

การศึกษาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส ด้วยเทคนิค
อินเตอร์ลีฟ

THE STUDY OF 4 PHASES BIDIRECTIONAL DC CONVERTER
CIRCUIT WITH INTERLEAVE TECHNIQUE

เสาวนีย์ กันต๊ะ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2559

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การศึกษาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส ด้วยเทคนิค
อินเตอร์ลีฟ

เสาวนีย์ กันตะ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2559

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การศึกษาวจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส
ด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ

The Study of 4 Phases Bidirectional DC Converter Circuit with
Interleaved Technique

ชื่อ - นามสกุล

นางสาวเสาวนีย์ กันตะ

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์บุญยัง ปลั่งกลาง, Dr.-Ing.

ปีการศึกษา

2559

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์กฤษณไชนม์ ภูมิภิตติพิชญ์, Ph.D.)



กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์นิพนธ์ เกตุชัย, Dr.-Ing.)



กรรมการ

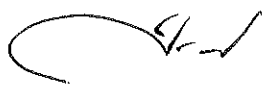
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ณัฐภัทร พันธุ์คง, Ph.D.)



กรรมการ

(รองศาสตราจารย์บุญยัง ปลั่งกลาง, Dr.-Ing.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต



คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ศิวกร อ่างทอง, Ph.D.)

วันที่ 17 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส ด้วยเทคนิคอินเวอร์สไฟ
ชื่อ-นามสกุล	นางสาวเสาวนีย์ กันตะ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์บุญยัง ปลั่งกลาง, Dr.-Ing.
ปีการศึกษา	2559

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเวอร์สไฟ โดยใช้หลักการทำงานของวงจรทบทและทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ทิศทางที่ 1 วงจรแปลงผันกระแสไฟฟ้าจะทำงานเป็นวงจรทอนแรงดัน 24 โวลต์เข้าเก็บในโหลดแบบเตอริ์ 12 โวลต์ เพื่อทำการสำรองพลังงาน ทิศทางที่ 2 วงจรแปลงผันกระแสไฟฟ้าจะทำงานเป็นวงจรทบทแรงดันเพื่อถ่ายเทพลังงานขนาด 12 โวลต์จ่ายให้กับโหลดที่มีขนาด 24 โวลต์

งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส ใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ ความถี่สวิตช์ที่ 25 กิโลเฮิรท์, วงจรสร้างสัญญาณ, ชุดควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ และบริหารกำลังงานโดย พีไอดี คอนโทรล ชนิดหลายลูป

ผลการทดสอบจากการสั่งงานด้วยโปรแกรมจำลองทางคณิตศาสตร์ผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ากับ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส พบว่าวงจรสามารถทำการสวิตช์โหมดการทำงานได้ทั้งสองทิศทางการทำงานทั้งในสถานะวงจรทบทแรงดันและทอนแรงดัน

คำสำคัญ: วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง การควบคุมแบบ พีไอดี

Thesis Title	The Study of 4 Phases Bidirectional DC Converter Circuit with Interleaved Technique
Name-Surname	Miss Saowanee Kanta
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Associate Professor Boonyang Plangklang, Dr.-Ing.
Academic Year	2016

ABSTRACT

This study presents a design of 4 phases bidirectional DC converter circuit with interleaved technique based on the buck and boost converter circuit working principles. For Direction 1 (buck mode), 24-voltage circuit was transferred into 12-voltage battery load for power storage whereas the boost converter circuit acted as a voltage-fed circuit to transfer 12V power to a 24V load in Direction 2 (boost mode).

In this research, a 4 phases bidirectional DC converter circuit was designed and constructed by using a MOSFET device as a switch mode, switching frequency at 25 kHz, a signal generator, a microcontroller's control set, and power management by multi-loop PID control.

The test result from MATLAB program through STM32 microcontroller operated with the 4 phase bidirectional DC converter circuit showed that the circuit could be operated and switched in both directions of buck and boost circuit modes.

Keywords: bidirectional converter circuit, PID control

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความสำเร็จอย่างสูงจาก ดร.บุญยัง ปลั่งกลาง อาจารย์ที่ปรึกษาและ ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำ ตลอดจนให้ความช่วยเหลือแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิทุกท่าน ที่ให้เกียรติเป็นกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ และ ให้ความอนุเคราะห์ประเมินรับรอง ผลงานการวิจัยในครั้งนี้

ขอขอบพระคุณนาย นายบริพัทธ์ อมรพิทักษ์วัฒนา และนาย ชัยวัฒน์ แพงพันธ์ ผู้ซึ่งเป็นผู้เชี่ยวชาญด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ได้ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา จนผู้วิจัยสามารถนำเอาหลักการและความรู้ มาประยุกต์ใช้และอ้างอิงในงานวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่านที่อำนวยความสะดวกห้องปฏิบัติการและเครื่องมือในการทำวิจัย ขอขอบคุณคณะผู้บริหารมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ตลอดจนบุคลากรของบัณฑิตวิทยาลัยทุกท่าน ที่ให้การสนับสนุนในทุกๆเรื่องตลอดระยะเวลาที่ผู้วิจัยได้ศึกษา

ขอขอบคุณบิดา มารดา พี่น้อง ครอบครัว และเพื่อนทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจ คอยให้คำแนะนำ

คุณค่าอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบเพื่อบูชาพระคุณบิดา มารดา ครู อาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน

เสาวนีย์ กันตะ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	(4)
กิตติกรรมประกาศ.....	(5)
สารบัญ.....	(6)
สารบัญรูป.....	(8)
บทที่ 1 บทนำ.....	12
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	12
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	13
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	14
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	14
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	15
2.1 คอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	15
2.2 วงจรทบแรงดันแบบขนานหลายเฟสและเทคนิคการอินเตอร์ลีฟ.....	24
2.3 การมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์ (PWM).....	25
2.4 การควบคุมกระแสในรูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	27
2.5 การควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	29
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	45
บทที่ 3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	47
3.1 แผนภูมิการดำเนินงานและระยะเวลาดำเนินการ.....	47
3.2 การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	51
3.3 การออกแบบวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ และการเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	55
3.4 การควบคุมวงจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32.....	60
บทที่ 4 ผลการทดสอบและผลการวิจัย.....	63
4.1 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบการทำงาน.....	63

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2 การทดสอบการทำงานของระบบ.....	64
4.3 การทดสอบวงจรกำลังและวงจรควบคุมอิเล็กทรอนิกส์.....	66
4.4 การทดสอบการทำงานในสถานะ Buck Mode (วงจรทอนแรงดัน) ทิศทางที่1.....	68
4.5 การทดสอบการทำงานในสถานะ Boost Mode (วงจรทบแรงดัน) ทิศทางที่2.....	69
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	70
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	70
5.2 ปัญหา.....	70
5.3 ข้อเสนอแนะ.....	71
บรรณานุกรม.....	72
ภาคผนวก.....	73
ภาคผนวก ก คุณลักษณะอุปกรณ์ที่สำคัญ.....	74
ภาคผนวก ข คุณลักษณะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	79
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	93
ประวัติผู้เขียน.....	111



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมตามวิธีการของ Zigler Nichols.....	37
ตารางที่ 2.2 การเลือกตัวควบคุมที่เหมาะสมตามวิธีการของ Chien-hrones-Reswick.....	38
ตารางที่ 2.3 ค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแต่ละแบบ.....	39
ตารางที่ 3.1 ระยะเวลาทำวิจัย 12 เดือน โดยมีขั้นตอนการดำเนินงานและระยะเวลาดำเนินงาน.....	50



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงไดอะแกรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	13
รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	16
รูปที่ 2.2 วงจรการทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	16
รูปที่ 2.3 สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	17
รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	21
รูปที่ 2.5 วงจรการทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	22
รูปที่ 2.6 สัญญาณต่างๆ ของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	22
รูปที่ 2.7 วงจรทบทและทบทแรงดันแบบขนาน 4 เฟส.....	24
รูปที่ 2.8 ลักษณะของสัญญาณ PWM.....	26
รูปที่ 2.9 ลักษณะของสัญญาณ PWM กับสัญญาณไซน์.....	26
รูปที่ 2.10 การควบคุมกระแสแบบลูปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส.....	28
รูปที่ 2.11 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ STM32F4.....	29
รูปที่ 2.12 ตัวควบคุมแบบเปิดปิด.....	29
รูปที่ 2.13 ตัวควบคุมแบบฮีสเทอรีซิส.....	30
รูปที่ 2.14 ตัวควบคุมพีไอ.....	31
รูปที่ 2.15 ตัวควบคุมแบบพีดี.....	31
รูปที่ 2.19 ตัวควบคุมแบบดี.....	34
รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองขาออกของตัวควบคุมพีไอดีแบบต่างๆ ในระบบ Step input.....	34
รูปที่ 2.21 การทดสอบระบบด้วยวิธีการของ Zigler Nichols.....	36
รูปที่ 2.22 ลักษณะของผลตอบสนองที่ได้.....	36
รูปที่ 2.23 การทดสอบระบบด้วยวิธีการของ Chien-hrones-Reswic.....	37

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.24 ลักษณะของผลตอบสนองที่ได้.....	38
รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบ Step input ที่ได้จากการทดสอบแบบต่างๆ.....	40
รูปที่ 2.26 ระบบอันดับสอง.....	41
รูปที่ 3.1 แผนภูมิแผนการดำเนินงาน.....	47
รูปที่ 3.2 Power Circuit ของวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	51
รูปที่ 3.3 วงจร Gate Drive ของวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	52
รูปที่ 3.4 แบบจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	53
รูปที่ 3.5 สัญญาณขับนำสวิตช์ G1, G3, G5, G7.....	53
รูปที่ 3.6 แสดงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่โหลด.....	54
รูปที่ 3.7 แสดงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่โหลด.....	54
รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมวงจรการทำงาน.....	55
รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมกระแสด้วย Linear Op-Amp.....	56
รูปที่ 3.10 วงจร Butterworth.....	58
รูปที่ 3.11 วงจร Zero span.....	59
รูปที่ 3.12 วงจรวงจรสร้างสัญญาณ PWM.....	59
รูปที่ 3.13 บอร์ดควบคุมสร้างสัญญาณ PWM.....	60
รูปที่ 3.14 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์.....	60
รูปที่ 3.15 หน้าต่าง Waijung track build process.....	61
รูปที่ 3.16 เชื่อมต่อบอร์ด STM32 กับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง4 เฟส.....	62
รูปที่ 4.1การทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง4เฟส.....	63
รูปที่ 4.2 Model ด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink ของ Host.....	64
รูปที่ 4.3 Model ด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink ของ Target.....	65

รูปที่ 4.4 สัญญาณจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์STM32F4.....	65
---	----

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ขับเคลื่อนของไอจีบีที ที่คิวตี้ไซเคิลเป็น 50%.....	66
รูปที่ 4.7 สัญญาณขาออกวงจร Phase shift.....	67
รูปที่ 4.8 ไดอะแกรมการทำงานเมื่อส่งสัญญาณ OFF Switch (0) ผ่าน MATLAB.....	68
รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออกขณะเป็นวงจรทอนแรงดัน (Duty Cycle 50%).....	68
รูปที่ 4.10 ไดอะแกรมการทำงานเมื่อส่งสัญญาณ ON Switch (1) ผ่าน MATLAB.....	69
รูปที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออกขณะเป็นวงจรทอนแรงดัน (Duty Cycle 50%).....	69



บทที่ 1

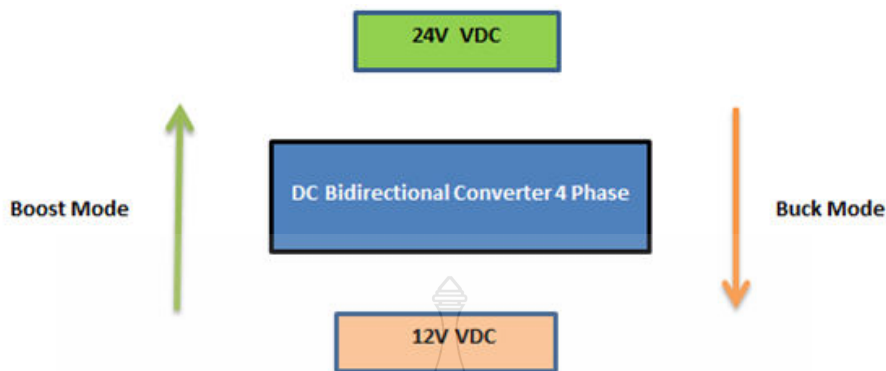
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

พลังงานถือว่าเป็นกลไกสำคัญในการพัฒนาประเทศให้พัฒนาก้าวหน้า แต่ในสภาวะปัจจุบันพลังงานที่ใช้อยู่เข้าสู่สภาวะขาดแคลนทำให้มีราคาสูงซึ่งส่งผลโดยตรงกับการพัฒนาประเทศรวมทั้งสภาวะโลกร้อนในปัจจุบันด้วย พลังงานทดแทนจากแหล่งต่างๆ ได้ถูกคิดค้นและนำมาใช้เพื่อทดแทนพลังงานหลัก เช่น พลังงานจากแสงอาทิตย์ พลังงานลม เป็นต้น แต่พลังงานทดแทนต่างๆ เหล่านี้ได้ถูกนำมาใช้ในโครงการต่างๆ ก็มีข้อจำกัดอยู่ที่พลังงานเหล่านี้ไม่สามารถจ่ายกำลังงานให้กับโหลดได้โดยตรง เพราะพลังงานทดแทนไม่ได้มีตลอดเวลา

พลังงานอีกทางเลือกหนึ่งในปัจจุบันที่ทั่วโลกให้ความสนใจเป็นอย่างยิ่งก็คือ ระบบรถยนต์ไฮบริดจ์ เนื่องจากการนำพลังงานสูญเสียไปมาใช้ในการเบรกมาใช้ คือเมื่อ ผู้ขับขี่แตะเบรก มอเตอร์ไฟฟ้าจะเปลี่ยนไปทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดพลังงาน (ไดนาโม) และแปลงพลังงานจลน์ที่เกิดจากการเบรกเป็นกระแสไฟฟ้า เราจึงสามารถทำการสำรองพลังงานเหล่านี้เก็บไว้ในแบตเตอรี่ และหลังจากนั้นเมื่อเร่งความเร็วแบบกระทันหัน มอเตอร์ไฟฟ้าจะดึงพลังงานจากแบตเตอรี่มาเสริมกำลังเพื่อให้เครื่องยนต์มีกำลังสูงสุด และสามารถเร่งความเร็วได้ตามต้องการ แต่เนื่องจากแรงดันที่เก็บไว้ในแบตเตอรี่ยังมีระดับต่ำจึงไม่สามารถมาจ่ายให้กับโหลดได้โดยตรง

ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้มีความสนใจทำการศึกษาออกแบบ คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ด้วยหลักการจากการถ่ายเทพลังงานจากแบตเตอรี่เพื่อจ่ายให้กับโหลดอย่างต่อเนื่องด้วยเทคนิคอินเวอร์ลิฟ เพื่อให้สามารถจ่ายกำลังได้สูงกว่าเนื่องจากกระแสกระเพื่อมลดน้อยลง หลักการทำงานของ คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจากไดโอดแกรมคือ ในขณะที่ทำการเบรก วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำการเป็น วงจรทอนแรงดัน เพื่อทำการเก็บพลังงานไว้ในแบตเตอรี่ และในขณะที่ทำการเร่งเครื่องยนต์ วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เป็น วงจรทบแรงดันเพื่อจ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่ให้กับโหลด



รูปที่ 1.1 แสดงไดอะแกรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

วงจรที่ทำการศึกษาคือ วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง โดยใช้หลักการของ วงจร Buck และ Boost คอนเวอร์เตอร์ ทิศทางที่ 1 (Buck Mode) วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจร ทอนแรงดัน 24V เข้าเก็บในแบตเตอรี่ 12V เพื่อทำการสำรองพลังงานทิศทางที่ 2 (Boost Mode) วงจร คอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทบแรงดันเพื่อถ่ายเทพลังงานจากแบตเตอรี่ขนาด 12V จ่ายให้กับโหลด ขนาด 24V เพื่อทำการเสริมกำลังให้ระบบอย่างต่อเนื่อง

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 เพื่อทบทวนวรรณกรรมและข้อมูลของการแปลงกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่ ควบคุมด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1.2.2 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

1.2.3 เพื่อประยุกต์ใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมวงจรถ่ายผัน กำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

1.2.4 เพื่อสร้างชุดควบคุมวงจรถ่ายผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

1.2.5 เพื่อวิเคราะห์และทดสอบการทำงานของระบบที่ใช้ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า กระแสตรงแบบสองทิศทาง

1.3 ขอบเขตการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
จำนวน 1 ชุด

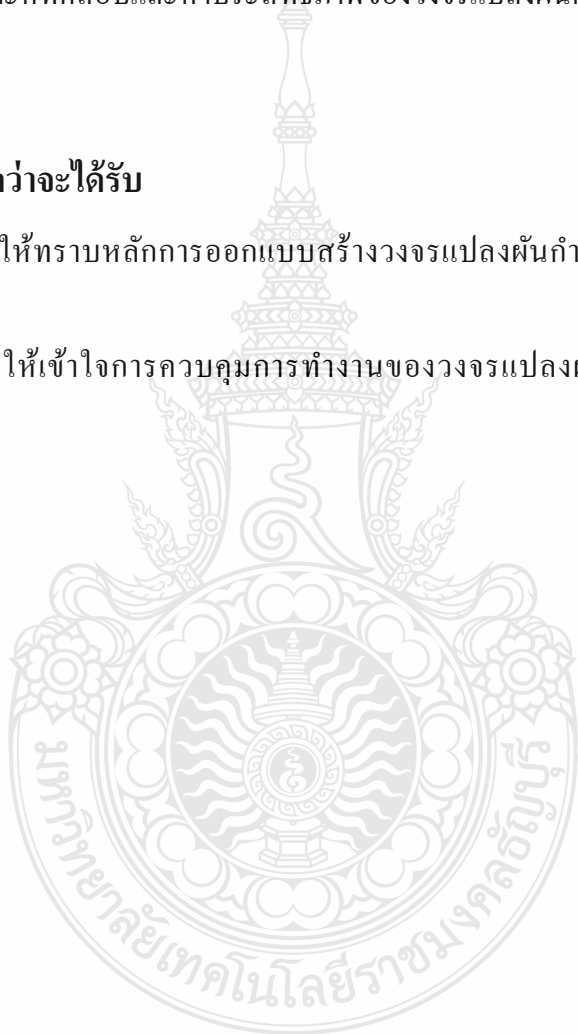
1.3.2 ออกแบบและสร้างชุดควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางโดยการใช้
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1.3.3 วิเคราะห์ทดสอบและหาประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบ
สองทิศทาง

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 เพื่อให้ทราบหลักการออกแบบสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าชนิดไฟตรงแบบ
สองทิศทาง

1.4.2 เพื่อให้เข้าใจการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบ
สองทิศทาง



บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเวอร์ตลิฟ” จำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องดังต่อไปนี้

2.1 คอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.1.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)

2.1.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck Converter)

2.2 วงจรทบแรงดันแบบขนานหลายเฟสและเทคนิคการอินเวอร์ตลิฟ (Interleaved Technique)

2.3 การมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์ (PWM)

2.4 การควบคุมกระแสในลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.5 การควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (STM32)

2.6 การควบคุมและตัวควบคุมแบบพีไอดี

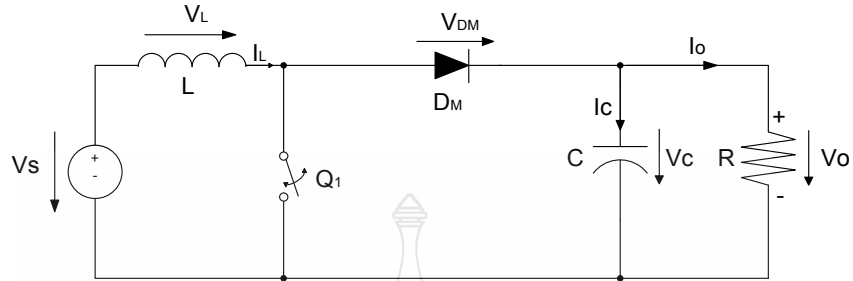
2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 คอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

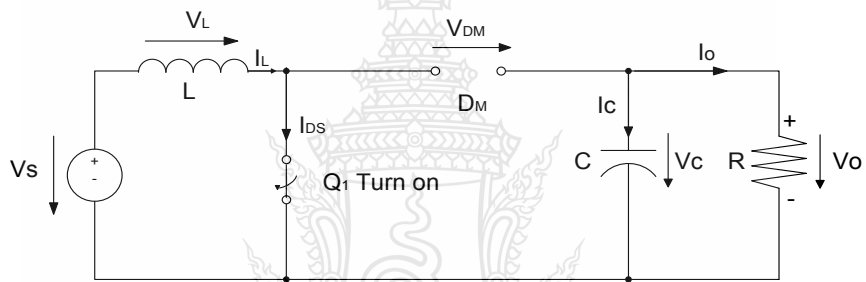
2.1.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Boost Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสวิทช์ชนิดหนึ่งที่สามารถทำงานได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันเอาต์พุต ให้สูงกว่าระดับแรงดันอินพุต โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าระดับแรงดันอินพุตจึงเรียกว่า “สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ (Step-up Converter)” จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนของวงจรกำลัง ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ไดโอดกำลังทำหน้าที่สวิทช์ อีกส่วนคือวงจรกรองแรงดัน เป็นวงจรทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ วงจรสมมูลของ

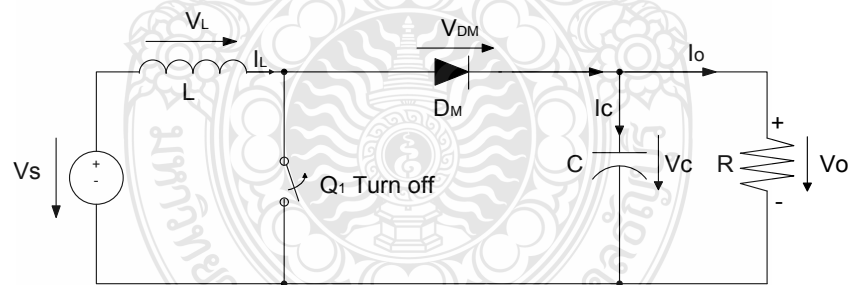
วงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูปที่ 2.1 การทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูปที่ 2.2 และการวิเคราะห์ค่าจะได้สัญญาณต่าง ๆ ดังปรากฏในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด

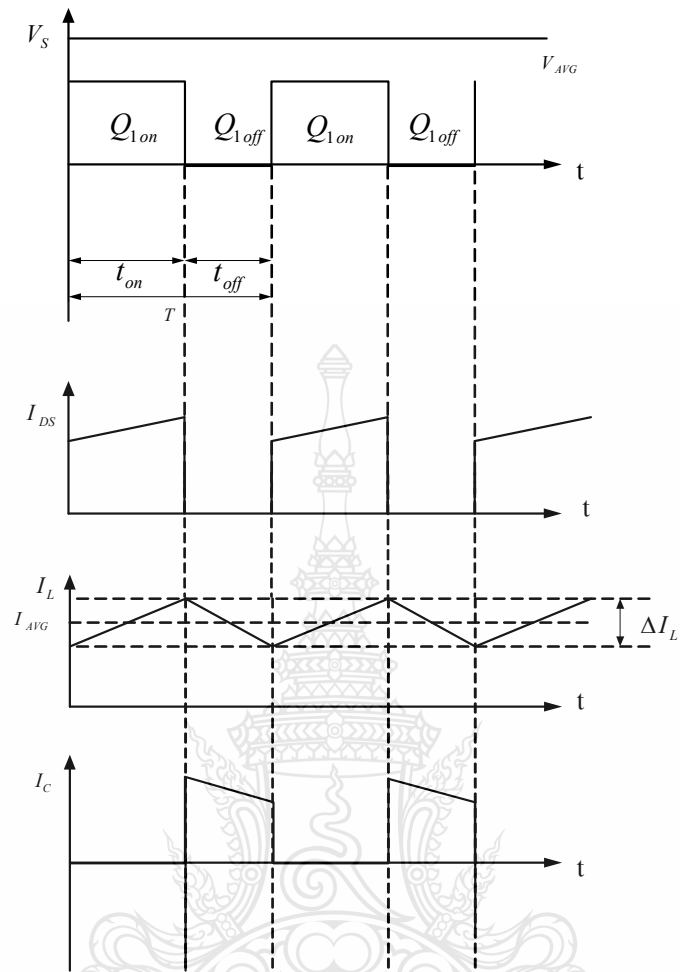


ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

รูปที่ 2.2 วงจรการทำงานของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

เมื่อ D คือ วัฏจักรงาน (Duty Cycle)

T คือ คาบเวลาการทำงานของวัฏจักรงาน



รูปที่ 2.3 สัญญาณต่าง ๆ ของวงจรหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

โมเมนต์ 1 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสอินพุตไหลผ่านมอสเฟต Q_1 และตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = t_0$ เป็น I_2 ที่ $t = t_1$ โดยไดโอด D_M จะถูกไบอัสกลับ ตัวเก็บประจุจะดิสชาร์จประจุให้แก่โหลดในช่วงเวลา $0 < t \leq t_{on}$ ค่าแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.1)

$$V_S = V_L = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = \frac{L\Delta I}{t_{on}} \quad (2.1)$$

สมการที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต Turn ON ได้จากสมการที่ (2.2)

$$t_{on} = \frac{L\Delta I}{V_S} \quad (2.2)$$

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ (2.3)

$$E = \frac{1}{2} L(\Delta I)^2 = \frac{1}{2L} V_S^2 t_{on}^2 \quad (2.3)$$

วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

โหมด 2 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับแรงดันอินพุต ทำให้เอาต์พุตมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงาน กระแสอินพุตไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำประกอบด้วยกระแสอินพุต (I_S) และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำเกิดจากพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ ขณะที่มอสเฟต Q_1 ทำงาน) ผ่านไดโอด D_M จ่ายให้กับโหลดและชาร์จประจุให้แก่ตัวเก็บประจุเป็นผลให้ I_L ตกลงในช่วงเวลา t_2

$$V_O - V_S = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} \quad (2.4)$$

หรือ
$$V_O - V_S = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (2.5)$$

สามารถที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต Turn OFF ได้จากสมการที่ (2.6)

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{V_O - V_S} \quad (2.6)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสของตัวเหนี่ยวนำระหว่างค่ากระแส พีค-ทูปีก (Peak - to - Peak) คือ กระแสกระเพื่อมเมื่อพิจารณาที่สภาวะคงที่โดยให้ช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} จากสมการที่ (2.11) มีค่าเท่ากัน คำนวณหากระแสกระเพื่อมได้ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_S t_{on}}{L} = \frac{(V_O - V_S) t_{off}}{L} \quad (2.7)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (2.7)

$$V_S DT = (V_O - V_S)(1-D)T = V_O(1-D)T - V_S(1-D)T \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) เมื่อทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้

$$V_S DT = V_O(1-D)T - V_S T + V_S DT \quad (2.9)$$

หรือ
$$V_S = V_O(1-D) \quad (2.10)$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยจากวงจรทบทแรงดันจะได้ดังสมการที่ (2.11)

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.11)$$

สมการที่ (2.11) แสดงถึงแรงดันเอาต์พุต ถ้าสวิทช์เปิดตลอดเวลาและ D มีค่าเป็นศูนย์แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเหมือนกับแรงดันอินพุต ขณะที่วัฏจักรงาน (Duty Cycle) มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวส่วนในสมการที่ (2.10) จะมีขนาดเล็กกลงและเอาต์พุตจะมีค่าแรงดันมากกว่าอินพุต แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอินพุตและค่าวัฏจักรงาน ขณะที่วัฏจักรงานมีค่าเข้าใกล้ 1 แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (Infinity) หากพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตเท่ากับด้านเอาต์พุตจะได้ว่า

$$V_s I_s = \eta V_o I_o \quad , \quad P_{in} = \eta P_{out} \quad (2.12)$$

แทนค่าแรงดันเอาต์พุตในสมการที่ (2.11)

$$V_s I_s = \frac{V_s I_o}{1-D} \quad (2.13)$$

ฉะนั้นกระแสอินพุตเฉลี่ยจะได้

$$I_s = \frac{I_o}{1-D} \quad (2.14)$$

สวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายจะทำงานในรูปของคาบเวลาในหนึ่งคาบเวลาจะประกอบไปด้วยช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} ดังนั้นค่าของคาบเวลาจะได้

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_s} + \frac{L(\Delta I)V_o}{V_s(V_o - V_s)} \quad (2.15)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.16) ใหม่จะได้ค่ากระแสระลอกของตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.12)

$$\Delta I = \frac{V_s(V_o - V_s)T}{LV_s} = \frac{V_s[V_s/(1-D) - V_o]}{fLV_o} \quad (2.16)$$

และจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังสมการที่ (2.17)

$$L = \frac{V_s D}{f \Delta I} \quad (2.17)$$

แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุต (Output Voltage Ripple)

