° Conduction

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ FFM Inverter มีลักษณะวงจรดังภาพที่ 2.40 (ก) อุปกรณ์สวิตช์ในแต่ละเฟสจะถูกนำกระแสห่างกัน 120 องศา โดยสัญญาณควบคุมจะมีรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ควบคุมแต่ละสวิตช์ให้นำกระแสช่วงละ 180 องศา



(ก) วงจร

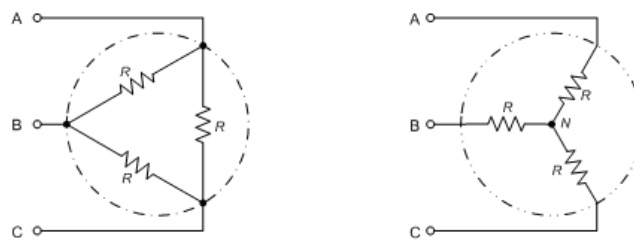


(ข) รูปคลื่นแรงดันสัญญาณควบคุม และแรงดันสายไฟในวงจร

ภาพที่ 2.40 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 180° Inverter

ตารางที่ 2.2 สถานะทำงานของสวิตช์ (Switching states) ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สถานะที่	S1	S3	S5	S4	S2	S6	สถานะทำงาน	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}
1	1	0	0	0	1	1	100	V_d	0	$-V_d$
2	1	1	0	0	1	0	110	0	V_d	$-V_d$
3	0	1	0	1	1	0	010	$-V_d$	V_d	0
4	0	1	1	1	0	0	011	$-V_d$	0	V_d
5	0	0	1	1	0	1	001	0	$-V_d$	V_d
6	1	0	1	0	0	1	101	V_d	$-V_d$	0
7	1	1	1	0	0	0	111	0	0	0
8	0	0	0	1	1	1	000	0	0	0



ภาพที่ 2.41 การต่อโหลดแบบ Delta และแบบ Wye

ในกรณี โหลดแบบ Delta แรงดันเฟสจะมีรูปคลื่นเหมือนกับแรงดันสายไฟ (Line Voltage) แต่ถ้าโหลดแบบ Wye รูปคลื่นแรงดันสายไฟจะเป็นความต่างศักย์ระหว่างรูปคลื่นของแรงดันเฟสที่สอดคล้องกัน

หลักการทํางาน พิจารณาเป็น 3 ช่วงจังหวะทํางาน (ช่วงละ 60°) ดังนี้

1. เมื่อ $0 \leq \omega t < (\pi/3)$ สวิตช์ S5, S6 และ S1 นำกระแส

$$v_{AN} = v_{CN} = \frac{V_d}{3}, \quad v_{BN} = \frac{-2V_d}{3}$$

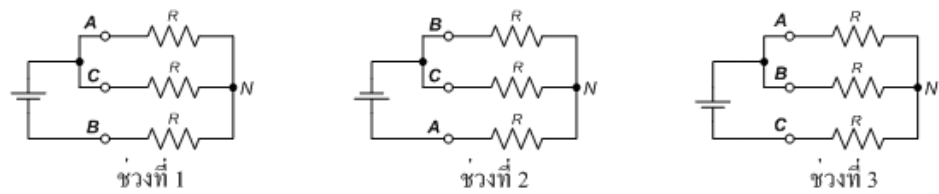
2. เมื่อ $(\pi/3) \leq \omega t < (2\pi/3)$ สวิตช์ S6, S1 และ S2 นำกระแส

$$v_{AN} = \frac{2V_d}{3}, \quad v_{BN} = v_{CN} = \frac{-V_d}{3}$$

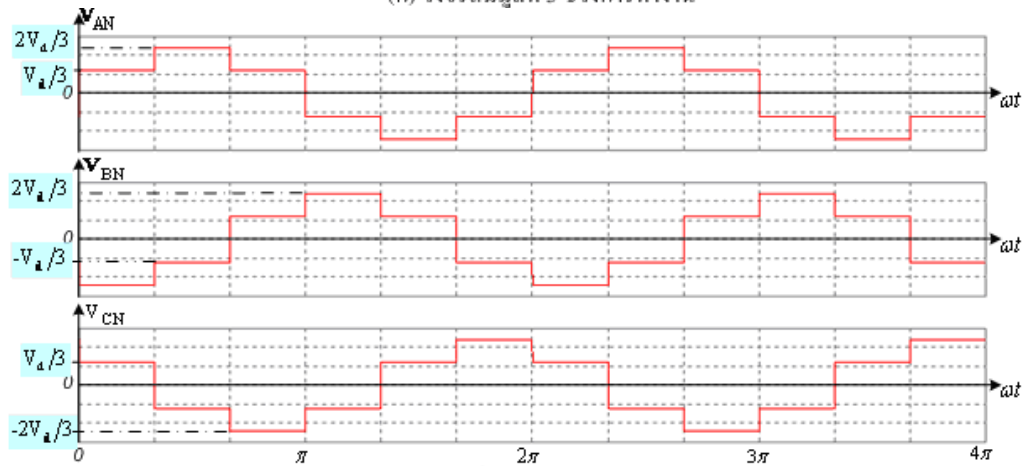
3. เมื่อ $(2\pi/3) \leq \omega t < \pi$ สวิตช์ S1, S2 และ S3 นำกระแส

$$v_{AN} = v_{BN} = \frac{V_d}{3}, \quad v_{CN} = \frac{-2V_d}{3}$$

ซึ่งทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกดังภาพที่ 2.42 (ข)

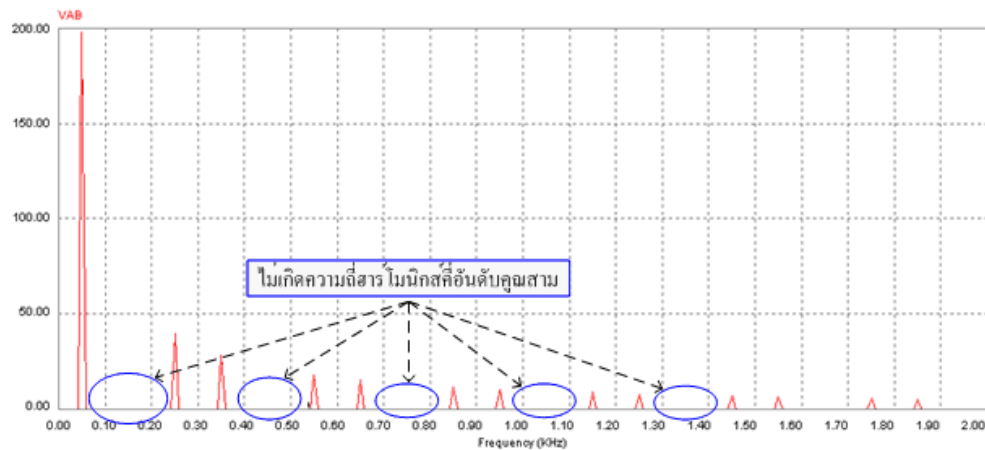


(ก) วงจรสมมูลที่ 3 ช่วงการทำงาน



(ข) รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออก

ภาพที่ 2.42 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180° เมื่อโหลดต่อแบบ Wye



ภาพที่ 2.43 ความถี่ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นของแรงดันสายไฟขาออกของวงจร FFM 180°

กรณีอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสมีโหลดแบบสมดุล ความถี่ฮาร์โมนิกเลขคี่ที่มีอันดับคู่สาม (เช่น $n=3, 9, 15, \dots$) ของแรงดันสายไฟที่เกิดขึ้นจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในภาพที่ 2.43 ซึ่งค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟขาออก (ทุกค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่ยังปะปนอยู่) จะเท่ากับ

$$V_{Line} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{(2\pi/3)} V_d^2 d(\omega t)} = 0.8165 \times V_d \quad (2.57)$$

และค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟที่ฮาร์โมนิกอันดับ n เท่ากับ

$$(V_{Line})_n = \frac{4V_d}{\sqrt{2n\pi}} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad (2.58)$$

ซึ่งที่ความถี่หลักมูล ($n=1$) ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟ ($V_{Line})_1$ และแรงดันเฟส ($V_{ph})_1$ เท่ากับ

$$(V_{Line})_1 = 0.7797 \times V_d \quad (2.59)$$

$$\text{และ } (V_{ph})_1 = \frac{(V_{Line})_1}{\sqrt{3}} = 0.4714 \times V_d \quad (2.60)$$

- แบบ FFM 120° Conduction

อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีโครงสร้างวงจรเหมือนกับแบบ FFM 180° Conduction เพียงแต่อุปกรณ์สวิตช์ในวงจรจะมีช่วงนำกระแสเพียง 120° ทำให้สวิตช์ทำงานครั้งละ 2 ตัว ซึ่งจะเห็นว่าลำดับการนำกระแสของสวิตช์จะแสดงในภาพที่ 2.45

หลักการทํางาน พิจารณาเป็น 3 ช่วงจังหวะทํางาน (ช่วงละ 60°) ดังนี้

1. เมื่อ $0 \leq \omega t < (\pi/3)$ สวิตช์ S6 และ S1 นำกระแส

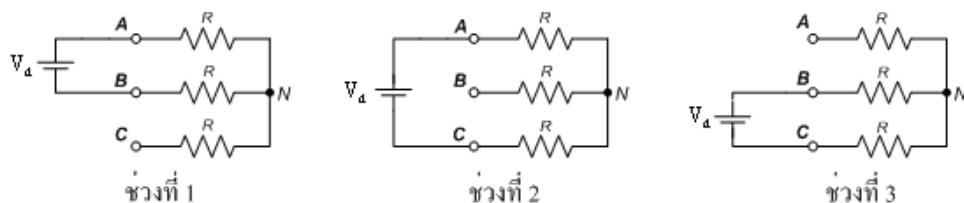
$$v_{AN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{BN} = -\frac{V_d}{2}, \quad v_{CN} = 0$$

2. เมื่อ $(\pi/3) \leq \omega t < (2\pi/3)$ สวิตช์ S1 และ S2 นำกระแส

$$v_{AN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{BN} = 0, \quad v_{CN} = -\frac{V_d}{2}$$

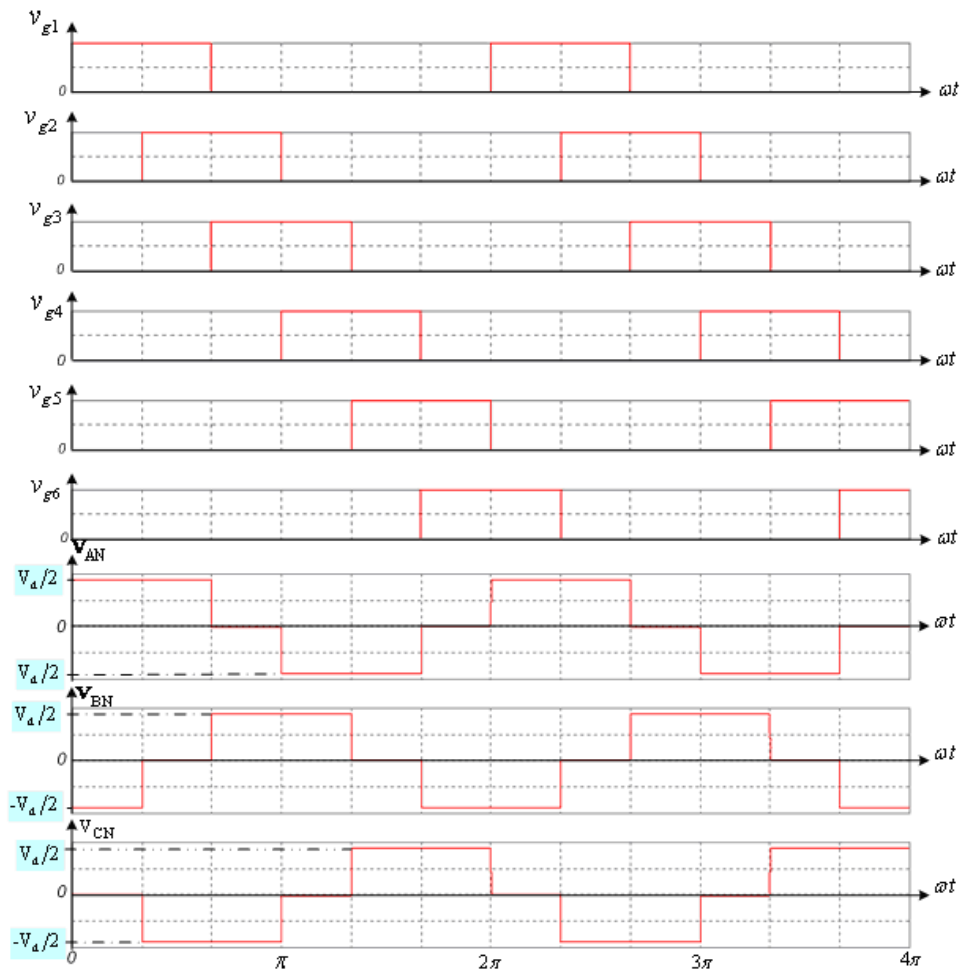
3. เมื่อ $(2\pi/3) \leq \omega t < \pi$ สวิตช์ S2 และ S3 นำกระแส

$$v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{CN} = -\frac{V_d}{2}$$



ภาพที่ 2.44 วงจรสมมูลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120° ขณะโหลดต่อแบบวาย

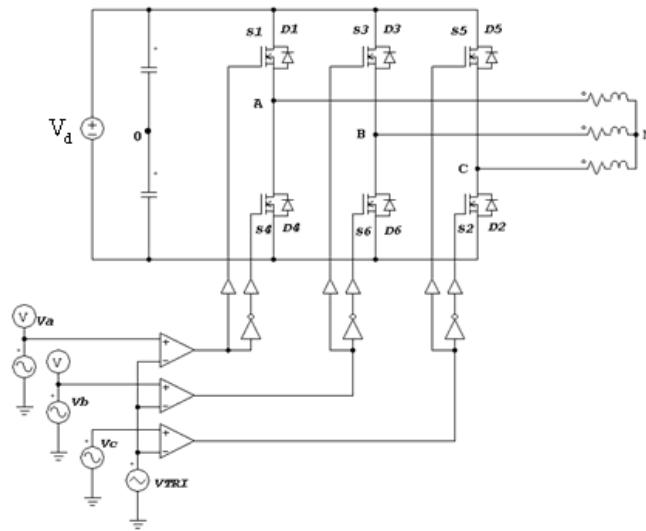
ซึ่งทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกของวงจรดังแสดงในภาพที่ 2.45



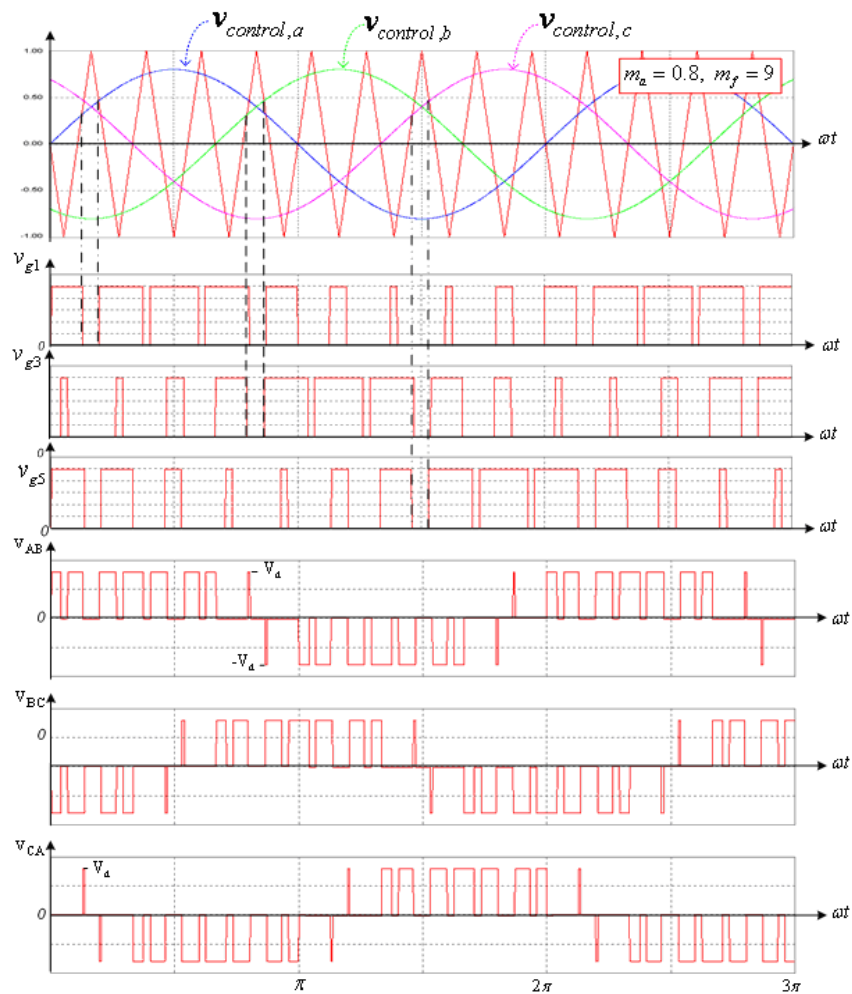
ภาพที่ 2.45 รูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 120° Inverter

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม 3 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์

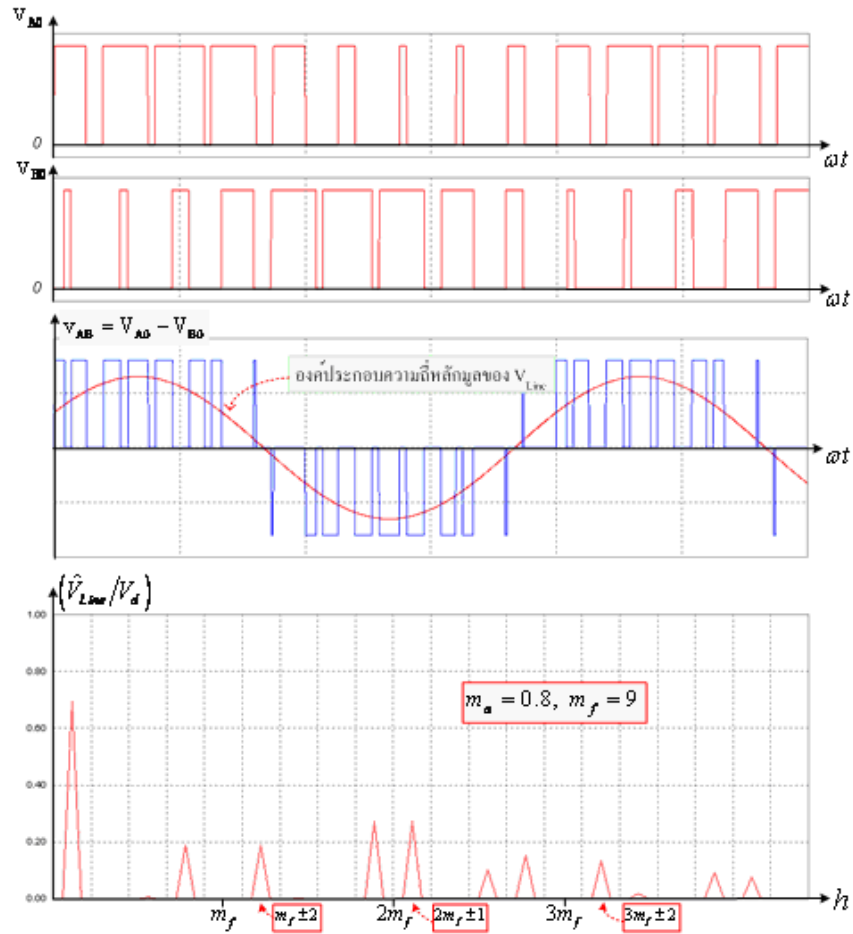
อินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม 3 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์ หรือ SPWM Inverter มีโครงสร้างวงจรเช่นเดียวกับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังแสดงในวงจรภาพที่ 2.40 (ก) สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 6 ตัวจะได้รับสัญญาณควบคุมแบบ SPWM ซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม (V_{tri}) กับสัญญาณควบคุม ($V_{control}$) รูปคลื่นซายน์ ดังได้กล่าวมาแล้ว ทั้งนี้จะใช้ $V_{control}$ จำนวน 3 สัญญาณห่างกัน 120° ไฟฟ้าดังแสดงในภาพที่ 2.47 ทั้งนี้สัญญาณ $V_{control}$ จะเป็นตัวกำหนดรูปคลื่นแรงดันสายไฟขาออก แสดงดังในภาพที่ 2.48



ภาพที่ 2.46 วงจรจำลองของ SPWM Inverter



ภาพที่ 2.47 สัญญาณควบคุม (v_{g1}, v_{g3}, v_{g5}) และแรงดันสายไฟฟ้าออกของ 3 Phase SPWM Inverter



ภาพที่ 2.48 แรงดันสายไฟและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นใน 3 Phase SPWM Inverter

ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟออกเท่ากับ

$$(\hat{v}_{A0})_1 = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right) \Big|_{m_a \leq 1}$$

$$\text{หรือ } (V_{Line})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{v}_{A0})_1 = 0.612 \times m_a \times V_d \quad (2.61)$$

2.5 หลักการของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010

dsPIC30F2010 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปขนาด 16 บิตในตระกูล dsPIC ของบริษัท Microchip Technology Inc. ผู้ผลิตชิปไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ซึ่งเป็นที่รู้จักกันเป็นอย่างดีแพร่หลายในวงการนักพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ ทั้งนี้ทางบริษัท Microchip ได้กำหนดชื่ออย่างเป็นทางการสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมใหม่นี้ว่า Digital Signal Control หรือ DSC ซึ่งหมายความว่า dsPIC เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่อประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สำหรับระบบควบคุมอัตโนมัติที่มีความสามารถสูง

คุณสมบัติโมดูลฟังก์ชันพิเศษในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC

1. สามารถจ่ายกระแสทางพอร์ตได้ 25 mA. ทั้งแบบซิงค์และแบบซอร์ส
2. ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ มีขนาด 16 บิตใช้งานร่วมกันเป็นไทมเมอร์ 32 บิต
3. มีโมดูลตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิทัล
4. มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI และผ่านระบบบัสแบบ I^2C
5. มีโมดูลสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
6. มีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ความละเอียด 10 หรือ 12 บิต
7. มีโมดูลสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์

2.5.1 หลักการทำงานของ dsPIC30F2010 โดยสังเขป

หน่วยประมวลผลกลาง

หน่วยประมวลผลของ dsPIC30F2010 ใช้คำสั่งที่มีความยาว 1 เวิร์ด ขนาด 24 บิต โดยมีโปรแกรมเคาน์เตอร์ขนาด 23 บิต (ไม่สนใจบิต MSB ซึ่งก็คือบิตที่ 23 และบิต LSB หรือบิต 0 กำหนดเป็น “0” จึงทำให้สามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 4 เมกกะเวิร์ด) เพื่อแจ้งแอดเดรสของหน่วยความจำของโปรแกรมที่ส่งเข้าประมวลผล dsPIC30F2010 มีความจุหน่วยความจำโปรแกรมที่ 12 กิโลไบต์ เมื่อมีคำสั่งความยาว 24 บิต จึงบรรจุคำสั่งได้จริง 4 กิโลเวิร์ด

รีจิสเตอร์หลักที่ใช้ในการทำงานคือ รีจิสเตอร์ W (Working Register) ซึ่งใน dsPIC จะแตกต่างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC อย่างมาก โดยรีจิสเตอร์ W เป็นโครงสร้างแบบ Array ขนาด 16 บิต ทำให้สามารถรับทั้งข้อมูล ค่าแอดเดรส หรือค่าของรีจิสเตอร์ใดๆ ที่ต้องนำมาประมวลผลได้ โดยใน dsPIC มีรีจิสเตอร์ W ให้ใช้งานถึง 16 ตัว ส่วนใหญ่ใช้ในการประมวลผลหลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งคือ รีจิสเตอร์ W15 จะใช้ร่วมกับตัวชี้ Stack ในการทำงานของโปรแกรมย่อยและบริการ Interrupt โดยการ

ตอบสนองการ Interrupt นั้น dsPIC30F2010 มีการจัดสรรพื้นที่ในการเก็บค่า Interrupt Vector ไว้มาก ถึง 54 ตำแหน่ง และยังสามารถกำหนดระดับความสำคัญได้อีก 8 ระดับ

หน่วยความจำ

dsPIC30F2010 มีหน่วยความจำ 4 กิโลไบต์ แอดเดรสอยู่ในช่วง 0x000100 ถึง 0x001FFE สามารถโปรแกรมหรือเขียนข้อมูลลงไปได้ 2 วิธี คือ

1. โดยการใช้โปรแกรมในวงจรแบบอนุกรมหรือ ISCP ผ่านทางขา PGD และ PGC (ขา 17 และขา 18) แล้วป้อนสัญญาณพัลส์แรงดันสูงสำหรับโปรแกรมผ่านเข้ามาทางขา MCLR
2. โปรแกรมตัวเองในขณะที่ทำงาน หรือ RTSP (Run Time Self-Programming)

ทั้งนี้หน่วยความจำข้อมูล (RAM) dsPIC30F2010 ได้จัดสรรออกเป็น 2 ส่วนคือ หน่วยความจำข้อมูล X และหน่วยความจำข้อมูล Y โดยแต่ละส่วนมีขนาด 16 บิต ความจุ 256 ไบต์ รวมเป็น 512 ไบต์ โดยในแต่ละส่วนจะมีตัวกำหนดแอดเดรสแยกออกจากกัน เรียกว่า AGU (Address Generation Unit)

ส่วนหน่วยความจำข้อมูลแบบ EEPROM นั้น dsPIC30F2010 ได้จัดสรรไว้ที่แอดเดรส 0x7FFC00 ถึง 0x7FFFFE มีความจุ 1 กิโลไบต์

ส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Engine)

นับเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอย่างยิ่งของ dsPIC เนื่องจาก dsPIC ได้รับการออกแบบมาให้ทำงานในด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นหลัก ดังนั้นจึงต้องมีการสร้างความสามารถในหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิกอย่างมาก โดยในส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีหน่วยจัดการคูณเลขขนาด 17x17 บิตความเร็วสูง, หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์และลอจิกหรือ ALU ขนาด 40 บิต อีก 2 ตัว และเลื่อนข้อมูล 2 ทิศทางแบบ Barrel (Barrel shifter) ขนาด 40 บิต จึงทำให้สามารถจัดการข้อมูล 16 บิต ได้เสร็จสิ้นภายในสัญญาณนาฬิกาเพียงไซเคิลเดียว

โมดูลฟังก์ชันพิเศษ

dsPIC30F2010 ได้รวมเอาโมดูลสำหรับทำงานเฉพาะทางไว้อย่างมากมาย ไม่ว่าจะเป็นโมดูลแปลงสัญญาณแบบ ADC (Analog/Digital) ความละเอียด 10 บิต โมดูลเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรม (SPI), โมดูลสื่อสารข้อมูลบนระบบบัส I²C, โมดูลสื่อสารข้อมูลผ่านพอร์ตอนุกรม (UART) ไทเมอร์ขนาด 16 บิตจำนวนถึง 3 ตัว และโมดูลพิเศษอีก 2 โมดูลคือ โมดูลสร้างสัญญาณ PWM เพื่อการควบคุมงานประเภทมอเตอร์ และโมดูลเข้ารหัสแบบ Quadrature โดยสามารถใช้งานร่วมกันได้อย่างสมบูรณ์เพื่อสร้างระบบควบคุมแบบวงปิดประสิทธิภาพสูง

พอร์ตขาเข้าและพอร์ตขาออก

dsPIC30F2010 มีพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตให้ใช้งานถึง 5 พอร์ต รวมทั้งหมด 20 ขา ดังนี้

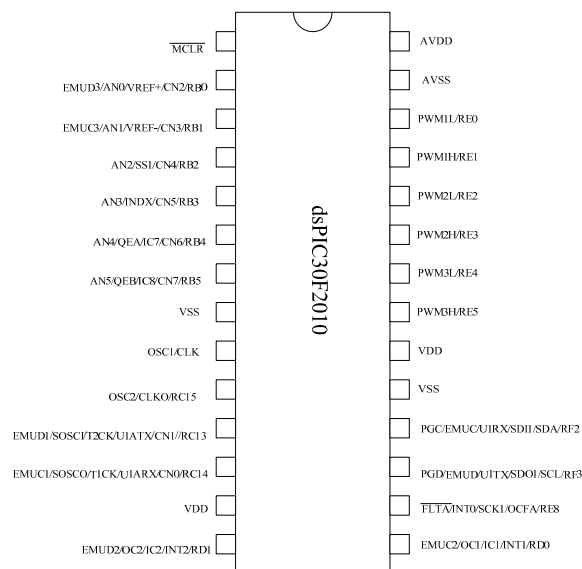
พอร์ต B มี 6 ขา คือขา RB0-RB5 โดยทุกขาสามารถกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุตได้ และสามารถขับกระแสทั้งแบบ Sink และ Source ได้สูงถึง 25mA. [3]

พอร์ต C มี 3 ขา คือ ขา RC13-RC15

พอร์ต D มี 2 ขา คือ ขา RD0 และ RD1

พอร์ต E มี 7 ขา คือ ขา RE0-RE5 และ RE8

พอร์ต F มี 2 ขา คือ ขา RF2 และ RF3



ภาพที่ 2.49 ลักษณะ โครงสร้างภายนอกของไอซี dsPIC30F2010

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

โครงการนี้มุ่งเน้นการศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันรูปแบบต่างๆ ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทสมองกลฝังตัวชนิดหนึ่ง ทั้งนี้ข้อมูลด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการแปลงผันกำลังไฟฟ้าสามารถหาได้โดยทั่วไป เช่น หนังสือ “วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง” ของ รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน [1] หนังสือ “Power Electronics: Circuit, Devices and Applications” ของ Mohamad H Rashid [2] ส่วนการออกแบบวงจรควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการเลือกใช้อุปกรณ์ก็สามารถหาได้จากหนังสือบางเล่มเช่น “Power Electronics : Converters, Applications and Designs” ของ N. Mohan, T. Undeland และ W. Robbins [3] และ หนังสือ “หลักการออกแบบสวิตช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” ของ สุวัฒน์ คั่น [5] เป็นต้น ส่วนการประยุกต์ใช้งานบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลตระกูล dsPIC สามารถหาข้อมูลได้โดยตรงจากเว็บไซต์: <http://www.microchip.com> ของบริษัท Microchip corp. ซึ่งเป็นผู้ผลิต DSP Board ตระกูล dsPIC30Fxx และ dsPIC33Fxx เป็นต้น

