

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับ
เครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแทนซ์ในดีซีกริด

A DESIGN OF BI-DIRECTIONAL DC-DC CONVERTER USED FOR
A SWITCHED RELUCTANCE MACHINE IN DC GRID



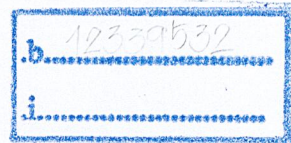
T117497



โดย

นายชานู สุขใส	รหัสนักศึกษา	50010373
นายณัฐ สุภาพ	รหัสนักศึกษา	50010440
นายหัสสนัย สาครพิทักษ์กุล	รหัสนักศึกษา	50011811
นายอัศวพงศ์ เดชธิดา	รหัสนักศึกษา	50011910

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 117497
วัน,เดือน,ปี... 5 ต.ค. 2554



ปฏิญานี้พินธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายกเว้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2553
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2553

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับ
เครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตซ์รีลักแทนซ์ในดีซีกริด

A DESIGN OF BI-DIRECTIONAL DC-DC CONVERTER USED FOR
A SWITCHED RELUCTANCE MACHINE IN DC GRID



นายชานู สุขใส	รหัสนักศึกษา	50010373
นายณัฐ สุภาพ	รหัสนักศึกษา	50010440
นายหัสสนัย สาครพิทักษ์กุล	รหัสนักศึกษา	50011811
นายอักรพงศ์ เดชธิดา	รหัสนักศึกษา	50011910

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดต่อหรือแก้ไขเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รศ.ดร. สุวัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา
ดร. ภัพ จันทร์เจริญสุข

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2553

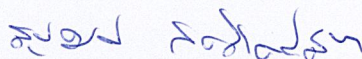
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับ
เครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแตนซ์ในดีซีกริด

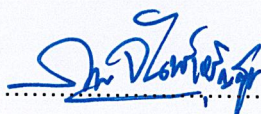
ผู้จัดทำ

1. นายชานู สุขใส
2. นายณัฐ สุภาพ
3. นายหัสสนัย สาครพิทักษ์กุล
4. นายอัครพงศ์ เดชธิดา



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร. สุพัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา)



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. ภาพ จันท์เจริญสุข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับ
เครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแตนซ์ในดีซีกริด

นายชานู สุขใส
นายณัฐ สุภาพ
นายหัสสนัย สาครพิทักษ์กุล
นายอัครพงศ์ เดชธิดา

รศ.ดร. สุวัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร.ภพ จันท์เจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2553

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ซึ่งวงจรดังกล่าวนี้สามารถควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง โดยการควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์แต่ละตัวซึ่งจะทำให้วงจรสามารถเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นวงจรทอนแรงดันหรือวงจรทบแรงดันได้ และสามารถควบคุมค่าของวัฏจักรการทำงาน (Duty Cycle) เพื่อให้สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้คงที่ โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบพัลส์วิตด์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) และได้้นำโปรแกรม PSIM มาใช้ เพื่อช่วยในจำลองการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A DESIGN OF BI-DIRECTIONAL DC-DC CONVERTER USED FOR A SWITCHED RELUCTANCE MACHINE IN DC GRID

CHANU SUKSAI

NUT SUPAB

HASSANAI SAKHORNPHITHAKKUL

AKARAPHONG DEJTHIDA

Assoc. Prof. Dr. SUPHAT KITTIRATSUTCHA Supervisor

Dr. PHOP CHANCHAROENSOOK Supervisor

2010

ABSTRACT

This paper presents design of a bi-directional dc-dc converter which can control the direction of power flow. The direction of power flow is controlled by switch Q_1 and Q_2 . If Q_1 is turn on then a bi-directional converter operates in buck mode, but if Q_2 is turn on it operate in boost mode. The output voltage is controlled by adjusting the duty cycle using pulse width modulation technique. PSIM program is used to simulate the operation in each conditions for demonstration a principle and the operation in this project.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในโครงการฉบับนี้ เป็นโครงการที่ศึกษาเกี่ยวกับวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแตนซ์ในดีซีกริด โดยทางผู้จัดทำรู้สึกเป็นเกียรติอย่างยิ่งที่ได้ รศ.ดร. สุวัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา และ ดร. ภพ จันท์เจริญสุข เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งท่านทั้งสองได้ให้คำแนะนำแนวทางในการทำโครงการ แหล่งข้อมูลที่เกี่ยวข้องตลอดจนถามไถ่ถึงปัญหาที่เกิดขึ้น และคอยให้คำปรึกษามาโดยตลอดระยะเวลาที่ทำโครงการครั้งนี้ และขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิประสาทความรู้ คุณธรรม และจริยธรรมให้กับผู้จัดทำ ถ้าปราศจากท่านโครงการนี้ก็คงไม่สำเร็จลุล่วงไปได้ ทางผู้จัดทำจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

นอกจากนั้นผู้จัดทำขอขอบคุณ พี่ๆ นักศึกษาปริญญาโท และปริญญาเอก ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่คอยให้คำปรึกษา แนะนำแนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้ที่เกี่ยวข้องกับโครงการ และความรู้ใหม่ที่นอกเหนือจากโครงการนี้อีกมากมาย ขอขอบคุณเพื่อนๆ กลุ่มโปรเจกต์ร่วมห้อง Power Electronic Applications and Energy Conversion Research Laboratory (PEARL LAB) ทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์ต่างๆ นำใจที่มีให้แก่กัน ตลอดจนการสร้างบรรยากาศและสีสันในการทำงานไม่ให้เกิดบรรยากาศตึงเครียดขึ้น

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา บุคคลทั้งสองผู้มีพระคุณอันใหญ่หลวง ที่คอยพร่ำสอนวิชาความรู้ คุณธรรม จริยธรรม การใช้ชีวิตในสังคม รวมทั้งให้โอกาสและสนับสนุนในทุกสิ่งมาโดยตลอด ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง มา ณ โอกาสนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	2
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ	4
1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT)	5
2.1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไอจีบีที (IGBT)	5
2.1.2 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที	5
2.1.3 ลักษณะการทำงาน	6
2.1.4 คุณลักษณะของการสวิตชิง	8
2.1.5 ข้อจำกัดของอุปกรณ์ และพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย	10
2.1.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของไอจีบีที กับอุปกรณ์สวิตชิงประเภทอื่นๆ	11
2.2 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง (DC-DC Converter)	13
2.2.1 วงจรทอนแรงดัน (Buck Converter)	13
2.2.2 วงจรทบแรงดัน (Boost Converter)	18
2.3 เทคนิค PWM (Pulse Width Modulation)	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4	ทฤษฎีปริภูมิสถานะสำหรับวงจรไฟฟ้า (State-space Models for Electrical Circuits)	25
2.5	การควบคุมแบบ PID (PID Controller)	29
บทที่ 3	การออกแบบและควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง	33
3.1	โครงสร้างของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง	33
3.2	การออกแบบอุปกรณ์หลักในวงจรแปลงผัน ไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง	34
3.2.1	การออกแบบค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ	34
3.2.2	IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors)	40
3.2.3	วงจรเรียงกระแสแบบ 1 เฟส	40
3.3	อุปกรณ์หลักในระบบควบคุมการทำงานของ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง	41
3.3.1	วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuits)	41
3.3.2	วงจรขับเกตสำหรับไอจีบีทีกำลัง (IGBT Driver Circuit)	43
3.3.3	วงจรวัดแรงดัน (Voltage Sensor Circuit)	44
3.3.4	ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing, DSP)	45
บทที่ 4	ผลการทดลอง	46
4.1	ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม	46
4.1.1	ผลการจำลองการทำงานในสภาวะทอนแรงดัน	47
4.1.2	ผลการจำลองการทำงานในสภาวะทบแรงดัน	49
4.2	ผลการทดลองของวงจรจริง	52
4.2.1	ผลการทดลองที่สภาวะทอนแรงดัน	54
4.2.2	ผลการทดลองที่สภาวะทบแรงดัน	55
บทที่ 5	บทสรุปและข้อเสนอแนะ	57
5.1	บทสรุป	57
5.2	บทวิจารณ์	57
5.3	ข้อเสนอแนะ	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2 บทวิจารณ์	57
5.3 ข้อเสนอแนะ	58
5.4 สิ่งที่ควรดำเนินการต่อ	58
ภาคผนวก	59



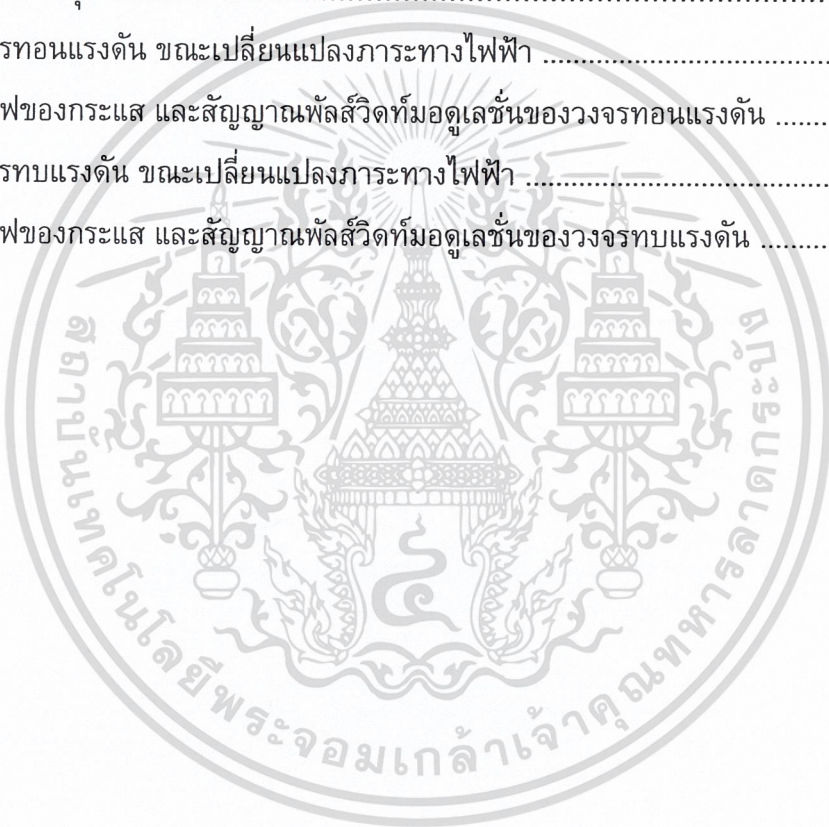
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 ภาคตัดขวางโครงสร้างของไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel)	6
2.2 แสดงถึง ก) สัญลักษณ์ของไอจีบีที ข) วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit)	7
2.3 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส	8
2.4 กราฟแสดงรูปคลื่นของกระแส และความต่างศักย์ ขณะนำกระแส	9
2.5 กราฟแสดงรูปคลื่นของกระแส และความต่างศักย์ ขณะหยุดนำกระแส	10
2.6 แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย ก) สภาวะไบแอสไปข้างหน้า ข) สภาวะไบแอสย้อนกลับ	11
2.7 วงจรทอนแรงดัน	14
2.8 วงจรสมมูลย์เมื่อสวิตช์นำกระแส	14
2.9 วงจรสมมูลย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	15
2.10 การทำงานของคลื่นกระแสของตัวเก็บประจุ	17
2.11 วงจรทบแรงดัน	19
2.12 วงจรสมมูลย์เมื่อสวิตช์นำกระแส	19
2.13 วงจรสมมูลย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	20
2.14 การเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม	24
3.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันไฟตรงแบบสองทิศทางและวงจรควบคุม	33
3.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟส	40
3.3 วงจรเรียงกระแสฟักัด 20 V. สำหรับวงจรขับเคลื่อน	41
3.4 ชุดวงจรเรียงกระแส สำหรับวงจรวัดแรงดัน	42
3.5 ชุดวงจรเรียงกระแส สำหรับวงจรไอซีบีพีเฟอร์แรงดัน และชุดวงจรเรียงกระแสสำหรับ DSP	43
3.6 วงจรขับเคลื่อนสำหรับ IGBT Module	44
3.7 ตัววัดแรงดัน เบอร์ ISO124	44
3.8 วงจรวัดแรงดันดีซี	45
3.9 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DSP) เบอร์ TMS320F28027	45
4.1 ภาพรวมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง	46
4.2 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ที่สภาวะทอนแรงดัน	47
4.3 สภาวะทอนแรงดัน ขณะเพิ่มภาระทางไฟฟ้าจาก 425 W. เป็น 845 W.	48
4.4 สภาวะทอนแรงดัน ขณะลดภาระทางไฟฟ้าจาก 845 W. เป็น 425 W.	48
4.5 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ที่สภาวะทบแรงดัน สาระพุดครั้งที่มีกระแส 50 A ใช้	50

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.6 สภาวะทบแรงดัน ขณะเพิ่มภาระทางไฟฟ้าจาก 400 W. เป็น 600 W.	50
4.7 สภาวะทบแรงดัน ขณะลดภาระทางไฟฟ้าจาก 500 W. เป็น 400 W.	51
4.8 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง	52
4.9 วงจรกำลัง	52
4.10 วงจรวัดแรงดัน	53
4.11 วงจรควบคุม	53
4.12 วงจรทอนแรงดัน ขณะเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า	54
4.13 กราฟของกระแส และสัญญาณพัลส์วิตช์มอดูเลชันของวงจรทอนแรงดัน	54
4.14 วงจรทบแรงดัน ขณะเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า	55
4.15 กราฟของกระแส และสัญญาณพัลส์วิตช์มอดูเลชันของวงจรทบแรงดัน	55



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเลือกความถี่ในการใช้งาน	22
2.2 แสดงผลของการเพิ่มค่าตัวแปรอย่างอิสระ	32
2.3 แสดงวิธีการของ Ziegler–Nichols	32
3.1 ค่าความต้านทานที่ขาเกต (RG) เทียบกับ กระแสสูงสุดของ IGBT เบอร์ EXB850	43



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ในปัจจุบันนี้มีความต้องการใช้ไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ และในอนาคตก็มีแนวโน้มที่จะเปลี่ยนไปในทางที่เพิ่มขึ้นอีก เมื่อมีการเติบโตทางเทคโนโลยีและทางเศรษฐกิจจึงทำให้การบริโภคพลังงานเป็นไปอย่างมหาศาล ดังนั้นปัญหาต้นทุนของพลังงานเชื้อเพลิงที่ใช้ในการผลิตไฟฟ้ามีค่าเพิ่มสูงขึ้นส่งผลต่อค่าไฟฟ้าที่จะปรับเพิ่มขึ้นตามราคาเชื้อเพลิงไปด้วย ดังนั้นพลังงานทางเลือกจึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจเป็นอย่างยิ่งที่จะนำมาศึกษา วิจัย และทดลองเพื่อนำมาใช้แทนพลังงานเชื้อเพลิงที่นับวันจะยิ่งลดลงและหมดไปในไม่ช้าไม่ว่าจะเป็น น้ำมัน ก๊าซ และถ่านหิน

ในปัจจุบันได้มีการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับดีซีกริดเพิ่มมากขึ้น จะเห็นได้จากมีผลงานวิจัยเกี่ยวกับระบบดังกล่าวอย่างแพร่หลายเนื่องจากดีซีกริด มีข้อได้เปรียบกว่าระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน คือ ชัฟฟลายที่ต่ออยู่กับดีซีกริดสามารถควบคุมการทำงานร่วมกันได้ง่าย โดยควบคุมเฉพาะขนาดของแรงดันไฟฟ้าดีซีกริดเท่านั้น และแนวโน้มในการใช้งานพลังงานทดแทนต่างๆ เช่น เซลล์แสงอาทิตย์ เซลล์เชื้อเพลิง หรือวินด์เจเนอเรชั่นก็มีเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะทำให้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเข้ามามีบทบาท และเป็นประโยชน์ต่อระบบดังกล่าวอย่างมาก โครงการนี้จึงจัดทำขึ้นเพื่อศึกษาและสร้างต้นแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในระบบดีซีกริดต่อไปในอนาคต

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional Converter)
2. เพื่อสร้างวงจรต้นแบบสำหรับการใช้งานจริง
3. เพื่อนำเอาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง มาประยุกต์ใช้กับการควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้า เพื่อใช้ในการถ่ายโอนพลังงานระหว่างดีซีกริดกับระบบเก็บสะสมพลังงานต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

1. ศึกษาระบบกำเนิดไฟฟ้าโดยใช้ Switch Reluctance Generator (SRG)
2. ศึกษาคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (Bi-directional Converter) สำหรับเชื่อมต่อเข้ากับระบบดีซีกริด
3. ออกแบบการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และสร้างคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (Bi-directional Converter)

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

1. ศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตซ์รีลักแตนซ์
2. ศึกษาข้อมูล และงานวิจัยที่เกี่ยวกับโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
3. สร้างแบบจำลองโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ และแสดงผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM (Power Simulation)
4. สร้างวงจรไฟเลี้ยง และวงจรวัดแรงดันไฟฟ้า
5. ออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ และค่าตัวเก็บประจุเพื่อนำมาใช้ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
6. สร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
7. ศึกษาข้อมูลและหลักการเขียนคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น TMS320F28027
8. เขียนโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วยโปรแกรม CCStudio
9. ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางร่วมกับการทำงานของคอนโทรลเลอร์
10. สรุปผลงานวิจัย และนำเสนอโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 แผนการดำเนินงาน

การดำเนินงาน	เดือน									
	มิ.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	
1. ศึกษาข้อมูล โครงสร้างและหลักการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแตนซ์										
2. ศึกษาข้อมูล และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง										
3. สร้างแบบจำลองโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSIM										
4. สร้างวงจรไฟเลี้ยง และวงจรวัดแรงดันไฟฟ้า										
5. ออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ และค่าตัวเก็บประจุเพื่อนำมาใช้ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง										
6. สร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง										
7. ศึกษาข้อมูลและหลักการเขียนคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น TMS320F28027										
8. เขียนโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วยโปรแกรม CCStudio										
9. ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ร่วมกับการทำงานของคอนโทรลเลอร์										
10. สรุปผลงานวิจัย และนำเสนอโครงการ										

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ไม่เข้ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาส

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ

1. ทำให้มีความเข้าใจหลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
2. สามารถออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง เพื่อนำไปใช้งานร่วมกับระบบไฟฟ้ากำลังได้จริง
3. มีความสามารถในการใช้โปรแกรม PSIM ในการจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง และโปรแกรม CCStudio ในการสร้างสัญญาณพีดีบีแอลยูเอ็ม เพื่อนำมาใช้ในการขับสวิตช์ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
4. รู้จักวิธีการเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ ที่จะใช้ในวงจรได้อย่างเหมาะสม
5. มีความรู้ความเข้าใจและทักษะเกี่ยวกับด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากขึ้น

1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางเชื่อมต่อกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแตนซ์ในดีซีกริดในปฏิญานิพนธ์นี้ สามารถแบ่งเป็นบทต่างๆได้ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึง ความสำคัญและที่มาของปัญหา วัตถุประสงค์ของโครงการ ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ แผนการดำเนินโครงการ ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย และการจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของไอจีบีที วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง (DC-DC Converter) เทคนิค PWM (Pulse Width Modulation) ทฤษฎีปริภูมิสถานะสำหรับวงจรไฟฟ้า (State-space Models for electrical circuits) และการควบคุมแบบ PID (PID Controller)

บทที่ 3 การจำลองระบบการทำงานด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ กล่าวถึง โครงสร้างของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง การออกแบบอุปกรณ์หลักในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางแบบสองทิศทาง และอุปกรณ์หลักในระบบควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

บทที่ 4 ผลการทดลอง กล่าวถึง ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองของวงจรจริง

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ กล่าวถึง บทสรุป บทวิจารณ์ ข้อเสนอแนะ และสิ่งที่ควรดำเนินการต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT)

2.1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไอจีบีที (IGBT)

ทรานซิสเตอร์กำลังชนิดสองขั้ว (Bipolar Junction Transistor : BJT) มอสเฟตกำลัง (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor : MOSFET) และจีทีโอไธริสเตอร์ (Gate Turn-Off Thyristor : GTO) ต่างก็มีลักษณะเด่นที่แตกต่างกันออกไป โดยที่ทรานซิสเตอร์จะมีกำลังสูญเสียขณะนำกระแสมีค่าต่ำ และยังมีอัตราทนแรงดันสูง รวมทั้งสามารถใช้งานการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำ ขณะที่มอสเฟตจะมีช่วงเวลาในการนำกระแส และหยุดนำกระแสเร็วกว่า รวมทั้งสามารถใช้งานการสวิตช์ที่ความถี่สูง ส่วนจีทีโอไธริสเตอร์สามารถทนแรงดันไฟฟ้าด้านลบได้ ซึ่งข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสามนี้ ทำให้มีการประดิษฐ์อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลังชนิดใหม่ขึ้นมา โดยรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสามมารวมไว้ในวงจรเดียวกัน เรียกว่า ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT)

2.1.2 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

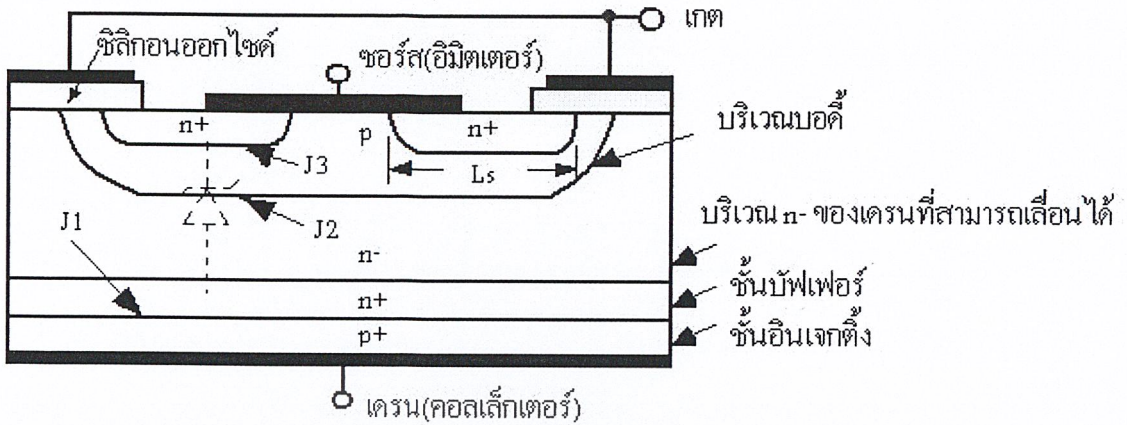
โครงสร้างของไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel) แสดงเป็นภาคตัดขวาง ดังภาพที่ 2.1 ซึ่งโครงสร้างพื้นฐานจะมีลักษณะคล้ายกับมอสเฟต จะแตกต่างกันตรงที่ไอจีบีทีนั้นจะมีชั้น p^+ หรือชั้นอินเจกติ้ง (injecting) ที่ต่ออยู่ระหว่างขาเดรน (Drain) ซึ่งในมอสเฟตนั้นจะไม่มีรอยต่อ PN Junction ที่ชั้น J_2 จะเป็นรอยต่อที่จะทำให้มี minority carries เคลื่อนผ่านไปชั้น drain drift region จากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ (SiO_2) เป็นผลทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมากเหมือนกับมอสเฟต ส่วนระหว่างเกตกับซอร์สของไอจีบีทีจะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสเฟต

จากภาพที่ 2.1 โครงสร้างของไอจีบีทีเปรียบเสมือนมีไธริสเตอร์อยู่ภายใน เนื่องจากการเจือสาร (Doped) ทำให้เกิดเป็นรอยต่อที่มีคุณสมบัติเป็นไธริสเตอร์อยู่ภายใน การเจือความหนาแน่นของชั้นสาร และความหนาของชั้นเป็นสิ่งที่สามารถปรับปรุงในการทำงานของไอจีบีทีได้ โดยมีเหตุผลสำคัญอยู่สองประการ ดังนี้

1) ทำให้แรงดันตกคร่อมในขณะนำกระแสต่ำ มีค่าลดน้อยลง

2) ทำให้เวลาในการหยุดนำกระแส (Turn Off Time) สั้นลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.1 ภาคตัดขวางโครงสร้างของไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel)

แต่มีข้อเสีย คือ ทำให้ความสามารถในการทนแรงดันย้อนกลับ (Reverse Blocking Capability) มีค่าต่ำลง

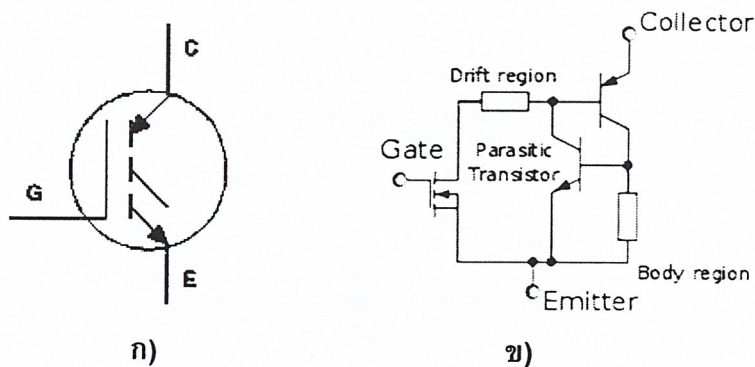
2.1.3 ลักษณะการทำงาน

1) สภาวะนำกระแส เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสไปข้างหน้า คือ เป็นบวกเมื่อเทียบกับขอร์ส และแรงดันระหว่างเกตกับขอร์สมีค่าเกิน $V_{gs(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (Body Region) ตรงส่วนที่อยู่ใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดรอยต่อกับของบริเวณ n^- เข้ากับบริเวณ n^+ ซึ่งลักษณะเช่นนี้จะคล้ายกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาขอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n^+ จะรวมกันกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ติ้ง (p^+) เพราะรอยต่อ $J1$ ได้รับแรงดันไบแอสทำให้ไอจีบีทีอยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าขาเดรนไปยังขาขอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ n เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (Conductivity Modulation)

จากผลของการมอดูเลตนี้ จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n^+ มีค่าต่ำลง เป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.2 แสดงถึง ก) สัญลักษณ์ของไอจีบีที ข) วงจรสมมูล (Equivalent Circuit)

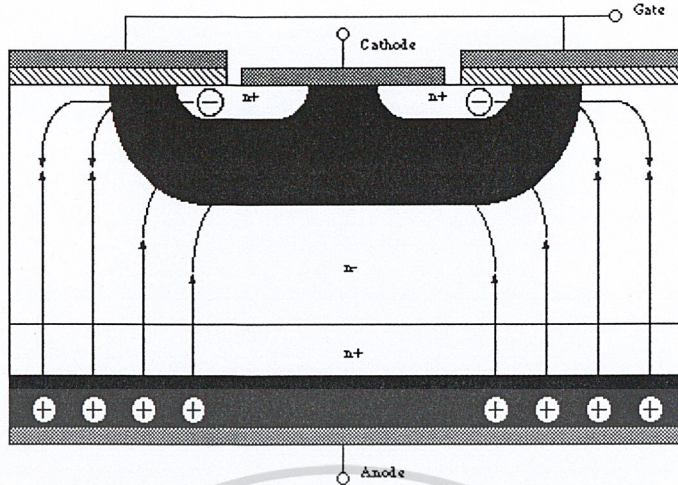
2) สภาวะหยุดนำกระแส เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{gs(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอ สำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n^- ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n^+ ไอจีบีทีจึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ J2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นที่รอยต่อ J2 ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ n^- มากกว่าที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี้ p ทั้งนี้เพราะชั้นบอดี้ p มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน n^- มากเพียงพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะ ไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ติ้ง p^+ ได้ ส่วนชั้นบัฟเฟอร์ n^+ (buffer layer) นั้นไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสไปข้างหน้า สำหรับ IGBT ที่ไม่มีการโด๊ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n^+ นี้ จะเรียกว่า ไอจีบีทีแบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันไบแอสย้อนกลับ (V_{m} หรือ BV_{sds}) สูงพอๆกับค่าอัตราทนแรงดันไบแอสไปข้างหน้า (BV_{dss}) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n^- ลง แต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไบแอสไปข้างหน้าไว้ ซึ่งสามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ เข้าไปเพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกต์ติ้ง p^+ ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน n^- ลง จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการ คือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลง
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลง

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ คือ จะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบลวัตต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีได้รับแรงดันไบแอส



ภาพที่ 2.3 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

ย้อนกลับที่ขาเดรน รอยต่อ J1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จึงไม่สามารถทนแรงดันไบแอสย้อนกลับได้สูง ดังนั้น ไอจีบีทีชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

2.1.4 คุณลักษณะของการสวิตช์

1) ช่วงนำกระแส มีลักษณะเหมือนการนำกระแสของมอสเฟตมาก โดยในช่วงการนำกระแส จะมีปัจจัยอยู่สองประการที่ส่งผลต่อลักษณะการนำกระแสในช่วง t_{v2} ตัวแรกคือค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาเกตกับขาเดรนจะมีค่าสูงขึ้น ในส่วนมอสเฟตภายในไอจีบีที แต่ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์สจะมีค่าต่ำ ส่วนปัจจัยอีกตัวหนึ่งคือ ทรานซิสเตอร์กำลังชนิดเอ็นพีเอ็น ภายในไอจีบีทีจะเปลี่ยนจากสภาวะแอกทีฟไปสู่สภาวะนำกระแสได้ช้ากว่าส่วนของมอสเฟตในไอจีบีทีมาก ทำให้ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์สในสภาวะนำกระแสไม่ตกลงจนถึงค่า $V_{DS(ON)}$ ในช่วงแรกจะไม่เหมือนในมอสเฟต

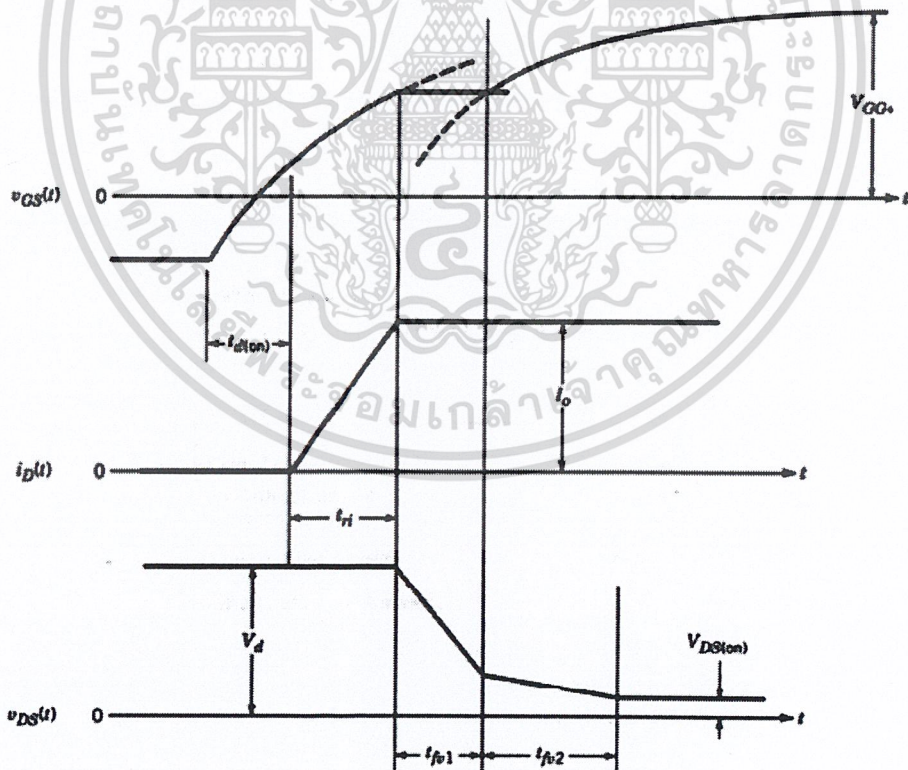
2) ช่วงหยุดกระแส ข้อแตกต่างที่สำคัญของการหยุดนำกระแสของไอจีบีที และมอสเฟต คือ การลดลงอย่างรวดเร็วของกระแสในช่วงเวลา t_{f1} อันเนื่องมาจากการหยุดนำกระแสของส่วนที่เป็นมอสเฟตในไอจีบีที ส่วนท้ายของกระแสเดรน ในช่วงเวลา t_{f2} อันเนื่องมาจากการไบแอสแรงดันย้อนกลับเพื่อจ่ายให้แก่ขั้วของไอจีบีที ซึ่งสามารถทำให้เกิดกระแสเนกาทีฟของเดรนไม่ให้เคลื่อนย้ายประจุได้ โดยการ carrier swept-out ซึ่งวิธีที่จะกำจัดประจุที่เกินออกไปนั้นทำได้โดยการพิจารณาในส่วนของไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ โดยการรวมกันในบริเวณทรินิฟท์ ซึ่งต้องการที่จะให้ไฟโทม์ของประจุที่เกินในบริเวณนี้มีระยะเวลาที่นานๆ เพื่อให้ความต่างศักย์ที่ตกคร่อมบริเวณที่มีค่าต่ำในสภาวะนำกระแส ดังนั้น จึงต้องทำให้

ช่วงเวลาที่ t_{f2} มีระยะเวลาที่นานขึ้นด้วย แต่ช่วงเวลาที่นานขึ้นนี้ จะทำให้เกิดการสูญเสียขณะหยุดนำกระแสมากขึ้นตามไปด้วยเช่นกัน จึงต้องมีการรวมขอมกันระหว่างค่าการสูญเสียขณะนำกระแส กับค่าการสูญเสียขณะหยุดนำกระแสเกิดการย้ายประจุออกจากบริเวณทรินิฟท์ โดย

วิธีการแพร่ไปยังชั้น p^+ เรียกว่า แบริคอินเจกชัน (Back Injection) สามารถช่วยให้เวลาลดลงได้ ถ้าพลักซ์ที่ได้จากการแพร่ของโฮลมีค่ามากพอ

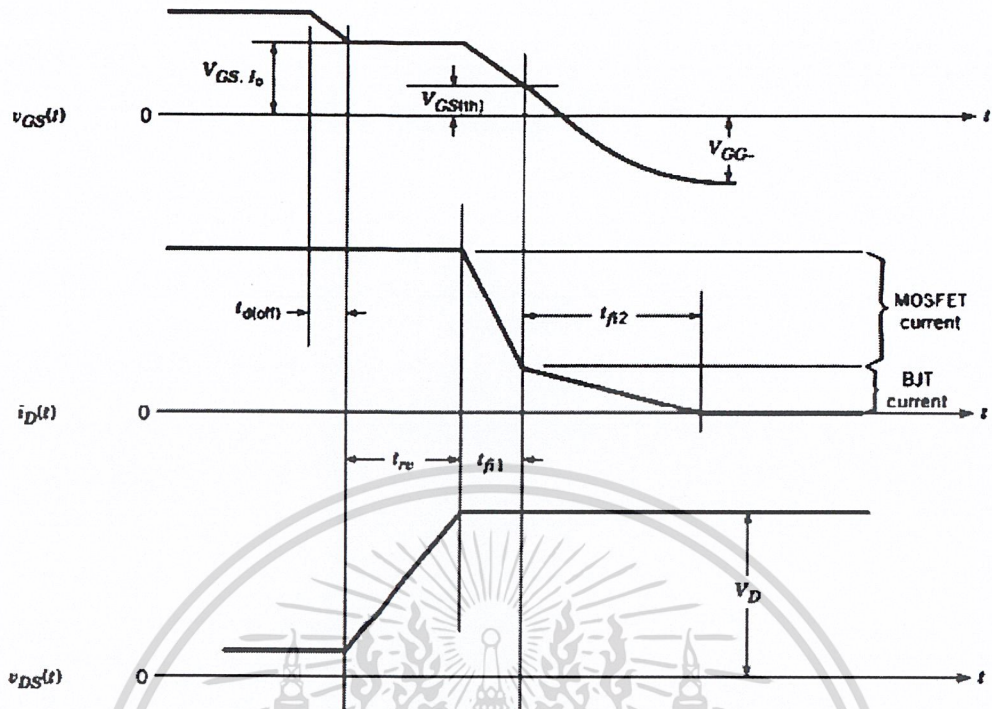
ภายในไอจีบีทีตรงบริเวณที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ จะไม่สามารถแพร่ในลักษณะดังกล่าวได้ ทั้งนี้เป็นเพราะความหนาแน่นของโฮลมีทิศทางในการกระจายความหนาแน่นที่ไม่สามารถทำให้เกิดขึ้นได้ เนื่องจากความหนาแน่นของโฮลในชั้น p^+ มีความหนาแน่นมากกว่าโฮลที่เกิดจากส่วนของบริเวณดริฟท์ ดังนั้น โฮลส่วนที่เกินจะถูกกักไว้ในบริเวณดริฟท์นั้น แต่ในบริเวณที่มีบัฟเฟอร์ n^+ จะมีไลฟ์ไทม์ของประจุของส่วนที่เกินสั้นมาก และจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวลุดประจุของส่วนที่เกินนี้ ซึ่งอัตราการรวมตัวที่สูงขึ้นของโฮลในบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ ทำให้ความหนาแน่นของโฮลค่อยๆ ลดลงตรงบริเวณดริฟท์ ในขณะที่กำลังหยุดนำกระแสซึ่งทำให้เกิดพลักซ์จำนวนมากของการแพร่ของโฮลในทิศทางไปยังบริเวณบัฟเฟอร์ ซึ่งจะช่วยให้การย้ายโฮลออกจากบริเวณดริฟท์ได้อย่างมาก และทำให้เวลา t_{f2} สั้นลง

ข้อสังเกต คือ วิธีการลดระยะเวลาหยุดนำกระแสด้วยวิธีนี้ไม่ได้ลดไลฟ์ไทม์ในบริเวณดริฟท์ เพราะฉะนั้นจึงไม่ได้ส่งผลให้ค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสเปลี่ยนแปลง



ภาพที่ 2.4 กราฟแสดงรูปคลื่นของกระแส และความต่างศักย์ ขณะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.5 กราฟแสดงรูปคลื่นของกระแส และความต่างศักย์ ขณะหยุดนำกระแส

2.1.5 ข้อจำกัดของอุปกรณ์ และพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีทีที่มีพื้นที่ในการทำงานที่ปลอดภัย ทั้งในระหว่างนำกระแส และหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะที่ไบแอสไปข้างหน้า (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบเสมือนสี่เหลี่ยม สำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้น แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์จะนานขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับมอสเฟตแล้ว การทำงานจะทำได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่า เมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน

สำหรับกระแส I_{DM} สูงสุดจะถูกกำหนดไว้ซึ่งโดยมากจะเป็นค่าไดนามิก เพื่อป้องกันการเกิดแลทซ์ขึ้น และยังมีกำหนดค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเกตกับซอร์ส (V_{GSmax}) เอาไว้ว่า เมื่อเกิดความผิดพลาดขึ้น (Fault) กระแสเดรนที่มีค่าสูงมากจะสามารถไหลได้ ซึ่งมีค่าประมาณ 4 ถึง 10 เท่าของกระแสพิกัดที่ยอมรับได้ ภายใต้สภาวะนี้ไอจีบีทีจะทำงานอยู่ในย่านแอกทีฟ โดยความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์สจะเท่ากับค่าความต่างศักย์ในสภาวะหยุดนำกระแส จากการทดลองสามารถยืนยันได้ว่าอุปกรณ์นี้สามารถทนกระแสดังกล่าวได้เป็นเวลา 5-10 ไมโครวินาที ขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์ส และสามารถหยุดนำกระแสได้ด้วยความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอร์ส ค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเดรนกับซอร์ส ขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์เบรกดาวน์ของทรานซิสเตอร์กำลังชนิดพีเอ็นพี ค่า β ของ

ทรานซิสเตอร์กำลังชนิดพีเอ็นพีมีค่าค่อนข้างต่ำ ดังนั้น ค่าความต่างศักย์เบรกดาวน์ที่ต้องพิจารณา คือ BV_{BCO} เป็นค่าเบรกดาวน์ของบริเวณทรินิพท์

ไม่ว่าใครเป็นผู้ผลิต หรือใครเป็นเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

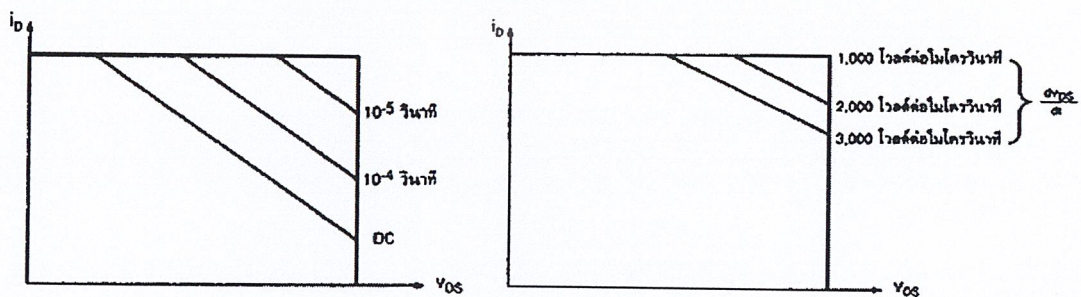
ในปัจจุบันไอจีบีทีที่มีความสามารถในการทนแรงดันได้สูงสุดประมาณ 1700 โวลต์ และในอนาคตก็จะมีการพัฒนาให้สามารถทนแรงดันในพิกัดที่สูงขึ้น เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานในด้านต่าง ๆ ต่อไป

ค่าอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อของไอจีบีทีที่มีในปัจจุบันมีค่าประมาณ 150 องศาเซลเซียส ไอจีบีทีที่จะต้องถูกออกแบบให้มีค่าความต่างศักย์ในสภาวะนำกระแสเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ (ระหว่างอุณหภูมิห้องกับอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อ) เนื่องจากการผสมกันระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิทางบวก (Positive Temperature Coefficient) ของมอสเฟต และสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิทางลบ (Negative Temperature Coefficient) ของค่าความต่างศักย์ตกคร่อมบริเวณดริฟท์ ซึ่งต่างกับมอสเฟตที่มีค่าความต่างศักย์ตกคร่อมสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งสาเหตุที่ว่าไอจีบีทีที่มีค่าความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสค่อนข้างคงที่ ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ วงจรป้องกันจึงไม่ค่อยมีความจำเป็นมากนัก สำหรับการทำงานที่อยู่ในย่านการทำงานที่ปลอดภัย

สำหรับพิกัดกระแสสูงสุดของไอจีบีทีที่มีในปัจจุบันมีค่าประมาณ 200 - 400 แอมป์ แต่เราสามารถขยายพิกัดกระแสได้โดยการนำเอาไอจีบีทีที่มาขนานกัน ซึ่งไอจีบีทีที่ขนานกันนี้ยังสามารถควบคุมได้ง่าย เพราะค่าความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสค่อนข้างคงที่ ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

ในช่วงเริ่มนำกระแส และขณะนำกระแส จุดการทำงานของไอจีบีทีจะต้องมีขนาดแรงดัน และกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสไปข้างหน้าเสมอ หากไม่เป็นเช่นนั้น จะทำให้เกิดความเสียหายขึ้นกับไอจีบีทีได้ พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีทีนี้จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน อัตราทนแรงดันไบแอสไปข้างหน้า และอุณหภูมิบริเวณรอยต่อของไอจีบีที ตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสย้อนกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area : RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสไปข้างหน้า โดยในรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา (dV_{DS}/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วง



ก) ข)

ภาพที่ 2.6 แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้บุคคลอื่นได้ทราบ
 ก) สภาวะไบแอสไปข้างหน้า ข) สภาวะไบแอสย้อนกลับ

ระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอนุกรมของรอยต่อ และจะมีพื้นที่แคบลง ถ้า dV_{DS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้ เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ ไอจีบีที

ค่า dV_{DS}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่า ถ้ามี อัตราการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้น แต่ก็นับได้ว่าขีดจำกัดของค่า dV_{DS}/dt ของไอจีบีทีที่มีค่าสูงมาก เมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่นๆ ดังนั้น ความจำเป็นในการใช้วงจรถับเบอร์เพื่อป้องกันการแลตซ์จึงไม่จำเป็น และการควบคุมค่า dV_{DS}/dt ที่เกิดขึ้นนั้นสามารถทำได้ง่ายขึ้นโดยการออกแบบวงจรขับเคลื่อนที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกต และค่า V_{GE} ที่เหมาะสม

2.1.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิตซ์ประเภทอื่นๆ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ไอจีบีทีที่มีค่าความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์กำลัง ในขณะที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูง และมีความเร็วในการนำกระแสสูงเหมือนกับมอสเฟต

ในการใช้งานที่ย่านความถี่ปานกลาง สามารถนำเอาไอจีบีทีไปใช้งานแทนมอสเฟต ทรานซิสเตอร์กำลัง ไทริสเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเปรียบเทียบกับไทริสเตอร์ทั่วไป ไอจีบีทีที่มีความเร็วในการสวิตซ์สูงกว่า และมีค่าความต้านทานด้านอินพุตสูงกว่าสามารถทนต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของความต่างศักย์ dv/dt ที่สูงกว่า และมีวงจรถับที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ในขณะที่ไทริสเตอร์บางประเภท เช่น จีทีโอ สามารถควบคุมการนำกระแสและการหยุดนำกระแสได้ด้วยสัญญาณที่ป้อนเข้าขาเกตได้ แต่ก็ต้องการกระแสถูกไบแอสย้อนกลับได้ ในการหยุดนำกระแสของจีทีโอทำได้โดยการให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกตนั้นขับประจุออกมา แต่ไทริสเตอร์มีค่าความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะกระแสต่ำกว่าไอจีบีที และมีค่าพิกัดของการทนต่อกระแสเสิร์จ (Surge Current) ที่สูงกว่าไอจีบีที

ในการเปรียบเทียบความยากง่ายของการขับในวงจรถับ โดยสามารถสมมุติได้ว่า ต้องการอุปกรณ์ที่สามารถทนกระแสได้ 10 แอมป์ ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ เราต้องคำนึงถึงการจ่ายกระแสของคอลเลคเตอร์เพื่อที่จะสามารถควบคุมทรานซิสเตอร์กำลังได้ตามต้องการ เพราะว่าทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า β ที่ต่ำมาก เช่น ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า β เท่ากับ 5 ในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ให้ได้ 10 แอมป์ จะต้องป้อนกระแสปริมาณ 2 แอมป์ เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง ในขณะที่ไอจีบีทีควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ที่ป้อนเข้าระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส ซึ่งต้องกระแสน้อยมากอาจจะถึงหน่วยนาโนแอมป์ก็สามารถทำงานได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรถับเกตของไอจีบีทีมีความง่ายกว่าวงจรถับเกตของทรานซิสเตอร์กำลังมาก โดยทรานซิสเตอร์กำลังอาจจะใช้วงจรถับดาร์ลิ่งตัน (Darlington) ในการขยายค่า β เพื่อทำให้วงจรถับง่ายขึ้น แต่ความต่างศักย์ในสภาวะหยุดนำกระแสจะมีค่าสูงขึ้น ส่วนวงจรถับเกตของไอจีบีทีและมอสเฟตนั้น มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมากจนสามารถใช้แทน

กันได้ การใช้งานอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งนี้ ถ้าเป็นการทำงานที่ย่านความถี่ปานกลางที่พิกัดกระแสและแรงดันที่สูงแล้ว เราควรที่จะเลือกใช้ไอจีบีทีในการทำงานแทนมอสเฟต เนื่องจากมีค่าความต่างศักย์ตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสต่ำกว่า

2.2 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง (DC-DC Converter)

2.2.1 วงจรทอนแรงดัน (Buck Converter)

วงจรทอนแรงดันหรือวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแสตรงมากๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรแบบ LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการพิกัดกับกำลังสองของความถี่

1) เงื่อนไขการทำงานของวงจรทอนแรงดัน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรทอนแรงดัน ในช่วงที่เป็นสภาวะอยู่ตัว (Steady State) จะมีการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรทอนแรงดัน ดังนี้

1.1) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน

$$i_L(t+T) = i_L(t) \quad (2.1)$$

หมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันในทุกคาบเวลา

1.2) แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2.2)$$

หมายถึง ผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา (volt-second) ในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์

1.3) กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

หมายถึง ประจุที่ถูกเก็บ (charge) และที่คาย (discharged) ของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะต้องเท่ากัน

1.4) กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้วงนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$P_s = P_o \quad (2.4)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