การทำงานของวงจรทบทแรงดัน จะต้องได้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันด้านอินพุต ถ้าไม่เป็นเช่นนั้นแสดงว่าตัวเหนี่ยวนำไม่คายพลังงานเสริมแรงดันด้านอินพุต เมื่อ มอสเฟต Turn ON แรงดันเอาต์พุตจะ ได้จากการคายประจุของตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียวเพราะฉะนั้นขนาดของตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันเอาต์พุตและโหมดการทำงาน จึงจำเป็นต้องให้ขนาดของตัวเก็บประจุ มีขนาดใหญ่ เพื่อที่จะให้ขนาดของแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตมีขนาดลดลงตัวเก็บประจุจะคายพลังงานให้อาต์พุตในช่วงเวลาที่มอสเฟต Turn ON โดยหาค่าตัวเก็บประจุได้จากค่ากระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาดังกล่าว

$$\Delta V_C = V_C - V_C(0) = \frac{1}{C} \int_{t_{off}}^{t_{on}} I_o dt = \frac{I_o t_{on}}{C} \quad (2.18)$$

หากพิจารณาจากช่วงเวล t_{on} ในคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่ในการสวิตช์เมื่อพิจารณาให้อยู่ในเทอมของเอาต์พุตซึ่งจะได้จากสมการที่ (2.20) โดยพิจารณาความถี่ด้วยจะได้

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} = \frac{V_s T}{T-DT} = \frac{V_s}{T-t_{on}} \quad (2.19)$$

หรือ

$$T-t_{on} = \frac{V_s T}{V_o} \quad (2.20)$$

ค่าเวลาในช่วง t_{on} จะได้

$$t_{on} = T - \frac{V_s T}{V_o} = \frac{V_o - V_s}{f V_o} \quad (2.21)$$

แทนค่า t_{on} ลงในสมการจะได้

$$\Delta V_C = \frac{I_o (V_o - V_s)}{V_o f C} = \frac{I_o (V_o - V_s)}{f C V_s (1-D)} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) เขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายจะได้

$$\Delta V_C = \frac{[I_o(V_o - V_s + DV_s)/(1-D)]}{fCV_s/(1-D)} = \frac{I_o D}{fC} \quad (2.23)$$

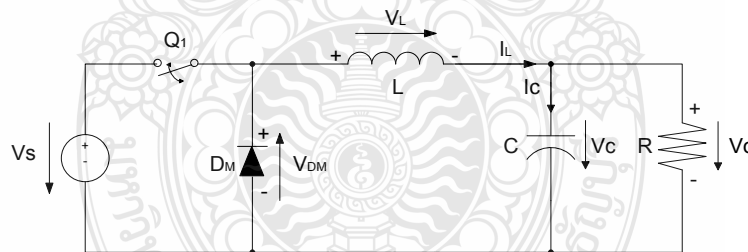
ดังนั้น $\Delta V_C = \Delta V_o$ (2.24)

ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรทอนแรงดันจะหาได้จากสมการที่ (2.25)

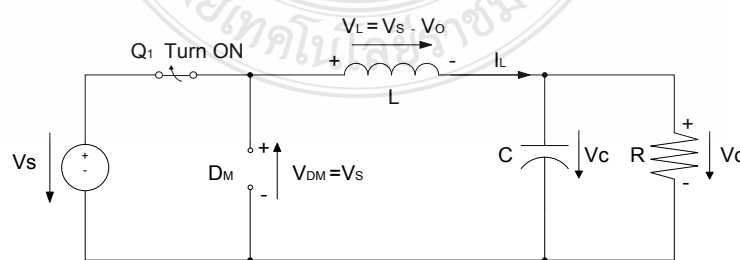
$$C = \frac{I_o D}{f\Delta V_o} \quad (2.25)$$

2.1.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Buck Converter)

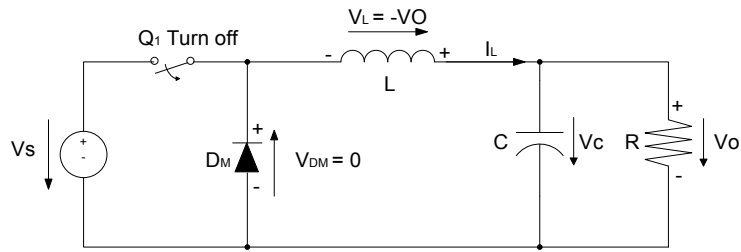
หลักการทํางานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เป็นการออกแบบเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีปริมาณต่ำกว่าด้านอินพุต และมีปริมาณแรงดันตามที่ต้องการ โดยเริ่มต้นจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ การวิเคราะห์การทํางานของสวิทช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.4 และวงจรการทํางานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

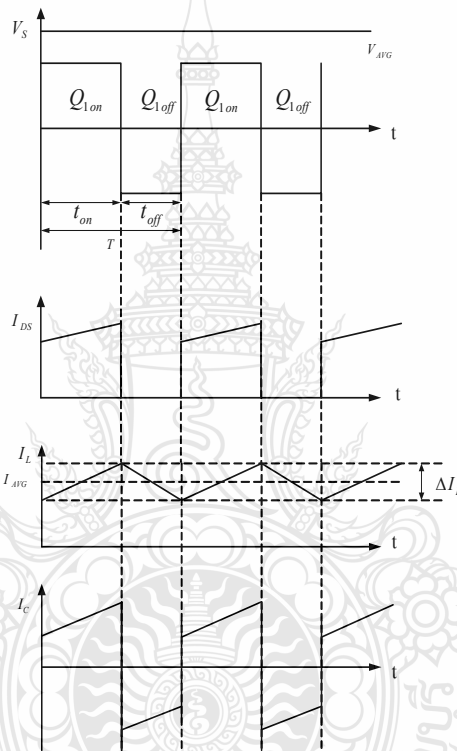


ก. โหมดที่ 1 สวิทช์ปิด



ก. โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

รูปที่ 2.5 วงจรการทำงานของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 2.6 สัญญาณต่างๆ ของวงจรทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด จากรูปที่ 2.5 ก. เป็นการทำงานโหมดที่ 1 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในรูปที่ 2.6 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t=0$) กระแสอินพุตไหลผ่าน Q_1 และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t=0$ เป็นเวลา I_2 ที่ $t=t_1$ โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน R และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำบวกกับแรงดันที่ตกคร่อม R ดังสมการที่ (2.26)

$$V_s = V_L + V_o \quad (2.26)$$

จะได้
$$L \frac{d_{iL}}{d_t} = V_s - V_o , \frac{d_{iL}}{d_t} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.27)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta_{iL,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.28)$$

วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด จากรูปที่ 2.5 ข. เป็นการทำงานโหมด 2 จะได้สัญญาณต่างๆ ดังปรากฏในรูปที่ 2.6 ($t_1 < t \leq t_{off}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R ทำให้เอาต์พุตมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานจึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่ง ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการที่ 2.29

$$V_D = V_L + V_o \quad (2.29)$$

แต่ $V_D = 0V$ จะได้ $V_L + V_o = 0 , V_L = -V_o = L \frac{d_{iL}}{dt}$

$$L \frac{d_{iL}}{dt} = \frac{\Delta_{iL,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.30)$$

dt ในกรณี อยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดัง

สมการที่ (2.30)
$$\Delta_{iL,off} = -\left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.31)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (2.31)

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT + \left[\left(\frac{-V_o}{L} \right) (1-D)T \right] = 0 \quad (2.32)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) - \left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D) = 0 \quad (2.33)$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0 \quad (2.34)$$

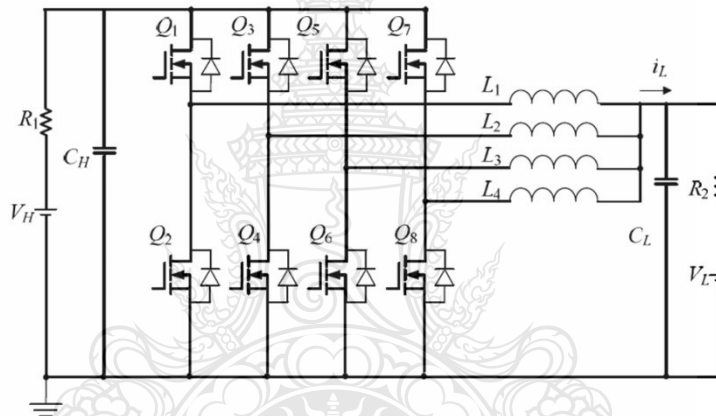
$$V_s D - V_o = 0 \quad (2.35)$$

$$V_s D = V_o \quad (2.36)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.37)$$

2.2 วงจรทบทแรงดันแบบขนานหลายเฟสและเทคนิคการอินเทอร์ลีฟ (Interleaved Technique)

การนำวงจรทบทแรงดันมาต่อขนานกันหลาย ๆ เฟสเพื่อนำวงจรทบทแรงดันมาต่อขนานกันจนถึง N ตัว วิธีการนี้เป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสทางด้านเอาต์พุตให้มากขึ้น มีข้อดีคือสามารถลดกระแสกระแสเพื่อทางด้านอินพุต มีชื่อเรียกว่า “เทคนิคการอินเทอร์ลีฟ (Interleaved Techniques)” วิธีการขนานวงจรทบทแรงดันจะมีการแยกการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัวให้มีมุมต่างกันเพื่อที่สวิตช์จะได้ไม่ทำงานพร้อมกัน



รูปที่ 2.7 วงจรทบทและทอนแรงดันแบบขนาน 4 เฟส

คำนวณได้จากสูตร

$$\text{มุมในการสวิตช์} = \frac{2\pi}{N} \text{ (องศา)} \quad (2.38)$$

เมื่อ N คือจำนวนของวงจรทบทแรงดันที่นำมาต่อขนานกัน

จากสูตรการหามุมในการสวิตช์จะเห็นว่าเมื่อมีจำนวนวงจรต่อขนานมากขึ้นจะทำให้มุมจุดเริ่มต้นในการสวิตช์จะน้อยลง เมื่อมีสวิตช์ที่นำกระแสมากขึ้นการกระแสเพื่อของกระแสจะน้อยลงและกระแสจะไหลผ่านสวิตช์ทุกตัวที่ต่ออยู่ในวงจร ดังนั้นกระแสรวมทางด้านเอาต์พุตจะมากกว่าวงจรทบทแรงดันปกติทั่วไปและกระแสเพื่อมีน้อยลงด้วย นอกจากนี้วงจรทบทแรงดันแบบหลายเฟสยังมีข้อดีคือ

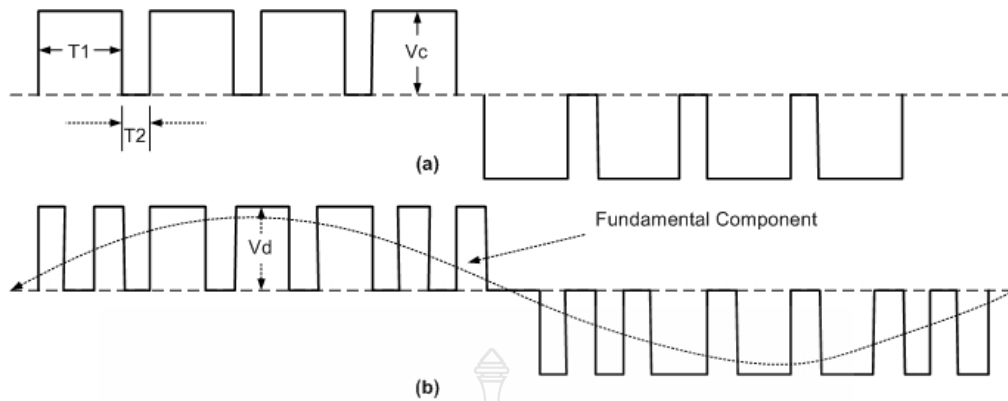
ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กและจำนวนน้อยลงและ กระแสกระเพื่อม (Ripple Current) ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตน้อยลง

ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการขนานวงจรทบทวนแรงดันเป็นการเพิ่มความเชื่อมั่นของระบบ (Reliability) ให้เพิ่มมากขึ้นและยังเป็นการเพิ่มความสามารถในการจ่ายพลังงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มากขึ้นโดยที่ไม่ต้องมีการขนานตัวอุปกรณ์เข้าไปในวงจร

เมื่ออุปกรณ์แต่ละวงจรมารวมกัน กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แต่ละวงจรจะลดลง ความร้อนที่เกิดขึ้นจึงน้อย จึงไม่มีปัญหาในการระบายความร้อนของตัวอุปกรณ์ และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละของวงจรจะช่วยให้สามารถลดคุณสมบัติการทนกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละตัวลงได้

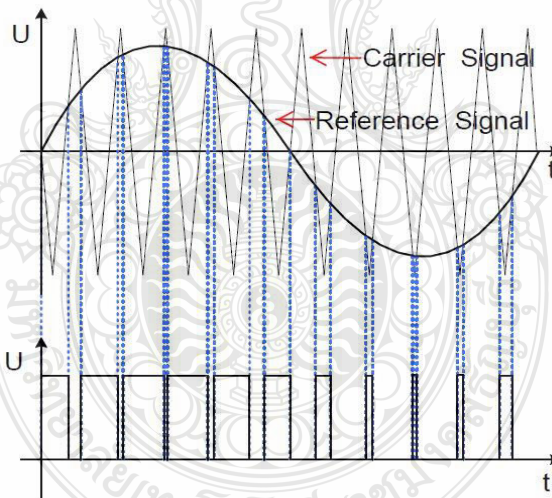
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลชันแบบปรับความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation):

ในเนื้อหาก่อนหน้านี้ได้อธิบายถึงโครงสร้าง และ ข้อดีข้อเสียต่างๆของคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่าง และคอนเวอร์เตอร์เหล่านั้นต้องมีสัญญาณควบคุมเพื่อสั่งงานอุปกรณ์สวิตชิงและในปัจจุบันได้มีหลากหลายวิธีการในการมอดูเลชันสำหรับใช้ในคอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะแสดงอยู่ในรูปที่ 2.9 แต่ในงานวิจัยนี้ได้เลือกวิธี Phase Shifted PWM มาใช้ในการทดลอง การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (PWM : Pulse Width Modulation) คือ การแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณให้อยู่ในรูปของความกว้างพัลส์ โดยถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดต่ำ ค่าความกว้างพัลส์ก็จะแคบ ถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดสูง ความกว้างพัลส์ก็จะกว้าง ค่าแอมพลิจูดที่นำมาแปลงเป็นความกว้างพัลส์นี้จะได้มาจากการแซมปลิง (Sampling) สัญญาณ แล้วนำค่าที่แซมปลิงที่ได้ไปสร้างพัลส์ที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความกว้างแปรผันตรงกับขนาดสัญญาณที่ถูกแซมปลิง ดังนั้นถ้าสัญญาณอินพุตถูกแซมปลิง n ครั้งต่อไซเคิล ก็จะได้สัญญาณพัลส์ออกมา n ลูกต่อไซเคิล ลักษณะสัญญาณ PWM แสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 ลักษณะของสัญญาณ PWM

จากรูปที่ 2.8 เป็นการสร้างสัญญาณ PWM จากสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งไม่แสดงให้เห็นลักษณะของสัญญาณอินพุตในรูปนี้ เนื่องจากสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูดคงที่ ดังนั้นรูปคลื่น PWM ที่ได้จะมีความกว้างพัลส์คงที่ จากรูปมีพัลส์ใน 1 ไซเคิล แสดงว่ามีการแซมปลิง 8 ครั้งใน 1 ไซเคิลนั่นเอง



รูปที่ 2.9 ลักษณะของสัญญาณ PWMจากรูปคลื่นไซน์

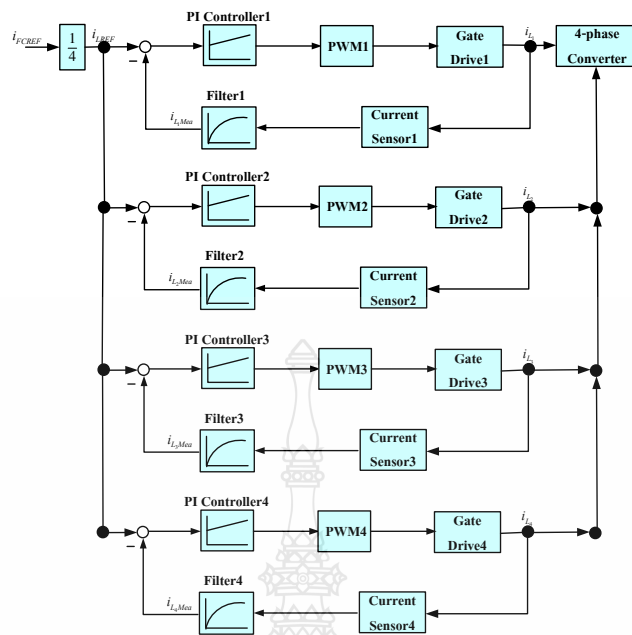
จากรูปที่ 2.9 เป็นการสร้างพัลส์ PWM จากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งแสดงในรูปด้วยเส้นประจะเห็นได้ว่ามีค่าแอมพลิจูดต่ำ ๆ พัลส์จะแคบ ที่แอมพลิจูดสูง ๆ พัลส์จะกว้าง ทำให้ PWM ของรูปคลื่นมีลักษณะที่เริ่มจากพัลส์แคบๆก่อนแล้วค่อยๆ กว้างขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุดพีค (Peak) ของพัลส์รูปคลื่นไซน์ จะกว้างที่สุดแล้วจะค่อยๆลดความกว้างลงเรื่อยๆจนเป็นศูนย์ แล้วจึงเริ่มกลับค่าเป็นลบ โดยรูปคลื่น

ในช่วงบวกและลบจะสมมาตรซึ่งกันและกัน จะนำหลักการพื้นฐานของ PWM มาใช้ โดยการนำเอา สัญญาณอ้างอิงที่มีความถี่ของรูปคลื่นเท่ากับความถี่ของแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็น รูปคลื่น ไซน์ และสัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่ของรูปคลื่นเท่ากับความถี่สวิตซ์ ซึ่งจะเป็นสัญญาณ สามเหลี่ยม มาทำการมอดูเลชัน แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปขับขาเกตอุปกรณ์สวิตซ์

ในการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ของแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการ ควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อุปกรณ์ สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต, ไอจีบีที หรืออื่นๆ เป็นผลให้เกิดการควบคุม แรงดันที่เอาต์พุตให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM ก็สามารรักษา ระดับแรงดันให้มีความคงที่สูง เพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากเอาต์พุตมาใช้ในการควบคุม ด้วย รวมทั้งทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำ ส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการ เปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิต่อการใช้งานสูง

2.4 การควบคุมกระแสในรูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนานหลายเฟส

วงจรภาคควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทบแรงดันเพื่อให้วงจรทบแรงดัน สามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่ง รูปที่ 2.10 จะเห็นว่ารูปกระแสจะมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (I_{FCREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกคู่ได้สัญญาณคำสั่งที่ เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ตัว



รูปที่ 2.10 การควบคุมกระแสแบบลูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส

การควบคุมลูปปิดกระแส คือการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมาคำนวณ สำหรับงานวิทยานิพนธ์นี้เลือกวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพราะสามารถนำไปคล้องผ่านอุปกรณ์วัดกระแสได้ง่าย กระแสแต่ละสาขาจะถูกวัดด้วยเซนเซอร์วัดกระแส (Hall Current) แต่เซนเซอร์วัดกระแส $i_{L,Mea}$ นี้จะส่งสัญญาณเอาท์พุทออกมาเป็นกระแส ดังนั้นจะต้องมีการเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันโดยใช้วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) จากนั้นจะนำแรงดันที่วัดได้ไปผ่านวงจรฟิลเตอร์ แบบออร์เดอร์ที่ 1 (First Order Filter) เพื่อที่จะกรองสัญญาณรบกวน (Harmonic) อันเนื่องมาจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงของวงจรกำลัง เป็นวิธีการลดการผิดพลาดในการคำนวณ ต่อจากนั้นเข้าวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรควบคุมแบบ พี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือได้ (PWM) มีค่า T-on ต่างกันก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอดเฟสจะต้องผ่านวงจรขั้วเกตเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับกราวด์วงจรกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้น เพื่อที่จะสั่งให้มอดเฟสทำงานได้มอดเฟสแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศา ซึ่งที่กล่าวมาเป็นการอธิบายการทำงานเพียงเฟสเดียวซึ่ง 4 เฟสก็ทำงานเหมือนกันทุกตัวแต่แยกกันทำงานโดยอิสระจากกัน

2.5 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ STM 32 F4

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นบอร์ดที่สามารถเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ PC ผ่านทางพอร์ต USB จะทำงานร่วมกับ โปรแกรม Matlab โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์บอร์ดของ Arduino Atmega 328 เป็นอุปกรณ์ประเมินผลในการควบคุม และใช้ Accelerometre พร้อมกับ Gyroscope ซึ่งรวมอยู่ในโมดูลเดียวกันมาเป็นตัวช่วยในการวัดหาค่า ส่วนทางตัวควบคุมในการลดค่าความผิดพลาดของเอาต์พุตนั้นได้ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดี (PID controller) โดยปรับค่า PID จากคอมพิวเตอร์ ในการควบคุมเพื่อให้รักษาสมดุลตัวเอง



รูปที่ 2.11 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F4

คุณสมบัติไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F4

1. ความเร็วในการประมวลผล 120 MIPS
2. 192 kBytes
3. สามารถบันทึกข้อมูลลงในบอร์ด
4. แรงดันใช้งานหลักของบอร์ด 5 โวลต์
5. บนชิพมีเซนเซอร์อุณหภูมิ
6. ช่องอนกประสงค์ 4 ช่อง 16 บิต และ 4 ช่องสำหรับ IC/OC/PWM
7. 2 ช่อง ตัวนับการควบคุมขั้นสูง 16 bit
8. 2 ช่อง 12 bit สำหรับ DAC
9. เชื่อมต่อคอมพิวเตอร์ด้วย USB 2.0

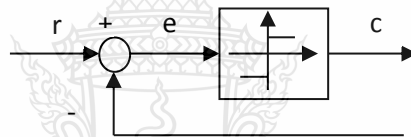
2.6 การควบคุมและตัวควบคุมแบบพีไอดี

ชนิดของการควบคุมที่พบบ่อยในงานอุตสาหกรรม ระบบควบคุมในงานอุตสาหกรรมมักเกี่ยวข้องกับ การควบคุมใน 2 ลักษณะคือ

-การควบคุมระบบด้วยการเปิดปิดการทำงาน

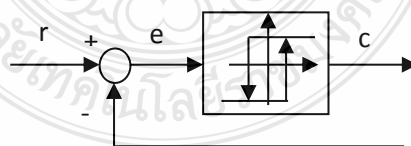
-การควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณควบคุมที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าต่อเนื่องเป็นสัญญาณอนาล็อก ตัวอย่างของตัวควบคุมที่พบได้บ่อยๆ ในงานอุตสาหกรรมแบ่งตามลักษณะการควบคุมดังกล่าวมีดังต่อไปนี้

ตัวควบคุมแบบเปิดปิด(On-off หรือ Bang-bang Control)ลักษณะการทำงานก็คือการสั่งเปิดปิดการทำงานเมื่อผลตอบสนองมากกว่าสัญญาณอ้างอิง บล็อกไดอะแกรมและฟังก์ชันการทำงานเป็นดังรูป



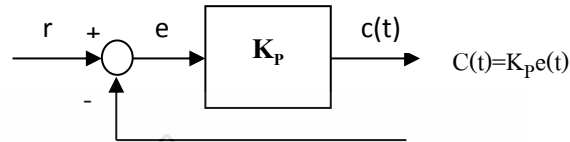
รูปที่ 2.12 ตัวควบคุมแบบเปิดปิด

ตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Control) ลักษณะการทำงานก็คือการสั่งเปิดปิดการทำงานเมื่อผลตอบสนองมากกว่าหรือน้อยกว่าสัญญาณอ้างอิงบวกหรือลบด้วยย่านการสั่งการเปิดปิด บล็อกไดอะแกรมและฟังก์ชันการทำงานเป็นดังรูป



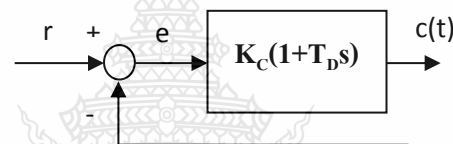
รูปที่ 2.13 ตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน(Proportional Control)ลักษณะการทำงานก็คือการส่งสัญญาณเอาที่พุดออกมาเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณค่าความผิดพลาด บล็อกไดอะแกรมและฟังก์ชันการทำงานเป็นดังรูป



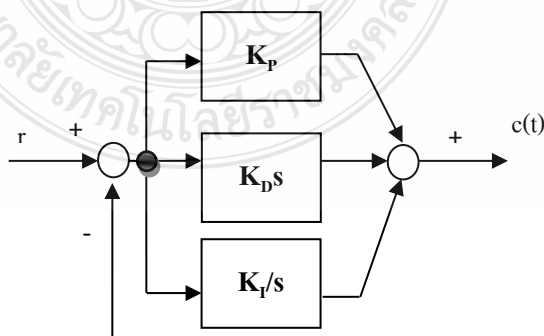
รูปที่ 2.14 ตัวควบคุมพีไอ

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอนุพันธ์ หรือ ตัวควบคุมแบบพีดี(Proportional-Derivative Control)แบบใช้ค่าเกินร่วม ลักษณะการทำงานก็คือการทำงานร่วมกันของตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์บล็อกไดอะแกรมและฟังก์ชันการทำงานเป็นดังรูป



รูปที่ 2.15 ตัวควบคุมแบบพีดี

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์และอนุพันธ์หรือตัวควบคุมแบบพีไอดี(Proportional Intergral Control: PID Control)ลักษณะการทำงานก็คือการทำงานร่วมกันของตัวควบคุมแบบสัดส่วน ตัวควบคุมแบบปริพันธ์และตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ บล็อกไดอะแกรมและฟังก์ชันการทำงานเป็นดังรูป 2.16



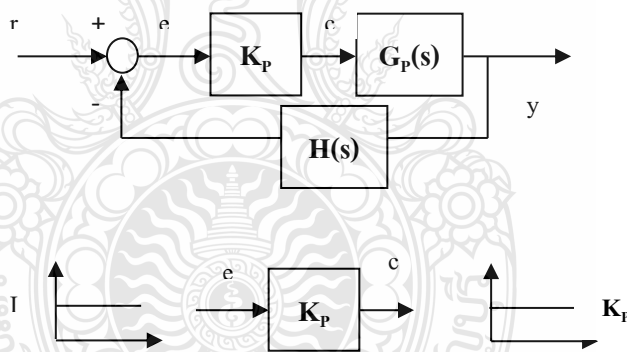
รูปที่ 2.16 ตัวควบคุมแบบพีไอดี

ตัวควบคุมแบบพีไอดี เป็นตัวควบคุมที่นิยมมากในอุตสาหกรรมเพราะเป็นตัวควบคุมที่ใช้
งานง่าย การปรับค่าเกนอาศัยหลักการที่ไม่ได้ซับซ้อนมากนักก็ให้ผลตอบสนองเป็นที่ยอมรับได้
สามารถปรับแต่งการควบคุมได้ง่ายเมื่อต้องการระบบควบคุมแบบพีไอดีมีตัวควบคุมย่อย 3 ตัวคือ

- ตัวควบคุมแบบสัดส่วนหรือตัวควบคุมพี
- ตัวควบคุมแบบปริพันธ์หรือตัวควบคุมไอ
- ควบคุมแบบปริพันธ์หรือตัวควบคุมดี

ในการควบคุมระบบทั่วไปมักใช้งานตัวควบคุมร่วมกันเช่น การควบคุมแบบพีไอ การควบคุมแบบพีดี
และการควบคุมแบบพีไอดี

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน หรือตัวควบคุมแบบพี ตัวควบคุมแบบนี้จะนำเอาสัญญาณค่าความ
ผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม แล้วตัวควบคุมจะ
ทำการสร้างสัญญาณเอาต์พุตด้วยการขยายสัญญาณความผิดพลาดดังกล่าวด้วยค่าเกนของตัวควบคุม
บล็อกไดอะแกรมและลักษณะของการประมวลผลสัญญาณเป็นดังรูป