นอกจากนี้ ทางคณะผู้วิจัยยังพบว่า ศูนย์วิจัย MNPERE ในมหาวิทยาลัย Minnesota , USA โดย Professor Ned Mohan ได้ออกแบบและสร้างชุดทดลองปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยการควบคุมแบบเวลาจริง (Real Time) โดยการประยุกต์ใช้ DSP Board สำเร็จรูป รุ่น dSPACE 1104 ขึ้นเช่นกัน พร้อมทั้งผลิตหนังสือขึ้นมาประกอบการสอน [4] ควบคู่ไปด้วย ซึ่งเป็นความคิดที่ดีมาก แต่ทว่าบอร์ดประมวลผลสัญญาณ dSPACE1104 ที่ใช้ในชุดปฏิบัติการ เป็นผลิตภัณฑ์สำเร็จรูปของบริษัท dSPACE GmbH. ซึ่งราคาสูงมาก และยังไม่เหมาะสมกับการเรียนรู้ของนักศึกษาระดับปริญญาตรี เนื่องจากนักศึกษาไม่สามารถเข้าใจโครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างสัญญาณด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณอย่างแท้จริง และไม่สามารถสร้างวงจรด้วย DSP Chip ขึ้นเองได้ ดังนั้นการประยุกต์ใช้ DSP Board ของ dsPIC ที่มีราคาถูก และสามารถหาซื้อได้ภายในประเทศ เพื่อใช้ในการควบคุมงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จึงนับว่าเหมาะสมต่อการนำมาออกแบบและสร้างเป็นชุดเรียนรู้ที่เหมาะสมสำหรับนักศึกษาวิศวกรรมศาสตร์ที่เน้นเรียนรู้ทักษะในเชิงปฏิบัติเป็นอย่างยิ่ง

บทที่ 3

วิธีการดำเนินงานโครงการ

3.1 บทนำ

ชุดต้นแบบระบบควบคุมแบบเวลาจริงด้วยระบบสมองกลฝังตัวในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า สำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลังในโครงการวิจัยประกอบด้วย

1. วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส
2. แปลงผันกำลังไฟตรงแบบ Buck Converter
3. วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ Boost Converter
4. วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส
5. วงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ

3.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน

การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมแบบเวลาจริงสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสำหรับการปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้น จะต้องทำการศึกษาวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ตลอดจนการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทุกแบบเสียก่อน แล้วจึงทำการออกแบบและสร้าง เพื่อให้ได้คุณสมบัติของชุดทดลองตามที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 1 ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องและที่จำเป็นในการนำความรู้มาใช้เกี่ยวกับโครงการ จากสื่อต่างๆ เช่น การค้นคว้าทางอินเทอร์เน็ต จากหนังสือ และบทความที่เกี่ยวข้อง

ขั้นตอนที่ 2 ออกแบบและสร้างวงจรควบคุมด้วย DSP Controller Chip

ขั้นตอนที่ 3 ออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆ

ขั้นตอนที่ 4 ออกแบบกล่องชุดทดลองและติดตั้งอุปกรณ์

ขั้นตอนที่ 5 ทดสอบชุดทดลองและปรับปรุงแก้ไข

ขั้นตอนที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผล

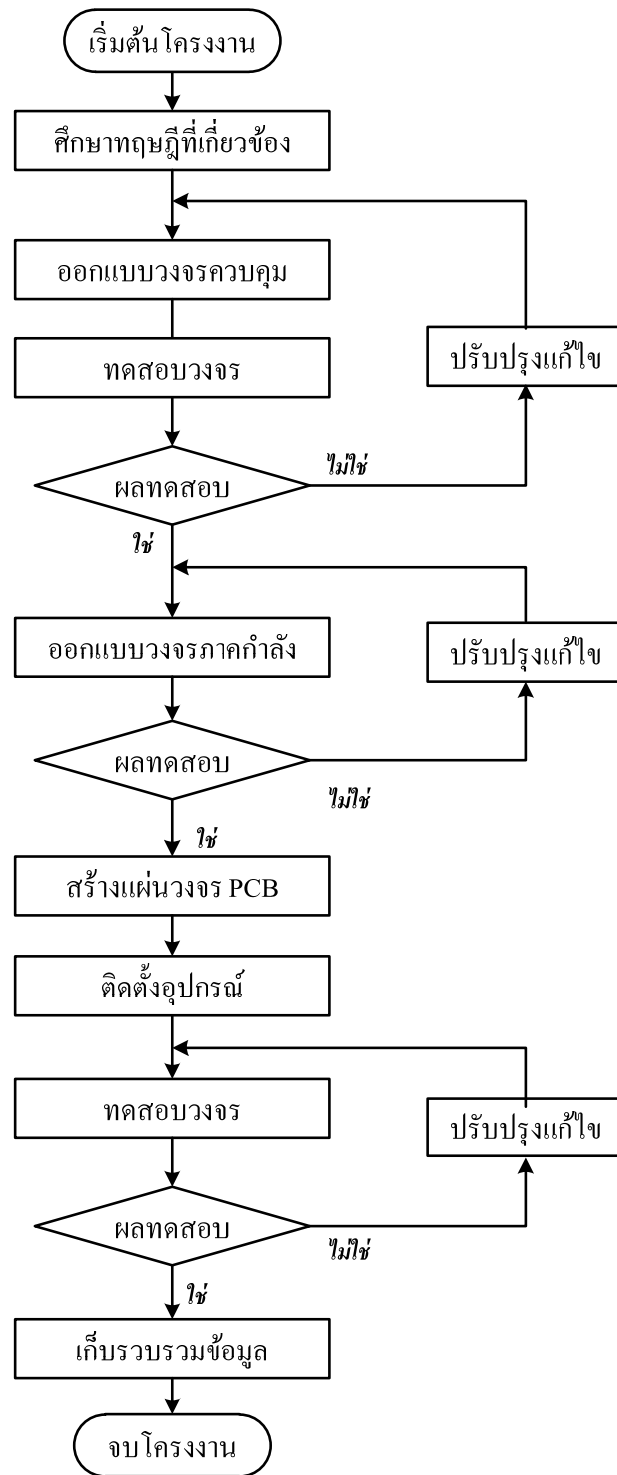
ขั้นตอนที่ 7 จัดทำเล่มรายงาน

ขั้นตอนที่ 8 เผยแพร่งานวิจัย

สถานที่จัดทำและทดสอบโครงการ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

3.3 Flow Chart การดำเนินงาน



ภาพที่ 3.1 Flow Chart การดำเนินงาน โครงการ

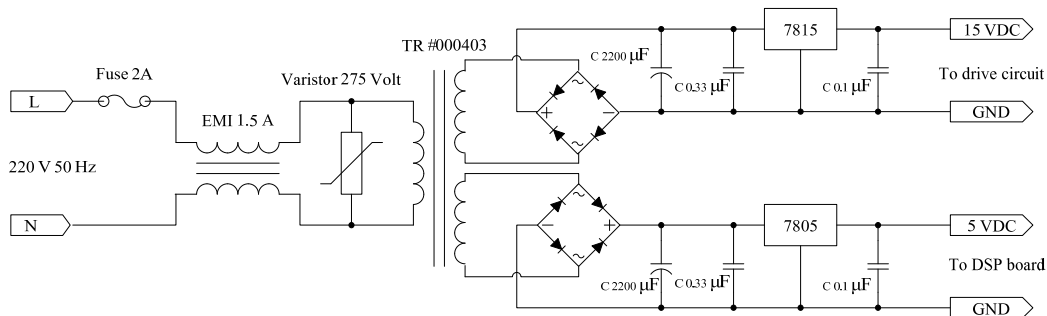
3.4 การออกแบบวงจรภาคควบคุม

3.4.1 ภาควงจรแหล่งจ่ายไฟตรง

ทำหน้าที่แปลงไฟสลับ 220 V 50 Hz. ให้เป็นไฟตรงเพื่อเลี้ยงวงจรส่วนต่างๆ เช่น วงจรขับนำเกต วงจรสร้างสัญญาณ และวงจรภาคกำลัง (วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า) โดยใช้วงจรเรียงกระแสชนิดแรงดันคงที่ ทั้งนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ดังนี้

- แหล่งจ่ายไฟตรงสำหรับวงจรสร้างสัญญาณและขับนำเกต

วงจรส่วนนี้จะใช้ในการสร้างแรงดันไฟตรงขนาด 15VDC เพื่อเลี้ยงวงจรสร้างสัญญาณ และวงจรขับนำเกตของ Power MOSFET ในวงจรกำลัง โดยจะรับแรงดันไฟสลับ 220 VAC ผ่านหม้อแปลงเข้ามา และนำแรงดันไฟสลับขนาด 15 VAC ด้านขาออกของหม้อแปลงไปผ่านวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอด จากนั้นผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อให้ได้แรงดันไฟตรงที่ค่อนข้างเรียบ และผ่านเข้าสู่วงจร Voltage Regulator ด้วยไอซี MC7815 เพื่อคุมค่าแรงดันขาออกให้คงที่ที่ 15 VDC ดังแสดงในวงจรในส่วนบนของภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงคงที่ 15 VDC และ 5 VDC

และเช่นเดียวกัน สำหรับวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ (DSP Board) ซึ่งต้องการแรงดันไฟตรง 5 VDC จะใช้แรงดันขาออกของหม้อแปลงที่ 5 VAC เพื่อจ่ายให้กับวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอดและวงจรกรองความถี่ แต่วงจร Voltage Regulator จะใช้ไอซี MC7805 เพื่อคุมค่าแรงดันไฟตรงขาออกให้ได้ 5 VDC ดังแสดงในวงจรส่วนล่างของภาพวงจรที่ 3.2

และเพื่อเป็นการป้องกันสัญญาณรบกวนและการกระชากของแรงดัน จึงป้องกันวงจรด้วยการใส่ EMI Filter และ Varistor ขนาด 275 VAC ทางด้านไฟสลับขาเข้าหม้อแปลงด้วย ดังแสดงในส่วนขาเข้าของวงจรในภาพที่ 3.2

- แหล่งจ่ายไฟตรงสำหรับวงจรภาคกำลัง

เนื่องจากวงจรภาคกำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโครงการ ต้องการแหล่งจ่ายไฟตรง ขนาด 50 VDC โดยประมาณ ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงในส่วนนี้จะคล้ายกับวงจรในภาพที่ 3.2 แต่จะใช้แรงดันไฟสลับขาออกต่างกัน ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ

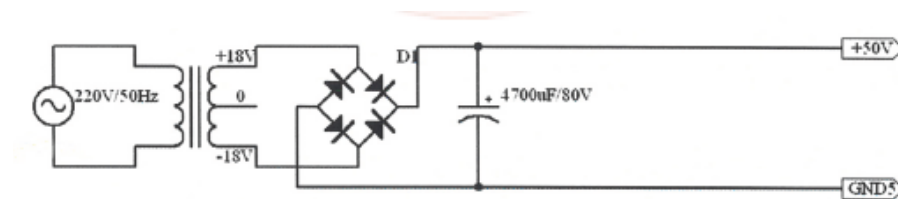
$$V_{DC} = (\sqrt{2} \times V_s) - V_D$$

เมื่อ V_s เป็นแรงดันขาออกของหม้อแปลง

V_D เป็นแรงดันตกคร่อมไดโอด

ดังนั้น
$$V_s = \frac{(V_{DC} + V_D)}{\sqrt{2}} = \frac{50 + (2 \times 0.707)}{\sqrt{2}} = 36 \text{ V.}$$

ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงส่วนนี้จะเป็นดังภาพที่ 3.3



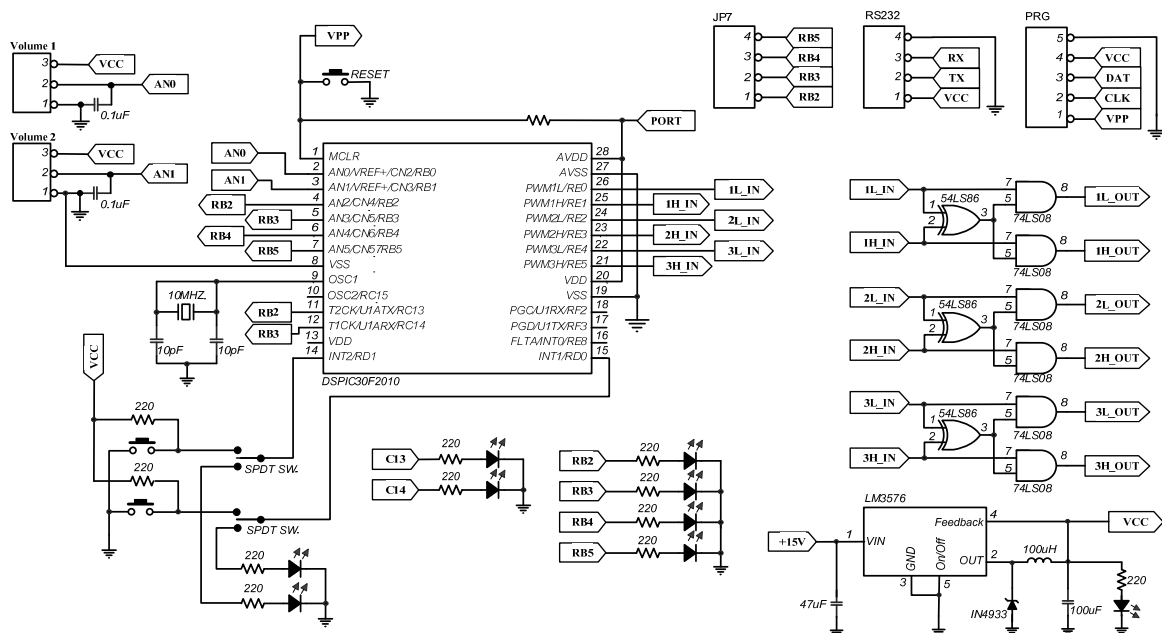
ภาพที่ 3.3 วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงคงที่ขนาด 50 VDC

3.4.2 ภาควงจรสร้างสัญญาณด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ

วงจรสร้างสัญญาณควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโครงการ แบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักคือ

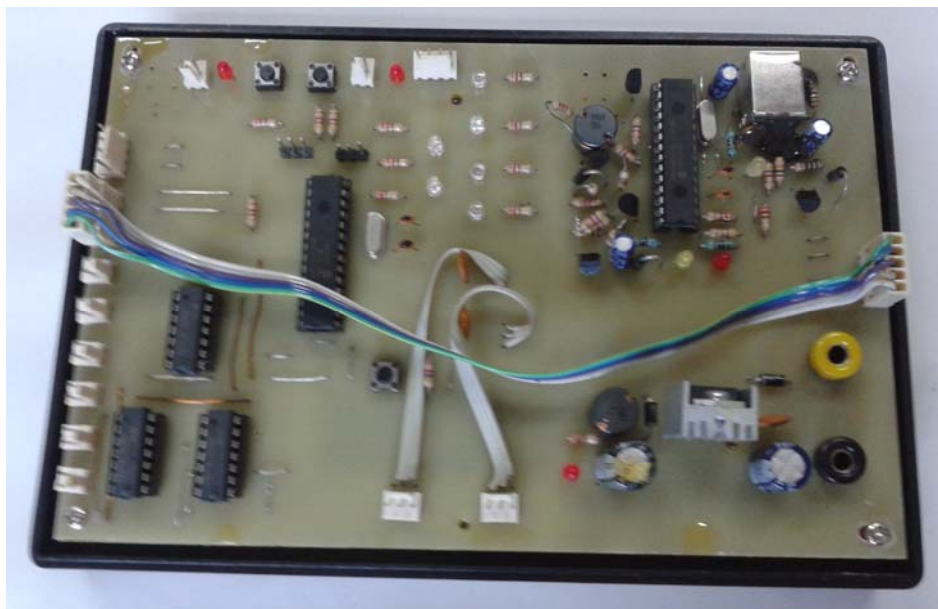
1. Hardware เป็นใช้ชิปประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processor Chip) ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น dsPIC30F2010 ของบริษัท Microchip incorporation จำกัด มาการประยุกต์ออกแบบเพื่อสร้างเป็นวงจรหลักในการสร้างสัญญาณควบคุม ทั้งนี้วงจรจะสามารถรับข้อมูลสัญญาณภายนอกเพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานได้ 3 รูปแบบคือ แบบสัญญาณอนาล็อก สัญญาณดิจิทัล และสัญญาณนาฬิกา ทั้งนี้การทำงานของ DSP Chip นี้จะรับข้อมูลภาษาเครื่อง (Machine Language) ที่ผ่านมาจากตัวแปลงสัญญาณ เช่น PICKIT2 หรือ ICD2 ที่สามารถสื่อสารได้กับ DSP Chip ตระกูลนี้ ซึ่งในโครงการนี้จะเรียกว่า “Controller Board”

2. Software เป็นส่วนของโปรแกรมที่จะต้องประยุกต์ในคอมพิวเตอร์ ทั้งนี้โปรแกรมภาษา C ที่เขียนขึ้นเพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุม จะต้องสอดคล้องกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในส่วน Hardware ที่ได้สร้างขึ้นแล้ว ทั้งนี้โปรแกรมภาษา C ดังกล่าวจะถูกเขียนลงในโปรแกรม MPLAB และเมื่อได้รับการแปลง Code ของภาษา C ด้วยโปรแกรม CCS (Code Composer Studio) ให้เป็น Machine language แล้ว จึงจะถูกส่งให้กับตัวแปลงสัญญาณแบบ PICKIT หรือ ICD2 ผ่าน USB Port เข้าสู่วงจร Controller Board ที่ได้สร้างไว้แล้วต่อไป เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมที่เหมาะสมต่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ต้องการ



ภาพที่ 3.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมโดยการประยุกต์ใช้ dsPIC30F2010

จากวงจรในภาพที่ 3.4 จะเห็นว่าสัญญาณที่ขา 21 ถึง 26 ของชิพ dsPIC30F2010 (ขา PWM3H จนถึง PWM1L ตามลำดับ) จะถูกใช้เป็นสัญญาณขาออกที่จะนำไปใช้ในการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังต่อไป อย่างไรก็ตามเพื่อให้มีความปลอดภัยต่อการใช้งานที่เหมาะสม จึงนำไปผ่านวงจร Buffer หรือวงจร Interlock ก็ได้อีกทอดหนึ่ง ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ป็นวงจร Interlock โดยการใช้ And Gate และ Ex-Or gate ด้วยไอซี 74LS08 และ 54LS86



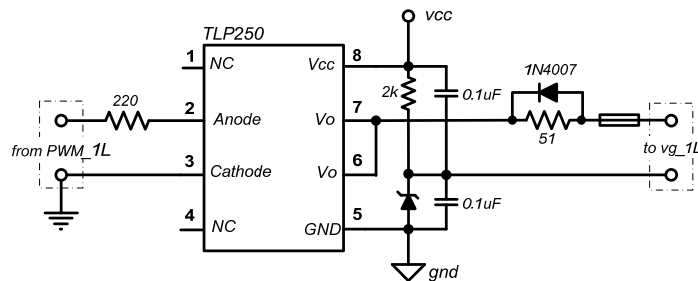
ภาพที่ 3.5 วงจร Controller Board ที่ประยุกต์ด้วย dsPIC30F2010 ในโครงการ

อย่างไรก็ตาม ชุดแปลงสัญญาณและเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างโปรแกรมที่ใช้ในการสร้างสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ (MPLAB) กับ Controller Board ที่ประยุกต์ด้วย dsPIC30F2010 จะเป็นชุดวงจรสำเร็จรูปซึ่งมีราคาถูกและหาซื้อได้ในประเทศไทย แสดงดังในภาพที่ 3.6



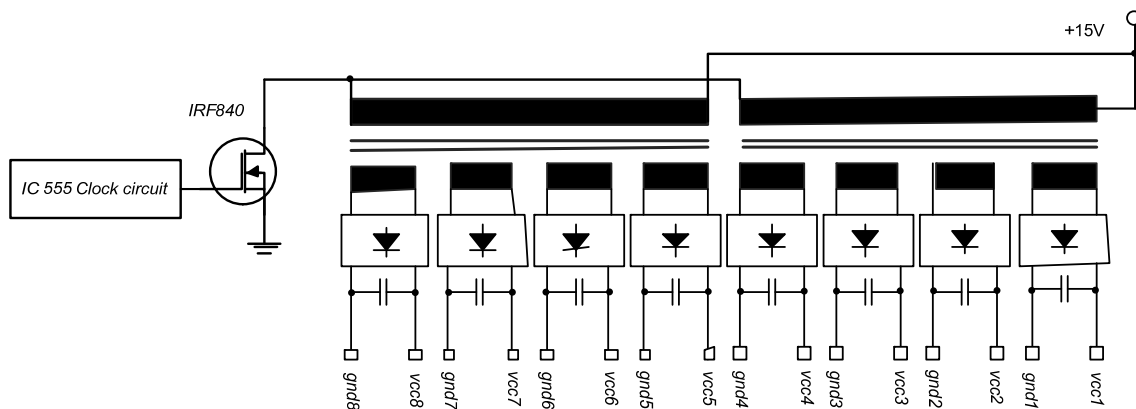
ภาพที่ 3.6 ชุดวงจรเชื่อมต่อสัญญาณแบบ PICKIT/ICD2 ที่ใช้ในโครงการ

วงจรจับเกตที่ใช้ในโครงการ จะใช้ไอซีเบอร์ TLP 250 ซึ่งทำงานแบบ Opto Coupler เมื่อสัญญาณควบคุมจากขาออกขาใดขาหนึ่ง (ขา 21 ถึงขา 26) จากไมโครคอนโทรลเลอร์ ส่งมาเข้าที่ขา 2 และขา 3 ของไอซี TLP250 สัญญาณจะผ่านไดโอดเปล่งแสงเพื่อจุดการทำงานของวงจรขาออกที่มีลักษณะเป็นวงจรทรานซิสเตอร์แบบ Push-pull ขึ้น ซึ่งวงจรทั้งส่วนขาเข้าและขาออกใน TLP250 จะไม่เชื่อมถึงกันทางไฟฟ้า ทั้งนี้แรงดันขาออกจะถูกขยายให้สูงที่ประมาณ +12 โวลต์ ซึ่งพอที่จะใช้ขับเคลื่อนของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ให้นำกระแสได้ จึงออกแบบให้แหล่งจ่ายแรงดันมีขนาด 15 โวลต์ โดยขา 6 และขา 7 ของไอซี TLP250 จะเป็นขาจ่ายสัญญาณขาออกเพื่อเป็นสัญญาณขับเคลื่อนให้กับ Power MOSFET ทั้งนี้วงจรจับเกตแต่ละชุดแสดงดังภาพที่ 3.8



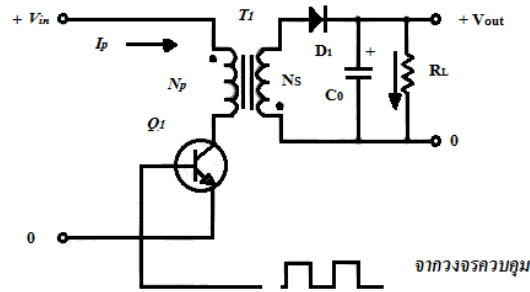
ภาพที่ 3.8 วงจรจับเกตด้วยไอซี TLP250

ส่วนวงจรไฟเลี้ยงกระแสตรงของวงจรจับเกตนั้นเป็นการประยุกต์ใช้วงจร Flyback Converter ซึ่งทำงานที่ความถี่สวิตช์ 20 kHz. โดยวงจรนี้เป็น DC Converter ที่ใช้แปลงแรงดันไฟตรงขาเข้าขนาด 15VDC ให้เป็นแรงดันไฟสลับขาออกที่ประมาณ 10.5VAC ทั้งนี้เมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอด และวงจรกรองแรงดันแล้วจะได้ประมาณ 15 VDC ดังแสดงในภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงประยุกต์ด้วยวงจร Flyback Converter

อย่างไรก็ตาม หลักการพื้นฐานของวงจร Flyback Converter แสดงดังวงจรในภาพที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรพื้นฐานของ Flyback Converter [3]

ทั้งนี้เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ แรงดันขาออกที่ได้จากวงจรจะเป็นดังนี้

$$V_{out} = \frac{t_{ON} \times (N_s / N_p) (V_{in} - V_{ce(sat)})}{(T - t_{ON})} - V_D$$

T คือ คาบเวลาการสวิตช์ เป็นวินาที

t_{ON} คือ ช่วงเวลาที่สวิตช์ $Q1$ นำกระแส

N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

V_{out} คือ แรงดันขาออกของวงจรแปลงผันโวลต์

V_{in} คือ แรงดันขาออกของวงจรแปลงผันโวลต์

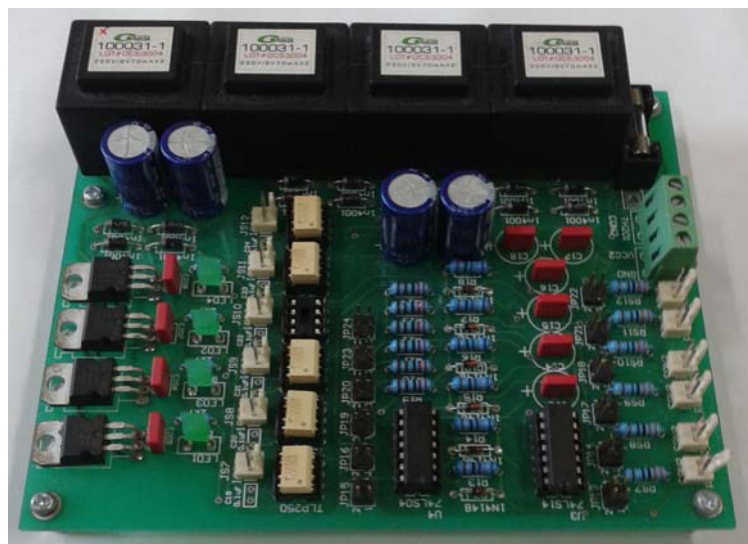
$V_{ce(sat)}$ คือ แรงดันตกคร่อม $Q1$ ขณะนำกระแสโวลต์

V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด ขณะนำกระแสโวลต์

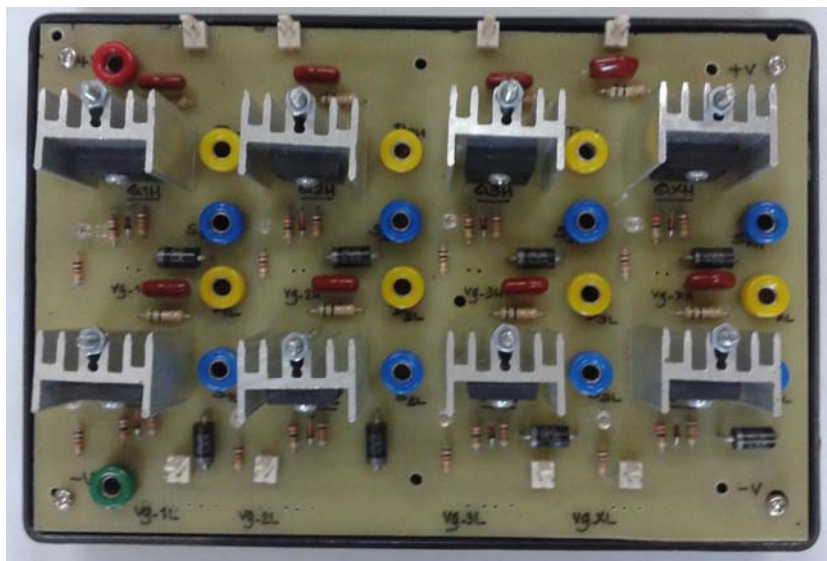
ดังนั้น เมื่อกำหนดให้

$$V_{in} = 15 \text{ V}, V_{out} = 15 \text{ V}, (N_s / N_p) = 1, T = \frac{1}{20 \text{ kHz}} = 50 \mu\text{s}, V_D = 0.7 \text{ V} \text{ และ } V_{ce(sat)} = 1 \text{ V}.$$

จะทำให้ได้ $t_{ON} = 26.43 \mu\text{s}$. หรือสัญญาณควบคุมที่มีค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.5286



ภาพที่ 3.11 วงจรขับเคลื่อนที่ใช้แหล่งจ่ายแบบวงจรเรียงกระแส

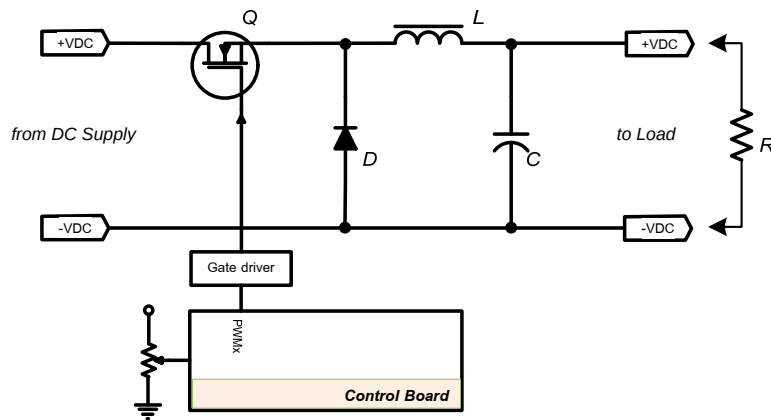


ภาพที่ 3.14 แผงวงจรเรียงกระแสที่ประกอบเสร็จแล้ว (แบบเลือกการต่อวงจรเอง)

วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบเต็มคลื่น ใช้ Thyristor จำนวน 4 ตัวต่อเป็น 2 กิ่งวงจรดังภาพที่ 3.13 โดยในกิ่งวงจรแรก สวิตช์ Q1 และ Q2 จะรับสัญญาณมาจากขา 1H_OUT (จาก PWM1H) และ 1L_OUT (จาก PWM1L) ตามลำดับ จากวงจร Controller Board ส่วนในกิ่งวงจรที่สอง สวิตช์ Q3 และ Q4 จะรับสัญญาณมาจากขา 2H_OUT (จาก PWM2H) และ 2L_OUT (จาก PWM2L) ตามลำดับเช่นกัน

ทั้งนี้ Controller Board ซึ่งเป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วย dsPIC30F2010 จะสร้างสัญญาณควบคุมแบบ Trigger Pulse สำหรับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น 1 เฟสที่เหมาะสม (ดูภาพที่ 2.4 ประกอบ) ให้กับวงจรนี้ เมื่อป้อนโปรแกรมภาษาซี “Single Phase Full wave Rectier” (ดังแสดงไว้ในภาคผนวก ข.) โดยผ่านให้โปรแกรม Code Composer Studio เพื่อทำหน้าที่ในการแปลง Code ภาษาซี ให้เป็นภาษาเครื่องเสียก่อน แล้วจึงถ่ายลงสู่วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Controller Board) อีกทอดหนึ่ง โดยผ่านทางการ์ด PICKIT2 หรือ ICD2

3.5.2 วงจร Buck Converter

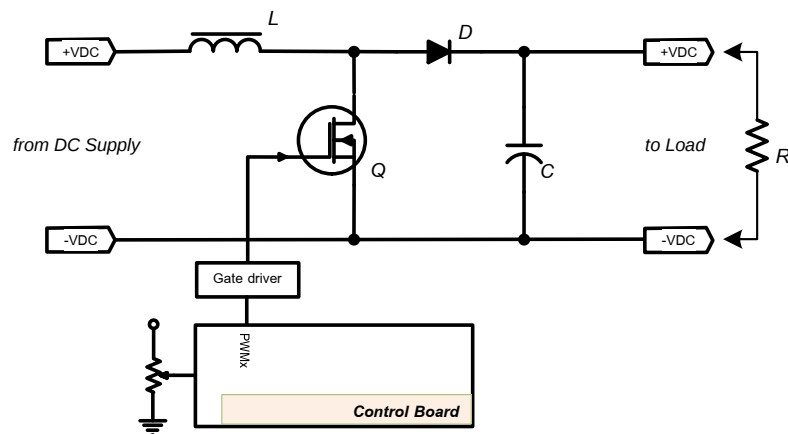


ภาพที่ 3.15 วงจร DC Buck Converter

หลักการทำงานของ Buck Converter ได้กล่าวถึงแล้วในบทที่ 2 ซึ่งจะทำหน้าที่ลดขนาดแรงดันไฟตรงลง ซึ่งอัตราขยายแรงดันของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่า Duty Cycle ของ Power MOSFET Q1 ดังสมการที่ 2.27 โดยค่า Duty Cycle สามารถปรับตั้งได้ จากการตั้งค่าในโปรแกรมควบคุมการทำงาน หรือจากการปรับแรงดันที่ Potentiometer ที่จ่ายให้ขา AN0 ของ dsPIC30F2010 (ดูภาพที่ 3.4 ประกอบ)

อย่างไรก็ตาม Controller Board ซึ่งเป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุม จะสร้างสัญญาณควบคุมแบบ Duty Cycle Control ที่เหมาะสมให้กับวงจรนี้ได้ เมื่อป้อนโปรแกรมภาษาซี “DC Converter” (ดังแสดงไว้ในภาคผนวก) โดยผ่านให้โปรแกรม Code Composer Studio เพื่อทำหน้าที่ในการแปลง Code ภาษาซี ให้เป็นภาษาเครื่องเสียก่อน แล้วจึงถ่ายลงสู่วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Controller Board) อีกทอดหนึ่ง โดยผ่านทางการ์ด PICKIT2 หรือ ICD2

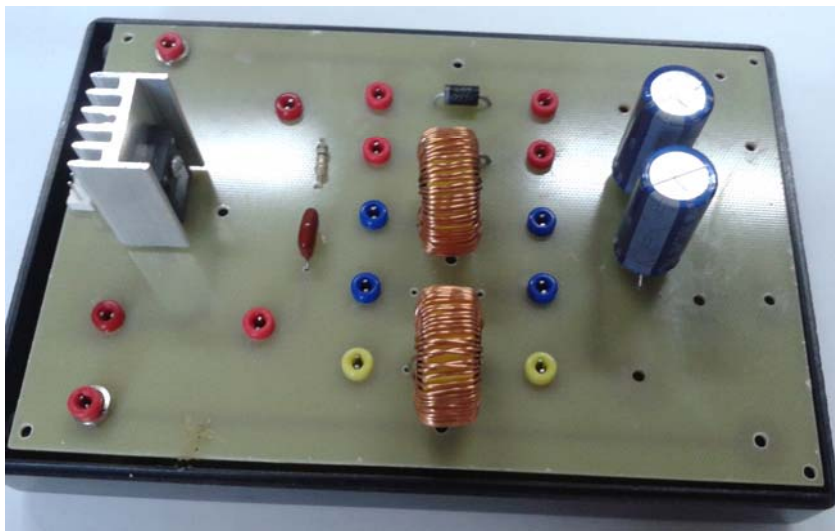
3.5.3 วงจร Boost Converter



ภาพที่ 3.16 วงจร DC Boost Converter

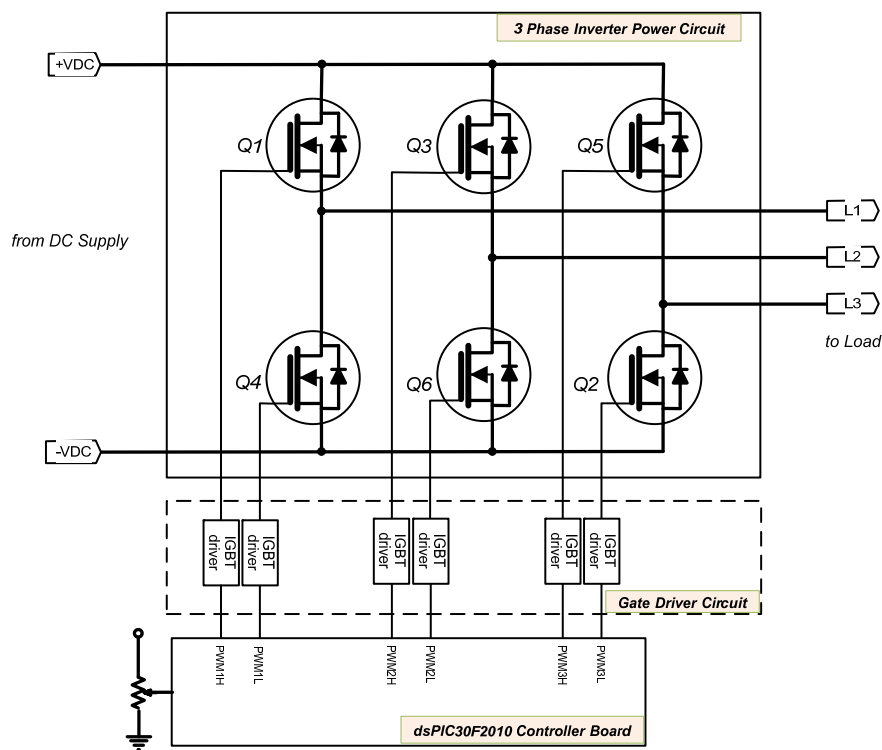
หลักการทำงานของวงจร Boost Converter ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 ซึ่งจะทำหน้าที่เพิ่มขนาดแรงดันไฟตรงขาออกให้สูงขึ้นโดยขึ้นอยู่กับค่า Duty Cycle ของ Power MOSFET Q1 ดังสมการที่ 2.37 ทั้งนี้ค่า Duty Cycle สามารถเปลี่ยนแปลงได้จากการปรับตั้งค่าในโปรแกรมควบคุมการทำงาน หรือจากการปรับแรงดันที่ Potentiometer ที่จ่ายให้กับขา AN0 ของ Controller Board ก็ได้ (ดูภาพที่ 3.4 ประกอบ)

อย่างไรก็ตาม Controller Board ซึ่งเป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุม จะสร้างสัญญาณควบคุมแบบ Duty Cycle Control ที่เหมาะสมให้กับวงจร Boost Converter นี้ได้ เมื่อป้อนโปรแกรมภาษาซี “DC Converter” (ดังแสดงไว้ในภาคผนวก) โดยผ่านให้โปรแกรม Code Composer Studio เพื่อทำหน้าที่ในการแปลง Code ภาษาซี ให้เป็นภาษาเครื่องก่อน แล้วจึงถ่ายทอดสู่วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Controller Board) อีกทอดหนึ่ง โดยผ่านทางการ์ด PICKIT2 หรือ ICD2



ภาพที่ 3.17 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงที่ประกอบเสร็จแล้ว
(สามารถปรับเปลี่ยนการต่อวงจรให้เป็น Buck Converter หรือ Boost Converter ได้)

3.5.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส



ภาพที่ 3.18 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสในโครงการเป็นแบบ Fundamental Frequency Modulation Inverter โดยใช้ Power MOSFET จำนวน 6 ตัวต่อเป็น 3 กิ่งวงจรดังแสดงในภาพที่ 3.18 โดยในกิ่งวงจรเฟส A สวิตช์ Q1 และ Q4 จะรับสัญญาณมาจากขา 1H_OUT (จาก PWM1H) และ 1L_OUT (จาก PWM1L) จาก dsPIC30F2010 Controller Board ตามลำดับ ส่วนในกิ่งวงจรเฟส B สวิตช์ Q3 และ Q6 จะรับสัญญาณมาจากขา 2H_OUT (จาก PWM2H) และ 2L_OUT (จาก PWM2L) ตามลำดับ ส่วนในกิ่งวงจรเฟส C สวิตช์ Q5 และ Q2 จะรับสัญญาณมาจากขา 3H_OUT (จาก PWM2H) และ 3L_OUT (จาก PWM2L) ตามลำดับเช่นกัน

ทั้งนี้ Controller Board เป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุมโดยการประยุกต์ใช้ชิพ dsPIC30F2010 จะสร้างสัญญาณควบคุมแบบ FFM ทั้งแบบ FFM 180° และแบบ FFM 120° สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส (ดูภาพที่ 2.40 และ 2.45 ประกอบ) ให้กับวงจรนี้ เมื่อป้อนโปรแกรมภาษาซี “Three Phase FFM Inverter” (แสดงไว้ในภาคผนวก ข.) โดยผ่านให้โปรแกรม Code Composer Studio เพื่อทำหน้าที่ในการแปลง Code ภาษาซี ให้เป็นภาษาเครื่องเสียก่อน แล้วจึงถ่ายลงสู่วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (dsPIC30F2010 Controller Board) อีกทอดหนึ่ง โดยผ่านทางการ์ด PICKIT2 หรือ ICD2

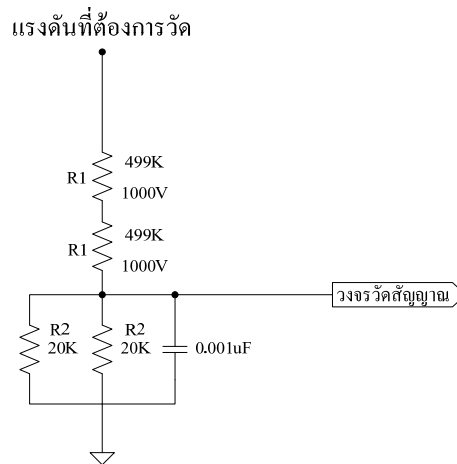


ภาพที่ 3.19 แผงวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบเต็มคลื่นที่ประกอบเสร็จแล้ว (ต่อประกอบวงจรโดยผู้ใช้)

3.6 การออกแบบวงจรและอุปกรณ์เพิ่มเติม

3.6.1 วงจรตรวจวัดแรงดัน

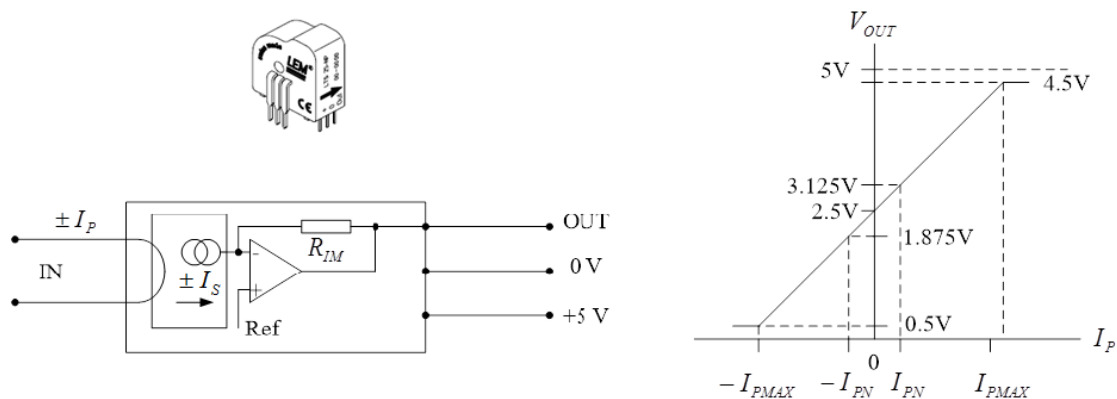
วงจรการวัดแรงดันนั้นใช้สำหรับวัดแรงดันเกินขณะวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้านั้นทำงานผิดปกติ ซึ่งอาจมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงบัสสูง จะส่งผลให้วงจรนั้นๆเกิดความเสียหายได้ วงจรการวัดแรงดันที่สร้างขึ้นใช้หลักการแบ่งแรงดัน ดังแสดงในภาพที่ 3.20



ภาพที่ 3.20 วงจรตรวจวัดแรงดัน

3.6.2 วงจรตรวจวัดกระแส

วงจรตรวจวัดกระแสใช้ป้องกันกระแสเกินที่อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่วงจรใช้เซนเซอร์แบบ Hall Effect เบอร์ LTS 25-NP ของ LEM วัดกระแสได้สูงสุด 25 A. โดยวงจรที่ใช้แสดงในภาพที่ 3.21 ทั้งนี้สามารถเลือกระดับการวัดกระแสของ LTS 25-NP ได้โดยใช้ตารางที่ 3.1

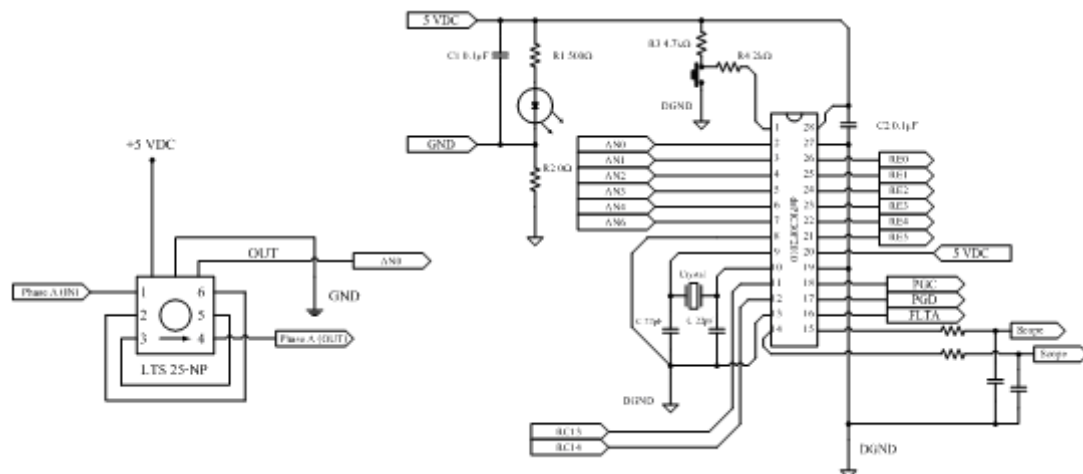


รูปที่ 3.21 วงจรที่ใช้ประกอบการสร้างวงจรเซนเซอร์ LTS 25-NP [13]

ตารางที่ 3.1 ข้อมูลการเลือกใช้งานสำหรับตัวตรวจวัดกระแส LTS 25-NP

Primary turn	Nominal Primary RMS current	Nominal Output Voltage	Primary Resistance	Primary Insert Inductance	Recommended Connection
1	± 25	2.5 ± 0.600	0.18	0.013	
2	± 12	2.5 ± 0.600	0.81	0.05	
3	± 8	2.5 ± 0.600	1.62	0.12	

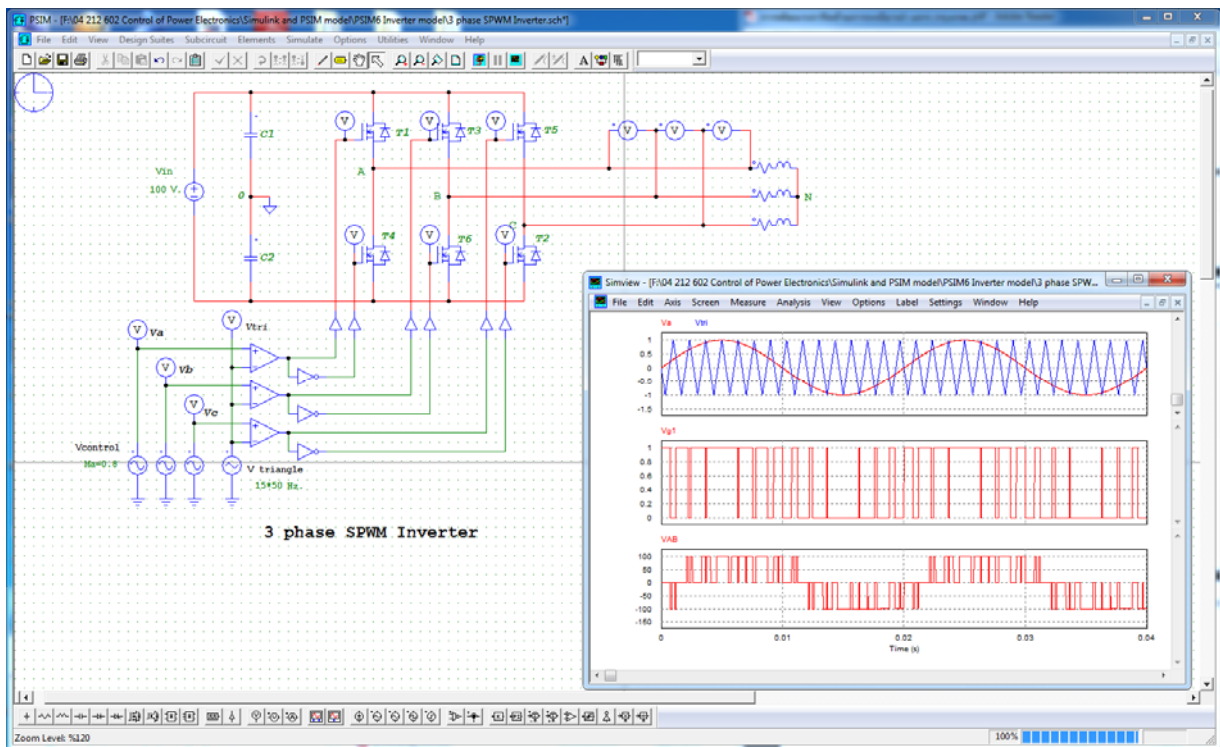
วงจรการใช้งานระหว่าง LTS 25-NP ร่วมกับวงจร dsPIC30F2010 แสดงดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 วงจรการใช้งาน LTS 25-NP ร่วมกับวงจร dsPIC30F2010

3.6.4 โปรแกรมจำลองระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

การจำลองระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังวงจรต่างๆ เป็นขั้นตอนที่สำคัญและจำเป็นก่อนนำไปออกแบบและสร้างในเชิงปฏิบัติ ในโครงการนี้จะใช้โปรแกรม PSIM Ver. 9.3.1 (Demo Version) ของบริษัท Powersim Inc. จำกัด เพื่อแสดงผลจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบต่างๆ พร้อมส่วนสร้างสัญญาณและระบบควบคุม



ภาพที่ 3.23 ตัวอย่างการจำลองการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
ด้วยโปรแกรม PSIM Ver. 9.3.1 (Demo Version)

บทที่ 4

ผลการทดสอบโครงการ

4.1 บทนำ

การทดลองชุดต้นแบบการพัฒนากระบวนการควบคุมแบบเวลาจริงด้วยระบบสมองกลฝังตัว ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลังในโครงการ แบ่งออกเป็นการทดสอบแต่ละวงจรดังนี้

1. การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ
2. การทดสอบวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส
3. การทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทอนระดับแรงดัน
4. การทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทบระดับแรงดัน
5. การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180°
6. การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120°

4.2 อุปกรณ์และเครื่องมือวัดพื้นฐานที่ใช้ในการทดสอบ

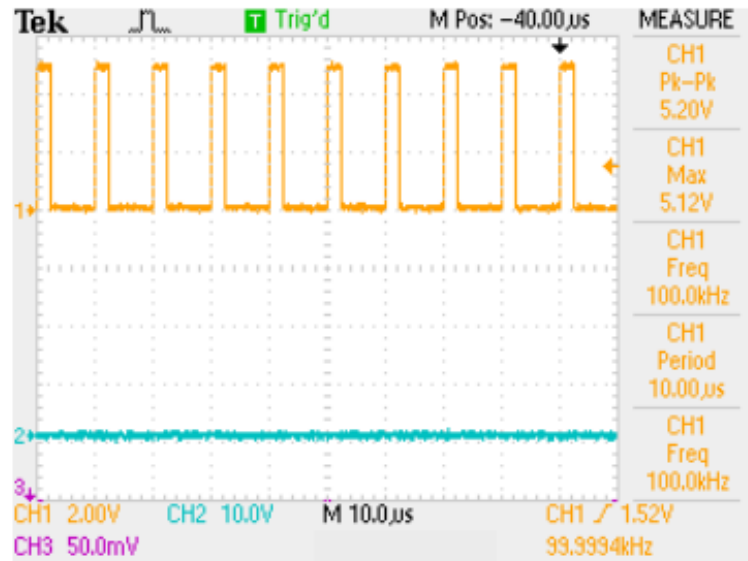
เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรในโครงการ มีดังนี้

1. DC Power Supply ขนาด 0 – 50 VDC แบบ 2 Channel
2. Digital Voltmeter แบบ True RMS
3. Digital Ammeter แบบ True RMS
4. Digital Oscilloscope
5. AC/DC Voltage Probe และ Current Probe
6. วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ได้จัดสร้างขึ้น

4.3 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณ

การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผล Controller Board ซึ่งเป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุมที่ประยุกต์ด้วยชิปไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 เพื่อตรวจสอบสัญญาณขาออกของวงจรดังกล่าว ว่าสามารถสร้างสัญญาณควบคุมได้ถูกต้องตามที่ต้องการหรือไม่ ทั้งนี้วงจรสร้างสัญญาณควบคุมเป็นดังแสดงในภาพที่ 4.1

อย่างไรก็ตาม สัญญาณขาออกในภาพที่ 4.2 และ 4.3 มีขนาด 5 โวลต์เท่านั้น เนื่องจากเป็นสัญญาณจากไอซี TTL ดังนั้นเมื่อต้องการนำไปใช้ควบคุมการทำงานกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใดก็ตามจะต้องนำไปผ่านวงจร Isolator (ด้วย TLP250) อีกทอดหนึ่งก่อนเพื่อแยกส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลังและเพื่อยกระดับให้สัญญาณมีขนาดสูง พอที่จะใช้ขับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรนั้นๆได้



ภาพที่ 4.2 รูปคลื่นสัญญาณขาออกแบบ PWM ที่ขา 26 (ขา AN6/OCFA/RB6) จาก dsPIC30F2010 (โดยมีขนาดสัญญาณที่ 5 V.)



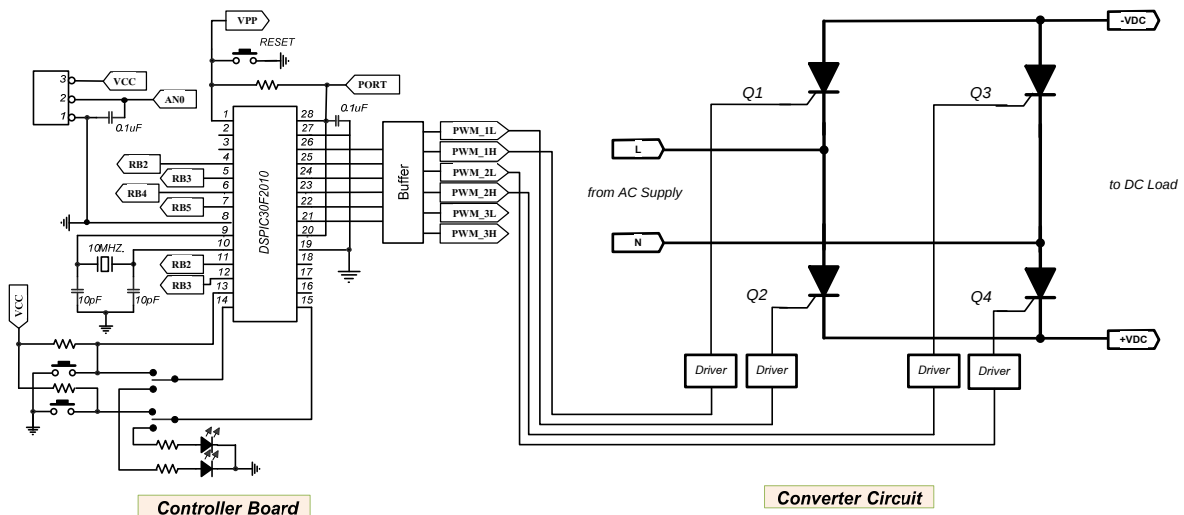
ภาพที่ 4.3 รูปคลื่นสัญญาณขาออกที่ขา PWM1L (ขา 18 จากไอซี 74AC244) (โดยมีขนาดสัญญาณที่ 5 V.)