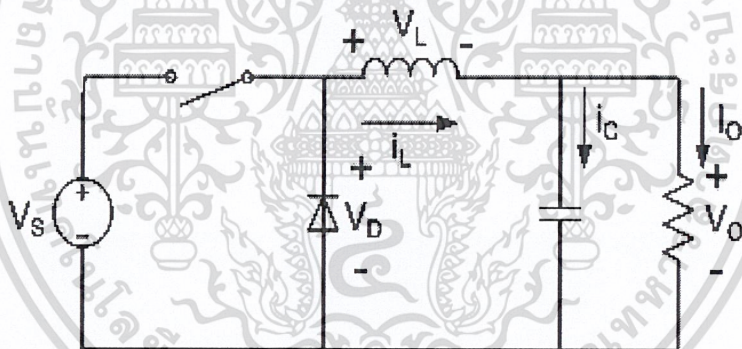
กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรประสิทธิภาพของวงจรจึงเท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์

2) หลักการทำงานของวงจรทอนแรงดัน

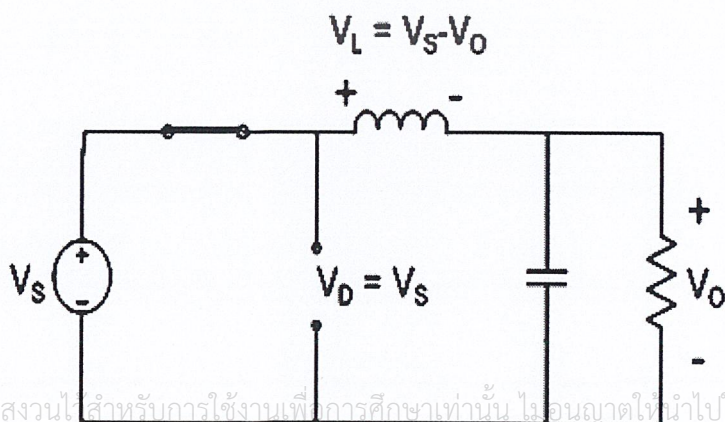
หลักการทำงานของวงจรทอนแรงดัน เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการ ที่ 2.8 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว ดังนี้

2.1) ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูป 2.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้



ภาพที่ 2.7 วงจรทอนแรงดัน



ภาพที่ 2.8 วงจรสมมูลย์เมื่อสวิตช์นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-V_s + V_L + V_o = 0$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.5)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.7)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.8)$$

2.2) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้า (Forward bias) ให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$V_L = -V_o \quad (2.9)$$

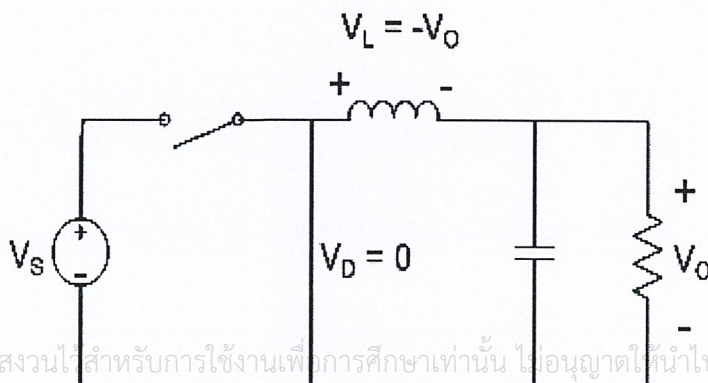
$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.10)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.11)$$

ความหมายของสมการที่ 2.11 คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆ มีค่าลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ ดังนั้น จากสมการที่ 2.11 สามารถจัดให้อยู่ในรูปใหม่ได้เป็น

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.12)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 2.9 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

3) การหาอัตราขยายแรงดันของวงจรทอนแรงดัน

จากเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ 2.1 กล่าวคือ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส จะมีการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นเท่ากับการเปลี่ยนแปลงลดลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส หรืออาจจะกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ 2.8 กับสมการที่ 2.12 จะกล่าวได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.13)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT + \left(-\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T\right) = 0 \quad (2.14)$$

$$(V_s - V_o)D - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.15)$$

ในสมการที่ 2.15 อัตราขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจรทอนแรงดันเป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง เช่น แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีวงจรทอนแรงดันนั้นสามารถปรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่งร้อยโวลต์ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถปรับได้ถึง 100 โวลต์ เพราะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จริงมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์เล็กน้อย

4) ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรทอนแรงดัน

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่จะทำให้วงจรทอนแรงดันทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด เนื่องจากขณะที่อยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ตัว กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.16)$$

ซึ่งสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุด ได้จากในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส ดังนี้

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะของ $I_{L,max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right)$ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L, \max} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (2.17)$$

ดังนั้น กระแสตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด คือ

$$I_{L, \min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$I_{L, \min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D) T \right) \quad (2.18)$$

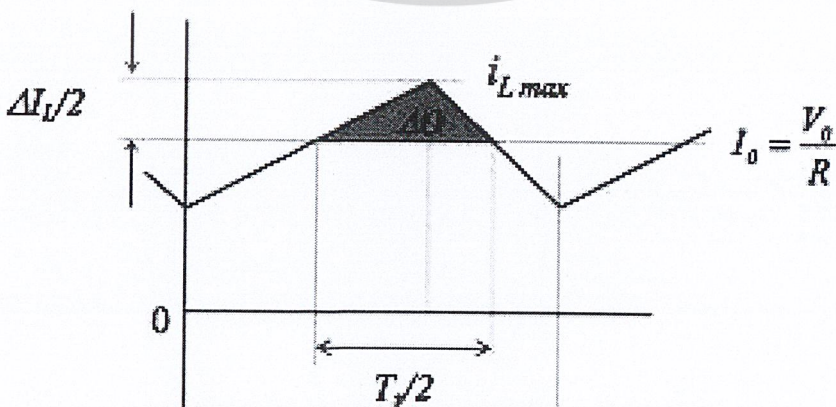
$$I_{L, \min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (2.19)$$

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นกระแสบวกเสมอ ซึ่งในสมการที่ 2.19 สามารถนำมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำและความถี่ในการสวิตชิง

5) ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

โดยปกติวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือวงจรกรองแบบ LC ที่อยู่ในวงจรทอนแรงดันจะมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ เพื่อรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆ ได้ เนื่องจากมีราคาแพง และใช้พื้นที่มากจึงควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสมและให้ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับการคำนวณหาค่าคลื่นระลอกของแรงดันไฟฟ้าด้านออก สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของตัวเก็บประจุ ดังแสดงในภาพที่ 2.10 ซึ่งกระแสในตัวเก็บประจุสามารถหาได้จาก

$$i_C = i_L - i_R \quad (2.20)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ภาพที่ 2.10 การทำงานของคลื่นกระแสของตัวเก็บประจุ

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวก ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวตัวเก็บประจุจะสะสมประจุ โดยสามารถคำนวณได้จาก

$$Q = CV_o \quad (2.21)$$

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

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.22)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \quad (2.23)$$

แทนค่าสมการที่ 2.23 ลงในสมการที่ 2.22 จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta i_L}{8C} \quad (2.24)$$

แทนค่า $\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T$ จากสมการที่ 2.12 โดยพิจารณาเฉพาะขนาดลงในสมการที่ 2.24 จะได้

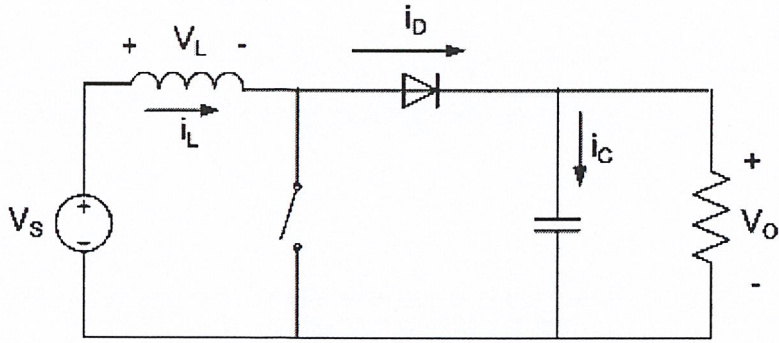
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T}{8C} \left(\frac{1}{L} \right) (1-D)T \quad (2.25)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ 2.26 เรียกว่าค่าระลอกคลื่น (ripple ratio) มักใช้แสดงเป็นอัตราส่วนของระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างยอดถึงยอดกับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก ในที่นี้หมายถึงเฉพาะแรงดันไฟฟ้า หากต้องการให้อัตราระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าของวงจรทอนแรงดันมีค่าน้อยลง (อัตราระลอกคลื่นยิ่งน้อย หมายถึง การที่ได้แรงดันกระแสตรงที่เรียบมากขึ้น) สามารถเลือกได้สองแนวทางคือ กรณีแรกการพยายามทำให้เศษในสมการที่ 2.26 มีค่าน้อยที่สุด โดยการทำให้ค่า D มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ส่วนอีกกรณีหนึ่ง คือการพยายามทำให้ค่าส่วนในสมการที่ 2.26 มีค่ามากๆ เช่นการเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หรือความถี่ในการสวิตช์ให้มากขึ้น โดยในการเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ เช่น เพิ่มขึ้นจาก 50 kHz. เป็น 100 kHz. ค่าอัตราการระลอกคลื่นจะมีค่าลดลงสี่เท่า ซึ่งความถี่ในการสวิตช์ของวงจรทอนแรงดันนับว่ามีความไวสูงในการควบคุมอัตราการระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

2.2.2 วงจรทอนแรงดัน (Boost Converter)

วงจรทอนแรงดันหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (ในโหมดกระแสต่อเนื่อง) คือ วงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันด้านเข้า ที่เราเรียกว่าวงจรทอนแรงดันการค่า (Boost Converter) ก็เพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าด้านเข้านั่นเอง เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.11 วงจรทบทแรงดัน

1) เงื่อนไขการทำงาน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรทบทแรงดันในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรทบทแรงดันเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

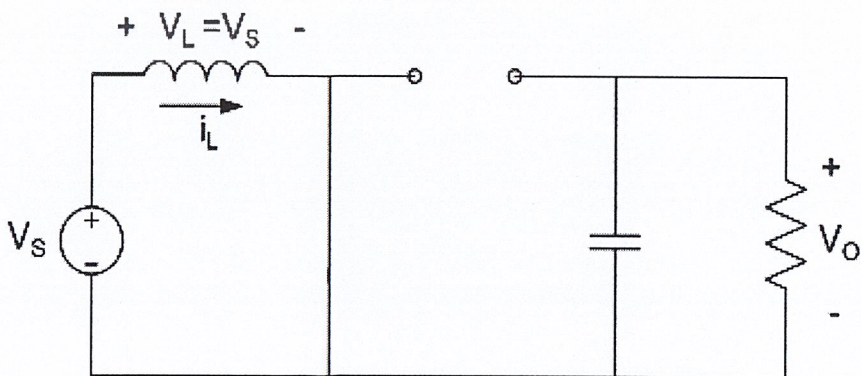
1.1) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบมีค่าเท่ากันและเป็นบวกเสมอ

1.2) แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลาในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์

1.3) ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้แรงดันขาออกมีค่าคงที่

1.4) กำลังไฟฟ้าด้านขาเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรโดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สรุปได้คือประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

2) หลักการทำงานของวงจรทบทแรงดัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรทบทแรงดันเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการ จะเริ่มต้นจากข้อความที่ว่า แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยการวิเคราะห์การทํางานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทํางานต้องอยู่ในสภาวะอยู่ตัวดังนี้

2.1) ขณะสวิตช์นำกระแส

จากภาพที่ 2.11 กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยผ่านสวิตช์ ขณะเดียวกันไดโอดจะถูกไบแอสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ ดังแสดงในภาพที่ 2.12 จากกฎเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้า ดังนี้

$$-V_s + v_L = 0 \quad (2.27)$$

$$v_s = V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.28)$$

$$\frac{V_s}{L} = \frac{di}{dt} \quad (2.29)$$

ขณะสวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่อาจจะถือว่าการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

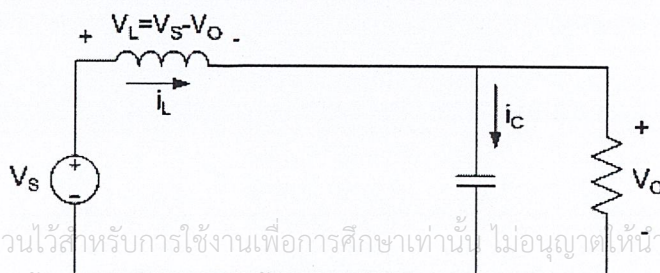
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.30)$$

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.31)$$

$\Delta i_{L,on}$ หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกระแสสวิตช์นำกระแส

2.2) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบแอสไปข้างหน้าให้กระแสทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมติแรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 2.13 วงจรสมมูลย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

$$-V_s + V_L + V_o = 0 \quad (2.32)$$

$$v_L = V_s - V_o$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.33)$$

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส $dt = (1-D)T$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่และจะถือว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L,OFF} = \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.34)$$

ที่สภาวะอยู่ตัวการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ 2.31 และสมการที่ 2.34

$$\Delta i_{L,ON} + \Delta i_{L,OFF} = 0 \quad (2.35)$$

$$\frac{V_s DT}{L} + \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (2.36)$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

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

3) การหาอัตราขยายแรงดันของวงจรทบทแรงดัน

จากการหาความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เรียกว่า อัตราการขยายแรงดันสามารถหาได้โดยวิธีง่าย ๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบซึ่งจะมีค่าเท่ากับศูนย์และได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ 2.37 ดังนี้

$$V_{L,av} = V_{L,on}(t_{on}) + V_{L,off}(t_{off}) = 0 \quad (2.38)$$

จากสมการที่ 2.28

$$V_{L,on} = V_s$$

และจากสมการที่ 2.33

$$V_{L,off} = V_s - V_o$$

$$V_{L,av} = (V_s)(t_{on}) + (V_s - V_o)(t_{off}) = 0$$

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(1-D)T = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ V_s คือ $V_o(1-D) = 0$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ $\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D}$ และตั้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข (2.39)

ตารางที่ 2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรทบทแรงดัน เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า D

Duty ratio (D)	อัตราขยายแรงดัน (Voltage gain)(V_o/V_s)
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	Infinity

จากสมการข้างต้นทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้จากการปรับค่า D ดังแสดงในตารางที่ 2.1

4) ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรทบทแรงดัน

สมมติการสูญเสียในวงจรทบทแรงดันมีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่าย กำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับเงื่อนไขจะได้

$$P_s = \frac{P_o V_o^2}{R} \quad (2.40)$$

$$P_s = V_s I_s = V_s I_L \quad (2.41)$$

$$V_s I_L = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.42)$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.43)$$

$$V_s I_L = \frac{V_s^2}{(1-D)^2 R} \quad (2.44)$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (2.45)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของ

กระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ดังสมการที่ 2.31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือมีการขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง $\Delta I_{L,on} = \frac{V_s DT}{L}$ อย่างอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (2.46)

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$I_{L,\max} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.47)$$

$$I_{L,\max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s DT}{2L} \quad (2.48)$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L} \quad (2.49)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าตัวเหนี่ยวนำเล็กที่สุดที่ทำให้วงจรทบแรงดันทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่องจะได้สมการ คือ

$$I_{L,\min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L} \quad (2.50)$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s DT}{2L} \quad (2.51)$$

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.52)$$

การปรับค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุด จากสมการ 2.52 สามารถปรับที่ค่า D หรือค่าความต้านทานโหลด หรือค่าความถี่สวิทชิง

5) ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะสามารถรักษาแรงดันด้านออกให้คงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มากจึงเลือกตัวเก็บประจุมีขนาดเหมาะสมและค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

$$|\Delta Q| = C\Delta V_o = I_o\Delta t_{on} \quad (2.53)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.54)$$

$$\Delta t_{on} = DT \quad (2.55)$$

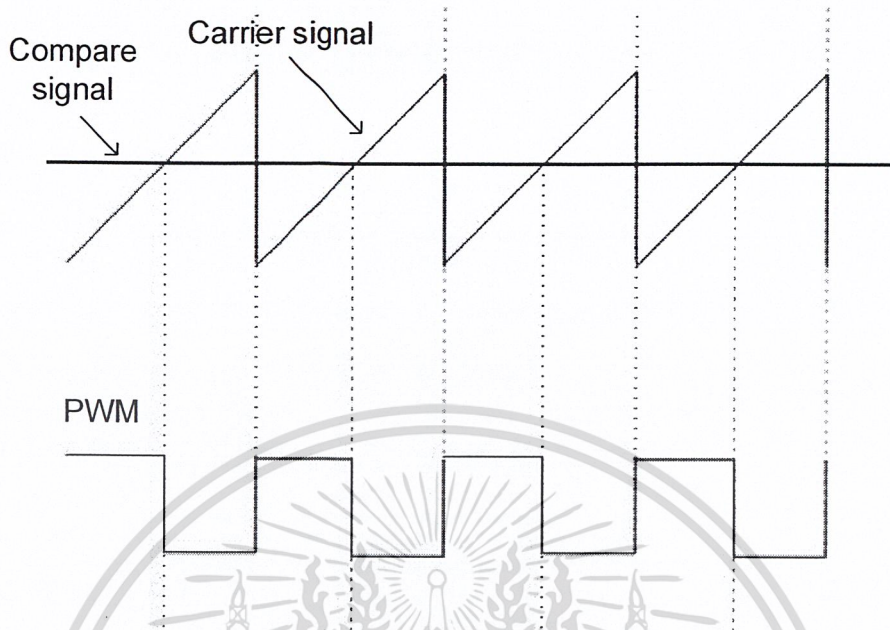
$$\Delta V_o = \frac{I_o\Delta t_{on}}{C} = \frac{V_o DT}{RC} \quad (2.56)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad (2.57)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใช้ โกลด์สตันน์ หรือการเพิ่มค่าโหลดหรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มความถี่สวิทชิงให้สูงขึ้น

2.3 เทคนิค PWM (Pulse Width Modulation)



ภาพที่ 2.14 การเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม

สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม คือการปรับความกว้างของพัลส์โดยการนำเอาสองสัญญาณมาเปรียบเทียบกัน โดยพัลส์ที่ส่งไปจะมีค่าความถี่คงที่ ส่วนขนาดและความกว้างของพัลส์จะสามารถปรับค่าได้ โดยที่พัลส์หนึ่งพัลส์จะมีขนาดคงที่ทุก ๆ ช่วงเวลาของพีดับเบิลยูเอ็ม อย่างไรก็ตาม ความกว้างของพัลส์สามารถเปลี่ยนจากช่วงเวลาหนึ่งไปยังอีกช่วงเวลาหนึ่งได้ขึ้นอยู่กับกรณีการมอดูเลตสัญญาณ เมื่อสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มถูกนำไปใช้กับไอจีบีทีจะทำให้ช่วงของการเปิด-ปิดเปลี่ยนไปจากช่วงเวลาหนึ่งไปยังอีกช่วงเวลาหนึ่งที่มีการมอดูเลตสัญญาณเดียวกัน โดยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่ใช้ในการขับสวิตช์ไอจีบีที จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (carrier signal) กับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (compare signal) ดังแสดงในภาพที่ 2.14

ในส่วนของ duty cycle อธิบายถึงสัดส่วนของช่วงเวลาที่ใช้งาน ซึ่งถ้าค่า duty cycle มีค่าต่ำ ค่ากำลังไฟฟ้าก็จะต่ำด้วยเพราะกำลังไฟฟ้าในช่วงเวลาทำงานเกือบทั้งหมดจะปิด ซึ่งประโยชน์ของสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม คือมีค่ากำลังสูญเสียในการสวิตช์จะมีค่าต่ำมาก เมื่อปิดสวิตช์จะทำให้ไม่มีกระแสไหล แต่ถ้าทำการเปิดสวิตช์จะไม่มีแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าของกระแสและแรงดันไฟฟ้าจะเข้าใกล้ศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ทฤษฎีปริภูมิสถานะสำหรับวงจรไฟฟ้า (State-space Models for Electrical Circuits)

เริ่มต้นพิจารณาภาพรวมของระบบอย่างคร่าว ๆ เพื่อที่จะบรรยายลักษณะปริภูมิสถานะ (state-space) ของโครงสร้างทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นได้ทั้งความไม่เป็นเชิงเส้น และตัวเหนี่ยวนำที่แปรผันตามเวลา(ที่มีจุดคาบเกี่ยวกัน), ตัวเก็บประจุ, องค์ประกอบซึ่งไม่เป็นพลวัต (เช่นตัวต้านทาน หม้อแปลงอุดมคติ และสวิตช์ในอุดมคติ) และแหล่งจ่าย (ทั้งอิสระและไม่อิสระ) คำว่าไม่เป็นเชิงพลวัต (nondynamics) นั้นอธิบายครอบคลุมถึงส่วนที่ถูกจำกัดไว้โดยค่าของแรงดันและกระแสแบบทันทีทันใดที่เกี่ยวข้องของเท่านั้น ไม่ใช้การอนุพันธ์ หรือการอินทิเกรต หรือการเลื่อนเวลาในปริมาณมาก ๆ

ในกรณีของวงจรที่ไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น(กล่าวคือส่วนประกอบถูกเชื่อมต่อระหว่างกันโดยไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น) โดยคอมพิวเตอร์ทั่วไปสามารถนำมาใช้อธิบายลักษณะของวงจรนี้เพื่อสร้างเค้าโครงของปริภูมิสถานะจากรายละเอียดในวงจร ผลที่ได้จากปริภูมิสถานะจากความไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้นทำให้ปัญหาต่างๆหมดไป ซึ่งในขั้นตอนที่คล้ายคลึงกันจึงสามารถนำมาใช้สร้างปริภูมิสถานะได้ทันทีในกรณีวงจรบางประเภท ที่ไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา

ตัวแปรสถานะ(State variables) สำหรับวงจรไฟฟ้าตามที่เคยกล่าวไว้คือ กระแสตัวเหนี่ยวนำ หรือฟลักซ์เกี่ยวคล้อ และแรงดันตัวเก็บประจุหรือค่าตัวเก็บประจุ โครงสร้างของปริภูมิสถานะต้องเป็นปริมาณทางอนุพันธ์ ชัดเจนครอบคลุมฟังก์ชันทั้งตัวมันเองแล้วยังรวมไปถึงแหล่งจ่าย และตัวควบคุมวงจรขับเคลื่อนด้านอินพุต ซึ่งด้านเอาต์พุตก็จะต้องถูกแสดงออกมาในรูปแบบดังกล่าวด้วย

เริ่มต้นพิจารณากรณีที่ไม่มี การเชื่อมต่อระหว่างตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเราทราบว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L คือ i_L ดังนั้นแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำคือ $d(Li_L)/dt$ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C คือ v_C ดังนั้นกระแสที่ตัวเก็บประจุคือ $d(Cv_C)/dt$ ซึ่งการนำความสัมพันธ์นี้มาใช้เพื่อให้ได้ตัวแปรสถานะในรูปแบบที่ต้องการ กำหนดแรงดันตัวเหนี่ยวนำและกระแสตัวเก็บประจุด้วยฟังก์ชันของกระแสตัวเหนี่ยวนำ แรงดันตัวเก็บประจุ ค่าของแหล่งจ่าย และควบคุมด้านอินพุต เราก็สามารถนำสมการปริภูมิสถานะ(state space equation)มาใช้ได้ และเพื่อความสะดวกสบายเราแบ่งขั้นตอนออกเป็น 3 ขั้นตอนต่อไปนี้

ขั้นแรก ให้ตัวเหนี่ยวนำแทนที่ด้วยแหล่งจ่ายกระแสและ ตัวเก็บประจุ แทนที่ด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ขั้นสอง แก้ปัญหาที่เกิดจากผลของ nondynamic circuit สำหรับตัวแปรเสริมของการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 แทนที่ด้วยแหล่งจ่ายเหล่านี้ กล่าวคือ คำวนทนาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ"แหล่งจ่ายกระแส"

และกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ “แหล่งจ่ายแรงดัน” แล้วแสดงทั้งหมดในรูปการควบคุมอินพุต และแหล่งจ่าย รวมทั้งการแทนที่ด้วยแหล่งจ่าย

โดยในขั้นที่สองนี้สามารถแก้ปัญหาให้หมดไปได้ สำหรับวงจรที่ไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้นที่มีพฤติกรรมที่ควรจะเป็น และในหลาย ๆ วงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้นรวมถึงวงจรที่แปรผันตามเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งการแก้ปัญหาส่วนของวงจรกิจักำลังจะสะท้อนให้เห็นถึงความไม่เชิงเส้นและลักษณะการแปรผันตามเวลาของสวิทช์ โดยธรรมชาติวิธีแสดงการวิเคราะห์คือการเข้าสู่การเปลี่ยนฟังก์ชันอย่างเหมาะสมซึ่งเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างหนึ่งในการคำนวณในขั้นที่สอง สำหรับวงจรกิจักำลังนั้นประกอบไปด้วยองค์ประกอบของการไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้นและสวิทช์ในอุดมคติ รูปแบบดังกล่าวเป็นการตั้งค่าสวิทช์ที่กำหนดในระบบไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น ดังนั้นเราจึงกล่าวถึงมันเหมือนกับ Piecewise LTI

ขั้นที่สาม เขียนสมการแสดงแรงดันตัวเหนี่ยวนำในรูปอนุพันธ์ของกระแส และกระแสตัวเก็บประจุอยู่ในรูปอนุพันธ์ของแรงดัน นำพจน์ดังกล่าวไปใช้ในผลลัพธ์ของขั้นที่สองแล้วจัดเรียงสมการใหม่ จะได้พจน์ที่ต้องการในรูปอนุพันธ์ของตัวแปรสถานะ โดยขั้นตอนนี้จะง่ายขึ้นเมื่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุนั้นแปรผันตามเวลาแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในการใช้เครื่องหมายของวงจร เราแทน $v_L = L\left(\frac{di_L}{dt}\right)$ และ $i_C = C\left(\frac{dv_C}{dt}\right)$

ในการวิเคราะห์วงจรที่ไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้นในโหมดเวลาต่อเนื่อง เราสามารถพิจารณาสมการสแตทจากสมการ

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.59)$$

$$y(t) = Ex(t) + Fu(t) \quad (2.60)$$

วิธีที่ง่ายที่สุดในการแก้สมการข้างต้น คือใช้เงื่อนไขเริ่มต้นและอินพุตเพื่อให้เกิดการแปลงลาปลาซแปลงสมการอนุพันธ์เป็นสมการพีชคณิต กระบวนการนี้สอดคล้องกับการใช้วิธีทางอิมพีแดนซ์สำหรับวงจรไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น เพื่อหลีกเลี่ยงเครื่องหมายที่กระจัดกระจายมากเกินไป และแสดงการแปลงลาปลาซของฟังก์ชันของเวลา $h(t)$ เป็น $h(s)$ มันไม่น่าจะทำให้สับสนได้ตรงที่เรากำหนดให้อาร์กิวเมนต์ s ใช้สำหรับการแปลงลาปลาซและแสดงในรูปแบบนี้เสมอเพื่อความระมัดระวังมากขึ้นเราจึงใช้เครื่องหมาย $\zeta\{h(t)\}$ แทน $h(s)$

จากนิยามการแปลงลาปลาซ

$$h(s) = \zeta\{h(t)\} = \int_0^{\infty} h(t)e^{-st} dt \quad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิยามการแปลงลาปลาซฟังก์ชันเชิงเส้นของเวลา $x(t)$ ที่จะมืองค์ประกอบที่ชาญฉลาดของการแปลงลาปลาซ ดังนั้นลำดับที่ i ของ $x(s)$ คือ $x_i(s)$ ด้วยนิยามนี้สามารถแสดงคุณสมบัติที่สำคัญดังต่อไปนี้ของการแปลงลาปลาซ ซึ่งผลมาจากการดำเนินการของสเกลาร์ไปยังเวกเตอร์

$$\zeta \left\{ \frac{dx(t)}{dt} \right\} = sx(s) - x(0) \quad (2.62)$$

เมื่อ $x(0)$ คือค่าของฟังก์ชันของเวลา $x(t)$ ที่ $t = 0$ ผลลัพธ์นี้มักถูกเรียกว่าทฤษฎีความแตกต่างสำหรับการแปลงลาปลาซและส่วนสำคัญที่จะแปลงสมการอนุพันธ์ในโดเมนเวลาเป็นสมการพีชคณิตในการแปลงโดเมนหรือโดเมนความถี่ในผลลัพธ์อื่นๆอีกมากมายจากกรณีสเกลาร์ นอกจากนี้ยังง่ายต่อการขยายของเวกเตอร์ด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้า A เป็นเมทริกซ์คงที่ เช่นนั้น $\zeta \{Ax(t)\} = Ax(s)$ ทำการแปลงพจน์ของสมการที่ 2.59 และสมการที่ 2.60 และใช้คุณสมบัติแค่ที่กล่าวถึง สามารถเขียนได้ว่า

$$sx(s) - x(0) = Ax(s) + Bu(s) \quad (2.63)$$

$$y(s) = Ex(s) + Fu(s) \quad (2.64)$$

จุดมุ่งหมายของเรา คือต้องการแก้ $x(s)$ จากสมการ 2.63 กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น $x(0)$ และแปลงลาปลาซ $u(s)$ ของอินพุต แล้วนำค่า $x(s)$ ที่ได้แก้ค่า $y(s)$ ในสมการที่ 2.64 ทำการรวมเทอมที่มีค่า $x(s)$ ไว้อีกด้านหนึ่งของสมการที่ 2.63 จะได้

$$sx(s) - Ax(s) = (sI - A)x(s) = x(0) + Bu(s) \quad (2.65)$$

(แนะนำให้เขียนเมทริกซ์เอกลักษณ์ I ในสมการที่ 2.65 ทำการจัดกลุ่ม $(sI - A)x(s)$ แสดงมิติที่ถูกต้อง อาจจะเผลอเขียน $(s - A)x(s)$ แต่ $(s - A)$ นั้นไม่ถูกนิยามเพราะ s เป็นสเกลาร์และ A เป็นเมทริกซ์ $n \times n$) ทำการแก้ในสมการที่ 2.65 สำหรับ $x(s)$ ต้องทำการผกผันพจน์ $(sI - A)$ ซึ่งจะหาค่าผกผันได้ก็ต่อเมื่อค่าดีเทอร์มิแนนท์ของเมทริกซ์ไม่เป็นศูนย์ นั่นคือ $\det(sI - A)$ เป็นพหุนามลำดับที่ n เสมอใน s ดังนั้น

$$\det(sI - A) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_0 = a(s) \quad (2.66)$$

สำหรับค่าสัมประสิทธิ์ a_j พิจารณาจากเมทริกซ์ A ซึ่งพหุนาม $a(s)$ ถูกเรียกว่า พหุนามคุณลักษณะ(characteristic polynomial) ของเมทริกซ์ A หรือของระบบ และรากของ $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ เรียกว่า รากคุณลักษณะ(characteristic roots) หรือ ค่าลักษณะเฉพาะ (eigenvalues) ของเมทริกซ์ A เพราะว่าค่ารากมีหน่วยเดียวกันกับเวลา จึงถูกเรียกว่า ความถี่คุณลักษณะ(characteristic frequency), หรือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ของระบบ พหุนาม

เอกสาคคุณลักษณะเป็นขอบเขตที่ปรากฏในกรอบใดๆ สำหรับวิเคราะห์ระบบที่ไม่แปรผันตามเวลาแบบอาร์ค่า
ไม่เชิงเส้น วิธีการทางปริภูมิสถานะทำให้พหุนามคุณลักษณะมีลักษณะเท่ากับ $\det(sI - A)$ ซึ่งเป็นการนำไปใช้

เนื่องจากพหุนามคุณลักษณะมีค่าไม่เป็นศูนย์เสมอจึงทำให้หาอินเวอร์สของ $(sI - A)$ ได้เมื่อทำการอินเวอร์ส ค่าที่ได้สอดคล้องกับเมทริกซ์ S ซึ่งในจำนวน n ลำดับ พหุนามคุณลักษณะ $a(s)$ จะกลายเป็นตัวส่วนของทุกๆเทอม และตัวเศษทุกๆเทอมจะมีดีกรีน้อยกว่า n จำนวน (ถ้าเกิดตัวส่วนที่เป็นรากจะเหมือนกับเป็นรากคุณลักษณะ ซึ่งค่ารากนี้เอาออกจากทั้งตัวเศษและตัวส่วน โดยยอมให้ดีกรีของตัวส่วนลดลง อย่างไรก็ตามเราสามารถแสดงคุณลักษณะรากทุกค่าที่จะถูกแทนด้วยตัวส่วน โดยอย่างน้อยหนึ่งตัวของ $(sI - A)^{-1}$ คำตอบ $x(s)$ ของสมการที่ 2.65 โดยการนำอินเวอร์ส $(sI - A)^{-1}$ ย้ายไปคูณ จะได้

$$x(s) = (sI - A)^{-1} x(0) + (sI - A)^{-1} Bu(s) \quad (2.67)$$

ในเทอมแรกนั้นถือเป็นการตอบสนองเงื่อนไขเริ่มต้นเพียงอย่างเดียว กรณีที่ไม่มีอินพุตภายนอก และจะเรียกว่า การตอบสนองธรรมชาติ (natural response) หรือ การตอบสนองอิสระ (free response) หรือ การตอบสนองป้อนเข้าศูนย์ (zero-input response) ของระบบ ส่วนในเทอมที่สองนั้นก็คล้ายๆกัน คือ เป็นการตอบสนองสถานะศูนย์ ซึ่งเรายังอ้างถึงการตอบสนองบังคับด้วย การแก้ปัญหาเต็มรูปแบบจึงอยู่ที่การพิจารณาทั้งสองเทอมนี้เพื่อคำตอบที่สมบูรณ์ของระบบไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น ทำการแทน $x(s)$ ที่ได้ลงในสมการ 2.64 จะได้

$$y(s) = E(sI - A)^{-1} [x(0) + Bu(s)] + Fu(s) \quad (2.68)$$

เพราะฉะนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนเมื่อพิจารณาเงื่อนไขเริ่มต้นที่ $x(0) = 0$ คือ

$$y(s) = [E(sI - A)^{-1} B + F] u(s) = G(s) u(s) \quad (2.69)$$

เมื่อ $G(s)$ คือเมทริกซ์ $p \times m$ ในวงเล็บ ซึ่งเมทริกซ์นี้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ จากอินพุต u ไปยังเอาต์พุต y สมาชิกในแถวที่ i และหลักที่ j จะส่งผ่านฟังก์ชันถ่ายโอน จากส่วนประกอบที่ j ของอินพุตไปยังส่วนประกอบที่ i ของเอาต์พุต วิธีการที่ $(sI - A)^{-1}$ จะกระทำกับนิพจน์ของ $G(s)$ แสดงให้เห็นว่าสมาชิกแต่ละตัวของเมทริกซ์ฟังก์ชันถ่ายโอนจะมีความสอดคล้องกับเมทริกซ์ s โดยตัวส่วนเท่ากับพหุนามคุณลักษณะ $a(s)$ (อนึ่ง ถ้ารากของตัวเศษในสมาชิกบางตัวเกิดขึ้นพร้อมกับรากคุณลักษณะ ผลลัพธ์ของการยกเลิกโพลและซีโรนำไปสู่การลดลงของดีกรีในตัวส่วนนั้นๆ เราสามารถแสดงได้ภายใต้เงื่อนไขว่า การควบคุมและสังเกตได้ในแต่ละรากคุณลักษณะถูกแทนลงในตัวส่วนอย่างน้อยหนึ่งตัวของสมาชิกใน $G(s)$ อย่างไรก็ตามการปรับแต่งดังกล่าวอยู่นอกเหนือขอบเขตที่ได้ศึกษา) ซึ่งดีกรีของตัวเศษจะเท่ากับดีกรีของตัวส่วน ถ้าสมาชิกของเมทริกซ์ F ไม่เป็นศูนย์ตรงกันและอีกประการหนึ่งคือดีกรีของตัวส่วนมีค่าน้อยกว่า นอกจากนี้ยังน่าสนใจแต่ละการคำนวณของฟังก์ชันถ่ายโอนจาก u ไปยัง x ซึ่งสมการที่

2.67 จะแสดง $(sI - A)^{-1} B$ โดยเฉพาะความสำคัญของการออกแบบการควบคุมการใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองระบบไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น คือการตอบสนองความถี่ของระบบ ซึ่งง่ายในการประมวลผลตามแกนจินตภาพ นั่นคือ $G(s)$ หาค่า $s = j\omega$ โดยที่ $j = \sqrt{-1}$

2.5 การควบคุมแบบ PID (PID Controller)

เป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่ใช้อย่างกว้างขวางซึ่งค่าที่นำไปใช้ในการคำนวณเป็นค่าความผิดพลาดที่หามาจากความแตกต่างของตัวแปรในกระบวนการและค่าที่ต้องการ ตัวควบคุมจะพยายามลดค่าผิดพลาดให้เหลือน้อยที่สุดด้วยการปรับค่าสัญญาณขาเข้าของกระบวนการ ค่าตัวแปรของ PID ที่ใช้จะปรับเปลี่ยนตามธรรมชาติ ในการควบคุมแบบ PID นั้นได้ชื่อตามการรวมกันของเทอมของตัวแปรทั้งสามตามสมการที่ 2.70

$$MV(t) = P_{out} + I_{out} + D_{out} \quad (2.70)$$

เมื่อ P_{out} , I_{out} , D_{out} เป็นผลของสัญญาณขาออกจากระบบควบคุม PID จากแต่ละเทอมซึ่งนิยามตามรายละเอียดต่อไปนี้

1) สัดส่วน (Proportional)

ในเทอมของสัดส่วน บางครั้งเรียกว่า อัตราขยายจะเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนของค่าความผิดพลาด การตอบสนองของสัดส่วนสามารถทำได้โดยการคูณค่าความผิดพลาดด้วยค่าคงที่ K_p หรือที่เรียกว่า อัตราขยายสัดส่วน ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ 2.71

$$P_{out} = K_p e(t) \quad (2.71)$$

เมื่อ P_{out} คือ สัญญาณขาออกของเทอมสัดส่วน

K_p คือ อัตราขยายสัดส่วน, ตัวแปรปรับค่าได้

e คือ ค่าความผิดพลาด

t คือ เวลา

ผลอัตราขยายสัดส่วนที่สูงค่าความผิดพลาดก็จะเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน แต่ถ้าสูงเกินไประบบจะไม่เสถียรได้ ในทางตรงกันข้ามถ้าผลอัตราขยายสัดส่วนที่ต่ำ ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองต่อกระบวนการน้อยตามไปด้วย

2) ปริพันธ์ (Integral)

ผลจากเทอมปริพันธ์ บางครั้งเรียกว่า รีเซต ซึ่งเป็นสัดส่วนของขนาดความผิดพลาดและระยะเวลาของความผิดพลาด ผลรวมของความผิดพลาดในทุกช่วงเวลา(ปริพันธ์ของความผิดพลาด) จะให้ออฟเซตสะสมที่ควรจะเป็นในก่อนหน้า ความผิดพลาดสะสมจะถูกคูณโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
อัตราขยายปริพันธ์ ขนาดของผลของเทอมปริพันธ์จะกำหนดโดยอัตราขยายปริพันธ์ ซึ่งสามารถ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
แสดงดังสมการที่ 2.72

$$I_{out} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.72)$$

เมื่อ I_{out} คือ สัญญาณขาออกของเทอมปริพันธ์

K_i คือ อัตราขยายปริพันธ์, ตัวแปรปรับค่าได้

e คือ ค่าความผิดพลาด

τ คือ ตัวแปรปริพันธ์

t คือ เวลา

เทอมปริพันธ์ (เมื่อรวมกับเทอมสัดส่วน) จะเร่งกระบวนการให้เข้าสู่จุดที่ต้องการและขจัดความผิดพลาดที่เหลืออยู่ที่เกิดจากการใช้เพียงเทอมสัดส่วน แต่อย่างไรก็ตาม เทอมปริพันธ์เป็นการตอบสนองต่อความผิดพลาดสะสมในอดีต จึงสามารถทำให้เกิดโอเวอร์ชูตได้ (ข้ามจุดที่ต้องการและเกิดการหันเหไปทางทิศทางอื่น)

3) อนุพันธ์ (Derivative)

อัตราการเปลี่ยนแปลงของความผิดพลาดจากกระบวนการนั้นคำนวณหาจากความชันของความผิดพลาดทุก ๆ เวลา นั่นคือ เป็นอนุพันธ์อันดับหนึ่งสัมพันธ์กับเวลา และคูณด้วยอัตราขยายอนุพันธ์ K_d ขนาดของผลของเทอมอนุพันธ์ บางครั้งเรียกว่าอัตรา ชันกับอัตราขยายอนุพันธ์ K_d ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ 2.73

$$D_{out} = K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.73)$$

เมื่อ D_{out} คือ สัญญาณขาออกของเทอมอนุพันธ์

K_d คือ อัตราขยายอนุพันธ์, ตัวแปรปรับค่าได้

e คือ ค่าความผิดพลาด

t คือ เวลา

เทอมอนุพันธ์จะชะลออัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาออกของระบบควบคุม และด้วยผลนี้จะช่วยให้ระบบควบคุมเข้าสู่จุดที่ต้องการ ดังนั้นเทอมอนุพันธ์จะใช้ในการลดขนาดของโอเวอร์ชูตที่เกิดจาเทอมปริพันธ์และทำให้เสถียรภาพของการรวมกันของระบบควบคุมดีขึ้น แต่อย่างไรก็ตามอนุพันธ์ของสัญญาณรบกวนที่ถูกขยายในระบบควบคุมจะไวมากต่อการรบกวนในเทอมของความผิดพลาดและสามารถทำให้กระบวนการไม่เสถียรได้ถ้าสัญญาณรบกวนและอัตราขยายอนุพันธ์มีขนาดใหญ่เพียงพอ

เมื่อทำการรวมสมการแล้วนำมารวมกันเป็นสัญญาณขาออกของการควบคุมแบบ PID เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาโดยลิขสิทธิ์ในการค้า ไม่สามารถนำเนื้อหาไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u(t) = MV(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.74)$$

ถ้าระบบยังคงทำงาน ชั้นแรกให้ตั้งค่า K_i และ K_d เป็นศูนย์ เพิ่มค่า K_p จนกระทั่งสัญญาณขาออกเกิดการแกว่ง (oscillate) แล้วตั้งค่า K_p ให้เหลือครึ่งหนึ่งของค่าที่ทำให้เกิดการแกว่ง สำหรับการตอบสนองชนิด "quarter amplitude decay" แล้วเพิ่ม K_i จนกระทั่งออฟเซตถูกต้อง ในเวลาที่พอเพียงของกระบวนการ แต่ถ้า K_i มากไปจะทำให้ไม่เสถียร สุดท้ายถ้าต้องการ ให้เพิ่มค่า K_d จนกระทั่งลู่อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ แต่ถ้า K_d มากเกินไปจะเป็นเหตุให้การตอบสนองและโอเวอร์ชูตเกินยอมรับได้ ปกติการปรับจูน PID ถ้าเกิดโอเวอร์ชูตเล็กน้อยจะช่วยให้เข้าสู่จุดที่ต้องการเร็วขึ้น แต่ในบางระบบไม่สามารถยอมให้เกิดโอเวอร์ชูตได้ และถ้าค่า K_p น้อยเกินไปก็จะทำให้เกิดการแกว่ง ซึ่งแสดงไว้ในตารางที่ 2.2

อีกวิธีหนึ่งของการควบคุม คือวิธีการ Ziegler-Nichols ซึ่งวิธีการนี้แนะนำโดยชั้นแรกให้ตั้งค่า K_i และ K_d เป็นศูนย์ เพิ่มอัตราขยาย P สูงที่สุด, K_d จนกระทั่งเริ่มเกิดการแกว่ง นำค่า K_p และค่าช่วงการแกว่ง P_u มาหาค่าตัวแปรที่เหลือดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.2 แสดงผลของการเพิ่มค่าตัวแปรอย่างอิสระ

ตัวแปร	ช่วงเวลาขึ้น (Rise Time)	โอเวอร์ชูต (Overshoot)	เวลาสู่สมดุลย์ (Settling Time)	ความผิดพลาดสถานะคงตัว (Steady-state error)	เสถียรภาพ (Stability)
K_p	ลด	เพิ่ม	เปลี่ยนแปลงเล็กน้อย	ลด	ลด
K_i	ลด	เพิ่ม	เพิ่ม	ลดอย่างมีนัยสำคัญ	ลด
K_d	ลดลงเล็กน้อย	ลดลงเล็กน้อย	ลดลงเล็กน้อย	ตามทฤษฎีไม่มีผล	ดีขึ้นถ้า K_D มีค่าน้อย

ตารางที่ 2.3 แสดงวิธีการของ Ziegler-Nichols

Control Type	K_p	K_i	K_d
P	$0.50K_u$	-	-
PI	$0.45K_u$	$1.2K_p / K_u$	-
PID	$0.60K_u$	$2K_p / K_u$	$K_p P_u / 8$

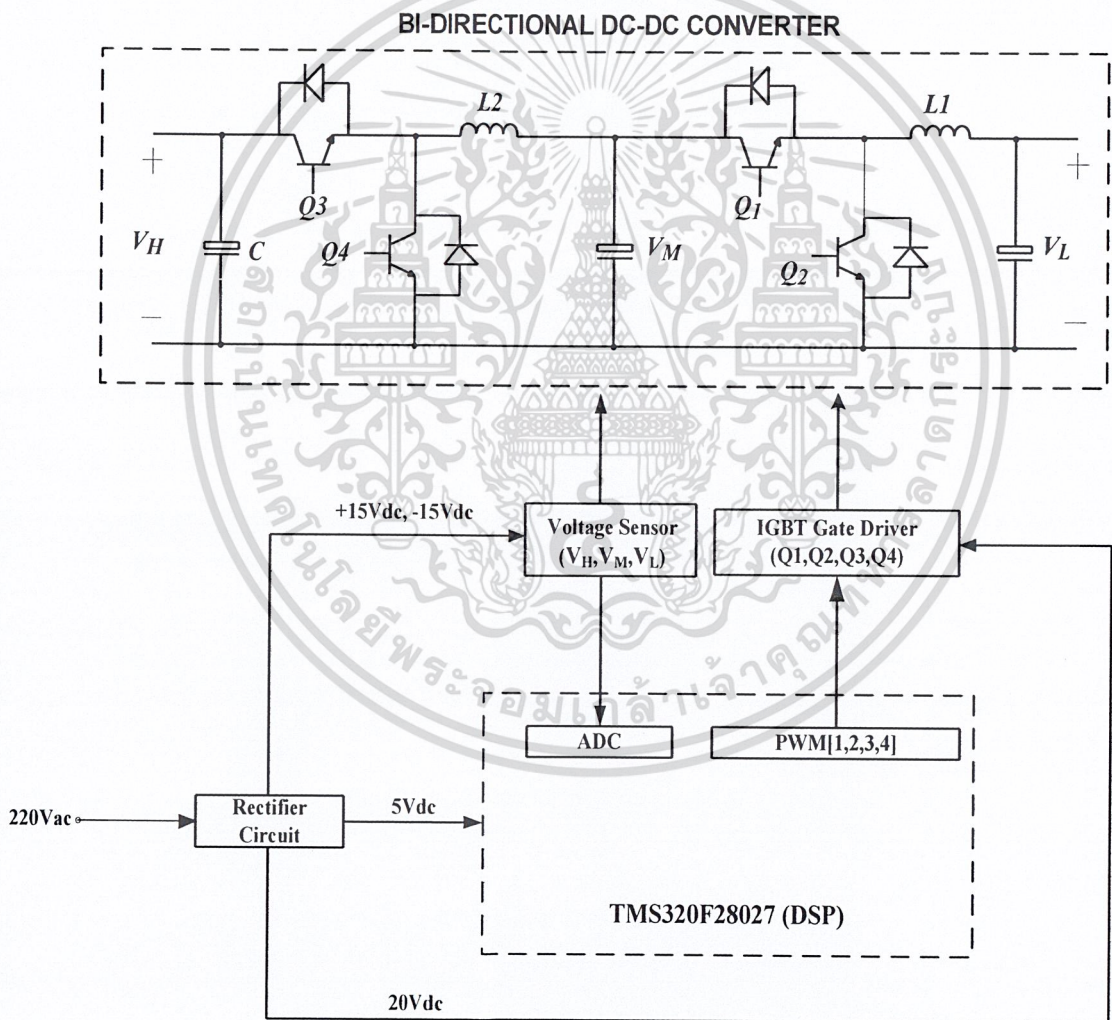
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

3.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง และระบบควบคุมวงจร ซึ่งประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ ชุดขับเกท ชุดวัดแรงดัน และตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล(DSP) โครงสร้างโดยรวมแสดงไว้ในภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางและวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบอุปกรณ์หลักในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางแบบสองทิศทาง

3.2.1 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ

วงจรทอนแรงดัน (Buck Converter)

1. ค่าตัวเก็บประจุ

ในการออกแบบวงจรด้านแรงต่ำให้แรงดันอินพุต 150 V. แรงดันเอาต์พุต 48 V. ความถี่ในการสวิตช์ 10 kHz. ที่ค่า ripple factor 1 เปอร์เซ็นต์ โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 1.152 Ω .

จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{\min} เท่ากับ

$$D = \frac{V_o}{V_s}$$

$$D = \frac{48}{150}$$

$$D = 0.32$$

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

$$L_{\min} = \frac{(1-0.32)(1.152)}{2(10 \times 10^3)}$$

$$L_{\min} = 39.168 \mu H$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 1% จะได้

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

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

$$C = \frac{(1-0.32)}{8 \times 39.168 \times 10^{-6} \times (10 \times 10^3)^2 \times (0.01)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $C = 2170.14 \mu F$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรด้านแรงสูงให้แรงดันอินพุต 340 V. แรงดันเอาต์พุต 150 V. ความถี่ในการสวิตช์ 10 kHz. ที่ค่า ripple factor 1 เปอร์เซ็นต์ คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 11.25 Ω .

$$D = \frac{V_o}{V_s}$$

$$D = \frac{150}{340}$$

$$D = 0.4412$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำ L_{\min} เท่ากับ

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

$$L_{\min} = \frac{(1-0.4412)(11.25)}{2(10 \times 10^3)}$$

$$L_{\min} = 314.325 \mu H$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราะลอกคลื่นเท่ากับ 1% จะได้

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

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

$$C = \frac{(1-0.4412)}{8 \times 314.325 \times 10^{-6} \times (10 \times 10^3)^2 \times (0.01)}$$

$$C = 204.64 \mu F$$

2. ค่าความเหนี่ยวนำ

เราสามารถทำการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำได้จากการพิจารณาขณะที่
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 สวิตช์ทำงาน ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 สภาวะได้ดังนี้
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ขณะสวิตช์นำกระแส

จากสมการที่

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT$$

$$L = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_{L,on}} \right) DT$$

กรณีด้านแรงต่ำกำหนด $V_s=150 \text{ V}_{dc}$, $V_o=48 \text{ V}_{dc}$, $D=0.32$, $T=10^{-4} \text{ s}$, $\Delta i_{L,on}=2 \text{ A}$ จะได้

$$L = \left(\frac{150 - 48}{2} \right) * 0.32 * 10^{-4}$$

$$= 1.632 \text{ mH}$$

กรณีด้านแรงสูงกำหนด $V_s=340 \text{ V}_{dc}$, $V_o=150 \text{ V}_{dc}$, $D=0.4412$, $T=10^{-4} \text{ s}$, $\Delta i_{L,on}=2 \text{ A}$ จะได้

$$L = \left(\frac{340 - 150}{2} \right) * 0.4412 * 10^{-4}$$

$$= 4.19 \text{ mH}$$

2) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

จากสมการที่

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

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

กรณีด้านแรงต่ำกำหนด $V_o=48 \text{ V}_{dc}$, $D=0.32$, $T=10^{-4} \text{ s}$, $\Delta i_{L,off}=2 \text{ A}$ จะได้

$$L = - \left(\frac{48}{2} \right) (1 - 0.32) * 10^{-4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -1.632 \text{ mH}$$

กรณีด้านแรงสูงกำหนด $V_o=150 \text{ V}_{dc}$, $D=0.4412$, $T=10^{-4} \text{ s}$, $\Delta i_{L,off}=2 \text{ A}$ จะได้

$$L = -\left(\frac{150}{2}\right)(1-0.4412) * 10^{-4}$$

$$= -4.19 \text{ mH}$$

วงจรทบแรงดัน (Boost Converter)

1. ค่าตัวเก็บประจุ

ในการออกแบบวงจรด้านแรงต่ำให้แรงดันอินพุท 48 V. แรงดันเอาต์พุท 150 V. ความถี่ในการสวิตช์ 20 kHz. ที่ค่า ripple factor 0.5 เปอร์เซนต์ โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 11.25 Ω .

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D}$$

$$\frac{150}{48} = \frac{1}{1-D}$$

$$1-D = \frac{48}{150}$$

จะได้ Duty Cycle (D)

$$D = 0.68$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 1% จะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

$$C = \frac{D}{Rf\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)}$$

$$C = \frac{0.68}{11.25 \times (10 \times 10^3) \times (0.01)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้: $C=604.44 \mu F$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรด้านแรงสูงให้แรงดันอินพุต 150 V. แรงดันเอาต์พุต 340 V. ความถี่ในการสวิตช์ 10 kHz. ที่ค่า ripple factor 1 เปอร์เซ็นต์ คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 57.8Ω .

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D}$$

$$\frac{340}{150} = \frac{1}{1-D}$$

$$1-D = \frac{150}{340}$$

จะได้ Duty Cycle (D)

$$D = 0.5588$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราคลอกร้อยละต่ำกว่า 1% จะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

$$C = \frac{D}{Rf\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)}$$

$$C = \frac{0.5588}{57.8 \times (10 \times 10^3) \times (0.01)}$$

$$C = 96.68 \mu F$$

2. ค่าความเหนี่ยวนำ

เราสามารถทำการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำได้จากการพิจารณาขณะที่สวิตช์ทำงาน ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 สภาวะได้ดังนี้

1) ขณะสวิตช์นำกระแส

จากสมการที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $\Delta i_{L(on)} = \frac{V_s DT}{L}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \frac{V_s DT}{\Delta i_{L,on}}$$

กรณีด้านแรงต่ำกำหนด $V_s=48 V_{dc}$, $D=0.68$, $T=10^{-4}$ s, $\Delta i_{L,on}=2$ A จะได้

$$L = \frac{48 * 0.68 * 10^{-4}}{2}$$

$$= 1.632mH$$

กรณีด้านแรงสูงกำหนด $V_s=150 V_{dc}$, $D=0.5588$, $T=10^{-4}$ s, $\Delta i_{L,on}=2$ A จะได้

$$L = \frac{150 * 0.5588 * 10^{-4}}{2}$$

$$= 4.19mH$$

2) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

จากสมการที่

$$\Delta i_{L,OFF} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) (1 - D) T$$

$$L = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_{L,OFF}} \right) (1 - D) T$$

กรณีด้านแรงต่ำกำหนด $V_s=48 V_{dc}$, $V_o=150 V_{dc}$, $D=0.68$, $T=10^{-4}$ s, $\Delta i_{L,off}=2$ A จะได้

$$L = \left(\frac{48 - 150}{2} \right) (1 - 0.68) * 10^{-4}$$

$$= -1.632mH$$

กรณีด้านแรงสูงกำหนด $V_s=150 V_{dc}$, $V_o=340 V_{dc}$, $D=0.5588$, $T=10^{-4}$ s, $\Delta i_{L,off}=2$ A จะได้

$$L = - \left(\frac{150 - 340}{2} \right) (1 - 0.5588) * 10^{-4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -4.19mH$$

ค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำที่นำมาใช้ในวงจรจริง

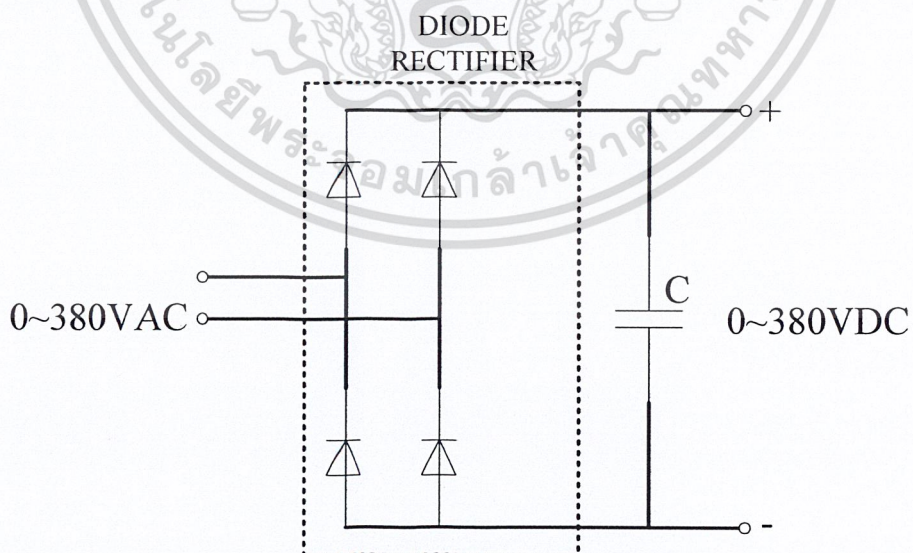
1. ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านแรงดันต่ำ 48 – 150 V. ที่นำใช้คือ 1.6 mH.
2. ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านแรงดันสูง 150 – 340 V. ที่นำใช้คือ 4.2 mH.
3. ค่าตัวเก็บประจุด้านแรงดัน 48 V. ที่นำใช้คือ 2200 μF , 250Vdc
4. ค่าตัวเก็บประจุด้านแรงดัน 150 V. ที่นำใช้คือ 3200 μF , 450Vdc
5. ค่าตัวเก็บประจุด้านแรงดัน 340 V. ที่นำใช้คือ 2200 μF , 450Vdc

3.2.2 IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors)

ยี่ห้อที่นำมาใช้คือ SEMIKRON รุ่น SKM200GA123D จำนวน 4 โมดูล (จำนวน 1 สวิตช์ต่อ 1 โมดูล) สามารถทนแรงดันได้ 1200 V. ทนกระแสได้ 200 A.

3.2.3 วงจรเรียงกระแสแบบ 1 เฟส

เนื่องจากพิกัดแรงดันของดีซีบีสมี่ค่าเท่ากับ 340 V_{dc} และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบ สวิทช์รีลักแตนซ์มีค่าเท่ากับ 48 V_{dc} ดังนั้นจึงได้สร้างวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบ 1 เฟสโดยใช้ ไดโอดกำลังเบอร์ KBPC3510 เป็นตัวปรับแรงดันกระแสสลับด้านอินพุทให้ได้แรงดันไฟฟ้า กระแสตรง โดยวงจรเรียงกระแส 1 เฟสนี้แสดงดังภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 อุปกรณ์หลักในระบบควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

3.3.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuits) โดยการสร้างวงจรเรียงกระแสสำหรับการควบคุมมีดังนี้

1) วงจรเรียงกระแสสำหรับไอซีขับเกทของ IGBT เบอร์ EXB850 ซึ่งจำเป็นต้องใช้แรงดัน +20 V. จำนวน 4 ชุด ในวงจรในแต่ละชุดประกอบด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1.1) หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันขนาด 220/24 V. จำนวน 1 ลูก

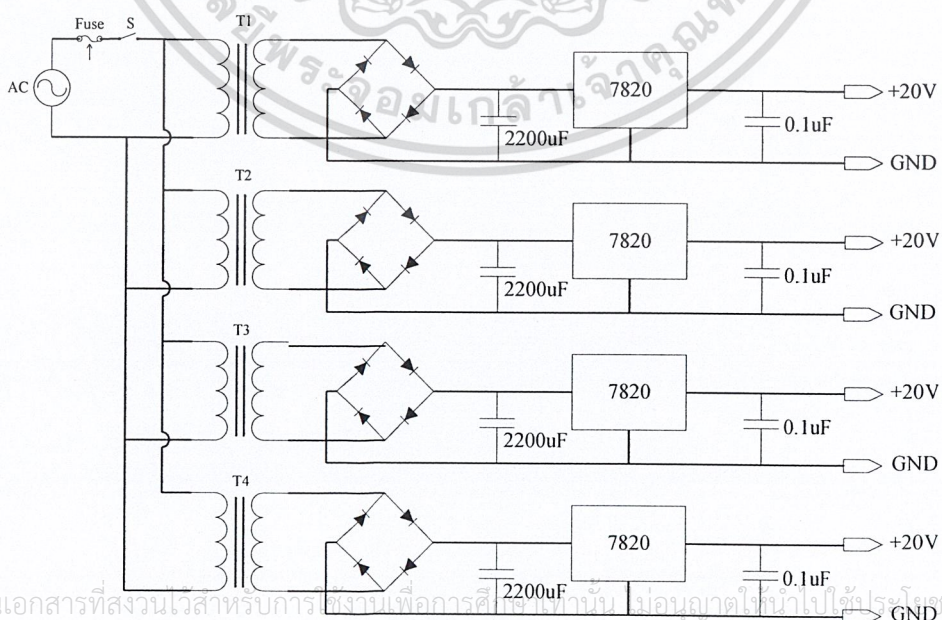
1.2) ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ เบอร์ KBP206G จำนวน 1 ตัว

1.3) คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์แบบอิเล็กโทรไลต์ ขนาด 2,200 μ F. พิกัดแรงดัน 50 V. จำนวน 1 ตัว

1.4) ไอซีเร็กกูเลเตอร์ เบอร์ 7820 จำนวน 1 ตัว

1.5) คาปาซิเตอร์ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณรบกวน(Noise filter) ขนาด 0.1 μ F. จำนวน 1 ตัว

สำหรับชุดวงจรเรียงกระแสสำหรับไอซีขับเกทของ IGBT เบอร์ EXB850 นี้ได้เขียนลงในแผ่น PCB แผ่นเดียวกัน และเชื่อมต่อกับวงจรขับเกทด้วยสายไฟดีเกิลียวเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนขณะทำงาน รายละเอียดของวงจรเรียงกระแสดังกล่าวนี้แสดงในภาพที่ 3.3



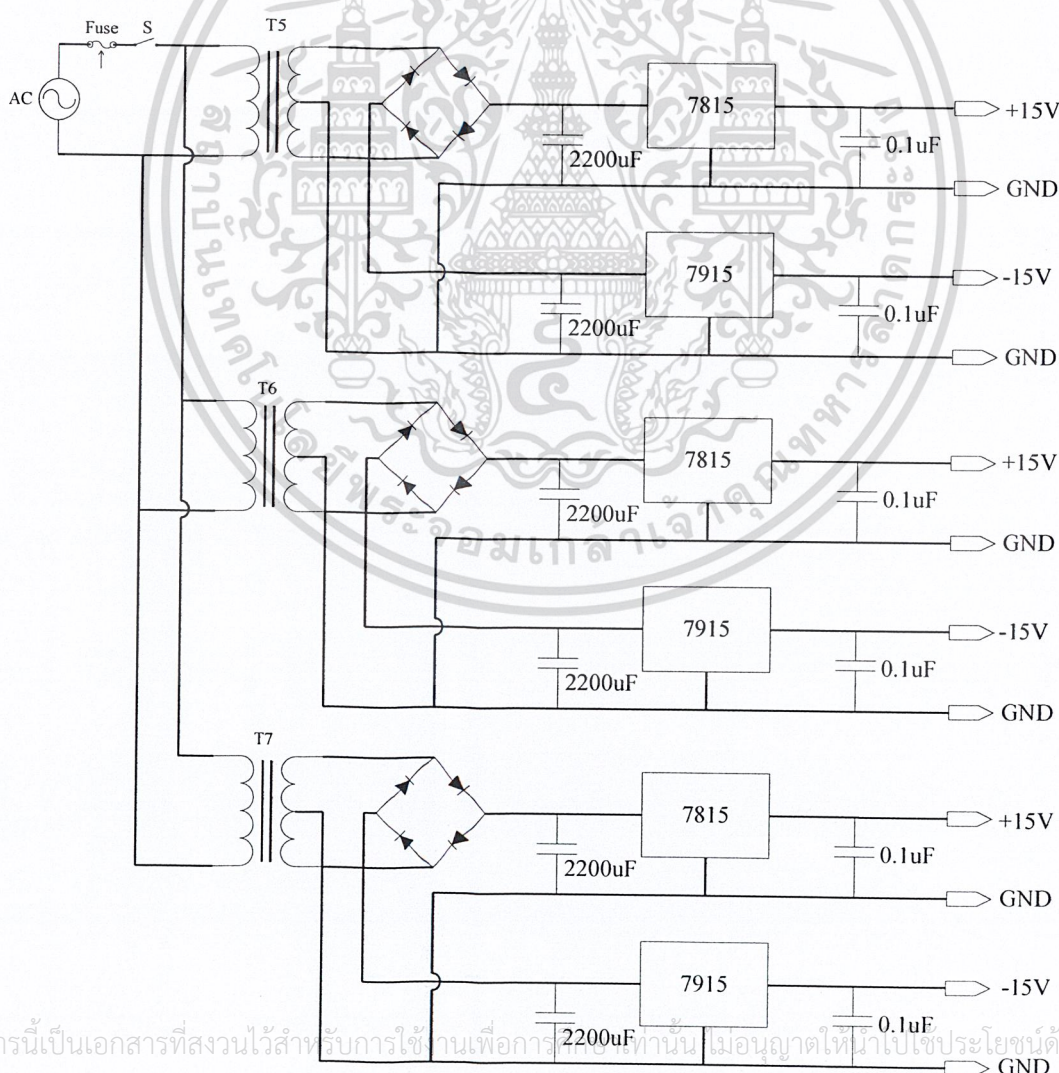
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาระดับปริญญาโท ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น **ภาพที่ 3.3** วงจรเรียงกระแสพิกัด 20 V. สำหรับวงจรขับเกท

2) วงจรเรียงกระแสสำหรับวงจรวัดแรงดันในภาพที่ 3.4 วงจรไอซีบัฟเฟอร์แรงดันและตัวประมวลผล DSP ในภาพที่ 3.5 ซึ่งต้องการไฟตรงขนาด ± 15 V. จำนวน 3 ชุด และ +5 V. จำนวน 1 ชุด ตามลำดับ ชุดวงจรนี้ประกอบด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

- 1.1) หม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 220/15 - 0 - 15 V. และ 220/9 V.
- 1.2) ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ เบอร์ KBP206G จำนวน 1 ตัว
- 1.3) คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์แบบอิเล็กโทรไลต์ ขนาด 2,200 μ F. พิกัดแรงดัน 50 V.

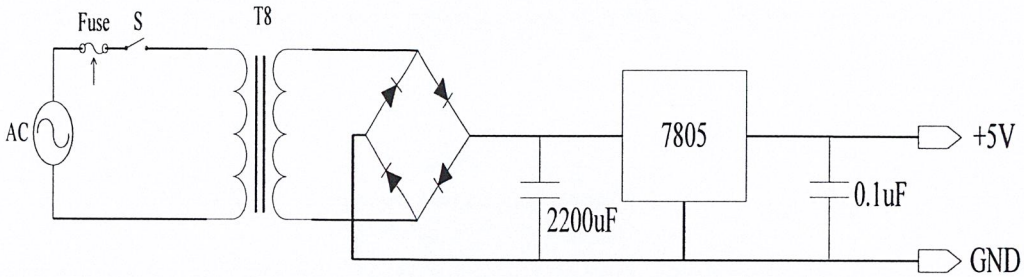
1.4) ไอซีเรกูเลเตอร์ เบอร์ 7815, 7915, 7812 และ 7805

1.5) คาปาซิเตอร์ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณรบกวน(Noise filter) ขนาด 0.1 μ F.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 3.4 ชุดวงจรเรียงกระแส สำหรับวงจรวัดแรงดัน



ภาพที่ 3.5 ชุดวงจรเรียงกระแส สำหรับวงจรไอซีบัพเฟอร์แรงดัน และชุดวงจรเรียงกระแสสำหรับ DSP

3.3.2 วงจรขับเกทสำหรับไอจีบีทีกำลัง (IGBT Driver Circuit)

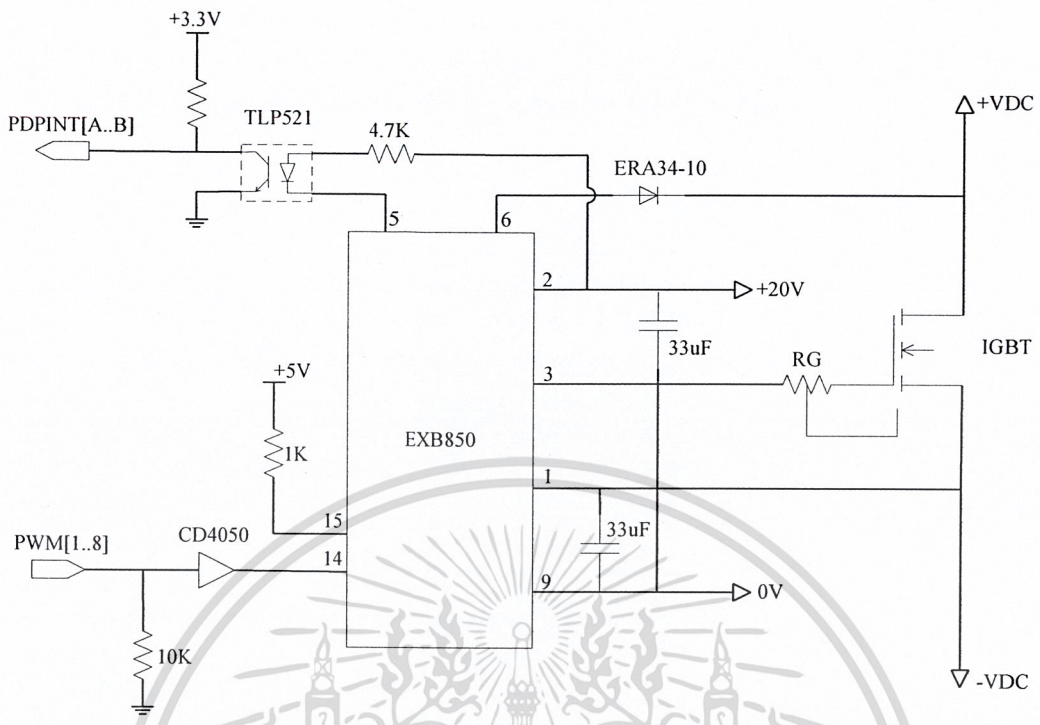
สำหรับวงจรขับนำเกทนั้นได้เลือกใช้ตัวขับเกทของ Fuji Electric เบอร์ EXB850 ซึ่งสามารถขับ IGBT Module ได้ขณะที่กระแสไหลได้สูงสุด 150 A. ที่แรงดันพิกัด 600 V. ดังรายละเอียดในตารางที่ 3.1 และนอกจากนี้ยังมีวงจรป้องกันกระแสเกิน (Over Current Detection) อยู่ภายในตัวโดยที่สัญญาณป้องกันนี้จะถูกส่งไปที่ขา PDPINTA สำหรับ PWM1-6 และ PDPINTB สำหรับ PWM7 และ PWM8 ซึ่ง PDPINTA และ PDPINTB นี้จะเป็นอินเทอร์เฟซลำดับสูงสุดของ DSP เบอร์ TMS320F28027 ที่ใช้ในงานวิจัย เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับ IGBT Module วงจรขับนำเกทและวงจรป้องกันกระแสเกินนี้แสดงดังภาพที่ 3.6

ตารางที่ 3.1 ค่าความต้านทานที่ขาเกท (RG) เทียบกับกระแสสูงสุดของ IGBT เบอร์ EXB850

พิกัด IGBT	600 V	10 A	15 A	30 A	50 A	75 A	100 A	150 A
	1200 V	-	8 A	15 A	25 A	-	50 A	75 A
RG		250 Ω	150 Ω	82 Ω	50 Ω	33 Ω	25 Ω	15 Ω
I _{cc}	5 kHz	24 mA		24 mA			26 mA	
	10 kHz							
	15 kHz	25 mA	27 mA			32 mA		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

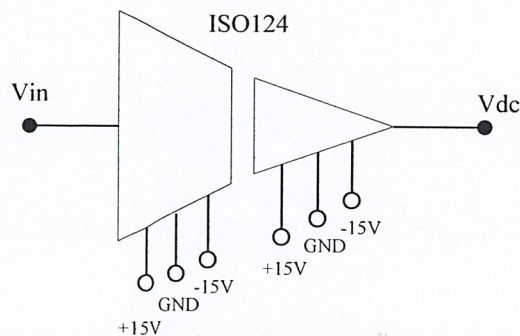
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.6 วงจรขับเกทสำหรับ IGBT Module

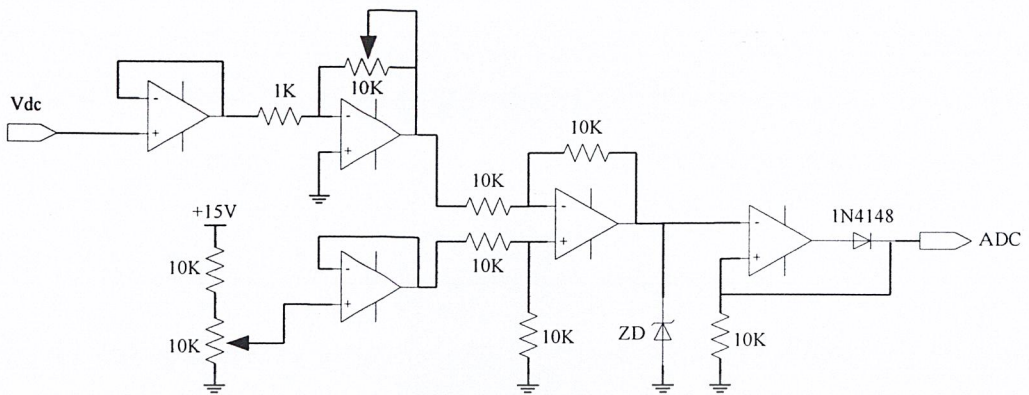
3.3.3 วงจรวัดแรงดัน (Voltage Sensor Circuit)

วงจรวัดแรงดันดีซีนั้นได้ใช้ตัววัดแรงดันของบริษัท BURR-BROWN เบอร์ ISO124 ซึ่งในการทำงานต้องใช้แหล่งจ่ายขนาด $\pm 15\text{ V}$. จำนวน 2 ชุดแบบแยกกราวด์ สำหรับภาคอินพุตและภาคเอาต์พุต ซึ่ง ISO124 นี้สามารถทนแรงดันสูงสุดระหว่าง 2 ภาคได้ 1,500 V. มีอัตราขยายสัญญาณเท่ากับ 1 พิกัดแรงดันอินพุตและเอาต์พุตเท่ากับ $\pm 10\text{ V}$. ซึ่งรายละเอียดของ ISO124 ดังแสดงในภาพที่ 3.7



ภาพที่ 3.7 ตัววัดแรงดันเบอร์ ISO124

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ทำซ้ำหรือดัดแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตก่อนนำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



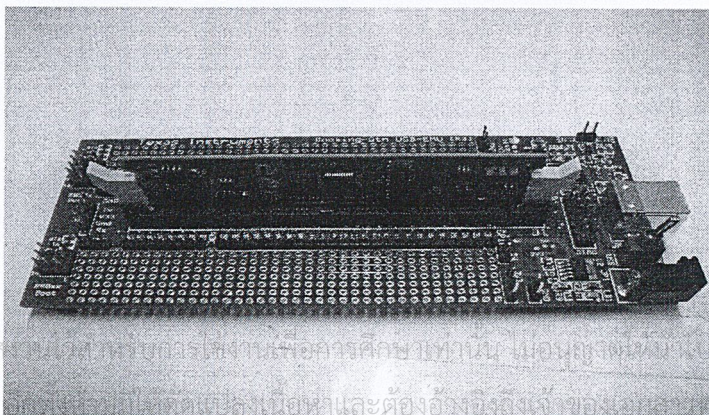
ภาพที่ 3.8 วงจรวัดแรงดันดีซี

และเนื่องจากว่าช่องรับสัญญาณอนาล็อก (ADC) ของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) นั้นรับแรงดันดีซีสูงสุดได้ 3 V. ดังนั้นในวงจรวัดแรงดันจำเป็นต้องมีการปรับลดขนาดของแรงดันลงและควบคุมให้อยู่ในช่วง 0-3 V. ในการออกแบบได้เลือกใช้อปแอมป์เบอร์ TL082 เป็นตัวขยายสัญญาณที่ได้จากตัววัดแรงดัน ISO124 และเพื่อป้องกันแรงดันไม่ให้เกิน 3 V. ได้เลือกใช้ซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5225B ในส่วนเอาต์พุตก่อนจะเข้าที่ช่อง ADC ด้วยวงจรดังกล่าวนี้แสดงไว้ในภาพที่ 3.8

3.3.4 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing, DSP)

งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เบอร์ TMS320F28027 ของบริษัท Texas Instruments ซึ่งมีรายละเอียดต่างๆ ดังนี้คือ

- ความเร็วของตัวประมวลผล 60 MHz. (16.67 ns. / cycle time)
- ตัวประมวลผลขนาด 32 บิต สถาปัตยกรรมแบบฮาร์วาร์ด (Harvard Bus Architecture)
- มีพอร์ตเอาต์พุตสำหรับสร้างสัญญาณพีดีบีแอลยูเอ็ม จำนวน 16 พอร์ต
- มีพอร์ตรองรับสัญญาณอนาล็อก จำนวน 16 พอร์ต



ภาพที่ 3.9 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เบอร์ TMS320F28027

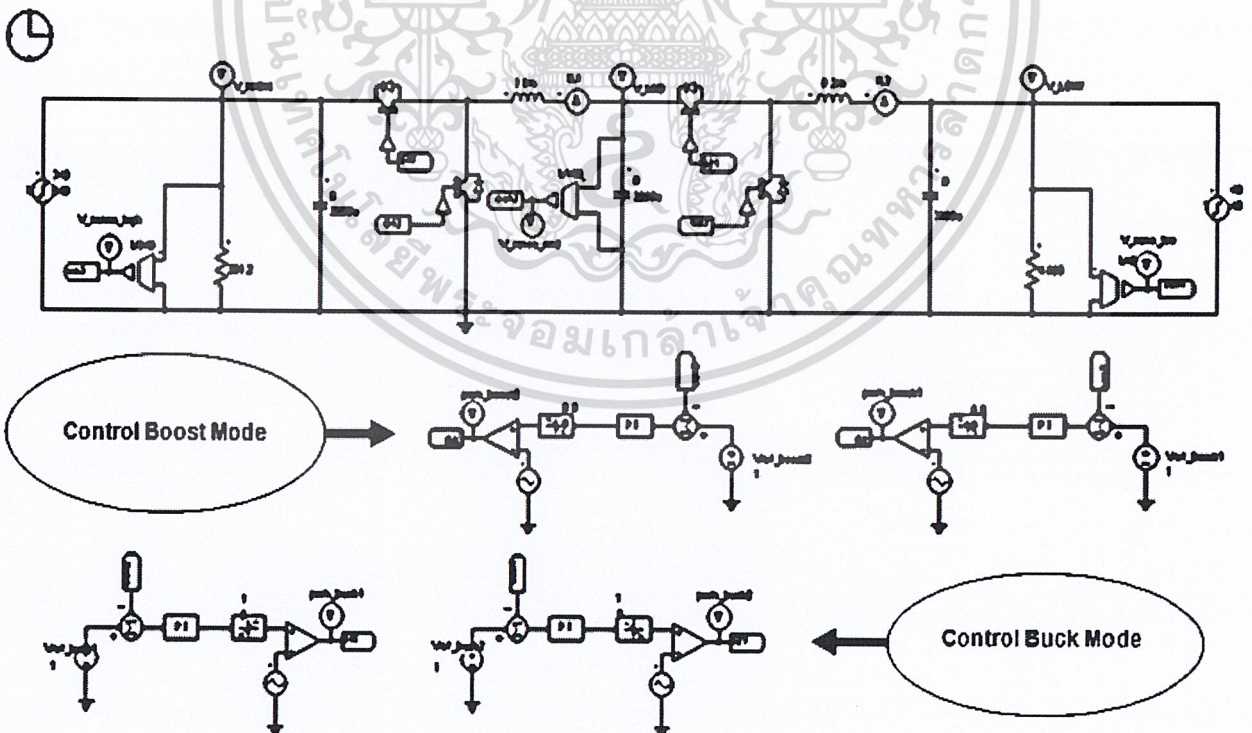
บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

โปรแกรม PSIM (Power Simulation) เป็นโปรแกรมที่จะใช้ในการตรวจสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional DC-DC Converter) แสดงดังภาพที่ 4.1 ที่สภาวะทอนแรงดัน และสภาวะทบแรงดัน เพื่อสามารถพิสูจน์ว่าวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสามารถทอนแรงดัน ทบแรงดัน และรักษาระดับแรงดันได้จริง โดยการจำลองการทำงานที่สภาวะต่างๆ

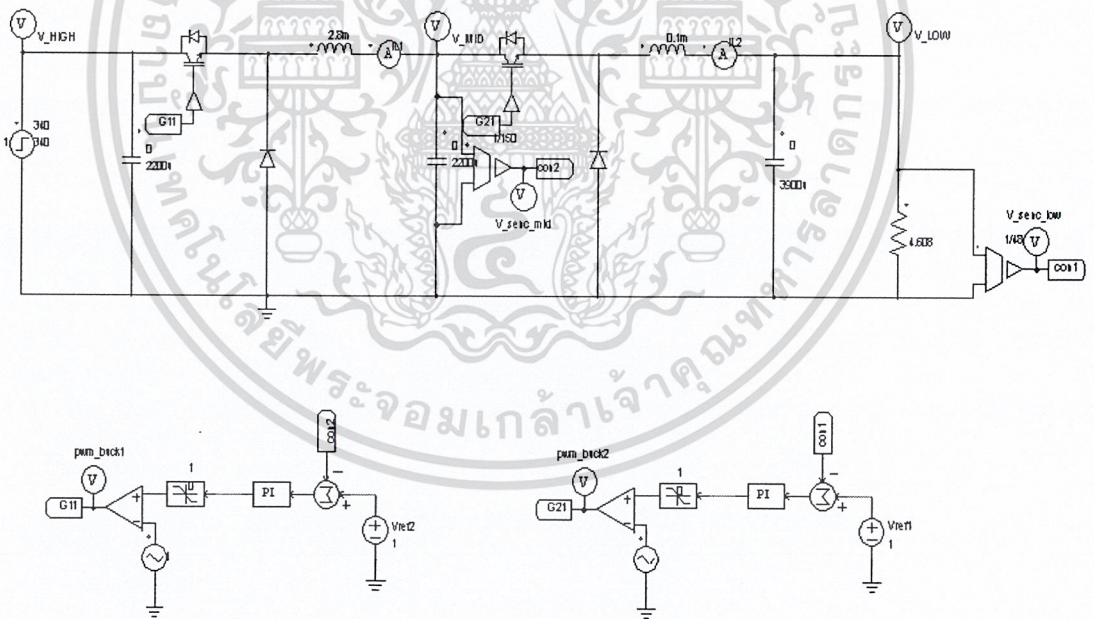
ในการตรวจสอบการทำงานนั้น จะทำการแยกการตรวจสอบออกเป็นสองสภาวะ คือ สภาวะทอนแรงดัน และสภาวะทบแรงดัน ซึ่งจะใช้ภาระทางไฟฟ้าที่มีขนาดเท่ากับภาระทางไฟฟ้าจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายได้
ภาพที่ 4.1 ภาพรวมของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

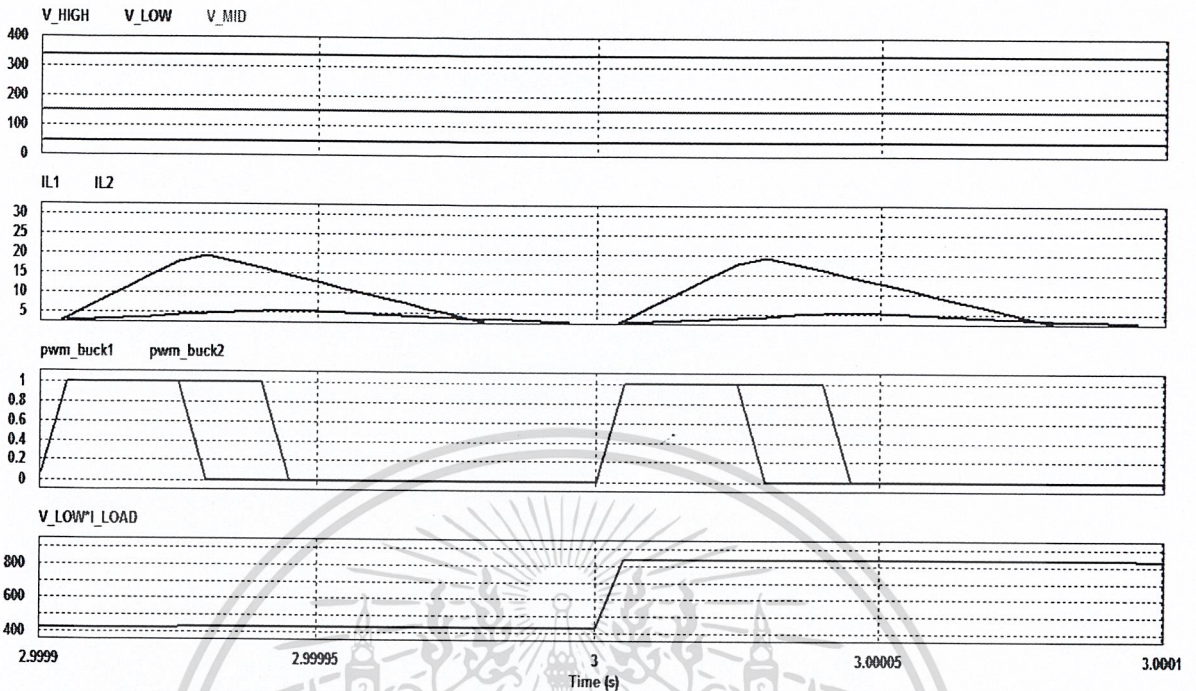
4.1.1 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะทอนแรงดัน

ในการทำงานที่สภาวะทอนแรงดัน จะทำการป้อนแรงดัน 340 V. เพื่อจ่ายให้กับภาระทางไฟฟ้าให้ได้แรงดัน 48 V. ซึ่งวงจรในการแปลงแรงดันจะเป็นแบบแคสเคด โดยการแปลงแรงดันจาก 340 V. เป็น 150 V. และจากแรงดัน 150 V. เป็น 48 V. ซึ่งในส่วนของวงจรควบคุมจะเป็นการควบคุมแบบปิด (closed-loop control) โดยการใช้เซ็นเซอร์แรงดันตรวจจับสัญญาณแรงดัน จากนั้นนำมาเทียบกับสัญญาณอ้างอิง แล้วทำการเปรียบเทียบสัญญาณด้วยวิธีการควบคุมแบบ PID แล้วนำสัญญาณที่ได้มาเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) สัญญาณพัลส์วิตท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation Signal) เพื่อใช้ในการขับสัญญาณของสวิตช์ไอจีบีที โดยจะทำการปรับค่าดีวตีไซเคิลเพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เมื่อภาระทางไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งความถี่ในการสวิตช์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 10 kHz.

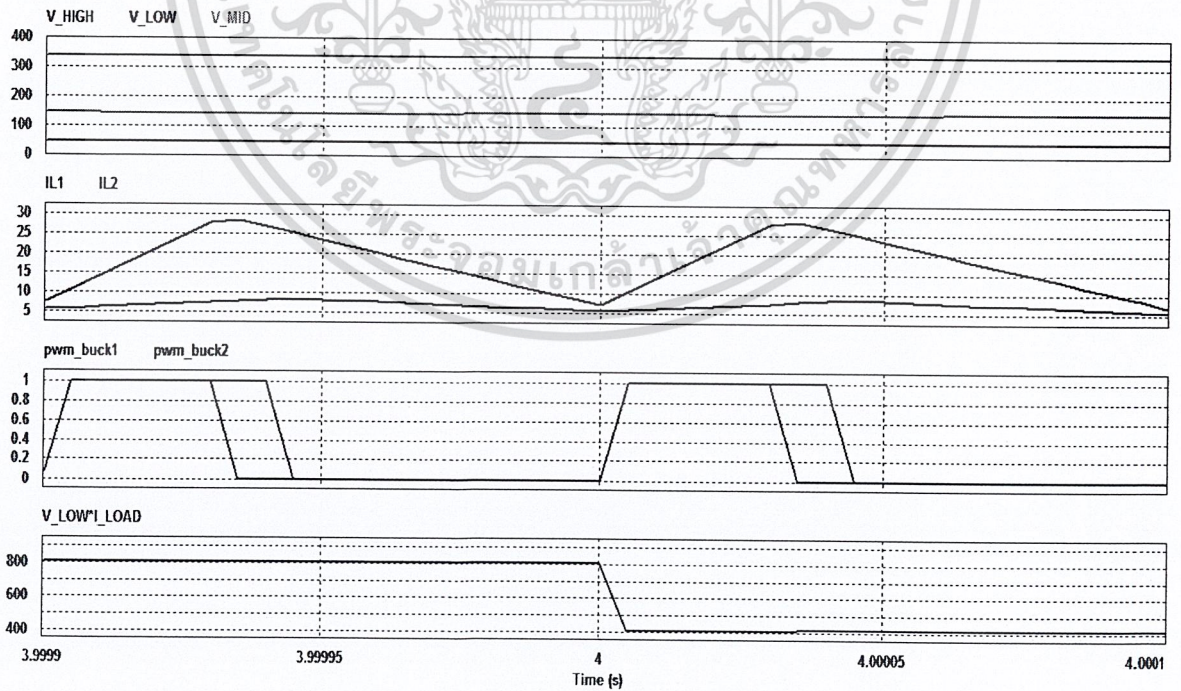


ภาพที่ 4.2 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ที่สภาวะทอนแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.3 สภาวะทอนแรงดัน ขณะเพิ่มภาระทางไฟฟ้าจาก 425 W. เป็น 845 W.



ภาพที่ 4.4 สภาวะทอนแรงดัน ขณะลดภาระทางไฟฟ้าจาก 845 W. เป็น 425 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 4.3 และ 4.4 จะแสดงถึงสภาวะทอนแรงดัน ขณะเพิ่มและลดภาระทางไฟฟ้า โดยในแต่ละภาพจะแบ่งเป็น 4 ภาพย่อย ได้แก่

1) แสดงกราฟของค่าแรงดันที่ได้ทำการแคสเคด โดยที่ $V_HIGH = 340\text{ V}$, $V_MID = 150\text{ V}$, $V_LOW = 48\text{ V}$.

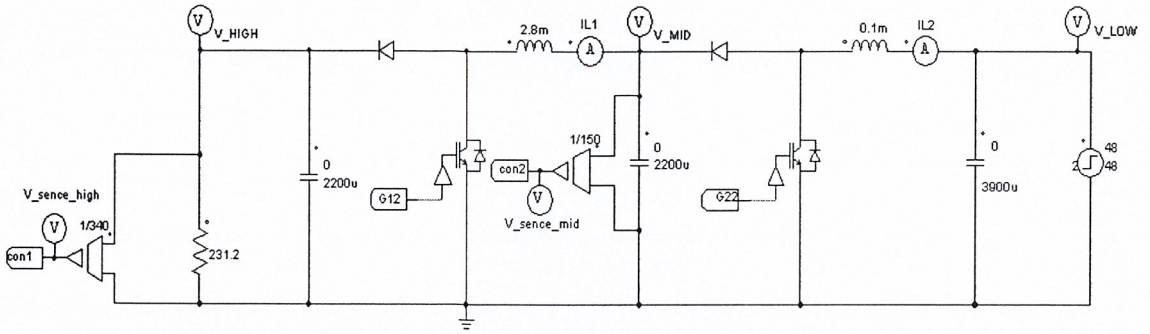
2) แสดงกราฟของค่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำโดยที่ $I_1 = 2.8\text{ mA}$, $I_2 = 0.1\text{ mA}$.

3) แสดงกราฟของสัญญาณ PWM ที่ได้จากวงจรควบคุม โดยที่ pwm_buck1 คือ สัญญาณ PWM ที่ใช้สำหรับขับสวิทช์ไอจีบีที 1, pwm_buck2 คือ สัญญาณ PWM ที่ใช้สำหรับขับสวิทช์ไอจีบีที 2

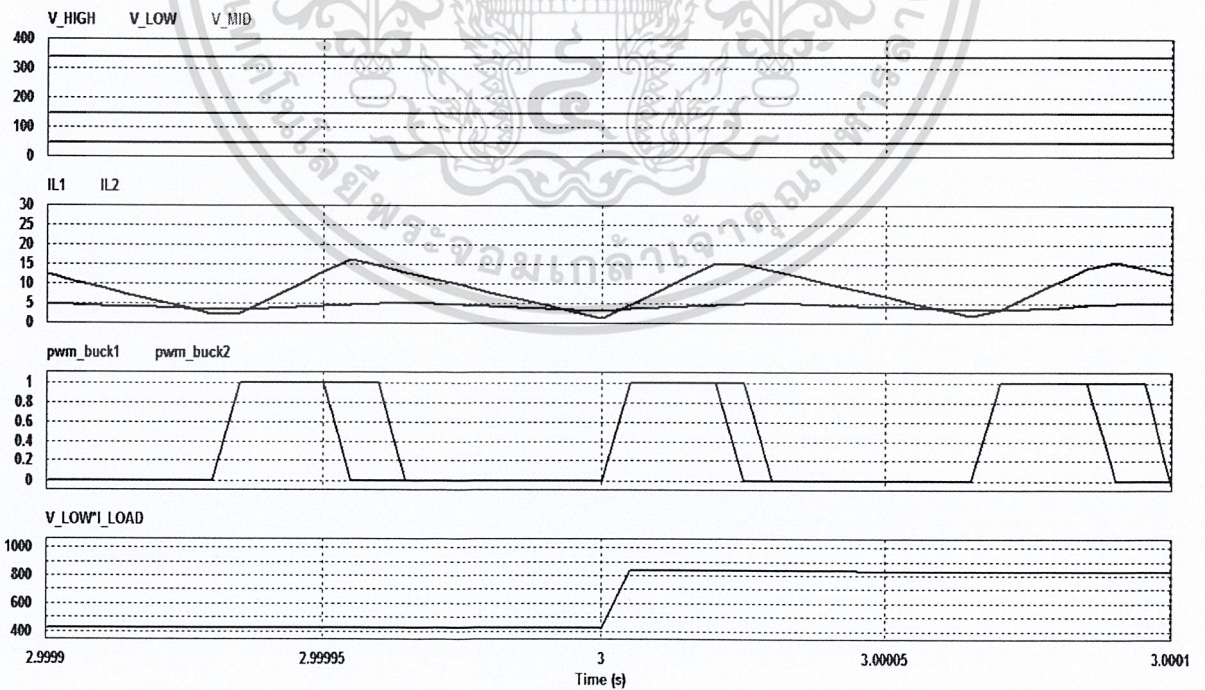
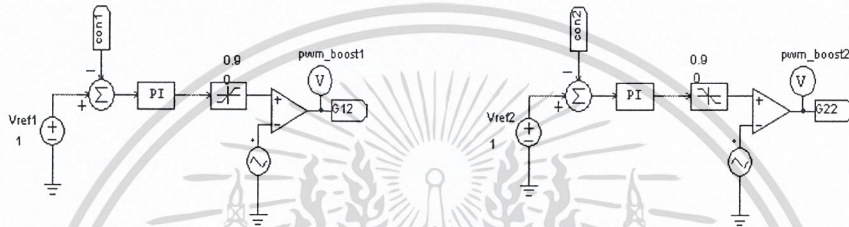
4) แสดงกราฟของกำลังไฟฟ้าเมื่อภาระทางไฟฟ้าเกิดการเปลี่ยนแปลง จะเห็นได้ว่า แม้ภาระทางไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลง แต่วงจรนี้ก็ยังสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ โดยการควบคุมสัญญาณ PWM และปรับค่าตัวรีไซเคิลที่เหมาะสมด้วยวิธีการควบคุมแบบ PID เพื่อใช้ในการขับสวิทช์

4.1.2 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะทอนแรงดัน

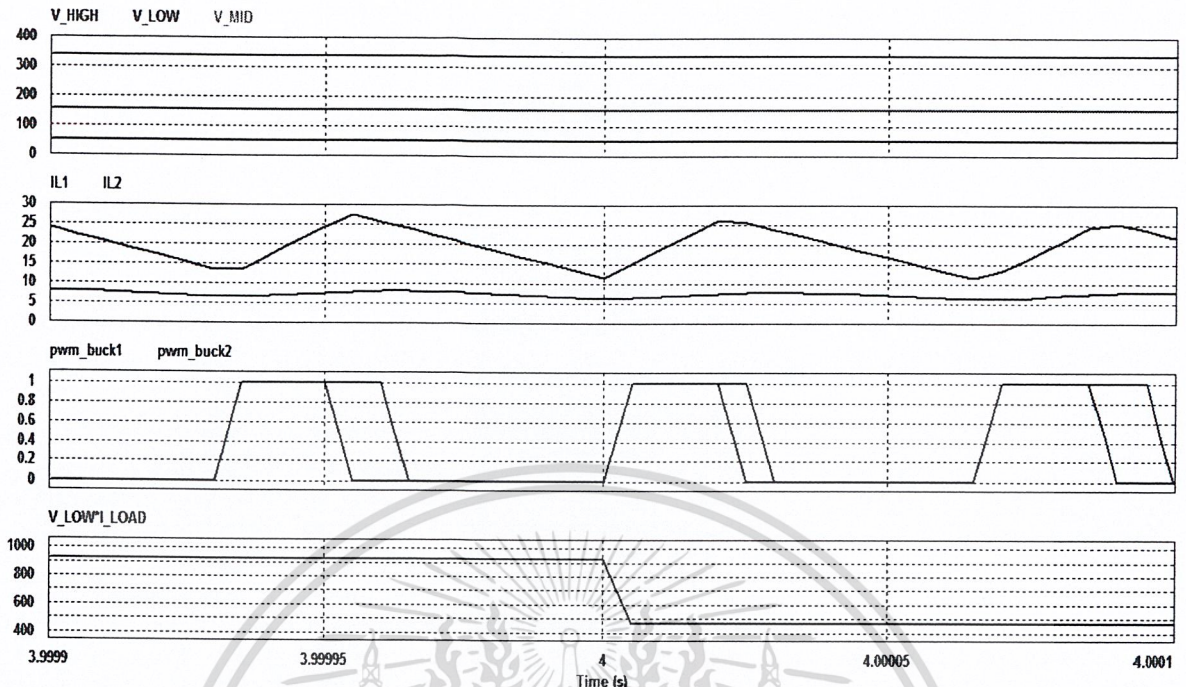
ในการทำงานที่สภาวะทอนแรงดัน จะทำการป้อนแรงดัน 48 V. เพื่อจ่ายให้กับภาระทางไฟฟ้าให้ได้แรงดัน 340 V. ซึ่งวงจรในการแปลงแรงดันจะเป็นแบบแคสเคด โดยการแปลงแรงดันจาก 48 V. เป็น 150 V. และจากแรงดัน 150 V. เป็น 340 V. ซึ่งในส่วนของวงจรควบคุมจะเป็นการควบคุมแบบปิด (closed-loop control) โดยการใช้เซ็นเซอร์แรงดันตรวจจับสัญญาณแรงดัน จากนั้นนำมาเทียบกับสัญญาณอ้างอิง แล้วทำการเปรียบเทียบสัญญาณด้วยวิธีการควบคุมแบบ PID แล้วนำสัญญาณที่ได้มาเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) สัญญาณพัลส์วิตซ์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation Signal) เพื่อใช้ในการขับสัญญาณของสวิทช์ไอจีบีที โดยจะทำการปรับค่าตัวรีไซเคิลเพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เมื่อภาระทางไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งความถี่ในการสวิทซ์จะมีค่าเท่ากับ 10 kHz.