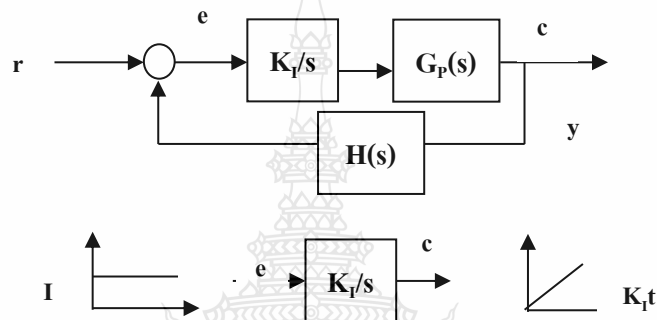


รูปที่ 2.17 ตัวควบคุมแบบพี

จุดเด่นของตัวควบคุมแบบนี้เมื่อนำไปใช้งานก็คือ การปรับค่าเกนให้สูงขึ้นจะมีผลทำให้
ระบบมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้น ปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้นในการนำไปใช้งานก็คือถ้านำไปใช้งานกับ
ระบบชนิด 0 ตัวควบคุมแบบนี้จะไม่สามารถขจัดค่าความผิดพลาดในสถานะคงตัวได้แต่ก็สามารถทำ
ให้ค่าความผิดพลาดดังกล่าวมีค่าน้อยลงได้ด้วยการปรับค่าเกนให้สูง ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วการปรับค่า
เกนให้สูงมากขนาดไหนเอาต์พุตที่ออกจริงๆ จากตัวควบคุมมักมีค่าจำกัดและการปรับเกนให้มีค่าสูง
สำหรับระบบที่มีอันดับสูง อาจจะทำได้ผลตอบสนองที่ไม่เป็นที่พึงประสงค์ เช่นการปรับเกนให้

สูงขึ้นสำหรับระบบอันดับสอง ผลที่ตามมาคือค่าพุงเกินก็จะสูงขึ้นตามไปด้วยซึ่งอาจจะเป็นอันตรายต่อระบบได้

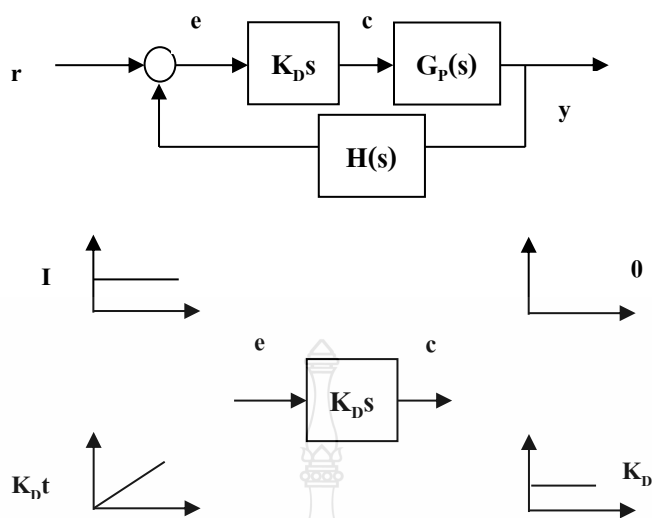
ตัวควบคุมแบบปริพันธ์หรือตัวควบคุมแบบไอ ตัวควบคุมแบบนี้จะนำเอาสัญญาณความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม แล้วตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาต์พุตด้วยการอินทิเกรตสัญญาณความผิดพลาดดังกล่าวแล้วคูณด้วยค่าเกนของตัวควบคุม บล็อกไดอะแกรมและลักษณะของการประมวลผลสัญญาณเป็นดังรูป



รูปที่ 2.18 ตัวควบคุมแบบไอ

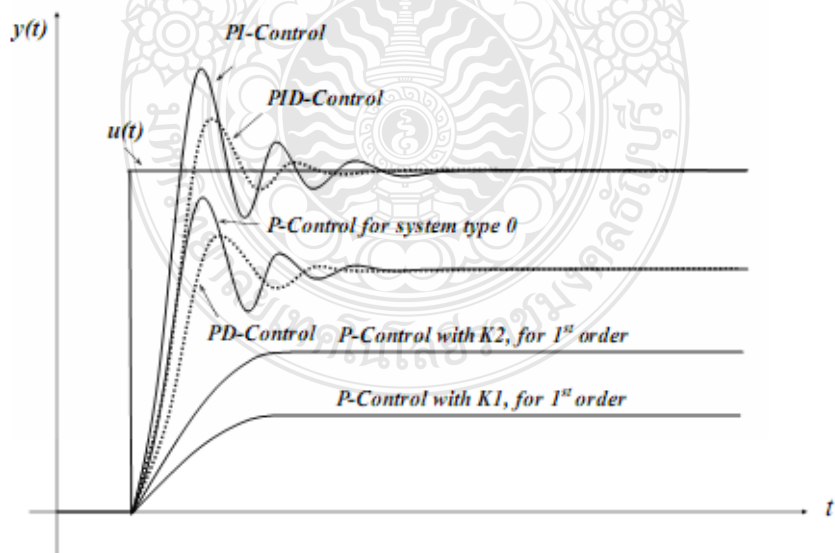
จุดเด่นของตัวควบคุมแบบนี้เมื่อนำไปใช้งานก็คือ ถ้านำไปใช้กับระบบชนิด 0 ตัวควบคุมแบบนี้จะสามารถจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวได้ ข้อคือยที่อาจเกิดขึ้นในการนำไปใช้งานก็คือ ตัวควบคุมแบบนี้ไม่สามารถลดผลของการพุงเกินของผลตอบสนองได้และการปรับเกนให้มีค่าสูงอาจทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไม่เป็นที่พึงประสงค์เช่นการปรับเกนให้สูงขึ้นอาจมีผลทำให้ผลตอบสนองของระบบเกิดการแกว่งตัวได้

ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์หรือตัวควบคุมแบบดี ตัวควบคุมแบบนี้จะนำเอาสัญญาณความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุมแล้วตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาต์พุตด้วยการอนุพันธ์สัญญาณความผิดพลาดดังกล่าว แล้วคูณด้วยค่าเกนของตัวควบคุม บล็อกไดอะแกรมและลักษณะของการประมวลผลสัญญาณเป็นดังรูป



รูปที่ 2.19 ตัวควบคุมแบบดี

จุดเด่นของตัวควบคุมแบบนี้เมื่อนำไปใช้งานก็คือ ตัวควบคุมแบบนี้ใช้สำหรับลดผลของการพุ่งเกินของผลตอบสนองได้ ลดผลตอบสนองที่มีการเปลี่ยนแปลงไปมาได้ แต่ต้องปรับค่าเกณฑ์ให้เหมาะสมด้วย ไม่เช่นนั้น อาจจะทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไม่เป็นที่พึงประสงค์ ปัญหาที่อาจเกิดขึ้นในการนำเอาตัวควบคุมนี้ไปใช้งานก็คือ ตัวควบคุมแบบนี้จะไม่สามารถจัดค่าความผิดพลาดในสถานะคงตัวได้ และการใช้ตัวควบคุมนี้อาจจะทำให้ได้ผลตอบสนองที่ช้าลงได้



รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองขาออกของตัวควบคุมพีไอดีแบบต่างๆ ในระบบ Step input

จากรูปจะเห็นว่าถ้าหากนำตัวควบคุมแบบพีไปใช้กับระบบที่เป็นอันดับหนึ่งผลตอบสนองที่ได้จะมีค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวซึ่งสามารถลดผลกระทบได้ด้วยการเพิ่มค่าเกนของตัวควบคุมให้สูงขึ้น สำหรับการนำไปใช้กับระบบที่มีอันดับสูงกว่านั้นและเป็นระบบชนิด 0 ค่าความผิดพลาดสภาวะคงตัวก็จะยังคงมีค่าอยู่ และการลดผลกระทบด้วยการปรับค่าเกนของตัวควบคุมพีให้สูงขึ้นอาจจะส่งผลให้การพุ่งเกินมีค่าสูงขึ้นได้ ถ้าหากใช้ตัวควบคุมร่วมกันระหว่างพีกับไอ หรือตัวควบคุมแบบพีไอกับระบบนี้แล้ว ตัวควบคุมแบบไอก็จะช่วยจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวแต่ผลตอบสนองที่ได้จะยังมีค่าพุ่งเกินเหมือนเดิม ถ้าหากใช้ตัวควบคุมร่วมกันระหว่างพีและดี หรือตัวควบคุมแบบพีดีกับระบบนี้แล้ว การพุ่งเกินของผลตอบสนองก็จะลดลง แต่ค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวก็จะยังคงอยู่ดังนั้นถ้าหากใช้ตัวควบคุมร่วมกันระหว่างพีไอ และดีด้วยการปรับค่าเกนให้เหมาะสมกับระบบนั้นๆ ก็จะได้ผลตอบสนองแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤตที่มีค่าพุ่งเกินเหมาะสมกับระบบนั้น

การทดสอบหาค่าเกนที่เหมาะสมของตัวควบคุมแบบพีไอดี

การที่จะได้ผลตอบสนองที่เหมาะสมของตัวควบคุมแต่ละแบบนั้นขึ้นอยู่กับอันดับและชนิดของระบบเป็นสำคัญ และระบบแต่ละระบบมีค่าเกนที่เหมาะสมต่างกัันออกไป ทั้งนี้ยังต้องรวมไปถึงข้อกำหนดคุณลักษณะในการออกแบบด้วย เพื่อให้ได้ผลตอบสนองเป็นไปดังที่ผู้ใช้และผู้ออกแบบพึงพอใจ

การให้ได้มาซึ่งค่าเกนที่เหมาะสมสำหรับระบบต่างๆไปทีอาจจะมีอันดับสูง เป็นเรื่องที่ยาก ก่อนข้างยาก ในที่นี้จะนำเสนอวิธีการทดสอบระบบเพื่อหาค่าเกนที่เหมาะสมของตัวควบคุมแบบพีไอดีที่เป็นที่นิยมมีด้วยกันอยู่ 2 วิธี

วิธีการของ Ziegler-Nichols

วิธีการของ Chien-hrones-Reswick หรือ CHR

การทดสอบด้วยวิธีการของ Ziegler-Nichols

การทดสอบวิธีนี้มีขั้นตอนดังนี้

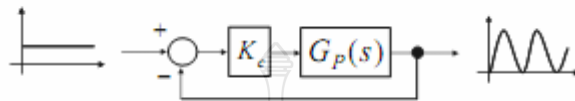
ขั้นตอนที่ 1 ต่อระบบควบคุมเป็นแบบวงรอบปิดด้วยตัวควบคุมแบบพีด้วยการป้อนกลับแบบหนึ่งหน่วย

ขั้นตอนที่ 2 ทดสอบระบบด้วยสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันได

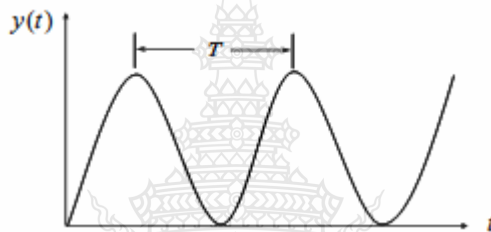
ขั้นตอนที่ 3 ปรับค่าเกณฑ์ให้สูงขึ้นจนกระทั่งเกิดผลตอบสนองแบบไม่มีการหน่วง(Undamped)

ขั้นตอนที่ 4 บันทึกค่าเกณฑ์ (K_c) และคาบเวลาของการแกว่งตัว (T)

ขั้นตอนที่ 5 นำค่าเกณฑ์และคาบเวลาของการแกว่งตัวที่ได้ไปเข้าสู่สูตรเพื่อหาค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแต่ละแบบ



รูปที่ 2.21 การทดสอบระบบด้วยวิธีการของ Ziegler Nichols



รูปที่ 2.22 ลักษณะของผลตอบสนองที่ได้

นำค่าเกณฑ์และคาบเวลาของการแกว่งมาเข้าสู่สูตรเพื่อหาค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมของระบบควบคุมพีไอดีตามฟังก์ชันถ่ายโอนนี้

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.40)$$

หรือ

$$G_C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2.41)$$

โดยที่

$$K_I = \frac{K_P}{T_I}, K_D = K_P T_D \quad (2.42)$$

ค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแต่ละแบบเป็นดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมตามวิธีการของ Zigler Nichols

	KP	KI	KD
P-Control	$0.5K_C$	-	-
PI-Control	$0.45K_C$	$0.45K_C/0.83T$	-
PID-Control	$0.6K_C$	$0.6K_C/0.5T$	$(0.6K_C)(0.125T)$

ข้อจำกัดของการทดสอบระบบด้วยวิธีนี้ก็คือ ใช้ได้กับระบบที่มีผลตอบสนองแบบไม่มีการหน่วงเท่านั้นสำหรับระบบที่ไม่มีผลตอบสนองแบบนี้สามารถใช้การทดสอบด้วยวิธีการของ Chien-hrones-Reswick แทนได้ แต่ผลตอบสนองที่ได้จะมีค่าการพุ่งเกินต่ำกว่านี้

การทดสอบด้วยวิธีการของ Chien-hrones-Reswick

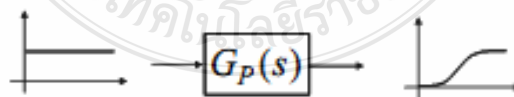
การทดสอบวิธีนี้มีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ทดสอบระบบแบบวงรอบเปิดหรือเป็นการทดสอบสิ่งที่ต้องการควบคุมด้วยสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดโดยตรง ดังรูป 2.24

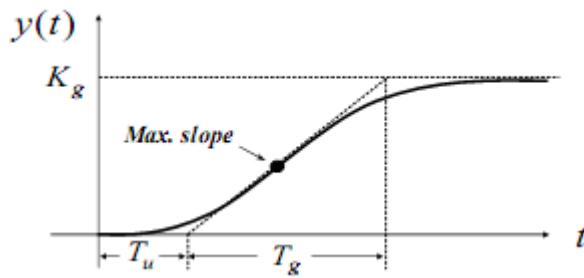
ขั้นตอนที่ 2 บันทึกค่าของผลตอบสนองในสภาวะคงตัว K_u และบันทึกลักษณะของผลตอบสนองที่ได้ ดังรูป 2.23

ขั้นตอนที่ 3 จากบันทึกลักษณะของผลตอบสนองที่ได้ หาจุดที่มีความชันสูงสุด ลากเส้นตรงตัดกับเส้นผลตอบสนองในสภาวะคงตัวและแกนเวลา จะได้คาบเวลา T_u และ T_y

ขั้นตอนที่ 4 นำค่าผลตอบสนองในสภาวะคงตัว K_u คาบเวลา T_u และ T_y ที่ได้ไปเข้าสู่สูตรเพื่อหาค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแต่ละแบบ



รูปที่ 2.23 การทดสอบระบบด้วยวิธีการของ Chien-hrones-Reswick



รูปที่ 2.24 ลักษณะของผลตอบสนองที่ได้

นำคาบเวลา T_u และ T_g ที่ได้มาหา R เพื่อเลือกตัวควบคุมตามตาราง

ตารางที่ 2.2 การเลือกตัวควบคุมที่เหมาะสมตามวิธีการของ Chien-hrones-Reswick

Conroller	$R=T_g/T_u$
P-Conroller	$R>10$
PI-Conroller	$7.5<R<10$
PID-Conroller	$3<R<7.5$
Higher Order	$R<3$

จากตารางจะเห็นว่าถ้าค่า $R<3$ วิธีการนี้ได้แนะนำให้ใช้ตัวควบคุมแบบ Higher Order ซึ่งระบบควบคุมแบบพีไอดีเป็นตัวควบคุมที่มีโพลเพียงตัวเดียว คือตัวควบคุมแบบพี ฟังนั้นระบบจึงมีอันดับเป็นหนึ่งเท่านั้นการใช้ตัวควบคุมที่มีอันดับสูงกว่านี้จะได้กล่าวถึงต่อไปในเรื่องการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการของเส้นทางเดินราก และการออกแบบตัวควบคุมสำหรับผลตอบสนองเชิงความถี่

เมื่อได้เลือกตัวควบคุมแล้วก็นำค่าผลตอบสนองในสถานะคงตัว K_g คาบเวลา T_u และ T_g ที่ได้มาเข้าสู่สูตรเพื่อหาค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมของระบบควบคุมพีไอดี ตามฟังก์ชันโอนนี้

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.43)$$

หรือ

$$G_C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.44)$$

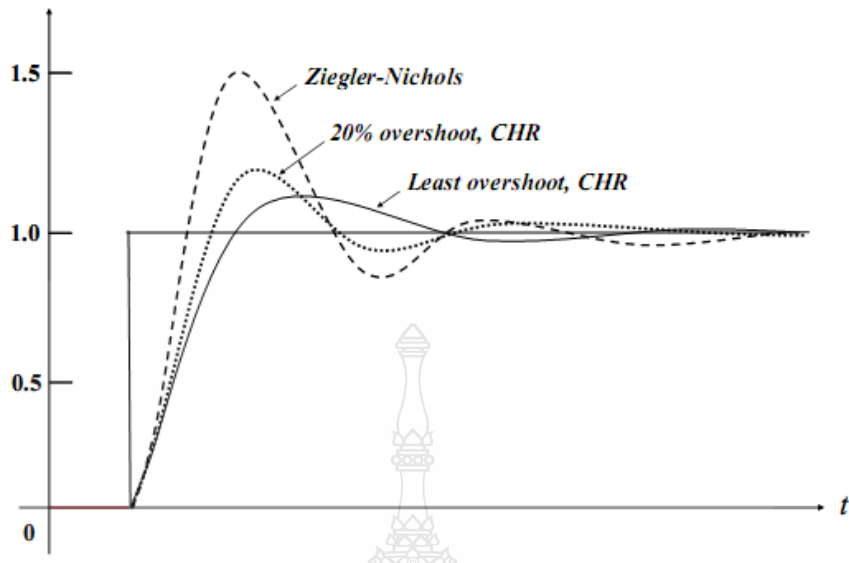
โดยที่

$$K_I = \frac{K_P}{T_i}, K_D + K_P T_d \quad (2.45)$$

ตารางที่ 2.3 ค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแต่ละแบบ

Controller	20% Overshoot	Least Overshoot
P-Controller	$K_p=0.7R/K_g$	$K_p=0.3R/K_g$
PI-controller	$K_p=0.6R/K_g$	$K_p=0.35R/K_g$
	$K_I=K_p/T_g$	$K_I=K_p/1.2T_g$
PID-controller	$K_p=0.95R/K_g$	$K_p=0.35R/K_g$
	$K_I=K_p/1.35T_g$	$K_I=K_p/1.2T_g$
	$K_D=K_p \times 0.47T_u$	$K_D=K_p \times 0.5T_u$

จากตาราง 2.6 การหาค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมสำหรับวิธีการทดสอบแบบนี้จะเห็นว่าสามารถเลือกผลตอบสนองที่ต้องการได้ว่าจะให้ผลตอบสนองมีเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินขนาด 20% หรือมีการพุ่งเกินน้อยที่สุด แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองที่ได้จากการทดสอบนี้จะให้ผลตอบสนองที่มีเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินค่อนข้างต่ำ เหมาะสำหรับระบบที่ไม่สามารถยอมรับการพุ่งเกินของผลตอบสนองได้มากนัก และสิ่งที่ตามมาอีกอย่างหนึ่งก็คือผลตอบสนองที่ได้อาจจะมีความเร็วของผลตอบสนองที่ต่ำ เมื่อเทียบกับวิธีการของ Ziegler Nichols



รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบ Step input ที่ได้จากการทดสอบแบบต่างๆ

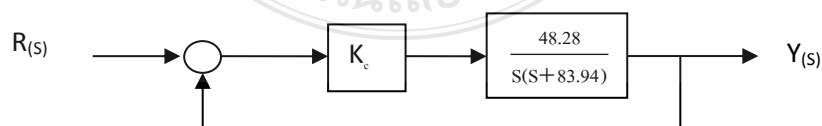
รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธีการของ Ziegler-Nichols และ Chien-hrones-Reswick วิธีการทดสอบทั้งแบบนี้มีข้อจำกัดที่อาจจะทำให้ผลตอบสนองที่ได้ไม่เป็นไปตามที่คาดหมายไว้ เช่นผลตอบสนองที่ได้อาจจะมีการเพี้ยนเกินไม่เป็นไปตามที่ตั้งใจไว้ เป็นต้น ข้อจำกัดในการใช้งานนี้คือ การทดสอบทั้งสองแบบใช้ได้กับระบบที่เป็นชนิด 0 และมีโพลและซีโรเป็นค่าจริง การนำวิธีการทดสอบทั้งสองแบบไปใช้กับระบบอื่นๆนอกเหนือจากนี้ก็ยังไม่ใช้ได้แต่อาจจะต้องทำการปรับค่าเกณฑ์อีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้ได้ผลตอบสนองเป็นดังที่ต้องการ ยกตัวอย่างเช่น เมื่อทดสอบด้วยวิธีการของ Ziegler Nichols กับระบบหนึ่งๆ ที่อาจจะไม่ทราบชนิดและตำแหน่งของโพลของระบบแล้วเมื่อคำนวณค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมและนำไปใช้กับการควบคุมด้วยพีไอดีแล้ว ผลปรากฏว่ามีการพุ่งเกินของผลตอบสนองมากกว่า 50% ก็อาจจะต้องปรับค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบดีอีกรอบเพื่อลดผลตอบสนองที่มีการพุ่งเกินดังกล่าว เป็นต้น

ข้อเสนอแนะสำหรับการปรับจูนตัวควบคุมแบบพีไอดี

สรุปขั้นตอนในการทดสอบและปรับจูนค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมพีไอดีสำหรับระบบที่ไม่ทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ มีขั้นตอนที่แนะนำดังนี้
 -ต่อระบบควบคุมแบบวงรอบปิดด้วยตัวควบคุมแบบพี

- ปรับค่าเกนให้สูงขึ้นเรื่อยๆ สังเกตผลตอบสนองที่ได้
- ถ้าปรับค่าเกนให้สูงขึ้นเรื่อยๆ แล้วผลตอบสนองที่ได้ไม่มีการพุ่งเกิน(ระบบมีอันดับเป็นหนึ่ง) ให้สังเกตว่าระบบมีค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวหรือไม่
- ถ้าไม่มีค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวก็ใช้ตัวควบคุมแบบพีอย่างเดียวโดยปรับค่าเกนของตัวควบคุมให้สูงขึ้นเรื่อยๆ เข้าไว้
- ถ้ามีค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวก็ให้ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยปรับค่าเกนของตัวควบคุมพีให้สูงพอประมาณ แล้วจึงปรับค่าเกนของตัวควบคุมไอจนกระทั่งค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวเป็นศูนย์
- ถ้าผลตอบสนองที่ได้มีการพุ่งเกินของผลตอบสนอง(ระบบมีอันดับสูงกว่าหนึ่ง)
- ถ้าต้องการลดการพุ่งเกินของผลตอบสนองอย่างเดียวโดยยอมรับค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวได้ ก็ให้ใช้ตัวควบคุมแบบพีดี โดยปรับค่าเกนพีให้สูงพอประมาณจนกระทั่งได้ค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวเป็นที่พอใจ แล้วจึงปรับค่าเกนของตัวควบคุมดีเพื่อลดการพุ่งเกินของผลตอบสนอง
- ถ้าต้องการปรับทั้งความเร็วและการพุ่งเกินของผลตอบสนอง รวมไปถึงค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวก็ให้ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดี ให้ลองทดสอบแบบ Zigler- Nichols ก่อนโดยปรับจนกระทั่งผลตอบสนองเป็นแบบไม่มีการหน่วงแล้วทำตามขั้นตอนของการทดสอบแบบ Zigler Nichols แต่ถ้าทดสอบแบบ Zigler Nichols แล้วไม่เกิดผลตอบสนองแบบไม่มีการหน่วง ก็ให้ทดสอบด้วยวิธีการของ Chien-hrones-Reswick ซึ่งในการเลือกใช้วิธีการของ Zigler Nichols จะให้ผลตอบสนองที่มีการพุ่งเกินที่สูงกว่าวิธีการของ Chien-hrones-Reswick แต่ผลตอบสนองที่ได้จะมีความเร็วสูงกว่าวิธีการของ Chien-hrones-Reswick

การออกแบบระบบควบคุมกับระบบอันดับสองมาตรฐาน



รูปที่ 2.26 ระบบอันดับสอง

จัดให้อยู่ในฟอร์มมาตรฐาน

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{48.28K_C}{s^2 + 83.94s + 48.28K_C} \quad (2.46)$$

ระบบนี้มีสมการคุณลักษณะของระบบเป็น

$$s^2 + 83.49s + 48.28K_C \quad (2.47)$$

เปรียบเทียบกับสมการคุณลักษณะของระบบอันดับสองมาตรฐาน

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.48)$$

ค่าความถี่ธรรมชาติเมื่อไม่มีการหน่วงหาได้จาก

$$\omega_n = \sqrt{48.28K_C} \quad (2.49)$$

ค่าอัตราหน่วงของระบบหาได้จาก

$$\zeta = \frac{83.49}{2\sqrt{48.28K_C}} \quad (2.50)$$

$$\zeta = \frac{6}{\sqrt{K_C}}$$

จากเส้นทางเดินรากที่ได้ ต้องการออกแบบระบบนี้ให้มีผลตอบสนองแบบต่ำกว่าวิกฤตด้วยเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดประมาณ 4.3% หรือเท่ากับค่าอัตราหน่วงของระบบที่ $\zeta = 0.707$ จากความสัมพันธ์

$$\zeta = \cos \theta$$

$$\text{ดังนั้น } \theta = \cos^{-1} 0.707 = 45^\circ$$

ซึ่งตรงกับตำแหน่งโพลที่ $\zeta = 1$ โดย $s = -43.275, -40.685$

ซึ่งตรงกับตำแหน่งโพลที่ $\zeta = 0.707$ โดย $s = -58.96 + j41.7, -58.96 - j41.7$

ซึ่งตรงกับตำแหน่งโพลที่ $\zeta = 0.4$ โดย $s = -83.38 + j109.05, -83.38 - j109.05$

ออกแบบให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงวิกฤต

สำหรับผลตอบสนองแบบหน่วงวิกฤต ค่าอัตราหน่วงของระบบมีค่า $\zeta = 1$

จากสมการ 2.50 คำนวณค่าเกินของตัวควบคุมได้ $K_c = 36$

จากสมการคำนวณหาค่าความถี่ธรรมชาติได้ $\omega_n = 41.69$

จากสมการโพลทั้งสองตัวอยู่ที่ตำแหน่ง $S = -43.275, -40.685$

ผลตอบสนองวิกฤตนี้ สามารถใช้สูตรคำนวณข้อกำหนดคุณลักษณะได้อย่างเดียวคือช่วงเวลาเซตตัวของผลตอบสนอง

$$t_s (5\% \text{ tolerance}) = \frac{4.7}{\zeta \omega_n} = 0.112 \quad (2.51)$$

ออกแบบให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าจุดวิกฤต

สำหรับผลตอบสนองแบบหน่วงต่ำกว่าจุดวิกฤตด้วยค่าพุงเกินสูงสุดมีค่าน้อยๆเลือกค่า

อัตราหน่วงของระบบมีค่า $\zeta = 0.707$

จากสมการ 2.51 คำนวณค่าเกินของตัวควบคุมได้ $K_c = 72.02$

จากสมการคำนวณหาค่าความถี่ธรรมชาติได้ $\omega_n = 58.96$

จากสมการโพลทั้งสองตัวอยู่ที่ตำแหน่ง $S = -58.96 + j41.7, -58.96 - j41.7$

ผลตอบสนองแบบต่ำกว่าจุดวิกฤตนี้ สามารถใช้สูตรคำนวณข้อกำหนดคุณลักษณะต่างๆได้ดังนี้
-ช่วงเวลาไต่ขึ้น

$$t_r = \frac{\pi - \cos^{-1} \zeta}{\omega_d} \quad (2.52)$$

แทนค่า จะได้ช่วงเวลาไต่ขึ้น $t_r = 0.04 \text{ sec}$

-ช่วงเวลาจุดยอด

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (2.53)$$

แทนค่า จะได้ช่วงเวลาจุดยอด $t_p = 0.0525 \text{ sec}$

-เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินสูงสุด

$$M_p = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \times 100\% \quad (2.54)$$

จะได้เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินสูงสุด $M_p = 96.30\%$

-ช่วงเวลาเซตตัวของผลตอบสนอง $\zeta = 0.707$

$$t_s (5\% \text{ tolerance}) = \frac{3}{\zeta\omega_n} \quad (2.55)$$

จะได้ช่วงเวลาเซตตัวของผลตอบสนอง $t_s(5\% \text{ tolerance}) = 0.071968 \text{ sec}$

ออกแบบให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าจุดวิกฤต

สำหรับผลตอบสนองแบบหน่วงต่ำกว่าจุดวิกฤตด้วยค่าพุงเกินสูงสุดมีค่าพอประมาณเลือก

ค่าอัตราหน่วงของระบบมีค่า $\zeta = 0.4$

จากสมการ 2.53 คำนวณค่าแกนของตัวควบคุมได้ $K_c = 225$

จากสมการ 2.54 คำนวณหาค่าความถี่ธรรมชาติได้ $\omega_n = 104.225$

จากสมการ 2.55 โพลทั้งสองตัวอยู่ที่ตำแหน่ง $S = -83.38 + j109.05, -83.38 - j109.05$

ผลตอบสนองแบบต่ำกว่าจุดวิกฤตนี้ สามารถใช้สูตรคำนวณข้อกำหนดคุณลักษณะต่างๆ ได้ดังนี้