จากสัญญาณที่ได้จากภาพที่ 4.2 และ 4.3 จะเห็นว่า Controller Board ที่ประยุกต์ด้วยชิพประมวลผลสัญญาณ dsPIC30F2010 สามารถแปลง Code จากโปรแกรม “DC Converter” ในการสร้างสัญญาณ PWM ออกทางขา PWM 1Lของวงจร เพื่อใช้ในการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเชิงปฏิบัติได้อย่างสมบูรณ์

4.4 การทดสอบวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส

วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟสหรือ Single phase Full Wave Controlled Rectifier มี 2 กิ่งวงจรแต่ละกิ่งวงจรมี Thyristor จำนวน 2 ตัวต่ออนุกรมกันดังแสดงในภาพที่ 3.13 ซึ่ง Thyristor ที่อยู่ในกิ่งวงจรเดียวกันจะทำงานห่างเฟสกัน 180° ดังอธิบายไว้แล้วในบทที่ 2 ทั้งนี้การทดสอบวงจรแสดงดังในภาพที่ 4.4

วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส ในโครงการจะใช้ dsPIC30F2010 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม โดยการรับข้อมูลการสร้างสัญญาณจากโปรแกรม “DC Converter” ผ่านโปรแกรม MPLABC30 และ CCS (Code Composer Studio) เพื่อแปลงเป็น HEX file และส่งผ่านการ์ด ICD2 มาทางพอร์ต USB



ภาพที่ 4.4 วงจรทดสอบการทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส

การทดสอบวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส ประกอบด้วยวงจร 2 ส่วน คือ วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (dsPIC30F2010 Controller Board) และวงจร Single Phase Full Wave Controlled Rectifier

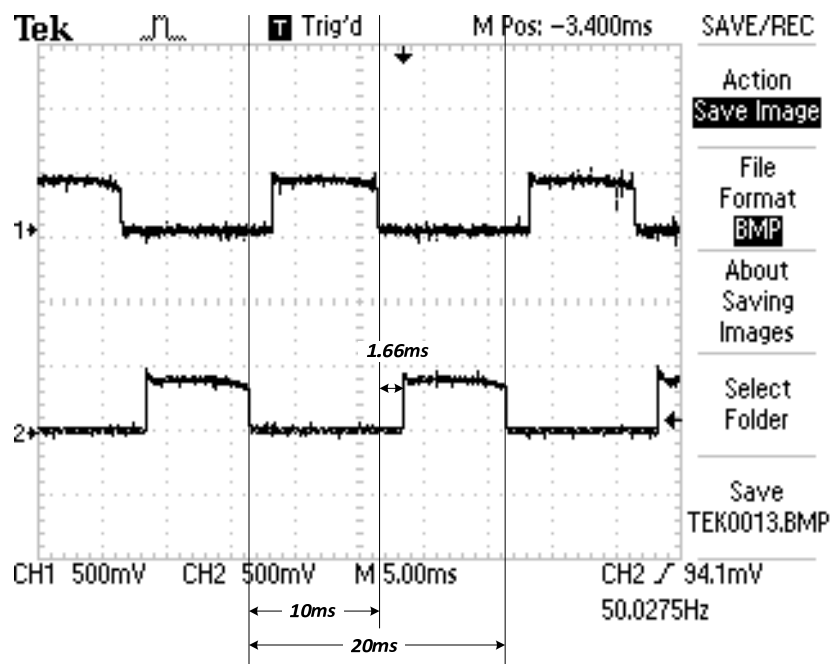
ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมประกอบด้วย ชิพไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวประมวลผลสัญญาณ พร้อมทั้งรับ/ส่งสัญญาณควบคุมกับวงจรภายนอก และไอซี 74AC422 ทำ

หน้าที่เป็น Buffer เพื่อรับสัญญาณอินพุตจำนวน 8 ช่อง ซึ่งเมื่อพอร์ตไม่ถูกเลือกให้ทำงาน จะอยู่ในสถานะความต้านทานสูง แต่เมื่อมีสัญญาณมากระตุ้น พอร์ตจะอยู่ในสถานะความต้านทานต่ำ เพื่อเชื่อมต่อข้อมูลอินพุตเข้ากับบัสข้อมูลของระบบ

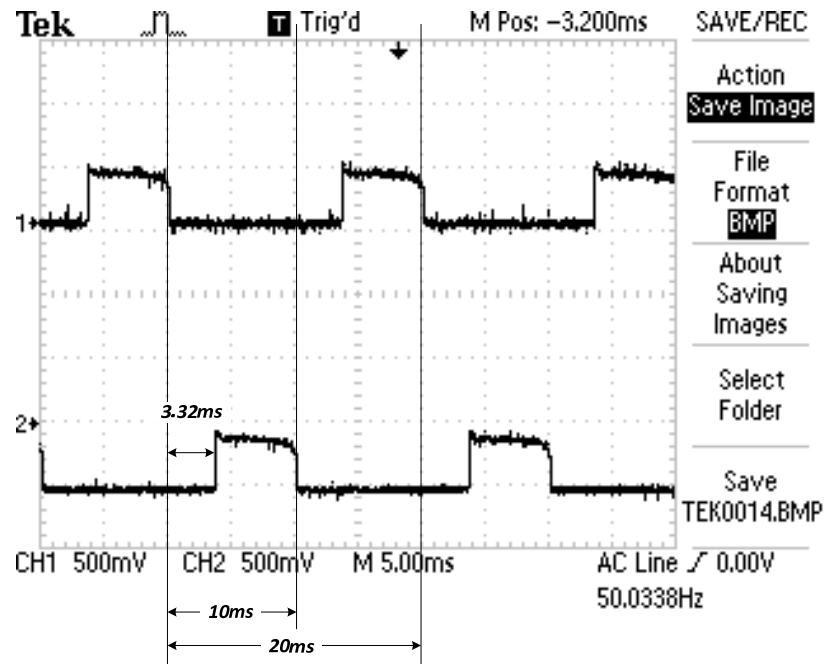
วงจร Single Phase Full Wave Controlled Rectifier ประกอบด้วย

1. สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็น Power Thyristor รุ่น 5P4M ของบริษัท NEC ซึ่งมีขนาดพิกัดแรงดัน 500V. ทนกระแสสูงสุดได้ 8A.
2. มีตัวตรวจวัดสัญญาณแรงดันและกระแสในวงจร
3. โหลดตัวต้านทาน 100 Ω ตัวเหนี่ยวนำ 50 mH. ขนาดพิกัดกำลัง 100 วัตต์

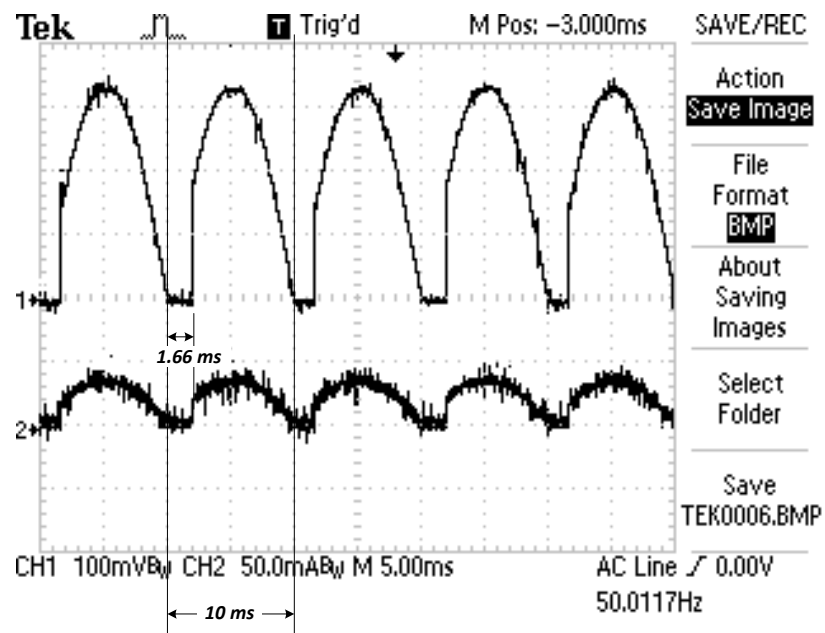
รูปคลื่นสัญญาณต่างๆที่ได้จากการทดสอบวงจร Single Phase Full Wave Controlled Rectifier ในโครงการ แสดงในภาพที่ 4.5 ถึงภาพที่ 4.10



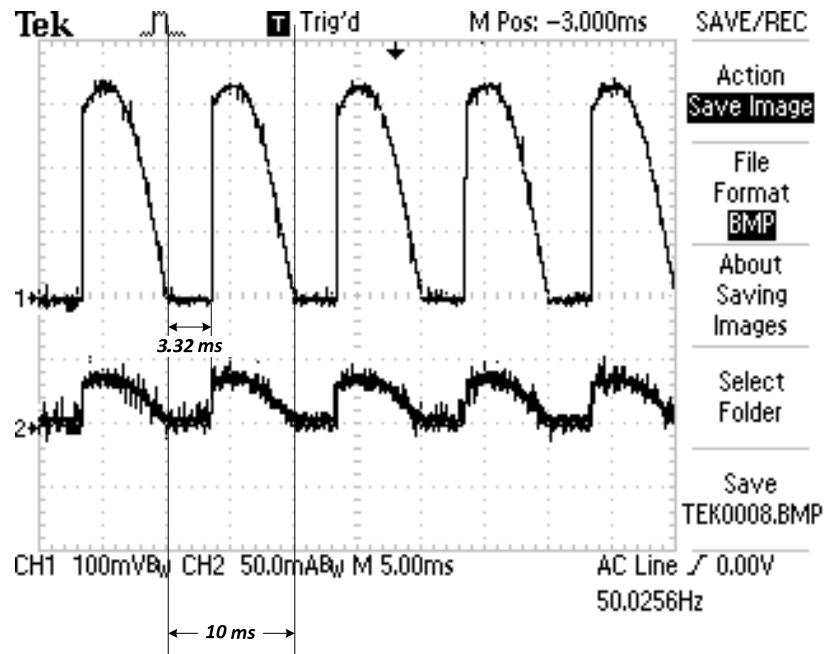
ภาพที่ 4.5 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GK1} และ V_{GK2} ขณะมุมนำกระแส (α) ที่ 30 องศา



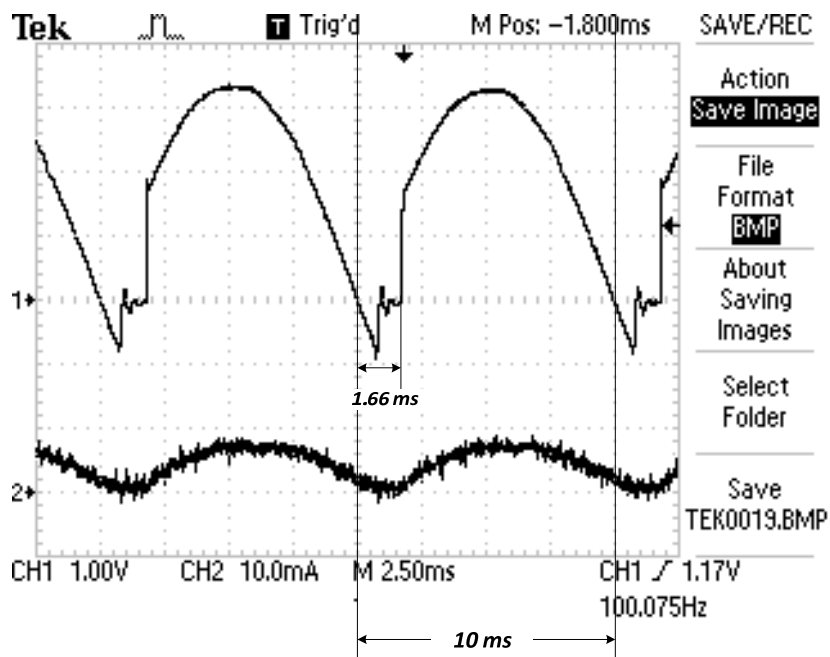
ภาพที่ 4.6 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GK1} และ V_{GK2} ที่มูนนำกระแส (α) ที่ 60 องศา



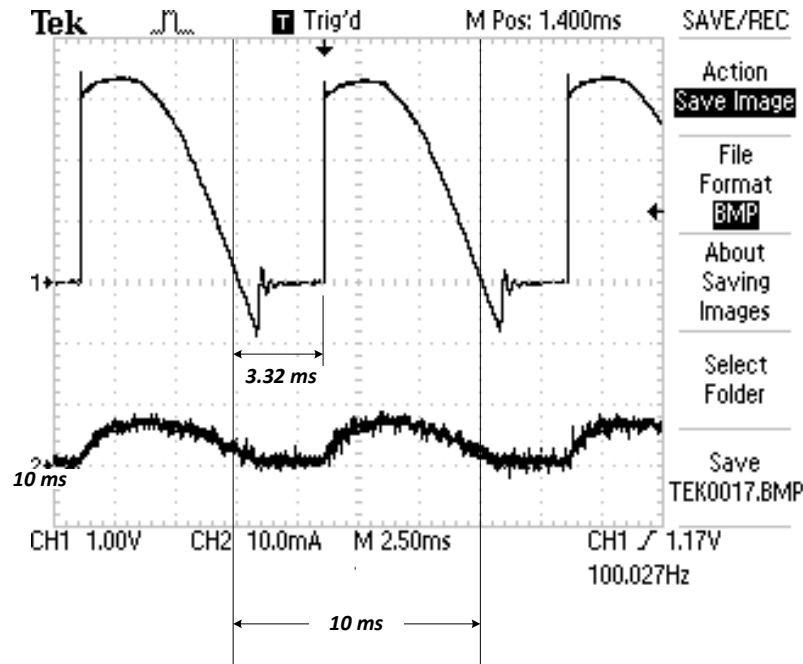
ภาพที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มูนนำกระแส (α) 30 องศา
ขณะโหลด R เท่ากับ 100 Ω



ภาพที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มุมนำกระแส (α) 60 องศา
ขณะโหลด R เท่ากับ 100 Ω



ภาพที่ 4.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด ที่มุมนำกระแส (α) 30 องศา
ขณะโหลด RL 100 Ω + j ω (50mH)

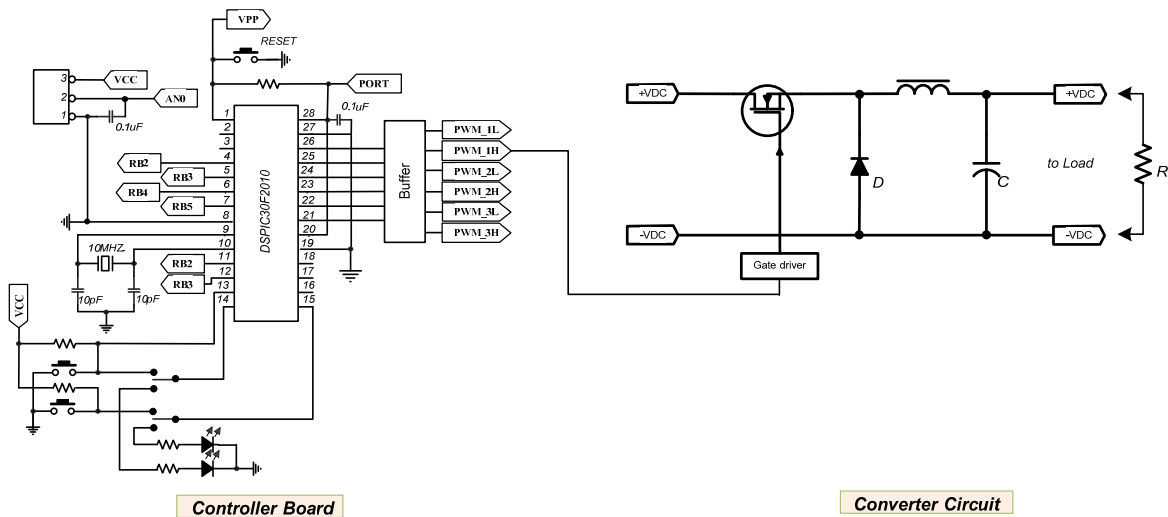


ภาพที่ 4.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไหลด ที่มุมนำกระแส (α) 60 องศา
ขณะไหลด $RL = 100\Omega + j\omega(50mH)$

ภาพที่ 4.5 และ 4.6 เป็นรูปคลื่นสัญญาณควบคุมที่ V_{GK1} และ V_{GK2} (ดูภาพที่ 4.4 ประกอบ) ขณะมุมนำกระแส (α) ที่ 30 และ 60 องศา ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่า V_{GK1} และ V_{GK2} มีการเลื่อนเฟสกัน 180° ทางไฟฟ้า (อย่างไรก็ตามสัญญาณควบคุม V_{GK4} และ V_{GK3} ซึ่งจะซิงโครไนซ์กับ V_{GK1} และ V_{GK2} ตามลำดับนั้นไม่ได้แสดงภาพสัญญาณในที่นี้) และเมื่อนำสัญญาณควบคุมทั้ง 4 นี้ไปควบคุม Thyristor ในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น (ในภาพที่ 4.4) จะได้รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านโหลด ในกรณีโหลด R และโหลด RL ดังแสดงในภาพที่ 4.7 ถึง 4.10 ซึ่งผลตอบสนองของสัญญาณจะสอดคล้องกับทฤษฎีและผลการจำลองวงจรดังอธิบายไว้ในบทที่ 2.

4.5 การทดสอบวงจรแปลงกำลังไฟตรงแบบทอนระดับแรงดัน

วงจรแปลงกำลังไฟตรงแบบทอนระดับแรงดัน หรือวงจร DC Buck Converter มีทำหน้าที่ลดระดับแรงดันไฟตรงขาออกดังแสดงในภาพที่ 3.15 วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรแปลงกำลังไฟตรงแบบ DC Buck Converter ในโครงการจะใช้ dsPIC30F2010 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม โดยการรับข้อมูลการสร้างสัญญาณจากโปรแกรม “DC Converter” ผ่านโปรแกรม MPLABC30 และ CCS (Code Composer Studio) เพื่อแปลงเป็น HEX file และส่งผ่านการ์ด ICD2 มาทางพอร์ต USB



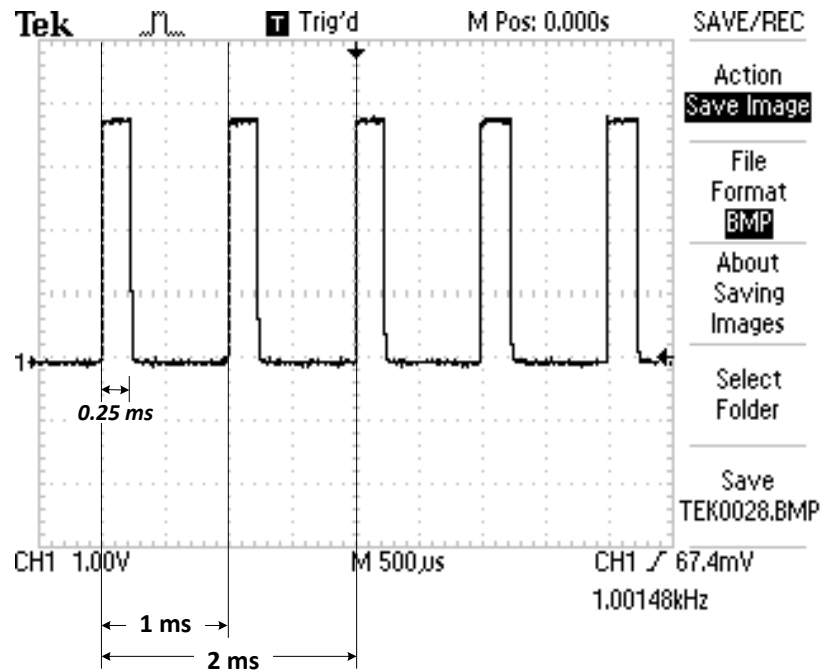
ภาพที่ 4.11 วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ DC Buck Converter

การทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดทอนระดับแรงดันนี้ ประกอบด้วยวงจร 2 ส่วนคือ วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (dsPIC30F2010 Controller Board) และวงจร DC Buck Converter

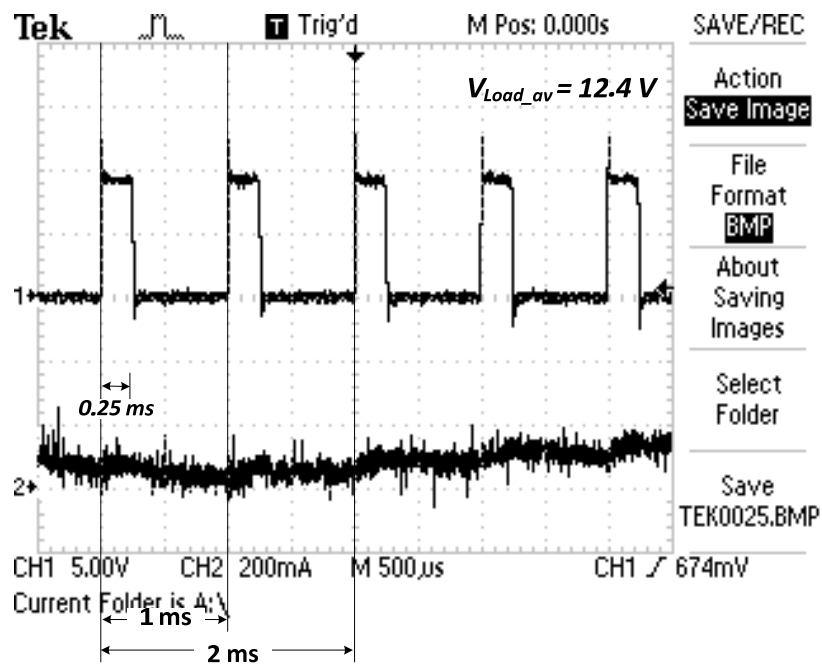
วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทอนระดับแรงดันในโครงการ ประกอบด้วย

1. สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็น Power MOSFET รุ่น IRFP460 ซึ่งเป็นแบบ N-Channel ขนาดพิกัดแรงดัน 500V. ทนกระแสสูงสุดได้ 20A. สามารถทำงานสวิตช์ที่ความถี่สูงได้
2. ไดโอดกำลัง MUR460 เป็นแบบ Ultra-Fast Recovery Diode ขนาดพิกัดแรงดัน 600V. ทนกระแสสูงสุด 4 A. และสามารถใช้งานที่ความถี่สวิตช์สูงๆ ได้ดีกว่าแบบ General Purpose Diode
3. ขดลวดเหนี่ยวนำ แกน Ferrite core ขนาด 285 μ H. ทนกระแสสูงสุดได้ไม่น้อยกว่า 5A.
4. ตัวเก็บประจุไฟฟ้า แบบ Electrolytic ขนาด 600 μ F. พิกัดแรงดัน 600V.
5. ตัวตรวจวัดสัญญาณแรงดันและกระแสในวงจร

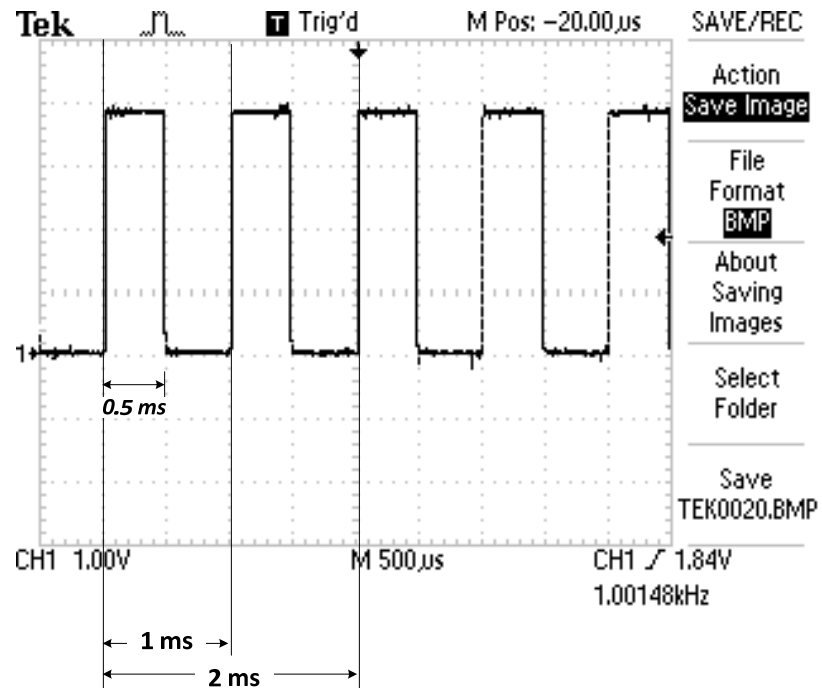
รูปคลื่นสัญญาณจากการทดสอบวงจร DC Buck Converter ในโครงการ แสดงในภาพที่ 4.12 ถึงภาพที่ 4.17



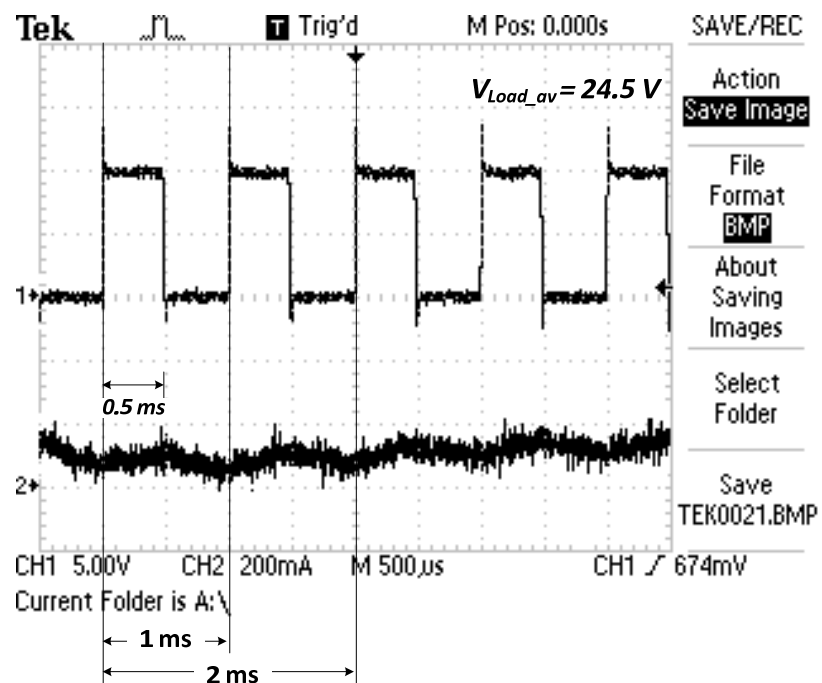
ภาพที่ 4.12 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.11
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25



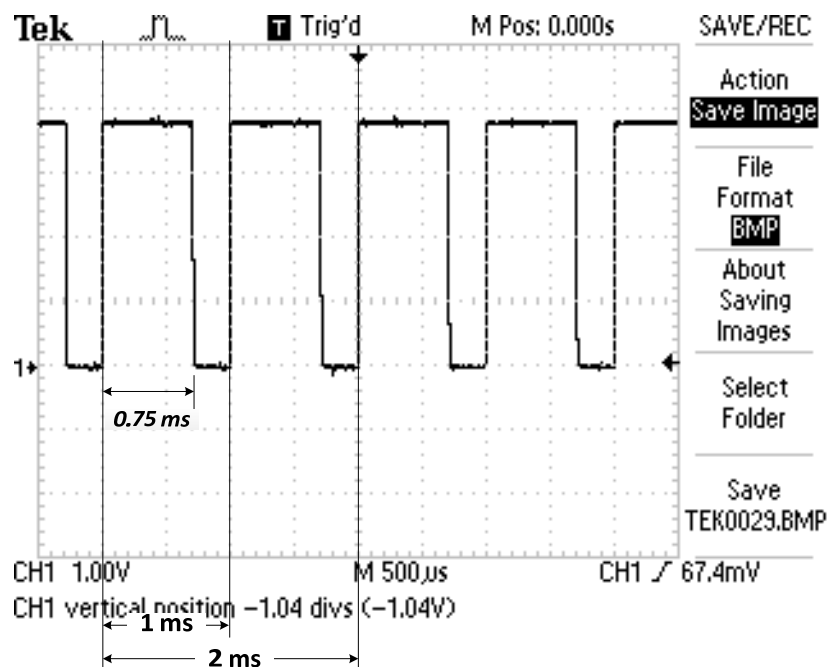
ภาพที่ 4.13 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load} , I_{Load}) ของวงจร DC Buck Converter
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25



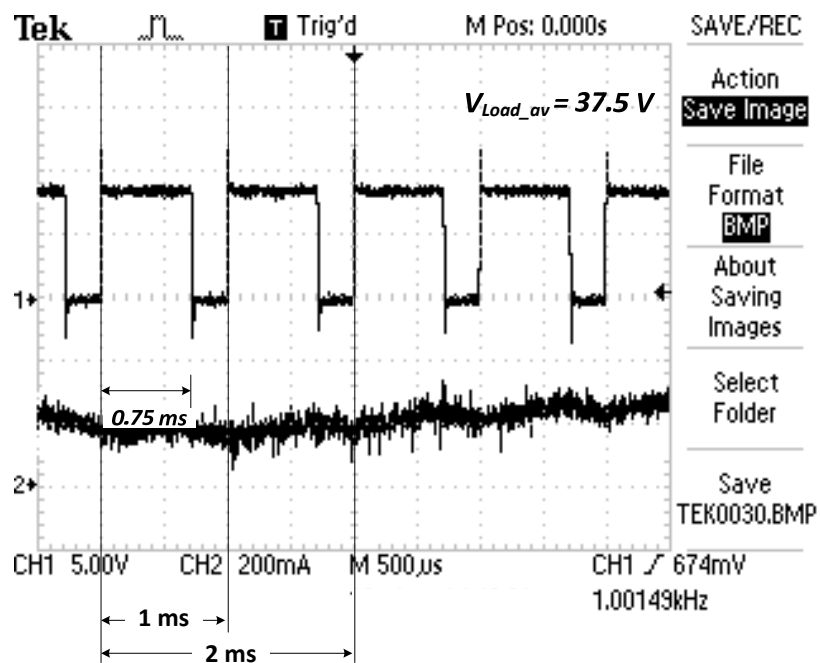
ภาพที่ 4.14 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.11
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.5



ภาพที่ 4.15 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load} , I_{Load}) ของวงจร DC Buck Converter
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.5



ภาพที่ 4.16 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.11
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.75



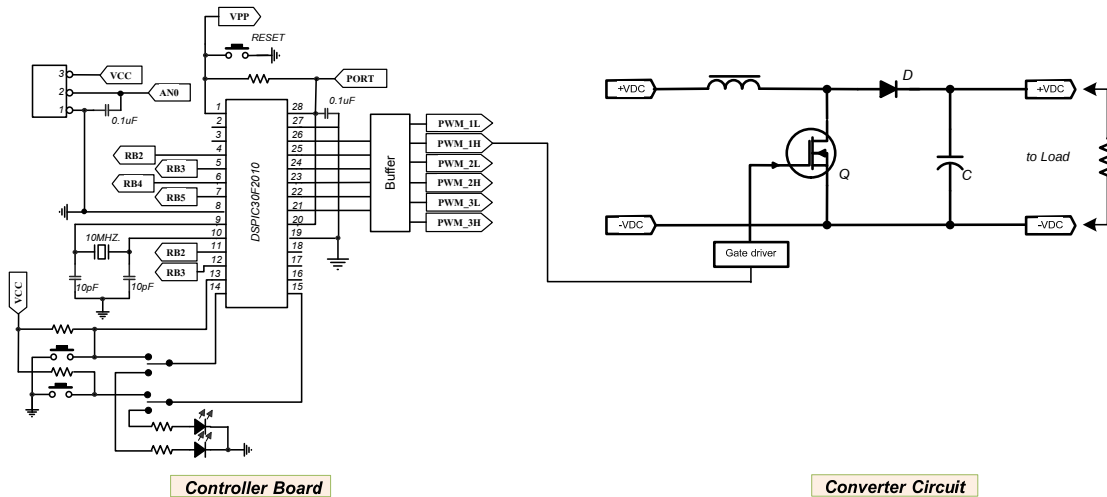
ภาพที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load}, I_{Load}) ของวงจร DC Buck Converter
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.75

ในการทดลองวงจร DC Buck Converter กำหนดให้แรงดันเข้า 50 VDC ค่าความถี่สวิตช์ที่ 1kHz. โดยประมาณ อัตราขยายของตัวตรวจวัดแรงดันและกระแสเป็น 20V/1V และ 1A/1V ตามลำดับ ทั้งนี้จะทดสอบวงจรที่ค่า Duty Cycle ที่ 0.25, 0.5 และ 0.75

ขณะค่า Duty Cycle ที่ 0.25 รูปคลื่นสัญญาณ V_{GS} และ V_{Load} , I_{Load} ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4.12 และภาพที่ 4.13 ขณะค่า Duty Cycle ที่ 0.5 รูปคลื่นสัญญาณ V_{GS} และ V_{Load} , I_{Load} ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4.14 และ 4.15 และขณะค่า Duty Cycle ที่ 0.75 รูปคลื่นสัญญาณ V_{GS} และ V_{Load} , I_{Load} ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4.16 และ 4.17 ตามลำดับ จะเห็นว่าเมื่อค่า Duty Cycle มีค่าสูงขึ้นค่าแรงดันและกระแสเฉลี่ยของวงจรจะสูงขึ้น ซึ่งผลตอบสนองของสัญญาณจะสอดคล้องกับทฤษฎีและผลการจำลองวงจรดังอธิบายไว้ในบทที่ 2.