ภาพที่ 4.5 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ที่สภาวะทบทแรงดัน



ภาพที่ 4.6 สภาวะทบทแรงดัน ขณะเพิ่มภาระทางไฟฟ้าจาก 400 W. เป็น 600 W. เนื่องจากการคำนวณการตั้งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมยังไม่แม่นยำนัก จึงจำเป็นต้องปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้เหมาะสมกับการใช้งานจริง



ภาพที่ 4.7 สภาวะทบทแรงดัน ขณะลดภาระทางไฟฟ้าจาก 500 W. เป็น 400 W.

จากภาพที่ 4.6 และ 4.7 จะแสดงถึงสภาวะทอนแรงดัน ขณะเพิ่มและลดภาระทางไฟฟ้า โดยในแต่ละภาพจะแบ่งเป็น 4 ภาพย่อย ได้แก่

1) แสดงกราฟของค่าแรงดันที่ได้ทำการแคสเคด โดยที่ $V_HIGH = 340 \text{ V}$, $V_MID = 150 \text{ V}$, $V_LOW = 48 \text{ V}$.

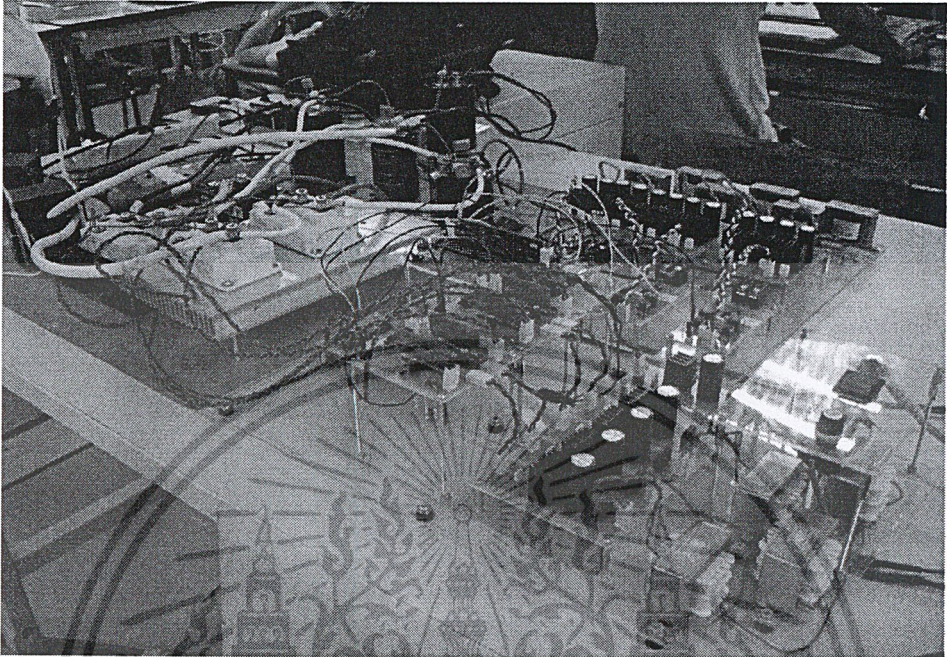
2) แสดงกราฟของค่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำโดยที่ $I_1 = 2.8 \text{ mA}$, $I_2 = 0.1 \text{ mA}$.

3) แสดงกราฟของสัญญาณ PWM ที่ได้จากวงจรถบคุม โดยที่ pwm_boost1 คือ สัญญาณ PWM ที่ใช้สำหรับขับสวิตช์ไอจีบีทีที่ 1, pwm_boost2 คือ สัญญาณ PWM ที่ใช้สำหรับขับสวิตช์ไอจีบีทีที่ 2

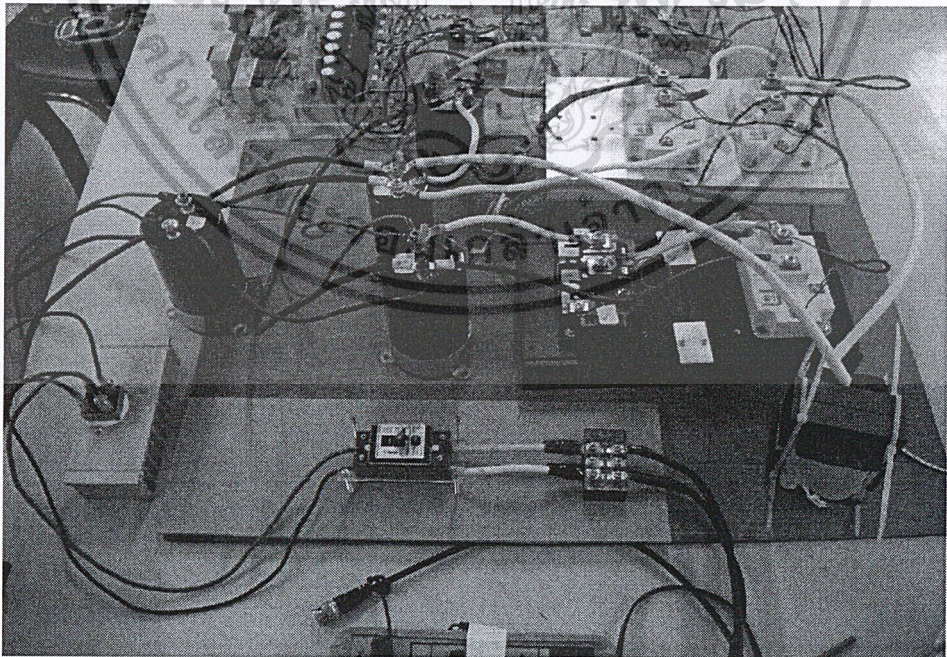
4) แสดงกราฟของกำลังไฟฟ้าเมื่อภาระทางไฟฟ้าเกิดการเปลี่ยนแปลง จะเห็นได้ว่า แม้ภาระทางไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลง แต่วงจรนี้ก็ยังสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ โดยการควบคุมสัญญาณ PWM และปรับค่าตัวตั้งไขเคล้ที่เหมาะสมด้วยวิธีการควบคุมแบบ PID เพื่อใช้ในการขับสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจรจริง

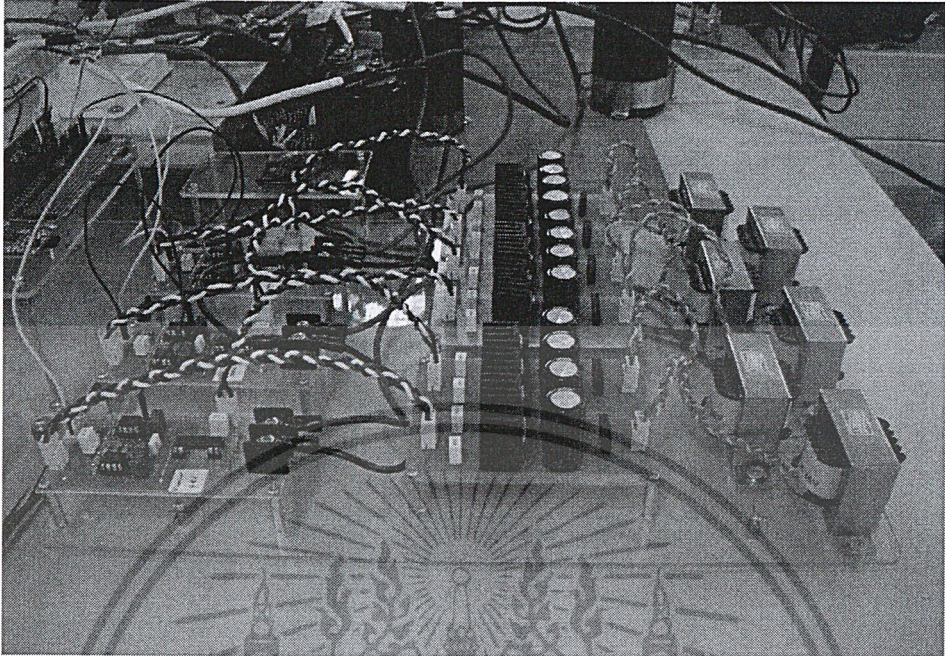


ภาพที่ 4.8 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง

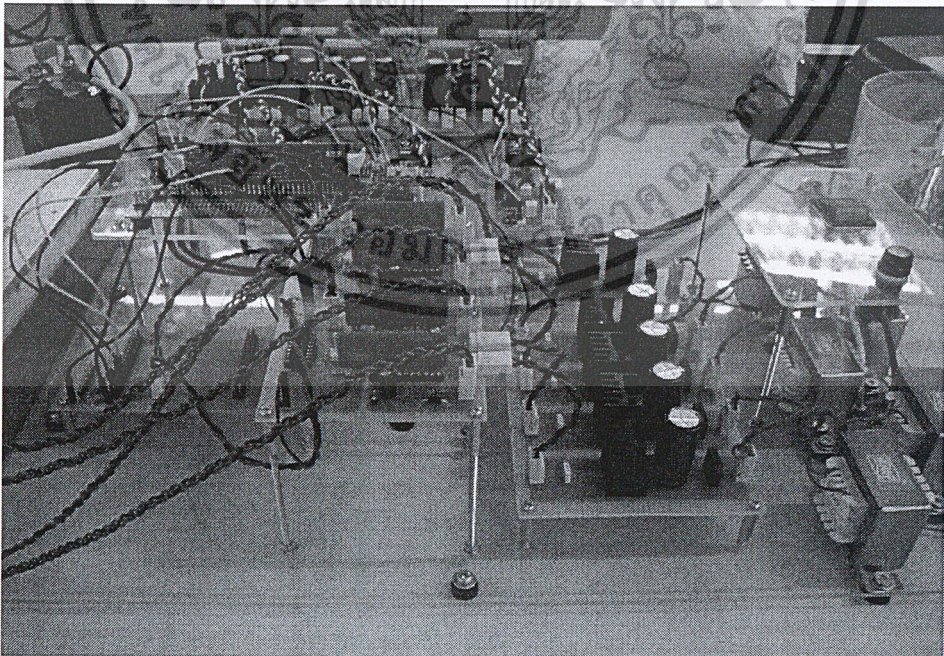


ภาพที่ 4.9 วงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



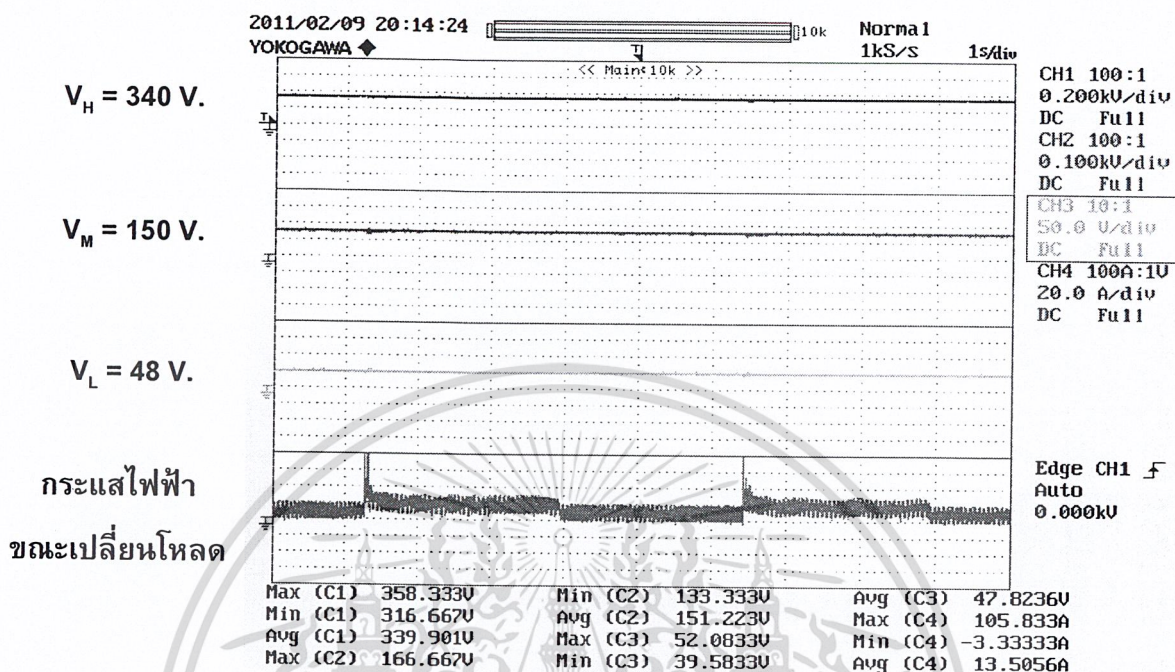
ภาพที่ 4.10 วงจรวัดแรงดัน



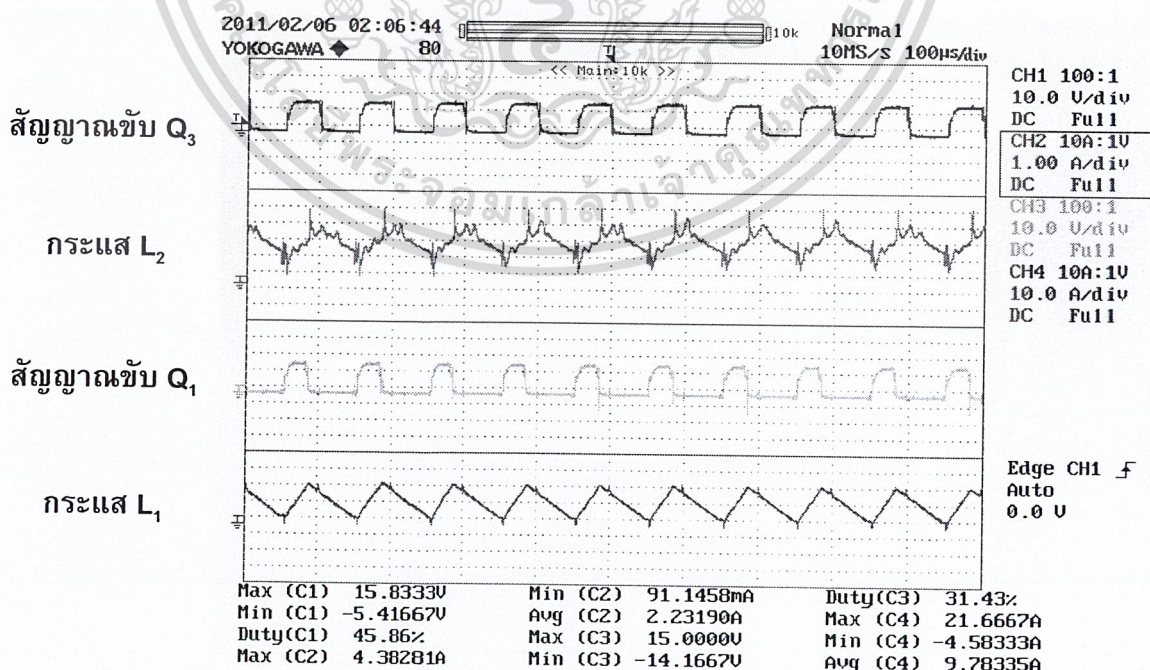
ภาพที่ 4.11 วงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่โครงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 ผลการทดลองที่สภาวะทอนแรงดัน

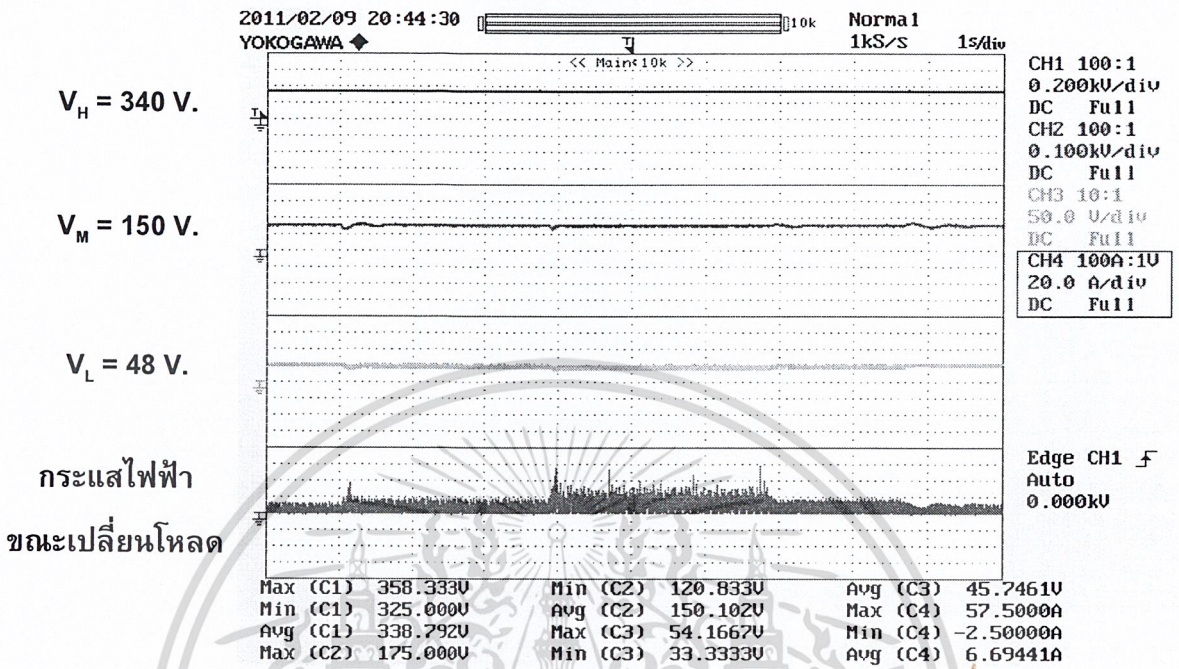


ภาพที่ 4.12 วงจรทอนแรงดัน ขณะเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า

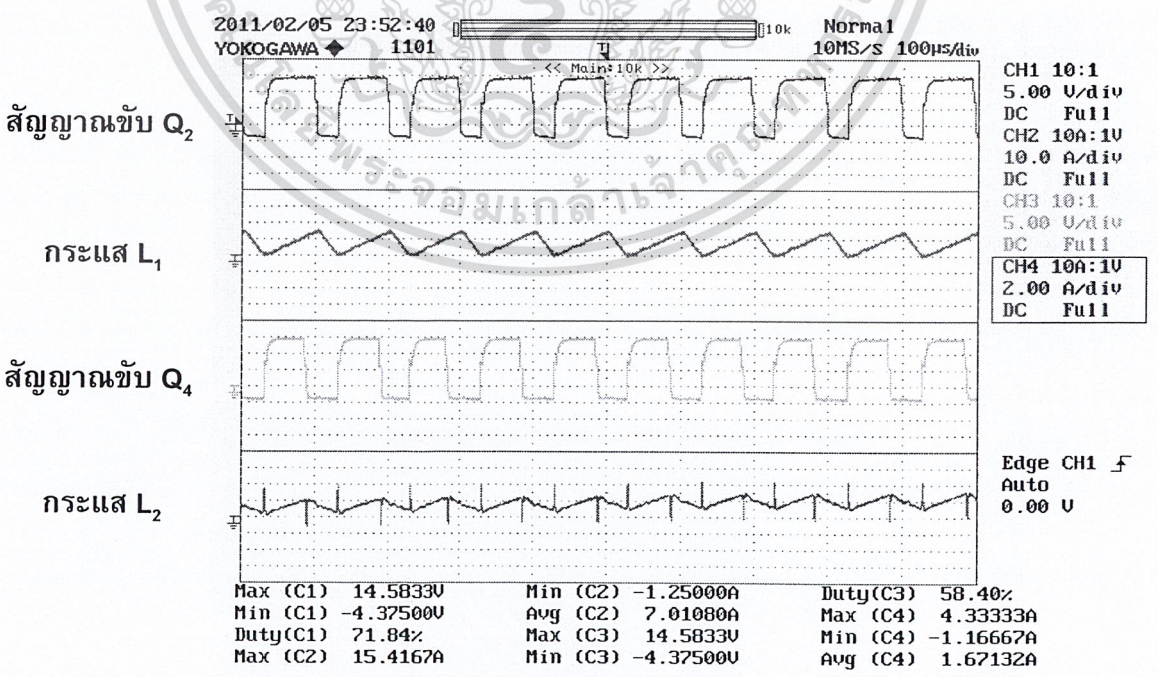


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการตีพิมพ์หรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้นิเทศการวิจัยของเอกสารฉบับนี้ที่ได้นำไปใช้
 ภาพที่ 4.13 กราฟของกระแส และสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันของวงจรทอนแรงดัน

4.2.2 ผลการทดลองที่สภาวะทบทแรงดัน



ภาพที่ 4.14 วงจรทบทแรงดัน ขณะเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า



ภาพที่ 4.15 กราฟของกระแส และสัญญาณพัลส์วิตช์ที่มีอตุเลชันของวงจรทบทแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ กรุณาแจ้งที่ 141 ถนนวิภาวดีรังสิต แขวงจตุจักร กรุงเทพฯ 10904 โทร. 0-2654-4100 ต่อ 1111 หรือ 0-2654-4100 ต่อ 1112

จากผลการทดลองที่สภาวะทอนแรงดัน พบว่า เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า วงจรยังคงสามารถรักษาระดับแรงดันจาก 340 V. เป็น 48 V. ได้ ส่วนกระแสนั้นจะมีการกระเพื่อมเกิดขึ้น ดังแสดงในภาพที่ 4.12 และในภาพที่ 4.13 กราฟที่ 1 และ 3 จะแสดงถึงสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นที่มีการปรับค่าดิวิตไชเคิลที่เหมาะสมเพื่อใช้ในการขับสวิทช์ Q_3 และ Q_1 ตามลำดับ โดยที่ค่าดิวิตไชเคิลที่ Q_3 และ Q_1 มีค่าเท่ากับ 45.86 % และ 31.43 % ตามลำดับ ส่วนในกราฟที่ 2 และ 4 จะแสดงถึงสัญญาณของกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 มีค่าเท่ากับ 9.78335 A. และ 2.23190 A. ตามลำดับ

จากผลการทดลองที่สภาวะทบแรงดัน พบว่า เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงภาระทางไฟฟ้า วงจรยังคงสามารถรักษาระดับแรงดันจาก 48 V. เป็น 340 V. ได้ ส่วนกระแสนั้นจะมีการกระเพื่อมเกิดขึ้น ดังแสดงในภาพที่ 4.14 และในภาพที่ 4.15 กราฟที่ 1 และ 3 จะแสดงถึงสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นที่มีการปรับค่าดิวิตไชเคิลที่เหมาะสมเพื่อใช้ในการขับสวิทช์ Q_2 และ Q_4 ตามลำดับ โดยที่ค่าดิวิตไชเคิลที่ Q_2 และ Q_4 มีค่าเท่ากับ 71.84 % และ 58.40 % ตามลำดับ ส่วนในกราฟที่ 2 และ 4 จะแสดงถึงสัญญาณของกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 มีค่าเท่ากับ 7.01080 A. และ 1.67132 A. ตามลำดับ

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

จากวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional DC-DC Converter) ที่สร้างขึ้น สามารถควบคุมทิศทางไหลของกำลังไฟฟ้าได้ด้วยการควบคุมการทำงานของ สวิตช์ไอจีบีทีด้วยการส่งสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) จากไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น TMS320F28027 ไปยังวงจรถับเกทจากการออกแบบด้วยโปรแกรมจำลองทางคอมพิวเตอร์ PSIM (Power Simulation) ได้จำลองการทำงานในสภาวะทอนแรงดันจาก 340 V. เป็น 48 V. และสภาวะทบแรงดัน 48 V. เป็น 340 V. ระบบสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าถึงแม้จะมีการ เปลี่ยนแปลงโหลดและแรงดันขาเข้าก็ตาม

จากการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional DC-DC Converter) ในสภาวะทอนแรงดันได้ทำการจ่ายแรงดันขาเข้าที่ 340 V. แล้วทำการทอนแรงดันขาออกที่ 150 V. และ 48 V. จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันขาออกที่ 150 V. และ 48 V. ได้จริงทั้งในกรณีที่โหลดลดลงและเพิ่มขึ้นหรือเพิ่มและลดแรงดันขาเข้า ส่วนการทำงานในสภาวะทบแรงดันได้ทำการจ่ายแรงดันขาเข้าที่ 48 V. แล้วทำการทบแรงดันขาออกได้ที่ 150 V. และ 340 V. จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันขาออกที่ 150 V. และ 340 V. ได้จริงทั้งในกรณีที่โหลดเพิ่มขึ้นและลดลงหรือเพิ่มและลดแรงดันขาเข้าเช่นกัน

5.2 บทวิจารณ์

ในการวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาลักษณะการทำงานของวงจร Bi-directional DC-DC Converter พร้อมทั้งทำการออกแบบและสร้างชุดทดลองเพื่อศึกษาลักษณะการทำงานจริงโดยมีทั้งหมด 2 ส่วน คือ ส่วนวงจรกำลังและวงจรควบคุม ซึ่งจากการศึกษาวงจรจากโปรแกรมจำลองทางคอมพิวเตอร์ PSIM (Power Simulation) มาช่วยในการจำลองวงจรถูกนำมาสร้างวงจรและนำมาเปรียบเทียบผลการทดลองกับวงจรใช้งานจริง

5.3 ข้อเสนอแนะ

ในการทำการทดลองทุกครั้งขั้นแรกหลังจากการต่อวงจรกำลังครบถ้วนแล้ว ควรทำการตรวจสอบในส่วนของวงจรควบคุมก่อนว่าทำงานหรือไม่ โดยเฉพาะวงจรเรียงกระแสหรือแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงทั้งวงจรขับเกทและวงจรวัดแรงดันว่าได้เป็นไปตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ ในการวัดค่าต่างๆในวงจรกำลังควรใช้ Differential probe เพื่อป้องกันการเกิดแรงดันและกระแสเกิน ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้ Oscilloscope ได้รับความเสียหายได้ ในการทดลองควรเพิ่มแรงดันที่ลดน้อยและไม่ควรจ่ายโหลดเกินกว่าพิกัดที่ได้ออกแบบเอาไว้เพื่อความปลอดภัย

5.4 สิ่งที่ต้องดำเนินการต่อ

1. ทำการออกแบบการควบคุมโดยใช้ชุดไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมช่วงการทำงานในโหมดของวงจรถบแรงดันและวงจรถอนแรงดันได้อัตโนมัติ
2. ทำการออกแบบวงจรวัดกระแสในแต่ละจุดที่ต้องการวัดค่าและเขียนโปรแกรมเพื่อรับค่าเพื่อใช้ในการป้องกันกระแสเกิน
3. ทำการเชื่อมต่อวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional DC-DC Converter) ระหว่างดีซีกริด (340 V.) และเครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตช์รีลักแตนท์ (48 V.) ที่สามารถทำงานได้ในโหมดของมอเตอร์เพื่อนำพลังงานจากดีซีกริดไปเก็บสะสมในรูปของพลังงานจลน์ในล้อช่วยแรง และทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อนำพลังงานที่เก็บสะสมไว้มาจ่ายให้กับดีซีกริด
4. ทำการชুবวานิชตัวเหนี่ยวนำเพื่อลดเสียงเนื่องจากการสั่นของแกนเหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง
(Bi-directional DC-DC Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ทั้งนี้ทั้งนั้นผู้ใดที่นำเอกสารฉบับนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารหรือผู้ที่มีอำนาจในการนำไปใช้

ภาพที่ 1 ตัวเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้น ก) ขนาด 4.2 mH. ข) ขนาด 1.6 mH.

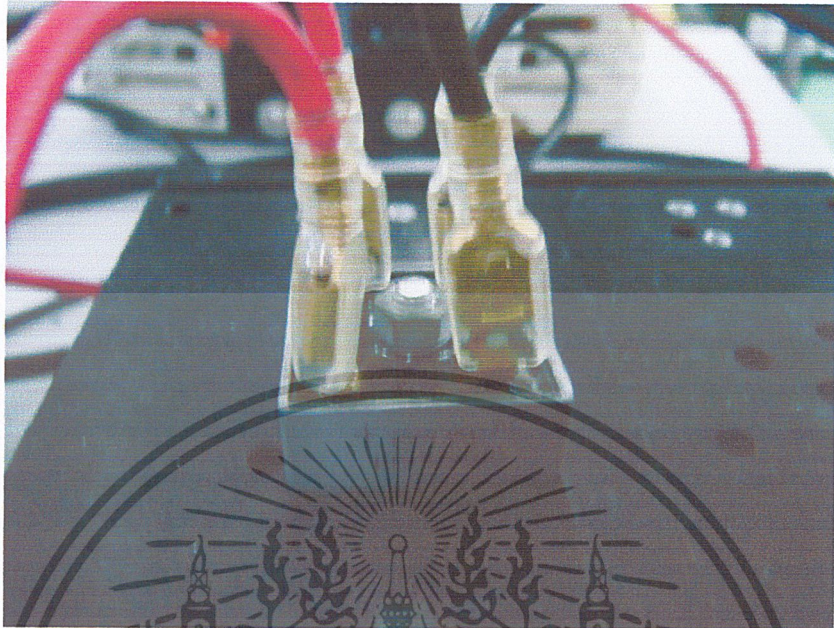


ภาพที่ 2 ตัวเก็บประจุที่นำมาใช้มีพิกัดขนาด 2200 uF

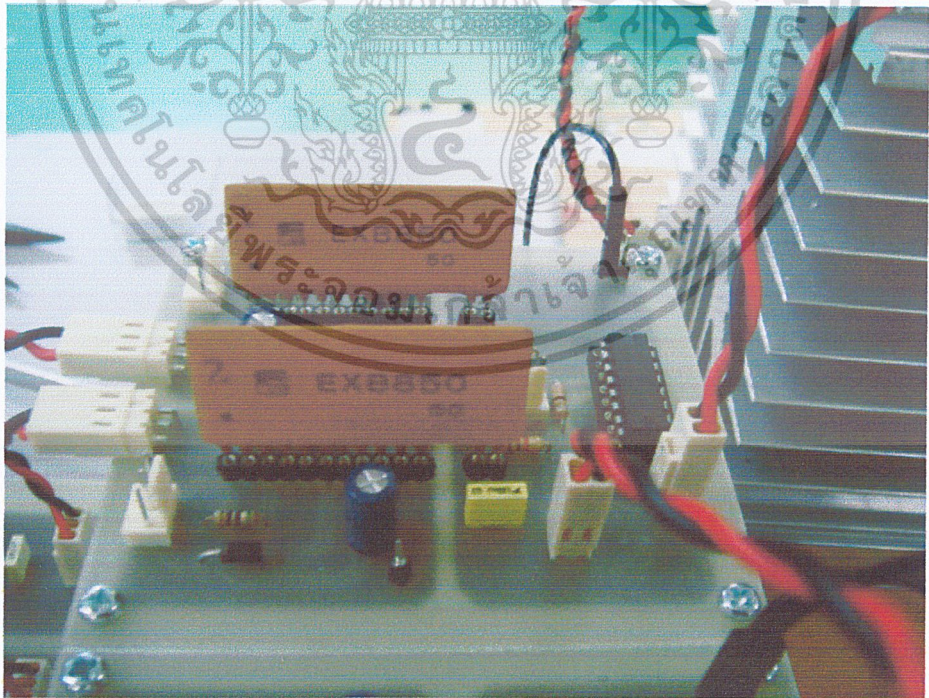


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะสื่อนี้และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

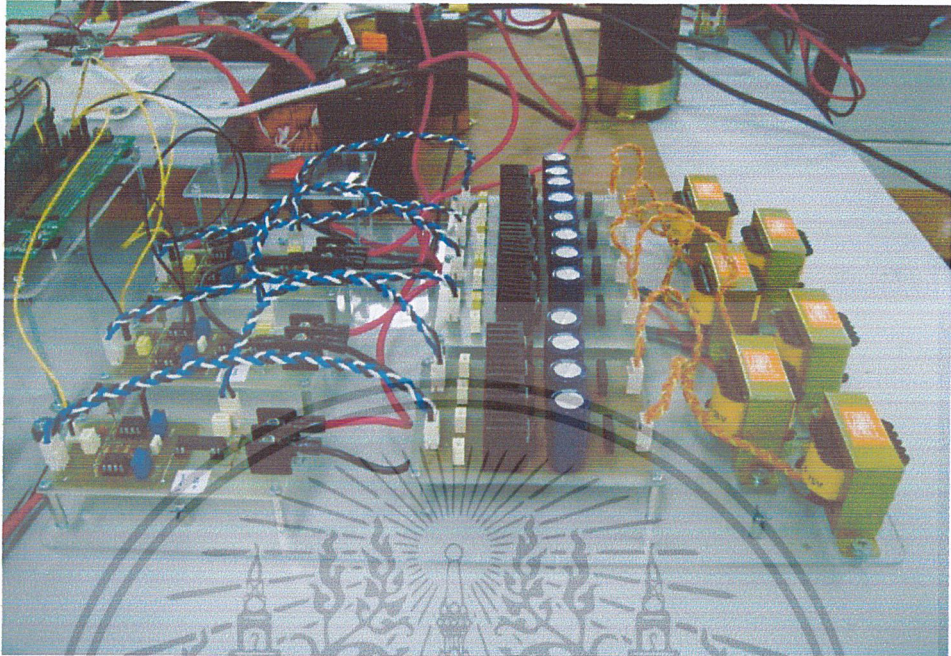
ภาพที่ 3 สวิตช์ไอจีบีที



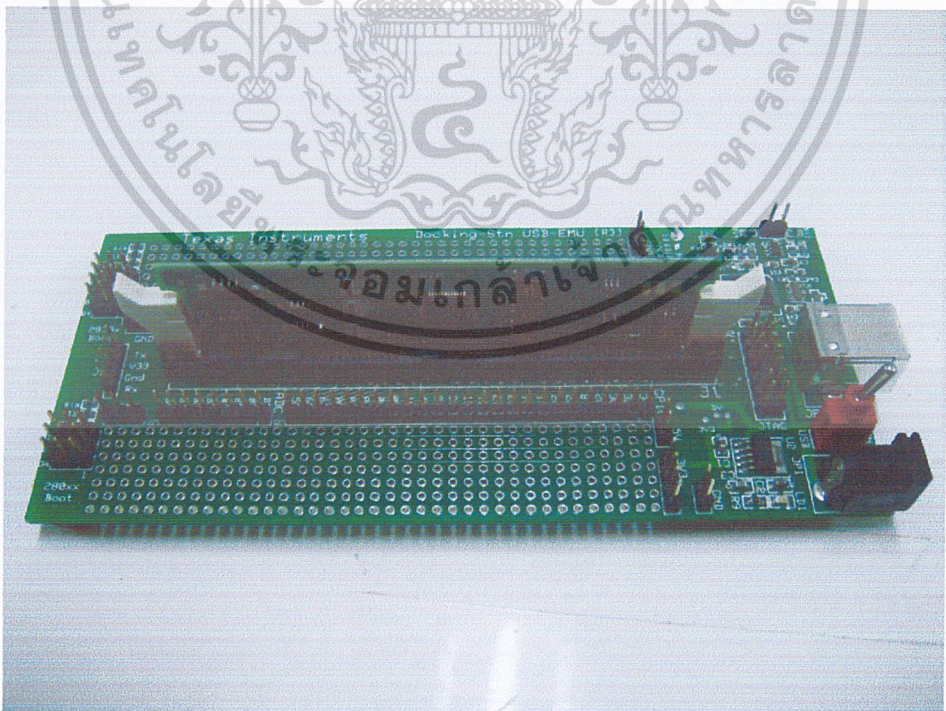
ภาพที่ 4 วงจรเรียงกระแสแบบ 1 เฟสต้านแรงดัน 340 V. และ 48 V.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวิทยานิพนธ์ของนักศึกษาที่สนใจศึกษาเกี่ยวกับเทคโนโลยีการนำไฟฟ้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6 วงจรวัดแรงดัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ภาพที่ 7 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

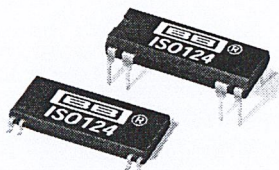


BURR – BROWN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISO124



Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: $V_O = \pm 10V$
- 16-PIN PLASTIC DIP AND 28-LEAD SOIC
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

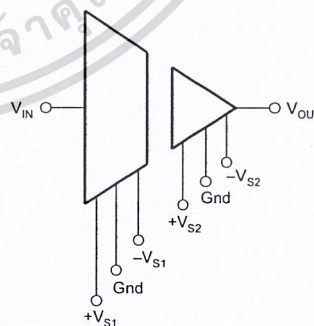
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4mA to 20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and $200\mu V/^\circ C$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{S1} and $\pm 5.5mA$ on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO124 is available in 16-pin plastic DIP and 28-lead plastic surface mount packages.



SPECIFICATIONS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ISOLATION Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test (1) Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	1s, 5pc PD 60Hz $V_{ISO} = 240\text{Vrms}$	1500 2400	140 $10^{14} \parallel 2$ 0.18	0.5	V_{ac} V_{ac} dB $\Omega \parallel \text{pF}$ μArms
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity(2)	$V_O = \pm 10\text{V}$		1 ± 0.05 ± 10 ± 0.005	± 0.50 ± 0.010	V/V %FSR ppm/ $^\circ\text{C}$ %FSR
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5 200		V k Ω
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage(3)		± 10 ± 5	± 12.5 ± 15 0.1 20		V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_O = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150		kHz V/ μs μs μs μs
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 18 ± 7.0 ± 7.0	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40		+85 +85 +85	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

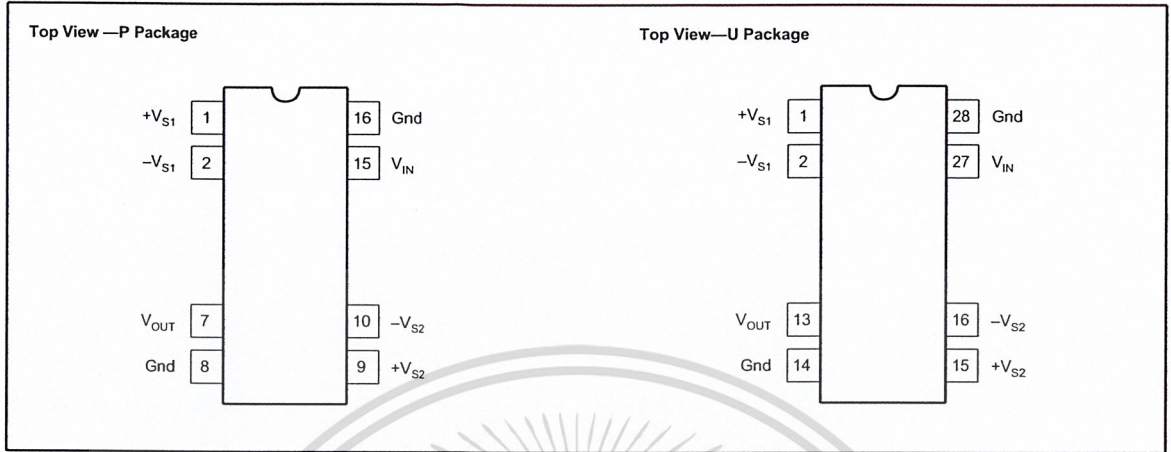


ISO124

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของบริษัทหรือหน่วยงานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

การมีเอกสารนี้ขึ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CONNECTION DIAGRAM



PACKAGE INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
ISO124P	16-Pin Plastic DIP	238
ISO124U	28-Lead Plastic SOIC	217-1

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
V _{IN}	±100V
Continuous Isolation Voltage	1500Vrms
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature	+85°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short to Common	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.

ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	NONLINEARITY MAX %FSR
ISO124P	16-Pin Plastic DIP	±0.010
ISO124U	28-Lead Plastic SOIC	±0.010



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

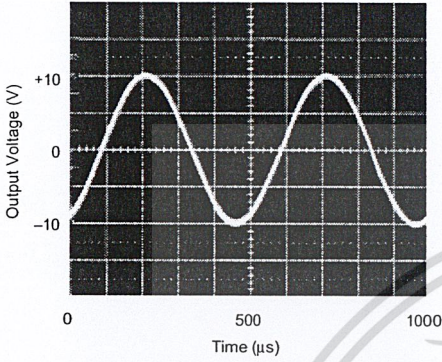
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี

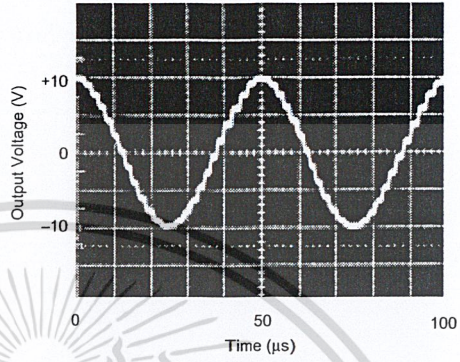
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

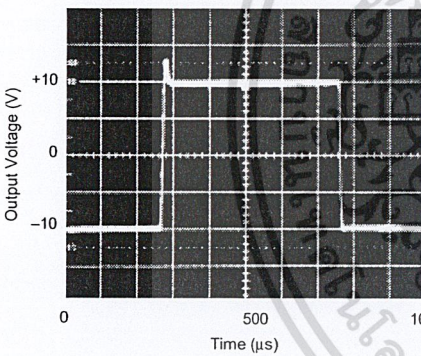
SINE RESPONSE
(f = 2kHz)



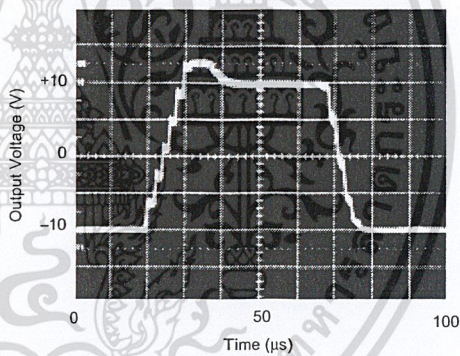
SINE RESPONSE
(f = 20kHz)



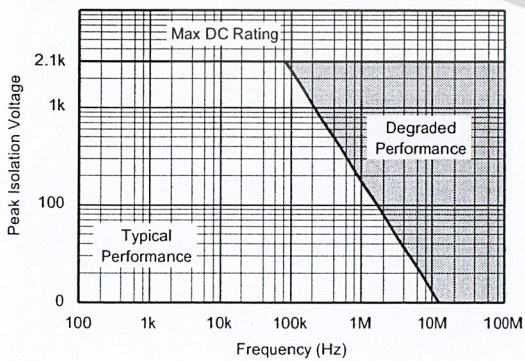
STEP RESPONSE



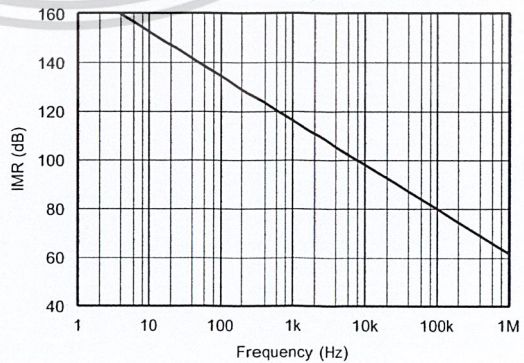
STEP RESPONSE



ISOLATION VOLTAGE
vs FREQUENCY



IMR vs FREQUENCY



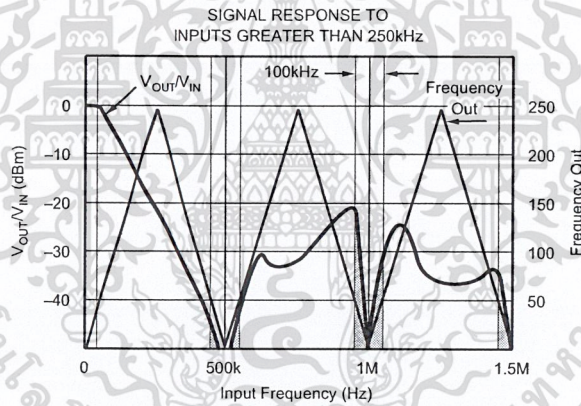
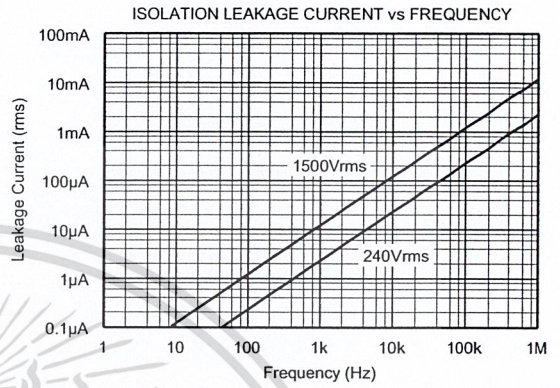
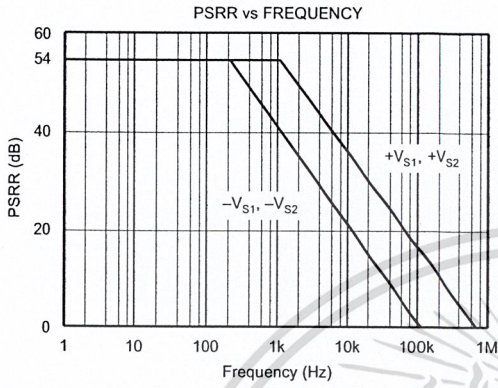
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



ISO124

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



(NOTE: Shaded area shows aliasing frequencies that cannot be removed by a low-pass filter at the output.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี

THEORY OF OPERATION

The ISO124 isolation amplifier uses an input and an output section galvanically isolated by matched 1pF isolating capacitors built into the plastic package. The input is duty-cycle modulated and transmitted digitally across the barrier. The output section receives the modulated signal, converts it back to an analog voltage and removes the ripple component inherent in the demodulation. Input and output sections are fabricated, then laser trimmed for exceptional circuitry matching common to both input and output sections. The sections are then mounted on opposite ends of the package with the isolating capacitors mounted between the two sections. The transistor count of the ISO124 is 250 transistors.