-ช่วงเวลาไต่ขึ้น

$$t_r = \frac{\pi - \cos^{-1} \zeta}{\omega_d} \quad (2.56)$$

แทนค่าจะได้ช่วงเวลาไต่ขึ้น $t_r = 0.023 \text{ sec}$

-ช่วงเวลาจุดยอด

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (2.57)$$

แทนค่า จะได้ช่วงเวลาจุดยอด $t_p = 0.0376 \text{ sec}$

-เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินสูงสุด

$$M_p = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \times 100\% \quad (2.58)$$

จะได้เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินสูงสุด $M_p = 98.5\%$

-ช่วงเวลาเซ็ตตัวของผลตอบสนอง $\zeta = 0.707$

$$t_s (5\% \text{ tolerance}) = \frac{3}{\zeta \omega_n} \quad (2.59)$$

จะได้ช่วงเวลาเซ็ตตัวของผลตอบสนอง $t_s(5\% \text{ tolerance}) = 0.071959 \text{ sec}$

2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

มาร์ก และ แพลงกริน จาก เยอรมันนี้ทำการวิจัยศึกษาการทำงานของ Single-phase AC/DC converter โดยกำลังไฟฟ้าสามารถไหลผ่านตัวคอนเวอเตอร์ได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow) ทิศทางแรกกำลังไฟฟ้าไหลจากทางด้านอินพุทกระแสสลับไปยังด้านกระแสตรงตัวคอนเวอเตอร์จะทำงานเป็น rectifier กระแสอินพุททางด้านกระแสสลับเกือบจะอินเฟสกับแรงดันอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียงหนึ่งทิศทางที่สองกำลังไฟฟ้าจะไหลจากทางด้านกระแสตรงย้อนกลับมาทางด้านกระแสสลับตัวคอนเวอเตอร์จะทำงานเป็น inverter กระแสทางด้านกระแสสลับเกือบจะกลับเฟส 180 องศา กับแรงดันเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียงหนึ่ง การควบคุมปริมาณและทิศทางของกำลังไฟฟ้าในโครงการนี้ใช้วิธีควบคุมกระแส โดยใช้เทคนิค Adaptive current control แบบ fixed band โดยการตรวจจับกระแสจริงทางด้านอินพุทกระแสสลับมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงรูปไซน์ ทำให้กระแสอินพุท พยายามติดตามกระแสอ้างอิง จนกระทั่งกระแสอินพุทเกือบจะเป็นรูปไซน์ในที่สุดเพาเวอร์แฟคเตอร์ค่อนข้างดีมีกระแสฮาร์โมนิกส์ลดลง

ไทชวู และ คิงเซา จากจีน ได้ทำการการออกแบบแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงต่อเนื่องภายในคอมพิวเตอร์ (Internal DC UPS) โดยใช้วงจรคอนเวอเตอร์แบบสองทาง (Bidirectional converter) เพื่อทำหน้าที่ในการชาร์จแบตเตอรี่และจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับคอมพิวเตอร์ โดยวงจรคอนเวอเตอร์แบบสองทางที่นำมาใช้ในการออกแบบมีส่วนประกอบสำคัญ 2 ส่วน แรกคือวงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half-bridge) ใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่และวงจรจ่ายกระแส พุช-พูล (Current-fed push-pull) ใช้เพื่อจ่ายพลังงานไฟฟ้าสำรองให้กับคอมพิวเตอร์เมื่อระบบไฟฟ้าผิดปกติ โดยมีวงจรควบคุมทำหน้าที่ตรวจสอบแรงดันแบตเตอรี่และตรวจสอบความผิดปกติของแรงดันไฟฟ้าเพื่อควบคุมการทำงานของคอนเวอเตอร์ ใช้เวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ประมาณ 5 ชั่วโมง และสามารถสำรองไฟเพื่อให้คอมพิวเตอร์สามารถเก็บข้อมูลได้อัตโนมัติเมื่อระบบไฟฟ้าเกิดความผิดปกติ

อาทิตยา ขนานเพ็ง นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงผันแบบอินเวอร์ลิฟ-คูอัล-บัสต์ เพื่อประยุกต์ใช้กับเซลล์เชื้อเพลิง การขนานวงจรแปลงผันใช้วิธีควบคุมกระแสด้านเข้าเพื่อปรับค่าแรงดันต่ำที่พิกัดของเซลล์เชื้อเพลิงให้สูงขึ้นด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ (PI Controllers) สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัสต์ที่มีการขนานกัน 2 วงจร ทำงานในโหมดกระแสไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำต่อเนื่อง (CCM) มีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส (Average Current Control) ด้วยเทคนิคการอินเวอร์ลิฟ (Interleaved Technique) โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ ทำงานที่ความถี่ 25 kHz แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเมื่อทำงานร่วมกับเซลล์เชื้อเพลิง (Nexa™ PEM) ขนาด 1.2 kW ที่นำเสนอให้สมรรถนะการทำงานที่ดีเยี่ยม



บทที่ 3

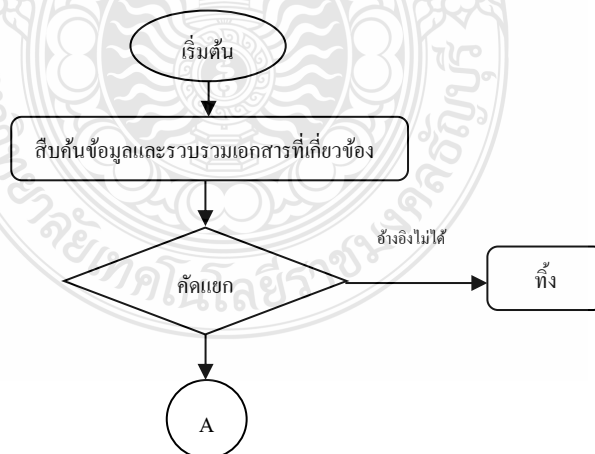
การออกแบบและการดำเนินการ

ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงวิธีการดำเนินงานการวิจัยวิทยานิพนธ์ การศึกษาออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ ซึ่งจะแสดงให้เห็นขั้นตอนการออกแบบ การสร้างวงจรภาคกำลัง วงจรสร้างสัญญาณควบคุม การควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ และการออกแบบสร้างชุดทดลองจริง

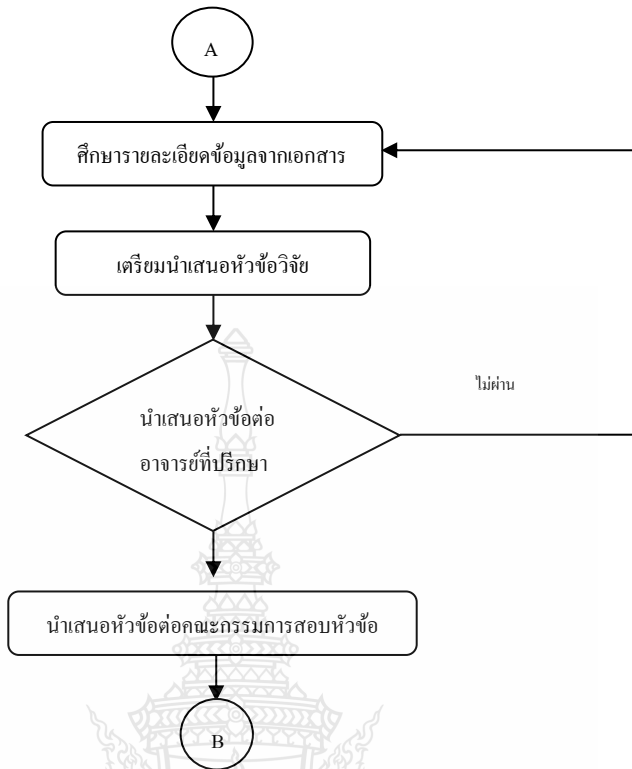
1. แผนภูมิการดำเนินงาน และระยะเวลาดำเนินการ
2. การออกแบบวงจรภาคกำลัง
3. การออกแบบวงจรควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ และการเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์
4. การออกแบบตัวควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32
5. การสร้างแบบทดลอง

3.1 แผนภูมิการดำเนินงาน และระยะเวลาดำเนินการ

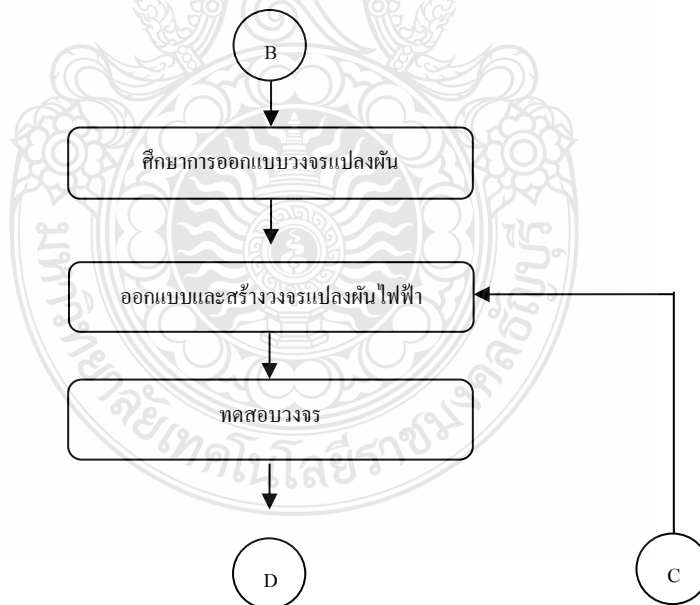
การศึกษาวเคราะห์ลำดับขั้นการดำเนินการของเรื่องการศึกษาออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ มีวิธีการดำเนินงาน มีขั้นตอนตามแผนภูมิรูปที่ 3.1 - 3.5



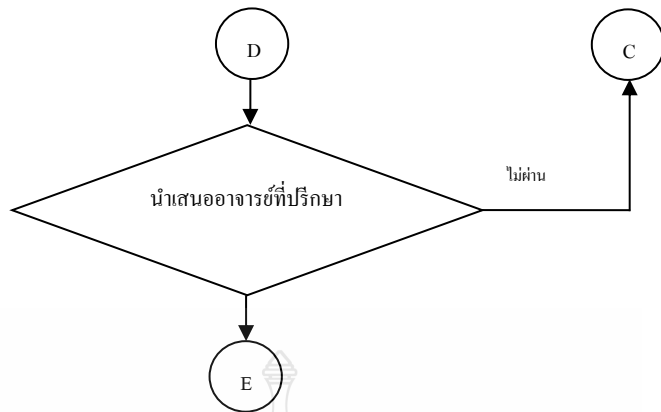
รูปที่ 3.1 แผนภูมิแผนการดำเนินงาน



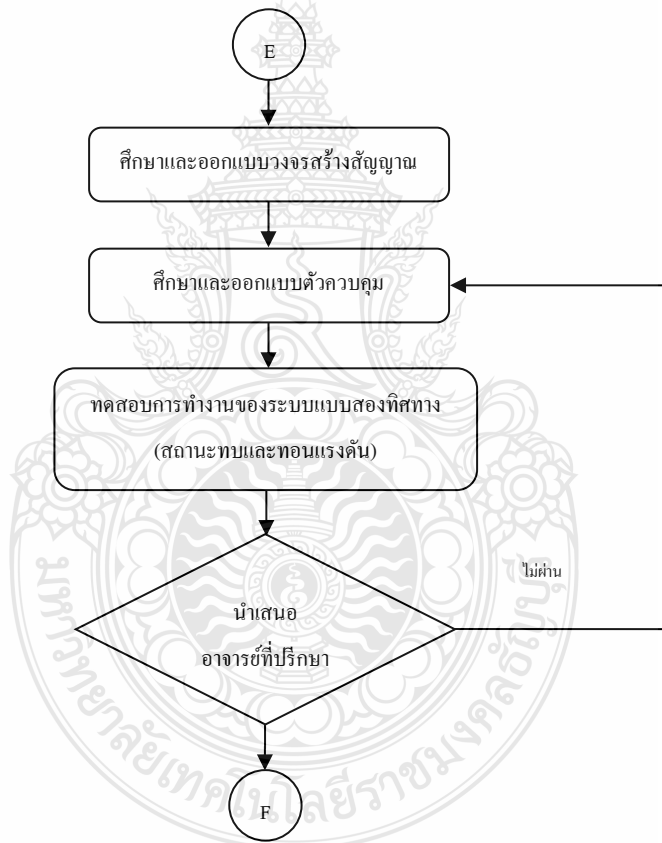
รูปที่ 3.1 แผนภูมิแผนการดำเนินงาน(ต่อ)



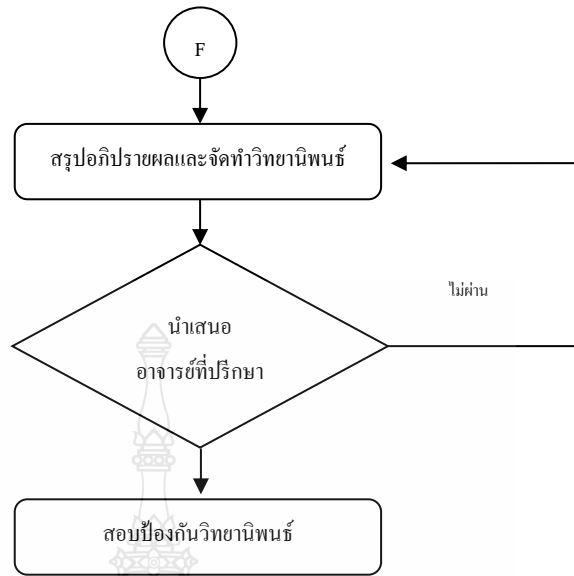
รูปที่ 3.2 แผนภูมิแผนงานการสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแผนงานการสร้งสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (ต่อ)



รูปที่ 3.3 แผนภูมิแผนงานการสร้งวงจรอิเล็กทรอนิกส์และตัวควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32



รูปที่ 3.4 แผนภูมิการดำเนินงาน

ตารางที่ 3.1 ระยะเวลาทำวิจัย 12 เดือน โดยมีขั้นตอนการดำเนินงานและระยะเวลาดำเนินงาน

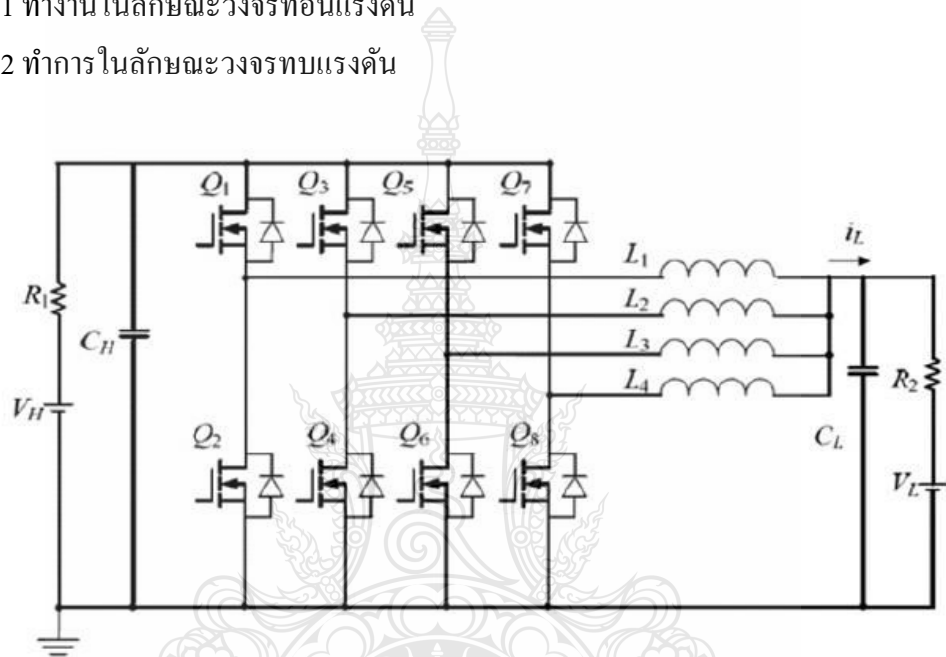
การดำเนินการ	ระยะเวลา (เดือน)												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1. ศึกษาการออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้า	←→												
2. ออกแบบและสร้างวงจรภาคกำลัง		←→											
3. ศึกษาออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM และวงจรควบคุม			←→										
4. ออกแบบและสร้างวงจรควบคุม					←→								
5. ศึกษาและออกแบบการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32						←→							
6. ทดสอบการทำงานของระบบ								←→					
7. วิเคราะห์และสรุปผล												←→	

3.2 การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

วงจรที่ทำการศึกษาคือ วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง โดยใช้หลักการของ วงจร Buck และ Boost คอนเวอร์เตอร์ทำการออกแบบโดยเลือกใช้ MOSFET เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพื่อลดแรงดันตกคร่อมที่ตัวอุปกรณ์ หลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อกับแบตเตอรี่จะทำการส่งถ่ายเทพลังงานออกเป็น 2 ทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยมีเงื่อนไขการทำงานดังนี้

ทิศทางที่ 1 ทำงานในลักษณะวงจรทอนแรงดัน

ทิศทางที่ 2 ทำการในลักษณะวงจรทบแรงดัน



รูปที่ 3.2 Power Circuit ของวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบสองทิศทาง

คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำความถี่สูง

ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์สำคัญมีหน้าที่เก็บและคายพลังงาน การคำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำจากสมการ

$$L_{min} = D(1-D)2R/2f \tag{3.1}$$

เมื่อ L_{min} คือค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่สามารถใช้ได้ในช่วงจร

f คือค่าความถี่สวิตช์ซึ่ง กำหนด 25 kHz

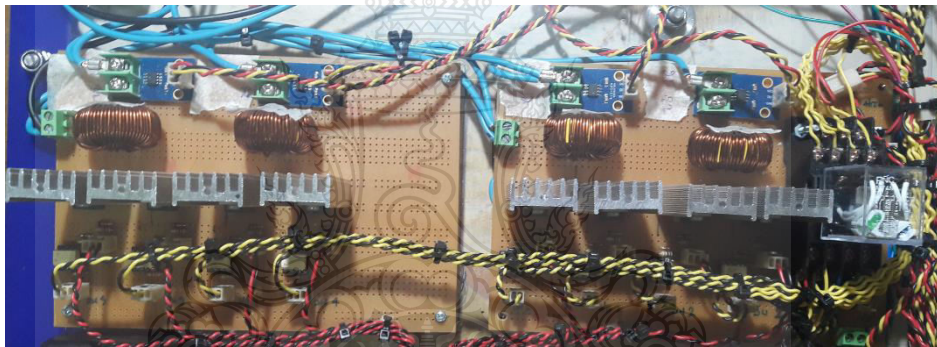
แทนค่าในสมการ (3.1) ดังนั้นใช้ L ขนาด 400 uH กับวงจร

ใช้ C ขนาด 470 uF

3.2.1 การออกแบบการทำงานวงจรแปลงผันแบบสองทิศทาง 4 เฟส

การทำงานของทิศทางที่ 1 วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะวงจรทบทแรงดัน (Buck converter)

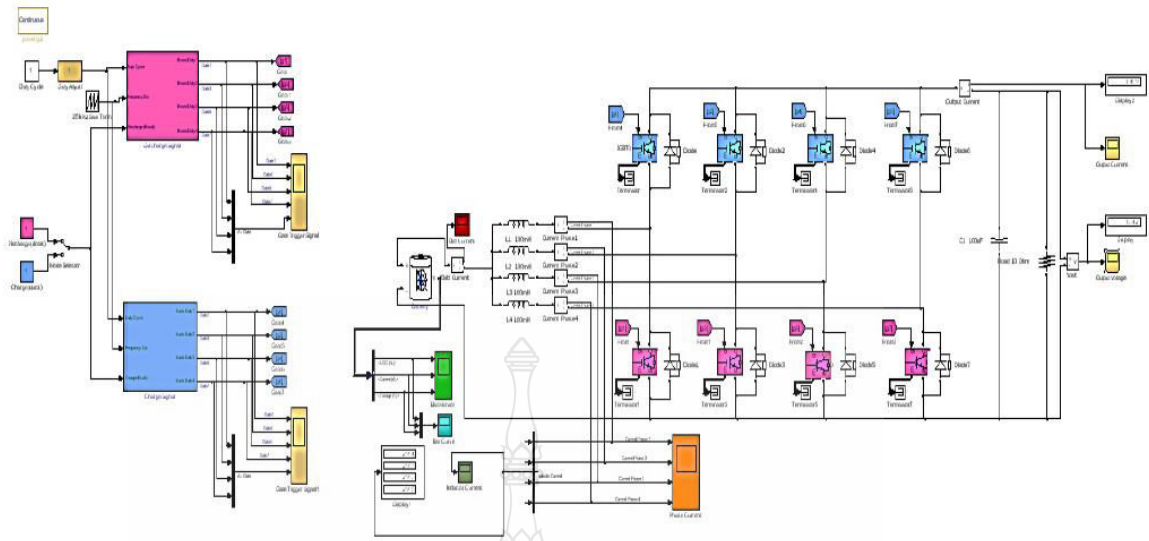
การทำงานของทิศทางที่ 2 วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะวงจรทบทแรงดัน (Boost converter) เพื่อส่งคืนพลังงานจากแบตเตอรี่ให้กับโหลด โดยมีอุปกรณ์หลักในวงจรคือ ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง อุปกรณ์สวิตช์, ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงนี้เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมาก เนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเพื่อให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าอินพุตหลักการทำงานเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ใดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้า ให้นำกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 3.3 วงจร Gate Drive ของวงจรแปลงผันกระแสตรงแบบสองทิศทาง

3.2.2 การทดสอบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/ SIMULINK

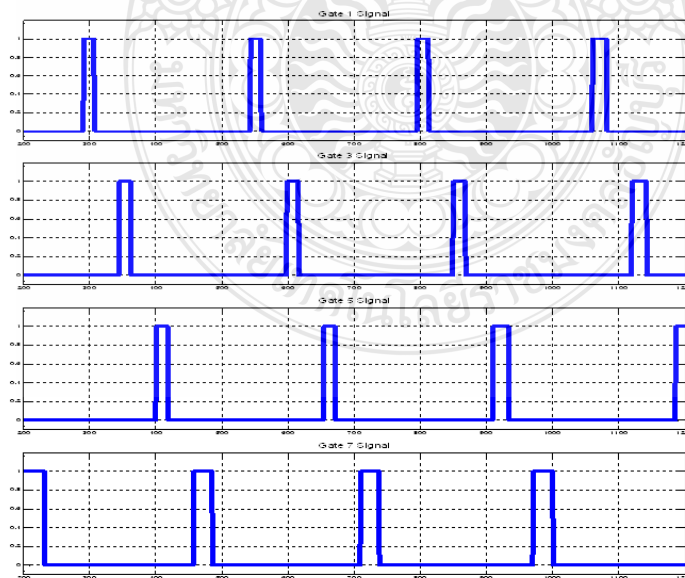
ทำการจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันแบบสองทิศทางโดยใช้โปรแกรม MATLAB/ SIMULINK โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 2 คือ ส่วนของวงจรและสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.4 แบบจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

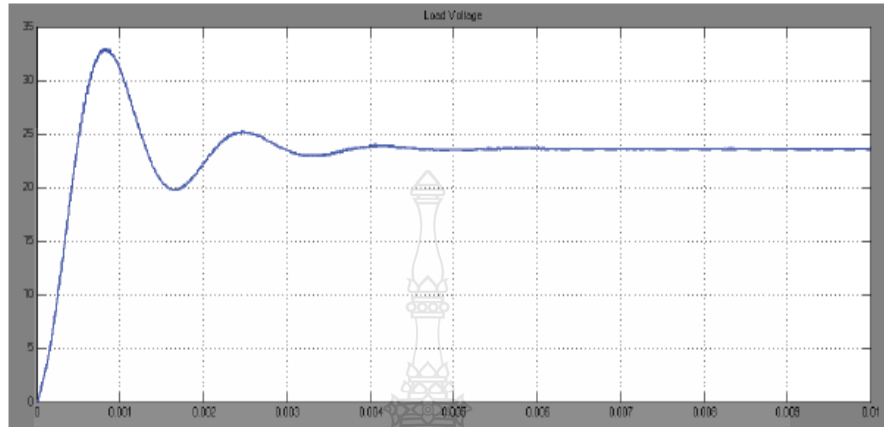
ส่วนของสัญญาณควบคุม คือทำการสร้าง 2 สัญญาณอ้างอิง เพื่อส่งสัญญาณ PWM ไปขับนำ สวิตซ์ในแต่ละชุด จำลองการทำงานของวงจรขณะทำงานเป็นวงจรทบทและทอนแรงดัน

ทดสอบสถานะการทบทแรงดัน(Boost Mode) โดยทำการส่งสัญญาณ PWM เข้าไปขับนำสวิตซ์ G1, G3, G5, G7 คอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทบทแรงดันจากแบตเตอรี่ขนาด12V ให้กับโหลด



รูปที่ 3.5 สัญญาณขับนำสวิตซ์ G1, G3, G5, G7

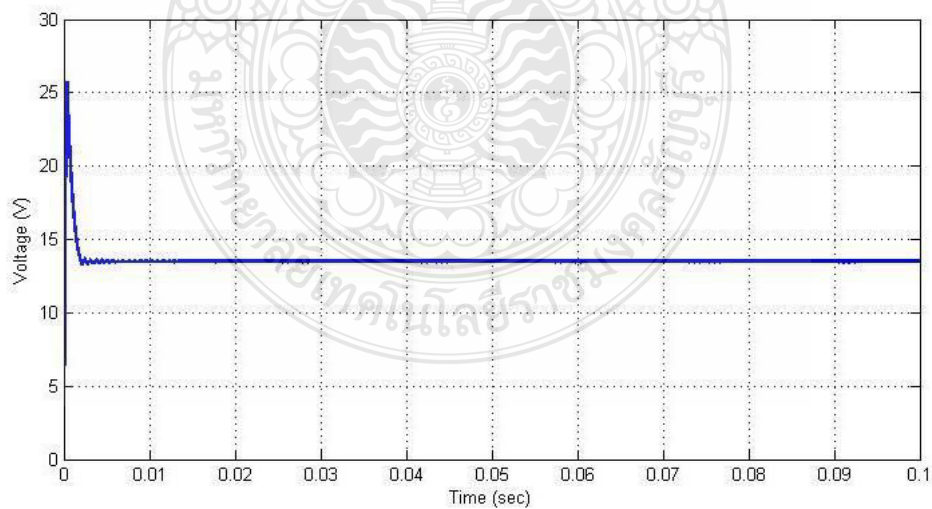
พบว่าสวิตช์ G1, G3, G5, G7 มีการทำงานเหลื่อมกัน Phase Shift 90 องศา ใน 1 คาบเวลา ดังแสดงในรูปกราฟที่ 3.5 และสวิตช์ แต่ละตัวมีการทำงานที่ 90, 180, 270, 360 องศาตามลำดับ



รูปที่ 3.6 แสดงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่โหลด

ผลการทดสอบ วัดปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่โหลด ได้ขนาด 24V จากแหล่งจ่าย 12V

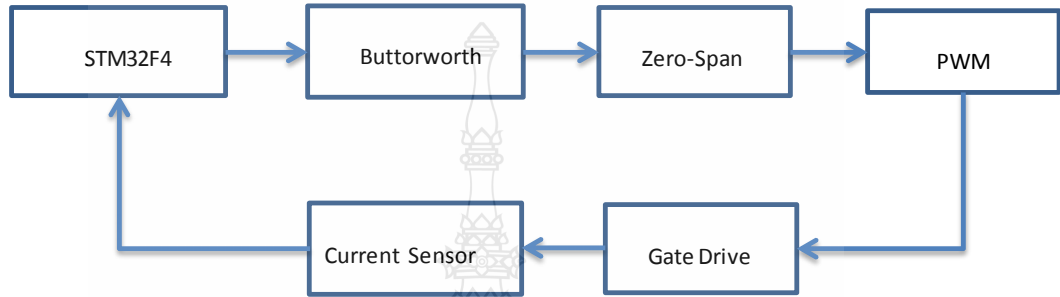
สถานะที่สองทำการทดสอบวงจรทอนแรงดัน (Buck Mode) เริ่มโดยทำการส่งสัญญาณ PWM ไปขับนำสวิตช์ G0, G2, G4, G6 คอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทอนแรงดัน จาก DC BUS 24V เข้าเก็บที่โหลดแบบเตอร์ขนาด 12V



รูปที่ 3.7 แสดงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่โหลด

ผลการ Simulation เมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทอนแรงดัน จะเห็นได้ว่ามีแรงดันขาเข้าที่โหลดเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดัน 12V ดังรูปที่ 3.7, และมีค่าของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Phase มีปริมาณเท่าๆกัน

3.3 การออกแบบควบคุมวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ และการเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมวงจรการทำงาน

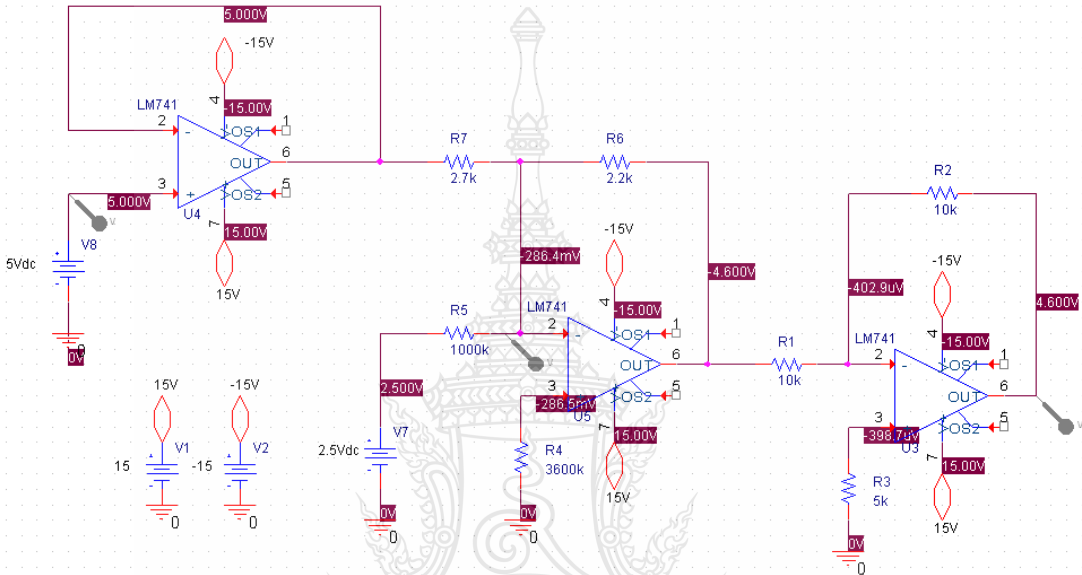
ในการออกแบบวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์จะเป็นการออกแบบแรงดันไฟฟ้าใช้งาน โดยการหาค่าความต้านทานนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรพื้นฐาน และให้ชิ้นงานทำงานได้โดยขอบเขตชิ้นงานนั้น แรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ 0-25 โวลต์ และแรงดันบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F4 จ่ายและรับแรงดันไฟฟ้าที่ 0-3.3 โวลต์ ดังนั้นจำเป็นต้องมีวงจรซึ่งตัวกลางเพื่อเชื่อมต่อในการจ่ายแรงดันไฟฟ้า ควบคุมการทำงานของชิ้นงาน วงจรลิเนียร์ และวงจรบัตเตอร์เวิร์ท

3.3.1 การออกแบบวงจรควบคุมในวงจรควบคุมกระแสแบบลูบปิดด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- วงจรควบคุมกระแสสร้างกระแสอ้างอิง
- วงจรรองความถี่ต่ำ
- วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง
- วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส
- วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
- วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

3.3.1.1 วงจรควบคุมกระแส

แรงดันที่ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างแรงดันจาก Butterworth ขนาดแรงดันไฟฟ้า 0-5 โวลต์ โดยปรับลดลงขนาดแรงดันไฟฟ้า 0 - 4.75 โวลต์ และเลือกใช้ IC ตระกูล LM353 Op-Amp ในการออกแบบ



รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมกระแสด้วย Linear Op-Amp

กำหนดให้ ค่าความต้านทานลงที่

$$R_f = 2.2\text{k}\Omega, V_z = 2.5\text{V} \text{ และ } R = 10\text{k}\Omega$$

ความต้องการแรงดันใช้งานกับตัวอุปกรณ์ เพาเวอร์ออปแอมป์ 0-2.5 โวลต์ โดยแรงดันอินพุตออกมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ 0-3 โวลต์

$$V_{in(\max)} = 5\text{V}, V_{out(\max)} = 4.6\text{V} \text{ และ } V_{in(\min)} = 0\text{V}, V_{out(\min)} = 0.526\text{V}$$

หาค่าความชันจากสมการที่ 2.45

$$m = \text{Span} = \frac{V_{out(\max)} - V_{out(\min)}}{V_{in(\max)} - V_{in(\min)}} = 0.8148 \quad (3.2)$$

หาค่า R_i จากสมการที่ 2.60

$$R_i = \frac{R_f}{m} = 2.7\text{k}\Omega \quad (3.3)$$

หาค่า จุดเริ่มต้นของกราฟเส้นตรงสมการที่ 2.44

$$b = V_{out(\min)} - mV_{in(\min)} = 0.526 \quad (3.4)$$

หาค่า R_z และ R_d จากสมการที่ 2.61 และสมการที่ 2.52

$$R_z = \frac{R_f}{b} \times V_z = 823k\Omega \quad (3.5)$$

$$R_d = \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_z} + \frac{1}{R_i} \right)^{-1} = 1.129k\Omega \quad (3.6)$$

จากสมการที่ 2.58 ตรวจสอบค่าความต้านทานที่คำนวณเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุต

$$V_{out(\max)} = \frac{R_f}{R_i} V_{in(\max)} + \frac{R_F}{R_z} V_z = 4.6V \quad (3.7)$$

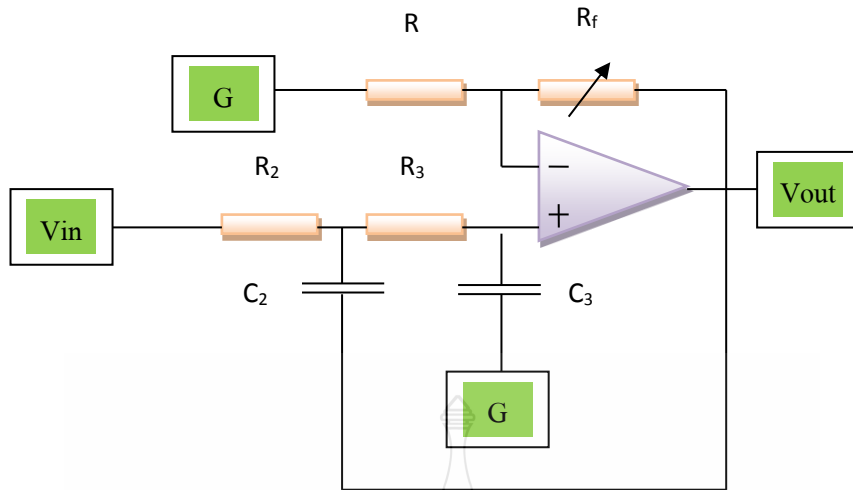
$$V_{out(\min)} = \frac{R_f}{R_i} V_{in(\min)} + \frac{R_F}{R_z} V_z = 0.526V \quad (3.8)$$

หาค่าความต้านทานที่มีขายจริง โดยให้แรงดันเอาต์พุต 0.0055-4.75 โวลต์ แรงดันจ่าย

ให้กับวงจร Summing ($V_z = 2.5 V$) และแรงดันอินพุต 0-5 โวลต์ ขนาดค่าความต้านทานที่คำนวณได้กับค่าความต้านทานที่ใช้ $R_f(\text{Adj}) = 5k\Omega$, $R = 10k\Omega$, $R_i(\text{Adj}) = 5k\Omega$, $R_z = 1M\Omega$, $R_d = 1.1k\Omega$ และ $R_c = 5k\Omega$

3.3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (Butterworth)

แรงดันที่ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างแรงดันจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F4 ขนาดแรงดันไฟฟ้า 0-3.3 โวลต์ โดยควบคุมเป็นลิเนียร์ให้แรงดันสูงขึ้นโดยใช้แสงจากอุปกรณ์ Op-to เป็นตัวเปรียบเทียบ เพื่อไปจ่าย Linear Op Amp ขนาดแรงดันไฟฟ้า 0-5 โวลต์ และเลือกใช้ IC ตระกูล PC817 Op-Amp ในการออกแบบ



รูปที่ 3.10 วงจร Butterworth

กำหนดค่าความถี่ตัด 1 kHz (Frequency cut off; f_c) เพื่อให้การคำนวณ จะกำหนดค่า $R_2=R_3=R$ และ $C_2=C_3=C$ และกำหนดค่า $C = 0.0047 \mu\text{F}$ จากสมการที่ 2.64 คำนวณหาค่า R

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (3.9)$$

แทนค่า
$$R = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 1 \times 10^3 \times 0.0047 \times 10^{-6}}$$

ค่าความต้านทาน $R = 33,879.9 \Omega$

ดังนั้นใช้ค่าความต้านทานขนาด $R_1 = R_2 = R_3 = 33\text{k}\Omega$

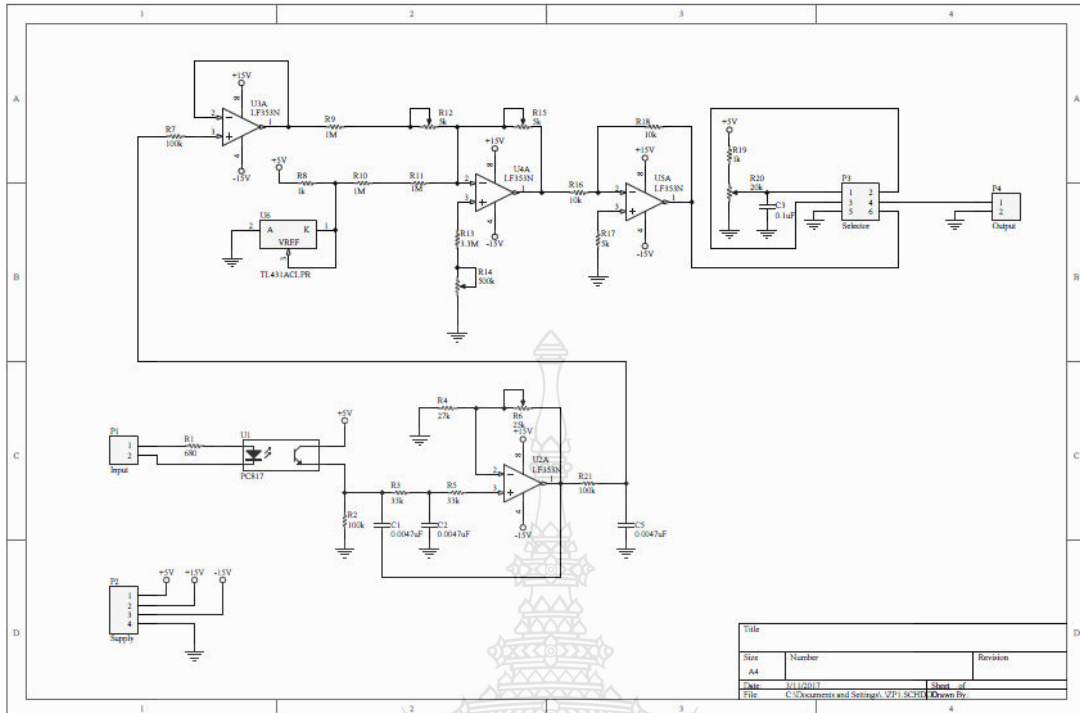
อัตราขยายจะมีค่า 1.586 นั่นคือ $R_f = 0.586R_1$ โดยอัตราขยายนี้จะเป็นสัดส่วนผลตอบสนองของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ด้วยเหตุนี้เลือกค่า $R_1 \leq 100 \text{ k}\Omega$

$$R_f = 0.586 \times R \quad (3.10)$$

$$R_f = 0.586 \times 33,000$$

$$R_f = 19,338 \Omega$$

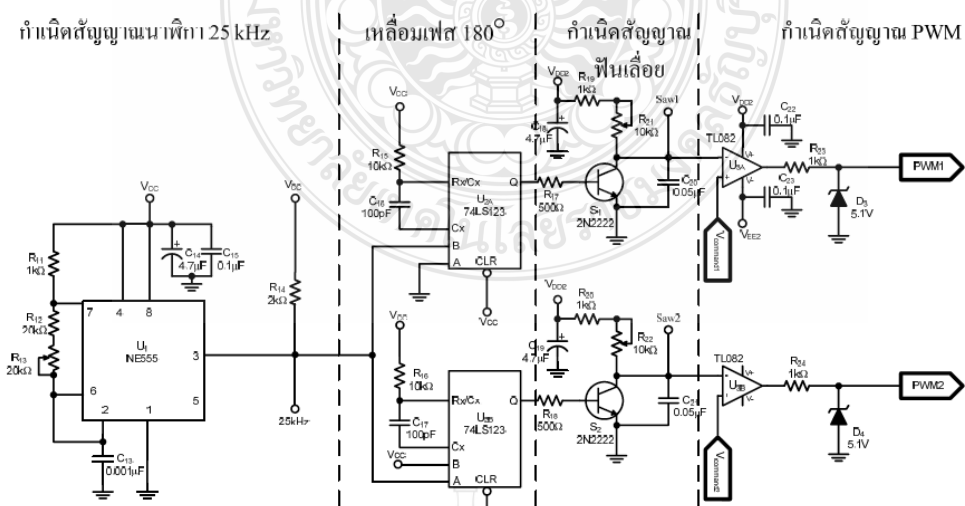
ดังนั้นเลือกค่าความต้านทาน $22\text{k}\Omega$



รูปที่ 3.11 การออกแบบวงจร Zero span

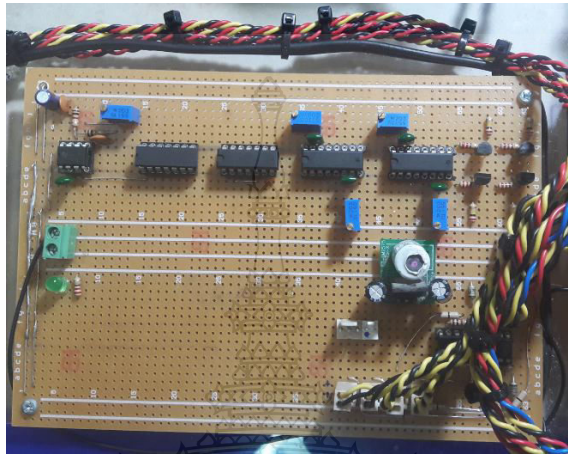
3.3.3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

ออกแบบวงจรมอดูเลตตามความถี่ความกว้างพัลส์ สัญญาณที่ใช้ในการมอดูเลตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยก่อนที่จะได้สัญญาณสามเหลี่ยม งานวิจัยนี้ทำการสร้างสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซีเบอร์ NE555 สำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 50 kHz



รูปที่ 3.12 วงจรสร้างสัญญาณ PWM

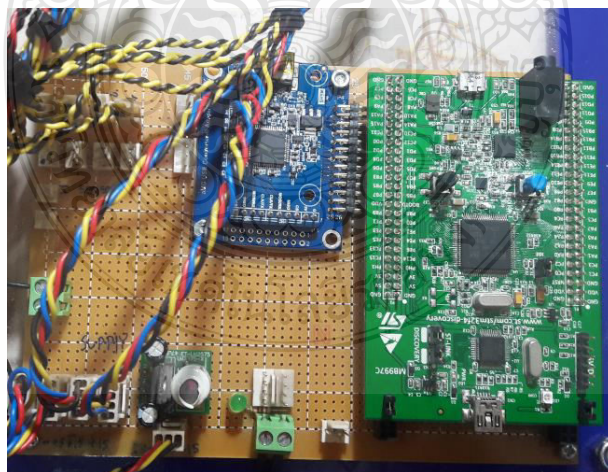
กำหนดความถี่ที่ได้จากค่า R และ C ดังแสดงในวงจรแล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50 kHz ไปยัง IC เบอร์ SN74HC76 ทำหน้าที่หารความถี่สัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ออกมา หลังจากนั้นผ่าน IC เบอร์ SN74HC08 ทั้งสองตัวจะได้สัญญาณพัลส์ 4 สัญญาณที่เหลื่อมเฟสกัน 90 องศา ดังนั้นสัญญาณพัลส์จะเป็นสัญญาณหลักที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 3.13 บอร์ดควบคุมสร้างสัญญาณ PWM

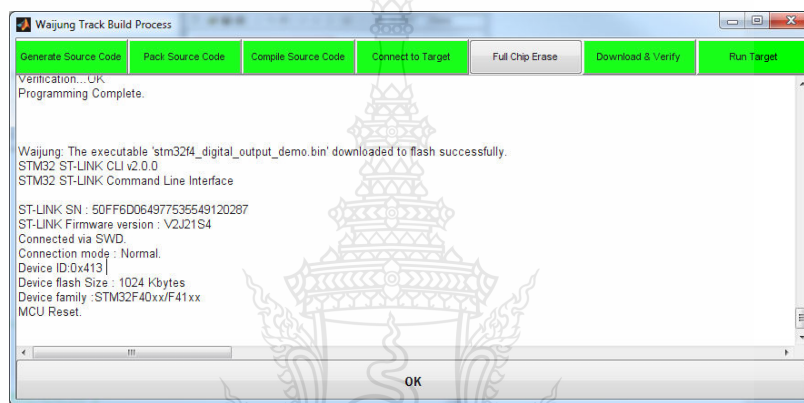
หลังจากนั้นส่งสัญญาณ PWM เพื่อขับนำ Gate drive ทดสอบการทำงานของวงจรกำลังในสภาวะทบและทอนแรงดัน

3.4 การควบคุมวงจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32



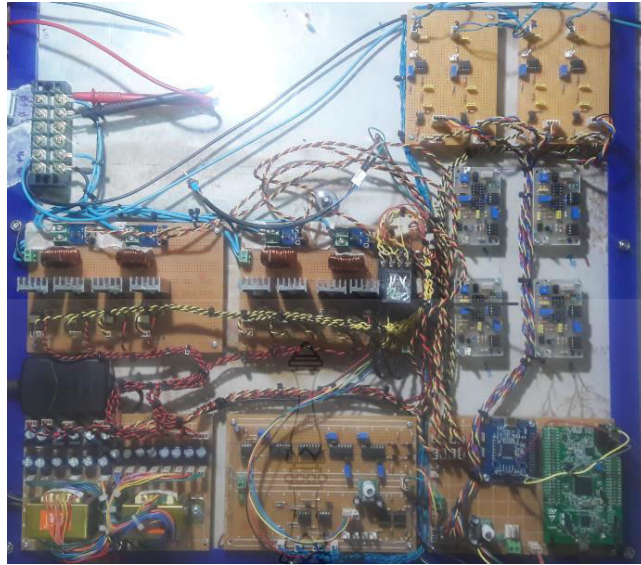
รูปที่ 3.14 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32

ทำการสั่งงานสัญญาณมอดูเลชันให้ออกมาที่พอร์ต I/O ของบอร์ดอินเทอร์เฟซ STM32F417IG โดยใช้ Waijung Blockset ที่อยู่ใน Simulink Library จากนั้นทำการ Build mode (เพื่อ Compile และ Download) ลงในบอร์ดควบคุม STM32F417IG โดยกดปุ่ม Ctrl+B โปรแกรม MATLAB/Simulink จะสร้าง Source ไฟล์ หลังจากนั้นบอร์ดควบคุม STM32F417IG จะ Compile source ไฟล์เหล่านั้นด้วย C Compiler ให้เป็น Binary หรือ Hex ไฟล์ เมื่อ Compile เสร็จสิ้น Waijung จะ download Binary ไฟล์ ลงในบอร์ดควบคุม STM32F417IG ผ่าน ST-Link โดยอัตโนมัติ หน้าต่าง Waijung Track Build process จะแสดงผลการดำเนินงานในแต่ละขั้นตอน ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.15 หน้าต่าง Waijung Track Build Process

หลังจากนั้นนำบอร์ดควบคุม STM32F417IG ไปเชื่อมต่อกับคอนเวอเตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส ด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ เพื่อควบคุมการทำงานอุปกรณ์สวิตซิ่ง (IGBT) จากนั้นวัดผลของค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก เก็บผลของค่าที่ได้ จากนั้นทำการเปลี่ยนรูปแบบของการมอดูเลชันที่จะทดสอบโปรแกรม MATLAB/Simulink จากนั้นก็เริ่มกระบวนการทดสอบรูปแบบการมอดูเลชันต่าง ทั้งในสถานะที่วงจรทำงาน ในสถานะทับและทอนแรงดัน



รูปที่ 3.16 เชื่อมต่อบอร์ด STM32 กับวงจรคอนเวอเตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส



บทที่ 4

ผลการทดสอบและผลการวิจัย

หลังจากทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อเปรียบเทียบรูปแบบการมอดูเลชันดังที่กล่าวในบทที่ 3 ไปแล้วนั้น จากนั้นทำการทดสอบการทำงานจริงด้วยสภาวะที่มีโหลด โดยทำการส่งงานผ่าน ไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32 เพื่อควบคุมการทำงานของระบบ



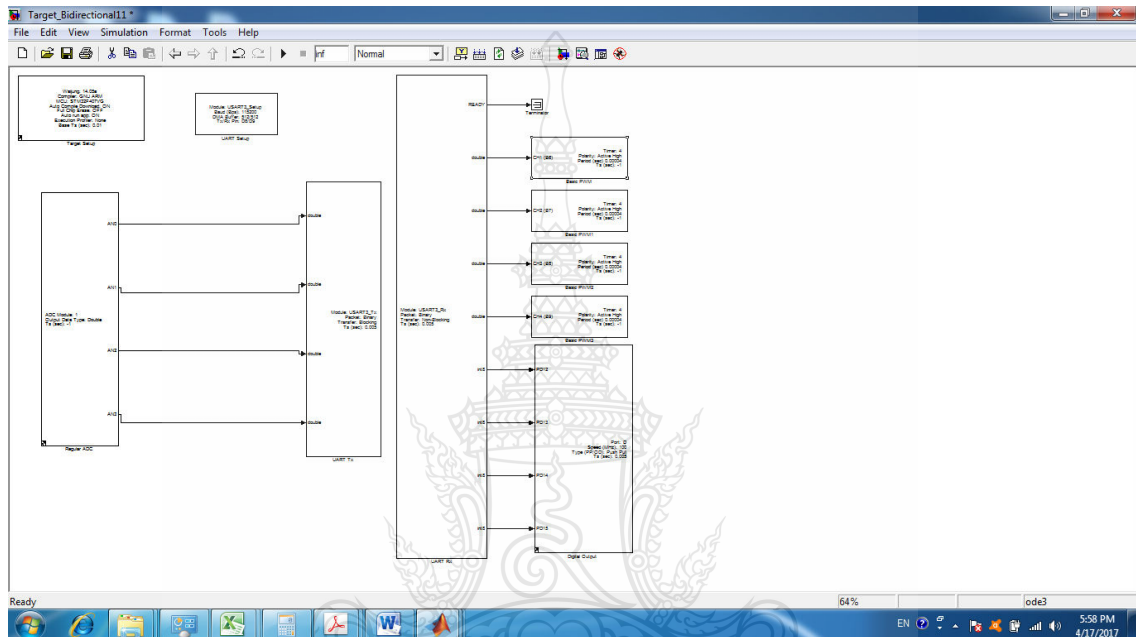
รูปที่ 4.1 การทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟส

4.1 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบการทำงาน

1. คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง 4 เฟส
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power Supply)
3. โหลดความต้านทาน 10 Ohm
4. บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4
5. Current Sensor
6. Converter N (Convert USB->UART)
7. ดิจิตอลออสซิลโลสโคป
8. โวลต์มิเตอร์

4.2 การทดสอบการทำงานของระบบ

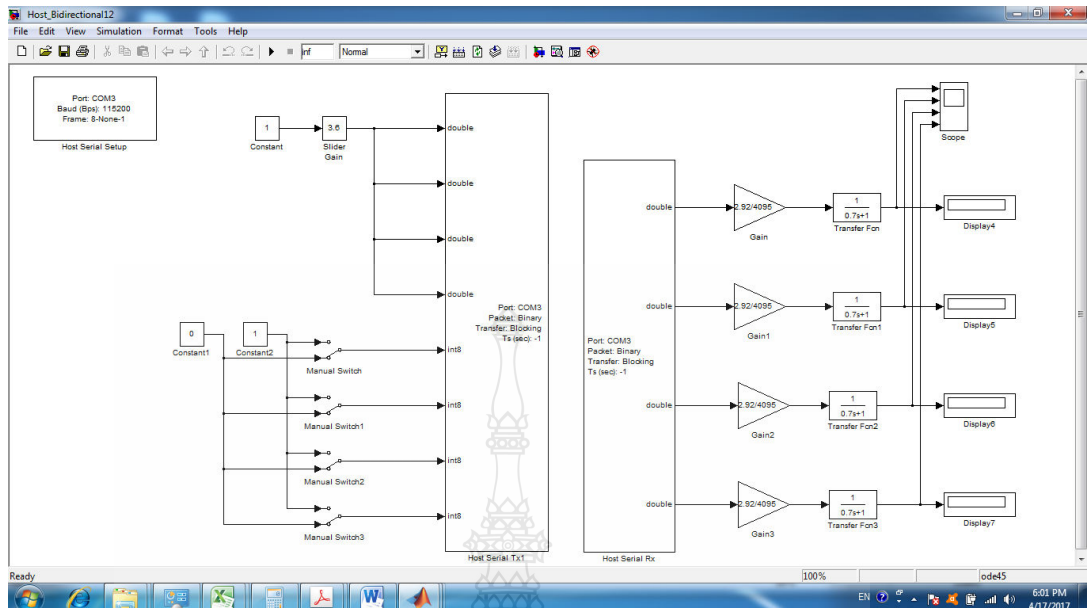
ในการออกแบบ Model ด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink ความถี่ 10 kHz เพื่อทดสอบสัญญาณพัลส์ โดยเลือกช่องสัญญาณ PWM B6,B7,B8 และ B9 โดยมี ADC ช่องสัญญาณ A5 เป็นตัวปรับค่าความถี่ที่เกิดตั้งแต่ 7 เฮอร์เซ็นต์ จนถึง 100 เฮอร์เซ็นต์.



รูปที่ 4.2 Model ด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink ของ Host

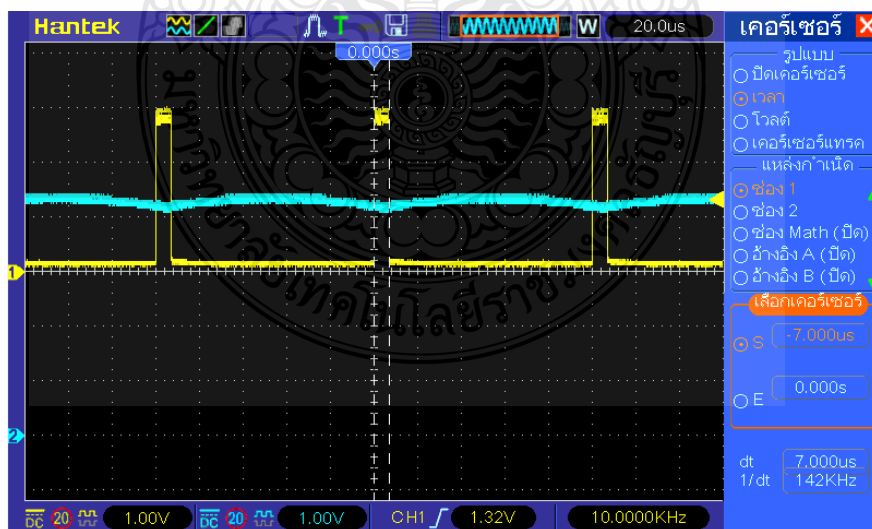
ทดสอบสั่งงานผ่าน MATLAB เข้าที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 ผ่าน Target function ใน Waijung blockset เข้าที่พอร์ต โดยมี Analog Input คือ port AN0 ,AN1,AN2,AN3 รับค่าจาก (current sensor) และมีพอร์ต B6 ,B7,B8,B9 เป็น PWM output ดังรูป 4.2

ทำการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันทั้งแบบทบทและทอนแรงดัน ผ่าน HOST ใน Waijung Blockset โดยมีการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์กับไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 ด้วย Converter N เปรียบเสมือนเป็น USB เพื่อ connect กับ UART3 และแสดงผลผ่าน Display เพื่อวัดค่าแรงดันในแต่ละเฟส



รูปที่ 4.3 Model ด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink ของ Target

การทดสอบสัญญาณจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ STM32F4 ส่งผ่าน วงจรของความถี่ต่ำการทดสอบเนื่องจากความถี่ 10 kHz โดยคำนวณค่าความถี่ตัด 1 kHz และเปรียบเทียบดูความสัมพันธ์กับค่าคิวทีไซเคิล 5-100 เปอร์เซ็นต์ของบอร์ด STM32F4 (อินพุต) และค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรความถี่ต่ำ(เอาต์พุต) 0-5 โวลต์ เพื่อพิจารณาความสัมพันธ์ความเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.4 สัญญาณจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ STM32F4 ส่งผ่านวงจรความถี่ต่ำ และ วงจร Zero และ Span

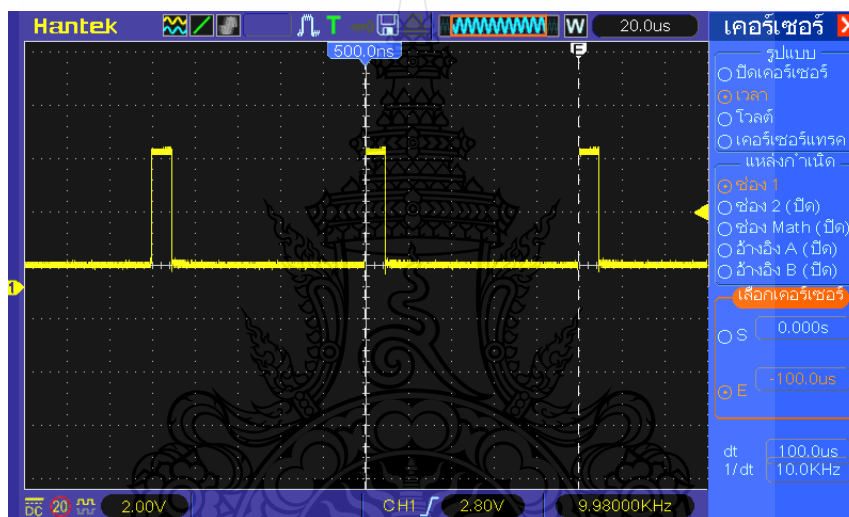
4.3 การทดสอบวงจรกำลังและวงจรควบคุมอิเล็กทรอนิกส์

ทดสอบการส่งสัญญาณควบคุม โดยทำการปรับ Duty ผ่านทางไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4.