4.6 การทดสอบวงจรแปลงกำลังไฟตรงแบบทบระดับแรงดัน

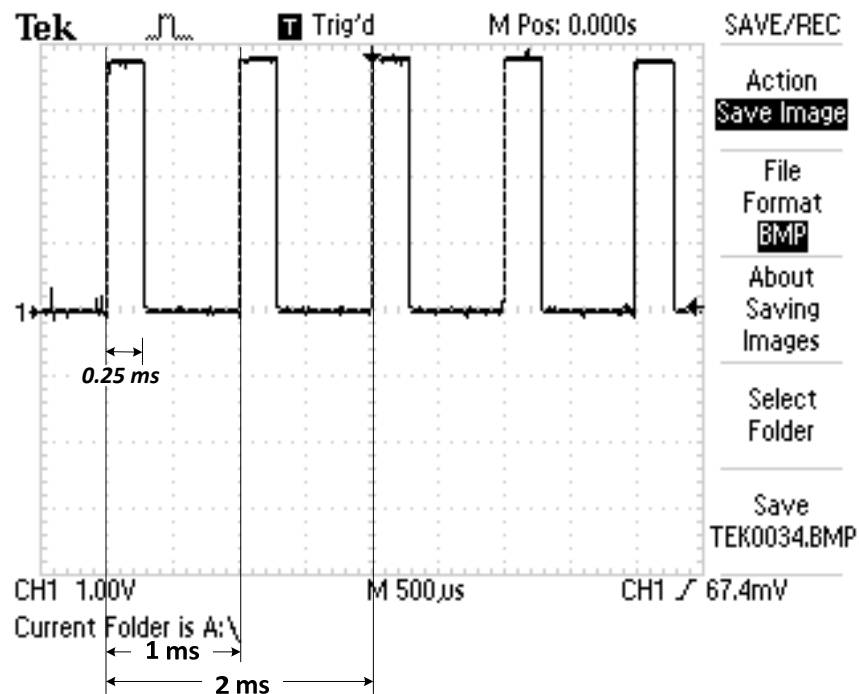
วงจร DC Boost Converter มีทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันไฟตรงขาออกดังแสดงในภาพที่ 3.16 วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรแปลงกำลังไฟตรงแบบ DC Boost Converter ในโครงการจะใช้ dsPIC30F2010 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม โดยการรับข้อมูลการสร้างสัญญาณจากโปรแกรม “DC Converter” ผ่านโปรแกรม MPLABC30 และ CCS (Code Composer Studio) เพื่อแปลงเป็น HEX file และส่งผ่านการ์ด ICD2 มาทางพอร์ต USB เช่นเดียวกับในหัวข้อที่ 4.4



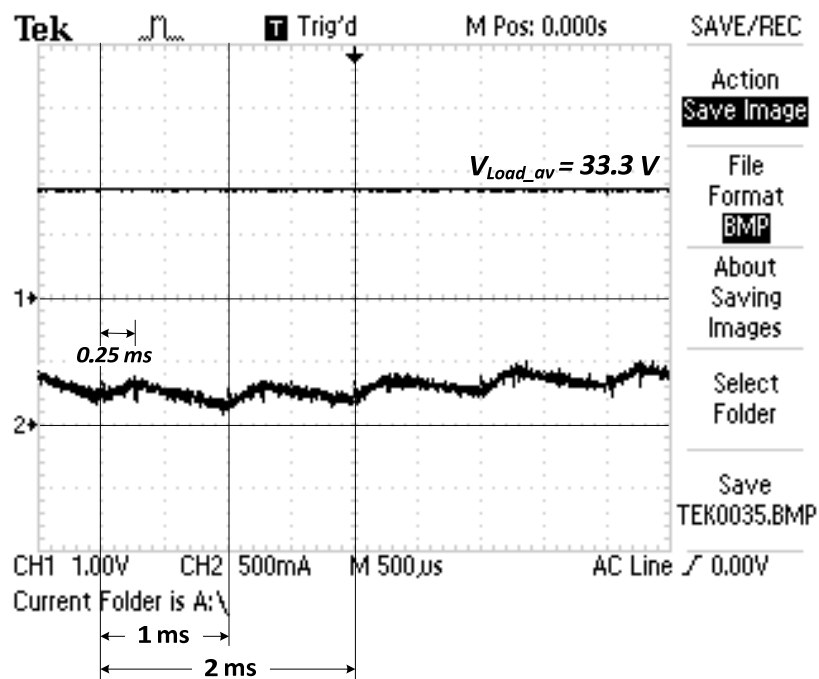
ภาพที่ 4.18 วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ DC Boost Converter

วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทบระดับแรงดันประกอบด้วย 2 ส่วนคือ วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (dsPIC30F2010 Controller Board) และวงจร DC Boost Converter โดยวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบนี้มีโครงสร้างเหมือนกับในวงจร DC Buck Converter ในหัวข้อที่ 4.4

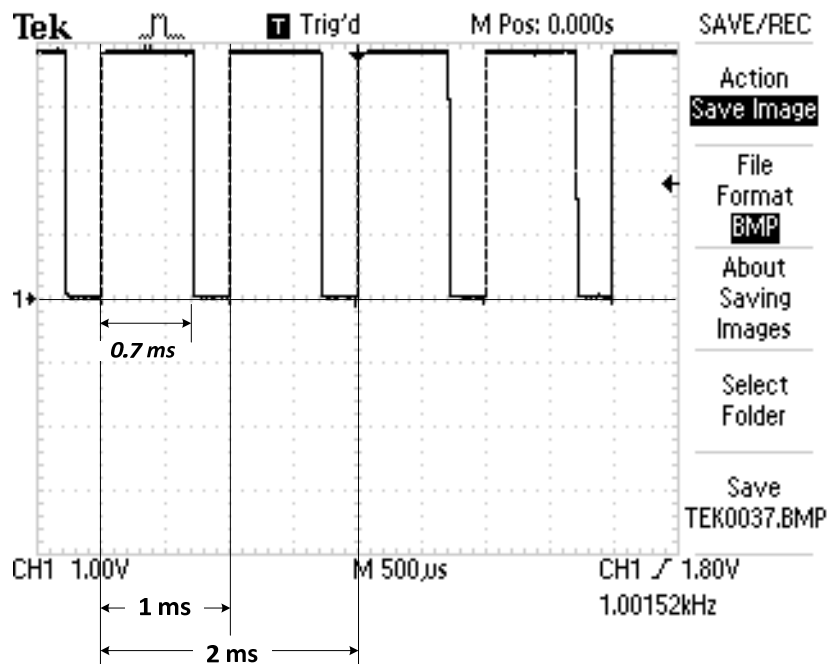
รูปคลื่นสัญญาณจากการทดสอบวงจร DC Boost Converter แสดงในภาพที่ 4.19 ถึงภาพที่ 4.24



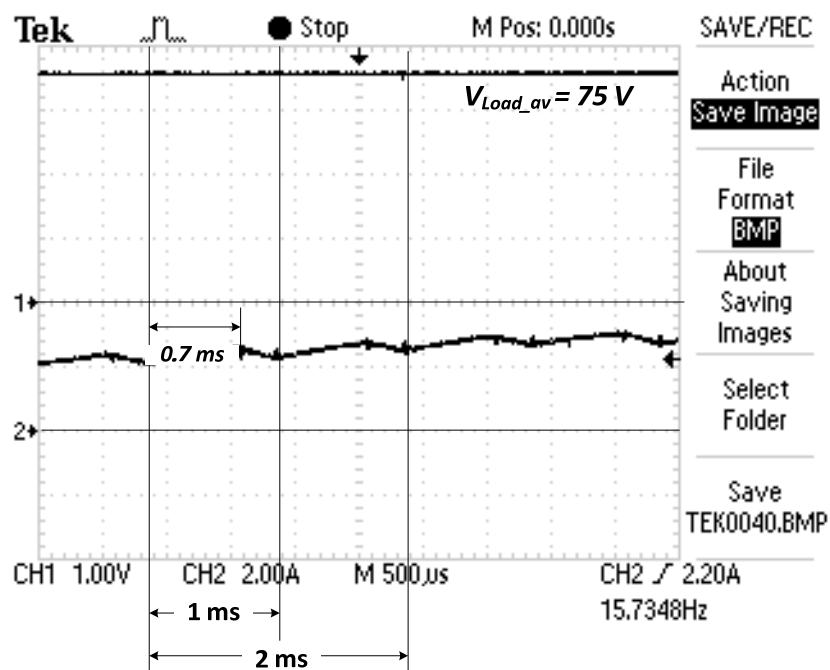
ภาพที่ 4.19 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.18
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25



ภาพที่ 4.20 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load} , I_{Load}) ของวงจร DC Boost Converter
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.25



ภาพที่ 4.21 รูปคลื่นสัญญาณควบคุม V_{GS} ของ Power MOSFET Q1 ในภาพที่ 4.18
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.7



ภาพที่ 4.22 รูปคลื่นแรงดันและกระแสโหลด (V_{Load} , I_{Load}) ของวงจร DC Boost Converter
ขณะค่า Duty Cycle เท่ากับ 0.7

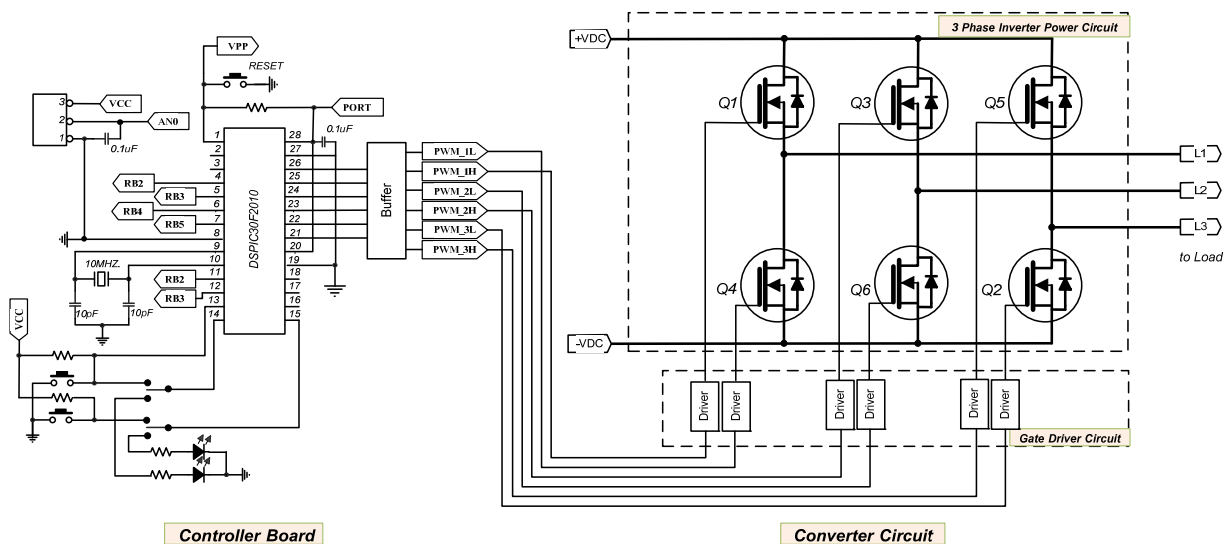
ในการทดลองวงจร DC Buck Converter กำหนดให้แรงดันเข้าเท่ากับ 24 VDC ความถี่สวิตช์ที่ 1 kHz. โดยประมาณ อัตราขยายของตัวตรวจวัดแรงดันและกระแสเป็น 20V/1V และ 1A/1V ตามลำดับ ทั้งนี้จะทดสอบวงจรที่ค่า Duty Cycle ที่ 0.25 และ 0.7

ขณะค่า Duty Cycle ที่ 0.25 รูปคลื่นสัญญาณ V_{GS} และ V_{Load} , I_{Load} ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4.19 และภาพที่ 4.20 ขณะค่า Duty Cycle ที่ 0.7 รูปคลื่นสัญญาณ V_{GS} และ V_{Load} , I_{Load} ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ

จะเห็นว่าเมื่อค่า Duty Cycle มีค่าสูงขึ้นค่าแรงดันเฉลี่ยของวงจรจะมีค่าสูงขึ้น โดยจะมีค่าสูงกว่าแรงดันขาเข้า และค่าเฉลี่ยของกระแสจะสูงขึ้นเช่นกัน ทั้งนี้ผลตอบสนองของสัญญาณจะสอดคล้องกับทฤษฎีและผลการจำลองวงจรดังอธิบายไว้ในบทที่ 2.

4.7 การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180°

วงจร 3 Phase Fundamental Frequency Modulation (FFM) Inverter มีลักษณะของแรงดันขาออกเป็นรูปคลื่น Square wave ดังได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 2 วงจรจะประกอบด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์แบบ Power MOSFET จำนวน 6 ตัวคือเป็น 3 กิ่งวงจรละ 2 ตัวต่ออนุกรมกันดังแสดงในภาพที่ 3.18 โดยสัญญาณที่ใช้ควบคุมอุปกรณ์ทั้ง 6 ตัวดังกล่าว แสดงในภาพที่ 2.40



ภาพที่ 4.23 วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

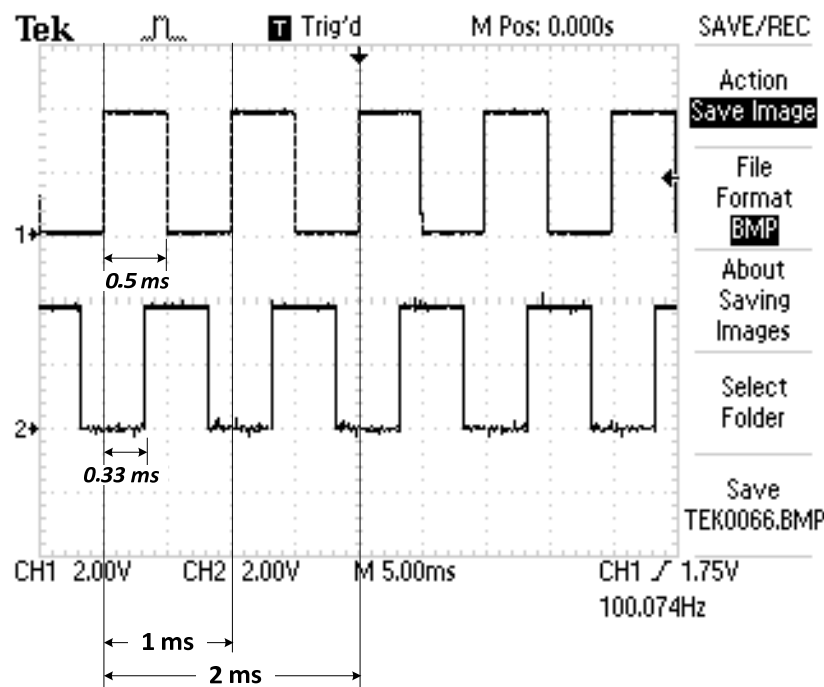
อย่างไรก็ตาม วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจร 3 Phase FFM Inverter ในโครงการนี้จะใช้ dsPIC30F2010 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม ทั้งนี้บอร์ด dsPIC30F2010 จะรับข้อมูลการสร้างสัญญาณควบคุมจากโปรแกรม “3 Phase FFM Inverter 180°” ผ่านโปรแกรม MPLABC30 และ CCS

(Code Composer Studio) เพื่อแปลงเป็น HEX file และส่งผ่านการ์ด ICD2 มาทางพอร์ต USB ทั้งนี้ วงจรทดสอบดังกล่าว แสดงดังภาพที่ 4.23

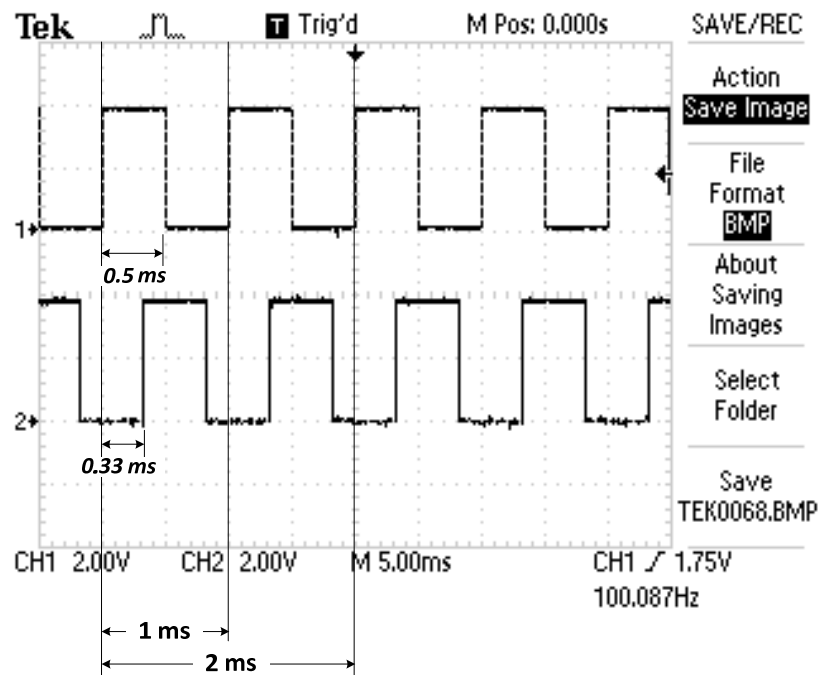
จากภาพที่ 4.23 วงจรทดสอบในส่วนนี้ จะประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนสร้างสัญญาณควบคุม (dsPIC30F2010 Controller Board) และวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส จะประกอบด้วยวงจรร้อย 3 ส่วน ดังนี้

1. วงจร TLP250 ทำหน้าที่เป็นวงจรแยกส่วนสัญญาณด้วย Opto Isolator พร้อมทั้งยกระดับสัญญาณควบคุมให้สูงขึ้น เพียงพอต่อการใช้ขับเคลื่อนของ Power MOSFET ซึ่งเป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งทั้งนี้จะต้องใช้วงจร TLP250 จำนวน 6 วงจร
2. วงจรแปลงพลังงานกำลังไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสใช้ Power MOSFET เบอร์ IRFP460 ซึ่งเป็นแบบ N-Channel ขนาดพิกัดแรงดัน 500V. ทนกระแสสูงสุดได้ 20A. สามารถทำงานสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงได้ จำนวน 6 ตัว

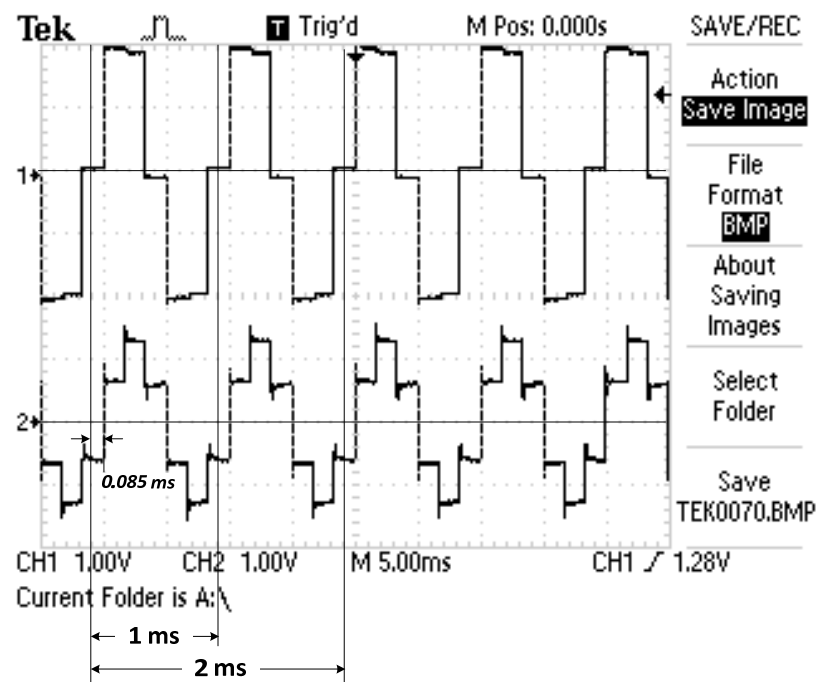
รูปคลื่นสัญญาณควบคุมและแรงดันขาออกจากการทดสอบวงจร 3 Phase FFM Inverter 180° แสดงดังภาพที่ 4.24 ถึงภาพที่ 4.26 ตามลำดับ



ภาพที่ 4.24 รูปคลื่นสัญญาณที่ขาคัด V_{GS} ของสวิตช์ Q1 และ Q3 ในวงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.



ภาพที่ 4.25 รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q3 และ Q5 .วงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.



ภาพที่ 4.26 รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของวงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.

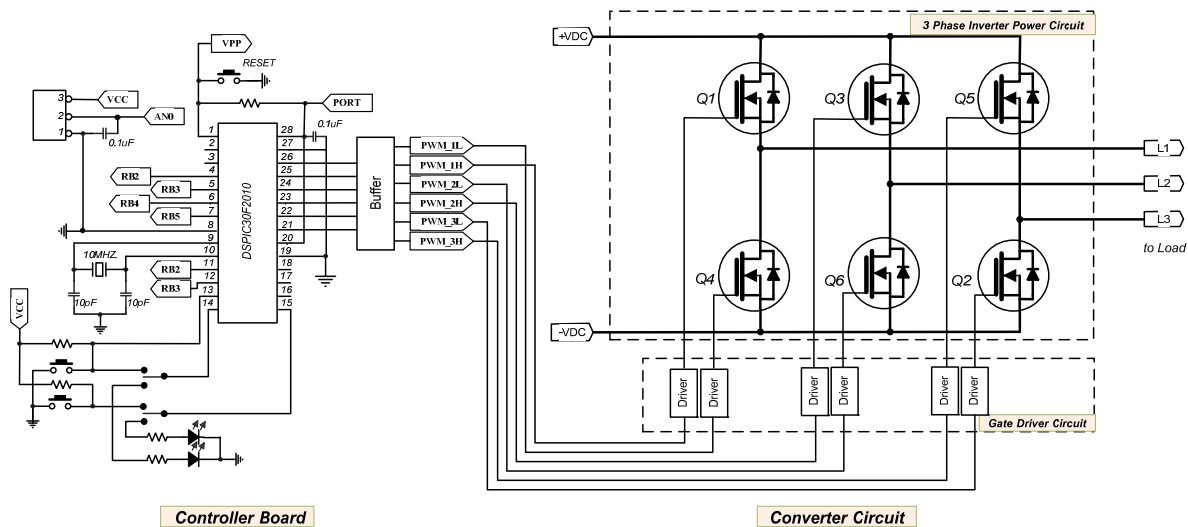
จากภาพที่ 4.24 และ 4.25 จะเห็นว่ารูปคลื่นสัญญาณควบคุมที่ขาเกต (V_{GS}) ของสวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Q1, Q3 และ Q5 จะล่าหลังซึ่งกันและกันอยู่ 120° ไฟฟ้า (ในที่นี้คือ 0.33 ms.) ตาม ซีเกว๊นซ์ของแต่ละเฟสที่สวิตช์นั้นต้องวงจร โดยสัญญาณควบคุมแต่ละสัญญาณมีความกว้าง 180° ไฟฟ้า (ในที่นี้คือ 0.5 ms.) อย่างไรก็ตามสัญญาณควบคุมระหว่างสวิตช์ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ (เช่น Q1 กับ Q4) ซึ่งจะต้องล่าหลังซึ่งกันและกัน (ในที่นี้เป็นสัญญาณแบบ Complimentary) นั้นไม่ได้นำเสนอในภาพ

จากภาพที่ 4.26 จะเห็นว่ารูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของวงจร 3 Phase FFM 180° Inverter มีผลตอบสนองของสัญญาณสอดคล้องกับทฤษฎีและผลการจำลองวงจรดังอธิบายไว้ใน บทที่ 2. โดยแรงดันเฟสล่าหลังแรงดันสายไฟอยู่ 30° ไฟฟ้า (0.085 ms.)

4.8 การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120°

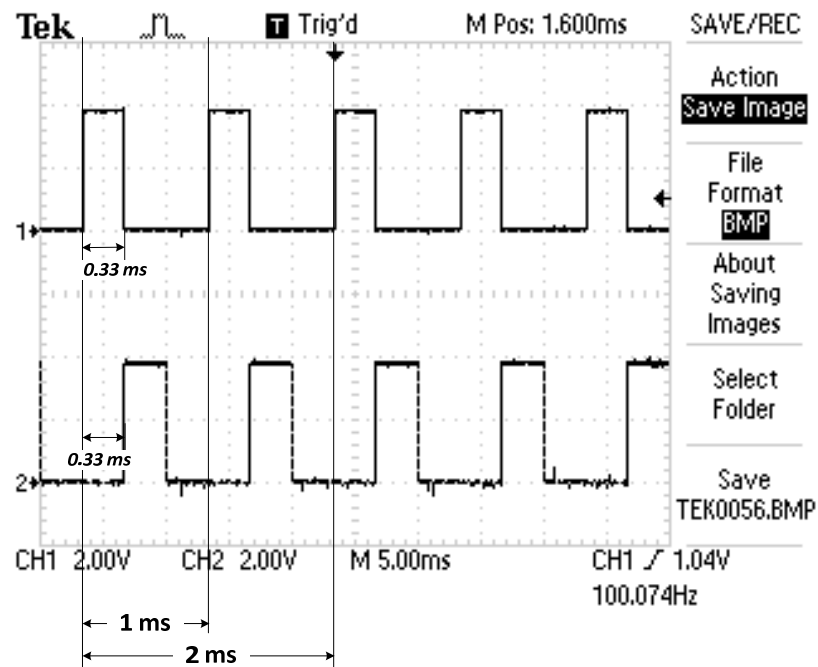
วงจร 3 Phase FFM 120° Inverter มีลักษณะวงจรเหมือนกับแบบ FFM 180° ดังได้อธิบายไว้ แล้วในบทที่ 2 โดยสัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ทั้ง 6 ตัว จะมีรูปคลื่นสัญญาณดังแสดงในภาพที่ 2.45

อย่างไรก็ตาม วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจร 3 Phase FFM Inverter ในโครงการนี้ จะใช้ dsPIC30F2010 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม ทั้งนี้บอร์ด dsPIC30F2010 จะรับข้อมูลการสร้าง สัญญาณควบคุมจากโปรแกรม “3 Phase FFM 120° Inverter” ผ่านโปรแกรม MPLABC30 และ CCS (Code Composer Studio) เพื่อแปลงเป็น HEX file และส่งผ่านการ์ด ICD2 มาทางพอร์ต USB ทั้งนี้ วงจรทดสอบจะเหมือนกับวงจร 3 Phase FFM 180° Inverter ทุกประการ ดังแสดงในภาพที่ 4.27

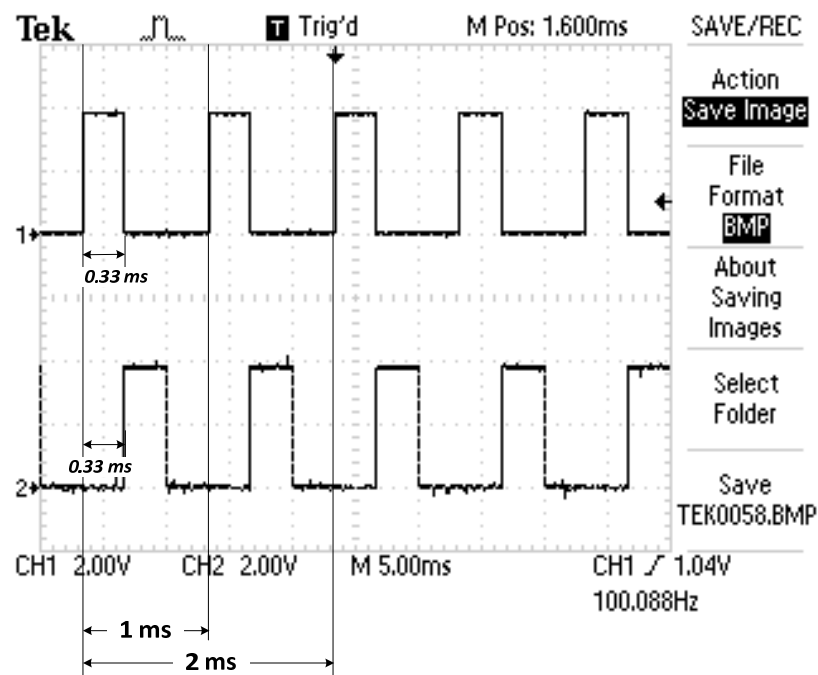


ภาพที่ 4.27 วงจรสำหรับทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

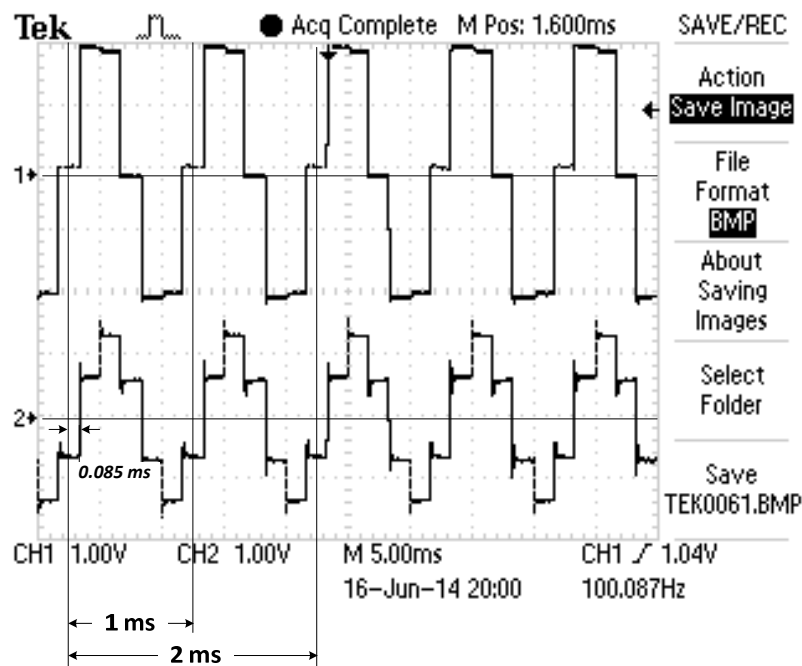
รูปคลื่นสัญญาณควบคุมและแรงดันขาออกจากการทดสอบวงจร 3 Phase FFM Inverter 180° แสดงดังภาพที่ 4.28 ถึงภาพที่ 4.30 ตามลำดับ



ภาพที่ 4.28 รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q1 และ Q3 ในวงจร 3 Phase FFM 120° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.