MODULATOR

An input amplifier (A1, Figure 1) integrates the difference between the input current ($V_{IN}/200k\Omega$) and a switched $\pm 100\mu A$ current source. This current source is implemented by a switchable $200\mu A$ source and a fixed $100\mu A$ current sink. To understand the basic operation of the modulator, assume that $V_{IN} = 0.0V$. The integrator will ramp in one direction until the comparator threshold is exceeded. The comparator and sense amp will force the current source to switch; the resultant signal is a triangular waveform with a 50% duty cycle. The internal oscillator forces the current source to switch at 500kHz. The resultant capacitor drive is a complementary duty-cycle modulation square wave.

DEMODULATOR

The sense amplifier detects the signal transitions across the capacitive barrier and drives a switched current source into integrator A2. The output stage balances the duty-cycle

modulated current against the feedback current through the $200k\Omega$ feedback resistor, resulting in an average value at the V_{OUT} pin equal to V_{IN} . The sample and hold amplifiers in the output feedback loop serve to remove undesired ripple voltages inherent in the demodulation process.

BASIC OPERATION

SIGNAL AND SUPPLY CONNECTIONS

Each power supply pin should be bypassed with $1\mu F$ tantalum capacitors located as close to the amplifier as possible. The internal frequency of the modulator/demodulator is set at 500kHz by an internal oscillator. Therefore, if it is desired to minimize any feedthrough noise (beat frequencies) from a DC/DC converter, use a π filter on the supplies (see Figure 4). ISO124 output has a 500kHz ripple of 20mV, which can be removed with a simple two pole low-pass filter with a 100kHz cutoff using a low cost op amp (see Figure 4).

The input to the modulator is a current (set by the $200k\Omega$ integrator input resistor) that makes it possible to have an input voltage greater than the input supplies, as long as the output supply is at least $\pm 15V$. It is therefore possible when using an unregulated DC/DC converter to minimize PSR related output errors with $\pm 5V$ voltage regulators on the isolated side and still get the full $\pm 10V$ input and output swing. An example of this application is shown in Figure 9.

CARRIER FREQUENCY CONSIDERATIONS

The ISO124 amplifier transmits the signal across the isolation barrier by a 500kHz duty cycle modulation technique. For input signals having frequencies below 250kHz, this system works like any linear amplifier. But for frequencies

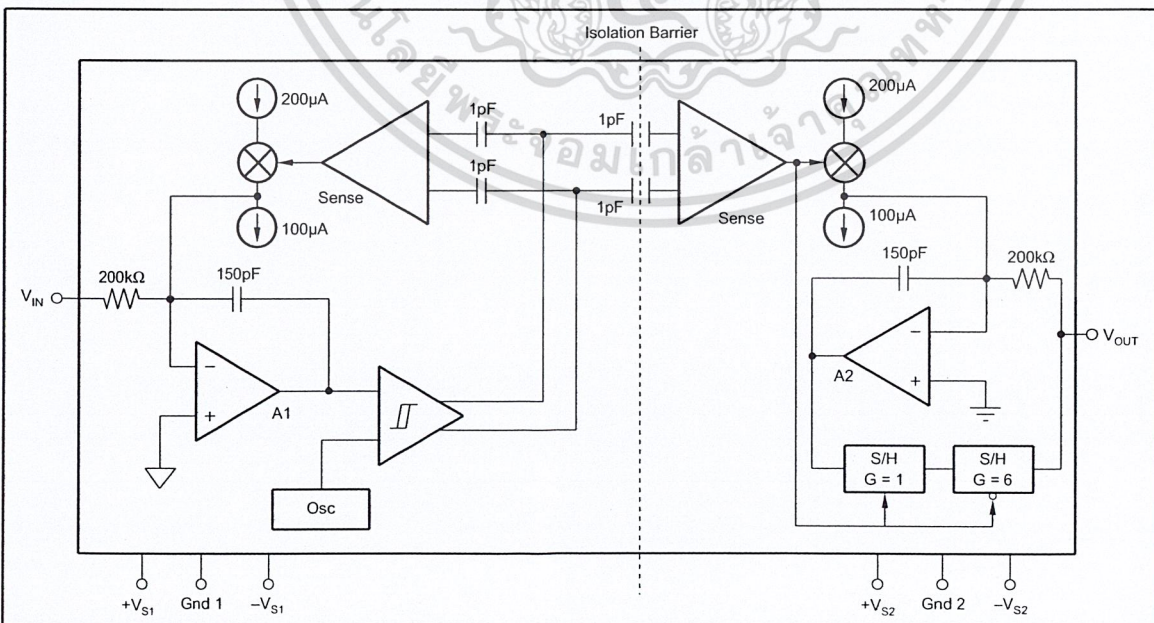


FIGURE 1. Block Diagram. ที่สวจนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

above 250kHz, the behavior is similar to that of a sampling amplifier. The signal response to inputs greater than 250kHz performance curve shows this behavior graphically; at input frequencies above 250kHz the device generates an output signal component of reduced magnitude at a frequency below 250kHz. This is the aliasing effect of sampling at frequencies less than 2 times the signal frequency (the Nyquist frequency). Note that at the carrier frequency and its harmonics, both the frequency and amplitude of the aliasing go to zero.

ISOLATION MODE VOLTAGE INDUCED ERRORS

IMV can induce errors at the output as indicated by the plots of IMV vs Frequency. It should be noted that if the IMV frequency exceeds 250kHz, the output also will display spurious outputs (aliasing) in a manner similar to that for $V_{IN} > 250\text{kHz}$ and the amplifier response will be identical to that shown in the "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" typical performance curve. This occurs because IMV-induced errors behave like input-referred error signals. To predict the total error, divide the isolation voltage by the IMR shown in the "IMR versus Frequency" typical performance curve and compute the amplifier response to this input-referred error signal from the data given in the "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" typical performance curve. For example, if a 800kHz 1000Vrms IMR is present, then a total of $[(-60\text{dB}) + (-30\text{dB})] \times (1000\text{V}) = 32\text{mV}$ error signal at 200kHz plus a 1V, 800kHz error signal will be present at the output.

HIGH IMV dV/dt ERRORS

As the IMV frequency increases and the dV/dt exceeds $1000\text{V}/\mu\text{s}$, the sense amp may start to false trigger, and the output will display spurious errors. The common-mode current being sent across the barrier by the high slew rate is the cause of the false triggering of the sense amplifier. Lowering the power supply voltages below $\pm 15\text{V}$ may decrease the dV/dt to $500\text{V}/\mu\text{s}$ for typical performance.

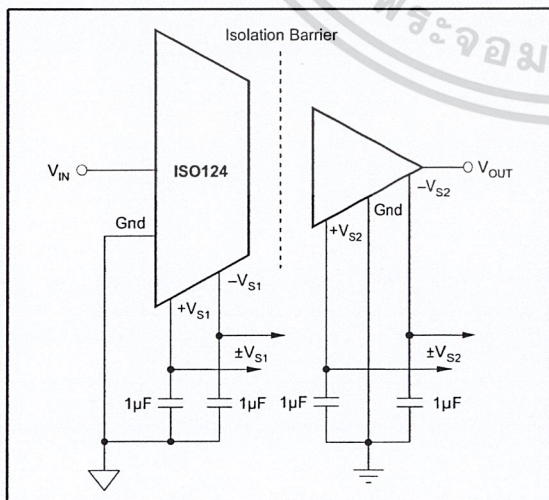


FIGURE 2. Basic Signal and Power Connections.

HIGH VOLTAGE TESTING

Burr-Brown Corporation has adopted a partial discharge test criterion that conforms to the German VDE0884 Optocoupler Standards. This method requires the measurement of minute current pulses ($<5\text{pC}$) while applying 2400Vrms, 60Hz high voltage stress across every ISO124 isolation barrier. No partial discharge may be initiated to pass this test. This criterion confirms transient overvoltage ($1.6 \times 1500\text{Vrms}$) protection without damage to the ISO124. Lifetest results verify the absence of failure under continuous rated voltage and maximum temperature.

This new test method represents the "state-of-the art" for non-destructive high voltage reliability testing. It is based on the effects of non-uniform fields that exist in heterogeneous dielectric material during barrier degradation. In the case of void non-uniformities, electric field stress begins to ionize the void region before bridging the entire high voltage barrier. The transient conduction of charge during and after the ionization can be detected externally as a burst of 0.01-0.1µs current pulses that repeat on each ac voltage cycle. The minimum ac barrier voltage that initiates partial discharge is defined as the "inception voltage." Decreasing the barrier voltage to a lower level is required before partial discharge ceases and is defined as the "extinction voltage." We have characterized and developed the package insulation processes to yield an inception voltage in excess of 2400Vrms so that transient overvoltages below this level will not damage the ISO124. The extinction voltage is above 1500Vrms so that even overvoltage induced partial discharge will cease once the barrier voltage is reduced to the 1500Vrms (rated) level. Older high voltage test methods relied on applying a large enough overvoltage (above rating) to break down marginal parts, but not so high as to damage good ones. Our new partial discharge testing gives us more confidence in barrier reliability than breakdown/no breakdown criteria.

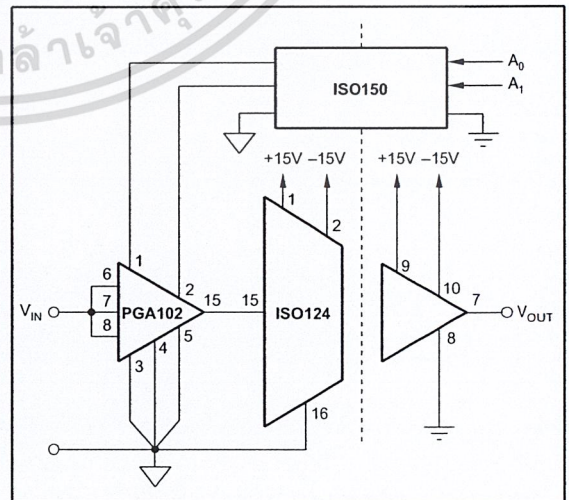


FIGURE 3. Programmable-Gain Isolation Channel with

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. Gains of 1, 10, and 100. โปรดใช้ความระมัดระวังในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี

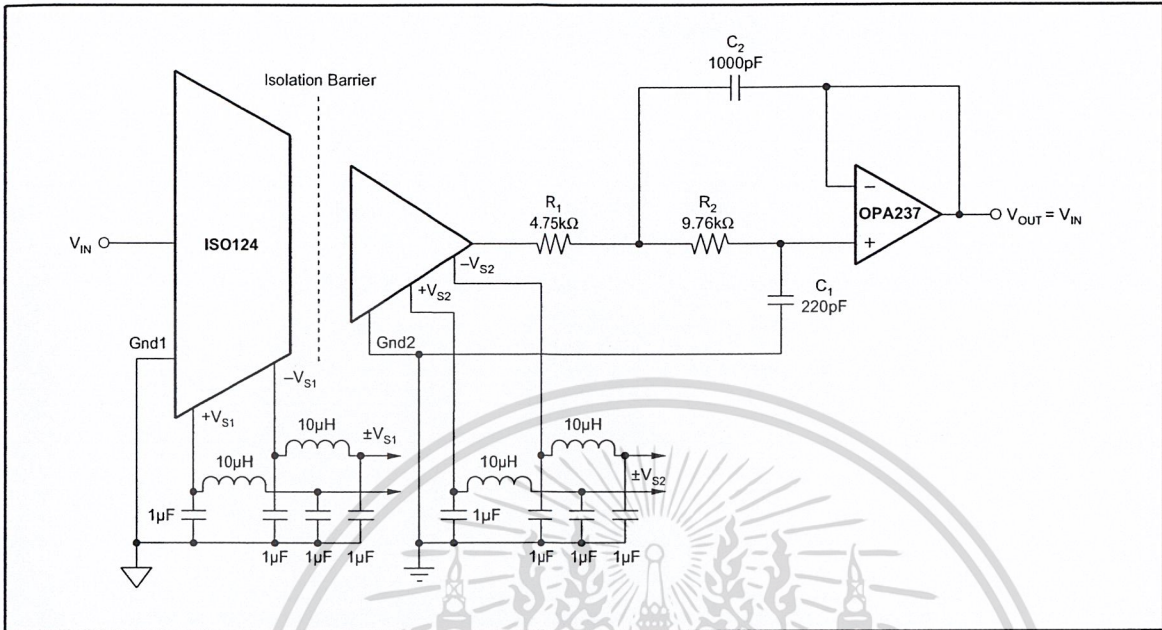


FIGURE 4. Optional π Filter to Minimize Power Supply Feedthrough Noise; Output Filter to Remove 500kHz Carrier Ripple. For more information concerning output filter refer to AB-023 and AB-034.

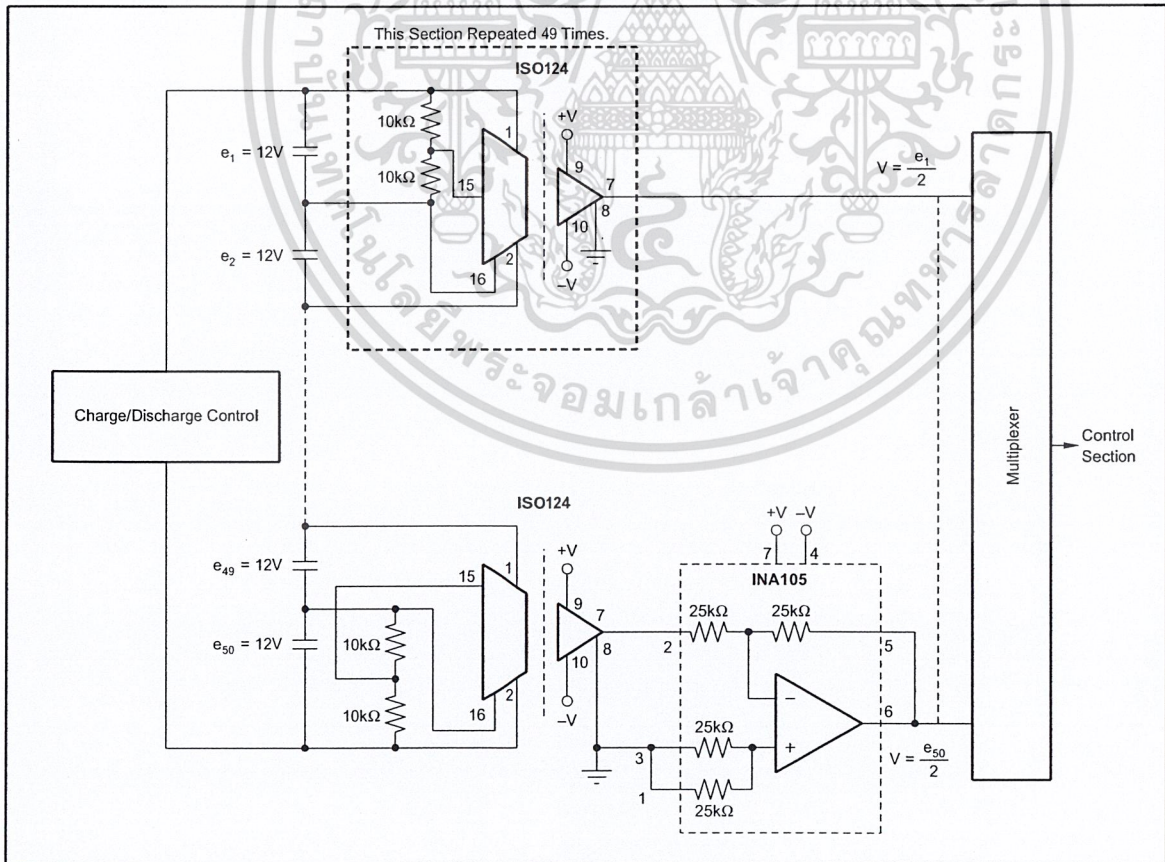


FIGURE 5. Battery Monitor for a 600V Battery Power System. (Derives input power from the battery.)

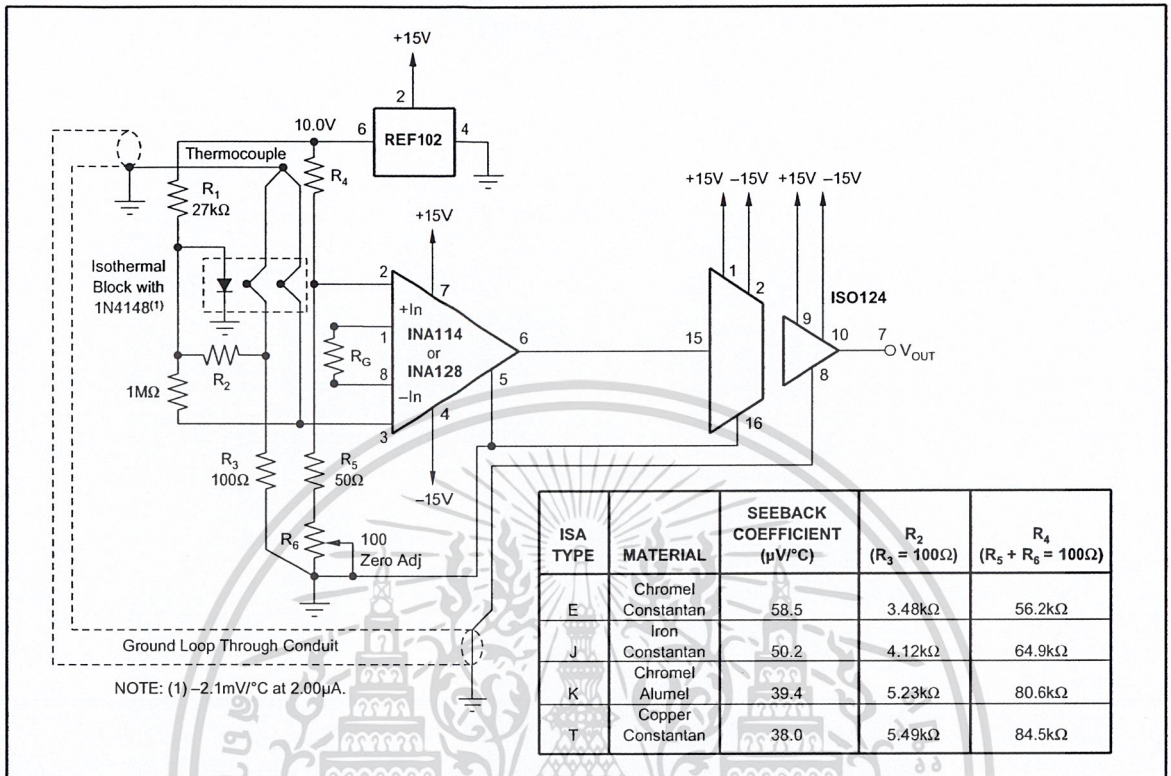


FIGURE 6. Thermocouple Amplifier with Ground Loop Elimination, Cold Junction Compensation, and Up-scale Burn-out.

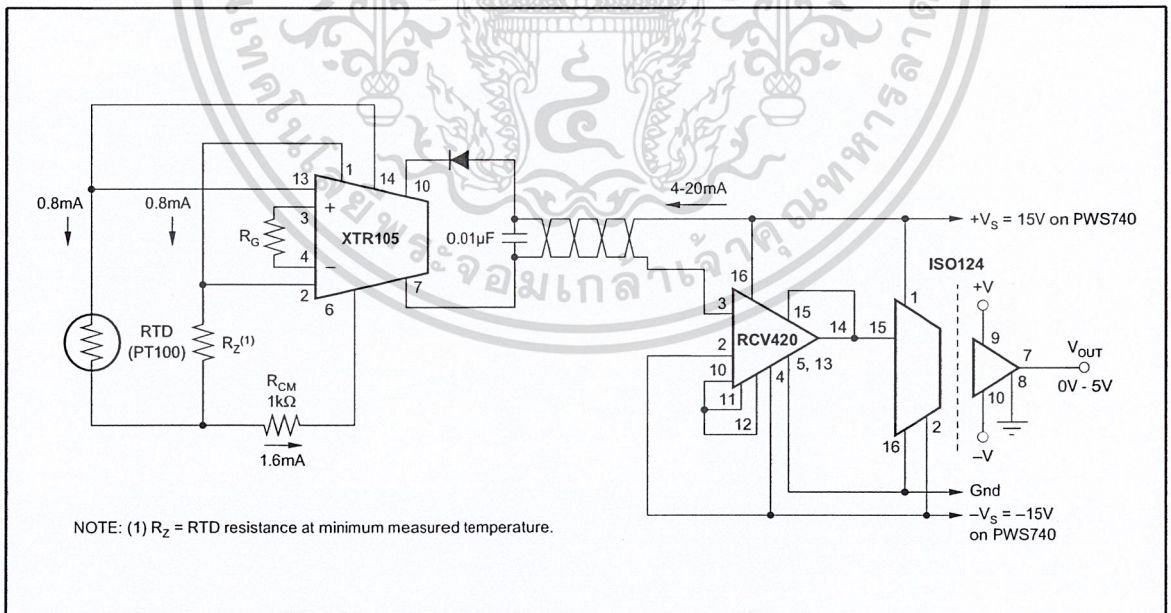


FIGURE 7. Isolated 4-20mA Instrument Loop. (RTD shown.)

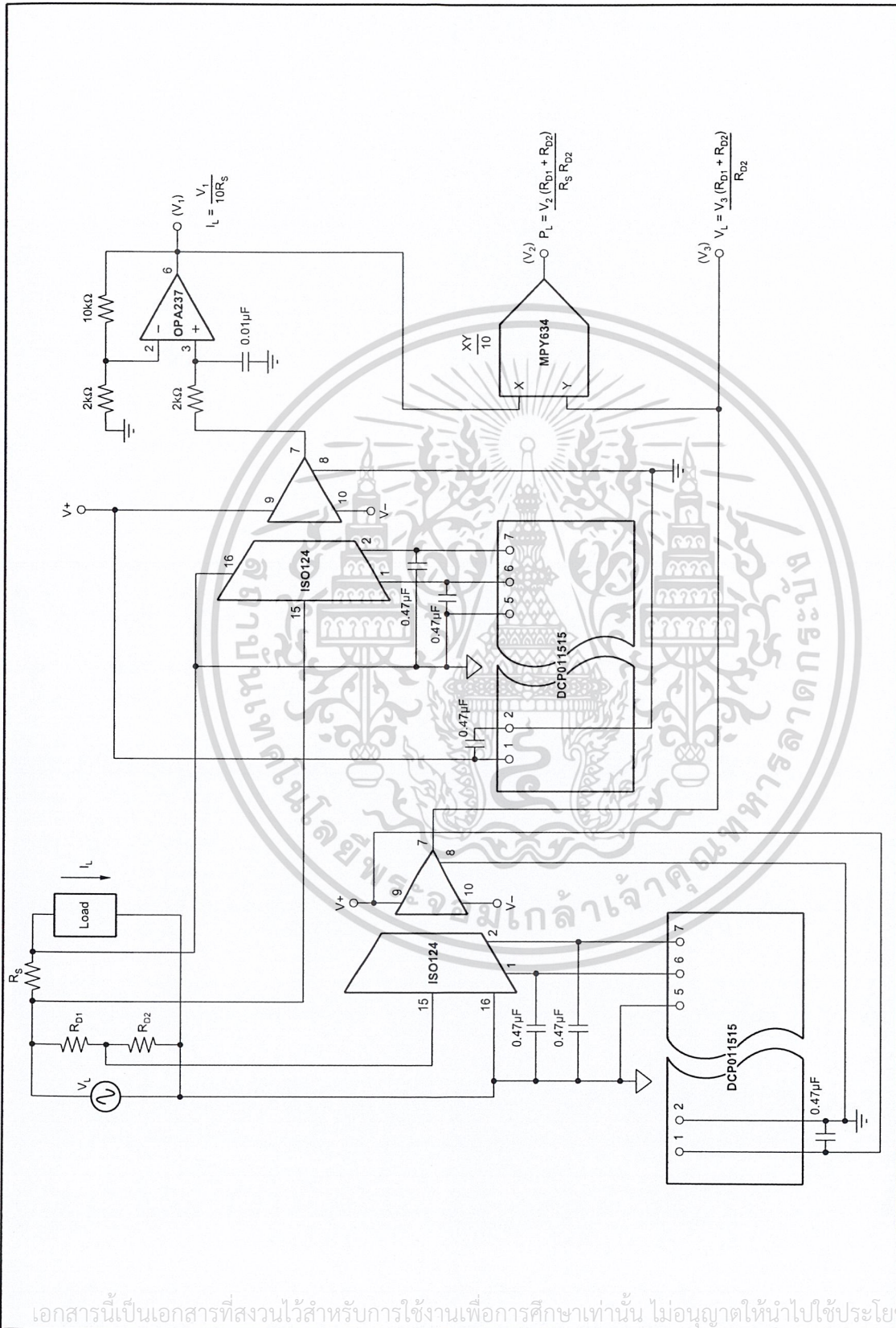


FIGURE 8. Isolated Power Line Monitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

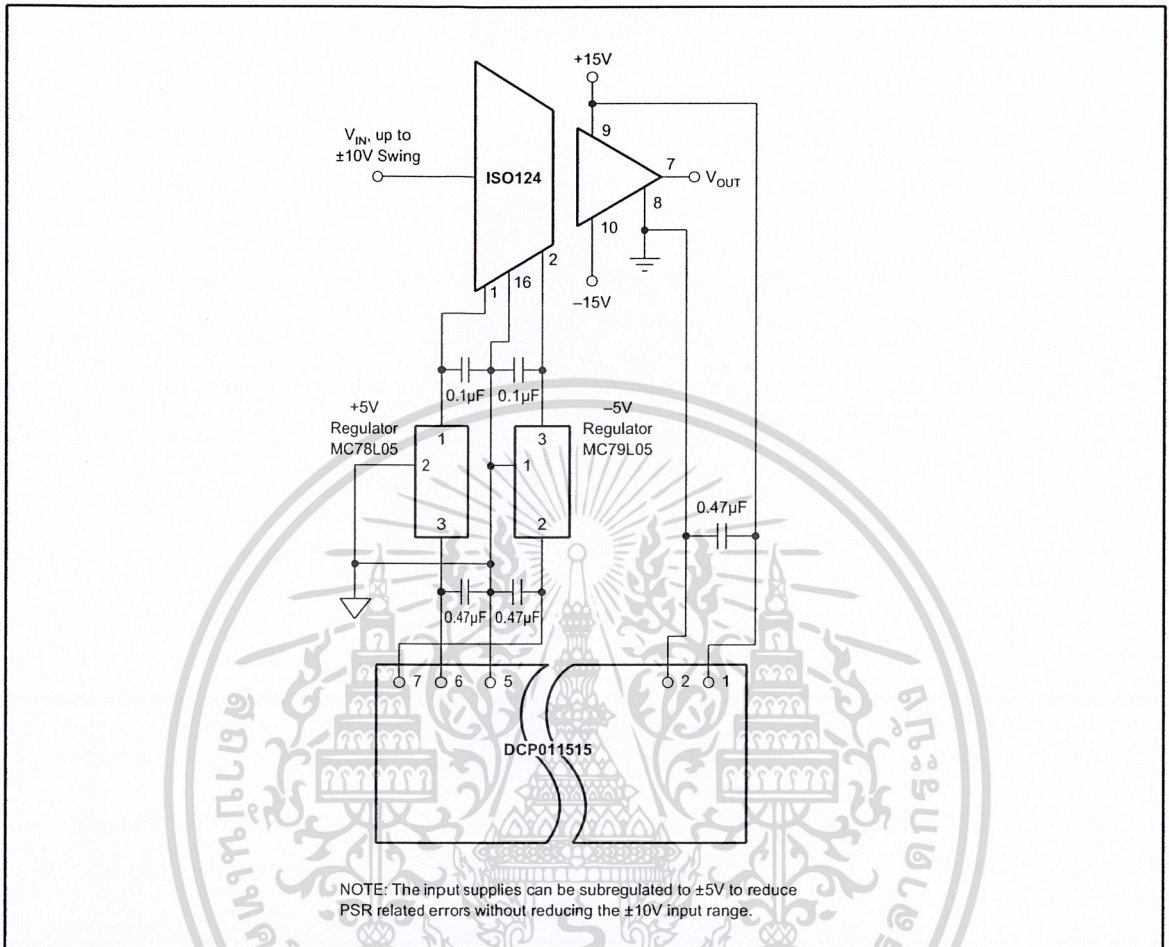


FIGURE 9. Improved PSR Using External Regulator.

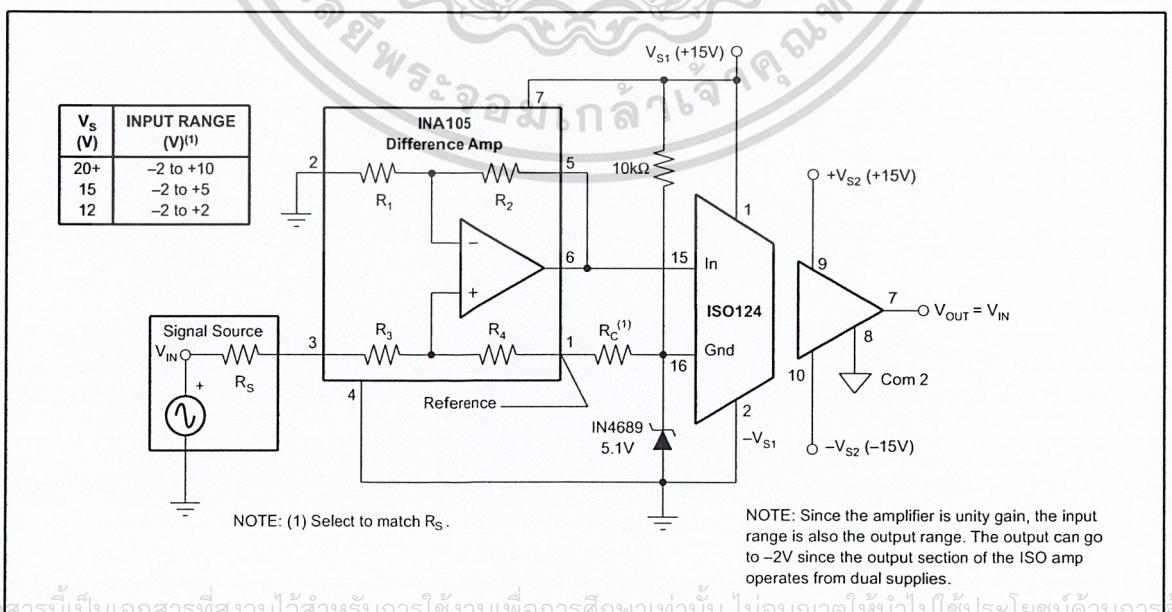


FIGURE 10. Single Supply Operation of the ISO124 Isolation Amplifier. For additional information refer to AB-009.

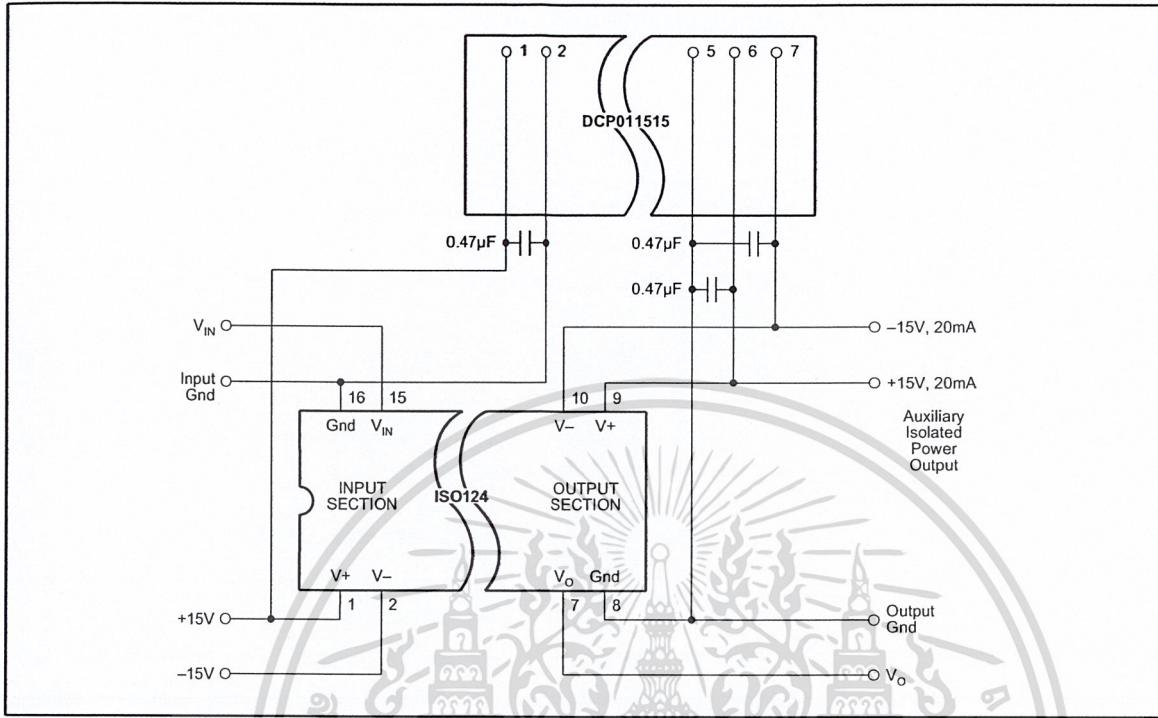


FIGURE 11. Input-Side Powered ISO Amp.

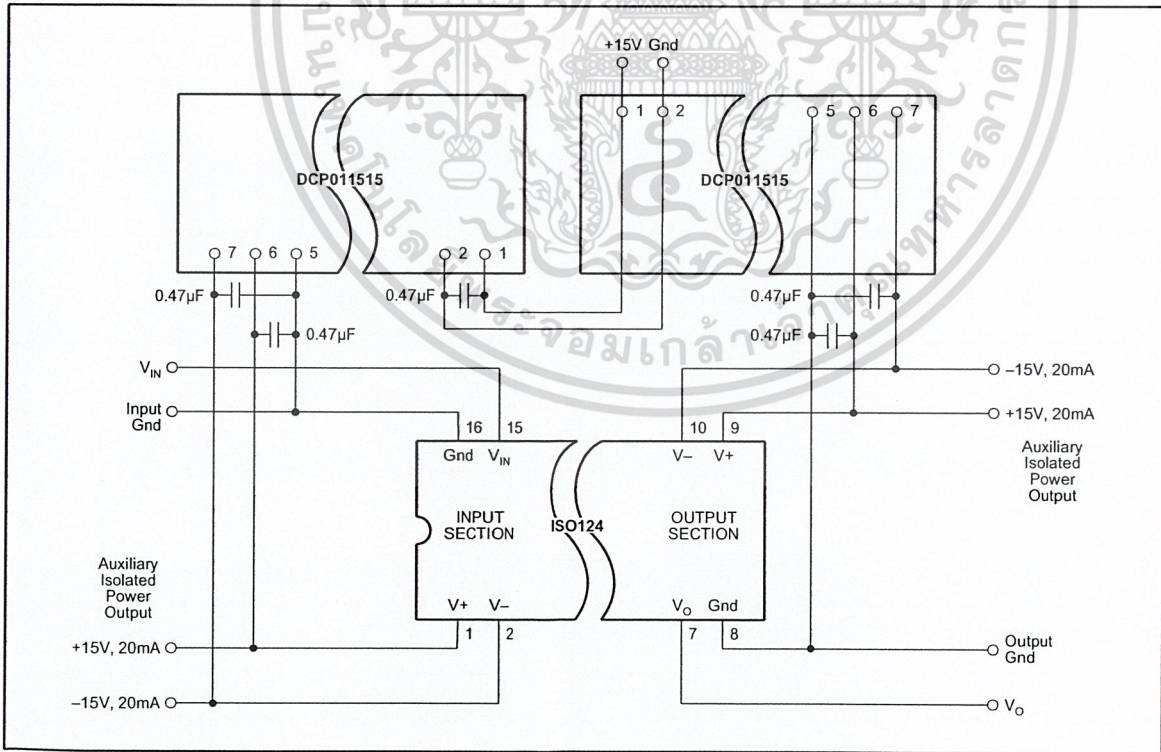


FIGURE 12. Powered ISO Amp with Three-Port Isolation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

This datasheet has been downloaded from:

www.DatasheetCatalog.com

Datasheets for electronic components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



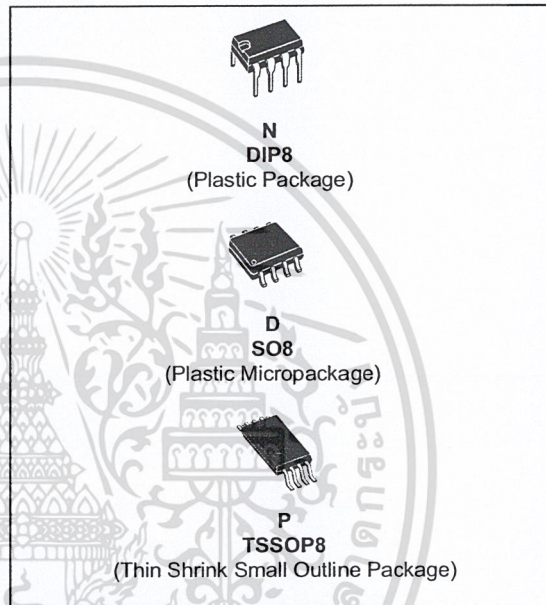
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL082 TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

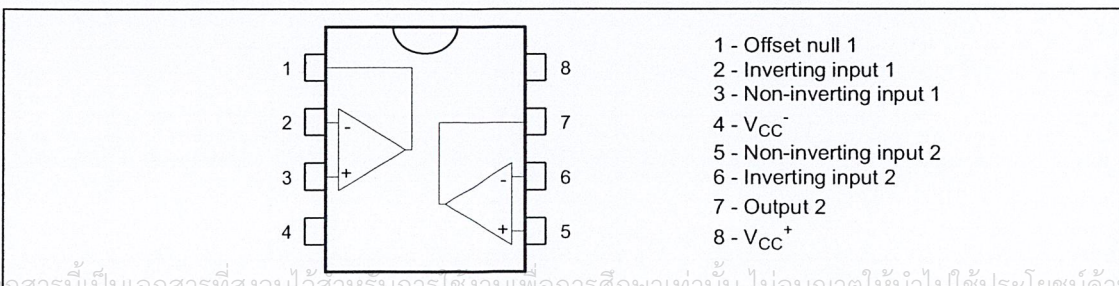
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL082I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL082C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•
Example : TL082CD, TL082IN				

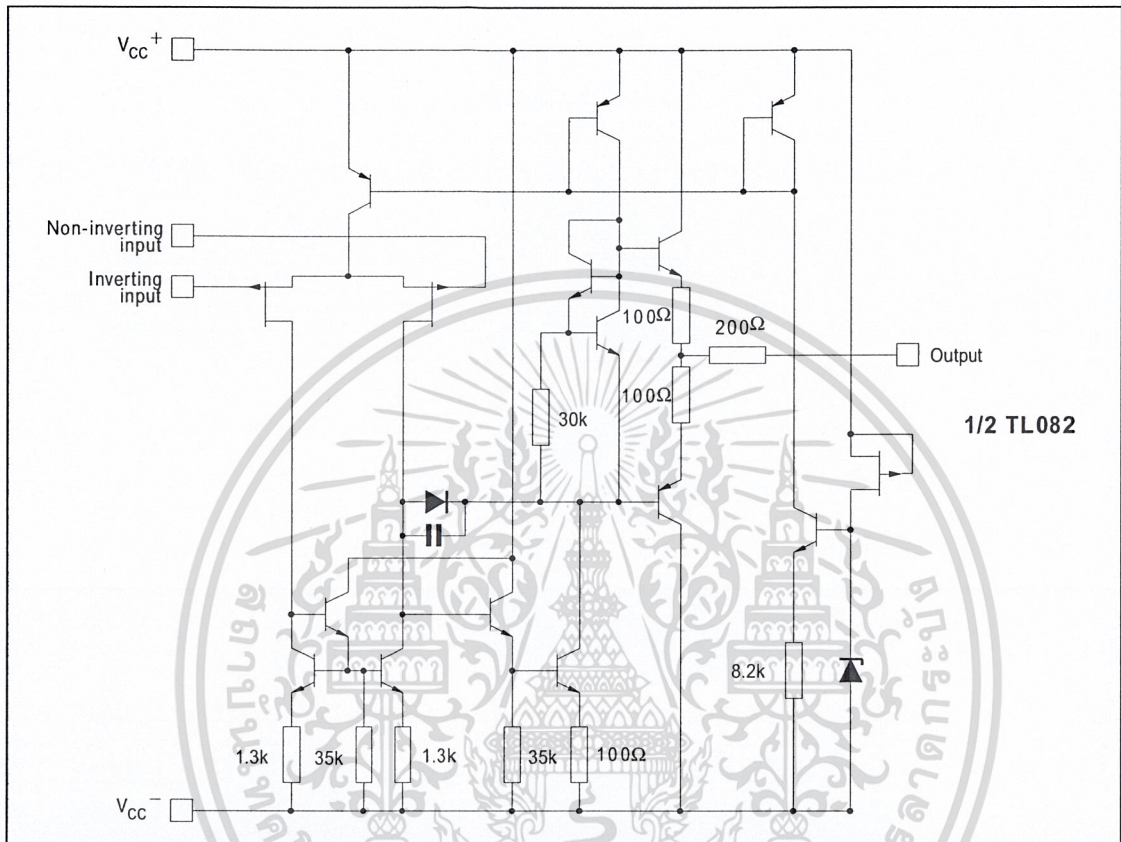
N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

PIN CONNECTIONS (top view)



TL082 - TL082A - TL082B

SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	TL082M, AM, BM	TL082I, AI, BI	TL082C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage - note 1)		± 18		V
V_i	Input Voltage - note 2)		± 15		V
V_{id}	Differential Input Voltage - note 3)		± 30		V
P_{tot}	Power Dissipation		680		mW
	Output Short-circuit Duration - note 4)		Infinite		
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to +150		$^{\circ}C$

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.



TL082 - TL082A - TL082B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = +25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = +25°C		3	10		3	10	mV
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		1	13			13	
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current - note 1) T _{amb} = +25°C		5	100		5	100	pA nA
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}			4		10		
I _{ib}	Input Bias Current -note 1 T _{amb} = +25°C		20	200		20	400	pA nA
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}			20		20	20	
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _o = ±10V) T _{amb} = +25°C	50	200		25	200		V/mV
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	25			15			
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = +25°C	80	86		70	86		dB
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80			70			
I _{CC}	Supply Current, no load T _{amb} = +25°C		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}			2.5		2.5		
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = +25°C	80	86		70	86		dB
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80			70			
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = +25°C	10	40	60	10	40	60	mA
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10		60	10		60	
±V _{opp}	Output Voltage Swing T _{amb} = +25°C							V
	RL = 2kΩ	10	12		10	12		
	RL = 10kΩ	12	13.5		12	13.5		
	T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10			10			
SR	Slew Rate (T _{amb} = +25°C) V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, unity gain	8	16		8	16		V/μs
t _r	Rise Time (T _{amb} = +25°C) V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, unity gain		0.1			0.1		μs
K _{ov}	Overshoot (T _{amb} = +25°C) V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (T _{amb} = +25°C) V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, f = 100kHz	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω

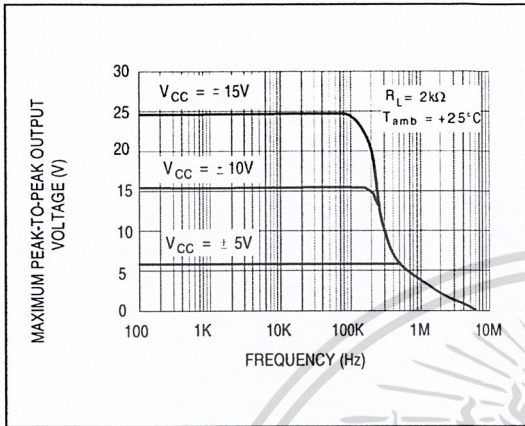
TL082 - TL082A - TL082B

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$), $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$, $A_v = 20\text{dB}$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1\text{KHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		degrees
V_{o1}/V_{o2}	Channel Separation $A_v = 100$		120			120		dB

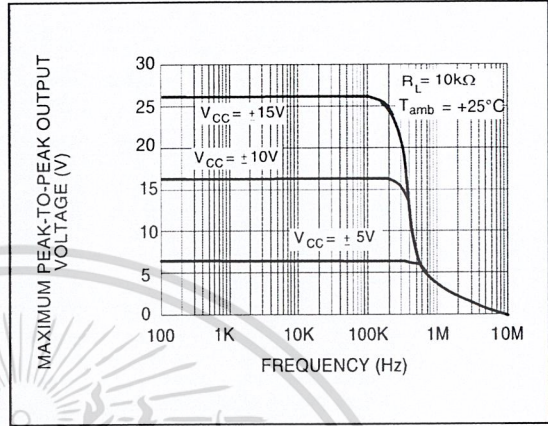
1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.



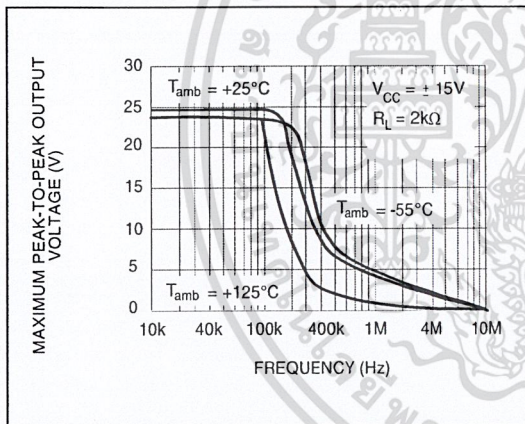
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



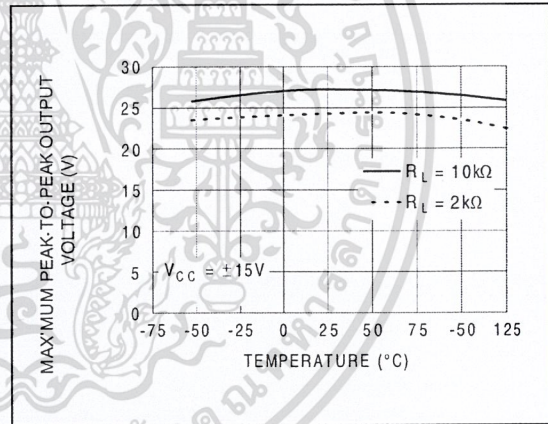
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



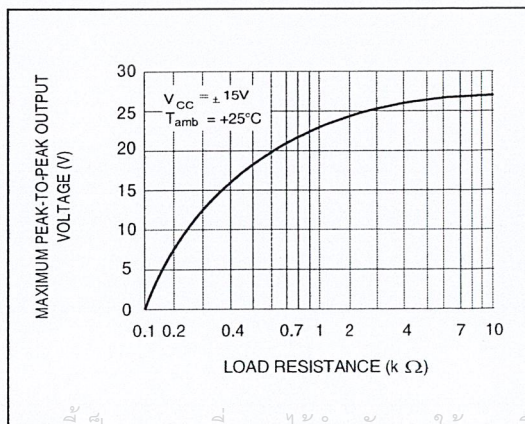
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



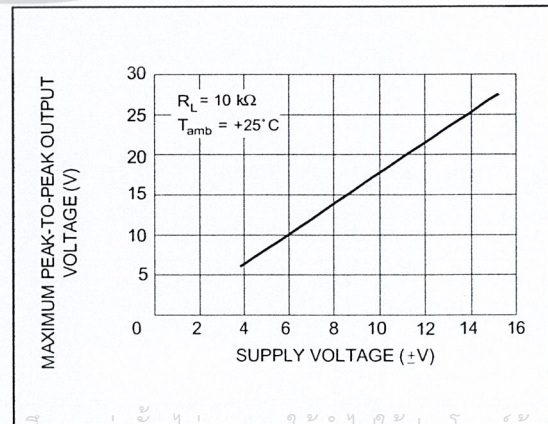
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE

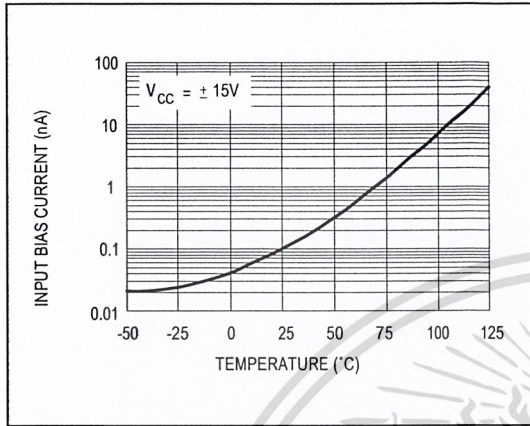


MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

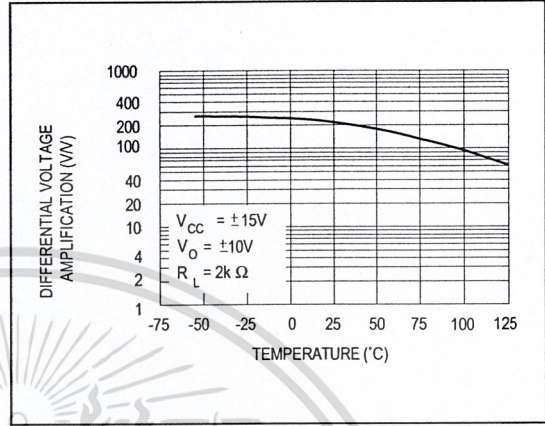


TL082 - TL082A - TL082B

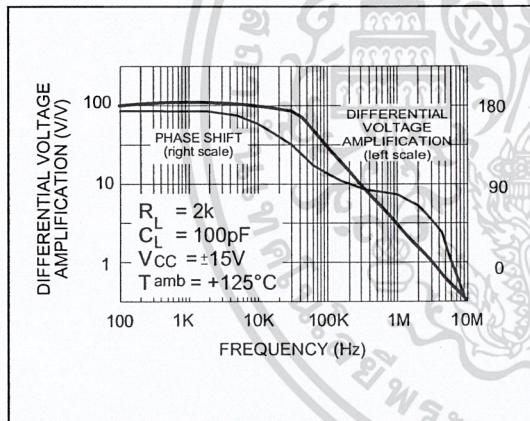
INPUT BIAS CURRENT versus FREE AIR TEMPERATURE



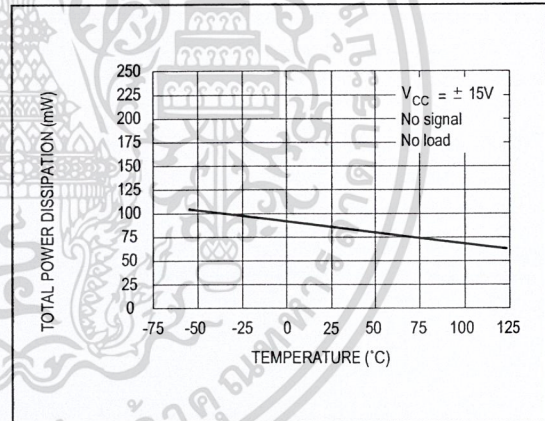
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.