ควบคุมการทำงานของ GATE DRIVE ของวงจรด้วย Switch On/Off ผ่าน Relay โดยการกำหนดเงื่อนไขการควบคุมการทำงานของ Relay โดยการตรวจจับทิศทางของกระแสด้วย current sensor ทดสอบวงจรในสถานะทบทและทอนแรงดัน

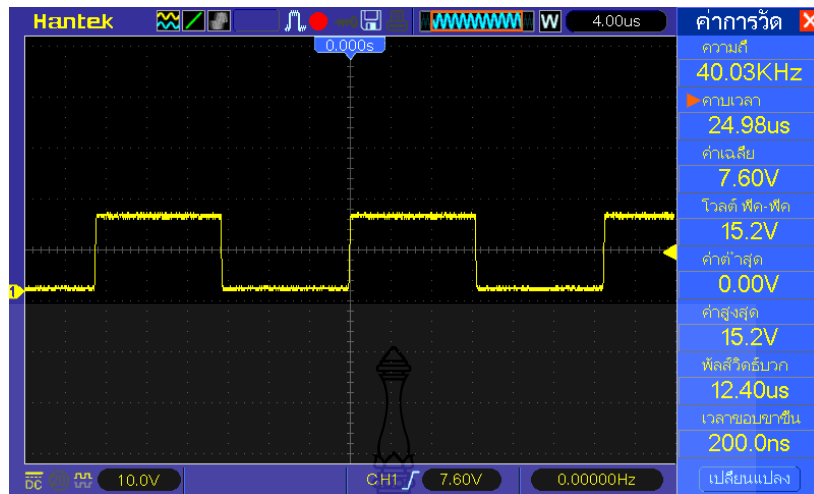
ทิศทางที่ 1 (Normally open, OFF switch), Port 5,6,7,8 ทำงานในสถานะ Buck Mode

ทิศทางที่ 2 (Normally close, ON switch), Port 1,2,3,4 ทำงานในสถานะ Boost Mode



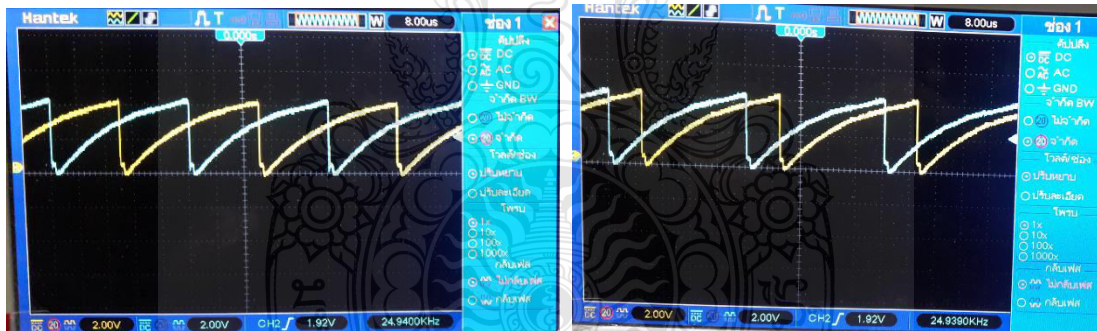
รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์ขับเคลื่อนของไอจีบีที ที่ความถี่ 10kHz

สัญญาณพัลส์ขับเคลื่อนที่ออกจากไอซี TLP250 ที่ความถี่ 10kHz แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณพื้นเลี้ยงและสัญญาณจาก STM32F4 เพื่อกำหนดค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์ขับเคลื่อน.



รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ขั้วเบสของไอจีบีที ที่คิวตี้ไซเคิลเป็น 50% ความถี่สวิตช์ 10 kHz

จากการปรับค่าคิวตี้ไซเคิลที่ MATLAB ผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์STM32 พบว่ามีสัญญาณขาออกที่มีค่าคิวตี้ไซเคิล เป็น 50% ดังรูป 4.6

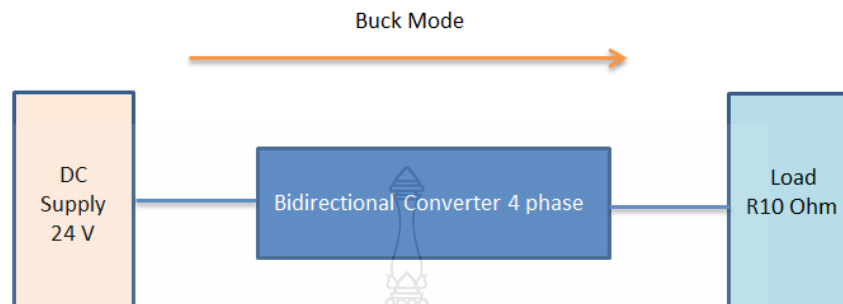


รูปที่ 4.7 สัญญาณขาออกวงจร Phase shift

จากการทดสอบพบว่าสัญญาณที่ส่งเข้าไปควบคุมการทำงานของ Gate drive โดยทำการปรับความกว้างของพัลส์มีผลต่อแรงดันด้านออก และสัญญาณที่ออกจากวงจรเหลื่อมเฟส ได้มีการเหลื่อมเฟสทั้ง 4 เฟส เป็นไปตามที่กำหนดดังรูปที่ 4.7 ที่คาบเวลา 0 us ,10 us ,20 us ,30 us ตามลำดับ.

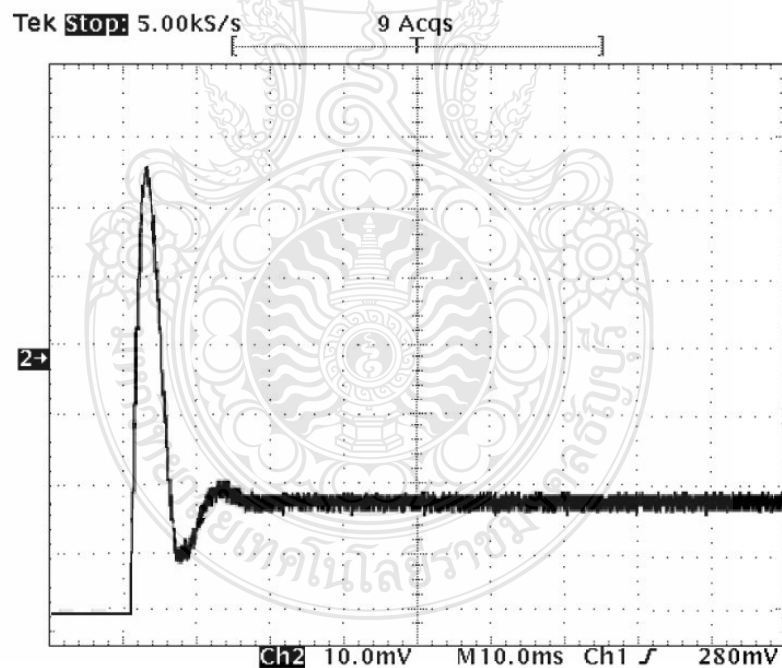
4.4 การทดสอบการทำงานในสถานะ Buck Mode (วงจรถอนแรงดัน) ทิศทางที่ 1

Normally open, OFF switch (0)



รูปที่ 4.8 ไดอะแกรมการทำงานเมื่อส่งสัญญาณ OFF Switch (0) ผ่าน MATLAB

เชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าขนาด 24 V เข้ากับวงจรถอนโดยใช้ความต้านทาน 10 โอห์มให้เป็นโหลด หลังจากนั้นทดลองโดยการปรับความกว้างของพัลส์ด้วยขนาด 50%

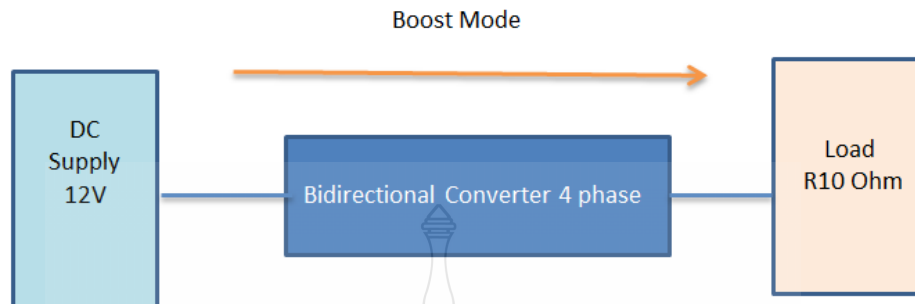


รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออกขณะเป็นวงจรถอนแรงดัน (Duty Cycle 50%)

ทำการวัดแรงดันขาออกที่โหลด เมื่อทำการปรับความกว้างพัลส์ 50% โดย MATLAB ผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ขนาดแรงดันไฟฟ้าขาออก 11.47 โวลต์ เมื่อบังคับทำงานในสถานะทอนแรงดัน.

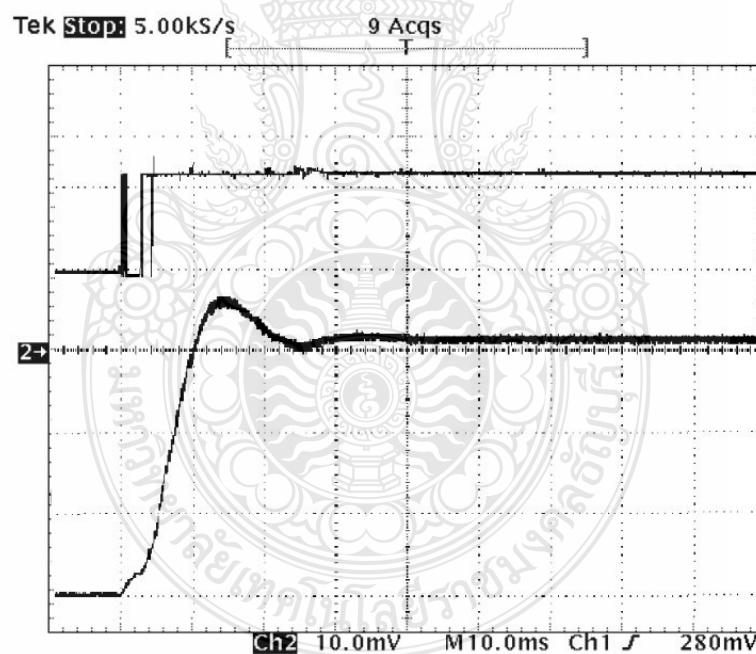
4.5 การทดสอบการทำงานในสถานะ Boost Mode (วงจรทบทแรงดัน) ทิศทางที่ 2

Normally close, ON switch (1)



รูปที่ 4.10 ไดอะแกรมการทำงานเมื่อส่งสัญญาณ ON Switch (1) ผ่าน MATLAB

เชื่อมต่อ supply ด้านเข้า ขนาด 12V เข้ากับวงจรทดสอบโดยใช้ความต้านทาน 10 โอห์มให้เป็นโหลด เพื่อทำการวัดแรงดันขาออก หลังจากนั้นทดลองโดยการปรับความกว้างของพัลส์ด้วยขนาด 50%



รูปที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออกขณะเป็นวงจรทบทแรงดัน (Duty Cycle 50%)

ทดสอบจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 V แล้วปรับความกว้างของพัลส์เป็น 50% เข้ากับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแล้วทำการวัดแรงดันขาออกที่โหลดได้ 22.91 โวลต์ เมื่อวงจรทำงานในสถานะทบทแรงดัน

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการศึกษาและออกแบบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ โดยการนำสัญญาณที่ได้จากบอร์ดสร้างสัญญาณไปควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่งของวงจรที่สร้างขึ้นด้วยการสั่งงานผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32T4.

5.1 สรุปผลการวิจัย

จากการทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ในสถานะที่มีโหลด 10 โอห์ม โดยการสั่งงานผ่านโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ Host และ Target และทดสอบการส่งสัญญาณควบคุมโดยทำการปรับค่าความถี่ไซเคิลส่งผ่านทางไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อใช้ในการสวิตซ์การทำงานของรีเลย์พบว่า

ทิศทางที่ 1 (Normally open, OFF switch), ทำการจ่ายแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 24 โวลต์ และทดสอบสถานะด้วยการ OFF switch (0) ผ่านพอร์ต 5,6,7,8 แล้วทำการปรับค่าความถี่ไซเคิลเป็น 50% พบว่าวงจรที่ออกแบบได้ทำงานในสถานะทอนแรงดัน วัดปริมาณแรงดันไฟฟ้าขาออกได้เท่ากับ 11.47 โวลต์.

ทิศทางที่ 2 (Normally close, ON switch), ทำการจ่ายแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลต์ และทดสอบสถานะด้วยการ ON switch (1) ผ่านพอร์ต 1,2,3,4 แล้วทำการปรับค่าความถี่ไซเคิลเป็น 50% พบว่าวงจรที่ออกแบบได้ทำงานในสถานะทบแรงดัน วัดปริมาณแรงดันไฟฟ้าขาออกได้เท่ากับ 22.91 โวลต์.

การออกแบบและทดสอบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ สามารถทำการสวิตซ์โหมดการทำงานผ่านการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ทั้งสองทิศทางการทำงานในสถานะวงจรทบแรงดันและวงจรทอนแรงดัน.

5.2 ปัญหาที่พบ

1. การออกแบบชุด Zero-Span แรงดันเข้าอุปกรณ์ Power Op-amp แรงดันไม่ถึงที่กำหนด
2. บอร์ดที่สร้างควบคุมการทำงานของวงจรมีมากเกินไป ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ เมื่อมีความผิดพลาดจากชุดสร้างสัญญาณ ทำให้ต้องใช้เวลาในการตรวจสอบสัญญาณในแต่ละบอร์ด
3. งานวิจัยนี้เป็นเพียงเครื่องต้นแบบยังไม่สามารถสร้างระบบที่สมบูรณ์ได้.

5.3 ข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาการออกวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ซึ่งเป็นแนวทางเบื้องต้นในการพัฒนาขั้นต่อไป โดยมีข้อเสนอแนะที่เกี่ยวข้องในงานวิจัยดังนี้

1. ในการพัฒนารูปแบบการสร้างสัญญาณที่ใช้งานในวงจร ทั้งนี้ต้องพิจารณาถึงความสามารถของอุปกรณ์สวิตซ์ว่ามีพิกัดเพียงพอที่จะใช้กับความถี่นั้นได้หรือไม่
2. ควรประยุกต์ใช้งานบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่มีประสิทธิภาพที่สูงเพื่อความแม่นยำในการสร้างสัญญาณ
3. ในการส่งสัญญาณไปสั่งงานอุปกรณ์สวิตซ์ ในกรณีที่สัญญาณใดสัญญาณหนึ่งหายไปไม่ว่าจะเกิดจากการสั่งงานของบอร์ดควบคุมหรือความผิดพลาดของอุปกรณ์ต่างๆอาจส่งผลทำให้เกิดการเสียหายกับอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรได้



บรรณานุกรม

- [1] อาทิตยา ขนานเพ็ง การออกแบบวงจรแปลงผันแบบอินเวอร์ตล์ฟ-ดูอัล-บัสต์ วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553
- [2] Prats, M.M., Franquelo, L.G., Portillo, R., Leon, J.I., Galvan, E. and Carrasco, J.M., **A Bi-directional converter for solar energy**, IEEE Power Electronics Letters, Vol.1, Issue 4, Dec. 2003 , pp.110 – 114
- [3] Holtz J., **Pulse width modulation for interleave boost converter**, Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, Aug. 1994
- [4] Holmes D.G. and Lipo T.A., **Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice**, Wiley-Inter science and IEEE Press, 2003
- [5] Tallam, R.M., Naik, R. and Nondahl, T.A., **A carrier-based PWM for converter**, Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol.41, Issue 6, Nov.-Dec. 2005 , pp.1734 - 1743
- [6] C.U. Ogbuka and M.U. Agu, **A Bidirectional converter 3 phase with DC motor** , The Pacific Journal of Science and Technology, Vol. 10, No. 2, pp. 21-26, November 2009.
- [7] Phuong Hue Tran, **MATLAB/SIMULINK IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF THREE PULSE-WIDTH-MODULATION (PWM) TECHNIQUES**, Master of Science in Electrical Engineering, Boise State University, 2012
- [8] รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน และ ดร.วุฒิพล ธาราธิ์รเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(POWER ELECTRONICS)**, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547
- [9] R. Kumar Ahuja, A. Kumar, **MATLAB Simulation and Analysis of PWM in converter**, International Journal of Innovative Research in Science Engineering and Technology, 6 June 2014, pp. 13626-13633
- [10] Wanchai Subsingha, 2008, **Power Electronic (Academic book)**, Thailand. RMUTT printing
- [11] Vitezslav Benda, **Power semiconductors - state**,. Global Journal of Technology & Optimization V.2, 2011, pp.29-36.





ก.1 คุณสมบัติของคาร์ดิออเตอร์เฟส STM32F417IG




STM32F415xx STM32F417xx


ARM Cortex-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, crypto, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera

Datasheet - production data


Features

- Core: ARM® 32-bit Cortex®-M4 CPU with FPU, Adaptive real-time accelerator (ART Accelerator™) allowing 0-wait state execution from Flash memory, frequency up to 168 MHz, memory protection unit, 210 DMIPS/1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1), and DSP instructions
 - Memories
 - Up to 1 Mbyte of Flash memory
 - Up to 192+4 Kbytes of SRAM including 64-Kbyte of CCM (core coupled memory) data RAM
 - Flexible static memory controller supporting Compact Flash, SRAM, PSRAM, NOR and NAND memories
 - LCD parallel interface, 8080/6800 modes
 - Clock, reset and supply management
 - 1.8 V to 3.6 V application supply and I/Os
 - POR, PDR, PVD and BOR
 - 4-to-26 MHz crystal oscillator
 - Internal 16 MHz factory-trimmed RC (1% accuracy)
 - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
 - Internal 32 kHz RC with calibration
 - Low-power operation
 - Sleep, Stop and Standby modes
 - V_{BAT} supply for RTC, 20×32 bit backup registers + optional 4 KB backup SRAM
 - 3×12-bit, 2.4 MSPS A/D converters: up to 24 channels and 7.2 MSPS in triple interleaved mode
 - 2×12-bit D/A converters
 - General-purpose DMA: 16-stream DMA controller with FIFOs and burst support
 - Up to 17 timers: up to twelve 16-bit and two 32-bit timers up to 168 MHz, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input
 - Debug mode
 - Serial wire debug (SWD) & JTAG interfaces
 - Cortex-M4 Embedded Trace Macrocell™
- 

LQFP64 (10 × 10 mm)
LQFP100 (14 × 14 mm)
LQFP144 (20 × 20 mm)
LQFP176 (24 × 24 mm)



WLCSP90
(4.223x3.969 mm)



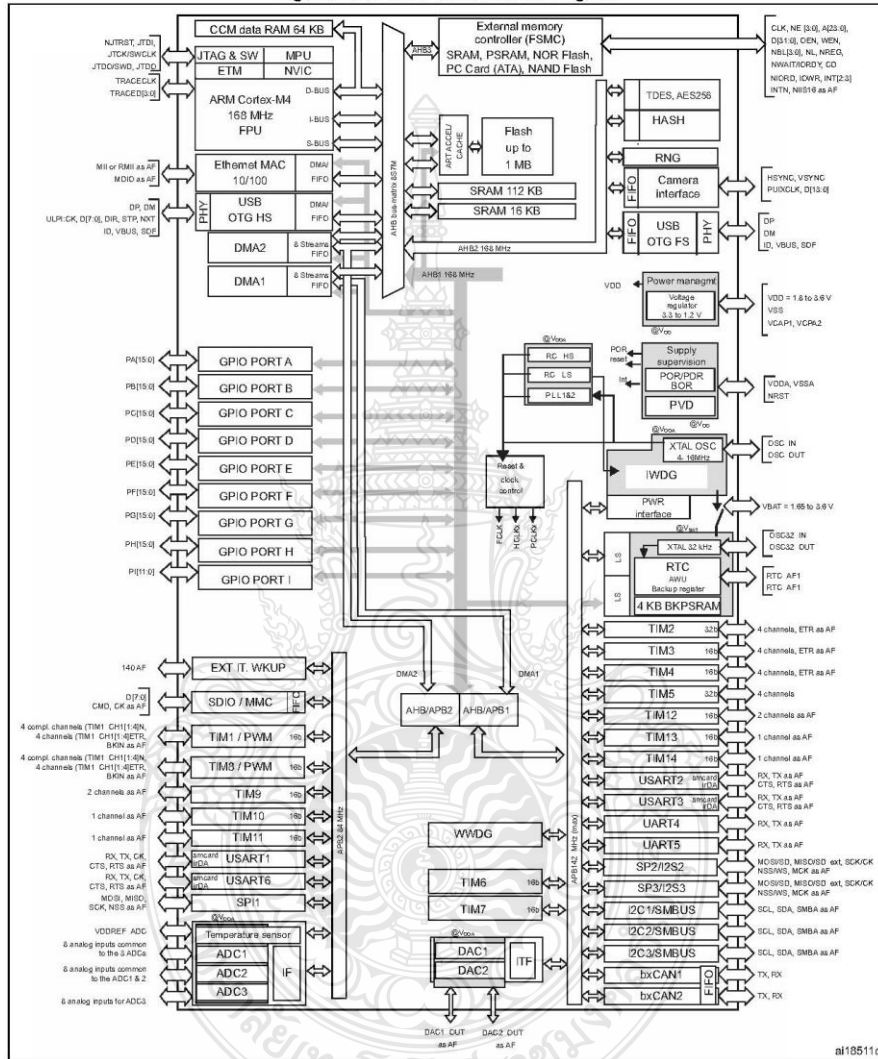
UFBGA176
(10 × 10 mm)
- Up to 140 I/O ports with interrupt capability
 - Up to 136 fast I/Os up to 84 MHz
 - Up to 138 5 V-tolerant I/Os
 - Up to 15 communication interfaces
 - Up to 3 × I²C interfaces (SMBus/PMBus)
 - Up to 4 USARTs/2 UARTs (10.5 Mbit/s, ISO 7816 interface, LIN, IrDA, modem control)
 - Up to 3 SPIs (42 Mbits/s), 2 with muxed full-duplex I²S to achieve audio class accuracy via internal audio PLL or external clock
 - 2 × CAN interfaces (2.0B Active)
 - SDIO interface
 - Advanced connectivity
 - USB 2.0 full-speed device/host/OTG controller with on-chip PHY
 - USB 2.0 high-speed/full-speed device/host/OTG controller with dedicated DMA, on-chip full-speed PHY and ULPI
 - 10/100 Ethernet MAC with dedicated DMA: supports IEEE 1588v2 hardware, MII/RMII
 - 8- to 14-bit parallel camera interface up to 54 Mbytes/s
 - Cryptographic acceleration: hardware acceleration for AES 128, 192, 256, Triple DES, HASH (MD5, SHA-1), and HMAC
 - True random number generator
 - CRC calculation unit
 - 96-bit unique ID
 - RTC: subsecond accuracy, hardware calendar

Table 1. Device summary

Reference	Part number
STM32F415xx	STM32F415RG, STM32F415VG, STM32F415ZG, STM32F415OG
STM32F417xx	STM32F417VG, STM32F417IG, STM32F417ZG, STM32F417VE, STM32F417ZE, STM32F417IE

2.2 Device overview

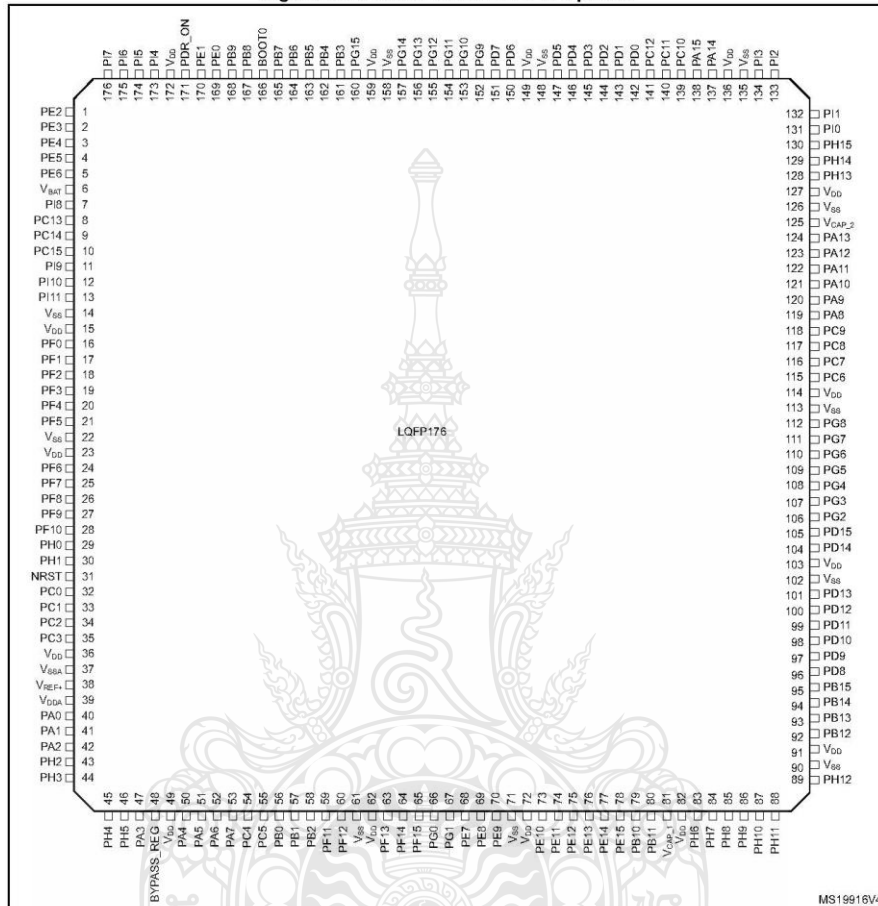
Figure 5. STM32F41xxx block diagram



1. The timers connected to APB2 are clocked from TIMxCLK up to 168 MHz, while the timers connected to APB1 are clocked from TIMxCLK either up to 84 MHz or 168 MHz, depending on TIMPRE bit configuration in the RCC_DCKCFGR register.
2. The camera interface and ethernet are available only on STM32F417xx devices.