ภาพที่ 4.29 รูปคลื่นสัญญาณที่ขาเกต V_{GS} ของสวิตช์ Q3 และ Q5 ในวงจร 3 Phase FFM 120° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.



ภาพที่ 4.30 รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออก ของวงจร 3 Phase FFM 120° Inverter ที่ความถี่หลักขาออก 100 Hz.

จากภาพที่ 4.28 และ 4.29 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมที่ขาเกต (V_{GS}) ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Q1, Q3 และ Q5 จะล้าหลังซึ่งกันและกันอยู่ 120° ไฟฟ้า (0.33 ms.) ตามซีเคว้นซ์ของแรงดันเฟส แต่ละเฟสที่สวิตช์นั้นต่ออยู่ในวงจร โดยแต่ละสัญญาณควบคุมมีความกว้าง 120° ไฟฟ้า (0.33 ms.) อย่างไรก็ตามสัญญาณควบคุมระหว่างสวิตช์ที่ต่อเนื่องกันอยู่ (เช่น Q1 กับ Q4) ซึ่งจะล้าหลังซึ่งกันและกัน 180° ไฟฟ้า (หรือเรียกว่าสัญญาณแบบ Complimentary) นั้นไม่ได้นำเสนอในภาพ

จากภาพที่ 4.30 รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของ 3 Phase FFM 120° Inverter มีผลตอบสนองของสัญญาณสอดคล้องกับทฤษฎีและผลการจำลองวงจรดังอธิบายไว้ในบทที่ 2. โดยแรงดันเฟสล้าหลังแรงดันสายไฟอยู่ 30° ไฟฟ้า (0.085 ms.) เช่นกัน

4.9 สรุปการทดสอบ

ผลจากการทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆด้วยการประยุกต์ใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในระบบควบคุมอิเล็กทรอนิกส์กำลังในโครงการนี้ จะเห็นได้ว่าสามารถแปลงผันกำลังไฟฟ้าได้ตรงตามจุดประสงค์ที่ตั้งไว้ ทั้งนี้สามารถใช้ในการเรียนรู้หลักการควบคุมการแปลงผันได้

หลายรูปแบบ และยังสามารถปรับเปลี่ยนตัวแปรต่างๆในการควบคุมระบบได้เช่นกัน โดยการปรับเปลี่ยนในโปรแกรมการสร้างสัญญาณควบคุม

อย่างไรก็ตาม วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในโครงการนี้นับว่ายังไม่สมบูรณ์ เนื่องจากยังมีสัญญาณรบกวนในรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกอยู่บ้าง และยังไม่สามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่สวิตซ์ให้ได้ค่าแม่นยำตามที่กำหนดไว้ได้ เนื่องจากค่าอุปกรณ์ต่างๆที่ได้คำนวณและกำหนดไว้ รวมทั้งการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร อีกทั้งการทดสอบวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในโครงการนี้ยังกระทำที่ระดับแรงดันไม่สูงนัก และค่าความถี่สวิตซ์ที่ใช้ในโครงการจะมีค่าค่อนข้างต่ำ ซึ่งในที่นี้จะเน้นในเรื่องความปลอดภัยของผู้ใช้งานซึ่งเป็นนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้า ซึ่งถ้านำไปใช้งานอื่นๆ เช่นงานวิจัย งานโครงงาน หรือ อื่นๆ ก็สามารถปรับใช้ในระดับแรงดันที่สูงขึ้นได้

บทที่ 5

สรุปผลโครงการและข้อเสนอแนะ

5.1 บทนำ

โครงการวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างชุดต้นแบบการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวลาจริงด้วยระบบสมองกลฝังตัวในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าสำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทั้งนี้โดยการประยุกต์ใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing Board) เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆ ที่น่าสนใจ เช่น วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง แบบ DC Buck Converter และแบบ DC Boost Converter วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ Fundamental Frequency Modulation (FFM) Inverter ทั้งแบบ 180° Conduction และแบบ 120° Conduction

กระบวนการทั้งหมดของโครงการ สามารถจำแนกได้เป็นขั้นตอน ดังนี้

1. การออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ซึ่งส่วนนี้จะแบ่งออกได้เป็น 4 วงจร ซึ่งเป็นโครงสร้างหลักที่ใช้ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆ ในโครงการนี้
2. การออกแบบและสร้างวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส (Controlled Rectifier) วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง (DC Converter) และวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยจะใช้ Thyristor เบอร์ 5P4M ของบริษัท NEC Corp. สำหรับวงจรเรียงกระแส และจะใช้ Power MOSFET เบอร์ IRFP460 ของบริษัท International Rectifier Inc. ทำงานที่ความถี่สวิตช์ที่ประมาณ 1 kHz. สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง และวงจรอินเวอร์เตอร์

อย่างไรก็ตาม วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโครงการ สามารถยืดหยุ่นต่อการใช้ในการทดลองในห้องปฏิบัติการ จึงออกแบบให้สามารถเลือกการต่อวงจรได้ตามความต้องการ

3. การออกแบบและสร้างวงจรแยกส่วนและยกระดับสัญญาณควบคุม เพื่อให้สัญญาณควบคุมที่สร้างขึ้นจาก dsPIC30F2010 Controller Board มีระดับแรงดันเหมาะสมต่อการใช้ขั้วเกตของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า พร้อมทั้งมีการแยกส่วนสัญญาณควบคุมสำหรับสวิตช์แต่ละตัว เนื่องจากสวิตช์แต่ละตัวมีจุดเทียบสัญญาณคนละจุดกันกับจุดกราวด์ของวงจรสร้างสัญญาณ

4. การออกแบบ และการสร้างวงจรสร้างสัญญาณควบคุม เป็นการประยุกต์ใช้ชิปประมวลผลสัญญาณรุ่น dsPIC30F2010 ของบริษัท MICROCHIP INC. ซึ่งเป็นชิปประมวลผลสัญญาณของระบบสมองกลฝังตัวที่มีราคาถูก หาซื้อได้ง่ายภายในประเทศ มาประกอบเป็นบอร์ดควบคุมสัญญาณ ซึ่งทำให้นักศึกษาที่ใช้ชุดทดลองนี้เห็นได้ว่าสามารถสร้างเองได้ง่าย ไม่จำเป็นต้องใช้บอร์ดสำเร็จรูปจากต่างประเทศ
5. การทดสอบในโครงการวิจัย แบ่งออกเป็น การทดสอบสัญญาณใน 6 วงจรคือ
 - การทดสอบสัญญาณควบคุมจากวงจรสร้างสัญญาณ
 - การทดสอบการทำงานของวงจรเรียงกระแส
 - การทดสอบของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทอนระดับ
 - การทดสอบของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบทบระดับ
 - การทดสอบของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180° Conduction
 - การทดสอบของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120° Conduction

5.2 สรุปผลโครงการวิจัย

โครงการนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและสร้างชุดต้นแบบการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวลาจริงด้วยระบบสมองกลฝังตัวในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าสำหรับการเรียนรู้ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยการประยุกต์ใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing Board) เพื่อให้เหมาะสมต่อการใช้ในการปฏิบัติการทดลองการแปลงผันกำลังไฟฟ้าในวิชาปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังของนักศึกษาปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ ซึ่งบอร์ดควบคุมในโครงการจะเป็นการประยุกต์ใช้ชิปประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบพื้นฐาน ที่สามารถหาซื้อได้ในตลาดสินค้าอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปในการสร้างวงจร ส่วนวงจรภาคกำลังมีทั้งวงจรเรียงกระแส วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ DC Boost Converter แบบ DC Boost Converter วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180° และ FFM 120° Conduction อย่างไรก็ตาม ทุกวงจรในโครงการจะต้องถูกนำไปจำลองเพื่อหาสภาวะการทำงานของวงจรเสียก่อน ด้วยซอฟต์แวร์ PSIM (demo Version) ของบริษัท POWER SIM TECH. Inc. เสียก่อน ที่จะทำการสร้างวงจรและระบบจริง

การออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงการ นำเสนอการประยุกต์ใช้ระบบ Embedded System ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น dsPIC30F2010 ของบริษัท Microchip Inc. เป็นส่วนประมวลผลและสร้างสัญญาณควบคุมระบบ วงจรภาคกำลังมี 3 วงจรหลัก สามารถใช้ศึกษาวงจรได้ 5 รูปแบบลักษณะงาน โดยวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงในโครงการ สามารถใช้ศึกษาวงจรแปลงผัน

ไฟตรงได้ทั้งแบบทอนระดับแรงดัน แบบทบระดับแรงดัน ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สามารถใช้ศึกษาได้ทั้งแบบ FFM 180° และ FFM 120° Conduction

โดยสรุป จะเห็นได้ว่าผลการทดสอบระบบควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่สร้างขึ้นในโครงการวิจัยนี้ สามารถทำงานได้ถูกต้องตามต้องการ และสามารถใช้ในการศึกษาเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังของนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้า ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรได้เป็นอย่างดี

5.3 ข้อเสนอแนะ

จากการทดสอบประสิทธิภาพในการทำงานของระบบควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในโครงการวิจัยนี้โดยละเอียด คณะผู้วิจัยพบว่า ยังมีข้อบกพร่องและที่ปัญหาบางประการที่ยังเกิดขึ้นอยู่บ้าง และสมควรได้รับการแก้ไขข้อบกพร่องนี้ในโครงการวิจัยในอนาคต ดังนี้

- 5.3.1 เนื่องจากโครงการวิจัยนี้ให้ความสนใจต่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบพื้นฐานเท่านั้น ซึ่งจะเห็นว่าสามารถใช้ศึกษาวงจรต่างๆในโครงการได้ตามต้องการ ซึ่งชิปประมวลผลสัญญาณดิจิทัล dsPIC30F2010 ที่ใช้ในโครงการเป็นแบบพื้นฐานสามารถหาซื้อได้ในตลาดสินค้าอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป แต่ถ้าหากต้องการประยุกต์ใช้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังขนาดใหญ่ หรือที่มีการควบคุมซับซ้อน ควรเลือกใช้ชิปประมวลผลสัญญาณที่มีประสิทธิภาพสูงกว่านี้
- 5.3.2 เนื่องจากระบบควบคุมในโครงการเป็นการแยกส่วนกันระหว่างวงจรควบคุมและวงจรภาคกำลัง ดังนั้นในอนาคตยังสามารถเปลี่ยนแปลงระบบควบคุมและวิธีการควบคุมระบบได้ง่าย โดยการเปลี่ยนชิปประมวลผลสัญญาณ หรือเปลี่ยนบอร์ดควบคุมได้ตามต้องการ เช่นบอร์ดประมวลผลสำเร็จรูปที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะเช่นบอร์ด Delfino รุ่น C2000 ของบริษัท Spectrum Digital Inc. ที่ใช้ชิปประมวลผลสัญญาณของ Texas Instrument เบอร์ TMS30F28335 หรือเลือกใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสำเร็จรูป รุ่น Rapid STM32 หรือ Waijung ของบริษัท Aimage จำกัด ที่ใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ รุ่น Arm7 เป็นต้น ซึ่งเป็นบอร์ดที่มีความสามารถในการเชื่อมต่อการทำงานร่วมกันระหว่างบอร์ดประมวลผลกับโปรแกรม MATLAB/Simulink ในการประยุกต์สร้างสัญญาณ

- 5.3.3 โครงการวิจัยนี้ยังสามารถพัฒนาต่อเนื่องไปได้อีกในหลายรูปแบบตามต้องการ เช่นเปลี่ยนแปลงการประยุกต์ใช้ของบอร์ดควบคุมแบบสมองกลฝังตัว ดังได้กล่าวแล้วในหัวข้อ 5.3.2 หรือการพัฒนาระบบควบคุมให้เป็นแบบระบบวงปิด เป็นต้น นอกจากนี้ ยังต้องได้รับการพัฒนาด้านเอกสารประกอบการใช้งาน เพื่อให้เหมาะสมสำหรับการศึกษาของนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้าต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์เศรษฐ์ “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2550.
- [2] วันชัย ทรัพย์สิงห์ “เอกสารประกอบการสอนวิชา อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic)” คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี 2552.
- [3] สุวัฒน์ ดัน “หลักการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย” ซีเอ็ดดูเคชั่น 2545.
- [4] Mohamad H Rashid “Power Electronics: Circuit, Devices and Applications” Prentice Hall Inc. 3rd edition, 2004.
- [5] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications and Designs”, John Wiley & Sons, 3rd edition, 2003.
- [6] Danial W. Hart “Introduction to Power Electronic” Prentice Hall International Inc., 1997.
- [7] A. Ahmed “Power Electronics for Technology”, Prentice Hall Inc., 1999.
- [8] N. Mohan “First Course on Power Electronics and Drives” MNPERE Publishing, University of Minnesota, USA.
- [9] O.P. Arora “Power Electronics Laboratory; Theory, Practice and Organization” NAROSA Series in Power and Energy Systems, Alpha Science International Ltd., 2007
- [10] “Power Converter Control using dsPIC30F Family” Application Note จาก Website: <http://www.microchip.com>
- [11] ข้อมูล “ETH Zurich Converter Lab” จาก Website: <http://mpec.at/en/converterlab-2/>
- [12] ข้อมูล “DSP based, Software Reconfigurable Laboratory to Nationally Revitalize Electric Drives and Power Electronic Curricula, University of Minnesota” จาก Website : http://www.ece.umn.edu/groups/power/labs/pe/pe_sch.pdf และข้อมูลเพิ่มเติมจาก Website: http://www.ece.umn.edu/groups/power/mat_lab.html
- [13] ข้อมูลการใช้งานตัวตรวจวัดกระแส “Current Transducer LTS 25-NP datasheet” จากเว็บไซต์: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/181152/LEM/LTS25-NP.html>

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร

5 A (8 Ar.m.s.) THYRISTOR

The 5P4M and 5P6M are a P gate all diffused mold type Thyristor granted 5 A On-state Average Current ($T_c = 103^\circ\text{C}$). <R>

PACKAGE DRAWING (Unit: mm)

FEATURES

- Easy installation by TO-220AB package.
- 80 A surge current.

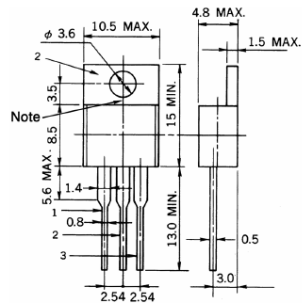
<R> • High Voltage.

: $V_{DRM}, V_{RRM} = 400\text{ V}$ (5P4M)

: $V_{DRM}, V_{RRM} = 600\text{ V}$ (5P6M)

APPLICATIONS

- Motor speed control for household appliance.
- Temperature control for heater and constant temperature box.
- Constant voltage power source and battery charger.
- Automotive application such as regulator.
- Various solid state relay etc.



Pin Connection

1. Cathode
2. Anode
3. Gate

Standard weight: 2 g

Note T_c test point

The information in this document is subject to change without notice. Before using this document, please confirm that this is the latest version.
Not all products and/or types are available in every country. Please check with an NEC Electronics sales representative for availability and additional information.

Document No. G15291EJ3V0DS00 (3rd edition)
(Previous No. SC-1030)
Date Published July 2006 NS CP(K)
Printed in Japan

© NEC Electronics Corporation 1985, 2006

The mark <R> shows major revised points.

The revised points can be easily searched by copying an "<R>" in the PDF file and specifying it in the "Find what:" field.

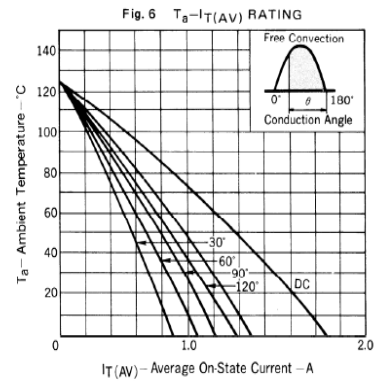
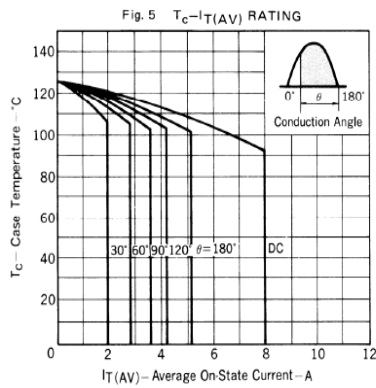
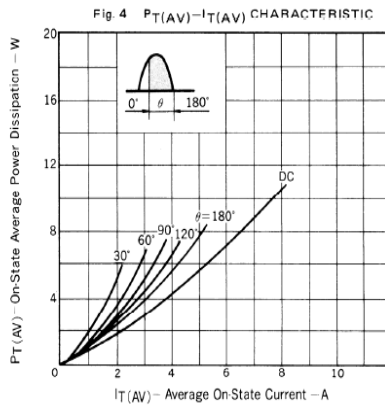
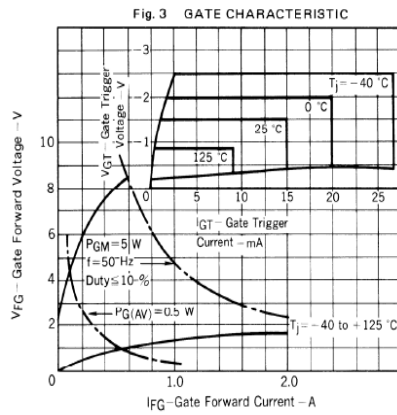
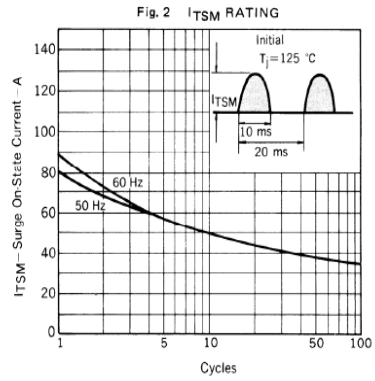
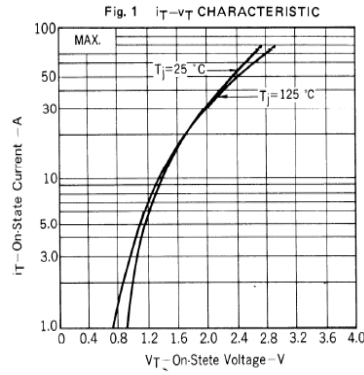
<R> MAXIMUM RATINGS

CHARACTERISTICS	SYMBOL	5P4M	5P6M	UNIT	REMARK
Non-repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RSM}	500	700	V	–
Non-repetitive Peak Off-state Voltage	V_{DSM}	500	700	V	–
Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	400	600	V	–
Repetitive Peak Off-state Voltage	V_{ORM}	400	600	V	–
Average On-state Current	$I_{T(AV)}$	5 ($T_c = 103^\circ\text{C}$, $\theta = 180^\circ$, Single phase half wave)		A	See Fig. 5
Effective On-state Current	$I_{T(RMS)}$	8		A	
Surge On-state Current	I_{TSM}	80 (f = 50 Hz, sine half wave, 1 cycle) 88 (f = 60 Hz, sine half wave, 1 cycle)		A	See Fig. 2
Fusing Current	I^2t	28 (1 ms $\leq t \leq 10$ ms)		A ² s	–
Critical Rate Rise of On-state Current	dI_T/dt	50		A/ μs	–
Peak Gate Power Dissipation	P_{GM}	5 (f ≥ 50 Hz, Duty $\leq 10\%$)		W	See Fig. 3
Average Gate Power Dissipation	$P_{G(AV)}$	0.5		W	
Peak Gate Forward Current	I_{FGM}	2 (f ≥ 50 Hz, Duty $\leq 10\%$)		A	–
Peak Gate Reverse Voltage	V_{RGM}	10		V	–
Junction Temperature	T_j	–40 to +125		$^\circ\text{C}$	–
Storage Temperature	T_{stg}	–55 to +150		$^\circ\text{C}$	–

<R> ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

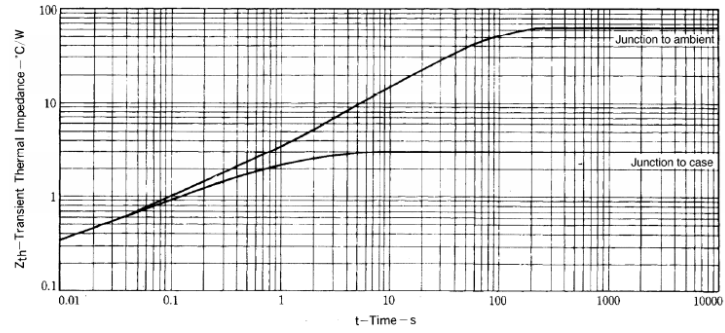
CHARACTERISTICS	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	REMARK
Repetitive Peak Reverse Current	I_{RRM}	$V_{RM} = V_{RRM}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	–	–	100	μA	–
			$T_J = 125^{\circ}\text{C}$	–	–	2	mA	–
Repetitive Peak Off-state Current	I_{ORM}	$V_{DM} = V_{ORM}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	–	–	100	μA	–
			$T_J = 125^{\circ}\text{C}$	–	–	2	mA	–
Critical Rate Rise of Off-state Voltage	dV_o/dt	$V_{DM} = 2/3 V_{ORM}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$		–	40	–	$\text{V}/\mu\text{s}$	–
On-state Voltage	V_{TM}	$I_{TM} = 10\text{ A}$		–	–	1.4	V	See Fig. 1
Gate-trigger Current	I_{GT}	$V_{DM} = 6\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$		–	–	10	mA	See Fig. 3
Gate-trigger Voltage	V_{GT}	$V_{DM} = 6\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$		–	–	1.5	V	
Gate Non-trigger Voltage	V_{GD}	$V_{DM} = 1/2 V_{ORM}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$		0.2	–	–	V	
Holding Current	I_H	$V_{DM} = 24\text{ V}$, $I_{TM} = 10\text{ A}$		–	6	–	mA	–
Circuit Commuted Turn-off Time	t_q	$I_{TM} = 5\text{ A}$, $V_R \geq 25\text{ V}$ $V_{DM} = 2/3 V_{ORM}$, $dI_R/dt = 15\text{ A}/\mu\text{s}$ $dV_o/dt = 10\text{ V}/\mu\text{s}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$		–	50	–	μs	–
Thermal Resistance	$R_{\theta(j-c)}$	Junction to case DC		–	–	3	$^{\circ}\text{C/W}$	See Fig. 7
	$R_{\theta(j-a)}$	Junction to ambient DC		–	–	65	$^{\circ}\text{C/W}$	

TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)



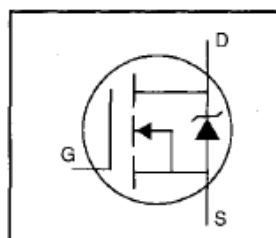
<R>

Fig. 7 Z_{th} CHARACTERISTIC



HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 500V$$

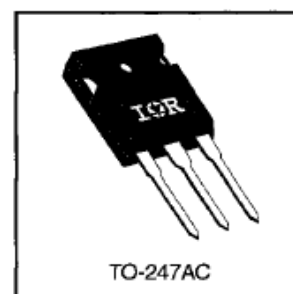
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

IRFP460



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

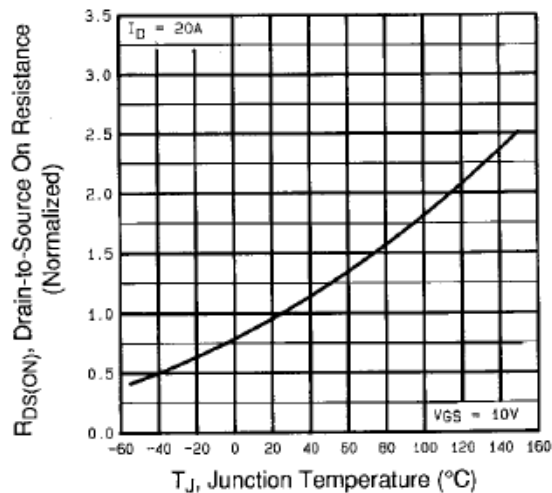
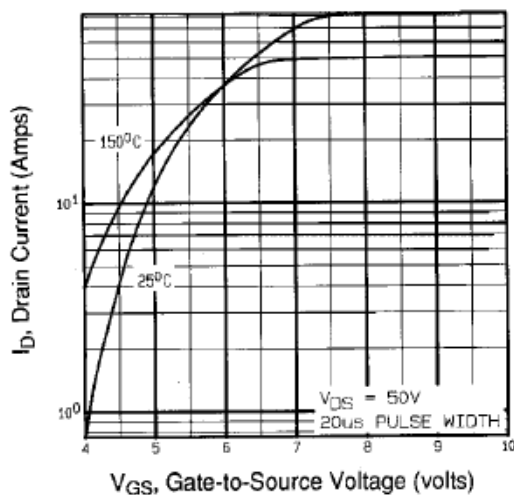
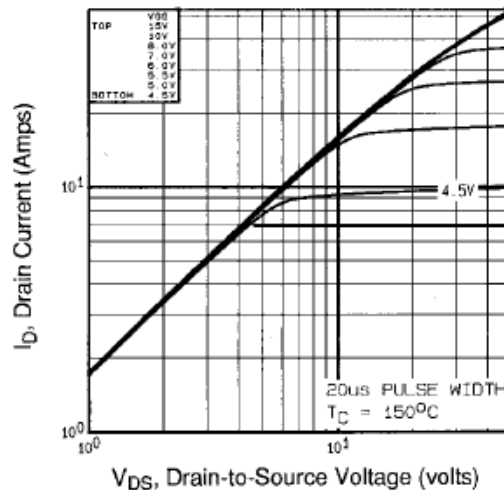
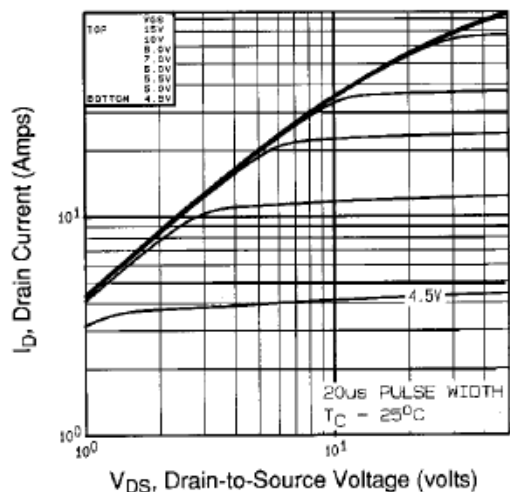
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V$, $I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V$, $I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V$, $I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V$, $V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V$, $V_{GS}=0V$, $T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=20A$, $V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