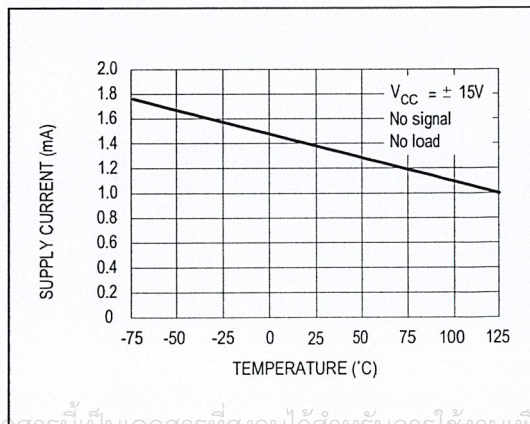
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY



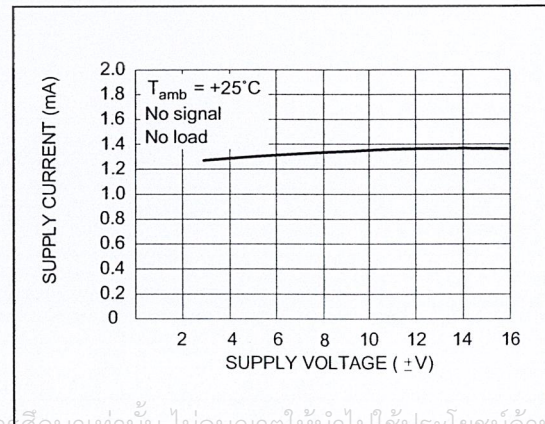
TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE



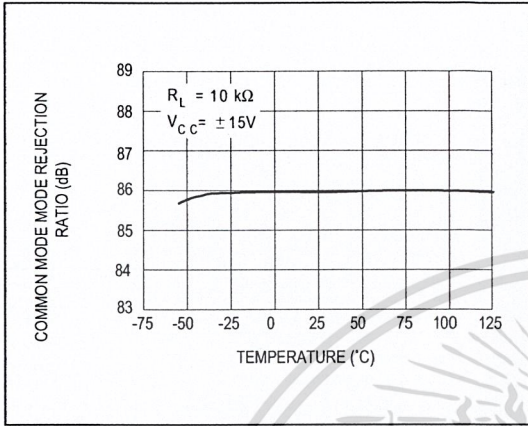
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus FREE AIR TEMPERATURE



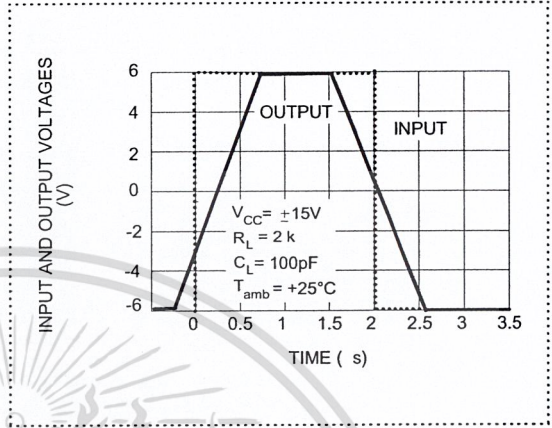
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus SUPPLY VOLTAGE



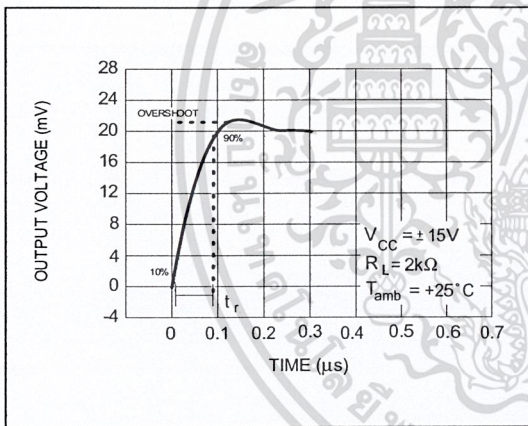
COMMON MODE REJECTION RATIO versus FREE AIR TEMPERATURE



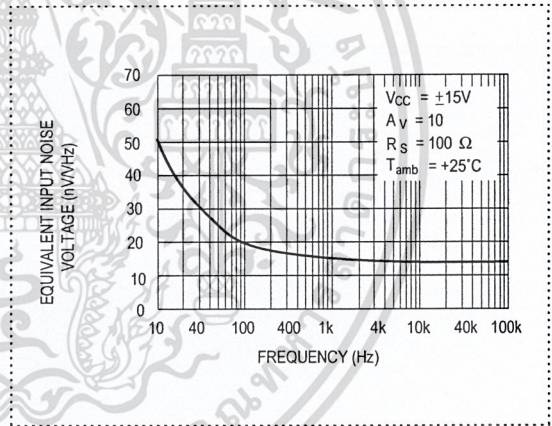
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



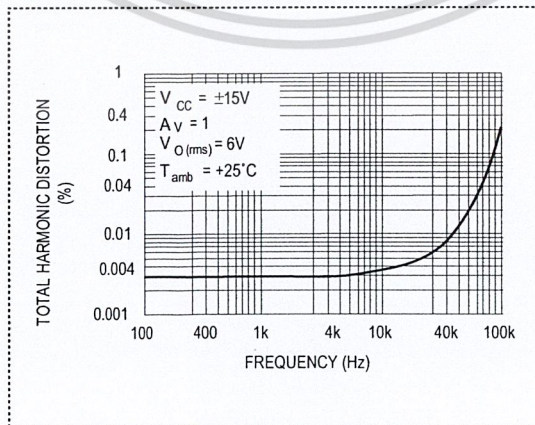
OUTPUT VOLTAGE versus ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

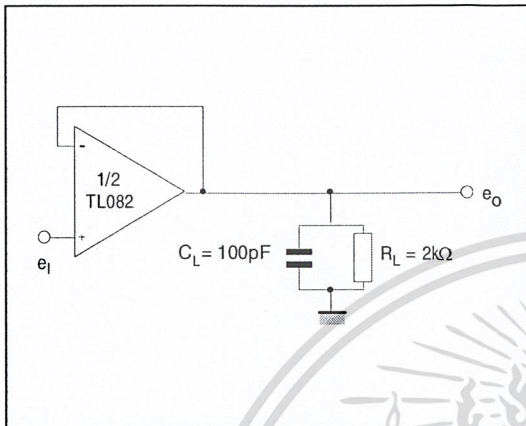
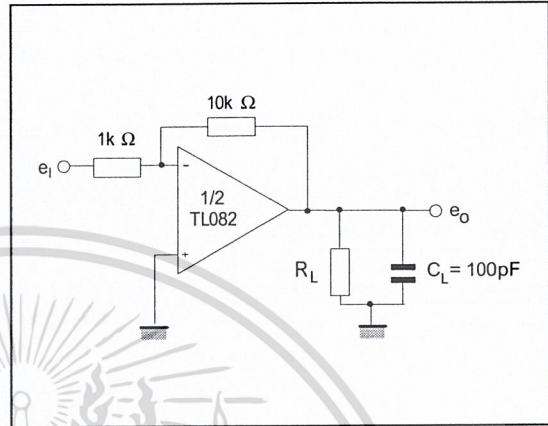
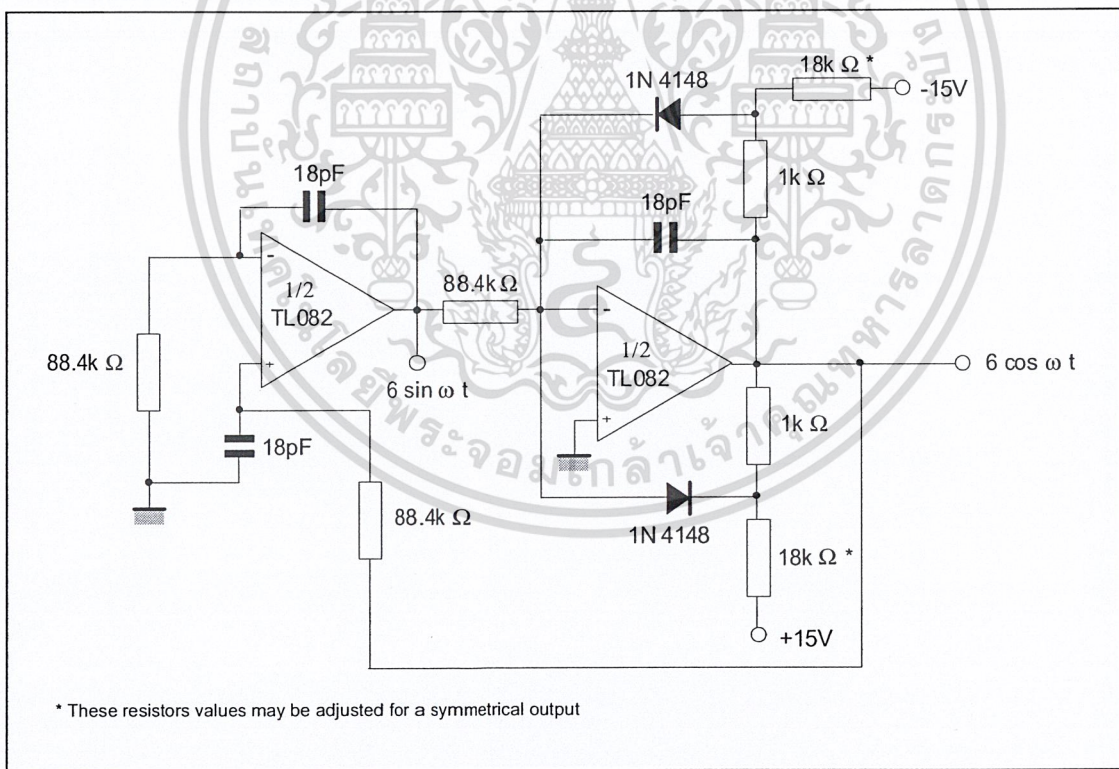


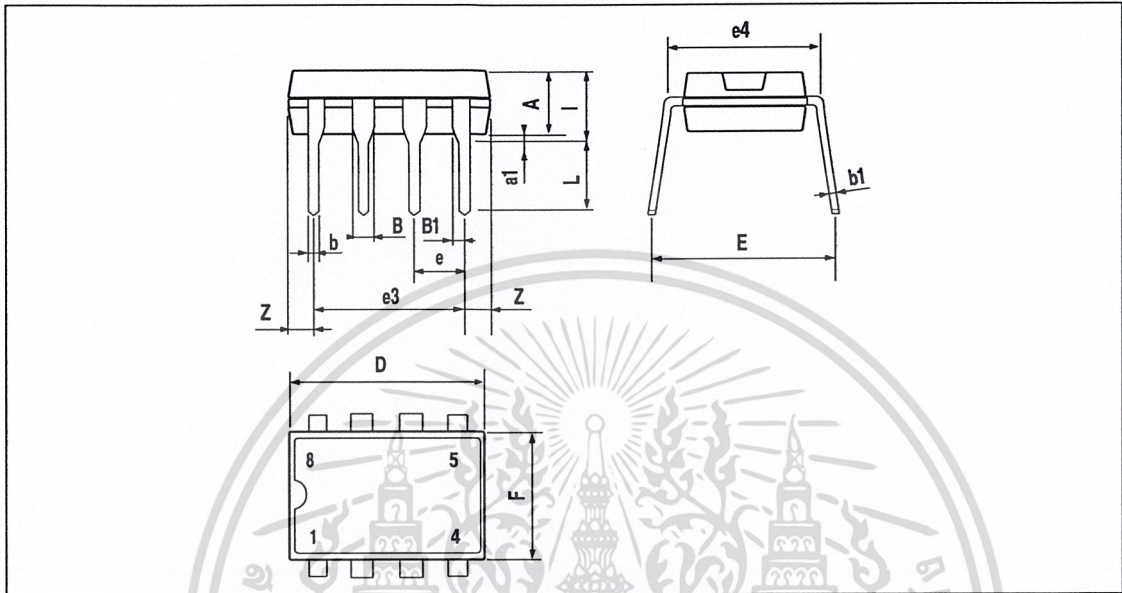
Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier



TYPICAL APPLICATIONS
100KHz QUADRUPLE OSCILLATOR



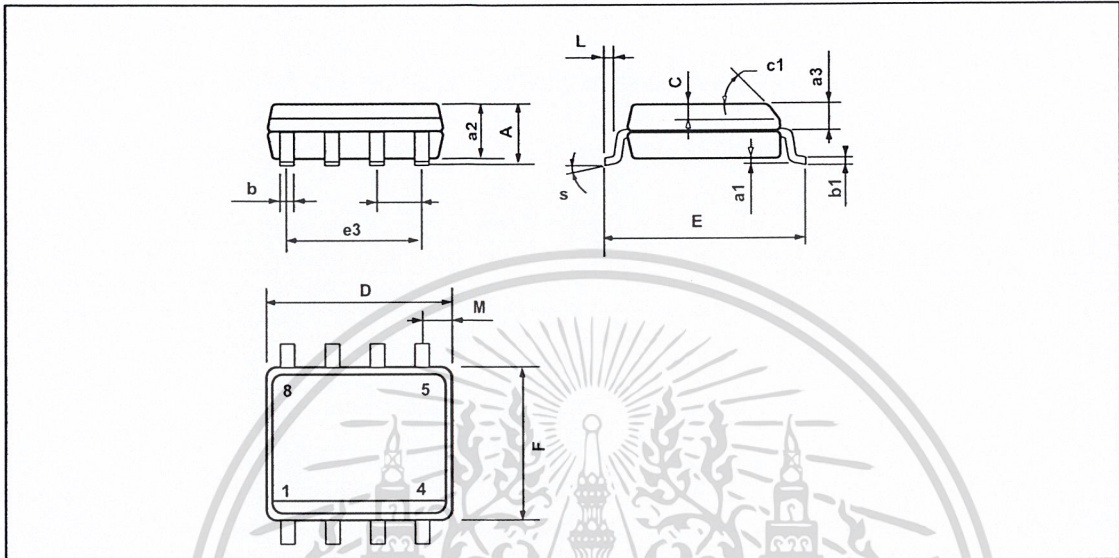
PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

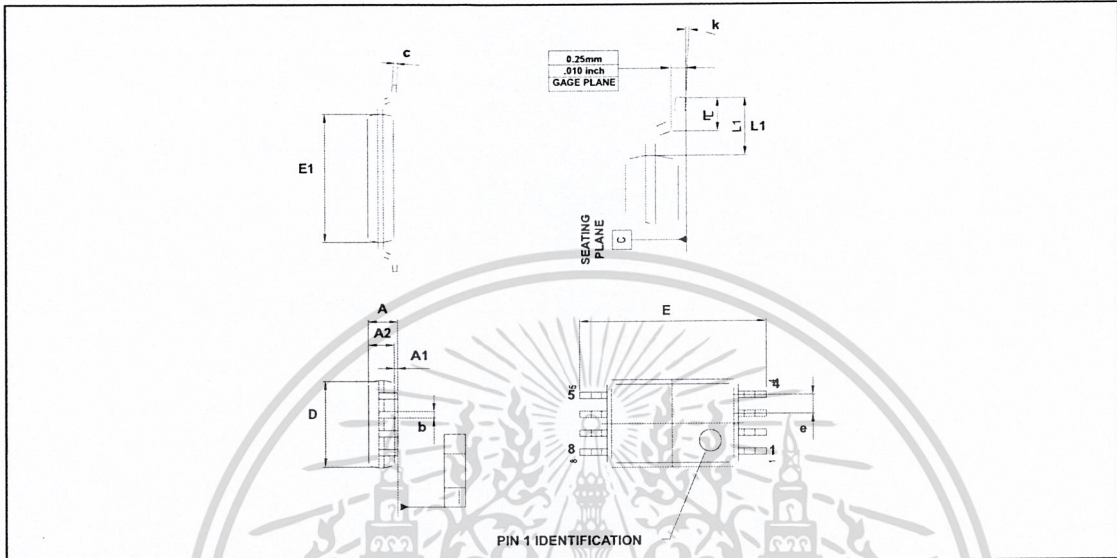
TL082 - TL082A - TL082B

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - THIN SHRINK SMALL OUTLINE PACKAGE



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.20			0.05
A1	0.05		0.15	0.01		0.006
A2	0.80	1.00	1.05	0.031	0.039	0.041
b	0.19		0.30	0.007		0.15
c	0.09		0.20	0.003		0.012
D	2.90	3.00	3.10	0.114	0.118	0.122
E		6.40			0.252	
E1	4.30	4.40	4.50	0.169	0.173	0.177
e		0.65			0.025	
k	0°		8°	0°		8°
l	0.50	0.60	0.75	0.09	0.0236	0.030
L	0.45	0.600	0.75	0.018	0.024	0.030
L1		1.000			0.039	

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
 STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia
 Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States

© <http://www.st.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อแหล่งอื่นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The seal of Rajabhat Buriram University is a circular emblem. It features a central sunburst with a crown on top, flanked by two tiered umbrellas. Below these are two more tiered umbrellas. The entire emblem is surrounded by a circular border containing Thai text. The text at the top reads 'มหาวิทยาลัยราชภัฏบุรีรัมย์' and the text at the bottom reads 'พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง'.

CD4049UB,

CD4050B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS Hex Buffer/Converters

The CD4049UB and CD4050B devices are inverting and non-inverting hex buffers, respectively, and feature logic-level conversion using only one supply voltage (V_{CC}). The input-signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{CC} supply voltage when these devices are used for logic-level conversions. These devices are intended for use as CMOS to DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL loads. ($V_{CC} = 5V$, $V_{OL} \leq 0.4V$, and $I_{OL} \geq 3.3mA$.)

The CD4049UB and CD4050B are designated as replacements for CD4009UB and CD4010B, respectively. Because the CD4049UB and CD4050B require only one power supply, they are preferred over the CD4009UB and CD4010B and should be used in place of the CD4009UB and CD4010B in all inverter, current driver, or logic-level conversion applications. In these applications the CD4049UB and CD4050B are pin compatible with the CD4009UB and CD4010B respectively, and can be substituted for these devices in existing as well as in new designs. Terminal No. 16 is not connected internally on the CD4049UB or CD4050B, therefore, connection to this terminal is of no consequence to circuit operation. For applications not requiring high sink-current or voltage conversion, the CD4069UB Hex Inverter is recommended.

Features

- CD4049UB Inverting
- CD4050B Non-Inverting
- High Sink Current for Driving 2 TTL Loads
- High-To-Low Level Logic Conversion
- 100% Tested for Quiescent Current at 20V
- Maximum Input Current of $1\mu A$ at 18V Over Full Package Temperature Range; $100nA$ at 18V and $25^\circ C$
- 5V, 10V and 15V Parametric Ratings

Applications

- CMOS to DTL/TTL Hex Converter
- CMOS Current "Sink" or "Source" Driver
- CMOS High-To-Low Logic Level Converter

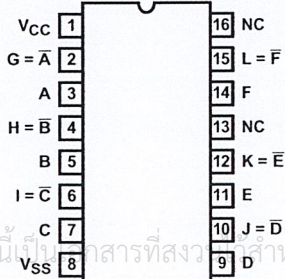
Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE ($^\circ C$)	PACKAGE
CD4049UBF3A	-55 to 125	16 Ld CERDIP
CD4050BF3A	-55 to 125	16 Ld CERDIP
CD4049UBD	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDT	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDW	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDWR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBE	-55 to 125	16 Ld PDIP
CD4049UBNSR	-55 to 125	16 Ld SOP
CD4049BPW	-55 to 125	16 Ld TSSOP
CD4049BPWR	-55 to 125	16 Ld TSSOP
CD4050BD	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDT	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDW	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDWR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BE	-55 to 125	16 Ld PDIP
CD4050NSR	-55 to 125	16 Ld SOP
CD4050BPW	-55 to 125	16 Ld TSSOP
CD4050BPWR	-55 to 125	16 Ld TSSOP

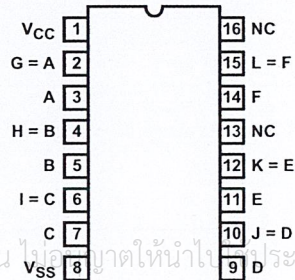
NOTE: When ordering, use the entire part number. The suffix R denotes tape and reel. The suffix T denotes a small-quantity reel of 250.

Pinouts

CD4049UB (PDIP, CERDIP, SOIC, SOP, TSSOP)
TOP VIEW

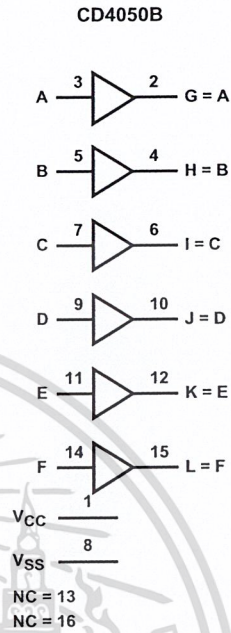
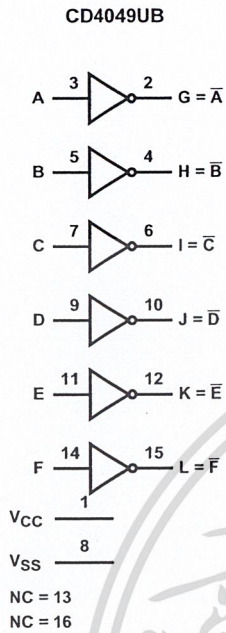


CD4050B (PDIP, CERDIP, SOIC, SOP)
TOP VIEW



CD4049UB, CD4050B

Functional Block Diagrams



Schematic Diagrams

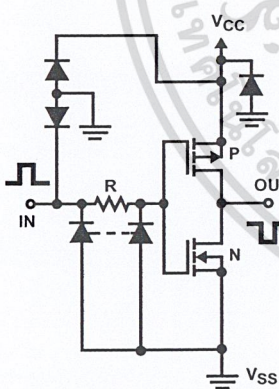


FIGURE 1A. SCHEMATIC DIAGRAM OF CD4049UB, 1 OF 6 IDENTICAL UNITS

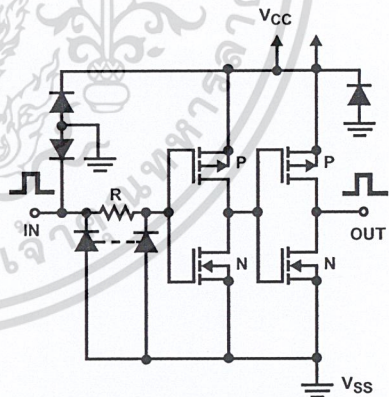


FIGURE 1B. SCHEMATIC DIAGRAM OF CD4050B, 1 OF 6 IDENTICAL UNITS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4049UB, CD4050B

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (V+ to V-)..... -0.5V to 20V
 DC Input Current, Any One Input..... ±10mA

Operating Conditions

Temperature Range..... -55°C to 125°C

Thermal Information

Package Thermal Impedance, θ_{JA} (see Note1):
 E (PDIP) Package 67°C/W
 D (SOIC) Package 73°C/W
 DW (SOIC) Package 57°C/W
 NS (SOP) Package 64°C/W
 PW (TSSOP) Package 108°C/W
 Maximum Junction Temperature (Plastic Package)..... 150°C
 Maximum Storage Temperature Range..... 65°C to 150°C
 Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) 265°C
 SOIC - Lead Tips Only

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

DC Electrical Specifications

PARAMETER	TEST CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURE (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{CC} (V)	-55	-40	85	125	25			
								MIN	TYP	MAX	
Quiescent Device Current I _{DD} (Max)	-	0,5	5	1	1	30	30	-	0.02	1	μA
	-	0,10	10	2	2	60	60	-	0.02	2	μA
	-	0,15	15	4	4	120	120	-	0.02	4	μA
	-	0,20	20	20	20	600	600	-	0.04	20	μA
Output Low (Sink) Current I _{OL} (Min)	0.4	0,5	4.5	3.3	3.1	2.1	1.8	2.6	5.2	-	mA
	0.4	0,5	5	4	3.8	2.9	2.4	3.2	6.4	-	mA
	0.5	0,10	10	10	9.6	6.6	5.6	8	16	-	mA
	1.5	0,15	15	26	25	20	18	24	48	-	mA
Output High (Source) Current I _{OH} (Min)	4.6	0,5	5	-0.81	-0.73	-0.58	-0.48	-0.65	-1.2	-	mA
	2.5	0,5	5	-2.6	-2.4	-1.9	-1.55	-2.1	-3.9	-	mA
	9.5	0,10	10	-2.0	-1.8	-1.35	-1.18	-1.65	-3.0	-	mA
	13.5	0,15	15	-5.2	-4.8	-3.5	-3.1	-4.3	-8.0	-	mA
Out Voltage Low Level V _{OL} (Max)	-	0,5	5	0.05	0.05	0.05	0.05	-	0	0.05	V
	-	0,10	10	0.05	0.05	0.05	0.05	-	0	0.05	V
	-	0,15	15	0.05	0.05	0.05	0.05	-	0	0.05	V
Output Voltage High Level V _{OH} (Min)	-	0,5	5	4.95	4.95	4.95	4.95	4.95	5	-	V
	-	0,10	10	9.95	9.95	9.95	9.95	9.95	10	-	V
	-	0,15	15	14.95	14.95	14.95	14.95	14.95	15	-	V
Input Low Voltage, V _{IL} (Max) CD4049UB	4.5	-	5	1	1	1	1	-	-	1	V
	9	-	10	2	2	2	2	-	-	2	V
	13.5	-	15	2.5	2.5	2.5	2.5	-	-	2.5	V
Input Low Voltage, V _{IL} (Max) CD4050B	0.5	-	5	1.5	1.5	1.5	1.5	-	-	1.5	V
	1	-	10	3	3	3	3	-	-	3	V
	1.5	-	15	4	4	4	4	-	-	4	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4049UB, CD4050B

DC Electrical Specifications (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURE (°C)							UNITS
				25							
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{CC} (V)	-55	-40	85	125	MIN	TYP	MAX	
Input High Voltage, V _{IH} Min CD4049UB	0.5	-	5	4	4	4	4	4	-	-	V
	1	-	10	8	8	8	8	8	-	-	V
	1.5	-	15	12.5	12.5	12.5	12.5	12.5	-	-	V
Input High Voltage, V _{IH} Min CD4050B	4.5	-	5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	-	-	V
	9	-	10	7	7	7	7	7	-	-	V
	13.5	-	15	11	11	11	11	11	-	-	V
Input Current, I _{IN} Max	-	0,18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	-	±10 ⁻⁵	±0.1	μA

AC Electrical Specifications T_A = 25°C, Input t_r, t_f = 20ns, C_L = 50pF, R_L = 200kΩ

PARAMETER	TEST CONDITIONS		LIMITS (ALL PACKAGES)		UNITS
	V _{IN}	V _{CC}	TYP	MAX	
Propagation Delay Time Low to High, t _{PLH} CD4049UB	5	5	60	120	ns
	10	10	32	65	ns
	10	5	45	90	ns
	15	15	25	50	ns
	15	5	45	90	ns
Propagation Delay Time Low to High, t _{PLH} CD4050B	5	5	70	140	ns
	10	10	40	80	ns
	10	5	45	90	ns
	15	15	30	60	ns
	15	5	40	80	ns
Propagation Delay Time High to Low, t _{PHL} CD4049UB	5	5	32	65	ns
	10	10	20	40	ns
	10	5	15	30	ns
	15	15	15	30	ns
	15	5	10	20	ns
Propagation Delay Time High to Low, t _{PHL} CD4050B	5	5	55	110	ns
	10	10	22	55	ns
	10	5	50	100	ns
	15	15	15	30	ns
	15	5	50	100	ns
Transition Time, Low to High, t _{TLH}	5	5	80	160	ns
	10	10	40	80	ns
	15	15	30	60	ns
Transition Time, High to Low, t _{THL}	5	5	30	60	ns
	10	10	20	40	ns
	15	15	15	30	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ผู้ที่จำหน่ายให้ต้องเปลี่ยนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4049UB, CD4050B

AC Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, Input $t_r, t_f = 20\text{ns}$, $C_L = 50\text{pF}$, $R_L = 200\text{k}\Omega$ (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		LIMITS (ALL PACKAGES)		UNITS
	V_{IN}	V_{CC}	TYP	MAX	
Input Capacitance, C_{IN} CD4049UB	-	-	15	22.5	pF
Input Capacitance, C_{IN} CD4050B	-	-	5	7.5	pF

Typical Performance Curves

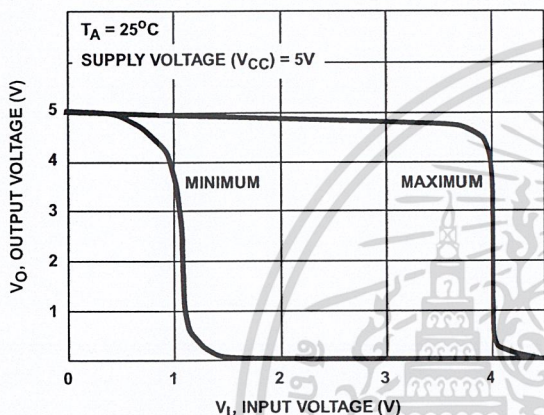


FIGURE 2. MINIMUM AND MAXIMUM VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS FOR CD4049UB

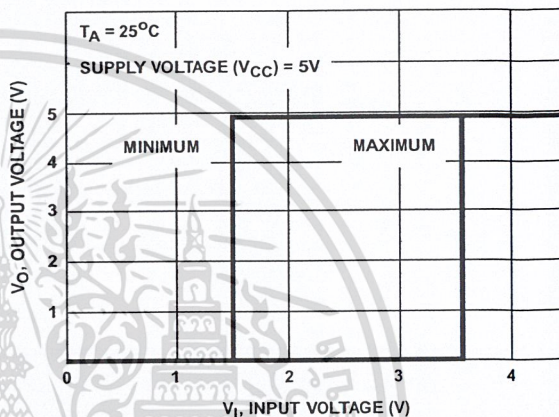


FIGURE 3. MINIMUM AND MAXIMUM VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS FOR CD4050B

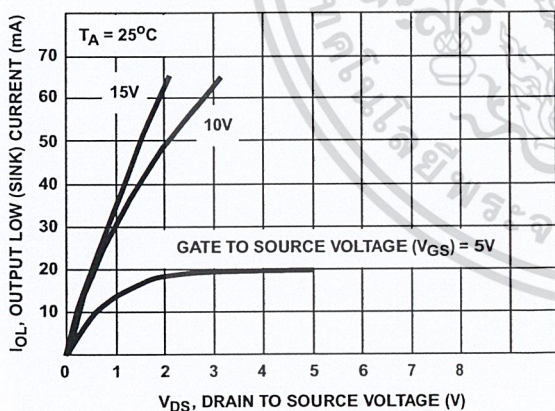


FIGURE 4. TYPICAL OUTPUT LOW (SINK) CURRENT CHARACTERISTICS

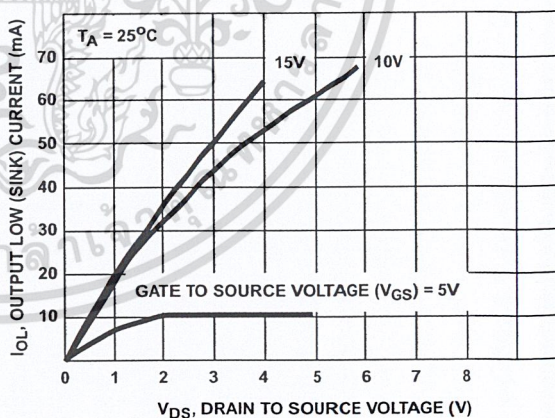


FIGURE 5. MINIMUM OUTPUT LOW (SINK) CURRENT DRAIN CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4049UB, CD4050B

Typical Performance Curves (Continued)

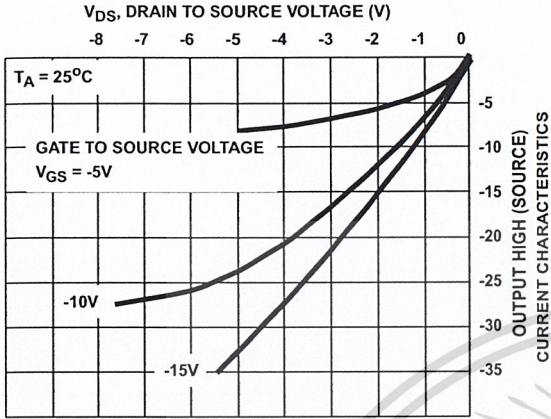


FIGURE 6. TYPICAL OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT CHARACTERISTICS

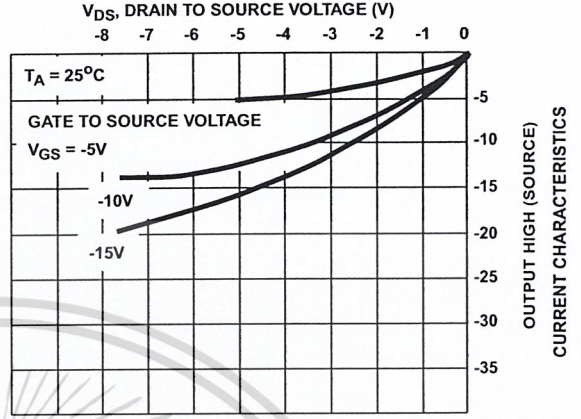


FIGURE 7. MINIMUM OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT CHARACTERISTICS

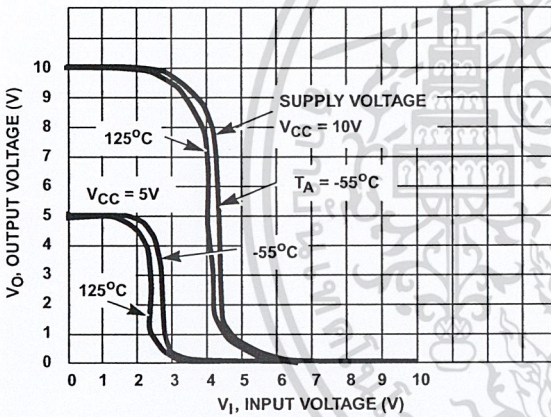


FIGURE 8. TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF TEMPERATURE FOR CD4049UB

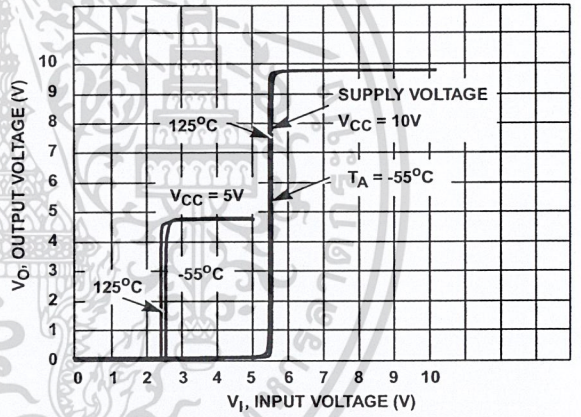


FIGURE 9. TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF TEMPERATURE FOR CD4050B

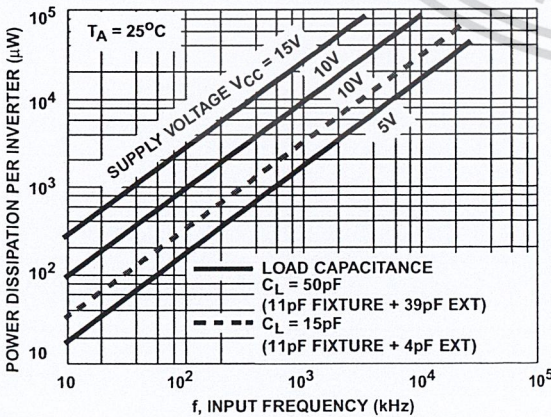


FIGURE 10. TYPICAL POWER DISSIPATION vs FREQUENCY CHARACTERISTICS

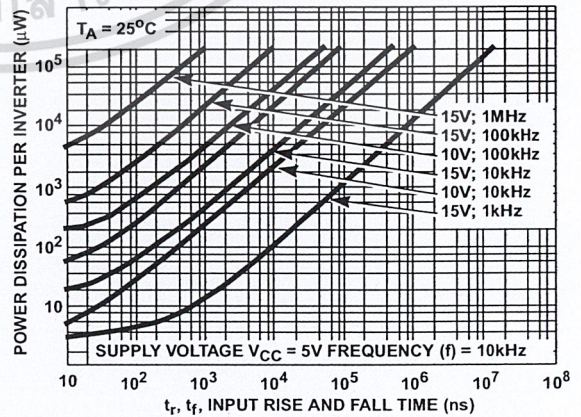


FIGURE 11. TYPICAL POWER DISSIPATION vs INPUT RISE AND FALL TIMES PER INVERTER FOR CD4049UB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูาตไหนาไปไซประยชนดานการค้ำ
ไม่ว่ากรณใดกั ทั้งสิ้น วิกัทั้งน้านนี้ให้ดัดแปลงน้ือทานและต้อจ้งแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกคร้ที่มีกรนำไปใช้

CD4049UB, CD4050B

Typical Performance Curves (Continued)

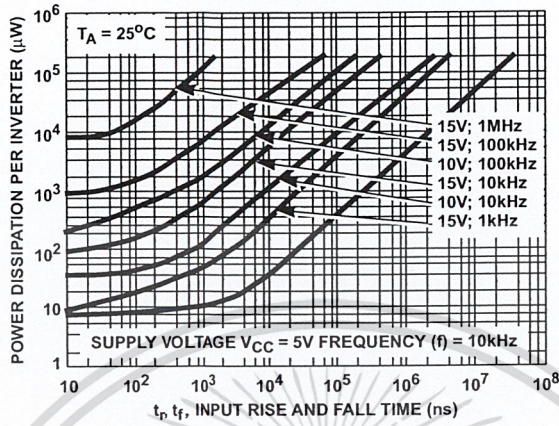


FIGURE 12. TYPICAL POWER DISSIPATION vs INPUT RISE AND FALL TIMES PER INVERTER FOR CD4050B

Test Circuits

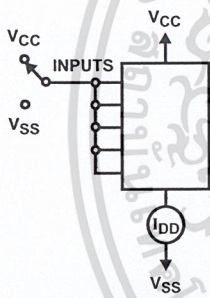
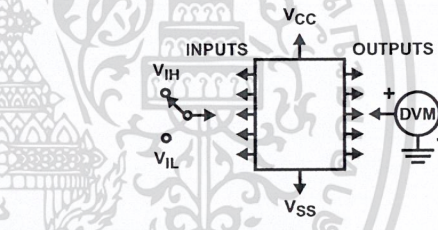
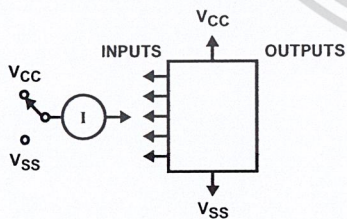


FIGURE 13. QUIESCENT DEVICE CURRENT TEST CIRCUIT



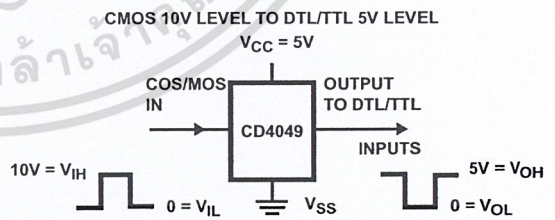
NOTE: Test any one input with other inputs at V_{CC} or V_{SS} .

FIGURE 14. INPUT VOLTAGE TEST CIRCUIT



NOTE: Measure inputs sequentially, to both V_{CC} and V_{SS} connect all unused inputs to either V_{CC} or V_{SS} .

FIGURE 15. INPUT CURRENT TEST CIRCUIT



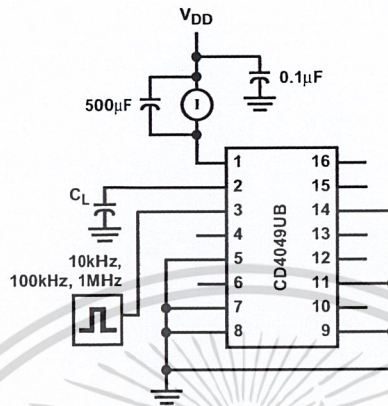
In Terminal - 3, 5, 7, 9, 11, or 14
 Out Terminal - 2, 4, 6, 10, 12 or 15
 V_{CC} Terminal - 1
 V_{SS} Terminal - 8

FIGURE 16. LOGIC LEVEL CONVERSION APPLICATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณใดๆ ทั้งสิ้น ว่าที่หน้ามีให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

CD4049UB, CD4050B

Test Circuits (Continued)



C_L INCLUDES FIXTURE CAPACITANCE

FIGURE 17. DYNAMIC POWER DISSIPATION TEST CIRCUITS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
CD4049UBD	ACTIVE	SOIC	D	16	40	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4049UBDR	ACTIVE	SOIC	D	16	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4049UBDT	ACTIVE	SOIC	D	16	250	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4049UBDW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4049UBDWR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4049UBE	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
CD4049UBF	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4049UBF3A	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4049UBM	OBSOLETE	SOIC	D	16		None	Call TI	Call TI
CD4049UBM96	OBSOLETE	SOIC	D	16		None	Call TI	Call TI
CD4049UBNSR	ACTIVE	SO	NS	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4049UBPW	ACTIVE	TSSOP	PW	16	90	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
CD4049UBPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
CD4050BD	ACTIVE	SOIC	D	16	40	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4050BDR	ACTIVE	SOIC	D	16	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4050BDT	ACTIVE	SOIC	D	16	250	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4050BDW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4050BDWR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4050BE	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
CD4050BF	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4050BF3A	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4050BM	OBSOLETE	SOIC	D	16		None	Call TI	Call TI
CD4050BNSR	ACTIVE	SO	NS	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4050BPW	ACTIVE	TSSOP	PW	16	90	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
CD4050BPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
JM38510/05553BEA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
JM38510/05554BEA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:
ACTIVE: Product device recommended for new designs.

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

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

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

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - May not be currently available - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

None: Not yet available Lead (Pb-Free).

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

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean "Pb-Free" and in addition, uses package materials that do not contain halogens, including bromine (Br) or antimony (Sb) above 0.1% of total product weight.