Figure 15. STM32F41xxx LQFP176 pinout



1. The above figure shows the package top view.

Figure 16. STM32F41xxx UFBGA176 ballout

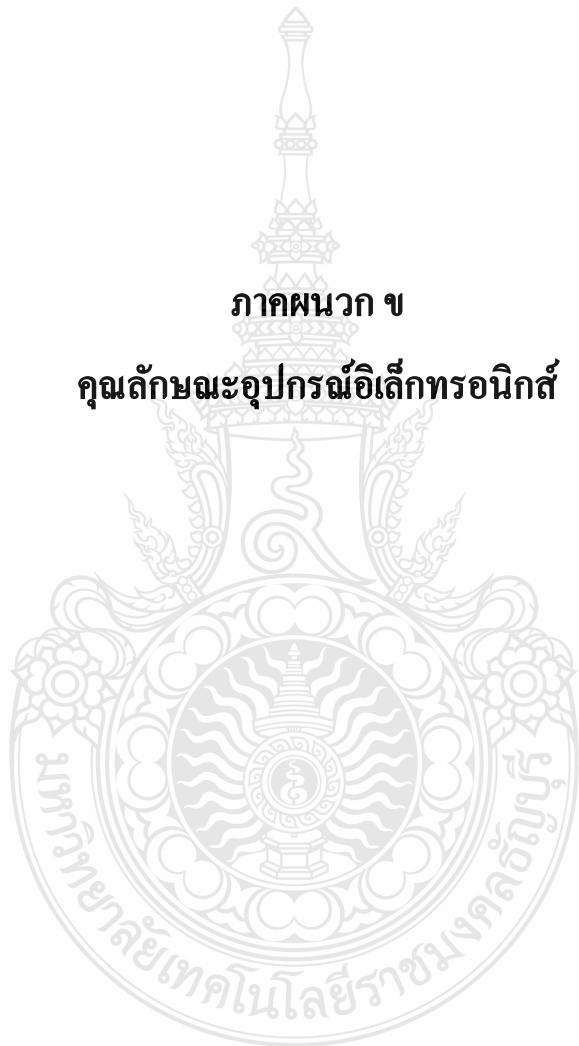
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
A	PE3	PE2	PE1	PE0	PB8	PB5	PG14	PG13	PB4	PB3	PD7	PC12	PA15	PA14	PA13		
B	PE4	PE5	PE6	PB9	PB7	PB6	PG15	PG12	PG11	PG10	PD6	PD0	PC11	PC10	PA12		
C	VBAT	PI7	PI6	PI5	VDD	PDR_ON	VDD	VDD	VDD	PG9	PD5	PD1	PI3	PI2	PA11		
D	PC13	PI8	PI9	PI4	VSS	BOOT0	VSS	VSS	VSS	PD4	PD3	PD2	PH15	PI1	PA10		
E	PC14	PF0	PI10	PI11								PH13	PH14	PI0	PA9		
F	PC15	VSS	VDD	PH2	VSS					VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	VCA_P_2	PC9	PA8
G	PH0	VSS	VDD	PH3	VSS					VSS	VSS	VSS	VSS	VDD	PC8	PC7	
H	PH1	PF2	PF1	PH4	VSS					VSS	VSS	VSS	VSS	VDD	PG8	PC6	
J	NRST	PF3	PF4	PH5	VSS					VSS	VSS	VSS	VSS	VDD	VDD	PG7	PG6
K	PF7	PF6	PF5	VDD	VSS					VSS	VSS	VSS	VSS	PH12	PG5	PG4	PG3
L	PF10	PF9	PF8	BYPASS_REG								PH1	PH10	PD15	PG2		
M	VSSA	PC0	PC1	PC2	PC3	PB2	PG1	VSS	VSS	VCAP_1	PH6	PH8	PH9	PD14	PD13		
N	VREF-	PA1	PA0	PA4	PC4	PF13	PG0	VDD	VDD	VDD	PE13	PH7	PD12	PD11	PD10		
P	VREF+	PA2	PA6	PA5	PC5	PF12	PF15	PE8	PE9	PE11	PE14	PB12	PB13	PD9	PD8		
R	VDDA	PA3	PA7	PB1	PB0	PF11	PF14	PE7	PE10	PE12	PE15	PB10	PB11	PB14	PB15		

ai18497b

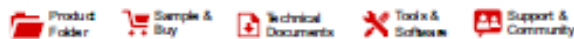
1. This figure shows the package top view.



ภาคผนวก ข
คุณลักษณะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์



ข.1 คุณลักษณะไอซีเบอร์ NE555



NA555, NE555, SA555, SE555

SLVS021 – SEPTEMBER 1973 – REVISED SEPTEMBER 2014

xx555 Precision Timers

1 Features

- Timing From Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source Up to 200 mA
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

2 Applications

- Fingerprint Biometrics
- Iris Biometrics
- RFID Reader

3 Description

These devices are precision timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or mono-stable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the a-stable mode of operation, the frequency and duty cycle can be controlled independently with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels normally are two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control-voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set, and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset (RESET) input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset, and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between discharge (DISCH) and ground.

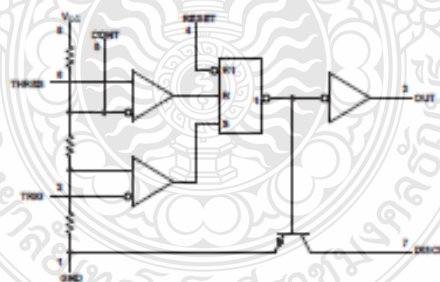
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

Device Information⁽¹⁾

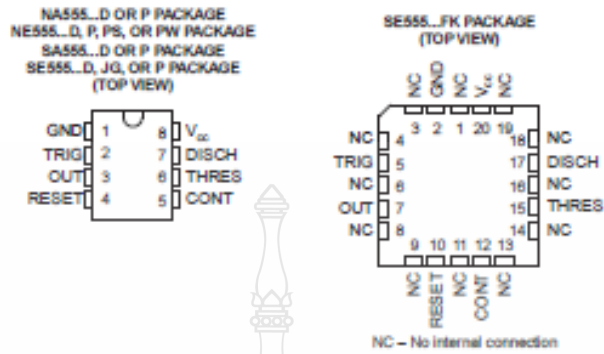
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
xx555	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
	SOP (8)	6.20 mm × 5.30 mm
	TSSOP (8)	3.00 mm × 4.40 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

4 Simplified Schematic



6 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

NAME	PIN		I/O	DESCRIPTION
	D, P, PS, PW, JG	FK		
CONT	5	12	I/O	Controls comparator thresholds. Outputs 2/3 V _{CC} , allows bypass capacitor connection.
DISCH	7	17	O	Open collector output to discharge timing capacitor.
GND	1	2	-	Ground.
NC		1, 3, 4, 6, 8, 9, 11, 13, 14, 16, 18, 19	-	No internal connection.
OUT	3	7	O	High current timer output signal.
RESET	4	10	I	Active low /reset input forces output and discharge low.
THRES	6	15	I	End of timing input. THRES > CONT sets output low and discharge low.
TRIG	2	5	I	Start of timing input. TRIG < 1/3 CONT sets output high and discharge open.
V _{CC}	8	20	-	Input supply voltage, 4.5 V to 18 V. (SE555 maximum is 18 V)

ข.2 คุณลักษณะ ไอซีเบอร์ 74HC73

Dual JK flip-flop with reset; negative-edge trigger

74HC/HCT73

FEATURES

- Output capability: standard
- I_{OC} category: flip-flops

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT73 are high-speed Bi-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT73 are dual negative-edge triggered JK-type flip-flops featuring individual J, K, clock (\overline{nCP}) and reset (\overline{nR}) inputs; also complementary Q and \overline{Q} outputs.

The J and K inputs must be stable one set-up time prior to the HIGH-to-LOW clock transition for predictable operation.

The reset (\overline{nR}) is an asynchronous active LOW input. When LOW, it overrides the clock and data inputs, forcing the Q output LOW and the \overline{Q} output HIGH.

Schmitt-trigger action in the clock input makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C; t_r = t_f = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay n \overline{CP} to nQ	C _L = 15 pF; V _{CC} = 5 V	16	15	ns
	n \overline{CP} to n \overline{Q}		16	18	ns
	n \overline{R} to nQ, n \overline{Q}		15	15	ns
f _{max}	maximum clock frequency		77	79	MHz
C _I	input capacitance		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per flip-flop	notes 1 and 2	30	30	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μ W):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f_i = input frequency in MHz

f_o = output frequency in MHz

$\sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ = sum of outputs

C_L = output load capacitance in pF

V_{CC} = supply voltage in V

2. For HC the condition is V_I = GND to V_{CC}

For HCT the condition is V_I = GND to V_{CC} - 1.5 V

ORDERING INFORMATION

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

Dual JK flip-flop with reset; negative-edge trigger

74HC/HCT73

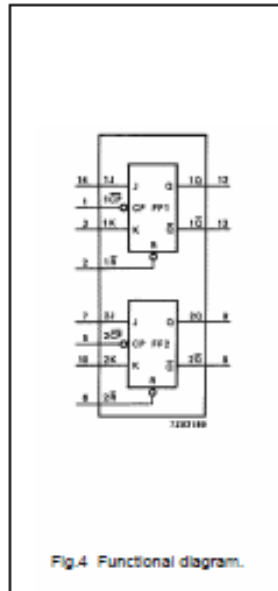


Fig.4 Functional diagram.

FUNCTION TABLE

OPERATING MODE	INPUTS				OUTPUTS	
	nR	nCP	J	K	Q	Q̄
asynchronous reset	L	X	X	X	L	H
toggle	H	↓	h	h	q̄	q
load "0" (reset)	H	↓	l	h	L	H
load "1" (set)	H	↓	h	l	H	L
hold "no change"	H	↓	l	l	q	q̄

Notes

- H = HIGH voltage level
h = HIGH voltage level one set-up time prior to the HIGH-to-LOW CP transition
L = LOW voltage level
l = LOW voltage level one set-up time prior to the HIGH-to-LOW CP transition
q = lower case letters indicate the state of the referenced output one set-up time prior to the HIGH-to-LOW CP transition
X = don't care
↓ = HIGH-to-LOW CP transition

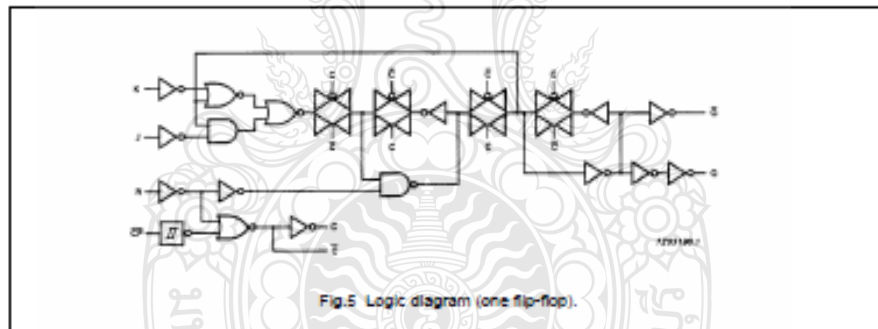


Fig.5 Logic diagram (one flip-flop).

74HC123; 74HCT123

Dual retriggerable monostable multivibrator with reset

Rev. 10 — 3 December 2015

Product data sheet

1. General description

The 74HC123; 74HCT123 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with Low-power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC123; 74HCT123 are dual retriggerable monostable multivibrators with output pulse width control by three methods:

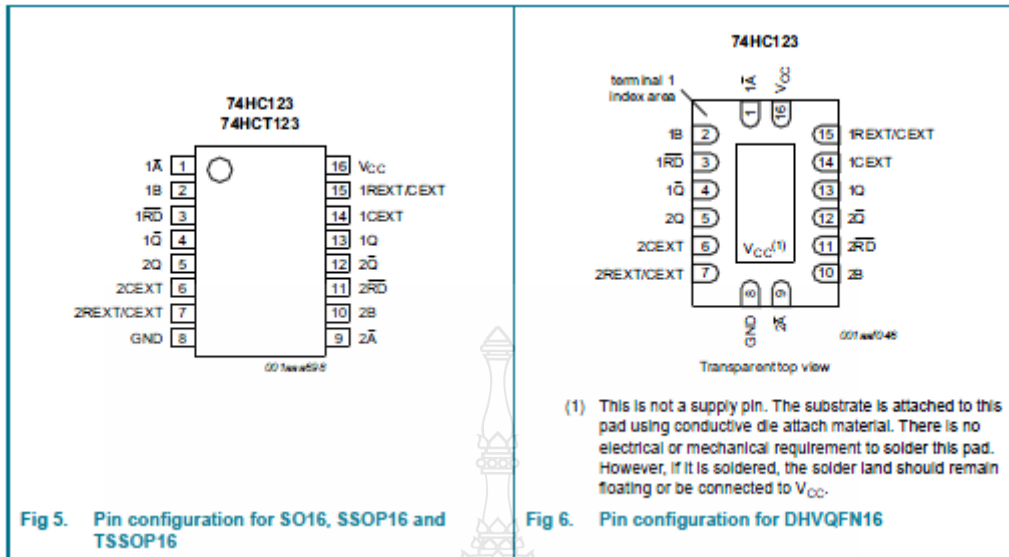
1. The basic pulse is programmed by selection of an external resistor (R_{EXT}) and capacitor (C_{EXT}).
2. Once triggered, the basic output pulse width may be extended by retriggering the gated active LOW-going edge input ($n\bar{A}$) or the active HIGH-going edge input (nB). By repeating this process, the output pulse period ($nQ = HIGH$, $n\bar{Q} = LOW$) can be made as long as desired. Alternatively an output delay can be terminated at any time by a LOW-going edge on input $n\bar{RD}$, which also inhibits the triggering.
3. An internal connection from $n\bar{RD}$ to the input gates makes it possible to trigger the circuit by a HIGH-going signal at input nRD as shown in [Table 3](#).

Schmitt-trigger action in the $n\bar{A}$ and nB inputs, makes the circuit highly tolerant to slower input rise and fall times.

The 74HC123; 74HCT123 are identical to the 74HC423; 74HCT423 but can be triggered via the reset input.

2. Features and benefits

- DC triggered from active HIGH or active LOW inputs
- Retriggerable for very long pulses up to 100 % duty factor
- Direct reset terminates output pulse
- Schmitt-trigger action on all inputs except for the reset input
- ESD protection:
 - ◆ HBM JESD22-A114F exceeds 2000 V
 - ◆ MM JESD22-A115-A exceeds 200 V
- Specified from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ and from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$



5.2 Pin description

Table 2. Pin description

Symbol	Pin	Description
1A	1	negative-edge triggered input 1
1B	2	positive-edge triggered input 1
1RD	3	direct reset LOW and positive-edge triggered input 1
1Q	4	active LOW output 1
2Q	5	active HIGH output 2
2CEXT	6	external capacitor connection 2
2REXT/CEXT	7	external resistor and capacitor connection 2
GND	8	ground (0 V)
2A	9	negative-edge triggered input 2
2B	10	positive-edge triggered input 2
2RD	11	direct reset LOW and positive-edge triggered input 2
2Q	12	active LOW output 2
1Q	13	active HIGH output 1
1CEXT	14	external capacitor connection 1
1REXT/CEXT	15	external resistor and capacitor connection 1
V _{CC}	16	supply voltage

บ.4 คุณลักษณะ ไอซีเบอร์ SN54LS08

SN5408, SN54LS08, SN54S08 SN7408, SN74LS08, SN74S08 QUADUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

SDLS033 - DECEMBER 1983 - REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs

- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

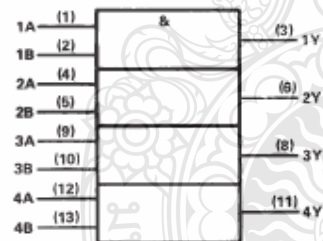
These devices contain four independent 2-input AND gates.

The SN5408, SN54LS08, and SN54S08 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN7408, SN74LS08 and SN74S08 are characterized for operation from 0° to 70°C .

FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	H
L	X	L
X	L	L

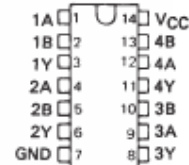
logic symbol †



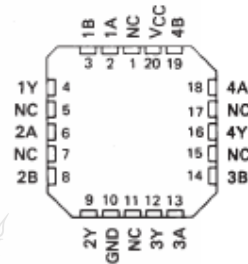
† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

SN5408, SN54LS08, SN54S08 . . . J OR W PACKAGE
SN7408 . . . J OR N PACKAGE
SN74LS08, SN74S08 . . . D, J OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



SN54LS08, SN54S08 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

logic diagram (positive logic)



$$Y = A \cdot B \text{ or } Y = \overline{A + B}$$

SN5408, SN54LS08, SN54S08
SN7408, SN74LS08, SN74S08
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES
SDLS033 - DECEMBER 1983 - REVISED MARCH 1988

recommended operating conditions

	SN5408			SN7408			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH} High-level input voltage	2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage			0.8			0.8	V
I _{OH} High-level output current			-0.8			-0.8	mA
I _{OL} Low-level output current			16			16	mA
T _A Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN5408		SN7408		UNIT	
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN		TYP ‡
V _{IK}	V _{CC} = MIN, I _I = -12 mA			-1.5		-1.5	V
V _{OH}	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OH} = -0.8 mA	2.4	3.4	2.4	3.4	V	
V _{OL}	V _{CC} = MIN, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 16 mA	0.2	0.4	0.2	0.4	V	
I _I	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V		1		1	mA	
I _{IH}	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4 V		40		40	μA	
I _{IL}	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V		-1.6		-1.6	mA	
I _{OS} §	V _{CC} = MAX	-20	-55	-18	-55	mA	
I _{CCH}	V _{CC} = MAX, V _I = 4.5 V		11	21	11	21	mA
I _{CCL}	V _{CC} = MAX, V _I = 0 V		20	33	20	33	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{PLH}	A or B	Y	R _L = 400 Ω, C _L = 15 pF		17.5	27	ns
t _{PHL}					12	19	ns

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

ข.5 คุณลักษณะของปแอมเบอร์ LF353-N



LF353-N

www.ti.com

SN03BH3F – APRIL 1998 – REVISED MARCH 2013

LF353-N Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

Check for Samples: [LF353-N](#)

FEATURES

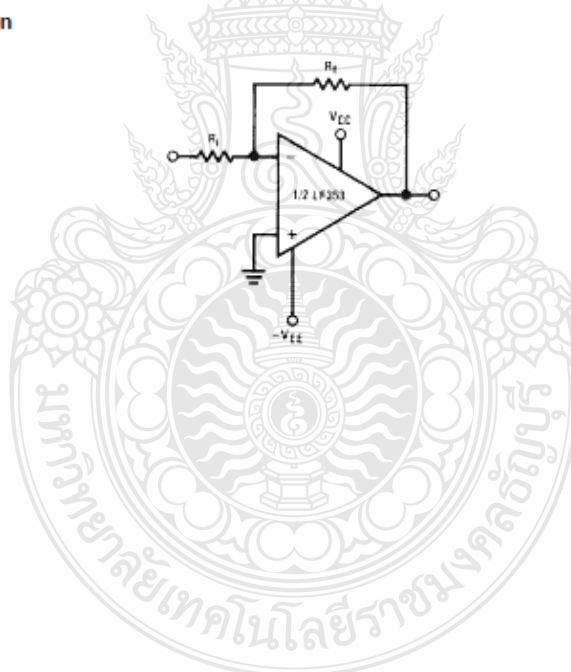
- Internally Trimmed Offset Voltage: 10 mV
- Low Input Bias Current: 50pA
- Low Input Noise Voltage: 25 nV/√Hz
- Low Input Noise Current: 0.01 pA/√Hz
- Wide Gain Bandwidth: 4 MHz
- High Slew Rate: 13 V/μs
- Low Supply Current: 3.6 mA
- High Input Impedance: $10^{12}\Omega$
- Low Total Harmonic Distortion : $\leq 0.02\%$
- Low 1/f Noise Corner: 50 Hz
- Fast Settling Time to 0.01%: 2 μs

DESCRIPTION

These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353-N is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Typical Connection



Simplified Schematic

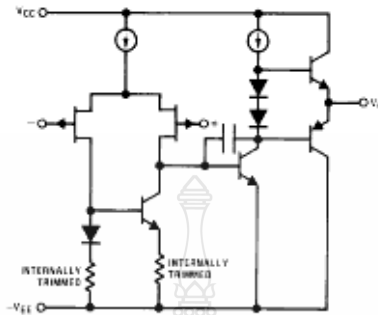


Figure 1. 1/2 Dual

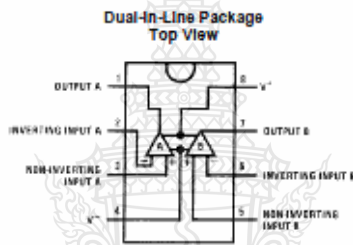


Figure 2. 8-Pin SOIC (See D Package)
8-Pin PDIP (See P Package)



ข.6 คุณลักษณะสวิตซิงทรานซิสเตอร์ 2N222

DISCRETE SEMICONDUCTORS

DATA SHEET



2N2222; 2N2222A
NPN switching transistors

Product specification
Supersedes data of September 1994
File under Discrete Semiconductors, SC04

1997 May 29

Philips
Semiconductors



PHILIPS

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

FEATURES

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

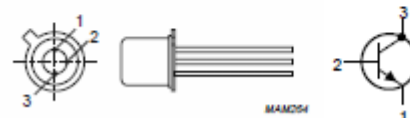


Fig. 1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage 2N2222 2N2222A	open emitter	–	60 75	V V
V_{CE0}	collector-emitter voltage 2N2222 2N2222A	open base	–	30 40	V V
I_C	collector current (DC)		–	800	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	–	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250 300	–	MHz MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{BoN} = 15\text{ mA}; I_{BoF} = -15\text{ mA}$	–	250	ns

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CB0}	collector-base voltage	open emitter	-	60	V
	2N2222A			75	V
V _{CE0}	collector-emitter voltage	open base	-	30	V
	2N2222A			40	V
V _{EB0}	emitter-base voltage	open collector	-	5	V
	2N2222A			6	V
I _C	collector current (DC)		-	800	mA
I _{CM}	peak collector current		-	800	mA
I _{BM}	peak base current		-	200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	-	500	mW
		T _{case} ≤ 25 °C	-	1.2	W
T _{stg}	storage temperature		-65	+150	°C
T _J	junction temperature		-	200	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		-65	+150	°C

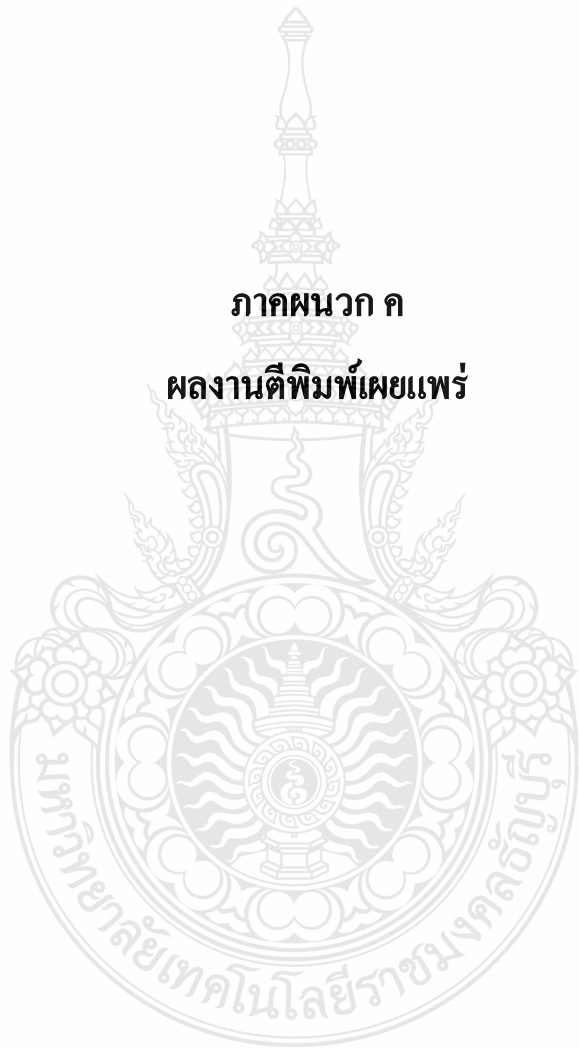
THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R _{th j-a}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	350	K/W
R _{th j-c}	thermal resistance from junction to case		146	K/W



ภาคผนวก ค

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่



ResearchGate

See discussions, stats, and author profiles for this publication at:
<https://www.researchgate.net/publication/265787727>

Design of a Bi-directional DC-DC 4 Phase Interleave Converter for PV Applications

Article in *Energy Procedia* · September 2014

DOI: 10.1016/j.egypro.2014.07.199

READS

157

3 authors, including:



Boonyang Plangklang

Rajamangala University of Technology...

34 PUBLICATIONS 53 CITATIONS

SEE PROFILE



Wanchai Subsingha

Rajamangala University of Technology...

8 PUBLICATIONS 19 CITATIONS

SEE PROFILE



11th Eco-Energy and Materials Science and Engineering (11th EMSES)

Design of a Bi-directional DC-DC 4 phase Interleave converter for PV applications

Saowanee Kanta, Boonyang Plangklang*, Wanchai Subsingha

*Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Klong 6, Thanyaburi, Pathumthani 12110*

Abstract

This paper presents a design of a bidirectional 4 phase interleave converter specifically for PV applications. The proposed model has rated capacity of 60 to 120 VDC, 1KW. The Design of this DC-DC bidirectional 4 phase interleave converter to investigate the behavior of the system used MATLAB/SIMULINK. The simulation results are observed to determine the output voltage value. The design used FIO controller to decision battery charge or discharge status. The first step is boost converter to transfer power from battery into 120Vdc bus and the second step is working as buck converter to store energy into the battery 60Vdc when no load required. Mathematical models for boost and buck modes are being derived and the Simulink model is constructed in order to simulate the system of both step designs. The results of simulation found that the designed converter is able to charge battery and discharge battery and deliver power to load as designed. The output current is 12A (2.3A per phase) battery capacity of selected Lead-Acid battery per designed is 12Ah.

© 2014 Elsevier Ltd. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/>).

Peer-review under responsibility of COE of Sustainable Energy System, Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT)

Keywords: Bi-Directional Converter, Interleave, Battery.

* Corresponding author. Tel.: +66 2549 3420; fax: +66 2549 3422.
E-mail address: boonyang.pl@rmutt.ac.th

1. Introduction

Nowadays, renewable energy from solar energy is a world-wide implementation because solar energy is clean and no pollution. However, there is limited capacity because solar has in the daytime only. Therefore, the energy reserves in the battery when no electricity demand is so essential. When the voltage stored in the battery is still low, it is not possible to bring these energies to the load directly. Then this paper proposes the design a Bi-Directional DC-DC converter with the principle of the transfer of energy from the battery to continuously supply to the load with interleave technique to a higher power. The advantages of the interleave technique are reduce losses across high switching device and help to reduce current ripple in DC load.

2. Principle of DC Bidirectional Converter

The circuit for DC Bidirectional Converter using the principle of Buck and Boost converter circuit is designed using IGBT to be switching devices to reduce the voltage across the component. The operation for this converter will transfer energy to be two directions as show in Fig 1.

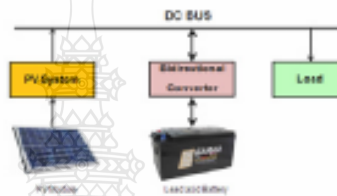


Fig.1. Diagram of DC-Bidirectional Converter.

There are 2 steps to be considered, Step 1 is to charge battery with buck converter mode when no electricity demand (measuring from current sensor) but still have power output from solar cells, Step 2 is to discharge battery with boost converter mode. The power circuit is buck converter mode to drop voltage from DC BUS 120V to 60V. The battery is Lead-acid type 12V. To discharge battery when no power output from solar cell, the power circuit is boost converter mode to transfer energy from battery to load and increase voltage from 60V to 120 VDC. The main equipment for this circuit is inductance because it is responsible for the collected and discharged energy to the output voltage higher than the input.

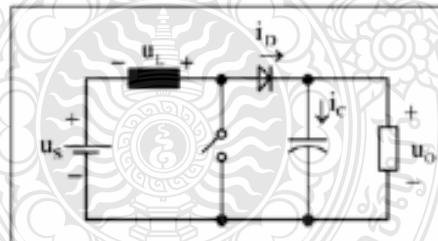


Fig.2. Equivalent circuit of boost converter.

To calculate the inductance from equation as below:

$$L = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (1)$$

Duty cycle is equal to 0.5, and the frequency of the switching frequency is 25 kHz, which activates the device can operate. Duty cycle is equal to 0.5, and the frequency of the switching frequency is 25 kHz, which activates the device can operate.

The input ripple current is 13 percent of the input current. The principles of interleaved with the introduction of boost converter N circuit to connect in parallel. And phase of the signal driving the switch to working time overlap, which can be calculated from equation as below (2).

$$\text{Switch Angle} = 360 / N \quad (2)$$

N is number of circuit in parallel, this circuit used 4 phase parallel. Then switch angle for this circuit of each phase will be 90 degree. Then size of the inductor must be at least 92 μH . Cause of high load 1kW, so it can be designed by adding interleaved technique used for reduce the size of current ripple while transfer power energy.

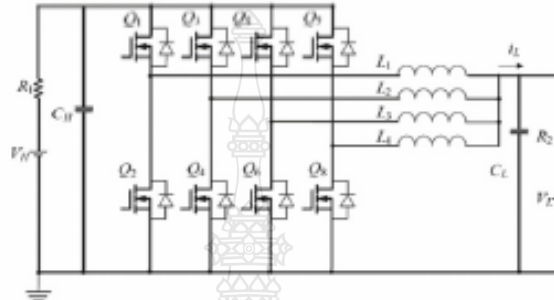


Fig.3. Circuits of the Bi-directional 4 Phase Interleave Converter.

This parallel phase current flowing through each phase is ¼ of all flows as shown in Fig 3, so the voltage across and the total loss in the switching devices was reduced. The size of the inductor in the circuit is smaller and the power to the system was increased.

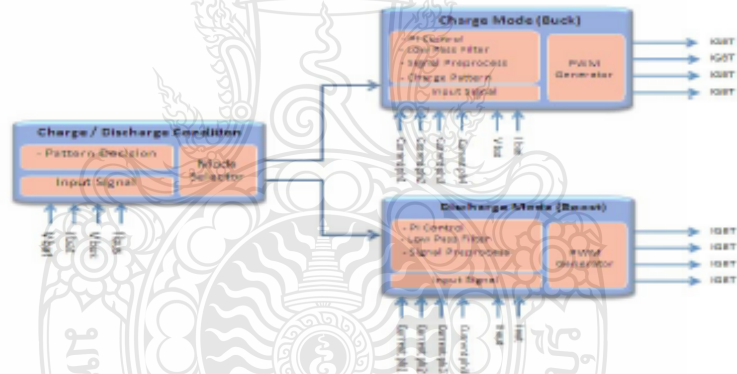


Fig.4. Control mode of Bidirectional 4 Phase Interleave Converter

Firstly, to create the conditions that apply to PI controller to control the charge / discharge of the battery the received the input signal from I bus, V bus, I bat, V bat are used then system sent PWM signal to control switch on/off power circuit of each mode to charge and discharge mode. Volume I, V BUS and the SOC of the battery is the main variable to control these converters, with condition as following.