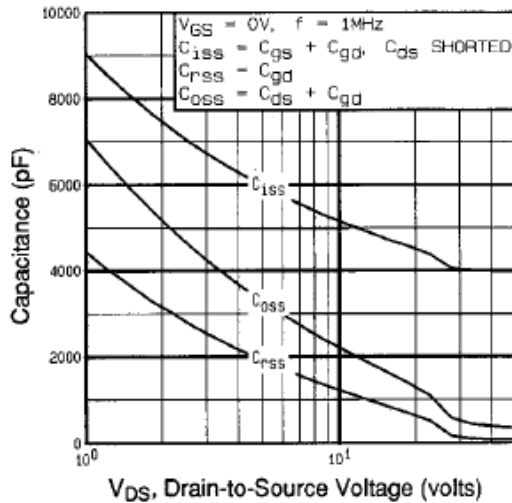


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

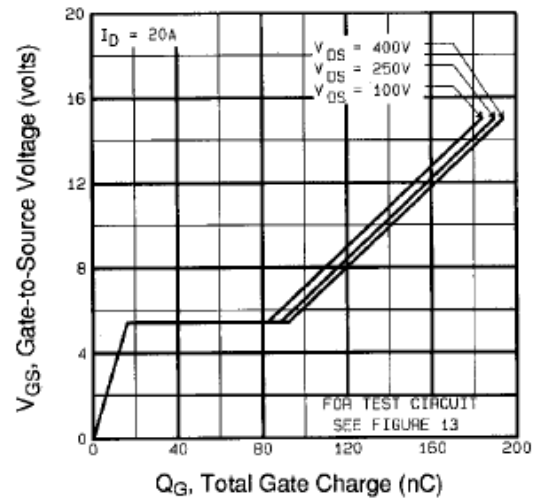


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

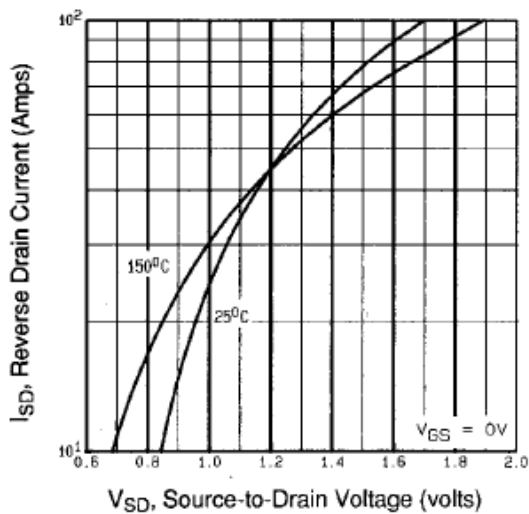


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

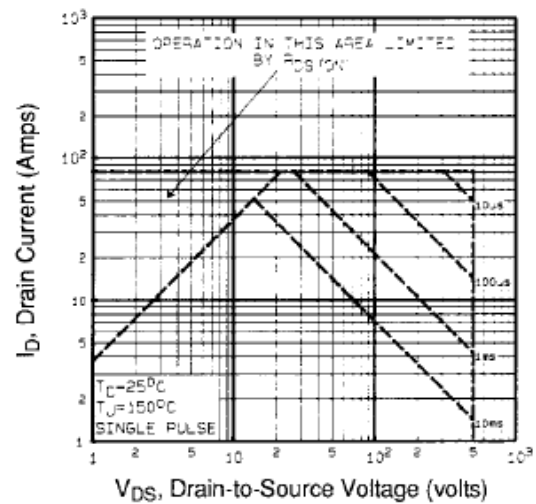


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

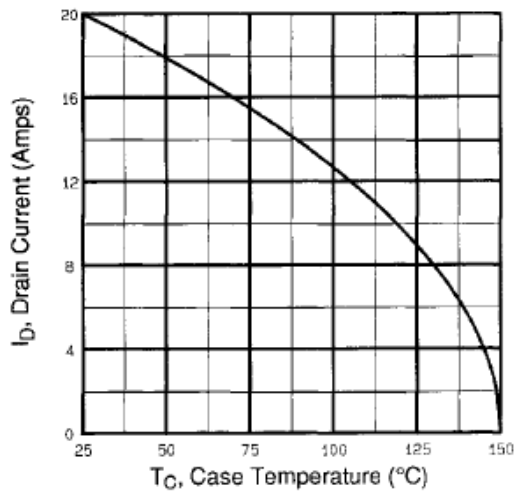


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

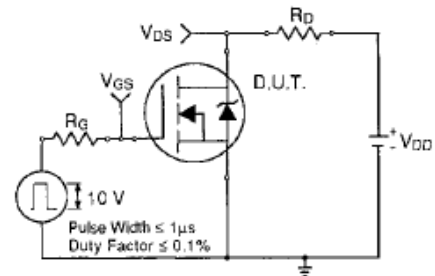


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

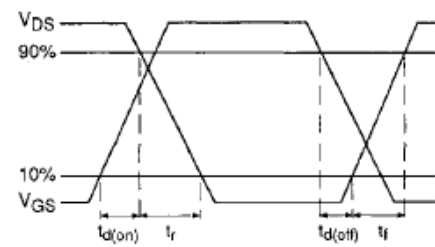


Fig 10b. Switching Time Waveforms

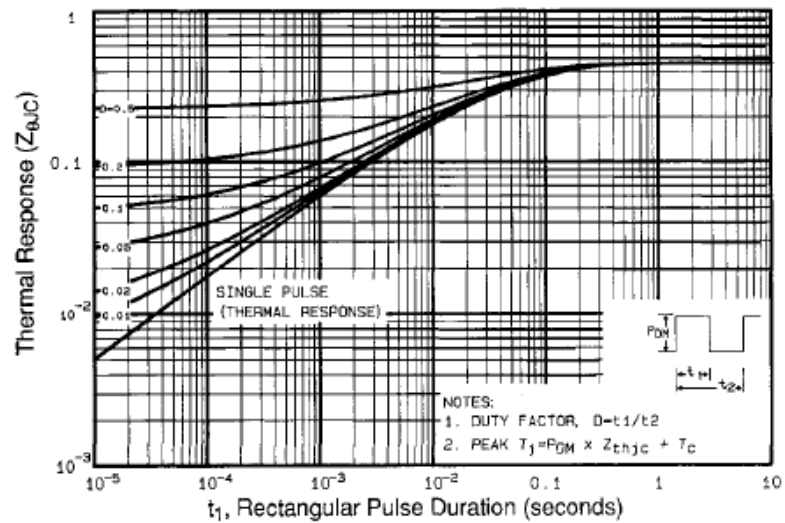


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

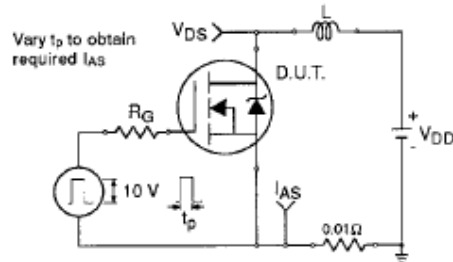


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

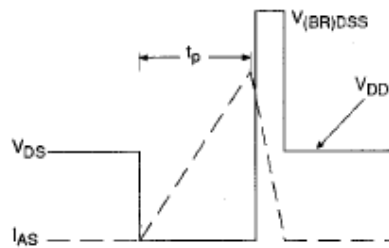


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

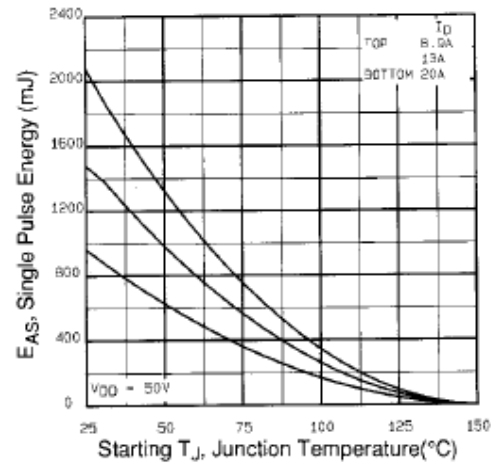


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

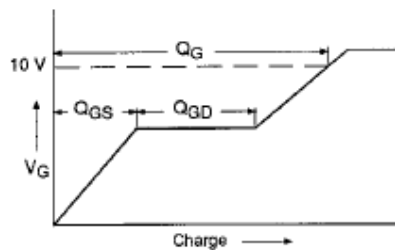


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

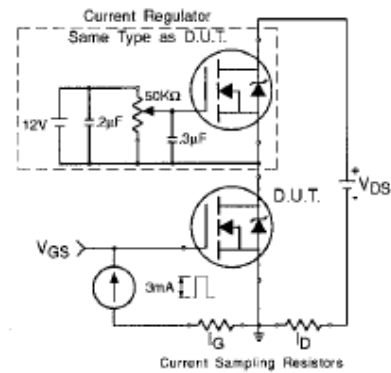


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

**International
IR Rectifier**

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.1 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 5,000 per bag
- Available Tape and Reeled, 1500 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band
- Marking: U420, U460



MUR420
MUR460

MUR420 and MUR460 are
Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST
RECTIFIERS
4.0 AMPERES
200-600 VOLTS



CASE 267-03
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR		Unit
		420	460	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 1)	$I_F(AV)$	4.0 @ $T_A = 80^\circ\text{C}$	4.0 @ $T_A = 40^\circ\text{C}$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half wave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	125	70	Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 1	$^\circ\text{C/W}$
---	-----------------	------------	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 3.0$ Amps, $T_J = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 3.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$) ($I_F = 4.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.710 0.875 0.890	1.05 1.25 1.28	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	150 5.0	250 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $i_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	t_{rr}	35 25	75 50	ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ μs , Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	25	50	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

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

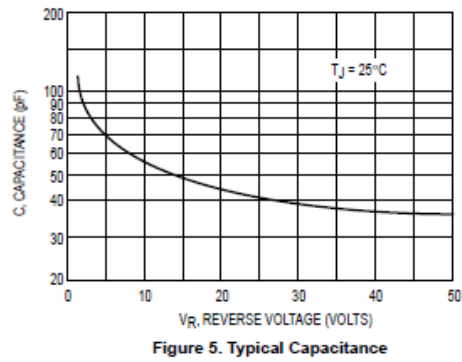
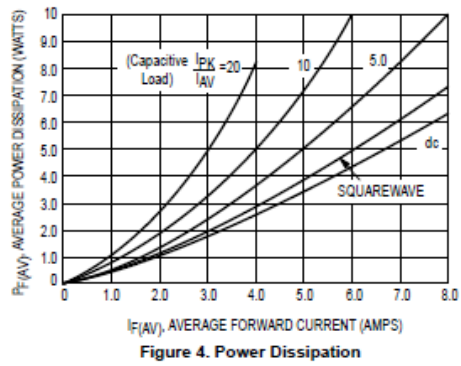
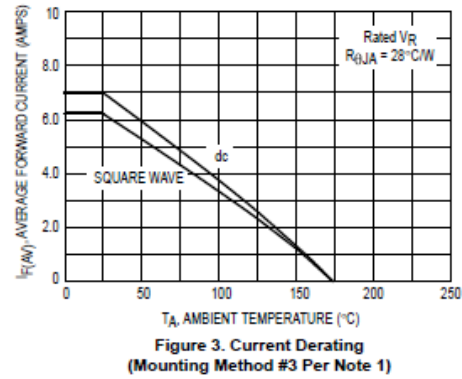
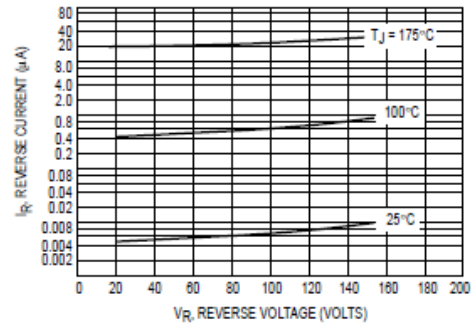
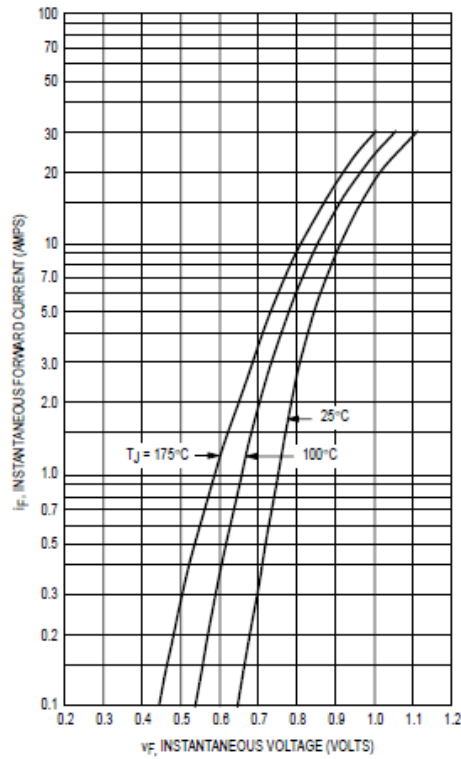
Rev 3

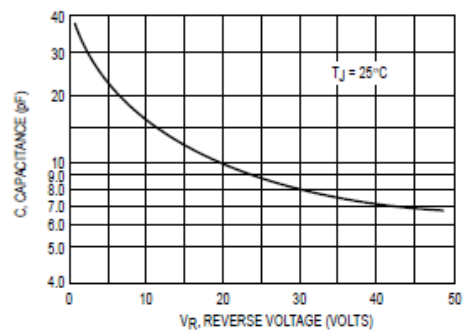
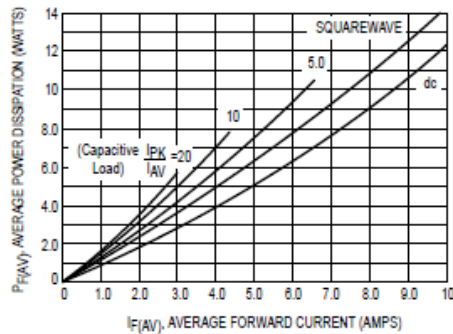
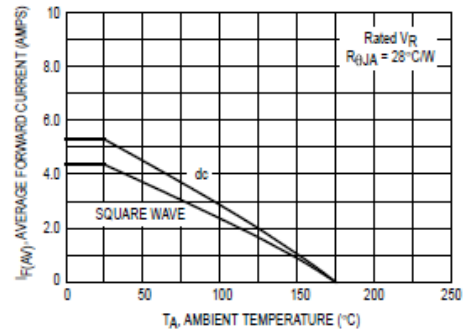
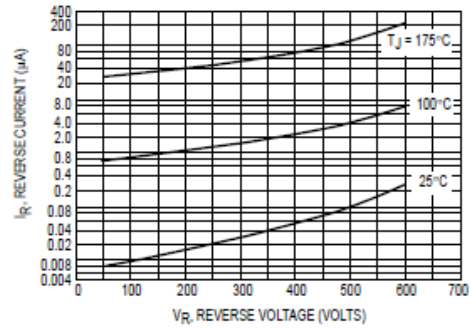
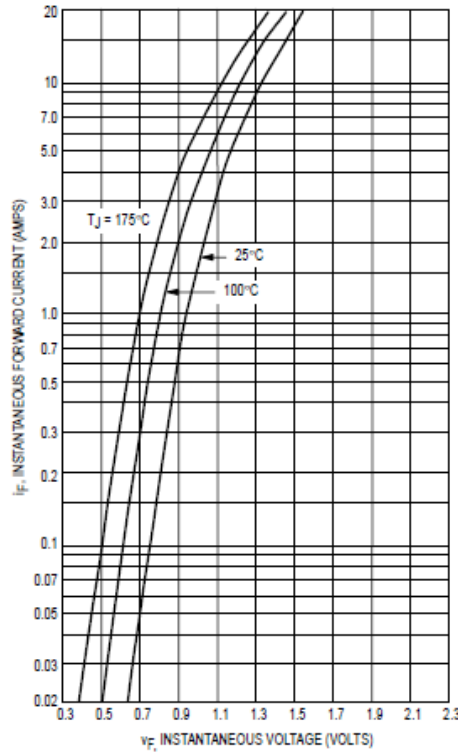
© Motorola, Inc. 1996



MUR420 MUR460

MUR420





NOTE 1 — AMBIENT MOUNTING DATA

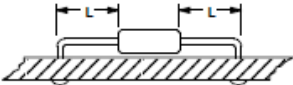
Data shown for thermal resistance junction-to-ambient ($R_{\theta JA}$) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

Mounting Method		Lead Length, L (IN)				Units
		1/8	1/4	1/2	3/4	
1	$R_{\theta JA}$	50	51	53	55	$^{\circ}\text{C/W}$
2		58	59	61	63	$^{\circ}\text{C/W}$
3		28				$^{\circ}\text{C/W}$

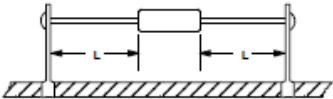
MOUNTING METHOD 1

P.C. Board Where Available Copper Surface area is small.



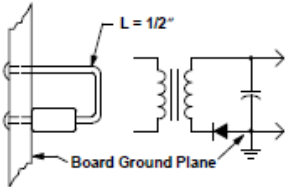
MOUNTING METHOD 2

Vector Push-In Terminals T-28

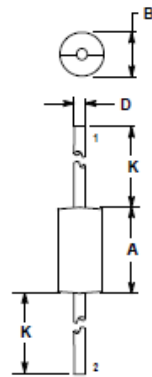


MOUNTING METHOD 3

P.C. Board with 1-1/2" x 1-1/2" Copper Surface



PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1992.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.375	0.380	9.40	9.65
B	0.190	0.210	4.83	5.33
D	0.045	0.050	1.12	1.25
K	1.000	—	25.40	—

STYLE 1:
 PIN 1: CATHODE
 PIN 2: ANODE

CASE 267-03
 ISSUE C

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: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500\text{V}_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type

VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823

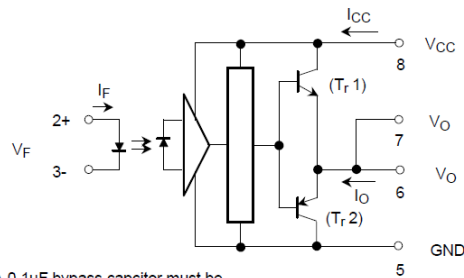
Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}

Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

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

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
- Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

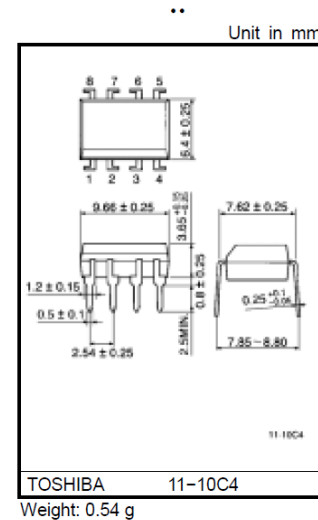
Schmatic



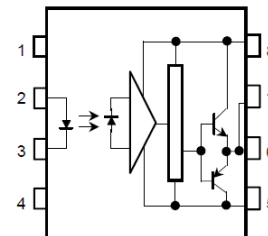
A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On



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}

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 ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15\text{kHz}$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15\text{kHz}$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A
	Output voltage	V_O	35	V
			24	
	Supply voltage	V_{CC}	35	V
			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) (Note 4)		T_{sol}	260	°C
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)		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: It is 2 mm or more from a lead root.

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

Note 6: 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 (Note 7)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70	°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Cir-cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Input forward voltage		V_F	—	$I_F = 10 \text{ mA}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		1.6	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage		$\Delta V_F / \Delta T_a$	—	$I_F = 10 \text{ mA}$	—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current		I_R	—	$V_R = 5 \text{ V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		—	10	μA
Input capacitance		C_T	—	$V = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	45	250	pF
Output current	"H" level	I_{OPH}	3	$V_{CC} = 30 \text{ V}$ (*1)	$I_F = 10 \text{ mA}$ $V_{8-6} = 4 \text{ V}$	-0.5	-1.5	A
	"L" level	I_{OPL}	2		$I_F = 0$ $V_{8-5} = 2.5 \text{ V}$	0.5	2	
Output voltage	"H" level	V_{OH}	4	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$, $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200 \Omega$, $I_F = 5 \text{ mA}$	11	12.8	—	V
	"L" level	V_{OL}	5	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$, $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200 \Omega$, $V_F = 0.8 \text{ V}$	—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I_{CCH}	—	$V_{CC} = 30 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	7	—	mA
				$V_{CC} = 30 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$	—	—	11	
	"L" level	I_{CCL}	—	$V_{CC} = 30 \text{ V}$, $I_F = 0 \text{ mA}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	7.5	—	
				$V_{CC} = 30 \text{ V}$, $I_F = 0 \text{ mA}$	—	—	11	
Threshold input current	"Output L→H"	I_{FLH}	—	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$, $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200 \Omega$, $V_O > 0 \text{ V}$	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	I_{FHL}	—	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$, $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200 \Omega$, $V_O < 0 \text{ V}$	0.8	—	—	V
Supply voltage		V_{CC}	—		10	—	35	V
Capacitance (input-output)		C_S	—	$V_S = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R_S	—	$V_S = 500 \text{ V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ $R.H. \leq 60\%$	1×10^{12}	10^{14}	—	Ω

* All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$ (*1): Duration of I_O time $\leq 50 \mu\text{s}$

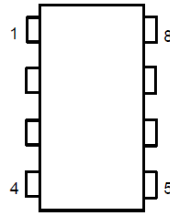
Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Cir- cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t _{pLH}	6	I _F = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t _{pHL}			—	0.15	0.5	
Output rise time		t _r			—	—	—	
Output fall time		t _f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output		C _{MH}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, T _a = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output		C _{ML}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, T _a = 25°C	5000	—	—	V / μs

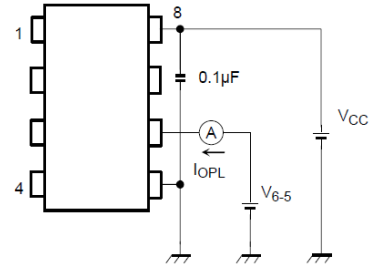
* All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs .

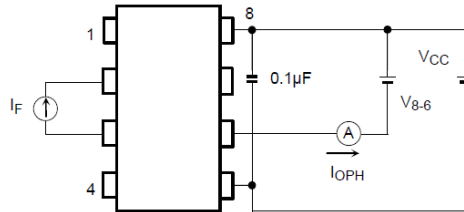
Test Circuit 1 :



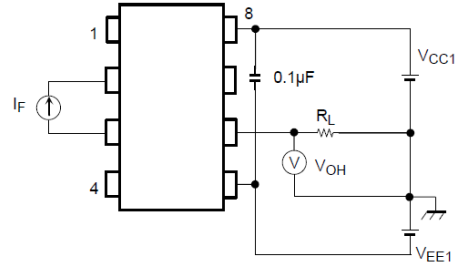
Test Circuit 2 : IOPL



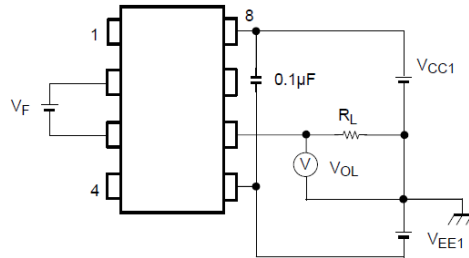
Test Circuit 3 : IOPH



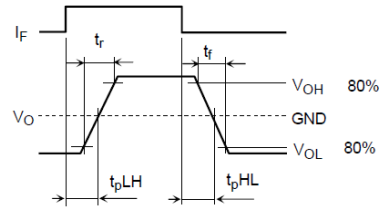
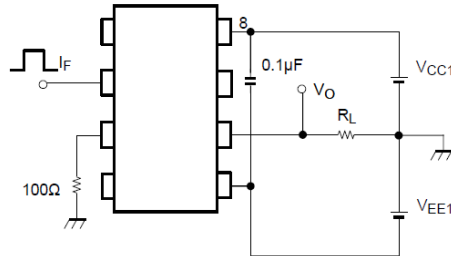
Test Circuit 4 : VOH



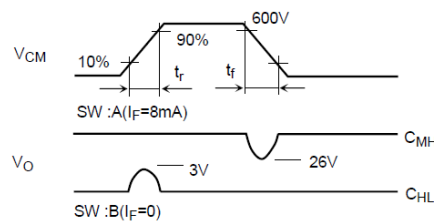
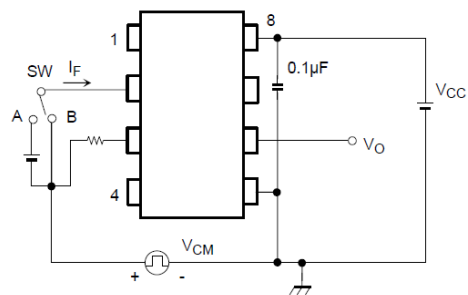
Test Circuit 5 : VOL



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



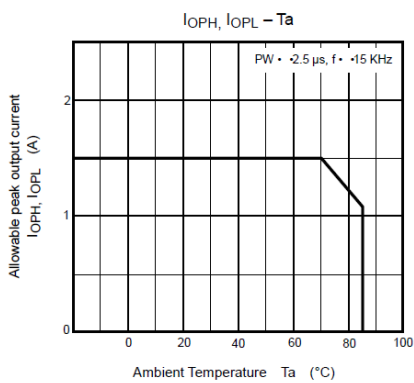
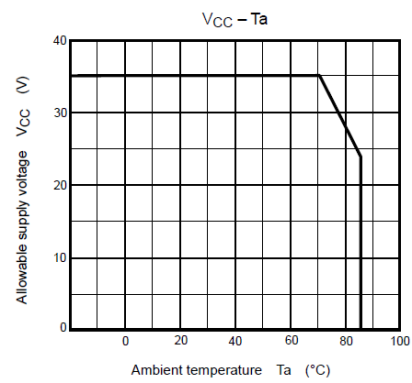
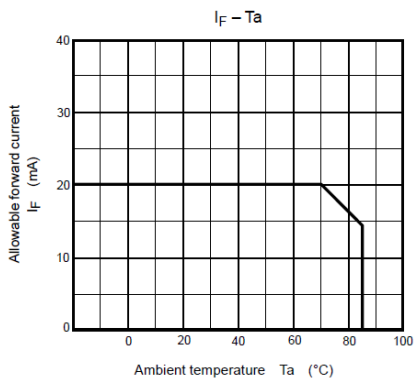
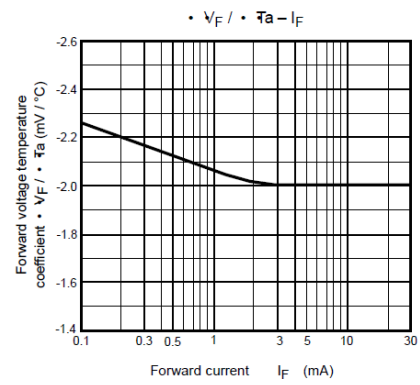
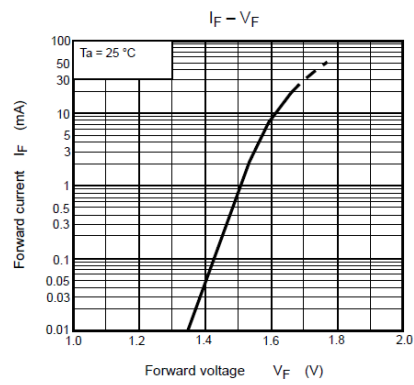
Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



$$C_{ML} = \frac{480 \text{ (V)}}{t_r \text{ (}\mu\text{s)}}$$

$$C_{MH} = \frac{480 \text{ (V)}}{t_f \text{ (}\mu\text{s)}}$$

$C_{ML}(C_{MH})$ 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.





dsPIC30F2010

28-pin dsPIC30F2010 Enhanced Flash 16-bit Digital Signal Controller

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the *dsPIC30F Family Reference Manual* (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the *dsPIC30F Programmer's Reference Manual* (DS70030).

High-Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture
- 84 base instructions with flexible addressing modes
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 12 Kbytes on-chip Flash program space
- 512 bytes on-chip data RAM
- 1 Kbyte non-volatile data EEPROM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 30 MIPS operation:
 - DC to 40 MHz external clock input
 - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 27 interrupt sources
- Three external interrupt sources
- 8 user selectable priority levels for each interrupt
- 4 processor exceptions and software traps

DSP Engine Features:

- Modulo and Bit-Reversed modes
- Two, 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single cycle hardware fractional/integer multiplier
- Single cycle Multiply-Accumulate (MAC) operation
- 40-stage Barrel Shifter
- Dual data fetch

Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Three 16-bit timers/counters; optionally pair up 16-bit timers into 32-bit timer modules
- Four 16-bit Capture input functions
- Two 16-bit Compare/PWM output functions
 - Dual Compare mode available
- 3-wire SPI™ modules (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- Addressable UART modules with FIFO buffers

Motor Control PWM Module Features:

- 6 PWM output channels
 - Complementary or Independent Output modes
 - Edge and Center Aligned modes
- 4 duty cycle generators
- Dedicated time base with 4 modes
- Programmable output polarity
- Dead time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for synchronized A/D conversions

Quadrature Encoder Interface Module Features:

- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

Analog Features:

- 10-bit Analog-to-Digital Converter (A/D) with:
 - 500 Ksps (for 10-bit A/D) conversion rate
 - Six input channels
 - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Brown-out Detection and Reset generation

dsPIC30F2010

Special Microcontroller Features:

- Enhanced Flash program memory:
 - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100K (typical)
- Data EEPROM memory:
 - 100,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 1M (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip low power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe clock monitor operation

- Detects clock failure and switches to on-chip low power RC oscillator
- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- Selectable Power Management modes
 - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

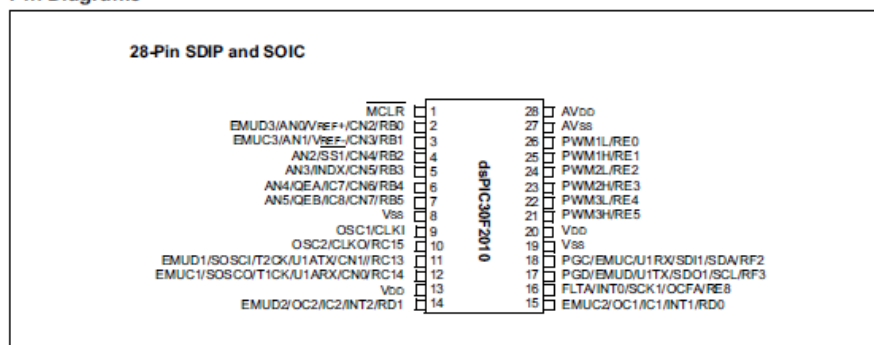
- Low power, high speed Flash technology
- Wide operating voltage range (2.5V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption

dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family*

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	A/D 10-bit 500 Ksps	Quad Enc	UART	SPI™	PC™	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	–
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	–
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	–
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

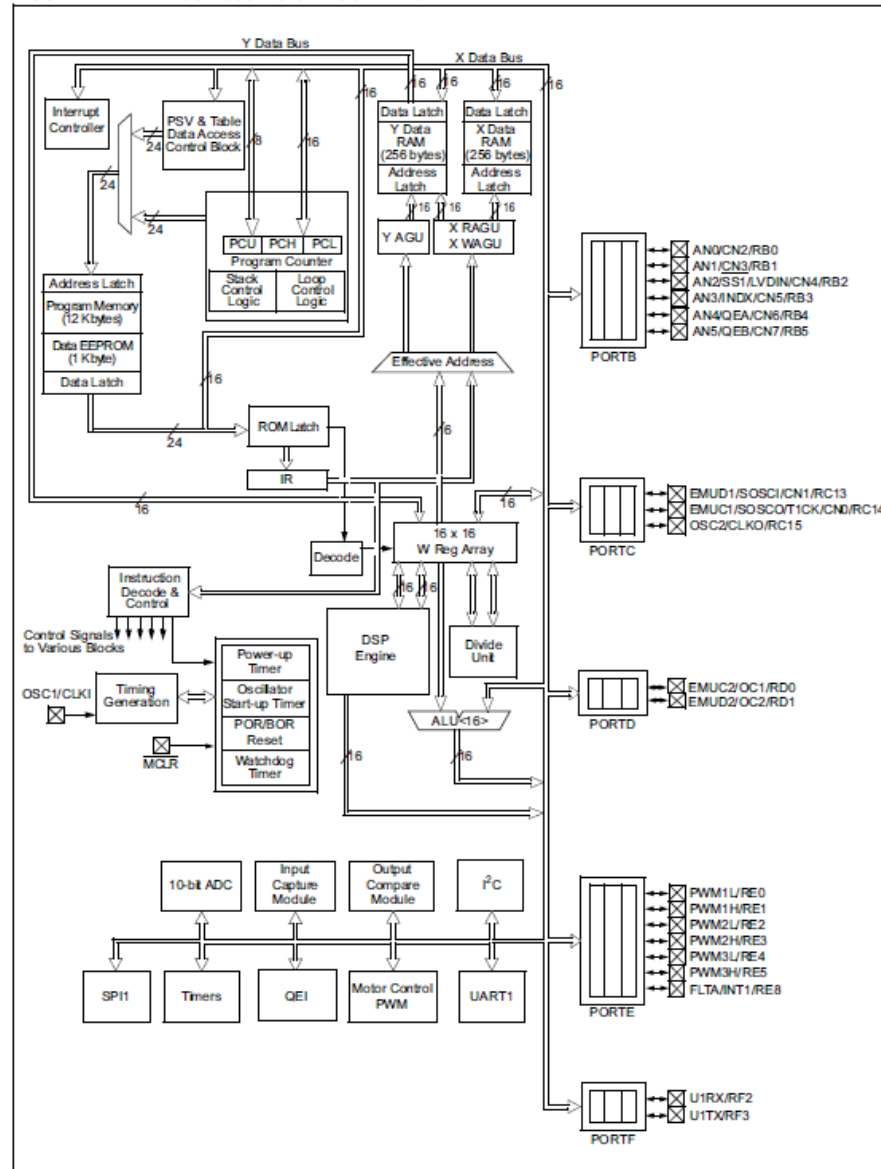
* This table provides a summary of the dsPIC30F2010 peripheral features. Other available devices in the dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family are shown for feature comparison.