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

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

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

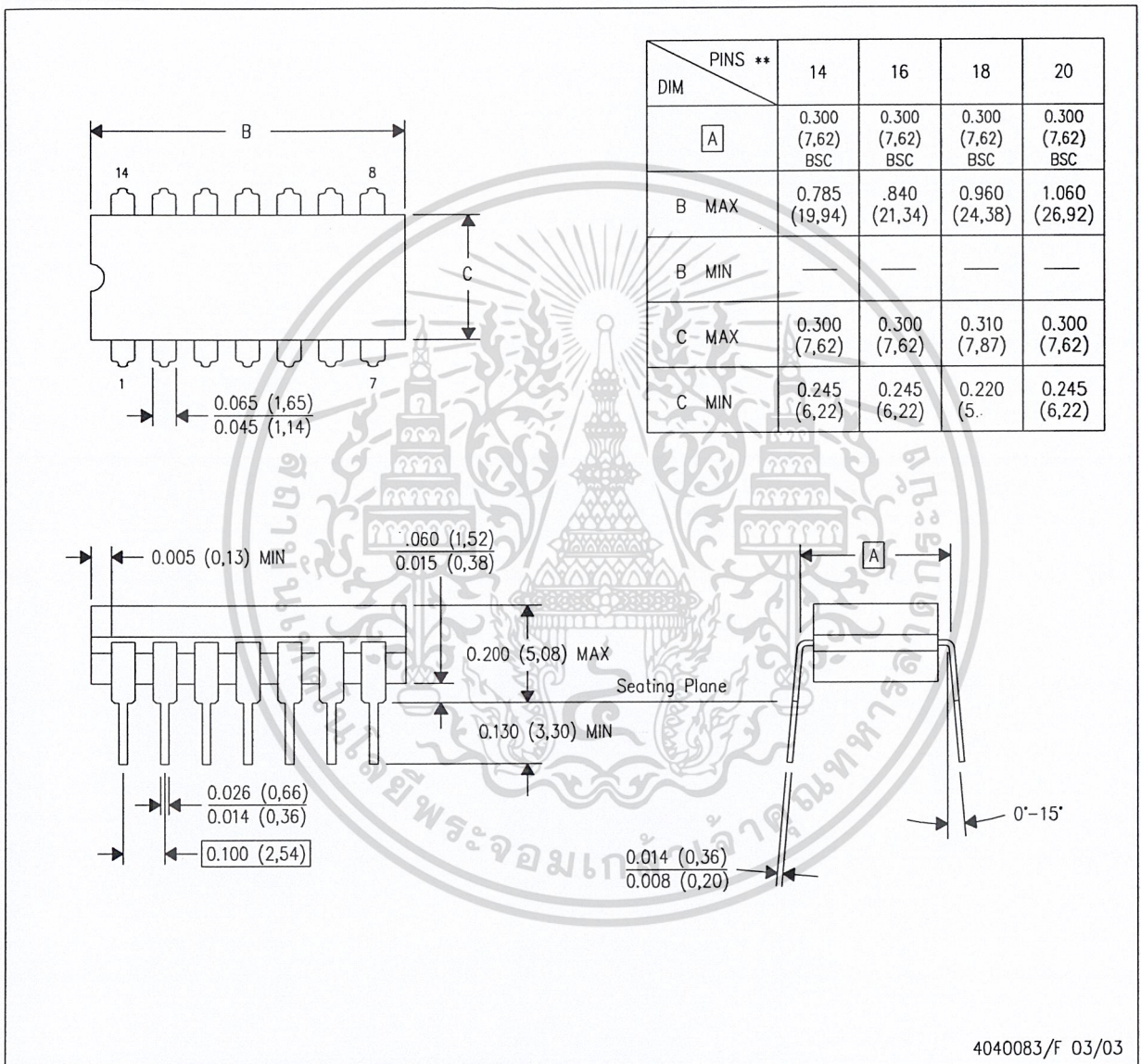
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J (R-GDIP-T**)

14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



4040083/F 03/03

- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

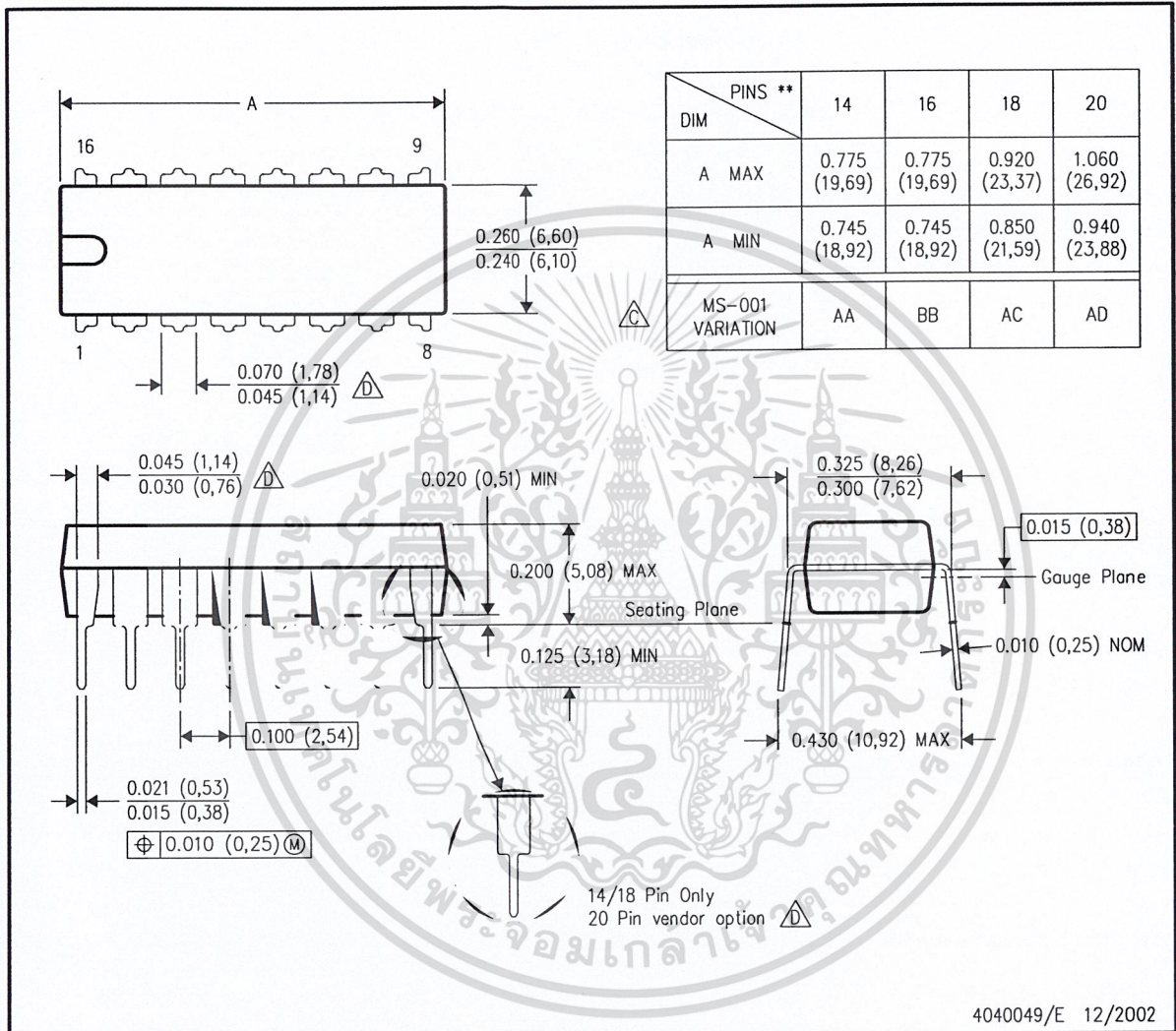
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T**)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

16 PINS SHOWN



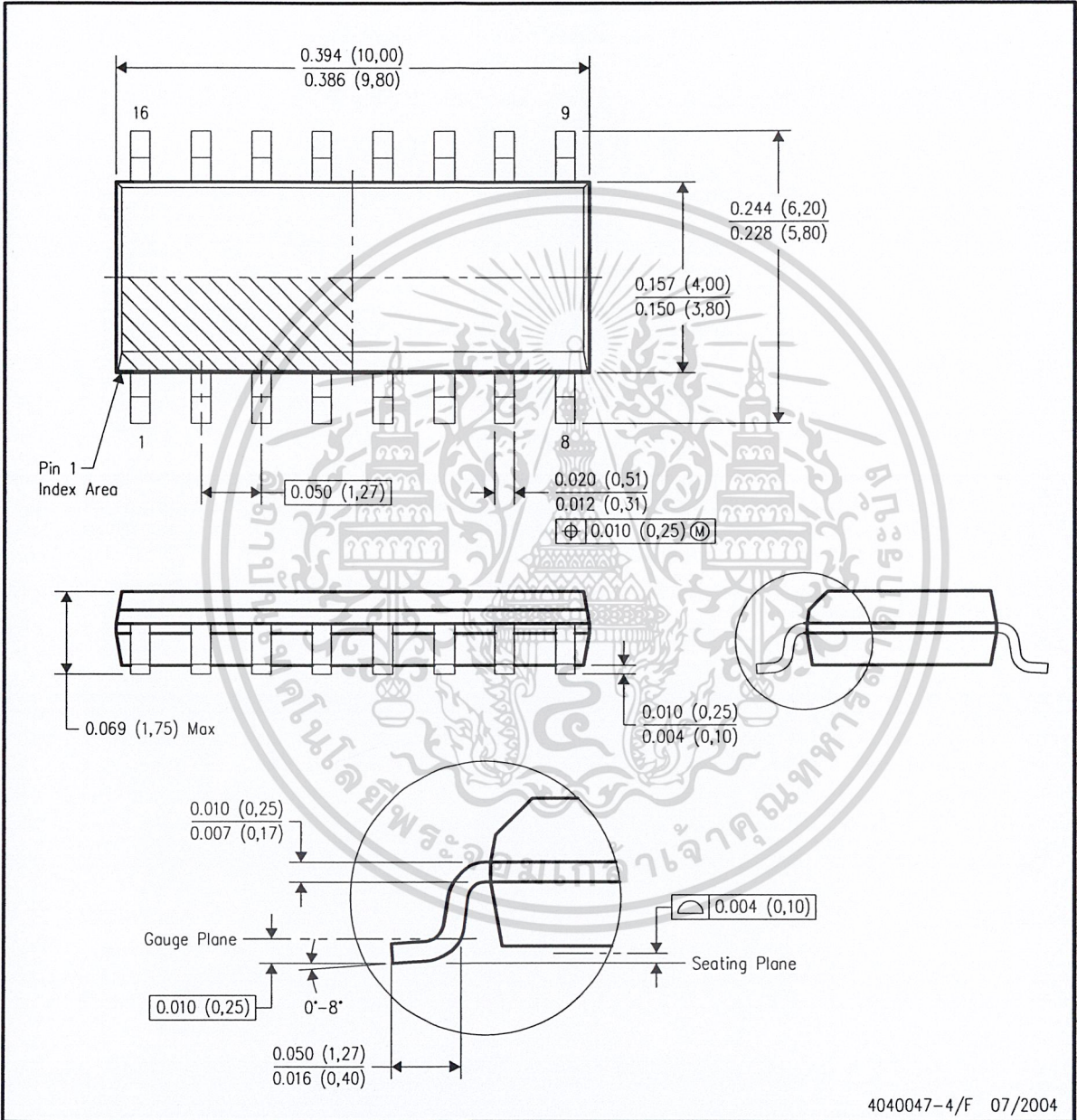
4040049/E 12/2002

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin versions only (Dimension A)
 - D The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

MECHANICAL DATA

D (R-PDSO-G16)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



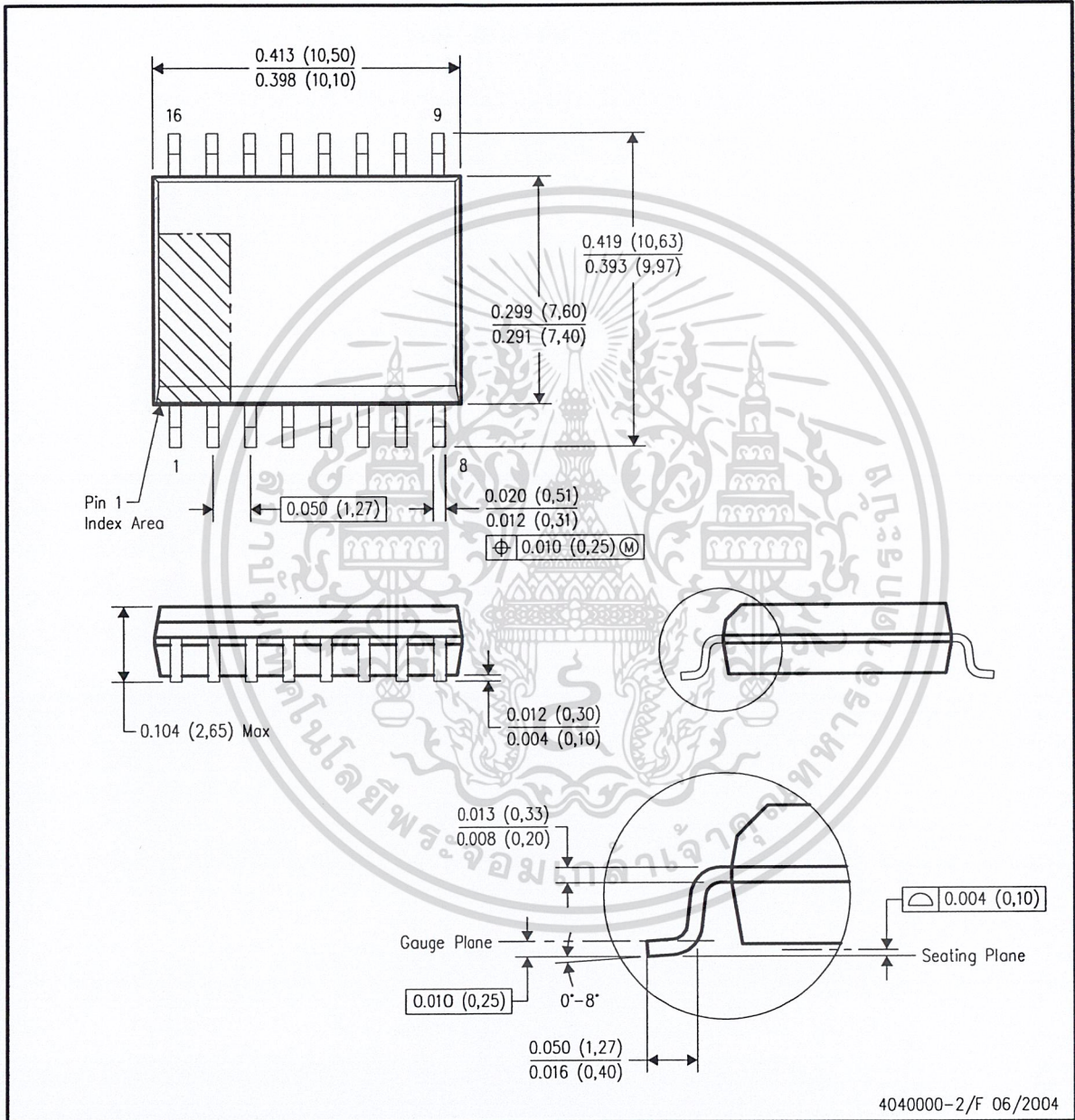
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - D. Falls within JEDEC MS-012 variation AC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้ผลิตหรือผู้จำหน่าย
 TEXAS INSTRUMENTS
 www.ti.com

MECHANICAL DATA

DW (R-PDSO-G16)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



4040000-2/F 06/2004

- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - Falls within JEDEC MS-013 variation AA.

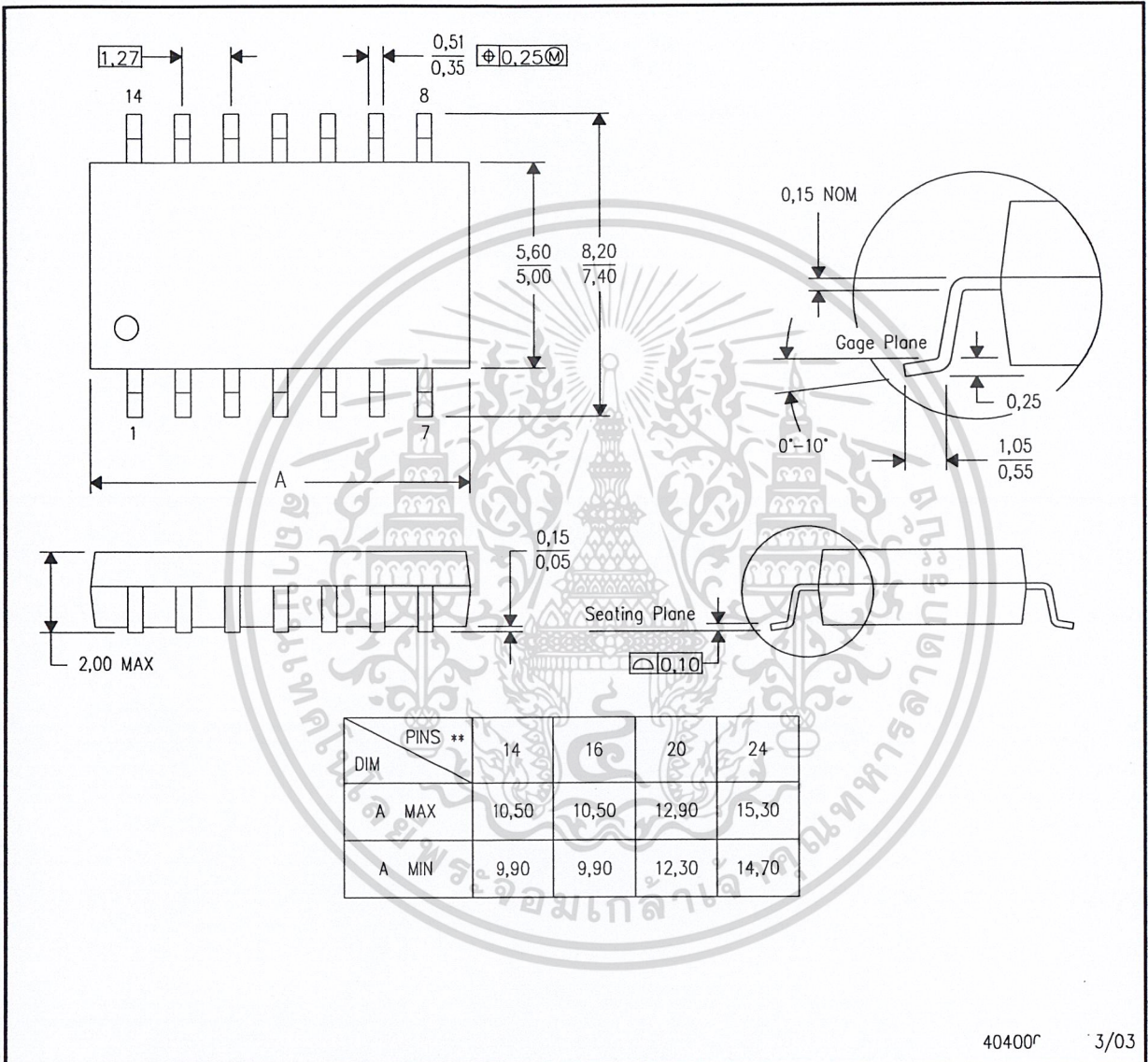
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้ผลิต
 TEXAS INSTRUMENTS
 www.ti.com

MECHANICAL DATA

NS (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14-PINS SHOWN



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

40400* 3/03

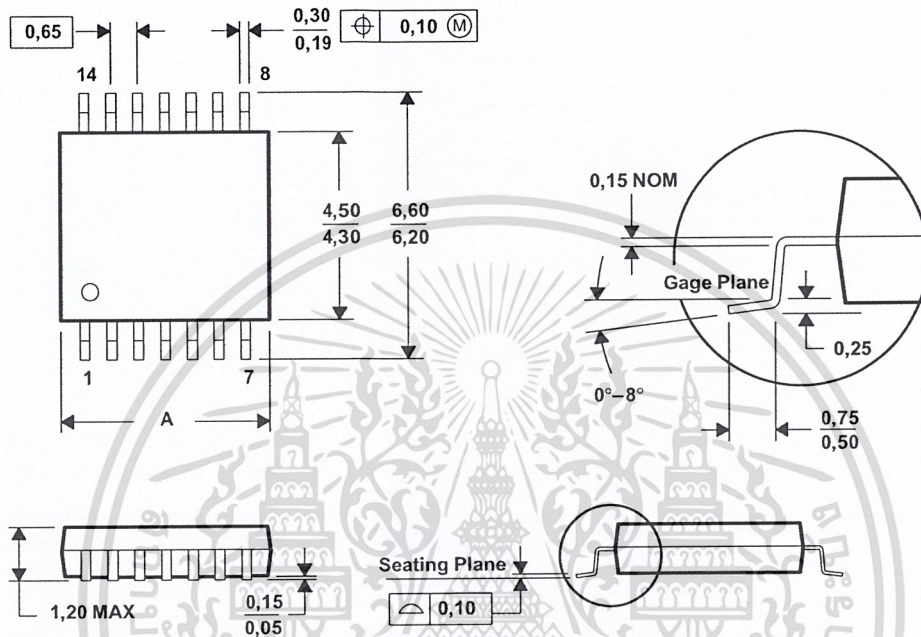
MECHANICAL DATA

MTSS001C – JANUARY 1995 – REVISED FEBRUARY 1999

PW (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



DIM	PINS **					
	8	14	16	20	24	28
A MAX	3,10	5,10	5,10	6,60	7,90	9,80
A MIN	2,90	4,90	4,90	6,40	7,70	9,60

4040064/F 01/97

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

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

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

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



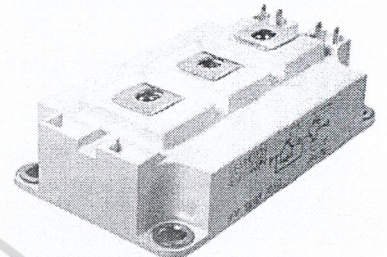
SKM200GA123D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings		Values		Units
Symbol	Conditions ¹⁾	... 123 D	... 123 D1	
V _{CES}		1200		V
V _{CGR}	R _{GE} = 20 kΩ	1200		V
I _C	T _{case} = 25/80 °C	200 / 180		A
I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	400 / 360		A
V _{GES}		± 20		V
P _{tot}	per IGBT, T _{case} = 25 °C	1380		W
T _j , (T _{stg})		- 40 ... +150 (125)		°C
V _{isol}	AC, 1 min.	2 500 ⁷⁾		V
humidity	DIN 40 040	Class F		
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56		
Inverse Diode			FWD ⁶⁾	
I _F = - I _C	T _{case} = 25/80 °C	200 / 130	260 / 180	A
I _{FM} = - I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	400 / 360	400 / 360	A
I _{FSM}	t _p = 10 ms; sin.; T _j = 150 °C	1450	1800	A
I ² t	t _p = 10 ms; T _j = 150 °C	10 500	24 200	A ² s

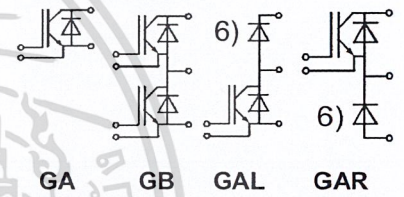
SEMİTRANS® M IGBT Modules

- SKM 200 GA 123 D ^{*}**
- SKM 200 GB 123 D**
- SKM 200 GB 123 D1 ⁶⁾**
- SKM 200 GAL 123 D ⁶⁾**
- SKM 200 GAR 123 D ⁶⁾**



SEMİTRANS 3

Characteristics		min.	typ.	max.	Units
V _{(BR)CES}	V _{GE} = 0, I _C = 4 mA	≥ V _{CES}	-	-	V
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 6 mA	4,5	5,5	6,5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 } T _j = 25 °C	-	0,2	3	mA
	V _{CE} = V _{CES} } T _j = 125 °C	-	12	-	
I _{GES}	V _{GE} = 20 V, V _{CE} = 0	-	-	1	µA
V _{CEsat}	I _C = 150 A } V _{GE} = 15 V;	-	2,5(3,1)	3(3,7)	V
V _{CEsat}	I _C = 200 A } T _j = 25 (125) °C	-	2,8(3,6)	-	
g _{fs}	V _{CE} = 20 V, I _C = 150 A	95	-	-	S
C _{CHC}	per IGBT	-	-	700	pF
C _{ies}	} V _{GE} = 0 } V _{CE} = 25 V } f = 1 MHz	-	10	13	nF
C _{oes}		-	1,5	2	nF
C _{res}		-	0,8	1,2	nF
L _{CE}		-	-	20	nH
t _{d(on)}	} V _{CC} = 600 V } V _{GE} = -15 V / +15 V ³⁾ } I _C = 150 A, ind. load } R _{Gon} = R _{Goff} = 5,6 Ω } T _j = 125 °C	-	220	400	ns
t _r		-	100	200	
t _{d(off)}		-	600	800	ns
t _f		-	70	100	
E _{on} ⁵⁾		-	24	-	mWs
E _{off} ⁵⁾	-	17	-	mWs	
Inverse Diode ⁸⁾					
V _F = V _{EC}	} I _F = 150 A } V _{GE} = 0 V; } I _F = 200 A } T _j = 25 (125) °C	-	2,0(1,8)	2,5	V
V _F = V _{EC}		-	2,25(2,05)	-	
V _{TO}	T _j = 125 °C	-	-	1,2	V
r _T	T _j = 125 °C	-	5	7	mΩ
I _{RRM}	I _F = 150 A; T _j = 25 (125) °C ²⁾	-	55(80)	-	A
Q _{rr}	I _F = 150 A; T _j = 25 (125) °C ²⁾	-	8(20)	-	µC
FWD of types "GAL", "GAR" "123D1" ⁶⁾					
V _F = V _{EC}	} I _F = 150 A } V _{GE} = 0 V; } I _F = 200 A } T _j = 25 (125) °C	-	1,85(1,6)	2,2	V
V _F = V _{EC}		-	2,0(1,8)	-	
V _{TO}	T _j = 125 °C	-	-	1,2	V
r _T	T _j = 125 °C	-	3	5,5	mΩ
I _{RRM}	I _F = 150 A; T _j = 25 (125) °C ²⁾	-	60(90)	-	A
Q _{rr}	I _F = 150 A; T _j = 25 (125) °C ²⁾	-	8(23)	-	µC
Thermal Characteristics					
R _{thjc}	per IGBT	-	-	0,09	°C/W
R _{thjc}	per diode / FWD "GAL" "GAR"	-	-	0,25/0,18	°C/W
R _{thch}	per module	-	-	0,038	°C/W



Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to 6 * I_{cnom}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes ⁸⁾
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (13 mm) and creepage distances (20 mm).

Typical Applications: → B6 - 153

- Switching (not for linear use)

1) T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified
 2) I_F = - I_C, V_R = 600 V, - di_F/dt = 1500 A/µs, V_{GE} = 0 V
 3) Use V_{GEoff} = -5 ... -15 V
 5) See fig. 2 + 3; R_{Goff} = 5,6 Ω
 6) The free-wheeling diodes of the GAL and GAR types have the data of the inverse diodes of SKM 300 GA 123 D
 7) V_{isol} = 4000 V_{rms} on request
 8) CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.
Cases and mech. data → B6-154
***) SEMİTRANS 4** → B6-168

SKM 200 GA 123 D...

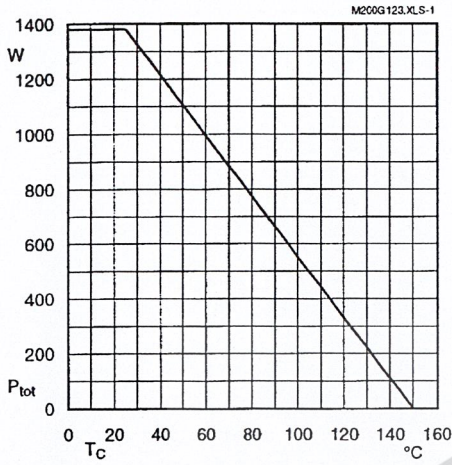


Fig. 1 Rated power dissipation $P_{tot} = f(T_C)$

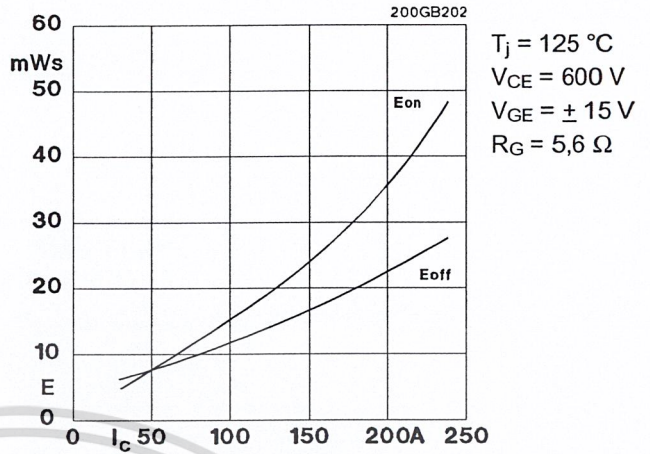


Fig. 2 Turn-on /-off energy = $f(I_C)$

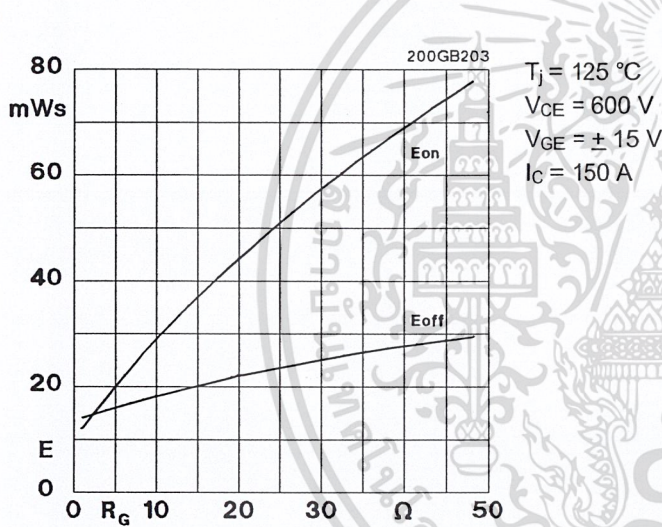


Fig. 3 Turn-on /-off energy = $f(R_G)$

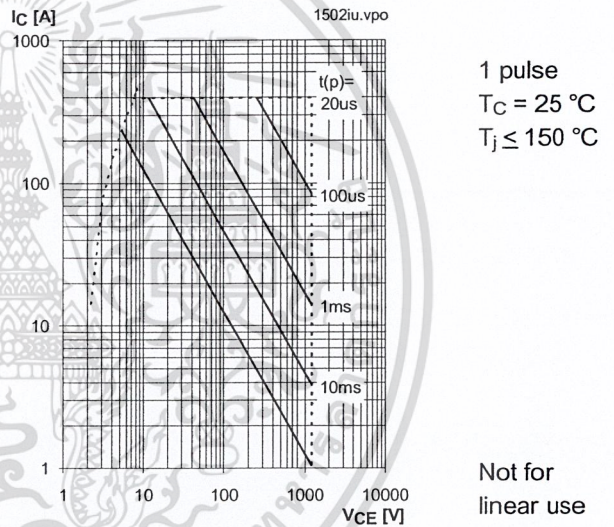


Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA) $I_C = f(V_{CE})$

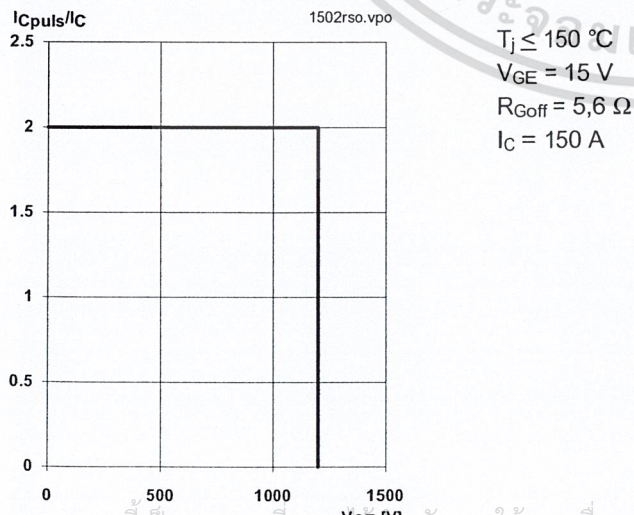


Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)

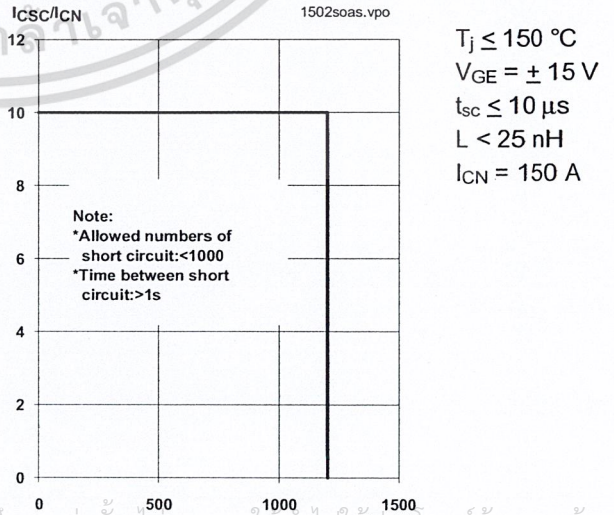


Fig. 6 Safe operating area at short circuit $I_C = f(V_{CE})$

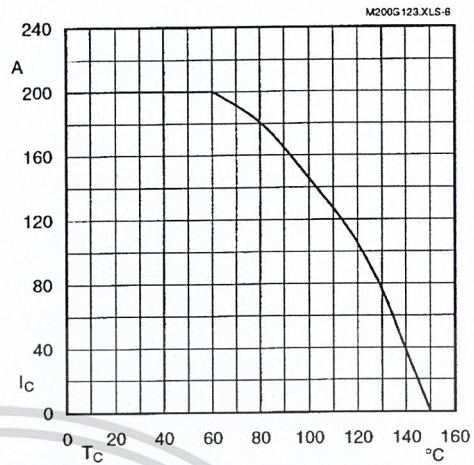


Fig. 8 Rated current vs. temperature $I_C = f(T_C)$

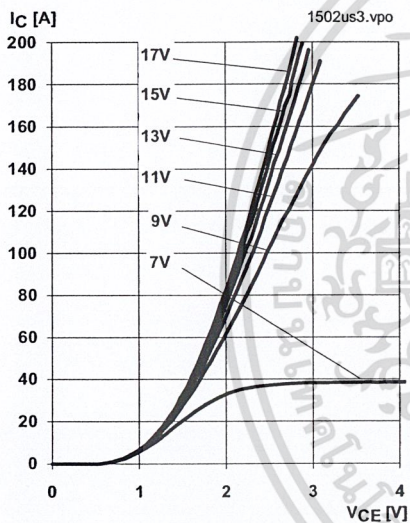


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $25 \text{ }^\circ\text{C}$

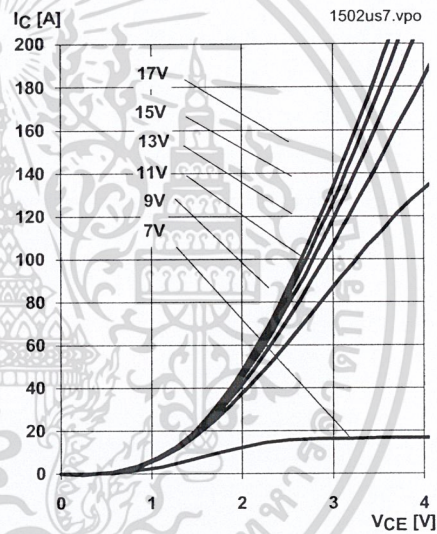


Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $125 \text{ }^\circ\text{C}$

$$P_{cond}(t) = V_{CEsat}(t) \cdot I_C(t)$$

$$V_{CEsat}(t) = V_{CE(TO)(Tj)} + r_{CE(Tj)} \cdot I_C(t)$$

$$V_{CE(TO)(Tj)} \leq 1,5 + 0,002 (T_j - 25) [V]$$

$$\text{typ.: } r_{CE(Tj)} = 0,0066 + 0,000027 (T_j - 25) [\Omega]$$

$$\text{max.: } r_{CE(Tj)} = 0,0100 + 0,000033 (T_j - 25) [\Omega]$$

$$\text{valid for } V_{GE} = +15 \frac{+2}{-1} [V]; I_C > 0,3 I_{Cnom}$$

Fig. 11 Saturation characteristic (IGBT)
Calculation elements and equations

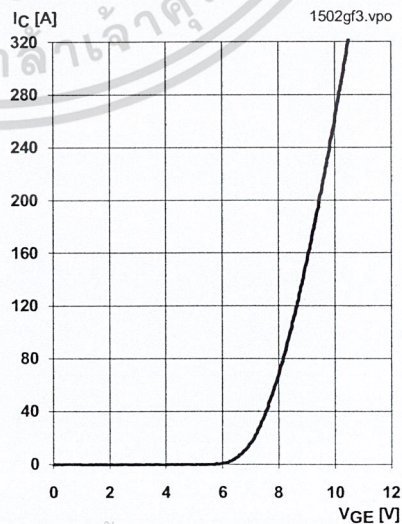


Fig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $V_{CE} = 20 V$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

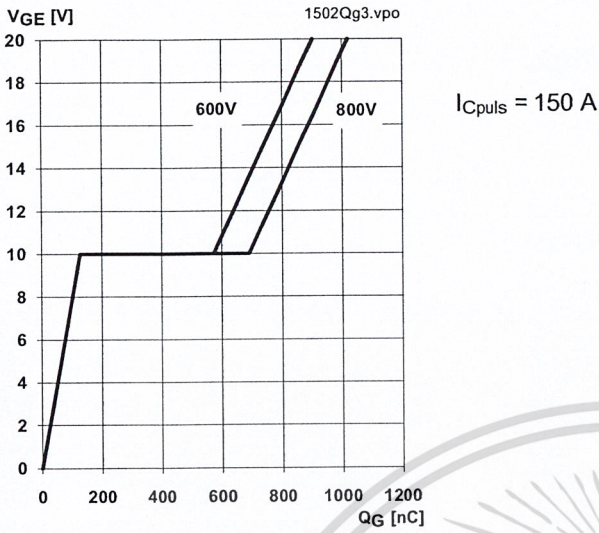


Fig. 13 Typ. gate charge characteristic

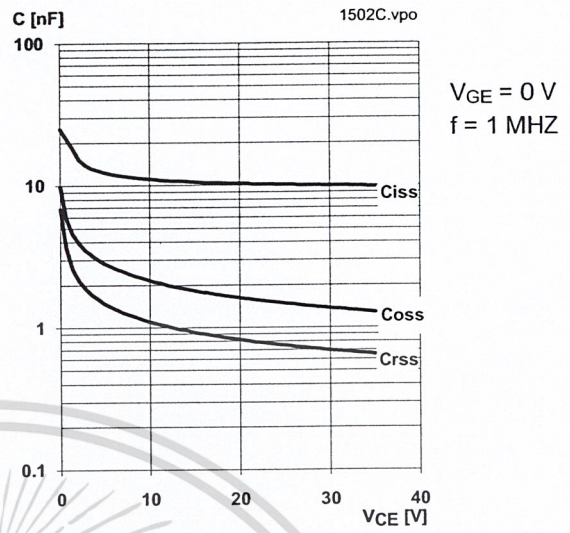


Fig. 14 Typ. capacitances vs. V_{CE}

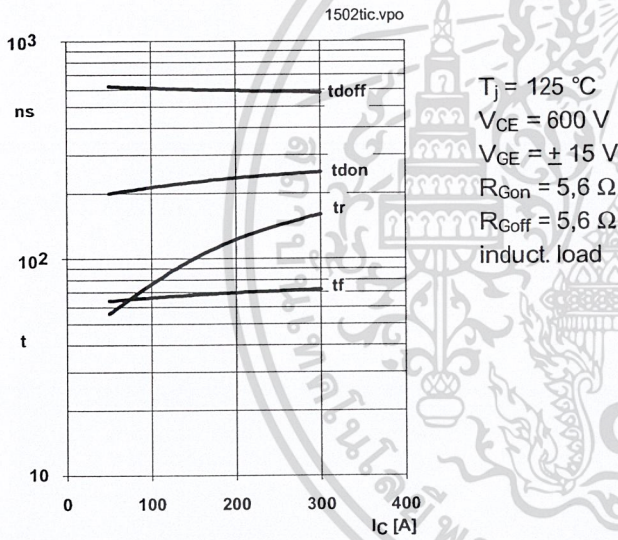


Fig. 15 Typ. switching times vs. I_c

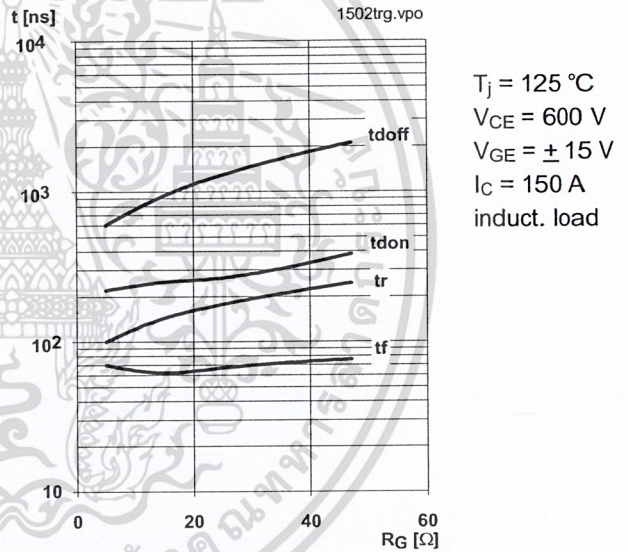


Fig. 16 Typ. switching times vs. gate resistor R_G

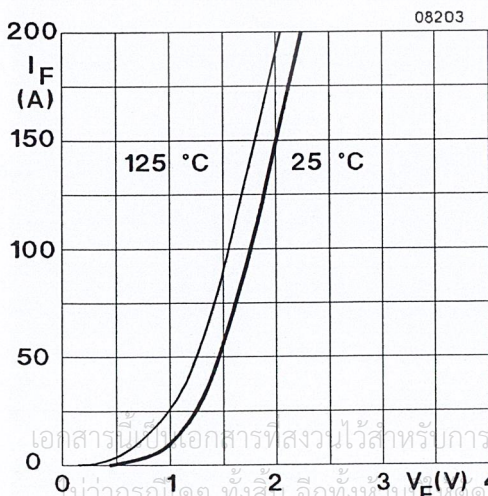


Fig. 17 Typ. CAL diode forward characteristic

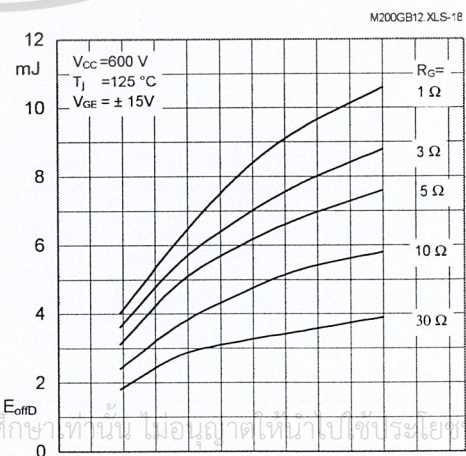


Fig. 18 Diode turn-off energy dissipation per pulse

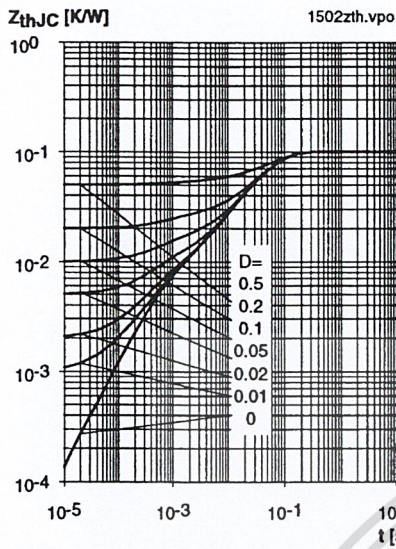


Fig. 19 Transient thermal impedance of IGBT
 $Z_{thJC} = f(t_p)$; $D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

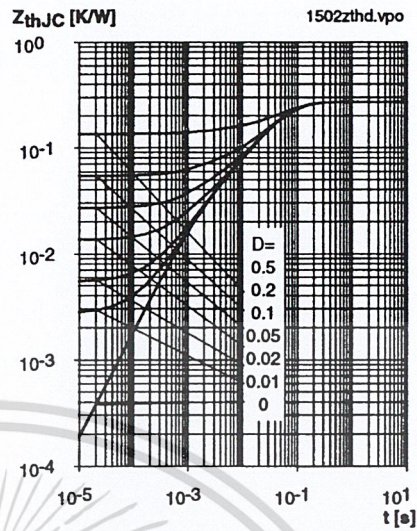


Fig. 20 Transient thermal impedance of inverse CAL diodes
 $Z_{thJC} = f(t_p)$; $D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

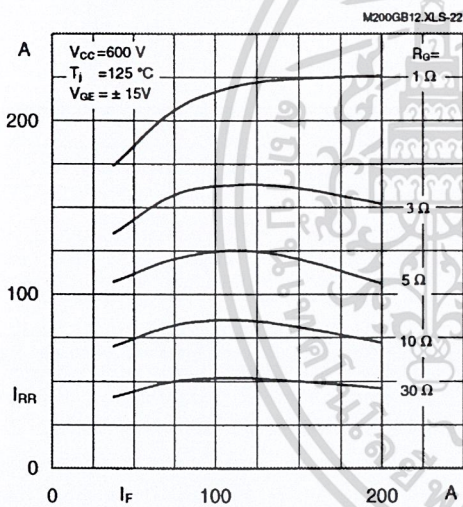


Fig. 22 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(I_F, R_G)$

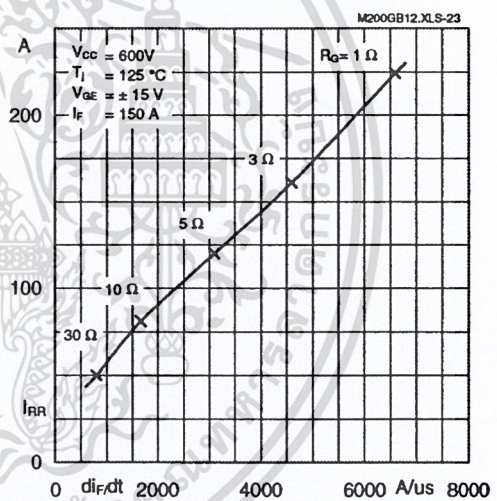


Fig. 23 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(di_F/dt)$

Typical Applications

include

- Switched mode power supplies
- DC servo and robot drives
- Inverters
- DC choppers (versions GAR; GAL)
- AC motor speed control
- Inductive heating
- UPS Uninterruptable power supplies
- General power switching applications

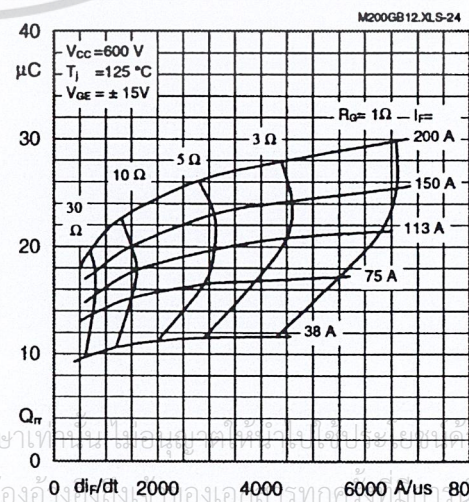


Fig. 24 Typ. CAL diode recovered charge $Q_{RR} = f(di/dt)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาตจากผู้ผลิต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้ง

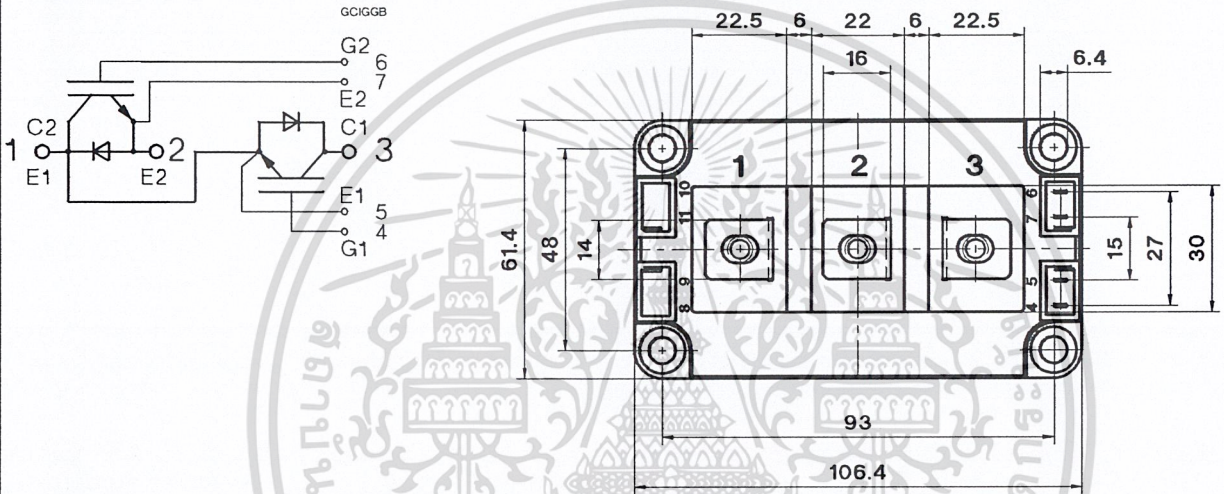
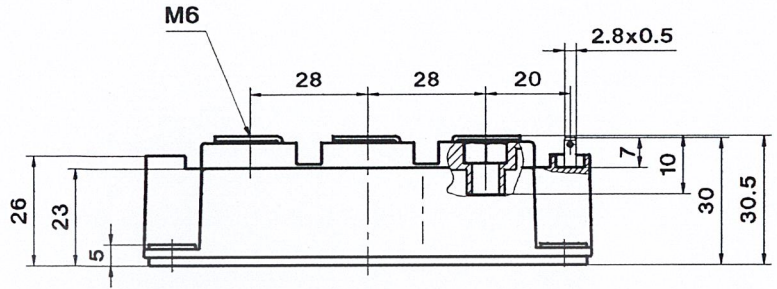
SKM 200 GA 123 D...

SEMISTRANS 3

Case D 56
UL Recognized
File no. E 63 532

CASED56

- SKM 150 GB 123 D
- SKM 200 GB 123 D
- SKM 200 GB 123 D1
- SKM 200 GB 173 D
- SKM 200 GB 173 D1



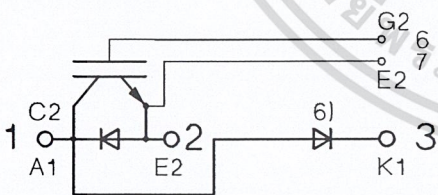
Dimensions in mm

SKM 150 GAL 123 D

Case D 57 (→ D 56)

SKM 200 GAL 123 D SKM 200 GAL 173 D

GCIGGAL

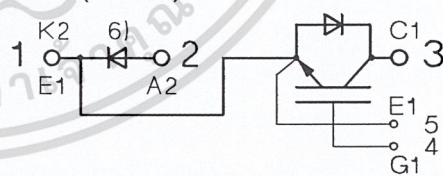


SKM 150 GAR 123 D

Case D 58 (→ D 56)

SKM 200 GAR 123 D

GCIGGAR



Case outline and circuit diagrams

For SKM 200 GA 123 D (SEMISTRANS 4) → B 6 - 168

Mechanical Data

Symbol	Conditions		Values			Units
			min.	typ.	max.	
M ₁	to heatsink, SI Units	(M6)	3	—	5	Nm
	to heatsink, US Units		27	—	44	lb.in.
M ₂	for terminals, SI Units	(M6)	2,5	—	5	Nm
	for terminals US Units		22	—	44	lb.in.
a			—	—	5x9,81	m/s ²
w			—	—	325	g

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS). Please observe the international standard IEC 747-1, Chapter IX.