Buck Mode when the battery is $0.4 < \text{SOC} < 0.9$ and P Bus must be greater than P Bat. Boost Mode on battery $\text{SOC} > 0.9$ and P Bat must be greater than P Bus.

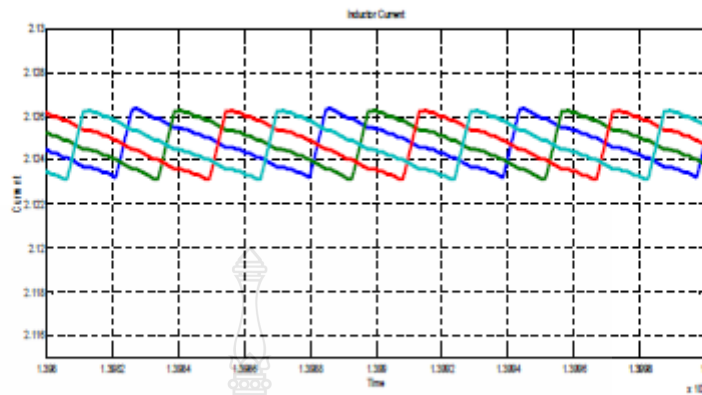


Fig.10. Current value at inductor of each phase.

Simulation results on a converter circuit work as a buck converter. It can be seen that the voltage at the battery voltage increases to 60V as shown in Figure 9, and the flow of electric current through the inductor is the same in each phase as shown in Figure 10, totally the output current is 12A battery voltage all the coordinates of Lead-Acid batteries per researchers have designed 12Ah /12V.

4. Conclusion

From the simulation results with MATLAB/ SIMULINK, the designed Bi-directional 4 phase interleaved circuit can be able to charge battery when no load demand and can transfer power energy to load 1kW 120VDC that used controller to control charge /discharge condition by received the input signal from I bus, V bus, I bat, V bat. The total energy can be continuously transferred to system. The technique of parallel 4 phase interleaved shows that power losses of the switches was reduced. Inductance in the circuit is smaller and power energy was increased.

References

- [1] K. N. Hasan, M. E. Haque and M. Negnevitsky "Control of Energy Storage Interface with a Bidirectional Converter for Photovoltaic Systems" Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'08)2008, P-138 page 3
- [2] P.Thumthong, P.Sethakul, S. Rael, and B.Davat "Design and Implementation of 2-Phase Interleaved Boost Converter for FuelCell Power Source," Proc. IET-PEMD, York, UK, 2008 pp. 91-95
- [3] D.G. Holmes, B.P. McGrath, D.Segaran, and W.Y. Kong "Dynamic Control of a 20 kW Interleaved Boost Converter for Traction Applications" Industry Applications Society Annual Meeting IAS , 2008, pp. 1-8
- [4] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis "Novel battery charging regulation system for photovoltaic applications," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol 151, no. 2, Mar. 2004, pp. 191-197
- [5] D. Azzeler, J. Biela, S. Inoue, "Bi-directional isolated Dc-Dc converter for next-generation power distribution - comparison of converters using Si and SiC devices," in Proc. IEEE PCC, Nagoya, Japan April 2007. pp. 510-517

3. Experiment results.

To simulate a 4 Phase interleave bidirectional converter using MATLAB / SIMULINK by dividing the work into two parts of the circuit and the control circuit.

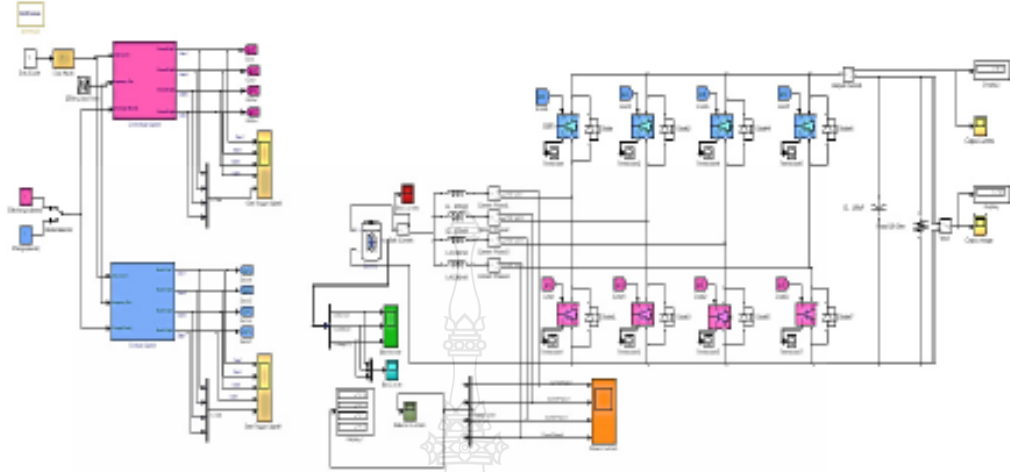


Fig.5. MATLAB/ SIMULINK model.

The control signal portion was create a reference PWM signal to drive the switch in each set. Simulation of the circuit while the circuit being Buck /Boost mode.

Test Discharge mode condition by send the PWM signal to drive the switches G1, G3, G5, G7 converter circuit works as boost converter. From battery 60V to 120V DC.

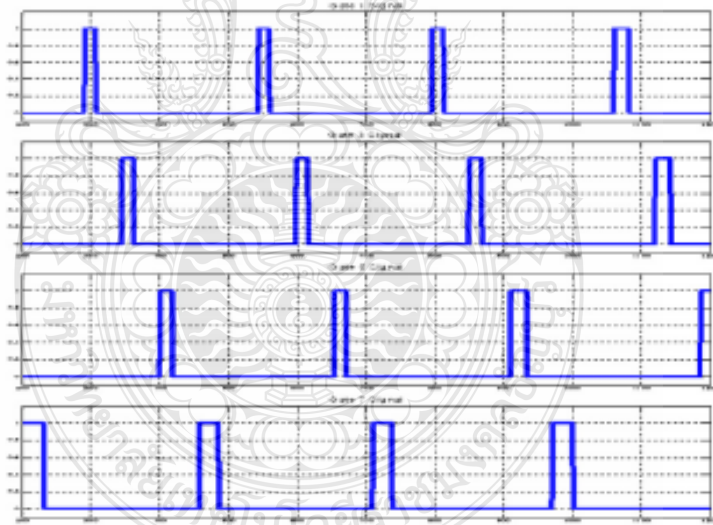


Fig.6. PWM Signal to drive switch G1, G3, G5, G7.

ค.2 การศึกษาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง 4 เฟสด้วยเทคนิคอินเตอร์

ลีฟ



การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘
The 38th Electrical Engineering Conference (EECON-38)



UTCC University of
the Thai Chamber
of Commerce
มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

ไฟฟ้ากำลัง (PW)

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

Volume I

AEC Synergy

วันที่ ๑๘ - ๒๐ พฤศจิกายน พ.ศ. ๒๕๕๘
โรงแรมวอร์ริ์ อโยธยา คอนเวนชั่น รีสอร์ท จังหวัดพระนครศรีอยุธยา





กำหนดการ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘
The 38th Electrical Engineering Conference (EECON-38)



วันศุกร์ที่ 20 พฤศจิกายน 2558

เวลา	ห้อง 1	ห้อง 2	ห้อง 3	ห้อง 4	ห้อง 5	ห้อง 6	ห้อง 7	ห้อง 8
09:00 - 09:20	PW 21	PW 48	PE 21	GN 14	CT 10	DS 07	CM 20	GN 37
09:20 - 09:40	PW 22	PW 49	PE 22	GN 15	CPI 01	DS 08	PHI 01	GN 38
09:40 - 10:00	PW 23	PW 50	PE 23	GN 16	CP 01	DS 09	PH 01	GN 39
10:00 - 10:20	PW 24	PW 51	PE 24	GN 17	CP 02	DS 10	PH 02	GN 40
10:20 - 10:40	PW 25	PW 52	PE 25	GN 18	CP 03	DS 11	PH 03	GN 41
10:40 - 10:50	รับประทานอาหารว่าง							
10:50 - 11:10	PW 26	PW 53	PE 26	GN 19	CP 04	CP 07	PH 04	GN 42
11:10 - 11:30	PW 27	PW 54	PE 27	GN 20	CP 05	CP 08	PH 05	GN 43
11:30 - 11:50				GN 21	CP 06			GN 44
12:00 - 13:00	รับประทานอาหารกลางวัน							

www.eeaat-conf.com/econ38/author_list.php


ECON 38

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 38
อยุธยา, ประเทศไทย
18-20 พฤศจิกายน 2558

Menu

- Home
- Personal Information
- Paper Submission
- Paper Lists
- Logout

Paper Lists

Code	Title	PDF File	Status	Action
0007	Study of Bidirectional 3 phase converter for DC motor with interleave technical. <small>Topic : PE / Address:สุภัทรี</small>	 Last Updated : 1-09-2015 15:15:38 +0700 [Update File]	Waiting to Review	 

ECON38 The 38th Electrical Engineering Conference
Phra Nakhon Si Ayutthaya, Thailand, November 18-20, 2015
Copyright © 2015 EEAAT. All Rights Reserved. Design provided by EEAAT Team.



การศึกษาคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางสามเฟสกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ

Study of Bidirectional 3 phase converter for DC motor with interleave technical.

เสาวนีย์ กันตะ¹ และ บุญยัง ปลั่งกลาง¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ถ.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-3400 E-mail: saowanee_kanta@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็น การนำเสนอการศึกษารออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง พิกัด 24 VDC /12 VDC, 350W. โดยใช้หลักการการทบทและทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน 3 เฟส 2 ทิศทางทำการจำลองการทำงาน ของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK เพื่อทำการวิเคราะห์หาค่ากระแสและแรงดันขณะ ที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในทิศทางแรกเป็นวงจรทบทแรงดัน (Boost Converter) เพื่อจ่ายพลังงานให้กับระบบ 24Vdc และทิศทางที่สองขณะทำงานเป็นวงจรทอนแรงดัน (Buck Converter) เพื่อทำการเก็บพลังงานไว้ที่แบตเตอรี่ขนาด 12Vdc.

จากการทดสอบการพบว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำการเก็บพลังงานไว้ในแบตเตอรี่และถ่ายเทพลังงานให้กับระบบได้อย่างต่อเนื่อง โดยมีกระแสไฟฟ้าขาเข้าที่แบตเตอรี่มีปริมาณทั้งหมด 12A เป็นไปตามพิกัดของแบตเตอรี่ Lead –Acid ที่ผู้วิจัยทำการออกแบบไว้ขนาด 12V, 12Ah.

คำสำคัญ: วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง ,มอเตอร์ ,แบตเตอรี่

Abstract

This paper presents a design of a bidirectional 3 phase interleave converter specifically for DC motor. The proposed model has rated capacity of 12 to 24 VDC, 350W. The Design of this DC-DC bidirectional 3 phase interleave converter to investigate the behavior of the system used MATLAB/SIMULINK. The simulation results are observed to determine the output voltage value. The first step is boost converter to transfer power from battery to motor 24v and the second step is working as buck converter to store energy into the battery 12vdc when no load required. Mathematical models for boost and buck modes are being derived and the Simulink model is constructed in order to simulate the system of both step designs. The results of simulation found that the designed converter is able to charge battery and discharge battery and deliver power to load as designed. The output current is 12A per battery capacity of selected Lead-Acid battery per designed is 12Ah.

Keywords: Bidirectional converter, Motor, Battery.

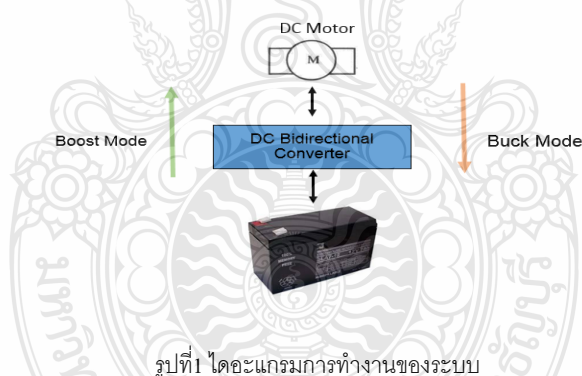
1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้ระบบรถยนต์ไฮบริดถือเป็นระบบที่ทั่วโลกให้ความสนใจเนื่องจากการนำพลังงานสูญเปล่าขณะทำการเบรกมาใช้ คือ เมื่อผู้ขับขี่แตะเบรก มอเตอร์ไฟฟ้าจะเปลี่ยนไปทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดพลังงาน (ไดนาโม) และแปลงพลังงานจลน์ที่เกิดจากการเบรกเป็นกระแสไฟฟ้า เราจึงสามารถสำรองพลังงานเหล่านี้เก็บไว้ในแบตเตอรี่ แต่เมื่อเร่งความเร็วแบบกะทันหัน มอเตอร์ไฟฟ้าจะดึงพลังงานเพิ่มจากแบตเตอรี่มาเสริมกำลัง ช่วยให้เครื่องยนต์มีกำลังสูงสุดและสามารถเร่งความเร็วได้ตามความต้องการ แต่เนื่องจากแรงดันที่เก็บไว้ในแบตเตอรี่ ได้ยังคงมีค่าแรงดันต่ำกว่าจึงไม่สามารถที่จะนำพลังงานเหล่านี้มาใช้กับโหลดได้โดยตรง ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยหลักการจากการถ่ายเทพลังงานจากแบตเตอรี่เพื่อจ่ายให้กับโหลดมอเตอร์ได้อย่างต่อเนื่องด้วยเทคนิคการอินเวอร์สเพื่อให้อาจจ่ายกำลัง

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง.

วงจรที่ทำการศึกษาคือวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางโดยใช้หลักการของวงจร Buck และ Boost คอนเวอร์เตอร์ทำการออกแบบโดยเลือกใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อลดแรงดันตกคร่อมที่ตัวอุปกรณ์หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อกับแบตเตอรี่จะทำการส่งถ่ายพลังงานออกเป็น 2 ทิศทางดังแสดงในรูปที่ 1 โดยมีเงื่อนไขการทำงานดังนี้



รูปที่ 1 ไดอะแกรมการทำงานของระบบ

ทิศทางที่ 1 (Charge Battery) เมื่อขณะทำการเบรกวงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะวงจรทอนแรงดันจาก DC BUS 24V เข้าเก็บไว้ในแบตเตอรี่ 12V โดยผู้วิจัยได้เลือกใช้แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด (Lead-acid) ขนาด 12V และมีรูปแบบการชาร์จแบบ Three stage charging การชาร์จวิธีนี้คือจะเริ่มทำการชาร์จแบตเตอรี่ในครั้งแรก 70-80% ด้วยกระแสคงที่ขั้นที่สองคือชาร์จด้วยกระแสที่ลดลง 20-30% ส่วนที่สามคือส่วนสุดท้ายเพื่อทำการชดเชย self-discharge ของแบตเตอรี่ทำให้แบตเตอรี่มี SOC (state of charge) เข้าถึง 100% ในระยะเวลาอันรวดเร็ว.

ทิศทางที่ 2 (Battery discharge) เมื่อทำการเร่งเครื่องยนต์วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นลักษณะวงจรทอนแรงดัน (Boost converter) เพื่อจ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่จ่ายให้กับมอเตอร์ ขนาด 24V 350W โดยวงจรนี้มีอุปกรณ์หลักคือตัวเหนี่ยวนำ อุปกรณ์สวิตชิงความถี่สูง, ตัวเหนี่ยวนำนี้เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากเนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเพื่อให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูง

กว่าอินพุตหลักการทางานเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสกระแสไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงทันทีที่มันได้ไม่ได้ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าให้นำกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง.

คำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการ

$$L = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (1)$$

Duty cycle มีค่าเท่ากับ 0.5 และใช้ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 15 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่อุปกรณ์สามารถทำงานได้

คือกระแสเพื่อมาทางอินพุตมีค่า 13 แอมป์เซ็นต์ของกระแสอินพุต

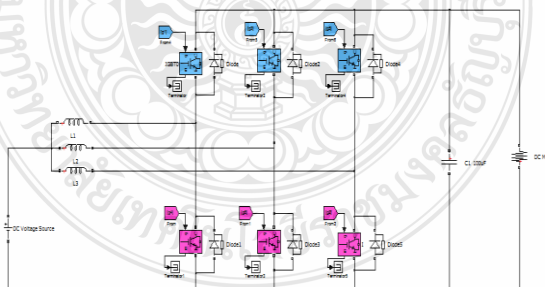
ΔI_L ขนาดของตัวเหนี่ยวนำต้องมีค่าน้อยกว่า 100 μH

เนื่องด้วยต้องการจ่ายโหลดที่มีขนาดสูง 350W ดังนั้นจึงได้ทำการออกแบบโดยเพิ่มเทคนิคการอินเตอร์ลีฟมาใช้เพื่อลดขนาดของกระแสเพื่อมาขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักการอินเตอร์ลีฟสามารถสร้างได้ด้วยการนำเอาสัญญาณขับนำสวิตช์ของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์จำนวน N วงจรมาต่อขนานกันแล้วกำหนดเฟสของสัญญาณขับนำสวิตช์ให้เหลื่อมเวลากการทำงานกันออกไป ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$\text{มุมในการสวิตช์} = 360/N \quad (2)$$

N คือจำนวนวงจรที่นำมาขนานกันในวงจรนี้ทำการขนานกัน 3 เฟส

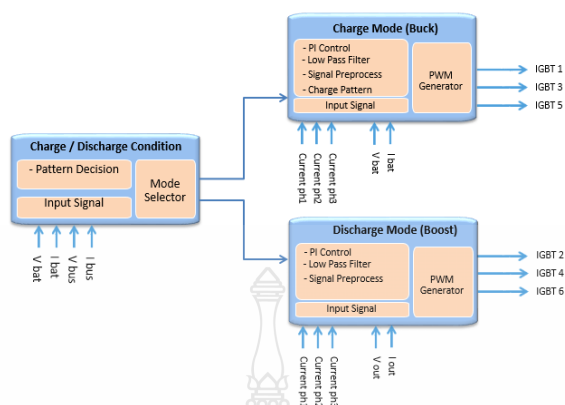
ดังนั้นมุมที่ใช้สวิตช์ในแต่ละเฟสคือ 120 องศา



รูปที่ 2 วงจรกำลังของ Bi-directional 3 Phase Interleave Converter

การขนานเฟสนี้จะทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านแต่ละเฟสเป็น 1/3 ของกระแสทั้งหมดตั้งวงจรตามรูปที่ 2 จะทำให้แรงดันตกคร่อมและความสูญเสียรวมในตัวอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งลดลง ขนาดของตัวเหนี่ยวนำในวงจรก็มีขนาดเล็กลงการจ่ายกำลังไฟฟ้ารวมให้กับระบบเพิ่มมากขึ้น

2.2.การควบคุมการทำงาน



รูปที่ 3 หลักการทำงานของ Bidirectional 3 Phase Interleave Converter

หลักการทำงานของ Bidirectional 3 Phase Interleave Converter เริ่มแรกทำการสร้างการเงื่อนไขที่ใช้ในการควบคุมแบบ PID เพื่อควบคุมการ Charge/ Discharge ของแบตเตอรี่โดยรับสัญญาณ input มาจาก I bus, V bus, I bat, V bat และหลังจากนั้นทำการส่งสัญญาณ PWM เพื่อไปควบคุมการขับนำสวิตซ์ในวงจรกำลัง ของแต่ละ Mode การทำงาน.

เงื่อนไขในการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางโดยการอ้างอิงปริมาณ I, V ที่ BUS และ SOC ของแบตเตอรี่เป็นตัวแปรหลักในการควบคุมการทำงาน

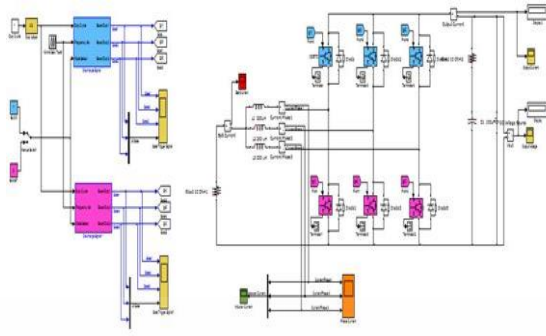
Buck Mode เมื่อแบตเตอรี่มีขนาด $0.4 < SOC < 0.9$ และ P Bus ต้องมีปริมาณมากกว่า P Bat.

Boost Mode เมื่อแบตเตอรี่มี SOC > 0.9 และ P Bat ต้องมีปริมาณมากกว่า P Bus.

3.การทดสอบ

ทำการจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันแบบสองทิศทางโดยใช้โปรแกรม MATLAB/ SIMULINK โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 2 คือส่วนของวงจรและสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจร

ส่วนสัญญาณควบคุมส่วนวงจร

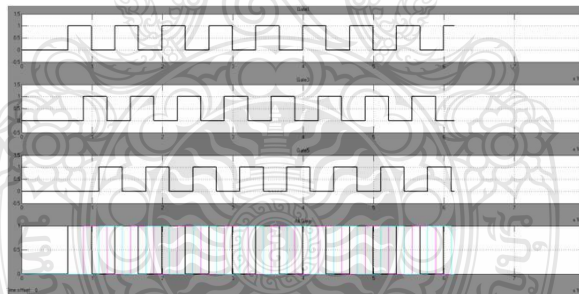


รูปที่ 4 แบบจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

ส่วนของสัญญาณควบคุม คือทำการสร้าง 2 สัญญาณอ้างอิง เพื่อส่งสัญญาณ PWM ไปขับนำสวิตช์ในแต่ละชุดเพื่อจำลองการทำงานของวงจรขณะทำงานเป็นวงจรทบทและทอนแรงดัน.

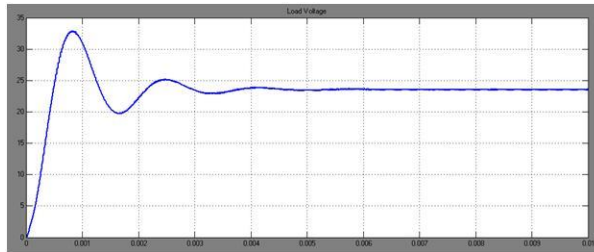
4.ผลการทดลอง

4.1 ทดสอบ Discharge mode (Boost) โดยทำการส่งสัญญาณ PWM เข้า 4.1 ไปขับนำสวิตช์ G1, G3, G5, คอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทบทแรงดัน จากแบตเตอรี่ขนาด 12V ให้กับ DC Motor 24V

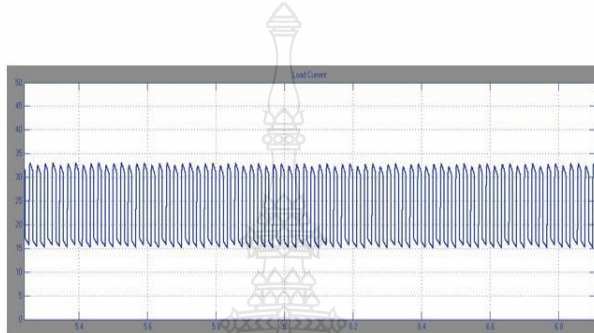


รูปที่ 5 สัญญาณขับนำสวิตช์ G1, G3, G5,

พบว่าสวิตช์ G1, G3, G5, มีการทำงานเหมือนกัน Phase Shift 120 องศา ใน 1 คาบเวลา ดังแสดงในรูปกราฟที่ 6 และสวิตช์ แต่ละตัวมีการทำงานที่ 120 ,240, 360 องศาตามลำดับ.



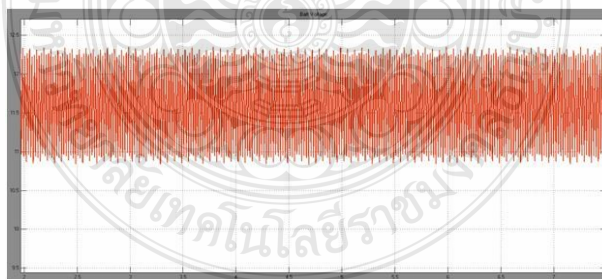
รูปที่ 6 แสดงแรงดันที่ DCLoad Voltage



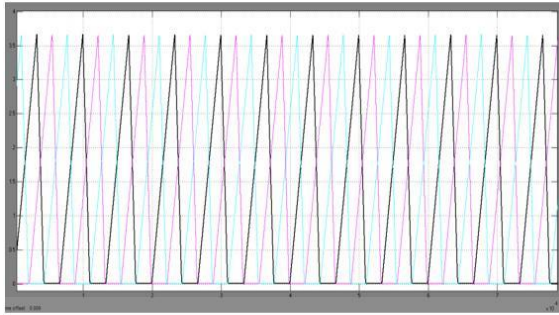
รูปที่ 7 แสดงกระแสที่ DCLoad Current

ผลจากการ Simulation เมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทบทแรงดัน จากแบตเตอรี่ 12V พบว่ามีปริมาณแรงดันที่ BUS load เพิ่มขึ้นจนถึง 24V ตามรูปที่ 6 และมีปริมาณของกระแสไฟฟ้าที่ BUS load ตามรูปที่ 7 ซึ่งถือได้ว่าค่าของกระแสและแรงดันที่ได้ มีค่าตรงกับขอบเขตที่กำหนดไว้ 24V 350W เพื่อให้แบตเตอรี่ช่วยจ่ายพลังงานให้กับโหลดอย่างต่อเนื่อง.

4.2 ทดสอบ Charge Mode (Buck) เริ่มโดยทำการส่งสัญญาณ PWM ไปขับนำสวิทช์ G2, G4, G6 คอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทบทแรงดัน จาก DC BUS 24V เข้าเก็บที่แบตเตอรี่ขนาด 12V.



รูปที่ 8 แสดงแรงดันขาเข้าแบตเตอรี่



รูปที่ 9 แสดงกระแสขาเข้าแบตเตอรี่

ผลการ Simulation เมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นวงจรทอนแรงดัน จะเห็นได้ว่ามีแรงดันขาเข้าที่แบตเตอรี่เพิ่มขึ้นจนถึงแรงดัน 12V ดังรูปที่ 8, และมีค่าของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Phase มีปริมาณเท่าๆกันดังแสดงในรูปที่ 9, กระแสไฟฟ้าขาเข้าที่แบตเตอรี่มีปริมาณทั้งหมด 12A เป็นไปตามพิกัดของแบตเตอรี่ Lead –Acid ที่ผู้วิจัยทำการออกแบบไว้ขนาด 12V, 12Ah

5. สรุปผลการทดลอง

จากการจำลองการทำงานด้วย MATLAB / SIMULIK ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่ออกแบบนี้ สามารถทำการชาร์จแบตเตอรี่ขนาด 12V ได้เมื่อขณะทำการเบรกมอเตอร์ และสามารถส่งคืนพลังงานจากแบตเตอรี่เพื่อถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดกระแสตรงขนาด 350W 24V ได้อย่างต่อเนื่องเมื่อทำการเร่งความเร็ว ด้วยการควบคุมแบบ PID และด้วยเทคนิคของการชานานเฟสนี้ ทำให้ความสูญเสียที่ตัวอุปกรณ์สวิตซ์มีค่าลดลง ตัวเหนี่ยวนำในวงจรมีขนาดเล็กลง จ่ายกำลังไฟฟ้าได้มากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรทอนแรงดันแบบปกติ



เสาวนีย์ กันติตะ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วศ.บ. (วิศวกรรมไฟฟ้า) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท (วศ.ม.) วิศวกรรมไฟฟ้า ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี สนใจทำงานวิจัยด้านระบบควบคุมอิเล็กทรอนิกส์กำลังและ พลังงานทดแทน



บุญยัง ปลั่งกลาง สำเร็จการศึกษา วศ.บ. (วิศวกรรมไฟฟ้า) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี MSc.(Electronic System) Paderborn University ,Germany. Dr.-Ing (Electrotechnik), Kassel University, Germany., ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นางสาวเสาวนีย์ กันตะ
วัน เดือน ปีเกิด	10 เมษายน 2527
ที่อยู่	253 ม.4 ต.ห้วยโป่ง อ.หนองไผ่ จ.เพชรบูรณ์ 67220
การศึกษา	สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปีการศึกษา 2551
ประวัติการทำงาน	Test New product Engineer บริษัท LSI ตั้งแต่ปี 2551 – 2554 New product Engineer บริษัท HANA Semiconductor ตั้งแต่ปี 2554-2558 Project & Development Manager บริษัท STARs Microelectronic ตั้งแต่ปี 2558-ปัจจุบัน
เบอร์โทรศัพท์	089-1091449
อีเมล	saowanee_kanta@hotmail.com