Pin Diagrams



dsPIC30F2010

FIGURE 1-1: dsPIC30F2010 BLOCK DIAGRAM



dsPIC30F2010

Table 1-1 provides a brief description of device I/O pinouts and the functions that may be multiplexed to a port pin. Multiple functions may exist on one port pin. When multiplexing occurs, the peripheral module's functional requirements may force an override of the data direction of the port pin.

TABLE 1-1: PINOUT I/O DESCRIPTIONS

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
AN0-AN5	I	Analog	Analog input channels.
AVDD	P	P	Positive supply for analog module.
AVSS	P	P	Ground reference for analog module.
CLKI CLKO	I O	ST/CMOS —	External clock source input. Always associated with OSC1 pin function. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes. Always associated with OSC2 pin function.
CN0-CN7	I	ST	Input change notification inputs. Can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs.
EMUD EMUC EMUD1 EMUC1 EMUD2 EMUC2 EMUD3 EMUC3	I/O I/O I/O I/O I/O I/O I/O I/O	ST ST ST ST ST ST ST ST	ICD Primary Communication Channel data input/output pin. ICD Primary Communication Channel clock input/output pin. ICD Secondary Communication Channel data input/output pin. ICD Secondary Communication Channel clock input/output pin. ICD Tertiary Communication Channel data input/output pin. ICD Tertiary Communication Channel clock input/output pin. ICD Quaternary Communication Channel data input/output pin. ICD Quaternary Communication Channel clock input/output pin.
IC1, IC2, IC7, IC8	I	ST	Capture inputs. The dsPIC30F2010 has 4 capture inputs. The inputs are numbered for consistency with the inputs on larger device variants.
INDX QEA QEB	I I I	ST ST ST	Quadrature Encoder Index Pulse input. Quadrature Encoder Phase A input in QE1 mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode. Quadrature Encoder Phase A input in QE1 mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode.
INT0 INT1 INT2	I I I	ST ST ST	External interrupt 0 External interrupt 1 External interrupt 2
FLTA PWM1L PWM1H PWM2L PWM2H PWM3L PWM3H	I O O O O O O	ST — — — — — —	PWM Fault A input PWM 1 Low output PWM 1 High output PWM 2 Low output PWM 2 High output PWM 3 Low output PWM 3 High output
MCLR	I/P	ST	Master Clear (Reset) input or programming voltage input. This pin is an active low Reset to the device.
OCFA OC1-OC2	I O	ST —	Compare Fault A input (for Compare channels 1, 2, 3 and 4). Compare outputs.
OSC1 OSC2	I I/O	ST/CMOS —	Oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes.

Legend: CMOS =CMOS compatible input or output Analog= Analog input
ST =Schmitt Trigger input with CMOS levels O= Output
I =Input P = Power

dsPIC30F2010

TABLE 1-1: PINOUT I/O DESCRIPTIONS (CONTINUED)

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
PGD	I/O	ST	In-Circuit Serial Programming data input/output pin.
PGC	I	ST	In-Circuit Serial Programming clock input pin.
RB0-RB5	I/O	ST	PORTB is a bidirectional I/O port.
RC13-RC14	I/O	ST	PORTC is a bidirectional I/O port.
RD0-RD1	I/O	ST	PORTD is a bidirectional I/O port.
RE0-RE5, RE8	I/O	ST	PORTE is a bidirectional I/O port.
RF2, RF3	I/O	ST	PORTF is a bidirectional I/O port.
SCK1	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for SPI™ #1.
SDI1	I	ST	SPI #1 Data In.
SDO1	O	—	SPI #1 Data Out.
SS1	I	ST	SPI #1 Slave Synchronization.
SCL	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for I ² C.
SDA	I/O	ST	Synchronous serial data input/output for I ² C.
SOSCO	O	—	32 kHz low power oscillator crystal output.
SOSCI	I	ST/CMOS	32 kHz low power oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise.
T1CK	I	ST	Timer1 external clock input.
T2CK	I	ST	Timer2 external clock input.
U1RX	I	ST	UART1 Receive.
U1TX	O	—	UART1 Transmit.
U1ARX	I	ST	UART1 Alternate Receive.
U1ATX	O	—	UART1 Alternate Transmit.
VDD	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
VSS	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VREF+	I	Analog	Analog Voltage Reference (High) input.
VREF-	I	Analog	Analog Voltage Reference (Low) input.

Legend: CMOS =CMOS compatible input or output Analog= Analog input
ST =Schmitt Trigger input with CMOS levels O= Output
I =Input P = Power

ภาคผนวก ข.

โปรแกรมสร้างสัญญาณควบคุมด้วยภาษาซี

โปรแกรมสำหรับ “Single Phase Full Wave Rectifier”

```
#include <30F2010.h>

#device adc=10

#FUSES NOWDT           //No Watch Dog Timer

#FUSES HS               //High speed Osc (> 4mhz for PCM/PCH) (>10mhz for PCD)

#FUSES PR               //Primary Oscillator

#FUSES NOCKSFSM         //Clock Switching is disabled, fail Safe clock monitor is disabled

#FUSES WPSB16           //Watch Dog Timer PreScalar B 1:16

#FUSES WPSA512          //Watch Dog Timer PreScalar A 1:512

#FUSES PUT64            //Power On Reset Timer value 64ms

#FUSES NOBROWNOUT       //No brownout reset

#FUSES BORV47           //Brownout reset at 4.7V

#FUSES LPOL_HIGH        //Low-Side Transistors Polarity is Active-High (PWM 0,2,4 and 6)
                        //PWM module low side output pins have active high output polar

#FUSES HPOL_HIGH        //High-Side Transistors Polarity is Active-High (PWM 1,3,5 and 7)
                        //PWM module high side output pins have active high output polarity

#FUSES NOPWMPIN         //PWM outputs drive active state upon Reset

#FUSES MCLR              //Master Clear pin enabled

#FUSES NOPROTECT        //Code not protected from reading

#FUSES NOWRT            //Program memory not write protected

#FUSES NODEBUG          //No Debug mode for ICD

#FUSES NOCOE            //Device will reset into operational mode
```

```

#FUSES ICSP1           //ICD uses PGC1/PGD1 pins

#FUSES RESERVED       //Used to set the reserved FUSE bits

#use delay(clock=20000000)


int1 flg_ext0;

int1 flg_ext1;

int16 trig;

int32 trig_1;

#int_EXT0

void EXT0_isr(void)

{flg_ext0=1;}

#int_EXT1

void EXT1_isr(void)

{flg_ext1=1;}

#use rs232(UART1,baud=9600,parity=N,bits=8)

void ain()

{setup_spi(SPI_SS_DISABLED);

  setup_wdt(WDT_ON);

  setup_timer1(TMR_DISABLED|TMR_DIV_BY_1);

  SETUP_ADC_PORTS(sAN0|VSS_VDD );

  SETUP_ADC(ADC_CLOCK_INTERNAL);

  enable_interrupts(INT_EXT0);

  enable_interrupts(INT_EXT1);

  enable_interrupts(INTR_GLOBAL);

  ext_int_edge( 0, L_TO_H);

  ext_int_edge( 1, H_TO_L);

  // TODO: USER CODE!!

```

```

    FLG_EXT0=FLG_EXT1=0;

while(true)
{
    set_adc_channel(0);

    trig_1 = read_adc();

    trig_1*=10000;

    trig_1/=1024;

    trig=trig_1;

    if(flag_ext0)
    {

        flg_ext0=0;

        delay_us(trig);

        output_high(pin_e0);

        output_high(pin_e1);

        while(input(pin_e8));

        output_low(pin_e0);

        output_low(pin_e1);

    }

    if(flag_ext1)
    {

        flg_ext1=0;

        delay_us(trig);

        output_high(pin_e2);

        output_high(pin_e3);

        while(!input(pin_d0));

        output_low(pin_e2);

        output_low(pin_e3);

```

}
}
}

โปรแกรมสำหรับ “ DC Converter”

```
#include <30F2010.h>

#FUSES NOWDT           //No Watch Dog Timer

#FUSES HS               //High speed Osc (> 4mhz for PCM/PCH) (>10mhz for PCD)

#FUSES PR              //Primary Oscillator

#FUSES NOCKSFSM        //Clock Switching is disabled, fail Safe clock monitor is disabled

#FUSES WPSB16          //Watch Dog Timer PreScalar B 1:16

#FUSES WPSA512         //Watch Dog Timer PreScalar A 1:512

#FUSES PUT64           //Power On Reset Timer value 64ms

#FUSES NOBROWNOUT      //No brownout reset

#FUSES BORV47          //Brownout reset at 4.7V

#FUSES LPOL_HIGH       //Low-Side Transistors Polarity is Active-High (PWM 0,2,4 and 6)
                        //PWM module low side output pins have active high output polar

#FUSES HPOL_HIGH       //High-Side Transistors Polarity is Active-High (PWM 1,3,5 and 7)
                        //PWM module high side output pins have active high output polarity

#FUSES NOPWMPIN        //PWM outputs drive active state upon Reset

#FUSES MCLR            //Master Clear pin enabled

#FUSES NOPROTECT       //Code not protected from reading

#FUSES NOWRT           //Program memory not write protected

#FUSES NODEBUG         //No Debug mode for ICD

#FUSES NOCOE           //Device will reset into operational mode

//#FUSES ICS0          //ICD communication channel 0

#FUSES RESERVED        //Used to set the reserved FUSE bits

#use delay(clock=20000000) //The cycle time will be (1/clock)*PRx prescale*(period+1)

#use rs232(UART1,baud=9600,parity=N,bits=8)
```

```

void main()

    {   setup_compare(2,COMPARE_PWM | COMPARE_TIMER2 );

    setup_timer2(TMR_INTERNAL | TMR_DIV_BY_8,500 );

    // duty cycle 100 % at 500

    setup_spi(SPI_SS_DISABLED);

    setup_wdt(WDT_OFF);

    setup_timer1(TMR_DISABLED|TMR_DIV_BY_1);

    set_pwm_duty(2,100);// pwm output on pin rd1 (pin number 14)

    // TODO: USER CODE!!

while(true) { }

```

โปรแกรมสำหรับ “Three Phase 180° Conduction FFM Inverter”

```
#include <30f2010.h>

#Fuses hs,noWDT

#Fuses BORV27

#fuses PUT64

#fuses BROWNOUT

#FUSES MCLR

#use delay(clock=20000000)

#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_f2,rcv=PIN_f3)

//#FUSES HPOL_low //High.Side Transistors Polarity is Active.High (PWM 1,3,5
and 7)

//#FUSES LPOL_low //Low.Side Transistors Polarity is Active.Low (PWM 0,2,4
and 6)

int16 PTCON;

#locate PTCON = 0x1C0

#bit PTEN    = PTCON.15

#bit PTSIDL  = PTCON.13

#bit PTOPS3  = PTCON.7

#bit PTOPS2  = PTCON.6

#bit PTOPS1  = PTCON.5

#bit PTOPS0  = PTCON.4

#bit PTCKPS1 = PTCON.3

#bit PTCKPS0 = PTCON.2
```

```

#BIT PTMOD1 =PTCON.1

#BIT PTMOD0 =PTCON.0


INT16 PTMR;

#LOCATE PTMR = 0X1C2

INT16 PTPER;

#LOCATE PTPER = 0X1C4

INT16 SEVTCPP;

#LOCATE SEVTCPP = 0X1C6

INT16 PWMCON1;

#locate PWMCON1 = 0x1c8

#bit PMOD3 = PWMCON1.10

#bit PMOD2 = PWMCON1.9

#bit PMOD1 = PWMCON1.8

#bit PEN3H = PWMCON1.6

#bit PEN2H = PWMCON1.5

#bit PEN1H = PWMCON1.4

#bit PEN3L = PWMCON1.2

#bit PEN2L = PWMCON1.1

#bit PEN1L = PWMCON1.0

INT16 PWMCON2;

#locate PWMCON2 = 0x1ca

#bit SEVOPS3 = PWMCON2.11

#bit SEVOPS2 = PWMCON2.10

```

```

#bit SEVOPS1 = PWMCON2.9

#bit SEVOPS0 = PWMCON2.8

#bit OSYNC  = PWMCON2.1

#bit UDIS   = PWMCON2.0

```

```

INT16 DTCON1;

#LOCATE DTCON1 = 0X1CC

#BIT DTAPS1 = DTCON1.7

#BIT DTAPS0 = DTCON1.6

#BIT DTIME5 = DTCON1.5

#BIT DTIME4 = DTCON1.4

#BIT DTIME3 = DTCON1.3

#BIT DTIME2 = DTCON1.2

#BIT DTIME1 = DTCON1.1

#BIT DTIME0 = DTCON1.0

```

```

int16 ifs2;

#locate ifs2=0x088

#bit  fltaif = ifs2.11

INT16 FLTACON;

#LOCATE FLTACON = 0X1D0

#BIT  FAOV3H = FLTACON.13

#BIT  FAOV3L = FLTACON.12

#BIT  FAOV2H = FLTACON.11

#BIT  FAOV2L = FLTACON.10

```

```

#BIT  FAOV1H = FLTACON.9

#BIT  FAOV1L = FLTACON.8

#BIT  FLTAM  = FLTACON.7

#BIT  FAEN3  = FLTACON.2

#BIT  FAEN2  = FLTACON.1

#BIT  FAEN1  = FLTACON.0

INT16 OVDCON;

#LOCATE OVDCON = 0X1D4

#BIT  POVD3H = OVDCON.13

#BIT  POVD3L = OVDCON.12

#BIT  POVD2H = OVDCON.11

#BIT  POVD2L = OVDCON.10

#BIT  POVD1H = OVDCON.9

#BIT  POVD1L = OVDCON.8

#BIT  POUT4H = OVDCON.7

#BIT  POUT3H = OVDCON.5

#BIT  POUT3L = OVDCON.4

#BIT  POUT2H = OVDCON.3

#BIT  POUT2L = OVDCON.2

#BIT  POUT1H = OVDCON.1

#BIT  POUT1L = OVDCON.0

INT16 PDC1;

#LOCATE PDC1 = 0X1D6

INT16 PDC2;

```

```

#LOCATE PDC2 = 0X1D8

INT16 PDC3;

#LOCATE PDC3 = 0X1DA

void main(void)

{

    ptpcr=0x01ff;

    ptmr=0x00ff;

    //PMOD3(PWM3 MODE) PMDO2(PWM2MODE) AND
    PMOD1(PWM1MODE) FOR SELECT COMPLEMENTARY OR Independent
    mode

    PMOD3=1;//PWM3

    PMOD2=1;//PWM2

    PMOD1=1;// PWM1

    pten=1;    // ENABLE INPUT CLOCK FOR PWM

    PTSIDL=0;

    //PTMOD0 AND PTMOD1 FOR SELECT MODE PWM

    ptmod0=0;  // 00 Free Running mode

    ptmod1=1;  // 01 Single-shot mode

        // 10 Continuous Up/Down Counting mode.

        // 11 Continuous Up/Down mode with interrupts for double PWM

    //PTCKPS0 AND PTCKPS1 BIT FOR PTMR PRESCALE

    ptckps0=1; // 00 (1:1 prescale)

    ptckps1=0; // 01 (1:4 prescale)

        // 10 (1:16 prescale)

```

```

        // 11 (1:64 prescale)

//PENxh PENxl for enable pwmoutput

pen3h=1;

pen2h=1;

pen1h=1;

pen3l=1;

pen2l=1;

pen1l=1;

pdc1=0x120;

pdc2=0x120;

pdc3=0x120;

OSYNC=1;UDIS=0;

POVD1H =1;

POVD1L =1;

POVD2H =1;

POVD2L =1;

POVD3H =1;

povd3l =0;

Pout3L =1;

while(true)
{

    OVDCON = 0x001a;

    delay_ms(3333);

    OVDCON = 0x0019;

```

```
    delay_ms(3333);  
    OVDCON = 0x0029;  
    delay_ms(3333);  
    OVDCON = 0x0025;  
    delay_ms(3333);  
    OVDCON = 0x0026;  
    delay_ms(3333);  
    OVDCON = 0x0016;  
    delay_ms(3333);  
}}
```

STEP 1

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	1	1	0	1	0

OVDCON = 0X0006

STEP 2

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	1	1	0	0	1

OVDCON = 0X0012

STEP 3

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	1	0	1	0	0	1

OVDCON = 0X0018

STEP 4

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	1	0	0	1	0	1

OVDCON = 0X0009

STEP 5

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	1	0	0	1	1	0

STEP 6

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	1	0	1	1	0

โปรแกรมสำหรับ “Three Phase 120° Conduction FFM Inverter”

```
#include <30f2010.h>

#Fuses hs,noWDT

#Fuses BORV27

#fuses PUT64

#fuses BROWNOUT

#FUSES MCLR

#use delay(clock=20000000)

#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_f2,rcv=PIN_f3)

//FUSES HPOL_low //High.Side Transistors Polarity is Active.High (PWM 1,3,5 1and 7)

//FUSES LPOL_low //Low.Side Transistors Polarity is Active.Low (PWM 0,2,4 and 6)

int16 PTCON;

#locate PTCON = 0x1C0

#bit PTEN    = PTCON.15

#bit PTSIDL  = PTCON.13

#bit PTOPS3  = PTCON.7

#bit PTOPS2  = PTCON.6

#bit PTOPS1  = PTCON.5

#bit PTOPS0  = PTCON.4

#bit PTCKPS1 = PTCON.3

#bit PTCKPS0 = PTCON.2

#BIT PTMOD1  =PTCON.1

#BIT PTMOD0  =PTCON.0


INT16 PTMR;
```

```

#LOCATE PTMR = 0X1C2

INT16 PTPER;

#LOCATE PTPER = 0X1C4

INT16 SEVTCPP;

#LOCATE SEVTCPP = 0X1C6

INT16 PWMCON1;

#locate PWMCON1 = 0x1c8

#bit PMOD3 = PWMCON1.10

#bit PMOD2 = PWMCON1.9

#bit PMOD1 = PWMCON1.8

#bit PEN3H = PWMCON1.6

#bit PEN2H = PWMCON1.5

#bit PEN1H = PWMCON1.4

#bit PEN3L = PWMCON1.2

#bit PEN2L = PWMCON1.1

#bit PEN1L = PWMCON1.0

INT16 PWMCON2;

#locate PWMCON2 = 0x1ca

#bit SEVOPS3 = PWMCON2.11

#bit SEVOPS2 = PWMCON2.10

#bit SEVOPS1 = PWMCON2.9

#bit SEVOPS0 = PWMCON2.8

#bit OSYNC = PWMCON2.1

#bit UDIS = PWMCON2.0

INT16 DTCON1;

#LOCATE DTCON1 = 0X1CC

#BIT DTAPS1 = DTCON1.7

```

```

#BIT DTAPS0 = DTCON1.6

#BIT DTIME5 = DTCON1.5

#BIT DTIME4 = DTCON1.4

#BIT DTIME3 = DTCON1.3

#BIT DTIME2 = DTCON1.2

#BIT DTIME1 = DTCON1.1

#BIT DTIME0 = DTCON1.0

int16 ifs2;

#locate ifs2=0x088

#bit fltaif = ifs2.11

INT16 FLTACON;

#LOCATE FLTACON = 0X1D0

#BIT FAOV3H = FLTACON.13

#BIT FAOV3L = FLTACON.12

#BIT FAOV2H = FLTACON.11

#BIT FAOV2L = FLTACON.10

#BIT FAOV1H = FLTACON.9

#BIT FAOV1L = FLTACON.8

#BIT FLTAM = FLTACON.7

#BIT FAEN3 = FLTACON.2

#BIT FAEN2 = FLTACON.1

#BIT FAEN1 = FLTACON.0

INT16 OVDCON;

#LOCATE OVDCON = 0X1D4

#BIT POVD3H = OVDCON.13

#BIT POVD3L = OVDCON.12

#BIT POVD2H = OVDCON.11

```

```

#BIT  POVD2L = OVDCON.10

#BIT  POVD1H = OVDCON.9

#BIT  POVD1L = OVDCON.8

#BIT  POUT4H = OVDCON.7

#BIT  POUT3H = OVDCON.5

#BIT  POUT3L = OVDCON.4

#BIT  POUT2H = OVDCON.3

#BIT  POUT2L = OVDCON.2

#BIT  POUT1H = OVDCON.1

#BIT  POUT1L = OVDCON.0

INT16 PDC1;

#LOCATE PDC1 = 0X1D6

INT16 PDC2;

#LOCATE PDC2 = 0X1D8

INT16 PDC3;

#LOCATE PDC3 = 0X1DA

void main(void)

{  ptpcr=0x01ff;

   ptmr=0x00ff;

   //PMOD3(PWM3 MODE) PMDO2(PWM2MODE) AND PMOD1(PWM1MODE) FOR
   SELECT COMPLEMENTARY OR Independent mode

   PMOD3=1;//PWM3

   PMOD2=1;//PWM2

   PMOD1=1;// PWM1

   pten=1;   // ENABLE INPUT CLOCK FOR PWM

   PTSIDL=0; //=====PTMOD0 AND PTMOD1 FOR SELECT MODE PWM

   ptmod0=0; // 00 Free Running mode

```

```

ptmod1=1; // 01 Single-shot mode

// 10 Continuous Up/Down Counting mode.

// 11 Continuous Up/Down mode with interrupts for double PWM

//=====PTCKPS0 AND PTCKPS1 BIT FOR PTMR PRESCALE

ptckps0=1; // 00 (1:1 prescale)

ptckps1=0; // 01 (1:4 prescale)

// 10 (1:16 prescale)

// 11 (1:64 prescale)

//=====PENxh PENxl for enable pwmoutput=====

pen3h=1; //

pen2h=1; //

pen1h=1; //

pen3l=1; //

pen2l=1; //

pen1l=1; //

//=====

pdc1=0x120; //

pdc2=0x120; //

pdc3=0x120; /

//=====

OSYNC=1;UDIS=0;

POVD1H=1;

POVD1L=1;

POVD2H=1;

POVD2L=1;

POVD3H=1;

povd3l=0;

```

```

Pout3L=1;

//=====

while(true)
{
    OVDCON = 0x0006;

    delay_ms(3333);

    OVDCON = 0x0012;

    delay_ms(3333);

    OVDCON = 0x0018;

    delay_ms(3333);

    OVDCON = 0x0009;

    delay_ms(3333);

    OVDCON = 0x0021;

    delay_ms(3333);

    OVDCON = 0x0024;

    delay_ms(3333);

}
}

```

STEP 1

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	0	0	1	1	0

OVDCON = 0X0006

STEP 2

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	1	0	0	1	0

OVDCON = 0X0012

STEP 3

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	1	1	0	0	0

OVDCON = 0X0018

STEP 4

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	0	0	1	0	0	1

OVDCON = 0X0009

STEP 5

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	1	0	0	0	0	1

OVDCON = 0X0021

STEP 6

POVD4H	POVD4L	POVD3H	POVD3L	POVD2H	POVD2L	POVD1H	POVD1L
0	0	0	0	0	0	0	0

POUT4H	POUT4L	POUT3H	POUT3L	POUT2H	POUT2L	POUT1H	POUT1L
0	0	1	0	0	1	0	0

OVDCON = 0X0024

ประวัติคณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการวิจัย วันชัย ทรัพย์สิงห์

WANCHAI SUBSINGHA, Ph.D.

ตำแหน่งทางวิชาการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์

ที่ทำงาน ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.

ถนน รังสิต-นครนายก ธัญบุรี ปทุมธานี 12110

E-mail Address w.subsingha@en.rmutt.ac.th

หัวข้อวิจัยที่น่าสนใจ

- Power Electronic Applications in Electrical Energy Conversion and Renewable Energy
- Electrical Drives and controls
- Power Electronics Utility in Electrical Systems (FACTS)

ผลงานวิจัย

1. โครงการวิจัย “บ้านพลังงานราชมงคล – ต้นแบบบ้านพลังงานทดแทนผสมผสานแบบบูรณาการเพื่อชนบทไทย” ทุนวิจัยจาก สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ ปี 2550
2. โครงการวิจัย “ออกแบบและสร้างมอเตอร์ไฟฟ้าชนิดแม่เหล็กถาวรแบบเส้นแรงแม่เหล็กตามแกน” ทุนวิจัย สำนักงานโครงการ IRPUS ภายใต้การสนับสนุนของสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ปี 2550
3. โครงการวิจัย “การออกแบบระบบยกตัวของรถไฟฟ้าด้วยสนามแม่เหล็ก” ทุนวิจัย สำนักงานโครงการ IRPUS ภายใต้การสนับสนุนของสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ปี 2551
4. โครงการวิจัย “เครื่องทดสอบเครื่องทำน้ำอุ่น ” ทุนวิจัยจาก สำนักงานโครงการ IRPUS ภายใต้การสนับสนุนของสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ปี 2552
5. โครงการ “ชุดแสดงและประมวลผลระบบการผลิตและตรวจวัดกำลังไฟฟ้าจากระบบพลังงานทดแทน” ความร่วมมือวิจัยระหว่างภาควิชาไฟฟ้าส่วนภูมิภาค กับคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
6. โครงการวิจัยเพื่อพัฒนากังหันลมผลิตไฟฟ้าต้นแบบขนาด 50 kW. เป็นความร่วมมือระหว่างภาควิชาไฟฟ้าผลิตแห่งประเทศไทย กับคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ผู้ร่วมวิจัยคนที่ 1. ศิริชัย แดงएम
SIRICHA DAENG-EM
ตำแหน่งทางวิชาการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์
ที่ทำงาน ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
ถนน รังสิต-นครนายก ธัญบุรี ปทุมธานี 12110
E-mail Address sirichai.d@en.rmutt.ac.th

หัวข้อวิจัยที่สนใจ

- อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้า
- การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์

ผลงานวิจัย

1. หัวหน้าโครงการวิจัย เรื่อง “อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง” งบประมาณประจำปี พ.ศ. 2550 โครงการดำเนินการไปแล้ว 100% โครงการวิจัย “บ้านพลังงานราชมงคล
2. ผู้วิจัยโครงการ “การตรวจวัดสรุปผลการใช้พลังงานไฟฟ้าของตู้เย็นพาณิชย์ โทรทัศน์ และบ้านอยู่อาศัยทั่วประเทศ” โครงการรับจ้างงานระหว่างการผลิตแห่งประเทศไทยและมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล, พ.ศ. 2546.

ผลงานตีพิมพ์

1. ศิริชัย แดงएम, "การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเพิ่มพื้นที่", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 29, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 9 – 10 พ.ย. 2549
2. นิติพงษ์ ปานกลาง และ ศิริชัย แดงएम, “การปรับปรุงความแม่นยำในการคำนวณสนามไฟฟ้าบนคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล,” การประชุมทางวิชาการระดับชาติด้านคอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ ครั้งที่ 2, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 19 - 20 พฤษภาคม 2549.
3. D. Sirichai and B. Paisan, "Understanding of Boost-PFC Circuit Design for Low Cost Electronic Ballast," The Joint Seminar on Advances in Engineering Between Thai Universities and Japanese Universities, Thailand, Dec. 6-7, 2005, pp. 121 - 124.

ผู้ร่วมวิจัยคนที่ 2. นายทรงกลด ศรีปรารักษ์
Mr. SONGKLOD SRIPRANG

ตำแหน่งทางวิชาการ อาจารย์
ที่ทำงาน สาขาวิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้า คณะอุตสาหกรรมและเทคโนโลยี
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ วิทยาเขตวังไกลกังวล
ตำบลหนองแก อำเภอหัวหิน จังหวัดประจวบคีรีขันธ์ 77110

E-mail Address songklod.sriprang@gmail.com

หัวข้อวิจัยที่สนใจ

- Computer Programming
- Microcontroller
- Digital Signal Processing
- Control System

ผลงานวิจัยและตีพิมพ์

1. ผู้วิจัยโครงการ “เครื่องต้นแบบชุดโปรแกรมเมเบิลคอนโทรลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC18F458” แหล่งทุนวิจัย : สถาบันวิจัยและพัฒนามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีรัตนโกสินทร์ (เงินผลประโยชน์ 2551)
สถานภาพ : ชิ้นงานเสร็จแล้ว 100 %
2. ทรงกลด ศรีปรารักษ์ วันชัย ทรัพย์สิงห์ “การออกแบบและประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC30xF ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส” การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6 (ENETT6-1191) พ.ศ. 2553
3. ทรงกลด ศรีปรารักษ์ วันชัย ทรัพย์สิงห์ “การดำเนินการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010” การประชุมวิชาการ ‘แม่ฟ้าหลวงวิชาการ’ ประจำปี 2553: 12 ปี ตามรอยสมเด็จพระย่า วันที่ 19 - 20 พฤศจิกายน พ.ศ. 2553