Three devices are supplied in one SEMIBOX A without mounting hardware, which can be ordered separately under Ident No. 33321100 (for 10 SEMISTRANS 3). Larger packing units of 12 and 20 pieces are used if suitable.
Accessories → B 6 - 4.
SEMIBOX → C - 1.

⁶⁾ Freewheeling diode → B 6 - 149, remark 6.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8..-Series)

Application Manual

Content:

1. Introduction	page 1
2. Features	page 1
3. Applications	page 1
4. Comprehensive Chart	page 1
5. Dimensions	page 1
6. Functional Block Diagrams	page 2
7. Ratings and Characteristics	page 2
8. Application Circuits	page 3
9. Operation	page 6
10. Notes	page 7
11. Operating Waveforms	page 8
12. Additional Type EXB 844	page 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. Introduction

The insulated gate bipolar transistor (IGBT) is increasingly being used in small, low-noise, high-performance power supplies, inverters, uninterruptable power supplies (UPS), and motor speed controls.

Fuji's Hybrid IC driver for IGBTs was developed to take full advantage of the IGBT.

2. Features

- Various series
 - Standard series: For up to 10 kHz operation
 - High-speed series: For up to 40 kHz operation
- These series cover the full range of IGBT products.
- Built-in photocoupler for high isolation voltage: 2500 V AC for one minute
- Single supply operation
- Built-in overcurrent protection circuit
- Overcurrent detection output
- SIL package for high-density mounting

3. Applications

- General-purpose inverter and motor control
- Servo control
- Uninterruptable power supplies (UPS)
- Welding machines

4. Comprehensive Chart

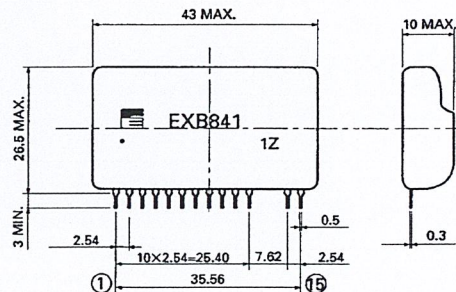
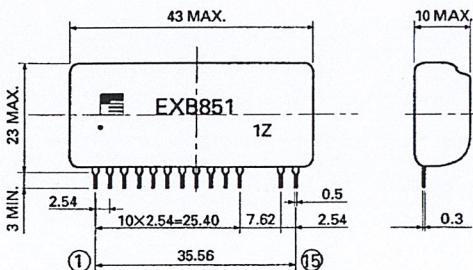
IGBT	600 V IGBT drive		1200 V IGBT drive	
	Up to 150A	Up to 400A	Up to 75A	Up to 300A
Standard type	EXB850	EXB851	EXB850	EXB851
High-speed type	EXB840	EXB841	EXB840	EXB841

- Notes: 1. Standard type: Signal delay in drive circuit; Up to 4μs (max.)
 2. High-speed type: Signal delay in drive circuit; Up to 1.5μs (max.)

5. Dimensions, mm

- EXB850
- EXB840

- EXB851
- EXB841



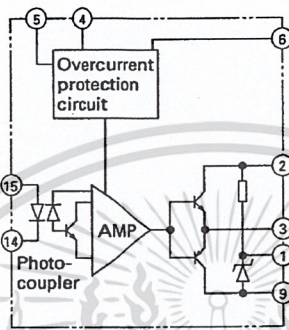
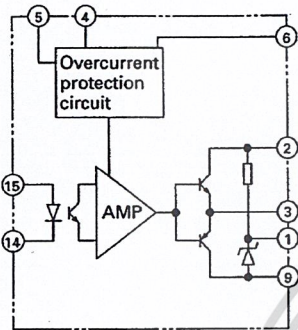
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. Functional Block Diagrams

EXB850, 851

EXB840, 841

Notation common to all EXB series



Pin number	Description
①	Connected to smoothing capacitor for reverse bias power supply
②	Power supply (+20 V)
③	Drive output
④	For connecting an external capacitor to protect against malfunction of the overcurrent protection circuit. (The capacitor is not needed in most cases.)
⑤	Overcurrent detection output
⑥	Collector voltage monitoring
⑦ ⑧	Not connected
⑨	Power supply (0 V)
⑩ ⑪	Not connected
⑭	Drive signal input (-)
⑮	Drive signal input (+)

7. Ratings and Characteristics

■ Absolute maximum ratings

(Ta = 25°C)

Item	Symbol	Condition	Rating		Unit
			EXB850, EXB840 (Medium capacity)	EXB851, EXB841 (Large capacity)	
Supply voltage	V _{cc}		25		V
Photocoupler input current	I _{in}		25		mA
Forward bias output current	I _{g1}	PW = 2 μs, duty at 0.05 or less	1.5	4.0	A
Reverse bias output current	I _{g2}	PW = 2 μs, duty at 0.05 or less	1.5	4.0	A
Input/Output isolation voltage	V _{ISO}	AC 50/60 Hz, 1 minute	2500		V
Operating surface temperature	T _c		-25 to +85		°C
Storage temperature	T _{stg}		-25 to +125		°C

■ Recommended operating conditions

Item	Symbol	Recommended operating conditions				Unit
		Standard type		High-speed type		
		EXB850	EXB851	EXB840	EXB841	
Supply voltage	V _{cc}	20 ⁺² ₋₀				V
Photocoupler input current	I _{in}	5		10		mA

IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8..-Series) Application Manual

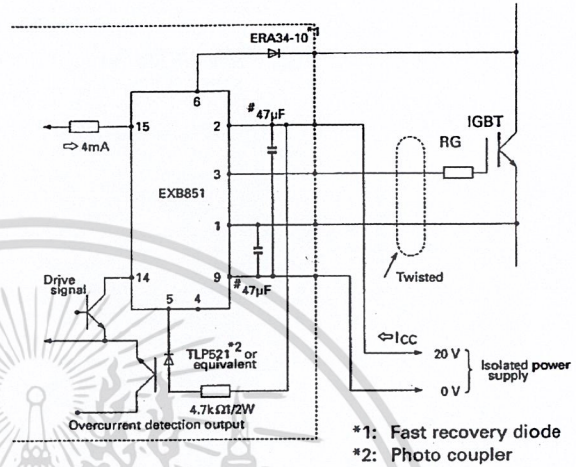
2 EXB851 Application Circuits

EXB851 is a hybrid IC capable of driving up to 400A for 600 V IGBT and up to 300A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 4 μ s or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 10 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).
- The 47 μ F (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	200 A	300 A	400 A	—
	1200 V	200 A	150 A	200 A	300 A
RG		12 Ω	8.2 Ω	5 Ω	3.3 Ω
I _{cc}	5 kHz	27 mA	29 mA	30 mA	34 mA
	10 kHz	31 mA	34 mA	37 mA	44 mA
	15 kHz	34 mA	39 mA	44 mA	54 mA

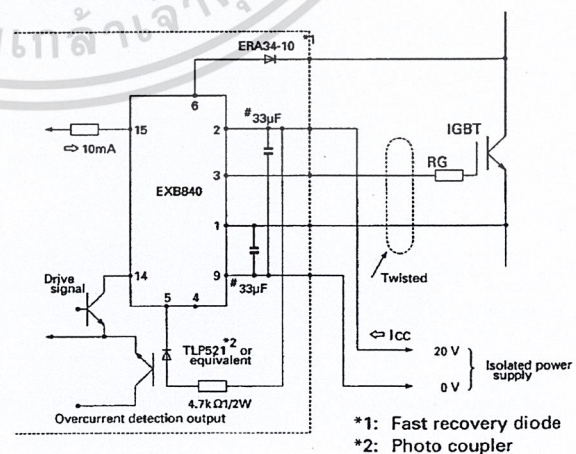
3 EXB840 Application Circuits

EXB840 is a hybrid IC capable of driving up to 150A for 600 V IGBT and up to 75A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 1 μ s or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 40 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).
- The 33 μ F (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	10 A	15 A	30 A	50 A	75 A	100 A	150 A
	1200 V	—	8 A	15 A	25 A	—	50 A	75 A
RG	250 Ω		150 Ω	82 Ω	50 Ω	33 Ω	25 Ω	15 Ω
I _{cc}	5 kHz	17 mA			17 mA			19 mA
	10 kHz							22 mA
	15 kHz							25 mA

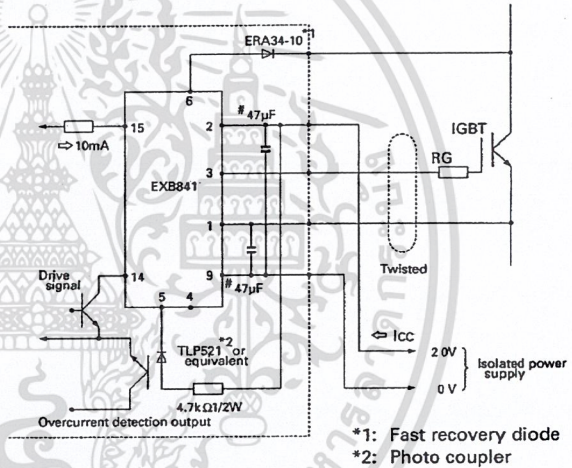
4 EXB841 Application Circuits

EXB841 is a hybrid IC capable of driving up to 400A for 600 V IGBT and up to 300A for a 1200 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 1μs or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 40 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

- The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.
- The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.
- If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).
- The 47 μF (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



- *1: Fast recovery diode
- *2: Photo coupler

Recommended gate resistance and current consumption

IGBT rating	600 V	200 A	300 A	400 A	—
	1200 V	200 A	150 A	200 A	300 A
RG	12 Ω		8.2 Ω	5 Ω	3.3 Ω
I _{cc}	5 kHz	20 mA	22 mA	23 mA	27 mA
	10 kHz	24 mA	27 mA	30 mA	37 mA
	15 kHz	27 mA	32 mA	37 mA	47 mA

9. Operation

1 Outline

The following built-in functions make the fullest use of the IGBT.

- Signal isolation circuit
- Drive amplifier
- Overcurrent detector
- Low speed overcurrent cut-off circuit
- Gate turn-off power supply

2 Signal isolation circuit

A photocoupler with a high isolation voltage is used for signal isolation. Therefore, this hybrid IC can be used in devices powered from 480 V AC.

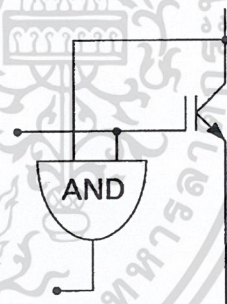
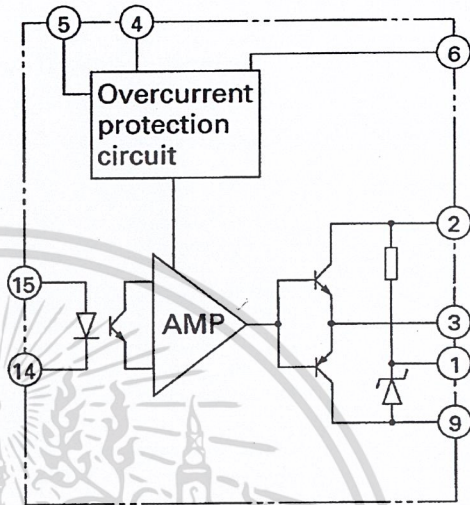
High-speed or general-purpose photocouplers are selected according to the specifications of the hybrid IC because the drive circuit signal delay depends on the photocoupler characteristics.

3 Overcurrent detector

The IGBT can withstand an overcurrent of only 10 μ s duration when short-circuited. An extremely fast protection circuit is necessary for this reason.

This hybrid IC incorporates an overcurrent protection circuit. An overcurrent is detected according to the relationship between the drive signal and the collector voltage.

The principle of overcurrent detection is shown at the right. An overcurrent is considered present when the collector voltage is high although an on signal is inputted.



	Vce low	Vce high
On signal	Normal	Overcurrent
Off signal	—	Normal

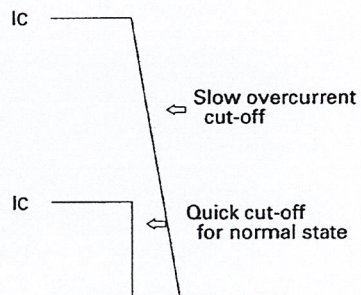
4 Low-speed overcurrent cut-off circuit

A low-speed cut-off circuit slowly turns off the IGBT in response to an overcurrent.

When an overcurrent is cut off at normal drive speed, the collector voltage spike generated is large enough to damage the IGBT.

The low-speed cut-off circuit protects the IGBT against damage.

(The low-speed cut-off circuit does not operate for overcurrents of 10 μ s or less duration.)



งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

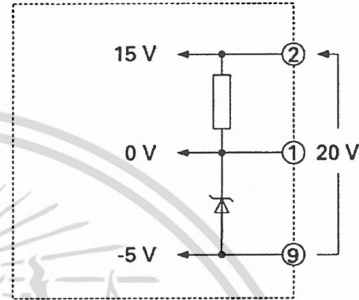
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 Gate turn-off power supply

The IGBT needs a +15 V on-gate voltage to get a low on-voltage and -5 V off-gate voltage to protect against malfunction in the off state.

This is a built-in circuit which generates a constant-voltage supply from the 20 V supply for IGBT gate turn-off.

Do not apply external voltage to pin 1.



10. Notes

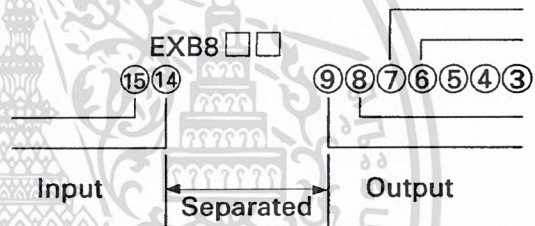
1 Separation of input circuit from output circuit

Keep the wiring of the input circuit (photocoupler) away from the output circuit wiring to assure that the proper dielectric strength and high noise resistance are maintained.

2 Use under recommended operating conditions

The IGBT works best if the recommended operating conditions driven in Section 7 are observed.

- Note that an excessive drive supply voltage could damage the IGBT due to excess IGBT gate voltage, and that an insufficient drive voltage could abnormally increase the IGBT's ON voltage.
- Note that an excessive input current could increase the signal delay in the drive circuit, and that an insufficient input current could cause unstable operation of the drive circuit.
- Note that an insufficient gate resistance can increase the switching noise of the IGBT and freewheeling diode.
- Note the points above where the recommended operating conditions cannot be observed.



11. Operating Waveforms

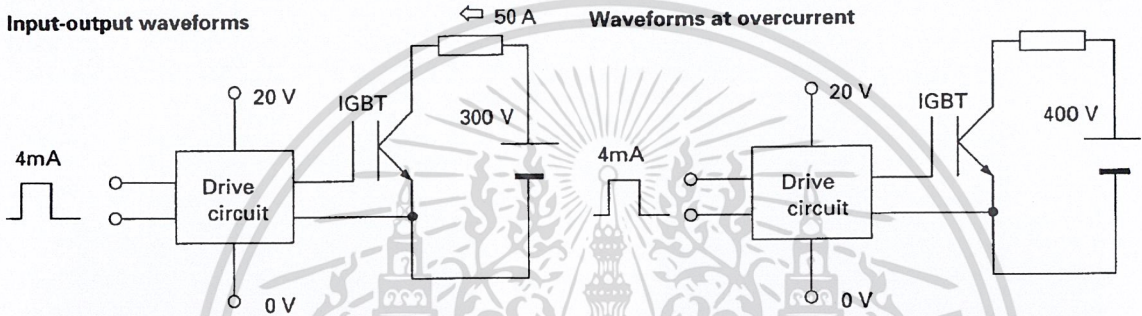
1 EXB850

Operating conditions

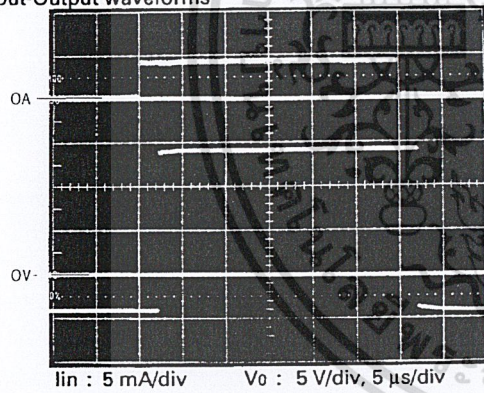
$V_{cc} = 20\text{ V}$, $I_{in} = 4\text{ mA}$, IGBT module: 2MB150-060

Test circuits

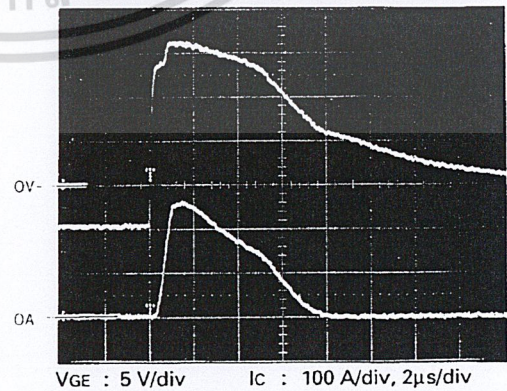
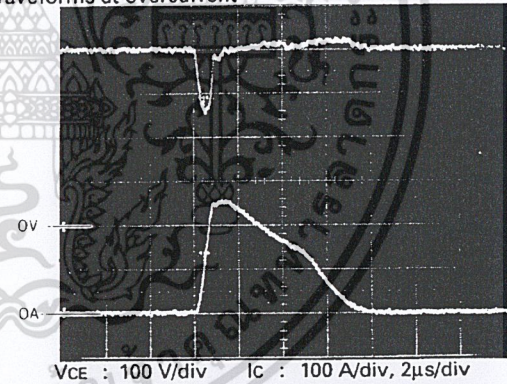
Input-output waveforms



Input-Output waveforms



Waveforms at overcurrent



IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8..-Series) Application Manual

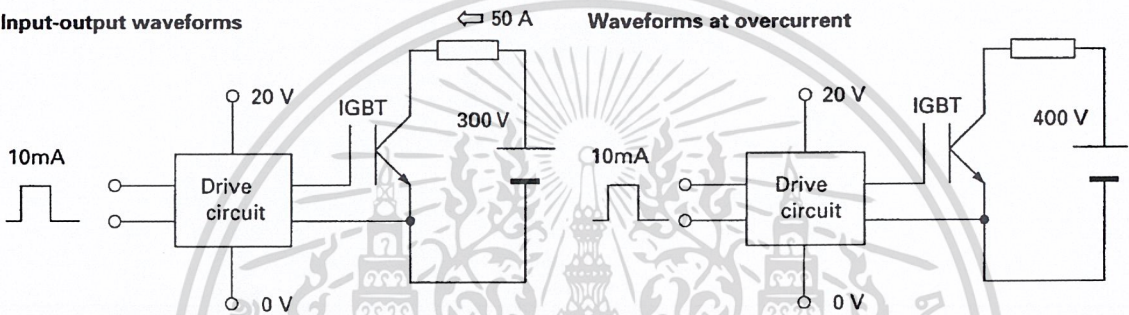
2 EXB841

Operating conditions

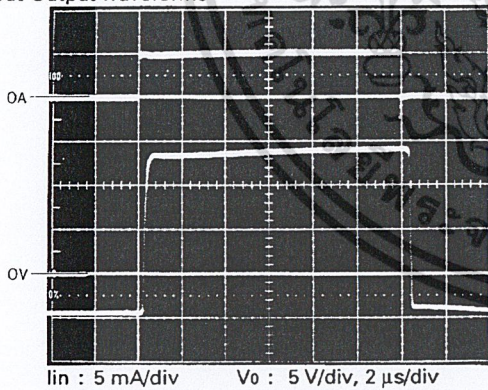
$V_{cc} = 20\text{ V}$, $I_{in} = 10\text{ mA}$, IGBT module: 2MB150-060

Test circuit

Input-output waveforms



Input-Output waveforms



Waveforms at overcurrent are the same as for EXB851.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

New Gate Driver Hybrid IC for 3rd Generation IGBT

1. Features

- (1) dv/dt capability of opto-coupler is Min.15KV/ μ s
- (2) Spacing between primary pin and secondary pin is 10.16mm
- (3) Isolation voltage is 2500Vrms/1 min.

2. Difference from existing type

	EXB841	New Driver
dv/dt	5 KV/ μ s	15 KV/ μ s
Delay time	1.5 μ s	1.5 μ s
Opto-coupler	TLP550 (TOSHIBA)	HPCL4504
Pin Arrangement		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For more information, contact:

Collmer Semiconductor, Inc.

P.O. Box 702708

Dallas, TX 75370

972-733-1700

972-381-9991 Fax

<http://www.collmer.com>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics)**, พิมพ์ครั้งที่ 8, กรุงเทพมหานคร, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2551.
- [2] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1992.
- [3] ธนัท ยงวิจิตรกุล, ชันวี วิตนากร และ ธิติ ไชยเทพ, “วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงด้วยตัวเก็บประจุแบบหลายระดับสำหรับแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้าขนาดเล็ก,” **ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต**, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.
- [4] C. Zhang, Z. Liao and M. Yang., “Research on Soft Start Method for Buck-Boost Bi-directional DC-DC Converter of Fuel Cell Power System”, in *PROC. IEEE PACCS*, pp.326-329, May 2009
- [5] Y. Ito, Y. Zhongqing and H. Akagi. “DC Micro-grid Based Distribution Power Generation System”, in *PROC. IEEE IPEMC*, Vol.3, pp.1740-1745, Aug 2004
- [6] TMS320x2802x, 2803x Piccolo Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module Reference Guide.
- [7] F. Zhang, F. Z. Peng, and Z. Qian, “Study of the Multilevel Converters in DC-DC Applications”, in *PROC. IEEE PESC*, pp.1704

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับเชื่อมต่อ

เครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตซ์รีลักแทนซ์กับคิซิกริด

A Design of Bi-directional DC-DC Converter used for a Switched Reluctance Machine in DC grid

ชานู สุขใส, ฌัฐ สุภาพ, หัสสนัย ศาครพิทักษ์กุล และอัครพงษ์ เดชชิตดา

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาเทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร/โทรสาร. 0-2739-2478

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ซึ่งวงจรดังกล่าวนี้สามารถควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าได้ทั้งไปและกลับ โดยการควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์แต่ละตัว ซึ่งจะช่วยให้วงจรสามารถเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นวงจรทอนแรงดันหรือวงจรทบแรงดันได้ และสามารถควบคุมค่าของวัฏจักรการทำงาน (Duty Cycle) เพื่อให้สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้คงที่ โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบพัลส์วidthมอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) และได้นำโปรแกรม PSIM มาใช้เพื่อช่วยในจำลองการทำงานของระบบ ผลการทดลองยืนยันประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่สร้างขึ้น

คำสำคัญ: วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง, พัลส์วidthมอดูเลชั่น, วัฏจักรการทำงาน

Abstract

This paper presents design of a bi-directional dc-dc converter which can control the direction of power flow. The direction of power flow is controlled by switch Q1 and Q2. If Q1 is turn on then a bi-directional converter operates in buck mode, but if Q2 is turn on it operate in boost mode. The output voltage is controlled by adjusting the duty cycle using pulse width modulation technique. PSIM program is used to simulate the operation in each conditions for demonstration a principle and the operation in this project.

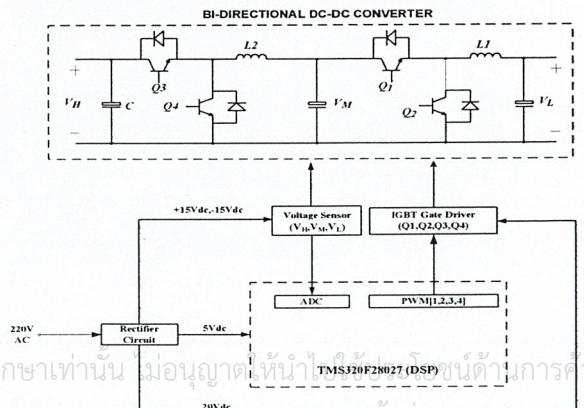
Keyword: Bi-directional dc-dc converter, Pulse Width Modulation, Duty Cycle

1. บทนำ

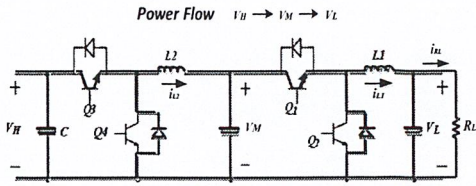
ในปัจจุบันมีการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับคิซิกริดเพิ่มมากขึ้นจะเห็นได้จากมีผลงานวิจัยเกี่ยวกับระบบดังกล่าวอย่างแพร่หลายเนื่องจาก คิซิกริด มีข้อได้เปรียบกว่าระบบไฟฟ้ากระแสสลับ ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน คือ แหล่งจ่ายที่ต่ออยู่กับคิซิกริดสามารถควบคุมการทำงานร่วมกันได้ง่าย โดยควบคุมเฉพาะขนาดของแรงดันไฟฟ้าคิซิกริดเท่านั้น แล้วยังสามารถเก็บสะสมพลังงานไว้ใช้ภายหลังได้ และแนวโน้มในการใช้งานพลังงานทดแทนต่างๆ เช่น เซลล์แสงอาทิตย์ เซลล์เชื้อเพลิง หรือกังหันลมก็มีเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะข้งทำให้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง เข้ามามีบทบาท และเป็นประโยชน์ต่อระบบดังกล่าวอย่างมาก [2]

2. วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional DC-DC Converter)

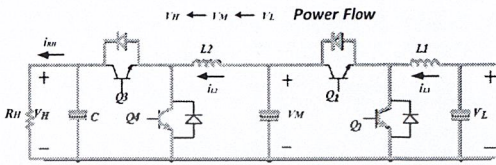
วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bi-directional DC-DC Converter) คือ วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันในระบบไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งข้อดีของการใช้ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง คือ สามารถควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้



รูปที่ 1 โครงสร้างระบบของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง[1]



รูปที่ 2 โหมดทอนระดับ



รูปที่ 3 โหมดทบระดับ

สองทิศทาง มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน มีการควบคุมที่ไม่ยุ่งยาก และมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว

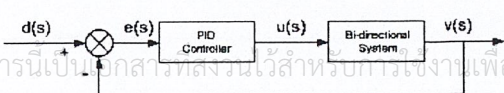
การทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง แบ่งออกเป็นสองสถานะ คือ โหมดทอนแรงดัน (Buck mode) และโหมดทบแรงดัน (Boost mode) เพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าในด้านแรงดันต่ำและแรงดันสูงให้ได้ตามต้องการ โดยสามารถคำนวณแรงดันไฟฟ้าได้จากความสัมพันธ์ของวงจรทอนแรงดันและวงจรทบแรงดันตามปกติ คือ

Buck mode
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (1)$$

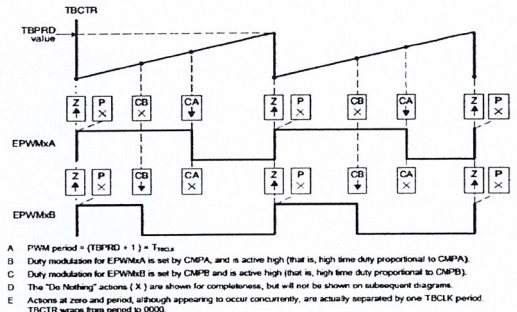
Boost mode
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2)$$

เมื่อ V_m คือ แรงดันขาเข้า (V)
 V_{out} คือ แรงดันขาออก (V)
 D คือ วัฏจักรการทำงาน (Duty Cycle)[4]

โดยในบทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงที่ทำการต่อ cascaded(แคสเคด) กันระหว่างสองวงจรซึ่งมีข้อดีในด้านโครงสร้างซึ่งแยกส่วนกันได้ และลดความเครียดของแรงดันไฟฟ้าอันเนื่องมาจากค่าวิตซ์ไจเคลที่สูงเกินไปหรือต่ำเกินไป แต่ก็ยังมีข้อเสียในด้านประสิทธิภาพของวงจร และความซับซ้อนในการควบคุมระบบที่เพิ่มเข้ามา ซึ่งในการพิจารณาออกแบบวงจร ได้คำนึงถึงผลตอบสนองด้านแรงดันขาเข้าและออกเพื่อให้ได้ตามพิกัดที่ต้องการแม้ในสถานะที่โหลดเพิ่มขึ้นหรือลดลงก็ตาม



รูปที่ 4 แผนภาพแสดงระบบควบคุมแบบป้อนกลับ



รูปที่ 5 การสร้างสัญญาณ PWM ใน DSP TMS320F28027 [3]

3. การควบคุมแรงดันไฟฟ้าของวงจรแปลงผันไฟฟ้า

กระแสตรงแบบสองทิศทาง

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าของ วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง ทำได้โดยการวัดสัญญาณแรงดันด้านออกที่ต้องการควบคุมนำมาเข้า DSP TMS320F28027 มาเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอ้างอิงแล้วนำผลต่าง (error) ที่ได้ไปเข้าส่วนควบคุม (PID controller) ดังแสดงในรูปที่ 4 ตามที่เขียน โปรแกรมไว้ แล้วนำค่าที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟีดแบ็ค ดังรูปที่ 5 เพื่อปรับค่าวิตซ์ไจเคลของสัญญาณ PWM ที่จะนำไปขับสวิทซ์แต่ละตัว

ในส่วนของการควบคุมนั้นจะพิจารณาจากวงจรที่ออกแบบไว้ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้แสดงไว้ดังตารางที่ 1 ทำการสร้างสมการปริภูมิสถานะเพื่ออธิบายโครงสร้างของวงจรในกรณีที่วงจรไม่แปรผันตามเวลาแบบเชิงเส้น(Linear time Invariant) ซึ่งสมการสถานะที่ได้จะเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ เราจึงต้องทำการแปลงลาปลาซเพื่อแก้สมการโดยใช้เงื่อนไขเริ่มต้น ซึ่งจะพิจารณาทั้งช่วงนำกระแสและช่วงหยุดนำกระแสสมการที่ได้ในแต่ละสถานะแสดงไว้ใน(3)และ(4)

ในสถานะทอนแรงดัน

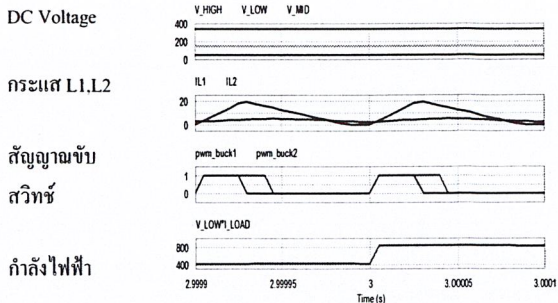
$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{in}/LC}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (3)$$

ในสถานะทบแรงดัน

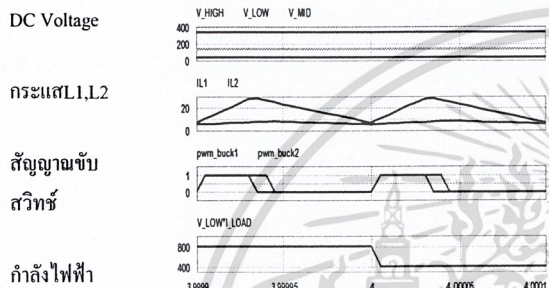
$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \left(\frac{-I_L}{C}\right) * \frac{s - (1-D)V_o/LI_L}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4)$$

ตารางที่ 1 ข้อมูลของวงจร

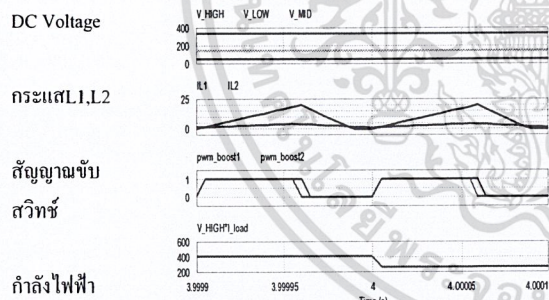
Parameters	Buck	Boost
Input Voltage (pri/sec)	340/150 V	48/150 V
Output Voltage (pri/sec)	150/48 V	150/340 V
Inductor (pri/sec)	2.8/1.2 mH	1.2/2.8 mH
Capacitor (high/mid/low)	2200/2200/3900 uF	2200/2200/3900 uF



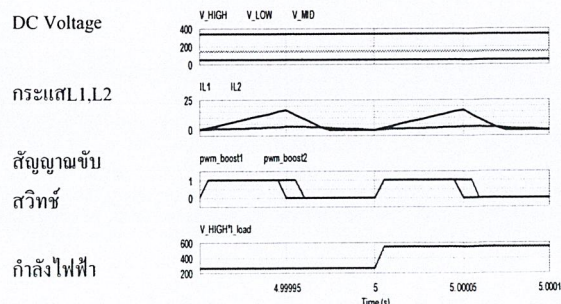
รูปที่ 6 สภาวะทอนแรงดัน เมื่อโหลดลดลง
จาก 425 W เหลือ 845 W



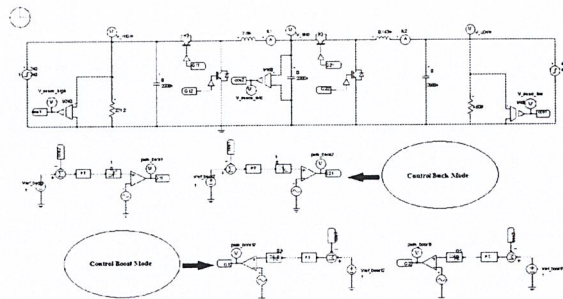
รูปที่ 7 สภาวะทอนแรงดัน เมื่อโหลดเพิ่มขึ้น
จาก 845 W ไปถึง 425 W



รูปที่ 8 สภาวะทอนแรงดัน เมื่อโหลดลดลง
จาก 410 W เหลือ 270 W



รูปที่ 9 สภาวะทอนแรงดัน เมื่อโหลดเพิ่มขึ้น
จาก 270 W ไปถึง 550 W



รูปที่ 10 วงจรที่ใช้ในการจำลอง

4. การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSIM)

จากรูปที่ 10 เป็นวงจรที่ใช้ในการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นทั้งในสภาวะทอนแรงดันและทอนแรงดัน โดยทำการปรับเปลี่ยนโหลดเพิ่มขึ้นและลดลง จะเห็นว่าระบบทำการปรับค่าดิวิตีไซเคิลเพื่อให้อุปกรณ์รักษาระดับแรงดันได้ตามที่กำหนด ดังรูปที่ 6 ถึง 9

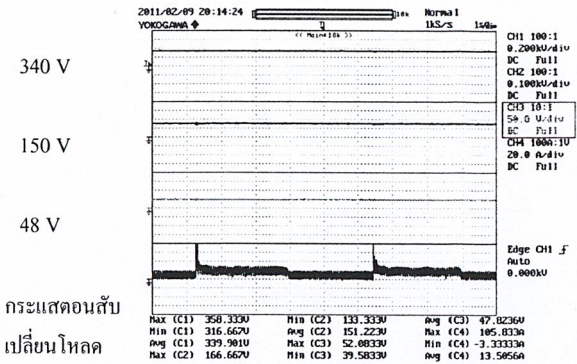
5. ผลการทดลอง

ในส่วนนี้จะแสดงผลการทดลองการทำงานของวงจรในสภาวะทอนแรงดัน และทอนแรงดัน โดยในการทำงานสภาวะทอนแรงดันจะทำการจ่ายแรงดันอินพุตที่ 340 V แล้วทำการรักษาตัวแรงดันเอาต์พุตที่ 150 V และ 48 V จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตทั้งสองที่ 150 V และ 48 V ได้ทั้งในกรณีที่ปรับเปลี่ยนโหลดลดลงและเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 11 ส่วนการทำงานในสภาวะทอนแรงดันเราได้ทำการจ่ายแรงดันอินพุตที่ 48 V เพื่อทอนแรงดันขึ้นเป็น 150 V และ 340 V ตามลำดับ จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันค่า 150 V และ 340 V ได้ทั้งในกรณีที่ปรับเปลี่ยนโหลดลดลงและเพิ่มขึ้น เช่นกัน ดังรูปที่ 12 โดยรูปที่ 13 และ 14 แสดงรูปสัญญาณขับสวิตช์ IGBT และกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำในสภาวะทอนแรงดันและทอนแรงดันตามลำดับ

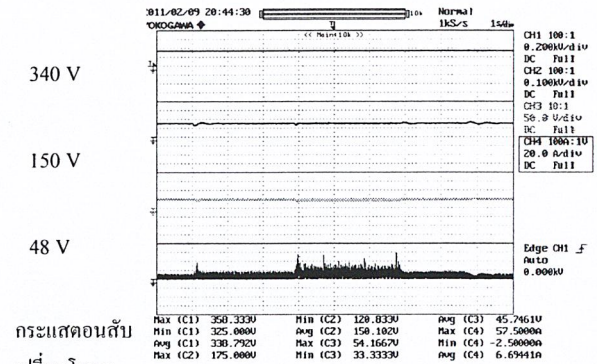
6. ข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ ควรคำนึงถึงการเก็บพลังงานหรือออกแบบช่องอากาศ ซึ่งต้องพิจารณาจากค่าแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำใน ตอนที่ทำการจำลองตามความเหมาะสมของโหลด นอกจากนั้นควรมีส่วนอุปกรณ์ ป้องกันเพิ่มเติม เช่น ป้องกันกระแสเกิน เพื่อไม่ให้ให้อุปกรณ์ที่ทำการทดลองเกิดความเสียหายได้

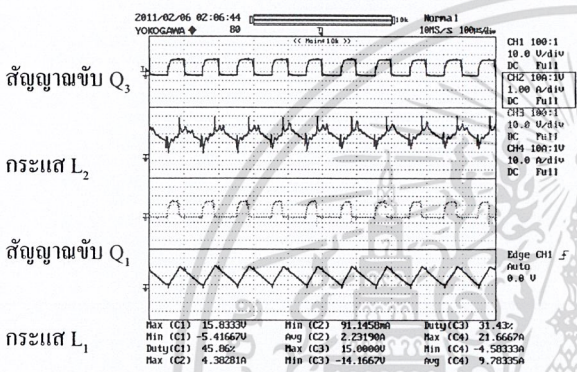
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



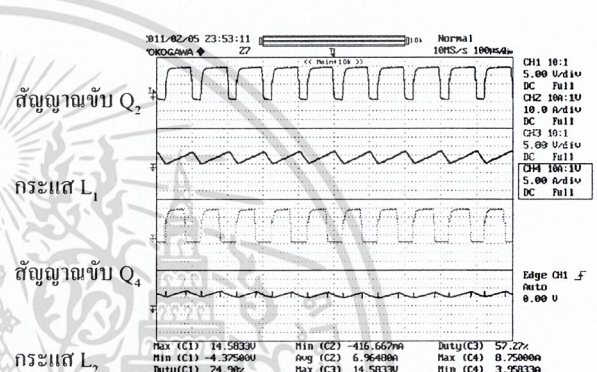
รูปที่ 11 สภาวะทอนแรงดันเมื่อทำการเพิ่มและลดโหลด



รูปที่ 12 สภาวะทบแรงดันเมื่อทำการเพิ่มและลดโหลด



รูปที่ 13 กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ และสัญญาณขับ IGBT (สภาวะทอนแรงดัน)



รูปที่ 14 กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ และสัญญาณขับ IGBT (สภาวะทบแรงดัน)

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้าที่กระแสดรงแบบสองทิศทาง ซึ่งสามารถใช้ควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าได้ด้วยการควบคุมการทำงานของสวิตช์ จากการทดลองการทำงานในสภาวะทอนแรงดันและสภาวะทบแรงดัน พบว่าวงจรดังกล่าวสามารถควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าและสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพสอดคล้องกับการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ โดยสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบเก็บสะสมพลังงานด้วยเครื่องจักรกลไฟฟ้าสวิตซ์รีล็กแทนซ์และล่อช่วยแรงเพื่อเชื่อมต่อกับกิตีกริดได้อย่างสมบูรณ์ต่อไปในอนาคต

7. เอกสารอ้างอิง

[1] C. Zhang, Z. Liao and M. Yang., "Research on Soft

[2] Y. Ito, Y. Zhongqing and H. Akagi. "DC Micro-grid Based Distribution Power Generation System", in *PROC. IEEE IPEMC*, Vol.3, pp.1740-1745, Aug 2004

[3] TMS320x2802x, 2803x Piccolo Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module Reference Guide



A Design of Bidirectional DC-DC Converter used for a Switched Reluctance Machine in DC grid

การออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้า

สวิตช์รีลักแตนซ์ในระบบดีซีกริด

นายชานู สุขใส, นายฉัฐ สุภาพ, นายหัสสนัย สาครพิทักษ์กุล, นายอัครพงศ์ เจริชดา
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL)

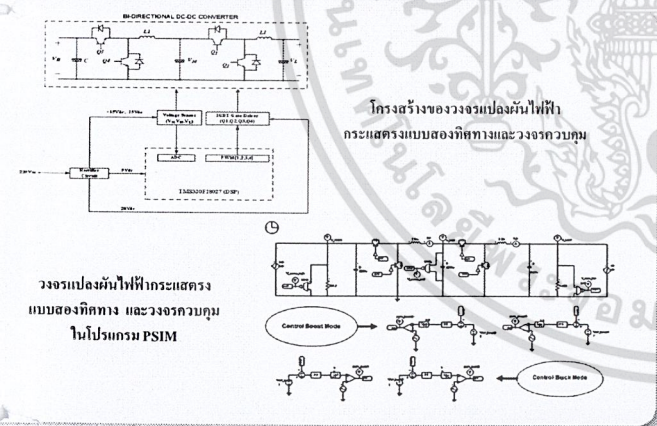
1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional DC-DC Converter)
- เพื่อสร้างวงจรต้นแบบสำหรับการใช้งานจริง
- เพื่อนำเอาวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางมาประยุกต์ใช้กับการควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้า เพื่อใช้ในการถ่ายโอนพลังงานระหว่างระบบดีซีกริดกับระบบเก็บสะสมพลังงานต่อไปในอนาคต

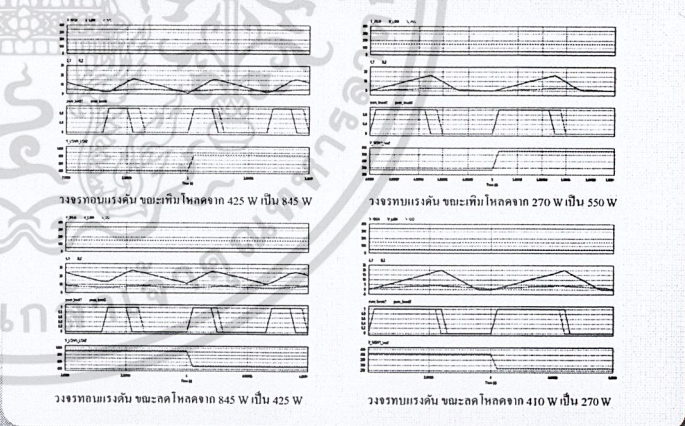
2 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

- ศึกษาระบบกำเนิดไฟฟ้าโดยใช้ Switched Reluctance Generator (SRG)
- ศึกษาคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (Bidirectional Converter) สำหรับเชื่อมต่อระหว่างระบบดีซีกริด (340 Vdc) และ เครื่องจักรกลสวิตช์รีลักแตนซ์ (48 Vdc)
- ออกแบบการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และสร้างคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (Bidirectional Converter)

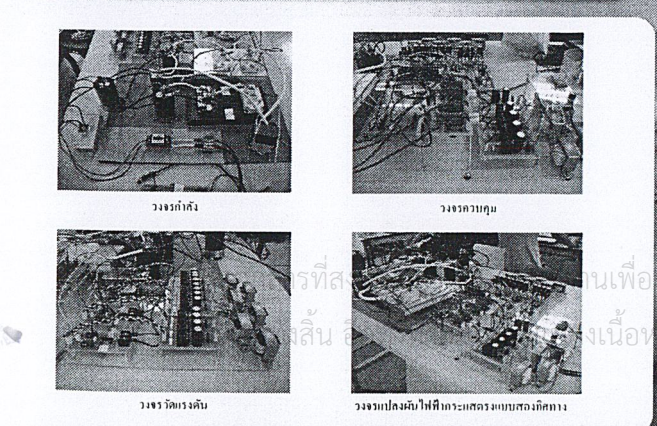
3 แผนผังวงจร



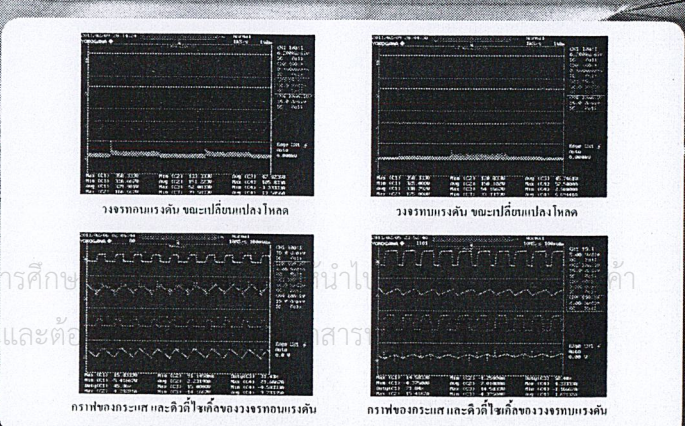
4 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์



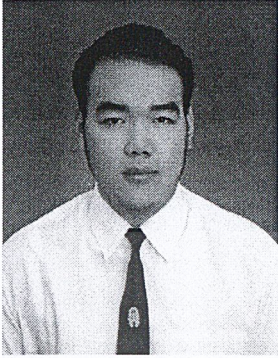
5 ชิ้นงานจริง



6 ผลการทดลอง



ประวัติผู้เขียน



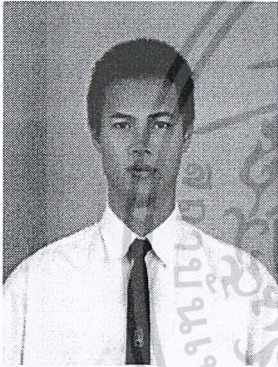
ชื่อ : นายชานู สุขใส

ชื่อเล่น : กิดาร์

วัน เดือน ปีเกิด : 21 มีนาคม พ.ศ. 2532

ที่อยู่ : 250/202 ถ.รังสิต-นครนายก ต.ลำผักกูด อ.ธัญบุรี
จ.ปทุมธานี 12110

E-mail : Chunsaku_sai@hotmail.com



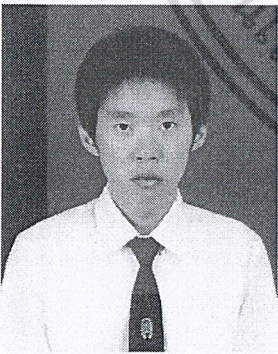
ชื่อ : นายณัฐ สุภาพ

ชื่อเล่น : นัท

วัน เดือน ปีเกิด : 25 มกราคม พ.ศ. 2532

ที่อยู่ : 22/3 ถ.กสิกรทุ่งสร้าง ต.ศิลา อ.เมือง จ.ขอนแก่น 40000

E-mail : Nut.supab@hotmail.com



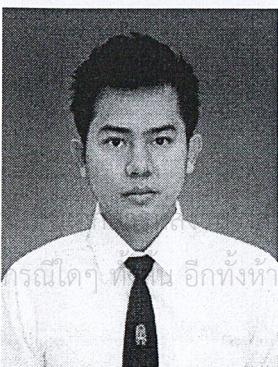
ชื่อ : นายหัสสนัย สาครพิทักษ์กุล

ชื่อเล่น : เอ็ม

วัน เดือน ปีเกิด : 14 ตุลาคม พ.ศ. 2531

ที่อยู่ : 80 หมู่ 2 ต.ประชาธิปไตย อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12130

E-mail : Hassanai_628@hotmail.com



ชื่อ : นายอัครพงศ์ เดชชิตา

ชื่อเล่น : แบงค์

วัน เดือน ปีเกิด : 4 มกราคม พ.ศ. 2532

ที่อยู่ : 99/30 หมู่ 7 ซ.เทศบาล 3 ต.คลองสอง อ.คลองหลวง
จ.ปทุมธานี 12120

E-mail : Akaraphong_DB@hotmail.com

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาพัฒนาการ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้